

目 录

第一章 数字万用表综述.....	(1)
§ 1.1 选择数字万用表的原则	(1)
§ 1.2 数字万用表常用集成电路简介	(5)
§ 1.3 单片 A/D 转换器基准电压与基本量程的对应关系	(8)
§ 1.4 52 种数字万用表的集成电路配置情况	(10)
§ 1.5 数字万用表发展的新趋势	(10)
§ 1.6 数字万用表典型产品的技术指标	(16)
§ 1.7 国内外数字万用表主要生产厂家及典型产品	(19)
§ 1.8 数字万用表常用的校准仪表	(20)
第二章 使用数字万用表的注意事项	(21)
§ 2.1 一般注意事项	(21)
§ 2.2 测量注意事项	(23)
§ 2.3 其他注意事项	(27)
第三章 数字万用表的扩展应用	(29)
§ 3.1 自动关机电路	(29)
§ 3.2 提高基准电压稳定性的方法	(31)
§ 3.3 增加交流/直流电源变换器	(35)
§ 3.4 单电源/双电源转换电路	(38)
§ 3.5 CMOS 不间断电源	(40)
§ 3.6 无工频变压器式的开关电源	(43)
§ 3.7 单片可调式开关电源	(45)
§ 3.8 液晶显示器标志符的驱动电路	(48)
§ 3.9 增加液晶条图显示功能	(51)
§ 3.10 增加 LED 条图显示功能	(54)
§ 3.11 改善数字万用表频率特性的方法	(57)
§ 3.12 利用单片 A/D 转换器完成运算功能	(59)
§ 3.13 MAX133/134 型 A/D 转换器的特殊应用	(61)
§ 3.14 增加读数保持功能的方法	(63)
§ 3.15 增加峰值保持功能的方法	(64)
§ 3.16 增加自动转换量程功能的方法	(65)
§ 3.17 从 MC14433 上获得并行 BCD 码的方法	(67)
§ 3.18 反译码器在数字万用表中的应用	(68)
§ 3.19 蜂鸣器电路	(69)
§ 3.20 超量程闪烁报警电路	(71)
§ 3.21 增加电池低电压检测电路	(72)

§ 3.22	增加电池测试电路	(73)
§ 3.23	利用数字万用表兼作信号发生器	(74)
§ 3.24	增设方波信号发生器挡	(77)
§ 3.25	占空比可调的矩形波信号发生器	(78)
§ 3.26	附加高频精密函数波形发生器	(79)
§ 3.27	3½位数字电压表的印制板设计	(85)
§ 3.28	数字万用表的印制板设计	(89)
§ 3.29	单片 A/D 转换器功能检查的方法	(91)
§ 3.30	利用频率合成技术获取多种晶振频率的方法	(93)
§ 3.31	利用锁相时钟提高抗电网干扰的能力	(95)
§ 3.32	利用电源噪声滤波器抑制噪声干扰	(97)
§ 3.33	提高电压挡灵敏度的方法	(98)
§ 3.34	扩展电压挡测量范围的简便方法	(100)
§ 3.35	测量高内阻信号源电压的方法	(102)
§ 3.36	平均值响应的交流/直流转换器	(103)
§ 3.37	简易平均值响应的交流/直流转换器	(105)
§ 3.38	测量真有效值电压的方法	(106)
§ 3.39	真有效值数字电压表减小交流误差的方法	(111)
§ 3.40	多量程真有效值数字电压表	(112)
§ 3.41	测量真有效值电平的方法	(114)
§ 3.42	多量程真有效值数字电压/电平表	(117)
§ 3.43	单片真有效值/直流转换器的使用技巧	(118)
§ 3.44	给 ICL7149 增加 AC/DC 转换器的方法	(120)
§ 3.45	测量逻辑电平的方法	(121)
§ 3.46	交流/直流测量功能自动转换电路	(123)
§ 3.47	测量低阻的方法	(124)
§ 3.48	测量在线电阻的方法	(125)
§ 3.49	测量高阻的方法	(126)
§ 3.50	测量电阻比值的方法	(128)
§ 3.51	测量电导的方法	(129)
§ 3.52	用脉宽调制法测量电容	(132)
§ 3.53	用容抗法测量电容	(135)
§ 3.54	借用电容挡测量电感的简便方法	(139)
§ 3.55	测量频率的方法	(141)
§ 3.56	单片 10MHz 数字频率计实验仪	(144)
§ 3.57	测量转速的方法	(147)
§ 3.58	数字式占空比测量仪	(150)
§ 3.59	准确测量占空比的简便方法	(155)
§ 3.60	二极管测量电路	(158)
§ 3.61	晶体管测量电路	(159)
§ 3.62	PN 结测温电路	(161)
§ 3.63	热电偶测温电路	(163)
§ 3.64	自动温度补偿式测温电路	(166)

§ 3.65	由集成温度传感器构成的测温电路	(169)
§ 3.66	3½位数字照度计	(172)
§ 3.67	3½位数字显示报警仪	(175)
§ 3.68	微型4位可预置定时器	(177)
§ 3.69	微型6位通用累加计数器	(180)
§ 3.70	宽频带不失真阻容分压器的设计	(181)
§ 3.71	判定交流电源火线的方法	(184)
§ 3.72	测量静电的方法	(185)
§ 3.73	集成稳压器的散热器设计方法	(186)
§ 3.74	开关电源高频变压器的设计方法	(190)
§ 3.75	数字万用表中的保护电路	(195)
第四章	数字万用表的测量技巧	(199)
§ 4.1	检测二极管以及鉴别硅管与锗管	(199)
§ 4.2	检测整流桥	(200)
§ 4.3	检测变容二极管的方法	(202)
§ 4.4	识别肖特基二极管的方法	(204)
§ 4.5	检测晶体管以及鉴别硅管与锗管	(206)
§ 4.6	利用复测法消除 h_{FE} 挡的测量误差	(208)
§ 4.7	扩展电阻挡的测量范围	(209)
§ 4.8	利用 h_{FE} 挡应急测量电阻的方法	(210)
§ 4.9	检测场效应管的方法	(211)
§ 4.10	检测VMOS管的方法	(214)
§ 4.11	检测单结晶体管的方法	(215)
§ 4.12	检测晶闸管的方法	(218)
§ 4.13	检测双向晶闸管的方法	(220)
§ 4.14	估测电容器容量的方法	(222)
§ 4.15	检查电解电容器的方法	(225)
§ 4.16	检查压电陶瓷片的方法	(225)
§ 4.17	检测发光二极管的方法	(226)
§ 4.18	检测闪烁发光二极管的方法	(229)
§ 4.19	检测LED数码管的方法	(230)
§ 4.20	检查液晶显示器的方法	(231)
§ 4.21	检测光电耦合器的方法	(233)
§ 4.22	检测固态继电器的方法	(234)
§ 4.23	精确测量表头的内阻	(236)
§ 4.24	测量磁饱和稳压器的稳压性能	(236)
§ 4.25	检测开关电源的方法	(239)
附录		(242)
附录一	本书主要符号表	(242)
附录二	常用电量符号及单位换算	(245)
附录三	DT830B、DT890C ₊ 、DT940C、M830B型数字万用表的总电路	(246)
参考文献		(253)

第一章 数字万用表综述

本章重点阐述选择数字万用表的原则,并对数字万用表常用集成电路作一综述。此外,还介绍了各种数字万用表的集成电路配置情况、数字万用表的发展新趋势以及典型产品的技术指标。

§ 1.1 选择数字万用表的原则

数字万用表亦称数字多用表(DMM),其种类繁多,型号各异。每个电子工作者都希望有一块较理想的数字万用表。选择数字万用表的原则很多,有时甚至会因人而异。但对于手持式(袖珍式)数字万用表而言,大致应具备以下特点:显示清晰,准确度高,分辨力强,测量范围宽,测试功能齐全,抗干扰能力强,保护电路比较完善,外形美观、大方,操作简便、灵活,可靠性好,功耗较低,便于携带,价格适中。现分别叙述如下。

1. 显示位数

数字万用表的显示位数通常为 $3\frac{1}{2}$ 位~ $8\frac{1}{2}$ 位。具体讲,有 $3\frac{1}{2}$ 位、 $3\frac{3}{4}$ 位、 $3\frac{3}{4}$ 位、 $4\frac{1}{2}$ 位、 $4\frac{3}{4}$ 位、 $5\frac{1}{2}$ 位、 $6\frac{1}{2}$ 位、 $7\frac{1}{2}$ 位、 $8\frac{1}{2}$ 位共9种。

判定数字仪表的显示位数有两条原则:其一是,能显示从0~9中所有数字的位是整数位;其二是,分数位的数值是以最大显示值中最高位数字为分子,用满量程时最高位数字作分母。例如,某数字万用表的最大显示值为 ± 1999 ,满量程计数值为2000,这表明该仪表有3个整数位,而分数位的分子是1,分母是2,故称之为 $3\frac{1}{2}$ 位,读作“三位半”,其最高位只能显示0或1(0通常不显示)。

$3\frac{3}{4}$ 位(读作“三又三分之二位”)数字万用表的最高位只能显示从0~2的数字,故最大显示值为 ± 2999 。在同样情况下,它要比 $3\frac{1}{2}$ 位DMM的量限高50%,后者仅为 ± 1999 。应当指出,目前也有人把 $3\frac{3}{4}$ 位仪表仍称作 $3\frac{1}{2}$ 位仪表,但必须指明其量限已扩展50%,以免将二者混淆。

$3\frac{3}{4}$ 位(读作“三又四分之三位”)数字万用表的最高位可显示从0~3的数字,因此最大显示值为 ± 3999 ,其量限比 $3\frac{1}{2}$ 位仪表高一倍。使用 $3\frac{3}{4}$ 位数字万用表测量电网电压有许多优越之处。例如,普通 $3\frac{1}{2}$ 位DMM的次高交流电压挡为200V,若要测量220V或380V电网电压,必须选择最高交流电压挡(通常为700V挡,少数表为750V挡),该挡分辨力仅1V。相比之下, $3\frac{3}{4}$ 位DMM的次高ACV挡为400V,最适宜测量工频电网电压,既不欠量程,也不超量程,其测量准确度优于上述700V挡,而分辨力可提高10倍,达到0.1V,这与 $4\frac{1}{2}$ 位DMM的700V挡分辨力相同。

普及型数字万用表一般属于 $3\frac{1}{2}$ 位仪表。 $4\frac{1}{2}$ 位数字万用表分手持式、台式两种。 $5\frac{1}{2}$ 位及 $5\frac{1}{2}$ 位以上的仪表大多属于台式智能数字万用表。

2. 显示特点

数字万用表采用先进的数显技术,显示清晰直观,读数准确。它既保证了读数的客观性,又符合人们的读数习惯,能够缩短读数或记录的时间。这些优点是传统的模拟式(即指针式)万用表(VOM)所不具备的。

常见的手持式数字万用表(HDMM)采用字高为 12.5mm(0.5 英寸)的液晶显示器 LCD。为提高观察清晰度,新型数字万用表已采用字高 18mm(大约折合 $\frac{3}{4}$ 英寸)的大屏幕 LCD,部分产品还选用字高 25mm(1 英寸)的超大屏幕 LCD。90 系列万用示波表则采用以场致发光器件(EL)作背光源的超大屏幕 LCD 点阵。为提高显示亮度,台式数字万用表大多选用 LED 数码管或荧光数码管(VFD)。

新型数字万用表还增加了标志符显示功能,包括单位符号(例如 nV、 μ V、mV、V、kV、nA、 μ A、mA、A、m Ω 、 Ω 、k Ω 、M Ω 、nS、kHz、MHz、pF、nF、 μ F、 μ H、mH、H),测量项目符号(例如 AC、DC、LOD、LOGIC、MEM),特殊符号(如低电压指示符号 LO BAT,读数保持符号 HOLD 或者 H,自动量程符号 AUTO,10 倍乘符号 $\times 10$,蜂鸣器符号等)。有些数字万用表还在液晶显示器的小数点下面设置了量程标志符,例如当小数点下边显示 200 时,表明所对应的量程为 200,依次类推。

为解决数字仪表不便于反映被测电量的连续变化过程及变化趋势的难题,近年来带模拟条图的双显示数字万用表和多重显示数字万用表正相继问世。这类仪表兼有数字万用表与模拟万用表之优点,为用数字万用表完全取代模拟式万用表创造了条件。

3. 准确度

数字万用表的准确度是测量结果中系统误差与随机误差的综合。它表示测量值与真值的一致程度,也反映测量误差的大小。一般讲准确度愈高,测量误差就愈小,反之亦然。

准确度有三种表达方式,分别如下:

$$\text{准确度} = \pm (a\%RDG + b\%FS) \quad (1.1.1)$$

$$\text{准确度} = \pm (a\%RDG + n \text{ 个字}) \quad (1.1.2)$$

$$\text{准确度} = \pm (a\%RDG + b\%FS + n \text{ 个字}) \quad (1.1.3)$$

式(1.1.1)中, RDG 为读数值(即显示值), FS 表示满度值^①,括弧中前一项代表 A/D 转换器和功能转换器(例如分压器、分流器、真有效值转换器)的综合误差,后一项是由于数字化处理而带来的误差。式(1.1.2)中, n 是量化误差反映在末位数字上的变化量。若把 n 个字的误差折合成满量程的百分数,即变成式(1.1.1)。可见上述二式是完全等价的。式(1.1.3)比较特殊,例如英国舒力强公司生产的 LM1940 型 $5\frac{1}{2}$ 位 DVM,其准确度就表示为 $\pm(0.002\%RDG + 0.001FS + 1\mu V)$,式中第三项表示热电势引起的误差为 $\pm 1\mu V$ 。

数字万用表的准确度远优于模拟式万用表。以 DCV 基本量程的准确度指标(不含数字化误差)为例, $3\frac{1}{2}$ 位、 $4\frac{1}{2}$ 位 DMM 分别可达 $\pm 0.5\%$ 、 $\pm 0.03\%$, $8\frac{1}{2}$ 位 DMM 可达 $\pm 0.00006\%$ 。

4. 分辨力

数字万用表在最低电压量程上末位 1 个字所对应的电压值,称作分辨力。它反映出仪表灵敏度的高低。数字仪表的分辨力随显示位数的增加而提高。不同位数 DMM 所能达

^① 也有的仪表用 U_x 表示显示值,而用 U_M (或 V_M 、 RNG)表示满度值。

到的最高分辨力指标如下： $100\mu\text{V}$ ($3\frac{1}{2}$ 位)， $10\mu\text{V}$ ($4\frac{1}{2}$ 位)， $1\mu\text{V}$ ($5\frac{1}{2}$ 位)， 100nV ($6\frac{1}{2}$ 位)， 10nV ($7\frac{1}{2}$ 位)， 1nV ($8\frac{1}{2}$ 位)。

数字万用表的分辨力指标亦可用分辨率来表示。分辨率是指仪表所能显示的最小数字(零除外)与最大数字的百分比。例如， $3\frac{1}{2}$ 位数字万用表可显示的最小数字为1，最大数字为1999，故分辨率等于 $1/1999\approx 0.05\%$ 。同理可计算出， $3\frac{2}{3}$ 位、 $3\frac{3}{4}$ 位、 $4\frac{1}{2}$ 位、 $4\frac{3}{4}$ 位、 $5\frac{1}{2}$ 位、 $6\frac{1}{2}$ 位、 $7\frac{1}{2}$ 位、 $8\frac{1}{2}$ 位 DMM 的分辨率依次为 0.033% 、 0.025% 、 0.005% 、 0.0025% 、 0.0005% 、 0.00005% 、 0.000005% 、 0.0000005% 。

需要指出，分辨力与准确度属于两个不同的概念。前者表征仪表的“灵敏性”，即对微小电压的“识别”能力；后者反映测量的“准确性”，即测量结果与真值的一致程度。二者无必然的联系，因此不能混为一谈，更不得将分辨力(或分辨率)误以为是类似于准确度的一项技术指标。实际上，分辨力仅仅与仪表的显示位数有关，而准确度则取决于仪表内部 A/D 转换器、功能转换器的综合误差以及量化误差。从测量角度看，分辨力是“虚”指标(与测量误差无关)，准确度才是“实”指标(它决定测量误差的大小)。因此，任意增加显示位数来提高仪表分辨力的方案是不可取的。原因就在于这样达到的高分辨力指标将失去意义。换言之，从设计数字万用表的角度看，分辨力应受到准确度的制约。此外，某些高档数字万用表的显示位数是可变的，例如 $7\frac{1}{2}$ 位 DMM 可选 $6\frac{1}{2}$ 位或 $5\frac{1}{2}$ 位方式下工作，其目的是提高测量速率，此时准确度与分辨力指标均已下降。

还应指出，分辨力与分辨率也有所区别。例如， $3\frac{1}{2}$ 位、 $3\frac{2}{3}$ 位、 $3\frac{3}{4}$ 位仪表的分辨力相同，都是 $100\mu\text{V}$ ，但三者的分辨率却不同，分别为 0.05% 、 0.033% 和 0.025% ，这是由定义式所决定的。

5. 仪表类型

数字万用表按照量程转换方式来分类，可划分成 3 种类型：手动量程(MAN RANGE)，自动量程(AUTO RANGE)，自动/手动量程(AUTO/MAN RANGE)。

根据功能、用途及价格的不同，数字万用表大致可分成 9 大类：低档数字万用表(亦称普及型数字万用表)，中档数字万用表，中、高档智能数字万用表，数字/模拟混合式仪表，数字/模拟条图双显示仪表，多重显示仪表，专用数字仪表，由特制集成电路(ASIC)构成的仪表，万用示波表(将数字万用表、数字存储示波器、函数发生器集于一身)。

6. 测量范围

以 $4\frac{1}{2}$ 位手持式多功能数字万用表为例，其测量范围一般为： DCV ($0.01\text{mV}\sim 1000\text{V}$)， ACV ($0.01\text{mV}\sim 700\text{V}$ 或 750V)， DCA ($0.1\mu\text{A}\sim 20\text{A}$)， ACA ($1\mu\text{A}\sim 20\text{A}$)， Ω ($0.01\Omega\sim 20\text{M}\Omega$ ，少数仪表可达 $200\text{M}\Omega$)，电导 ($0.1\text{nS}\sim 100\text{nS}$)，电容 C ($0.1\text{pF}\sim 20\mu\text{F}$)，频率 f ($10\text{Hz}\sim 20\text{kHz}$ ，部分仪表可达 200kHz)， h_{FE} ($0\sim 1000$)，可满足常规电子测量之需要。智能数字万用表的测量范围更宽，进一步扩展了量程。

7. 测试功能

数字万用表不仅可以测量直流电压(DCV)、交流电压(ACV)、直流电流(DCA)、交流电流(ACA)、电阻(Ω)、二极管正向压降(V_F)、晶体管共发射极电流放大系数(h_{FE})，还能测电容量(C)、电导(nS)、温度(T)、频率(f)，并增加了用以检查线路通断的蜂鸣器挡(BZ)、低功率法测电阻挡($LO\Omega$)。有的仪表还具有电感挡、信号挡、AC/DC 自动转换功能，电容挡自动转换量程功能。

新型数字万用表大多增加了下述新颖实用的测试功能:读数保持(*HOLD*)、逻辑测试(*LOGIC*)、真有效值测量(*TRMS*)、相对值测量(*REL* Δ)、自动关机(*AUTO OFF POWER*)等。VC90 系列以及 TSG960A 型数字万用表还具有语音报数功能。

最新开发的 $3\frac{3}{4}$ 位~ $4\frac{3}{4}$ 位智能数字万用表,将高性能与低成本集于一身,大都具有下述功能:液晶条图显示(*LCD Bargraph*)、多重显示、最小值/最大值存储方式(*Min/Max Mode*)、峰值保持(*PK HOLD*)、数据存储(*MER*)、读存储数据(*MEM RCL*)、复位(*RST*)、数据输出(*COMM*)、预置(*SET*)、设定测量范围的上、下限(*UP \wedge , DOWN \vee*)、自动校准(*AUTO CAL*)、功率电平测量(*dB_m*)、电源电压设定(*S*)、快速测量(*FAST*)等。

8. 测量速率

数字万用表每秒钟对被测电量的测量次数叫测量速率,其单位是“次/s”。它主要取决于 *A/D* 转换器的转换速率。有的手持式数字万用表用测量周期来表示测量的快慢。完成一次测量过程所需要的时间叫测量周期。显见,测量速率愈高,测量周期就愈短,二者呈倒数关系。 $3\frac{1}{2}$ 位、 $4\frac{1}{2}$ 位数字万用表的测量速率一般为 2~5 次/s,多数仪表为 2~3 次/s。 $4\frac{3}{4}$ 位 DMM 可达 20 次/s。 $5\frac{1}{2}$ 位~ $7\frac{1}{2}$ 位数字万用表一般为几十次/s 以上,有的能达到几百甚至上千次/s。HP3458A 型 $8\frac{1}{2}$ 位 DMM 工作在 $4\frac{1}{2}$ 位方式下的最高测量速率可达 10 万次/s,在 $8\frac{1}{2}$ 位、 $5\frac{1}{2}$ 位方式下分别为 6 次/s、5 万次/s。

测量速率与准确度指标存在着矛盾,通常是准确度愈高,测量速率愈低,二者难以兼顾。解决这一矛盾有两种办法:一种是增设快速测量挡,该挡专用于测量速率较快的 *A/D* 转换器;另一种办法是通过降低显示位数来大幅度提高测量速率,此法目前应用的比较普遍,可满足不同用户对测量速率的需要。

9. 输入阻抗

测量电压时仪表应具有很高的输入阻抗,这样在测量过程中从被测电路中吸取的电流极小,不会影响被测电路或信号源的工作状态,能够减小测量误差。 $3\frac{1}{2}$ 位手持式数字万用表的 *DCV* 挡输入电阻一般为 $10\text{M}\Omega$, $5\frac{1}{2}$ 位~ $8\frac{1}{2}$ 位智能数字万用表可大于 $10000\text{M}\Omega$ 。*ACV* 挡受输入电容的影响,其输入阻抗一般低于 *DCV* 挡,且只适于测量中、低频电压,测高频电压需借助于高频探头(仪表附件)。

10. 集成化

手持式数字万用表采用单片 *A/D* 转换器,外围电路比较简单,只需少量辅助芯片和元器件。近年来单片 DMM 专用芯片不断问世,使用一片 IC 即可构成功能比较完善的自动量程数字万用表,为简化设计和降低成本创造了有利条件。

11. 低功耗

新型数字万用表普遍采用 CMOS 大规模集成电路的 *A/D* 转换器,整机功耗很低。 $3\frac{1}{2}$ 位、 $4\frac{1}{2}$ 位手持式 DMM 的整机功耗仅几十毫瓦,可用 9V 叠层电池供电。 $5\frac{1}{2}$ 位~ $8\frac{1}{2}$ 位 DMM 的总功耗一般也只有十至几十瓦。

12. 抗干扰能力

$5\frac{1}{2}$ 位以下的数字万用表普遍采用积分式 *A/D* 转换原理,只要选择正向积分时间恰好等于串模干扰信号周期的整倍数,就能有效地抑制串模干扰。这是因为串模干扰信号在正向积分阶段被平均掉的缘故。中、低挡数字万用表的共模抑制比(CMRR)可达 86~

120dB。

13. 保护电路

数字万用表应具有比较完善的保护电路,过载能力强。使用中只要不超过规定的极限指标,即使出现误操作(例如用电阻挡去测 220V 交流电压),一般也不会损坏仪表内部的大规模集成电路。当然应力求避免误操作,以免因外围元件(如熔丝管、量程开关)损坏而影响正常使用。况且,任何保护电路也不可能做到万无一失。极言之,倘若保护电路发生故障,仪表就失去了保护屏障。

有关数字万用表中的各种保护电路,详见 § 3.75。

以上介绍的只是选择数字万用表的主要原则,还未考虑价格因素以及其他人为因素。诚然,要求一块数字万用表做到尽善尽美也是不现实的,应当根据实际情况来选择数字万用表,量力购物,并使物尽其用。例如,业余无线电爱好者、家电维修人员,可选择普及型或多功能型手持式 $3\frac{1}{2}$ 位数字万用表。用于野外测量或现场测量时,可选 $3\frac{3}{4}$ 位笔式数字万用表。专业电子技术人员及电子实验室测量工作者,可选 $4\frac{1}{2}$ 位数字万用表。从事精密测量或计量工作的人员,宜采用 $4\frac{1}{2}$ 位以上的中、高档台式数字万用表。

§ 1.2 数字万用表常用集成电路简介

国内外生产的数字万用表所用集成电路的种类较多,大致可分成 10 类:①单片 A/D 转换器;②单片数字万用表专用集成电路;③多重显示数字万用表专用集成电路;④单片真有效值/直流转换器;⑤运算放大器和电压比较器;⑥基准电压源;⑦CMOS 数字电路;⑧时基电路(即定时器);⑨微处理器或单片机;⑩集成稳压器等。其中,第①~③类集成电路最为重要,是数字万用表的核心器件。

下面对数字万用表常用集成电路作一简介。

1. 单片 A/D 转换器

所谓“单片 A/D 转换器”,是采用 CMOS 工艺将数字电压表的基本电路(包括模拟电路与数字电路)集成在同一芯片上,配以 LCD 或 LED 数显器件后能显示 A/D 转换结果的集成电路。单片 A/D 转换器均属于大规模集成电路(LSI),集成度很高而价格较低。它们能以最简方式构成数字电压表(DVM)、数字面板表(DPM);若对其外围电路进行扩展,增加各种功能转换器,就能构成一块数字万用表。这类仪表仅对 A/D 转换器实现了单片集成化,但就整个数字万用表而言,尚需使用一些集成电路,因此整机电路仍较复杂。

按照显示位数来划分,目前国内外生产的单片 A/D 转换器主要有 6 种: $2\frac{1}{2}$ 位、 $3\frac{1}{2}$ 位、 $3\frac{3}{4}$ 位、 $4\frac{1}{2}$ 位、 $4\frac{3}{4}$ 位、 $5\frac{1}{2}$ 位。若按智能化程度来区分,又可分为纯硬件式单片 A/D 转换器、本身带微处理器的单片 A/D 转换器两种。后者是国际 90 年代的新产品。目前国内外生产的 $2\frac{1}{2}$ 位~ $5\frac{1}{2}$ 位单片 A/D 转换器典型产品详见表 1.2.1。表中的 TSC 系列为美国泰利达(Teledyne)公司产品,ICL 和 HI 系列是美国哈里斯(Harris)公司产品,MC 为美国摩托罗拉(Motorola)公司产品,ADD 为美国国家半导体公司(NSC)产品,AD 是美国模拟器件公司(AD)产品。CC 为国标系列 CMOS 电路,CH 是上海无线电十四厂产品,5G 为上海元件五厂产品,DG 是北京八七八厂产品。

表 1.2.1 单片 A/D 转换器典型产品

产品型号	显示位数	最大显示值	适配显示器	转换速率 /次/s	工作电源	封装形式 ^①	国内型号
TSC806	2½位	±199	LCD		+9V		
TSC807	2½位	±199	LED		±5V		
ICL7106	3½位	±1999	LCD	0.1~15	+9V, 1.8mA	DIP-40	CC7106 CH7106
ICL7107	3½位	±1999	LED	0.1~15	±5V, 1.8mA	DIP-40	CC7107 CH7107
ICL7116	3½位	±1999	LCD	0.1~15	+9V, 1.8mA	DIP-40	CH7116
ICL7117	3½位	±1999	LED	0.1~15	±5V, 1.8mA	DIP-40	CH7117
ICL7126	3½位	±1999	LCD	0.1~4	+9V, 100μA	DIP-40	DG7126 CH7126
ICL7136	3½位	±1999	LCD	0.1~4	+9V, 100μA	DIP-40	
ICL7137	3½位	±1999	LED	0.1~4	±5V, 200μA	DIP-40	
MC14433	3½位	±1999	LED	3~10	±5V, ≤2mA	DIP-24	5G14433 CH14433
ADD3501	3½位	±1999	LED	1.5~10	+5V, 10mA	DIP-28	
ADD3701	3¾位	±3999	LED	1~5	+5V, 10mA	DIP-28	
ICL7135	4½位	±19999	LED	0.1~7.5	±5V, 3mA	DIP-28	CH7135
ICL7129	4½位	±19999	LCD	2	+9V, 1.4mA	DIP-40	
TSC829	4½位	±19999	LCD		+9V	PLCC-60	
AD7555	5½位	±199999	LED	>0.57 (5½位)	±5V, 5mA	DIP-28	
	4½位	±19999		>1.6 (4½位)			
HI7159 HI7159A	5½位	±199999	LCD 或 LED	15 (5½位)	±5V, ≤10mA	DIP-28	
	4½位	±19999		60 (4½位)			

①DIP、PLCC 分别表示双列直插式,扁平封装式,后面数字为管脚数。

2. 单片数字万用表专用集成电路

把一块功能比较完善、自动量程数字万用表的基本电路集成在一个芯片上,便构成了单片数字万用表专用 IC。典型产品列入表 1.2.2 中。以 NJU9207 为例,它是日本无线电公司(JRC)产品,共设有 27 个基本量程,自动/手动量程,能测 DCV、ACV、DCA、ACA、Ω、二极管、检查线路通断,具有读数保持、超量程指示、低电压指示等功能。MAX133、134 为美国最大集成电路(亦称马克希姆)公司(MAXIM)产品,AP25 是美国福鲁克(Fluke)公司产品,它们均需配微处理器(μP)。此外,日本无线电公司继生产 NJU9207 之后,最近又研制出 NJU9208 型单片 3½位 DMM 集成电路。

表 1.2.2 单片 DMM 专用集成电路

产品型号	显示位数	最大显示值	适配显示器	转换速率 /次/s	工作电源	封装形式	量程数
NJU9207	3½位	±1999	LCD	2	+3V, 1mA	PLCC-80	27
ICL7139、 ICL7149	3¾位	±3999	LCD	采样时间 约 0.2s	+9V, 1.5mA	DIP-40	18
TSC815	3½位	±1999 或±2999	LCD	2.5	+9V, 0.8mA	PLCC-60	22
TSC820	3¾位	±3999	LCD	2.5	+9V, 1mA	DIP-40	7
TSC824	3¾位	±3999	LCD	2.5	±1.5V		
AP25	3½位	±3200	由 μP 决定		+9V, <380μA		
MAX133、 MAX134	4¾位 3¾位	±39999 ±3999	LCD	20	+9V 或 ± 5V, 100μA	DIP-40	20 ^①

①需配微处理器、显示驱动器和 AC/DC 转换器。

3. 多重显示数字万用表专用集成电路

详见表 1.2.3。表中的 TSC818A 和 TSC818D 为配套产品，分别用于驱动 3½位数字、41 段液晶条图显示器，构成一块双显示万用表。

表 1.2.3 多重显示 DMM 专用集成电路

产品型号	主要特点	转换速率 /次/s	工作电源	封装形式	生产厂家
ICL7182	高分辨率液晶条图 A/D 转换器，动态驱动 101 段液晶条图显示器，分辨率为 1%	25(最高 为 40)	5V, 350μA	DIP-40	哈里斯公司 (Harris)
TSC818A TSC818D	二者配套使用，可构成 3½位/41 段液晶条图双显示万用表，有 22 个基本量程，1 个附加量程	2	9V, 0.8mA	PLCC-60 DIP-40	泰利达公司 (Teledyne)
NJU9210C	单片 3¾位数字/42 段液晶条图双显示万用表				日本无线电 公司(JRC)
TSC827	高分辨率液晶条图 A/D 转换器，动态驱动 101 段液晶条图显示器，可编程，可配微机	7.5	±5V 或 +9V, 1.4mA	PLCC-68 (PLCC-60)	泰利达公司
TSC828	3½位 LCD 显示驱动器，可动态驱动三重 3½位 LCD 数字显示器，配上 TSC827 后为四重显示	—	+5V, 500μA	PLCC-68	泰利达公司

4. 单片真有效值/直流转换器

典型产品有美国模拟器件公司(AD)生产的 AD536A、AD636、AD637、AD736、AD737，详见 § 3.38。

5. 运算放大器和电压比较器

主要包括以下 10 类产品(括弧内为国产型号)：

①低功耗结型场效应管(JFET)输入单运放:TL061;TL081(F073);LF411(CF411);LF412(CF412)。

②高输入阻抗单运放:CA3130(CF3130、F3130);CA3140(CF3140、F3140、DG3140)。这种运放的输入电阻很高,达 $1.5 \times 10^{12} \Omega$,适合作为平均值响应的交流/直流转换器中的线性放大器。

③斩波自稳零式精密运放:ICL7650(5G7650、CH7650)。适用于数字万用表中的精密运算放大器。

④低失调JFET输入双运放:TL062, μ PC4010。适合构成AC/DC转换器,兼作蜂鸣器电路中的电压比较器。还可作测频电路中的放大器。

⑤低功耗双运放:LM358、CA358(CF358、FX158、DG158)。它们与TL062配套使用,可组成容抗法测量电容的电路。

⑥低功耗四运放:LM324,CA324,SG324(CF324,FX324,DG324)。

⑦四电压比较器:LM339(FX339);MC14574(5G14574)。

6. 时基电路

ICM7555,NE555(CC7555,FX555),适于构成A/D转换器的外部时钟电路。ICM7556,NE556(CC7556,FX556),可用于脉宽调制法测量电容的电路。

7. 基准电压源

ICL8069C,MC1403(5G1403,CH1403);LM399(CJ399,SW399)。

8. CMOS 数字电路

这类芯片很多,常用的有六反相器CD4069(CC4069)。四2输入与非门CD4011、LC4011,MC14011(CC4011)。四异或门CD4070,MC14070(CC4070);CD4030,TC4030(CC4030)。四异或非门CD4077,HD14077(CC4077)。六反相施密特触发器CD40106(CC40106)、74HC14(CC74HC14)。BCD-7段锁存/译码/驱动器CD4511,MC14511(CC4511);CD4513,MC14513(CC4513)。7达林顿驱动器MC1413,ULN2003A(5G1413)。

9. 微处理器或单片机

典型产品有Z80、8031、80C31、MC68HC05C4。

10. 电源集成电路

①三端集成稳压器:LM7805、 μ A7805(CW7805);LM7812、 μ A7812、MC7812(CW7812);LM7905、 μ A7905、MC7905(CW7905)。

②高效直流电源变换器:ICL7660、TSC7660(5G7660,CW7660)。

③单片开关集成稳压器:例如,L4960,L4962,L296,L4964。

§ 1.3 单片A/D转换器基准电压与基本量程的对应关系

在设计或者调试数字万用表时,必须掌握各种单片A/D转换器(包括单片数字万用表专用集成电路和多重显示仪表专用集成电路)的基准电压与基本量程的对应关系。为此,表1.3.1列出24种常见单片A/D转换器的基准电压与基本量程对应关系。

表 1.3.1 基准电压与基本量程的对应关系

A/D 转换器型号	内 基 准 电 压 源 E_0				基准电压 V_{REF}	基 本 量 程
	最小值 /V	典型值 /V	最大值 /V	电压温度系数 $\sigma_T/1 \times 10^{-6}/^\circ\text{C}$		
ICL7106	2.4	2.8	3.2	80	100.0mV	200mV
					1.000V	2V
ICL7107	2.4	2.8	3.2	80	100.0mV	200mV
					1.000V	2V
ICL7116	2.4	2.8	3.2	80	100.0mV	200mV
					1.000V	2V
ICL7117	2.4	2.8	3.2	80	100.0mV	200mV
					1.000V	2V
ICL7126	2.4	2.8	3.2	80	100.0mV	200mV
					1.000V	2V
ICL7136	2.4	2.8	3.2	150	100.0mV	200mV
					1.000V	2V
ICL7137	2.4	2.8	3.2	150	100.0mV	200mV
					1.000V	2V
MC14433	外 基 准				200.0mV	200mV
					2.000V	2V
ADD3501	外 基 准				200.0mV	200mV
					2.000V	2V
ADD3701	外 基 准				200.0mV	400mV
					2.000V	4V
ICL7135	外 基 准				1.0000V	1V
ICL7129	2.8	3.2	3.5		1.0000V	200mV
						1V
AD7555	外 基 准				4.0960V	2V
HI7159、 HI7159A	外 基 准				1.00000V	2V
TSC815	2.5	2.6	3.3	50	163.85mV	23 个量程
ICL7139	2.8	3.0	3.2	-100	1.000V	18 个量程
ICL7149	2.8	3.0	3.2	-100	1.000V	18 个量程
TSC820	3.15	3.3	3.45	35	200.0mV	7 个量程
MAX133、 MAX134	2.8	3.0	3.3	80	655.0mV	20 个量程
TSC818A	2.8	3.0	3.3	50	163.85mV	23 个量程
ICL7182	2.52	2.56	2.59	50	1.000V	1V
TSC827	3.1	3.3	3.5	50	1.000V	1V

§ 1.4 52种数字万用表的集成电路配置情况

52种常见数字万用表中的集成电路配置情况,详见表1.4.1。表中所列集成电路序号,与该数字万用表的总电路和印制板中的序号相符。在52种仪表中,DT-1、DT-2、DT810、DT830、DT830A、DT840、DT830B(含两种机型)、DT830C、DT830D、DT840D、DT890、DT890A、DT890B、DT890C、DT890C₊、DT890D、DT940C、TSG960A、M3800、M3900、PF24A、DM6018、DM6018F、DM6022A型均属于3½位数字万用表。DT860、DT860B、DT860D、3211B、DT910、DT970、DT970改进型均为单片3½位或3¾位数字万用表。DT930F(含两种机型)、DT930F₊、DT930FG、DT980、DT980改进型、DT1000、DM8045、DM8045A、DM6017型均属于4½位数字万用表。DT950、DT960、DT960T型为双显示DMM。3210、DM6015、DM6015A、DM6266₊均系3½位数字钳形表。DM6013A是3½位数字电容表。DM6801A、DM6902均为3½位数字温度表。

§ 1.5 数字万用表发展的新趋势

90年代以来,数字万用表正处于蓬勃发展的新时期;突出表现在新技术不断涌现,新工艺被广泛采用,新产品层出不穷。下面从10个方面来介绍数字万用表发展的新趋势。

1. 广泛采用新技术,不断开发新产品

电子技术的进步,往往预示着数字万用表研制水平的新突破。近年来,各项新技术愈来愈被普遍采用,并且迅速转化为生产力。例如美国福鲁克公司的“余数再循环”专利技术、“自动脱离接触测量保持功能”专利技术,吉时利公司的在线直流电流测量的专利技术,哈里斯公司的低噪声Bi-MOS工艺制造专利技术,模拟器件公司的四斜率A/D转换专利技术,“闭壳(closed-case)”校准技术、“依次加法积分”专利技术,迪特朗公司的自动校准(AUTO-CAL)技术、固态真有效值转换技术、真欧姆测量技术(在用4线制测量电阻的同时检测并扣除电阻上的各种电动势)等,都为提高数字万用表的技术性能创造了条件。

智能数字万用表已开始采用“等精度”测量频率的方法。在测量极低频率(例如0.034Hz)时,首先测出输入信号的周期 T ,然后通过CPU作倒数运算,求出被测频率 f ,便可得到与测高频时相同的精确度。

2. 广泛采用新工艺

新一代的数字万用表正朝着标准模块化的方向发展。电子模块亦称电子功能组件,简称模块。它是采用微电子技术和微型电子元器件、接插件组装成一体,能完成某一特定功能的商品化部件。在国产数字万用表中,DT960T、TSG960A型均采用了模块。预计在不久的将来,数字万用表的单元电路将被标准化、通用化、系列化的模块所代替。

在90年代,表面安装技术(SMT)得到了普遍推广,这也是电子工艺的一项重要突破。所谓表面安装,是将微型化的表面安装集成电路(SMIC)和表面安装元件(SMD),用粘贴工艺直接安装在印制板上,再用波峰焊机焊接,以此取代传统的打孔焊接工艺,使印制板安装密度大为增加,可靠性明显提高。目前,SMT技术正在仪器仪表、计算机和高档

(续)

仪表型号	IC ₁	IC ₂	IC ₃	IC ₄	IC ₅	IC ₆	IC ₇	IC ₈	IC ₉	IC ₁₀	IC ₁₁	IC ₁₂	IC ₁₃
DT890D	TSC7106	TL062	TL062	LM358	CD4011								
DT910	ICL7139	CD4027	CD4011										
DT940C	TSC7106	LM358	TL062	CD4070	CD4011	TL062							
DT950	TSC818A	TSC818D											
DT960	TSC818A	TSC818D	开关模块	测频模块									
DT960T	TSC818A	TSC818D	AD736	开关模块	测频模块								
TSG960A	TSC7106	LM358	TL062	CD4070	CD4011	TL062	语音模块						
DT970	TSC820	TL062	TL062	TL062	CD4093	TL062							
DT970 改进型	TSC820	TL062	TL062	TL062	74HC14								
M3800	ICL7106	TL062	CD4070	CD4011									
M3900	ICL7106	TL062	CD4070	CD4011									
DM6018	ICL7106	LM358	CD4070	CD4081									
DM6018F	ICL7106	LM358	CD4070	CD4081									
DM6022A	ICL7106	TL062	CD4070										
PF24A	ICL7106	TL062	CD4070										
DT930F(之一)	ICL7129	ICM7556	TL062	ICM7555	CD4011	TL062	ICL8069						
DT930F(之二)	ICL7129	TL062	TL062	CD4011	ICM7556	ICL8069	LM358						
DT930F+	ICL7129	LM358	TL062	CD4011	ICM7555	LM358	TL062	ICL8069C					
DT930FG	ICL7129	LM358	TL062	CD4011	ICM7555	LM358	TL062	ICL8069C					
DT980	ICL7129	TL062	TL062	—	ICM7555	TL062	LM358	CD4011	AD737	ICL8069C			
DT980 改进型	ICL7129	TL062	TL062	TL062	ICM7555	TL062	LM358	CD4011	AD737	ICL8069C	CD4011		

(续)

仪表型号	IC ₁	IC ₂	IC ₃	IC ₄	IC ₅	IC ₆	IC ₇	IC ₈	IC ₉	IC ₁₀	IC ₁₁	IC ₁₂	IC ₁₃
DT1000	ICL7129	TL062	TL062	CD4011	ICM7555	TL062	LM358	ICL8069					
DM8045	ICL7135	74LS247	NE555	LM399H	ICL7650	LF411	LM358	LF412	7805	7805	7812	7912	
DM8045A	ICL7135	74LS247	NE555	LM399H	ICL7650	LF411	LM358	LF412	AD637	7805	7805	7812	7912
DM6017	ICL7129	TL062	CD4011	TL061	ICL8069								
3210	NJU9207												
DM6015	TL061	TL061	TSC7106										
DM6015A	TL061	TL061	TSC7106										
DM6255+	TSC7106	CD4070	TL062	CD4011									
DM6013A	ICL7106	CD4070	TL062	TL062	CD4069	CD4518	CD4518	CD4017	CD4066				
DM6801A	ICL7106	LM358	CD4053	CD4070									
DM6902	ICL7106												

①DT830B、DT930F型数字万用表各有两种机型,由不同的厂家生产,所采用的电路亦不同。

②表中画横线处表示总电路及印制板中无此集成电路序号。

③有的生产厂家定为M830B型。

家电产品中迅速推广和应用。

3. 单片大规模和超大规模集成电路的应用

(1) 带微处理器的单片 $5\frac{1}{2}$ 位 A/D 转换器

目前,单片 A/D 转换器已发展到 $5\frac{1}{2}$ 位、智能化的水平。典型产品有美国哈里斯公司在 90 年代相继推出的 HI7159 和 HI7159A 型,二者均属于带微处理器的单片 $5\frac{1}{2}$ 位 A/D 转换器,是具有国际先进水平的智能化 IC。它们能以最简方式构成高准确度($\pm 0.005\%$)和高分辨力($10\mu\text{V}$)的 $5\frac{1}{2}$ 位智能数字电压表或智能数字万用表。

(2) 专配微处理器的 $4\frac{3}{4}$ 位 DMM 集成电路

MAX133、MAX134 是美国最大集成电路公司最新研制的专配微处理器的 DMM 芯片。它们配上 4 位、8 位或 16 位微处理器,即可构成具有高性价比的 $4\frac{3}{4}$ 位或 $3\frac{3}{4}$ 位智能数字万用表、巡检仪或测试系统。

(3) ASIC 产品的应用

ASIC 是用户特制集成电路的英文缩写,它是芯片厂家接受用户委托,采用高新技术为用户研制的专用 IC。目前,美国惠普公司、福鲁克公司等均有一批全定制或半定制的 ASIC 产品,作为开发自己数字仪表的技术依托。美国泰克(TEK)公司 1995 年开发的万用示波表,除数字万用表之外,还采用了“单片示波器”,后者包含输入电路、双通道示波器专用集成电路(ASIC)。

4. 计算机模块化仪器与虚拟仪器

计算机模块化的电子仪器就是最近几年流行的 VXI 总线产品,例如数字电压表、数字万用表、信号发生器、500MHz 示波器、功率计、控制器等。其特点是仪器完全符合 VXI 总线标准设计,按照计算机主机中的模块插件设计思想,将电子仪器制成模块插件式安装结构,可装在标准尺寸机架中,全部实现计算机编程操作。典型产品有惠普公司的 E1410A 型 $6\frac{1}{2}$ 位数字万用表,迪特朗公司的 1362 型 $6\frac{1}{2}$ 位 DMM。用户可将这些数字万用表直接插入 VXI 主机机箱,按国际标准进行编程,构成自动测试系统。与台式仪器相比,具有自动化程度高、可靠性好、抗干扰能力强等优点。

虚拟仪器是一种全新的仪器设计观念,它是由仪器硬件、计算机与计算机软件构成的,能完成电子仪器的各种测试功能。在虚拟仪器中,既包含计算机资源(微处理器、存储器和显示器等),又包括仪器硬件(A/D 转换器、输入电路等)。虚拟仪器使用非常灵活,用户只需增加部分硬件或软件,即可构成新的虚拟仪器。这种仪器的硬件采用标准化的 VXI 板。应用软件中包含“仪器驱动器”,这是控制专门仪器(如数字万用表)的软件模块,以便用户创建新的虚拟仪器。

5. 安全性

数字万用表在设计与使用中的安全性,对于生产厂家和广大用户都是至关重要的。一方面,厂家必须为产品设计安全保护电路,并使之符合国际标准(例如美国 UL 认证,欧洲 GS 认证,ISO9001 国际认证);另一方面,用户必须安全操作,时刻注意仪表上的各种安全警告指示。对于特殊应用,务必保证在仪表额定范围之内。仪表的保护电路在于最大限度地降低或防止因误操作而造成的危害。常见的误操作是用电流挡或电阻挡去测量电压。此外,测试中的间接放电冲击、电机切换、负载变化,均会在仪表输入端产生瞬态过载电压。将高电压、大电流输入到未作适当保护的 DMM 中,会产生电弧、火花,容易使 DMM 损坏

或人身受到伤害。

目前国内外 DMM 厂家对安全性愈来愈重视。例如,福鲁克公司认为,能够提供高于 4800VA 的工业电力电路为高能电路,为此在工业级的 DMM 中采用一只 10000A/600V 的熔丝管,以便用于高能电路的测量。300mA 量程采用“250V 熔丝管-可熔断电阻-分流器”的组合电路以提高保护能力。为抑制电气线路中的瞬态高压信号的输入,将一只金属膜变容二极管与可熔断电阻串联使用,以便在严重过载或瞬态脉冲信号情况下限制输入电流和提供额外的保护。有关数字万用表中常用的保护电路,参见 § 3.75。

与此同时,数字万用表在外观设计上亦不断改进。例如,表壳绝缘性能显著提高(要求手持式 DMM 能承受 4.5kV 的试验电压);具有“三防”(防摔、防尘、防水)功能;增加保护托罩,选用隐埋式插座或带安全保护罩的测试线,使输入端的金属部分不裸露在外。按照国际安全标准设计的新式手持式 DMM,取消了电池盖,欲更换电池和熔丝管,必须打开密封的表壳。

6. 双显示及多重显示仪表

(1) 双显示仪表

数字/模拟条图双显示仪表已成为 90 年代国际流行款式,其特点是将数字显示与模拟条图显示融为一体,兼有数字仪表与模拟仪表的优点。这里讲的模拟条图有两层含义:第一,被测量为连续变化的模拟量;第二,用条图形式来模拟被测量的变化情况。

条图(bargraph)亦称条状图形,国外也有称作模拟条棒或模拟条状显示的。模拟条图大致分成三类:①液晶(LCD)条图,呈断续的条状,这种显示器的功耗极低,驱动电压也低,适于电池供电的仪表;②等离子体(PDP)光柱,呈线状,所需驱动电压较高;③LED 光柱,呈点状,其驱动电压较低,但功耗较高。国产 DT960T、BY1935 型 DMM,台湾省富贵公司生产的 EDM81B、EDM83B 型 DMM,福鲁克公司的 87 型 DMM,均采用数字/液晶条图显示器,其中 87 型还带绿色的背光源,以便于夜间观察。

(2) 多重显示仪表

它是在双显示仪表基础上发展起来的,能同时显示被测量的多种数据(例如:测量值,最大值,最小值和平均值,或者在测量交流电压的同时显示出频率值)。有的仪表还带模拟条图显示。典型产品有国内最新开发的 VC94、VC96、VC97、VC98 型手持式智能数字万用表。以 VC97 型为例,该仪表具有一个主显示器(显示测量值),3 个辅助显示器(分别显示最大值、最小值和开机时间),还带快速反应的 42 段液晶条图,有 RS-232 接口,能设定上、下限。

7. 真有效值数字仪表

目前,真有效值数字电压表、数字电平表(DDM)、数字万用表正在国内外迅速推广应用。其优点是能迅速、准确的测量各种电压波形的有效值。配上传感器后还可测量拉力、压力、振动、冲击、形变、噪声的有效值。有关真有效值数字仪表的电路原理及典型应用,详见 § 3.38~ § 3.43。

8. 增加测试功能

近年来问世的手持式数字万用表(不含智能 DMM),主要增加了下述测试功能:方波信号挡、自动关机功能、电池测试挡、温度挡、电导挡、频率挡、电容挡、电感挡、读数保持或峰值保持功能、逻辑电平测试功能、相对值或真有效值测试功能、模拟条图显示功能、扩展

量程。有的还具有自动脱离接触保持功能,只要表笔从被测线路上移开,仪表就自动保持刚才测得的读数,实现了“测量→保持→再测量”状态的自动转换。测高压时,操作人员可专心致志,待脱离高压后再去读数或记录,达到安全、简便、高效之目的。

9. 操作简单化

手持式数字万用表的操作也日趋简单。单手操作、单按钮手动改变量程式 DMM 是优选方案之一。对于自动量程 DMM,操作键也日趋减少。为便于单手拇指操作,福鲁克公司使用一只具有定时功能的按钮,起到“秒功能”逻辑开关的作用。其特征是按下此钮将产生一个瞬时的动作(通常是手动换挡),然后是 1s 延时动作(通常返回自动换挡),接着是 2s 的延时动作(通常切换到另一功能)。根据按下键时间的长短,可选择不同的功能。与此同时,仪表还产生视听提示信号:由 LCD 显示相应的标志符;蜂鸣器则发出不同的音响,用嘟嘟声表示瞬间动作,用一声短音表示 1s 延时动作,再用两声短音表示 2s 延时动作。

无按键的智能仪器已于近年来问世。典型产品有比利时的 DSA-720 型智能动态信号分析仪、美国惠普公司的 16510B 型逻辑分析系统。它们的共同特点是没有一个按键,仅用一支光笔去触摸显示屏上的软件菜单,即可实现各种复杂的操作和测试工作。对这类仪器而言,计算机键盘已不再是必要的了。

10. 单片机在数字万用表中的应用

供智能仪器使用的 8 位单片机,现已发展到第三代产品。荷兰飞利浦公司推出的 80C51 系列全兼容式 8 位单片机,打破了由 8031 统治 8 位单片机的局面。80C51 是一族高性能单片机,它采用 CMOS 工艺制成,能与 TTL 电路兼容,无论是存储器种类、存储器容量、运行速度、接口功能、通信能力,还是在低电压(工作电压可低至 1.8V)、低功耗、高可靠性、多种封装形式上,都远优于以 MCS-51 为代表的第二代 8 位单片机。

美国摩托罗拉公司最近生产的 MC68HC05 系列单片机,可广泛用于智能仪器、通信工程、自动化设备、家电产品中,具有功能全、外围电路简单等特点,是开发机电一体化产品的得力工具。国产 VC8055 型 5½ 位智能数字电压表,就采用 HI7159 型单片 5½ 位 A/D 转换器配一片 MC68HC05C4 型微处理器。

§ 1.6 数字万用表典型产品的技术指标

表 1.6.1 列出 8 种国产新型手持式数字万用表的主要技术指标。需作如下说明:

- (1)DT960T 属于 3½ 数字/41 段液晶条图双显示数字万用表。
- (2)量程数中包含附加量程。DT860B 与 DT960T 型选择手动模式时可将量程扩展 50%,最大显示值达 ±2999(对应于 3¾ 位)。
- (3)DT860B 和 DT960T 型设有低功率测电阻挡(LOΩ),适用于测量在线电阻,原理参见 § 3.48。
- (4)DT970 型在测量频率时为自动量程(共 4 挡)。该仪表除作普通数字万用表使用之外,还能代替数字电容表、数字温度表、数字频率计、逻辑测试笔。利用其峰值保持功能(PK HOLD),能保持测量中的最大读数。DT970 改进型还增加了自动关机功能。
- (5)外形尺寸中的 3 个数值依次为长、宽、高(厚度)。

表 1.6.1 8 种新型数字万用表的技术指标

测量范围 测量项目	DT830C	DT860B	DT890C+	DT960T	DT970	DT980F+	DT980(改进型)	DT1000
显示位数	3½	3½	3½	3½(带条码)	3¾	4½	4½	4½
量程数	20	36	33	38	32	32	29	31
量程转换方式	手动	自动/手动	手动	自动/手动	手动	手动	手动	手动
直流电压 DCV	100μV~1000V	100μV~1000V	100μV~1000V	100μV~1000V	100μV~1000V	10μV~1000V	10μV~1000V	10μV~1000V
交流电压 ACV	100mV~750V	1mV~700V	1mV~700V	1mV~700V	100μV~750V	100μV~700V	10μV~700V	100μV~700V
直流电流 DCA	0.1μA~10A	10μA~10A	1μA~10A	10μA~20A	100μA~20A	0.01μA~10A	1μA~20A	0.1μA~20A
交流电流 ACA	—	10μA~10A	1μA~10A	10μA~20A	100μA~20A	0.1μA~10A	1μA~20A	1μA~20A
常规电阻 Ω	0.1Ω~2MΩ	0.1Ω~20MΩ	0.1Ω~200MΩ	0.1Ω~20MΩ	0.1Ω~40MΩ	0.01Ω~20MΩ	0.01Ω~20MΩ	0.01Ω~200MΩ
低功率电阻 LOΩ	—	1Ω~20MΩ	—	1Ω~20MΩ	—	—	—	—
电导 S	—	—	—	—	—	0.01nS~100nS	—	—
电容 C	—	—	1pF~20μA	—	1pF~4μF	0.1pF~20μF	1pF~20μF	0.1pF~20μF
逻辑电平 LOGIC	—	—	—	—	可测	—	—	—
二极管 VF	—	0~2V	0~2V	0~2V	0~2V	0~2V	0~2V	正向电阻值
晶体管 hFE	—	0~2000	0~1000	—	—	0~1000	—	0~1000

(续)

型号	DT830C	DT860B	DT890C+	DT960T	DT970	DT930F+	DT980(改进型)	DT1000
测量范围								
测量项目								
蜂鸣器 BZ	—	有	有	有	有	—	有	—
温度 t	-40~1000℃	—	-40~1000℃	—	0~1000℃	—	—	—
频率 f	—	—	—	10Hz~20kHz	1Hz~4MHz	10Hz~20kHz	1Hz~200kHz	10Hz~20kHz
相对值 REL	—	有	—	有	—	—	—	—
读数保持 HOLD	—	有	—	有	—	有	有	有
峰值保持 PK HOLD	—	—	—	—	有	—	—	—
自动关机 OFF	—	—	—	—	—	—	有	有
基本挡 准确度	DCV	±(0.5%+1字)	±(0.5%+1字)	±(0.5%+2字)	±(0.5%+1字)	±(0.05%+3字)	±(0.05%+3字)	±(0.05%+3字)
	ACV	±(1.2%+10字)	±(0.8%+3字)	±(1.0%+10字)	±(0.8%+3字)	±(0.8%+10字)	±(0.8%+20字)	±(0.6%+5字)
	DCA	±(1.0%+2字)	±(0.8%+1字)	±(1.0%+2字)	±(1.0%+1字)	±(0.5%+2字)	±(0.5%+2字)	±(0.5%+2字)
	ACA	—	±(1.2%+3字)	±(1.0%+3字)	±(2.0%+5字)	±(0.8%+10字)	±(1.0%+20字)	±(0.8%+10字)
	Ω	±(0.8%+2字)	±(0.8%+1字)	±(0.8%+1字)	±(0.8%+2字)	±(0.8%+1字)	±(0.2%+1字)	±(0.1%+2字)
典型功耗 P/mW	20	30	40	40	60	40	40	40
外形尺寸/mm	126×70×24	158×75×25	172×88×36	190×85×40	190×85×40	172×88×36	190×85×40	172×88×36
重量/kg	0.17	0.2	0.34	0.35	0.35	0.34	0.35	0.34

§ 1.7 国内外数字万用表主要生产厂家及典型产品

表 1.7.1 国内外数字万用表主要生产厂家及典型产品

生产厂家	典型产品型号 ^①
美国惠普(HP)公司	HP34401(6½位);HP3458A(8½位)
美国福鲁克(Fluke)公司	F93、F95、F96、F97、F99、F105(3¾位万用示波表); 73、75、77(3½位); 83、85(3¾位); 87、8060A、8062A(4½位); 8840A、8842A、8520A、8522A、(5½位); 45(5位双显示); 8505A、8506A(7½位/6½位)
英国舒力强(Solartron)公司	1905A(5½位); 7051(6½位); 7071(7½位); 7081(8½位)
英国迪特朗(Detran)公司	1061A、1065、1065A(6½位); 1071、1081(7½位)
荷兰飞利浦(Philips)公司	PM93、95、97(3¾位万用示波表)
法国泰克(TEK)公司	320、925(4½位); 370(6位)
北京无线电技术研究所	BY1935(3¾位); BY1941A、BY1942、BY1943(4½位); BY1953、BY1955(5½位); BY1970(7½位)
天津中环科学仪器公司 (原天津无线电一厂)	HG1941A、HG1942A、HG1943、HG1944、HG1946(4½位)、HG1965A(6½位); HG1971(7½位)
上海电表厂	P28、PF3(4½位); PZ115、PZ62(5½位); PF49(6½位)
深圳胜利仪器有限公司	DT810、DT830A、DT830B、DT830C、DT830D、DT840D、DT860D、DT890B、DT890C+、DT890D、DT920、DT940C、DT960T、VC90、VC91、VC92、VC94(3½位); DT970、3211B、3212、VC8235、VC93、VC96、VC97、VC98(3¾位); DT930F+、DT930FG、DT980、DT1000、VC8045、VC8145、VC8245(4½位); VC8345(4¾位); VC8055、VC8255(5½位)
哈尔滨无线电七厂	TG1840(4½位); TG1951(5½位); DO26(6½位)
杭州凯联电器厂	M830B
贵阳无线电二厂	DT830、DT860A、DT890、DT900A、DT920、KT65、5175(3½位); DT930(4½位)
深圳兰光电子工业总公司	LG8045A(4½位)
北京瑞普电子仪器厂 (原北京无线电仪器三厂)	HZ1935、HZ2332(3½位); HZ1841、HZ1842、HZ1843、HZ1942、HZ1943(4½位)
天水长城电工仪器厂	DT4600(4½位/3½位)
珠海特思高电子有限公司	TSG960A、TSG950(3½位)
福建龙溪无线电厂	M3800(3½位); DT930F(4½位)
台湾富贵仪器制造公司	EDM163、EDM168A(3½位); EDM81、EDM82、EDM83B、EDM88S、EDM89S、EDM169(3¾位); EDM1341(4½位)

①表中未收入数字钳形表、数字电感电容表等专用数字仪表。

§ 1.8 数字万用表常用的校准仪表

3½位至 7½位数字万用表常用的校准仪表型号及其主要性能指标,详见表 1.8.1.

表 1.8.1 常用校准仪的型号及主要指标

型号	名称	主要技术指标	接口形式	生产厂家	可校仪表
4000A	可编程多功能精密校准仪(7½位)	0~±1000V(0.3~0.6×10 ⁻⁶) 0~1A(10~20×10 ⁻⁶) 0~10MΩ(1.5~10×10 ⁻⁶)	IEEE-488	天津中环科学仪器公司	5½位~7½位 DMM
7457A	自动校准系统	0~1100V(DC或AC,10Hz~1MHz) 0~2.2A(DC或AC) 1Ω~100MΩ	IEEE-488	美国福鲁克公司	5½位~7½位 DMM
BY5101B	多功能校准仪(6位)	0~1100V DC(±0.01%) 0~1100V AC(±0.05%) 0~20A DC或AC(±0.05%) 0~10MΩ(±0.005%)	IEEE-488	北京无线电技术研究所	4½位、5½位 DMM
BY2071	多功能校准源	0~100V DC(±0.002%) 0~100V AC(<0.03%) 0~10MΩ(±0.015%)		北京无线电技术研究所	4½位、5½位 DMM
BY2072	多功能校准源	0~1000V DC(±0.02%) 0~1000V AC(±0.1%) 0~1A DC(±0.025%) 0~1A AC(±0.25%) 0~1MΩ(±0.01%)		北京无线电技术研究所	3½位、4½位 DMM
YEW2554	直流标准源	0~±119.99V(±0.05%) 0~±119.9mA(±0.05%)		日本横河	3½位、4½位 DMM
YEW2558	交流标准源	0~1000V(±0.08%,40~500Hz) 0~50A(±0.08%)		日本横河	3½位、4½位 DMM
YJ87	直流标准源	0~±199.9V(±0.05%) 0~±119.99mA(±0.05%)		上海电表厂	3½位、4½位 DMM
SB868	多功能校准仪	0~1000V(±0.2%) 0~10A DC或AC(±0.2%)		上海电表厂	3½位 DMM
DO30-C	数字三用表校验仪	0~1000V DC或AC 0~10A DC或AC		山东潍坊无线电厂	3½位 DMM

第二章 使用数字万用表的注意事项

§ 2.1 一般注意事项

(1)使用之前,应仔细阅读数字万用表的说明书,熟悉电源开关、功能及量程转换开关、功能键(如读数保持键、峰值保持键、交流/直流选择键、真有效值功能键、相对值功能键、存储键)、输入插孔、专用插口(例如晶体管插口 h_{FE} ,电容器插座 CAP 或 C_x ,测温传感器插座 $TEMP$)、旋钮(如手动调零电容挡的零位调节旋钮 $ZERO ADJ$,自动调零电容挡无此旋钮)、仪表附件(如测温探头、高压探头、高频探头)的作用。此外,还应了解仪表的极限参数,出现过载显示、极性显示、低电压指示、其他标志符显示以及声光报警的特征,掌握小数点位置的变化规律。测量前,尚需仔细检查表笔有无裂痕,引线的绝缘层有无破损,表笔位置是否插对,以确保操作人员的安全。

(2)数字万用表的准确度指标仅在标准条件下才有效,通常环境温度为 $23\pm 5^{\circ}\text{C}$ (即 $18\sim 28^{\circ}\text{C}$),相对湿度 $RH<80\%$ 。实际使用时不得超出规定的使用条件,一般为 $0\sim 40^{\circ}\text{C}$, $RH<85\%$ 。

(3)只有在装好电池和熔丝管并且盖好电池盖之后,才允许进行测量。

(4)刚开始测量时仪表会出现跳数现象,应等显示值稳定后再读数。

(5)尽管数字万用表内部有比较完善的保护措施,仍要尽量避免出现操作上的误动作,例如用电流挡去测电压,用电阻挡去测电压或电流,用电容挡去测带电的电容器等,以免损坏仪表。

(6)测量之前必须明确现在要测什么和怎样测法,然后选择相应的测量项目及合适的量程。每一次拿起表笔准备测量时,务必再核对一下测量项目及量程开关是否拨对位置,输入插孔(或专用插口)是否选对。对于自动转换量程式数字万用表,亦应注意不得按错功能键,输入插孔亦不要搞错。

(7)禁止在高温、阳光直射、潮湿、寒冷、灰尘多的环境下使用或存放数字万用表,以免损坏液晶显示器和其他元器件。液晶屏长期处于高温环境下,表面会发黑,造成永久性损坏。潮湿环境则容易造成集成电路、印制板的漏电,使测量误差明显增大,甚至引发其他短路故障。

应当在清洁、干燥、环境温度适宜、无外界强电磁场干扰、没有震动和冲击的条件下使用仪表。

(8)由于液晶显示器本身不发光,只能反射外界的光线,因此不便于夜间观察读数。但对于 VC97 型、Fluke87 型数字万用表,只要开启背光源,读数就清晰可见。

(9)DT840D、DT1000 型数字万用表具有自动关机功能,当仪表停止使用或停留在某一挡位的时间超过 15min 时,能自动切断主电源,使仪表进入低功耗的备用状态。此时仪

表不能继续测量,必须按动两次电源开关,才可恢复正常。

对于这类仪表,使用过程中发现 LCD 突然消隐,证明仪表进入备用状态,而并非出现故障。

(10)假如事先无法估计被测电压(或电流)的大小,应先拨至最高量程试测一次,再根据情况选择合适的量程。

(11)测量完毕,应将量程开关拨至最高电压挡,防止下次开始测量时不慎损坏仪表。

(12)倘若仅最高位显示数字“1”,其他位均消隐,证明仪表已发生过载,应选择更高的量程。

(13)DT840、DT845、DT860、DT860B、DT860C、DT860D、DT870、DT910、DT950、DT960T、3211B、VC97、Fluke83、85、87 型数字万用表均可自动转换量程,有的还能选择手动量程方式。此类仪表的测量过程较长,自动化程度较高。当被测电量较小时,一般是从最高量程开始测量,然后逐渐降低量程,直到合适为止,这势必增加等待时间。也有的数字万用表(DT860B、DT960T)是从最低量程开始测量的,在测量大电量时等待时间较长。

(14)新型数字万用表大多带读数保持键(HOLD),按下此键即可将现在的读数保持下来,供读取数值或记录用。作连续测量时不需要使用此键,否则仪表不能正常采样并刷新显示值。刚开机时若固定显示某一数值且不随被测量发生变化,就是误按下 HOLD 键所造成的。松开此键即转入正常测量状态。

读数保持端的工作特点,与仪表所采用的 A/D 转换器有关,详见表 2.1.1。给 A/D 转换器设计读数保持电路时,必须注意其读数保持端是采用正逻辑(接高电平时有效),还是负逻辑(接低电平时有效)。此外,不同芯片厂家对读数保持端规定的符号亦不同,常见符号有 HOLD、HLDR、DH(DATA HOLD 的缩写,又称数据保持)、H。ICL7129 的第 22 脚定义为 \bar{L}/H (锁存/保持)端,ICL7135 的第 26 脚定名为 R/H(运行/保持)端,后者的保持功能为负逻辑。

表 2.1.1 常见 A/D 转换器读数保持端的特点

A/D 转换器型号	读数保持端符号	管脚序号	备注
ICL7116 ICL7117	HOLD ^①	第 1 脚	接高电平时读数保持
NJU9207	DH	第 24 脚	接高电平时读数保持
TSC818A	\overline{HOLD}	第 57 脚	接低电平时读数保持
TSC815	\overline{HOLD}	第 57 脚	接低电平时读数保持
ICL7139 ICL7149	HOLD	第 20 脚	接高电平时读数保持
MC14433	DU	第 9 脚	接低电平时数据锁存
ICL7129	L/H	第 22 脚	接高电平时读数保持
ICL7135	R/H	第 25 脚	接低电平时读数保持
①亦可采用 HLDR(显示保持)符号			

(15)使用 Fluke87 型 4½ 位数字万用表时需要注意,当表笔已插入电流输入插孔而功能选择开关未置于电流挡时,仪表会发出报警声,可避免因误测电压而损坏仪表。

(16)DT970 型 3¾ 位数字万用表增加了峰值保持键(PK HOLD)。注意,这里的“峰值”应理解成“最大值”,即仪表可以保持并显示最大读数值,但是不能检测出瞬态变化的

峰值(例如内燃机的最大爆发压力 P_c),因此它与真正的峰值测量仪表尚有区别。欲测量快速变化的模拟信号峰值电压,需增加峰值检测器,电路工作原理详见§3.15。

(17)TSC960A型 $3\frac{1}{2}$ 位数字万用表具有语音报数功能,操作者可专心致志地进行测量,不必观察显示器,读数就自动用汉语普通话清晰准确地播报出来,可省却边测量、边读数的麻烦。除扬声器之外,仪表还带耳机(附件),即使在嘈杂的工作环境下,也不影响报数的清晰度。国产VC92型数字万用表也具有语音报数功能。

§ 2.2 测量注意事项

(1)测量电压时,数字万用表应与被测电路相并联。仪表具有自动转换并显示极性之功能,在测直流电压时可不必考虑表笔的接法。

(2)在输入插孔旁边注明危险标记的数字,代表该插孔输入电压(或电流)的极限值。一旦超出后有可能损坏仪表,甚至危及操作者的安全。

(3) $3\frac{1}{2}$ 位和 $4\frac{1}{2}$ 位手持式数字万用表的最高输入电压,直流挡一般为1000V,交流挡为700V或750V(有效值)。需要指出,当被测交流电压上叠加有直流分量时,二者电压之和不得超过所用ACV挡的最高输入电压值。必要时外部可加隔直电容,使直流分量不能进入仪表。

有关扩展电压挡测量范围的简便方法详见§3.4。

(4)在测量高压时需注意安全。当电压超过几百伏时应单手操作,即先把黑表笔固定在被测电路的公共端,再用一只手持红表笔去接触测试点,这样不仅安全,而且能使精神集中。测量1000V以上的高压时必须使用高压探头。高压探头亦分直流、交流两种,内部均有电压衰减器,可将被测高压衰减10倍或100倍,然后送至数字万用表。高压探头的端部最好带弯钩或鳄鱼夹,以便于固定。普通表笔棒及引线的绝缘性能较差,不能承受1000V以上的高压。

(5)如果误用交流电压挡去测直流电压,或者误用直流电压挡测交流电压,仪表将显示“000”,或在低位上出现跳数现象。

(6)数字万用表电压挡的输入电阻很高,一般为 $10M\Omega$ 。当两支表笔开路时外界干扰信号很容易从输入端引入,使仪表在低位上出现没有变化规律的数字,这属于正常现象。干扰源包括正在工作的电风扇、电冰箱、空调机、电视机、电子游戏机、日光灯,以及空间电磁场、电火花。上述干扰均属于高内阻信号,只要被测电压源的内阻较低,干扰信号即被短路掉,并不影响仪表的测量准确度。但是,当被测电压很低,其内阻又超过 $1M\Omega$,仪表仍会引入外界干扰。必要时可将表笔线改成屏蔽线,并将金属屏蔽层与模拟地(COM)一同接大地,即可消除由表笔引线所感应的干扰信号。

(7)测交流电压时,应当用黑表笔接触被测电压的低电位端(例如被测信号源的公共地端,220V交流电源的零线端等),以消除仪表输入端对地(COM)分布电容的影响,减小测量误差。

(8)手持式数字万用表大多采用平均值响应的AC/DC转换器。电路实际反映的是正弦电压的平均值,只是由于正弦电压的有效值与平均值存在确定的关系,通过调整线性整流放大器的输出电压幅度,才可使仪表直接显示出电压有效值。但当被测正弦电压的失真

度超过 5% 时,测量误差将明显增大。

(9)平均值响应的数字万用表不能直接测量方波、矩形波、三角波、锯齿波、梯形波、阶梯波、半波或全波整流波等非正弦电压。但对于周期性变化的非正弦电压,只要能确定其变化规律,就可按照参考文献[4]中 § 5-8 介绍的方法测出电压有效值与峰值。

(10)使用真有效值数字万用表可以测量各种波形的有效值电压,而不必考虑其波形参数及失真大小。根据真有效值 AC/DC 转换器是否加隔直电容来划分,又有 AC 和 (AC+DC) 两种方式。前者仅测交流,后者则包含直流分量。因此,当被测交流电压中包含直流分量时,二者的读数会不相等。使用此类仪表时务必注意这一点。

有关真有效值数字电压表的原理与应用,参见 § 3.38~ § 3.40。

(11)手持式数字万用表的频率特性较差,在规定准确度指标内,交流电压的频率上限一般为 400Hz(少数仪表可达 500Hz 或 1kHz 以上)。当频率超过此值时测量误差将增大。但是利用特制的高频探头可将仪表输入电容减至几皮法,把工作频率提高到几十兆赫,甚至 100MHz。详见 § 3.11。

(12)尽管数字万用表直流电压挡的输入电阻较高(一般为 10MΩ),但在测量场效应管的输入电压或者电子管的栅极电压时,仍需考虑仪表输入电阻对被测高内阻信号的分流作用,以及由此引起的测量误差。准确测量高内阻信号源电压的方法详见 § 3.35。

(13)3½位和 4½位数字万用表的最低电压挡一般为 200mV,电压分辨力为 0.1mV 或 0.01mV。欲测量几十至几百 μV 的微弱电压信号,最好选用设有 20mV 挡的数字万用表。亦可给仪表增加一级精密电压放大器。有关提高电压挡灵敏度的具体方法,见 § 3.33。

(14)普通电平表以及模拟式万用表的电平刻度均呈非线性,不仅准确度低,读数不直观,而且无法测量非正弦电压的分贝值。有些新型数字万用表增加了测量电平的功能,且读数按线性变化,显示直观。其工作原理及调整方法详见 § 3.41 和 § 3.42。

(15)由 AD637 和 AD737 构成的真有效值仪表,具有备用(亦称休眠)模式,可将仪表的功耗降至最低。

(16)为有效抑制电源干扰,4½位以上的中、高档数字万用表可选用锁相时钟(参见 § 3.31)。

(17)测量电流时应把数字万用表串联到被测电路中。当被测电流源的内阻很低时,应尽量选择较高的电流量程,以减小分流电阻上的压降,提高测量的准确度。在测直流电流时可不考虑表笔的接法,这是因为仪表能自动判定并显示出被测电流的极性。

(18)当输入电流超过 200mA 而仪表未设置 2A 挡时,应将红表笔改接“10A”或“20A”插孔。该插孔一般未加保护装置(Fluke20、70、80 系列数字万用表除外),要求测量大电流的时间不得超过 10~15s,以免锰铜丝分流电阻发热后电阻值改变,影响读数的准确性。

(19)禁止在测量高压(100V 以上)或大电流(0.5A 以上)时拨动量程开关,以免产生电弧,将转换开关的触点烧毁。

(20)在检修电子设备时,可参照 § 3.24~ § 3.26 中所介绍的方法,给数字万用表增加信号发生器(仪表附件)。

(21)部分新型数字万用表专门设置相对值测量键(REL △),按下此键后,LCD 上应显示“-MEM”,表示仪表已进入相对值测量模式,仪表兼有数据存储、自动完成减法运

算这两种功能。数据存储范围是 $N \leq 99$, 对应于 $5\%V_M$ 。其工作特点是将首次测量值中的个位和十位数据存储下来, 再从以后每次测量值中自动扣除。

该项功能适用于测量电阻电压与电流。当被测电阻低于存储值时, 仪表将显示负阻值。

(22) 利用数字万用表的逻辑测试挡 (LOGIC), 可代替逻辑测试笔测量逻辑电平, 快速检查 TTL、CMOS 数字电路的故障。检测低电平时, LCD 显示低电平标志符 (▼ 或 LOW); 检测高电平显示高电平标志符 (▲ 或 HIGH)。

利用该挡还可以大致评估脉冲信号的占空比。举例说明, 假定被测信号为占空比等于 50% 的方波, 则 ▼ 符号与 ▲ 同时出现, 且二者液晶段的颜色同样深。若占空比大于 50%, 则 ▼ 符号浅, ▲ 符号深; 反之亦然。

(23) 在调试开关电源、交流电机变频调速器时, 经常要测量占空比。数字万用表配以适当的外围电路, 即可准确测量脉冲占空比 (详见 § 3.59)。

(24) 测量电阻以及检测二极管、检查线路通断时, 红表笔应接 $V \cdot \Omega$ 插孔 (或 mA/V/ Ω 插孔, 视具体仪表而定)。此时红表笔带正电, 黑表笔接 COM 插孔而带负电, 这与模拟式万用表的电阻挡极性恰好相反。检测二极管、晶体管、发光二极管、电解电容器、稳压管等有极性的元器件时, 必须注意表笔的极性。

(25) 二极管挡可以测量硅管或锗管的正向压降 V_F 值。其测量原理是将被测二极管的正向压降值转换成仪表的输入电压 V_{IN} 。极少数仪表 (例如 DT1000 型) 的说明书中所讲的测量二极管功能, 实际上是指测量二极管正向电阻 R_F 值。这一点应加以区分。

(26) 利用蜂鸣器挡可以快速检查线路的通断。当被测线路电阻小于发声阈值电阻 R_0 时, 蜂鸣器即可发出音频振荡声。但说明书中所规定的 R_0 值仅为大致范围, 允许有一定的偏差, 应以实测值为准。改变电压比较器的参考电压, 可以调整蜂鸣器的发声阈值。

(27) 在用 $20M\Omega$ 电阻挡时, 显示值需经过几秒钟才趋于稳定, 这属于正常现象。应等示值稳定之后再读数。

(28) 少数仪表增加了 $200M\Omega$ 高阻挡。该挡存在 $1M\Omega$ 的面有零点误差, 对于 $3\frac{1}{2}$ 位仪表是 10 个字, 对于 $4\frac{1}{2}$ 位仪表则是 100 个字。测量高阻时应从读数中扣除初始值, 方为实际值。

(29) 用 200Ω 电阻挡测量低阻时, 应首先将两支表笔短路, 测出两根表笔引线的电阻值, 一般为 $0.1 \sim 0.3\Omega$, 视仪表而定。每次测量完毕需把测量结果减去此值, 才是实际电阻值。对于 $2k\Omega$ 挡 $\sim 20M\Omega$ 挡, 表笔引线电阻可忽略不计, 因此不需要修正。

(30) 测量电阻、特别是低电阻时, 测试插头与插座之间必须接触良好, 否则会引起测量误差或导致读数不稳定。

(31) 测量在线电阻时应考虑与之并联的其他元器件的影响。

(32) 一些新型数字万用表增加了低功率法测电阻挡, 其符号为 “LO Ω ” 或 “LOW OHM”。该挡的开路电压低于 $0.3V$, 可忽略硅管对被测电路的并联作用。低功率电阻挡适于检测在线电阻值。

(33) 各电阻挡的开路电压、满量程测试电压、短路电流 (即最大测试电流) 不尽相同, 短路电流的数值随量程的升高而减小。表 2.2.1 列出 DT890A 型数字万用表各电阻挡的测试条件。有的数字万用表的开路电压还与量程有关。由于测试电压和测试电流不相同,

在用不同电阻挡测同一只非线性元器件(例如半导体二极管、热敏电阻)时,所测出的电阻值会有差异,这属于正常现象。

表 2.2.1 DT890A 型数字万用表各电阻挡的测试条件

量程	V/ Ω 与 COM 插孔之间的 开路电压/V	满量程时被测电阻上的 压降/V	短路输入插孔时的 电流值/mA
200 Ω	0.65	0.08	0.44
2k Ω	0.65	0.3	0.27
20k Ω	0.65	0.42	0.06
200k Ω	0.65	0.43	0.007
2M Ω	0.65	0.43	0.001
20M Ω	0.65	0.43	0.0001

(34)数字万用表电阻挡所提供的测试电流很小,测量二极管、晶体管正向电阻时,要比用模拟式万用表电阻挡的测量值高出几倍,甚至几十倍。在这种情况下建议改用二极管挡去测量 PN 结的正向压降,以获得准确结果。

(35)测量电阻时两手不得碰触表笔的金属端或元器件的引出端,以免引入人体电阻,影响测量结果。

(36)严禁在被测线路带电的情况下测量电阻,也不允许直接测量电池的内阻。因为这相当于给仪表输入端外加一个测试电压 E' ,不仅使测量结果失去意义,还容易损坏仪表。

(37)电导挡在开路时显示值应为 000(对应于电阻值为无穷大)。测量电缆线或印制板的绝缘电阻时,两手亦不得碰触测试点。此外,仪表输入插孔和表壳均应保持干燥、清洁,否则插孔之间的漏电阻会影响测量结果。

(38)数字万用表通常仅设一个电导挡,其满量程为 200nS,分辨力为 0.1nS,对应的电阻测量范围是 5M Ω ~10000M Ω 。少数仪表还增加 2 μ S 电导挡,分辨力为 1nS,对应的电阻值范围是 0.5M Ω ~1000M Ω 。使用电导挡测量超高阻的优点是量程宽,抗干扰能力强,显示稳定,测试电压低,不会损坏被测元器件。其不足之处是不能直接读出被测电阻值,必须进行换算。

(39)早期数字万用表(如 DT890、DT890A)的电容挡需手动调零,测量前应首先调整“ZERO ADJ”旋钮,使显示值为零,消除零点误差。在更换电容挡时亦应预先调整好零点。

新型数字万用表采用容抗法测电容,实现了自动调零,DT890B、DT930F₊、DT940C、DT970、DT980、DT1000 型数字万用表即是如此。使用这类仪表时不必考虑电容挡的零点误差。在测量电容时即使读数不回零,一旦插上电容器后仪表就能快速回零。

(40)测量有极性的电解电容器时,电容插座的极性应与被测电容器的极性保持一致。

(41)测量之前必须将电容器短路放电,以免损坏仪表。

(42)数字万用表一般不设置电感挡,但是借用电容挡也可以测电感量,测量方法见 § 3.54。

(43)利用频率挡测量频率时,被测信号应大于 50mV(有效值,下同),而小于 10V。频率挡的输入阻抗较高,不接信号时也可能有一定读数,但这并不影响正常测量。

(44)使用 h_{FE} 插口测量小功率晶体管电流放大系数时,管子的三个电极和选择的挡位(PNP、NPN)均不得搞错。因测试电压较低, h_{FE} 插口提供的基极电流又很小(一般 $I_B = 10\mu A$),被测管工作在低电压、小电流条件下,因此测量结果仅供参考。

(45)设计 h_{FE} 挡时未考虑穿透电流 I_{CEO} 的影响,如果测量 $3A \times 31$ 、 $3A \times 81$ 等穿透电流较大的锗管,测量值会比用晶体管测试仪测出的典型值偏高 $20\% \sim 30\%$ 。利用复测法能够消除 h_{FE} 挡的测量误差,参见 § 4.6。

(46)利用 h_{FE} 插口检查发光二极管(或 LED 数码管某一笔段)的质量好坏时,测量时间应尽量短。LED 正常发光时的正向电流 I_F 约为 $10mA$,测量时间过长会降低叠层电池的使用寿命。

(47)在应急情况下,亦可用 h_{FE} 挡估测电阻,测量原理及方法详见 § 4.8。

(48)数字万用表的测温挡(TEMP)一般配镍铬-镍铝或镍铬-镍硅热电偶,分辨力为 $1^\circ C$,准确度为 $\pm 0.5\% \sim \pm 3\%$ 。测温范围取决于热电偶型号。新型数字万用表采用了冷端温度补偿电路,利用内置 PN 结温度传感器还可以测量室温,使用热电偶时也不需要显示值进行修正。

§ 2.3 其他注意事项

(1)由于欧美国家大多采用 $60Hz$ 交流电,因此进口数字万用表抗 $60Hz$ 干扰的能力强,而对 $50Hz$ 的抑制能力较差。必要时可改变 A/D 转换器的时钟频率 f_c ,使正向积分时间 T_1 恰好等于 $20ms$ (即 $50Hz$ 的周期)的整倍数。

(2) $3\frac{1}{2}$ 位(或 $4\frac{1}{2}$ 位)液晶显示数字万用表,采用 ICL7106(或 ICL7129)型单片 A/D 转换器,内部基准电压源的稳定性较差。必要时可改用外部基准电压源,参阅 § 3.2。

(3)数字万用表的最大显示值与满量程相差一个字。例如 $4\frac{1}{2}$ 位数字万用表 $2V$ 挡的最大显示值是 $1.9999V$,满量程则为 $2.0000V$ 。但当满量程时仪表已开始溢出。

(4)如果开机后液晶屏不显示任何数字,应首先检查是否忘记装 $9V$ 叠层电池或者电池已失效,还需检查电池引线有无断线。若显示低电压指示符,表示应更换新电池了。装新电池时正、负极性不得插反,否则扣不上电池插头。更换新电池前,应关闭电源。

(5)长期不使用仪表,应取出电池,以免电池渗出电解液将印制板腐蚀。叠层电池不宜长期存放。

(6)不得随意打开仪表拆卸线路,以免造成人为故障或改变出厂时已经调试好的技术指标。

(7)有的数字万用表在后盖上贴有屏蔽层,请勿揭下或拆掉引线;有些仪表装有金属屏蔽罩或者屏蔽胶罩,需注意紧固螺钉或摆正压簧,否则容易引入外界电磁干扰,影响屏蔽效果。

(8)数字万用表常用的熔丝管(含快速熔丝管)有 5 种规格: $0.2A$ 、 $0.3A$ 、 $0.5A$ 、 $1A$ 、 $2A$ 。 $10A$ (或 $20A$)插孔不带保险。更换熔丝管时必须与原来的规格一致。

(9)不得使用电池或万用表电阻挡去检查液晶显示器的好坏。LCD 显示器只能用交流方波来驱动,不允许加直流电压。

(10)不得用数字万用表的直流电压挡检查自身 $9V$ 叠层电池的电压。以 ICL7106 为

例,其电位分布情况是在 $V_+ \sim V_-$ 之间接9V电池 E , $V_+ \sim COM$ 之间有+2.8V的基准电压源,而 $TEST$ 端电位约等于电源电压的一半。若选 V_- 为参考端,令 $V_- = 0V$,则 $V_+ = 9V$, $V_{COM} \approx V_+ - 2.8V = 6.2V$, $V_{TEST} \approx 4.5V$ 。显然,如果把黑表笔(COM)接 V_- ,就会破坏上述电位的正常分布情况,导致仪表不工作,显示也不正常。

(11)台式智能数字万用表可由多种交流电源供电。例如,8840A型5½位数字万用表可选用交流100V或120V、220V、240V电源,允许电压波动±10%,电网频率为50Hz或60Hz、400Hz。国内使用应选220V、50Hz,必须拨对开关位置。

(12)高档智能数字万用表的测量速率可以选择。以8840A为例,其测量速率分慢速(S)、中速(M)、快速(F)三挡,典型值依次为2.5、20、100次/s。在快速读数方式下仪表位数降成4½位,测量速率却大为提高。

(13)清洗表壳时可用无水酒精棉球擦去污垢,但不能使用汽油、丙酮等有机溶剂。

第三章 数字万用表的扩展应用

本章重点介绍对数字万用表进行测量功能扩展及性能改进的原理、方法和注意事项。这对于改善数字万用表的整机性能,扩展其应用领域,提高性价比,均具有重要的实用价值。

§ 3.1 自动关机电路

采用液晶显示器的 3½位、4½位手持式数字万用表,普遍选用 ICL7106(或 TSC7106、TC7106、ICL7136)型 3½位单片 A/D 转换器,或者 ICL7129 型 4½位单片 A/D 转换器。这类仪表的功耗很低,适配 9V 叠层电池,用于室外测量。每节电池一般只能连续工作一百至几百小时。为避免因忘记关断电源而长时间空耗电池,可以给数字万用表增加自动关机电路。其特点是当仪表停止使用的时间大约超过 15min 时,该电路能自动切断电源,使仪表进入“休眠”状态,整机静态工作电流降至 7μA 左右,功率约 60mW。仪表处于“备用”模式,其耗电量可忽略不计。重新开启电源时,只需按动两次电源按钮开关,即可恢复正常测量。

1. 自动关机电路的工作原理

数字万用表的自动关机电路如图 3.1.1 所示。电路由 9V 叠层电池 E 、电源开关 S 、电解电容器 C_1 (47μF)、电压比较器(单运算放大器 TL061,简称运放)、NPN 型晶体管 VT_1 (JE9013)、PNP 型晶体管 VT_2 (JE9015)、电阻 R_1 所组成。其中, R_1 和 C_1 在电路中起到定时作用。运放 TL061 接成电压比较器。 VT_1 为推动管, VT_2 起开关作用。

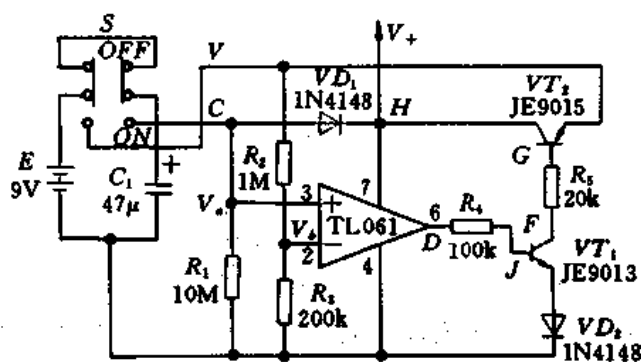


图 3.1.1 自动关机电路

当 S 拨至“OFF”(关)位置时,数字万用表内部的 9V 叠层电池 E 向 C_1 充电,使 $V_{C_1} = E$ 。 S 拨于“ON”(通)位置时, C_1 的正极经过 C 点接 TL061 的第 3 脚,电池 E 的正极则经过 V 点加至 VT_2 的发射极上。由图可见,TL061 的第 3 脚与第 2 脚分别为同相输入端、反相输入端。令二者电压分别为 V_+ 、 V_- 。初始状态下, $V_+ = E = 9V$, $V_- = ER_3 / (R_2 + R_3) = 9 \times$

$200k/(1M+200k)=1.5V$ 。由于 $V_c > V_b$ ，因此 TL061 输出为高电平，使得 VT_1 、 VT_2 均导通。 VT_2 导通之后就将 A/D 转换器等芯片的电源 V_+ 接通。

随着 C_1 不断向 R_1 ($10M\Omega$) 放电，致使 V_c 逐渐降低，当 $V_c < 1.5V$ 时，比较器翻转，输出呈低电平，强迫 VT_1 、 VT_2 截止， V_+ 的线路被切断，仪表即停止工作。设自动关机电路的供电时间为 t ，有公式

$$V_{C_1}(t) = E \exp(-t/R_1 C_1) \quad (3.1.1)$$

即

$$t = R_1 C_1 \ln \frac{E}{V_{C_1}(t)} \quad (3.1.2)$$

将 $R_1 = 10M\Omega$ ， $E = 9V$ ， $V_{C_1}(t) = V_b = 1.5V$ 一并代入式(3.1.2)中得到

$$t = 17.92 \times 10^6 C_1$$

若 C_1 的单位取 μF ，则

$$t = 17.92 C_1 \approx 18 C_1 \quad (3.1.3)$$

举例说明，当 $C_1 = 47\mu F$ 时，由式(3.1.3)计算出供电时间 $t = 842s \approx 14min$ 。供电时间 t 与 C_1 电容量的对应关系，详见表 3.1.1。

表 3.1.1 供电时间 t 与 C_1 的对应关系

$C_1/\mu F$	供电时间 t	备注
4.7	84.2s \approx 1.4min	$R_1 = 10M\Omega$ $E = 9V$ $V_{C_1}(t) = V_b = 1.5V$
10	179s \approx 3min	
22	394s \approx 6.6min	
33	591s \approx 10min	
47	842s \approx 14min	
68	1219s \approx 20min	
100	1799s \approx 30min	

2. 改装方法

按照图 3.1.1 制成的自动关机电路板，可以装在数字万用表机壳内部的空余位置，亦可从仪表的电池盒中引出连线后装在外部。这样一旦不用时，很容易将仪表恢复原状。

需要指出，自动关机之后仪表消耗的电流甚微。因为 E 的负载只有 R_2 和 R_3 ，所以泄漏电流 I_0 由下式确定：

$$I_0 = \frac{E}{R_2 + R_3} \quad (3.1.4)$$

典型情况下 $E = 9V$ ，再根据 $R_2 = 1M\Omega$ ， $R_3 = 200k\Omega$ ，很容易计算出 $I_0 = 7.5\mu A$ 。

还应指出，在临近自动关机之时，液晶显示器上的读数会出现闪烁并迅速消失。若数字万用表具有低电压指示功能，应首先出现低电压指示符 (LOW BATT 等标记)，然后

读数才开始闪烁。此现象可作为自动关机动作的预警信号,提醒操作人员注意。上述闪烁现象是由于 V_+ 已降到 ICL7106(或 ICL7129)的临界电压(约为 6V),芯片处于间断工作状态所致。这段时间很短,一般不超过几秒钟。

若想延长仪表每次连续工作的时间,可适当增大 C_1 的容量,反之亦然。例如将 C_1 增加到 $100\mu\text{F}$ 时,连续工作时间就延长到大约 30min(参见表 3.1.1)。鉴于 R_1 已采用 $10\text{M}\Omega$ 电阻,其阻值不宜再增大,原因在于超过 $10\text{M}\Omega$ 的高阻值电阻不仅难以购到,而且受气候潮湿等因素的影响,其阻值不容易保持稳定。需要说明的是增大 C_1 的容量后,9V 叠层电池的使用寿命也会相应地缩短。这是因为电池瞬间放电电流过大所造成的。此外, C_1 宜选用漏电小、介质损耗低的钽电容。使用时应注意,当印制板受潮导致 R_1 的阻值下降时, C_1 上的电荷会较快地泄放掉。假若储能电容 C_1 严重漏电,仪表每次连续工作时间也将大为缩短。

数字万用表的电池电压 $E=9.0\text{V}$ 时,图 3.1.1 中各工作点的典型电压值见表 3.1.2,可供安装调试或检修自动关机电路时参考。表中数据是用 DT830 型 $3\frac{1}{2}$ 位数字万用表测得的。

表 3.1.2 各工作点的典型电压值/V

各级工作点	E	C	V_+	V_b	D	J	F	G	H
正常工作状态	9.0	9.0	9.0	1.5	7.6	1.24	0.66	8.26	8.9
自动关机状态	9.0	1.45	1.48	≤ 1.5	0.54	0.56	8.34	8.31	1.22

3. 注意事项

图 3.1.1 中的 VD_1 为隔离二极管, VD_2 则用以提高 VT_1 的发射极电位,二者均采用 1N4148 型硅开关二极管。电压比较器应选择低功耗 JFET(结型场效应管)为输入级的单运放,TL061 可用 TL081、F073 代替^①。 $R_1 \sim R_5$ 可选用 $1/4\text{W}$ 碳膜电阻,允许有 $\pm 5\%$ 的阻值误差。为便于操作, S 选按键开关。

§ 3.2 提高基准电压稳定性的方法

由 9V 叠层电池供电的 $3\frac{1}{2}$ 位液晶显示数字万用表,大多采用 7106 型单片 A/D 转换器,并且利用芯片内部的基准电压源(E_0)来获得所需要的基准电压(V_{REF})。其缺点是基准电压的稳定性较差,容易受电池电压的影响。例如新电池电压 $E=9.0\sim 9.5\text{V}$,若使用较长时间就会降到 7V 左右。随着 E 的降低, E_0 和 V_{REF} 值均会下降,使读数偏高,产生测量误差。此外,该基准电压源的电压温度系数较高(典型值为 $80 \times 10^{-6}/^\circ\text{C}$),当环境温度发生变化时也会引起测量误差。下面介绍提高基准电压稳定性的几种方法。

1. 用外部稳压管提高基准电压的稳定性

利用图 3.2.1(a)所示电路可以检查 ICL7106 中基准电压源的稳定性。对于基本量程

^① 在业余条件下,还可用 LM324 型四运放中的一组运放来代替 TL061。

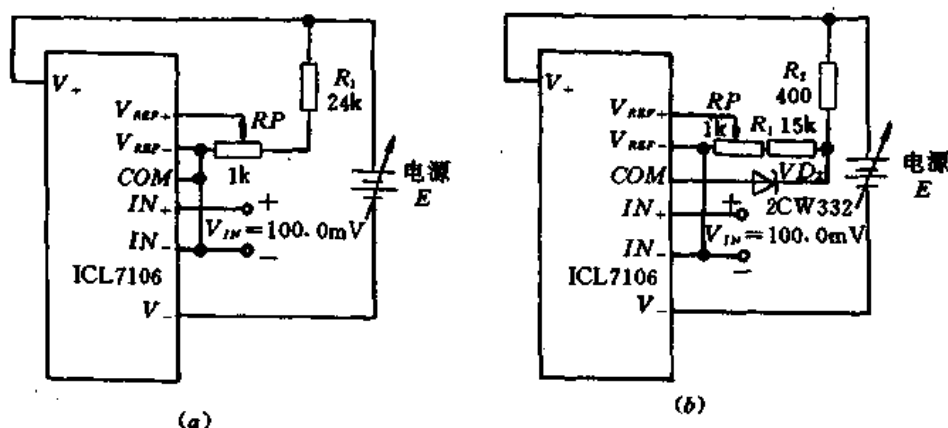


图 3.2.1 提高基准电压稳定性的方法

为 200mV 的数字万用表, 输入电压 V_{IN} 固定为 100.0mV, 并且用可调稳压电源 E 代替 9V 叠层电池。实测当 $E=9.0V$ 时, 显示值 $N=100.0mV$, 误差为零, 但当 $E=7.0V$ 时, $N=100.6mV$, 相对误差为 +0.6%。

为提高基准电压的稳定性, 可在 V_+ 与 COM 端之间接一只稳压二极管 VD_z , 电路如 (b) 图所示, R_2 为稳压管的限流电阻。稳压管可选国产 2CW332 (国外对应型号是 1N5985B), 其稳定电压 $V_z=2.4V$ (典型值), 稳定电流 $I_z=10mA$ 。 V_z 经过 RP、 R_1 分压后获得基准电压, 调整多圈电位器应使 $V_{REF}=100.0mV$ 。此时若把 ICL7106 内部的 2.8V 基准电压源视为第一级稳压, 那么 VD_z 就起到第二级稳压的作用。经过两级稳压后, 能显著改善原基准电压的稳定性。

重复上述试验, 改装前后的对比试验数据见表 3.2.1。显见, 外接稳压管之后, 基准电压的稳定性得到明显改善。当 E 从 9.0V 降至 7.0V 时, 显示值没有变化。上述稳压管还可用日本产 02BZ2.2 型代替, 其稳定电压 $V_z=2.2V$ (典型值), 此时 R_2 应取 510Ω。

表 3.2.1 改装前后的两组对比实验数据^①

电源电压 E/V	不加稳压管		加稳压管	
	显示值/mV	测量误差/%	显示值/mV	测量误差/%
9.0	100.0	0	100.0	0
8.5	100.2	+0.2	100.0	0
8.0	100.3	+0.3	100.0	0
7.5	100.5	+0.5	100.0	0
7.0	100.6	+0.6	100.0	0

①输入电压 V_{IN} 固定为 100.0mV。

2. 使用外部基准电压源

鉴于 ICL7106 (包括 ICL7116、ICL7126、ICL7136) 内部基准电压源的电压温度系数

较高,还可利用外部基准电压源来提高数字万用表的稳定性。目前,国内外生产的基准电压源 IC 产品的型号及主要性能指标见表 3.2.2。此外,还有可编程基准电压源,典型产品为 AD584,它采用 TO-99 圆金属壳封装,共有 8 个引出端,其输出电压可通过程序选择 10V、7.5V、5V、2.5V 四种电压,参见表 3.2.3。除典型输出电压之外,还可通过外部电阻在 2.5~10V 范围内任意设定。

表 3.2.2 国内外基准电压源产品的分类

基准电压典型值 /V	国外型号 ^①	电压温度系数典型值/ $10^{-6}/^{\circ}\text{C}$	最大输出电流 /mA	国产型号 ^②	封装形式
1.2	LM113,LM313	100	10	CJ313	TO-46
	LM385-1.2	20	10	CJ385-1.2	TO-46 或 TO-92
	MP5010(分四挡)	10~100	10	SW5010	
	ICL8069(分四挡)	10~100	5		TO-92
	AD589(分七挡)	10~100	10		TO-99
2.5	MC1403(分三挡)	10~100	10	5G1403,CH1403	DIP-8
	AD580(分七挡)	10~40	10		TO-52
	LM336-2.5	20	10	CJ336-2.5	TO-46 或 TO-92
	LM368-2.5	11	30		TO-52
	LM385-2.5	20	10	CJ385-2.5	TO-46
	$\mu\text{PC}1060$	≤ 40	10		DIP-8
5	MC1404(分二挡)	10	10		DIP-8
	LM336-5.0	30	10	CJ336-5.0	TO-46 或 TO-92
	MAX672	2	10		TO-99 或 DIP-8,SOIC ^③
	REF-05	0.7	20		TO-99
7	LM129,LM329	20	15		TO-46
	LM199,LM399	0.3	10	CJ399,SW399	TO-46
	LM3999	2	10		TO-92
10	AD581(分六挡)	5~30	10		TO-5
	MAX673	2	10		DIP-8 或 TO-99
	LM169,LM369	10	27		TO-92 或 SOIC
	REF-01	20	21		TO-99 或 DIP-8
	REF-10	3	20		TO-99

①国外产品的生产厂家:AD—美国模拟器件公司(AD);ICL—美国哈里斯(Harris)公司;MC—美国摩托罗拉(Motorola)公司; μPC —日电;MAX—美国马克希姆(Maxim)公司。

②国产型号的生产厂家:SW—上海无线电七厂;5G—上海元件五厂;CH—上海无线电十四厂;CJ—北京半导体器件五厂。

③SOIC 表示小型塑料封装双列直插式,其相邻管脚的中心距仅为 1.27mm。

表 3.2.3 AD584 输出电压的设定程序

输出电压 V_o/V	程序端接法	电压温度系数/ $10^{-6}/^{\circ}\text{C}$	最大输出电流/ mA
10.000	第 2 脚和第 3 脚开路	5	10
7.500	第 2 脚与第 3 脚短接		
5.000	第 2 脚与第 1 脚短接		
2.500	第 3 脚和第 1 脚短接		

下面,介绍两种适合中、高档数字万用表使用的基准电压源产品。

(1)利用 MC1403 获得基准电压

MC1403 是采用激光修正的低漂移、能带间隙式基准电压源。该产品分三挡,电压温度系数最低为 $10 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ 。MC1403 采用 8 脚双列直插式封装,管脚排列如图 3.2.2 所示。其输入电压范围是 $4.5 \sim 15\text{V}$,输出电压典型值为 2.5V 。为便于配 8P 插座,芯片上专设置了 5 个空脚(NC)。

MC1403 的典型用法如图 3.2.3 所示。输出端接 $1\text{k}\Omega$ 精密多圈电位器,用以调整输出的基准电压值。 C 是消噪电容,亦可省去。实测 MC1403 的输入-输出特性见表 3.2.4。由表可见,当输入电压从 10V 降至 4.5V 时,输出电压只变化 0.0001V ,相对变化率仅为 -0.0018% 。

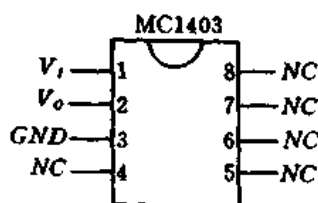


图 3.2.2 MC1403 的管脚排列

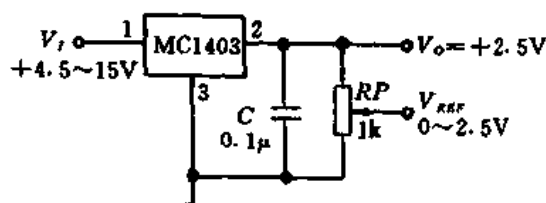


图 3.2.3 MC1403 的典型用法

表 3.2.4 MC1403 的输入-输出特性

输入电压/V	10	9	8	7	6	5	4.5
输出电压/V	2.5028	2.5028	2.5028	2.5028	2.5028	2.5028	2.5027

(2)利用 LM399 获得高稳定度的基准电压

对于高准确度的数字万用表,可选用 LM399 型基准电压源。LM399 的基准电压由隐埋式齐纳二极管提供。这种新型稳压管是采用次表面隐埋技术而制成的,具有温度漂移小、噪声电压低、动态电阻小等优良特性。LM399 由基准电压源和恒温电路所组成,其管脚排列、结构框图及电路符号如图 3.2.4 所示。第 1、2 脚分别是基准电压源的正、负极。第 3、4 脚之间接 $9 \sim 14\text{V}$ 的直流电压。工作电流范围是 $0.5 \sim 10\text{mA}$ 。图中的 H 代表恒温器,它能把管芯温度自动调节到 90°C ,只要环境温度 $T_A < 90^{\circ}\text{C}$,就能消除温度变化对基准电

压的影响。LM399 的电压温度系数低至 $0.3 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ (典型值), 最大也不超过 $1 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$, 这是其他基准电压源难以达到的指标。

LM399 的基准电压实际由内表面齐纳稳压管的稳定电压 V_Z 与硅晶体管的发射结导通压降 V_{BE} 相加而成:

$$V_O = V_{REF} = V_Z + V_{BE} = 6.3\text{V} + 0.65\text{V} = 6.95\text{V} \approx 7\text{V}$$

LM399 的典型应用电路如图 3.2.5 所示, R 为限流电阻。通常负载电流 $I_L \ll I_d, I_d \approx I_R$, 故

$$R = \frac{V_I - V_{REF}}{I_d} \geq \frac{V_I - 7\text{V}}{10\text{mA}} \quad (3.2.1)$$

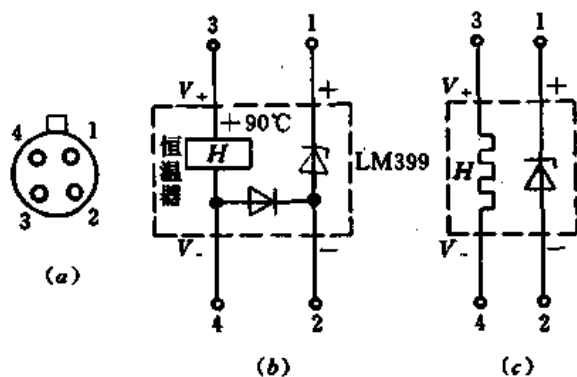


图 3.2.4 LM399 的结构

(a) 管脚排列; (b) 结构框图; (c) 电路符号。

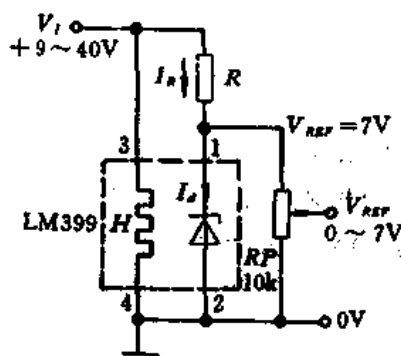


图 3.2.5 LM399 的典型应用电路

RP 为 $10\text{k}\Omega$ 精密多圈电位器, 调节滑动触头, 即可获得 $0 \sim 7\text{V}$ 范围内的任意基准电压值 V_{REF} 。例如, 在由 HI7159 构成 $5\frac{1}{2}$ 位数字电压表时, 可从分压器上获得 1.00000V 的基准电压。

使用 LM399 时安装位置应尽量远离发热的元器件 (例如电源变压器、集成稳压器、功率管), 输入电压不得超过 40V , 纹波电压必须很小, 接地线要短捷。其工作电流 I_d 不能超过 10mA , 否则输入端应加限流电阻 R 。

§ 3.3 增加交流/直流电源变换器

交流/直流 (AC/DC) 电源变换器可直接把交流电源转换成直流稳压电源, 它属于无电源变压器的小功率一体化稳压电源, 适用于低功耗的台式数字万用表中, 亦可作为手持式数字万用表的备用电源。其典型产品是美国马克希姆公司的 MAX600 系列 CMOS 交流/直流电源变换器。该系列产品包括 6 种型号: MAX600/610/601/611/602/612, 分类情况详见表 3.3.1。它们内部都包含桥式 (或半桥式) 整流器、线性稳压器, 只需外接线流电阻、交流降压电容和滤波电容, 即可直接加上 220V (或 110V) 交流电源, 获得 $+5\text{V}$ 稳压输出。用它们还可构成小功率 5V 不间断电源 (UPS)。

表 3.3.1 MAX600 系列产品的分类

型 号	内部整 流方式	输入交流电压 U_i/V	输出直流 电压范围 $/V$	标称直流 输出电压 V_o/V	工作温度 范 围 $/^{\circ}C$
MAX600	全波整流	220 (有效值)	1.3~9	5	0~50
MAX610					0~70
MAX601	半波整流	220 (有效值)	1.3~9	5	0~50
MAX611					0~70
MAX602	全波整流	220 (有效值)	1.3~15	5	0~50
MAX612					0~70

MAX600 系列产品主要有以下特点:

- (1) 输出电压范围宽(1.3~9V 或 1.3~15V), 稳压性能好, 典型应用的标称输出电压为 $5 \pm 0.02V$ 。
- (2) 最大输出电流为 100mA, 输出阻抗约 0.6Ω , 静态电流仅 $70\mu A$ 。
- (3) 有过压/欠压信号输出, 并设置了限流输入端。
- (4) 电路简单, 外围元件少, 电源效率高, 能省去电源变压器, 减小仪表电源的体积。

1. MAX610 的工作原理与应用

MAX610 采用 8 脚双列直插式封装, 管脚排列如图 3.3.1 所示。各管脚的功能如下:

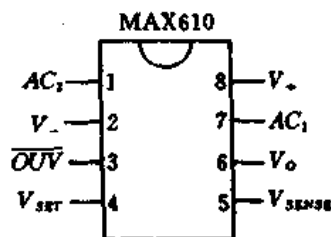


图 3.3.1 MAX610 的管脚排列

AC_1, AC_2 表示交流 220V 电源的进线端。 V_o 表示线性稳压器输出端。当第 4 脚与第 2 脚短接时, 输出电压设定为 +5V。 V_+, V_- 表示内部整流桥的正、负引出端, 在二者之间已并联稳压管, 典型稳压值为 12.4V, 外部尚需接一只滤波电容。 $\overline{O}UV$ 表示过压/欠压信号输出端。由芯片内部电路所设定的过压阈值 $V_H=5.4V$, 欠压阈值 $V_L=4.65V$ 。 V_H, V_L 值与输出电压 V_o 无关。芯片工作时, 一旦 $V_o > V_H$ 或 $V_o < V_L$, $\overline{O}UV$ 端就输出低电平, 平时为高电平。 $\overline{O}UV$ 可作微型计算机的复位信号。 V_{SET} 表示输出电压调整端。此端接 V_- (相当于公共地) 时, $V_o=5V$; 接电阻分压器时, V_o 可在 1.3~9V 范围内任意设定。 V_{SENSE} 表示限流输入端, 使用时一般与 V_o 端短接。若在 5~6 脚之间接入限流电阻 R_S , 则输出短路电流被限定为 $0.6V/R_S$ 。

MAX610 的内部框图及典型应用如图 3.3.2 所示。内部电路包括整流桥、稳压管(并联调整式稳压器)、串联调整式稳压器、限流保护电路、过压/欠压检测电路。 R_1 是限流电阻, C_1 是交流侧的降压电容。因断电时 C_1 上可能充有相当于市电峰值的高压, 故在 C_1 两端并联泄放电阻 R_2 , 将积存电荷泄放掉, 防止使用人员受到电击。 C_1 的容量决定 MAX610 的功耗 P_D 和最大输出电流 I_{OM} 。一般讲, 交流电压 U_i 愈高, C_1 容量愈小, 其容

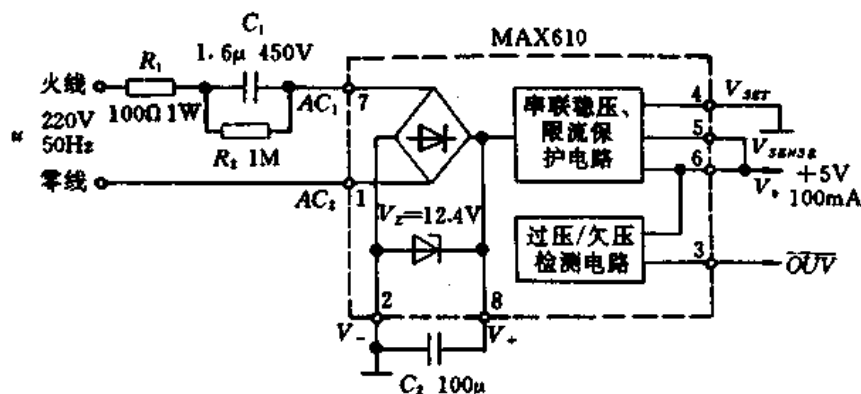


图 3.3.2 MAX610 的内部框图及典型应用

抗愈大,压降也越大。 C_1 的容量由下式确定:

$$C_1 = \frac{I_{OM}}{4\sqrt{2}(U_I - V_O)f} \quad (3.3.1)$$

式中, U_I 为市电电压的有效值, f 为市电频率,我国为 50Hz,欧美国家大多为 60Hz。由于图 3.3.2 中已将 V_{SET} 端(第 4 脚)接地,因此 $V_O = +5V$ 。将 $U_I = 220V$, $f = 50Hz$, $V_O = +5V$, $I_{OM} = 100mA$ 一并代入式(3.3.1)中得到, $C_1 = 1.6\mu F$ 。 C_1 须采用无极性的金属膜电容器,耐压 400V 即可。 C_2 为滤波电容,通常选 47~100 μF 的电解电容器。

当输出电流 $I_O \leq 10mA$ 时, C_1 可省去不用,但必须相应增大 R_1 的阻值。例如在 $V_O = +5V$, $I_O = 10mA$ 的情况下, R_1 可选 8.2k Ω , 2W 的电阻,兼起限流、降压作用。

2. 注意事项

使用时需要注意,由于 MAX610 是用电容器降压,未通过变压器与电网隔离,所以有带电的危险。为此可采用以下几种安全措施:

(1) 降压电容器 C_1 应当靠近火线端,并给整个电源装置增加一个金属机壳,壳体接通大地。

(2) 若装置必须与电网隔离,可加 1:1 隔离变压器,或者加降压变压器。

(3) $AC_1 \sim AC_2$ 之间的电压一般不超过 10V(有效值)。对于 MAX602/612 则为 16V。

3. 其他应用

图 3.3.3 是由 MAX610 构成的 +5V 不间断电源。 E 为备用电源,选 6 节 NYG0.5

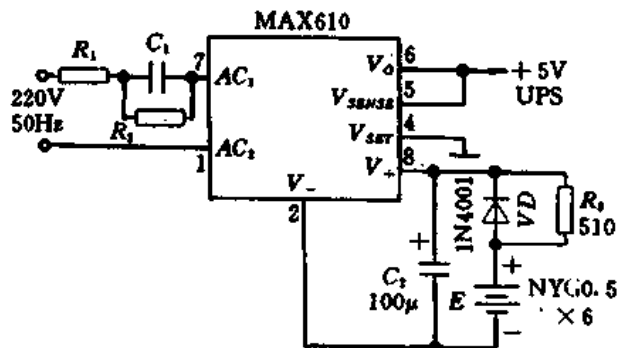


图 3.3.3 +5V 不间断电源

(0.5Ah)型镍镉电池时, $E=1.2V \times 6=7.2V$ 。平时二极管截止, $V_+ \sim V_-$ 之间的 12.4V 电压经限流电阻 R_3 对 E 进行涓流充电, 使之处于备用状态。涓流充电电流设计为 10mA。当电网停电时, VD 迅速导通, 改由备用电源供电, 维持 +5V 稳压输出不发生掉电现象。

§ 3.4 单电源/双电源转换电路

自制数字万用表时应尽量采用单电源供电, 因为这种方法最简单, 特别适合于使用电池作电源。但有些单片 A/D 转换器(例如 ICL7107、MC14433、ICL7135、HI7159)要求在 $\pm 5V$ 双电源下工作。其中的 -5V 电源是专供芯片内部数字电路使用的, 且工作电流只有零点几毫安。利用下面介绍的 3 种高效 DC/DC 转换电路, 即可用 +5V 电源获得 -5V 电源, 实现双电源输出, 从而简化了电源电路的设计。

1. 利用 CMOS 门电路产生 -5V 电源

(1) 电路工作原理

利用 CMOS 门电路产生 -5V 电源的实际电路如图 3.4.1 所示。这里使用一片 CMOS 六反相器 CD4069, 反相器 F_1 和 F_2 用以构成两级反相式阻容振荡器。 R_1 、 C_1 分别为振荡电阻与振荡电容。 R_2 是偏置电阻, 用于稳定 F_1 的工作点。该振荡器输出为方波电压, 取 $R_1=51k\Omega$ 、 $C_1=0.022\mu F$ 时, 振荡频率约为 400Hz。 $F_3 \sim F_6$ 是缓冲器, 现将 4 个反相器作并联使用, 一方面将振荡器与负载隔离, 另一方面能提高方波信号的输出能力。CD4069 的管脚序号已标在图 3.4.1 中。

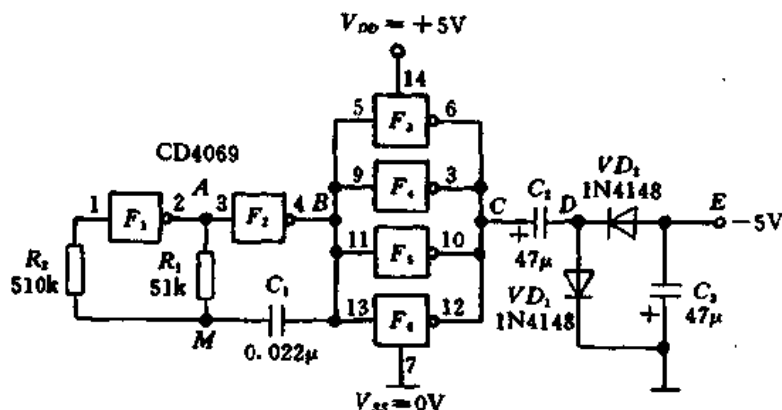


图 3.4.1 利用门电路产生 -5V 电源

由 C_2 、 VD_1 、 VD_2 组成半波倍压整流电路。在振荡信号的正半周, VD_1 导通, VD_2 截止, 若忽略 VD_1 的正向导通压降(约 0.7V), 则信号电压全部降落在 C_2 上。在信号的负半周, VD_1 截止, VD_2 导通, 信号电压就与 C_2 上的电压叠加(倍压), 经 VD_2 整流后变成负极性的脉动直流电压, 再经过 C_3 滤波, 获得 -5V 电压。

(2) 调试方法

调试电路时可用一台示波器分别观察图 3.4.1 中 M 、 A 、 B 、 C 、 D 、 E 点的波形, 如图 3.4.2 所示。从 M 点可观察到 C_1 充、放电的波形。 $A \sim D$ 点均为方波, 频率为 400Hz 左右。其中的 A 点与 B 点、 C 点与 B 点的波形相位恰好相反。选 $V_{DD}=+5V$ 时, 从 E 点输出的负压 $V_E = -(4.5 \sim 4.7)V$ 。若将 V_{DD} 提升到 5.5V, 则 $V_E = -5V$ 。

(3) 注意事项

① VD_1 、 VD_2 宜选用内阻小、正向导通压降较低的金键型锗二极管 1S1008, 其 $V_F \approx 0.2V$, 最大整流电流 $I_{FM} = 200mA$ 。根据实际情况, 亦可用 1N4148 玻封硅开关二极管代替。1N4148 的 $V_F \approx 0.6V$, $I_{FM} = 450mA$, $V_{RM} = 75V$ 。这种管子的正向导通压降较大, 使电源效率有所降低, 但其价格低廉且市场上很容易购到。

② 设计电路时 M 点不得接地, 否则阻容振荡器会停振, 无法获得负压输出。

③ 当 $R_1 \geq 100k\Omega$ 时, 可省去 R_2 。

④ 阻容振荡器亦可用 ICL7106 第 38 脚输出的 40kHz(近似值)信号代替。

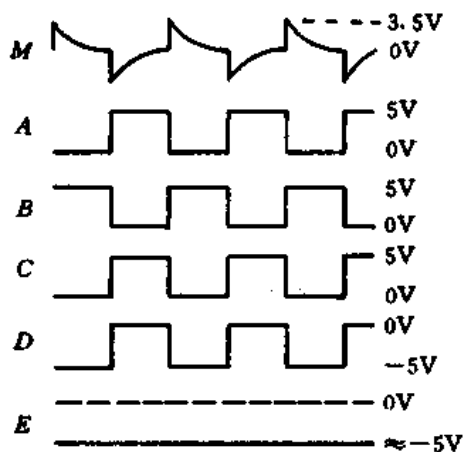


图 3.4.2 各点的工作波形

2. 利用 ICL7660 产生 -5V 电源

ICL7660 是哈里斯公司采用 CMOS 工艺制成的高效率、小功率、低压直流电源变换器, 亦称 DC/DC 电压转换器, 国产型号为 5G7660。它不仅能将单电源转换成对称输出的双电源, 还能通过几片串联方式获得多倍压输出。其空载时转换效率高达 99.7%, 带负载后转换效率仍可达 95%。ICL7660 本身耗电小于 0.5mA, 却能向负载提供 10~20mA 的电流。其外围电路十分简单, 只需接两只电容即可工作。

(1) 电路工作原理

ICL7660 采用 8 脚双列直插式封装。 V_{DD} 、 GND 分别接电源的正、负端, V_O 为负压输出端。芯片内部主要包括稳压器、RC 振荡器、二分频器、逻辑控制器、电平转换器、四只模拟开关 $SW_1 \sim SW_4$ 。 ICL7660 的等效电路如图 3.4.3 所示。 C_1 、 C_2 为外接电容。在正半周时, SW_1 、 SW_2 闭合, SW_3 、 SW_4 断开, V_{DD} 沿着 $SW_1 \rightarrow C_1 \rightarrow SW_2 \rightarrow GND$ 的途径对 C_1 充电, C_1 被充到 V_{DD} 。在负半周时, SW_3 、 SW_4 闭合, SW_1 、 SW_2 断开, 使 C_1 的正端接地, 负端接 V_O 端。 C_1 的放电回路为: C_1 正极 $\rightarrow SW_3 \rightarrow GND \rightarrow C_2$ 正极 $\rightarrow C_2$ 负极 $\rightarrow SW_4 \rightarrow C_1$ 负极。因此, C_1 上的一部分电荷就转移到 C_2 上, 并在 C_2 两端形成负压输出。由于模拟开关动作频率很高(约 10kHz), C_1 被不断充电, 使其两端压降维持在 V_{DD} 值。显然, C_1 的作用就相当于一个“充电泵”, 故称之为充电泵电容。由 C_1 和 C_2 构成一个泵电源。

利用一片 ICL7660 可把 +5V 电源变换成 -5V 电源, 具体电路如图 3.4.4 所示。 ICL7660 的第 1、6、7 脚均悬空。

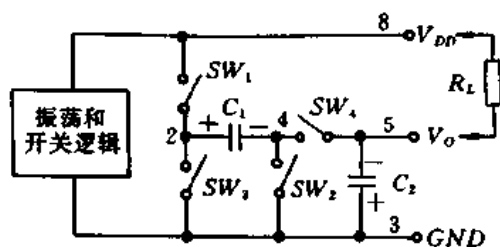


图 3.4.3 ICL7660 的等效电路

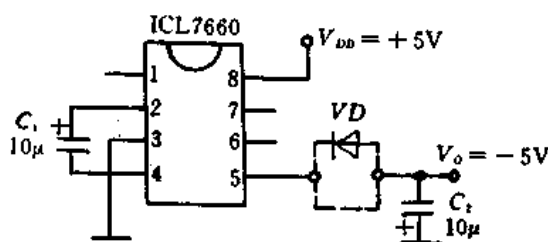


图 3.4.4 利用 ICL7660 获取 -5V 电源

(2) 注意事项

① C_1 、 C_2 宜选用 $10\mu\text{F}$ 钽电容, 这种电容器的介质损耗低、漏电小、稳定性好, 性能远优于铝电解电容器。

② 当 $V_{DD} = +5\text{V}$ 时, 第 5 脚可直接输出负压(即第 5 脚沿虚线与 V_O 短接)。仅当 $V_{DD} > 6.5\text{V}$ 时, 输出端必须串入二极管 VD , 避免损坏芯片。鉴于 ICL7660 的工作电压范围是 $+1.5 \sim 10.5\text{V}$, V_{DD} 最高不得超过 10.5V 。

3. 正负压连续可调、对称输出的稳压电源

(1) 电路工作原理

某些情况下要求 $+V_O$ 和 $-V_O$ 均能从零伏开始连续可调且始终保持对称输出, 可采用如图 3.4.5 所示的电路。三端集成稳压器 7805 和 7905 的标称稳压值分别为 $+5\text{V}$ 、 -5V , 实际输出电压依次用 V_o (即 $+V_O$)、 $-V_o$ (即 $-V_O$) 来表示。该电路的特点是增加一只同轴电位器 RP_1 、 RP_2 , 并将 7805 的 GND 端接 RP_2 的滑动触头 d , 7905 的 GND 端则接 RP_1 的滑动触头 c 。当 c 点从 a 滑到 0 , d 点从 b 滑到 0 时, 即可获得从 $0\text{V} \sim \pm 5\text{V}$ 范围内的任何对称电压值。该电路是通过改变 GND 端的电位, 来控制稳压器输出电位的高低。在调整 RP_1 、 RP_2 的过程中, 稳压器本身的稳压值仍保持恒定。 C_1 、 C_2 为滤波电容。 C_3 、 C_4 用以减小纹波, 并可抑制输入端的过电压。 C_5 、 C_6 能改善负载的瞬态响应, 吸收高频瞬态电压。

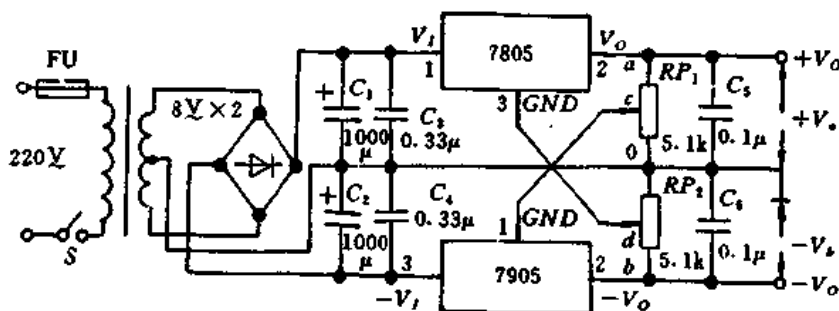


图 3.4.5 正负压连续可调、对称输出的稳压电路

(2) 注意事项

7805 和 7905 分 TO-220 塑料封装、TO-3 金属壳封装两种, 最大输出电流均为 1.5A 。对于 TO-220 封装的稳压器, 当其最大允许功耗超过 1W 时应加散热器。对 TO-3 封装而言, 超过 2W 时也需加合适的散热器。有关散热器的设计方法, 详见 § 3.73。

§ 3.5 CMOS 不间断电源

在现场测试过程中, 经常要求测试仪器或其中某一部分具有掉电保护功能, 例如一旦交流电网突然停电, 能将动态存储器 RAM 中的数据保存下来; 还有些仪表则不允许出现停电故障。这就需要使用不间断电源 UPS。目前, 市售的 UPS 电源电路复杂、价格高、体积大。针对 CMOS 仪表(含智能仪表)具有低功耗的特点, 下面介绍几种后备式小功率不间断电源, 不仅经济实用, 而且体积小, 便于制作。

1. 二极管自动切换式不间断电源

(1) 电路工作原理

一种实用电路如图 3.5.1 所示。CMOS 系统或仪表的实际电源按 $V_{DD} \approx +5V$ 设计。 $VD_1 \sim VD_3$ 为三只 1N4001 型硅整流管,其最大工作电流为 1A,正向导通压降约 0.6V,反向耐压值为 50V。 VD_2 和 VD_3 串联后的导通压降约 1.2V。采用交流供电时 VD_1 导通, VD_2 和 VD_3 截止,由四节 1.5V 一号电池串联而成的 6V 备用电源不起作用。三端稳压器 7806 的输出电压 $V_O = 6V$,经过 VD_1 降成 5.4V,向 CMOS 系统供电。此时 $V_{DD} = 5.4V$ 。

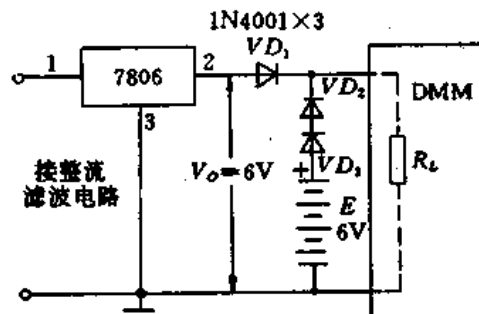


图 3.5.1 二极管自动切换式不间断电源

一旦交流 220V 电源突然停电, V_O 急剧下降,使 VD_1 截止, VD_2 和 VD_3 迅速导通,此时改由备用电源 E 向系统供电, $V_{DD} =$

4.8V,但因 CMOS 电路的电源范围很宽,故不会影响电路的正常工作,至多是 LED 数码管的显示亮度略微降低,人眼未必能觉察出来。

当电网又恢复正常时, VD_1 迅速导通, VD_2 与 VD_3 自动截止,备用电源即不起作用。因此, $VD_1 \sim VD_3$ 可起到在瞬间自动切换直流电源的作用。

(2) 设计要点

一般情况下可选取

$$V_{DDmax} > V_O = E = V_{DD} > V_{DDmin} \quad (3.5.1)$$

$$\text{即} \quad V_O - 0.6 > E - 1.2 \quad (3.5.2)$$

才能保证交流供电时备用电源被自动切断。

举例说明:设仪表的工作电源 $V_{DD} = 9V$,取 $V_O = E = 9V$,采用交流电源时实际供电电压 $V_O = 8.4V$,改由备用电源供电时为 7.8V。可选 7809 型集成稳压器, E 由 6 节 1.5V 一号电池串联而成。

(3) 注意事项

①为改善二极管的开关特性,可用肖特基整流二极管代替 1N4001,典型产品有 B82-004 型(对管)、D80-004 型(单管)。其额定整流电流为 15A,正向导通压降仅 0.3V,反向恢复时间低至 10ns 以下,能显著提高 UPS 电源的效率和可靠性。

②采用一号电池作备用电源,适合于功耗在 3W 以下的系统短时间(不超过 0.5h)使用。最大工作电流(即电池放电电流)为 0.3A。若系统的功耗较大,建议采用容量较大的 R40 型甲电池或蓄电池供电。

2. 单片 CMOS 不间断电源

(1) ICL7673 的工作原理

ICL7673 是哈里斯公司生产的单片 CMOS 备用电源集成电路。与普通转换式备用电源相比,它圆满解决了主电源与备用电源的切换,可构成小功率 UPS 电源。其主要特点是输入、输出电压范围宽(2.5~15V),输入、输出电流为 30~38mA,利用外部功率管还能扩展输出电流,通过逻辑输出端可以指示系统与哪路电源接通。

ICL7673 采用 DIP-8 封装,管脚排列如图 3.5.2 所示。 V_P 端接主电源,当 $V_P=5V$ 时输出电流为 38mA。 V_S 端接备用电源,当 $V_S=3V$ 时,输出电流为 30mA。 V_O 为输出端。 S_{sw} 和 P_{sw} 均为逻辑输出端,输出电流可达 50mA。 GND 是公共地, NC 为空脚。

ICL7673 的简化电路如图 3.5.3 所示。芯片内部包含电压比较器, V_P 、 V_S 为两个输入端。比较器的输出经过反相器 F_1 ,分别驱动大功率 P 沟道场效应管 P_1 和 N 沟道管 N_1 。再经过反相器 F_2 ,驱动 P 沟道管 P_2 。比较器输出端则直接驱动 N 沟道管 N_2 。 P_1 、 P_2 、 N_1 、 N_2 在电路中均起开关作用。常态下由主电源供电, $V_P > V_S$,此时 P_1 、 N_1 导通, V_O 向系统供电, S_{sw} 端呈低电平(逻辑零)。由于 P_1 的导通压降很小,故 $V_O = V_P$ 。一旦主电源停电, $V_P = 0$, $V_S > V_P$, P_1 和 N_1 截止, P_2 与 N_2 导通,改由备用电源向系统供电, P_{sw} 端呈低电平。工作顺序为“先断后合”,电源切换时间小于 50ms。逻辑输出状态是 $S_{sw} = 0$ 表示接通主电源, $P_{sw} = 0$ 表示接通备用电源。 N_1 或 N_2 在未导通时呈高阻态。

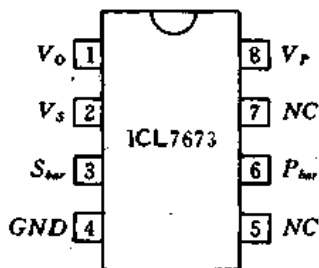


图 3.5.2 ICL7673 的管脚排列

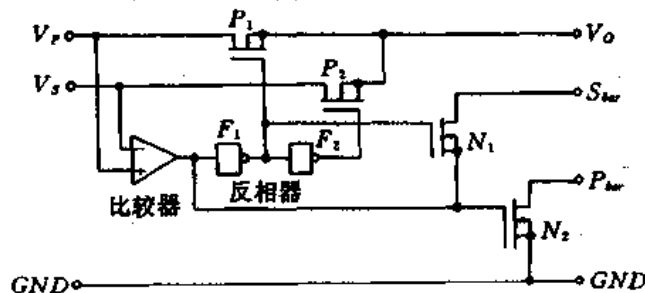


图 3.5.3 ICL7673 的简化电路

(2) ICL7673 的典型应用

由 ICL7673 构成的 UPS 典型电路如图 3.5.4 所示。图中采用 +5V 主电源,备用电源选 3.6V 镍镉电池组 E 。正常工作时,+5V 电源还经过电阻 R 和硅二极管 VD 对镍镉电池进行涓流充电,输出电压 V_O 也为 +5V。当电网停电时,改由 E 对 CMOS 系统继续供电,输出电压变成 +3.6V,可保证 RAM 中的数据不致丢失。 VD 的作用是掉电后防止 E 向主电源回路倒灌电流,可选 1N4001 型二极管。 R 值依涓流充电电流而定,当充电电流为 10mA 时,取 $R=100\Omega$ 。若需提供较大的输出电流,可通过外部 PNP 功率管(例如 3AD6、3AD30)进行扩流,电路如图 3.5.5 所示。常态下 $P_{sw}=0$, VT_1 导通,主电源经过 VT_1 向仪表(或系统)供电。当电网停电时, $S_{sw}=0$, VT_2 导通, VT_1 截止,备用电源 E 经过 VT_2 继续供电。

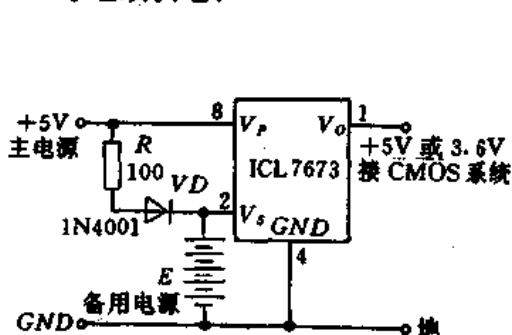


图 3.5.4 不间断电源的典型电路

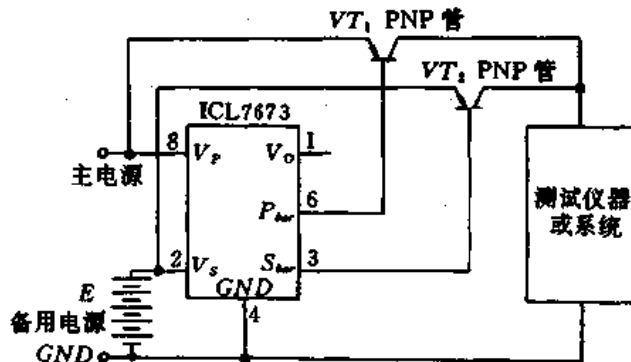


图 3.5.5 利用外部功率管扩流

§ 3.6 无工频变压器式的开关电源

开关式集成稳压电源被誉为“新型高效节能电源”，它代表着稳压电源的发展方向。由于内部器件工作在高频开关状态，因此本身消耗的能量极低，电源效率可达 80% 左右，甚至 90% 以上，比串联调整式线性稳压电源提高将近一倍。选用带高频变压器的单端或双端输出式脉冲宽度调制器(PWM)，可省掉体积笨重、损耗大的工频电源变压器，制成各种小功率(几十瓦)、大功率(几千瓦)的开关电源。下面介绍由 UC3842 构成的开关电源，可供台式数字万用表及测试系统使用。

1. UC3842 的工作原理

UC3842 是近年来问世的新型脉宽调制器，其主要优点是电压调整率可达 0.01%/V，能与线性集成稳压器相媲美，工作频率高(最高 500kHz)，启动电流小(小于 1mA)，外围元件少，成本低廉，利用高频变压器实现与电网隔离，适于制作 20~80W 的小功率开关电源。UC3842 的工作温度是 0~+70℃，最高输入电压为 30V，最大输出电流为 1A，能驱动双极型功率管或 VMOS 管。UC3842 采用 8 脚双列直插式封装，管脚排列如图 3.6.1 所示。第 1 脚是补偿端，外接阻容元件以补偿误差放大器的频率特性。第 2 脚是反馈端，将取样电压加至误差放大器的反相输入端，再与同相输入端的基准电压进行比较，产生误差电压。第 3 脚接过流检测电阻，构成过流保护电路。 R_T/C_T 为锯齿波振荡器外部定时电阻与定时电容的公共端。内部基准电压 $V_{REF}=5.0V$ 。输入电压 $V_i \leq 30V$ ，输出电压 V_o 。则取决于高频变压器的变压比。

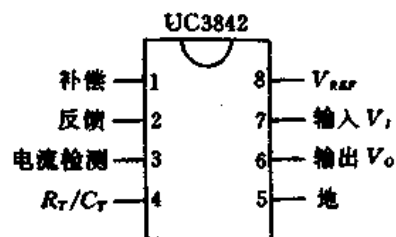


图 3.6.1 UC3842 的管脚排列

脉宽调制器 UC3842 是开关电源的核心。它能产生频率固定而占空比可调的控制电压，通过改变开关功率管的通断状态，来调节输出电压的高低，实现稳压目的。例如由于某种原因使 $V_o \uparrow$ 时，PWM 就改变控制电压的占空比，使斩波后的电压平均值下降，导致 $V_o \downarrow$ ，使 V_o 趋于稳定。反之亦然。

2. 开关电源的电路原理

由 UC3842 构成的开关电源电路如图 3.6.2 所示。其基本工作原理是，交流输入电压 U 经过整流滤波电路变成直流电压 V_i ，再被开关功率管斩波和高频变压器降压，得到高频矩形波电压，最后经过整流、滤波，获得所需要的直流输出电压 V_o 。图中的 PNF 为电源噪声滤波器， T 代表高频变压器，开关功率管采用 IRFPG407 型 VMOS 管。该开关电源的输出功率为 35W(5V、7A)。

刚开机时，220V 交流电压首先经过 PNF，滤掉射频干扰，再通过桥式整流和滤波，得到约 +300V 的直流电压，然后经 R_2 降压向 UC3842 提供 +16V 的启动电压。 R_1 是限流电阻， C_1 为滤波电容。进入正常工作后，自励线圈 N_2 上的高频电压经过 VD_1 、 C_3 整流滤波，就作为 UC3842 的正常工作电压。 R_5 、 C_4 用来改善内部误差放大器的频率响应， R_3 是斜坡补偿电阻。取 $R_5=10k\Omega$ 、 $C_4=4700pF$ 时，开关频率约等于 40kHz。 C_5 是消噪电容， R_{10} 是过流检测电阻。 R_7 为 VMOS 管的栅极限流电阻。由 C_8 、 VD_3 、 R_{12} 、 R_{11} 、 VD_2 、 C_9 构成两级

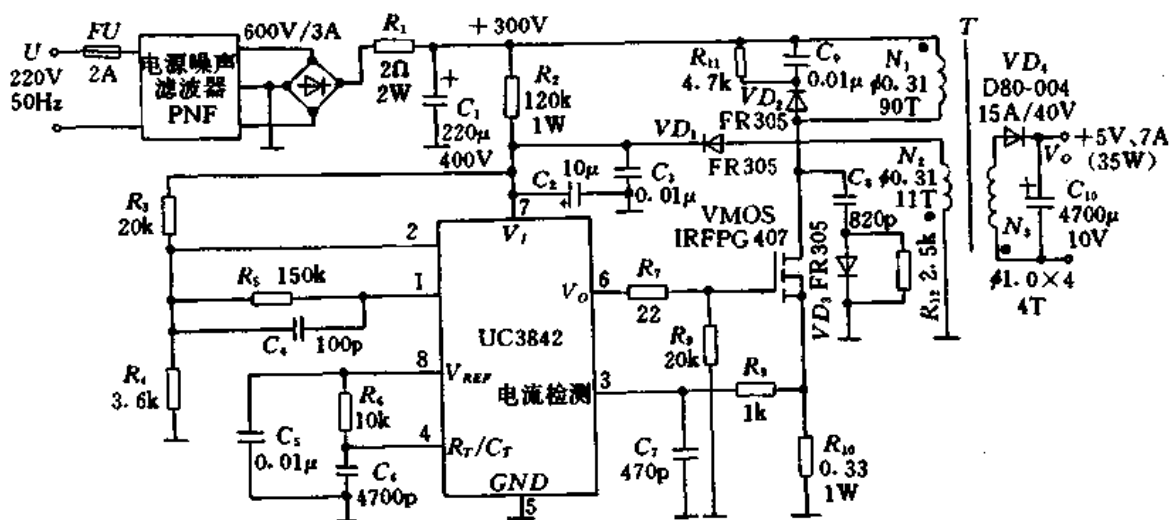


图 3.6.2 开关电源的电路

吸收回路,用以吸收尖峰电压。 $VD_1 \sim VD_3$ 选用快恢复二极管 FR305。 VD_4 为输出端的整流管,采用 D80-004 型肖特基二极管,以满足高频、大电流整流之需要。高频变压器选用 EE-12 型磁芯绕制而成。整机工作过程是,首先通过自馈线圈 N_2 对输出电压采样,然后依次经过芯片中的误差放大器、PWM 锁存器和输出级,去控制 VMOS 功率管的导通和截止,以决定高频变压器的通断状态,最终达到稳压目的。

3. 注意事项

(1) 高频变压器是开关电源的核心部件,其设计的正确与否,关系到制作开关电源的成败。对于 20~80W 的开关电源,可选 EE-12 型磁芯。其材料为 MXO-2000,导磁率 $\mu = 2000\text{H/m}$,饱和磁通密度 $B_s = 400\text{mT}$,最高工作频率 $f_{\text{max}} = 500\text{kHz}$,磁芯截面积 $A_c = 1.44\text{cm}^2$ 。各绕组的匝数参见图 3.6.2。漆包线的线径及并绕根数依每组线圈的电流而定,通常电流密度可取 $J = 2\text{A/mm}^2$,最高不宜超过 4A/mm^2 。为防止出现磁饱和而烧毁开关功率管,磁芯应留出 0.5~1.0mm 的气隙。有关高频变压器的设计方法详见 § 3.74。

(2) 开关功率管。宜选用高频开关特性好、损耗低的 VMOS 来代替双极型功率管。鉴于高频变压器的最高输入电压接近 400V,高频变压器的反向电动势约 200V、线圈漏感造成的尖峰电压约为 200V,故 VMOS 管耐压值应选 1000V,以便留出一定余量。VMOS 必须配上合适的散热器。

(3) $VD_1 \sim VD_3$ 均工作在高频状态,须用快恢复或超快恢复二极管。 VD_4 宜选肖特基二极管,以完成高频、低压、大电流整流。滤波电容 C_{10} 的容量可按每安培 $1000\mu\text{F}$ ($1000\mu\text{F}/\text{A}$) 估算。

(4) 当开关频率过高 ($\geq 100\text{kHz}$) 时,开关电源可能无法正常工作。特别是自制的高频变压器受到技术、工艺条件的限制,高频特性欠佳。通常选 $30\text{kHz} \sim 40\text{kHz}$ 的开关频率为宜。

(5) 调试开关电源时,用示波器从 UC3842 的第 4 脚应能观察到约 40kHz 的矩形波,幅度约 1.5V。第 6 脚输出为占空比可以自动微调的矩形波,幅度为 15V。

(6) 为获得多路稳压输出,还可在高频变压器上增加绕组 N_4, N_5, \dots ,但总输出功率不得超过 80W。

§ 3.7 单片可调式开关电源

单片开关式集成稳压器是把开关功率管也集成在芯片中,从而实现了单片集成化。它具有最简外围电路和最佳性能指标、电源效率高(75%~90%以上)、输出电压连续可调等优点。适于制作低压(5~40V或5~50V)、中小功率(500W以下)、大电流(1.5~10A)的开关电源。这类稳压器利用由电感、电容和续流二极管组成的降压电路来代替高频变压器,但输入端必须接工频变压器及整流滤波电路。

1. 单片开关式集成稳压器的分类

由意-法半导体有限公司(SGS-Thomson)生产的单片开关式集成稳压器,典型产品有L4960,L4962,L296,L4964,L4970,L4972,L4974,L4975,L4977。目前国产对应型号只有CW4960,CW4962,CW296。它们的主要性能指标见表3.7.1。表中, I_{OM} 为最大输出电流, P_{OM} 是最大输出功率(需加合适的散热器)。 f_{omax} 为最高工作频率, D 是占空比调节范围。 T_{JM} 为芯片的最高结温,超过此值时芯片即自动保护。 η 为电源效率(不包括电源变压器损耗)。下面以L296为例,介绍单片开关式集成稳压器的典型应用。

表 3.7.1 单片开关式集成稳压器性能指标

型号	V_I /V	V_O /V	I_{OM} /A	P_{OM} /W	f_{omax} /kHz	D /%	T_{JM} /°C	封装形式	η /%
L4960	9~46	5~40	2.5	100	200	0~100	150	SIP-7	75%~90% 以上
L4962	9~46	5~40	1.5	60	200	0~100	150	DIP-16	
L296	9~46	5~40	4	160	200	0~100	150	SIP-15	
L4964	9~36	5~28	4	112	200	0~100	150	SIP-15	
L4970	10~55	5~50	10	500	400	0~100	150	SIP-15	
L4972	10~55	5~50	2	100	400	0~100	150	DIP-20	
L4974	10~55	5~50	3.5	175	400	0~100	150	DIP-20	
L4975	10~55	5~50	5	250	400	0~100	150	SIP-15	
L4977	10~55	5~50	7	350	400	0~100	150	SIP-15	

2. 由L296构成的单片开关电源

L296具有完善的保护功能。最大输出电流为4A,最大输出功率达160W,输出电压可在5~40V范围内连续可调。芯片采用SIP-15封装,15个管脚分前后两排、交插排列。L296内部包括锯齿波振荡器、5V基准电压源、误差放大器、PWM比较器、功率输出级、重置电路和保护电路。其基本工作过程是:输出电压 V_o 。经过取样后送至误差放大器的反相输入端,与加在同相输入端的5V基准电压进行比较,得到误差电压 V_e ,再用 V_e 的幅度

去控制 PWM 比较器输出的脉冲宽度,最后通过功率放大和降压式输出电路,使 V_o 保持不变。设稳压器效率为 η , V_i 经斩波后的占空比为 D ,有公式

$$V_o = \eta DV_i \quad (3.7.1)$$

显然,当 $\eta \rightarrow 100\%$ 时, $V_o \approx DV_i$ 。

由 L296 构成的单片可调式开关电源的电路如图 3.7.1 所示。220V 交流电压经过工频变压器 T 降压,再经过 6A/100V 的整流桥和滤波电容 C_1 ,得到直流电压 $V_i = +46V$,作为 L296 的输入电压。输出电压 V_o 取决于取样电阻 R_7 与 R_8 的比值,有公式

$$V_o = (1 + R_7/R_8) \times 5V \quad (3.7.2)$$

现取 $R_8 = 4.7k\Omega$, $R_7 = 33k\Omega$ (可调电阻)。利用式 (3.7.2) 不难算出,当 $R_7 = 0$ 时, $V_o = 5V$; $R_7 = 33k\Omega$ 时, $V_o = 40V$ 。若取 $2.2k\Omega$, R_7 应换成 $15k\Omega$ 可调电阻。

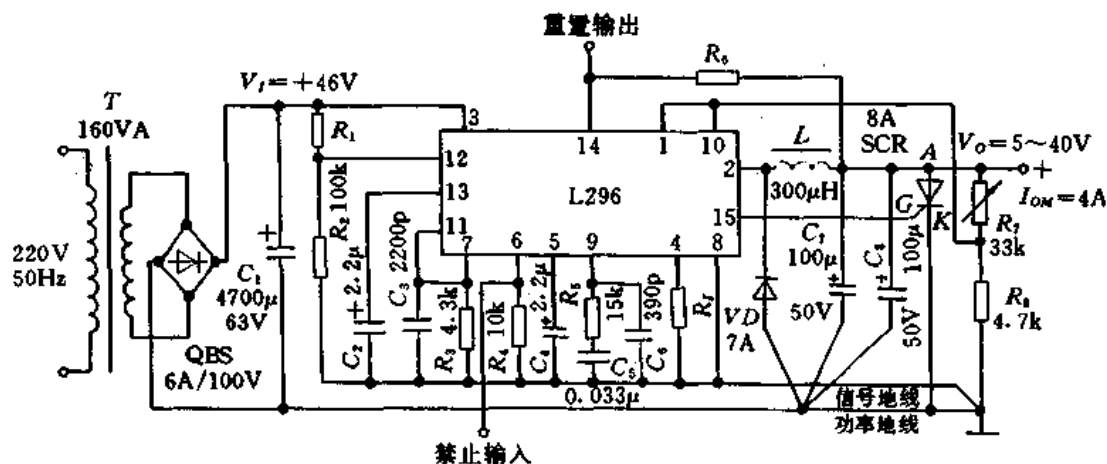


图 3.7.1 单片可调式开关电源

外围元器件的选择,详见表 3.7.2。需要指出,稳压器正常工作时,重置输出端(第 14 脚)输出高电平。禁止输入端(第 6 脚)平时应为低电平,若接高电平,则 L296 停止工作。

表 3.7.2 外围元器件的选择

元 器 件 序 号	推 荐 值	用 途	允 许 范 围	
			最 小 值	最 大 值
R_1	—	决定重置电路的输入电压定限	—	—
R_2	100k Ω		—	220k Ω
R_3	4.3k Ω	决定开关频率	1k Ω	100k Ω
R_4	10k Ω	下拉电阻	—	22k Ω
R_5	15k Ω	频率补偿电容	—	—
R_6	—	重置输出集电极负载	$V_o/0.05A$	∞
R_7	33k Ω	决定输出电压值的 电阻分压器	0	—
R_8	4.7k Ω		—	10k Ω
R_9	—	决定限流值	33k Ω	∞
C_1	—	输入滤波电容	1000 $\mu F/A$	—
C_2	2.2 μF	决定重置延迟(可不用)	—	—

(续)

元 器 件 序 号	推 荐 值	用 途	允 许 范 围	
			最 小 值	最 大 值
C_3	2200pF	决定开关频率	1000pF	3300pF
C_4	2.2 μ F	软启动电容	1 μ F	—
C_5	0.033 μ F	频率补偿电容	—	—
C_6	390pF	高频补偿电容	—	—
C_7, C_8	100 μ F	输出滤波	—	—
L	300 μ H			
SCR	8A 晶闸管	过载保护用晶闸管	—	—
VD	7A 肖特基二极管	续流二极管	—	—

3. 安装注意事项

(1)设计和安装电路时要把信号地线与功率地线分开布置,最后在输出端汇合(参见图 3.7.1)。否则,由于功率地线上有大电流通过,在印制导线上形成的压降会窜入信号端,经 L296 反映到输出端,增大纹波,影响稳压性能。

(2)本开关电源的印制电路板如图 3.7.2 所示。L296 作大电流输出时应加装合适的散热器,并用螺钉和垫圈紧固在器件的小散热片上,如图 3.7.3 所示。L296 本身最大功耗为 15W,可自制 150mm \times 120mm \times 2mm 的铝板散热器,亦可选购成品散热器。要求接触面平滑,并在接触面上涂一层导热硅脂,以减小热阻。

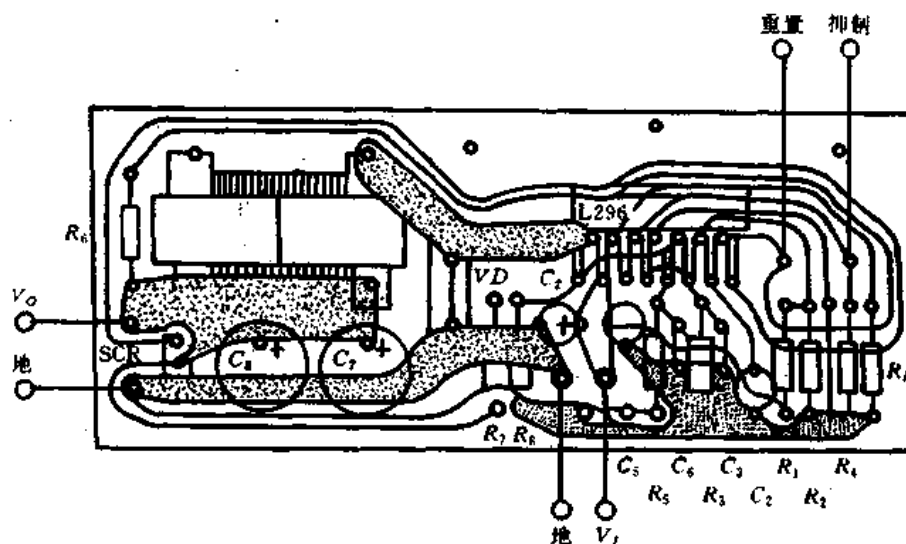


图 3.7.2 印制电路板

(3)储能电感 L 工作在高频状态,为防止因磁饱和而损坏芯片内部的开关功率管,须采用特制电感。可在 $\phi 22$ 玻莫合金磁环上,用 $\phi 1.5$ mm 的高强度漆包线大约绕 110 匝,可获得 300 μ H 的电感量。

(4)为减小电解电容的等效电感与等效电容, C_7 、 C_8 宜采用两只容量相等的电解电容器并联而成。不得用一只 220 μ F 电解电容器。

(5) 电路中的 8A 晶闸管起保护作用, 一旦出现
过压, 第 15 脚就触发晶闸管, 使之导通, C_7 和 C_8 经
过 SCR 放电, 使 V_o 迅速下降, 起到过压保护作用。
芯片内部还有输出限流保护电路和过热保护电路。

§ 3.8 液晶显示器标志符的驱动电路

目前, 新型数字万用表在数字显示的基础上普
遍增加了标志符显示功能。标志符大致可分成四类:
第一类是单位符号(例如 mV, V, kV, μ A, mA, A,
 Ω , k Ω , M Ω , nS, kHz, pF, nF, μ F, $^{\circ}$ C, F, dBm); 第二
类属于测量功能及测量项目的符号(如 AUTO,
AC, DC, TRMS, AVG, LO Ω , LOGIC, MEM
或 Δ , HOLD, PK HOLD, MAX, MIN); 第三
类为量程提示符, 其特点是在小数点下面
加有量程数值, 例如在 4 $\frac{1}{2}$ 位 LCD 的万位、
千位、百位、十位小数点下边依次标有 2、20、
200、2000, 若显示 200, 则表明所对应的量程
为 200, 依次类推; 第四类为特殊符号及图形
(例如低电压指示符, 蜂鸣器图形符号, $\times 10$
符号)。标志符与数字相互配合、同步显示, 可使显示结果更加直观, 也便于读数。此外, 某些
标志符对使用人员还有提示作用, 有助于正确操作, 减少仪表损坏率。

以国产 JH220 型液晶显示器为例(图 3.8.1), 其外形尺寸为 51.9mm \times 21.9mm \times 2mm, 管脚排列见表 3.8.1。表中的 BP 表示背电极。液晶显示器上的 F、 $^{\circ}$ C 分别代表华
氏、摄氏温标, BAT 为低电压指示符, \bullet))) 代表蜂鸣器。 \blacktriangle ($\times 1$ 段)、 \blacktriangledown ($\times 3$ 段)、 $-$ ($\times 2$
段), 依次为表示高电平、低电平、负极性的标志符。该显示器的驱动电压峰值为 3V, 国产
M830B 型 3 $\frac{1}{2}$ 位数字万用表即采用这种显示器。关于 M830B 的总电路见书末附图。

表 3.8.1 JH220 型液晶显示器的管脚排列

管脚序号	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
笔段电极	BP	C	\bullet)))	$\times 2$	bC ₄	-	-	DP ₃	e ₃	d ₃
管脚序号	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
笔段电极	C ₃	DP ₂	e ₂	d ₂	c ₂	DP ₁	e ₁	d ₁	c ₁	b ₁
管脚序号	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
笔段电极	a ₁	f ₁	g ₁	b ₂	a ₂	f ₂	g ₂	-	b ₃	a ₃
管脚序号	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40
笔段电极	f ₃	g ₃	-	-	-	-	$\times 1$	BAT	$\times 3$	F

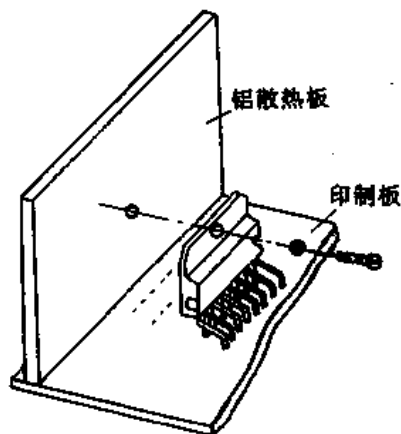


图 3.7.3 铝散热器的装配方法

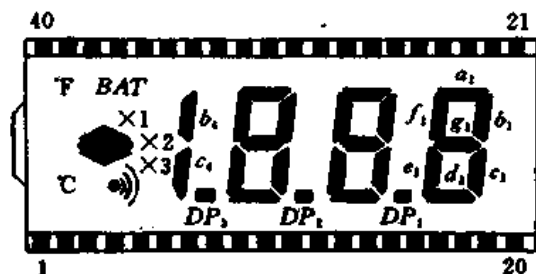


图 3.8.1 JH220 型液晶显示器的外形

下面,介绍几种液晶显示器的标志符驱动电路。

1. 3½位 LCD 标志符驱动电路

7106 型 3½位单片 A/D 转换器还可配 JH163 型 LCD 显示器。该显示器有多种标志符可供显示用。标志符驱动电路如图 3.8.2 所示,由晶体管 VT_1 、 VT_2 , 量程开关 S 等组成。 VT_1 (JE9014) 起反相作用, VT_2 是射随器, 用以提高驱动能力, 二者均以 $TEST$ 为数字地。ICL7106 的 BP 端输出的方波信号 V_{BP} , 首先经过 VT_1 反相, 再经 VT_2 输出方波信号 V'_{BP} , 接至欲显示的标志符驱动端。以 200mV 挡为例, 因 mV 标志符两端施以相位完全相反的两个方波信号电压, 故在液晶屏右端显示“mV”标志符。受量程开关控制, 仪表的数值显示与标志符显示总是互相对应的。

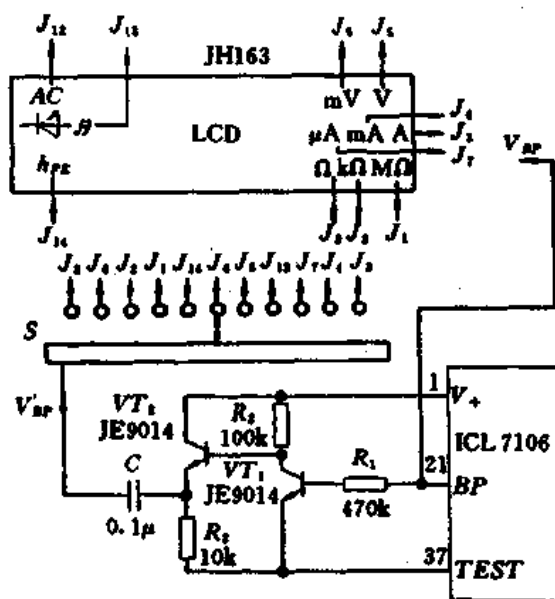


图 3.8.2 标志符驱动电路

2. 特殊标志符的驱动电路

由 TSC815 构成的单片 3½位数字万用表, 具有自动/手动量程两种工作方式。而采用手动方式可将量程扩展 50%, 例如把 2MΩ 挡扩展成 3MΩ 挡, 20MΩ 挡扩展为 30MΩ 挡。在扩展量程时尽管 3MΩ 挡与 30MΩ 挡的显示值相同, 但二者实际电阻值却相差 10 倍。为了不降低显示值的有效位数, 不宜采用移动小数点的方案, 而应增加“×10”标志符以示区别, 其驱动电路如图 3.8.3 所示。这里是借用 TSC815 的第 11 脚 (Ω/V 端) 输出的电阻/电压标志符驱动信号, 用以驱动“×10”标志符。电路由晶体管 VT_1 (JE9015) 和 N 沟道结型场效应管 VT_2 (3DJ7) 构成。 R_1 、 R_2 是 VT_1 的基极偏置电阻, R_3 为集电极电阻。 R_4 是 VT_2 的栅极限流电阻。 VD 为隔离二极管。手动选择 30MΩ 电阻量程时, $\overline{OHM}=0$, $\bar{I}=1$ (第 60 脚开路时内有上拉电阻接正电源), 此时 VT_1 导通, 进而使 VT_2 导通, “ Ω/V ”端的信号经过 VT_2 驱动“×10”标志符显示, 表示应将显示值扩大 10 倍, 方为实际电阻测量值。

若选择其他电阻量程, 应通过量程开关使 VD 开路。因此时 R_2 的下端悬空, 故 VT_1 截止, VT_2 亦截止, 迫使“×10”标志符呈消隐状态。



图 3.8.3 “×10”标志符的驱动电路

3. 4½位 LCD 标志符的驱动电路

在利用 ICL7129 构成 4½ 位数字万用表时,可采用如图 3.8.4 所示的显示驱动电路。 IC_2 (1/2TL062) 为电平转换器。 V_{DISP} 为多路扫描 LCD 驱动器的电源负极引出端。调整电位器 RP , 可以设定 V_{DISP} 端的驱动电压峰值, 改善 LCD 的亮暗对比度。

$ANND$ 端 (第 3 脚) 为标志符驱动端, 可分别驱动标志符 AC (交流) 和 H (读数保持)。

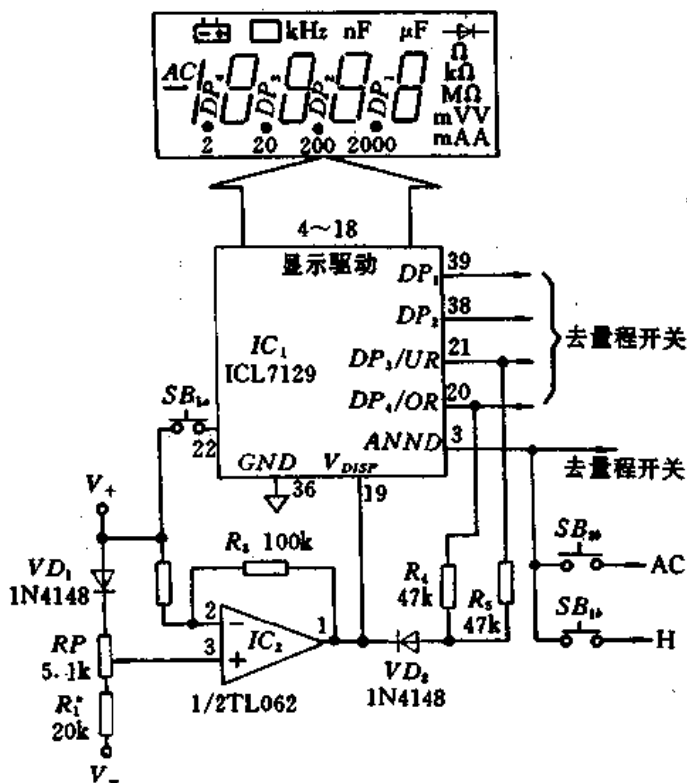


图 3.8.4 显示驱动电路

举例说明,按下读数保持键 SB_1 时, SB_{1a} 闭合,第22脚接高电平,仪表进入保持状态;与此同时 SB_{1b} 也闭合, $ANND$ 信号就驱动“H”标志符显示。余者类推。

为简化电路,还可去掉 IC_2 ,直接把 V_{DISP} 端接至数字地(GND)。

§ 3.9 增加液晶条图显示功能

为彻底解决数字万用表不能观察被测电量连续变化的技术难题,可给仪表增加液晶条图显示功能,使之更新换代为多重显示仪表。

目前国外生产的多重显示仪表专用集成电路典型产品有 ICL7182、TSC827、TSC818D 等。其中,ICL7182、TSC827 均可单独使用,构成 101 段液晶条图显示仪表。而 TSC818D 必须与 TSC818A 配套使用,组成 $3\frac{1}{2}$ 位数字/41 段液晶条图双显示仪表。此外, TSC827 还可配上 TSC828,构成具有 3 组 $3\frac{1}{2}$ 位数字和 101 段液晶条图的四重显示仪表。

下面介绍几种液晶条图显示仪表的电路原理。

1. 由 ICL7182 构成的 101 段液晶条图显示仪表

(1) 电路工作原理

ICL7182 是美国哈里斯(Harris)公司生产的高分辨率液晶条图 A/D 转换器,可直接驱动 101 段 LCD 条图以及各种标志符。它兼有测量与显示驱动两种功能,不仅能取代传统的模拟式仪表,还可配各种单片 A/D 转换器组成新型双显示仪表。目前这种芯片已进入国内市场^①。

ICL7182 采用 40 脚双列直插式封装。其中, V_{CC} 、 V_{SS} 分别接 5V 电源的正、负极。 IN_+ 、 IN_- 为输入模拟电压的正、负端。 $V_{R(OUT)}$ 是芯片内部 2.56V 基准电压源的输出端。 V_{REF+} 、 V_{REF-} 两端需加上 1.000V 基准电压。 A_X 、 A_Y 、 A_Z 是 LCD 上标志符的驱动端。 $SEG_X \sim SEG_Z$ 依次为 $A_X \sim A_Z$ 的控制端。 $BP_1 \sim BP_{13}$ 是 LCD 的 13 个背电极驱动端。 $SEG_0 \sim SEG_7$ 为段驱动端。

ICL7182 内部主要包括:①时钟振荡、分频电路;②LCD 相位发生器;③标志符选择器,锁存、驱动器;④条图锁存器;⑤段和背电极的译码驱动器;⑥状态控制逻辑;⑦电荷平衡式 A/D 转换器;⑧ 2.56V 基准电压源;⑨偏压发生器。该芯片可配美国哈姆林(Hamlin)公司生产的 101 段液晶显示器。

由 ICL7182 构成的 101 段液晶条图显示电压表的电路如图 3.9.1 所示,满量程为 1V,每段对应于 0.01V(零段除外,下同)。仪表分辨率达 1%,优于普通模拟式表头。在满量程时的非线性误差及调零误差均小于 $\pm 0.5\%$ 。该仪表采用 +5V 电源供电,测量速率达 25 次/s,不存在模拟式仪表的阻尼及滞后现象。其外围电路仅用 3 个元件:RP、R、C。RP 为 200k Ω 精密多圈电位器,它与 R 组成的分压器,可对 2.56V 基准电压源进行分压。仔细调整 RP,使基准电压 $V_{REF}=1.000V$ 。输入电压 V_{IN} 的范围是 0~1.00V。

由 ICL7182 构成的液晶条图显示的温度计电路如图 3.9.2 所示。利用 AD590 型集成化温度传感器测量 -50~150 $^{\circ}C$ 温度。测温电桥由 $R_1 \sim R_3$ 、 RP_1 、 RP_2 组成。 RP_1 、 RP_2 分别是校准 100 $^{\circ}C$ 和 0 $^{\circ}C$ 的电位器。适当调节这两个电位器,还可以显示华氏温度(F)。

^① 北京普乐电子技术公司经销 ICL7182。

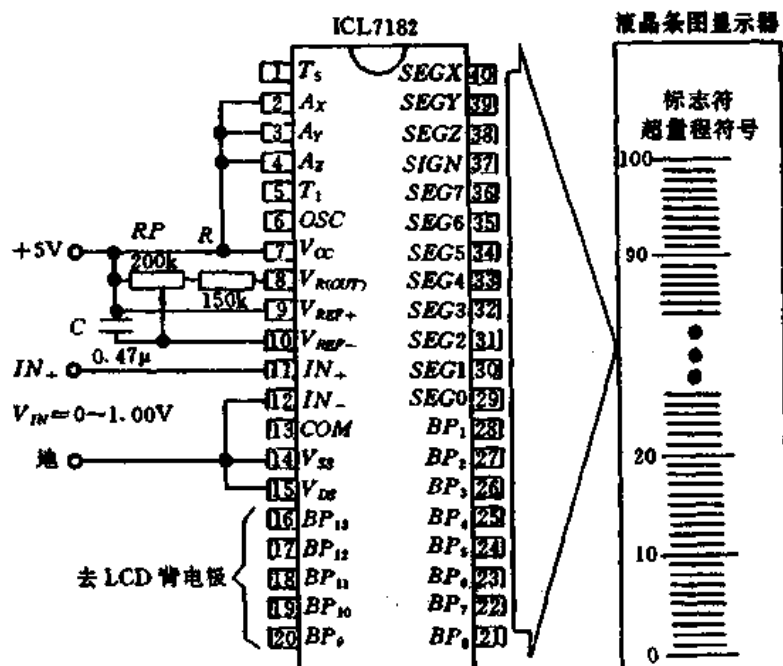


图 3.9.1 液晶条图显示的电压表电路

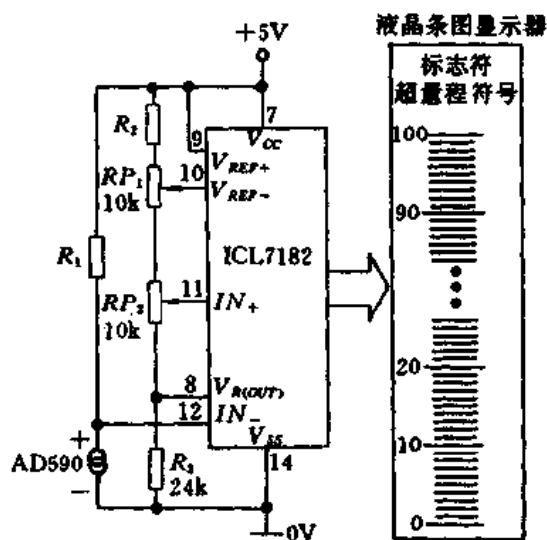


图 3.9.2 液晶条图显示的温度计电路

(2)使用注意事项

①ICL7182 可以配 ICL7106(3½位)、ICL7139(3¾位)、ICL7129(4½位)单片 A/D 转换器,组成双显示数字万用表。

②ICL7182 与 101 段液晶条图显示器配套使用时,仪表满量程一般设计成 1V,即每段对应于 0.01V。欲设计成 2V 量程,需改变 RP、R 的阻值,并调整 $V_{REF}=2.000V$ 。另一种办法是在输入端增加一级高阻分压器。例如,由两只 5.1MΩ 精密电阻串联而成,将 V_{IN} 衰减成 $V'_{IN}=V_{IN}/2$,就相当于把仪表量程扩展到 2V。此时每段对应于 0.02V,适配 3½位或 4½位数字万用表。

③若配其他类型的传感器,还可以测量压力、位移、液位、流量、转速等。

2. 由 TSC827 构成的 101 段液晶条图显示仪表

(1) 电路工作原理

TSC827 是美国泰利达 (Teledyne) 公司研制的具有串行数据输出的可编程、高分辨率液晶条图 A/D 转换器。它不仅能单独使用,构成 101 段液晶条图显示仪表,还能构成双显示及多重显示仪表。利用其可编程(上、下限设定及报警)的特性,可制成各种工业控制仪表。TSC827 还具有串行数据和串行时钟输出,可配微处理器进行数据处理及实时控制。

由 TSC827 构成能设定上、下限的液晶条图显示电压表电路,如图 3.9.3 所示。该仪

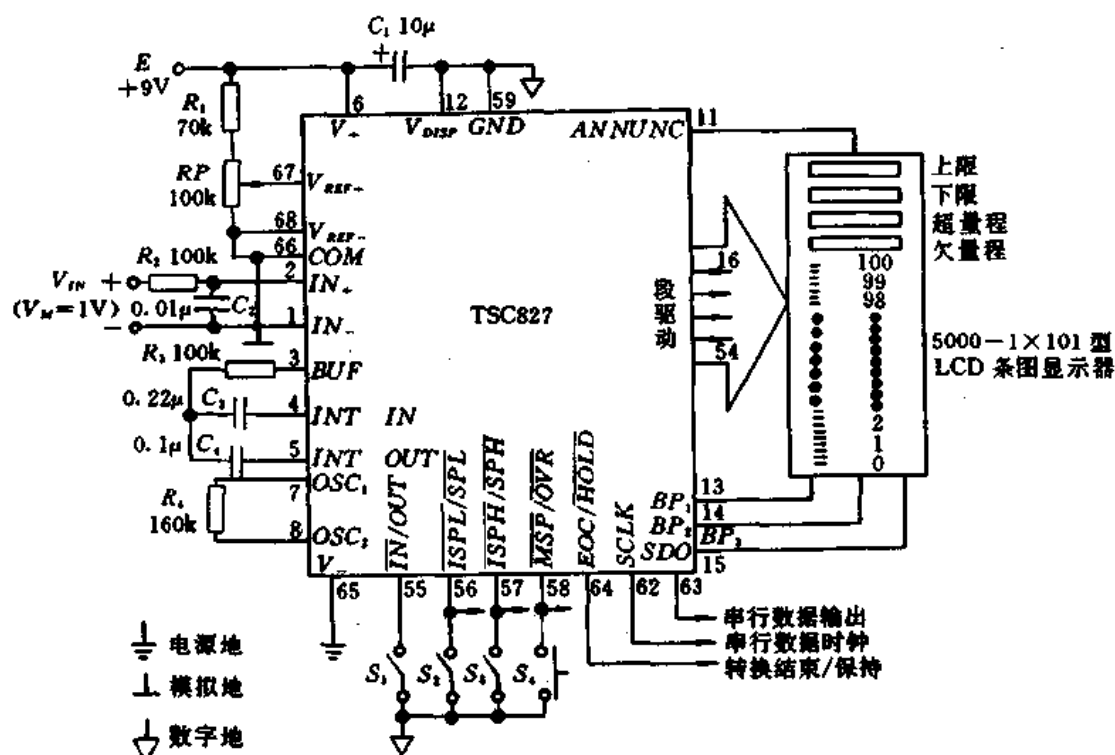


图 3.9.3 能设定上、下限的液晶条图显示电压表的电路

表以 9V 叠层电池为电源。 R_1 和 RP 组成基准电压调整电路,当 $V_{REF}=1V$ 时,仪表满量程也是 1V。 C_1 是电源滤波电容。 R_2 与 C_2 组成模拟输入端的高频滤波器。 R_3 、 C_4 分别为积分电阻与积分电容, C_3 是自动调零电容。取振荡电阻 $R_4=160k\Omega$ 时,仪表测量速率为 7.5 次/s。

$S_1\sim S_4$ 为设定开关。其中, S_1 是输入/输出控制开关。当闭合 S_1 时,从第 58 脚输入设定值;断开 S_1 时,第 56~58 脚改作输出端。 S_2 为下限设定/下限报警选择开关, S_3 是上限设定/上限报警选择开关。 S_4 为上、下限设定值输入/超量程报警输出选择键。例如,闭合 S_2 并连续按动 S_4 ,可输入下限值;断开 S_2 时可输出下限报警信号。

(2) 使用注意事项

- ① TSC827 的主要外围元件值应按表 3.9.1 选取。表中的测量速率均为 7.5 次/s。
- ② 积分电容 C_4 和自动调零电容 C_3 ,宜采用聚丙烯电容器。

表 3.9.1 主要外围元件选择

满量程电压及 基准电压值	$V_M=2V$ $V_{REF}=2V$	$V_M=1V$ $V_{REF}=1V$	$V_M=400mV$ ^① $V_{REF}=400mV$	$V_M=100mV$ $V_{REF}=100mV$
积分电阻 R_3	200k Ω	100k Ω	40k Ω	10k Ω
积分电容 C_4	0.1 μF	0.1 μF	0.1 μF	0.1 μF
自动调零电容 C_3	0.22 μF	0.22 μF	0.22 μF	0.33 μF
振荡电阻 R_4	160k Ω	160k Ω	160k Ω	160k Ω
①适配 3 $\frac{3}{4}$ 位数字万用表。				

③高频滤波器 R_2 、 C_2 的时间常数约为 16ms,通常取 $R_2=100k\Omega$, $C_2=0.01\mu F$ 。

§ 3.10 增加 LED 条图显示功能

LED 条图显示器是把一串发光二极管按照点或线段的形式排列成长条状,旁边配以标度尺,根据点在标度尺上的位置或线段的总长度,来确定被测输入电压的大小及变化趋势。与液晶条图相比,它具有发光亮度高、色彩绚丽、便于夜间观察等优点,适合与各种数字仪表配套。其不足之处是功耗高、外形尺寸较大。

1. LM3914 型 LED 条图驱动器的工作原理

LM3914 是美国国家半导体公司(NSC)生产的 LED 条图驱动器,采用 18 脚双列直插式,电源电压范围是 3~25V。其内部框图如图 3.10.1 所示,主要包括 1.25V 基准电压源 E_0 ,10 个电压比较器,由 10 只 1k Ω 电阻构成的分压器,缓冲器,模式选择放大器。输入电压 V_{IN} 经缓冲器接至 10 个电压比较器的反相输入端。 E_0 经分压后获得参考电压 $V_1 \sim V_{10}$,电压值依次为 0.125V、0.25V、0.375V, ..., 1.25V,按顺序相差 0.125V。比较器的输出端分别接发光二极管 $LED_1 \sim LED_{10}$ 的负极。当 $V_{IN} > V_{10}$ 时,比较器均输出低电平,发光二极管全亮; $V_{IN} < V_1$ 时,比较器都输出高电平,发光二极管全灭。若 $V_6 < V_{IN} < V_7$,则 $LED_1 \sim LED_6$ 发光, $LED_7 \sim LED_{10}$ 熄灭。因此,被点亮的 LED 个数与输入电压成正比,这就是 LED 条图显示器的工作原理。

LM3914 的第 9 脚为模式选择端,接 V_+ 时选择线显示,开路时为点显示。1 片 LM3914 只能驱动 10 点(或 10 段)LED 条图。多片 LM3914 级联时,需将低位 LM3914 的第 9 脚接相邻高位 LM3914 的第 1 脚,依次类推。最高位 LM3914 的第 9 脚应接第 11 脚。显然,按照这种静态方式驱动 100 段 LED 条图,就需用 10 片 LM3914。

LM3914 内部基准电压源设计成可调式。尽管第 7、8 两脚间的电压值为 1.25V,但利用外部分压器可以提高第 7 脚对地的电压 V_R ,使之高于 1.25V。 V_R 就可作为基准高 RHI 与基准低 RLO 之间的基准电压。此外,亦可用电位器调节 LED 的亮度,当第 7 脚输出 1mA 电流时,每只 LED 的工作电流为 10mA。仪表量程取决于基准电压值。若选外部高稳定度基准电压源 MC1403、MC1404、AD581,则量程分别扩展到 2.5V、5V、10V。

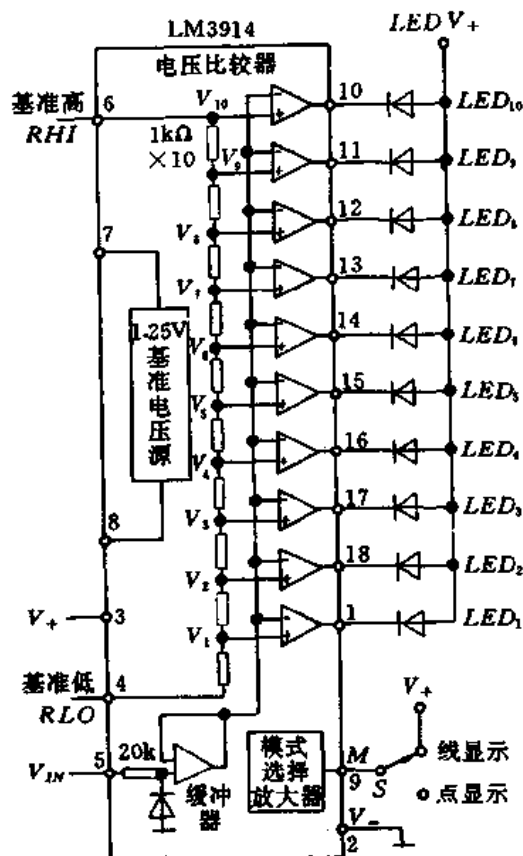


图 3.10.1 LM3914 的内部框图

2. 由 LM3914 构成的 LED 条图显示仪表

由 LM3914 构成的 100 段 LED 条图显示仪表的电路框图如图 3.10.2 所示。其特点是采用动态扫描方式, 仅用一片 LM3914 即可驱动 100 只发光二极管, 发光二极管按照 10×10 点阵排列成长条状。仪表采用 +12V 电源。外基准电压源 AD581 提供的 10V 基准电压, 经分压后得到 1V、2V、...10V 的 10 路电压, 按表 3.10.1 所规定的依次接 LM3914 的第 4、6 两脚, 即可构成总量程范围是 0~10V 的 LED 条图显示仪表。100 只 LED 被划分成 10 组, 每组包含 10 只 LED, 由拍脉冲选中组数, 并确定每组中 LED 的发

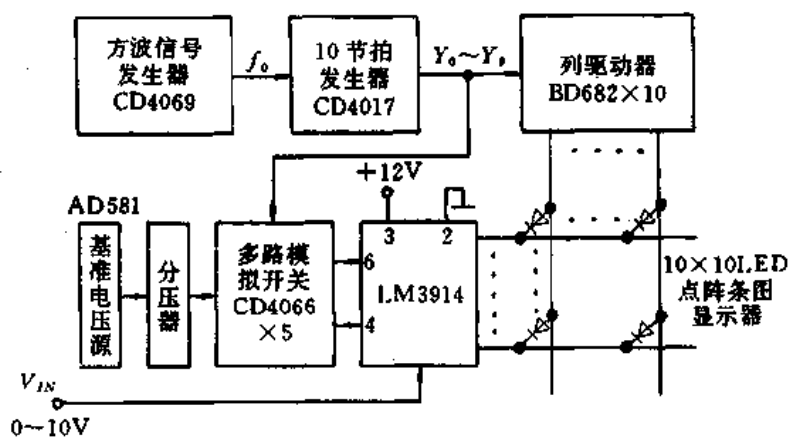


图 3.10.2 由 LM3914 构成 100 段 LED 条图显示仪表的电路框图

光个数。举例说明, 设 $V_{IN}=4.82V$, 在第 1 拍时第 6 脚接 $1V$, 第 5 脚接 $0V$, $4.82V$ 输入电压就与 $(1V\sim 0V)$ 的参考电压进行比较, 使 $LED_1\sim LED_{10}$ 发光。第 2 拍时, $4.82V$ 又与 $(2V\sim 1V)$ 相比较, 令 $LED_{11}\sim LED_{20}$ 发光, 依次类推。最终使得 $LED_1\sim LED_{90}$ 发光, 而 $LED_{91}\sim LED_{100}$ 熄灭, 表明被测电压约为 $4.8V$ 。由于扫描速率较快, 因此观察不到闪烁现象。

表 3.10.1 LM3914 的工作程序

拍脉冲序号	输出高电平	第 4 脚电压	第 6 脚电压	LED 序号	量程范围	总量程范围
1	Y_0	$0V$	$1V$	$1\sim 10$	$0\sim 1V$	0~10V
2	Y_1	$1V$	$2V$	$11\sim 20$	$1\sim 2V$	
3	Y_2	$2V$	$3V$	$21\sim 30$	$2\sim 3V$	
4	Y_3	$3V$	$4V$	$31\sim 40$	$3\sim 4V$	
5	Y_4	$4V$	$5V$	$41\sim 50$	$4\sim 5V$	
6	Y_5	$5V$	$6V$	$51\sim 60$	$5\sim 6V$	
7	Y_6	$6V$	$7V$	$61\sim 70$	$6\sim 7V$	
8	Y_7	$7V$	$8V$	$71\sim 80$	$7\sim 8V$	
9	Y_8	$8V$	$9V$	$81\sim 90$	$8\sim 9V$	
10	Y_9	$9V$	$10V$	$91\sim 100$	$9\sim 10V$	

图 3.10.2 中, 利用 CD4069 与外围阻容件构成方波信号发生器, 再由 CD4017 产生 10 个拍脉冲信号 $Y_0\sim Y_9$, 分别控制多路模拟开关(5 片 CD4066)的通断状态, 以接通相应的参考电压。LM3914 进行逐行扫描的同时, 拍脉冲还经过 NPN 型达林顿功率管 BD682, 驱动相应列的 LED 发光。

3. 利用 CH261 扫描的 LED 条图显示仪表

CH261 是上海无线电十四厂研制的单 100 点(或双 50 点)LED 条图显示扫描器, 可直接配 LM3914 构成 100 段 LED 条图显示仪表, 大大简化了电路设计。CH261 采用 20 脚双列直插式封装, 工作电压为 $5\sim 10V$ 。芯片内部有振荡器、计数器、译码器、阶梯形基准电压发生器、恒流源、驱动器以及点/线控制器。用 CH261 扫描的 100 段 LED 条图显示仪表的电路如图 3.10.3 所示。R、C 分别为振荡电阻与振荡电容。将点/线控制端 M 接高电平时, 进行 10 拍扫描, 从 VSC_1 、 VSC_2 端输出的两个阶梯形基准电压分别接 LM3914 的 RLO 、 RHI 端。总基准电压端 VRI 接外部基准电压源。 $L_1\sim L_{10}$ 为时序扫描输出端, 分别接 10 组 LED 的公共正极。

利用 1 片 CH261 和 2 片 LM3914 还可构成双 50 点 LED 条图显示仪表, 同时显示两个独立的模拟电压。

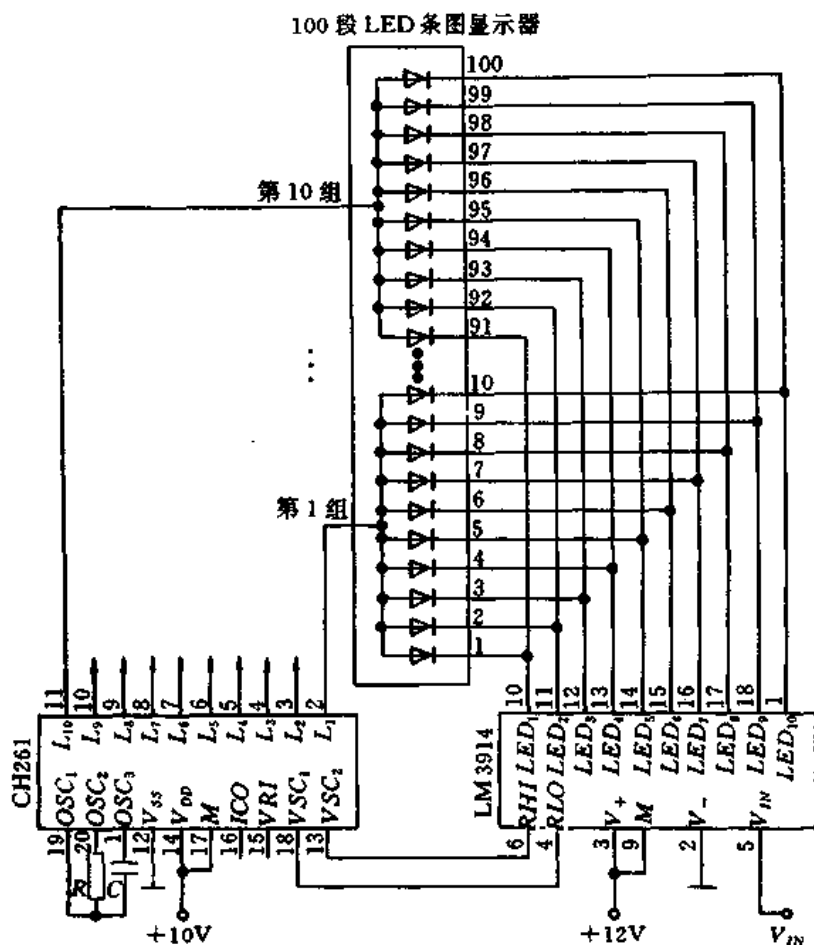


图 3.10.3 用 CH261 扫描的 LED 条图显示仪表的电路

§ 3.11 改善数字万用表频率特性的方法

3½位、4½位数字万用表的频率特性较差，一般只能测量 40~400Hz 的低频信号，无法满足测量高频电压信号的需要。数字万用表的电路较复杂，且属于正式产品，用户很难通过改进内部电路来改善其频率特性。但只要给仪表增加一个高频探头辅件，测量高频信号时代替 AC/DC 转换器，即可将数字万用表的工作频率范围扩展到 30MHz 以上。

1. 高频探头的工作原理

高频探头的电路如图 3.11.1 所示。虚线框内的高频探头封装在绝缘良好的 PVC 塑料筒(或胶木筒)内。使用时要注意，因为高频探头输出的是直流电压，所以必须把数字万用表拨至直流电压挡，才能正常测量。

探针直接连测试点上，使输入引线的长度几乎减至零。检波二极管 2CP8A 的结电容 $C_0 \leq 0.5\text{pF}$ ，探头的输入电容仅几皮法，其固有谐振频率可达 1000MHz 以上，因此可以测量几十兆赫以下的高频。探针固定在塑料筒上。电容器 C_1 直接焊在探针上，以减小分布电容。因检波器后面接的是数字万用表 DCV 挡，故探头的输出引线可采用 0.5~1m 长的话筒线。在两个引出端各焊一个香蕉插头，以便接数字万用表输入插孔。

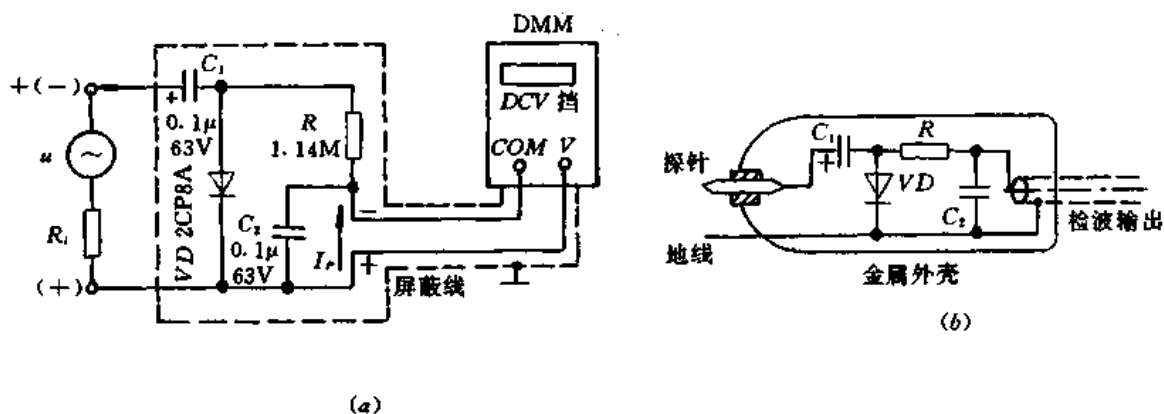


图 3.11.1 高频探头的电路与构造

(a)电路;(b)构造。

该电路属于二极管并联式峰值检波电路。 C_1 是峰值保持电容， VD 是检波二极管。降压电阻 R 和仪表输入电阻 R_{IN} 作为检波器负载。 C_2 是滤波电容，滤除高频谐波，使数字万用表的显示值稳定。令被测高频正弦电压信号为 u ，其内阻为 R_i 。设检波二极管的导通电阻为 R_D 。在信号的正半周， VD 导通， u 经过 R_D 对 C_1 充电，充电时间常数为

$$\tau_1 = (R_i + R_D)C_1 \quad (3.11.1)$$

通常信号源内阻 R_i 很低，所以 τ_1 的数值极小。在很短的时间 C_1 上的电压就被充到信号电压的峰值，即 $V_{C_1} = V_P$ 。

在信号的负半周， VD 截止， V_{C_1} 向负载放电，放电时间常数为

$$\tau_2 = (R_i + R + R_{IN})C_1 \quad (3.11.2)$$

因 $R + R_{IN} \gg R_D$ ，故 $\tau_2 \gg \tau_1$ 。

设信号周期为 T ，只要 $\tau_2 \gg T$ ，即可认为在一个信号周期内 V_{C_1} 保持不变，最多只下降 1%。等下个正半周来到时， V_{C_1} 又被迅速充到峰值。因此，检波器输出的就是被测信号的峰值。

由 R 和 R_{IN} 构成的分压器，能把峰值电压 V_P 转换成有效值电压 V_{RMS} 。取 $R = 4.14M\Omega$ ，仪表输入电阻 R_{IN} 均为 $10M\Omega$ ，经分压后，仪表输入电压

$$\begin{aligned} V_{IN} = V_{R_{IN}} &= \frac{R_{IN}}{R + R_{IN}} \cdot V_P = \frac{10M}{10M + 4.14M} \cdot V_P \\ &= \frac{V_P}{1.414} = V_{RMS} \end{aligned} \quad (3.11.3)$$

通过上述电路，就巧妙地将峰值电压自动转换成有效值电压，数字万用表直接显示出被测高频电压的有效值。

2. 注意事项

(1) 为在低频下仍能正常测量，要求 $\tau_2 \gg T$ 。但受电容器体积等因素的限制， C_1 的容量一般取 $0.1 \sim 0.47\mu F$ ，下限频率可达到几十赫。 VD 采用高频或超高频检波二极管，结电容越小越好。分压电阻选用 0.2 或 0.5 级 0.5W 的金属膜电阻。4.14M Ω 非标称阻值，可

将 $3.9\text{M}\Omega$ 与 $240\text{k}\Omega$ 的标称电阻串联后代替。滤波电容 C_2 的绝缘电阻应大于 $10\text{G}\Omega$ 。

(2) 测量时, 数字万用表必须拨到 DCV 挡。

(3) 高频探头的输出端有正、负之分, 应分别接仪表的 V 插孔、 COM 插孔。

(4) 该探头可测 20V (有效值) 的高频正弦电压。如需测量更高的电压, 应相应提高 C_1 的耐压值, 并选择高反压的快恢复二极管。超过 300V 时, 必须在检波器前面加阻容分压器。

(5) 由于检波二极管在小信号检波时呈非线性, 当 $V_{IN} < 200\text{mV}$ 时非线性失真将增大。

3. 改善前后的频率特性对照

利用自制的高频探头, 能大大改善数字万用表的频率特性。作者曾实测一块 DT830 型数字万用表 2VAC 挡的频率特性, 仅为 $20\text{Hz} \sim 1\text{kHz}$ 。使用自制的高频探头后, 最高工作频率可达 40MHz ! 频率特性曲线的对比情况如图 3.11.2 所示。

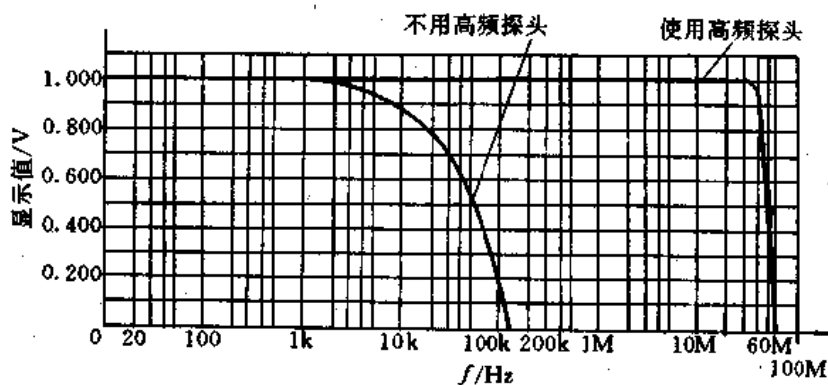


图 3.11.2 频率特性曲线的对比

§ 3.12 利用单片 A/D 转换器完成运算功能

在正常情况下, $3\frac{1}{2}$ 位 $\sim 5\frac{1}{2}$ 位单片 A/D 转换器只能完成模/数转换, 由它们构成的数字电压表和数字万用表也不具备运算功能。但只要巧妙设计并调整电路, 单片 A/D 转换器就能在模/数转换的同时, 自动完成乘、除、加、减法、倒数运算。以 $3\frac{1}{2}$ 位 A/D 转换器为例, 其转换准确度为 $\pm 0.05\% \pm 1$ 个字, 做乘、除法运算的准确度可达 $\pm 0.2\%$, 完全能满足一般测量之需要。下面介绍完成运算的原理及电路调整方法, 并给出典型应用的实例。

1. 乘法运算

设仪表输入电压为 V_{IN} , 显示值是 N , 因二者在数值上是相等的, 故 $N = V_{IN}$ 。以 ICL7106 型单片 A/D 转换器为例, 仪表显示值

$$N = \frac{1000}{V_{REF}} \cdot V_{IN}$$

不难看出, 只要把基准电压调整到原来的 $1/k$, 即

$$V'_{REF} = V_{REF}/k \quad (3.12.1)$$

仪表中的 A/D 转换器就自动进行乘法运算,使每次显示值都是原来的 k 倍,有关系式

$$N' = kN \quad (3.12.2)$$

2. 除法运算

做除法运算时,应把基准电压调整到

$$V'_{REF} = kV_{REF} \quad (3.12.3)$$

每次显示值即为原先的 $1/k$,有关系式

$$N' = N/k \quad (3.12.4)$$

3. 倒数运算

为完成倒数运算,需把 A/D 转换器的模拟电压输入端与基准电压端对调使用,即把基准电压 V_{REF} 加至 IN_+ 与 IN_- 之间,输入电压 V_{IN} 加到 V_{REF+} 、 V_{REF-} 两端。此时对基准电压不必作任何调整, V_{REF} 仍为 100.0mV。因 A/D 转换器的电路与正常接法相反,故能完成倒数运算

$$N' = 1/V_{IN} = 1/N \quad (3.12.5)$$

4. 加法运算

利用 A/D 转换器做加法运算时, IN_- 与 COM 端不能再短接。应将输入电压 V_{IN} 加在 IN_+ 与 COM 端之间,而在 IN_- 与 COM 端之间加上直流补偿电压 V_{bc} ,电路如图 3.12.1 所示。图中, V_{bc} 的正端接 COM,负端接 IN_- 。若以 IN_- 为参考电位,则 V_{bc} 为正极性电压, V_{bc} 与 V_{IN} 叠加后作为仪表的实际输入电压 V'_{IN} ,有关系式

$$V'_{IN} = V_{IN} + V_{bc}$$

电路中由 R_1 、 RP_1 、 R_2 组成分压器, R_1 接 V_+ , R_2 接 V_- ,调整多圈电位器 RP_1 可获得所需要的补偿电压。为避免仪表过载,要求 $V_{bc} < V_M - V_{INM} = 200\text{mV} - V_{INM}$, V_{INM} 是测量时可能出现的最大输入电压。做加法运算时,设 N_0 为初始值,则

$$N' = N + N_0 \quad (3.12.6)$$

5. 减法运算

电路如图 3.12.2 所示。直流补偿电压 V_{bc} 的正端接 IN_- ,负端接 COM。仍选 IN_- 的

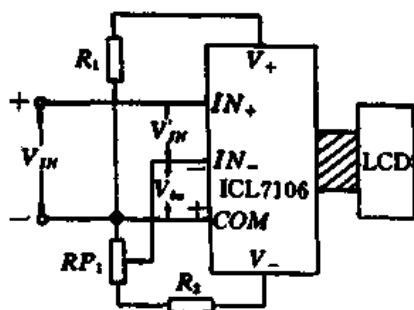


图 3.12.1 A/D 转换器做加法运算的电路

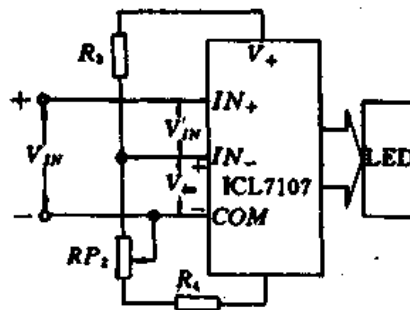


图 3.12.2 A/D 转换器做减法运算的电路

电位为参考点, V_m 就是负极性电压。仪表实际输入电压 $V'_{IN} = V_{IN} - V_m$, 即

$$N' = N - N_0 \quad (3.12.7)$$

RP_2 为调整 V_m 的多圈电位器。

6. 典型应用

利用 A/D 转换器做乘法运算, 可将交流有效值数字电压表改装成正弦波峰值电压表, 此时应将基准电压调整到 $V'_{REF} = 100.0\text{mV}/1.414 = 70.7\text{mV}$ 。在由 PN 结温度传感器构成数字温度表时, 设硅 PN 结的电压温度系数 $\alpha_T = -2.1\text{mV}/^\circ\text{C}$, 应调整基准电压 $V'_{REF} = \alpha_T V_{REF} = 2.1 \times 100.0\text{mV} = 210\text{mV}$ 。利用 A/D 转换器完成倒数运算, 可以测量电导值 (详见 § 3.51)。用数字压力表测绝对压力时, 应把测量值加上大气压强 p_0 的数值, 需要做加法运算。减法运算适用于数字式电子秤, 每次称重时都扣除 (减去) 皮重, 以得到被测物体的净重。

7. 注意事项

(1) 利用 A/D 转换器完成运算功能, 与电子计算器有着本质区别。计算器输入对象是数字量, 并且每次运算均需手动按键控制。这里则是对输入的模拟电压进行运算, 而且每次都能自动完成, 不需要人工操作。

(2) 调整基准电压时应当用标准数字电压表监测 V'_{REF} 值。为提高做加 (减) 法运算的准确度, 建议从带隙基准电压源中获得高稳定度的补偿电压 V_m 。

(3) 当 $V_{IN} > V_M$ 时需在输入级加分压器, 以免损坏芯片。

(4) 本方法适用于各种 $3\frac{1}{2}$ 位 ~ $5\frac{1}{2}$ 位单片 A/D 转换器。但不同芯片的 V_{REF} 值可能不同。特别是 MC14433 和 ADD3501 的基准电压与量程呈 1:1 关系, 对于 200mV 量程, $V_{REF} = 200.0\text{mV}$ 。此时式 (3.12.1) ~ 式 (3.12.7) 仍成立。

§ 3.13 MAX133/134 型 A/D 转换器的特殊应用

MAX133/134 是美国马克希姆 (Maxim) 公司生产的 $4\frac{3}{4}$ 位 / $3\frac{3}{4}$ 位数字万用表集成电路, 其工作原理详见参考文献 [3]。下面, 介绍 MAX133/134 在构成各种测试系统时的特殊使用技巧。

1. 利用分压器的输入开关作多路转换器

对某些测试系统而言, 其电压量程是固定的, 并不需要从 400mV → 4000V 的自动转换。这时可将片内输入端模拟开关改作多路转换器使用, 构成多路数据采集系统, 大大提高芯片的利用率。图 3.13.1 示出 7 路转换器的电路, 电压量程均为 $\pm 400\text{mV}$, 若不使用通道 5 和通道 6, 应各经过一只 $5.1\text{k}\Omega$ 电阻接 COM。每个通道的选择, 参见表 3.13.1。表中, 0 为低电平, 1 为高电平, × 表示可为任意状态。

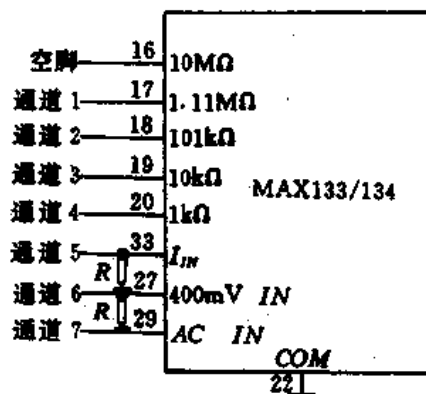


图 3.13.1 利用输入开关构成 7 路转换器

表 3.13.1 通道的选择

选择通道	10 ⁻¹	10 ⁻²	10 ⁻³	10 ⁻⁴	分压器通断	I _{IN}	DC	AC
1	1	0	0	0	1	×	1	0
2	0	1	0	0	1	×	1	0
3	0	0	1	0	1	×	1	0
4	0	0	0	1	1	×	1	0
5	0	0	0	0	0	1	1	0
6	0	0	0	0	0	0	1	0
7	0	0	0	0	×	×	0	1

2. 非标准电压量程的设计

某些测试系统针对各种传感器的特性,需要设计非标准电压量程,例如 333mV, 27.4V,而不是 400mV、40V 等标准量程。对于 MAX133/134 而言,这可通过调整满量程的分度间隔来实现。举例说明:在 50Hz 工频电压模式下,本应取 $V_{REF} = 655\text{mV}$, $T_1 = 545T_0$,现将基准电压改成 545mV,正向积分时间相应地变成 $T_1 = 655T_0$,就可把 400mV 量程改为 $400\text{mV} \times \frac{545}{655} = 333\text{mV}$ 。利用表 3.13.2 所列正向积分时间的设定值,可以设计各种转换模式下的非标准量程。例如,采用 ÷5 模式能把原来的量程扩大到 5 倍,而选择 ×2 模式,量程可降低到原来的 1/2。

表 3.13.2 正向积分时间的设定值

测量模式	正向积分的时钟周期数	正向积分时间 T_1
电压(60Hz)	545 T_0	16.63ms
电压(50Hz)	655 T_0	19.99ms≈20ms
电压÷5(60Hz)	109 T_0	3.33ms
电压÷5(50Hz)	131 T_0	4.00ms
Ω	500 T_0	15.26ms
Ω÷5	100 T_0	3.05ms

3. 40mV 高分辨力量程的设计

×2 模式的灵敏度随积分电阻的比值 $(R_{INT1} + R_{INT2})/R_{INT1}$ 而提高。通常取 $R_{INT1} = R_{INT2}$,用 ×2 模式仅能把 MAX133/134 的电压灵敏度提高到 2 倍。若取 $(R_{INT1} + R_{INT2})/R_{INT1} = 10$,则用 ×2 模式可将灵敏度提高到 10 倍。由此设计成 40mV,获得 1mV 的高分辨力,该项指标与 5 1/2 位数字电压表相当。

§ 3.14 增加读数保持功能的方法

目前生产的 3½ 位数字万用表,大多采用 7016(配 LCD)、7107(配 LED)型单片 A/D 转换器,无读数保持功能,使用不够方便。但是只需一只开关,就能给仪表增加读数保持功能。用 7106 或 7107 来代替价格较高的 7116 或 7117。此方法简便易行,具有实用价值,并且对于 7126、7136 和 7137 也同样适用。

1. 给 7106 增加读数保持功能

7106(含 ICL7106、TSC7106、TC7106)的时钟振荡器是由反相器 F_1 、 F_2 与外部阻容元件构成的。7106 的第 40 脚(OSC_1)接反相器 F_1 的输入端。如果在测量过程中用一根导线突然将第 40 脚与第 37 脚(测试端兼数字地 $TEST$)短路,那么 F_1 的输入端就接上固定电平——数字地,振荡器立刻停振,进而使分频器、计数器、A/D 转换器、控制逻辑全部停止工作。显然,当分频器停止工作时,液晶显示器公共电极(BP)上的方波电压随之消失,使 $V_{BP}=0V$ (对数字地而言,下同)。此外,由于不再产生新的计数脉冲,计数器就保持原计数状态不变。因此,每个笔段译码器所输出的电平也不变,即短路之前为高电平的仍为高电平。再经过异或门驱动器,所显示的笔段以及构成的字形肯定不变。这表明,即使被测电压 V_{IN} 仍加至 A/D 转换器的输入端上,也无法改变原来的显示值。

由上面分析可知,将 40 脚与 37 脚短路之后,仪表就总显示在短路前那一瞬间被测电压的数值。这样,7106 就具有了读数保持功能。一旦撤掉短路线,仪表立即恢复正常工作。为使用方便,可从第 40 脚和 37 脚各引出一根绝缘导线,分别焊在小型拨动开关上。平时开关断开,仪表可正常工作。当需要把读数保持下来时,将开关闭合即可,电路如图 3.14.1 所示。开关闭合时间就是读数保持时间。

使用注意事项:

(1)在正常情况下 LCD 采用交流驱动方式,而在读数保持期间却是采用直流驱动方式,这时加在被显示笔段上的是直流电压,大约 4~5V。

(2)因长时间地用直流电压驱动 LCD 显示器会缩短其寿命,所以每次读数保持时间应控制在 1min 之内,最长不超过 5min。

(3)每次关机时务必把开关断开,防止下次开机后仪表即进入保持状态。

2. 给 7107 增加读数保持功能

7107(含 ICL7107、TSC7107)采用共阳极 LED 显示器,每个笔段上的发光二极管正极都与第 1 脚(V_+)相连。仅当笔段驱动器输出为低电平时,该笔段才发光。由 7107 构成的数字电压表或数字万用表是用直流来驱动 LED 显示器的,这就为增加读数保持功能提供了便利条件。具体改装方法同 7106,仍是利用开关把 OSC_1 端与 $TEST$ 短路。

鉴于正常情况下 LED 显示器就是用直流驱动的,所以采用此法并不影响 LED 的使用寿命。这表明 7107 的读数保持时间可任意长,例如几分钟、几小时。仅当断开短路开关或切断电源时,所保持的读数才会消失。

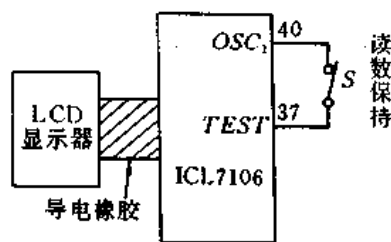


图 3.14.1 给 ICL7106 增加读数保持功能的电路

3. MC14433 的读数保持电路

MC14433 实现读数保持的电路如图 3.14.2 所示。在 A/D 转换结束标志输出端 (EOC) 与数据更新端 (DU) 之间串入 $100\text{k}\Omega$ 电阻 R 。当开关 S 断开时, A/D 转换能正常进行。闭合 S 时, $DU=0$, A/D 转换结果就被长期保持下来, 此时 A/D 转换器处于锁存状态, 读数保持时间与开关闭合时间是相同的。

4. 其他单片 A/D 转换器的读数保持电路

对 ICL7129 型 $4\frac{1}{2}$ 位 A/D 转换器而言, 第 22 脚为锁存/保持端 (\bar{L}/H)。读数保持电路如图 3.14.3(a) 所示。将保持开关 S 拨至右端时, \bar{L}/H 接高电平 V_+ , 仪表进入保持状态。与此同时, 标志符驱动端 ANND (第 3 脚) 使 LCD 上显示出读数保持标志符“H”。

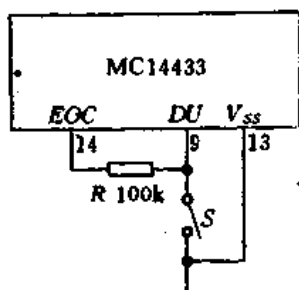


图 3.14.2 MC14433 实现
读数保持的电路

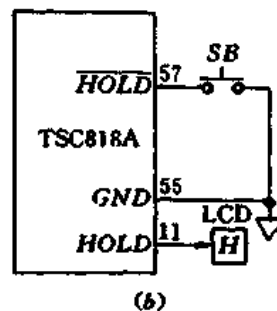
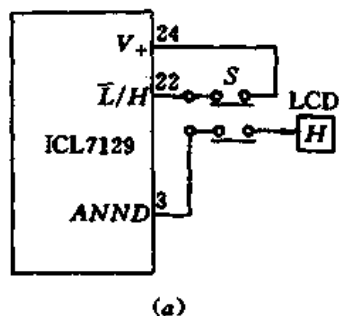


图 3.14.3 两种读数保持电路
(a)ICL7129;(b)TSC818A。

TSC818A 属于 $3\frac{1}{2}$ 位双显示数字万用表集成电路, 第 57 脚为保持端 \overline{HOLD} , 低电平有效, 典型应用电路如图 3.14.3(b) 所示, SB 为带自锁装置的按键开关。仅当按下 SB 时, 第 57 脚接通数字地 GND , TSC818A 进入保持状态, 第 11 脚输出的信号令 LCD 显示出标志符“H”。

§ 3.15 增加峰值保持功能的方法

由泰利达 (Teledyne) 公司生产的 TSC820 型 $3\frac{3}{4}$ 位数字万用表集成电路, 具有峰值保持 (PK HOLD) 功能。但此处的“峰值保持”并非瞬时峰值保持, 而是最大读数保持, 即读数能自动保持在最大值上, 仅当新的数据比原有读数更大时, 才能刷新显示值。显然, 这与普通的读数保持 (HOLD) 属于不同的概念。峰值保持功能在测量电机起动电流、监视最高温度 (或最高压力、最高液位、最大流量等) 时非常有用。需要指出, 在进行峰值保持时并不影响正常的 A/D 转换。

1. 最大读数保持电路

给 TSC820 增加最大读数保持功能的电路如图 3.15.1 所示。按下开关 S 时, 峰值保持端 (第 25 脚) 接高电平 V_+ 。在每次 A/D 转换的最后时刻, TSC820 内部计数器中的内容就与显示寄存器中的内容进行比较, 若前者的数据大于后者, 则显示寄存器换成新的数据, 由此可将缓慢变化的电压信号 (例如温度) 的最大值保持下来。

2. 峰值保持电路

如上所述, TSC820 只能对缓慢变化的模拟信号实现峰值保持。若要对快速变化的模

拟信号进行保持,必须附加一个峰值检测器。一种实用的峰值检测器电路如图 3.15.2 所示。图中,运算放大器 TL061 作同相放大,硅开关二极管 1N4148 为检波管, C 为峰值保持电容。 R_1 为负反馈电阻, RP 是失调电压调整电位器。在 V_{IN} 的峰值来到时, C 即被充电到峰值电压。因 TSC820 的 IN_+ ~ V_- 端输入电阻很高,故可认为 C 上的电压并未被衰减,仪表显示的就是 V_{IN} 的峰值电压。

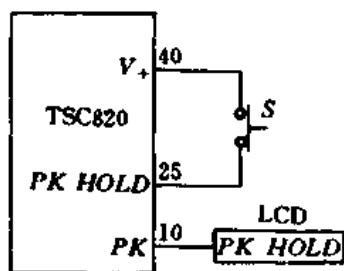


图 3.15.1 最大读数保持电路

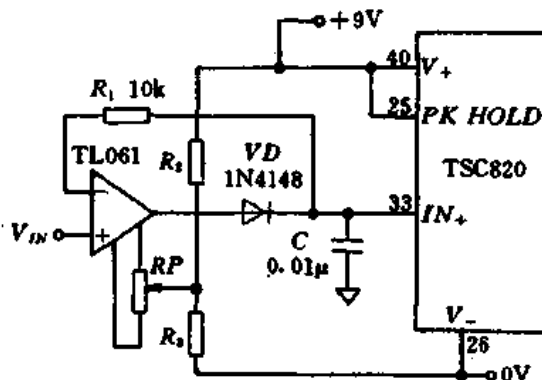


图 3.15.2 峰值检测器电路

该电路适用于测量瞬时峰值电压,例如振动、冲击、噪声、气缸最大爆发压力等峰值电压。

§ 3.16 增加自动转换量程功能的方法

数字万用表分手动量程、自动量程两种。前者采用单片 A/D 转换器,价格较低,但操作比较繁琐,而且因量程选择不当,易使仪表过载;后者选用单片数字万用表集成电路,可大大简化操作,有效地避免过载,且能使仪表处于最佳量程,提高测量准确度与分辨力,减少仪表的损坏率。

自动转换量程的工作过程可表述为:开机测量→获取升、降量程信号→发出量程转换指令→执行量程转换指令。所谓执行量程转换指令,就是用升、降量程信号去控制模拟开关的通断或移位寄存器的移位方向,来升高或降低量程,直至最佳量程(对被测信号而言)。

下面,介绍利用移位寄存器使 MC14433 能自动转换量程的方法。图 3.16.1 是专为 MC14433 设计的 5 量程自动转换量程电路。其设计思想是,利用 MC14433 的超量程信号 \overline{OR} 来控制双向移位寄存器 CD40194 右移(升量程)或左移(降量程),移位寄存器的输出信号 $Q_A \sim Q_D$ 再经过四异或门 CD4070 译码,扩展为 5 个量程控制信号 $V_{K1} \sim V_{K5}$,最后分别通过复合管去驱动固态继电器 SSR,切换仪表输入端的电阻分压器。

MC14433 是在位选通信号 DS_1 的选通期间,利用 $Q_0 \sim Q_3$ 输出最高位(千位,即 $\frac{1}{2}$ 位)上的数据 0 或 1 来表示超量程、欠量程信号和极性信号。此时用 Q_0 的电平表示量程是否合适,用 Q_3 的电平表示千位数据。有以下几种情况:

(1) $Q_0 = 0$,说明输入的模拟电压在正常范围之内,对 200mV 基本量程而言,就是 $V_{IN} = 18.0 \sim 199.9\text{mV}$,此时超量程信号输出端 $\overline{OR} = 1$ 。

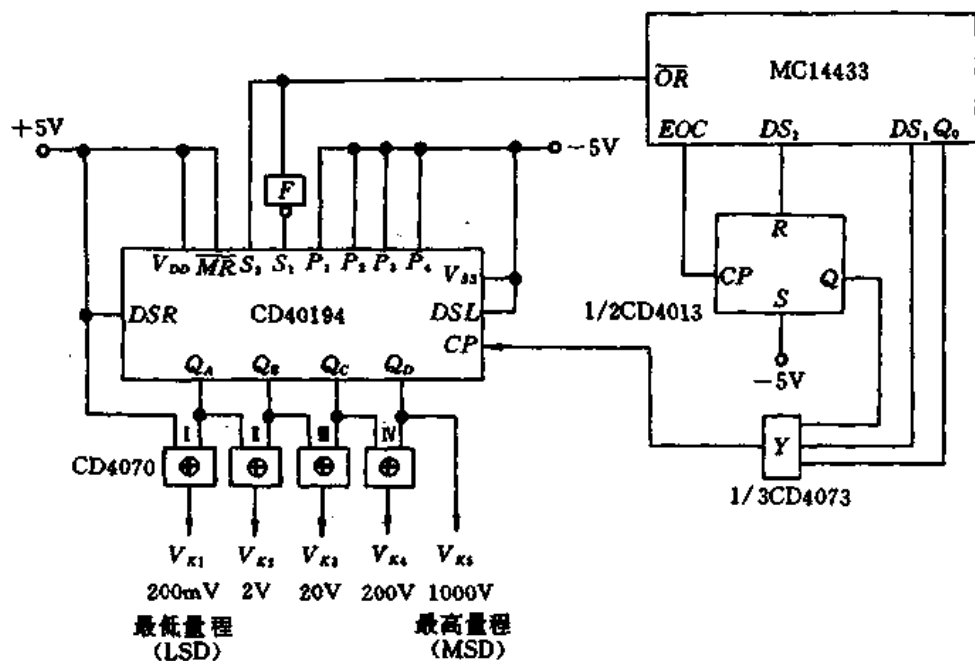


图 3.16.1 自动转换量程电路

(2) $Q_0=1, Q_3=0$, 说明 $V_{IN} > 199.9\text{mV}$, 仪表超量程, 此时 $\overline{OR}=0$ 。

(3) $Q_0=1, Q_3=1$, 说明 $V_{IN} < 18.0\text{mV}$, 仪表欠量程, $\overline{OR}=1$ 。

双向移位寄存器 CD40194 的移位方向由 \overline{OR} 控制, 而实现移位的时钟脉冲 (简称移位脉冲, 属于正脉冲) CP 则由 EOC, DS_1, DS_2, Q_0 组合而成。 \overline{OR} 信号和反相后得到的 OR 信号, 分别接 CD40194 的 S_2 端、 S_1 端。超量程时 $Q_0=1, Q_3=0, \overline{OR}=0 (OR=1)$, 由于控制端 $S_2=0, S_1=1$, 使 CD40194 可以向右移位 (升量程)。欠量程时, $Q_0=1, Q_3=1, \overline{OR}=1$, 由于控制端 $S_2=1, S_1=0$, 使 CD40194 可以向左移位 (降量程)。

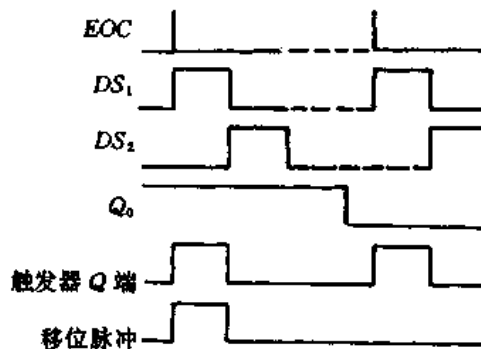


图 3.16.2 产生移位脉冲的时序波形

移位脉冲由 D 触发器 CD4013 和与门 CD4073 产生。CD4013 的 CP 端、R 端分别接 MC14433 的 EOC 端和 DS_2 端。CD4013 的 Q 端以及 MC14433 的 DS_1, Q_0 端分别接与门 Y 的输入端。当一次测量周期结束时, 从 EOC 端发出的正脉冲将触发器置 1, $Q=1$ 。当选通信号 DS_2 来到时, 其上升沿又将触发器置 0, 直到下一个 EOC 脉冲来时为止。时序波形如图 3.16.2 所示。由图可见, 在每个测量周期里, 从触发器 Q 端输出一个脉冲宽度与 DS_1 相等的正向脉冲。此信号再和 DS_1, Q_0 相“与”, 只要 V_{IN} 超出规定的 $18.0 \sim 199.9\text{mV}$ 范围, 与门 Y 就输出一个移位脉冲, 令 CD40194 按照 $\overline{OR} (OR)$ 已确定好的方向移动一位。若移位后 V_{IN} 在正常范围之内, 由于 $Q_0=0$, 与门就不能产生移位脉冲, 尽管 $\overline{OR}=1$, 也不起作用。若第一次移位后 Q_0 仍为高电平, 则与门输出第二个移位脉冲, 继续移位。

为把 $Q_A \sim Q_D$ 信号转变成 5 个量程控制信号 $V_{K1} \sim V_{K5}$, 需增加一片四异或门

CD4070。举例说明,当 $Q_A \sim Q_D$ 均呈零电平时,异或门 1 的两个输入端分别接高电平和低电平,异或门 1 输出为高电平, $V_{K1}=1$, 仪表选中 200mV 最低量程,此时异或门 I ~ IV 及 Q_D 端均输出低电平,即 $V_{K2}=V_{K3}=V_{K4}=V_{K5}=0$ 。同理,仅当 $V_{K2}=1$ 时选中 2V 量程,余者类推。移位电路的真值表见表 3.16.1。注意,当移位寄存器已移止最高(或最低)量程时,即使再有移位脉冲也不能移位了。

表 3.16.1 移位电路的真值表

双向移位寄存器输出				量程控制信号					最低量程
Q_A	Q_B	Q_C	Q_D	V_{K1}	V_{K2}	V_{K3}	V_{K4}	V_{K5}	
0	0	0	0	1	0	0	0	0	↓ 最高量程
1	0	0	0	0	1	0	0	0	
1	1	0	0	0	0	1	0	0	
1	1	1	0	0	0	0	1	0	
1	1	1	1	0	0	0	0	1	
欠量程左移 ←									
超量程右移 →									

§ 3.17 从 MC14433 上获得并行 BCD 码的方法

MC14433 型 3½ 位 A/D 转换器的输出形式是多路调制的 BCD 码,对某一位而言是并行输出,但就四位整体而言则是串行数据输出,因此不能直接供数控电路或微机使用,必须对数据总线上的 BCD 码进行多路分离,获得并行 BCD 码输出。

串/并行 BCD 码转换电路如图 3.17.1 所示。这里采用 4 片 CD4042 型四 D 锁存器和 4 片 CD40175 型四 D 触发器。CD4042 的置数端 $D_0 \sim D_3$ 分别接 MC14433 的 $Q_0 \sim Q_3$ 端,时钟端 CL 分别接位选通信号 $DS_1 \sim DS_4$ 。时钟极性选择端 POL 接高电平。在位选通信号下降沿的作用下,数据被锁存起来,尽管输入端数据可以变化,却不能反映到输出端。每当位选通信号(高电平)来到时,完成一次数据传送,将 $D_0 \sim D_3$ 端的数据传送到 $Q_0 \sim Q_3$ 端。这样,由于 $DS_1 \sim DS_4$ 在时间上互相错开,使得 4 片 CD4042 的数据不能同时换数,也就是输出不能同步。为解决这一问题,现将 CD4042 的输出端接 CD40175 的置数端,并利用 EOC 脉冲作为同步信号,控制 4 片 CD40175 同时输出四位 BCD 码数据。

考虑到 $DS_1=1$ 且千位显示数字 1 时,对应于 MC14433 的 $Q_3=0$,所以要译出千位上的数据,还需增加一级反相器 F,可选用六反相器 CD4069(现仅用一个反相器)。

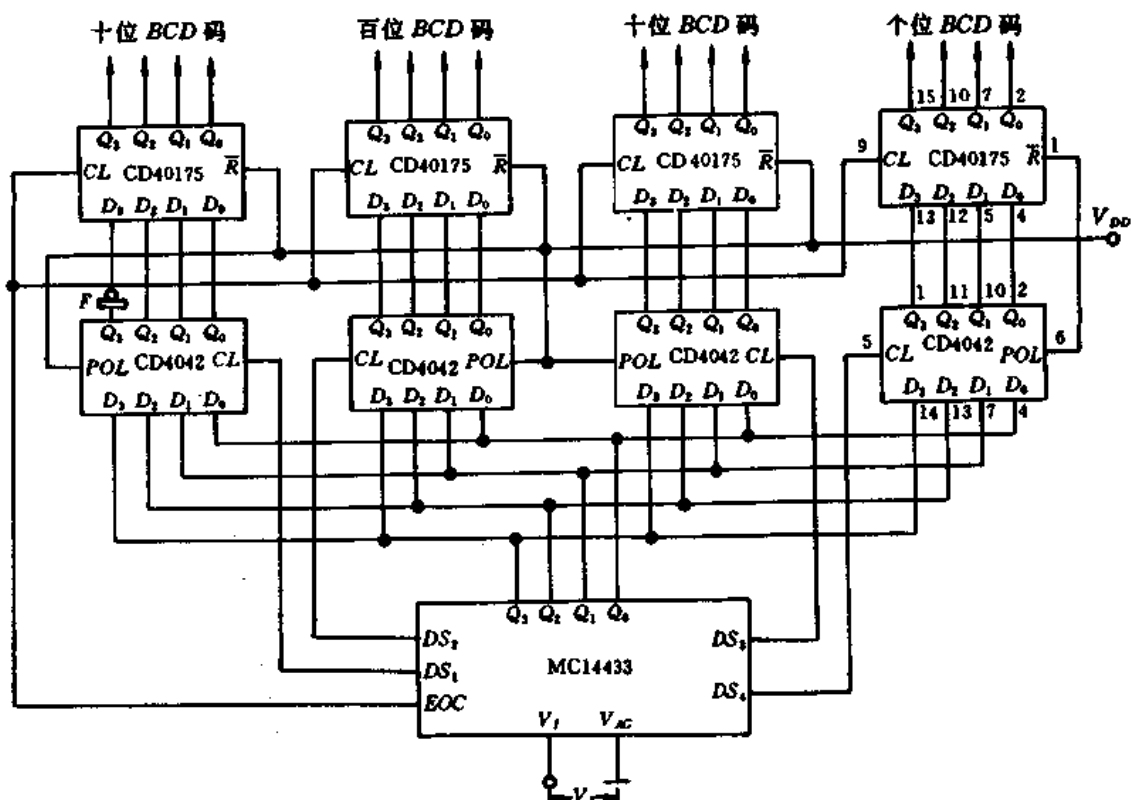


图 3.17.1 串/并行 BCD 码转换电路

§ 3.18 反译码器在数字万用表中的应用

反译码器亦称字段/BCD 编码器。利用它可以扩展数字仪表的功能。众所周知,由 7106、7107 等构成的 $3\frac{1}{2}$ 位数字电压表及数字万用表,不具备 BCD 码输出功能,只有段码输出供驱动 LCD、LED 显示器用。利用反译码器很容易把 LED、LCD 数码管的段码转换成 BCD 码,进而增加数字控制、微机控制功能,使仪表的性价比大为提高。下面介绍 5C278 和 C308 型反译码器的原理及应用实例。

1. 5C278、C308 型反译码器

5C278 和 C308 均系北京前门器件厂产品^①。内部电路都是由交-直流转换电路、编码电路和驱动电路所组成,它们的逻辑图与管脚排列如图 3.18.1 所示。二者的区别仅在于,5C278 是 5C 系列的产品,电源电压范围是 3~7V,典型值为 5V,可与 TTL 电路兼容。C308 则属于 C000 系列产品,电源电压范围是 7~15V,典型值是 10V,在设计电路时需要注意上述区别。

一位 7 段字码共有 7 根线: a、b、c、d、e、f、g。但是从 7 段字码与十进制数(0~9)的对应关系上不难看出,将 c 段删去后,剩下的 6 段仍能准确地反映 10 种计数状态。为简化电路,5C278 和 C308 只设置 a、b、d、e、f、g 这 6 个字段代码输入端,字段 c 的代码则被省略。

^① 同类产品还有上海无线电十四厂生产的 CH234 型字段/BCD 编码器。

BP 为编码输入控制端,以适应不同的显示器。例如,采用 LED 或荧光数码管 VFD 显示时,BP 应接固定电平;当字段为原码输入时令 BP=0,为反码输入时使 BP=1。若仪表采用 LCD 显示器,则 BP 端需与液晶屏的公共电极(背电极)BP 相连,亦可直接与 ICL7106、7116、7126 或 7136 的 BP 脚连通。第 13 脚“0V”为全段消隐信号输出端,当显示器消隐时,6 段代码均为零电平,此时 0V 端呈高电平。Q₁~Q₄ 为 BCD 码输出端。

5C278 和 C308 分 14 脚双列直插式封装、扁平封装两种。规格上分 A、B、BT、C、CT 五挡,挡愈高,性能愈好。

2. 5C278 的典型应用

利用 3 片 5C278 可将 ICL7107 输出的 7 段码转换成 BCD 码,简化电路如图 3.18.2 所示。图中仅画出一片 5C278 对个位进行反译码时的接线方法,从 Q₁~Q₄ 端输出的 BCD 码可供数控装置使用。ICL7107 配共阳极 LED 显示器,段码输出为低电平时有效,即 5C278 为反码输入,因此将 BP 端接 +5V, V_{SS} 端接 GND(0V)。ICL7107 的 c₁ 段(第 3 脚)不作反译码,仅供显示用。

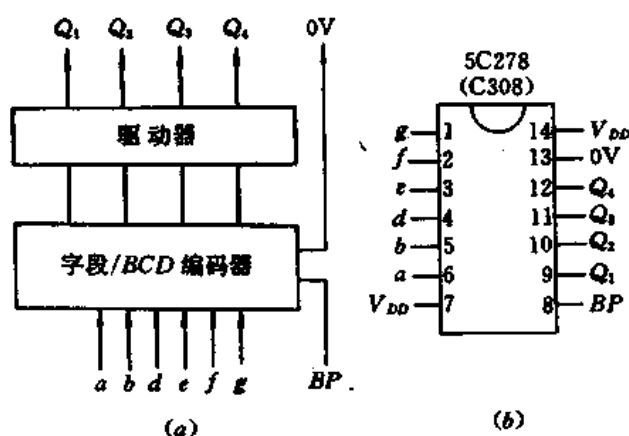


图 3.18.1 5C278 和 C308 的逻辑图及管脚排列

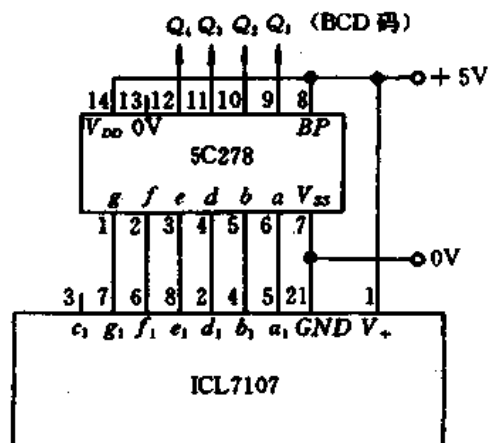


图 3.18.2 5C278 的典型应用电路

§ 3.19 蜂鸣器电路

蜂鸣器电路是配合数字万用表的 200Ω 电阻挡,专用于检测线路通断的。其优点是操作者不必观察显示值,只需注视被测线路和表笔,凭声音的有无来判定线路的通断,不仅操作简便,而且能大大缩短检测时间。

1. 适合配 3½ 位数字万用表的蜂鸣器电路

具有声、光指示功能的蜂鸣器电路如图 3.19.1 所示。电路中使用两片 IC 和一只晶体管。其中,IC₁ 选用低功耗四运放 LM324,现仅用其中的一组运放,并且接成电压比较器使用。其同相输入端(第 3 脚)的电压规定为参考电压 V_s,不难算出

$$V_s = \frac{R_1}{R_2 + R_1} \cdot E_0 = \frac{30k}{2M + 30k} \times 2.8V = 0.041V$$

式中, E₀ 表示 ICL7106 的 V₊ 与 COM 之间的内部基准电压源,典型值为 2.8V。设反相输入端(第 2 脚)的电压为 V_i,此端经输入电阻 R_i 以及 R₁ 接 V₊。当输入端开路(R_i → ∞)

时, $V_2 \approx E_0 = +2.8V$ 。因 $V_3 < V_2$, 故比较器输出低电平, 一方面迫使门控振荡器停振, 另一方面还令硅晶体管 VT(JE9013)截止, 发光二极管 LED 不发光。

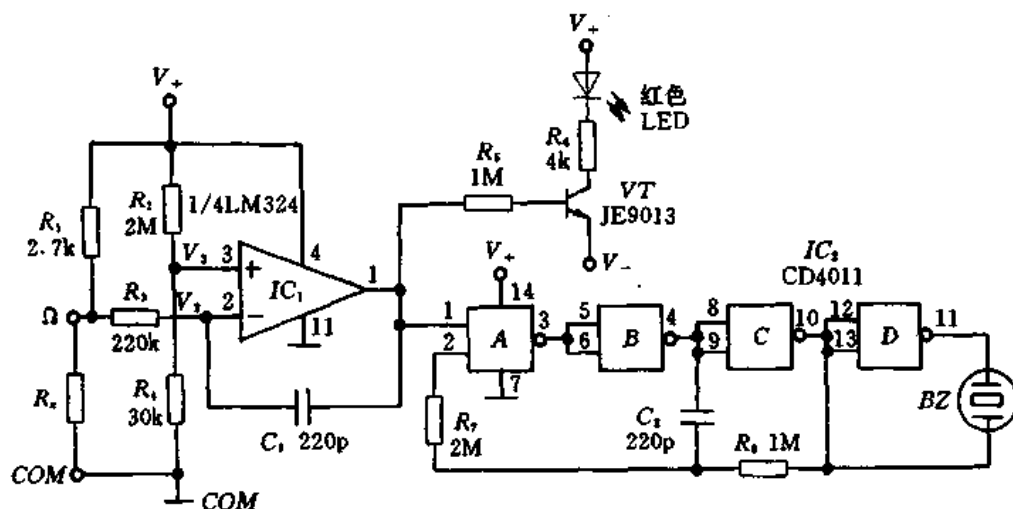


图 3.19.1 具有声、光指示功能的蜂鸣器电路

当 R_x 小于某一低阻值(例如 $R_x < 30\Omega$)时, 第 2 脚被 R_x 拉成低电位, 使得 $V_2 \approx 0V, V_3 > V_2$, 比较器输出高电平。于是门控振荡器起振, 驱动压电陶瓷蜂鸣器 BZ 发声, 与此同时, VT 导通, LED 发出红光。利用 BZ 和 LED 起到声、光同步指示的最佳效果。 R_5 为基极限流电阻, R_6 是 LED 的限流电阻。为降低功耗, 应选择直径 3mm 的高亮度发光二极管, 在正常发光时设计的工作电流 I_F 仅 1.8mA。

IC_2 采用一片 2 输入端四与非门 CD4011(A~D), 其中 A 为控制门, B~C 均接成反相器使用。 R_7 为偏置电阻。 R_8 和 C_2 分别为振荡电阻、振荡电容, 有公式

$$f \approx \frac{0.455}{R_8 C_2} \quad (3.19.1)$$

实取 $R_8 = 1M\Omega, C_2 = 220pF$ 时, 振荡频率约为 2kHz。

使用注意事项:

第一, 适当调整 R_2, R_4 的电阻值, 可改变电压比较器的参考电压, 重新设定蜂鸣器发声的阈值。若将 20Ω 规定为阈值, 则仅当被测电阻 $R_x < 20\Omega$ 时蜂鸣器才发声。 R_4 亦可用可调电阻代替。

第二, 该蜂鸣器还可与 200Ω 电阻挡或二极管挡合并成一挡。

2. 适合配 4½ 位数字万用表的蜂鸣器电路

4½ 位手持式数字万用表大多采用 ICL7129 型 A/D 转换器。适配这类仪表的蜂鸣器电路如图 3.19.2 所示。该电路的设计颇具特色, 充分发挥了 ICL7129 自身的功能, 巧妙地利用其连续端 CONT 输出的电平, 来控制门控振荡器 CD4011, 因此可简化电路, 省去电压比较器。但在使用该挡时必须将数字万用表置于 200Ω 挡才行。其工作原理是, 当 $R_x < 200\Omega$, 即 $V_{IN} < 200mV$ 时, CONT 端输出高电平, 接至 CD4011 的第 5 脚, 令电路起振, BZ 发声。这表明蜂鸣器的发声阈值为 200Ω , 当 $R_x > 200\Omega$ 时, CONT = 0, 蜂鸣器不发声。假若测量电压、电流, 量程开关就把 CONT 端与 CD4011 断开, 此时 CD4011 的第 5 脚经下拉电阻 R_5 接地, 故电路不会起振。 R_1 为限流电阻。 R_2 是 200Ω 电阻挡的标准电阻。 R_3

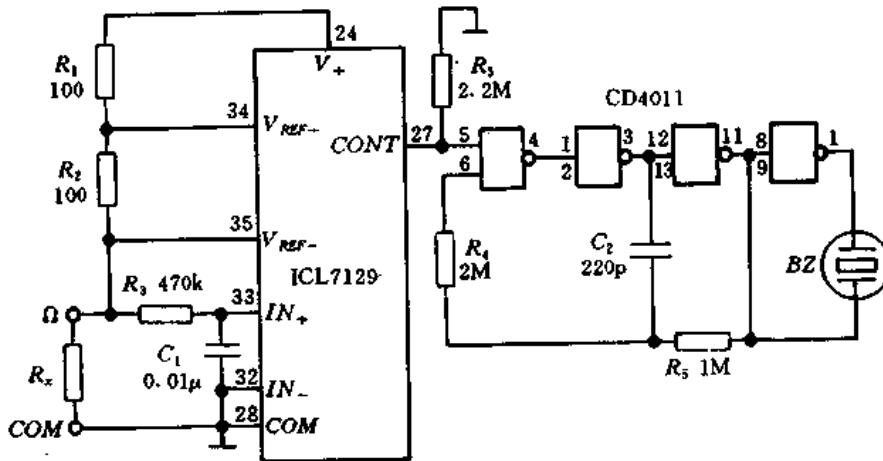


图 3.19.2 适配 ICL7129 的蜂鸣器电路

和 C_1 组成模拟输入端的高频滤波器,以滤除外部干扰。

§ 3.20 超量程闪烁报警电路

专为 MC14433 设计的超量程闪烁报警电路如图 3.20.1 所示,其特点是用 LED 显示器的闪烁状态来表明数字万用表业已过载,引起操作人员的警觉。图中利用双 D 触发器 CD4013 的一半作二分频,另一半可用于 § 3.16 所介绍的自动转换量程中(图 3.16.1)。

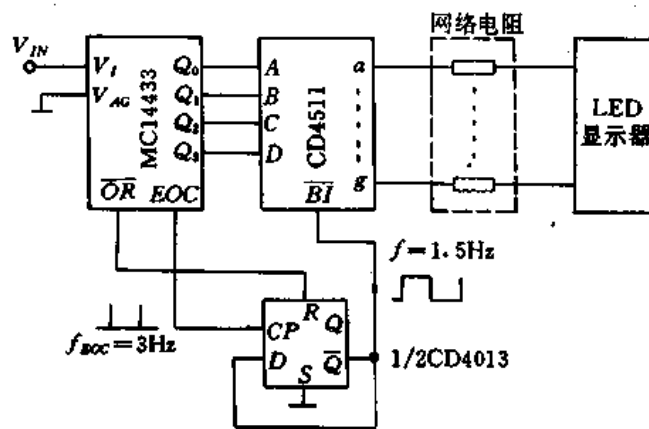


图 3.20.1 超量程闪烁报警电路

\overline{OR} 作触发器复零信号, EOC 作时钟脉冲。设 MC14433 的时钟频率 $f_0 = 50\text{kHz}$, 则 EOC 脉冲的频率 $f_{EOC} = f_0 / 16400 \approx 3\text{Hz}$, 即测量速率为 3 次/s。

当输入电压未超出量程范围时, $\overline{OR} = 1$, 将触发器置零, $\overline{Q} = \overline{BI} = 1$, 显示器正常工作。一旦超出量程, $\overline{OR} = 0$, f_{EOC} 经过二分频变成 $f = 1.5\text{Hz}$ 的方波, 周期 $T = 0.67\text{s}$ 。这样, CD4511 的强迫消隐端 \overline{BI} 就加上交替变化的高、低电平, 强迫 LED 显示器以 1.5Hz 的低频进行闪烁, 以示报警。

需要说明几点:

(1) 不能把 EOC 信号直接连到 $CD4511$ 的 \overline{BI} 端, 来实现上述功能。这是因为 EOC 信号与超量程状态无关, 并且它属于窄脉冲, 其脉冲宽度 $t = T_0/2$, 占空比 $D = 1/(16400 \times 2) \rightarrow 0$, 因此观察不到闪烁现象。利用 D 触发器 $CD4013$ 可将上述窄脉冲变成方波 ($D = 50\%$), 并且频率降低一半 (二分频), 更便于观察。

(2) 对于能自动转换量程的数字万用表, 仅当输入电压超出最高量程时才应显示报警。

§ 3.21 增加电池低电压检测电路

由 $ICL7106$ 构成的数字万用表均采用 $9V$ 叠层电池供电。当电源电压低于芯片内部稳压管的稳定电压 (典型值为 $6.2V$) 时, COM 端对 V_+ 的电位差就失去稳定性, 导致仪表不能工作。实际上在电池电压 $E \leq 7V$ 时, 测量误差已明显增大。为此, 需增加低电压检测电路, 一旦 E 低于规定的下限值 (通常选 $7V$ 或 $7.5V$), 就发出低电压指示信号, 使液晶显示器显示出低电压指示符。这类指示符常用 “ $LO\ BAT$ ”、“ $BATT$ ”、“ \rightarrow ” 或电池图形来表示, 由所用 LCD 而定。其作用是提醒操作人员及时更换新电池。

1. 由异或门构成的电池低电压检测电路

电路如图 3.21.1 所示, 现使用一片 $CD4070$ 型 CMOS 四异或门, 其中异或门 I ~ III

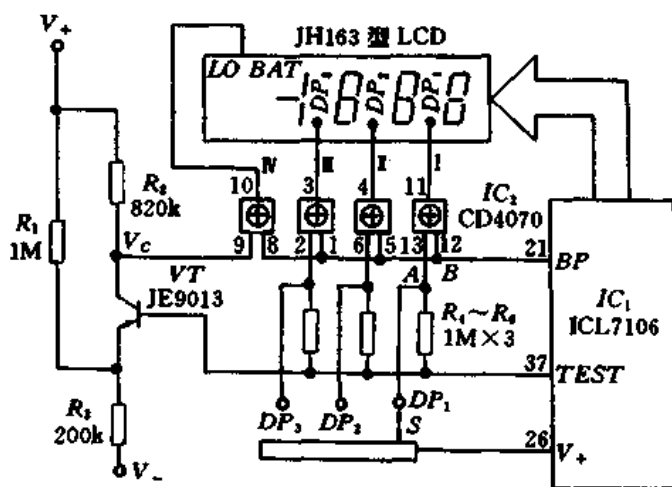


图 3.21.1 低电压检测电路之一

用于小数点驱动电路, 可分别驱动十位、百位、千位上的小数点 $DP_1 \sim DP_3$, S 为小数点选择开关。异或门 N 与晶体管 VT 构成低电压检测电路。异或门的特点是: 当两个输入端 A 、 B 的状态相异时 (一个是高电平, 另一个是低电平), 输出为高电平; 反之为低电平。现将异或门 N 的一个输入端接背电极方波信号 V_{BP} , 另一端接 VT 的集电极。 VT 采用 $JE9013$ 型 NPN 晶体管, 其集电极经 R_2 接 V_+ , 发射极通过 R_3 接 V_- , 基极与 $TEST$ 相连。当电池电压 $E > 7.5V$ 时, VT 导通, $V_c \approx 0V$ 。仅当 $E < 7.5V$ 时, VT 截止, $V_c = V_+$, 使异或门 N 输出的方波相位恰好与 V_{BP} 波形相反, 因此在液晶显示器上就出现 “ $LO\ BAT$ ”, 以此表示内部电池电量已经不足, 应更换之。

使用注意事项:

(1)CD4070 亦可用 CD4030 代替,二者同属四异或门,但管脚排列方向不同。假如用四异或非门 CD4077 来驱动 LCD 显示器,电路必须作适当改动^①。若选 JH220 型 LCD,低电压指示符就用“BAT”来表示。

(2)适当调整 R_1 、 R_2 的电阻值,可改变低电压检测的阈值电压。

2. 由晶体管构成的低电压检测电路

为简化电路、降低成本,还可单纯用晶体管构成低电压检测电路,如图 3-21.2 所示。此处的晶体管 VT(JE9014)有两个功能:第一,进行电压比较;第二,代替异或门来驱动 LCD 上的低电压指示符。当电池电压 $E > 7V$ 时 VT 截止, V_{BP} 信号经过 R_1 、 C_1 接低电压指示符的驱动端。因驱动信号与背电极信号完全相同,液晶段上不存在电压降,故该指示符消隐。 C_1 为隔直电容。 C_2 是电源滤波电容。 R_2 和 R_3 均为基极偏置电阻。

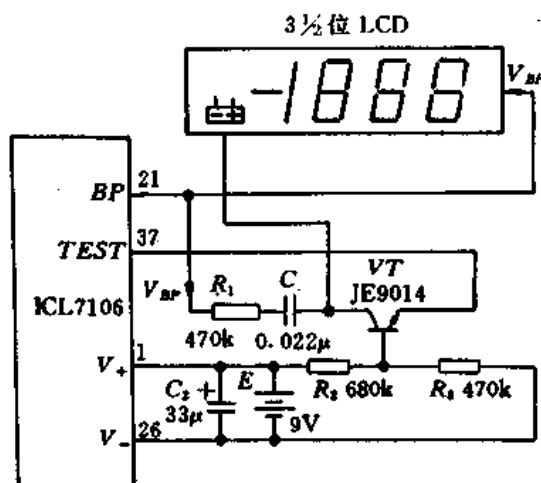


图 3.21.2 低电压检测电路之二

当 $E < 7V$ 时,VT 导通, V_{TEST} (低电平)与 V_{BP} 信号进行叠加,所产生的波形与背电极波形反相,使 LCD 上显示出低电压指示符。

使用注意事项:

(1)图 3.21.2 中选用 JH163 型液晶显示器,以电池图形符号作为低电压指示符。

(2)该电路对于 ICL7116、ICL7136 也适用。

§ 3.22 增加电池测试电路

§ 3.21 中介绍的电池低电压检测电路,只能检查数字万用表内部 9V 叠层电池的电量是否充足,却无法检测外部电池的好坏。为此还可给仪表增加电池测试电路,专门检查 9V、1.5V 电池的电量。电路如图 3.22.1 所示。这里所要测量的都是电池额定工作电流 I_L ,这比通常去测电池空载电压更具有参考价值。因为空载电压并不能反映电池带负载能力,容易作出误判断。

^① 应将 $R_4 \sim R_5$ 的公共端接 V_+ ,S 的刀改接 TEST。

图 3.22.1 中, S 为转换开关, FU 为 0.2A/250V 熔丝管, 作过流保护用, 避免因误测高压而损坏仪表。由 R_1 、 R_2 构成不同的负载电阻 R_L 。 R_1 和 C 组成数字万用表模拟输入端的高频滤波器。 R_3 为分流电阻, 其压降就作为输入电压 V_{IN} 。利用 R_3 可将数字万用表的 200mV 量程改装成 200mA 量程。

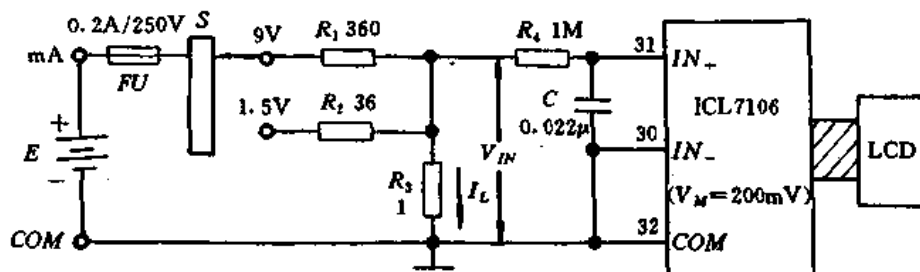


图 3.22.1 电池测试电路

将 S 拨于 9V 挡时可检测 9V 叠层电池。因负载电阻 $R_L = R_1 + R_3$, 故负载电流

$$I_{L1} = \frac{E}{R_1 + R_3} = \frac{9}{360 + 1} = 24.9\text{mA} \approx 25\text{mA}$$

选择 1.5V 挡可检查 1.5V 干电池。此时负载电阻 $R_L = R_2 + R_3$, 负载电流为

$$I_{L2} = \frac{E}{R_2 + R_3} = \frac{1.5}{36 + 1} = 40.5\text{mA} \approx 40\text{mA}$$

上述计算均忽略了熔丝管内阻 R_{FU} 以及被测电池内阻 R_i 。对新电池而言, R_i 很小, 可不予考虑。但是当电池使用或存放过久、电量不足时, 会导致 $E \downarrow$, $R_i \uparrow$, $I_L \downarrow$ 。据此可迅速判定被测电池是否失效。

§ 3.23 利用数字万用表兼作信号发生器

数字万用表一般都不带信号发生器, 检修电子设备时很不方便。但是, 对数字万用表稍加改动, 即可兼作信号发生器, 能同时输出几十赫兹、几千赫兹、几十千赫兹三种方波信号, 作为检修电子设备时的信号源, 使用非常方便。此外, 有的数字万用表的电容挡还可提供 400Hz 正弦波信号, 或者 200Hz 矩形波信号。

1. 常见数字万用表中信号源的种类

表 3.23.1 列出 6 种 $3\frac{1}{2}$ 位数字万用表可提供的信号源。这些信号大致可分成两类。第一类是方波信号, 例如在 DT890A 型数字万用表中的 40kHz 时钟频率、50Hz 背电极频率、2.2kHz 蜂鸣器信号均为占空比是 50% 的方波信号, 表中未注明的均系方波信号, 且频率值都为近似值。第二类是其他波形信号, 例如 DT890C₊ 型数字万用表采用容抗法测电容量, 其中的文氏桥振荡器可输出 400Hz 正弦波信号, 而 DT890A 型数字万用表利用脉宽调制法 (PWM) 测电容量, 其脉冲发生器输出的是占空比约 60% 的矩形波。每种信号源的输出幅度则与仪表型号、单元电路结构、电池电压等因素有关。

表 3.23.1 6 种数字万用表中可提供的信号源

数字万用表 型号	时钟信号 f_0	背电极信号 f_{BP}	蜂鸣器信号 f_{BZ}	电容挡信号 f_C
DT830	40kHz	50Hz	2.2kHz	-
DT830A	48kHz	60Hz	2.7kHz	-
DT830C	48kHz	60Hz	2kHz	-
DT890A	40kHz	50Hz	2kHz	200Hz(矩形波)
DT890C ₊	48kHz	60Hz	5kHz	400Hz(正弦波)
DT940C	48kHz	60Hz	1kHz	400Hz(正弦波)

下面,以 DT890C₊ 型数字万用表为例,介绍从其内部取出信号源的方法。

2. 48kHz 信号

DT890C₊ 采用 TSC7106 型 3½ 位 A/D 转换器。该集成电路的第 40、39、38 脚依次为振荡 1(OSC₁)、振荡 2(OSC₂)和振荡 3(OSC₃)。振荡电路如图 3.23.1 所示。芯片内部的反相器 F₁、F₂ 和阻容元件 R₁、C₃ 构成时钟振荡器。它属于两级反相式阻容振荡器。在最初时刻 t=0 时,电容器 C₃ 向电阻 R₁ 放电,然后电源又对 C₃ 进行充电,充电途径为 V₊→C₃→R₁→V₋。于是,随着 C₃ 周期性的充、放电,便形成了振荡。设振荡周期为 T₀,时钟频率为 f₀,有公式

$$T_0 \approx 2.2R_1C_3 \quad (3.23.1)$$

$$f_0 \approx \frac{0.455}{R_1C_3} \quad (3.23.2)$$

由于反相器的参数存在差异,加之阻容元件总有一定误差,因此上述公式均为估算公式,应以实测的频率值为准。

将 R₁=100kΩ、C₃=100pF 代入式(3.23.2)中得到, f₀≈45.5kHz,可近似取作 48kHz,仪表测量速率为 48kHz/16000=3 次/s。图 3.23.2 示出振荡器各脚对数字地 (TEST) 的电压波形。由图可见,第 38 脚(OSC₃)输出的是不失真对称方波,可作 48kHz 的信号源使用。TEST 作公共地(下同)。

3. 60Hz 信号

由图 3.23.1 可见,48kHz 的时钟频率经过 4 分频后得到 12kHz 的计数频率 f_{CP},再经过 200 分频,获得 60Hz 方波信号,并从背电极(第 21 脚)输出,作为 LCD 的背电极信号 f_{BP},方波的幅度约为 5V(对 TEST 电位而言)。

60Hz 信号还有另外一种取出方法,即把数字万用表拨至电阻挡,两支表笔开路,这时仪表溢出,TSC7106 的第 19 脚 bc₁ 输出方波驱动信号, V_{bc1} 与 V_{BP} 二者合成波形的幅度为 10V,加在千位笔段 b、c 上,使之显示出来。因此,TSC7106 的第 21 脚与 19 脚可输出 60Hz、10V 的方波信号。

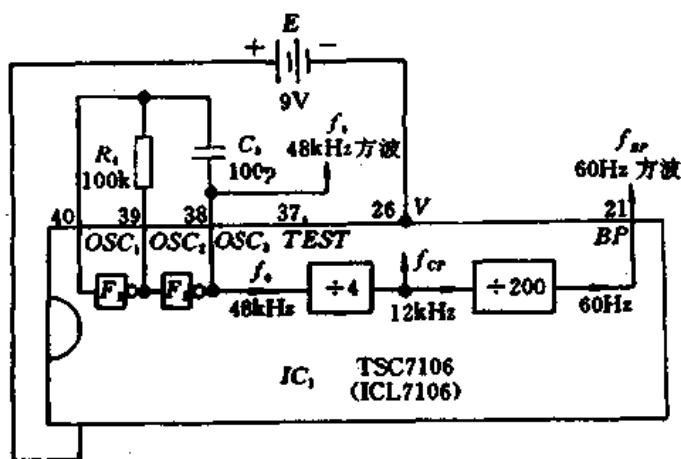


图 3.23.1 TSC7106 型 A/D 转换器的振荡电路

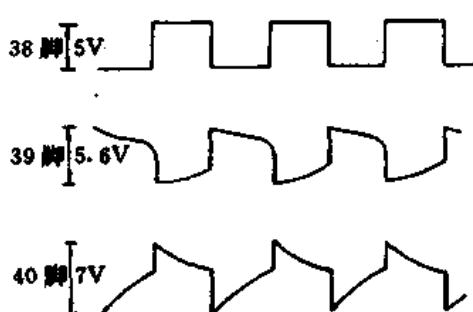


图 3.23.2 振荡器各脚的电压波形

4. 5kHz 蜂鸣器信号

DT890C₊ 型数字万用表的压电陶瓷蜂鸣器装在电源开关(S₁)与 IC₅(CD4011)之间,如图 3.23.3 所示,其直径为 20mm。从 BZ 两个焊点处可引出频率为 5kHz、幅度约 20V 的方波信号。若从蜂鸣器的一端与数字地(TEST)引出信号,则方波幅度约为 10V。

5. 400Hz 信号

DT890C₊ 采用容抗法测量电容量,利用 TL062 中的一组运放 IC₂ 以及 R₁₁、C₃、R₁₂、C₅ 组成文氏桥振荡器,产生 400Hz 的正弦信号。TL062 位于印制板的右下角(以元件面为准),从其第 7 脚与第 3 脚可引出 400Hz 正弦波信号,并以 COM 为信号地,这一点与前面不同,如图 3.23.4 所示。

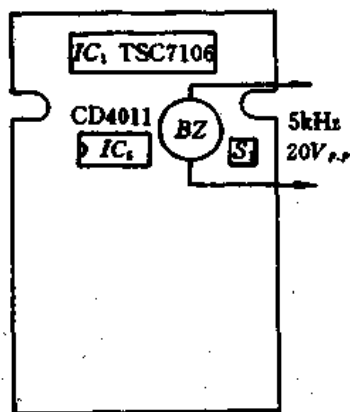


图 3.23.3 引出 5kHz 蜂鸣信号的方法

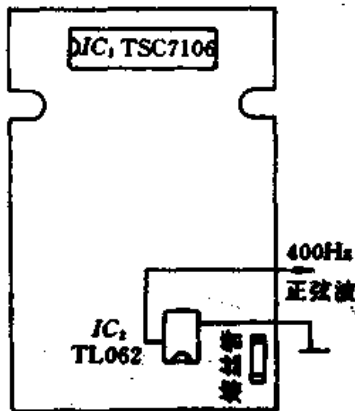


图 3.23.4 引出 400Hz 正弦信号的方法

6. 使用注意事项

(1) 上述 4 种信号源的带负载能力很差,必须加一级缓冲器进行隔离,以免影响仪表的正常工作。缓冲器可选 CD4049、CD4050,亦可用 CD4069,甚至由晶体管构成的射随器来代替。400Hz 正弦波信号的幅度较低,必要时可增加一级放大器。

(2) DT890/890A 型数字表的电容测量电路,可提供 200Hz、幅度约 3V 的矩形波信号。可从印制板的左下角先找到 IC₂(ICM7556),再从其第 9 脚(OUT₂)和第 7 脚(COM)之间引出该信号。

§ 3.24 增设方波信号发生器挡

在自制或改装数字万用表时,利用下面介绍的两种电路,可增设信号发生器挡。

1. 50Hz 方波信号挡

一种实用的 50Hz 方波信号发生器电路如图 3.24.1 所示。这里选 40kHz 作为 7106

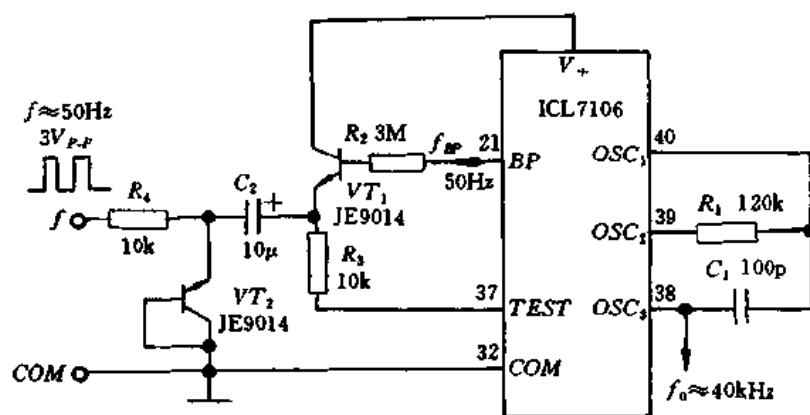


图 3.24.1 50Hz 方波信号发生器电路

的时钟频率,因此可得到 $f_{BP} = 50\text{Hz}$ 。为提高方波信号的输出能力,现利用 VT_1 、 R_2 、 R_3 组成一级射随器,再经过隔直电容 C_2 隔断直流成分,获得交流信号输出。晶体管 VT_1 、 VT_2 均选用 JE9014 型 NPN 晶体管,它们兼起到电平转换作用。因 VT_1 的电源电压取自 $V_+ \sim TEST$,而输出端以 COM 为公共地,即 $E_0 \approx +2.8\text{V}$,故可将 V_{BP} 从 $4.5V_{P-P}$ (以 $TEST$ 为参考电位)变换成 $2.8V_{P-P}$ (选 COM 为参考电位)。 R_2 为 VT_1 的基极限流电阻。50Hz 信号从 f 、 COM 端输出,其峰-峰值电压可近似视为 $3V_{P-P}$ 。

保护电路由 R_4 、 VT_2 构成,可承受 $40V_{P-P}$ 以下的峰-峰值电压。假如误用该电路去测电压,输入电压就经过 R_4 使 VT_2 的发射结击穿,将电压钳位在 $5.8 \sim 7\text{V}$ 上,保护 VT_1 以及 ICL7106 不致损坏。

如果在 R_2 的右端增加一只单刀双掷开关,将 f_{BP} 、 f_0 信号分别引至开关定片上,还可构成 50Hz/40kHz 信号发生器,输出频率由开关进行切换。

2. 频率连续可调的方波信号发生器

由三级 CMOS 反相器构成的频率可调式阻容振荡电路如图 3.24.2 所示。该电路仅用一片 CD4069,可输出 $4.5\text{kHz} \sim 450\text{kHz}$ 、幅度为 5V 的方波信号。与两级反相式阻容振荡器相比,该电路具有容易起振、频率范围宽、稳定性好等优点。图中的 R_2 用于消除门电路转移电压的差异,提高频率稳定度及改善波形。振荡电阻由固定电阻 R_1 、电位器 RP 组成,调整 RP 可改变振荡频率。现取 $R_1 = 1\text{k}\Omega$, $RP = 100\text{k}\Omega$, $C = 1000\text{pF}$ 。当 $RP = 100\text{k}\Omega$ 时,最低振荡频率

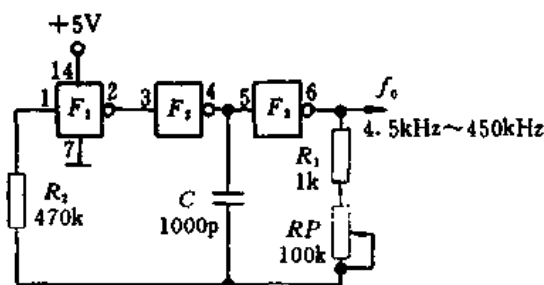


图 3.24.2 频率可调式阻容振荡电路

为

$$f_{\text{omin}} \approx \frac{0.455}{(R_1 + RP)C} = \frac{0.455}{(1 + 100) \times 1000} \approx 4.5\text{kHz}$$

将 RP 调至零欧时,最高振荡频率为

$$f_{\text{omax}} \approx \frac{0.455}{R_1 C} = \frac{0.455}{1 \times 1000} = 450\text{kHz}$$

因此,输出信号的频率范围是 $4.5\text{kHz} \sim 450\text{kHz}$ 。本电路既可装在数字万用表内部,也可放在外部,作为仪表附件。 $+5\text{V}$ 可取自 MC14433 型 A/D 转换器的正电源,亦可由表内 9V 电池供电。

使用注意事项:

(1) 振荡频率取决于时间常数 $\tau, \tau = (R_1 + RP)C$ 。当 τ 值为一定时, $(R_1 + RP)$ 值宜取大些, C 值宜取小些,这有助于提高频率稳定度,能避免使用大容量电容器,减小体积。下限频率最低可为 0.01Hz ,而上限频率可达几兆赫。

(2) 若选高速 CMOS 六反相器 74HC04 代替 CD4069,则最高振荡频率能提高到 40MHz ,可作高频信号发生器使用。

§ 3.25 占空比可调的矩形波信号发生器

某些情况下,需要占空比可调的矩形波,用来检修脉宽调制电路或调节显示器的亮度。下面分别介绍由门电路、定时器构成的占空比可调的振荡器。

1. 由门电路构成占空比可调的振荡器

利用 CD4069 可以构成占空比可调的振荡器,电路如图 3.25.1 所示。其基本原理是通过人为地改变 RC 振荡器的放电时间 t_2 (亦可改变充电时间 t_1),使得 $t_2 \neq t_1$,从而获得不同占空比的矩形波输出。图中,利用硅开关二极管 VD_1, VD_2 把电容器 C 的充、放电回路隔离开,使二者互不影响,以便对放电时间单独进行调整。 VD_1, VD_2 选用两只 1N4148 型开关二极管。当反相器 F_1 输出为 1 (高电平),反相器 F_2 输出为 0 (低电平)时,

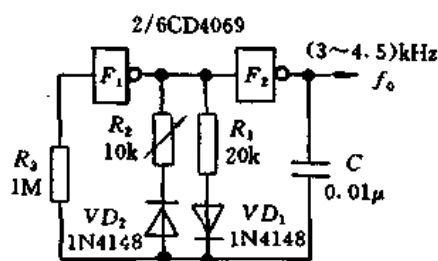


图 3.25.1 由门电路构成占空比可调的振荡器

VD_1 导通, VD_2 截止, 电容器 C 经过 R_1, VD_1 充电。当 F_1 输出为 0, F_2 输出为 1 时, VD_2 导通, VD_1 截止, 电容器 C 经过 VD_2, R_2 放电。 R_2 是可变电阻, 用来调整放电时间 t_2, t_2 与 R_2 成正比。若忽略二极管的正向导通电阻, 则占空比及振荡频率的计算公式如下:

$$D = \frac{t_2}{T} = \frac{t_2}{t_1 + t_2} \approx \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot 100\% \quad (3.25.1)$$

$$f_0 \approx \frac{0.91}{(R_1 + R_2)C} \quad (3.25.2)$$

将 $R_1 = 20\text{k}\Omega$, $R_2 = 0 \sim 10\text{k}\Omega$, $C = 0.01\mu\text{F}$ 分别代入上述二式, 不难算出, 该电路的占空比调节范围是 $0\% \sim 30\%$, 振荡频率变化范围是 $(3 \sim 4.5)\text{kHz}$ 。

使用注意事项:

分析式(3.25.1)和式(3.25.2)可以发现, 在调节 R_2 以改变占空比时, 振荡频率也会改变。但是 R_1 对 R_2 有补偿作用, 若在减小 R_2 的同时增大 R_1 值, 使 $(R_1 + R_2)$ 不变, 即可使 f_0 维持不变。实际应用时可将 R_1 分成两部分, 一部分为 $20\text{k}\Omega$ 固定电阻 R_{1A} , 另一部分为可调电阻 R_{1B} , R_{1B} 与 R_2 合用一只 $10\text{k}\Omega$ 同轴电位器。这样在调节 R_2 时, $R_2 \downarrow$, $R_{1B} \uparrow$, 反之亦然, 而 $(R_1 + R_2) = (R_{1A} + R_{1B} + R_2)$ 之值不变, 使 f_0 维持在 3kHz 频率上不变。

2. 由定时器构成占空比可调的振荡器

利用 ICM7555 定时器(亦称时基电路), 也可组成占空比可调的矩形波发生器, 电路如图 3.25.2 所示。其主要优点是占空比与振荡频率之间互相独立, 不会互相影响, 并且占空比调节范围很宽。该电路利用隔离二极管 VD_1 、 VD_2 , 使定时电容 C_1 的充、放电回路彼此独立, 互不影响。充电回路为 $V_{DD} \rightarrow R_1 \rightarrow VD_1 \rightarrow C_1 \rightarrow V_{SS}$, 放电回路为 $C_1 \rightarrow VD_2 \rightarrow R_2 \rightarrow$ 内部放电管 $Q_D \rightarrow V_{SS}$ 。因此, 它能在很宽频率范围内调节占空比, 且不影响振荡频率。占空比、振荡频率的计算公式分别为

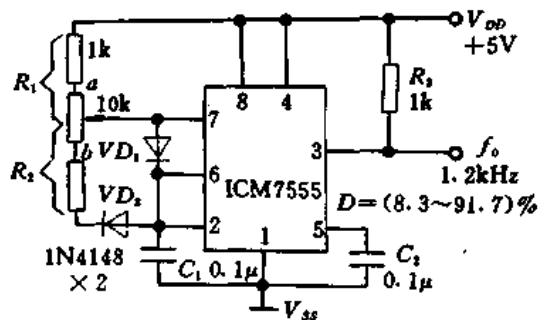


图 3.25.2 由定时器构成占空比可调的振荡器

$$D \approx \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot 100\% \quad (3.25.3)$$

$$f_0 \approx \frac{1.44}{(R_1 + R_2)C_1} \quad (3.25.4)$$

当电位器的滑臂旋至 a 端时, $R_1 = 1\text{k}\Omega$, $R_2 = 11\text{k}\Omega$, 代入式(3.25.3)中得到 $D \approx 8.3\%$ 。当电位器滑臂旋至 b 端时, $R_1 = 11\text{k}\Omega$, $R_2 = 1\text{k}\Omega$, $D \approx 91.7\%$ 。因此, 本电路的占空比调节范围是 $8.3\% \sim 91.7\%$, 而振荡频率保持恒定, $f_0 \approx 1.2\text{kHz}$ 。

使用注意事项:

(1) ICM7555 可用 CC7555 或 NE555、FX555 代替。

(2) 该电路还可用来调节显示亮度。例如, 由 ICM7217A 构成 4 位可逆可预置计数器时, 可代替芯片内部的扫描振荡器, 通过调整位扫描波形的占空比, 达到调节共阴极 LED 显示器亮度之目的。白天环境亮度较高, 可增加显示亮度; 夜晚适当降低显示器亮度以节省耗电。此时应将振荡器的输出接 ICM7217A 的 SCAN 端, 作为外扫描输入。

§ 3.26 附加高频精密函数波形发生器

能够产生正弦波、矩形波、三角波等多种波形、且频率与占空比连续可调的信号源, 称作函数波形发生器。目前, 集成化函数波形发生器大多采用美国哈里斯公司生产的

ICL8038(国产型号为 5G8038),但它只能产生 300kHz 以下的中、低频正弦波、矩形波和三角波,占空比与频率的调节互相影响,且功能较单一,无法满足高频信号源的需要。美国马克希姆(Maxim)公司最新研制的 MAX038 型单片高频精密函数波形发生器,具有高频特性好、频率范围宽、功能全、单片集成化、外围电路简单、使用灵活方便等优点。可广泛用于精密函数波形发生器、压控振荡器、频率调制器、脉宽调制器、锁相环、频率合成器、正弦波或矩形波调频发生器等领域。下面,将介绍其性能特点、工作原理及典型应用。

1. 性能特点

(1)能产生精确的高频正弦波、矩形波(含方波)、三角波、锯齿波。输出波形既可以人工设定,亦可由微机控制。

(2)频率范围宽,输出频率范围是 0.1Hz~20MHz,最高可达 40MHz。频率设定分粗调、细调两种。改变振荡电容或充、放电电流,可大幅度调节频率;改变 $FADJ$ 端的电位,能精细调节频率。对于各种波形,输出电压幅度均为 $2V_{P.P.}$ 。

(3)占空比调节范围宽,且占空比与频率均可单独调节,互不影响。占空比最大调节范围是 10%~90%,一般用到 15%~85% 范围。

(4)波形失真小。正弦波总谐波失真仅 0.75%,占空比调节的非线性度只有 2%。

(5)内部基准电压源的电压值为 $2.50 \pm 0.02V$,电压温度系数低至 $20 \times 10^{-6}/^{\circ}C$ 。利用该基准电压源不仅能提供充、放电电流 I_{IN} ,确定频率值,还能设定 $FADJ$ 端的电压,实现频率微调;此外还可设定 $DADJ$ 端的电压,调节占空比。

(6)内含一个相位比较器,可用于锁相环电路。

(7)具有扫描工作方式,扫描电压由外部设置。

(8)采用 $\pm 5V$ 双电源,电源电压范围是 $\pm 4.75 \sim \pm 5.25V$,允许变化 $\pm 5\%$ 。电源电流约 80mA,典型功耗为 400mW。工作温度范围一般为 $0 \sim 70^{\circ}C$ 。

2. 管脚功能

MAX038 采用 20 脚双列直插式封装,管脚排列如图 3.26.1 所示。各管脚的功能如下:

V_+ 、 V_- 表示正、负电源端,分别接 +5V、-5V 电源。 COM (第 2、6、9、11、18 脚)表示模拟地。 V_{REF} 表示 2.50V 能带隙式基准电压源的输出端。 A_0 、 A_1 表示波形设定端,改变这两脚的输入电平,可选择不同的输出波形,见表 3.26.1。 $COSC$ 表示接外部振荡电容。 $FADJ$ 表示频率调节端。 $DADJ$ 表示占空比调节端。 I_{IN} 表示振荡频率控制器的电流输入端。 PD_I 、 PD_O 分别表示相位比较器的输入、输出端,不用时须接地。 $SYNC$ 表示同步输入端(TTL/COMS 兼容),通常开路。特殊应用时由此端输入一个外同步信号,使内部振荡器与之保持同步。 DV_+ 、 GND 依次为数字电路的 +5V 电源端、数字地。不用 $SYNC$ 端时这两脚应开路。 OUT 表示正弦波或矩形波、三角波的输出端。需要指出,MAX038 共有 5 个 COM 端,内部未连通。设计印制板时,应将这 5 个脚连至同一公共地区域。

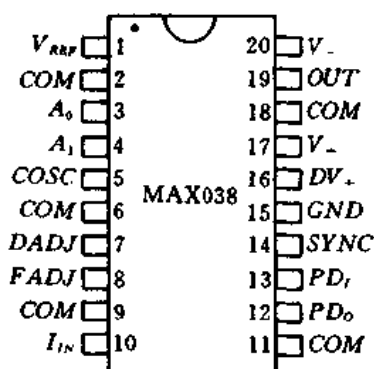


图 3.26.1 MAX038 的管脚排列

表 3.26.1 波形设定方法

A_0	A_1	输出波形
× ^①	1	正弦波
0	0	矩形波
1	0	三角波

① ×表示任意状态。

3. MAX038 的工作原理

MAX038 的内部框图如图 3.26.2 所示。主要包括振荡器,振荡频率控制器,2.50V

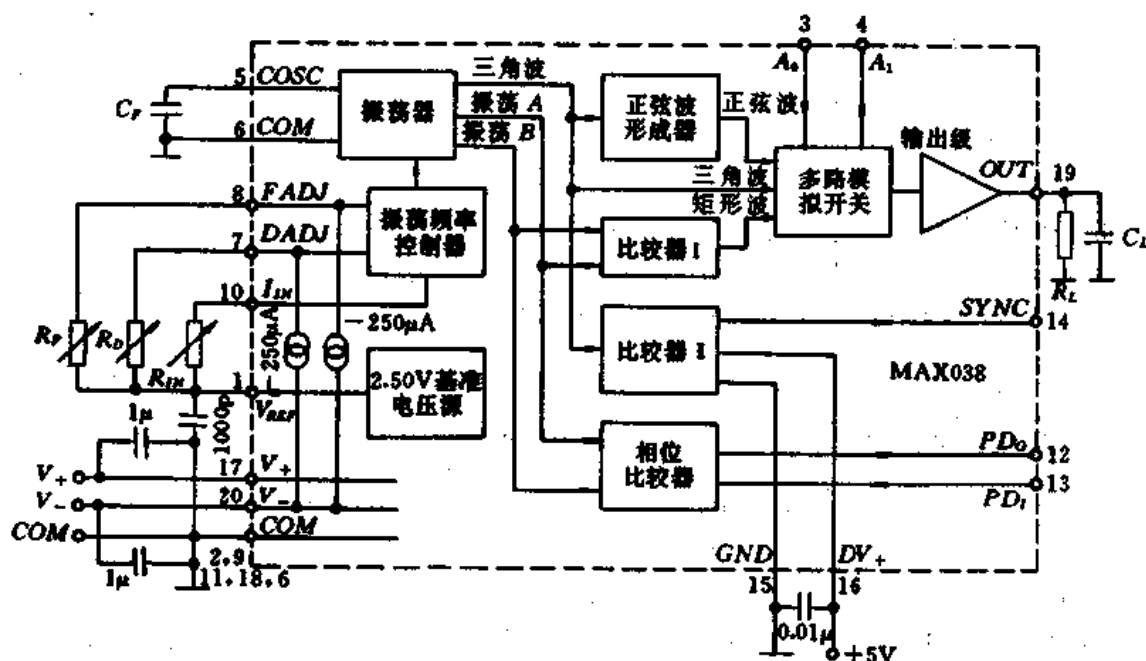


图 3.26.2 MAX038 的内部框图

基准电压源,正弦波形成器,比较器 I,比较器 I,多路模拟开关,输出级,相位比较器。下面,介绍各单元电路的工作原理。

(1) 振荡器和电流发生器

在 COSC 与 COM 端之间接上振荡电容 C_F 之后,利用恒定电流 I_{IN} 向 C_F 充电和放电,即可形成振荡,由振荡器产生一个三角波和两个矩形波。 I_{IN} 是灌入 I_{IN} 端的电流,它受 FADJ(或 DADJ)端电压的控制。振荡频率的计算公式为

$$f_0 = \frac{I_{IN}}{C_F} \quad (3.26.1)$$

例如,取 $I_{IN} = 100\mu A$ 、 $C_F = 200pF$ 时,由上式算出 $f_0 = 0.5MHz$ 。 I_{IN} 的允许变化范围是 2~750 μA ,但在 10~400 μA 时性能最佳。 C_F 的容量范围是 20pF~100 μF 。使用小电容获得高频时,必须缩短 C_F 的引线,将分布电容减至最小。低频时应选无极性的大电容。

(2) 2.50V 基准电压源

MAX038 内部有 2.50V 基准电压源,最大输出电流为 4mA,灌入电流是 50 μA 。 V_{REF}

有三个作用:①向振荡频率控制器提供 I_{IN} ;②给 $FADJ$ 端提供电压,进行频率微调;③为 $DADJ$ 端供给电压,以调节占空比。

采用内基准时,在 V_{REF} 与 I_{IN} 端之间接上电阻 R_{IN} 。将 $I_{IN}=V_{REF}/R_{IN}$ 代入式(3.26.1) 得到

$$f_0 = \frac{V_{REF}}{R_{IN}C_F} = \frac{2.50}{R_{IN}C_F} \quad (3.26.2)$$

若采用外基准,应将外部电压源 V_{IN} 与限流电阻 R_{IN} 相串联,接至 I_{IN} 端。有公式

$$f_0 = \frac{V_{IN}}{R_{IN}C_F} \quad (3.26.3)$$

R_{IN} 、 C_F 值确定之后,只要改变 V_{IN} 就可大幅度调整振荡频率。举例说明,取 $R_{IN}=10\text{k}\Omega$ 、 $C_F=100\text{pF}$,当 $V_{IN}=20\text{mV}$ 时, $f_0=20\text{kHz}$; V_{IN} 变化到 7.5V 时, $f_0=7.5\text{MHz}$,频率变化比高达 $375:1$ 。

(3) 频率微调

如上所述,改变 $FADJ$ 端的电压,能对频率进行精细调节。假定 $V_{FADJ}=0\text{V}$ 时,标称输出频率为 f_0 。当 V_{FADJ} 从 -2.4V 变化到 $+2.4\text{V}$ 时,输出频率的变化率为 $\pm 70\%$,对应于 $0.3f_0 \sim 1.7f_0$ 。若 V_{FADJ} 保持恒定,则输出频率由下式确定:

$$f_o = f_0(1 - 0.2915V_{FADJ}) \quad (3.26.4)$$

手动微调频率时,可在 $V_{REF}-FADJ$ 端之间接可变电阻 R_F ,其阻值由下式确定:

$$R_F = \frac{V_{REF} - V_{FADJ}}{250 \times 10^{-6}} = \frac{2.50 - V_{FADJ}}{250 \times 10^{-6}} \quad (3.26.5)$$

例如,将 $V_{FADJ}=-2.0\text{V}$ 代入上式, $R_F=18\text{k}\Omega$ 。

不作频率微调时, $FADJ$ 端不得开路,须经 $12\text{k}\Omega$ 电阻接地,达到禁止使用之目的。此时 f_0 值只能通过 R_{IN} 粗调。

(4) 占空比调节

改变 $DADJ$ 端的电压,能控制波形的占空比。具体讲, $V_{DADJ}=0\text{V}$ 时,占空比 $D=50\%$ (允许有 $\pm 2\%$ 的误差)。 V_{DADJ} 由 $+2.3\text{V}$ 变化到 -2.3V 时, D 从 10% 变成 90% ,这表明每伏电压可使占空比变化 -17.4% 。欲获得完全对称的正弦波,需加上一个很小的校准电压 V_{DADJ} ,允许范围是 $-100 \sim +100\text{mV}$,经校准后, D 严格等于 50% ,可消除波形失真。

占空比 D 、脉冲宽度 t 的计算公式分别为

$$V_{DADJ} = -5.75 \times (50\% - D)$$

即
$$D = (50 + 17.4V_{DADJ})\% \quad (3.26.6)$$

$$t = (0.5 - 0.174V_{DADJ})/f_0 \quad (3.26.7)$$

手动调节占空比时,需在 $V_{REF}-DADJ$ 端之间接可调电阻 R_D 。因 $DADJ$ 端以 $250\mu\text{A}$ 的恒定电流灌入 V_{-} 端,故

$$R_D = \frac{V_{REF} - V_{DADJ}}{250 \times 10^{-6}} = \frac{2.50\text{V} - V_{DADJ}}{250 \times 10^{-6}} \quad (3.26.8)$$

例如,取 $V_{DADJ} = -1.5V$ 时,由式(3.26.6)和式(3.26.8)分别计算出: $D = 23.9\%$, $R_D = 16k\Omega$ 。

需要指出,在调节占空比时应尽量避免输出频率改变。仅当 $D = 15\% \sim 85\%$ 且 $25\mu A < I_{IN} < 250\mu A$ 时,对 f_o 的影响为最小, $\Delta f_o < 2\%$ 。

(5) 正弦波形成器、多路模拟开关

振荡器输出的三角波经正弦波形成器转换成等幅、低失真的正弦波。多路模拟开关再从输入的正弦波、三角波和矩形波中选择一种,作为输出。波形种类由地址端 A_0 、 A_1 的逻辑电平来设定,参见表 3.26.1。与此同时,三角波还经过比较器 I,从 SYNC 端输出,可作为外部振荡器的同步信号。

(6) 输出级

输出级能输出幅度为 $2V_{P-P}$ 的各种波形,对地电位而言则是 $-1V \sim +1V$ 。输出阻抗小于 0.1Ω ,可向 $50pF$ 的容性负载提供 $\pm 20mA$ 的电流。若负载电容 C_L 大于 $50pF$,OUT 端应通过 50Ω 电阻(或缓冲器)接负载。

(7) 相位比较器

芯片内部有一个与 TTL/CMOS 兼容的相位比较器,亦称相位检波器,专用于锁相环电路。其输入端接外部信号,从 PD_0 端输出 $0 \sim 500\mu A$ 的矩形电流波。令 R_{PD} 为相位比较器的增益设定电阻, K_D 、 K_o 、 K_V 分别代表相位比较器、振荡器、锁相环的增益,有公式

$$K_D = 0.318R_{PD} \quad (V/rad) \quad (3.26.9)$$

$$K_V = K_o K_D \quad (3.26.10)$$

不用相位比较器时, PD_1 、 PD_0 端均应接地。

4. 典型应用

(1) 正弦波发生器

由 MAX038 构成占空比为 50% 的正弦波发生器电路如图 3.26.3 所示。 $\pm 5V$ 电源的退耦电容分别是 C_1 、 C_2 ,均采用 $1\mu F$ 陶瓷电容, C_4 是振荡电容, C_3 用来滤除 V_{REF} 端的噪

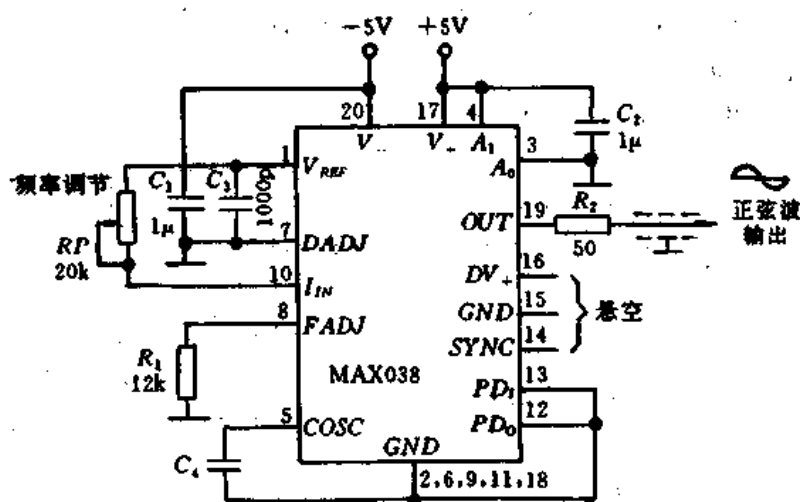


图 3.26.3 正弦波发生器电路

声电压。 R_P 为频率调节电位器。因不用 $SYNC$ 、 $FADJ$ 端,故将 $SYNC$ 端悬空, $FADJ$ 端则经 R_1 接地。 OUT 端经 R_2 输出占空比为 50%、幅度为 $2V_{P-P}$ 的正弦波。输出引线应使用屏蔽线。

(2) 正弦波、矩形波、三角波发生器

高频函数波形发生器的电路如图 3.26.4 所示,该电路可产生正弦波、矩形波和三角

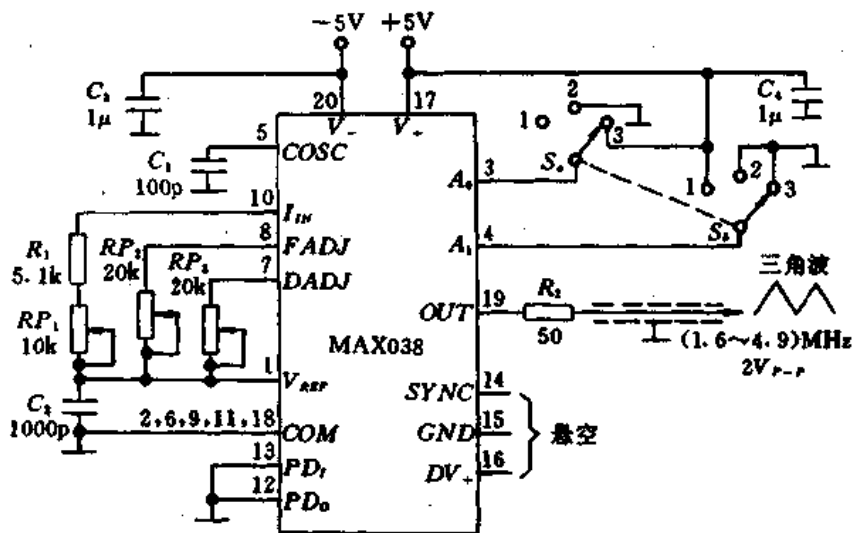


图 3.26.4 高频函数波形发生器电路

波。 $S(S_1, S_2)$ 为二刀三掷开关,拨至 1 挡时输出正弦波,2 挡输出矩形波,3 挡输出三角波。 R_1 、 R_2 宜采用金属膜电阻, RP_2 、 RP_3 选用精密多圈电位器。 RP_1 为频率粗调电位器,标称频率 $f_0 = 2.5\text{MHz}$ (RP_1 调至 $5\text{k}\Omega$),调节范围是 1.6MHz (RP_1 调至 $10\text{k}\Omega$) $\sim 4.9\text{MHz}$ (RP_1 调到零欧)。 RP_2 为频率微调电位器。 RP_3 是占空比调节电位器。

(3) 其他应用

MAX038 还可配微机构成智能化函数波形发生器、频率合成器等。此时可利用运算放大器分别向 $FADJ$ 、 $DADJ$ 提供电压源,代替可变电阻自动调节频率与占空比。

5. 使用注意事项

(1) V_{FADJ} 不得超过 $\pm 2.4\text{V}$, 否则频率不稳定。

(2) 振荡电容宜选用陶瓷电容,当图 3.26.4 中的 R_1 与 RP_1 合用一只电阻时,须采用 0.5 级金属膜电阻,使标称频率 f_0 值稳定不变。

(3) V_{FADJ} 、 V_{DADJ} 均有正、负之分,代入式 (3.26.4) \sim 式 (3.26.8) 时应注意电压极性。

(4) 欲使正弦波失真为最小,还可增加占空比精细调节电路,如图 3.26.5 所示,在 V_{REF} - $DADJ$ 之间增加两级运放,

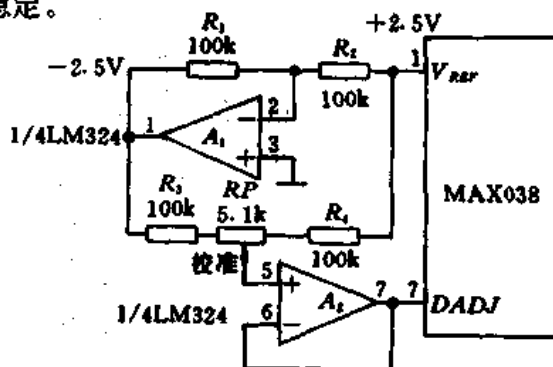


图 3.26.5 正弦波占空比精细调节电路

A_1 、 A_2 合用一片 LM324 型四运放(现仅用两级运放)。 A_1 接成电压比较器,其反相输入端的 +2.5V 基准电压与同相输入端的地电位作比较后,输出 -2.50V 基准电压。 A_2 构成缓冲器。仔细调节电位器 RP ,就能使正弦波的占空比严格等于 50%。 RP 用于提供校准电压。

§ 3.27 3½位数字电压表的印制板设计

印刷电路板简称印制板(PCB^①)。设计印制板是制作数字电压表、数字万用表的关键技术之一。为降低成本,3½位数字电压表或数字面板表大多采用单面印制板。电路较复杂的 4½位数字电压表,一般设计成双面板。板材宜选用环氧树脂板,较高级的仪表可用聚四氟乙烯板。廉价的纸基酚醛树脂板的绝缘性较差,铜箔的抗剥强度较低,一般不宜采用。下面介绍几种典型数字电压表的印制板设计。

1. ICL7106 和 ICL7116 的印制板设计

ICL7106 和 ICL7116 均能以最简方式构成一块配液晶显示器的 3½位数字电压表,后者还具有读数保持功能。满量程为 200mV 基本表的典型电路如图 3.27.1 所示,这里省略了小数点驱动电路。图中的 TP 代表测试点,专供调试及维修仪表时用。其中,利用示波器可从 TP_1 点观察时钟振荡波形,能迅速判断振荡器是否起振。从 TP_2 点可检测基准电压 V_{REF} 值是否符合要求。 TP_3 点为模拟地,应接检测仪器仪表的公共地。 TP_4 是为观察积

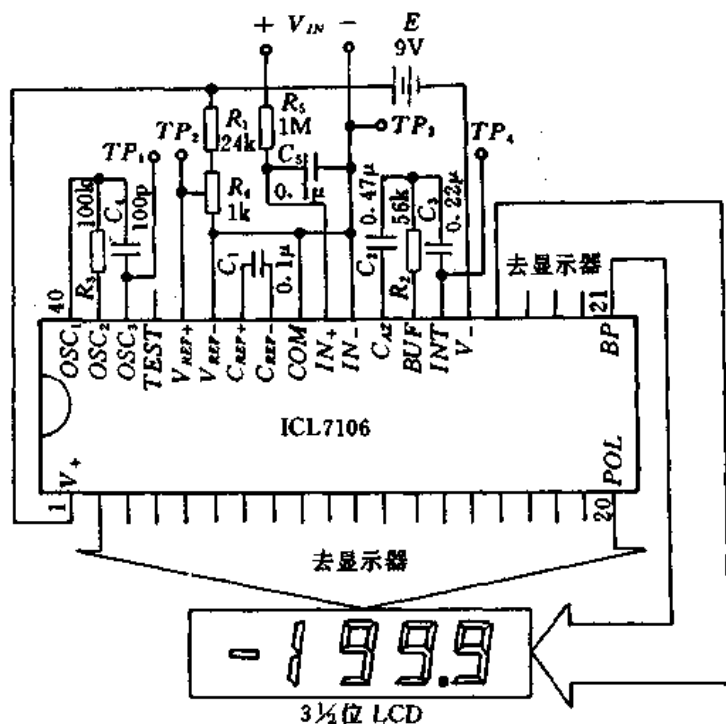


图 3.27.1 3½位 LCD 显示的数字电压表

① PCB 是英文印刷电路板(Printed-circuit board)的缩写。

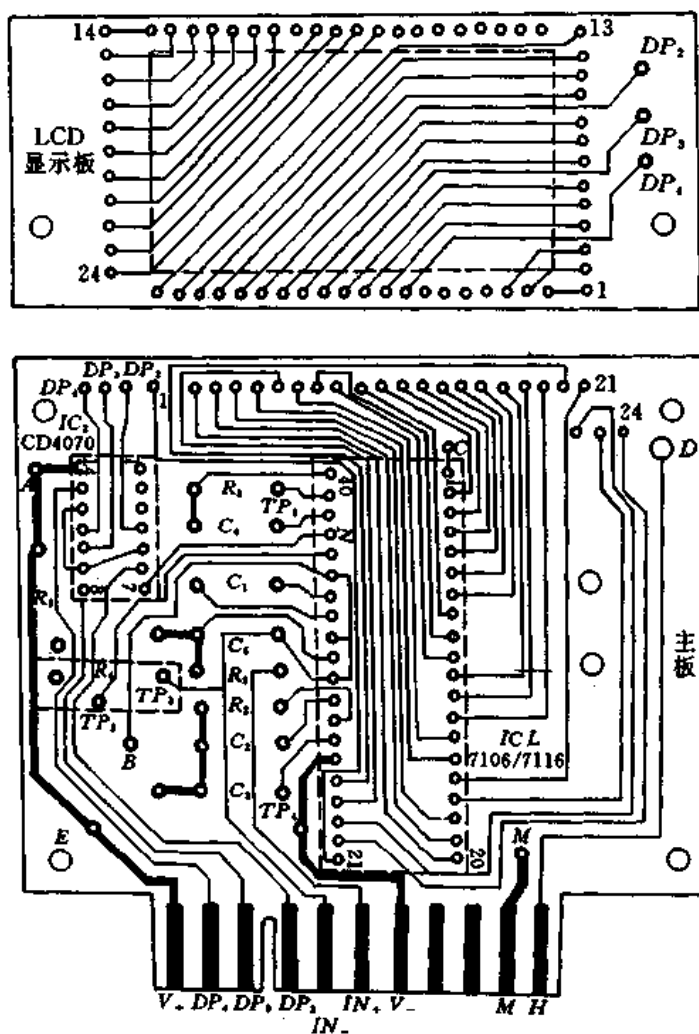


图 3.27.2 3½位 LCD 显示数字电压表的印制板

分波形而设置的。

图 3.27.1 所对应的印制板如图 3.27.2 所示,外形尺寸为 93×44(mm)。该印制板既可配 ICL7106,又可配 ICL7116。因芯片装在印制导线的反面,故图中用虚线框表示 IC 的轮廓。为便于安装,所设计的单面板采用插入式,可配 11 脚标准插座,缺口处起定位作用。对 ICL7106 而言,应将板上的 M-N 点、A-C 点分别短接,此时 M 点即为 7106 的测试端 (TEST),V₊ 则通过 A 点和 C 点接至 7106 的第 1 脚。若配 ICL7116,需将 IC₁ 的第 32 脚 (COM)与 35 脚之间的铜箔刮断,再把 C-D、B-E 短接,这样就把第 35 脚改成 V₊,第 1 脚变为读数保持端 (HOLD)。只要把 M 接高电平,ICL7116 就能实现读数保持。

小数点 DP₁~DP₃ 由四异或门 IC₂(CD4070 或 MC14070)来驱动。小数点位置可以选择,具体方法是把所要显示的小数点接 V₊,不用的小数点接 M(即数字地)。假若小数点位置不固定,就应外接转换开关进行手动选点。

基本表的量程设计为 200mV,此时多圈电位器 R₁=1kΩ,积分电阻 R₂=56kΩ,积分电容 C₂=0.22μF 或 0.47μF。欲改成 2V 基本表,应取 R₁=20kΩ,R₂=560kΩ,C₂=

0.047 μ F,其余元件值不变。

2. ICL7107 与 ICL7117 的印制板设计

ICL7107 及 ICL7117 均需配共阳极 LED 数码管,后者带保持功能。图 3.27.3 示出由

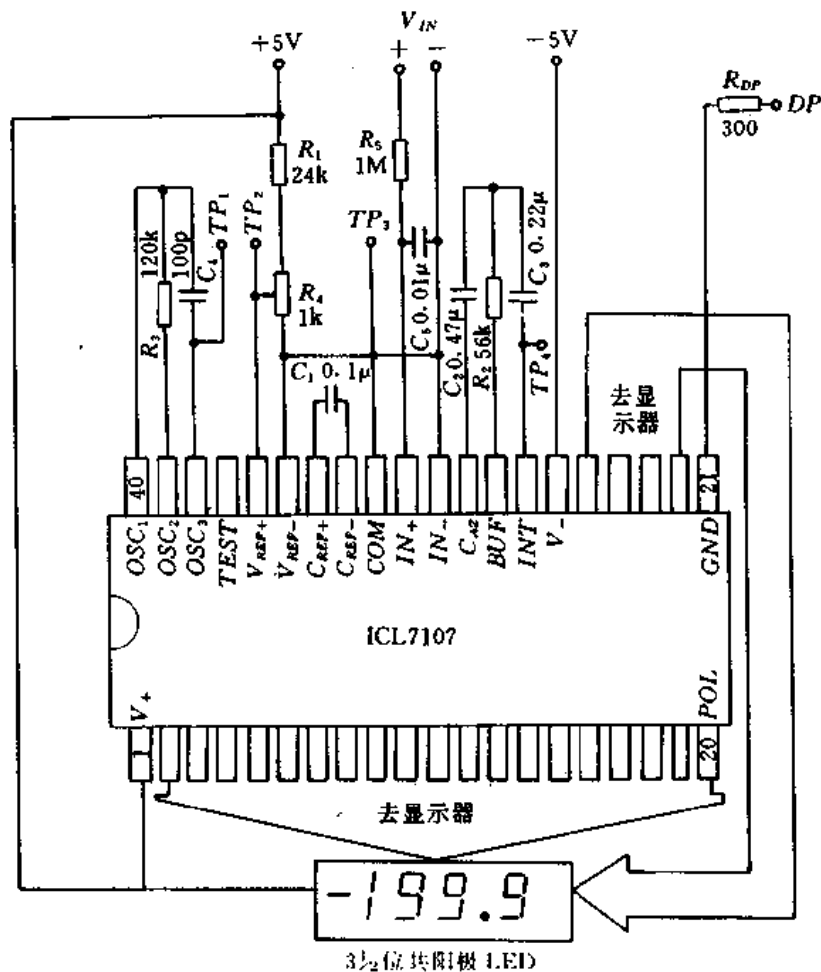


图 3.27.3 3 1/2 位共阳极 LED 显示的数字电压表

ICL7107 构成的 3 1/2 位数字电压表电路,满量程为 200mV。所对应的单面印制板如图 3.27.4 所示,外形尺寸同上。焊接时应将显示板上 V_+ 各点(即 LED 的公共阳极)用短路线接通,并把 B 点与主板的 V_+ 短接。需固定显示的小数点 DP_x ($DP_1 \sim DP_3$ 中之一)与印制板的引出端 DP 相连。改装成 2V 基本表的方法同上。

使用 ICL7117 时,必须把第 32 脚与 35 脚、第 1 脚与 V_+ 之间的铜箔刮断,然后将第 25 脚与 V_+ 之间的铜箔刮断,再将第 25 脚与 V_+ 、第 1 脚与 H 分别短接。

3. MC14433 的印制板设计

DVM-89-YD 型 3 1/2 位数字电压表实验仪,采用 MC14433 型 A/D 转换器,配共阴极 LED 数码管。该仪表具有 4 种新颖功能:①量程可变;②有两种过载报警方式;③测量速率可调;④能读数保持。电路原理详见参考文献[3]。其印制板装配图如图 3.27.5 所示。仪表共使用 5 片集成电路:3 1/2 位 A/D 转换器 MC14433、译码/驱动器 MC14511、基准电压源 MC1403、七达林顿驱动器 MC1413、双 D 触发器 MC14013。图 3.27.5 中, $S_1 \sim S_5$ 是开关,为使用方便,均用带插头的短路线(图中用虚线表示)来代替。 S_1 为量程选择开关,

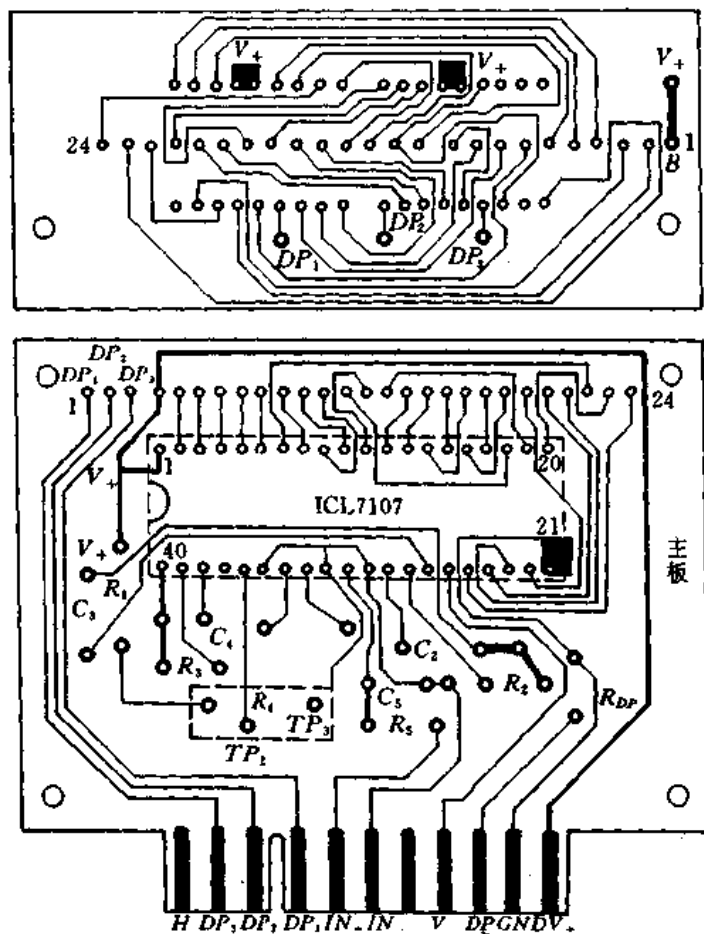


图 3.27.4 3½位共阳极 LED 显示数字电压表的印制板

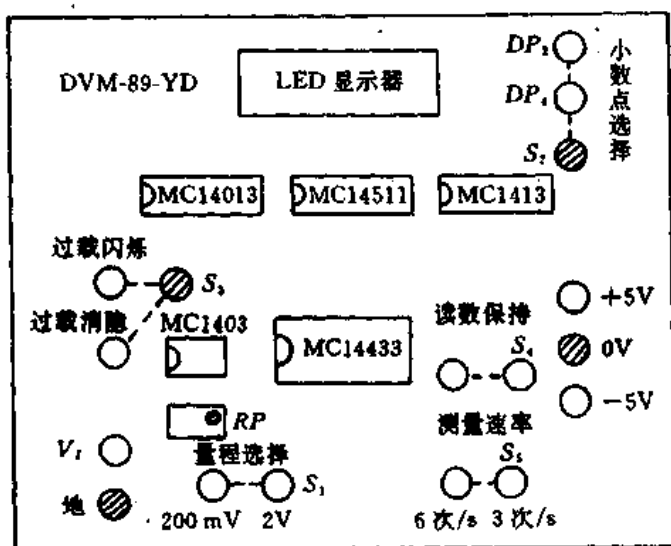


图 3.27.5 3½位共阴极 LED 显示数字电压表实验仪的印制板

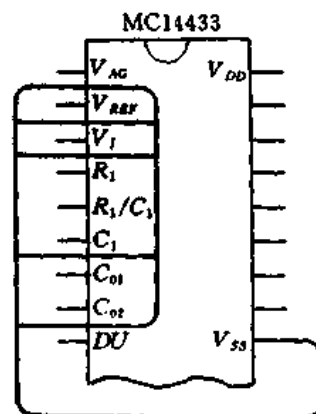


图 3.27.6 印制板上的保护环

不插短路线为 2V 量程,此时小数点选择开关 S_2 接通 DP_1 ,小数点定在 $\times.\times\times\times$;插上短路线后选择 200mV 量程, S_2 接通 DP_2 即可显示 $\times\times\times.\times$ 。 S_3 为过载闪烁/过载消除选择开关。 S_4 是读数保持开关,插上短路线后,能实现读数保持。 S_5 为测量速率选择开关,不插短路线为 3 次/s,插短路线后变成 6 次/s。该实验仪采用 $\pm 5V$ 双电源,被测电压从 V_i 端与地之间输入。 RP 为调整基准电压的电位器,200mV 挡时, $V_{REF}=200mV$,2V 挡时 $V_{REF}=2.000V$ 。

下面介绍设计印制板的注意事项。

MC14433 的输入阻抗很高,在测量毫伏级电压时,输入端轻微的漏电即可引起测量误差。输入端 V_i 与相邻管脚的电位不等,是形成漏电流的主要原因。为此,可在印制板上预先用印制导线构成保护环,保护环设计在元件面(正面),并与 V_{SS} 端短接,如图 3.27.6 所示。由于保护环上各处呈等电位,因此能有效地消除漏电流。

§ 3.28 数字万用表的印制板设计

3½位、3¾位和 4½位数字万用表一般采用双面印制板。有些仪表中还使用两块双面印制板,一块是主板(大板),另一块为副板(小板),中间用插头连接。

1. 3¾位单片数字万用表的印制板

3¾位笔式数字万用表典型产品的印制板如图 3.28.1 所示。印制板的背面装有 3¾位 LCD 显示器、ICL7139 型单片数字万用表专用 IC、V/Ω 选择开关。印制板正面主要是

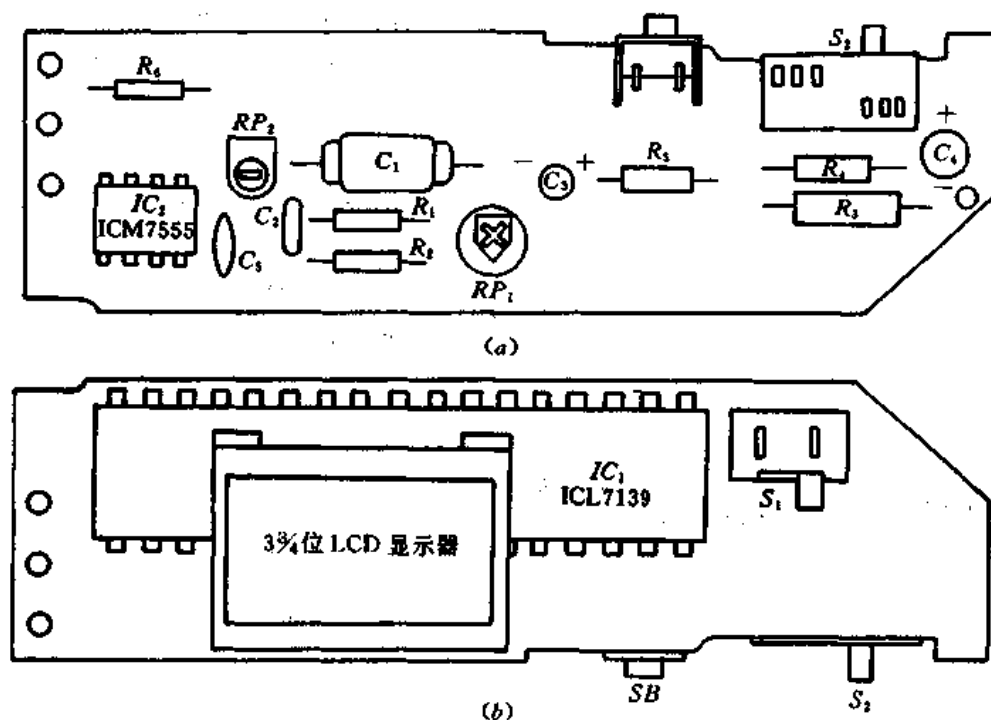


图 3.28.1 3¾位笔式数字万用表的印制板
(a)正面,(b)背面。

ICM7555 型时基电路和阻容元件。电位器 RP_1 、 RP_2 分别用于调整基准电压和时钟频率。侧面的 S_2 是 $HIO(DC)/LOO(AC)$ 选择开关兼电源开关, SB 为读数保持按钮。仪表外形尺寸是 $160 \times 30 \times 22(\text{mm})$ 。

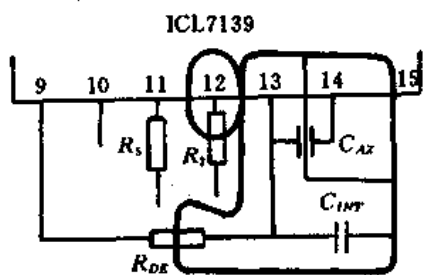


图 3.28.2 印制板设计

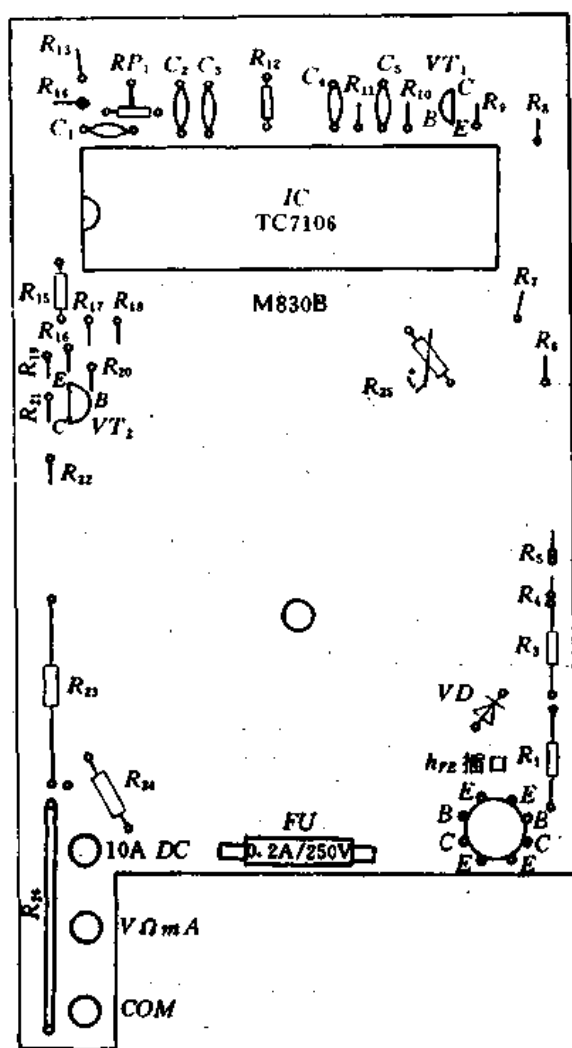


图 3.28.3 M830B 的印制板

作用,部分产品为降低成本,用 $2\text{k}\Omega$ 、 2W 电阻代替。

设计印制板时,外部模拟电路应靠近 ICL7139 芯片,并且尽量远离液晶显示器的驱动电路,以免引入交流干扰。在设计第 9、12、13、14、15 脚的印刷电路时,可参照图 3.28.2。图中的粗线代表印制导线。印制板的漏电流应极小。焊接时应使用松香焊锡丝,不用焊锡膏。焊接完毕,需用无水酒精棉球重点清洗以下三处:①第 12 脚 $INT(V/\Omega)$ 与第 11 脚;②第 13 脚 (TP);③第 9 脚 (DE) 与第 14 脚 (C_{AZ})。

2. $3\frac{1}{2}$ 位数字万用表的印制板

目前国产 830B 型 $3\frac{1}{2}$ 位数字万用表有两种类型,尽管都使用一片 7106(TSC7106 或 TC7106)A/D 转换器,但二者的电路及量程设置均不同。第一种为 DT830B 型,仪表仅设置 2V 、 20V 、 200V 、 500VDC 挡, 200V 、 500VAC 挡, 200mADC 挡, $2\text{k}\Omega$ 、 $20\text{k}\Omega$ 、 $200\text{k}\Omega$ 、 $2\text{M}\Omega$ 挡。第二种为 M830B 型,仪表增加了 8 个挡: 200mVDC 挡, $200\mu\text{A}$ 、 2mA 、 20mA 、 10ADC 挡, 200Ω 挡、二极管挡、 h_{FE} 挡,并且把直流、交流最高电压挡依次改成 1000V 、 750V 。因此,第二种 830B 功能更多,性能更好,其总电路见附录三,印制板如图 3.28.3 所示。 VT_1 、 VT_2 采用 JE9014 型 NPN 晶体管。 VD 选用 1N4007($1\text{A}/1000\text{V}$)整流二极管。 RP_1 (200Ω)为基准电压调整电位器。 R_{26} 是 0.01Ω 锰铜丝电阻。 FU 代表 $0.2\text{A}/250\text{V}$ 保险管。 R_{25} 宜采用 $2\text{k}\Omega$ 正温度系数热敏电阻,起保护

§ 3.29 单片 A/D 转换器功能检查的方法

单片 A/D 转换器是数字万用表的“心脏”，其性能好坏直接关系到仪表的优劣。下面介绍三种常见单片 A/D 转换器的功能检查方法。

1. ICL7106 的功能检查(200mV 量程)

对 ICL7106 进行功能检查的主要目的是判断芯片质量的好坏，进而确定数字万用表的故障在芯片本身，还是外围电路，为分析故障原因提供重要依据。

功能检查包括以下四项内容：

(1) 检查零输入时的显示值

将 ICL7106 的正输入端 IN_+ (第 31 脚) 与负输入端 IN_- (第 30 脚) 短接，使输入电压 $V_{IN}=0V$ 。

仪表应显示“00.0”。

(2) 检查比例读数

将 IN_+ 与基准电压正端 V_{REF+} (第 36 脚) 短接，用基准电压代替输入电压，即 $V_{IN}=V_{REF}=100mV$ 。

仪表应显示“100.0”，允许有±1 个字的误差。此步骤称作“比例读数”检查，它表示当 $V_{IN}/V_{REF}=1$ 时仪表的显示值。

(3) 检查液晶显示器的全亮笔段

把测试端 $TEST$ (第 37 脚) 与正电源端 V_+ (第 1 脚) 短接，使芯片内部的数字地变成高电平，全部数字电路停止工作。因为在每个笔段上都加有直流电压(不是交流方波!)，所以全部笔段亮。

仪表应显示“1888”，此时小数点驱动电路也不工作。

注意，作此步检查的时间必须很短，一般应控制在 1min 之内，以免降低 LCD 的正常使用寿命。

(4) 检查负号显示及溢出显示

将 IN_+ 与负电源端 V_- (第 26 脚) 短接，使 $V_{IN}<0V$ ，且 $|V_{IN}|>200mV$ 。

仪表应显示负号“-”(即千位笔段 g 显示出来)，同时显示超量程符号“1”(仅千位的 b, c 段亮，其余位均消隐)。

功能检查电路如图 3.29.1 所示。图中使用一只双刀四掷开关， V_+ 、 V_- 分别从 9V 叠层电池上引出。为简便起见，亦可用一根导线代替开关，依次将管脚短接。

经上述检查，若显示值均符合要求，则证明 ICL7106 型 A/D 转换器和 LCD 显示器性能良好。

需要说明两点：①第 4 项亦可分两步进行：第一步是检查正信号溢出，将 IN_+ 与 V_+ 短接，仅千位显示 1；第二步检查负信号溢出，将 IN_+ 与 V_- 短接，显示 -1。②本方法对

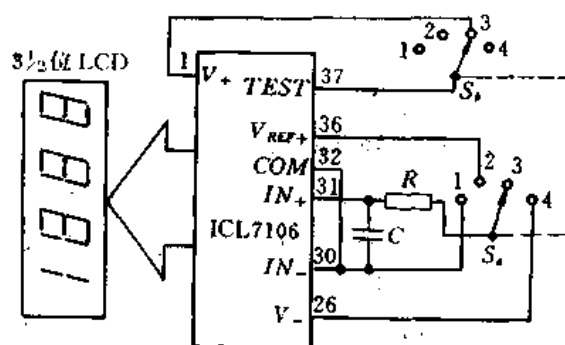


图 3.29.1 ICL7106 的功能检查电路

TSC7106、TC7106、CC7106、CH7106 也适用,还适合于 ICL7116、TSC7116、CH7116、ICL7126、YSC7126、KS7126、DG7126、CH7126、ICL7136、TSC7136 等芯片。

2. ICL7107 的功能检查(200mV 量程)

ICL7107 的功能检查电路如图 3.29.2 所示。图中 S 是单刀四掷转换开关, SB 为按钮开关。检查步骤如下:

(1) 检查零输入时的显示值

将 IN_+ 与 IN_- 短接,使 $V_{IN} = 0V$ 。仪表应显示“00.0”。

(2) 检查比例读数

将 IN_+ 与 V_{REF+} 短接,使 $V_{IN} = V_{REF} = 100.0mV$ 。仪表应显示“100.0”,允许有 ± 1 个字的误差。

(3) 检查正信号溢出功能

将 IN_+ 与 V_+ (+5V) 短接,使 $V_{IN} = +5V > +199.9mV$ 。此时仪表应显示千位上的“1”,其他位均消隐。

(4) 检查负信号溢出功能

将 IN_+ 与 V_- (-5V) 短接,使 $V_{IN} = -5V$ 。因为 $V_{IN} < -199.9mV$,所以仪表应显示负号和千位上的 1,个、十、百位则消隐。

(5) 检查全亮笔段

将 $TEST$ 与 V_+ 短接,LED 显示器应出现“1888”(不显示小数点),全部笔段发光。操作时只需按下 SB ,即可把 $TEST$ 与 V_+ 短路。

需要说明两点:①本方法也适用于 TSC7107、CC7107、CH7107、ICL7117、TSC7117、CH7117、ICL7137 等芯片。②由于 ICL7107 采用直流电流驱动共阳极 LED 数码管,因此检查全亮笔段的时间可任意长。

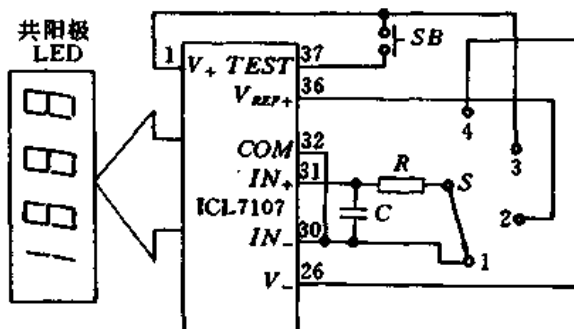


图 3.29.2 ICL7107 的功能检查电路

3. MC14433 的功能检查(2V 量程)

MC14433 一般经过外部译码驱动器接共阴极 LED 显示器,并采用 $\pm 5V$ 双电源供电,其基准电压与满量程电压值呈 2:1 的关系,当 $V_M = 2V$ 时, $V_{REF} = 2.000V$ 。下面以 2V 挡为例,介绍其功能检查的方法。

(1) 将模拟输入端 V_I (第 3 脚) 与模拟地 V_{AG} (第 1 脚) 短接,仪表应显示“0000”。

(2) 用 $4\frac{1}{2}$ 位数字电压表的 2V 挡测量 V_{REF} 端 (第 2 脚) 对 V_{AG} 端的基准电压,应等于 $2.000V \pm 1$ 个字。

(3) 由直流标准源提供输入电压 $V_{IN} = 1.000V$,并以 $4\frac{1}{2}$ 位数字电压表作监测表,仪表应显示 1.000V。

(4) 令 $V_{IN} = 1.990V$,记下仪表的读数,再调换表笔位置重测一次。两次读数的差值即翻转误差,应当不超过 ± 1 字。

(5) 用示波器观察第 6 脚的积分波形应正常,无饱和或失真现象,否则需调整积分电阻的阻值。

(6) 将 V_I 端接 V_{EE} (-5V, 第 12 脚),仪表应显示负极性符号和超量程状态。超量程状

态可以是全部 LED 数码管消隐,也可以是闪烁显示(参见 § 3.20),视仪表内部电路而定。
(7)用一根导线把 DU 端(第 9 脚)与 V_{SS} (第 13 脚)短路,应能进行读数保持。

§ 3.30 利用频率合成技术获取多种晶振频率的方法

4½位以上的高档数字万用表普遍采用石英晶体振荡器。当石英晶体性能不良或损坏时,数字万用表就无法正常工作。检查石英晶体好坏的方法主要有两种,一种是元件代换法,即用质量良好的石英晶体来代替原石英晶体。此方法的缺点是由于各种数字万用表中所用的石英晶体型号及谐振频率不同,有时很难找到可供直接代换的同类产品。另一种方法是由外部晶振频率信号来取代原晶振电路。但采用普通晶振电路只能得到单一固定频率信号,仍无法满足检定或维修各种数字万用表及智能仪器的需要。下面介绍利用锁相环的频率合成技术,获得多种晶振频率的方法。

锁相环是能使两个电信号的相位保持同步的闭环系统。过去的锁相环由分立元件和模拟电路构成,目前已被集成锁相环所代替。典型产品有 CD4046、74HC4046(国产型号分别为 CC4046 和 CC74HC4046),后者属于高速 CMOS 电路,最高工作频率可达 40~50MHz。CD4046 约为 1.2MHz。

锁相环的一个重要用途就是进行频率合成。所谓频率合成是指,将任一给定的基准频率 f_0 (通常是由石英晶体振荡器产生的高稳定度基准频率)变换成一系列新的频率信号: f_1, f_2, \dots, f_i 。而这些新频率的稳定度与基准频率相当。例如,基准频率的稳定度为 10^{-7} (千万分之一),那么所产生的一系列新频率的稳定度也是 10^{-7} 。对于倍频而言,这是用其他方法难以实现的。

CD4046 集成锁相环内部主要包括相位比较器 I 和 II、压控振荡器 VCO、线性放大及整形电路,另需外接阻容元件构成低通滤波器。其中,相位比较器 I 采用异或门结构,它要求输入信号的占空比必须是 50%(即方波)。相位比较器 II 则是一个由信号的上升沿控制的数字存储网络,它可接受任意占空比的输入信号,其用途比相位比较器 I 更为广泛。

如果把计数器插在 VCO 的输出端与相位比较器 II 的比较信号输入端之间,作分频器使用($\div N$),即可对输入频率进行准确的倍频。可预置数的倍频原理如图 3.30.1 所示。设

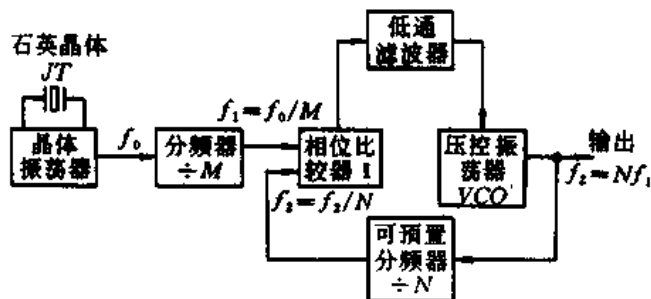


图 3.30.1 可预置数的倍频原理

晶振频率为 f_0 ,经过固定分频电路得到基准频率 f_1 。令分频系数为 M ,则 $f_1 = f_0 / M$ 。 f_1 送至相位比较器 I 的一个输入端。由 VCO 产生的频率 f_2 经过可预置数的分频器后得到 f_2

$=f_2/N$ (N 为分频系数), 再送至相位比较器 I 的另一输入端。当相位锁定时, $f_1=f_2$, 即 $f_0/M=f_2/N$, 亦即

$$f_2 = \frac{N}{M} \cdot f_0 = Nf_1 \quad (3.30.1)$$

这就是倍频原理。假定分频系数 N 可从 1 连续变化到 999, 利用一个石英晶体便可获得 999 个不同的 f_2 输出。倘若不使用锁相环, 按照常规设计所需要的石英晶体数量将十分可观。

一种实用的频率合成电路如图 3.30.2 所示。现采用 JA9 型 100kHz 金属壳石英晶

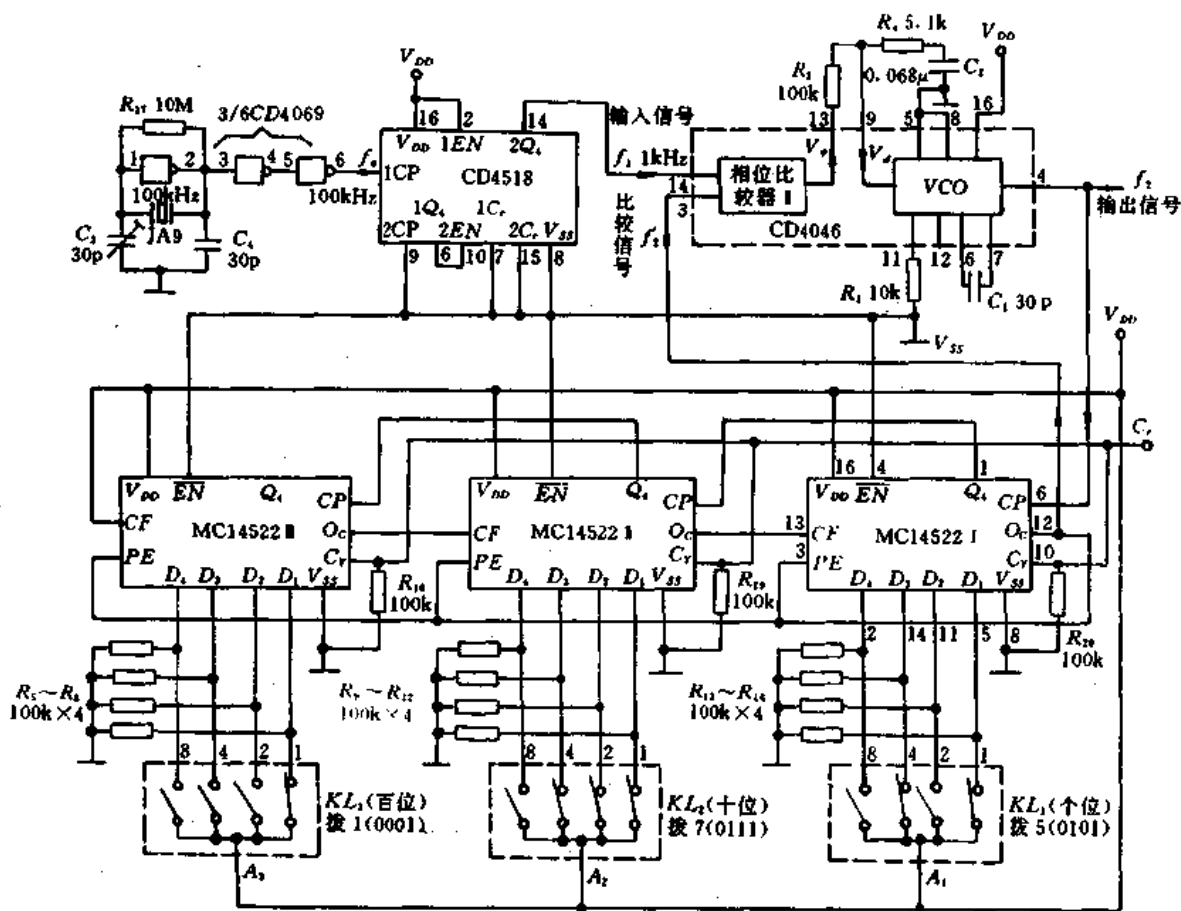


图 3.30.2 一种实用的频率合成电路

体, 它与六反相器 CD4069 (现仅用其中的三个反相器) 组成晶振和放大、整形电路。调整电容器 C_3 , 可使晶振频率 $f_0=100.000\text{kHz}$ 。 f_0 再经过一片 CD4518 完成 100 分频, 产生 1kHz 的基准频率 f_1 , 送至 CD4046 的第 14 脚。 VCO 的输出送到可编程 1/N 计数器进行分频。可编程 1/N 计数器由三片 MC14522 和三只 8、4、2、1 编码的指轮开关 $KL_1 \sim KL_3$ 组成。其分频系数是个三位十进制数, 可表示成

$$N = 100N_3 + 10N_2 + N_1 \quad (3.30.2)$$

这里的 N_1 、 N_2 、 N_3 分别对应于个、十、百位上的数字。利用指轮开关 KL_1 、 KL_2 、 KL_3 分别

设定 N_1 、 N_2 、 N_3 之值,即可组成 001~999 范围内的任何数。例如按图 3.30.2 所示,将 KL_3 拨 1(对应于 BCD 码的 0001), KL_2 拨 7(0111), KL_1 拨到 5(0101)的位置上,即可得到分频系数 $N=100 \times 1 + 10 \times 7 + 5 = 175$ 。

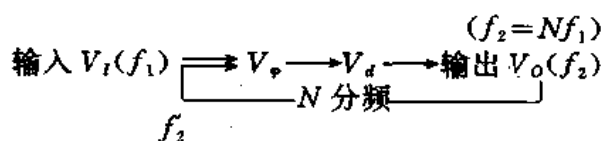
其工作过程是,复零脉冲过后,首先把 $D_1 \sim D_4$ 上的预置数 175 分别置入个、十、百位计数器中,然后个位计数器做减法。每输入一个脉冲,个位计数器就减 1,从 N_1 一直减到零。因为 $N_1=5$,故需连减 5 次。当第 6 个输入脉冲来到时,个位计数器就从 0000 直接翻转成 1001(数字 9)状态。与此同时, Q_4 端向十位计数器 CP 端产生一个借位信号(高电平),从十位计数器 N_2 中减去 1,这里的 1 相当于 10。不难看出,当第 15 个脉冲来到时,个位计数器又减成零。于是当第 16 个脉冲来到时再次向十位计数器借 1。因为 $N_2=7$,所以个位计数器连续减 75 次,十位计数器也变成零,下次便向百位计数器借 1,这里的 1 相当于 100。此时百位也减到零,它的 O_c 端(全零信号输出端)变成“1”,与之相连的十位 CF 端(级联反馈端)也为“1”。同理,继续减到十位计数器也为零时,十位 O_c 端和个位 CF 端均为“1”。最后,等个位计数器为零时,其 O_c 端才变成“1”,此高电平加到三个计数器的置数允许端 PE ,于是重新置入 175 数字,进入下一个减法周期。这样循环下去,就完成了 N 分频功能。因为个位计数器每次都是减 1,总共需作 N 次减法才能输出一个 O_c 信号(高电平),所以个位计数器的全零信号输出端 O_c 可作为 N 分频器的输出端。它输出的频率 $f_2 = f_1/N$,接至 CD4046 的第 3 脚,经过相位比较器 I 和低通滤波器得到控制电压 V_d ,使 VCO 产生高稳定度的倍频基准频率 f_2 。低通滤波器由 R_3 、 R_4 、 C_2 构成。 C_1 为振荡电容, $R_5 \sim R_{20}$ 均为偏置电阻。

该电路在 1kHz~999kHz 范围内可获得间隔为 1kHz 的 999 种标准频率输出。若将石英晶体改为 JW₁ 型 10kHz 金属壳石英晶体,其他电路不作任何改动,就能产生(1~999)×100Hz、间隔为 100Hz 的标频信号。当 $f_2 > 1.2\text{MHz}$ 时,建议采用 74HC4046 高速 CMOS 锁相环。上述电路还可广泛用于信号发生器、雷达、通信设备中。

§ 3.31 利用锁相时钟提高抗电网干扰的能力

目前广泛使用的 3½ 位~5½ 位数字万用表及智能数字万用表,大多选用积分式单片 A/D 转换器。其优点是电路简单,抗串模干扰能力强,仪表的成本较低。只要设计的时钟频率 f_0 恰好等于 50Hz 的整倍数,电网串模干扰就被完全抑制掉。然而电网频率实际上并不稳定,它总在 50Hz 附近波动,变化量可达 ±2%~±3%,对应于 49~51Hz,甚至为 48.5~51.5Hz。显然,电网频率的任何变化都将破坏上述整倍数关系,造成显示值不稳定,出现跳数,使测量准确度降低。

采用锁相技术使时钟频率与电网频率严格保持同步,就能显著提高仪表抗串模干扰的能力。在 § 3.30 中曾介绍过用 CD4046 集成锁相环实现 N 倍频的电路原理,其信号流程可表述为



由此可实现对输入信号频率 f_1 的 N 倍频。基于同样原理,还可设计成锁相时钟电路。

一种实用的锁相时钟电路如图 3.31.1 所示,该电路适配 ICL7135 型 $4\frac{1}{2}$ 位单片 A/D 转换器。选择锁相时钟频率 $f_2=100\text{kHz}$ 时,仪表的测量速率约为 2.5 次/s。此时 ICL7135 的时钟电路不用。

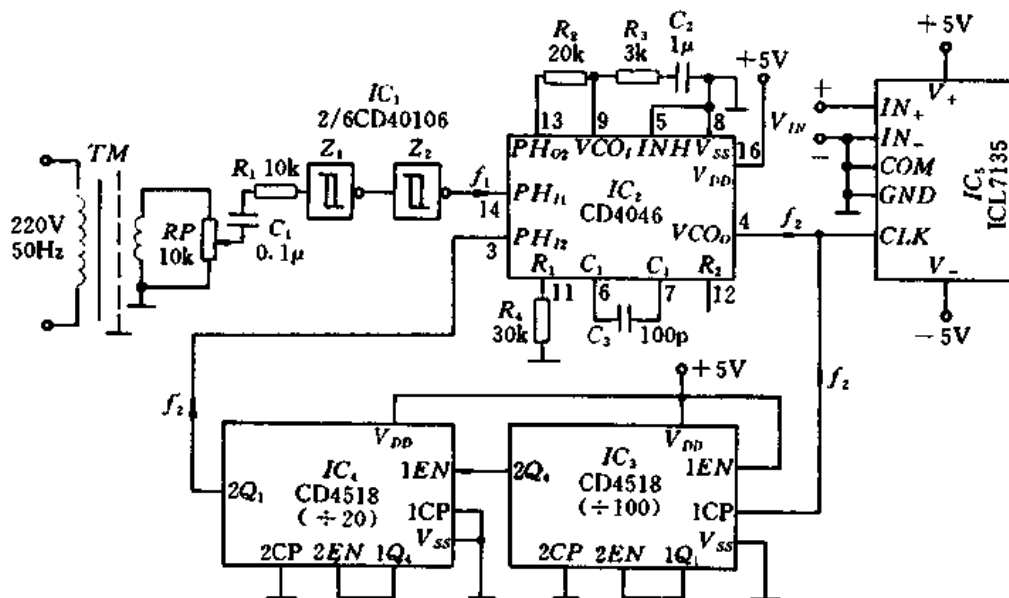


图 3.31.1 锁相时钟电路

锁相时钟电路包括 4 部分:①50Hz 电网电压取样电路;②整形器;③锁相环;④2000 分频器($\div 2000$)。该电路可以快速自动跟踪 20~80Hz 范围内的串模干扰信号,中心频率为 50Hz。取样电路由电源变压器 TM 、隔直电容 C_1 、电位器 RP 构成。鉴于 ICL7135 构成的 DMM 采用交流供电方式,可在原电源变压器上增加一个次级绕组,或另外制作一个小型电源变压器以获得取样电压。调整 RP ,使取样电压 $u=2.5\sim 3\text{V}$ (有效值)。 u 经过隔直电容 C_1 和限流电阻 R_1 加至整形器 IC_1 上。 IC_1 选用六施密特触发器 CD40106(现仅用 Z_1 、 Z_2),可将正弦信号变成矩形脉冲。整形后的电网频率信号 f_1 加至 CD4046 锁相环的 PH_{11} 端,作为输入信号。锁相环的低通滤波器由 R_2 、 R_3 、 C_2 组成。 C_3 为振荡电容。若将 IC_2 的第 12 脚悬空,则内部压控振荡器的最低振荡频率为 $f_{\min}\approx 0\text{Hz}$ 。在第 12 脚与地之间接入 $100\text{k}\Omega$ 电阻 R_4 之后, $f_{\min}\approx 20\text{Hz}$; C_3 取 $0.1\mu\text{F}$ 时,最高振荡频率 $f_{\max}\approx 80\text{Hz}$ 。由于这里选用 CD4046 中的相位比较器 I,因此可接受任意占空比的输入信号。

分频器由两片 CD4518 组成。CD4518 属于双 BCD 同步加法计数器。利用 IC_3 完成 100 分频, IC_4 只作 20 分频,总分频系数 $N=100\times 20=2000$ 。锁相环的输出频率 f_2 经过 2000 分频后得到 f_2 ,以此作为比较信号,接 CD4046 的 PH_{12} 端,并与电网频率 f_1 进行比较。锁相环的输出频率即 ICL7135 所需要的锁相时钟频率,有关系式

$$f_2 = 2000f_1 \quad (3.31.1)$$

当 $f_1=50\text{Hz}$ 时, $f_2=2000\times 50=100\text{kHz}$ 。假如 f_1 升高到 51Hz,即增加 2%, f_2 亦相应增加 2%,变成 102kHz,依次类推。无论电网频率怎样波动,锁相时钟频率总与之保持 2000 倍的关系不变。上述电路可安装在数字万用表内部,也可作为仪表附件。使用中,应

将锁相时钟电路和仪表的地线接通大地。

实验表明,当 V_{IN} 端混入几百毫伏的电网串模干扰时,若不加锁相时钟,显示值就从个位到百位跳数,由此引起的测量误差可达几十毫伏。而采用锁相时钟后仅个位跳数,误差不超过 1mV (折合 10 个字以内),证明仪表的串模抑制比得到显著提高。

适当改变锁相时钟频率,还可配 MC14433、ICL7129 等其他类型的 A/D 转换器。当 f_z 值超过 1MHz 时,应选用 74HC4046 高速 CMOS 锁相环。

§ 3.32 利用电源噪声滤波器抑制噪声干扰

随着电子设备、计算机和家用电器的推广普及,电网噪声干扰日益严重并形成社会公害,因为这种干扰可导致电子设备无法正常工作。 $4\frac{1}{2}$ 位以上的台式数字万用表均采用交流供电,很容易引入电网噪声,即使增加 RC 高频滤波器,效果也不理想。但是利用电源噪声滤波器就能有效地抑制电源噪声,提高数字万用表的抗干扰能力和系统的可靠性。下面介绍电源噪声滤波器的构造原理及其在数字万用表中的应用。

1. 电源噪声滤波器的电路原理

电源噪声滤波器 PNF (Power Noise Filter) 是一种新型器件,也是电源噪声的克星。电源噪声亦称射频干扰 (RFI),其传导噪声的频谱大致在 $20\text{kHz}\sim 30\text{MHz}$ 。根据传播方向的不同可分成两大类:一类是从电源进线引入的外界噪声,另一类是由电子设备本身产生并经电源线传导出去的噪声。这表明噪声属于双向干扰信号,电子设备既是噪声干扰对象,又是一个噪声源。若从形成特点看,分串模干扰、共模干扰两种。串模干扰是两条电源线(简称线对线)之间的噪声,共模干扰则是电源线对大地(简称线对地)的噪声。因此,电源噪声滤波器必须是双向射频滤波器,它既可以滤掉从交流电源线引入的外界干扰,又能避免向外界传导噪声,并且对串模、共模干扰均起到抑制作用。

电源噪声滤波器的典型电路如图 3.32.1 所示。它属于五端器件:两个输入端,两个输出端,一个接地端。使用时金属外壳应接通大地。电路包括共模扼流圈 L 、滤波电容 C_1

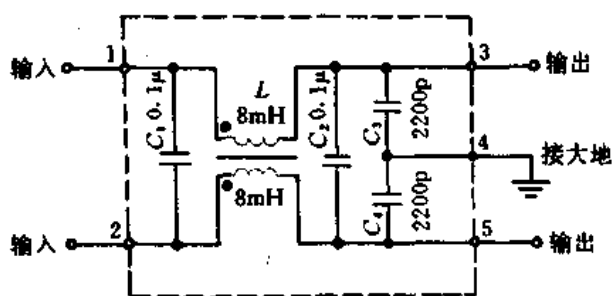


图 3.32.1 电源噪声滤波器的典型电路

$\sim C_4$ 。 L 对串模干扰不起作用,但当出现共模干扰时,由于两个线圈的磁通方向相同,经耦合后总电感量迅速增大,因此对共模信号呈现很大的感抗,使之不易通过,故称之为共模扼流圈。它的线圈绕在低损耗、高导磁率的铁氧体磁环上。为确保两个线圈保持绝缘,需分别绕在磁环的两侧,并使两线圈上的电流方向恰好相反,二者形成的磁场能互相抵消。 L 的电感量一般取几毫亨。适当增加电感量可改善低频衰减特性。 C_1 、 C_2 采用薄膜电

容器,容量范围大约为 $0.01\sim 0.47\mu\text{F}$,主要用来消除串模干扰。 C_3 、 C_4 跨接在输出端,再经过分压器后接地,能有效地抑制共模干扰。 C_3 、 C_4 宜选用陶瓷电容器,容量范围是 $2200\sim 4700\text{pF}$,为减小漏电,容量不要超过 4700pF 。 $C_1\sim C_4$ 的耐压值均为 630V 。为提高防潮、抗振动与冲击性能,全部元件装入金属壳内并用环氧树脂封固。

电源噪声滤波器的额定电压分 220V 、 380V (50Hz) 两种。额定电流有 1A 、 3A 、 6A 、 10A 、 20A 等规格。漏电流 $\leq 0.1\text{mA}$ 。试验电压为 2kV 或 5kV (持续 1min),绝缘电阻 $\geq 100\text{M}\Omega$ 。工作温度范围是 $-20\sim +85^\circ\text{C}$ 。

评价电源噪声滤波器的一个重要指标是插入损耗。设将噪声源直接加在负载上的电压为 V_1 ,若在电源与负载之间插入噪声滤波器后负载上的噪声电压降低到 V_2 ,则

$$\text{插入损耗} = 20\lg \frac{V_1}{V_2} \quad (3.32.1)$$

插入损耗常用分贝 (dB) 来表示, dB 值愈高,说明电源噪声滤波器抑制噪声干扰的能力愈强。典型的插入损耗曲线如图 3.32.2 所示,它可将 $1\sim 30\text{MHz}$ 的噪声电压衰减 65dB 。

2. 电源噪声滤波器在数字万用表中的应用

利用电源噪声滤波器能够消除交流电网对台式数字万用表的噪声干扰,接线方法如图 3.32.3 所示。电源噪声滤波器应安装在台式数字万用表交流电源的进线端,二者外壳应连通大地,否则会降低对传导噪声的衰减作用,壳体还容易带电。若台式数字万用表外壳不允许接地,可只将 PNF 接地。

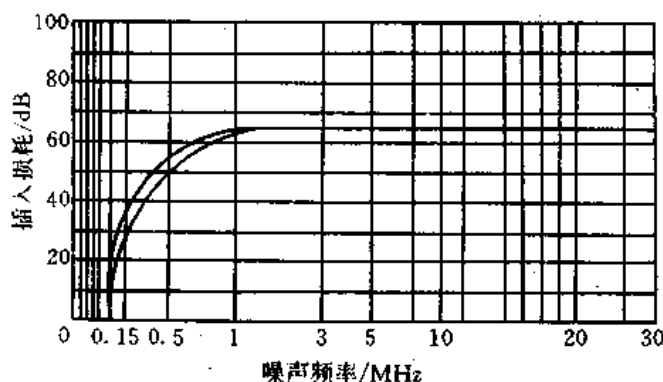


图 3.32.2 插入损耗曲线

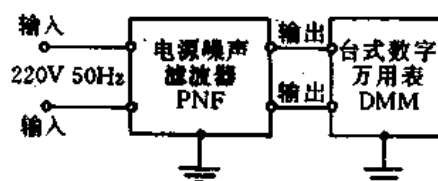


图 3.32.3 电源噪声滤波器与数字万用表的接线

§ 3.33 提高电压挡灵敏度的方法

$3\frac{1}{2}$ 位或 $4\frac{1}{2}$ 位数字万用表 DCV 挡的最低量程一般为 200mV ,分辨力是 0.1mV (即 $100\mu\text{V}$),只能测量毫伏级电压。若要测量几十至几百微伏的微弱电压信号,必须增加前置放大器。通用型运算放大器(例如 $\mu\text{A}741$ 、 $\text{F}007$ 、 $\text{TL}061$)的失调电压已达 1mV 的数量级,显然不合作前置放大器。下面介绍由斩波自稳零式精密运算放大器 $\text{ICL}7650$ 构成的前置放大电路,能显著提高数字万用表的电压灵敏度。

1. ICL7650 的性能简介

$\text{ICL}7650$ 是采用 CMOS 工艺制成的超低漂移、斩波式第四代运算放大器。它的问世,

使集成运算放大器在失调、漂移、增益和共模抑制比等项指标上都有质的飞跃,为开发仪表专用放大器创造了有利条件。

ICL7650 具有以下特点:①失调电压极低,其平均温度系数低至 $0.01\mu\text{V}/^\circ\text{C}$,在 $-20\sim+65^\circ\text{C}$ 的工作温度范围内,失调电压仅 $1\mu\text{V}$,只相当于通用型运放 $\mu\text{A}741$ (国产型号 F007)的 $1/1000$,后者失调电压的典型值为 1mV 。②长期漂移量极小,每月仅为 100nV 。③输入偏置电流极低,只有 2pA (典型值)。④开环电压增益(A_{VO})、共模抑制比(CMRR)、电源抑制比(PMRR)均大于 120dB 。⑤转换速率快, $SR=2.5\text{V}/\mu\text{s}$ 。⑥单位增益带宽 $BW_G=2\text{MHz}$,并具有内部补偿。⑦能在 $\pm 3\sim\pm 8\text{V}$ 低电压下工作。综上所述,ICL7650 是目前比较理想的运算放大器。

ICL7650 一般采用 14 脚双列直插式封装,管脚排列如图 3.33.1 所示。各管脚的功能如下: C_A, C_B, C 公共——外接记忆电容端。 IN_+, IN_- ——分别为主放大器的同相输入端和反相输入端。 V_{DD}, V_{SS} ——正、负电源端,二者电位差允许范围是 $6\sim 16\text{V}$,通常取 $V_{DD}=+5\text{V}, V_{SS}=-5\text{V}$ 。钳位输出端——此端悬空时不起作用,若接 IN_- ,则通过降低反馈的增益来实现钳位。内/外时钟选择——此端接 V_{DD} 或悬空时选择内时钟,接 V_{SS} 时选择外部时钟。内时钟出——由此端输出约 200Hz 的内时钟信号。外时钟入——外部时钟信号输入端,信号幅度应在 $V_{SS}\sim V_{DD}$ 范围内。 NC ——空脚,兼作输入端的保护环。第 3 脚和第 6 脚分别为 $IN_-、IN_+$ 的保护环。

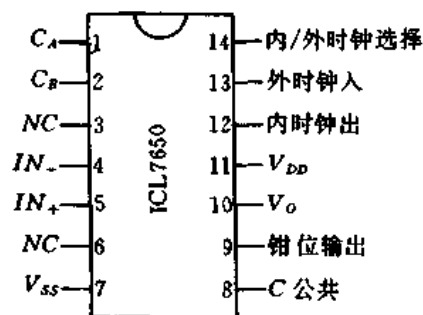


图 3.33.1 ICL7650 的管脚排列

ICL7650 属于低漂移精密运放,输入几百微伏甚至几十微伏的信号就能正常工作。但在实际安装时受印制板绝缘性的影响,总会有微量漏电,而输入端与相邻管脚之间的漏电流会产生漂移。为此专门设计两个保护环,将保护环接地即可消除漏电影响。因保护环呈地电位,故可阻碍输入端的漏电流流向其他管脚。

ICL7650 内部不仅有模拟电路(包括主放大器 A_1 , 调零放大器 A_2),还有数字电路(内部时钟电路、模拟开关 $S_A、S_B$ 等)。芯片中的内调制补偿电路可对整个放大器进行频率补偿。输出钳位电路能防止因强信号干扰而造成放大器阻塞。ICL7650 的内部时钟频率即斩波频率,典型值为 200Hz 。根据实际需要亦可选用外时钟。模拟开关起斩波作用。在时钟信号的正半周, S_A 闭合, S_B 断开,主放大器不工作,利用调零放大器把 A_1 的总误差电压(包括失调电压与误差电压)检测出来,并寄存在记忆电容 C_A 上。在负半周,完成动态校零和放大。所谓调零,就是从 A_2 的输出电压中扣除总误差电压,放大则由 $A_1、A_2$ 共同完成。令 $A_1、A_2$ 的电压增益分别为 $K_1、K_2$,总增益 $K_V=K_1 \cdot K_2$ 。

2. 由 ICL7650 构成的前置放大电路

由 ICL7650 构成的前置放大电路如图 3.33.2 所示。现采用 $\pm 5\text{V}$ 双电源,ICL7650 作同相放大。被测电压 V_{IN} 从第 5 脚输入。 $C_1、C_2$ 是记忆电容, R_1 为负反馈电阻。输出电压经过低通滤波器($R_3、C_3$),滤除高频干扰后,接 200mVDC 挡的输入插孔。实取 $R_1=9\text{k}\Omega, R_2=1\text{k}\Omega$,二者均采用误差为 $\pm 0.1\%$ 的精密金属膜电阻,以保证运算准确度。该放大器的电压增益为

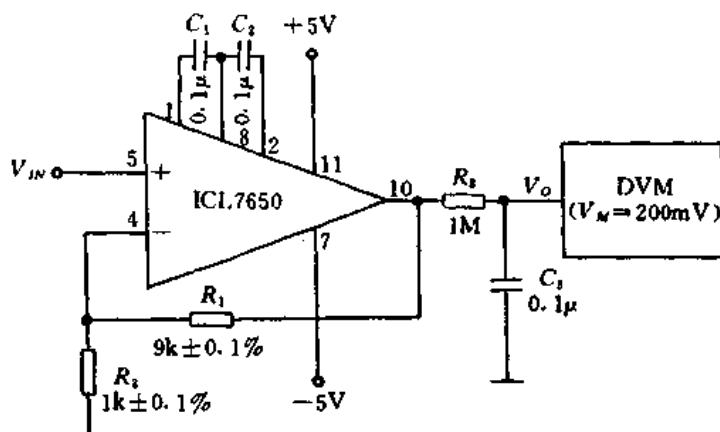


图 3.33.2 由 ICL7650 构成前置放大电路

$$K_v = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{9k}{1k} = 10 \text{ 倍}$$

因此可将 0~20mV 的弱电压放大到 0~200mV, 供数字万用表 200mVDC 挡测量。但应将仪表读数除以 10, 才是实际测量值。

表 3.33.1 列出一组实测数据。测量方法是将 MC1403 型带隙基准电压源输出的 2.5V 电压经 WXWX-1-10kΩ 精密多圈电位器分压后, 作为该前置放大器的输入电压 V_{IN} , 再用一块 DT930F+ 型 4½ 位数字万用表的 200mV 挡测量输出电压 V_O 值。实验表明, 该放大器的运算准确度优于 ±0.5% ±1 个字。

表 3.33.1 前置放大器的实测数据

正信号放大		负信号放大	
V_{IN}/mV	V_O/mV	V_{IN}/mV	V_O/mV
+5.0	+50.3	-5.0	-50.1
+10.0	+100.2	-10.0	-100.4
+15.0	+150.7	-15.0	-150.8
+19.9	+199.5	-19.9	-199.6

若取 $R_2 = 99k\Omega$, 使 $K_v = 100$ 倍, 则能测 0~2mV 的微弱电压。上述电路均采用同相输入方式, 目的是提高前置放大器的输入阻抗。

§ 3.34 扩展电压挡测量范围的简便方法

某些电子仪器及家用电器内部存在几千伏至几万伏的直流高压。例如示波器中的示波管辅助阳极上加有 2kV~3kV 的直流高压。而彩色电视机显象管的第二阳极上的电压高达数万伏。目前, 3½ 位、4½ 位数字万用表一般只能测量 1000V 以下的直流电压, 750V (或 700V) 以下的交流电压。但是, 在不改变仪表内部电路的前提下, 利用外接分压电阻, 就可以很方便地扩展电压挡的量程。

1. 利用分压电阻扩展电压量程

电路如图 3.34.1 所示。 R_{IN} 代表数字万用表(DMM)DCV 挡的输入电阻,通常 $R_{IN}=10\text{M}\Omega$, V_M 是最高量程。 R 是外接分压电阻,它与 R_{IN} 构成分压器。若扩展后的量程是 V'_M ,则分压电阻按下式计算:

$$R = \left(\frac{V'_M}{V_M} - 1 \right) \cdot R_{IN} \quad (3.34.1)$$

举例说明,设 $V_M=750\text{V}$,欲扩展到 $V'_M=1500\text{V}$,利用式(3.34.1)求出

$$R = \left(\frac{1500}{750} - 1 \right) \times 10 = 10\text{M}\Omega$$

宜选 2W 的金属膜电阻,把电阻的一端插入仪表的 V 插孔中,并固定好。

上述原理亦适用于扩展交流电压量程。

注意事项:

(1)数字万用表的表笔绝缘性能较差,采用本方法一般只能把量程扩展到 1500V(DC 或 AC)。如需进一步扩展,须采用 RHY-35 型高压合成膜电阻(天津无线电九厂生产),自制高绝缘性能的测试棒。这种高压电阻的阻值为 $100\text{M}\Omega \sim 1000\text{M}\Omega$,耐压 35kV,功率为 5W。制作时把分压电阻装在绝缘性能良好的胶木筒内,并焊接一个带弯钩的金属触头,全部引线改用胶皮线。测试棒与仪表插孔必须接触良好,防止高压打火。有条件者还可选用成品高压探头,国产型号有 FJ-37($\leq 25\text{kV}$),FJ-53($\leq 15\text{kV}$)。

(2)测高压时必须注意安全。低于 1500V 时应单手操作,超过 1500V 时,要先将高压测试棒固定在测试点上,人体适当离开一些,再通电。

2. 利用外部分压器扩展电压量程

假如被测高压属于低内阻电源,可采用如图 3.34.2 所示的分压电路,分压器由 R_1 、

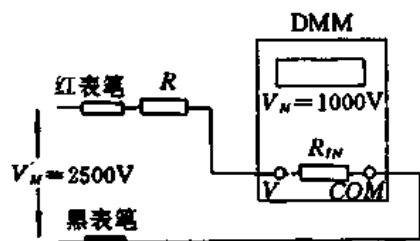


图 3.34.1 扩展电压量程方法之一

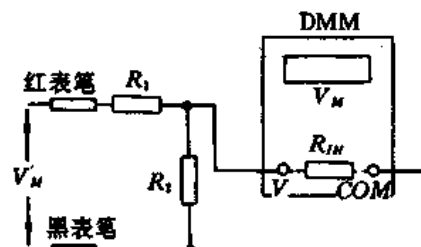


图 3.34.2 扩展电压量程方法之二

R_2 构成。因 R_2 与仪表输入电阻 R_{IN} 相并联,故 $R'_2 = R_2 \parallel R_{IN} < R_2$ 。此法的优点是可以大大减小分压电阻的阻值。一般先选定 R_2 ,再按下式计算 R_1 :

$$R_1 = \left(\frac{V'_M}{V_M} - 1 \right) \cdot \frac{R_2 R_{IN}}{R_2 + R_{IN}} \quad (3.34.2)$$

举例说明,设 $V_M=1000\text{V}$, $V'_M=10\text{kV}$, $R_{IN}=10\text{M}\Omega$,取 $R_2=1.1\text{M}\Omega$,代入式(3.34.2)中得到 $R_1=10\text{M}\Omega$ 。此时仪表的输入电阻降成 $1\text{M}\Omega$ 。

当 $R_2 \ll R_{IN}$ 时,式(3.34.2)可简化成

$$R_1 = \left(\frac{V'_M}{V_M} - 1 \right) \cdot R_2 \quad (3.34.3)$$

§ 3.35 测量高内阻信号源电压的方法

3½位、4½位数字万用表的DCV挡和ACV挡,公用一套总电阻值为10MΩ的精密电阻分压器,因此仪表输入电阻 $R_{IN}=10M\Omega$ 。显然,当被测信号源的内阻 $R_i < 100k\Omega$ 时,测量误差很小。但是,某些信号源的内阻很高,例如场效应管的栅极电压 V_G 、电子管的控制栅压 V_{g1} ,内阻可达几百千欧,甚至几兆欧。这时就必须考虑 R_{IN} 的并联作用。由于 R_{IN} 对信号源有分流作用,就改变了被测电路的工作状态,使测量值明显低于实际值,甚至使测量结果失去意义。

利用下面介绍的复测电压法,不仅可以消除上述系统误差,准确测出电压值,还能进一步计算出信号源的内阻 R_i 。本方法对直流电压或400Hz以下的低频交流电压均适用。超过400Hz时应考虑数字万用表的附加频率误差。复测法的测量原理如图3.35.1所示。图中,左边的虚线框表示内阻为 R_i 的信号源 E ,右边的虚线框代表数字万用表的电压挡, V 和 COM 表示输入插孔。

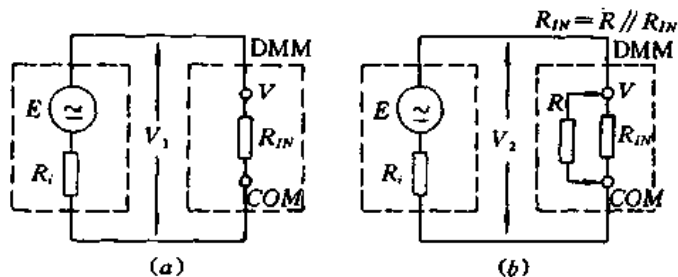


图 3.35.1 用复测法测量高内阻信号的原理

(a)第一次测量;(b)第二次测量。

测量步骤是:首先用数字万用表的电压挡测量一次电压,设读数值为 V_1 ;然后在仪表输入插孔上并联一只合适的电阻 R ,使仪表的输入电阻变成 $R'_{IN}=R_{IN} \parallel R < R_{IN}$;再用改装后的电压挡复测一次,假定读数为 V_2 。将 V_1 、 V_2 、 R_{IN} 和 R'_{IN} 值一并代入下式,即可求出被测电压的准确值:

$$E = \frac{V_1 V_2 (R_{IN} - R'_{IN})}{V_2 R_{IN} - V_1 R'_{IN}} \quad (3.35.1)$$

进而还可求出信号源内阻

$$R_i = \frac{R_{IN} R'_{IN} (V_1 - V_2)}{V_2 R_{IN} - V_1 R'_{IN}} \quad (3.35.2)$$

为计算方便,选 $R=2.5M\Omega$,则

$$R'_{IN} = \frac{R_{IN} R}{R_{IN} + R} = \frac{10M \times 2.5M}{10M + 2.5M} = 2M\Omega$$

即 $R'_{IN}=R_{IN}/5$,此时式(3.35.1)和式(3.35.2)分别化简成

$$E = \frac{4V_1V_2}{5V_2 - V_1} \quad (3.35.3)$$

$$R_i = \frac{5(V_1 - V_2)}{5V_2 - V_1} \cdot R'_{IN} \quad (3.35.4)$$

举例说明:选择数字万用表 20VDC 挡,测量某高内阻直流电源的电压 $V_1=6.67\text{V}$,在输入插孔并联 $2.5\text{M}\Omega$ 的电阻之后,又测得 $V_2=2.86\text{V}$ 。将 V_1 、 V_2 之值代入式(3.35.3)中,求出被测电压的准确值为

$$E = \frac{4 \times 6.67 \times 2.86}{5 \times 2.86 - 6.67} = 10.0\text{V}$$

再由式(3.35.4)求得

$$R_i = \frac{5 \times (6.67 - 2.86)}{5 \times 2.86 - 6.67} \times 2\text{M}\Omega = 5.0\text{M}\Omega$$

不难看出,假若不采用复测法,那么测量 V_1 的误差高达

$$\gamma = \frac{V_1 - E}{E} \cdot 100\% = \frac{6.67 - 10.0}{10.0} \cdot 100\% = -33.3\%$$

即读数要比实际值偏低 33.3%,这显然是不允许的。

注意事项:

(1)进行第二次测量时,可以不换电压挡,也可改用较低电压挡以提高测量准确度。因各电压挡的输入电阻 R_{IN} 及 R'_{IN} 相同,故换挡后不会增加测量误差。

(2) $2.5\text{M}\Omega$ 电阻可用误差为 $\pm 0.5\%$ 的 $2.4\text{M}\Omega$ 与 $100\text{k}\Omega$ 标称电阻串联后代替。

§ 3.36 平均值响应的交流/直流转换器

普通数字电压表(DVM)只能测量直流电压,欲测交流电压必须增加 AC/DC 转换器。平均值响应的 AC/DC 转换器是由运算放大器和二极管组成的半波(或全波)线性整流电路。它具有线性度好、准确度高、电路简单、成本低廉等优点。由于它是按照正弦波平均值与有效值的关系而定义的,因此所构成的交流电压挡仅适合测量正弦波电压。

五量程交流电压挡的电路如图 3.36.1 所示。 S 为量程转换开关。5 个交流电压量程依次为 200mV 、 2V 、 20V 、 200V 、 700V (有效值)。现将最高量程规定为 700V ,是因为量程开关 S 的额定耐压值通常为 1000V ,而该挡的最大峰值电压 $V_p = \sqrt{2} \times 700\text{V} = 990\text{V}$,已同 1000V 接近。由 $R_1 \sim R_6$ 构成的精密电阻分压器,可将交流电压 ACV 一律衰减成 200mV (RMS)以下。现利用单运放 TL061(IC_2)和二极管 VD_1 组成平均值响应的线性半波整流电路。该电路可避免二极管在小信号整流时所引起的非线性误差,使输出电压 \bar{V}_o (平均值)与 AC/DC 转换器的输入电压 V_{IN} (有效值)呈线性关系,适合测量 $40 \sim 400\text{Hz}$ 的正弦波,测量准确度优于 $\pm 1\%$ 。

对半波整流而言,正弦波电压有效值与平均值的关系为

$$V_{RMS} = 2.22 \bar{V}_o \quad (3.36.1)$$

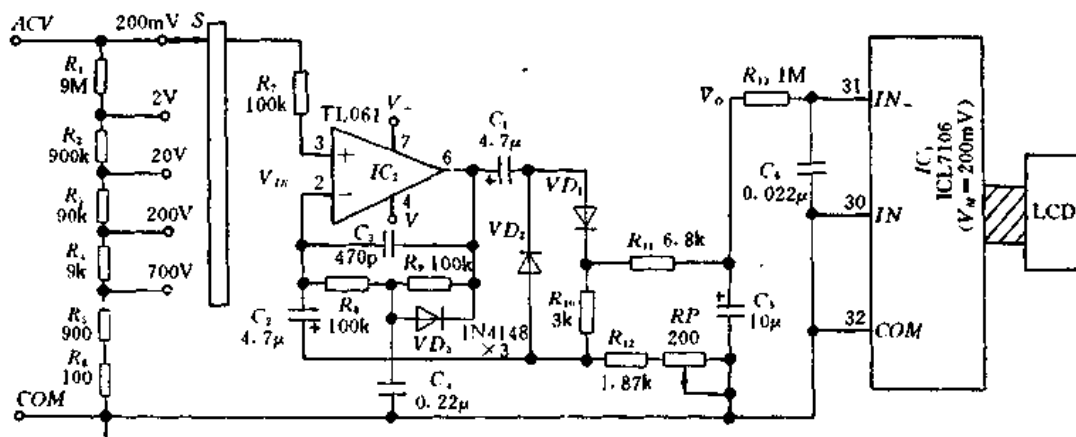


图 3.36.1 五量程交流电压挡的电路

这就要求整个电路的电压放大系数必须大于 2.22 倍,才能有调整的余量。电路中的 R_7 是 TL061 的同相端输入电阻。 R_8 与 R_9 为负反馈电阻,可将 IC_2 偏置在线性放大区,并且控制运放的增益。为了提高 AC/DC 转换器的输入阻抗,降低对输入信号的衰减, IC_2 接成同相放大器,其电压放大倍数由下式确定:

$$K = 1 + \frac{R_8 + R_9}{R_7} \quad (3.36.2)$$

现取 $R_8 = R_9 = 100\text{k}\Omega$, R_7 亦取 $100\text{k}\Omega$,代入式(3.36.2)中得到 $K = 3 > 2.22$ 倍。显然符合设计要求。

尽管 TL061 属于低漂移运放,但考虑到 AC/DC 转换器的输入电压很弱,即使失调电压很低,也会造成测量误差。为此需增加隔直电容 C_1 和 C_2 ,不让直流成分(包括 IC_2 的失调电压)进入整流滤波电路。

在正半周时 VD_1 导通, VD_2 截止, IC_2 的输出电流途经 $C_1 \rightarrow VD_1 \rightarrow R_{10} \rightarrow R_{12} \rightarrow RP \rightarrow$ 地 (COM 端),并经过 R_{11} 对 C_5 进行充电。负半周时 VD_2 导通, VD_1 截止,电流途径变为地 $\rightarrow RP \rightarrow R_{12} \rightarrow VD_2 \rightarrow C_1 \rightarrow IC_2$ 。此时 C_5 缓慢地放电,放电时间常数 $\tau = r_{IN}C_5$ 。 r_{IN} 是 A/D 转换器 IC_1 (ICL7106) 的输入电阻,因其阻值高达 $10^{10}\Omega$,故可认为 C_5 两端的电压维持不变。

由 R_{11} 和 C_5 组成的平滑滤波器可滤除交流纹波,高频干扰信号则由 R_{13} 、 C_6 构成的高频滤波器滤掉,从而获得稳定的平均值电压 \bar{V}_o ,再由 IC_1 完成 A/D 转换,并驱动 LCD 显示测量结果。图中的阴影区表示连接 A/D 转换器与 LCD 的导电橡胶条。 RP 是交流电压挡的校准电位器。调整 RP 可使整个 AC/DC 转换器的电压放大系数为 2.22 倍,令仪表直接显示出被测电压的有效值。 VD_2 在电路中起到保护作用,负半周时 VD_2 为反向电流提供泄放回路。 C_3 是运放的频率补偿电容。 R_8 和 C_3 还为 VD_3 提供一个合适的偏置电压,以减小 AC/DC 转换器对小信号进行放大时的波形失真。

注意事项:

(1)图 3.36.1 中, $R_1 \sim R_6$ 应采用误差为 $\pm 0.5\%$ (或 $\pm 0.2\%$) 的精密金属膜电阻,总阻值为 $10\text{M}\Omega$ 。 $R_7 \sim R_9$ 选用 $\pm 1\%$ 误差的金属膜电阻。 $VD_1 \sim VD_3$ 均使用 1N4148 型玻封硅开关二极管。TL061 亦可用 TL071、TL081、TL062 (双运放,仅用其中的一组运放) 来代替,亦可选用高输入阻抗运算放大器 CA3140。电源取自 IC_1 内部的 2.8V 基准电压源。

(2)上述 AC/AD 转换器适合配 ICL7106、ICL7107、ICL7137、MC14433、ICL7129、

ICL7149 型 3½位或 4½位、3¾位 A/D 转换器。

§ 3.37 简易平均值响应的交流/直流转换器

为简化电路和降低成本,自制袖珍式 3½位数字万用表时,还可选用简易平均值响应的 AC/DC 转换器,电路如图 3.37.1 所示。该电路中未用电位器,因此不需要调整。

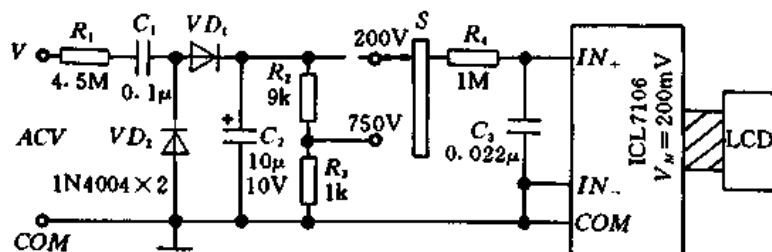


图 3.37.1 简易交流电压挡的电路

测量交流电压时仅设置两挡:200V,750V(RMS)。R₁(4.5MΩ)为输入端电阻。仪表的输入电阻变成 $R_{IN} = R_1 + R_2 + R_3 = 4.51M\Omega < 10M\Omega$ 。C₁ 是隔直电容,VD₁ 为整流二极管,VD₂ 是保护二极管。正半周时 VD₁ 导通,VD₂ 截止,进行半波整流;负反周时 VD₁ 截止,VD₂ 导通,由 VD₂ 给泄放电流提供通路。整流后的脉动直流经 C₂ 滤波,获得平均值电压 \bar{V}_O 。R₂ 和 R₃ 是滤波器的负载电阻,也是 750V 挡的分压器。在 750V 挡, \bar{V}_O 经 R₂、R₃ 分压后被衰减 10 倍。R₄、C₃ 构成 ICL7106 输入端的高频滤波器。

对半波整流而言,正弦波电压平均值(\bar{V})与有效值(V_{RMS})的关系为: $\bar{V} = 0.45V_{RMS}$ 。巧妙地利用电阻分压器可使仪表直接显示出被测电压的有效值。不难验证,对于 200V 挡,若 $V_{IN} = 200.0V(RMS)$,则

$$\bar{V} = 0.45V_{IN} \times \frac{R_2 + R_3}{R_1 + R_2 + R_3} = 90 \times \frac{10 \times 10^3}{4.51 \times 10^6} = 200.0(mV)$$

对于 750V 挡,若 $V_{IN} = 750V(RMS)$,则

$$\bar{V} = 0.45V_{IN} \times \frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3} = 337.5 \times \frac{10^3}{4.51 \times 10^6} = 75.0(mV)$$

显然,只要改变小数点位置,即可使 750V 挡直接显示出 V_{RMS} 值。具体方法是去掉小数点后仍用 200mV 基本表测量 \bar{V} ,并将显示单位取 V,因此就把 75.0(mV)变为 750(V)。

注意事项:

(1)图 3.37.1 中,R₁ 选用误差为 ±0.5% 的 1/2W 精密金属膜电阻。R₂、R₃ 可选 ±1% 误差的 1/4W 金属膜电阻。VD₁ 和 VD₂ 必须采用 1N4004 型(1A/400V)硅整流管,以便承受较高的反向电压。由此设计成的 ACV 挡测量准确度可达 ±1.2% ~ ±1.5%,测量误差略高于线性整流电路(参见 § 3.36)。

(2)通常,3½位数字万用表的 DCV 挡与 ACV 挡公用一套总阻值为 10MΩ 的分压器,仪表输入电阻为 10MΩ。但这里却是将 DCV 挡、ACV 挡的分压器分开设计,前者总阻值仍取 10MΩ,后者则改成 4.51MΩ。

(3)最高交流电压挡设计成750V(RMS),要求量程开关必须能够承受1060V的峰值电压($V_p=1.414 \times 750V=1060V$)。

§ 3.38 测量真有效值电压的方法

普通数字万用表的交流电压挡属于平均值仪表,它是按照正弦波有效值与平均值的确定关系($V_{RMS}=1.111\bar{V}$)而设计的。因此仅适合测量不失真的正弦波,无法测量严重失真的正弦波,更不能测量方波、矩形波、三角波、锯齿波、梯形波、阶梯波等非正弦波。利用真有效值数字仪表,即可准确测量各种波形的有效值,满足现代电子测量之需要。

1. 真有效值数字仪表的基本原理

所谓真有效值是“真正有效值”之意,英文缩写为TRMS,亦称真均方根值。众所周知,交流电压的有效值是按照下式定义的:

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt} \quad (3.38.1)$$

其近似公式为

$$V_{RMS} = \sqrt{u^2} \quad (3.38.2)$$

分析式(3.38.2)可知,借助于电路对输入电压的进行“平方→取平均值→开平方”的运算,就能获得交流电压的有效值。因为这是依据有效值定义式求出来的,故称之为真有效值。

将式(3.38.1)两边平方,并且令 $\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt = \bar{u^2} = A_{vg} u^2$,就得到真有效值电压的另一表达式

$$V_{RMS} = \frac{\bar{u^2}}{V_{RMS}} = \frac{A_{vg} u^2}{V_{RMS}} = A_{vg} \left| \frac{u^2}{V_{RMS}} \right| \quad (3.38.3)$$

这表明,对输入电压依次进行“取绝对值→平方/除法→取平均值”运算,也能得到交流电压的有效值。此公式比式(3.38.2)更有实用价值。举例说明:设交流信号变化范围是 $u=0.1 \sim 10V$,直接平方后 $u^2=10mV \sim 100V$,这要求平方器的动态范围达 $10000:1(100V/10mV)$,即使不考虑平方器本身误差就可能超过 $1mV$,它也不可能输出 $100V$ 的大信号,因此式(3.38.2)在电路设计上很难实现。对于式(3.38.3),则是由“平方/除法器”同时完成“ u^2/V_{RMS} ”运算,其动态范围就等于 $100:1(10V/0.1V)$,既便于电路设计,又保证了准确度指标。因此,目前生产的单片真有效值/直流转换器,大多采用式(3.38.3)的原理设计而成。

真有效值仪表的核心是TRMS/DC转换器。目前这类电路已实现了单片集成化,具有集成度高、功能完善、使用方便等优点,能以最简方式接入电路而实现TRMS/DC转换之最佳性能。新型真有效值数字仪表就是由单片TRMS/DC转换器、单片A/D转换器和数字显示器构成的测量仪表。其优点是能精确、实时地测量各种电压波形的有效值,而不必考虑波形参数以及失真度的大小。简言之,真有效值数字仪表具有准确度高、响应速度快、测量面广、显示直观这四大优点,这是平均值仪表所望尘莫及的。

表 3.38.1 列出真有效值数字仪表与平均值数字仪表在测量不同电压波形时的误差。表中的波峰因数(K_P)等于峰值电压(V_P)与有效值电压(V_{RMS})之比,有公式

表 3.38.1 真有效值数字仪表与平均值仪表的测量误差

被测波形	波峰因数 K_P	波形因数 K_f	真有效值 V_{RMS}	平均值 (或均绝值)① \bar{V}	平均值仪表的 读数② RDG	平均值仪表 的相对误差 γ
不失真正弦波	1.414	1.111	$0.707V_P$	$0.637V_P$	$0.707V_P$	0
半波整流波	2	1.571	$0.5V_P$	$0.318V_P$	$0.353V_P$	-29.4%
方波($D=50\%$)	1	1	V_P	V_P	$1.111V_P$	+11.1%
矩形波						
$D=25\%$	2	2_P	$0.5V_P$	$0.25V_P$	$0.277V_P$	-44.6%
$D=1\%$	10	10	$0.1V_P$	$0.01V_P$	$0.01V_P$	-99%
三角波	1.732	1.155	$0.577V_P$	$0.5V_P$	$0.555V_P$	-3.8%
锯齿波	1.732	1.155	$0.577V_P$	$0.5V_P$	$0.555V_P$	-3.8%

①因方波、三角波的平均值为零,故改用均绝值表示。
②平均值仪表的读数等于1.111乘以平均值(或均绝值)。

$$K_P = \frac{V_P}{V_{RMS}} \quad (3.38.4)$$

波形因数的定义是有效值电压与平均值电压之比,即

$$K_f = \frac{V_{RMS}}{\bar{V}} \quad (3.38.5)$$

对于正弦波而言, $K_f=1.111$ 。

计算平均值仪表相对于真有效值仪表的误差公式为

$$\gamma = \frac{\text{平均值仪表读数} - \text{真有效值}}{\text{真有效值}} \times 100\% \quad (3.38.6)$$

举例说明,被测信号为矩形波,占空比 $D=25\%$,其波峰因数与波形因数相等, $K_P=K_f=\sqrt{1/D}=2$ 。因此

$$V_{RMS} = \sqrt{D} \cdot V_P = 0.5V_P$$

$$\bar{V} = DV_P = 0.25V_P$$

此时平均值仪表的读数为 $1.111\bar{V}=1.111 \times 0.25V_P=0.277V_P$,相对误差是

$$\gamma = \frac{0.277V_P - 0.5V_P}{0.5V_P} \times 100\% = -44.6\%$$

此例中,平均值仪表的读数值竟比真有效值偏低 44.6%,这显然是不允许的。假如选用真有效值数字仪表,就不存在上述误差。

2. 单片真有效值/直流转换器的分类

目前单片 *TRMS/DC* 转换器以美国模拟器件公司(AD)的产品为代表,典型产品有 AD536A(含 AD536AJ、AD536AK、AD536AS)、AD636(含 AD636J、AD636K),AD637、AD736 和 AD737。5 种典型产品的主要技术指标见表 3.38.2。表中的电压均为有效值。频率响应与 V_{IN} 有关,在允许范围内 V_{IN} 愈高,频带愈宽。当 K_P 增大时准确度会降低,例如,AD536AK 的基本误差为 $\pm 0.2\%$,当 $K_P=7$ 时误差增加到 $\pm 1\%$ 。

表 3.38.2 5 种真有效值/直流转换器的主要技术指标

参数名称	AD536AK	AD636K	AD637	AD736	AD737
准确度	$\leq \pm (0.2\% RDG + 2mV)$	$\leq \pm (0.3\% RDG + 0.2mV)$	$\leq \pm (0.2\% RDG + 0.5mV)$	$\leq \pm (0.3\% RDG + 0.3mV)$	$\leq \pm (0.3\% RDG + 0.3mV)$
满度压降 (RMS)	7V	200mV	0~7V(可调) 带过压保护	200mV	200mV
测量功能	真有效值,电平 (0~60dB)	真有效值,电平 (0~50dB)	真有效值,平均值,均方值,绝对值,电平 (0~60dB)	真有效值,平均值,绝对值	真有效值,平均值,绝对值
频率响应	$V_{IN} > 100mV$ 时为 450kHz; $V_{IN} > 1V$ 时为 2MHz	$V_{IN} > 160mV$ 时为 600kHz; $V_{IN} > 1V$ 时为 8MHz	$V_{IN} = 100mV$ 时为 6000kHz; $V_{IN} = 1V$ 时为 8MHz	高阻抗输入端(第 2 脚):当 $V_{IN} = 200mV$ 时为 33kHz(1%误差),190kHz ($\pm 3dB$);低阻抗输入端(第 1 脚):当 $V_{IN} = 200mV$ 时为 90kHz(1%误差),460kHz($\pm 3dB$)	
适用波峰因数 K_P	≤ 7	≤ 6	≤ 10	≤ 5	≤ 5
输入阻抗	$10^8\Omega$ (经缓冲器)	$10^8\Omega$ (经缓冲器)	$10^8\Omega$ (经缓冲器)	$10^{12}\Omega$ (第 2 脚) $8k\Omega$ (第 1 脚)	$10^{12}\Omega$ (第 2 脚) $8k\Omega$ (第 1 脚)
输出阻抗	25k Ω	10k Ω	100k Ω	0.2 Ω	8k Ω (无输出缓冲器)
电源电压范围	$\pm 3 \sim \pm 18V$	+2V, -2.5V $\sim \pm 16.5V$	$\pm 3 \sim \pm 18V$	+2.8V, -3.2V $\sim \pm$ 16.5V	+2.8V; -3.2V \sim $\pm 16.5V$
电源电流	1.2mA	1.2mA	2.2mA(备用状态为 350 μA)	<200 μA	<160 μA (备用时小于 30 μA)
封装形式	DIP-14	DIP-14	DIP-14 (SOIC)	DIP-8 (SOIC)	DIP-8 (SOIC)

3. 真有效值数字电压表的实用电路

(1) 由 AD536A 构成的真有效值数字电压表

电路如图 3.38.1 所示。AD536A 内部包含有源整流器(亦称绝对值电路),平方/除法器,镜像电流源和缓冲放大器。图中, R_1 和 R_2 均为偏置电阻,二者的中点接公共地(COM),此时流入 COM 端的电流仅 $5\mu\text{A}$ 。若为降低功耗,还可适当增大 R_1 、 R_2 的阻值。 C_1 为输入端耦合电容。 C_{AV} 为平均电容,它与芯片中的 $r_1(25\text{k}\Omega)$ 构成低通滤波器,以获得平均值电压。从第 6 脚得到低阻抗的输出电压 V_o ,送至 DVM。

该电路有 3 个显著特点:①只能用于测量交流信号,不适合缓慢变化的直流信号,这是因为 C_1 为隔直作用;②能够简化电源电路;③其输入信号范围比双电源供电时略窄些。

需要指出,AD536A 的满量程电压最高达 7V,而单片 A/D 转换器的满量程电压通常为 200mV 或者 2V。为使二者兼容,AD536A 的 V_M 值应设计成 200mV 或 2V,否则需加分压器。

(2) 由 AD637 构成的真有效值数字电压表

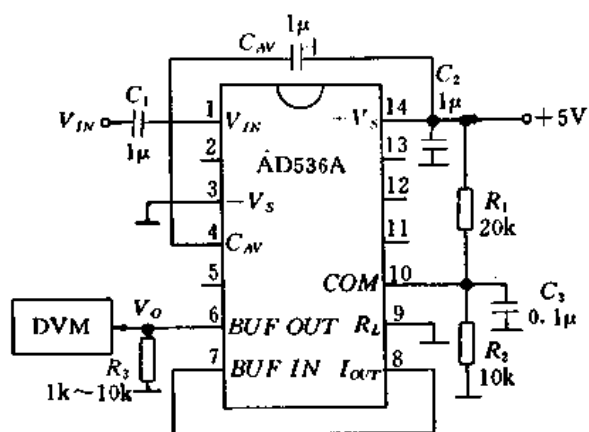


图 3.38.1 由 AD536A 构成的真有效值数字电压表

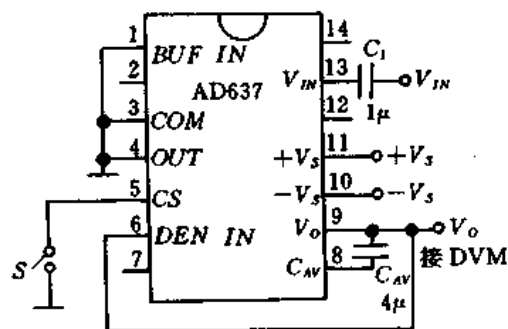


图 3.38.2 由 AD637 构成的真有效值数字电压表

电路如图 3.38.2 所示。AD637 的第 5 脚(CS)为片选端。暂时不用仪表,可将此端改接低电平,使芯片掉电,进入备用模式,输出端呈高阻态,静态工作电流从 2.2mA 降至 $350\mu\text{A}$ 。此项功能有两种用途:一种是进行远距离或野外测量时能显著降低电池的耗电量,延长使用期;第二种用途是允许将多片 AD637 构成一个多路有效值巡回检测系统,每片 AD637 的输出端都挂在一条总传输线上,最后公用一块数字电压表作指示。图 3.38.2 中的 S 为拨动开关,仅当闭合 S 时片选端 CS 接低电平,芯片处于备用模式, V_o 端无输出。测量时应断开 S。 C_1 是输入耦合电容。 C_{AV} 是平均电容,用来设定平均时间常数,并且决定低频准确度、输出纹波的大小和稳定时间。这里未用内部缓冲器,直接从第 9 脚输出有效值电压,然后送至数字电压表 DVM 中完成 A/D 转换及数字显示。图 3.38.2 中所标的 C_1 、 C_{AV} 容量仅供参考,应根据被测信号的实际频率而定。表 3.38.3 给出对于 60Hz 输入波形的 C_{AV} 和 C_1 典型值,可供参考。表中的 T 为周期, T_2 为矩形脉冲的宽度(高电平持续时间)。假如 $f \neq 60\text{Hz}$,换算方法是: $f = 30\text{Hz}$ 时, C_{AV} 、 C_1 值均乘以 2; $f = 120\text{Hz}$ 时,则除以 2,依次类推。

表 3.38.3 C_{AV} 与 C_1 的典型值 ($f=60\text{Hz}$)

输入波形	最小时间常数 ($\tau=R \cdot C_{AV}$)	$C_{AV}/\mu\text{F}$	$C_1/\mu\text{F}$	稳定时间 t
对称正弦波	$T/2$	0.47	1.5	181ms
经直流调制后的正弦波	T	0.82	2.7	325ms
矩形脉冲	$10(T-T_2)$	6.8	22	2.67s
含直流分量的矩形脉冲	$10(T-2T_2)$	5.6	18	6.17s

(3) 由 AD736 构成的真有效值数字电压表

4 种典型应用电路分别如图 3.38.3(a)~(d) 所示。(a) 图为高阻抗输入, 双电源供

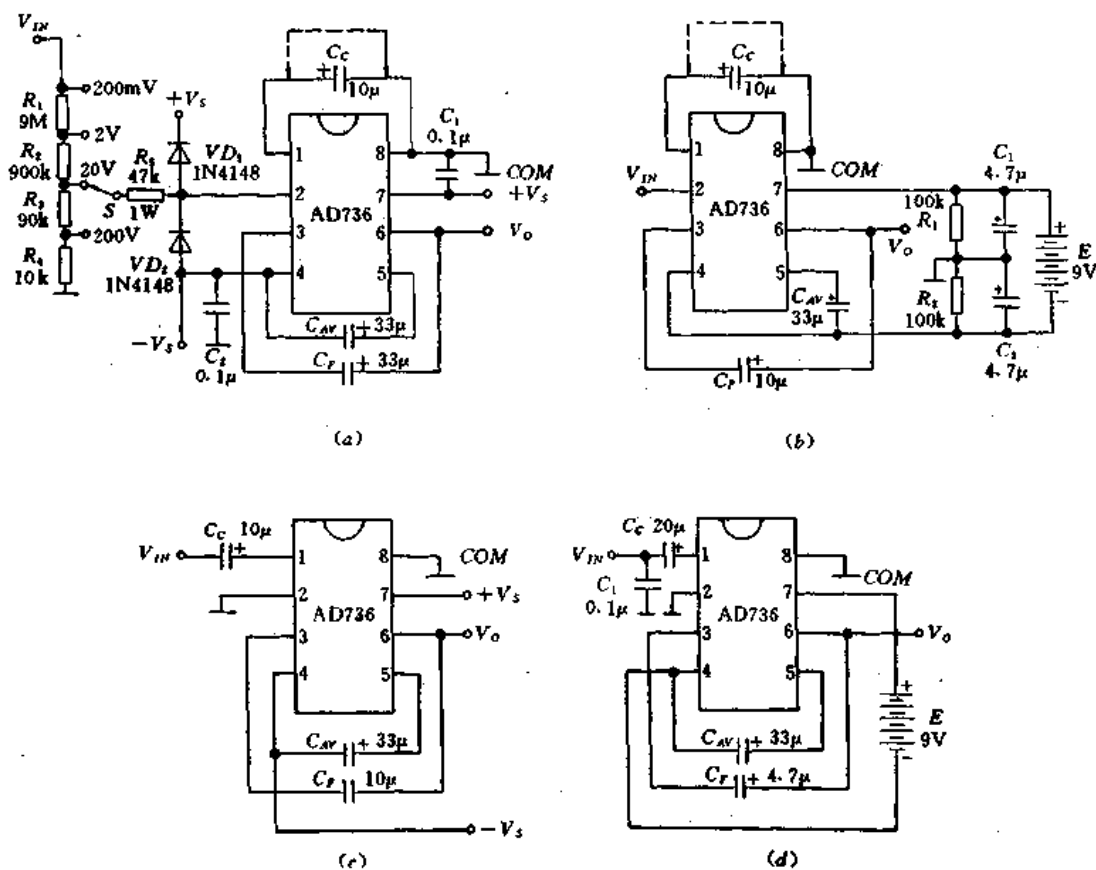


图 3.38.3 AD736 的 4 种典型应用电路

电, 带高阻值分压器。在 $+V_S \sim \text{COM}$ 、 $-V_S \sim \text{COM}$ 之间各并联一只 $0.1\mu\text{F}$ 电容器, 以便滤掉从电源进线端引入的高频干扰。输入级高阻值分压器由精密金属膜电阻 $R_1 \sim R_4$ 构成, 总阻值为 $10\text{M}\Omega$ 。 S 为量程选择开关, 电路共设置 4 个电压挡: 200mV 、 2V 、 20V 、 200V 。 R_5 是限流电阻。 VD_1 、 VD_2 为双向限幅二极管, 起过压保护作用, 为实现快速保护, 宜选用 1N4148 型玻封开关二极管。 C_c 为隔直电容。若沿图中虚线所示方向将第 1 脚与第 8 脚短接, 使 C_c 失效, 选择的的就是 $AC+DC$ 模式, 输出电压为交流真有效值与直流分量之和; 去

掉短路线即为 AC 模式。

(b)图采用 9V 叠层电池供电, R_1 、 R_2 为均衡电阻, 可使 $V_{COM} = E/2 = 4.5V$ 。 C_1 、 C_2 是电源滤波电容。(b)图亦可配高阻值分压器作输入级。

(c)图与(d)图均属于低阻抗输入。前者采用双电源, 后者由 9V 单电源供电, C_1 为高频滤波电容。

§ 3.39 真有效值数字电压表减小交流误差的方法

利用 AD536A 型真有效值/直流转换器, 能够测量直流或交流信号的有效值。对于缓慢变化的直流信号及低频交流信号, AD536A 的输出电压与输入信号的有效值 V_{IN} 完全相符。但对于高频交流信号, AD536A 输出的平均值电压 \bar{V}_O 只能近似等于 V_{IN} 。这是因为在输出电压中包含两项误差, 一项是直流(或平均)误差, 它等于 $(\bar{V}_O - V_{IN})$; 另一项为交流误差, 是由全波整流后的纹波电压所造成的, 如图 3.39.1 所示。

减小交流误差的方法有两种。一种是增大平均电容 C_{AV} 值。因为纹波电压的大小与 C_{AV} 的容量成反比, 所以将 C_{AV} 扩大 10 倍, 纹波电压就降低到原来的 1/10。对于波峰因数较大的被测信号(例如窄脉冲), 平均时间常数至少应等于周期的 10 倍。例如, 100Hz(周期为 10ms)的窄脉冲就需要 100ms 的时间常数, 可取 $C_{AV} = 4\mu F$, 使 $\tau = (25ms/\mu F) \times 4\mu F = 100ms$ 。但是单纯增大 C_{AV} 的容量也有不足之处, 对于输入电压的阶跃变化, 稳定时间会成比例地增加。稳定时间是指输入信号从零增加到规定有效值时, 输出电压的平均误差达到 1% 所需要的时间。相对误差与 C_{AV} 、稳定时间之间的关系曲线如图 3.39.2 所示。图中, C_{AV} 的容量与稳定时间的对应关系是 $115ms/\mu F$ 。当输入信号频率确定之后, C_{AV} 的容量愈大, 相对误差就愈小, 稳定时间也越长, 二者之间存在着矛盾。

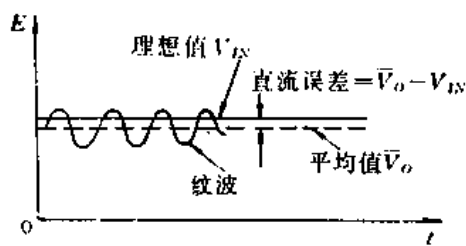


图 3.39.1 包含直流、交流误差的输出波形

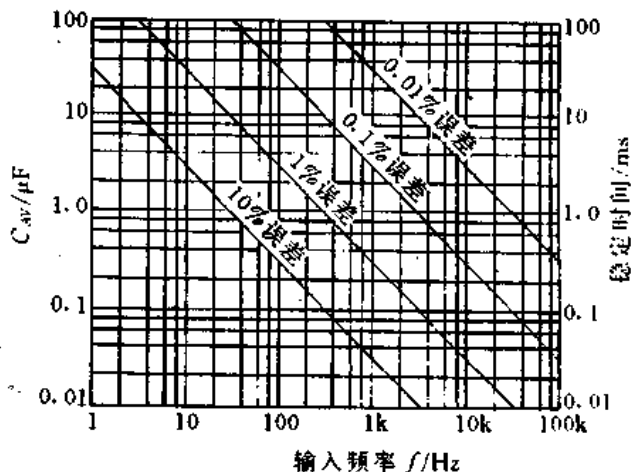


图 3.39.2 相对误差与 C_{AV} 、稳定时间的关系曲线

减小纹波电压的另一种方法是在输出级增加“后置滤波器”。单极型后置滤波器的典型电路如图 3.39.3 所示。 C_1 是滤波电容, 极性为上正下负。AD536A 的 I_{OUT} 端与 $BUF IN$ 端(缓冲器输入端)短接。通常取 $C_1 = 2C_{AV}$, 能有效地滤除纹波。举例说明: 取 $C_{AV} = 1\mu F$ 、 $C_1 = 2.2\mu F$ 时, 可使 60Hz 的输入脉动从读数的 10%, 减小到读数的 0.3%, 而稳定时间仅

增加到原来的 3 倍。

如果不要求增加稳定时间,可选用如图 3.39.4 所示的双极型后置滤波器。该滤波器由 $C_1(2.2\mu\text{F})$ 、 $R(24\text{k}\Omega)$ 、 $C_2(2.2\mu\text{F})$ 所组成(C_1 与 C_2 的极性恰好相反,故称双极型)。

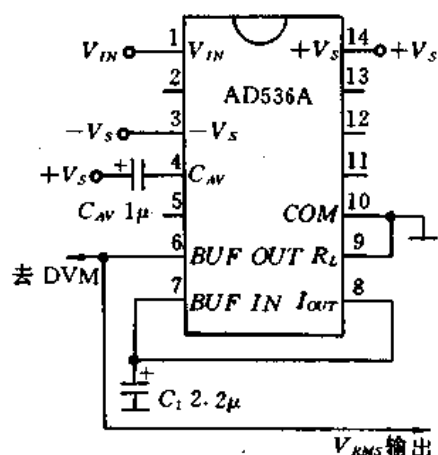


图 3.39.3 单极型后置滤波器

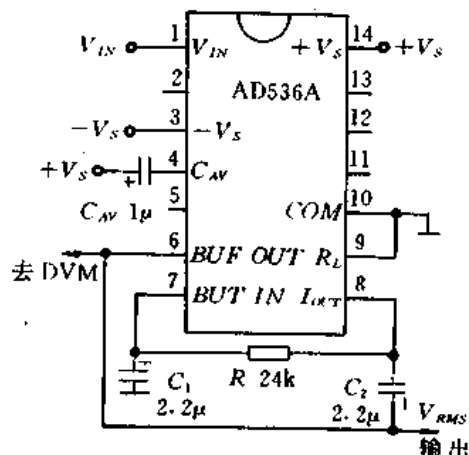


图 3.39.4 双极型后置滤波器

综上所述,利用后置滤波器来减小交流误差是一种较好的方法。

§ 3.40 多量程真有效值数字电压表

由 AD737 构成的 5 量程 $3\frac{1}{2}$ 位真有效值数字电压表的电路如图 3.40.1 所示。5 个 ACV 挡依次为 200mV、2V、20V、200V 和 700V。受量程开关耐压值所限制,最高电压挡规定为 700V(RMS)。该仪表使用 AD737、ICL7136 各一片,后者属于低功耗单片 $3\frac{1}{2}$ 位 A/D 转换器。

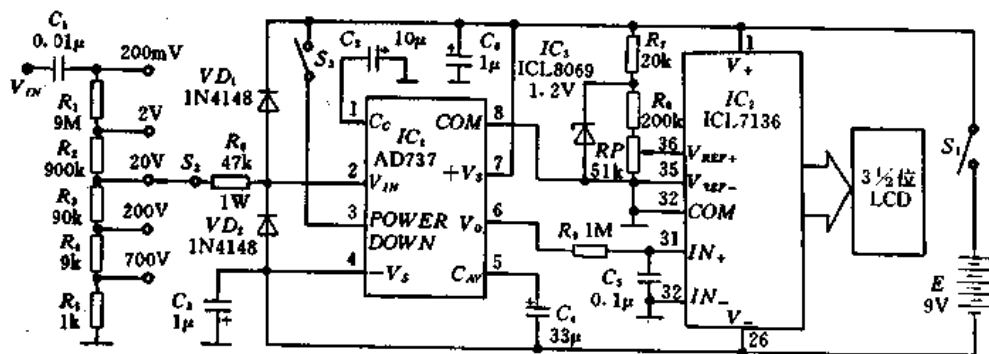


图 3.40.1 5 量程真有效值数字电压表电路

AD737 属于新型单片、低功耗、精密真有效值/直流转换器。其内部主要包括 4 部分：
①输入缓冲器；②全波整流器；③有效值核心单元(RMS CORE)；④偏置电路。其中,有效值核心单元的作用是计算被测电压的真有效值(均方根值)；偏置电路有两个功能：一是在常态下向各单元电路提供合适的偏压,保证各级工作点正常；二是当掉电控制端 POWER DOWN 端接高电平时,芯片进入备用状态,以节省耗电。在备用状态下,静态工作电流从 $160\mu\text{A}$ 降至 $30\mu\text{A}$,这特别适用于采用电池供电的便携式数字电压表和数字万用表。

AD737 在外接耦合电容并选择 AC 模式时,能处理 $\leq 100\mu\text{V}$ 的弱信号,而不必考虑电源电压及环境温度的波动。AD737 的输出端(V_o)与公共地(COM)之间接有 $8\text{k}\Omega$ 的下拉电阻,当 $V_{IN}=0$ 时可保证 $V_o=0$ 。与 AD736 所不同的是,AD737 中没有输出缓冲放大器,因此带负载能力较差,但能同高输入阻抗的 CMOS 单片 A/D 转换器兼容,很容易构成各种真有效值数字仪表。

图 3.40.1 中, C_1 是输入耦合电容,起隔断直流的作用。高阻抗分压器由精密电阻 $R_1 \sim R_5$ 构成,总阻值为 $10\text{M}\Omega$ 。 S_2 为量程转换开关。输入电压 V_{IN} 首先经分压器衰减成 200mV 以下的电压,然后通过限流电阻 R_6 接至 AD737 的高阻抗输入端(第 2 脚)。 VD_1 、 VD_2 为双向限幅保护二极管,选用 1N4148 型硅开关二极管,可将 AD737 的输入电压限定在 $\pm 0.7\text{V}$ 以内。仪表采用 9V 叠层电池供电。 S_1 为电源开关。 C_3 、 C_4 均为电源滤波电容。 C_2 是 AD737 的隔直电容。 C_1 为平均电容,一般可取 $33\mu\text{F}$ 。AD737 的输出电压经过 R_9 、 C_5 滤除纹波后,获得直流电压,加至 ICL7136 的模拟输入端。 R_9 兼作 ICL7136 的限流电阻。为提高测量准确度和改善稳定性,ICL7136 采用外基准,由 ICL8069 提供 1.2V 的基准电压源,再经过 R_8 、 RP 分压后得到基准电压 $V_{REF}=100.0\text{mV}$,此时 A/D 转换器的基本量程也是 200mV 。 RP 宜选用 $51\text{k}\Omega$ 的精密多圈电位器。 R_7 是 ICL8069 的限流电阻。

S_3 为测量/备用状态选择开关。常态下 S_3 断开;若闭合 S_3 ,AD737 就进入备用状态,静态电流仅 $30\mu\text{A}$ 。鉴于 ICL7136 的电源电流为 $100\mu\text{A}$ (典型值),因此整机功耗降为

$$P = (100\mu\text{A} + 30\mu\text{A}) \times 9\text{V} = 1.17\text{mW}$$

使用注意事项:

平均电容 $C_{AV}(C_1)$ 、滤波电容 C_F (图 3.40.1 中是用由 R_9 、 C_5 组成的阻容滤波器来代替 C_F),是 AD737 的关键外围元件。对于不同的波形及信号截止频率,它们的取值亦不同。表 3.40.1 列出在各种情况下 C_{AV} 、 C_F 的典型值。此表也适用于 AD736。

表 3.40.1 在不同波形时的 C_{AV} 、 C_F 取值

应用	输入电压范围 $V_{IN}(\text{RMS})$	下限截止频率 (-3dB) f_L/Hz	最大波峰因数 K_P	$C_{AV}/\mu\text{F}$	$C_F/\mu\text{F}$	稳定时间 t
一般应用, 计算有效值	0~1V	20	5	150	10	360ms
		200	5	15	1	36ms
	0~200mV	20	5	33	10	360ms
		200	5	3.3	1	36ms
特殊应用①, 平均值响应	0~1V	20			33	1.2s
		200			3.3	120ms
	0~200mV	20			33	1.2s
		200			3.3	120ms

(续)

应用	输入电压范围 $V_{IN}(\text{RMS})$	下限截止频率 $(-3\text{dB})f_L/\text{Hz}$	最大波峰因数 K_P	$C_{AV}/\mu\text{F}$	$C_F/\mu\text{F}$	稳定时间 t	
测量晶闸管	0~200mV	50	5	100	33	1.2s	
		60	5	82	27	1.0s	
	0~100mV	50	5	50	33	1.2s	
		60	5	47	27	1.0s	
测量音频	语音	0~200mV	300	3	1.5	0.5	18ms
	乐音	0~100mV	20	10	100	68	2.4s

①此时不接 C_{AV} , AD737 输出为平均值电压 $\overline{V_O}$.

§ 3.41 测量真有效值电平的方法

在电子和通信工程中,经常要测量传输信号的增益或衰减量,比较两个电功率(P_1 、 P_2)或电压(V_1 、 V_2)的大小。若直接按照功率或电压的比值计算,数字往往很大,读起来也不方便。一般要对比值取常用对数,这也符合人耳的特点,因为人耳对音响强度的感觉正好与功率的对数成正比。为此需引入电平的概念。

1. 电平的测量

定义功率电平

$$dB_m = 10 \lg \frac{P_2}{P_1} = 10(\lg P_2 - \lg P_1) \quad (3.41.1)$$

其单位是分贝(dB)。

在同一负载 Z 上进行测量时,其功率与电压的平方成正比,有关系式: $P_1 = V_1^2/Z$, $P_2 = V_2^2/Z$ 。代入式(3.41.1)经整理后就得到电压电平的表达式

$$dB_v = 20 \lg \frac{V_2}{V_1} = 20(\lg V_2 - \lg V_1) \quad (3.41.2)$$

鉴于过去的通信线路大多采用特性阻抗为 600Ω 的架空明线,通信终端设备及测量仪表的输入、输出阻抗也是按 600Ω 而设计的。为比较 P_2 、 P_1 的大小,定义在 600Ω 负载 Z_0 上产生 1mW 的电功率为标准功率 P_0 ,作为零分贝(0dB)。它所对应的电压值是

$$V_0 = \sqrt{P_0 Z_0} = \sqrt{1 \times 10^{-3} \times 600} = 0.775\text{V}$$

因此,测量功率的绝对电平实质上是测交流电压,只是二者的单位不同。

图 3.41.1 示出 dB_m -mW、 dB_v -V 的关系曲线。通常将 dB_v 简称 dB。

需要指出,当被测线路的负载 $Z \neq 600\Omega$ 时,从电平表上读出的并非功率电平,而是电压电平。二者换算公式为

$$dB_m = dB_v + 10 \lg \frac{Z_0}{Z} \quad (3.41.3)$$

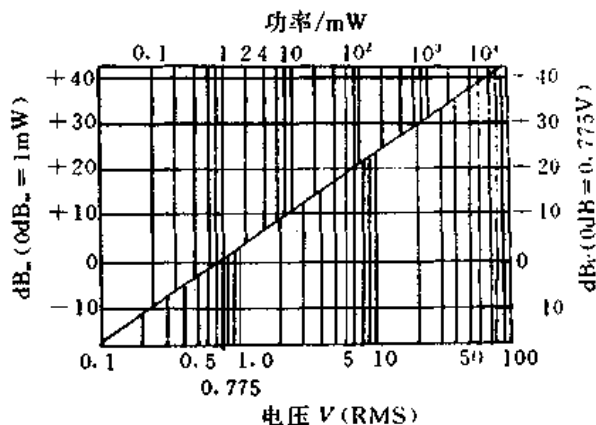


图 3.41.1 dB_m -mW、 dB_V -V 的关系曲线

亦可表示成

$$\text{实际功率电平值} = \text{电平表 dB 读数} + 10 \lg \frac{600}{Z} \quad (3.41.4)$$

公式中最后边一项为修正值,单位是 dB。当 $Z < 600\Omega$ 时修正值为正, $Z > 600\Omega$ 时修正值为负。

传统的模拟式万用表中,有的带 dB 刻度线,专用于测量电平,但其测量误差较大,且刻度呈非线性,也不便于读数。在目前生产的真有效值/直流转换器中,AD536A、AD636、AD637 均可测量电平,只需配以 $3\frac{1}{2}$ 位或 $4\frac{1}{2}$ 位单片 A/D 转换器及显示器,即可构成一块真有效值数字电平表。这类仪表具有准确度高、刻度线性度好、显示直观、低功耗、便于携带等优点,可取代模拟万用表的电平挡或专用模拟式电平表,测量正弦及非正弦电压的电平。

2. 由 AD536A 构成的真有效值数字电平表

(1) 电路工作原理

利用 AD536A 的分贝输出端,可构成真有效值数字电平表,电路如图 3.41.2 所示。图中使用一片 2.5V 基准电压源 AD580J,向 AD536A 的第 5 脚(V_{dB})提供参考电压。 R_1 是零分贝(0dB)调整电位器。 V_{dB} 信号经过缓冲放大器之后从第 6 脚输出。AD741 为外部运算放大器,用以校准分贝刻度,并对分贝输出进行 $+0.33\%/^{\circ}\text{C}$ 的刻度因数补偿,对 V_{dB} 的补偿电压为 $+100\text{mV}/\text{dB}$ 。 R_2 是 dB 刻度因数校准电位器。与此同时,从第 8 脚(I_{OUT})还可获得线性有效值输出电压,其输出阻抗为 $25\text{k}\Omega$ 。在与 DVM 匹配时,可构成真有效值数字电压/电平表,利用开关 S 来选择不同的测试功能(dB 或 V_{RMS})。

(2) 注意事项

图 3.41.2 中的 AD580J 可用 MC1403(国产型号为 5G1403 或 CH1403)代替。AD741 可用 $\mu\text{A}741$ 或国产的 F007 通用型运算放大器代替。

(3) 校准分贝的方法

- ① 输入直流 $+1.00\text{V}$ (或交流 1.00V 有效值)的标准电压。
- ② 调整 R_1 使 $V_{dB} = 0.00\text{V}$,以此作为参考电平 0dB。
- ③ 输入直流 $+0.10\text{V}$ (或交流 0.10V 有效值)的标准电压。

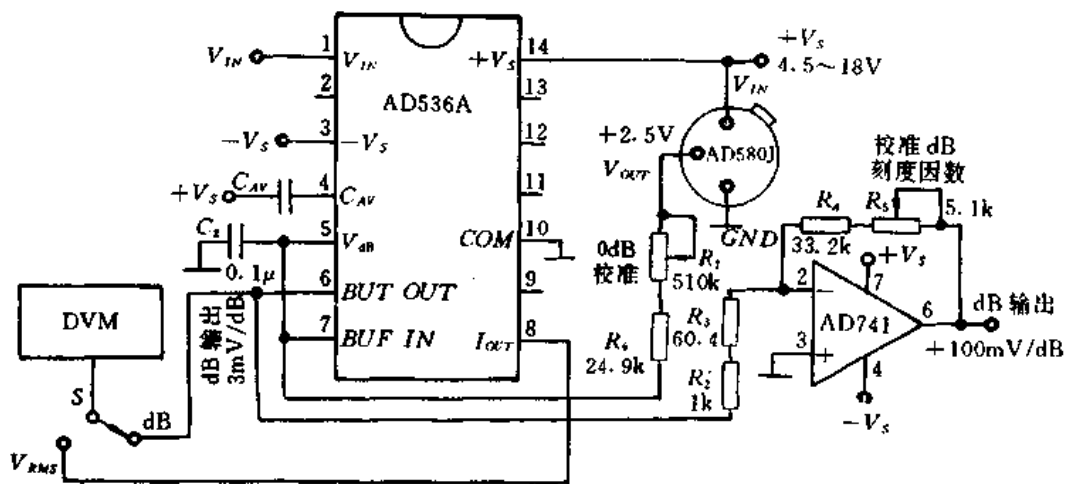


图 3.41.2 由 AD536A 构成的真有效值数字电平表电路

④调整 R_5 , 使 $V_{dB} = -2.00V$ (对应于 $-20dB$)。

欲选择其他参考电平作为 $0dB$, 可通过改变 V_{IN} 并相应调整 R_1 来实现。

3. 由 AD637 构成的真有效值数字电平表

(1) 电路工作原理

AD637 分贝输出的动态范围是 $60dB$ 。由它构成的真有效值数字电平表电路, 如图 3.41.3 所示。由 AD590J 提供 $+2.5V$ 基准电压, R_1 为 $0dB$ 调节电位器。利用 AD707 组成放大器, R_2 是校准 dB 刻度因数的电位器, 从第 6 脚获得具有温度补偿的分贝输出, 送至数字电压表 (DVM) 中。

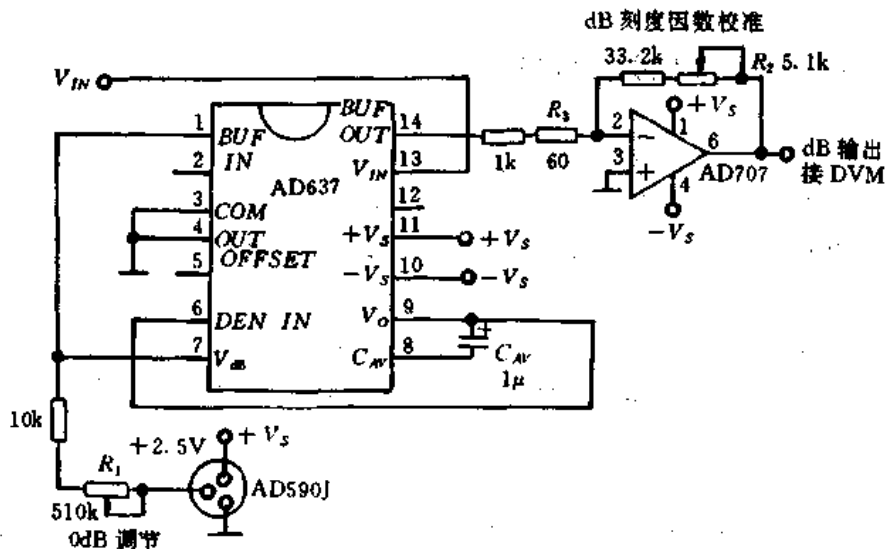


图 3.41.3 由 AD637 构成的真有效值数字电平表电路

(2) 校准分贝的方法

同 AD536A。

§ 3.42 多量程真有效值数字电压/电平表

由 AD636 和 ICL7116 构成的 4 量程 3½ 位真有效值数字电压/电平表的电路如图 3.42.1 所示。该仪表采用 9V 叠层电池供电,具有读数保持(HOLD)功能。4 个电压量程分别是 200mV、2V、20V、200V。测量电平的范围是 0~50dB。

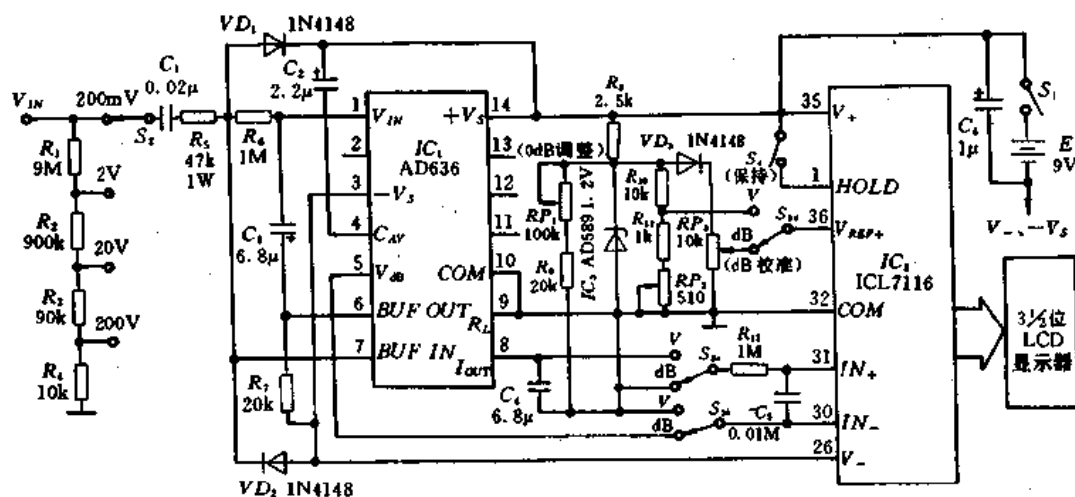


图 3.42.1 4 量程真有效值数字电压/电平表的电路

AD636 是采用激光修正的单片、低电平、精密型真有效值/直流转换器。其满度电压为 200mV,能与绝大多数的 3½ 位~5½ 位单片 A/D 转换器完全兼容。测量电平的范围是 0~+50dB,或者 -50~0dB,动态范围是 50dB。零电平(0dB,即参考电平)是由外部电路提供的电流来设定的,设定范围是 0~-20dB_m,对应于 0.775~0.0775V。在 0dB_m 时的频率上限达 1.2MHz,-50dB_m 时为 10kHz。AD636 具有完善的保护功能,当输入信号超过电源电压时也不会损坏芯片,即使未加电源,输入信号也可存在。

图 3.42.1 中,S₁ 是电源开关,C₂ 为电源滤波电容。S₂ 是量程转换开关,S₃(S_{3a}~S_{3c}}) 是电压/电平(V/dB)选择开关。S₄ 即读数保持开关。由 R₁~R₄ 构成精密分压器,总阻值取 10MΩ。输入信号首先经过分压器衰减成 200mV 以下的电压,再经过 C₁、R₅ 加至 IC₁ (AD636) 中缓冲器 A₁ 的输入端,A₁ 的输出电压又通过 C₃ 耦合到 V_{IN} 端(第 1 脚)。由此组成一个自举输入电路,可改善对宽频带输入信号进行转换的线性度。VD₁、VD₂ 构成双向过压保护电路,C₂ 为平均电容。}

当 S₃ 拨至“V”时,测量真有效值电压。此时 AD636 的公共端、ICL7116 的 COM 端以及 IN₋ 端互相短接呈等电位。由 AD589 提供 1.2V 基准电压源,经 R₁₀、R₁₁、RP₂ 分压后获得 100.0mV 的基准电压,因此 ICL7116 的基本量程定为 200mV。AD636 第 8 脚输出的电压 V₀,经 R₁₂、C₄ 滤波之后,加至 ICL7116 的模拟输入端。最后利用 ICL7116 来驱动 LCD 显示器,显示出被测电压的真有效值。

选择 dB 测量模式时,将 S₃ 拨至“dB”挡。此时将电路作如下改动:①IN₊ 端经过 R₁₂ 接 COM;②IN₋ 端接 AD636 的第 5 脚,从 IN₋ 端输入电平信号 V_{dB};③ICL7116 片内的 2.8V 基准电压源经过 R₈、RP₁、R₉,接至 IN₋ 端,可向 COM-IN 端提供一个补偿电压。上

述电路改动之目的是令 A/D 转换器在测量过程中自动完成减法运算,从 V_{dB} 中扣除 0dB 所对应的电压值(即补偿电压),仪表能直接显示出 dB 值。 RP_1 为 0dB 校准电位器,调整 RP_1 可获取合适的补偿电压。 RP_2 是校准分贝刻度因数的电位器。电路中还串入一只硅开关二极管 VD_3 (1N4148),用以对电平挡的刻度因数进行温度自动补偿,提高仪表的稳定性。仅当 S_1 闭合时,仪表进入保持状态。

该仪表测量电平的范围是 0dB~50dB。若用 AD536A 代替 AD636,则测量范围是 0~60dB。此外,ICL7116 亦可改成 ICL7106、ICL7126、ICL7136,但后面 3 种单片 A/D 转换器均无读数保持功能,应去掉 S_1 。

§ 3.43 单片真有效值/直流转换器的使用技巧

对单片真有效值/直流转换器也可以进行功能扩展,有的还能完成运算功能。下面介绍的几种使用技巧,均有实用价值。

1. 给 AD737 增加测量电平的功能

AD737 本身没有测量电平的功能,但通过外围电路扩展后也可以测量电平,具体电路如图 3.43.1 所示。该电路输出电平的刻度因数为 100mV/dB。从 AD737 的 V_o 端输出真有效值电压,再经过 AD548 和 VT_1 完成对数运算,获得电平输出。晶体管 VT_2 改作二极管使用,起过压保护作用。 R_1 和 R_2 的电阻之和由下式确定:

$$R_1 + R_2 = 10.00 \times \frac{4.3}{V_{0dB}} \quad (4.43.1)$$

式中的单位取欧姆, V_{0dB} 表示 0dB 所对应的电压值。

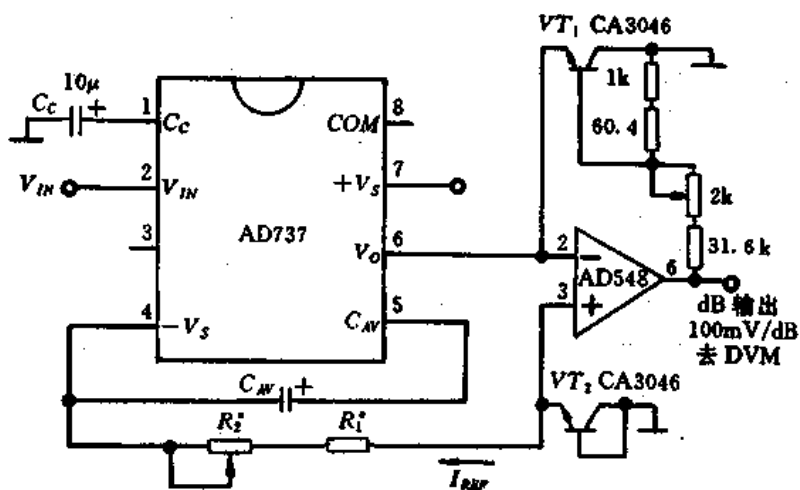


图 3.43.1 利用 AD737 测量电平的电路

2. 利用两片 AD637 完成矢量和运算

利用两片 AD637 (IC_1 、 IC_2) 可完成求矢量和的运算,电路如图 3.43.2 所示。电路中未使用平均电容 C_{AV} ,且 IC_1 与 IC_2 需按图示进行连接,该电路的输出电压为

$$V_o = \sqrt{V_x^2 + V_y^2} \quad (3.43.2)$$

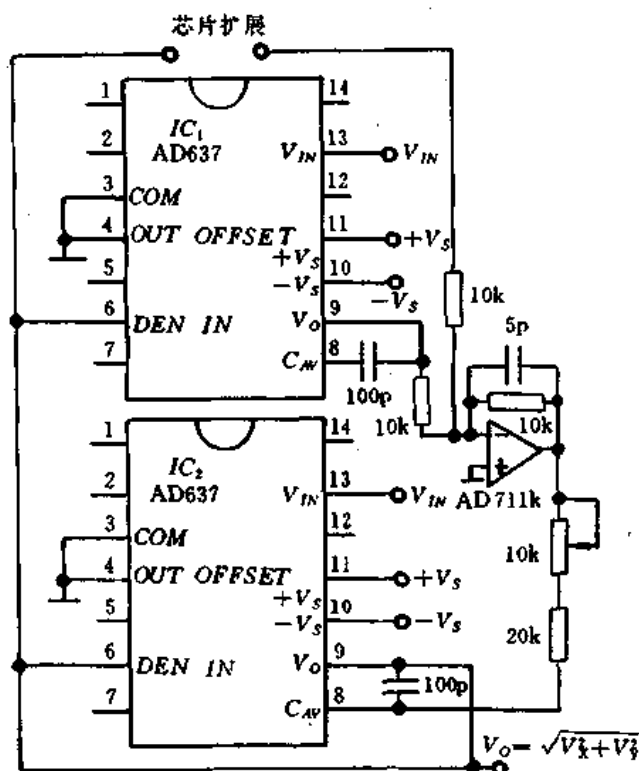


图 3.43.2 求矢量和的电路

调整范围是 10mV~10V, 带宽为 100kHz。

若将 IC_1 和 IC_2 的第 9 脚经过一只 $10k\Omega$ 电阻接到 AD711K 的同相输入端, 并给 IC_1 增加 C_{AV} , 则得到

$$V_O = \sqrt{V_x^2 + V_y^2} \quad (3.43.3)$$

如果 IC_1 、 IC_2 均使用平均电容, 就完成下述运算:

$$V_O = \sqrt{V_x^2 + V_y^2} \quad (3.43.4)$$

图 3.43.2 所示电路还允许进一步扩展芯片的数量, 使用多片 AD637 来完成更复杂的运算。

3. 提高测量准确度的方法

为进一步提高测量准确度, 可以给真有效值/直流转换器增加外部调整电路。以 AD536A 为例, 调整电路如图 3.43.3 所示。 R_1 为刻度因数调整电位器, 调整范围是 0~ -3%。 R_2 是补偿电压调整电位器。利用 R_1 、 R_2 可以消除由于 $\pm 5V$ 双电源并非严格对称而产生的零点误差, 以及芯片内部有源整流器的非线性误差。

电路的调整过程如下:

(1) 把信号输入端对地短路, 调整 R_2 使第 6 脚的输出电压为零。

(2) 将满量程输入电压 V_M 加至 V_{IN} 端, V_M 可以是直流电压, 也可以是一个经过校准的 50Hz 交流信号。然后调整 R_1 使第 6 脚的输出符合下述要求: 当输入 1.000V 直流电压时输出恰为 1.000V; 当输入 $\pm 1.000V_{P-P}$ 的正弦波信号时, 输出为 0.707V 的直流电压。

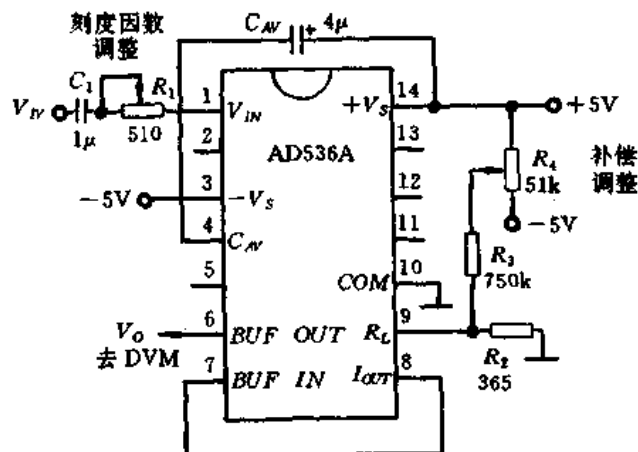


图 3.43.3 调整电路

利用外部调整电路,可使 $TRMS/DC$ 转换器在输入信号的规定范围之内,获得最佳工作性能。

§ 3.44 给 ICL7149 增加 AC/DC 转换器的方法

ICL7149 和 ICL7139 均为美国哈里斯公司生产的 $3\frac{3}{4}$ 位自动量程数字万用表集成电路。这两种芯片将数字万用表的基本功能集于一身,只需配简单的外围电路,即可构成高性价比的数字万用表。二者的管脚排列完全相同,工作原理也大致相同。唯一区别是 ICL7139 内部设置了 AC/DC 转换电路,并且也不需要调整,全部时序控制由芯片内部的控制逻辑来完成;ICL7149 则无此电路,需外接 AC/DC 转换器,外围电路相对复杂些。但 ICL7139 亦有不足之处,其内部 AC/DC 转换器的工作频率范围非常窄,只能测量 50Hz 的工频电压,在使用中有很大的局限性。欲设计频带较宽(例如 0~1000Hz 或 50~1000Hz)的 $3\frac{3}{4}$ 位 DMM 的 ACV 挡,宜选用 ICL7149。下面介绍给 ICL7149 外接 AC/DC 转换电路的方法。

1. 外接平均值 AC/DC 转换器

平均值 AC/DC 转换器的电路如图 3.44.1 所示。电路中采用两片 ICL7652 型低噪声、斩波自稳零式精密运算放大器 IC_2 、 IC_3 。其中, IC_2 和 VD_2 构成线性整流电路, IC_3 与 C_3 组成有源滤波器。硅二极管 VD_1 (1N4005, 1A/600V), 可防止 IC_1 进入饱和状态。由于 IC_2 、 IC_3 均采用反相输入方式,故 VD_2 仅在正半周 ($V_{IN} > 0$) 时导通,完成负压输出的半波整流。 VD_1 兼作保护二极管,仅在负半周 ($V_{IN} < 0$) 时导通,提供泄放回路。 RP (5.1k Ω) 电位器用作满标度调整。电源取自 9V 叠层电池。

2. 外接真有效值 AC/DC 转换器

真有效值 AC/DC 转换器的电路如图 3.44.2 所示。该电路可测 0~400V AC、50~1000Hz 任意波形的真有效值电压。被测电压 V_{IN} 经 R_1 、 R_2 分压后接至 AD736 的高阻抗输入端(第 2 脚)。 C_1 是耦合电容, C_2 为滤波电容。 C_3 (10 μ F) 是平均电容。 RP (5.1k Ω) 为满标度调整电位器。

考虑到 AD736 的满度压降只能是 200mV, 现利用 R_1 、 R_2 构成输入分压器, 分压比为

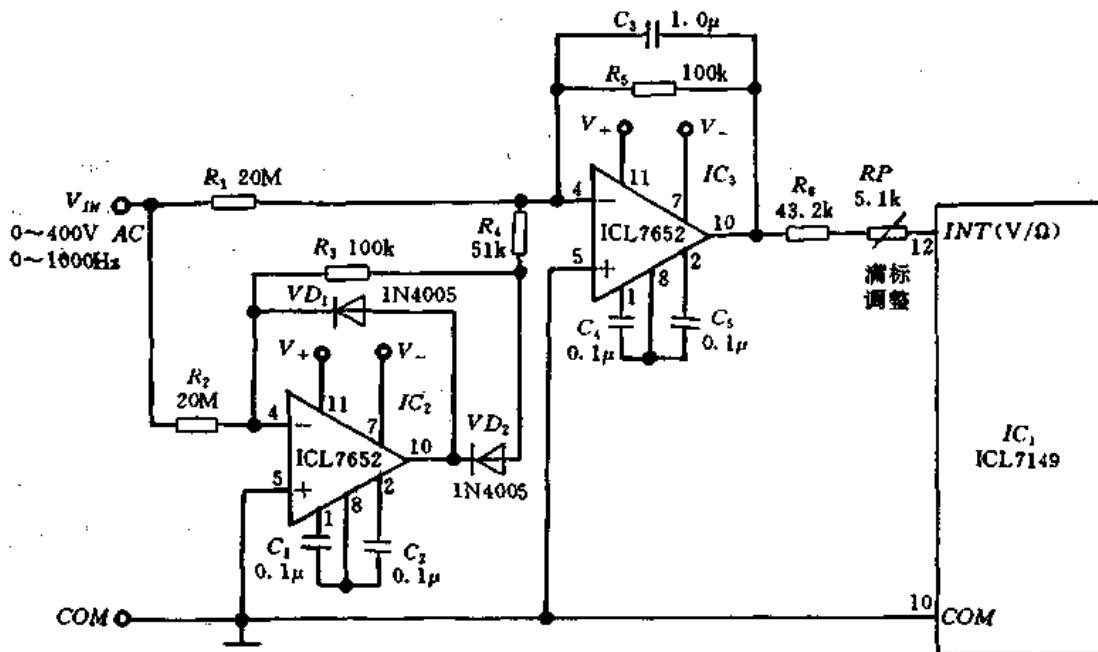


图 3.44.1 平均值 AC/DC 转换器的电路

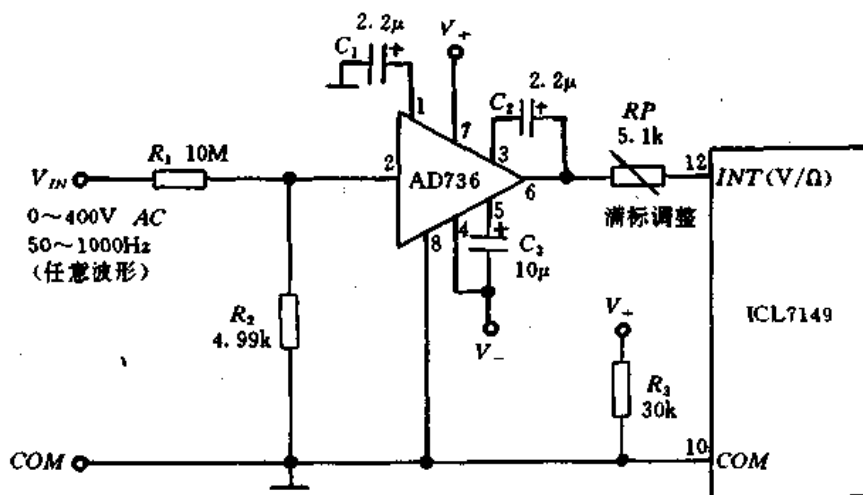


图 3.44.2 真有效值 AC/DC 转换器电路

1/2000, 可将输入的 0~400V 有效值电压衰减成 0~200mV, 作为 AD736 的输入电压。转换后的输出电压送至 ICL7149 的积分器输入端(第 12 脚)。AD736 与 ICL7149 公用一只 9V 叠层电池。

§ 3.45 测量逻辑电平的方法

在检修或调试数字电路、数字化仪表时,经常要测量逻辑电平(高电平或低电平)。下面介绍利用 TSC820 测量逻辑电平的方法。

TSC820 是美国泰利达公司生产的带频率计数器和逻辑测试电路的多功能、低成本

3¼位 A/D 转换器。该芯片设有逻辑电平测试功能选择端 (LOGIC)、高电平输入端 (DPI/HI) 和低电平输入端 (DPO/LO), 只需增加逻辑检测电路, 即可测量逻辑电平。逻辑阈值电压 (高、低电平的界限值) 由外围电路设定。例如规定低于 1.9V 为低电平, 高于 1.9V 则为高电平, 这对于 TTL 电路、CMOS 电路均适用。利用逻辑电平测试功能可代替逻辑测试笔, 快速判断数字仪器仪表在工作时的高低电平, 而不需要读出具体的电压值。液晶显示器上逻辑电平的标志符有两种: “HIGH (或▲)” 表示高电平, “LOW (或▼)” 则表示低电平, 观察时一目了然。

逻辑电平测量原理如图 3.45.1 所示。当 LOGIC 端接高电平 (V_+) 时, TSC820 可作为逻辑测试笔使用。此时双功能输入端分别为高、低电平的输入端。图 3.45.1 中, F 是反相器。当 $V_{IN}=1$ (高电平) 时, $DPI/HI=1, DPO/LO=0$, 通过内部驱动器使 LCD 上显示 “HIGH” 标志符, 与此同时显示出超量程符号 “OL”, 小数点均消隐。当 $V_{IN}=0$ (低电平) 时, $DPI/HI=0, DPO/LO=1$, LCD 显示出 “LOW” 标志符, 并由蜂鸣器发出 5kHz 的声音。

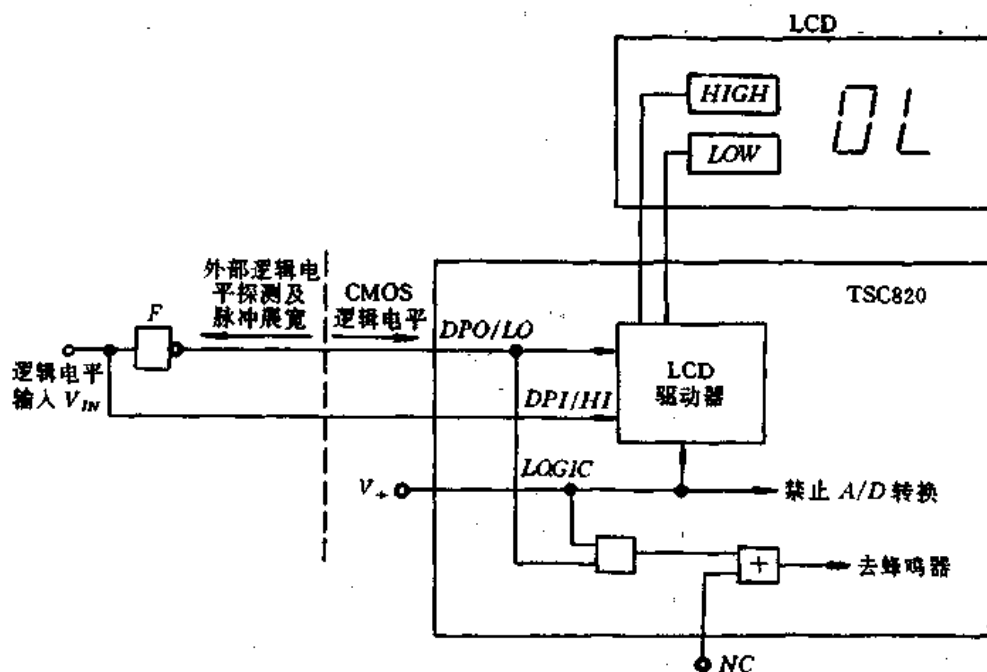


图 3.45.1 逻辑电平测量原理

一个实用的逻辑电平测试电路如图 3.45.2 所示。 $Z_1、Z_2$ 合用一片高速 CMOS 六施密特触发器 74HC14 (现仅用其中的两个触发器)。高、低电平的阈值电压 (亦称门限电压), 取决于 74HC14, 大约为 1.9V。因此可规定 $V_{IN} > 1.9V$ 为高电平 $V_H, V_{IN} < 1.9V$ 为低电平 V_L 。由图可见, V_{IN} 经 Z_1 反相后接 DPO/LO 端, 还经过 Z_2 第二次反相后接至 DPI/HI 端, 所以加到 $DPI/HI、DPO/LO$ 端的电平正好相反。

注意事项:

若选用国产 JH220 型液晶显示器, 则用 “▲”、“▼” 分别表示高、低电平 (参见图 3.8.1 中的 ×1 和 ×3 段)。

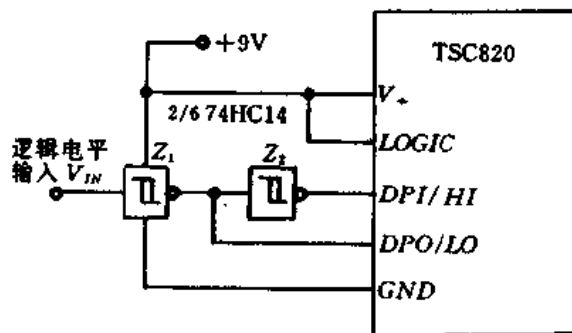


图 3.45.2 逻辑电平测试电路

§ 3.46 交流/直流测量功能自动转换电路

普通数字万用表必须靠手动操作,才能完成交流/直流(AC/DC)转换,例如从 ACV 挡转入 DCV 挡,或由 DCV 挡→ACV 挡。若采用日本无线电公司(JRC)生产的 NJU9207 型单片 3½ 位自动量程 DMM 芯片,再配以辅助电路,即可给数字万用表增加 AC/DC 自动转换功能,使操作更为简便。

NJU9207 在测量 DCV 或 ACV 时,功能设置端 $FC_2 \sim FC_4$ 的状态完全相同,均为高电平。由于这几端在芯片内部分别接有上拉电阻,因而它们在开路时就呈高电平。二者唯一区别就反映在 FC_1 端的电平上,测量 DCV 时 $FC_1 = 1$ (高电平),测 ACV 时变成 $FC_1 = 0$ (低电平)。假若对被测电压进行变换,获得控制信号 V_K ,再用它去控制 FC_1 端的输入电平,即可实现 AC/DC 测量功能的自动转换,这就是本电路的设计思想。对于 DAC 挡、ACA 挡,只需通过量程开关将 FC_2 端接低电平,其余情况同上。

AC/DC 自动转换电路如图 3.46.1 所示,仅需使用一片 TL062 型双运放 IC_2 (IC_{2a} 、 IC_{2b})。该电路共分 4 部分:①取样电路;②电压放大器;③隔直电路;④负压整流电路。下面介绍其工作原理。

取样电路由分压电阻 R_1 、 R_2 构成,其分压比 $R_2 / (R_1 + R_2) = 1/11$ 。输入电压 V_{IN} 被衰减后,得到取样电压 V'_{IN} 。当输入交流电压时, V'_{IN} 由 IC_{2a} 进行电压放大后,经 C_1 耦合到 IC_{2b} 。 IC_{2b} 与二极管 VD 组成负压整流电路。仅当 IC_{2b} 的第 7 脚输出为负压时 VD 才导通。整流器输出的负向脉动直流电压通过 C_2 滤掉纹波,便得到直流控制电压 $V_K = 0$ (低电平),迫使 $FC_1 = 0$,仪表进入交流电压测量模式。图中的 R_5 、 R_7 均为运放的负反馈电阻。 C_2 是频率补偿电容。

假如输入为直流电压,就被 C_1 隔断,此时整流器输出端呈开路状态,靠内部上拉电阻使 $FC_1 = 1$,仪表自动转入直流电压测量模式。

由于 AC/DC 功能的转换完全靠电信号来控制,因此转换时间极短,还省去了手动操作。实际应用时,上述电路应与功能开关协调动作,以确保数字万用表的全部测量功能都能实现。

图 3.46.1 中的 TL062 亦可用 LM324 型四运放来代替(仅用其中的两个运放)。

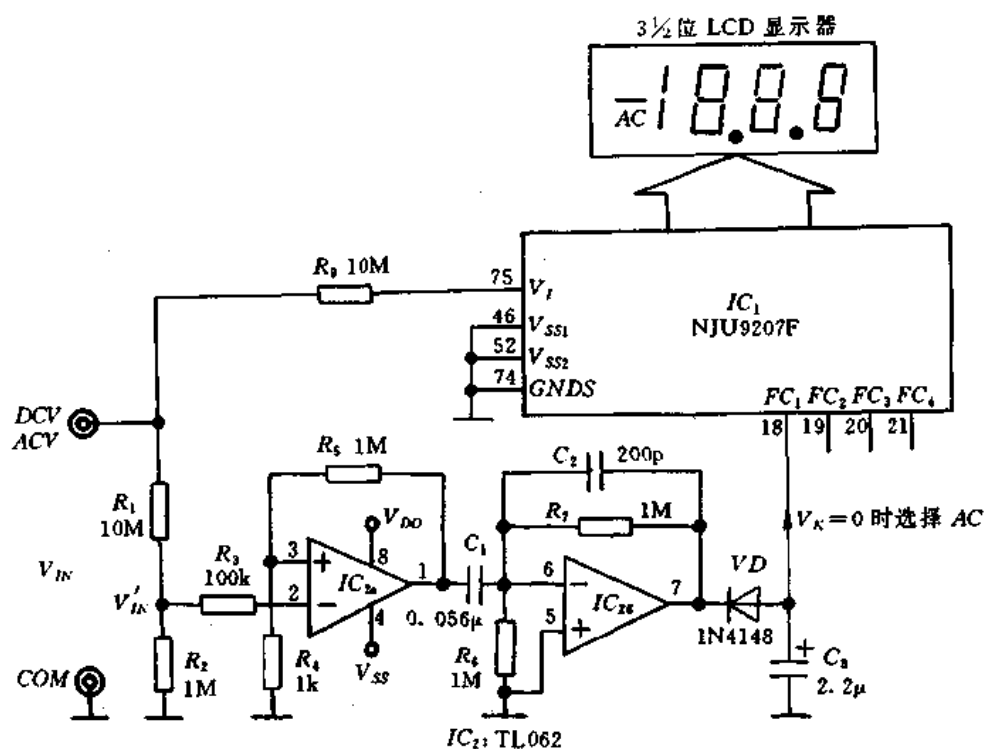


图 3.46.1 AC/DC 自动转换电路

§ 3.47 测量低阻的方法

3 1/2 位、4 1/2 位数字万用表普遍采用比例法测量电阻。但其最低电阻挡一般设计成 200Ω 挡,分辨力是 0.1Ω,无法精确测量 0.01~19.99Ω 的低阻。利用专门设计的 20Ω 低电阻挡能够测量上述低阻,且分辨力达 0.01Ω,适于检查电机线圈、变压器绕组的短路或局部短路,在一定条件下还可代替接地电阻测量仪。

欲设计 20Ω 电阻挡,必须消除引线电阻产生的测量误差。这是因为引线电阻的存在会增大低电阻挡的测量误差,甚至导致测量失败。例如当被测电阻 $R_x = 0.05\Omega$ 时,0.02Ω 的引线电阻将产生 +40% 的测量误差。

设标准电阻 R_0 的引线电阻为 r_0 ,被测电阻 R_x 的引线电阻为 r_i , r_i 为两根表笔线的电阻与仪表内部输入引线电阻之和,参见图 3.47.1。其中, r_i 引起的系统误差可采用短路表笔的方法加以修正。假定测量显示值为 R'_x ,而将表笔短路时显示值 $N_1 = r_i$,则被测电阻的实际值为

$$R_x = R'_x - r_i \quad (3.47.1)$$

因此,设计低电阻挡的关键问题就是要消除 r_0 的影响。现采用在标准电阻 R_0 (10Ω) 上并联电阻的方法加以消除。其测量原理分析如下:

暂不考虑 r_0 的存在,则显示整数值为

$$N = 1000 \times \frac{R_x + r_i}{R_0} \quad (3.47.2)$$

再把 r_0 考虑进去, 实际显示值应为

$$N' = 1000 \times \frac{R_x + r_i}{R_0 + r_0} \quad (3.47.3)$$

测量结果的相对误差为

$$\gamma = \frac{N' - N}{N} = -\frac{r_0}{R_0 + r_0} \approx -\frac{r_0}{R_0} \quad (3.47.4)$$

通常 $R_0 \gg r_0$, 式(3.47.4)中的负号表示测量值低于实际值。

若在 R_0 上并联合适阻值的电阻 R , 使

$$\frac{R_0 R}{R_0 + R} + r_0 = R_0 \quad (3.47.5)$$

从中解出 R

$$R = \frac{R_0(R_0 - r_0)}{r_0} \quad (3.47.6)$$

只要按照式(3.47.6)选取 R 的阻值, 再与 R_x 并联, 就能消除 r_0 引起的误差。这时

$$N' = 1000 \times \frac{R_x + r_i}{\frac{R_0 R}{R_0 + R} + R_0} = 1000 \times \frac{R_x + r_i}{R_0} = N$$

因此, 相对误差 $\gamma = 0$ 。

注意事项:

为提高 20Ω 低阻挡的测量准确度, 应适当提高测试电压, 并减小限流电阻的阻值以增大测试电流。图 3.47.1 中, 由 ICL7106 输出的 $+2.8V$ 基准电压源 E_0 , 经过限流电阻 R_1 (680Ω), 使硅二极管 VD_1 、 VD_2 ($1N4148 \times 2$) 正向导通, 可获得约 $1.3V$ 的测试电压。以 A 、 B 两点间的电压作为基准电压, B 、 C 之间的电压作为输入电压 V_{IN} 。

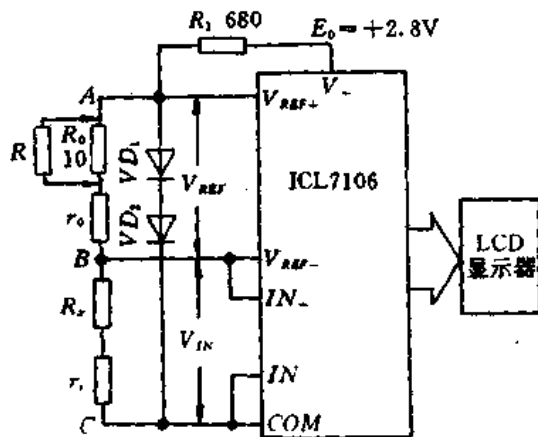


图 3.47.1 引线电阻对测量的影响

§ 3.48 测量在线电阻的方法

某些单片数字万用表集成电路(例如 TSC815、TSC818A), 具有常规测量电阻(Ω)和低功率测量在线电阻($LO\Omega$)两种功能。以 TSC818A 为例, 在 $LO\Omega$ 模式下, 测试电压(亦称电阻挡的开路电压)仅 $0.32V$, 远低于被测线路中硅二极管或硅晶体管 PN 结的导通电压 V_F (约 $0.65 \sim 0.7V$), 所以在测量过程中硅管不会导通, 对线路中的其他元器件无分流作用。这表明, 选择低功率测量模式可对电路中的电阻值进行在线测量, 而不必考虑硅二极管或硅晶体管的影响。

单片 $3\frac{1}{2}$ 位或 $4\frac{1}{2}$ 位 A/D 转换器采用比例法测量电阻, 若在此基础上增加 $LO\Omega$ 挡, 提供 $0.2 \sim 0.35V$ 的测试电压, 即可实现在线电阻的测量。具体电路如图 3.48.1 所示。图

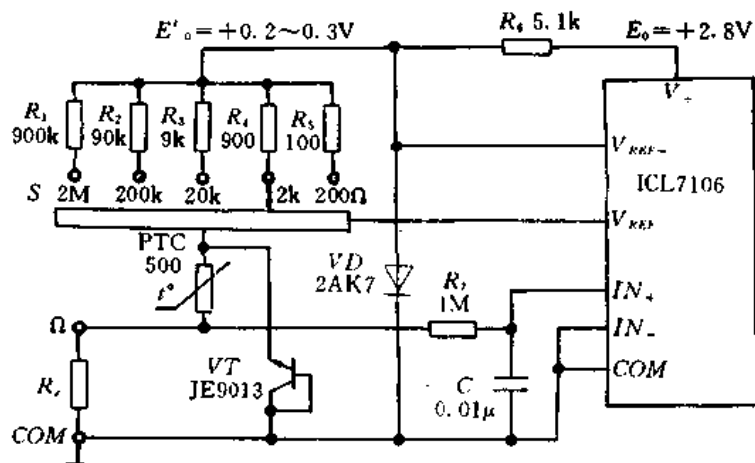


图 3.48.1 用低功率挡测量在线电阻

中, $R_1 \sim R_5$ 为标准电阻, R_x 为被测电阻。正温度系数热敏电阻 PTC 与晶体管 VT 构成保护电路。5 个电阻挡依次为 $200\Omega, 2k\Omega, 20k\Omega, 200k\Omega, 2M\Omega$ 。这里选用 $2AK7$ 型锗开关二极管 VD , 可提供 $0.2 \sim 0.3V$ 的测试电压。鉴于目前国内普遍使用硅管, 锗管极为少见, 而硅管在 $0.2 \sim 0.35V$ 电压下仍截止, 因此该电路适合测量在线电阻。

注意事项:

低功率电阻挡的测试电压很低, 为保证准确度指标, 一般不再设计 20Ω 低阻挡及 $20M\Omega$ 高阻挡。

§ 3.49 测量高阻的方法

采用比例法只适宜测量 $20M\Omega$ 以下的电阻。这是因为当 $R_x > 20M\Omega$ 时, 随着仪表输入电阻的提高, 从模拟输入端很容易引入外界干扰信号, 使仪表严重跳数而无法测量。况且即使不考虑干扰问题, 用比例法测高阻时也需要等待较长时间读数才能趋于稳定, 从而使测量时间大大延长。因此欲增设 $200M\Omega$ 高阻挡, 必须突破电阻测量电路的传统设计方案。

1. $200M\Omega$ 高阻挡的测量原理

$200M\Omega$ 高阻挡的实际电路如图 3.49.1 所示。其设计思想是将被测电阻 R_x 与基准电压的电路相串联, 使基准电压 V_{REF} 值随 R_x 而变化; $ICL7106$ 的输入端则接一固定电压 V_{IN} 。因此, 从 R_x 上引入的干扰信号不会加到模拟输入端, 从而避免了仪表跳数现象。由图 3.49.1 可见, $2.8V$ 基准电压源 E_0 经过 R_1 、 $PTC(R_t)$ 和 R_x 之后接模拟地, 并且以 R_1 上的压降作为基准电压, 有公式

$$V_{REF} = \frac{R_1}{R_1 + R_t + R_x} \cdot E_0 \quad (3.49.1)$$

通常 R_x 的阻值很高, $R_x \gg R_1 + R_t$, 上式可化简成

$$V_{REF} = \frac{R_1}{R_x} \cdot E_0 \quad (3.49.2)$$

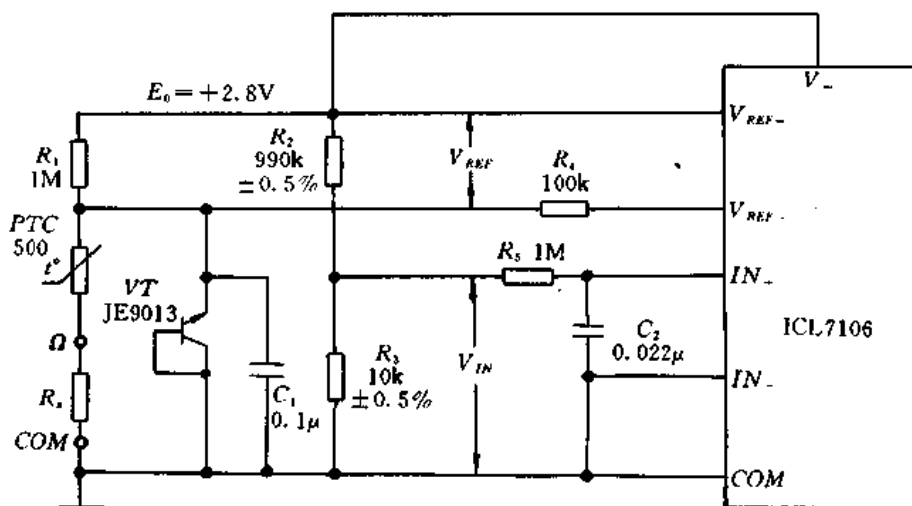


图 3.49.1 200MΩ 高阻挡的电路

另一方面,由 R_2 和 R_3 组成固定式分压器,以 R_3 上的压降作为 ICL7106 的输入电压 V_{IN} ,其表达式为

$$V_{IN} = \frac{R_3}{R_2 + R_3} \cdot E_0 \quad (3.49.3)$$

若把 $R_3=10\text{k}\Omega$, $R_2=990\text{k}\Omega$, $E_0=+2.8\text{V}$ 一并代入式(3.49.3)中,就得到 $V_{IN}=0.01E_0=0.01 \times 2.8\text{V}=28\text{mV}$ 。将式(3.49.2)除以式(3.49.3),整理后得到

$$\frac{V_{REF}}{V_{IN}} = \frac{R_1(R_2 + R_3)}{R_2 R_3}$$

从中解出

$$R_x = \frac{R_1(R_2 + R_3)}{R_3} \cdot \frac{V_{IN}}{V_{REF}} \quad (3.49.4)$$

再把 R_1, R_2, R_3 之值代入式(3.49.4)中得到

$$R_x = \frac{1\text{M} \times (990\text{k} + 10\text{k})}{10\text{k}} \cdot \frac{V_{IN}}{V_{REF}} = 100\text{M}\Omega \times \frac{V_{IN}}{V_{REF}} \quad (3.49.5)$$

式(3.49.5)就是 200MΩ 高阻挡的测量原理,下面通过两个例子加以说明。

例 1:当 $V_{REF}=V_{IN}$ 时,根据 ICL7106 的比例读数特性,仪表显示值应为 1000,称之为比例读数。若将 $V_{REF}=V_{IN}$ 代入式(3.49.5)中则得到 $R_x=100\text{M}\Omega$ 。因此只要把小数点定在十位上,显示值即为 100.0MΩ。

例 2:满量程时 $R_x=200\text{M}\Omega$,此时 $V_{REF}=V_{IN}/2=28\text{mV}/2=14\text{mV}$ 。因 V_{REF} 减小一半,就相当于输入电压提高一倍,故仪表溢出。因此该挡只能测量 200MΩ 以下的高阻。

下面分析该挡的零点误差。当 $R_x=0$ 时,因为在常温下 $R_1 \gg \text{PTC}$,故 $V_{REF}=E_0$,而 $V_{IN}=0.01E_0$,代入式(3.49.5)中得到 $R_x=1\text{M}\Omega$ 。鉴于 200MΩ 挡的最大显示值为 199.9MΩ,所以 1MΩ 的电阻值就折合 10 个字。这表明对 3½位数字万用表而言,该挡存在 10 个字的固有零点误差。需将测量值减去 1MΩ 才是实际电阻值。

2. 测量数据

200MΩ 挡的实测数据见表 3.49.1。

表 3.49.1 测量数据及误差

$R_x/M\Omega$	V_{REF}/V	V_{IN}/mV	显示值/ $M\Omega$	实际值/ $M\Omega$	测量误差/%	备注
0	2.87	29.3	1	0	—	零点读数为 1MΩ,实际值 等于显示值 减去 1MΩ
12.01	0.20	29.3	13.1	12.1	+0.7	
24.29	102.8mV	29.3	25.6	24.6	+1.3	
36.30	68.1mV	29.3	37.6	37.6	+0.8	

3. 使用注意事项

200MΩ 挡属于扩展挡,其准确度指标低于 200Ω~20MΩ 的常规电阻挡。影响该挡准确度的因素较多,主要可归纳成以下几种:

第一,当 R_x 的阻值较低时, $R_x \gg R_1 + PTC$ 之条件不再成立,应对式(3.49.2)进行修正。

第二,对于 3½ 位数字万用表,该挡存在 10 个字的固有零点误差。对 4½ 位数字万用表而言,1MΩ 折合 100 个字,就存在 100 个字的零点误差。

第三,分压电阻 R_2 、 R_3 存在阻值误差。若选误差为 γ 的电阻 R_2 (990kΩ)和 R_3 (10kΩ),则 E_0 经过分压后得到的 V_{IN} 值(图 3.49.1)也存在相同的误差 γ ,此项误差最终反映到显示值上。为减小分压器的误差, R_2 和 R_3 宜选用误差为 ±0.5% 的 1/4W 精密金属膜电阻。这样 200MΩ 挡的总误差可达: ±(5%RDG+10 字)(对于 3½ 位 DMM); ±5%[(RDG-100 字)+10 字](4½ 位 DMM)。RDG 为读数值。

图 3.49.1 中,由 PTC 元件和晶体管 VT(JE9013)构成保护电路, C_1 是消噪电容, R_4 、 R_5 均为限流电阻, R_5 还与 C_2 组成高频滤波器。

§ 3.50 测量电阻比值的方法

在进行电阻分选、预选和电阻比对时,经常需要精确测量两个电阻的比值和相对误差。利用下述电路可以实现上述测量功能。

1. 测量电阻比

测量电阻 R_2 与 R_1 的比值 R_2/R_1 ,可采用如图 3.50.1 所示电路。本电路的主要特点是:①使用 ICL7107 型 3½ 位 A/D 转换器,配共阳极 LED 显示器,仪表由 ±5V 双电源供电;②用外部参考电阻 R_1 代替标准电阻,被比较的电阻接在“ R_1/R_2 ”插孔与 COM 插孔之间;③小数点 DP_3 经过限流电阻 R_3 (200Ω)接 GND,使千位小数点总亮。

根据比例法测量电阻的原理,显示值应为

$$N = 1.000 \times \frac{R_2}{R_1} \quad (3.50.1)$$

N 即 R_2 与 R_1 的比值。此时 R_2 、 R_1 的取值范围是 10.00Ω~20MΩ。小于 10.00Ω 时,将使 A/D 转换器内部 +2.8V 基准电压源的负载过重,稳压性能变差,大于 20MΩ 则容易从输

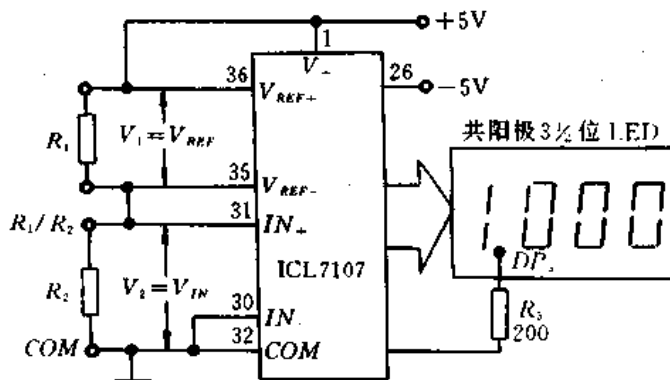


图 3.50.1 测量电阻比的电路

入端引入干扰。测量电阻比的范围是 $R_2/R_1=0.001\sim 1.999$ 。

当 $R_2 \geq R_1$ 时仪表溢出,此时可调换 R_2 与 R_1 的位置,首先测出 R_1/R_2 值,测量范围仍是 $0.01\sim 1.999$ 。再取倒数求出 R_2/R_1 。因此,采用间接法可测出 $R_2/R_1=0.5\sim 1000$ 。

2. 测量相对误差

对于标称值相同的两只电阻,其相对误差的表达式为

$$\delta = \frac{R_2 - R_1}{R_1} \times 100\% = \left(\frac{R_2}{R_1} - 1 \right) \times 100\% \quad (3.50.2)$$

因此,将测量电阻比值的显示值减去 1 并且用百分数表示,就是被测电阻 R_2 相对于参考电阻 R_1 的相对误差 δ , δ 一般在 $\pm 0.1\sim \pm 20\%$ 之间。具体讲,精密电阻的准确度等级有 001、002、005、01、02 级,它们的误差分别为 $\pm 0.1\%$ 、 $\pm 0.2\%$ 、 $\pm 0.5\%$ 、 $\pm 1\%$ 、 $\pm 2\%$ 。普通电阻分 I、II、III 级,分别对应于 E24、E12、E6 系列,误差依次为 $\pm 5\%$ 、 $\pm 10\%$ 、 $\pm 20\%$ 。

若要测量 10Ω 以下低阻的电阻比值以及相对误差,则应在 R_1 、 R_2 之间串入 500Ω 的正温度系数热敏电阻,利用 PTC 元件限制测试电流的大小兼起保护作用。

§ 3.51 测量电导的方法

采用比例法测量电阻,只能测 $20M\Omega$ 以下的电阻。这是因为要设计 $20M\Omega$ 以上的电阻挡,势必增大仪表的输入电阻,极易引入外界电磁场的干扰,造成低位(个位、乃至十位、百位)跳数,甚至使测量无法进行。即使利用 § 3.49 中介绍的电路,也只能测到 $200M\Omega$,并且准确度指标会下降。利用电导法间接测量高阻及超高阻,是一种简便易行、比较理想的方案。

1. 测量电导的原理

要在大幅度扩展高阻测量范围的同时又避免外界干扰,必须突破单片 A/D 转换器的传统使用方法,使之在完成 A/D 转换的同时还自动做倒数运算,由仪表显示出被测电阻的电导值 G_x (单位是西门子, $1S=1/\Omega$):

$$G_x = \frac{1}{R_x} \quad (3.51.1)$$

最后再推算出 R_x 值。为此应把仪表的输入电压 V_{IN} 与基准电压 V_{REF} 交换位置, 即把 R_x 与 R_0 的位置对调, 电路如图 3.51.1 所示。若取 $R_0=1\text{M}\Omega=10^6\Omega$, 当被测电阻 $R_x=10^6\Omega$ 时, $V_{IN}=V_{REF}$, 仪表应显示 1000, 即 $G_x=1/R_x=10^{-6}\text{S}=1\mu\text{S}$ 。此时电导挡满量程为 $2\mu\text{S}$, 分辨力是 1nS , 对应的电阻值范围是 $0.5\text{M}\Omega\sim 1000\text{M}\Omega$ 。假如取 $R_0=10\text{M}\Omega=10^7\Omega$, 同理可推算出该电导挡满量程为 200nS , 分辨力达 0.1nS , 对应的电阻值范围是 $5\text{M}\Omega\sim 10000\text{M}\Omega$ 。上述两个电导挡的电导值与电阻值对应关系见图 3.51.2 和表 3.51.1。

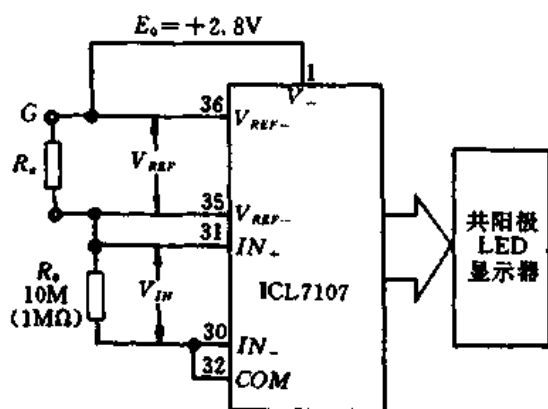


图 3.51.1 测量电导的原理

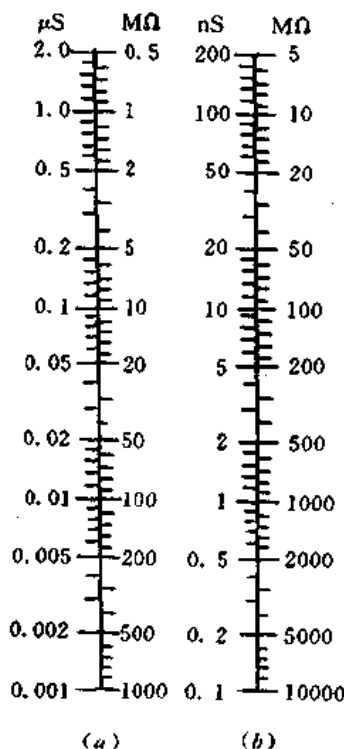


图 3.51.2 电导与电阻值的对应关系
(a) $2\mu\text{S}$ 电导挡; (b) 200nS 电导挡。

表 3.51.1 G_x-R_x 对应关系

电导 $G_x/1\times 10^{-10}\text{S}$	1999	1000	200	100	20	10	2	1
电阻 $R_x/\text{M}\Omega$	$5^{\text{①}}$	10	50	100	500	1000	5000	10000
①准确值为 $5.0025\text{M}\Omega$								

采用电导法测量超高阻的主要优点如下:

(1)在不改变标准电阻 R_0 阻值、仅改变其位置的情况下,能把原电阻挡量程扩大 500 倍。利用 $R_0=10\text{M}\Omega$ 标准电阻而设计的电阻挡,量程仅为 $20\text{M}\Omega$, 而设计成的电导挡量程高达 $1\times 10^{-10}\text{S}$ (折合电阻值为 $10000\text{M}\Omega$), 这意味着量程扩大了 500 倍。该项指标是普通数字欧姆表所无法达到的。

(2)抗干扰能力强,显示稳定。因仪表的输入电阻就是标准电阻 R_0 , 而 R_0 又装在机壳内,故不易引入外界干扰;况且此时 R_0 取 $10\text{M}\Omega$, 并未超过 $20\text{M}\Omega$ 。被测电阻 R_x 则接在 V_{REF+} 、 V_{REF-} 两端,即使由此处引入外界干扰,也加不到 A/D 转换器的模拟输入端 (IN_+ 、

IN_-),因此在测高阻或超高阻时不易发生跳数现象。

(3)测试电压低,测量绝缘电阻或漏电阻时不会损坏被测元器件。图 3.51.1 中选用 ICL7107 配共阳极 LED,亦可选用 ICL7106 配 LCD 显示器。利用芯片内部的 +2.8V 基准电压源 E_0 提供测试电压。若增加限流电阻和一只硅二极管,还可将测试电压降到 0.65V。

(4)若需保留测量电阻的功能,可增加一只双刀双掷开关,通过切换 R_0 与 R_x 的位置来选择电阻挡(R)或电导挡(G)。

2. 由 ICL7129 构成的数字电导表

ICL7129 属于 $4\frac{1}{2}$ 位 A/D 转换器,由它构成的数字电导表电路如图 3.51.3 所示。与上述方法相比,该电路具有四个优点:第一,不需要改变 R_x 与 R_0 的位置,可省去转换开关;第二,能直接在 200mV 基本表或 200mVDC 挡的基础上扩展成电导挡;第三,对于 $3\frac{1}{2}$ 位、 $4\frac{1}{2}$ 位单片 A/D 转换器均适用;第四,测量准确度可达 $\pm 1\%$ 。该仪表可间接测量高阻或超高阻,分辨力为 0.1nS,测量范围是 0.1nS(对应于 10000M Ω)~100.0nS(对应于 10M Ω)。

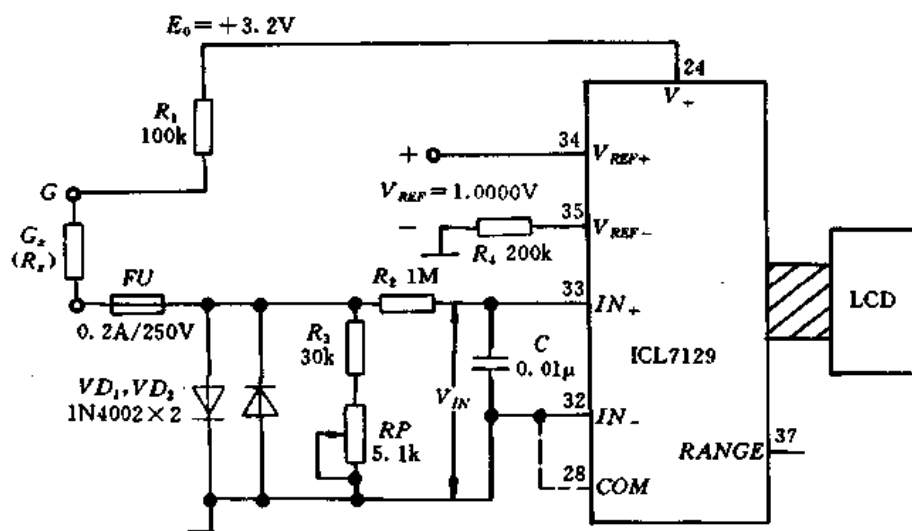


图 3.51.3 数字电导表的电路

图 3.51.3 中的 R_3 和 RP 均为取样电阻,它们与被测电阻 R_x 相串联。ICL7129 输出的 +3.2V 基准电压源 E_0 经过 R_1 向 R_x 提供测试电压。此时基准电压选 1.0000V,并将 ICL7129 的 $RANGE$ 端(第 37 脚)开路,因此基本量程 $V_M=200mV$ 。因为 (R_3+RP) 与 R_x 构成分压器,所以被测电阻值愈大(即电导值愈小),在 (R_3+RP) 上的压降就愈低。令测试电流为 I ,仪表输入电压由下式确定:

$$V_{IN} = I(R_3 + RP) = \frac{R_3 + RP}{R_1 + R_x + R_3 + RP} \cdot E_0 \quad (3.51.2)$$

式中的 $RP(5.1k\Omega)$ 为电导表的校准电位器,利用它可适当调整 V_{IN} 的大小。下面通过两个实例来分析该电导表的设计原理。

设被测电阻 $R_x = 10M\Omega$ (即 $G_x = 100.0nS$)。现取 $R_1 = 100k\Omega, R_3 = 30k\Omega, E_0 = +3.2V$,若将 RP 的阻值调整到 1.7k Ω ,则根据式(3.51.2)很容易求出

$$V_{IN} = \frac{30 \times 10^3 + 1.7 \times 10^3}{100 \times 10^3 + 10 \times 10^6 + 30 \times 10^3 + 1.7 \times 10^3} \times 3.2 = 10 \text{ (mV)}$$

对于满量程为 200mV 的 4½ 位数字电压表,本应显示 10.00(mV),但因小数点已定在十位上,故显示值变成 100.0(nS),这对应于仪表的 1000 个字。进而可以推算出 $R_x = 1/G_x = 1/100.0 \times 10^9 \text{S} = 10^7 \Omega = 10 \text{M}\Omega$ 。由此证明测出的电导值完全正确。

再假定 $R_x = 10000 \text{M}\Omega$,此时

$$V_{IN} = \frac{30 \times 10^3 + 1.7 \times 10^3}{100 \times 10^3 + 10000 \times 10^6 + 30 \times 10^3 + 1.7 \times 10^3} \times 3.2 = 10 \text{ (}\mu\text{V)}$$

显示值为 0.1nS,这恰好对应于仪表的 1 个字,折合电阻 $R_x = 10000 \text{M}\Omega$ 。

3. 测量数据

用图 3.51.3 所示数字电导表分别测量实际阻值为 61.35MΩ(由 5 只 12MΩ 标称值的碳膜电阻串联而成)、12.83MΩ 的电导,另用一块 4½ 位标准数字电压表监测 E_0 、 V_{REF} 、 V_{IN} 之值。最后计算测量误差,全部数据整理成表 3.51.2。表中, N 为电导表的显示值。计算相对误差的公式为

$$\delta = \frac{N - G_x}{G_x} \times 100\% \quad (3.51.3)$$

由表 3.51.2 可见,测量电导的误差只有 -1% 左右。若 R_3 采用金属膜电阻, RP 选用精密多圈电位器,则测量误差可控制在 ±1% 之内。

表 3.51.2 测量电导的数据

$R_x/\text{M}\Omega$	G_x/nS	N/nS	V_{IN}/mV	$\delta/\%$	E_0/V	V_{REF}/V
61.35	16.2	16	1.6	-1.2	3.35	1.0000
12.83	77.9	77	7.7	-1.16		

4. 注意事项

(1) 该电导表的实际测量上限应为 200.0nS(对应于 5MΩ)。但是当 $G_x > 100.0\text{nS}$ (即 $R_x < 10\text{M}\Omega$) 时,这已属于 20MΩ 电阻挡的正常测量范围,可直接测量电阻值而勿需用电导挡,因此现规定该电导表的测量范围是 0.1nS~100.0nS。图 3.51.3 中的 R_2 、 R_4 均为限流保护电阻。 FU 采用 0.2A/250V 熔丝管作过流保护。 VD_1 、 VD_2 是过压保护二极管。 C 用以滤除高频干扰。

(2) 该电路对于 ICL7106 和 ICL7107 也基本适用,仅需调整部分元件值并配相应的显示器即可。

§ 3.52 用脉宽调制法测量电容

利用脉冲宽度调制法(简称脉宽调制法,英文缩写为 PWM)可以测电容量。下面介绍其测量原理及使用注意事项。

1. 脉宽调制法测量电容的原理

其基本原理是:首先利用被测电容 C_x 的充放电过程去调制一个频率和占空比均固定的脉冲波形,使其占空比 D 与 C_x 成正比,然后经过滤波电路取出直流电压 \bar{V}_o ,送至 A/D 转换器,转换成数字量并加以显示。显然,测量电容的转换过程为: $C_x \uparrow \rightarrow D \uparrow \rightarrow \bar{V}_o \uparrow$,反之亦然。由此可完成 C/V 转换,将被测电容量转换成直流电压,实现对电容量进行数字化测量之目的。

一种专配 $3\frac{1}{2}$ 位数字电压表的五量程电容测量电路,如图 3.52.1 所示。该电路亦可

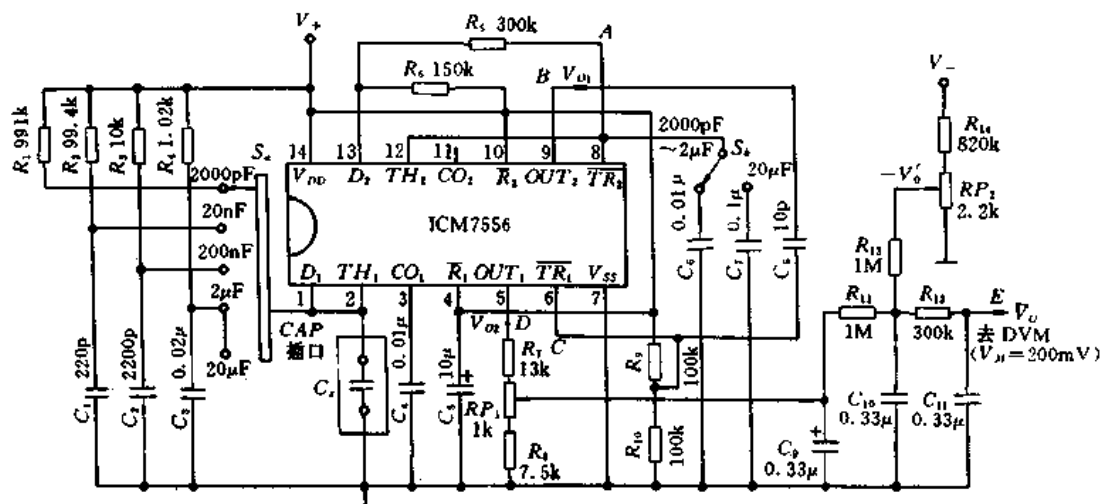


图 3.52.1 五量程电容测量电路

配数字万用表的 200mVDC 挡,作为仪表附件,接至数字万用表的输入插孔。5 个电容挡依次为 2000pF 、 20nF 、 200nF 、 $2\mu\text{F}$ 、 $20\mu\text{F}$,可以测量 $1\text{pF} \sim 20\mu\text{F}$ 的电容量,准确度为 $\pm 2.5\%$,最高分辨力达 1pF 。 S 为量程转换开关。IC 采用一片 CMOS 双定时器 ICM7556,它具有输入阻抗高、低功耗、电源电压范围宽($3 \sim 18\text{V}$)、适于在低压条件下工作等优点。ICM7556 内部包含两个相同的定时器 IC_a 、 IC_b ,二者公用一套电源。定时器采用负逻辑电路。每个定时器中包括比较器 A 与比较器 B ,RS 触发器,反相器 $F_1 \sim F_3$,放电管(NMOS 场效应管),还有 3 只阻值相同的电阻 R 。

现由 IC_a 和外部定时电阻 R_5 和 R_6 、定时电容 C_6 (或 C_7)构成脉冲发生器。所产生的振荡频率及脉冲占空比由下式而定:

$$f_1 = \frac{1.44}{(R_6 + 2R_5)C_6} \quad (3.52.1)$$

$$D_1 = \frac{R_6 + R_5}{R_6 + 2R_5} \times 100\% \quad (3.52.2)$$

将 $C_6 = 0.01\mu\text{F}$, $R_6 = 150\text{k}\Omega$, $R_5 = 300\text{k}\Omega$ 一并代入式(3.52.1)中得到, $f_1 \approx 200\text{Hz}$,对应于周期 $T_1 \approx 5\text{ms}$ 。若将 C_6 改作 C_7 ($0.1\mu\text{F}$),则 $f_2 \approx 20\text{Hz}$, $T_2 \approx 50\text{ms}$ 。

由式(3.52.2)不难看出,占空比与定时电容(C_6 或 C_7)无关,占空比固定为

$$D_1 = \frac{150 + 300}{150 + 2 \times 300} \times 100\% = 60\%$$

需要指出,由于电容测量范围较宽($0 \sim 20\mu\text{F}$),为使触发脉冲的周期能够覆盖所有量

程,需将脉冲发生电路设置两套。2000pF~2μF 量程选定时电容 $C_6=0.01\mu\text{F}$, 对应于 $T_1=5\text{ms}$; 20μF 量程的定时电容 $C_7=0.1\mu\text{F}$, 对应于 $T_2=50\text{ms}$ 。前者适于测量小电容, 后者专用于测较大容量的电容。

IC_6 输出的脉冲电压 V_{o1} 经过 C_8 隔断直流分量, 送至 IC_6 的第 6 脚 (\overline{TR}_1)。定时器 IC_6 对应于 2~6 脚, 它与被测电容 C_x 、 R_1 (或 R_2 、 R_3 、 R_4) 等组成单稳态电路, 并利用 C_x 的充、放电过程来对脉冲宽度进行调制。以 2000pF 挡为例, 取 $R_1=991\text{k}\Omega$, OUT_1 端输出脉冲的宽度为

$$t_1 = R_1 C_x \ln 3 \approx 1 \times 10^6 C_x \quad (3.52.3)$$

脉冲占空比为

$$D_2 = \frac{t_1}{T_1} \approx \frac{1 \times 10^6 C_x}{5 \times 10^{-3}} = 2 \times 10^8 C_x \cdot 100\% \quad (3.52.4)$$

式(3.52.4)中的 C_x 单位取法拉(F)。显然, 当 $C_x=0$ 时, $D_2=0$; 当 $C_x=2000\text{pF}=2 \times 10^{-9}\text{F}$ 时, $D_2=40\%$, D_2 与 C_x 成正比。

V_{o2} 经过滤波电路取出直流电压 \overline{V}_o , 送数字电压表中的 A/D 转换器, 而 \overline{V}_o 与 C_x 成正比。这就是脉宽调制法测量电容量的基本原理。

图 3.52.1 中, R_9 、 R_{10} 为偏置电阻, 实取 $R_9=R_{10}=100\text{k}\Omega$, 无触发信号时可将 \overline{TR}_1 端的电位偏置在 $(V_+ - V_{COM})/2 \approx 1.4\text{V}$ 上。 C_9 、 R_{11} 、 C_{10} 、 R_{12} 、 C_{11} 构成两级 π 型阻容滤波器。对于 20nF~20μF 挡, 被测电容 C_x 还分别与补偿电容 $C_1 \sim C_3$ 相并联。以 20nF 挡为例, $C_x \parallel C_1 = C_x + 220\text{pF}$ 。式(3.52.3)变成

$$t_1 = R_2 (C_x + 220\text{pF}) \ln 3 \quad (3.52.5)$$

对 2000pF 挡而言, R_1 的下端未接补偿电容。20μF 挡与 2μF 挡公用一只补偿电容 C_3 (0.02μF)。

2. 校准电路及调零电路

图 3.52.1 中, R_7 、 RP_1 和 R_8 为 OUT_1 端的负载电阻兼分压电阻, 调整 RP_1 (1kΩ) 可对电容挡进行满量程校准。例如在 2000pF 挡时, 对应于 $C_x=2000\text{pF}$, 可使 $\overline{V}_o=200\text{mV}$ 。

由于 C/V 转换电路本身存在失调电压 V_{OS} , 会导致不测电容时仪表在个位甚至十位上出现非零值, 因此必须增加手动调零电路, 由 R_{14} 、 RP_2 组成。 RP_2 即是调零电位器 (ZERO ADJ)。 R_{14} 的上端接 V_- , 由电位器 RP_2 (2.2kΩ) 的滑动触头上可获取某一负压 ($-V_o$)。适当调节 RP_2 使 $|-V_o|=V_{OS}$, $V_{OS} + (-V_o) = 0$, 即可实现零点补偿, 在未接 C_x 时 $\overline{V}_o=0$, 仪表显示值为零。使用数字电容表时, 每次测量之前应调整 RP_2 , 使读数为零, 才能进行测量。特别在更换电容挡时, 由于各挡的失调电压相差较大, 必须重新调零。具体方法是在未接电容时调整 RP_2 , 使仪表显示值为 000。

3. 各工作点的电压波形

图 3.52.1 中的 A、B、C、D、E 均为工作点。在用 20μF 挡测量 10μF 电容时, 利用 SR8 型示波器观察到各点的电压波形如图 3.52.2 所示。显见, D 点为脉宽调制后的波形, E 点波形已变成直流。当被测电容为 10μF 标准电容时, 用一块 DT830 型数字万用表的 2VAC 挡、2VDC 挡分别测得: $V_A=0.8\text{V}$, $V_B=0.2\text{V}$, $V_C=0.4\text{V}$, $V_D=0.2\text{V}$ (以上均为有效值),

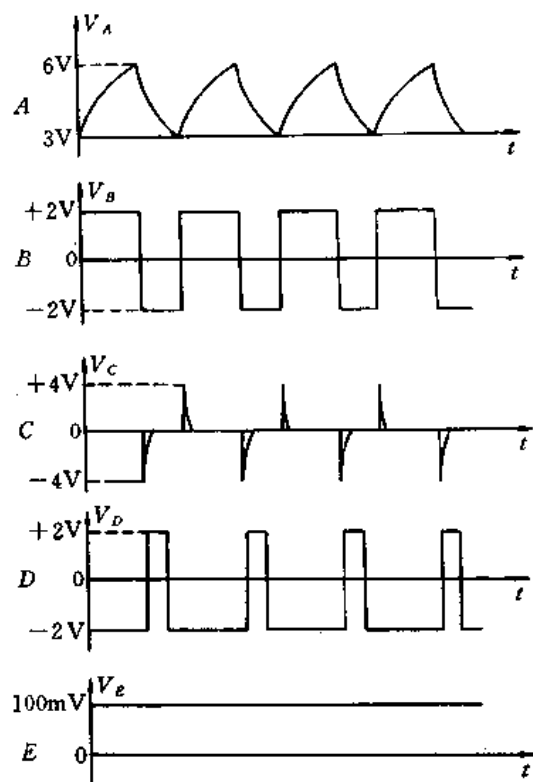


图 3.52.2 各工作点的波形

而 $V_E = 0.104V = 104mV$ (直流)。因 DVM 满量程为 $200mV$, 故将小数点定在十位上, 显示值就为 $10.4\mu F$, 测量误差为 $+4\%$ 。

4. 使用注意事项

(1) 电容挡的测试电压约为 $3V$ (峰值)。因为 C_x (CAP) 插口未加保护电路, 所以禁止将外部电压或已充好电的电容器 (尤其是大容量电容器) 接到 C_x 插口上。测量前必须对电容器放电。此外, $20\mu F$ 挡的时间常数较大, 测量大电容时需经历较长时间才能得到稳定读数, 这属于正常现象。

(2) 采用脉宽调制法测电容亦存在不足之处, 就是每次测量前均需手动调节电容挡的零点, 使显示值为零, 因此操作较繁琐。

§ 3.53 用容抗法测量电容

如上所述, 用脉宽调制法测电容量的缺点是电路本身不能自动调零, 每次测量之前都要手动调零, 从而延长了测量时间。采用容抗法测电容量可圆满解决上述问题, 实现电容挡的自动调零。

1. 容抗法测量电容的电路原理

其设计思想是首先利用 $400Hz$ 的正弦波信号将被测电容量 C_x 变成容抗 X_C , 然后进行 C/ACV 转换, 把 X_C 转换成交流信号电压, 再经过 AC/DC 转换器取出平均值电压 \bar{V}_0 , 送至 $3\frac{1}{2}$ 位或 $4\frac{1}{2}$ 位 A/D 转换器 (或者数字万用表的 $200mVDC$ 挡)。显然, \bar{V}_0 与 C_x 成正

比,只要设计合理并适当调节电路参数,即可直读电容量。

容抗法测量电容的主要优点是电容挡能够自动调零,使测量过程大为简化,缩短了测量时间。

五量程电容测量电路如图 3.53.1 所示,这 5 个电容挡依次为 2000pF,20nF,200nF,2μF,20μF,测量准确度可达±2.5%。分辨力则取决于所配单片 A/D 转换器的位数。例如,配 ICL7106(3½位)时,最高分辨力为 1pF;配以 ICL7129(4½位),最高分辨力可达 0.1pF。电路由 IC₁(IC_{1a}、IC_{1b})、IC₂(IC_{2a}、IC_{2b})组成,选用 TL062、LM358 型双运放各一片。

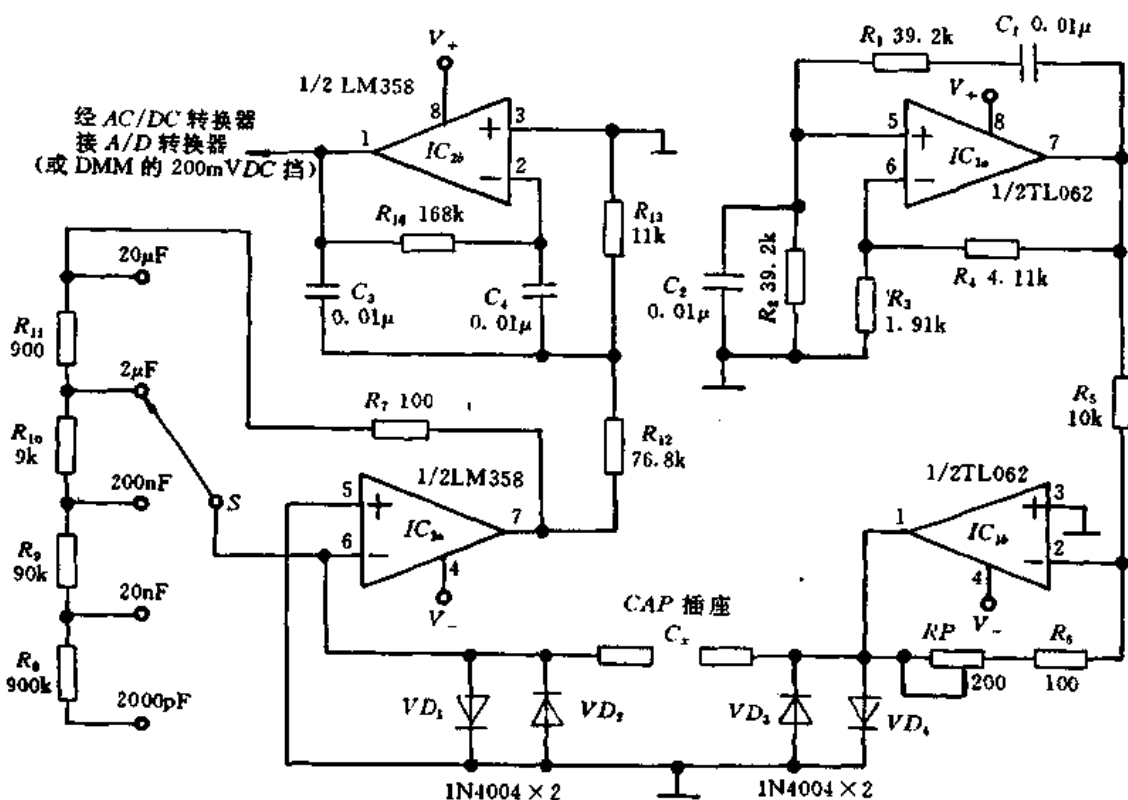


图 3.53.1 五量程电容测量电路

IC_{1a}和 R₁、C₁、R₂、C₂ 构成文氏桥振荡器。振荡频率由下式确定:

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (3.53.1)$$

现取 R₁=R₂=39.2kΩ, C₁=C₂=0.01μF, 代入上式得

$$f = \frac{1}{2 \times 3.14 \sqrt{39.2k \times 39.2k \times 0.01\mu \times 0.01\mu}}$$

$$= 406\text{Hz} \approx 400\text{Hz}$$

文氏桥振荡器的输出为正弦波。

IC_{1b}是一级反相输入的缓冲放大器。其电压增益为

$$A_{1b} = - \frac{R_6 + RP}{R_5} \quad (3.53.2)$$

式中, RP 为电容挡的校准电位器, 调节 RP 可以改变 IC_{1b} 的电压增益。

IC_{2a} 是一级反相输入的电压放大器, 它与 IC_{1b} 的主要区别有两点: 第一, 其负反馈电阻 R_f (亦即电路中的 $R_7 \sim R_{11}$) 的阻值依电容量程而定; 第二, 这里是把被测电容的容抗 X_C 作为运放的输入电阻。

众所周知, 电容器的容抗与频率、电容量之间存在下述关系式:

$$X_C = \frac{1}{\omega C_x} = \frac{1}{2\pi f C_x} \quad (3.53.3)$$

这表明当频率 f 一定时, 容抗 X_C 与电容量 C_x 成反比。下面以 200nF 电容挡为例, 分析该挡的电压增益。

IC_{2a} 的电压增益为

$$\begin{aligned} A_{2a} &= - \frac{R_f}{X_C} = - \frac{R_7 + R_{10} + R_{11}}{1/(2\pi f C_x)} \\ &= - 2\pi f (R_7 + R_{10} + R_{11}) \cdot C_x \end{aligned} \quad (3.53.4)$$

因此, IC_{1b} 和 IC_{2a} 的总电压增益为

$$A = A_{1b} \cdot A_{2a} = \frac{2\pi f (R_6 + RP)(R_7 + R_{10} + R_{11})}{R_5} \cdot C_x \quad (3.53.5)$$

设 IC_{1b} 、 IC_{2a} 的输出电压有效值分别为 V_{O1b} 、 V_{O2a} , 则

$$V_{O2a} = \frac{2\pi f (R_6 + RP)(R_7 + R_{10} + R_{11}) \cdot V_{O1b}}{R_5} \cdot C_x \quad (3.53.6)$$

令 $K = 2\pi f (R_6 + RP)(R_7 + R_{10} + R_{11}) \cdot V_{O1b}/R_5$, 上式化简成

$$V_{O2a} = KC_x \quad (3.53.7)$$

这表明 V_{O2a} 与 C_x 成正比, 从而实现了 C/ACV 的转换。

二阶有源带通滤波器由 IC_{2b} 、 R_{12} 、 R_{13} 、 R_{14} 、 C_3 和 C_4 构成, 其中心频率 f_0 为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C_3} \cdot \sqrt{\frac{1}{R_{14}} \left(\frac{1}{R_{12}} + \frac{1}{R_{13}} \right)} \quad (3.53.8)$$

将 $C_3 = 0.01\mu\text{F}$, $R_{14} = 168\text{k}\Omega$, $R_{12} = 76.8\text{k}\Omega$, $R_{13} = 11\text{k}\Omega$ 一并代入式(3.53.8)中

$$f_0 = \frac{1}{2 \times 3.14 \times 0.01\mu} \cdot \sqrt{\frac{1}{168\text{k}} \left(\frac{1}{76.8\text{k}} + \frac{1}{11\text{k}} \right)} = 396\text{Hz} \approx 400\text{Hz}$$

因此, 有源带通滤波器只允许 400Hz 信号通过, 可滤除其他频率的杂波干扰, 使 IC_{2b} 的输出电压 V_{O2b} 为 400Hz 正弦波。 V_{O2b} 再经过 AC/DC 转换器, 滤波后得到平均值电压 \bar{V}_O , 送给 A/D 转换器。这就是容抗法测电容量的电路工作原理。有关平均值响应 AC/DC 转换器的电路参见 § 3.36。

综上所述,测量电容量的过程可归纳成

文氏桥振荡器→C/ACV 转换器→AC/DC 转换器→A/D 转换器。

2. 各管脚的电压值

当被测电容 $C_x = 10\mu\text{F}$ 、选用 $20\mu\text{F}$ 电容挡时,再利用 DT830 型数字万用表分别测量图 3.53.1 及图 3.36.1 中各 IC 管脚的电压值,详见表 3.53.1。此时电容表显示值为 $10.1\mu\text{F}$,测量误差为

$$\delta = \frac{10.1 - 10}{10} \times 100\% = +1\%$$

表 3.53.1 各管脚的电压值 ($C_x = 10\mu\text{F}$)

IC _{1a} (1/2TL062)			IC _{1b} (1/2TL062)			IC _{2a} (1/2LM358)			IC _{2b} (1/2LM358)			AC/DC 转换器 (TL061)			20 μF 电容 挡显示值
5 脚	6 脚	7 脚	3 脚	2 脚	1 脚	5 脚	6 脚	7 脚	3 脚	2 脚	1 脚	3 脚	2 脚	6 脚	N
0	23.8 mV	1.3 V	0	73 mV	40 mV	0	1.3 mV	96 mV	4.5 mV	0	91 mV	45.5 mV	0	101 mV	10.1(μF)
正弦波有效值 ($f \approx 400\text{Hz}$)														直流	—

3. 注意事项

(1) $R_7 \sim R_{11}$ 均为 IC_{2a} 的负反馈电阻 R_f 。但在转换电容量程的同时, R_f 的阻值亦按照 10 倍率的关系而改变。举例说明,在 2000pF 挡, $R_f = R_7 + R_8 + R_9 + R_{10} + R_{11} = 1\text{M}\Omega$; 而在 20nF 挡, $R'_f = R_7 + R_9 + R_{10} + R_{11} = 100\text{k}\Omega$, 即 $R_f/R'_f = 10$ 。其余电容挡依次类推。其原因是当 C_x 从 2000pF 增加到 20nF 时,容抗 X_C 却下降到原来的 $1/10$ 。由式(3.53.6)可知, V_{O2a} 乃至 \bar{V}_O 亦相应地随 C_x 增大到 10 倍。然而, A/D 转换器的基本量程业已固定为 200mV , 倘若不降低 20nF 挡的电压增益,其最大输出电压将达到 2V , 必然使仪表严重过载,无法进行测量。

由式(3.53.4)还可推导出 IC_{2a} 电压增益的另一表达式

$$A_{2a} = -R_f/X_C = -2\pi f R_f C_x \quad (3.53.9)$$

因此,在 C_x 增加到 10 倍(从 $2000\text{pF} \rightarrow 20\text{nF}$)的同时,只要把 R_f 的阻值减小到原来的 $1/10$ (由 $1\text{M}\Omega \rightarrow 100\text{k}\Omega$),就能保证 A_{2a} 不变,亦即电容挡的总增益不变,使 A/D 转换器始终工作在 200mV 基本量程上(对应于 2000pF 基本电容挡)。这样既实现了电容量程的扩展,又大大简化了电路设计。

假定 2000pF 挡的负反馈电阻值为 1,那么 20nF 、 200nF 、 $2\mu\text{F}$ 、 $20\mu\text{F}$ 电容挡的负反馈电阻值就依次为 $1/10$ 、 $1/100$ 、 $1/1000$ 、 $1/10000$,量程却以 10、100、1000、10000 的倍率递增,使 A_{2a} 始终保持不变。

(2) 由于 IC_1 、 IC_2 工作在纯交流放大状态,不存在零点漂移,而 AC/DC 转换器的漂移电压可忽略不计(已加隔直电容),况且单片 A/D 转换器本身还具有自动调零功能,因此电容挡不需要用手动调零的电位器。电路中的电位器 $RP(200\Omega)$ 仅用以校准电容挡,一经调好后就不再变动。

(3) $VD_1 \sim VD_4$ 分别为电容输入插孔两侧的过压保护二极管。其作用是将 IC_{1b} 的最大

输出电压以及 IC_{2a} 的最大输入电压,限制在 0.7V(峰值)左右,保护运算放大器不致损坏。此外,尽管电容挡不允许测量带电的电容器,然而实际上却可能发生这种误操作,此时二极管可为被测电容器提供放电回路,在一定程度上起到保护作用。

(4)元器件选择。为保证文氏桥振荡器输出良好的正弦波形, IC_1 必须选用低失调、以场效应管作输入级的双运放 TL062,不要用 LM358 代替。 $R_1 \sim R_6$ 、 $R_{12} \sim R_{14}$ 采用 $\pm 1\%$ 误差的金属膜电阻。 $R_7 \sim R_{11}$ 应选用 $\pm 0.5\%$ 误差的精密金属膜电阻。 $C_1 \sim C_4$ 可使用 $0.01\mu\text{F}/50\text{V}$ 的涤纶电容,容量误差不得超过 $\pm 10\%$ 。 $VD_1 \sim VD_4$ 采用 1N4004 型硅整流管。

§ 3.54 借用电容挡测量电感的简便方法

在 § 3.53 中曾介绍过采用容抗法测量电容量的方法。新型 $3\frac{1}{2}$ 位、 $4\frac{1}{2}$ 位数字万用表的电容挡正是基于此原理而设计成的。实践证明,容抗法 C/V 转换器也可用于电感量的测量,变成感抗法 L/V 转换器,从而大大扩展电容挡的应用范围。其使用条件是被测电感应接近于纯电感,否则需对测量值进行修正,才能得到实际电感值。

1. 测量电感的原理

测量电感的原理框图如图 3.54.1 所示。它是由图 3.53.1 演变而来的。文氏桥振荡

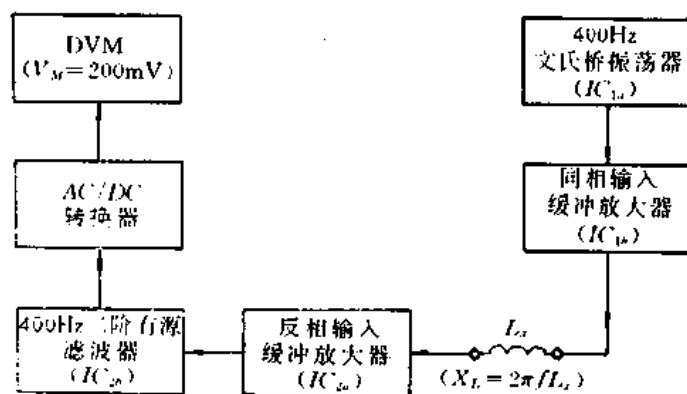


图 3.54.1 测量电感的原理框图

器 IC_{1a} 产生的 400Hz 正弦波测试信号,经过同相输入缓冲放大器 IC_{1b} ,加至被测电感 L_x 上。这里是以 L_x 的感抗 X_L 作为反相输入缓冲放大器 IC_{2a} 的输入阻抗。有关系式

$$X_L = \omega L_x = 2\pi f L_x \quad (3.54.1)$$

此时式(3.53.4)、式(3.53.7)分别变成

$$A_{2a} = -\frac{R_f}{X_L} = -\frac{R_7 + R_{10} + R_{11}}{2\pi f L_x} \quad (3.54.2)$$

$$V_{O_{2a}} = \frac{K}{L_x} \quad (3.54.3)$$

这表明 $V_{O_{2a}}$ 与 L_x 成正比,从而将电感量变成 400Hz 的正弦波电压信号,再经过二阶有源滤波器 IC_{2a} 和 AC/DC 转换器送至数字电压表中,DVM 的量程为 200mV。

将被测电感 L_x 插在数字万用表的电容插座上,即可用感抗 X_L 来代替容抗 X_C ,而电

路不需作任何改动。因为

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC} = X_L = 2\pi fL_x$$

即

$$4\pi^2 f^2 L_x C = 1$$

所以

$$L_x = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C} = \frac{1}{4 \times 3.14^2 \times 400^2 \times C} = \frac{0.156 \times 10^{-6}}{C} \quad (3.54.4)$$

若电容单位取 μF , L_x 的单位取 mH , 就得到

$$L_x = \frac{156}{C} \quad (3.54.5)$$

这就是用感抗法测电感量的原理。但需指出, 这是在 400Hz 正弦波信号的条件下测得的。鉴于普通数字万用表电容挡的测量总范围是 $C \leq 20\mu\text{F}$, 故被测电感量须满足下述条件:

$$L_x \geq \frac{156}{20} = 7.8(\text{mH}) \quad (3.54.6)$$

超过 7.8mH 时仪表将溢出(对纯电感而言)。

实例: 用 DT980 型 $4\frac{1}{2}$ 位数字万用表检测一只 JRC-6V 型继电器。首先利用 200Ω 挡测得线圈电阻为 97.10Ω 。然后把 DT980 拨至 $2\mu\text{F}$ 挡, 将线圈引出端插在 C_x 插座上, 读数为 $C=1.5258\mu\text{F}$ 。代入式(3.54.5)中计算出, 继电器线圈的电感量 $L_x=102\text{mH}$ 。

需要指出, 式(3.54.5)适用于纯电感。对于电源变压器绕组、电机绕组、扼流圈、继电器线圈而言, 它们的直流电阻很小, 可近似视为纯电感。

2. 测量非纯电感时的误差修正方法

当电感本身的直流电阻 R 可以同感抗 X_L 相比较时, 用感抗法就会产生相当大的误差。这是因为普通电感的阻抗中包含感抗与电阻这两项, 有关系式

$$Z = \sqrt{X_L^2 + R^2} = \sqrt{(2\pi fL_x)^2 + R^2}$$

仅当 $R \ll X_L$ 时, Z 才等于 X_L 。在用电容挡测电感时, $IC_{2\mu}$ 是以 Z 为交流输入电阻的, 这相当于

$$Z = \sqrt{(2\pi fL_x)^2 + R^2} = 2\pi fL'_x \quad (3.54.7)$$

式(3.54.7)中的 L'_x 为等效电感, 亦即测量结果。考虑到 $f=400\text{Hz}$ 且 L_x 的单位取 mH , 于是得到

$$L'_x = \sqrt{L_x^2 + \frac{R^2}{6.4}} \quad (3.54.8)$$

即

$$L_x = \sqrt{L_x'^2 - \frac{R^2}{6.4}} \quad (3.54.9)$$

利用式(3.54.9)可将测量结果 L'_x 修正为实际电感量 L_x 。举例说明, 用 DT980 型数

字万用表的 $20\mu\text{F}$ 挡实测一只标称值为 4.7mH 的色码电感, 仪表读数为 $7.975(\mu\text{F})$, 代入式(3.54.5)计算出 $L_x=19.56\text{mH}$, 大约是标称值的 4 倍! 另用 200Ω 电阻挡测出该电感的直流电阻 $R=47.98\Omega$, 这就是产生误差的根本原因。为此可按式(3.54.9)加以修正, 实际电感量应为

$$L_x = \sqrt{19.56^2 - \frac{47.98^2}{6.4}} = 4.79\text{mH}$$

这表明, 实际电感量仅比标称值大 1.9%。前面例子中测出 $L_x=102\text{mH}$, 修正后为 94.5mH 。

3. 使用注意事项

凡采用容抗法测电容的数字万用表, 均可测电感量。这类仪表的典型产品有 DT890B、DT890C₊、DT940C、TSG960A、DM6016(3½位 DMM); DT970(3¾位 DMM); DT930F₊、DT930FG、DT980、DT1000(4½位 DMM)。

本方法不适用于采用脉宽调制法测电容的那些数字万用表(例如 DT890、DT890A、DT890C、DT930F)。

§ 3.55 测量频率的方法

目前生产的 3½位数字万用表, 大多不具备测量频率的功能。只要在外部分增加频率/电压(f/V)转换器, 即可测量频率。测频范围是 $10\text{Hz}\sim 20\text{kHz}$ (仅设置 1 挡), 或 $10\text{Hz}\sim 200\text{kHz}$ (设置 20kHz 、 200kHz 两个频率挡)。信号电压的有效值为 $50\text{mV}\sim 10\text{V}$ 。此方法的优点是不需对数字万用表作任何改动, 就能实现其功能扩展。

1. 测量频率的原理

典型的 f/V 转换器电路如图 3.55.1 所示。电路主要包括: IC_1 (单运算放大器

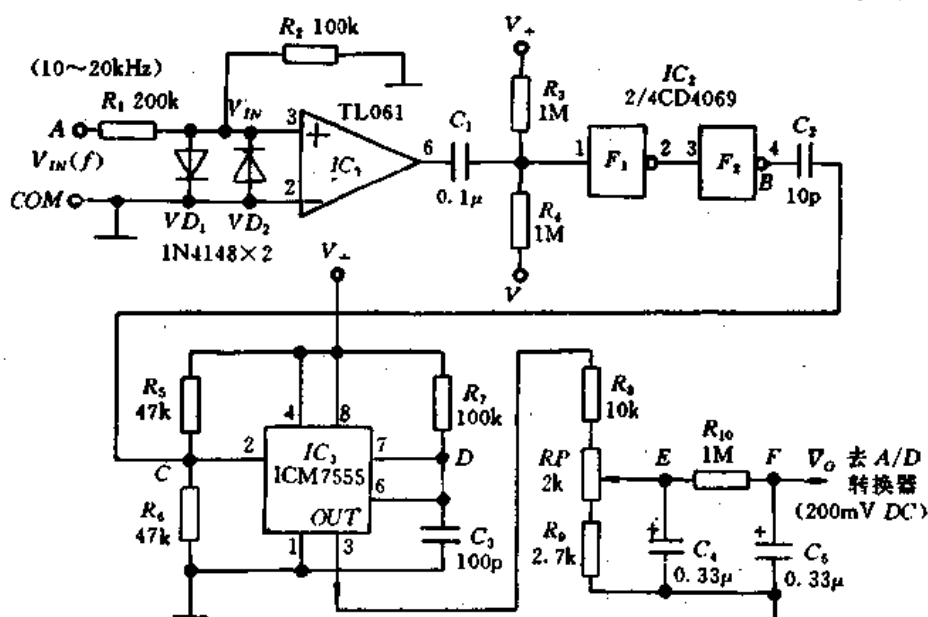


图 3.55.1 f/V 转换器的电路

TL061); IC_2 (CMOS 六反相器 CD4069, 仅用其中两个反相器 F_1 、 F_2); IC_3 (CMOS 单定时器 ICM7555)。其中, IC_1 作电压放大器, IC_2 起到整形、缓冲的作用, IC_3 则构成 f/V 转换器。

测频率时, 被测频率信号加在输入端 f 与 COM 插孔之间, 信号电压应为 $50\text{mV} \sim 10\text{V}$ (有效值)。超过 10V 时仍可读数, 但测量误差可能增大, 建议再增加一级分压器, 对信号先进行衰减。该数字频率表的测频范围是 $10\text{Hz} \sim 20\text{kHz}$, 准确度为 $\pm 1\%$, 分辨力是 10Hz 。若配 $4\frac{1}{2}$ 位 DMM 的 200mVDC 挡, 则分辨力可提高到 1Hz 。

输入频率信号 V_{in} 经限流电阻 R_1 加至 IC_1 的同相输入端, 利用 IC_1 作开环电压放大。 VD_1 和 VD_2 为输入级双向限幅二极管, 可将 V_{in} 限制在 0.7V 左右 (图 3.55.1), 起到保护作用。 C_1 为隔直电容。 R_3 与 R_4 是偏置电阻, 可将反相器 F_1 的工作点偏置在电源电压的中点: $(V_+ - V_-)/2 = E/2 \approx 4.5\text{V}$ 。 F_1 、 F_2 起到整形作用, 使放大后的信号变成沿口陡峭的矩形脉冲, 以便于进行 f/V 转换。 F_2 的输出信号经 C_2 耦合到 ICM7555 的第 2 脚。 R_5 、 R_6 也是偏置电阻, 因 IC_3 的电源取自 ICL7106 的 V_+ 与 COM 之间, 故其第 2 脚的工作点是 $(V_+ - V_{COM})/2 = E_0/2 = 1.4\text{V}$ 。考虑到经多级放大整形后频率信号的沿口很陡, 耦合电容 C_2 仅为 10pF , 目的是减小时间常数。若 C_2 的容量过大 (例如取 $0.01\mu\text{F}$ 或 $0.1\mu\text{F}$), 则读数值趋于稳定的时间将大为延长。为保证 f/V 转换能够持续进行下去, 应将 ICM7555 的复位端 (第 4 脚) 接 V_+ , 使电路总不复位。控制电压端 (第 5 脚) 悬空不用。 R_7 为定时电阻, C_3 是定时电容。

ICM7555 在这里作单稳态触发器使用, 触发脉冲为低电平时有效。7555 内部有两个比较器和一个 RS 触发器。当第 2 脚输入电平负向跳变到 $1/3 \cdot V_+$ 时, RS 触发器翻转, $OUT = 1$, 此时 V_+ 经过 R_7 对 C_3 充电。当 $V_{C3} = 2/3 \cdot V_+$ 时, RS 触发器再次翻转, $OUT = 0$ 。这样每触发一次第 2 脚, 就从第 3 脚输出一个正向脉冲。设高电平脉冲宽度为 t , 有公式

$$t = -R_7 C_3 \ln 1/3 = 1.1 R_7 C_3 \quad (\text{s}) \quad (3.55.1)$$

从第 3 脚输出的脉冲列通过 R_8 、 RP 和 R_9 分压, 再经过 C_4 、 R_{10} 、 C_5 滤波, 得到平均值电压 \bar{V}_0 。因为输出脉冲宽度 t 是固定的, 所以触发频率 (即被测频率 f) 愈高, 在单位时间内产生的脉冲数也愈多, 由此获得的 \bar{V}_0 值就愈大。这表明 \bar{V}_0 与 f 严格成正比, 这就是利用 ICM7555 实现 f/V 转换的原理。

$RP(2\text{k}\Omega)$ 是频率校准电位器, 调整 RP 可使仪表直接显示出频率值。

由式 (3.55.1) 不难看出, 通过改变定时电阻的阻值即可调节输出脉冲宽度 t , 从而改变 \bar{V}_0 值。由此可设计成多量程数字频率表。假如要设置 20kHz 、 200kHz 两个频率挡, 需使用两套定时电阻, 每套定时电阻均由固定电阻与电位器串联而成, 可以单独调节, 两个频率挡互不影响。频率挡由量程开关加以选择。

2. 各工作点的波形与电压值

利用如图 3.55.1 所示数字频率表实测 XFD-6 型低频信号发生器输出的 800Hz 、 0.9V (有效值) 正弦波信号, 显示值为 80。因该频率表的 1 个字代表 10Hz , 故显示值 $N = 80$ 即表示被测频率为 $80 \times 10\text{Hz} = 800\text{Hz}$ 。与此同时用 SR8 型示波器观察图 3.55.1 中各工作点的波形, 如图 3.55.2 所示。另外用 DT970 型数字万用表测出各工作点的电压值,

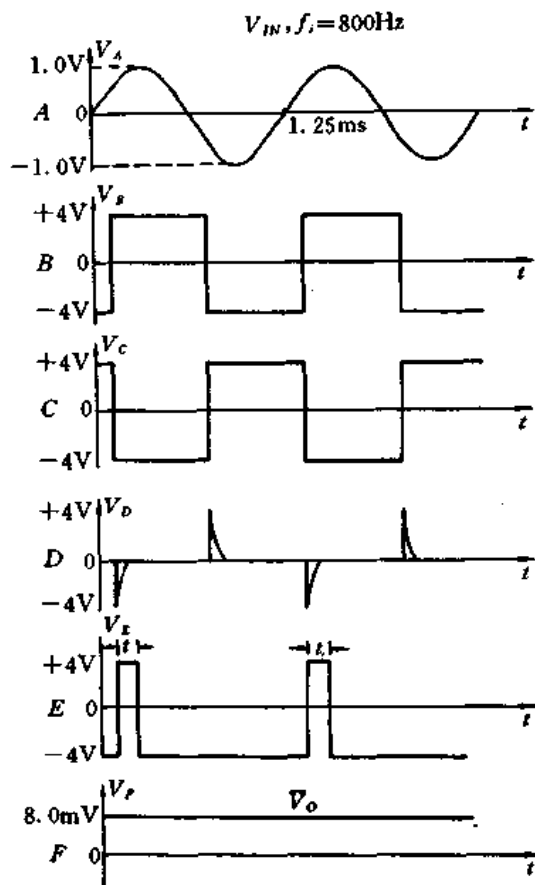


图 3.55.2 各工作点的波形

见表 3.55.1。

表 3.55.1 各工作点的电压值

f	V_{IN}	A	B	C	D	\bar{V}_O	显示值 N
800Hz	0.90V	0.20V	1.25V	1.30V	1.00V	8.0mV	80
备注	正弦波有效值					直流	$N' = 80 \times 10\text{Hz}$

3. 注意事项

(1) 该数字频率表的特点是将 f/V 转换器与数字万用表的 200mVDC 挡配套使用, 从而扩展了数字万用表的测量功能及应用领域。显然它与普通的数字频率计有着本质区别, 后者是由数字电路构成的, 不进行模/数转换。

(2) 元器件选择。 IC_3 (ICM7555) 可用国产 5G7555 定时器代替。 VD_1 、 VD_2 需用 1N4148 型硅开关二极管。 $R_1 \sim R_6$ 、 R_{10} 采用误差为 $\pm 5\%$ 的 1/4W 碳膜电阻。 $R_7 \sim R_9$ 使用 1/4W 金属膜电阻, 误差均为 $\pm 1\%$ 。 $C_1 \sim C_3$ 选用瓷片电容, C_4 和 C_5 可用涤纶电容。

(3) 若利用 TSC820 型带频率计数器的 $3\frac{3}{4}$ 位 DMM 集成电路, 可直接测量 0~4MHz 的频率 (共分 4 挡), 不需要进行 A/D 转换。测量准确度达 $\pm 0.1\%$, 最高分辨力为 1Hz。

(4) 图 3.55.1 所示电路还可直接配由 ICL7129 构成的 $4\frac{1}{2}$ 位数字万用表的 200mVDC 挡。此时 $V_+ \sim \text{COM}$ 之间的电压改成 $E_0 = +3.2\text{V}$ 。

§ 3.56 单片 10MHz 数字频率计实验仪

数字频率计是高校实验室常用的电子测量仪器。传统的数字频率计是由分立元件或中小规模集成电路构成的,不仅电路复杂、耗电多,而且体积大、价格高。下面介绍的单片 10MHz 数字频率计实验仪,采用国际新型大规模集成电路 ICM7216D 设计而成,性能优良而成本低廉,具有很高的性价比。它具有两个显著特点:第一,全部采用敞开式结构,操作简单,显示直观,既符合教学仪器的要求,又能完成多项实验任务,便于掌握运用单片大规模集成电路设计仪器整机的实践技能;第二,通用性强,可作为标准 10MHz 频率计供其他教学实验或科研工作使用。

1. 单片 10MHz 数字频率计的主要特点

(1)采用一片 ICM7216D(国产型号为 5G7216D)型单片八位数字频率计专用芯片,集成度高,外围电路简单。

(2)可测量 0~10MHz 的频率信号。闸门时间共分 4 挡:0.01s、0.1s、1s、10s。

(3)能直接配 8 只共阴极 LED 数码管,实现动态扫描显示,使显示器功耗大为降低。具有无效零自动消隐、频率过载显示、读数保持、全亮笔段测试、小数点自动移位等功能。

(4)采用 +5V 单电源供电,整机功耗约 0.6W。

(5)利用该实验仪可观察全亮显示、小数点随量程变化的规律,以及超量程显示、读数保持、复位的特点。借助于示波器还能观察各种量程的波形图。

(6)在输入端增加一级预分频器,还可进一步扩展频率测量范围。例如由 ECL11C90 构成一级十分频器,即可扩展成 100MHz 数字频率计。

2. 整机电路工作原理

由 ICM7216D 构成 10MHz 数字频率计的基本电路如图 3.56.1 所示。被测频率信号从第 28 脚输入。晶振电路由 10.0000MHz 石英晶体 JT 、 C_1 、 C_2 、 R_3 以及芯片内部的反相器构成,它属于电容三点式(柯尔皮兹)振荡器。 C_2 为频率微调电容, R_3 是偏置电阻。 $S_1 \sim S_5$ 为工作方式选择开关。图中标的 $D_1 \sim D_5$ 、 D_6 均为 ICM7216D 的位控制端。 $VD_1 \sim VD_6$ 是隔离二极管,防止开关接通时互相短路。当 S_1 闭合时,可用外部振荡频率代替内部晶振频率。 S_2 闭合时采用 1MHz 石英晶体。 S_3 闭合时可手动选择小数点位置。闭合 S_4 并按下 SB_2 ,可强迫显示器消隐。闭合 S_5 时呈测试状态,供检查芯片质量用。闭合 S_6 时全部数码管显示 8,用以检查数码管的质量好坏,有无笔段残缺现象。 S_7 为量程开关,可选择不同的闸门时间。 SB_1 、 SB_2 分别为复位按钮和读数保持按钮,按下时有效。 R_1 为限流电阻。 R_2 是下拉电阻,常态下使保持端呈低电平。 C_3 、 C_4 是消噪电容。

需要指出,为了简化电路,图 3.56.1 中采用总线方式来分别表示笔段($a \sim g$ 、小数点 DP)、位($D_1 \sim D_8$)的引线。从实用角度出发,该实验仪去掉了“外部振荡”、“强迫消隐”等功能开关 $S_1 \sim S_5$,仅保留“LED 全亮”功能。此外还增加了过载指示灯,当被测频率信号 $f_i \geq 10\text{MHz}$ 时,发光二极管 LED_1 发出红光,表示已超出量程。

附加电路包括信号输入电路和闸门指示电路,分别如图 3.56.2(a)、(b)所示。(a)图中的反相器 $F_1 \sim F_4$ 合用一片高速 CMOS 六反相器 74HC04,仅用其中的 4 个反相器。当输入选择开关 S 接 f_i 时,外部频率信号经 R_5 限流,再经过 F_1 、 F_2 进行放大和整形,加至

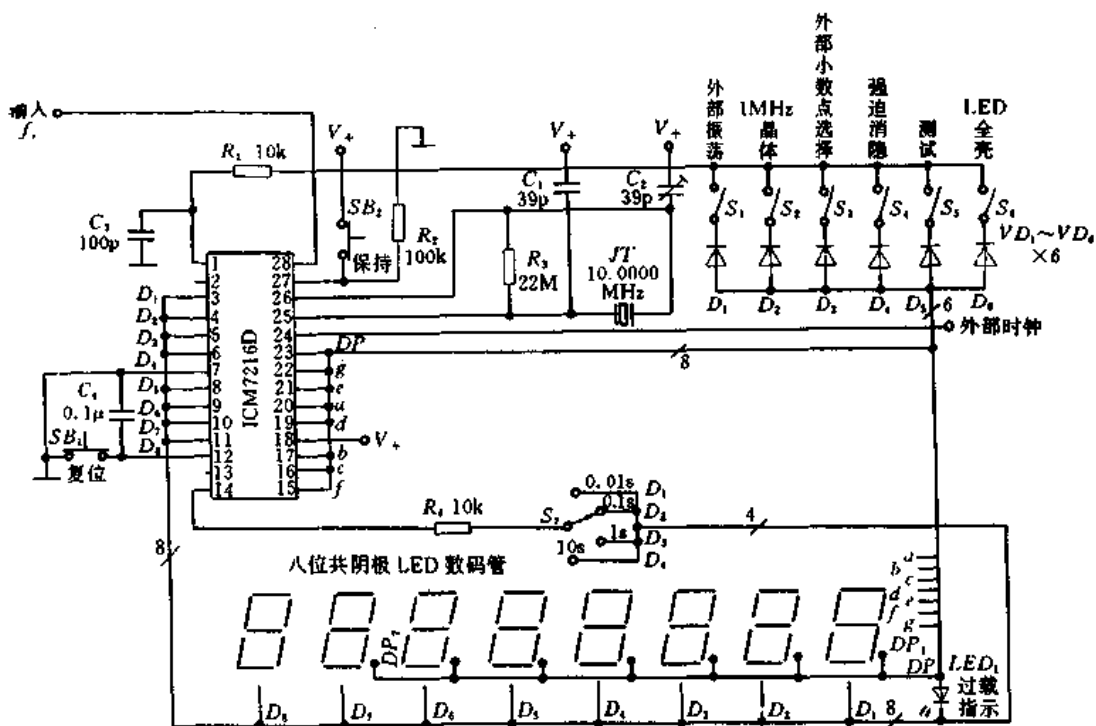


图 3.56.1 10MHz 数字频率计的基本电路

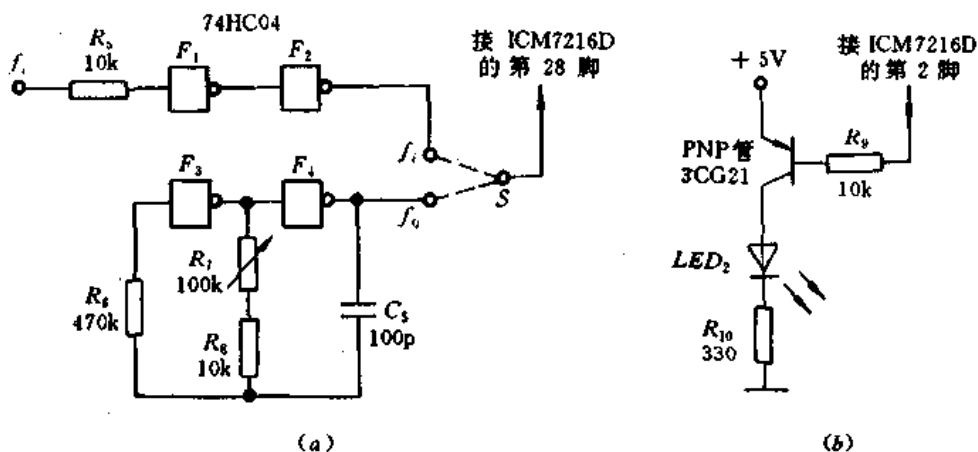


图 3.56.2 附加电路

(a) 输入电路; (b) 闸门指示。

ICM7216D 的第 28 脚。S 拨至 f_0 时选择机内频率信号。机内 RC 振荡器由反相器 $F_3, F_4, R_6 \sim R_8, C_2$ 组成。振荡频率由下式确定：

$$f_0 \approx \frac{0.455}{(R_7 + R_8)C_2} \quad (3.56.1)$$

R_7 为 $100\text{k}\Omega$ 可调电阻, R_8 为 $10\text{k}\Omega$ 固定电阻。调节 R_7 可改变振荡频率 f_0 , 变化范围大致为 $40\text{kHz} \sim 500\text{kHz}$ 。 C_2 是振荡电容, R_6 为偏置电阻。

(b) 图中的 LED_2 为闸门指示灯。当频率计处于采样期, ICM7216D 的第 2 脚输出低电平, 使得 PNP 型晶体管 3CG21 导通, LED_2 发光。 R_5 为基极限流电阻。 R_{10} 取 330Ω 时,

LED_2 的工作电流 $I_F \approx 10\text{mA}$ 。

3. 实验板的设计

实验板采用双面印制板,主要元器件的装配图如图 3.56.3 所示。现采用 4 只红色双位高亮度共阴极数码管 LD5012 组成 8 位 LED 显示器。板上的两片集成电路分别为 ICM7216D、74HC04。 R_7 为调节机内振荡频率 f_0 的实芯电位器。 C_2 是校准 10.0000MHz 晶振频率的瓷介微调电容。输入接线柱和 +5V 电源接线柱分别布置在印制板的左、右两侧。 $SB_1 \sim SB_3$ 均系按钮开关。 S_1 和 S_2 开关均用接线柱代替,只要沿虚线方向插一根短路线,就相当于把开关接通,实现相应的测量功能。这种设计可使实验更加直观。

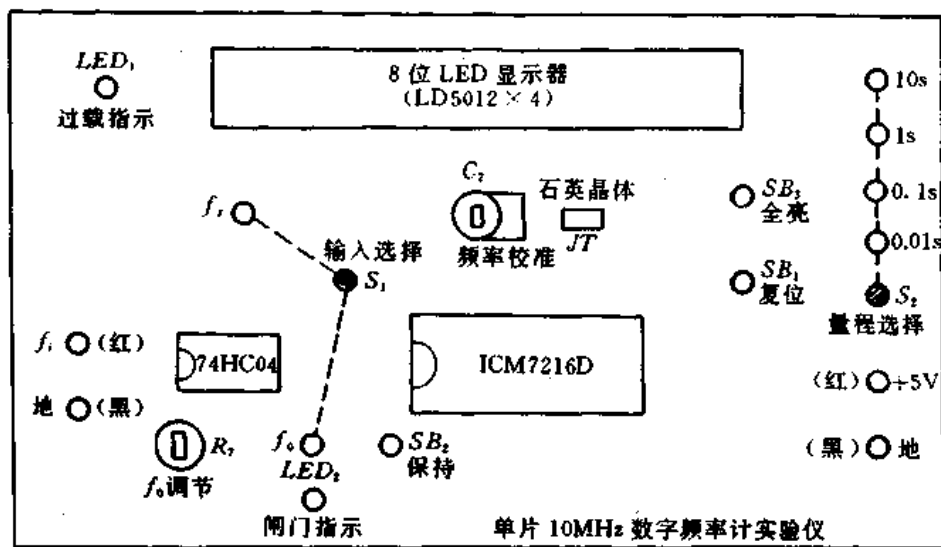


图 3.56.3 主要元器件装配图

4. 典型应用

- (1) 将直流稳压电源的输出调整到 5V, 接通实验仪的电源。
- (2) S_2 任选一个量程, 按下 SB_3 , 观察 8 只数码管应作全亮显示, 用 DT830 型数字万用表的 200mA DC 挡测出总电流, 计算出最大功耗, 然后松开 SB_3 。
- (3) 用示波器依次观察对应于 0.01s、0.1s、1s、10s 量程时 3CG21 集电极上的波形, 画出波形图并估测周期。
- (4) 将 S_2 依次接通 0.01s、0.1s、1s、10s, 观察小数点的变化规律及有效位数的变化。
- (5) 将 S_2 固定接通 1s 挡, S_1 接通 f_0 , 再把 R_7 逆时针旋到底, 记下显示值 f_1 ; 然后把 R_7 顺时针旋到底, 记下显示值 f_2 ; 进而确定 f_0 的变化范围。
- (6) 将 XFD-6 型低频信号发生器预热 5min, 输出信号电压调至 3V 左右 (有效值), 分别接到实验仪和 E312 型标准频率计的输入端。XFD-6 依次输出 20Hz、50Hz、100Hz、200Hz、500Hz、1kHz、2kHz、5kHz、10kHz...200kHz, 分别记下实验仪和 E312 的读数值, 以便对实验仪进行校准。在 $f_i = 1\text{kHz}$ 时用示波器观察反相器 F_1 、 F_2 的输入、输出波形, 检查有无放大、整形作用。
- (7) 将 XFG-7 型高频信号发生器预热 5min, 输出 1V 高频等幅波。输出频率依次选 1MHz、2MHz、5MHz 和 10MHz, 分别记下实验仪和 E312 的读数。超过 10MHz 时溢出指

示灯亮。

(8)观察闸门指示灯的亮灭规律。按下 SB_2 时读数应能保持。按下复位钮 SB_1 , 显示值复零。

首次使用实验仪器需校准晶振频率, 一俟校准到 10.0000MHz, 测量中就不再动微调电容 C_2 。

对实验仪作定期校准后, 即可作为标准 10MHz 数字频率计供其他实验(例如频率合成器电路设计、动态扫描与无效零自动消隐电路设计、单片开关式集成稳压电源的设计与调试等实验)及科研工作使用, 实现一机多用。

5. 使用注意事项

(1)测量频率时显示单位一律是 kHz。但选择合适的量程, 能提高测量准确度和分辨力。举例说明: 设 $f_i = 3.6543\text{kHz}$, 当 S_2 依次选择 0.01s、0.1s、1s、10s 挡时, 仪表显示值分别为 3.6kHz、3.65kHz、3.654kHz、3.6543kHz。这表明测量较低频率时, 应适当增大采样时间; 测高频时应缩短采样时间。

(2)在检查全亮笔段时, 小数点 $DP_1 \sim DP_7$ 亦全部发光。但 DP_8 专作过载指示用, 它并不代表小数点, 为避免将 DP_8 与其他小数点相混淆, 这里不用 DP_8 , 而把 LED_1 接在 DP 端与 D_8 端之间来代替 DP_8 , 使过载指示的效果更加明显、直观。

(3)ICM7216D 的电源电压允许范围是 4.75~6.0V, 宜选 5V 直流稳压电源。7216D 要求输入信号为矩形脉冲, 高电平 $V_{IH} \geq 3.5\text{V}$, 低电平 $V_{IL} \leq 1.9\text{V}$, 脉冲宽度 $> 50\text{ns}$, 上升及下降时间 $< 100\mu\text{s}$ 。

§ 3.57 测量转速的方法

在工业、交通等技术领域经常需要测量各种转速, 其单位是转/分(r/min)。下面介绍的转速/电压(n/V)转换器, 可与数字万用表的直流电压挡配套, 构成数字式转速表。

1. 测量转速的电路原理

LM2917 是美国模拟器件(AD)公司生产的单片频率/电压转换器, 国产型号为 FX2917。LM2917 大多采用 14 脚双列直插式封装, 电源电压为 12V(典型值)。由 LM2917 构成的数字式转速表电路如图 3.57.1 所示, 测量转速的范围是 300~60000r/min, 对应的频率范围是 5Hz~1kHz。芯片内部包括: 电压比较器 A_1 , 用于完成 n/V 转换的充电泵, 同相放大器 A_2 , 7.5V 稳压管。后者可改善电源质量, 提高 n/V 转换的稳定度。

现利用磁阻式转速传感器来获取转速信号。齿盘固定在旋转轴上, 齿盘上加工有 60 个等间隔的齿。传感器内部包括永久磁铁和感应线圈, 它与齿盘的间隔调整到大约 1mm。当齿盘旋转时, 间隙处的磁阻就发生变化, 在线圈上感应出电脉冲信号。齿盘每转动一周, 传感器就发出 60 个电脉冲, 以此作为转速信号 n_i 。 n_i 经过 R_2 接 LM2917 的第 1 脚。 R_2 也是输入分压器, 调节 R_2 滑动触头的位置可使输入转速信号的幅度为 5V。 R_4 是内部稳压管的外接限流电阻。选 $R_4 = 470\Omega$ 时, 稳定电流

$$I_z = \frac{V_{CC} - V_z}{R_4} = \frac{12 - 7.5}{470} \approx 10 \text{ (mA)}$$

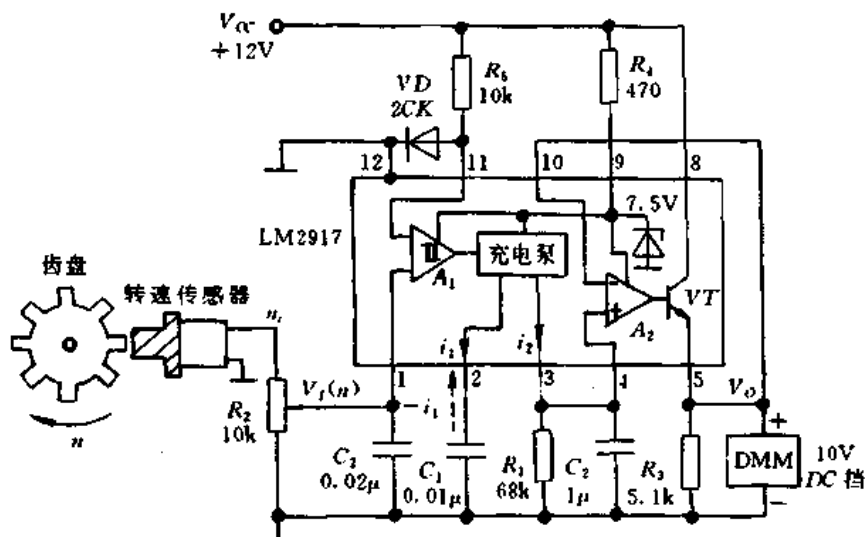


图 3.57.1 数字式转速表的电路

+12V 电源经过 R_5 、二极管 VD 分压后,向比较器 A_1 的反相输入端提供 +0.6V 电压。 R_3 是输出直流电压 V_o 的负载电阻。 R_3 的取值范围是 $4.3k\Omega \sim 10k\Omega$ 。10V 数字电压表并联在 R_3 的两端,亦可用数字万用表的 20VDC 挡代替,用以显示被测转速值。

LM2917 输出电压的计算公式为

$$V_o = n_i V_{cc} \tau = n_i V_{cc} R_1 C_1 \quad (3.57.1)$$

式中, n_i 为转动频率, τ 是充电泵的时间常数,有关系式 $\tau = R_1 C_1$ 。由式(3.57.1)可见, V_o 除与 n_i 有关之外,还同电源电压 V_{cc} 、充电泵时间常数 τ 有关。当 V_{cc} 、 τ 值确定后, V_o 仅取决于 n_i ,这就是测量转速(频率)的原理。

图 3.57.2 示出 LM2917 的工作波形。(a)图为输入信号 $V_i(n)$ 的波形,(b)图是比较

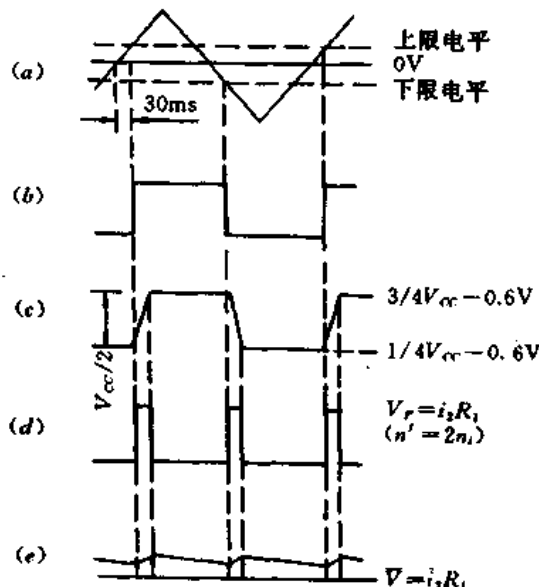


图 3.57.2 LM2917 的工作波形

(a)输入信号 $V_i(n)$; (b)比较器输出; (c)第 2 脚电压;
(d)第 3 脚电压(不接 C_2); (e)第 3 脚电压(接 C_2)。

器 A_1 的输出波形。每当输入信号越过零点时,比较器就改变输出状态。该比较器有大约 30ms 的滞后时间,可保证开关动作正常。 A_1 每改变一次输出状态,充电泵就从第 3 脚输出一个电流脉冲。因此,第 3 脚接上电容滤波器取出脉冲的平均值电压,就实现了转速/电压转换。

当 A_1 输出高电平时,打开电流源 i_1 ,对 C_1 充电。当充到 $3/4 \cdot V_{CC} - 0.6V$ (上限电平) 时,电流源关闭。当 A_1 输出低电平时又打开负电流源 $-i_1$,对 C_1 反方向充电,使 C_1 上的电压降到 $1/2 \cdot V_{CC} - 0.6V$ (下限电平) 为止。因此 C_1 上的电压幅度应为

$$(3/4 \cdot V_{CC} - 0.6V) - (1/2 \cdot V_{CC} - 0.6V) = 1/4 \cdot V_{CC}$$

首先假定第 3 脚不接滤波电容 C_2 ,直接经过 R_1 接地,于是从第 3 脚可输出脉冲列,其幅度 $V_P = i_2 R_2$,转速 n' 则是被测转速 n_i 的两倍。然后加上 C_2 ,对脉冲列起到平滑滤波作用,从中取出平均值电流 \bar{i}_2 ,并且在 R_1 上形成平均值电压 $\bar{V} = \bar{i}_2 R_1$ 。(e)图中已对 \bar{V} 作了夸张,以便看清时序关系。实际上只要 C_2 足够大, \bar{V} 就变成直流电压了。由于 \bar{V} 与 n' 成正比,而 $n' = 2n_i$,所以 \bar{V} 也同 n_i 成正比,从而完成了 n/V 转换。

实选 $V_{CC} = 12V, R_1 = 70k\Omega, C_1 = 0.01\mu F$,代入式(3.57.1)中得到

$$V_O = n_i \times 12 \times 70k \times 0.01\mu = 0.0084n_i \quad (3.57.2)$$

式中, V_O 的单位取伏。

若选 $R_1 = 83.3k\Omega$,则有公式

$$V_O = 0.01n_i \quad (V) \quad (3.57.3)$$

鉴于实际上 R_1, C_1 总会存在一定误差,尤其电容器的容量误差可达 $\pm 10\% \sim \pm 20\%$,因此上述公式仅供设计电路时参考。

2. 测量数据

利用 XFD-6 型低频信号发生器输出频率信号,频率范围是 20Hz~1kHz(对应于 $n_i = 1200 \sim 60000r/min$),输出正弦波的有效值为 3V。再用 DT830 型数字万用表的 20VDC 挡测量 LM2917 的输出电压 V_O ,测量数据见表 3.57.1。实验表明,该 n/V 转换器的非线性误差小于 3%,可满足常规测量转速的需要。

表 3.57.1 n/V 转换器的实测数据

输入转动频率 n_i/Hz	对应的转速 $n/r/min$	输出电压 V_O/V	非线性误差/%
20	1200	0.11	0
50	3000	0.27	-1.8
100	6000	0.54	-1.8
200	12000	1.08	-1.8
300	18000	1.63	-1.2
400	24000	2.16	-1.8
500	30000	2.69	-2.2
600	36000	3.23	-2.1
700	42000	3.77	-2.1

(续)

输入转动频率 n_i/Hz	对应的转速 $n/\text{r}/\text{min}$	输出电压 V_o/V	非线性误差/ $\%$
800	48000	4.28	-1.8
900	54000	4.82	-2.6
1000	60000	5.34	-2.9

3. 使用注意事项

- (1) 假如被测转速信号中包含直流分量,应在输入端增加隔直电容。
- (2) 该电路还可测量汽车发动机转速,从点火装置中直接取出转速信号。
- (3) 欲从数字仪表上直读转速值,可适当调整 R_1 的阻值,或将 R_1 改成可调电阻。
- (4) 与 LM2917 性能相近的产品还有 LM2907(国产型号为 FX2907)。二者区别是 LM2907 内部未设置稳压管。

§ 3.58 数字式占空比测量仪

占空比(D)表示脉冲宽度(信号高电平持续时间 t)与周期(T)的百分比。有公式

$$D = \frac{t}{T} \cdot 100\% \quad (3.58.1)$$

在调试脉宽调制(PWM)式开关电源、电机变频调速系统、动态扫描驱动电路时,经常要测量脉冲信号的占空比。目前一般是用示波器观察波形,再通过数“格”的方法来计算占空比,这不仅费事,测量准确度也低。下面介绍一种数字式占空比测量仪,能够迅速、准确地显示出被测脉冲信号的占空比。

该仪表采用+5V单电源供电,三位LED数字显示。仪表设计两个量程:量程1配三位数显,测占空比范围是0~99.9%,分辨率达0.1%,被测信号的频率范围是0~1500Hz,功耗约1W;量程2配两位数显, $D=0\sim 99\%$,分辨率为1%, $f_i=0\sim 15\text{kHz}$,功耗为0.8W。仪表输入电阻 $R_i \geq 50\text{k}\Omega$,具有自动消隐无效零之功能。

1. 电路设计思想

该仪表的设计思想是,首先利用锁相倍频技术对被测信号进行精确的1000或100倍频,将一个信号周期自动划分成1000或100个等份,然后由计数电路测量并显示出信号为高电平时所对应的窄脉冲数(即时间间隔 t),由此获得用百分数表示的占空比。

数字式占空比测量仪的电路框图如图3.58.1所示。主要由控制电路、锁相倍频器和计数电路这三部分组成。其中,控制电路中包含定时器、触发器、微分及整形器。计数电路则包括加法计数器、锁存、译码、驱动器,共阴极LED数码显示器。当被测信号的上升沿来到时,首先将计数器复零,与此同时锁相环对 f_i 进行1000(或100)倍频,获得等份细化后的倍频信号 f_i ,计数器便开始对 f_i 进行计数。一旦被测信号的下降沿出现时,控制电路中的单稳态触发器即发出选通信号 LE ,此时的计数值就经过译码后驱动LED显示器,显示出本次测量的占空比数值。由于选通信号是个很窄的脉冲,其脉冲宽度小于 $T_i/1000$ (或小于 $T_i/100$),因此显示值仅在此瞬间被刷新,可避免显示器出现闪烁现象。同样,复

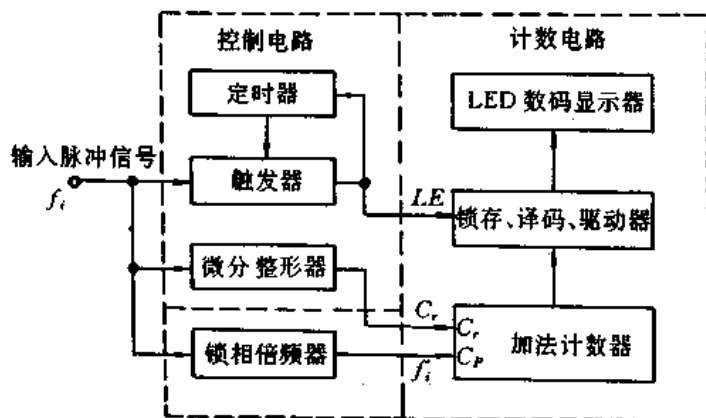


图 3.58.1 数字式占空比测量仪电路框图

零脉冲 C_r 亦属窄脉冲,可保证在计数器复零期间不会漏计倍频后的脉冲数。

本仪器设计成 1000、100 两种倍频数,可满足对测量准确度、分辨率及频率上限的不同要求。应当指出,仪表的上限频率 f_H 受倍频系数 N 和锁相环最高工作频率 f_{max} 的制约。有关系式

$$Nf_H = f_{max} \quad (3.58.2)$$

例如,通用 CMOS 锁相环 CD4046 的 $f_{max} \approx 1.2\text{MHz}$,因此 $N=1000$ 时,取 $f_H=1200\text{Hz}$ 。此外,图 3.58.1 中的选通信号 LE 还兼作定时器的启动信号,利用定时器输出的延时信号在一定时间内封死触发器,使得被测信号的下降沿不起作用,这样能延长读数稳定时间,其作用类似于读数保持。

2. 整机电路分析

数字式占空比测量仪的总电路如图 3.58.2 所示。下面介绍各单元电路的工作原理。

(1) 控制电路

控制电路如图 3.58.3 所示。采用一片 CMOS 双单稳态触发器 MC14528(14528 I、14528 II)。各管脚的功能为(现以 14528 I 为例): TR_+ 表示上升沿触发端。 TR_- 表示下降沿触发端。 \bar{R} 表示复零端, $\bar{R}=0$ 时 $Q=0, \bar{Q}=1$, 电路处于稳态, $\bar{R}=1$ 时按触发方式工作。 R/C 表示在该端与 V_{DD} 、 GND 之间接上阻容元件 R_1 、 C_1 ,用以设定暂态时间 $\tau_1 = 0.69R_1C_1$ 。

刚开始工作时,14528 I、II 均处于稳态,输出端 \bar{Q}_1 、 \bar{Q}_2 呈高电平。当被测脉冲的下降沿来到时,因 14528 I、II 接成下降沿触发方式,故 \bar{Q}_1 输出一个持续时间 $\tau_1 < T_i/1000$ (或 $\tau_1 < T_i/100$) 的负向窄脉冲,将计数器当前的计数值选通到译码驱动器中,进而由 LED 数码管显示被测脉冲的占空比,单位是 %。与此同时, \bar{Q}_1 端输出脉冲的下降沿又触发 14528 II,由 R_2 、 C_2 决定显示保持时间 τ_2 。在 τ_2 时间内,由于 \bar{Q}_2 接 \bar{R}_1 端,因此封锁 14528 I,使之在 τ_2 时间内对被测脉冲的后沿不作反应,进入保持状态,从而避免了显示器的闪烁现象。不难算出

$$\tau_2 = 0.69R_2C_2 = 0.69 \times 8.2\text{M} \times 0.22\mu = 1.2\text{s}$$

被测脉冲的上升沿还通过微分电路 C_3 、 R_3 ,产生一个很窄的正向尖脉冲,再经过

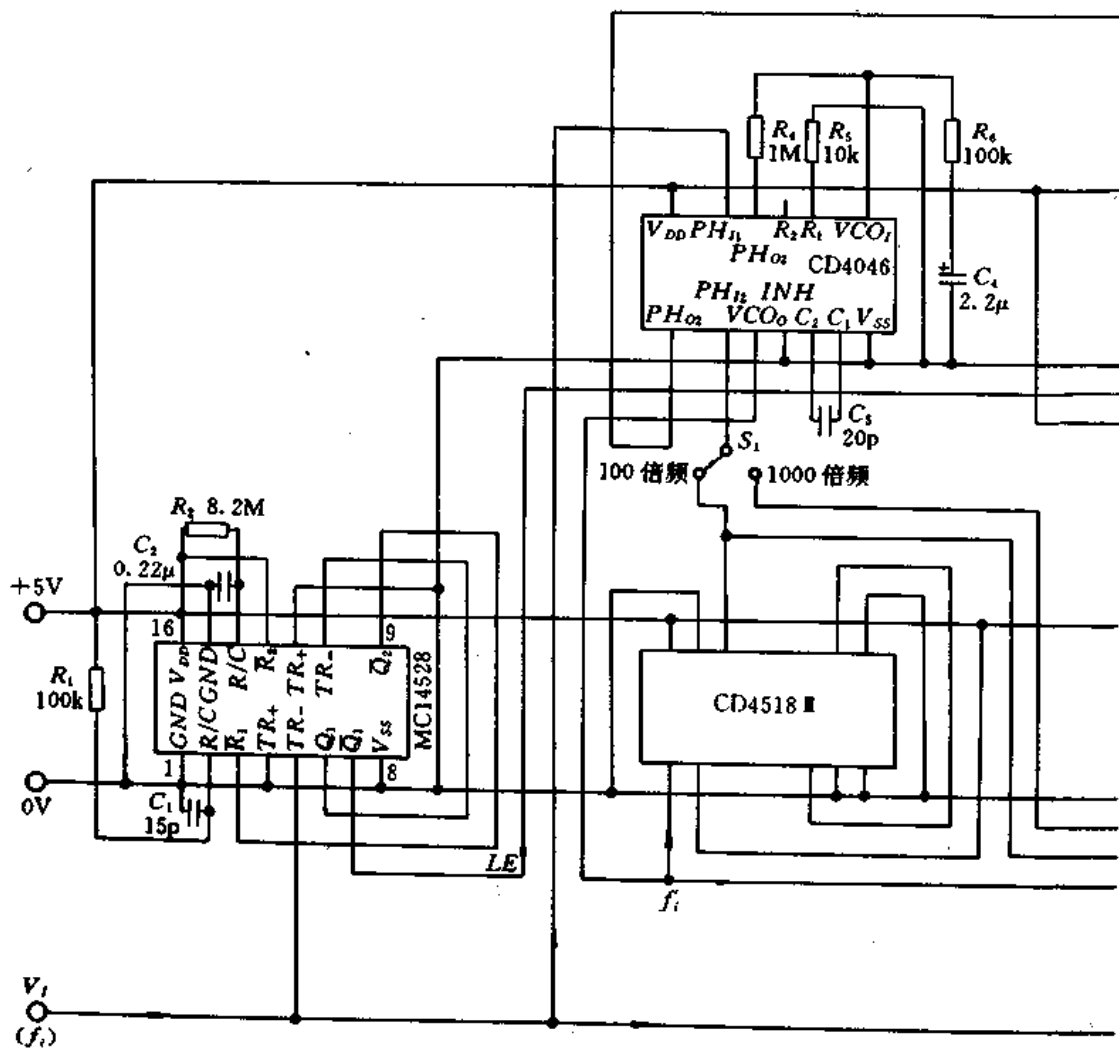
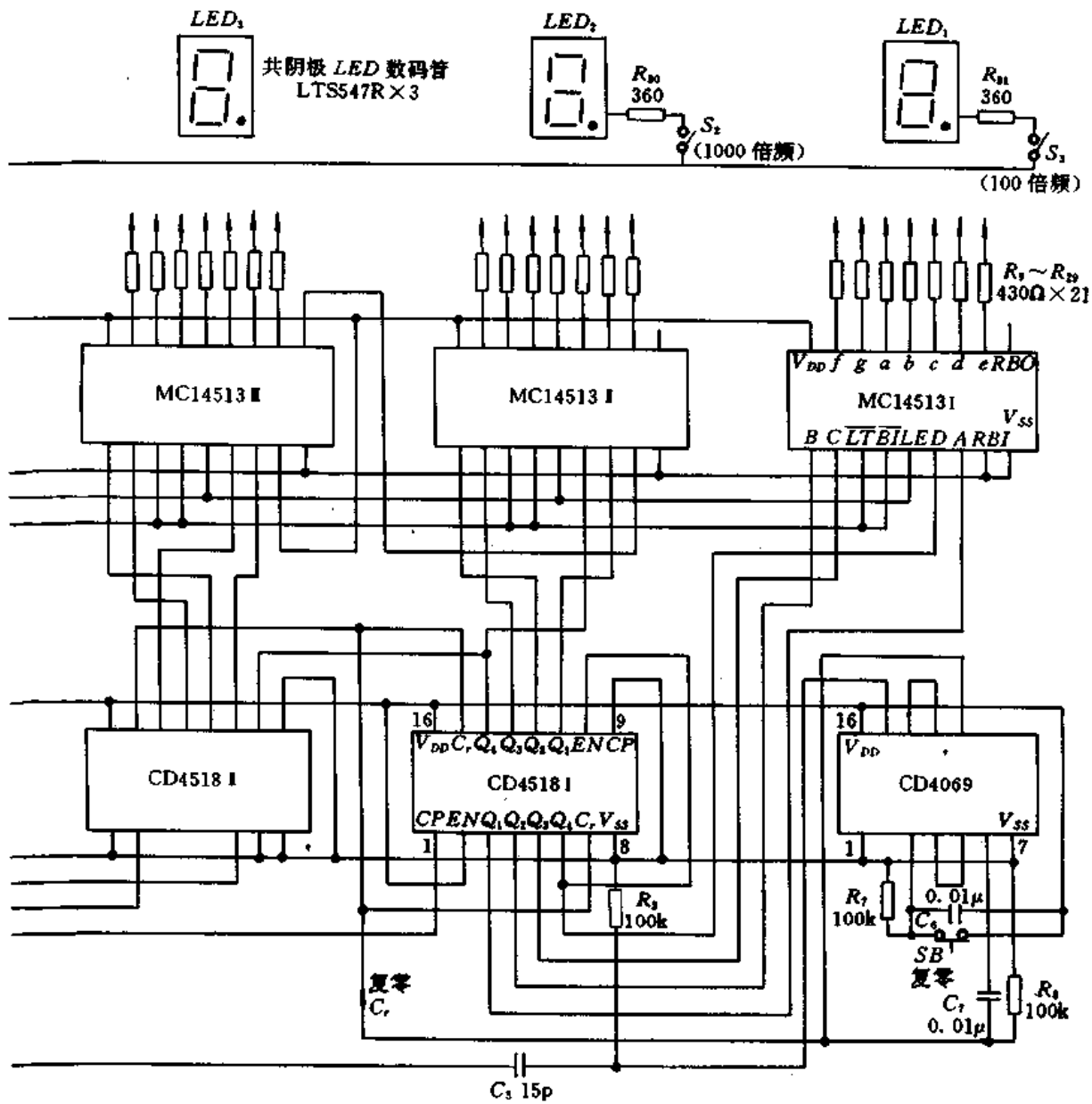


图 3.58.2 数字式占空比测



量仪的总电路

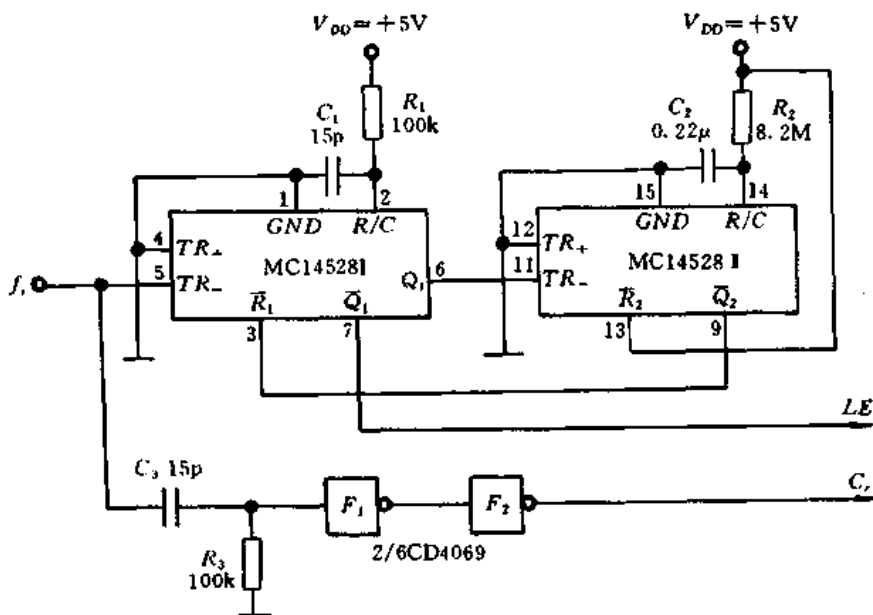


图 3.58.3 控制电路

CD4069 两级反相整形, 给计数器提供一个复零信号 C_r , 使计数器复零一次。而选通信号起到即时传送数据的作用, 将被测占空比所对应的细化脉冲数值送到译码器, 最终显示出来。时序波形如图 3.58.4 所示。这里假定 $D=40\%$, $N=1000$ 。

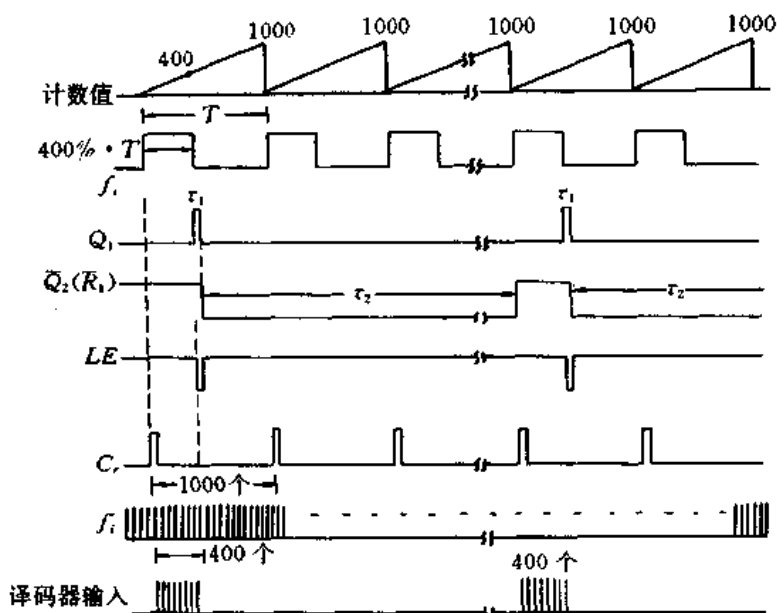


图 3.58.4 测量占空比的时序波形

(2) 锁相倍频电路

锁相倍频电路由一片 CD4046 锁相环的两片 CD4518 双 BCD 同步加法计数器 (CD4518 II、1/2CD4518 I) 构成。每片 4518 中包含两级十进制计数器, 因此 CD4518 II 配上 CD4518 I 的一半即可组成三级十进制计数器, 进行 1000 分频 ($\div 1000$)。但因该分频器

插在锁相环的 VCO_0 与 PH_{12} 端之间,所以对整个锁相环而言就实现了 1000 倍频,使得 $f_i = 1000f_i$ 。若要完成 100 倍频,只需使用 CD4518 Ⅲ 作 100 分频。锁相环的 PH_{11} 端接被测脉冲信号 f_i ,而 PH_{12} 端接比较信号,压控振荡器 VCO 的输出即倍频信号 f_i 。

低通滤波器由 R_4 、 R_6 和 C_4 组成。 C_5 是 VCO 的振荡电容。将 CD4046 的第 12 脚悬空,可使压控振荡器的下限频率低至 0Hz。

(3) 计数、译码、显示电路

电路由 CD4518 Ⅰ、Ⅱ,MC14513 Ⅰ~Ⅲ 组成。MC14513 是具有无效零自动消隐功能的锁存/译码/驱动器。所谓无效零,这里是指整数前面的零,亦称前导零。例如显示值为 045,最左边的零即为无效零。倘若保留无效零,既不符合人们的读数习惯,给观察和记录带来不便,还增加了显示器功耗。欲消隐无效零,应将 14513 的灯测试端 (\overline{LT}) 和强迫消隐端 (\overline{BI}) 均接高电平,若该位的串行无效零消隐输入端 RBI 呈高电平且输入状态为零时,则该位的无效零能自动消隐,并且串行无效零消隐输出端 $RBO=1$,也给下一位消隐无效零提供了必要(但不充分)之条件。

需要指出,通常认为小数点左边一位(即个位)即使出现零,也是有效的。例如占空比为 0.5(%),倘若把个位上的零消隐掉,就变成 .5(%),这种显示结果并不直观,不如保留个位的零好。因此图 3.58.2 中,MC14513 Ⅰ 的 RBI 端固定接 V_{SS} ,使个位总不消隐。

显示器采用 3 只 LTS547R 型红色高亮度共阴极 LED 数码管。第一位与第二位数码管的小数点均通过开关与 CD4046 的相位输出端 PH_{02} 相连。当环路入锁时该端呈高电平,失锁时为低电平。作 1000 倍频时合上 S_2 ,100 倍频时闭合 S_3 。刚接上被测信号时环路尚未入锁,小数点不亮,表示此时的读数不可靠。等小数点正常发光时说明环路已入锁,显示值即被测脉冲信号的占空比。正常工作时若选择 100 倍频,则最高位数码管总消隐。假如最高位亮或显示数不稳定、乱跳数,而且小数点出现闪烁,说明 f_i 已超出 15kHz。

3. 注意事项

(1) 该仪表所需 +5V 电源可由 7805 型三端固定式集成稳压器提供。

(2) 电路中的 MC14528 可用 MC14538 代替,后者属于精密双单稳态触发器,它们的管脚排列完全相同。MC14513 亦可用 CD4511 代替,但后者设有自动消隐无效零功能。

(3) 本仪表要求被测脉冲信号的幅度大约为 $5V_{P.P.}$ 。如果信号幅度过大,就应在输入级增加电阻分压器进行衰减。反之,若信号过弱,则需增加一级前置放大器,前置放大器可由晶体管或场效应管组成,后者还能显著提高仪表的输入阻抗。

(4) 假如需配 $3\frac{1}{2}$ 位或 $4\frac{1}{2}$ 位数字电压表,电路应作以下改动:第一,去掉图 3.58.2 中的计数、译码、显示器;第二,利用门电路将 f_i 信号与 τ_2 信号相“与”,获得如图 3.58.4 所示的译码器输入波形;第三,上述波形经 f/V 转换器变成直流电压,然后送至数字电压表。

(5) CD4046 的 PH_{02} 端输出能力有限。若选择普通亮度的 LED 数码管,应在此端与被驱动的小数点之间增加一级同相输出的缓冲器。

§ 3.59 准确测量占空比的简便方法

实践证明,给 $3\frac{1}{2}$ 位或 $4\frac{1}{2}$ 位数字电压表配以适当的外围电路,就能迅速、准确地测量脉冲占空比,测量范围是 $D=0\sim 100\%$,频率范围是 20Hz~1MHz,准确度可达 $\pm 0.2\%$ ~

±2%。输入脉冲幅度范围是 0.6~10V_p。

1. 测量原理

测量电路如图 3.59.1 所示。这里选用 ICL7106 构成的 3½ 位数字电压表,当基准电压 $V_{REF}=100.0\text{mV}$ 时,基本量程 $V_M=200\text{mV}$ 。外围电路由输入保护电路、电压放大器、电阻分压器及校准电路组成。输入脉冲信号用 $V_{IN}(f_i)$ 来表示,其占空比允许为 0~100%。 R_1 是限流电阻, VD_1 和 VD_2 均采用硅开关二极管 1N4148,构成双向限幅过压保护电路。 F_1 、 F_2 合用一片 CMOS 六反相器 CD4069(现仅用其中的两个反相器),电源电压取自 ICL7106 内部的 2.8V 基准电压源 E_0 。 $R_f(1\text{M}\Omega)$ 为偏置电阻,可将 F_1 偏置在线性放大区域。脉冲信号经过 F_1 、 F_2 放大后,幅度 $V_p \approx 2.8\text{V}$ 。又经过 R_2 和 RP 分压,脉冲幅度降为 V_p' ,其平均值为 \bar{V}_{IN} 。 $RP(1.5\text{k}\Omega)$ 是占空比校准电位器,调整 RP 可使 $V_p'=100\text{mV}$ 。 V_p 、 V_p' 之幅值可用示波器或峰值电压表监测。 RP 一经调好就不再变动。 R_3 与 C 构成模拟输入端的高频滤波器。

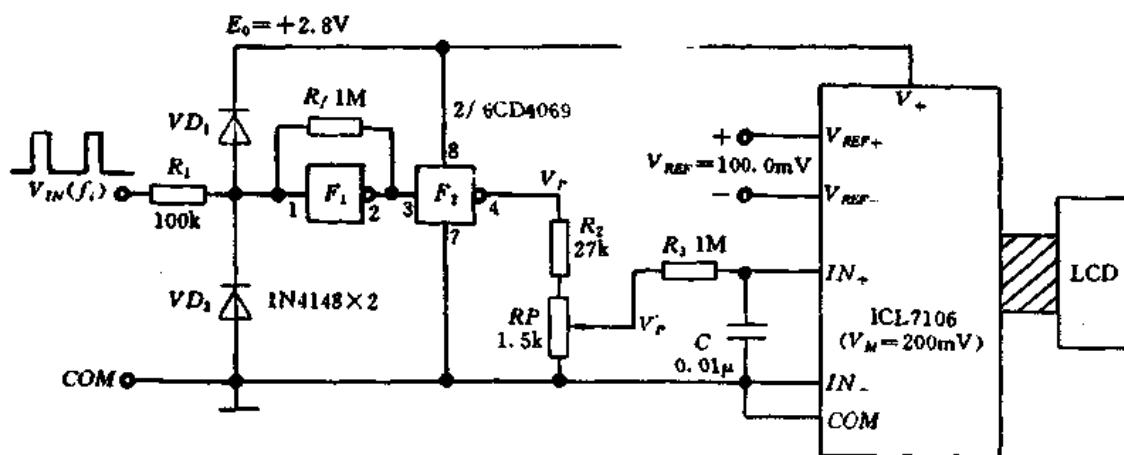


图 3.59.1 用数字电压表测占空比的电路

应当指出,正常情况下数字电压表输入的是直流电压,现在则为脉冲电压。因此,数字电压表反映的是脉冲平均值电压 \bar{V}_{IN} ,而 \bar{V}_{IN} 与占空比 D 有关,即

$$\bar{V}_{IN} = 10DV_p \quad (3.59.1)$$

根据 ICL7106 的测量原理可知,此时显示值应为

$$N = \frac{1000}{V_{REF}} \cdot \bar{V}_{IN} = \frac{1000}{100.0} \cdot \bar{V}_{IN} = 10 \bar{V}_{IN}$$

即
$$\bar{V}_{IN} = 0.1N \quad (3.59.2)$$

将式(3.59.2)代入式(3.59.1)中,考虑到 $V_p=100\text{mV}$,故

$$\bar{V}_{IN} = DV_p = D \times 100\text{mV} = 100D(\text{mV}) = 0.1N$$

最后得到

$$D = 0.001N = 0.1N(\%) \quad (3.59.3)$$

这就是用数字电压表测量占空比的原理,只要将小数点定在十位上,即可直读脉冲占空比。200mV 数字电压表亦可用数字万用表的 200mVDC 挡代替。

通过下述实验可检查测量占空比的准确度及频率范围。利用 1632 型函数脉冲发生器

依次输出 20Hz~1MHz、幅度为 4V 的脉冲波形,并通过该仪器上的脉冲宽度选择开关与脉冲延迟开关来选择不同的脉冲占空比,使 D 在 10%~90% 范围内改变。同时用 SR8 型双迹示波器观察输出波形。采用图 3.59.1 所示方法由 200mV 量程数字电压表依次测量各种脉冲的占空比,全部数据整理成表 3.59.1。由表可见,测量误差一般不超过 $\pm 2\%$,完全可满足常规测量需要。

表 3.59.1 用 200mV 量程 DVM 测量占空比的数据^①

读数 / 占空比 D / 脉冲频率 f	10%	20%	40%	50%	60%	80%	90%
20Hz	10.1	19.7	40.2	50.1			
100Hz	10.0	19.8	40.1	50.2	60.2		
200Hz	9.8	19.9	40.3	50.0	60.1	79.8	89.6
500Hz	10.2	19.8	40.1	49.7	59.8	79.6	89.9
1kHz	10.3	19.8	39.7	49.7	59.3	79.9	89.7
2kHz	10.1	20.2	39.9	50.1	60.1	79.9	90.2
5kHz	10.2	20.4	40.1	50.0	60.3	79.7	90.1
10kHz	9.9	19.8	39.8	50.3	60.0	80.1	89.3
20kHz	10.3	20.2	39.2	50.5	60.4	79.7	90.5
50kHz	10.1	20.2	40.2	50.1	59.9	80.6	89.5
100kHz	9.9	19.6	39.8	50.0	60.2	80.2	89.4
200kHz	10.1	20.1	39.7	50.1	59.7	79.9	90.1
500kHz	10.4	20.5	40.5	49.8	60.5	80.3	89.9
1MHz	9.8	19.7	39.0				

①受 1632 型函数脉冲发生器调节占空比能力所限制,表中个别数据空缺。

2. 使用注意事项

(1)若数字电压表的基本量程 $V_M=2V$,则需相应改变 R_2 和 RP 的电阻值,取 $R_2=1.5k\Omega$, $RP=1k\Omega$,并调整 RP 使 $V_P=1V$ 。

(2)也可用数字万用表的直流电压挡代替数字电压表。表 3.59.2 就是用 DT830 型 $3\frac{1}{2}$ 位数字万用表的 2VDC 挡配上外围电路(参见图 3.59.1)后测出的一组数据,将测量值扩大 100 倍,即为被测占空比(%)。具体测试方法及测试条件同上。然后将 1632 型函数脉冲发生器固定输出 1kHz、 $D=50\%$ 的脉冲波形,同时改变信号幅度,测量数据见表

表 3.59.2 用 DT830 型 2VDC 挡测量占空比的数据

读数 / 占空比 D 脉冲频率 / %	10%	20%	40%	50%	60%	80%	90%
500Hz	0.100	0.198	0.399	0.500	0.601	0.799	0.901
5kHz	0.098	0.199	0.401	0.501	0.601	0.801	0.897
50kHz	0.101	0.198	0.401	0.497	0.603	0.793	0.894
500kHz	0.099	0.201	0.400	0.504	0.601	0.801	0.900

表 3.59.3 检测信号幅度的数据 (D=50%)

输入脉冲信号幅度 V_P/V	0.6	1	2	3	5	10
DT830 的 2VDC 挡显示值 $N/\%$	49.0	49.0	49.5	49.4	49.6	50.2
测量占空比的相对误差 $\gamma/\%$	-2	-2	-1	-1.2	-0.8	+0.4

3.59.3。由表可见,用此方法时脉冲信号幅度的允许范围是 0.6~10 V_P 。

(3)图 3.59.1 中亦可选用由 ICL7107、MC14433、ICL7129 型单片 A/D 转换器构成的数字电压表。其中,前面两种采用 $\pm 5V$ 双电源供电,适配 3 $\frac{1}{2}$ 位 LED 显示器,后面一种配 4 $\frac{1}{2}$ 位 LCD 显示器。

§ 3.60 二极管测量电路

一些数字万用表未设置二极管挡,只能用电阻挡检查半导体二极管,通过测量比较其正向、反向电阻值,来判断二极管的好坏。但此法存在缺点:第一,由于数字万用表电阻挡的测试电流很小,致使测出的正、反向电阻值与典型值相差较大,容易造成误判断;第二,测量结果不够直观。为了准确判定被测二极管的质量好坏,可增加二极管测量电路,测量其正向导通压降 V_F 值。 V_F 是二极管的重要参数之一。例如,当 $V_F=0$ 时表明二极管内部短路; $V_F>2V$ (此时仪表溢出),证明二极管已经开路。正常情况下,对于硅二极管, $V_F=0.55\sim 0.7V$;锗二极管的 $V_F=0.15\sim 0.3V$,根据这一点还可以迅速识别硅管与锗管。下面介绍二极管测量电路的原理及使用注意事项。

1. 二极管测量电路的原理

二极管测量电路如图 3.60.1 所示。其设计思想是利用 V_F/V 转换器将被测二极管的正向压降值转换成直流电压,再通过数字万用表的 200mVDC 挡进行测量与显示。 V_F/V 转换器主要由 $R_1\sim R_4$ 、 VD_1 和 VD_2 组成。 $+2.8V$ 基准电压源经过 R_1 、 VD_1 、 R_2 向被测二极管 VD 提供大约 1mA 的工作电流 I_F 。二极管的正向压降 V_F 再经过 R_3 、 R_4 分压后衰减到原来的 1/10,以此作为 200mVDC 挡的输入电压,有关系式 $V_{IN}=0.1V_F$ 。虽然使用的是数字万用表 200mVDC 挡,但考虑到上述分压器的作用;实际量程已扩展到 2V,因此可直接测量并显示出各种二极管的正向压降值。注意,该电路适宜检测小功率二极管,因其测试电流 I_F 仅 1mA,故在测试大功率整流二极管时读数将明显低于典型工作值。

保护电路由 VD_1 、 VD_2 和 R_2 构成。假如不慎误用该电路去测 220V 交流电压,正半周

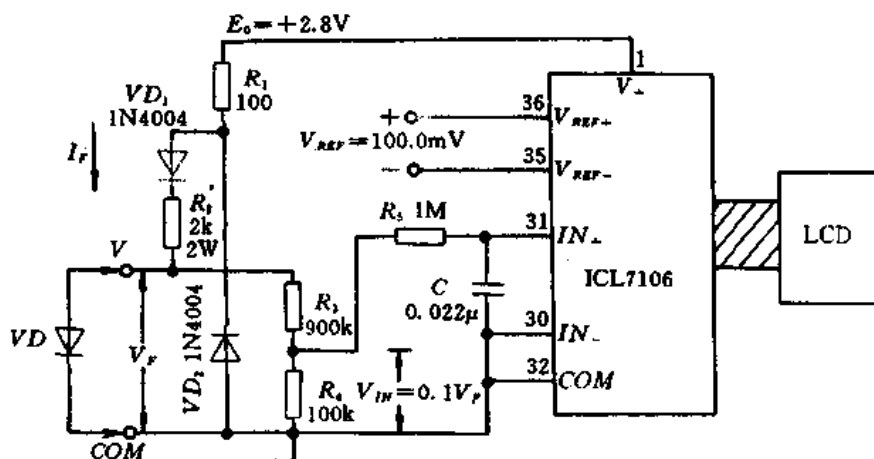


图 3.60.1 二极管测量电路

时 VD_1 反向偏置而截止, 电路不通。负半周时, 电流经过 $COM \rightarrow VD_2 \rightarrow VD_1 \rightarrow R_2$ 形成回路, 可保证仪表不会受到损坏。不难算出, 回路电流 $I = 220V/R_2 = 220V/2k\Omega = 110mA$ (RMS), 这表明最大电流的有效值被限制在 110mA。

2. 注意事项

(1) 由于电阻 R_2 上的电流极限值达 110mA, 因此应选 $2k\Omega$ 、2W 的氧化膜电阻。 VD_1 、 VD_2 均采用 1N4004 型塑封硅整流管, 其最高反向工作电压为 400V, 额定整流电流是 1A。分压电阻 R_3 (900k Ω) 和 R_4 (100k Ω) 宜选用误差为 $\pm 1\%$ 的 1/4W 金属膜电阻。

(2) 若使用数字万用表的 2VDC 挡进行测量, 就可去掉图 3.60 中的分压电阻 R_3 、 R_4 。

§ 3.61 晶体管测量电路

晶体管的一个重要参数就是共发射极电流放大系数 h_{FE} 。它表示在共发射极电路中, 当输出电压保持不变时集电极电流 I_C 与基极电流 I_B 之比, I_C 、 I_B 均为直流电流。有公式

$$h_{FE} \approx \frac{I_C}{I_B} \quad (3.61.1)$$

严格讲, I_C 还应减去被测管的穿透电流 I_{CEO} , 即

$$h_{FE} = \frac{I_C - I_{CEO}}{I_B} \quad (3.61.2)$$

但硅管的 I_{CEO} 很小 (一般小于 $1\mu A$), 完全可忽略不计, 对于锗管则应考虑。

晶体管的特性曲线呈非线性, 当 I_C 很小 (例如几十微安) 或很大 ($I_C = I_{CM}$) 时, h_{FE} 值都会降低。对小功率晶体管而言, 在 $1mA < I_C < I_{CM}$ 的范围内, 具体到某只管子而言, h_{FE} 基本为一定值 (具有正向 AGC 特性的晶体管除外)。多数管子的 h_{FE} 在 10~100 倍之间, 个别管子可达 200 倍左右。高 β 或超 β 晶体管的 h_{FE} 可达 1000 倍。对普通晶体管而言, h_{FE} 太小, 放大能力就弱。但是 h_{FE} 过大, 工作时就不稳定, 还容易引起放大器的自激振荡。

下面介绍的 h_{FE} 测量电路, 能够测量 PNP 或 NPN 型小功率晶体管的 h_{FE} 值。

1. 测量晶体管 h_{FE} 电路的原理

测量电路如图 3.61.1 所示, 测量范围是 $h_{FE} = 0 \sim 1000$ 倍。现以 NPN 管为例, 测量电

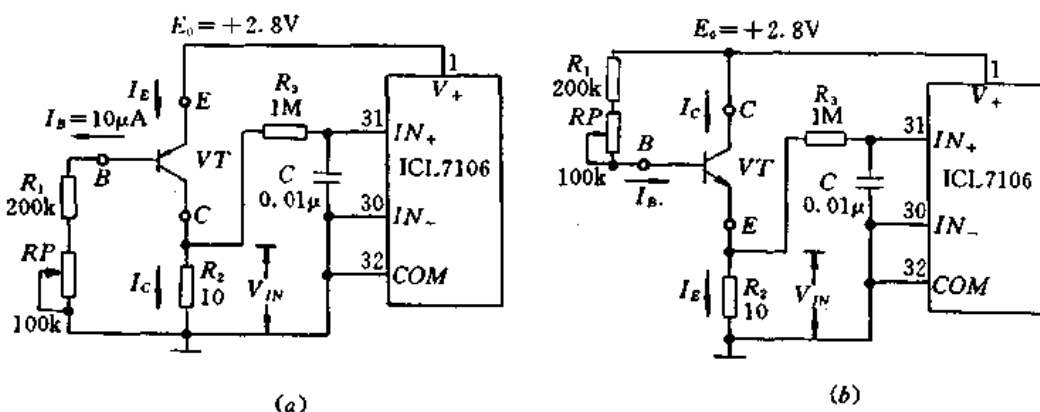


图 3.61.1 测量晶体管 h_{FE} 的电路

(a)测量 PNP 管; (b)测量 NPN 管。

路见(b)图。被测晶体管采用共射极接法,固定偏置电阻由固定电阻 R_1 (200k Ω)和电位器 RP (100k Ω)组成,所提供的基极电流由下式确定:

$$I_B = \frac{E_0 - V_{BE}}{R_1 + R_P} \quad (3.61.3)$$

设 $E_0 = +2.8V$,被测管的发射结正向压降 $V_{BE} = 0.7V$,取 $R_1 = 200k\Omega$,调整 $R_P = 10k\Omega$,一并代入式(3.61.3)中得到, $I_B = 10\mu A$ 。发射结经 R_2 (10 Ω)接模拟地 COM , R_2 为取样电阻,由它实现 I/V 转换,把发射极电流 I_E 转换成仪表的输入电压 V_{IN} 。因为

$$I_E = I_C + I_B \approx I_C \quad (3.61.4)$$

所以
$$V_{IN} = I_E R_2 \approx I_C R_2 = h_{FE} I_B R_2 \quad (3.61.5)$$

将 $I_B = 10\mu A$, $R_2 = 10\Omega$ 代入式(3.61.5)中整理后得到

$$V_{IN} = 0.1 h_{FE} \quad (\text{mV}) \quad (3.61.6)$$

即
$$h_{FE} = 10 V_{IN} \quad (3.61.7)$$

显然,若选用 200mV 量程的数字电压表,将 V_{IN} 的单位取 0.1mV,再令小数点消隐后即可直读 h_{FE} 值。鉴于 ICL7106 内部基准电压源 E_0 的输出电流有限,通常规定 $I_C \leq 10\text{mA}$,所对应的 h_{FE} 测量范围是 0~1000。

设计 PNP 管的 h_{FE} 测量电路时,需改变电源电压 E_0 的极性,同时把 R_2 移至集电极电路中,参见图 3.61.1(a)。

带 h_{FE} 插口的一种实用电路如图 3.61.2 所示,其特点是利用一个 8 芯 h_{FE} 插座来分别测量 PNP、NPN 型晶体管的电流放大系数。为简化电路和降低成本,基极偏置电路均由固定电阻构成。 R_1 、 R_2 依次为 NPN、PNP 管的基极偏置电阻,两套电路公用一只取样电阻 R_3 。为便于插入被测晶体管, h_{FE} 插座共设置 4 个 E 孔,每一侧的两个 E 孔都在内部连通,可任选其一。

2. 使用注意事项

(1)晶体管的 h_{FE} 值还与测试条件有关。由于此时被测管工作在低压、小电流条件下,并且式(3.61.7)中未考虑穿透电流等因素的影响,因此测量结果仅供参考。 h_{FE} 挡的优点

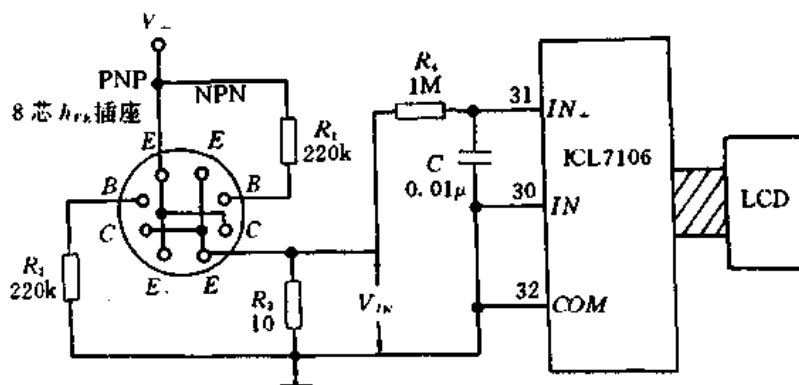


图 3.61.2 带 h_{FE} 插口的测量电路

在于测量简便、迅速、安全，特别适合于在业余条件下挑选晶体管，进行晶体管配对。

(2) 锗管的穿透电流较大，会导致测量误差明显增大。采用复测法可消除此项误差，详见 § 4.6。

(3) 对于 $3\frac{1}{2}$ 位数字万用表，尽管理论上可得到 $h_{FE}=1999$ ，但通常规定被测管的 $h_{FE} \leq 1000$ 。其原因是在 ICL7106 内部，稳压管的稳定电压 $V_Z=6.2V$ ，再经过由二极管 VD 、 r_1 、 r_2 构成的分压器获得 $2.8V$ 基准电压源。假定 VD 的正向电阻与 r_1 的电阻之和等于 r ，则

$$E_0 = \frac{r}{r + r_2} \times 6.2V = 2.8V$$

接上被测管后，相当于在 $C-E$ 插孔之间并联负载 R_L ，导致 E_0 降成 E'_0

$$E'_0 = \frac{r // R_L}{r // R_L + r_2} \times 6.2V < 2.8V$$

实际上，当 $h_{FE} < 500$ 时， E_0 下降很小。但是当 $h_{FE} > 500$ ，尤其是 $h_{FE} > 1000$ 时， E_0 的下降量就很可观了。而 E_0 的下降又使 I_C 减小，就会引起测量误差。实验表明，当被测管的 $h_{FE} \approx 500$ 时， E_0 大约下降 7%， I_C 偏低 2%；但当 $h_{FE} \approx 1000$ 时， E_0 就下降 13%， I_C 则偏低 17%。这样就使仪表的输入电压 $V_{IN} = I_C R_2$ 降低。此外， E_0 的下降还使 I_B 随之减小 ($I_B = (E_0 - V_{BE}) / R_B$)，又促使 I_C 进一步减小，结果使测量误差进一步增大。

应当指出， E_0 的下降对仪表有一定的保护作用，限制了 I_C 不能太大，避免芯片因输出功率过大而损坏。这样，即使被射管 $C-E$ 极间短路， I_C 也不会超过几十 mA。只是当 $I_C \geq 20mA$ 时， $V_{IN} \geq 200mV$ ，仪表显示出过载符号。根据这一特点，利用 h_{FE} 插口检查二极管、发光二极管、LED 数码管，既方便又安全。

(4) 使用 h_{FE} 插口时，注意不要把管脚位置插错。当插口内存在污垢时，易造成管脚接触不良，需用尖嘴镊子夹住无水酒精棉球，将插孔清洗干净。

§ 3.62 PN 结测温电路

数字电压表配上 PN 结温度传感器，即可测量温度。下面介绍这种数字温度表的测温原理及调试方法。

1. PN 结温度传感器的工作原理

PN 结温度传感器的正向压降随温度而变化,在 $-50\sim+150^{\circ}\text{C}$ 范围内具有良好的线性度。与传统的热电偶、铂电阻相比,它的灵敏度高、线性度好、稳定性强、热响应速度快、体积小、成本低,可以测量固体、液体和气体的温度。

根据半导体理论,通过 PN 结的正向电流 I_F 与 PN 结压降 V_F 之间存在下述关系

$$I_F = I_S \exp \frac{eV_F}{kT} \quad (3.62.1)$$

式中 I_S ——反向饱和电流;

e ——电子电量;

k ——波尔兹曼常数, $k=8.63 \times 10^{-5} \text{eV/K}$;

T ——热力学温度/K。

令 PN 结正向电压的温度系数为 α_T ,其单位是 $\text{mV}/^{\circ}\text{C}$ 。根据式(3.62.1)最终可推导出 α_T 的表达式

$$\alpha_T = \frac{dV_F}{dT} = - \left(\frac{V_{g0} - V_F}{T} + \frac{kB}{e} \right) \quad (3.62.2)$$

式中 V_{g0} ——能带间隙电压,简称带隙电压;

B ——由 PN 结内部结构所决定的一个常数。

对于硅材料的 PN 结, $V_{g0}=1.205\text{V}$,设 $V_F=0.65\text{V}$, $T=300\text{K}$, $B=3.5$,与 $k=8.63 \times 10^{-5} \text{eV/K}$ 一并代入式(3.62.2)中得到

$$\alpha_T = -2.15 \text{mV/K} = -2.15 \text{mV}/^{\circ}\text{C}$$

综上所述,PN 结的正向电压具有负的温度系数 α_T ,对于硅二极管约为 $-2.1 \text{mV}/^{\circ}\text{C}$,即温度每升高 1°C , V_F 大约减小 2.1mV ,这种变化规律非常稳定,在 $-50\sim+150^{\circ}\text{C}$ 范围内, V_F 与 t 成正比。由图 3.62.1 可见,当正向电流 I_F 保持不变时, V_F 随温度升高而减小 (V_F - I_F 特性曲线向左平移),随温度的降低而增大(曲线向右平移)。

硅二极管亦可用硅晶体管的发射结来代替,发射结正向压降 V_{BE} 与温度 t 也呈线性关系。若把晶体管的 B 、 C 电极短接,使集电结压降 $V_{BC}=0$,管子就呈临界饱和状态,利用集电极电流的恒流特性,可使线性度大为改善,其测温准确度要比二极管提高一个数量级。

鉴于普通硅晶体管的电压温度系数存在离散性,一般为 $-(2.0\sim2.5) \text{mV}/^{\circ}\text{C}$,目前国内专门生产各种 PN 结温度传感器,其线性度可达 $0.1\sim0.5\%$ 。例如,北京前门器件厂生产的 PN 温度传感器,最小外形尺寸为 $\phi 2 \times 2 \times 1(\text{mm})$,电压温度系数(即灵敏度)是 $-2.17 \text{mV}/^{\circ}\text{C}$,测温范围是 $-50\sim+100^{\circ}\text{C}$,温度非线性误差为 0.24% ,响应时间 $0.2\sim2\text{s}$,功耗 $50 \mu\text{W}$ 。辽宁省宽甸晶体管厂研制的 PN 结温度传感器,测温范围是 $-50\sim+150^{\circ}\text{C}$,线性度优于 $\pm 0.5\%$ 。

2. 由硅 PN 结与 DVM 构成的数字温度计

将数字电压表配以硅 PN 结测温电路,再利用表内的单片 A/D 转换器做除法运算,

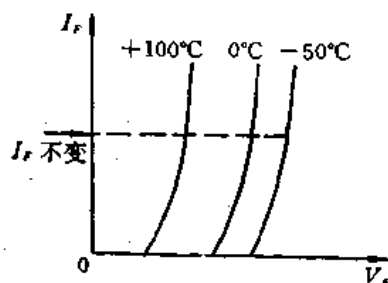


图 3.62.1 硅 PN 结的正向压降随温度变化的规律

即可构成数字温度表,典型电路如图 3.62.2 所示。这里选用由 ICL7106 组成的 3½位

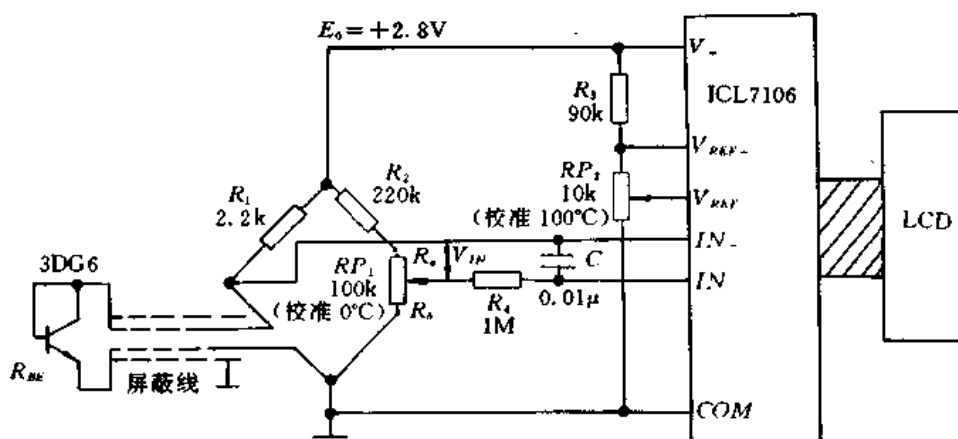


图 3.62.2 由 PN 结与 DVM 构成的数字温度表

LCD 显示数字电压表,利用 3DG6 型硅晶体管的发射结作温度传感器。 R_1 、 R_2 、 R_{BE} 和 RP_1 组成测温电桥,其中 R_{BE} 是发射结正向电阻。ICL7106 的 2.8V 基准电压源 E_0 作电桥的电源。 RP_1 、 RP_2 分别为 0°C、100°C 校准电位器。PN 结温度传感器就作为一个桥臂,并通过屏蔽线接至测温电桥。 R_4 、 C 组成高频滤波器,滤除高频干扰。

设 PN 结温度传感器的灵敏度为 α_T (取绝对值),由 § 3.12 可知,欲直读温度值,应调整 A/D 转换器的基准电压 $V'_{REF} = \alpha_T \cdot V_{REF}$ 。例如在 $\alpha_T = 2.17\text{mV}/^\circ\text{C}$ 时,取 $V'_{REF} = 2.17 \times 100.0\text{mV} = 217.0\text{mV}$ 。基准电压调整电路由 R_3 和 RP_2 串联而成。 R_3 的上端接 V_+ , RP_2 的下端接 COM 。将电位器 RP_2 的滑动触头旋至最上端时,基准电压为 0V;调到最下端时为 280.0mV。因此调整范围是 0~280.0mV,从中可调出 217.0mV。

3. 数字温度表的校准方法

方法之一:把密封后的 PN 结温度传感器置于冰水混合物中(0°C),调整 RP_1 使电桥满足平衡条件:

$$R_1 R_2 = (R_a + R_2) R_{BE} \quad (3.62.3)$$

式中, $R_a + R_2 = RP_1$ 。因为这时电桥输出电压亦即仪表输入电压 $V_{IN} = 0\text{V}$,故显示值为 00.0。然后把传感器置于 100°C 环境中,调节 RP_2 使显示值恰好为 100.0。经校准后一旦被测温度低于 0°C,仪表就自动显示负值。在业余条件下,亦可把 PN 结温度传感器和标准水银温度计一起插入沸水中,调整 RP_2 使仪表显示值与标准温度计的读数相等。

方法之二,对上述 PN 结温度传感器正式产品而言,可选一块 4½位标准数字电压表来监测基准电压,调整 RP_2 使 V'_{REF} 达到规定值(例如 217. mV)。校准 0°C 的方法同上。

4. 使用注意事项

- (1) 温度传感器需用环氧树脂封装在薄铜管内,以达到密封、防水、导热之目的。
- (2) 为减小外界干扰,温度传感器的引线宜采用屏蔽线,金属屏蔽层接模拟地 COM 。

§ 3.63 热电偶测温电路

热电偶也是一种常用的温度传感器,只要配以测温电桥和数字万用表的 200mVDC

挡,就可以测量温度。

1. 热电偶的原理及分类

热电偶是由两种金属(或合金)构成的,也是工业上最常见的温度传感器。热电偶具有热电效应,当两种金属材料 A 和 B 构成闭合回路,并且在两个结点存在温度差时,就会产生温差热电势 e 。有公式

$$e = E_{AB}(T) - E_{AB}(T_0) = \frac{k}{e}(T - T_0) \ln \frac{\rho_A}{\rho_B} \quad (3.63)$$

式中 $E_{AB}(T), E_{AB}(T_0)$ ——分别为热端(T)、参考端(T_0)的热电势,习惯上将参考端称作冷端,此端温度即测温仪表所在的环境温度;

k ——波尔兹曼常数;

e ——电子电量;

ρ_A, ρ_B —— A, B 中的自由电子密度。

显然,当 $T > T_0$ 时,热电势 e 为正; $T < T_0$ 时, e 为负; $T = T_0$ 时, $e = 0$ 。

常见热电偶的材料及分度号见表 3.63.1。其中,镍铬-镍硅(镍铬-镍铝)K 型热电偶的温度-mV 对应关系,见表 3.63.2。适配数字温度表的 K 分度号微型热电偶探头的型号见表 3.63.3。

表 3.63.1 热电偶的材料及分度号

热电偶材料	分度号		使用温度 $T/^\circ\text{C}$	
	新	旧	长期	短期
镍铬-考铜	EA-2	EA-2	600	800
镍铬-镍硅(镍铬-镍铝)	K	EU-2	1100	1300
铂铑 10-铂	S	LB-3	1300	1600
铂铑 30-铂铑 6	B	LL-2	1600	1800

表 3.63.2 镍铬-镍硅(镍铬-镍铝)热电偶的温度-电压对照 (参考端温度为 0°C)

温度 $T/^\circ\text{C}$	0	20	100	200	300	500	700	1000
电压/mV	0.000	0.798	4.095	8.137	12.207	20.640	29.128	41.269

表 3.63.3 适配数字温度表的热电偶探头

探头型号	准确度	测温范围
TP01	$\pm(0.5\%+1^\circ\text{C})$	$-50\sim 250^\circ\text{C}$
TP02	$0\sim 750^\circ\text{C}$ 为 $\pm(0.75\%+1^\circ\text{C})$, $0\sim 50^\circ\text{C}$ 为 -3°C	$-50\sim 750^\circ\text{C}$
TP03	$\pm(0.5\%+1^\circ\text{C})$	$-50\sim 1300^\circ\text{C}$

需要指出,目前我国已用镍铬-镍硅(NiCr-NiSi)热电偶取代镍铬-镍铝(NiCr-NiAl)热电偶,二者的热电性能相同,但前者的抗氧化性能更好。

2. 由热电偶构成的数字温度表

热电偶测温电路如图 3.63.1 所示。主要包括集成电路 IC_1 (LM308)和 IC_2 (LM334), 专配 $3\frac{1}{2}$ 位数字电压表或数字万用表的 200mVDC 挡。LM308 是美国国家半导体公司(NSC)生产的精密运算放大器。它采用 8 脚双列直插式封装。第 7 脚和第 4 脚分别接正、负电源。第 2、3 两脚依次为同相输入端、反相输入端。第 6 脚是输出端。第 1 脚和第 8 脚分别为补偿 1、补偿 2 端,外接频率补偿电容。第 5 脚为空脚。

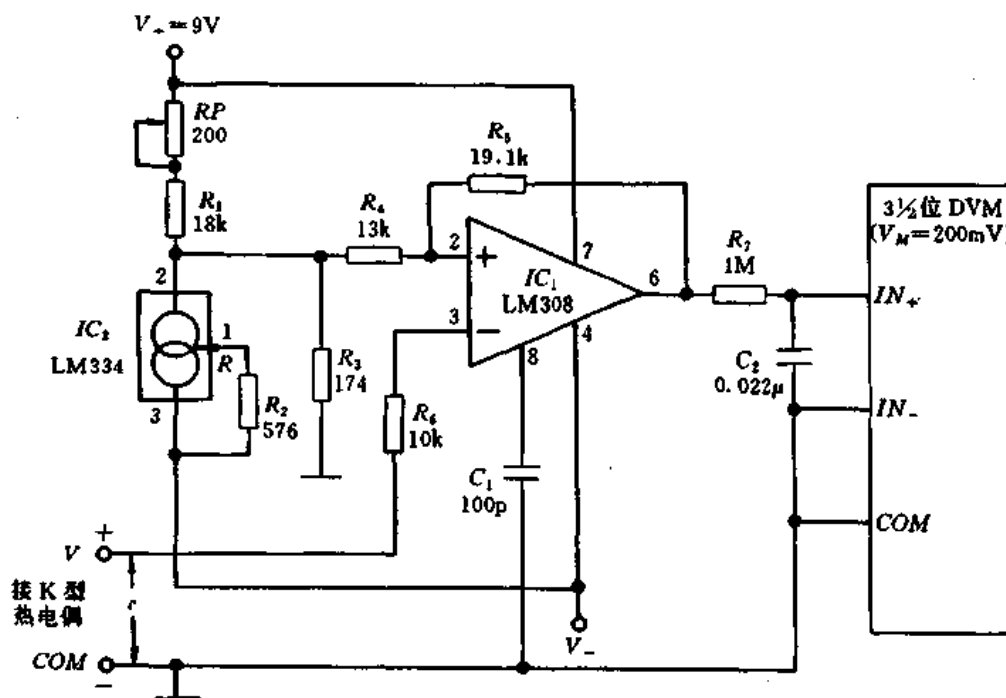


图 3.63.1 热电偶测温电路

LM308 的电源电压范围是 $\pm 2 \sim \pm 18V$, 输入失调电流 $\leq 1.5nA$, 输入失调电压为 $2.0mV$, 共模抑制比(CMRR)和电源抑制比(PMRR)均为 120dB(典型值)。因此它不需要调零,并且对电源的稳定性要求不高。

测量温度时要把 K 型热电偶(TP02 或 TP03 型测温探头)置于被测温度环境中。热电偶所产生的热电势 e 经过电阻 R_4 加至 LM308 的反相输入端,进行电压放大。 R_5 为反馈电阻, C_1 为第 8 脚的补偿电容,1 脚未接补偿电容。 R_4 是同相端的输入电阻。

由于热电势信号比较微弱,为减小测量误差,在 LM308 的同相输入端还接有偏置电路,由 LM334 型三端可调恒流源构成。LM334 亦是美国国家半导体公司产品。其工作电源电压范围是 $1 \sim 40V$, 输出恒定电流的范围是 $1\mu A \sim 10mA$, 电流调整率达 $0.02\%/V$ 。LM334 的同类产品还有 LM134(军品)、LM234(工业品),均属于三端器件。它们采用 TO-46 金属壳封装或者 TO-92 塑料封装,外形与小功率晶体管相似。第 1 脚是设定端 R , 外接设定电阻 R_{SET} ,用以调整设定电流 I_{SET} 。第 2 脚接正电源,第 3 脚接负电源端。现采用 9V 电源并选择 $R_{RET} = R_2 = 576\Omega$ 。 RP 为测温电路中的校准电位器。 R_3 可减小 LM334 的

温漂。LM334 经过 R_1 向 LM308 的同相输入端提供恒定的偏流。

K 型热电偶的电压温度系数 $\alpha_{TK} \approx 40\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 。当被测温度为 100°C 时, 热电势 $e \approx 4\text{mV}$ 。经过 LM308 放大到 10mV , 利用 $3\frac{1}{2}$ 位数字万用表的 200mVDC 挡即可读数, 分辨力为 1°C 。仪表的测温准确度是 $\pm 3\%$ 。若配 TP02 型测温探头, 适宜测量 $-50 \sim 750^\circ\text{C}$ 温度, 最高不得超过 830°C ; 配 TP03 型探头时最高可测到 1300°C 。

3. 使用注意事项

(1) 若冷端温度(即仪表所在环境温度)高于 0°C , 应将显示值 N 加上冷端温度 T_A , 才是实际温度。如果预先用标准温度计测出室温, 并将热电偶的热端也置于室温下, 然后调节电位器 $RP(200\Omega)$, 使仪表显示 T_A 值。正式测温时就不用加室温了。这相当于对冷端温度进行了补偿。

(2) K 型热电偶的正、负极性不得接反。

(3) 当测温点距仪表较远且其环境温度与仪表所处室温相差较大时, 必须通过补偿导线将热电偶与仪表相连。适配 K 型热电偶的补偿导线是以铜线为正极, 康铜线作负极。补偿导线能起到延长热电偶冷接点的作用, 减小环境温度变化所引起的测量误差。补偿导线的极性须与热电偶极性保持一致。对于镍铬-镍硅(或镍铬-镍铝)材料热电偶所用的补偿导线, 绝缘层为红色的芯线是正极, 绝缘层呈蓝色的芯线为负极。倘若无法凭颜色来区分补偿导线的极性, 亦可通过实验加以确定。具体方法是先把热电偶、补偿导线与数字温度表连接好, 要求热电偶同测温插孔的极性必须一致; 然后划一根火柴烘烤热电偶的热端。若仪表显示正温度值, 说明补偿导线的接法正确。若显示负值, 应调换两条补偿导线的位置。

§ 3.64 自动温度补偿式测温电路

上面所介绍的热电偶测温电路, 不能对冷端温度进行自动补偿, 使用及读数都不够方便。下面介绍两种能够对温度进行自动补偿的热电偶测温电路。其主要特点是: 第一, 能对热电偶的冷端温度进行自动补偿, 使仪表直接显示被测点的温度值; 第二, 利用内置的硅二极管(或硅晶体管发射结)充当半导体温度传感器直接测量室温。

1. 测温电桥电路之一

测温电桥的典型电路如图 3.64.1 所示。四个桥臂分别由 VT 和 R_1, R_2, R_3 和 RP_{1a}, RP_{1b} 和 R_4 组成。其中, RP_1 选用 100Ω 电位器, 这里用 RP_{1a}, RP_{1b} 分别表示 a 端至触头、触头至 b 端之间的电阻。 VT 选用 2N3904 型 NPN 晶体管, 将其集电结短路后代替硅二极管使用, 可对热电偶的冷端温度进行补偿。此外, 利用 VT 的发射结还代替了半导体温度传感器。

由 R_1 和 R_2 组成分压器, 其分压比为

$$K = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (3.64.1)$$

热电偶跨接在 A, B 两点之间, 测温电桥的输出电压就作为 ICL7106 的输入电压 V_{IN} 。这里采用差分输入方式, IN_- 端经桥臂电阻 $(RP_{1b} + R_4)$ 接模拟地。测温电桥的供桥电压就取自 ICL7106 内部 2.8V 基准电压源 E_0 。

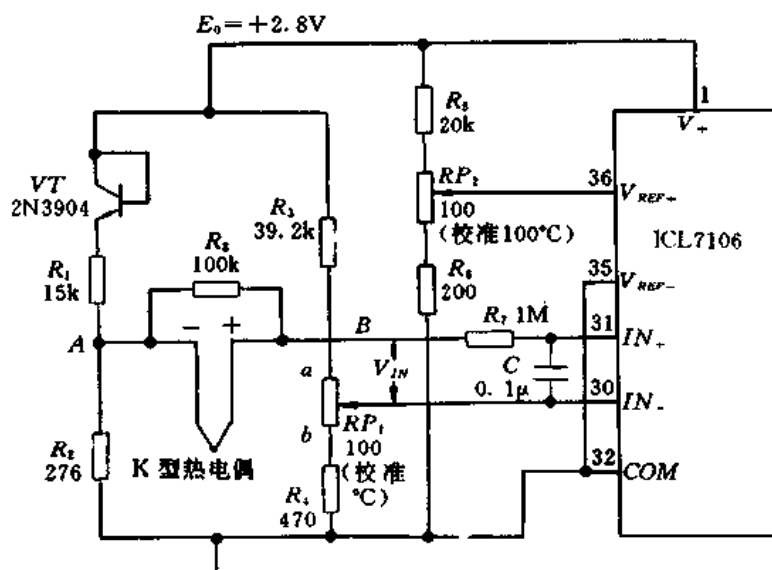


图 3.64.1 测温电桥电路之一

现采用 TP03 型热电偶探头。从表 3.63.2 中不难发现, K 型热电偶具有正的电压温度系数

$$\alpha_{TK} = e/\Delta T = 41.296\text{mV}/(1000^\circ\text{C} - 0^\circ\text{C}) = 41.296\mu\text{V}/^\circ\text{C}$$

为便于计算, 这里取近似值 $\alpha_{TK} \approx 40\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 。

下面举例说明实现温度补偿的原理。

假定被测温度 $T=100^\circ\text{C}$ (热端), 室温 $T_A=20^\circ\text{C}$ (冷端), 此时热电势

$$\begin{aligned} e &= \alpha_{TK}(T - T_A) = 40\mu\text{V}/^\circ\text{C} \times (100 - 20)^\circ\text{C} \\ &= 40\mu\text{V}/^\circ\text{C} \times 80^\circ\text{C} = 3.2\text{mV} \end{aligned}$$

这恰好对应于 80°C 的毫伏值, 其极性如图 3.64.1 所示, 与热电偶的正、负极性一致。这表明, 测量 100°C 温度时仪表显示值仅为 80°C , 比实际被测温度低 20°C , 而 20°C 就对应于 0.8mV (准确值是 0.798mV)。假如把 e 视作电源, 只要给它串联一个附加电势 e_1 (0.8mV), 使 $(e+e_1)$ 恰好等于 100°C 所对应的热电势 (4.095mV , 近似取 4mV), 仪表就能直接显示出 100°C 。实际上只需把 A 点电位降低 e_1 的数值, 就相当于串入反极性的附加电势 e_1 , 使 B 点电位相应提升到 $(e+e_1)$, 同样可以直读温度值。这就是对冷端温度进行补偿的基本原理。下面介绍具体电路的工作原理。

众所周知, 硅晶体管发射结 (即 PN 结) 的正向导通压降 V_{BE} 与温度 T 成正比, 且电压温度系数为负值, 通常 $\alpha_{TBE} \approx -(2.0 \sim 2.5)\text{mV}/^\circ\text{C}$ 。但具体到某只管子, α_{TBE} 则为一定值。假定 2N3904 的 $\alpha_{TBE} = -2.4\text{mV}/^\circ\text{C}$, 现以 A 为参考点, 设 $V_A = 0\text{V}$ 。当 $T_A = 20^\circ\text{C}$ 时, $\Delta V_{BE} = \alpha_{TBE} \cdot T_A = -2.4\text{mV}/^\circ\text{C} \times 20^\circ\text{C} = -48\text{mV}$ 。VT 发射结正向压降的变化量 ΔV_{BE} 经过 R_1 、 R_2 分压, 迫使 A 点电位降低, 有关系式

$$\Delta V_A = K \Delta V_{BE} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \Delta V_{BE} \quad (3.64.2)$$

将 $R_1 = 15\text{k}\Omega$, $R_2 = 276\Omega$, $\Delta V_{BE} = -48\text{mV}$ 一并代入式 (3.64.2) 后计算出 $\Delta V_A \approx -0.8\text{mV}$ 。这正是 K 型热电偶在冷端温度为 20°C 时所需要的补偿电势 e_1 。推而广之,在整个测温范围内上述电路都能对 K 型热电偶的冷端温度进行补偿。

该电路有三个特点:第一,它利用硅晶体管发射结导通压降的负温度系数,去补偿 K 型热电偶的正温度系数;第二,鉴于 $|\alpha_{TBE}| \gg \alpha_{TK}$,需借助于分压器使 $|\alpha_{TBE}/K| = \alpha_{TK}$,从而实现温度自动全补偿;第三,插上热电偶之后仪表显示的是被测温度 T ,当热电偶开路(未插入)时,由 R_5 将桥路的输出端接通,仪表显示的就是常温(室温,严格讲应为表壳内部温度)。

利用硅晶体管的发射结(或硅二极管的 PN 结)作温度传感器时,测温范围是 $-50 \sim 150^\circ\text{C}$ 。但考虑到晶体管 VT 装在数字温度表内,而仪表工作环境温度一般规定为 $0 \sim 40^\circ\text{C}$,因此使用内置温度传感器只能测量常温。欲测高于 40°C 或低于 0°C 的温度,需配相应的热电偶探头,详见表 3.63.3。

2. 测温电桥电路之二

图 3.64.2 示出另一种测温电桥的电路。其工作原理与图 3.64.1 大致相同。主要区别是:①现用硅二极管 VD(1N4148)代替硅晶体管的发射结,起到半导体温度传感器的作用;②电路中的部分元件值有变化。

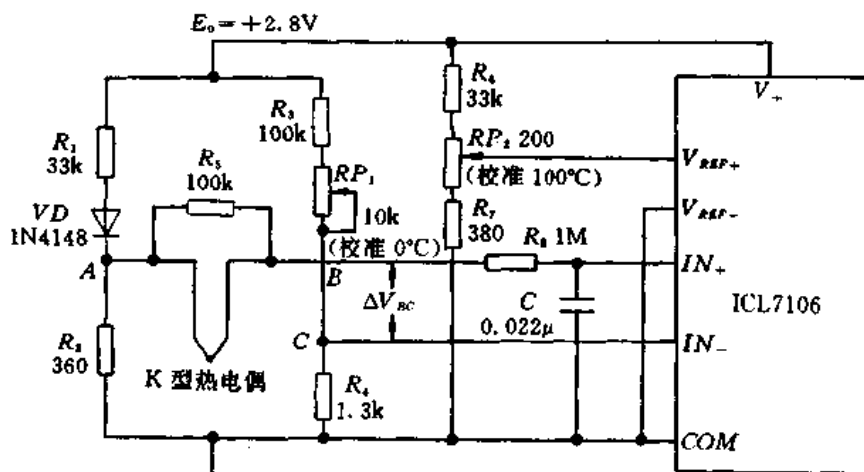


图 3.64.2 测温电桥电路之二

上述两种数字温度表的准确度为 $\pm 0.75\% \sim \pm 1.5\%$ (视测温范围而定),分辨力是 1°C 。

3. 使用注意事项

(1)温度测量中的“归一化”并非 $0.1\text{mV}/^\circ\text{C}$,而是 1 个字/ $^\circ\text{C}$ 。这样,1000 个字就对应于 1000°C 。不难算出,该仪表的基准电压 $V_{REF} \approx 40\text{mV}$ 。在校准 100°C 时,实际上就是调整基准电压,只不过所关注的并非 V_{REF} 的具体数值,而是仪表应显示 100 个字(对应于 100°C)。

(2)电路中的 RP_1 是校准 0°C 的电位器, RP_2 为校准 100°C 的电位器。图 3.64.1 中的 VT 可用 3DK40B、JE9013、3DG6 等晶体管代替。

(3)尽管硅晶体管 VT 的 α_{TBE} 值存在一定的偏差,另外桥臂电阻亦会有误差,但这些

均可在校准 0°C 时予以消除。需要注意的是热电势信号很弱,必须选用金属膜电阻作桥臂电阻,而碳膜电阻的电噪声较大,会引起明显的测量误差,所以不得采用。

4. 数字温度表的调试方法

(1) 调试设备

- ① 保温桶 1 个(用以盛放冰水混合物);
- ② $0\sim 40^{\circ}\text{C}$ 、 $-10\sim 10^{\circ}\text{C}$ 的 0.2 级标准水银温度计各一支(分别用来测量室温和冰点温度);
- ③ 电热杯 1 个(产生沸水);
- ④ 测温探头(K 型热电偶)1 支;
- ⑤ 0.05 级直流毫伏信号源 1 台。

(2) 调试步骤

- ① 将测温探头与被校表在相同环境温度(室温)下放置 20min 以上。
- ② 将被校表拨至温度挡,把测温探头置于冰水混合物中,与插入其中的水银温度计的水银泡处于同一高度且二者尽量靠近,探头的冷端则插入被校表的 K 型插座上(注意插座的正、负极性)。
- ③ 调节电位器 RP_1 ,使被校表的显示值为 $000\sim 001^{\circ}\text{C}$ 。调好零点后将此电位器点胶封固。
- ④ 把探头热端插入 100°C 沸水中,调节电位器 RP_2 改变基准电压值,使被校表显示 $99\sim 100^{\circ}\text{C}$ 。
- ⑤ 从被校表上拔掉测温探头,仪表应显示所处环境温度 T_A ,误差应在规定范围之内。需要注意两点:第一,此步骤仅适合于表内有内置半导体温度传感器的仪表;第二,环境温度应以置于该环境下 20min 的水银温度计的读数 T_A 为准。
- ⑥ 将毫伏信号源的输出接被校表的 K 型插座中(注意正、负极性)。依次输出 12.21mV 、 29.13mV 和 41.27mV ,分别校准 300°C 、 700°C 和 1000°C 的显示值。若被校表出现超差,则微调 RP_2 ,直至显示值符合要求。

还需指出,在海拔较高的地方,水的沸点低于 100°C ,误差范围需作相应修正。换言之,只要仪表显示值与标准水银温度计指出的沸点相符(允许 $\pm 1^{\circ}\text{C}$),即认为合格。

§ 3.65 由集成温度传感器构成的测温电路

集成温度传感器是采用集成电路工艺制成的新型温度传感器,它具有测温误差小、动态电阻高、响应速度快、低功耗、传输距离远、体积小等优点。集成温度传感器等效于一个高阻抗的恒流源。由于它的动态电阻高达 $10\text{M}\Omega$,因此输出信号与引线电阻无关,适于远距离测温、控温用,不需要进行非线性校正。其典型产品有 AD590 系列(三端器件)、HIS1 (国产三端可调器件)。下面介绍由 AD590 与数字电压表构成的测温电路。

1. AD590 的性能特点

AD590 是美国哈里斯公司生产的采用激光修正的精密集成温度传感器。AD590 有 3 种封装形式:TO-52 封装、陶瓷封装(测温范围均是 $-55\sim +150^{\circ}\text{C}$)、TO-92 封装(测温范围是 $0\sim +70^{\circ}\text{C}$)。采用 TO-52 封装的 AD590 系列产品的外形及符号如图 3.65.1 所示,

主要包括 AD590I、AD590J、AD590K、AD590L、AD590M 五种型号,其中以 AD590M 的性能最佳,测温范围是 $-55 \sim +150^{\circ}\text{C}$,最大非线性误差为 $\pm 0.3^{\circ}\text{C}$,响应时间仅 $20\mu\text{s}$ 。当工作电压选 $+5\text{V}$ 、温度保持在 $+125^{\circ}\text{C}$ 时,长期温度漂移量每月仅 0.1°C ;重复性误差为 $\pm 0.05^{\circ}\text{C}$,功耗约 2mW ,电流温度系数 $\alpha_T = 1.0\mu\text{A}/\text{K}$ 。其外形与小功率晶体管相仿,共有 3 个管脚,其中第 1 脚为正极,第 2 脚为负极,第 3 脚接管壳。

AD590 等效于一个高阻抗的恒流源。在工作电压为 $+4 \sim +30\text{V}$ 、测温范围是 $-55 \sim +150^{\circ}\text{C}$ 时,对应于热力学温度 T 每变化 1K ,就输出 $1\mu\text{A}$ 的电流,在 298.2K 时输出电流恰为 $298.2\mu\text{A}$, 298.2K 就对应于 25.2°C 。这表明,其输出电流 $I(\mu\text{A})$ 与热力学温度 $T(\text{K})$ 严格成正比。电流温度系数的计算公式为

$$\alpha_T = \frac{dI}{dT} = \frac{3k}{eR} \ln 8 \quad (3.65.1)$$

式中的 k 、 e 分别代表波尔兹曼常数与电子电量, R 是管壳内部的集成化电阻。将 $k/e = 0.0862\text{mV}/\text{K}$, $R = 538\Omega$ 代入式(3.65.1)中得到

$$\alpha_T = 1.000\mu\text{A}/\text{K} \quad (3.65.2)$$

因此,输出电流的 μA 数即被测温度的热力学温标数。AD590 的电流-温度(I - T)特性曲线如图 3.65.2 所示。欲显示摄氏温标($^{\circ}\text{C}$),需加温标转换电路,有关系式: $t = T + 273$ 。

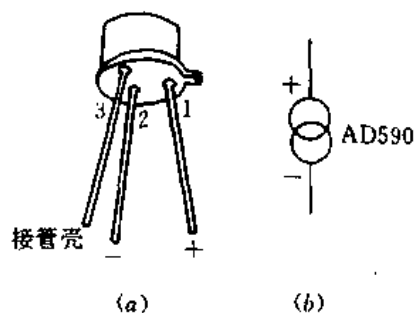


图 3.65.1 AD590 的外形及符号
(a)外形;(b)符号。

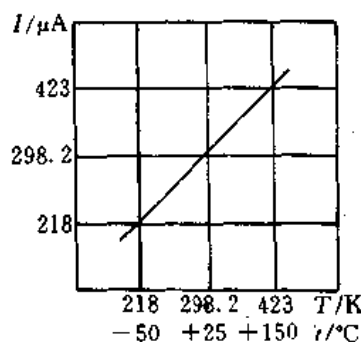


图 3.65.2 I - T 特性曲线

2. 由 AD590 构成的数字温度表

AD590 与 ICL7106 配套使用,可以构成 $3\frac{1}{2}$ 位液晶显示数字温度表,电路如图 3.65.3 所示。AD590 跨接在 IN_- 与 V_- 之间。调整电位器 RP_1 使基准电压 $V_{REF} = 500\text{mV}$ 。校正时用一支精密水银温度计监测温度,调整电位器 RP_2 使仪表显示值与被测温度 $t(^{\circ}\text{C})$ 相等。

图 3.65.4 是 8 路温度巡检仪的简化电路。由 MC1403 型带隙基准电压源输出的 $+2.5\text{V}$ 基准电压,经可调电阻 R_1 接 AD590 的正极,通过八选一模拟开关 CD4051 接 LM324 中一个运算放大器的反相输入端。AD590 的负极接 -5V 电源。令通过 R_1 、 R_2 上的电流分别为 I_0 、 I_i ,则 AD590 的电流表达式为

$$I = I_0 + I_i \quad (3.65.3)$$

因 LM324 的电压增益 $A \gg 1$,故图中的 M 点为虚地,即 $V_M = 0\text{V}$ 。只要在 0°C 下调整 R_1 ,使 I_0 等于 AD590 在该温度下的工作电流值(此时 $I_i = 0$, $I = I_0$), I_0 即为恒定值,在测温过程

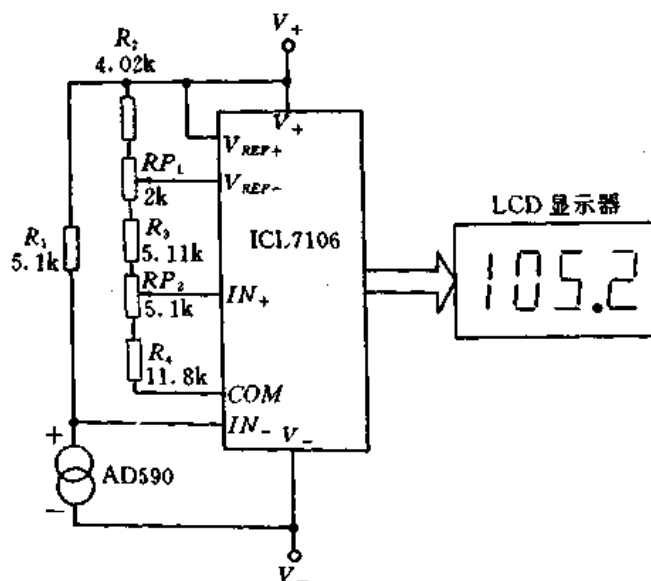


图 3.65.3 3 1/2 位液晶显示数字温度表

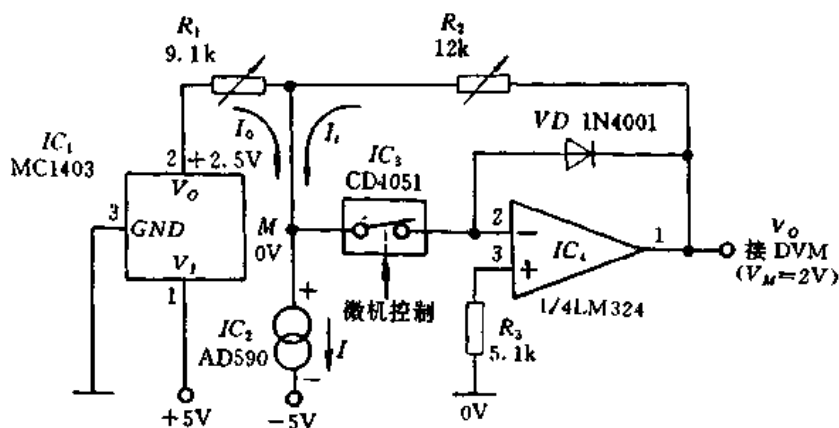


图 3.65.4 8 路温度巡检仪简化电路

中 I 仅随 I_t 变化。显然,当温度上升到 $t^{\circ}\text{C}$ 时, I_t 必须增加到 $t \times 1\mu\text{A}$, 使 LM324 的输出电压为

$$V_o = R_2 I_t = R_2 t \times 1\mu\text{A} = 10^{-6} R_2 t \quad (\text{V}) \quad (3.65.4)$$

由于 V_o 与被测温度 t 成正比,从而实现了 t/V 转换,这就是用 AD590 测温的原理。 R_1 、 R_2 分别用于校准 0°C 和 100°C 。硅二极管 $VD(1\text{N}4001)$ 可防止 LM324 进入饱和状态。 V_o 应接由 MC14433 构成的数字电压表,满量程为 2V 。多路模拟开关 CD4051 的通断状态受微型计算机控制,总电路共使用 8 只 AD590,可分别测量 8 个点的温度。在构成数字式温控仪时,还应对 MC14433 输出的串行 BCD 码进行多路分离(参见图 3.17.1),再将获得的并行 BCD 码送至微机。

3. 使用注意事项

(1) 为防止外界干扰,AD590 需采用双股绞线作引线,双股绞合引线的长度可达 100m 。若采用屏蔽线,则引线长度可达 500m 。

(2)AD590 的第 3 脚与管壳连通,使用中可将此脚接地,利用金属管壳起到屏蔽作用。

§ 3.66 3½位数字照度计

照度(E)是光学物理量之一,它表示在每平方米面积上所接收的光通量,其单位是勒克斯(lx), $1\text{lx}=1\text{lm}/\text{m}^2$ 。照度计则是用来测量表面照度的便携式光度计。在进行光学计量、检查环境照明条件时,经常要使用照度计。传统的照度计利用指针式表头读数,不仅准确率低、分辨力差,而且显示不直观。下面介绍一种 3½位数字照度计的性能特点与电路原理。

1. 性能特点

- (1)采用 3½位单片 A/D 转换器配液晶显示器,准确度高,显示清晰,读数方便。
- (2)设置×1、×10、×100 三挡,量程分别为 2000lx、20000lx、50000lx,分辨力依次是 1lx、10lx 和 100lx。准确度均为±(0.5%RDG+2 字)。该准确度指标是用 2854K(即 2581℃)温度下的钨丝发出的平行光测出的。保证准确度指标的环境温度为 23±5℃。
- (3)采用硅光电池作为光传感器,它与二次仪表是分开的,因此能在最佳位置上测量照度。
- (4)具有自动调零、低电压指示(I/O BAT)功能。测量速率为 2.5 次/s。
- (5)低功耗。整机工作电流约 2mA,使用一节 9V 叠层电池可连续工作 150~200h。
- (6)所用光传感器的光谱图如图 3.66.1 所示。

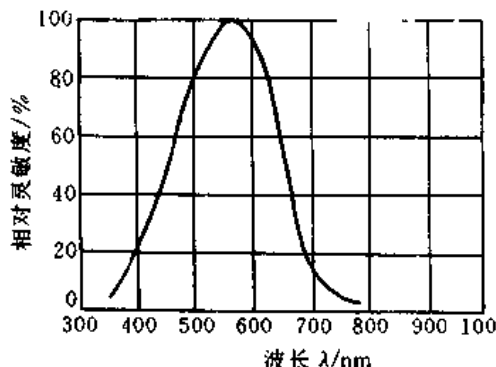


图 3.66.1 光传感器的光谱图

2. 各种工作环境中的照度标准

表 3.66.1 所列的照度标准,可供在检查工作环境的照明条件是否符合要求时参考。

3. 数字照度计的电路原理

3½位数字照度计的电路如图 3.66.2 所示。电路中仅用一片 ICL7106 型 A/D 转换器。 R_{13} 、 C_7 分别为时钟振荡器的振荡电阻与振荡电容。 R_{17} 为积分电阻。 C_4 、 C_5 、 C_6 分别是积分电容、自动调零电容和基准电容。模拟输入端的高频滤波器由 R_{15} 、 C_2 构成,基准电压输入端的高频滤波器由 R_{15} 、 C_3 组成,可提高仪表抗干扰的能力。此外, R_{15} 、 R_{16} 还有限流保护作用。电位器 RP_2 (100Ω) 用以校准基准电压,其调整范围约为 35.8~49.5mV。应当指

出,该仪表并非 1 个字代表 1mV,而是 1 个字对应于 1lx(对×1 挡而言)。LS 为光传感器^①,其作用是将入射光转换成光电流,然后在仪表输入端分流电阻($R_5 \sim R_{11}$)上形成压降,作为 ICL7106 的输入电压 V_{IN} 。 $RP_1(500\Omega)$ 是×1 挡校准电位器,该挡作为数字照度计的基本挡。×10、×100 挡均由该挡扩展而成,故不需调整。

表 3.66.1 各种工作环境的照度标准

地点 照度/lx	工厂	办公室	家庭	商店	医院	学校	饭店、宾馆	美容
20								
30	门内备用楼梯,仓库,装卸工作	门内备用楼梯						
50					备用楼梯	备用楼梯		
75								
100	出口,入口通道	入口、仓库		屋内	楼梯		走廊,楼梯	
150		走廊,楼梯	洗手间		病房,仓库	体育室,礼堂,盥洗室		
200	装配工作		消遣活动	走廊,楼梯	候诊室			入口处,盥洗室
300		会议室,餐厅,接待室	餐桌	接待室				
500	生产线的目视工作		化妆	舞台	医学观察室,餐桌	教室	厨房,餐厅	修脸,洗头整理
750	印刷车间的排版校对工作	事务性工作		楼梯				
1000				看书,学习	橱窗,包装台	工作间,色诊室	图书馆,实验室,制图室	橱窗
1500	电路焊接,装磁芯工作,制图	打字,制图	缝纫					
2000				橱窗,前脸				
3000								
5000					眼科检查			
10000								

低电压指示电路由 7V 稳压管 VD_2 、NPN 型晶体管 VT_1 、 VT_2 等构成。设电池电压为 E ,当 $E > 7V$ 时, VD_2 进入稳压区,使 VT_1 导通, VT_2 截止,因背电极方波(BP)经 R_4 直接加到低电压指示符的笔段电极上,因该电极两端不存在电位差,故低电压指示符消隐。当 $E < 7V$ 时, VD_2 截止,使 VT_1 截止, VT_2 导通,此时 VT_2 的集电极输出恒为低电平(数字地 $TEST$),低电压指示符的笔段两端因施以电压而发光,在 LCD 上显示出“LO BAT”。

4. 使用注意事项

(1)光传感器是用白炽灯(或日光灯)作为光源而校准的,此时校正因数为 1.0,若以水银灯作光源,则校正因数为 1.1,应将读数乘以 1.1 才是实际照度值。

(2)数字照度计属于高准确度、高灵敏度的仪表,倘若仪表读数过小,光传感器的特性曲线就会改变,致使误差增大。因此,当显示值中出现一个或几个无效零(例如 005,037)时,应降低仪表量程,以改善准确度和分辨力。举例说明,选择×100 挡时读数为 007,改拨×10 挡时变成 065,置于×1 挡时读数为 645lx。显然,645lx 的读数最为精确。

^① LS 是英文光传感器(Light Sevson)的缩写。

3½位LCD显示器

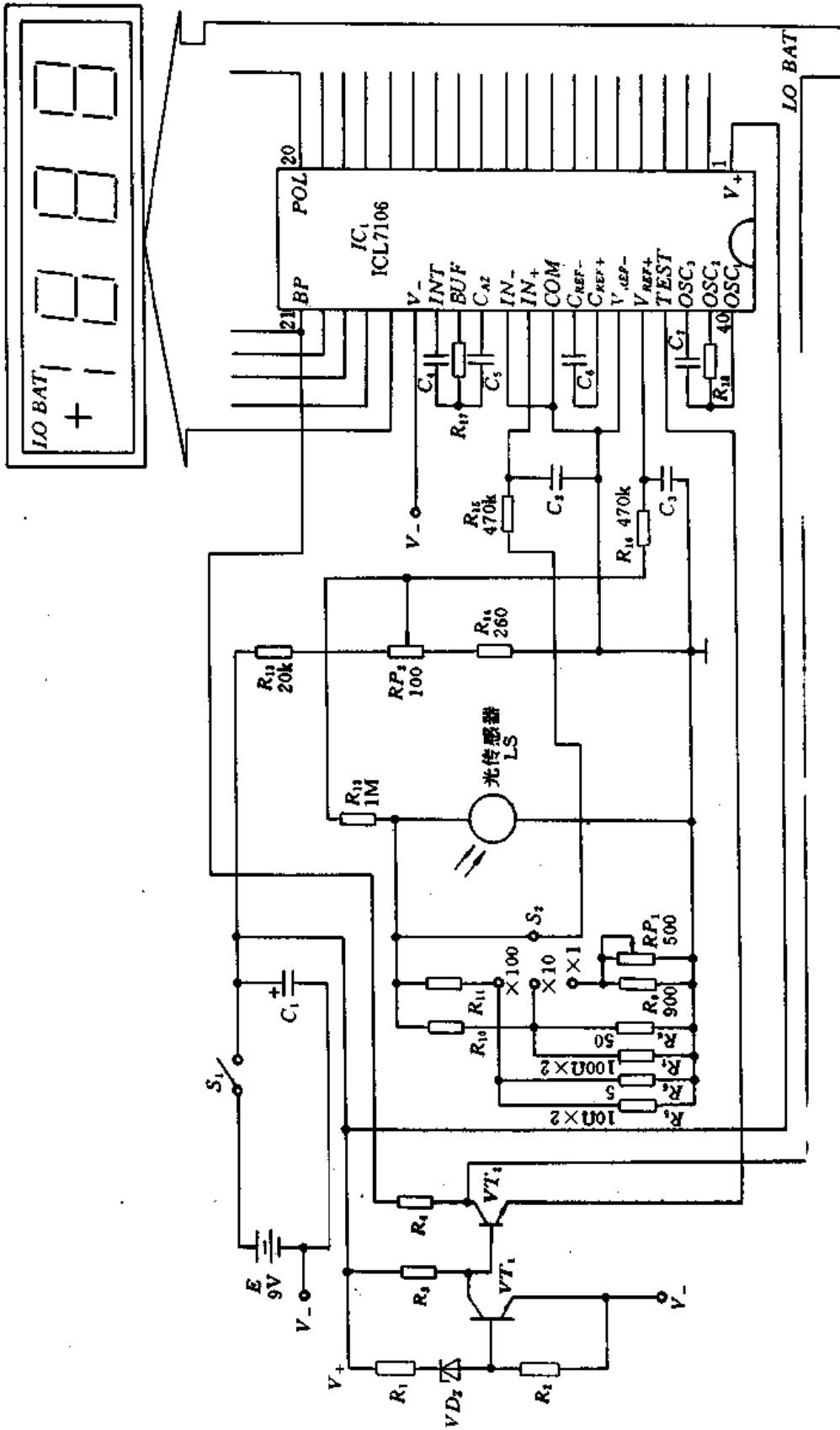


图 3.66.2 3½位数字照度计的电路

(3)适于制作光传感器的硅光电池型号有 2CR(北京光电器件一厂生产)等。

§ 3.67 3½位数字显示报警仪

下面介绍一种 3½位数字显示报警,它能与各种电动单元组合仪表匹配,取代传统的模拟式显示报警仪。

1. 性能特点

(1)采用 3½位单片双积分式 A/D 转换器配 LED 显示器,最大显示值为 1999 字,分辨力达 1 个字。显示亮度高,便于夜间观察。

(2)采用位式通、断调节报警方式,设定范围是量程的 0~100%,可覆盖全部量程。当显示值超过设定值时,面板上的红色指示灯发光,以示报警;低于设定值时绿色指示灯发光,红灯熄灭。继电器触点容量为交流 3A/220V,可接外部中间继电器等执行机构。

(3)输入量为 4~20mA 的直流电流信号,仪表额定电压量程为 1V。准确度为 ±0.2%,控制点偏差 ≤ ±0.5%,测量速率约 3 次/s。

(4)工作温度范围是 -10~+50℃,相对湿度 ≤ 90%。采用 220V、50Hz 交流电源,整机功耗 ≤ 5VA。

2. 3½位数字显示报警仪的电路原理

3½位数字显示报警仪的总电路如图 3.67.1 所示。电路中使用 3 片集成电路:3½位单片 A/D 转换器 ICL7107(IC₁);三端集成稳压器 7805(IC₂);通用型运算放大器 μA741(IC₃)。整机电路包括 4 部分:①3½位数字电压表;②输入调节电路;③双路稳压电源(共两套);④控制电路。

(1)3½位数字电压表

采用 ICL7107(或国产 CH7107)型 3½位 A/D 转换器配共阳极 LED 显示器。尽管数字电压表的满量程为 2V,但仪表的额定量程规定为 1V。 R_8 、 C_{10} 分别为时钟振荡器的振荡电阻与振荡电容。取 $R_8=100\text{k}\Omega$, $C_{10}=100\text{pF}$,时钟频率 $f_0\approx 45.5\text{kHz}$,测量速率约为 3 次/s。 R_7 、 C_7 分别是积分电阻与积分电容。 C_8 、 C_9 依次是自动调零电容和基准电容。 R_9 是小数点限流电阻。+5V 电压经 R_4 、 RP_2 、 R_6 分压后获得基准电压, $V_{REF}=V_M/2=1.000\text{V}$ 。 $RP_2(100\Omega)$ 为基准电压调整电位器,在此作满度调节用。

(2)输入调节电路

该仪表的输入量为 4~20mA 的直流电流信号。 SB 为显示选择按钮。未按下 SB 时仪表显示测量值,按下 SB 就显示出设定值。 RP_4 为设定值调节电位器。输入电流 I_{IN} 在分流电阻 R_1 上形成 0.2~1V 的直流压降,以此作为数字电压表的输入电压 V_{IN} 。由 C_5 、 R_2 和 C_6 组成高频滤波器,滤除外界高频干扰。

鉴于在 $I_{IN}=4\text{mA}$ 时, $V_{IN}=0.2\text{V}>0\text{V}$,为使仪表显示为零,必须增设零点调节电路。现将 ICL7107 的 IN_- 端接上补偿电压 V_m 。 V_m 由 +5V 电压经 R_3 、 RP_1 、 R_5 分压后获得。 $RP_1(100\Omega)$ 为零点调节电位器,调节 RP_1 使 $V_m=0.2\text{V}$,则仪表实际输入电压 $V'_{IN}=V_{IN}-V_m=0.2\text{V}-0.2\text{V}=0\text{V}$ 。 $R_3^*\sim R_7^*$ 均为待调电阻,阻值视量程而定。

(3)稳压电源

稳压电源共设计两套。第一套为 ±5V 稳压电源。其中的 +5V 电源由三端集成稳压

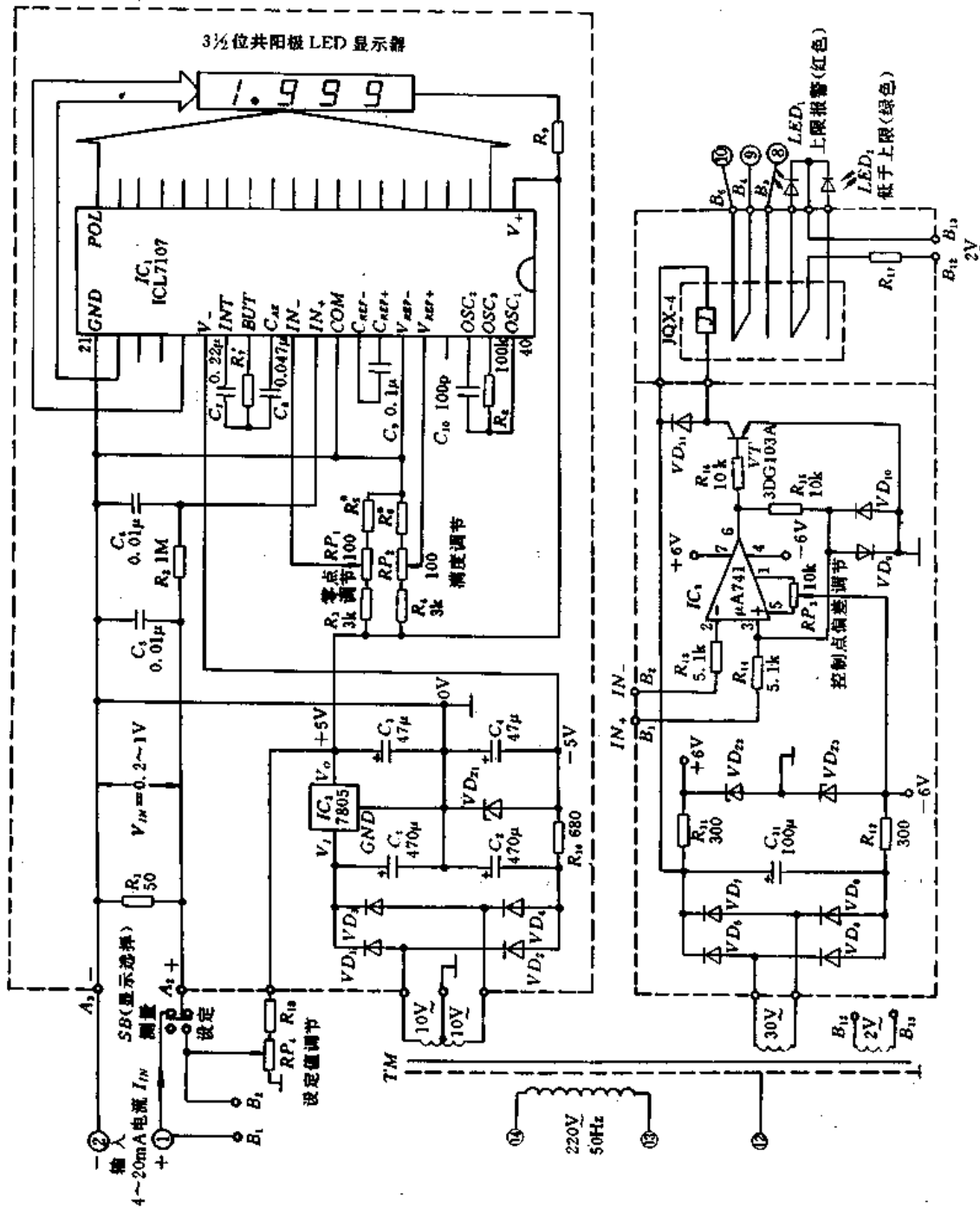


图 3.67.1 3 1/2 位数字显示报警仪的总电路

器 7805(IC_2)产生, $-5V$ 电源直接从稳压管 VD_{Z1} 上获得, 一并向 ICL7107 供电。这种设计是考虑到 $-5V$ 电源仅供 7107 内部数字电路使用, 耗电很少(约 $0.6mA$), 利用稳压管能简化电路, 降低成本。 TM 为电源变压器, 双路 $10V$ 交流电源经 $VD_1 \sim VD_4$ 桥式整流, 再通过 C_1 、 C_2 滤波后接 7805 的输入端。 R_{10} 为 VD_{Z1} 的限流电阻, C_3 与 C_4 是输出端滤波电容。

另一套为 $\pm 6V$ 稳压电源。 $30V$ 交流电通过 $VD_5 \sim VD_8$ 作桥式整流和由 C_{11} 滤波, 使稳压管 VD_{Z2} 、 VD_{Z3} 反向击穿后进入稳压区, 输出 $\pm 6V$ 的稳定电压, 专门向运算放大器 $\mu A741$ 供电。 R_{11} 和 R_{12} 分别为 VD_{Z2} 、 VD_{Z3} 的限流电阻。

(4) 控制电路

控制电路主要由通用型运算放大器 $\mu A741$ (IC_3)、NPN 型晶体管 (3DG103A)、电磁继电器 (JQX-4) 组成。将测量信号加至 IN_- 端 (B_2), 设定值信号接 IN_+ 端 (B_1)。由于 IN_- 、 IN_+ 端分别接 $\mu A741$ 的反相输入端与同相输入端, 因此当测量值大于设定值 (即 $V_{IN_-} > V_{IN_+}$) 时, $\mu A741$ 的第 6 脚输出低电平, 令晶体管 VT 截止, 继电器处于释放状态。此时 JQX-4 的常闭触点接通, $2V$ 电源经过限流电阻 R_{17} 使红色指示灯 LED_1 发光, 作为越限报警指示。常态下测量值应低于设定值, 即 $V_{IN_-} < V_{IN_+}$, $\mu A741$ 输出呈高电平, 使 3DG103A 导通, 继电器因线圈 J 上有电流通过而吸合, 绿色指示灯 LED_2 发光, 表示正常状态。

R_{15} 为正反馈电阻。 VD_9 、 VD_{10} 为双向限幅二极管, 可将 $\mu A741$ 同相输入端电压限制在 $\pm 0.7V$ 以下。 VD_{11} 是续流二极管, 与继电器线圈并联, 常态下 VD_{11} 截止。一旦电网突然停电, 继电器释放, 线圈 J 上所产生的反向电动势就可通过 VD_{11} 释放, 从而保护功放管 VT 不致损坏。

3. 使用注意事项

(1) $\mu A741$ 可用国产 F007 型运算放大器代替。3DG103A 型晶体管可用 JE9013 或 JE9014 代替。

(2) 作为改进措施, 还可在光报警的基础上再增加声报警装置, 使报警效果更佳。声报警电路参见 § 3.19。

§ 3.68 微型 4 位可预置定时器

这里介绍的微型 4 位可预置定时器, 采用一片大规模集成电路, 配 4 只 $0.25in$ ($6.35mm$) LED 数码管和 4 只微型指轮开关, 能够在 $0 \sim 9999s$ 的范围内进行多次或单次精确定时。其外形尺寸仅为 $48 \times 48 \times 150(mm)$, 典型功耗约 $0.7W$ 。该仪表可装在操纵台面板上, 或大型工业控制模拟屏上, 窗口尺寸设计为 $50 \times 50(mm)$ 。

1. 4 位可预置定时器的电路原理

4 位可预置定时器的总电路如图 3.68.1 所示。电路中共使用 6 片集成电路: IC_1 (ICM7217A); IC_2 (CD4069); IC_3 (CD4027); IC_4 (4N35); IC_5 (CD4060); IC_6 (7805)。ICM7217A 是美国哈里斯公司生产的 4 位十进制可预置可逆计数/锁存/译码/驱动器, 通过指轮开关可以给计数器或寄存器预置数, 然后完成加法或减法运算。作加法运算, 当计数器与寄存器内容相同时, 从第 3 脚输出比较信号 $\bar{E} = 0$ 。作减法运算减至零时, 从第 2 脚

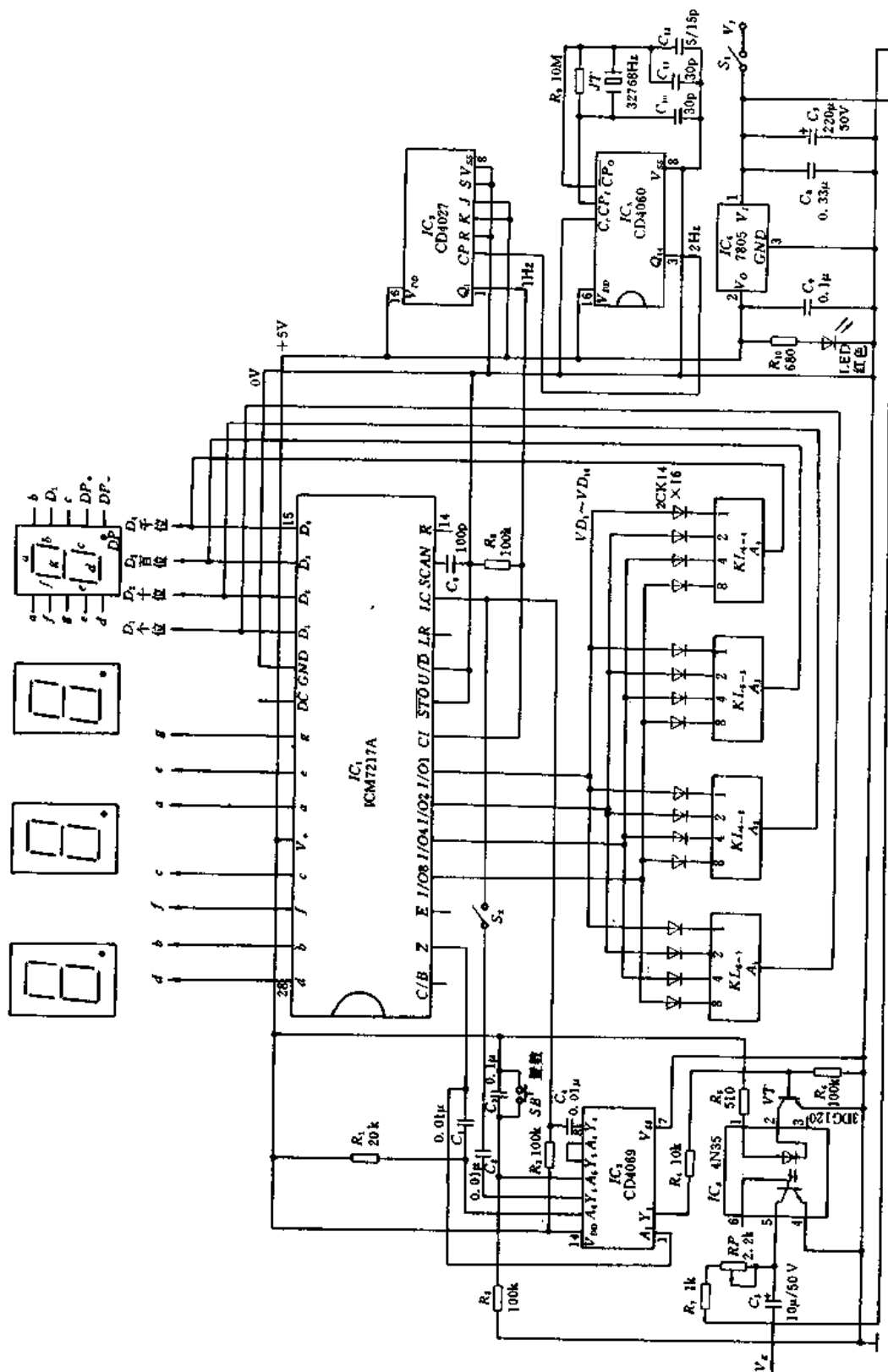


图 3.68.1 4 位可预置定时器的总电路

输出全零信号 $\bar{Z}=0$ 。利用芯片内部的多路扫描振荡器产生位选通信号,驱动4位共阴极LED数码管实现动态扫描显示。利用其进位/借位输出端(第1脚),很容易将多片ICM7217A进行级联,扩展计数范围。它还具有BCD码及位选通信号的串行输出,可配微机进行数据处理。

为实现微型化,仪表采用6.35mm(0.25in)的共阴极LED数码管。电路主要包含五部分:①秒基准信号发生器;②置数电路;③4位减法计数器;④控制信号输出电路;⑤+5V稳压电源。

秒基准信号发生器由集成电路CD4060、CD4027、石英晶体 JT 、偏置电阻 R_0 、电容 $C_{10}\sim C_{12}$ 所构成。32768Hz石英晶体在并联谐振时呈感性,其等效电感 L_0 与 $C_{10}\sim C_{12}$ 组成电容三点式晶振电路。 C_{12} 为频率微调电容,调整 C_{12} 可使晶振频率 $f_0=32768\text{Hz}$ 。 f_0 经CD4060完成14级二分频,从 Q_{14} 端输出2Hz信号,再经过双JK触发器CD4027进行一级二分频后,获得频率为1Hz的高稳定度秒基准信号,以此作为ICM7217A的计数脉冲。 R_0 为计数输入端(CI)的偏置电阻, C_0 是扫描输入端(SCAN)的外接电容。

预置电路中采用4只 KL_6 微型指轮开关,公共端 $A_1\sim A_4$ 分别接位输出端 $D_1\sim D_4$ 。 $VD_1\sim VD_6$ 为隔离二极管,采用2CK14型开关二极管。ICM7217A的复位输入端 \bar{R} 悬空时,经片内上拉电阻接 V_+ ,因此ICM7217A不再复零,而是直接置数。置数电路包括六反相器CD4069(现仅用其中的三个反相器)、 R_2 、 C_3 、 R_3 、 C_4 。通电后,在 C_4 的上端产生的正脉冲加至LC端,立即将指轮开关上预先设定的数置入计数器中,完成自动置数功能。 SB 则是手动置数按钮。 I/O_6 、 I/O_4 、 I/O_2 和 I/O_1 是BCD码输入/输出端,预置数时BCD码由此输出。这四端均接内部上拉电阻接 V_+ ,平时呈高电平,而位选通信号则是低电平有效。现假定 $KL_{6,1}\sim KL_{6,4}$ 上的设定值为4953(0100 1001 0101 0011),并且位扫描恰好扫到第三位,即 $D_3=0$,又设 $LC=1$ 。此时 $KL_{6,2}$ 的8、1两端上所接的二极管均导通,其余二极管都截止, $KL_{6,2}$ 上设定的数据9(1001)就从BCDI/O端置入计数器中。因此,只需经过4个位扫描周期,预置数4953就被置入4位计数器中。

图3.68.1中,因 IC_1 的 U/\bar{D} 端固定接低电平,故ICM7217A工作在减计数方式。当计数器减至零时, $\bar{Z}=0$,全零信号经CD4069反相成高电平,再依次通过晶体管VT(3DG12)、光电耦合器 IC_4 (4N35),输出控制信号 V_K ,可驱动外部执行机构动作一次。与此同时,全零信号还经过反相后加至LC端,使 $LC=1$,7217A重新置数,转入下一次定时阶段。假若只需定时一次,则应断开 S_2 ,使LC端得不到重新置数的信号。每次定时时间可在0~9999s内任意设定。

仪表电源为直流电源 V_I ,电压范围是9~30V。 S_1 是电源开关。 V_I 经过三端集成稳压器7805,产生+5V稳定电压。红色发光二极管LED为电源指示灯。为适应不同的 V_I ,电路中增加了电位器 RP (2.2k Ω),调整 RP 可以改变光电耦合器4N35输出的控制信号 V_K 的幅度。

2. 使用注意事项

(1) KL_6 型指轮开关亦可用 KA_5 型按钮开关代替。

(2)若将指轮开关均拨至零,并把 U/\bar{D} 端改接+5V,则该仪表可作为通用4位加法计数器使用。此时 SB 就变成手动复零按钮。

(3)ICM7217A还可用ICM7217代替,但后者需配共阳极LED数码管,且二者管脚

排列顺序有所不同。ICM7217B 和 ICM7217C 属于 2 位六十进制可预置可逆计数/锁存/译码/驱动器,计数范围是 0~5959,专作定时器用,其中 7217B 配共阳极 LED 数码管,7217C 配共阴极 LED 数码管。

§ 3.69 微型 6 位通用累加计数器

微型 6 位通用累加计数器可广泛用作机电一体化设备中的数显仪表。其计数范围是 0~999999(还可扩展到 8 位),整机功耗约 1W。外形尺寸为 48mm×23mm×135mm。

1. 6 位通用累加计数器的电路原理

6 位通用累加计数器的总电路如图 3.69.1 所示。电路中使用两片 ICM7217A,经级

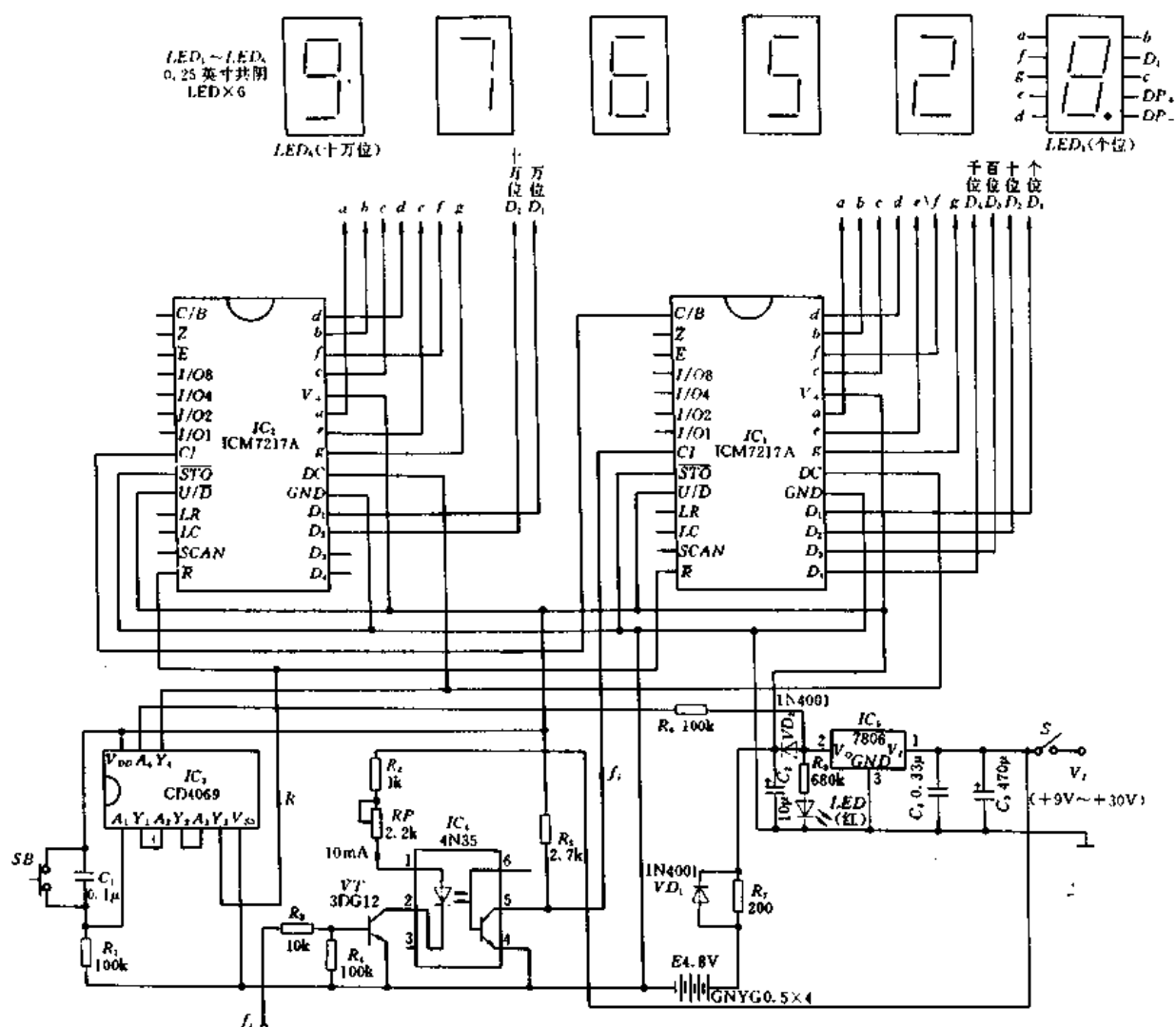


图 3.69.1 6 位通用累加计数器的总电路

联后构成累加计数器。其中, IC_1 组成个位至千位计数器, IC_2 构成万位、十万位计数器。 $LED_1 \sim LED_6$ 仍选用 0.25in(6.35mm)的共阴极数码管。由 IC_1 产生的进位信号加至 IC_2 的 CI 端。开机自动复零电路包括 CD4069 中的三级反相器, R_1, C_1 。 SB 为手动复零按钮。

在输入端增加光电耦合器 4N35,用以提高仪表抗干扰能力。输入信号经过晶体管 VT (3DG12)接 4N35 的第 2 脚。 RP 为 $2.2k\Omega$ 电位器。当电源电压在 $V_I=9\sim 30V$ 范围内的数值确定之后,调整 RP 可使 4N35 中发光二极管的正向工作电流约为 $10mA$ 。

为防止因电网突然停电而造成累计数值丢失,专门为仪表设计了简易型不间断电源 (UPS)。常态下 V_I 经 7806 型三端集成稳压器获得 $+6V$ 电源,再经过 $VD_2(1N4001)$ 降成 $+5.3V$ 左右,向 IC_1 和 IC_2 供电。与此同时还经过 $R_7(200\Omega)$ 对镍镉电池组 $E(GNYG0.5 \times 4)$ 进行涓流充电。一旦电网突然停电,就由 E 通过 VD_1 继续供电。

需要指出,随着电网停电,7806 的第 2 脚就变成低电平,经 CD4069 反相成高电平,令 $DC=1$,强迫显示器消隐。由此可大大降低仪表的功耗,延长镍镉电池的供电时间。基于同样目的,4N35 的第 1 脚通过 RP 和 R_5 接 V_+ ,而不是取自 $+6V$ 稳压电源。经上述设计后,该计数器在掉电后可将数据保持数天之久。

2. 使用注意事项

对该仪表稍加改动并且配上 8 只 LED 数码管,即可构成 8 位通用累加计数器,最大计数值达 99999999。此外还可改装成 6 位或 8 位加/减法可逆计数器^[2]。

§ 3.70 宽频带不失真阻容分压器的设计

普通真有效值或平均值响应的数字万用表 ACV 挡频率特性较差,一般只能测量几十至几百赫兹的工频电压。影响频率特性的因素主要有两个。原因之一是所用精密电阻分压器存在着固有分布电容,在对被测高频正弦电压进行衰减时会引起失真;对真有效值仪表而言,当被测对象为脉冲电压(矩形波或窄脉冲)时,分布电容的影响也不容忽视。原因之二是受平均值响应 AC/DC 转换器本身频率特性的限制,但这可通过采用宽频带运算放大器加以改善。下面介绍利用阻容分压器来消除分压器上分布电容影响的方法。利用此方法可以显著改善仪表的频率特性,提高数字万用表 ACV 挡的工作频率上限。

1. 阻容分压器的设计原理

由于脉冲与高频有相似之处,下面首先以脉冲为分析对象。电阻分压器与阻容分压器的基本原理如图 3.70.1 所示。在理想情况下,当输入一个幅度为 V_P 的阶跃信号 $V_I(t)$

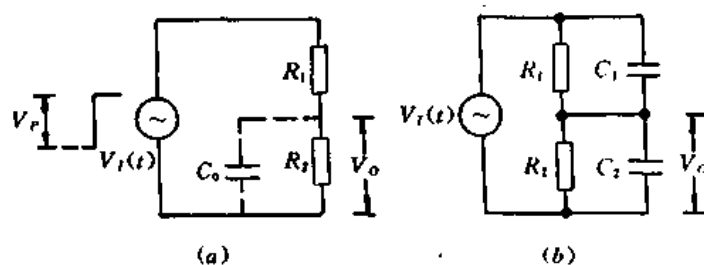


图 3.70.1 两种分压器的基本原理

(a)电阻分压器;(b)阻容分压器。

时,由(a)图可见,在分压电阻 R_2 两端可得到输出电压

$$V_O = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_P \quad (3.70.1)$$

但实际上还存在着分布电容 C_0 , 它与 R_2 并联后使得输出电压的波形失真。具体讲, 电容器在信号发生跳变的瞬间, 其阻抗趋于零, 使 $V_i(t)$ 尽管从零跃升到 V_P , 输出电压 $V_o(t)$ 却因 C_0 将 R_2 短路而趋于零。然后随着 C_0 被充电, $V_o(t)$ 才按指数规律逐渐上升, 最终达到式(3.70.1)之条件。这必然造成输出波形的失真。对于图 3.70.1(b), 根据脉冲理论可以求出输出电压 $V_o(t)$ 的表达式

$$V_o(t) = V_o(0) + [V_o(\infty) - V_o(0)](1 - e^{-t/\tau})$$

$$= \frac{C_1}{C_1 + C_2} \cdot V_P + \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{C_1}{C_1 + C_2} \right) (1 - e^{-t/\tau}) \cdot V_P \quad (3.70.2)$$

式中
$$\tau = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \cdot (C_1 + C_2) \quad (3.70.3)$$

图 3.70.2 示出当 R_1, R_2, C_1, C_2 取不同数值时的三种输出波形。下面加以讨论。

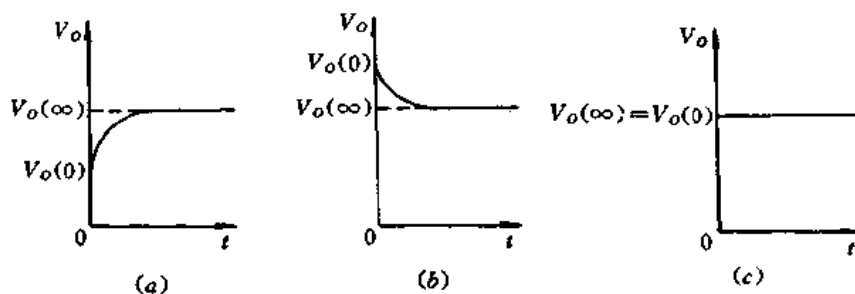


图 3.70.2 三种输出波形

(a) 波形有下塌现象; (b) 波形有上冲现象; (c) 不失真波形。

(1) 若满足条件 $\frac{C_1}{C_1 + C_2} < \frac{R_2}{R_1 + R_2}$, 当 $t=0$ 时, $V_o(0) = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \cdot V_P$; 当 $t \rightarrow \infty$ 时, $V_o(\infty) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_P$ 。显然, $V_o(0) < V_o(\infty)$, 即在 $t=0$ 时输出跳变的幅度降低了, 需经时间 τ 才能达到稳定值 $\frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_P$ 。这使得图 3.70.2(a) 的波形失真, 出现下塌现象。

(2) 若满足条件 $\frac{C_1}{C_1 + C_2} > \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ 时, 显然 $V_o(0) > V_o(\infty)$ 。即在 $t=0$ 时刻, 输出跳变会超过稳定值, 然后按指数规律衰减并达到稳定值。(b) 图上的波形失真表现为有上冲现象。

(3) 若满足条件 $\frac{C_1}{C_1 + C_2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$, 即

$$(R_1 + R_2)C_1 = R_2(C_1 + C_2)$$

化简成
$$R_1 C_1 = R_2 C_2 \quad (3.70.4)$$

再令 $\tau_1 = R_1 C_1, \tau_2 = R_2 C_2$, 则两个时间常数相等, $\tau_1 = \tau_2$ 。此时 $V_o(0) = V_o(\infty)$, 这表明输出幅度从 $t=0$ 的时刻就跳变到稳定值, 因此波形没有失真, 顶部平滑, 不存在上冲或下塌现象, 如(c)图所示。

从另一角度分析, 在 $t=0$ 时刻, 输入信号从 $0 \rightarrow V_P$ 时, 阻抗 $Z_{C_2} = 1/j\omega C_2 \rightarrow 0, Z_{C_1} = 1/j\omega C_1 \rightarrow 0$, 有关系式: $Z_{C_2} \ll R_2, Z_{C_1} \ll R_1$, 所以输出分压比主要取决于 C_1 与 C_2 的容量, 更进一步讲是取决于二者的电容比, 有公式

$$V_o(0) = \frac{1/j\omega C_2}{1/j\omega C_1 + 1/j\omega C_2} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \cdot V_P = \frac{1}{1 + C_2/C_1} \cdot V_P \quad (3.70.5)$$

只要选取合适的 C_1, C_2 , 使之满足式(3.70.5)要求, 即可保证波形不失真。因此, 阻容分压器不失真输出的条件就是 $R_1 C_1 = R_2 C_2$ 。该条件对于其他波形(含正弦波)亦适用。

对于高频信号电压, 可用图 3.70.3 来分析阻容分压器的工作原理。(b)图中, Z_1 表示

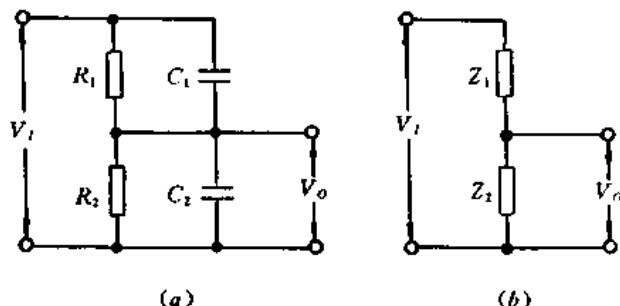


图 3.70.3 分析高频阻容分压器的原理

(a)电路; (b)简化电路。

R_1 与 C_1 并联后的总阻抗, Z_2 表示 R_2 与 C_2 并联后的总阻抗, 用 ω 表示被测信号电压的角频率。因为

$$Z_1 = \frac{R_1}{1 + \omega R_1 C_1}$$

$$Z_2 = \frac{R_2}{1 + \omega R_2 C_2}$$

所以分压比

$$\begin{aligned} K = \frac{V_o}{V_i} &= \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{\frac{R_2}{1 + \omega R_2 C_2}}{\frac{R_1}{1 + \omega R_1 C_1} + \frac{R_2}{1 + \omega R_2 C_2}} \\ &= \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} \cdot \frac{1 + \omega R_2 C_2}{1 + \omega R_1 C_1}} \end{aligned} \quad (3.70.6)$$

该阻容分压器不失真输出的条件仍为 $R_1 C_1 = R_2 C_2$ 。此时分压比 $K \equiv R_2 / (R_1 + R_2)$ 。现对式(3.70.6)讨论如下:

(a)在低频段, 即 $\omega R_1 C_1 \ll 1, \omega R_2 C_2 \ll 1$, 式(3.70.6)变成

$$K = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (3.70.7)$$

这表明低频段分压比主要取决于电阻分压器。

(b)在高频段, $\omega R_1 C_1 \gg 1, \omega R_2 C_2 \gg 1$, 式(3.70.7)化简成

$$K = \frac{V_o}{V_i} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \quad (3.70.8)$$

因此,高频段的分压比主要取决于电容分压器。通常 C_1 和 C_2 远大于 R_1 、 R_2 上的分布电容 C_{01} 、 C_{02} ,故分布电容的影响可忽略不计。

(c)在中频段,因为已满足 $R_1C_1=R_2C_2$ 之条件,所以分压比保持不变,式(3.70.6)可化简成式(3.70.7)。

2. 确定 C_1 、 C_2 电容量的方法

由式(3.70.4)很容易推导出下述关系式:

$$\frac{C_1}{C_2} = \frac{R_2}{R_1} \quad (3.70.9)$$

这表明阻容分压器中的电容比与电阻比恰好成反比。举例说明,设 ACV 基本量程为 200mV(有效值,下同)。欲设计交流 200V 挡,可选 $R_1=9.99\text{M}\Omega$, $R_2=10\text{k}\Omega$,即分压器总阻值为 $10\text{M}\Omega$,电阻分压比等于 $1/1000$,而 $R_2/R_1 \approx 1/1000$ 。代入式(3.70.9)中计算出, $C_1 \approx 1000C_2$ 。实取 $C_2=22\text{pF}$, $C_1=0.022\mu\text{F}$ 。考虑到实际电容量尚存在误差, C_2 改由 10pF 固定电容与 $25/5\text{pF}$ 半可调电容并联而成,调整此电容可使 $C_1=1000C_2$ 。

确定 C_1 、 C_2 容量时,应使电容分压器在高频段起主要作用。若 C_1 及 C_2 容量选得过大,在低频段它们的容抗就会接近于 R_1 和 R_2 ,使电阻分压器的作用不突出了。反之, C_1 、 C_2 选得太小(例如几皮法),虽可提高频率上限,但分布电容 C_{01} 、 C_{02} 的影响就不容忽略,且会改变电容分压比。此外, C_1 、 C_2 的容量应尽量符合标称值,以便选用成品电容器。否则只能通过电容器的串、并联,才能获得非标称值。

§ 3.71 判定交流电源火线的方法

利用数字万用表能够迅速、准确、安全地判定交流电源的火线,还能确定电线断芯的位置。

1. 判定电源的火线

数字万用表 ACV 挡的灵敏度很高,即使感应到微弱的电压信号,也能从显示器上反映出来。用感应法寻找火线,要比指针万用表更直观也更安全。具体方法是将数字万用表拨至 2VAC 挡(或 20VAC 挡)并取下黑表笔,一手握住红表笔的绝缘杆,用表笔尖依次碰触电源插座上的两个插孔(或两根电源线的裸露处),其中显示值较大的一次碰的是火线,另一次则是零线。

实例之一:选择 DT830 型数字万用表 2VAC 挡,红表笔尖接触一个电源插孔时显示溢出,说明感应电压已超过 1.999V;接触另一插孔时显示 0.288V。由此判断前者为火线,后者为零线。再改拨 20VAC 挡,两次显示值分别为 15.08V 和 0.32V,结论同上。

注意,当红表笔碰到零线时也会显示较小的电压值。这是因为悬空的黑表笔插孔对地存在分布电容,能感应出微弱的 50Hz 干扰信号。假如用红表笔分别触及两个电源插孔时,两次显示值接近,而且都比较大,说明零线已对地开路,只是因为零线紧挨着火线,所以也能感应出交流电压。

用数字万用表检查火线的优点还在于,不必损伤线皮即可准确无误地判定火线。如果从户内照明线(塑料线、胶皮线等)中寻找火线,一般需要剥去绝缘皮才能用试电笔检查。

使用数字万用表检查,就不用剥掉线皮,只要拿红表笔依次接触两根线的外皮,其中读数较大的一次便是火线。由于表笔尖并未碰到里面的导线,感应出来的电压比较微弱,选择2VAC挡效果较好。

实例之二:使用DT830型数字万用表的2VAC挡,从两股塑料电线中寻找火线。先把被测处的两根电线拉开2~3cm,按上述方法操作,两次读数分别为0.184V和0.323V。因0.323V电压较高,故第二次测的是火线外皮。

2. 确定电线断芯的位置

对于内部发生断芯的绝缘导线或电缆线,由于无法确定其断芯位置,往往废弃不用,必须更换新线。但是,用一块数字万用表就能准确地找出断芯位置,以便进行修复。具体方法是把断芯的绝缘线一端接220V交流电源的火线,另一端悬空。数字万用表拨至2VAC挡,从接火线端开始,将红表笔沿着导线的绝缘皮移动,显示出的电压值应在零点几伏。若红表笔移到某一处时电压突然降到零点零几伏(大约降到原来的1/10),说明此处的芯线已断。

此法还适宜检查电熨斗、电热褥等家用电器内部电热丝的断线位置,但在操作时应注意安全。

§ 3.72 测量静电的方法

物体摩擦时会产生静电,这早已为人们所熟知。在工业生产和日常生活中,静电也会带来一定的危害。例如,大量积累的静电荷对地具有上万伏的高压,对人体可造成电击,还容易产生火花放电,引起火灾甚至爆炸事故。静电还妨碍生产,影响产品质量。如果电子仪器、家用电器上带有静电,就很容易吸附空气中的尘埃,使电路发生漏电、短路等故障。由于机器高速运转而产生的静电,还能使操作者受到电击。此外,静电还容易损坏场效应管和数字集成电路。当荧光数码管的玻璃壳上带负电时,可造成显示笔段残缺,乃至显示器消隐。

1. 测量静电的方法

利用数字万用表能够检查绝缘体(如石英玻璃、有机玻璃、胶皮、纸张、塑料机壳等)表面是否带有静电,还可代替验电器判定静电是正电荷,还是负电荷。具体方法是,把数字万用表拨至200mVDC(或2VDC)挡,红表笔接触被测物体表面时显示值愈大,说明静电的电压愈高。如果显示负号,说明物体带负电,否则带的是正电。测量时黑表笔可以悬空,也可以接通大地(如碰触水管或暖气片)。黑表笔接地时读数较大,便于观察。

实例之一:用塑料梳子梳干燥的头发,梳子上带负电。将DT830型数字万用表拨至200mVDC挡,黑表笔悬空,拿红表笔接触刚梳过头的梳子齿,仪表显示-118.1mV。由于尖端放电现象和人体的导电作用,梳齿上的负电荷很快放掉,使显示值迅速减小,最后显示-2mV。再把DT830拨到2VDC挡,黑表笔接触暖气片,重复上述试验测得为-0.513V。

实例之二:用麂皮(或其他毛皮)与玻璃摩擦后,玻璃上带正电荷。仍选200mVDC挡,黑表笔悬空,用红表笔迅速接触刚刚摩擦过的玻璃板,显示16.0mV,很快就降到0V。

2. 使用注意事项

(1) 如果被测静电场很强,对地电压也很高,那么只需将红表笔靠近电场即可显示出场电荷的极性,并从读数上判断出电场的强弱。据此,可以检查电视机内部有无高压。

(2) 采取良好的接地措施可以消除静电。在腈纶织物中加入防静电剂也能消除静电。

§ 3.73 集成稳压器的散热器设计方法

集成稳压器作大电流输出时必须加合适的散热器,使稳压器内部的热量沿着芯片→管壳→散热器→周围空气的途径散发掉。若因散热不良而使芯片结温超出允许最高结温,内部的保护电路就对输出进行保护,把输出电流迅速拉下来,使功耗降低。在保护过程中,稳压器已无法正常工作。严重过热时还会造成稳压器的永久性损坏。因此,正确设计散热器是使用三端固定式或可调式集成稳压器的前提条件。下面介绍的散热器实用设计方法,可供制作台式数字万用表稳压电源时参考。

1. 散热器的设计原理

为保证稳压器能正常工作并达到设计指标,首先要把稳压器工作时产生的热量及时散发掉。稳压器的最大允许功耗取决于芯片的最高结温。仅当芯片的工作温度低于最高结温时,稳压器才能正常工作。因此,稳压器的散热能力愈强,芯片的实际结温就愈低,它所能承受的功率也愈大。

稳压器的散热能力取决于它的热阻。所谓热阻,是用来表征各种材料热传导性能的物理量,一般用每单位功耗下材料的温升来表示,单位是 $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 。温升愈低,说明材料的散热能力愈强,即热阻小。反之,温升高则表明材料的散热能力差,热阻大。

给半导体器件加散热器后可以减小总热阻,热阻分布情况如图 3.73.1 所示。图中, $R_{\theta 1}$ 表示从结到外壳的热阻。 $R_{\theta 2}$ 表示从外壳到器件表面的热阻。 $R_{\theta 3}$ 表示从结到器件表面的热阻。有关关系式 $R_{\theta 3} = R_{\theta 1} + R_{\theta 2}$ 。 $R_{\theta 4}$ 表示从结到器件表面的热阻,有关系式 $R_{\theta 4} = R_{\theta 1} + R_{\theta 2}$ 。 $R_{\theta 5}$ 表示散热器与周围空气的热阻。 $R_{\theta 6}$ 表示加散热器后的总热阻, $R_{\theta 6} = R_{\theta 4} + R_{\theta 5}$ 。这里令未加散热器时的总热阻为 $R_{\theta 0}$ 。

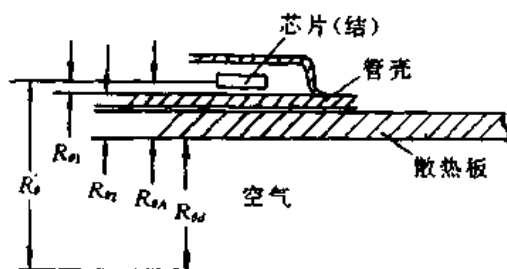


图 3.73.1 半导体器件加散热器后的热阻

设集成稳压器的允许最高结温为 T_{jM} ,环境温度为 T_A ,加散热器后器件的实际功耗为 P_D ,有关系式

$$P_D = \frac{\Delta T}{R_{\theta 6}} = \frac{T_{jM} - T_A}{R_{\theta 4} + R_{\theta 5}} \quad (3.73.1)$$

再令 P'_D 表示设计功耗, P_{DM} 为最大允许功耗,此时须满足下述条件:

$$P_D \leq P'_D \leq P_{DM} \quad (3.73.2)$$

对式(3.73.1)稍加变换,即可得到 $R_{\theta 5}$ 的表达式

$$R_{\theta 5} = \frac{T_{jM} - T_A}{P'_D} - R_{\theta 4} \quad (3.73.3)$$

在确定散热板面积时将要用到 R_{θ} 值。

2. 散热器的实用设计

散热器的种类很多,大致分两种类型。一种是散热板(亦称平板型散热器),其结构简单,成本低,容易自制,但所占面积较大。另一类是商品化、系列化的散热器,例如筋片式散热器、叉指式散热器等,其散热效果好,体积小,但成本较高。下面介绍散热板的设计方法及设计实例,可供读者自制散热器时参考。

由于技术参数、封装材料和外形尺寸的不同,各类集成稳压器的封装形式亦不同。主要有 S-7(国外对应代号为 TO-220)、F-2(TO-3)、F-1(TO-66)、S-1(TO-92)、B-4(TO-39)等封装形式。其中, S-7 和 F-2 较具有代表性。S-7 为塑料封装,体积小,重量轻,最大允许功耗为 10W(加足够大的散热板,下同)。F-2 属于铜金属壳封装,体积较大,外形与普通大功率晶体管相仿,其最大允许功耗 $P_{DM}=20W$ 。F-1 仍属于铜金属壳封装,但体积比 F-2 小一些, $P_{DM}=10W$ 。B-4 的外形像圆金属壳的小功率晶体管,其 $P_{DM}=0.7W$ 。

需要说明的是,某些产品只有一种封装形式,例如 78H00、78P00 两大系列产品,一律采用 F-2 封装。还有些产品则有两种封装形式,用户可根据自己对器件功耗的要求进行选择。例如在 7800、7900 系列产品中既有 S-7 封装的,又有 F-2 封装的,二者主要区别是 P_{DM} 值不同,因此最大输出功率 P_{OM} 值也不同。

表 3.73.1 列出几种常用封装形式的热学参数及典型产品。表中给出的 P_{DM} 、 R_{θ} 、 $R_{\theta A}$ 值,可供设计散热板时查用。

表 3.73.1 几种封装形式的热学参数及典型产品

封装形式	国产	S-7	F-2	F-1	B-4
	国外	TO-220	TO-3	TO-66	TO-39
最大允许功耗 P_{DM}/W		10	20	10	0.7
不加散热器时结到周围空气的总热阻 $R_{\theta}/^{\circ}C/W$		62.5	40	50	210
加散热器后结到器件表面的热阻 $R_{\theta A}/^{\circ}C/W$	直接与散热板接触	7	6	6.5	26
	涂导热硅脂	1	1	1	—
	加绝缘衬垫	1.8	1.8	1.8	—
典型系列产品		7800	7800	78M00	78L00 ^①
		7900	7900	79M00	79L00
		78M00	78T00		
		78T00	78H00		
			78P00		
①78L00、79L00 系列产品中也有的采用 S-1 封装。					

散热板的热阻 $R_{\theta A}$ 与板表面积 S 的关系曲线如图 3.73.2 所示。图中分别绘出铝板和铁板的曲线,所用板材厚度均为 2mm,使用条件是散热板垂直放置,器件安装在散热板中心。由图可见,在表面积与厚度相同的情况下,铝板的热阻较小,其散热性能优于铁板,而且在外形尺寸相同时铝板重量只有铁板重量的 1/3(2.7/7.8),此外铝板还不易生锈。尽管选紫铜板时散热性能更佳,但其密度大($\rho=8.9$),成本亦高,不如铝散热板轻便、经济。

设计散热板时可遵循以下步骤:

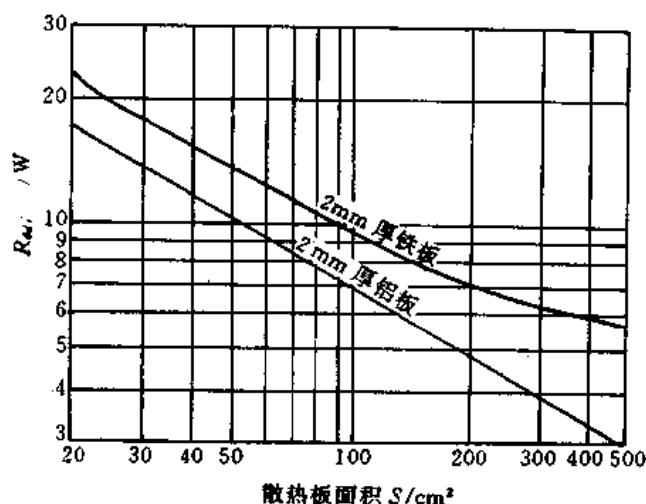


图 3.73.2 铝板和铁板的 R_M - S 关系曲线

(1) 确定已知条件

已知条件包括：①稳压器的封装形式；②稳压器的实际功耗 P_D 、设计功耗 P'_D 、最大允许功耗 P_{DM} ，要求 $P_D \leq P'_D \leq P_{DM}$ ， P_D 可以估算，亦可按公式 $P_D = (V_I - V_O)I_O$ 计算；③允许的最高结温 T_{JM} ，亦即稳压器工作结温的上限值，三端集成稳压器的 T_{JM} 为 125°C （民品）或 150°C （军品或工业品）；④最高环境温度 T_{AM} ，视当地一年中最高环境温度而定；⑤所选散热板的材料及厚度。

(2) 根据封装形式以及与散热板的接触形式，从表 3.73.1 中查出器件的 $R_{\theta A}$ 值。

(3) 利用式(3.73.3)求出散热板对空气的热阻 R_M 。

(4) 根据 R_M 值查图 3.73.2 所示的曲线，确定散热板之表面积 S ，进而求出散热板的外形尺寸（长、宽尺寸）。注意，为提高散热可靠性，散热板的实际面积应留出约 1/3 的余量。

(5) 计算稳压器的效率。若不考虑电源变压器、整流元件的损耗，电源总功率 P 就等于稳压器功耗 P_D 与输出功率（即负载功耗） P_O 之和：

$$P = P_D + P_O \quad (3.73.4)$$

其中， P_D 是无用功率， P_O 是有用功率。对于串联调整式线性电源， $I_I = I_O$ ，因此电源效率

$$\eta = \frac{P_O}{P} = \frac{I_O V_O}{I_I V_I} = \frac{V_O}{V_I} (100\%) \quad (3.73.5)$$

下面通过几个典型实例来加以说明。

例 1：选用 F-2（即 TO-3）封装的集成稳压器， $P_{DM} = 20\text{W}$ 。已知稳压器的实际最大功耗 $P_D = 5.5\text{W}$ ，现取 $P'_D = P_D = 5.5\text{W} < P_{DM}$ 。允许最高结温 $T_{JM} = 125^\circ\text{C}$ ，最高环境温度 $T_{AM} = 40^\circ\text{C}$ 。拟采用 2mm 厚铝板，试在不涂导热硅脂与涂导热硅脂这两种情况下，分别确定散热板之实际尺寸。

不涂导热硅脂时，由表 3.73.1 查出 F-2 封装的稳压器 $R_{\theta A} = 6^\circ\text{C/W}$ 。将 T_{JM} 、 T_{AM} 、 P'_D 、 $R_{\theta A}$ 值一并代入式(3.73.3)

$$R_{\theta j} = \frac{125 - 40}{5.5} - 6 = 9.5^{\circ}\text{C/W}$$

由图 3.73.2 查出铝散热板的表面积约为 60cm^2 。实选 80cm^2 铝散热板,外形尺寸可取 $9 \times 9\text{cm}^2$ 。

涂上导热硅脂后, $R_{\theta jA} = 1^{\circ}\text{C/W}$, 很容易算出 $R_{\theta j} = 14.5^{\circ}\text{C/W}$ 。查图 3.72.2 得 $S = 30\text{cm}^2$, 实选 40cm^2 , 板长 8cm、宽 5cm 即可。不难看出,在稳压器与散热板的接触面上涂一层导热硅脂后,能加快热量传递,改善散热条件,而所需散热板面积大约可减小一半。

例 2: 已知 $T_{jM} = 125^{\circ}\text{C}$, $T_{AM} = 45^{\circ}\text{C}$, 试求 S-7 封装的稳压器在不加散热板时的最大允许功耗。

S-7 封装的总热阻 $R_{\theta} = 62.5^{\circ}\text{C/W}$ 。由式(3.73.3)求出

$$P_{DM} = \frac{T_{jM} - T_{AM}}{R_{\theta}} = \frac{125 - 45}{62.5} = 1.28\text{W}$$

由于实际最大功耗 P_M 应低于 P_{DM} , 因此 S-7 封装的稳压器在不加散热器时的最大允许功耗为 1W, 仅相当于加合适散热器后最大允许功耗($P_{DM} = 10\text{W}$)的 1/10。

例 3: 已知 $T_{jM} = 125^{\circ}\text{C}$, $T_{AM} = 40^{\circ}\text{C}$, 试求 F-2 封装的稳压器在不加散热板时的最大允许功耗。

F-2 封装的总热阻 $R_{\theta} = 40^{\circ}\text{C/W}$, 故

$$P_{DM} = \frac{125 - 40}{40} = 2.125\text{W}$$

使用时一般不超过 2W, 也只相当于加合适散热器后最大允许功耗 $P_{DM}(20\text{W})$ 的 1/10。

例 4: 用 7809 构成集成稳压电源。已知 $V_I = 20\text{V}$, $I_O = 1\text{A}$, $P_{DM} = 20\text{W}$, $T_{jM} = 150^{\circ}\text{C}$, $T_{AM} = 40^{\circ}\text{C}$ 。采用 2mm 厚铝板, 涂导热硅脂。试确定铝散热板的外形尺寸, 并计算稳压器的效率。

$$P_D = (V_I - V_O)I_O = (20 - 9) \times 1 = 11\text{W}$$

取 $P'_D = 11\text{W}$ 时可满足 $P_D = P'_D < P_{DM}$ 之条件。

$$R_{\theta j} = \frac{T_{jM} - T_{AM}}{P'_D} - R_{\theta jA} = \frac{150 - 40}{11} - 1 = 9^{\circ}\text{C/W}$$

查图 3.73.2 得 $S = 62\text{cm}^2$ 。留出 1/3 的余量, 实际铝散热板面积为 84cm^2 , 外形尺寸是边长 9.1cm 的正方形。在接触面上需涂一层导热硅脂。

$$\eta = \frac{V_O}{V_I} \cdot 100\% = \frac{9}{20} \times 100 = 45\%$$

不难算出, 在输出功率不变的情况下($P_O = I_O V_O = 9\text{W}$), 若将 V_I 降到 15V, 则 η 可提高到 60%, 而散热板面积还可进一步减小。

为降低稳压器功耗, 提高电源效率, 三端集成稳压器的输入-输出压差($V_I - V_O$)不要过大, 一般取 4~6V 为宜。例如, 7805 的标称输出电压 $V_O = 5\text{V}$ (允许有 $\pm 5\%$ 的偏差), V_I 可取 9~11V, 即整流滤波器的输出电压最好不超过 11V。当 V_I 分别为 13、11、9V 时, η 依

次为 38.5%、45.5%、55.6%。

3. 注意事项

(1) 设管壳温度为 T_G , 有关系式: $T_j > T_G > T_A$ 。显然, 环境温度 T_A 愈低, $(T_j - T_A)$ 的温差就愈大, 散热效果愈好。图 3.73.2 给出的曲线均指自然冷却。如果利用电风扇强迫风冷, 散热条件可大为改善, 相当于 $R_{\theta j-s}$ 曲线向左下方位移。

(2) 从散热效果看, 散热板制成正方形或圆盘形比较理想。若受加工条件或安装位置的限制而必须制成长方形时, 长、宽之比不得超过 2:1。

(3) 散热板与器件相接触的表面, 应保持光洁(粗糙度在 $8\mu\text{m}$ 以下)、平直(接触面上的凸、凹距离小于 0.05mm), 没有翘曲和锈蚀。散热板要紧固在器件上, 保证二者紧密贴合。器件尽量安装在散热板的对称中心处。散热板宜垂直放置, 平放会影响散热。为改善散热条件, 最好在接触面上涂一层导热硅脂。

(4) 假如要求散热板与器件的金属壳保持绝缘, 需在二者之间加一层云母衬垫, 并在固定螺丝与器件金属表面之间加上绝缘垫圈和绝缘套管。加 0.05mm 厚的云母衬垫后, $R_{\theta j-s}$ 约为 $1.8^\circ\text{C}/\text{W}$ 。此外, 还可选聚脂薄膜、氮化硼瓷片等绝缘衬垫。

(5) 散热板应尽量远离电源变压器、大功率晶体管等热源。为提高散热效率, 通常把散热板表面处理成黑色。

(6) 以上是从热传导的角度来设计散热板的。鉴于稳压器工作时的管壳温度低于 100°C , 可不必考虑热辐射问题。

(7) 在集成稳压电源中, 一般采用较大容量的滤波电容(几百至上千微法), 它对整流后的平均电压有一定提升作用。设电源变压器次级绕组的输出电压有效值为 V_2 , 则三端稳压器的输入直流电压 V_1 可按下式估算:

$$V_1 = 1.1V_2 \quad (3.73.6)$$

例如当 $V_2 = 12\text{V}$ (有效值)时, $V_1 \approx 13.2\text{V}$ 。

§ 3.74 开关电源高频变压器的设计方法

在无工频变压器的开关电源中, 高频变压器是其核心部件之一, 高频变压器的设计也是制作开关电源的关键技术。下面介绍高频变压器的设计方法, 可供读者自行制作开关电源时参考。

1. 软磁铁氧体磁芯的性能与产品规格

经磁化后很容易退磁的磁性材料称作软磁材料, 其矫顽力很小。软磁铁氧体是磁性材料中的重要一类, 其应用领域日益广泛, 例如收音机中的磁棒, 收录机和电视机中的磁芯, 偏转线圈的磁环, 录象机磁头, 开关电源高频变压器。

软磁铁氧体磁芯的品种繁多, 型号各异, 可作如下分类:

(1) 按形状分类: 主要有环形磁芯(简称磁环), 罐形磁芯(磁罐), 螺纹磁芯, 管形磁芯, E形、日形、U形、T形、工字形、王字形。此外还有单孔、双孔和多孔磁芯。

(2) 按工作频率划分: 有低频、中频、高频、甚高频磁芯。

(3) 按材料划分: 材料牌号 MXO 为锰锌铁氧体; NXO 为镍锌铁氧体; NQ 为镍铅铁

氧体;NGO 为镍锌高频铁氧体;GTO 为甚高频铁氧体。

常见软磁铁氧体磁芯的材料性能见表 3.74.1。表中的居里温度是指当介质常数(现指电阻率)出现峰值时的铁电介质的温度。由于 NQ、NGO、GTO 型磁性材料的电阻率极高,近于无穷大,故表中未列出具体的数值。

表 3.74.1 几种软磁铁氧体磁芯的材料性能

型 号	磁导率 $\mu/H/m$	居里温度 $T_c/^\circ C$	电阻率 $\rho/\Omega \cdot cm$	饱和磁通密度 B_s/mT	矫顽力 $H_c/A/m$	最高工作频率 f_{max}/MHz
MXO-2000	2000	150	1×10^2	400	24	0.5
NXO-20	20	400	1×10^6	200	790	50
NQ-10	10	400	极高	180	2390	300
NGO-5	5	350	极高	60	3180	300
GTO-16	16	200	极高	200	500	700

开关电源的开关频率一般为几十千赫至几百千赫,可选用 MXO-2000 材料,其 $B-H$ 曲线如图 3.74.1 所示。由这种材料制成的 EE 型磁芯的外形如图 3.74.2 所示。这种磁芯

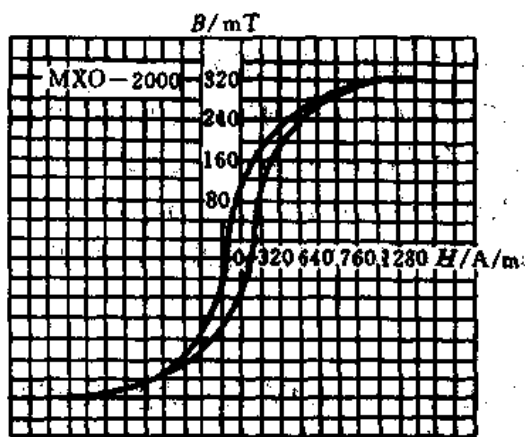


图 3.74.1 MXO-2000 材料的 $B-H$ 曲线

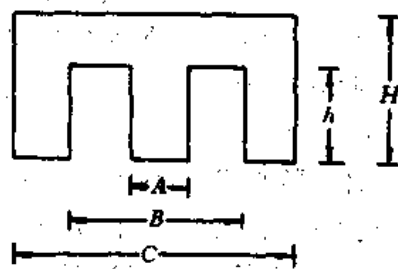


图 3.74.2 EE 型磁芯的外形

具有漏感小、耦合性能好、绕制方便等优点。国产 EE 型磁芯的规格见表 3.74.2。表中的 S_j 为磁芯有效截面积, $S_j = AD(cm^2)$, D 是厚度。

表 3.74.2 国产 EE 型磁芯尺寸规格

型 号	外 形 尺 寸/mm						
	A	B	C	h	H	D	S_j/cm^2
E-3	3	8	12	4	6	3	0.09
E-4	4	10	16	5	8	4	0.16
E-5	5	13	20	6.5	10	5	0.25
E-6	6	16	24	8	12	6	0.36
E-7	7	18	30	9	15	7	0.49
E-12	12	28	43	14	21.5	12	1.44

(续)

型 号	外 形 尺 寸/mm						
	A	B	C	h	H	D	S_j/cm^2
E-17	17	37	55	18.5	27.5	17	2.89
E-20	20	43	65	23.5	32.5	20	4.00
E-28	28	55	85	29	29	28	7.84
E-36	36	72	110	37	37	32	11.52

2. 高频变压器的设计实例

在 § 3.6 中曾介绍过由 UC3842 构成的开关电源电路(参见图 3.6.2),开关频率为 40kHz,输出功率为 35W。下面详细介绍其高频变压器的设计方法。

(1) 磁芯的选择

高频变压器的最大承受功率 P_M 与磁芯截面积 S_j (单位为平方厘米)之间存在下述关系式:

$$S_j = 0.15 \sqrt{P_M} \quad (3.74.1)$$

UC3842 适合制作 20~50W 的开关电源。小功率开关电源的功率一般为 20~80W。现实际输出功率 $P_O = I_O V_O = 7 \times 5 = 35\text{W}$ 。设开关电源的效率 $\eta = 70\%$, 则高频变压器的额定输入功率 $P_I = P_O / \eta = 50\text{W}$ 。设计高频变压器时为留出余量,取 $P_M = 60\text{W}$,代入式(3.74.1)中求出 $S_j = 1.34\text{cm}^2$ 。查表 3.74.2 可知,E-12 型磁芯的 $S_j = 1.44\text{cm}^2$,与之最为接近。E-12 的饱和磁通密度 $B_S = 400\text{mT}$,使用时为防止出现磁饱和而损坏开关功率管,实取磁通密度 $B = 250\text{mT}$ 。

(2) 计算脉冲信号的最大占空比 D_{\max}

当电网电压在 $220\text{V} \pm 20\%$ 范围内变化时,就对应于 $176 \sim 264\text{V}$ 。经全波整流、滤波后的直流输入电压 $V_{I\min} \approx 240\text{V}$, $V_{I\max} \approx 360\text{V}$ 。单端反激式开关电源中所产生的反向电动势 $e \approx 170\text{V}$,线圈漏感造成的尖峰电压 $V_L \approx 100\text{V}$ 。由于 $V_{I\max} + e + V_L \approx 630\text{V}$,因此开关功率管应能承受 630V 以上的高压。

计算脉冲信号最大占空比的公式为

$$D_{\max} = \frac{e}{e + V_{I\min}} \cdot 100\% \quad (3.74.2)$$

即

$$D_{\max} = \frac{170}{170 + 240} \times 100\% = 41.5\%$$

(3) 计算初级线圈的电感量 L_1

高频变压器初级线圈的电感量 L_1 由下式确定:

$$L_1 = \frac{\eta(V_{I\min} D_{\max})^2}{2P_O f_0} \quad (3.74.3)$$

将 $\eta = 70\%$, $V_{I\min} = 240\text{V}$, $D_{\max} = 41.5\%$, $P_O = 35\text{W}$, $f_0 = 40\text{kHz}$ 一并代入式(3.74.3)中得到

$$L_1 = \frac{70\% \times (240 \times 41.5\%)^2}{2 \times 35 \times 40k} = 2.48 \text{ (mH)}$$

设满载时的峰值电流为 I_P , 在进行短路保护时的过载电流为 I_S , 有公式

$$I_P = \frac{2P_o}{\eta V_{Imin} D_{max}} \quad (3.74.4)$$

$$I_S = 1.3I_P \quad (3.74.5)$$

不难求出

$$I_P = \frac{2 \times 35}{70\% \times 240 \times 41.5\%} = 1.0 \text{ (A)}$$

$$I_S = 1.3 \text{ (A)}$$

在初级线圈上储存的电能为

$$W = \frac{1}{2} L_1 I_S^2 = \frac{1}{2} \times 2.48 \times 10^{-3} \times 1.3^2 = 2.1 \text{ (mJ)}$$

(4) 确定初级线圈的匝数 N_1

初级线圈的安匝数 $N_1 \cdot I_S$ 与所储存的电能 W 之间存在下述关系式:

$$N_1 \cdot I_S = \frac{2 \times 10^7 W}{B \cdot S_J} \quad (3.74.6)$$

将 $W=2.1\text{mJ}$, $B=250\text{mT}$, $S_J=1.44\text{cm}^2$ 一并代入式(3.74.6)中得到 $N_1 \cdot I_S=116.7$ 安匝。因此,

$$N_1 = \frac{N_1 \cdot I_S}{I_S} = \frac{116.7}{1.3} = 89.7 \text{ (匝)}$$

实取 $N_1=90$ 匝, 采用 $\phi 0.31$ 的高强度漆包线绕制而成。

(5) 确定自馈线圈匝数 N_2 、次级线圈匝数 N_3

初级线圈匝数 N_1 一旦确定之后, 利用下式即可计算出 N_2 、 N_3 的匝数:

$$N = \frac{N_1 (V_o + V_f) (1 - D_{max})}{V_{Imin} D_{max}} \quad (3.74.7)$$

式中 V_o ——线圈两端的电压;

V_f ——整流二极管的正向导通压降。

自馈线圈回路中的整流管 VD_1 采用 FR305 型快恢复二极管, 其 $V_f \approx 1\text{V}$ 。线圈两端电压 $V_o=20\text{V}$ 时, 经整流滤波后可获得大约 16V 的直流电源, 向 UC3842 供电。不难算出

$$N_2 = \frac{90 \times (20 + 1) \times (1 - 41.5\%)}{240 \times 41.5\%} = 11.1 \text{ (匝)}$$

实取 $N_2=11$ 匝, 采用 $\phi 0.51$ 高强度漆包线。

次级线圈 N_3 的回路中选用肖特基二极管 D80-004, $V_f \approx 0.4\text{V}$, $V_o=5\text{V}$, 故

$$N_3 = \frac{90 \times (5 + 0.4) \times (1 - 41.5\%)}{240 \times 41.5\%} = 2.85 \text{ (匝)}$$

鉴于当输出电流 I_o 达 7A 时,线圈的铜阻及输出引线电阻上均会产生压降,为避免造成输出电压的跌落,应适当提升 V_o 值,可取 $N_3=4$ 匝。用 4 股 $\phi 1.0$ 高强度漆包线并联后绕制而成,电流密度 $J=2.1\text{A}/\text{mm}^2$ 。

(6) 计算应留出的空气隙

为防止高频变压器发生磁饱和现象而损坏开关功率管,需在 EE-12 型磁芯的两个侧面各留出一定的空气隙 δ 。假定磁场集中于气隙处而未向外部泄漏,则

$$\delta = \frac{0.04\pi N_1 I_s}{B} = \frac{0.04 \times 3.14 \times 90 \times 1.3}{250} = 0.06\text{cm} = 0.6\text{mm}$$

每边可留出 0.3mm 的气隙。实际气隙可取 0.5mm。

(7) 开关功率管的选择

前已述及,开关功率管应能承受 630V 以上的高压。为安全起见,应采用耐压 1000V 的双极型开关功率管或 VMOS 管。图 3.6.2 中选用美国国际整流器公司(IR)生产的 IRFPG407 型 VMOS 管,其漏-源极可承受最大电压 $V_{DSM}=1000\text{V}$,最大漏极电流 $I_{DM}=4.3\text{A}$,最大漏极耗散功率 $P_{DM}=150\text{W}$,完全能满足要求。但在使用时必须加合适的散热器。

(8) 自馈线圈回路中整流二极管的选择

可选用 FR309 型快恢复二极管,其耐压值为 1000V,额定整流电流为 3A。

(9) 次级线圈回路中整流二极管的选择

为提高低压、大电流整流的效率,宜选用肖特基二极管。它属于高频、大电流、低功耗器件,其正向导通压降仅 0.4V 左右,还不到快恢复二极管 V_F 值的一半。D80-004 型肖特基二极管的主要参数是:平均整流电流 $I_o=15\text{A}$,最大正向压降 $V_F=0.4\text{V}$,反向恢复时间 $t_r<10\text{ns}$,反向峰值电压 $V_R=40\text{V}$ 。

3. 注意事项

(1) 由 UC3842 构成的开关电源属于单端反激变换器式电路。所谓单端,是指高频变压器的磁芯仅工作在磁滞回线的一侧,芯片只有一个输出端。所谓反激,是指当开关功率管导通时,整流二极管 VD_1 (D80-004) 截止,电能就储存在高频变压器初级电感线圈 N_1 中;当开关功率管关断时 VD_1 导通, N_1 上储存的电能传送给次级线圈 N_2 ,并经过 VD_1 、 C_{10} 整流后向负载供电(参见图 3.6.2)。单端反激式变换器适宜制 20~100W 的小功率开关电源。

(2) 电流密度 J 代表单位截面上所通过的电流。在自然冷却时, $J=1.5\sim 4\text{A}/\text{mm}^2$,以 $2\text{A}/\text{mm}^2$ 左右为宜。加强迫风冷后, $J=3\sim 6\text{A}/\text{mm}^2$,以 $4\text{A}/\text{mm}^2$ 为宜。

(3) 计算匝数时若出现小数,一般按四舍五入的办法处理。

(4) 自制的高频变压器线圈漏感较大,可能导致输出功率偏低。必要时可将 N_1 提高到 130 匝, N_2 不变, N_3 增加到 5~6 匝。

(5) 尽管 UC3842 的工作频率可达 500kHz,但受制作工艺、开关功率管频率特性等诸多因素的限制,通常开关频率只能设计在几十千赫以下。使用双极型开关功率管时, $f_o \approx$

20kHz 为宜。若采用 VMOS 管,则 $f_0 \approx 40\text{kHz}$ 。图 3.6.2 中取 $R_6 = 10\text{k}\Omega$, $C_6 = 4700\text{pF}$, $f_0 = 1.8/R_6 C_6 = 38.3\text{kHz} \approx 40\text{kHz}$ 。当电路起振后,用示波器从 UC3842 的第 4 脚 (R_T/C_T) 上可观察到锯齿波,幅度约 1.5V,周期约 $25\mu\text{s}$ 。

§ 3.75 数字万用表中的保护电路

数字万用表应具有比较完善的保护电路,过载能力要强。掌握各种保护电路的构成及工作原理,对于制作或检修数字万用表至关重要。下面介绍数字万用表的常用保护电路。

1. 电流挡的保护电路

电流挡的保护电路如图 3.75.1 所示,保护电路接在分流器之前。保护元件包括 FU 、 VD_1 、 VD_2 。其中, FU 是快速熔丝管,起过流保护作用。200mA 以下的电流挡,可选 0.2A/250V 熔丝管,2A 挡应选 2A/250V 熔丝管,10A 或 20A 挡一般不加保护。普通熔丝管的熔断时间较长,不如快速熔丝管 (*Fast FUSE*) 反应速度快。

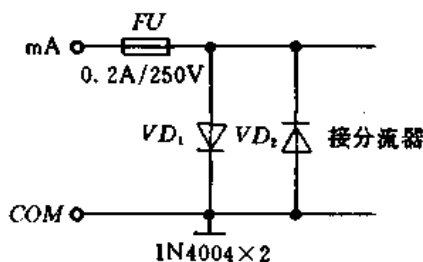


图 3.75.1 电流挡的保护电路

二极管 VD_1 和 VD_2 可选用 1N4004(1A/400V) 或者 1N4002(1A/100V) 塑料封装硅整流二极管。 VD_1 、 VD_2 反极性并联后组成双向限幅过压保护电路。一旦误用电流挡去测电压时,可将仪表输入电压限制在 0.7V 之内。

2. 电压挡的保护电路

DCV、ACV 挡可选火花放电器或压敏电阻器作过压保护。

(1) 火花放电器

火花放电器亦称火花间隙器,英文符号为 SG (Spark Gap)。其外形及电路符号如图 3.75.2 所示。它具有两个绝缘电极,当冲击电压超过其击穿电压时,在两极之间迅速发生火花放电,放电之后能自行恢复绝缘状态。典型产品有 AG20,其击穿电压为 1200V。

电压挡的保护电路如图 3.75.3 所示。SG 是呈电容性质的火花放电器,从输入端引入的浪涌电压可经过它进行放电,实现过压保护。 R 为 SG 的限流电阻。该保护电路需接在精密电阻分压器的前面。

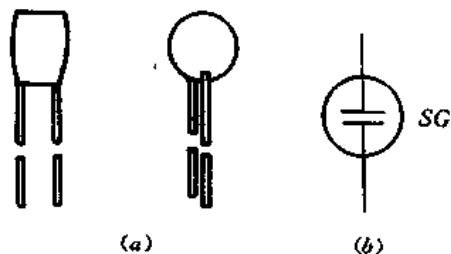


图 3.75.2 火花放电器
(a)外形;(b)电路符号。

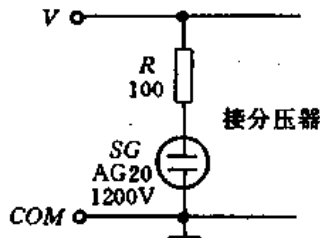


图 3.75.3 电压挡的保护电路

(2) 压敏电阻器

压敏电阻器是电压灵敏电阻器 VSR (Voltage-Sensitive Resistor) 的简称,属于一种

新型过压保护元件。压敏电阻器是氧化锌(ZnO)为主要材料制成的金属氧化物半导体陶瓷元件。其电阻值随端电压而变化。压敏电阻器的工作电压范围很宽(6~3000V,分多种规格),对过电压脉冲响应快(响应时间仅几至几十纳秒),耐冲击电流能力强(通流量^①指标可达100A~20kA),漏电流小(低于几至几十微安),工作稳定可靠。其电阻温度系数小于0.05%/℃。

压敏电阻器的外形、符号及伏安特性如图 3.75.4 所示。其伏安特性具有对称性,在

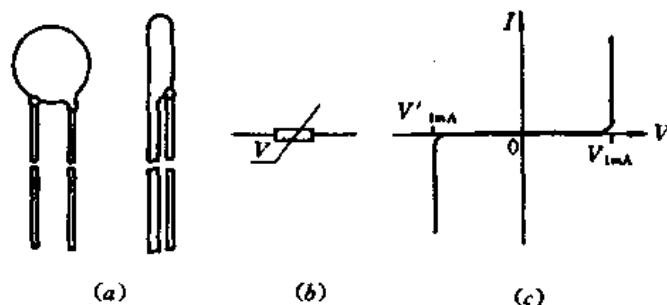


图 3.75.4 压敏电阻器
(a)外形;(b)电路符号;(c)伏安特性。

正、反向伏安特性中都能起到稳压作用,元件本身没有极性,因此它还可作为小电流(小于1mA)的双向限幅器或稳压管。常见压敏电阻器的标称电压有6、18、22、24、27、33、39、47、56、82、100、120、150、200、216、240、250、273、283、360、470、850、900、1100、1500、1800、3000V等规格。(c)图中的 V_{1mA} 、 V'_{1mA} 分别表示通过1mA、-1mA直流电流时元件的耐压值。

用压敏电阻器构成电压挡的过压保护电路时,可直接并在分压器前边,不需要加限流电阻。压敏电阻器的标称电压值依实际需要而定。

3. 电阻挡的保护电路

电阻挡通常采用正温度系数热敏电阻器作为保护元件,并与晶体管过压保护器配套使用,构成过压、限流保护电路。

正温度系数热敏电阻简称 PTC(Positive Temperature Coefficient)。其特点是在工作温度范围之内具有正的电阻温度系数。国产 MZ72 型 PTC 元件的外形如图 3.75.5(a)所示。开关型 PTC 是以钛酸钡($BaTiO_3$)为主要材料,再掺入微量稀土元素(锶、钪、铈等),然后用电子陶瓷烧结工艺制成的。室温下 PTC 的电阻率在 $10\sim 10^3\Omega\cdot cm$ 范围内。当温度低于居里温度 T_c (一般为 $120\sim 165^\circ C$)时,PTC 略呈负阻特性,但电阻值基本不变。当温度达到并超过 T_c 时,电阻率发生突变,可急剧增大3~4个数量级,达到 $10^6\sim 10^7\Omega\cdot cm$,此时呈现高达 $+(10\sim 60)\%/^\circ C$ 的正温度系数。PTC 的电阻率-温度特性如图 3.75.6 所示。显然,这种 PTC 具有开关特性。

6 量程电阻挡的保护电路如图 3.75.7 所示。6 个电阻量程依次为 200Ω 、 $2k\Omega$ 、 $20k\Omega$ 、 $200k\Omega$ 、 $2M\Omega$ 和 $20M\Omega$ 。2.8V 基准电压源 E_0 经过 R_1 、 VD 分压后,利用硅二极管 VD 的正向导通压降 $V_F\approx 0.65V$ 作为测试电压(即电阻挡的开路电压)。 $R_1\sim R_6$ 为标准电阻, R_7 是

^① 通流量表示在规定时间内(8/20 μs)之内,允许通过脉冲电流的最大值。其中,脉冲电流从90% V_P 到 V_P 的时间为 $8\mu s$,峰值持续时间为 $20\mu s$ 。

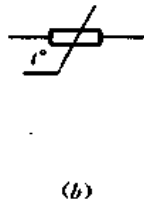
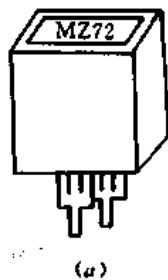


图 3.75.5 正温度系数热敏电阻器
(a)外形;(b)电路符号。

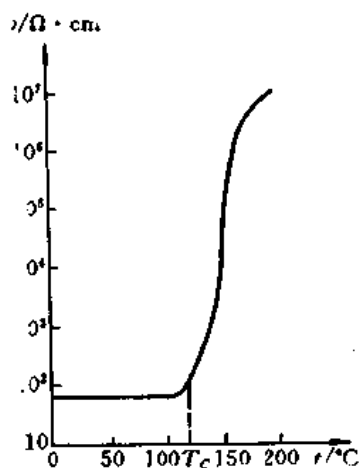


图 3.75.6 PTC 的电阻率-温度特性

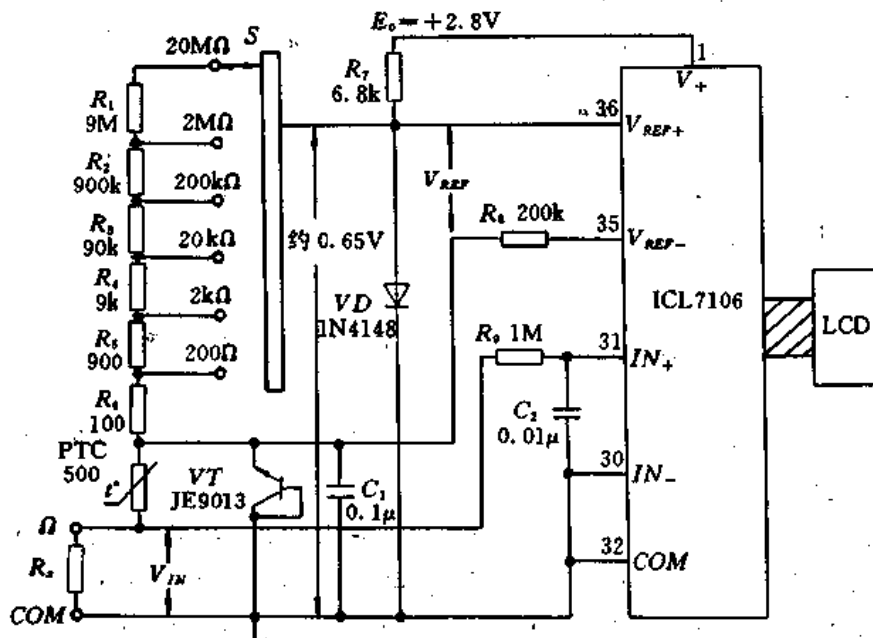


图 3.75.7 电阻挡的保护电路

被测电阻, S 为量程选择开关, 现已拨至 $20M\Omega$ 挡。

保护电路由正温度系数热敏电阻 PTC (500Ω)、晶体管 VT 以及 C_1 、 R_8 、 R_9 构成。采用比例法测电阻时, 由于 PTC 与 $R_1 \sim R_6$ 、 R_x 相串联, 因此并不影响输入电压 V_{IN} 与基准电压 V_{REF} 的电压比, 也就不会影响测量值。现将 VT (JE9013) 的集电结短接, 利用其发射结反向击穿电压 $V_{(BR)EBC}$ 来代替稳压管作过压保护。一旦误用电阻挡去测量市电, $220V$ 交流电压便经过 PTC $\rightarrow VT \rightarrow COM$, 把 VT 的发射结反向击穿, 电压被钳位在 $6V$ 左右, 可保护 ICL7106 型单片 A/D 转换器不受损坏。与此同时, PTC 的阻值急剧增大, 从而限制 VT 的反向击穿电流, 使之不超过允许范围。需要指出, 上述击穿属于软击穿, 一旦撤去 $220V$ 输入电压, VT 又恢复正常状态。 C_1 是消噪电容, 用以消除 VT 在反向击穿时产生的噪声电压。 R_8 、 R_9 分别为 V_{REF-} 、 IN_+ 端的限流电阻。 R_9 和 C_2 还组成高频滤波器, 滤除输入端引入的高频干扰。

4. 二极管挡的保护电路

二极管挡的保护电路如图 3.75.8 所示,由 VD_1 、 VD_2 和 R_1 组成。 VD 为被测二极管。倘若误用此挡测量 220V 交流电压,在正半周时 VD_1 、 VD_2 均截止,电路不通。负半周时 VD_1 与 VD_2 导通,电流依次途经 COM 、 VD_2 、 VD_1 、 R_1 泄放,使仪表免受损坏。 VD_1 和 VD_2 应选 1N4004 型硅整流管。 R_1 起限流作用,需采用 $2k\Omega$ 、2W 的氧化膜电阻。

5. 电容挡的保护电路

使用电容挡误测带电的电容器时,很容易损坏仪表。对于采用容抗法的电容挡,可在电容输入插座(CAP)两侧各增加一套双向限幅过压保护电路,如图 3.75.9 所示。 $VD_1 \sim VD_4$ 采用 4 只 1N4004 型硅整流管,它们可为带电的电容器提供放电回路,对文氏桥振荡器及缓冲器、电压放大器起到保护作用。

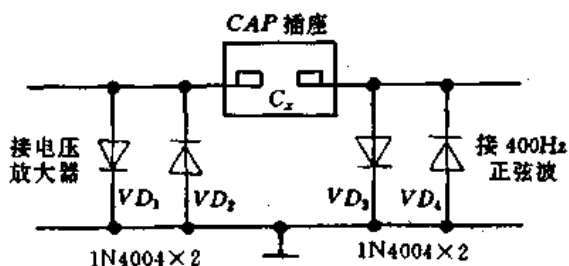


图 3.75.9 电容挡的保护电路

6. 频率挡的保护电路

频率挡的保护电路如图 3.75.10 所示, f 、 COM 为输入插孔。 R 是 $200k\Omega$ 、1/4W 碳膜电阻,起限流作用。 VD_1 和 VD_2 构成过压保护电路,可采用 1N4148 型高速硅开关二极管。当频率挡不慎接 220V 电压时,在正半周, $V(f)$ 经 f 插孔 $\rightarrow R \rightarrow VD_1 \rightarrow COM$,负半周时 $V(f)$ 经 $COM \rightarrow VD_2 \rightarrow R \rightarrow f$ 插孔,使高压不能直接加到 f/V 转换器上,起到了保护作用。该保护电路最大可承受 250V(有效值)的输入电压。

7. 电导挡的保护电路

电导挡可以同电流挡公用一套保护电路,参见图 3.75.1。只是测电导时,保护电路应接在电导挡的输入端。

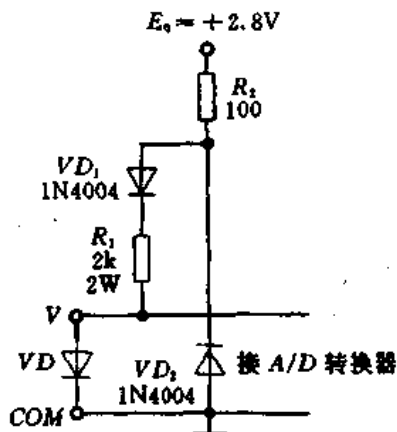


图 3.75.8 二极管挡的保护电路

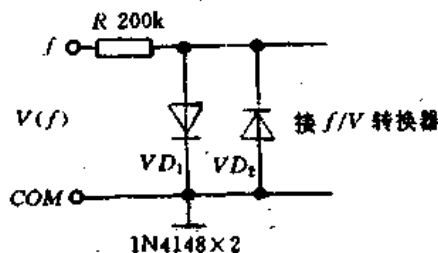


图 3.75.10 频率挡的保护电路

第四章 数字万用表的测量技巧

本章阐述数字万用表在检测电子元器件方面的测量技巧,包括测量原理、测量方法及使用注意事项。所介绍的方法均经过实践验证,实用性很强,读者可以灵活运用。

§ 4.1 检测二极管以及鉴别硅管与锗管

半导体二极管是由一个PN结构成的、具有单向导电性质的器件,在正向导通时呈低阻,反向偏置时呈高阻。利用数字万用表不仅能判定二极管的正、负极性,还能测量管子的正向导通压降 V_F ,并鉴别出硅管与锗管。

1. 判定正、负极

(1) 用二极管挡来判定

将数字万用表拨至二极管挡,此时红表笔带正电,黑表笔带负电。用两支表笔分别接触二极管的两个电极,若显示值在1V以下,说明管子处于正向导通状态,红表笔接的是正极,黑表笔接的是负极。若显示溢出符号“1”,证明管子处于反向截止状态,黑表笔接的是正极,红表笔接负极。

为进一步确定管子的质量好坏,应交换表笔再重测一次。若两次均显示“000”,证明管子已击穿短路。两次都显示溢出符号,说明管子内部开路。

以2CP系列硅二极管为例,判别方法如图4.1.1所示。对于锗二极管,(a)图应显示0.200V(近似值)。

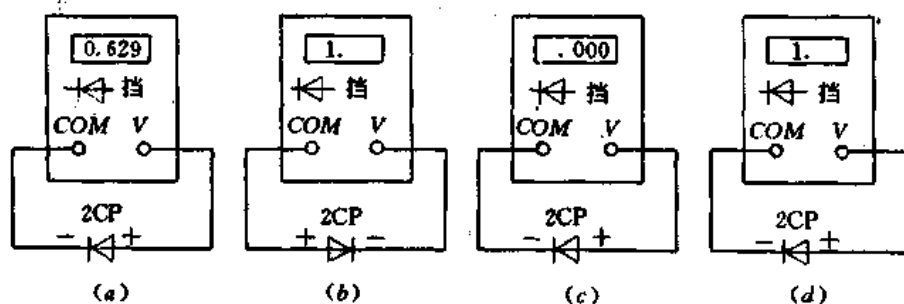


图 4.1.1 判定二极管正负极方法之一

(a)测正向压降;(b)测反向压降;(c)管子短路;(d)管子开路。

(2) 用 h_{FE} 插口来判定

将数字万用表拨至NPN挡,利用 h_{FE} 插口来检查二极管。此时C孔带正电,E孔带负电。把被测二极管的两个电极分别插入C孔和E孔,如果显示溢出,证明C孔接正极,E孔接的是负极。若显示“000”,说明管子处于反向偏置,E孔接正极,C孔接负极。试验方法

如图 4.1.2 所示。

判定理由：将二极管的正、负极分别插入 C 孔、E 孔时，+2.8V 基准电压源可使管子迅速导通。因为正向电阻很小，正向电流较大， h_{FE} 挡取样电阻 R_0 上的压降（亦即仪表输入电压 V_{IN} ）超过 200mV，所以仪表显示溢出。假如把正、负极插反，管子呈截止状态， R_0 上无电流通过， $V_{IN}=V_{R_0}=0$ ，仪表就显示“000”。

2. 区分硅管与锗管

二极管挡的工作原理是，+2.8V 基准电压源向被测二极管提供大约 1mA 的正向电流，管子的正向压降 V_F 就作为仪表输入电压 V_{IN} 。对于硅管应显示 0.500~0.700V，对于锗管应显示 0.150~0.300V。根据正向压降的差异，很容易区分硅二极管与锗二极管。图 4.1.3 给出两条典型的伏安特性曲线。

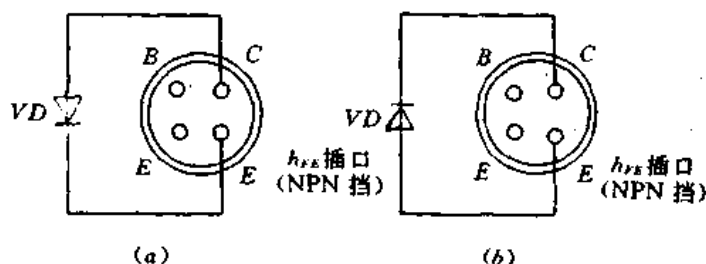


图 4.1.2 判定二极管正负极方法之二
(a)显示溢出；(b)显示“000”。

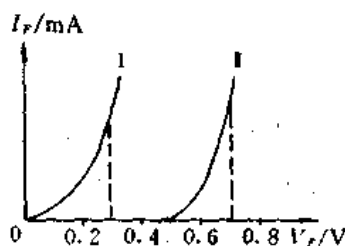


图 4.1.3 硅二极管与锗二极管的
伏安特性
1—锗二极管；2—硅二极管。

3. 使用注意事项

(1) 模拟式万用表的电阻挡可用来检查

二极管，但数字万用表的电阻挡不宜检查二极管。其原因在于数字万用表电阻挡所提供的测试电流太小，通常为 100nA~0.5mA（具体数值依所用电阻挡而定），而二极管属于非线性元件，正、反向电阻值与测试电流有很大关系，因此测出来的阻值与正常值相差很大，有时难以判定。例如，用 20M Ω 挡测小功率二极管的正向电阻可达几兆欧，反向电阻常在 20M Ω 以上（超出仪表量程），使单向导电性看得不明显。因此，推荐使用二极管挡去检测二极管，这不仅准确可靠，而且显示直观。

(2) 利用二极管挡测量正向电压时，若将管子的正、负极接反，则显示溢出。

(3) 对于大功率整流二极管， V_F 值可达 1V。

§ 4.2 检测整流桥

整流桥分全波整流桥、半波整流桥两种。全波整流桥是将 4 只硅整流二极管接成桥路形式，再用塑料封装而成的半导体器件，因此简称全桥。它具有各整流管的参数一致性好、体积小、使用方便等优点，可广泛用于单相桥式整流电路。

1. 检测整流桥的方法

整流桥一般有 4 个引出端，其中交流输入端、直流输出端各两个。几种整流桥的外形如图 4.2.1 所示。其中，PB104M、QSZ2A/50V 属于小功率整流桥，可直接焊在印制板上；MB25A/800V 为中功率整流桥，大、中功率整流桥需用螺钉固定，并且要加散热器。以

MB25A/800V 为例,该器件在环境温度 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 的条件下,最大整流电流的平均值为 25A,最高反向工作电压为 800V。

整流桥的内部电路如图 4.2.2 所示。采用判定二极管的方法,可以检测整流桥的质量。

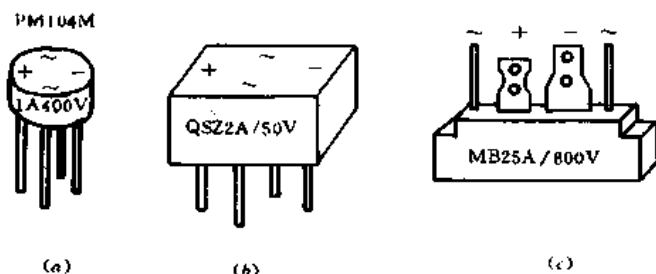


图 4.2.1 几种整流桥的外形

(a)PB104M(1A/400V);(b)QSZ2A/50V;(c)MB25A/800V。

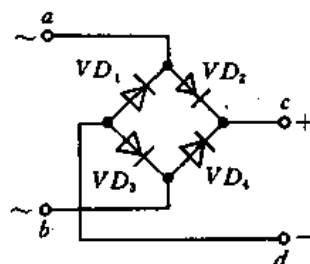


图 4.2.2 整流桥的内部电路

实例:将 DT830 型数字万用表拨至二极管挡,依次测量 QSZ2A/50V 整流桥 a、b、c、d 之间各二极管的正向压降和反向压降,测量数据见表 4.2.1。鉴于正向压降均在 0.521~0.539V 范围内,而测反向压降时二极管全部截止,显示溢出符号,证明被测整流桥的质量良好。

表 4.2.1 测量 QSZ2A/50V 的正、反向压降

测量端	二极管正向压降/V	二极管反向压降
a-c	0.521	显示溢出符号“1”
d-a	0.539	
b-c	0.526	
d-b	0.529	

上述测量共需进行八次,操作比较繁琐。分析图 4.2.2 可以发现,无论按照哪种接法,a-b 之间总会有一只二极管处于截止状态,使 a-b 间总电阻趋于无穷大。d-c 间的正向电压则等于两只硅二极管压降之和。因此,只要测 a-b 间电压时显示溢出,而测 d-c 间电压约为 1V(实测值为 1.039V),即可证明整流桥内部无短路现象。其根据是如果有一只二极管已发生短路故障,那么测 a-b 的正、反向电压时,必定有一次显示 0.5V 左右。例如假定 VD_2 短路,当红表笔接 d、黑表笔接 c 时, $V_{VD_2} = 0\text{V}$,因此

$$V_d = V_{VD_1} + V_{VD_2} = V_{VD_1} = 0.526 \text{ (V)}$$

2. 注意事项

(1)整流二极管属于非线性元件,其正向压降与正向测试电流有关,因此测出来的 V_d 值并不等于 $V_{VD_1} + V_{VD_2}$ (或 $V_{VD_3} + V_{VD_4}$) 之和。

(2)本方法也适用于检查半波整流桥(简称半桥),它里面封装着两只整流二极管。此外,还适用于检测三相整流器模块。

§ 4.3 检测变容二极管的方法

变容二极管 VCD (Variable-Capacitance Diode) 是利用反向偏压来改变 PN 结电容量的特种半导体器件。现已广泛用于彩色电视机的电子调谐器中, 通过控制直流电压改变其结电容量, 来选择某一频道的谐振频率。

1. 构造原理

变容二极管的构造原理如图 4.3.1(a) 所示。从本质上讲它属于反偏压的二极管, 其结电容就是耗尽层的电容。可近似把耗尽层视为平行板电容器, 两个导电板之间有介质。因此, 结电容 C_j 的容量与耗尽层的宽度 d 成反比。又因为 d 与反向偏压 V_R 的 n 次方成正比, n 是与掺杂浓度有关的参数, 故

$$C_j \propto \frac{1}{d} \propto \frac{1}{V_R^n} \quad (4.3.1)$$

因此, 反向偏压愈高, 耗尽区就愈宽, 而结电容愈小。反之亦然。(a) 图中 $V_{R2} > V_{R1}$, 故 $d_2 > d_1$, $C_{j2} < C_{j1}$ 。

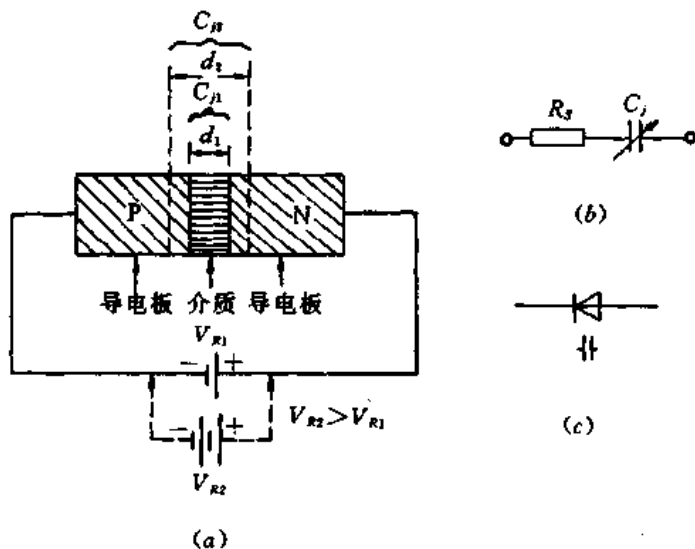


图 4.3.1 变容二极管

(a) 构造原理; (b) 等效电路; (c) 电路符号。

变容二极管的简化等效电路及电路符号分别如图 4.3.1(b)、(c) 所示。(b) 图中用一只可变电容来表示结电容, R_s 是半导体材料的电阻。

国产 B11-1A 型变容二极管的结电容与反向偏压 ($C_j - V_R$) 的特性曲线如图 4.3.2 所示。这种管子的反向偏压中心值为 2~6V, 标称电容量是 7~14pF。由特性曲线不难看出, 当反向偏压 $V_{R1} = 1V$ 时, $C_{j1} \approx 40pF$; 当 $V_{R2} = 10V$ 时, $C_{j2} \approx 3pF$ 。因此, 该管子的结电容变化范围大致是 40~3pF。利用下式可计算电容调谐比 TR 值:

$$TR = \frac{C_{j1}}{C_{j2}} \quad (4.3.2)$$

将 $C_{j1} \approx 40\text{pF}$, $C_{j2} \approx 3\text{pF}$ 代入式(4.3.2)中, $TR=13.3$ 。

2. 检测方法

利用数字万用表可以检测变容二极管的好坏,测试内容共包括三项:①利用二极管挡检查PN结的单向导电性;②用电容挡测量室温下的标称结电容量(C_j);③观察结电容量随反向偏压变化的规律。

下面通过一个实例来介绍测量方法。

被测变容二极管为FV1043型,采用玻璃封装,外形如图4.3.3所示。玻壳两端涂有色环,一端呈黄色,另一端为红色。现给两个管脚分别编上序号①、②。

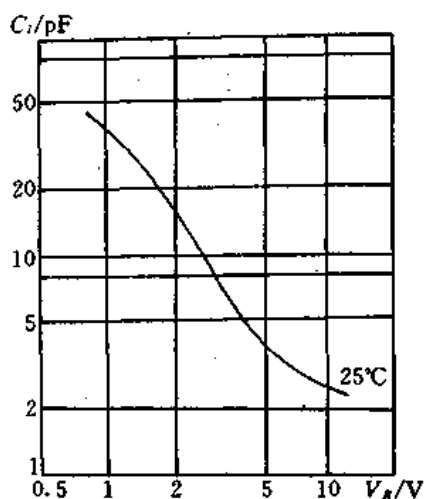


图 4.3.2 B11-1A 型变容二极管的 C_j-V_R 曲线

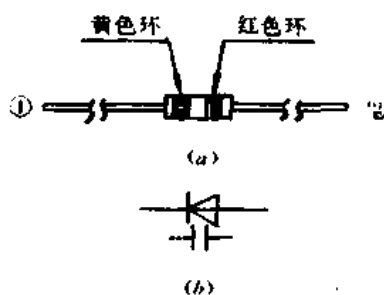


图 4.3.3 FV1043 的外形和极性判断
(a)外形;(b)极性判断。

(1)检查单向导电性

如图4.3.4所示,将DT890A型3½位数字万用表拨至二极管挡,测量变容二极管的压降,然后交换表笔重测一次。其中,读数为0.583的一次为正向压降,即 $V_F=0.583\text{V}$,此时红表笔接的是靠近红色环的管脚。另一次仪表溢出,证明为反向电压。显然,被测变容二极管具有单向导电性,且靠近红色环的②脚为正极,①脚为负极。

(2)测量结电容并观察 C_j 随 V_R 变化规律

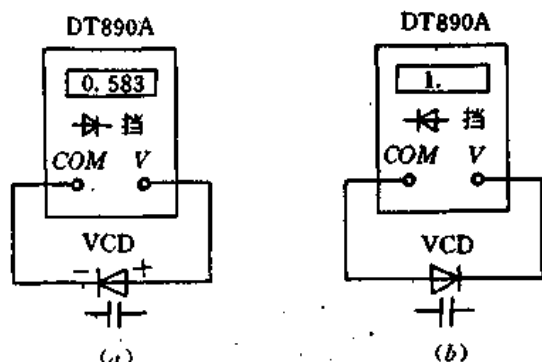


图 4.3.4 用二极管挡检查单向导电性
(a)测正向压降;(b)测反向压降。

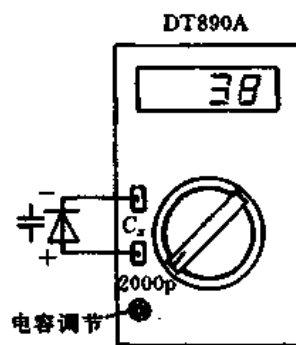


图 4.3.5 利用电容挡测量结电容

利用电容挡测量结电容的方法如图 4.3.5 所示。首先关掉电源,将 DT890A 拨至 2000pF 电容挡。鉴于在 C_x 插口中靠上边的一个孔在表内接高电位,所以要把 FV1043 的负极插入上面插口中,而将正极插入下面插孔,以保证施以反向偏压 V_R 。然后打开电源,可观察到液晶显示器出现的数字从 1000 多迅速减小,最后稳定在 38 上,表明被测管的 $C_j = 38\text{pF}$ 。

若显示溢出符号“1”,说明 PN 结内部短路。但也可能是管子的极性插反,加上正向偏压了。为此可改变极性重插一次,如果还显示溢出,便可认定管子已经短路。若显示 000,证明管子已开路。

现对刚通电时显示值由大变小、直至稳定的过程作一说明。刚接通电源时,由于结电容两端的压降不能突变,其容抗接近于零,所以使 C_x 插口上的反向偏压瞬间短路,仪表显示溢出符号“1”。但此过程极短,无法观察到。此后,随着充电过程的延续,反向偏压 V_R 值逐渐升高,当 C_j 充好电时, V_R 亦趋于稳定。这就是显示出的电容量从大变小,最后达到稳定的缘故。由于变容二极管的结电容很小,时间常数 $\tau = R_s C_j$ 也很小,因此充电过程很快,持续时间只有几秒钟。

3. 注意事项

(1)测结电容之前,应将变容二极管短路放电,然后再打开电源,否则观察不到上述充电过程。

(2)使用 DT890A 型数字万用表测结电容时,必须先调整好 2000pF 电容挡的零点。

(3)变容二极管的标称结电容量还与环境温度有关,最好在 25℃ 室温下测量。 C_j 通常为几至几百皮法,视管子型号而定。

§ 4.4 识别肖特基二极管的方法

肖特基势垒二极管 SBD(Schottky Barrier Diode,简称肖特基二极管)是近年来问世的超高速、低功耗、大电流半导体整流器件。其反向恢复时间极短(几纳秒),正向导通压降仅 0.4V 左右,而整流电流却可达几百甚至几千安,属于一种新型电力电子器件。

1. 性能特点

肖特基二极管是以贵金属(金、银、钼、铂等)A 为正极,以 N 型半导体 B 为负极,利用二者接触面上形成的势垒具有整流特性而制成的金属-半导体器件。当加上正偏压 E 时,金属 A 和 N 型基片 B 分别接电源的正、负极,此时势垒宽度 W_0 变窄;加负偏压 $-E$ 时,势垒宽度就增加。

肖特基二极管仅用一种载流子(电子)输送电荷,在势垒外侧无过剩少数载流子的积累,因此不存在电荷储存现象,使开关特性获得明显改善。衡量高频整流特性的重要参数是反向恢复时间 t_r ,它表示电流通过零点由正向转换成反向,再由反向转换到规定低值的时间间隔。反向恢复电流的波形如图 4.4.1 所示。 I_F 为正向电流, I_{RM} 为最大反向恢复电流。 I_r 为反向恢复电流,通常规定 $I_r = 0.1I_{RM}$ 。当 $t \leq t_0$ 时,正向电流 $I = I_F$ 。当 $t > t_0$ 时,由于整流器件上的正向电压突然变成反向电压,因此正向电流迅速降低,在 $t = t_1$ 时刻, $I = 0$ 。然后整流器件上流过反向电流 I_R ,并且 I_R 逐渐增大;在 $t = t_2$ 时刻达到最大反向恢复电流 I_{RM} 值。此后受正向电压的作用,反向电流逐渐减小,并在 $t = t_3$ 时刻达到规定值 I_r 。

从 t_2 到 t_3 的反向恢复过程与电容器放电过程有相似之处。表 4.4.1 列出肖特基二极管、超快恢复二极管 (SRD)、快恢复二极管 (FRD)、硅高频整流二极管的性能比较。

由表 4.4.1 可见,肖特基二极管的反向恢复时间最短, $t_{rr} < 10\text{ns}$ 。此外,肖特基二极管的正向压降最低,其伏安特性如图 4.4.2 所示。在小电流时, V_F 仅为 $0.2 \sim 0.3\text{V}$,额定整流电流时约 0.4V ,最高不超过 0.8V 。因此,肖特基二极管适宜在低压、大电流情况下

工作。利用其低压降之特点,能提高低压、高频、大电流整流(或续流)电路的效率。肖特基二极管可广泛用于开关电源、脉宽调制器(PWM)、不间断电源(UPS)、交流电机变频调速器(VVVF)、高频加热装置中,作高频、大电流的续流二极管或整流管。

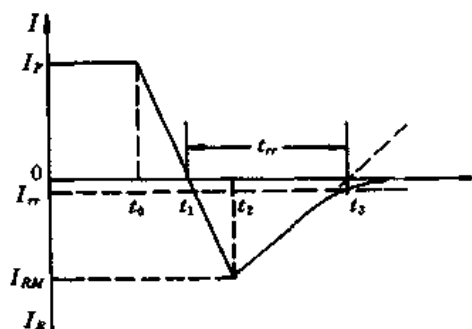


图 4.4.1 反向恢复电流的波形

表 4.4.1 四种整流管典型产品的性能比较

整流管名称	典型产品型号	平均整流电流 I_d/A	正向导通电压		反向恢复时间 t_{rr}/ns	反向峰值电压 V_{RM}/V
			典型值 V_F/V	最大值 V_{FM}/V		
肖特基二极管	161CMQ050	160	0.4	0.8	<10	50
超快恢复二极管	MUR30100A	30	0.6	1.0	35	1000
快恢复二极管	D25-02	15	0.6	1.0	400	200
硅高频整流管	PR3006	3	0.6	1.2	400	800

2. 识别肖特基二极管的方法

利用数字万用表的二极管挡很容易识别肖特基二极管,进而可确定其内部结构及电极。举例说明,被测管为 B82M-004 型,采用 TO-220 封装,其外形如图 4.4.3(a)所示。现给管脚编以序号①、②、③。将 DT980 型 $4\frac{1}{2}$ 位数字万用表拨至二极管挡,先后测得①—③脚之间的正向压降为 0.2014V ,③—②脚间正向压降为 0.2027V 。而测反向电压时仪表均溢出。由此判定被测管为肖特基二极管,且属于共阴对管,结构见(b)图。①、③脚为两个阳极,②脚为公共阴极。

3. 注意事项

(1)因二极管挡的测试电流仅 1mA ,故测得的 $V_F \approx 0.2\text{V}$,比典型值(0.4V)偏低。但是若测得 $V_F \geq 0.4\text{V}$,则肯定不是肖特基二极管,而可能是快恢复或者超快恢复共阴对管。

(2)20A 以下的肖特基二极管、快恢复二极管、超快恢复二极管大多采用 TO-220 封装。从内部结构看,可分成单管、对管(亦称双管)两种。对管中包含两只管子,根据两只二极管接法的不同,又有共阴对管、共阳对管之分。对管中有一只管子损坏,可作单管使用。但需注意,有些单管也有三个引脚,中间的为空脚。

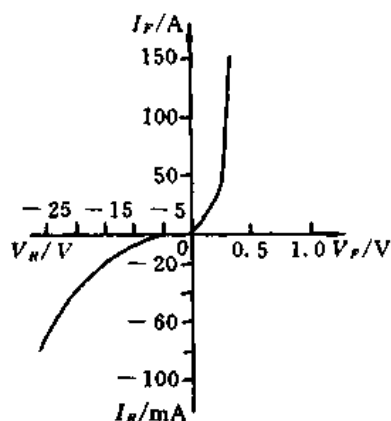


图 4.4.2 肖特基二极管伏安特性

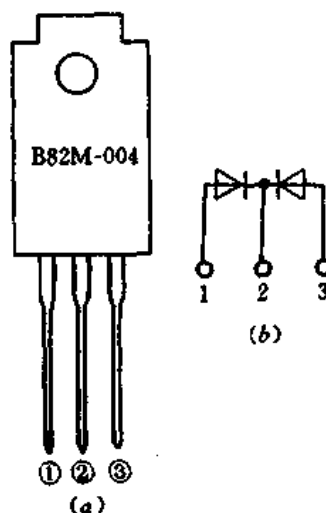


图 4.4.3 B82M-004 的外形及内部结构
(a)外形,(b)内部结构。

§ 4.5 检测晶体管以及鉴别硅管与锗管

晶体管是由两个 PN 结反极性串联而成的三端半导体器件,三个电极分别是基极 B 、发射极 E 、集电极 C 。NPN 型和 PNP 型晶体管的结构示意图及电路符号,分别如图 4.5.1、图 4.5.2 所示。因为基区很薄(只有几微米),图中以窄方框表示。

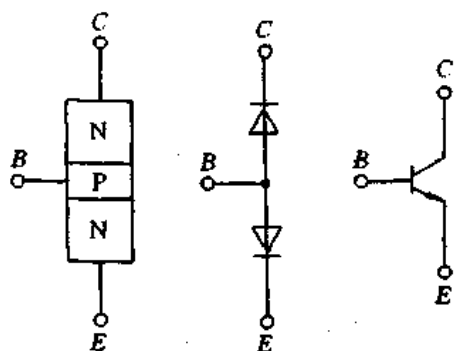


图 4.5.1 NPN 型晶体管结构示意图及符号

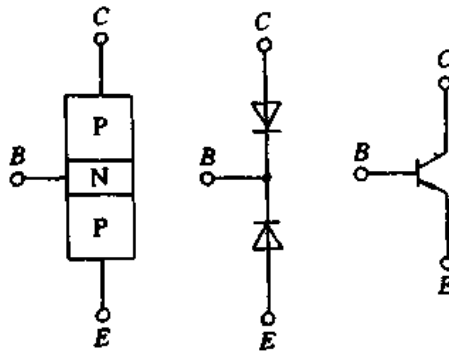


图 4.5.2 PNP 型晶体管结构示意图及符号

利用数字万用表不仅能判定晶体管电极、测量管子的共发射极电流放大系数 h_{FE} ,还可鉴别硅管与锗管。与模拟式万用表相比,它具有操作简便、迅速,显示直观等优点。

由于数字万用表电阻挡的测试电流很小,不适于检测晶体管,建议使用二极管挡以及 h_{FE} 挡进行判定。

1. 判定基极

数字万用表拨至二极管挡,红表笔固定接某个电极,用黑表笔依次接触另外两个电极,两次显示值基本相等(均在 1V 以下,或都显示溢出),证明红表笔所接的就是基极。如果两次显示值中,一次在 1V 以下,另一次溢出,证明红表笔接的不是基极,应改换其他电极重新测量。

2. 鉴别 NPN 管与 PNP 管

确定基极之后,用红表笔接基极,黑表笔依次接触其他两个电极。如果都显示 $0.500 \sim 0.700\text{V}$,属于 NPN 型;假如两次显示都溢出,则管子属于 PNP 型。

3. 判定集电极和发射极,同时测量 h_{FE} 值

为进一步判定集电极与发射极,需借助于 h_{FE} 插口。假定被测管是 NPN 型,需将仪表拨至 NPN 挡。把基极插入 B 孔,剩下两个电极分别插入 C 孔和 E 孔中。测出的 h_{FE} 为几十至几百,说明管子属于正常接法,放大能力较强,此时 C 孔插的是集电极, E 孔插的是发射极,参见图 4.5.3(a)。倘若测出的 h_{FE} 值只有几~十几,证明管子的集电极与发射极插反了,这时 C 孔插的是发射极, E 孔插的是集电极(参见图 4.5.3(b))。

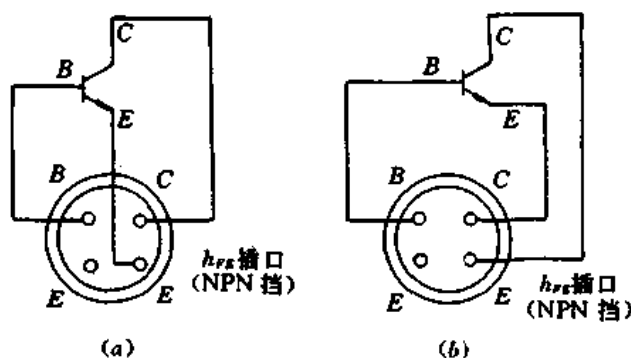


图 4.5.3 判定集电极和发射极(拨 NPN 挡)

(a)正确接法;(b)错误接法。

判别理由:对于质量良好的晶体管,按正常接法加上电源(对于 NPN 管,集电结应加反向偏置电压,发射结加正向偏置电压),这时放大倍数较高。如将集电极与发射极的位置接反了,管子就无法正常工作,放大倍数大为降低。根据这一点可以准确判定 C、E 极,其准确程度远高于模拟式万用表。使用模拟式万用表 $R \times 1k$ 电阻挡判定 C、E 电极的方法是,首先测量一次 E-C 极间电阻,然后交换表笔复测一次,其中电阻值较小的一次为正常接法。其根据是晶体管内部结构一般并不完全对称,按正常接法时, E-C 间通过的电流较大,测出的电阻值应当比较小,但是,当两次测量的电阻值比较接近时,就容易造成判断错误。可靠的办法还是比较两次的 h_{FE} 值。

检测 PNP 管的步骤同上,但必须拨至 PNP 挡。

实例之一:有一只型号不明的晶体管,预先将三个电极编上序号①、②、③(面对管脚,从管壳凸起处顺时针排列)。将 DT830 型数字万用表拨于二极管挡。当红表笔接②脚时,黑表笔依次接①、③脚,两次测出的电压分别为 0.659V 和 0.667V ,由此判定②脚是基极,并且被测管属 NPN 型。

然后把仪表拨 NPN 挡,②脚固定插入 B 孔,当①脚和③脚分别插入 C 孔、E 孔时,显示 $h_{FE}=8$ 。调换①脚和③脚又测得 $h_{FE}=72$ 。可以确定③脚为集电极,①脚是发射极。

备注:被测管实际是 3DG12B,证明上述判断正确。

实例之二:测量另外一只晶体管,DT830 仍拨于二极管挡,红表笔接②脚,黑表笔依次接①脚、③脚,两次显示都溢出,证明②脚是基极,被测管为 PNP 型。再把仪表拨至

PNP 挡,②脚插入 B 孔。当①脚插入 E 孔,③脚插入 C 孔时测得 $h_{FE}=104$;调换①、③脚位置重测, $h_{FE}=15$ 。由此可知,①脚是发射极,③脚为集电极。

说明:被测管实际为 3AX81B,由此证明上述判断无误。

4. 注意事项

(1)用二极管挡判定基极的同时,还可检查晶体管有无短路故障。若两次显示值均为零,说明 C-E 极间短路。

(2)用 h_{FE} 插口鉴别小功率晶体管 C、E 极时,若两次测出的 h_{FE} 数值都很小(几至十几),说明被测管的放大能力很差,这种管子不宜使用。大功率晶体管的 h_{FE} 值为几至十几,则属正常情况。

(3)有的硅晶体管在 C、E 极接反时 $h_{FE}=0$,亦属于正常现象。

(4)某些高频管(例如 3DG56B)有 4 个电极,它们分别是 E、B、C、D。其中电极 D 接管壳,在电路中应与公共地线接通,利用金属管壳起到屏蔽作用。

§ 4.6 利用复测法消除 h_{FE} 挡的测量误差

利用复测法测量 h_{FE} 值,可以消除由晶体管穿透电流所引起的测量误差。此方法简便易行,极有实用价值。

1. h_{FE} 挡测量误差分析

设计数字万用表 h_{FE} 挡的电路时,一般不考虑晶体管穿透电流 I_{CBO} 的影响。所采用的近似公式是

$$h_{FE} \approx \frac{I_C}{I_B} \quad (4.6.1)$$

硅管的穿透电流极小(一般小于 $1\mu\text{A}$),完全可忽略不计。但是锗管的穿透电流比较大,通常为几十至几百微安,少数管子甚至达到 1mA ,这时穿透电流的影响已不容忽视了。例如,用 DT830 型数字万用表的 PNP 挡实测一只 3AX81B 型锗晶体管。当基极开路时显示值为 19,根据式(3.61.6)可知,此时 $V_{IN}=0.1h_{FE}(\text{mV})=0.1 \times 19\text{mV}=1.9\text{mV}$ 。因取样电阻 $R_0=10\Omega$,故穿透电流 $I_{CBO}=V_{IN}/R_0=1.9\text{mV}/10\Omega=0.19\text{mA}=190\mu\text{A}$ 。再把基极插入 B 孔之后,显示 $h_{FE}=70$,同理可计算出这时的 $I_C=0.7\text{mA}$ 。

为检查其测量误差,现用 JS-6B 型晶体管试验器测量此管的放大系数为 52(测试条件为 $E_C=6\text{V}, I_C=0.7\text{mA}$)^①。又用 JS-6B 测得 $I_{CBO}=180\mu\text{A}$,与上面计算出的 $190\mu\text{A}$ 相当接近。这表明用数字万用表测量此管的 h_{FE} 值高 18($70-52=18$),测量误差为

$$\frac{70-52}{52} \times 100\% = +34.6\%$$

这显然是不允许的。因此,用 h_{FE} 挡测出的锗晶体管 h_{FE} 值,只能作为参考值。

为了准确测量 h_{FE} ,应对式(4.6.1)加以修正,修正公式为

$$h_{FE} = \frac{I_C - I_{CBO}}{I_B} \quad (4.6.2)$$

^① 用 JS-6B 晶体管试验器测出的实际是交流放大系数 β 值,它比 h_{FE} 更真实地反映了管子的放大能力。

2. 利用复测法消除 h_{FE} 挡的测量误差

利用复测法即可准确测量 h_{FE} 值。其原理是把在不同测试条件下的两次测量值相减，通过求差值来消除穿透电流所引起的测量误差，电路如图 4.6.1 所示。首先把锗晶体管的基极悬空(不插入 B 孔)， C 、 E 极则按正确接法分别插入 C 孔和 E 孔，假定显示值为 N_1 ，它就对应于穿透电流在取样电阻 R_0 上的压降。有关系式

$$N_1 = V_{IN1} = I_{CEO}R_0 \quad (4.6.3)$$

然后把基极插入 B 孔，设显示值为 N_2 。不难算出

$$N_2 = V_{IN2} = h_{FE}I_B R_0 + I_{CEO}R_0 \quad (4.6.4)$$

将式(4.6.4)减去式(4.6.3)得到

$$N_2 - N_1 = h_{FE}I_B R_0 = 0.1h_{FE} \quad (4.6.5)$$

由于 h_{FE} 挡的小数点全部消隐，最后得到 h_{FE} 的准确值 N 应为

$$N = N_2 - N_1 \quad (4.6.6)$$

举例说明，按照图 4.6.1 所示电路分两次测量上述 3AX81B 型锗晶体管时， $N_1 = 19$ ， $N_2 = 70$ 。代入式(4.6.6)中得到 $h_{FE} = 70 - 19 = 51$ 。这与用 JS-6B 型晶体管试验器测出的 $h_{FE} = 52$ 非常接近，证明复测法具有实用价值。

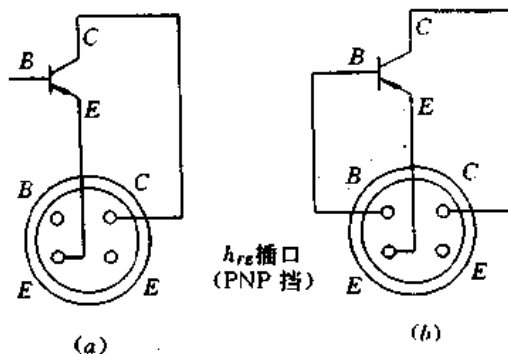


图 4.6.1 复测法的电路
(a)第一次测量，(b)第二次测量。

§ 4.7 扩展电阻挡的测量范围

$3\frac{1}{2}$ 位、 $4\frac{1}{2}$ 位数字万用表的最大电阻量程是 $20M\Omega$ ，通过选择不同的电阻量程也只能测 $0.1\Omega \sim 19.99M\Omega$ 的电阻，对 $4\frac{1}{2}$ 位 DMM 而言，则是 $0.01\Omega \sim 19.999M\Omega$ 。当被测电阻 $R_x \geq 20M\Omega$ 时，仪表将发生溢出。

1. 扩展电阻挡测量范围的简便方法

利用数字万用表准确度高之优点，采用并联法测高阻，可把 $20M\Omega$ 挡的测量范围扩展到 $100M\Omega$ 。具体测量电路如图 4.7.1 所示。预先准备一只十几兆欧的电阻 R_1 ，将数字万用表拨至 $20M\Omega$ 挡后测出电阻值 R_1 ，参见图 4.7.1(a)。然后把被测电阻 R_x 并联在 R_1 两端，再测出并联总电阻 R ，如图 4.7.1(b)所示。根据电阻并联的计算公式很容易推导出

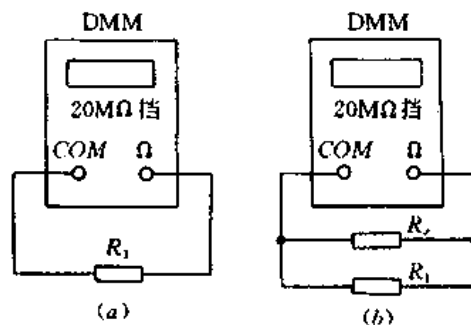


图 4.7.1 扩展电阻挡测量范围的电路

$$R_x = \frac{R_1 R}{R_1 - R} \quad (4.7.1)$$

举例说明：欲测量一只标记不明的高阻值电阻。 R_1 选用标称值为 $10M\Omega$ 的电阻，用

DT830 型数字万用表 20MΩ 挡实测为 10.08MΩ。将 R_x 与 R_1 并联后,仪表显示 $R = 8.31\text{M}\Omega$ 。代入式(4.7)得到 $R_x = 47.32\text{M}\Omega$ 。由此判定,被测电阻的标称值应为 47MΩ。

2. 注意事项

(1) R_x 与 R_1 并联时应接触良好,可用鳄鱼夹固定牢靠。

(2) 当 $R_x > 100\text{M}\Omega$ 时, R 与 R_1 的数值非常接近,会使测量误差增大。这是因为数字万用表本身存在 ± 1 个字的误差,若两次测量值很接近,例如一次是 10.02MΩ(即 10.01~10.03MΩ),另一次是 9.97MΩ(即 9.96~9.98MΩ),则式(4.7)中 $(R_1 - R)$ 这一项不一定就等于 0.05MΩ,而可能在 (0.03~0.07)MΩ 之间。对 100MΩ 以上的高阻,建议采用电导挡测量,电路原理详见 § 3.51。

§ 4.8 利用 h_{FE} 挡应急测量电阻的方法

假如数字万用表的电阻挡突然损坏,手头又无其他代用仪表,作为应急办法,可用 h_{FE} 挡估测电阻值。

利用 h_{FE} 挡测量电阻的电路原理和方法如图 4.8.1 所示。被测电阻的取值范围大约是

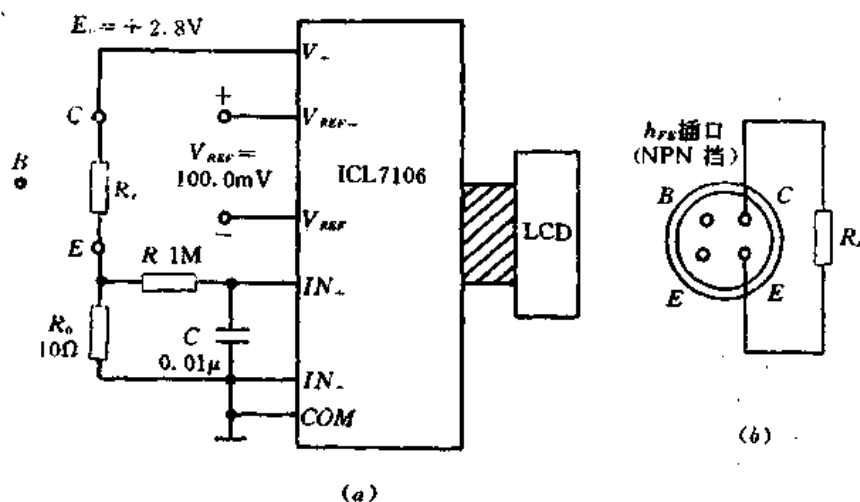


图 4.8.1 利用 h_{FE} 挡测量电阻

(a) 电路原理; (b) 测量方法。

500Ω~300kΩ,把 R_x 插在 h_{FE} 插口的 C-E 孔之间(NPN 挡、PNP 挡均可,图 4.8.1 选择 NPN 挡),将 B 孔悬空。设显示值为 N ,有关系式

$$R_x \approx \frac{E_0}{N} \cdot R_0 \quad (4.8.1)$$

h_{FE} 挡的每个字代表 0.1mV,故 $E_0 = 2.8\text{V}$ 折合 2.8×10^4 字,与 $R_0 = 10\Omega$ 一并代入式(4.8.1)得到

$$R_x \approx \frac{2.8 \times 10^5}{N} \quad (4.8.2)$$

举例说明,测量值 $N = 560$,可算出 $R_x \approx 500\Omega$ 。若 $N = 1$,则 $R_x \approx 280\text{k}\Omega$ 。特别,当 $N =$

0,说明 $R_x > 280k\Omega$ 或接近于无穷大(被测电阻开路)。据此还可定性地判定二极管或晶体管的反向电阻是否足够大。

需要指出,若 $R_x < 500\Omega$, E_0 值开始明显下降,就失去估测的意义了。

§ 4.9 检测场效应管的方法

场效应管(FET)属于电压控制型半导体器件,具有输入电阻高($10^8 \sim 10^9\Omega$)、噪声小、功耗低、安全工作区范围宽、无二次击穿现象等优点。场效应管分结型、绝缘栅型两大类。结型场效应管(JFET)因有两个PN结而得名,绝缘栅型场效应管则因栅极与其他电极完全绝缘而得名。目前在绝缘栅型场效应管中,应用最为广泛的是MOS场效应管,简称MOS管(即金属-氧化物-半导体场效应管MOSFET);此外还有PMOS、NMOS、 π MOS场效应管和VMOS、DMOS功率场效应管。

下面介绍用数字万用表判定场效应管的电极,以及估测跨导的方法。

1. 检测结型场效应管

(1) 判定栅极

单栅结型场效应管的结构及符号如图4.9.1所示。三个电极分别是栅极G、源极S、

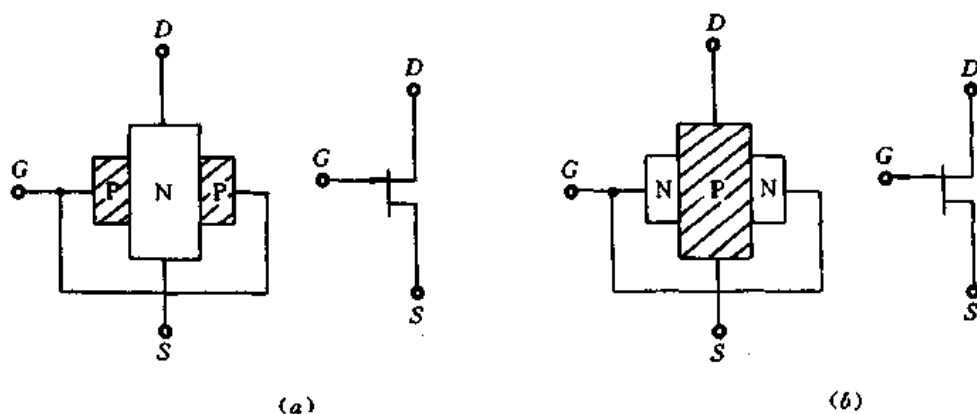


图4.9.1 结型场效应管的结构与符号
(a)N沟道管;(b)P沟道管。

漏极D。由图可见,在G-S、G-D极间均有一个PN结,栅极对源极和漏极呈对称结构。根据这一特点很容易识别栅极。具体方法是数字万用表拨至二极管挡,用红表笔固定接某一电极,黑表笔依次接触另外两个电极。如果两次均显示0.7V左右,说明红表笔接的就是栅极,并且管子属于N沟道。如果两次均显示溢出,说明红表笔所接的也是栅极,但管子属于P沟道。假如一次显示0.3~0.6V,另一次显示溢出,证明红表笔接的不是栅极,应改换其他电极重测。

结型场效应管的源极和漏极呈对称结构,基本上能互换使用,因此很难用电阻挡区分S、D电极,可改用 h_{FE} 挡判定S、D电极。

实例:用DT830型数字万用表二极管挡,分别测量两只3DJ7F结型场效应管。为叙述方便,预先按顺时针方向给三个管脚编上序号①、②、③。测量数据列入表4.9.1中。根

据这些数据很容易判定③号脚为栅极,并且两只管子都属于N沟道管。

表 4.9.1 测量两只 3DJ7F 管的数据

红表笔接电极	黑表笔接电极	二极管挡的显示值 N/V	
		管 I	管 II
③	①	0.706	0.739
③	②	0.707	0.742
①	②	0.303	0.438
①	③	"1"(溢出)	"1"(溢出)
②	①	0.306	0.453
②	③	"1"(溢出)	"1"(溢出)

(2)估测跨导兼区分 S、D 极

场效应管的放大能力用跨导 g_m 表示,它反映了栅-源电压 V_{GS} 对漏极电流 I_D 的控制能力。当漏-源电压 V_{DS} 不变的情况下,跨导由下式确定:

$$g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} \quad (4.9.1)$$

式中 ΔV_{GS} ——栅-源电压的变化量;

ΔI_D ——漏极电流的相应变化量。

跨导的单位与电导相同,在国际单位制中用西门子(S)表示。

利用数字万用表的 h_{FE} 插口,不仅可以估测结型场效应管的跨导,还能同时区分出 S、D 极。但需注意,测量 N 沟道管时 D 极应插电源正极, S 极接电源负极, P 沟道管则相反。对于 N 沟道管应拨至 NPN 挡,这时 C 孔带正电, E 孔带负电。对于 P 沟道管应改变电源极性。下面以 N 沟道管为例,并假定已经知道 S 极和 D 极的位置了。

把漏极 D 插入 C 孔,源极 S 插入 E 孔,如图 4.9.2(a)所示。首先将栅极悬空,因为漏-源极间电阻一般为几百欧至几千欧,所以 h_{FE} 挡的显示值 N_1 为几十至一百几十。然后把栅极插入 B 孔, h_{FE} 测量电路中的基极偏置电阻给栅极提供了电压,使场效应管进入放大状态(工作于伏安特性曲线中的饱和区), I_D 明显增大,显示值也增加到某一数值 N_2 ,且读数稳定。增加的数值愈多,说明管子的跨导愈大。

判定理由:未插入栅极时近似认为 $V_G=0V$, 设显示值 N_1 对应于漏极电流 I_{D1} 。插入

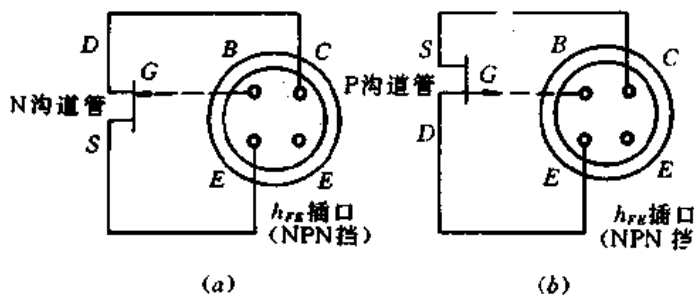


图 4.9.2 估测场效应管的跨导

栅极后,因结型场效应管的输入电阻 $R_{GS} > 10M\Omega$,远远大于 h_{FE} 挡的基极偏置电阻 R_B (一般为 $220k\Omega$ 或 $270k\Omega$),故经 R_B 、 R_{GS} 分压后的栅极电压 $V_G = V_{DS}$,这里的 V_{DS} 就是 ICL7106 内部的 $2.8V$ 基准电压源 E_0 。

因为 $V_G > 0$,管子进入饱和区,漏极电流迅速增加到 I_{D2} ,所对应的显示值为 N_2 ,故 $N_2 > N_1$ 。由此可估算出跨导值

$$g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} = \frac{I_{D2} - I_{D1}}{E_0 - 0} = \frac{I_{D2} - I_{D1}}{E_0} = \frac{N_2 - N_1}{E_0} \quad (4.9.2)$$

实例:检测一只 N 沟道结型场效应管 3DJ7F。不插入栅极时显示数字为 178,插上栅极后显示值增加到 494。另外又测量一只 3DJ7F 管,两次显示值依次为 72、445。对于第一只管, $N_2 - N_1 = 494 - 178 = 316$;对于第二只管, $N_2 - N_1 = 445 - 72 = 373$ 。显然,第二只管比第一只管的跨导大。还可使用式(4.9.2)进行具体估算。式中, $E_0 = 2.8V$ 。根据 § 3.61 可知, $V_{IN} = 0.1h_{FE}(mV)$, $I_C = V_{IN}/R_0$, $R_0 = 10\Omega$ 。不难推导出下式:

$$I_C = \frac{h_{FE}}{100} = 0.01h_{FE} \quad (4.9.3)$$

这表明,将 h_{FE} 挡的显示值除以 100,在数值上就等于通过 C-E 孔之间的电流(此处即 I_D ,单位是 mA)。因此,上述两只管子的跨导分别为

$$g_{m1} = \frac{(494 - 178) \div 100}{2.8} = 1.13mA/V = 1.13mS$$

$$g_{m2} = \frac{(445 - 72) \div 100}{2.8} = 1.33mA/V = 1.33mS$$

显然, $g_{m2} > g_{m1}$ 。查手册,3DJ7F 的跨导 $g_m > 1mS$ ^①(测试条件为 $V_{DS} = 10V$, $I_D = 3mA$)。尽管现在的测试条件不同,但测出的跨导值均大于 $1mS$,证明上述估测还是比较准确的。

使用注意事项:

①如果把源极 S 和漏极 D 的位置插反了,对第一次显示值 N_1 (不插栅极)没有影响,但第二次显示值 N_2 (插上栅极)却大为减小。例如上面试验中的第二只 3DJ7F 管,正常接法是 D、S 极分别插入 C、E 两孔(拨至 NPN 挡),这时 $N_2 = 445$ 。如果管脚不动,仪表改拨 PNP 挡,使 D 极接电源负极, S 极接电源正极,也就相当于交换了原来的 D、S 脚的位置,此时显示值 $N'_2 = 162 < 445$ 。根据这一特点,很容易识别结型场效应管的 D 极和 S 极。

②当栅极悬空时,外界干扰信号能从栅极输入,显示值 N_1 可能在小范围内变化(例如在 150~180 之间变化),这属于正常现象。

③栅极悬空时若发生下列情况,即证明被测管已损坏:

(a)显示 000,说明 D-S 极间开路,使 $I_D = 0$,仪表输入电压 $V_{IN} = 0$ 。

(b)显示溢出,说明 D-S 极间短路,由于短路电流较大,在取样电阻 R_0 上产生的压降 $V_{IN} > 200mV$,致使仪表过载。

(c)估测 P 沟道场效应管跨导的电路如图 4.9.2(b)所示。

2. 估测绝缘栅型场效应管的跨导

绝缘栅型 MOS 场效应管在金属栅极与沟道之间有一层二氧化硅(SiO_2)绝缘层,因

① 手册中常用 μU 作为跨导单位, $1\mu U = 10^{-6}/\Omega = 10^{-6}S$,因此 $1000\mu U = 1mS$,U 是 Ω 的倒数,读作姆欧,现一律改成 S(西门子)。

此具有很高的输入电阻(最高可达 $10^{15}\Omega$)。它也分 N 沟道管和 P 沟道管,符号如图 4.9.3 所示。

(1) 测量方法

对 3DO 系列 N 沟道 MOS 场效应管,可将仪表拨至 NPN 挡,利用 h_{FE} 插口来估测管子的跨导值。例如,实测一只国产 3DO1F 管,其管脚底视图为按顺时针方向依次排列 S 极、D 极、G 极。将 D、S 极分别插入 C 孔和 E 孔。当 G 极悬空时,显示 95;再把 G 极插入 B 孔,显示值变成 773。由此估算跨导

$$g_m = \frac{(773 - 95) \div 100}{2.8} = 2.42 \text{mA/V} = 2.42 \text{mS}$$

因为 $g_m > 1 \text{mS}$,跨导值高,证明管子性能良好。

(2) 注意事项

MOS 场效应管比较“娇气”。这是由于它的输入电阻很高,而栅-源极间电容又非常小,极易受外界电磁场或静电的感应而带电。而少量的电荷就可在极间电容上形成相当高的电压($V=Q/C$),将管子损坏。因此出厂时各管脚都绞合在一起,或者装在金属箔内,使 G 极与 S 极呈等电位,防止积累静电荷。在测量时应格外小心,并采取相应的防静电感应措施。例如测量之前,先把人体对地短路后,再去触摸 MOS 管的管脚。最好在手腕上接一条导线与大地连通,使人体与大地保持等电位,然后插管脚。

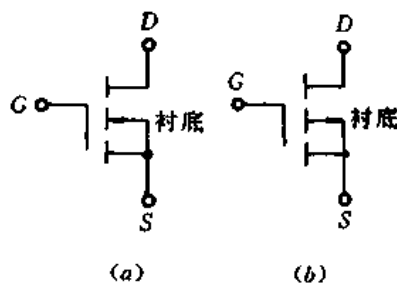


图 4.9.3 MOS 场效应管的符号
(a)N 沟道管;(b)P 沟道管。

§ 4.10 检测 VMOS 管的方法

VMOS 场效应管的全称是 V 型槽 MOS 场效应管,简称 VMOS 管或功率场效应管。作为新型高效功率开关器件,它不仅继承了 MOS 场效应管输入阻抗高($\geq 10^8\Omega$)、驱动电流小之优点,还具有耐压高(最高可耐压 1200V)、工作电流大(1.5~100A)、输出功率高(1~250W)、跨导的线性好、开关速度快等优良特性。由于它兼有电子管与功率晶体管之优点,因此在电压放大器(电压放大系数可达数千倍)、功率放大器、开关电源和逆变器中获得广泛应用。目前在开关电源中,有 70% 以上都采用了 VMOS 管作为开关功率管。

1. VMOS 管的结构

传统的 MOS 场效应管的栅极、源极和漏极大致处于芯片的同一平面上,其工作电流是沿水平方向流动。VMOS 管则不同,其结构如图 4.10.1 所示。由图可见,VMOS 管具有两大结构特点:第一,金属栅极采用 V 型槽结构;第二,具有垂直导电性。由于漏极是从芯片的背面引出,所以 I_D 不是沿芯片水平流动,而是从重掺杂 N^+ 区(源极 S)出发,经过 P 沟道流入轻掺杂 N^- 漂移区,最后垂直向下到达漏极,电流方向如图中箭头所示。因为流通截面积增大,所以能通过大电流;又由于在栅极与芯片之间有二氧化硅绝缘层,因此它仍属于绝缘栅型 MOS 场效应管。

2. 检测 VMOS 管的方法

VMOS 管的外形如图 4.10.2 所示,大功率管一般采用 TO-3 金属壳封装,中、小功率管采用 TO-220 等塑料封装。典型产品有 V40AT、VN672-B、MTM60N06、2SK623、IRF

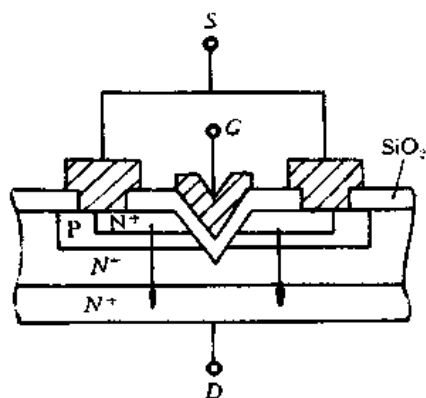


图 4.10.1 VMOS 管的结构

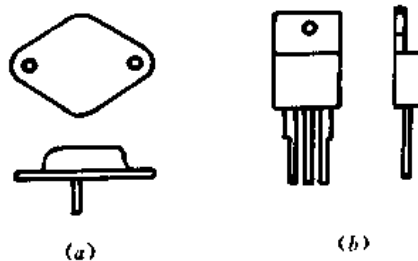


图 4.10.2 VMOS 管的外形

(a) 金属壳封装；(b) 塑料封装。

PC50 等。

(1) 判定栅极

将数字万用表拨至 $20M\Omega$ 挡，分别测量三个管脚之间的电阻。若发现某脚与其他两脚的电阻均呈无穷大，并且交换表笔后仍为无穷大，则证明此脚为栅极 G，因为它与其余两脚是绝缘的。

(2) 判定源极和漏极(参见 § 4.9)

(3) 测量漏-源通态电阻

测量漏-源通态电阻 $R_{DS(on)}$ 时，应将栅极与源极短路，使 $V_{GS}=0$ ，管子处于零偏压状态。结型场效应管的漏-源通态电阻约为几十至几百欧，VMOS 管则为零点几至几欧。需要指出，数字万用表电阻挡所提供的测试电流太小，难以使 VMOS 管完全导通，因此测出的 $R_{DS(on)}$ 值明显偏高。建议借用 h_{FE} 挡间接测量漏-源通态电阻(参见 § 4.7)。

3. 注意事项

(1) 有少数 VMOS 管在 G-S 极间并有保护二极管或稳压管，当输入电压过高时能起到过压保护作用。

(2) 使用 VMOS 管时必须加装合适的散热器。

§ 4.11 检测单结晶体管的方法

单结晶体管(UJT)简称单结管，亦称作双基极二极管。它是由一个 PN 结和两只内电阻构成的三端半导体器件。利用其负阻特性，可构成定时器、振荡器、晶闸管触发电路等。单结晶体管的符号和结构原理如图 4.11.1 所示。三个电极分别是发射极 E，第一基极 B_1 ，第二基极 B_2 。其等效电路可用硅二极管 VD(PN 结)、内基极电阻 r_{B1} 和 r_{B2} 来表示。 r_{B1} 、 r_{B2} 是由硅半导体形成的电阻，如同分压器一样，二者电阻之比就决定了 PN 结所处的位置。其中， r_{B1} 用可变电阻表示，其阻值随发射极电流 I_E 的增加而减小，呈负阻特性。 r_{B2} 则为固定电阻。它们都具有正的电阻温度系数(0.8%/°C)。若用 R_{BB} 表示 B_1 - B_2 之间的总电阻，则 $R_{BB}=r_{B1}+r_{B2}$ 。

分压比 η_V 是单结管的一个重要参数。它表示内基极电阻 r_{B1} 上的压降 $V_{r_{B1}}$ 与电源电压

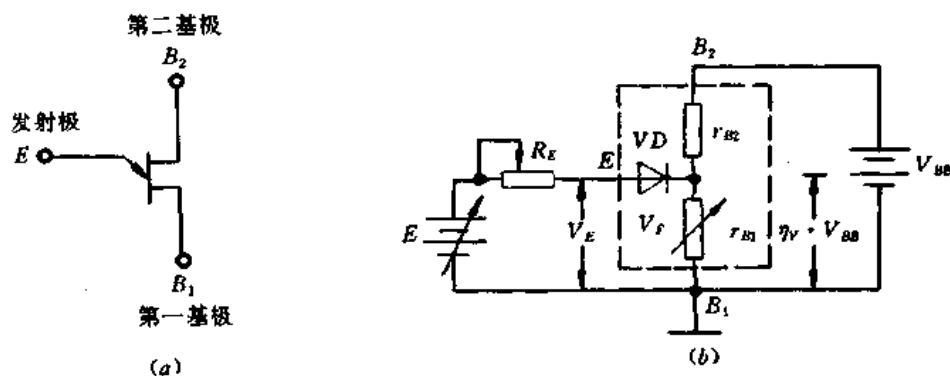


图 4.11.1 单结晶体管符号及结构原理

(a)符号;(b)结构原理。

V_{BB} 的比值,有公式

$$\eta_V = \frac{V_{r_{B1}}}{V_{BB}} = \frac{V_{r_{B1}}}{V_{r_{B1}} + V_{r_{B2}}} = \frac{r_{B1}}{R_{BB}} \quad (4.11.1)$$

单结管的分压比通常为 0.3~0.9,大多数管子为 0.55~0.75,依型号及管子而定。 η_V 值基本不受环境温度的影响,其电压温度系数 $\alpha_T < \pm 0.001\%$ 。图 4.11.1(b)中, V_{BB} 是电源电压, V_F 表示内部二极管正向压降。

单结管的发射极特性曲线族如图 4.11.2 所示,它反映了发射极电压 V_E 随发射极电流 I_E 变化的规律。当 $V_E < \eta V_{BB}$ 时,单结管处于截止状态。当 $V_E = \eta V_{BB} + V_F$ 时,发射极的电位最高,称之为峰点电压 V_P 。若 I_E 继续增大,管子就进入负阻区,在此区域内 V_E 随 I_E 的增加而降低,一直降到谷点电压 V_V (一般为 2~3.5V)。此时若 I_E 继续增大,管子就进入饱和区。

下面介绍利用数字万用表的二极管挡及 h_{FE} 插口检测单结管的方法。

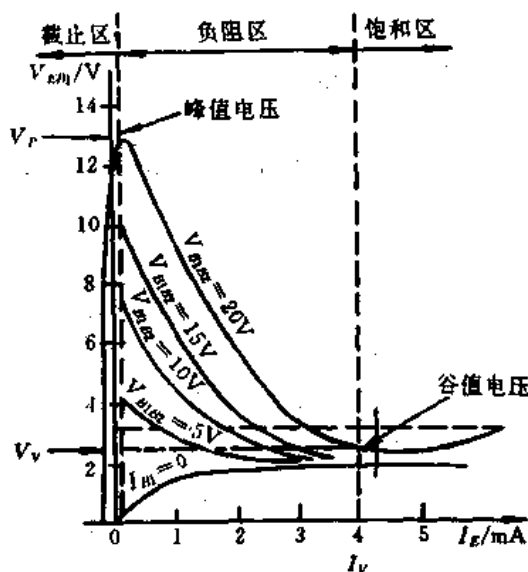


图 4.11.2 单结管发射极特性曲线族

1. 判定单结管的电极

将数字万用表拨至二极管挡,红表笔固定接某一电极,用黑表笔依次去碰触另外两个电极。如果两次显示值 V_1 和 V_2 都在 $1.2\sim 1.8\text{V}$ 范围内,说明红表笔接的就是 E 极。若两次显示都溢出,说明红表笔所接的不是 E 极,应改换其他电极重测。

判断理由:红表笔(带正电)接 E 极,黑表笔(带负电)接 B_1 或 B_2 时,等效硅二极管正向导通,此时 $V_1 = V_{r_{B_1}} + V_F, V_2 = V_{r_{B_2}} + V_F$ 。显示值反映的就是二极管和内基极电阻的总压降,一般为 $1.2\sim 1.8\text{V}$ 。假如把黑表笔接 E 极,二极管 VD 必然截止,仪表就显示溢出。

确定 E 极之后,进而可区分 $B_1、B_2$ 两个电极。对于大多数单结管, $\eta > 0.5$, 即 $r_{B_1} > r_{B_2}$, 所以 $V_{r_{B_1}} > V_{r_{B_2}}, V_1 > V_2$ 。这说明红表笔接 E 极、黑表笔接 B_1 极时,显示的电压值比较大。反之,黑表笔接 B_2 极时显示值较小。

实例,被测单结管为国产 BT33C 型。为叙述方便,给 3 个电极编上序号①、②、③(面对管脚,以管壳突起处为界,顺时针方向排列)。将 DT830 型数字万用表拨于二极管挡,红表笔固定接①脚。当黑表笔接到②脚时显示 1.658V ,黑表笔接③脚时显示 1.215V 。由此判定①脚是 E 极;再根据 $1.658\text{V} > 1.215\text{V}$,确定②脚是 B_1 极,③脚是 B_2 极。这与手册中给出的 BT33C 管脚排列顺序完全相同,证明上述判断是正确的。

需要指出,少数单结管的分压比 $\eta < 0.5$, 即 $r_{B_1} < r_{B_2}$, 用上述方法已不能正确判别 B_1 和 B_2 电极。建议利用 h_{FE} 插口进行判别。

2. 检查单结管的触发能力,兼区分 $B_1、B_2$ 极

单结管的一个重要特点就是当发射极电位超过峰点电压 V_P 时,管子立即进入负阻区, r_{B_1} 的电阻值迅速减小,管子被触发,从 B_1 极可输出一个负脉冲(正常使用时 B_1 对地之间还接有电阻)。

利用数字万用表的 h_{FE} 插口可以检查单结管的触发能力。具体方法是,首先把发射极悬空,将第一基极 B_1 插入 E 孔,第二基极 B_2 插入 C 孔。数字万用表拨至 NPN 挡, 2.8V 基准电压源就加到 B_2-B_1 上, B_2 接电源正极, B_1 接电源负极。此时通过 B_2-B_1 的电流为 $I_{BB} = 2.8\text{V}/R_{BB}$, 仪表显示值与 R_{BB} 成反比,单结管的 R_{BB} 一般等于 $3\text{k}\Omega\sim 12\text{k}\Omega$ 。然后把 E 极插入 B 孔,发射极电压 V_E 迅速升高并超过峰点电压 V_P ,使单结管触发, R_{BB} 立即减小, B_2-B_1 之间的电流增大,仪表显示值比没插 E 极时要增大一些,参见图 4.11.3。

实例:被测管仍为一只 BT33C, E 极悬空时显示值为 66,把 E 极插入 B 孔中显示值增加到 75,说明管子已被触发。

使用注意事项:

(1)若将 E 极插入 B 孔时显示值不变,说明管子未被触发,其触发灵敏度较低或已失效。

(2)若把 B_1 与 B_2 的位置插反(B_2 插 E 孔, B_1 插 C 孔),管子也不能触发。根据这一点可以准确地区分 B_1 和 B_2 。

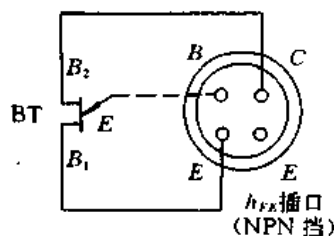


图 4.11.3 检查单结管触发能力

(3)第二次显示值比第一次显示值增加得愈多,管子的触发能力愈强,说明被测单结管的触发灵敏度比较高。

3. 测量单结晶体管的分压比

前面用数字万用表二极管挡区分 B_1 、 B_2 电极时,曾介绍过测量 V_1 和 V_2 的方法,其中 $V_1 = V_{r_{B1}} + V_F$, $V_2 = V_{r_{B2}} + V_F$ 。在知道 V_1 、 V_2 之后,只需经过简单计算即可求出被测单结管的分压比。因为

$$V_{r_{B1}} = V_1 - V_F$$

$$V_{r_{B2}} = V_2 - V_F$$

代入式(4.11.1)中就得到

$$\eta_V = \frac{V_1 - V_F}{(V_1 - V_F) + (V_2 - V_F)} = \frac{V_1 - V_F}{V_1 + V_2 - 2V_F}$$

取 $V_F = 0.7V$,最后得到

$$\eta_V = \frac{V_1 - 0.7}{V_1 + V_2 - 1.4} \quad (4.11.2)$$

将 V_1 、 V_2 的数值代入式(4.11.2)中即可求出 η_V 值。

本方法的特点是先分两次测出 V_1 、 V_2 ,再代入式(4.11.2)求出 η_V 值。尽管不是同时测量,但因两次测试条件相同,均使用仪表内部的 $+2.8V$ 基准电压源,即 V_F 值不变,所以根据 V_1 、 V_2 算出的 $V_{r_{B1}}$ 、 $V_{r_{B2}}$,也就间接反映出 r_{B1} 、 r_{B2} 的大小。用此方法测量 η_V 值的误差一般不超过 5%。

实例,将前面已测出的 $V_1 = 1.658V$ 、 $V_2 = 1.215V$ 代入式(4.11.2),计算出被测 BT33C 的分压比

$$\eta_V = \frac{1.658 - 0.7}{1.658 + 1.215 - 1.4} = 0.65$$

查手册,BT33C 的分压比范围是 $0.45 \sim 0.75$,但具体到某只管子, η_V 为确定值。现在求出 $\eta_V = 0.65$,在合格范围之内。

§ 4.12 检测晶闸管的方法

普通晶闸管(SCR)亦称单向晶闸管,可广泛用于可控整流、交流调压、逆变和开关电源中。晶闸管的外形如图 4.12.1 所示。晶闸管的结构、等效电路及符号如图 4.12.2 所示。由图可见,它属于 PNP 四层、三端半导体器件,三个引出端分别是阳极 A、阴极 K、门极(又称控制极)G。门极是从 P 型硅层上引出,供触发晶闸管用。晶闸管一旦导通,即使撤掉正向触发信号,仍能维持通态。欲使晶闸管关断,阳极电流必须降到维持电流 I_H 以下。晶闸管的等效电路有两种画法,(b)图是

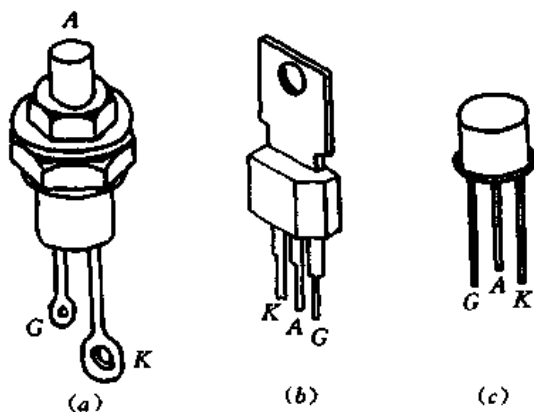


图 4.12.1 普通晶闸管的外形
(a)螺栓形;(b)塑封;(c)金属壳。

用两只晶体管来等效,(c)图则用三只二极管等效。

下面介绍利用数字万用表判定晶闸管的电极、检查其触发能力的方法。

1. 判定晶闸管的电极

由图 4.12.2(c)可见,在晶闸管的门极与阴极之间有一个 PN 结,而在阳极与门极之间有两个反极性串联的 PN 结。这就为判定电极提供了方便。将数字万用表拨至二极管挡,红表笔接某一电极,黑表笔先后接触另外两个电极。如果其中有一次显示电压为零点几伏,说明此时红表笔接的是门极,黑表笔接的是阴极,剩下的一个则是阳极。假如两次都显示溢出,证明红表笔接的并非门极,需更换其他电极重测。

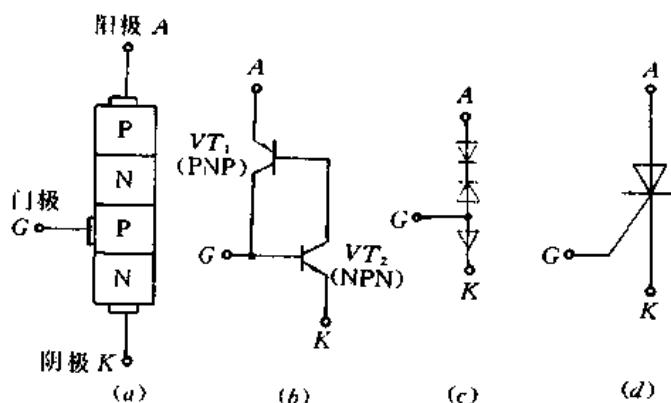


图 4.12.2 晶闸管的结构、等效电路及符号

(a)结构;(b)等效电路之一;(c)等效电路之二;(d)符号。

实例:用 DT830 型数字万用表的二极管挡,测量一只国产 3CT5/200 晶闸管,有一次的显示值为 0.344V,这正是 G-K 间的正向压降,此时红表笔和黑表笔分别接的是 G 极、K 极。剩下一脚便是阳极 A。

2. 检查晶闸管的触发能力

用数字万用表检查晶闸管的触发能力,有两种方法可供选择。

方法之一:将数字万用表拨到 2MΩ 挡,红表笔接阳极 A,黑表笔接阴极 K,门极 G 悬空。此时晶闸管不导通,仪表显示值为几百千欧至 1 兆欧。再把门极用导线连通阳极,这相当于加上触发电压,使晶闸管导通,显示值迅速减小到几十千欧。若显示值不变,说明晶闸管已损坏。

实例:使用 DT830 型数字万用表 2MΩ 挡检查一只 3CT5/300 型晶闸管。将门极悬空时显示值 $N_1 = 0.693\text{M}\Omega = 693\text{k}\Omega$ 。再把门极与阳极短路,显示值立刻变成 $N_2 = 0.070\text{M}\Omega = 70\text{k}\Omega$,导通后的阳极与阴极之间的电阻值约为导通前的 1/10。应当指出,2MΩ 挡提供的阳极电压和触发电压较低(该挡开路电压仅 0.75V),触发电流也很小,一旦断开门极,晶闸管无法维持导通状态,A-K 间正向电阻值又恢复到触发前的数值。

方法之二:操作步骤如下所述。

(1)将数字万用表拨至 PNP 挡,此时 h_{FE} 插口上的两个 E 孔带正电,C 孔带负电,电压仍为 2.8V。晶闸管的三个电极各用一根导线引出,阳极、阴极引线分别插入 E 孔和 C 孔,门极悬空。此时晶闸管关断,阳极电流为零,故仪表显示 000。

(2)按照图 4.12.3 所示电路,把门极插入另一个 E 孔。显示值立即从 000 开始迅速增加,直到显示超量程符号“1”。这是因为门极接高电位后,晶闸管迅速导通,阳极电流从零急剧增大,通过采样电阻 R_0 的电流所产生的压降(即 V_{IN})也迅速升高,是显示值从“000→1999→溢出”的原因。

(3)拨下门极的引线,仪表仍溢出显示“1”,证明晶闸管在撤去触发信号后仍然维持导通状态。

(4)重复上述试验,以确定晶闸管的触发是否可靠。

实例:用 DT830 型数字万用表的 h_{FE} 插口(PNP 挡)检查一只 3CT5/300 型晶闸管。为验证晶闸管是否导通,特意在晶闸管的阳极与 E 孔之间串入一块电流表(用 MF30 型指针万用表的电流挡来替)。当门极悬空时测得阳极与阴极之间的漏电流仅为 $2\mu\text{A}$,另用一块电压表测得 $V_{AK} = +2.8\text{V}$ 。再把门极引线插入 E 孔,利用 MF30 型万用表的 50mA 挡测得阳极电流 $I_A = 21\text{mA}$, V_{AK} 亦降至 0.85V 。因为 $I_A \gg 2\mu\text{A}$,故可证明晶闸管确已导通。

注意事项:

①如果使用 NPN 挡,晶闸管的阳极应接 C 孔,阴极接 E 孔,以确保所加的为正向电压。

②检查触发能力时门极不要插入 B 孔。因为 B 孔的电压较低,不能使晶闸管导通,此时显示值仅为 001~002。

③晶闸管导通时阳极电流可达几十毫安,为节省表内 9V 叠层电池,应尽量缩短检测时间。必要时可在晶闸管的阳极上串联一只几百欧的电阻,使 h_{FE} 挡不发生过载。

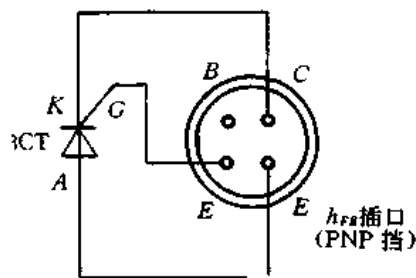


图 4.12.3 检查晶闸管的触发能力

§ 4.13 检测双向晶闸管的方法

双向晶闸管(TRIAC)亦称三端双向交流开关,它是在普通晶闸管的基础上发展起来的,是目前比较理想的一种交流开关器件。双向晶闸管的外形如图 4.13.1 所示。它可广泛用于工业、交通、家电领域,实现交流调压、交流调速、交流开关、舞台调光,台灯调光等多种功能。此外,还被用于固态继电器(SSR)和固态接触器中。

双向晶闸管的结构与符号如图 4.13.2 所示。它属于 NPNPN 五层器件,三个电极分别是 T_1 、 T_2 、 G 。因该器件可以双向导通,故除门极 G 以外的两个电极统称为主端子,用 T_1 、 T_2 表示,不再划分成阳极或阴极。其特点是,当 G 极和 T_2 极相对于 T_1 的电压均为正时, T_2 是阳极, T_1 是阴极。反之,当 G 极和 T_1 极相对于 T_2 的电压均为负时, T_1 变成阳极, T_2 为阴极。双向晶闸管的伏安特性如图 4.13.3 所示。图中, V_{BO} 为直流转折电压,可达几百至上千伏。门极的作用就是降低直流转折电压,使双向晶闸管容易导通,实现可控整流。 I_H 为维持电流,它表示让双向晶闸管维持导通状态所需的最小电流。双向晶闸管的正、反向伏安特性曲线具有对称性,因此它可在任何一个方向导通。

下面介绍判定双向晶闸管电极和检查触发能力的方法。

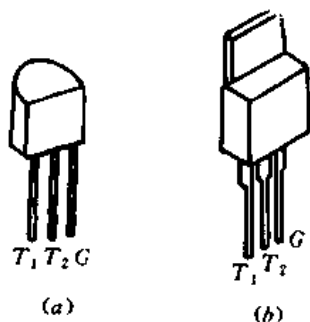


图 4.13.1 小功率双向晶闸管外形
(a)BCM1AM; (b)BCM3AM.

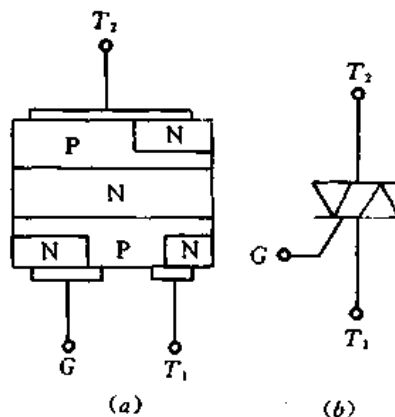


图 4.13.2 双向晶闸管的结构与符号
(a)结构; (b)符号.

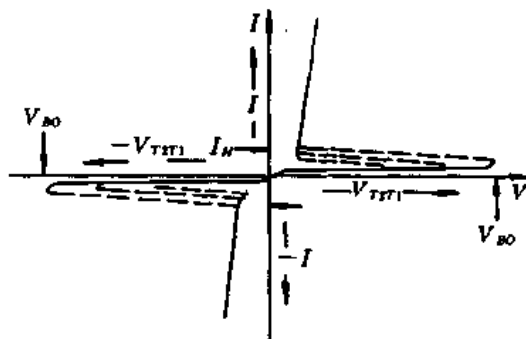


图 4.13.3 双向晶闸管的伏安特性

1. 判定双向晶闸管的电极

由图 4.13.2(a)可见, G 极与 T_1 极靠近, 距 T_2 极较远。因此, G- T_1 之间的正、反向电阻都很小。在用数字万用表 200 Ω 电阻挡测量任意两脚之间的电阻时, 只有 G- T_1 之间呈现低阻, 正、反向电阻仅为几十至一百几十欧。而 T_2 -G、 T_2 - T_1 之间的正、反向电阻均为无穷大。这表明, 如果测出某脚与其他两脚都不通, 就肯定是 T_2 极。采用 TO-220 封装的双向晶闸管, T_2 极通常与小散热板连通, 据此亦可确定 T_2 极。

由于 G- T_1 之间的正、反向电阻值非常接近(例如分别为 116.4 Ω 、116.8 Ω), 难于区分, 建议在检查双向晶闸管的触发能力时兼区分 G 极与 T_1 极。

2. 检查双向晶闸管的触发能力

使用 h_{FE} 挡能够检查双向晶闸管的触发能力, 下面通过一个实例加以说明。被测器件是日本三菱公司生产的小型塑封双向晶闸管 BCR1AM, 其外形如图 4.13.1(a)所示。将 DT830 数字万用表拨至 PNP 挡, 如图 4.13.4(a)所示, 先将双向晶闸管的 G 极开

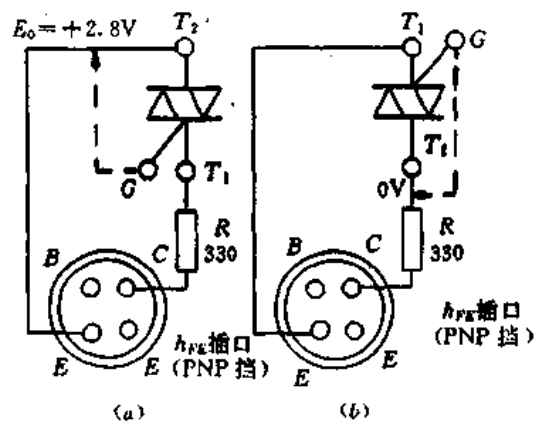


图 4.13.4 用 h_{FE} 挡检查双向晶闸管触发能力

路, T_1 极经 330Ω 限流电阻 R 接 C 孔, T_2 极经过导线接 E 孔, R 的作用是防止 h_{FE} 挡出现过载。这时仪表显示值为 000, 表明双向晶闸管关断。然后用一根导线把 G 极与 T_2 极短接, 利用 E 孔上的 $+2.8V$ 作触发电压, 显示值立即变成 578, 说明双向晶闸管沿着 $T_2 \rightarrow T_1$ 方向导通。再按 (b) 图试验一次, G 极悬空时显示值为 000, 将 G 极与 T_2 极短接, 相当于施以 $-2.8V$ 触发电压, 显示值迅速变成 428, 说明管子沿 $T_1 \rightarrow T_2$ 方向导通。由于被测双向晶闸管能在两个方向导通, 证明其质量良好。

3. 注意事项

(1) 上述试验中, 若把 T_2 、 T_1 的极性搞错或者位置插反, 管子就不能触发。据此还可以准确识别出 G 极与 T_2 极。

(2) 由于 h_{FE} 挡可提供较大的电流与电压, 双向晶闸管一旦被触发后, 即使断开 G 极引线, 仍能维持导通状态不变。

(3) 假如去掉图 4.13.4 中的限流电阻, 管子导通后仪表就显示过载符号“1”。

§ 4.14 估测电容器容量的方法

利用数字万用表观察电容器的充电过程时, 只能以离散的数字量反映充电电压的变化情况。如果数字万用表的测量速率为 n 次/s, 每秒钟即可看到 n 个彼此独立且依次增大的读数。根据这一显示特点, 可用以估测电容量。下面介绍估测电容器容量的两种方法, 对于未设置电容挡的数字万用表均具有实用价值。第一种方法是采用电阻挡直接测量法, 适于测量 0.1 微法~几千微法的大容量电容器; 第二种是用直流电压挡间接测量法, 可测量 $220pF \sim 1\mu F$ 的小容量电容器, 并且能精确测出电容器漏电流的大小。

1. 直接测量法

(1) 测量原理

将数字万用表拨至合适的电阻挡, 红表笔和黑表笔分别接触被测电容器 C_x 的两极, 这时显示值将从 000 开始逐渐增加, 直至显示溢出符号“1”。若始终显示 000, 说明电容器内部短路; 若始终显示溢出, 则可能是电容器内部极间开路, 也可能是所选择的电阻挡不合适。检查电解电容器时需要注意, 红表笔(带正电)接电容器正极, 黑表笔接电容器负极。

利用图 4.14.1 可分析其测量原理。正电源经过标准电阻 R_0 向被测电容器 C_x 充电。开始充电的瞬间, 因为 $V_{C_x} = 0$, 所以显示 000。随着 V_{C_x} 逐渐升高, 显示值亦随之增大。当 $V_{C_x} = 2V_{R_0}$ 时, 仪表开始显示溢出符号“1”。充电时间 t 可定义为显示值从 000 变化到溢出所需要的时间, 该段时间间隔可用石英表测出。

使用 DT830 型数字万用表估测 0.1 微法~几千微法电容量时, 可按表 4.14.1 选择电阻挡, 这对于其他型号的数字万用表也有参考价值。选择电阻挡的方法是, 当电容量较大时应使用低阻挡, 电容量较小时宜选高阻挡。若用低阻挡检查小容量电容器, 由于充电时间极短, 仪表会一直显示溢出, 看不到变化过程。若用高阻挡估测大容量电容器, 由于充电过程很缓慢, 测量时间将持续很久。

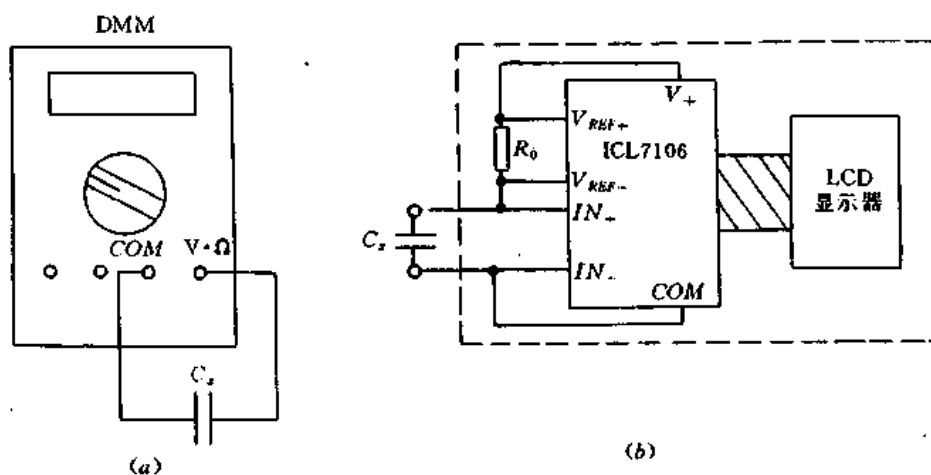


图 4.14.1 测量电容器容量的电路之一

(a)测量方法;(b)测量原理。

表 4.14.1 电阻挡与电容器充电时间的关系

电阻挡 / Ω	可测电容量范围 $C_x/\mu\text{F}$	充电时间 t/s
20M	0.1~1	2~12
2M	1~10	2~18
200k	10~100	3~20
20k	100~1000	3~13
2k	>1000	>3

(2)注意事项

- ①每次测量之前,必须将电容器两个电极短路一下,进行放电。
- ②由于被测电容器存在容量误差,表 4.14.1 所列出的充电时间均为近似值。

2. 间接测量法

(1)测量原理

测量电容器的电路如图 4.14.2 所示, E 为外接 1.5V 干电池。将数字万用表拨到直

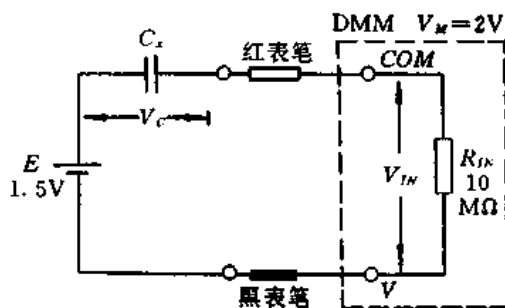


图 4.14.2 测量电容器容量的电路之二

流 2V 挡,红表笔接被测电容 C_x 的一个电极,黑表笔接电池负极。2V 挡的输入电阻 $R_{IN}=10M\Omega$ 。接通电源后,电池 E 经过 R_{IN} 向 C_x 充电,开始建立电压 V_C 。 V_C 与充电时间 t 的关系式为

$$V_C(t) = E[1 - \exp(-t/R_{IN}C_x)] \quad (4.14.1)$$

R_{IN} 在这里还起到取样电阻的作用,因为它两端的电压就是仪表输入电压 V_{IN} 。显然

$$V_{IN}(t) = E - V_C(t) = E \exp(-t/R_{IN}C_x) \quad (4.14.2)$$

而 $V_{IN}(t)$ 与 $V_C(t)$ 的变化过程正好相反,如图 4.14.3 所示。 $V_{IN}(t)$ 的变化曲线随着时间的增

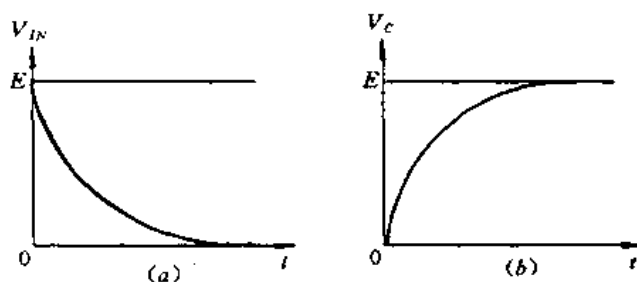


图 4.14.3 $V_{IN}(t)$ 与 $V_C(t)$ 的变化曲线

(a) $V_{IN}(t)$ 变化曲线; (b) $V_C(t)$ 变化曲线。

加而降低, $V_C(t)$ 是电容器充电曲线,它随时间的增加而升高。仪表显示的虽然是 $V_{IN}(t)$ 的变化情况,却间接地反映出被测电容器 C_x 的充电情况。如果 C_x 内部短路,显示值就总是电池电压 E ; 如果 C_x 开路,显示值就恒为零,均不随时间改变。

由式(4.14.2)可知,刚接通电路时 $t=0, V_{IN}=E$, 数字万用表最初显示值即电池电压,这以后随着 $V_C(t)$ 的升高, $V_{IN}(t)$ 逐渐降低,直至 $V_{IN}=0V, C_x$ 充电过程结束,此时 $V_C(t)=E$ 。采用本方法不但能检查 $220pF \sim 1\mu F$ 的小容量电容器,还能同时测出电容器漏电流的大小。设仪表最后显示的稳定值为 N (单位是 V), 则

$$I_{\text{漏}} = \frac{N}{R_{IN}} \quad (4.14.3)$$

实例之一:被测电容为 CJ10 型 $1\mu F/160V$, 选择 DT830 型数字万用表的 2VDC 挡。按图 4.14.2 接好电路,仪表最初显示 1.544V, 然后显示值慢慢减小,大约经过 1min 后降到 0.009V, 再经过 1.5min 降至 0.004V, 显示值就稳定下来。由此求出该电容器的漏电流

$$I_{\text{漏}} = \frac{0.004V}{10M\Omega} = 4 \times 10^{-10}A = 0.4nA$$

漏电流仅为 0.4nA, 说明被测电容器质量良好。

实例之二:被测电容器为 CL11 型 $0.01\mu F/63V$, 因容量较小, $V_{IN}(t)$ 下降很快, 大约经过 2s, 显示值就降低到 0.002V, 漏电流为 0.2nA。

(2) 注意事项

① 测量之前应把电容器进行短路放电, 否则可能观察不到变化情况。在测量过程中两手不得碰触电容电极, 以免仪表跳数。

② 对于大于 $1\mu F$ 的电容器, 建议采用直接测量法以节省测量时间。对于小于 $220pF$ 的电容器, 很难观察到读数的变化。

③ $V_{IN}(t)$ 的变化呈指数规律, 开始时下降得很快, 随着时间的延长, 下降速度愈来愈

慢。当 C_x 小于几千皮法时,最初显示值要比电池电压 E 低,这是因为 $V_{IN}(t)$ 一开始下降太快,而仪表的测量速率较低,来不及反映最初的电压值。

§ 4.15 检查电解电容器的方法

利用数字万用表的蜂鸣器挡,可以快速检查电解电容器的质量好坏。蜂鸣器挡内装蜂鸣器,当被测线路的电阻小于某一数值(通常为几十欧,视数字万用表型号而定),蜂鸣器即发出振荡声。

1. 测量方法

被测电容器 C_x 的正极接红表笔,负极接黑表笔,应能听到一阵短促的蜂鸣声,随即声音停止,同时显示溢出符号“1”。这是因为刚开始对 C_x 充电时充电电流较大,相当于通路,所以蜂鸣器发声。随着电容器两端电压不断升高,充电电流迅速减小,蜂鸣器停止发声。

经上述测量后,再拨至 $20M\Omega$ 或 $200M\Omega$ 高阻挡测电容器的漏电阻,即可判断其好坏。

2. 注意事项

(1)如果蜂鸣器一直发声,说明电解电容器内部短路。

(2)电解电容器的容量愈大,蜂鸣器响的时间就愈长。试验表明,测量 $100\sim 2000\mu F$ 电解电容器时,响声持续时间为零点几秒至几秒,低于 $4.7\mu F$ 的电容器就听不到响声了。

(3)如果被测电容器已经充好电,测量时也就听不到响声。这时可先把电容器短路放电,再进行测量。

(4)亦可用电导挡(nS)测量漏电阻,电导值愈小说明漏电阻愈高。

§ 4.16 检查压电陶瓷片的方法

压电陶瓷片亦称蜂鸣片。目前常见的压电陶瓷片是用锆、钛、铅的氧化物配制后烧制而成的。压电效应的发声原理是,若在压电陶瓷片两端施以音频电压,它就能产生机械振动并发出声音。利用压电陶瓷片可制成蜂鸣器(BZ)、扬声器、传声器、耳机、送话器和受话器,还可用于测量振动、压力等。

压电陶瓷片一般采用双膜片结构,是把压电陶瓷片与金属振动片复合而成的,金属振动片的直径一般为 $15\sim 40\text{mm}$ 。其外形和符号如图 4.16.1 所示。压电陶瓷片的工作频率范围是 $300\text{Hz}\sim 5\text{kHz}$ 。鉴于人耳对频率为 3kHz 的音响最为敏感,所以通常将压电陶瓷片的谐振频率 f_0 设计在 3kHz 左右。压电陶瓷片呈电容性质,在镀银层与黄铜片之间,存在 $0.005\sim 0.02\mu F$ 的电容量。

利用数字万用表可以检查各种压电陶瓷片的质量好坏。

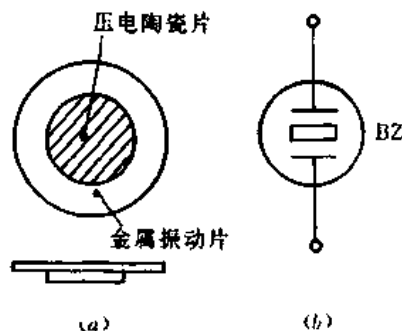


图 4.16.1 压电陶瓷片
(a)外形;(b)符号。

1. 测量压电陶瓷片的电容量

利用数字电容表可以直接测量压电陶瓷片的电容量,容量应在 $0.005\sim 0.02\mu\text{F}$ 范围内。例如,用 DM-6013 型数字电容表测量 DT830 型数字万用表中使用的压电陶瓷片,电容量为 $0.0076\mu\text{F}$ 。在 1kHz 时的阻抗为 $20.7\text{k}\Omega$,实际功耗仅几毫瓦。

2. 用蜂鸣器挡检查压电陶瓷片

将数字万用表拨至蜂鸣器挡,可以检查线路的通断。当线路接通时表内的蜂鸣器即可发声。以 DT830 型数字万用表为例,此时在压电陶瓷片两个电极上大约有 $15\sim 20\text{V}$ (峰-峰值,下同)的方波电压 V_{BZ} ,频率约 2.2kHz 。 V_{BZ} 的幅度与电池电压有关,当 $E=9\text{V}$ 时, $V_{BZ}\approx 20\text{V}$, E 降至 7.3V 时, $V_{BZ}\approx 15\text{V}$ 。一般讲, $V_{BZ}\approx 2E$ 。

用蜂鸣器挡检查压电陶瓷片的电路如图 4.16.2 所示。首先用一根表笔线把输入插孔 $V\cdot\Omega$ 与 COM 短路,然后从仪表内部的压电陶瓷片两个电极上分别焊一根导线,接上被测压电陶瓷片。打开数字万用表的电源,二者即可发声。为了和表内蜂鸣器发出的声音加以区别,二者位置应适当拉开,并用耳朵贴近被测压电陶瓷片。如果被测片不能发声,说明已经损坏。

3. 用 50Hz 方波检查压电陶瓷片

把数字万用表拨至电阻挡,输入插孔 $V\cdot\Omega$ 与 COM 开路,仪表显示溢出。从 ICL7106 型单片 A/D 转换器的 bc_1 端(第 19 脚)与 BP 端(第 21 脚)之间引出 50Hz 、 10V_{P-P} 的方波信号电压,可以检查压电陶瓷片的好坏,电路如图 4.16.3 所示。被测压电陶瓷片应能发出 50Hz 的低频振荡声。

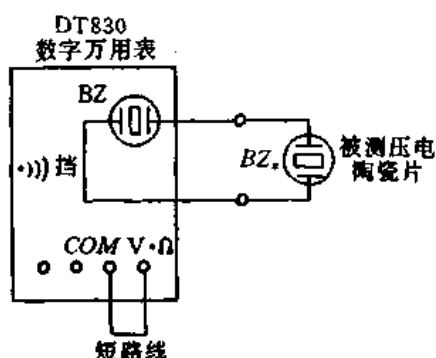


图 4.16.2 利用蜂鸣器挡检查压电陶瓷片

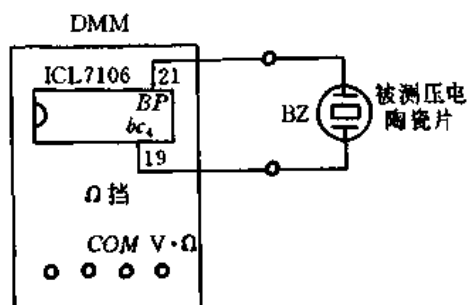


图 4.16.3 用 50Hz 方波信号检查压电陶瓷片

4. 注意事项

- (1) 由于压电陶瓷片呈电容性质,因此不能接入直流电路中使之发声。
- (2) 压电陶瓷片既很薄,又很脆。受到弯折或强烈震动后容易出现裂纹而损坏。可用电烙铁在裂纹处薄薄地涂上一层焊锡,一般能继续使用。检查时勿使表笔尖划伤陶瓷片。

§ 4.17 检测发光二极管的方法

发光二极管(LED)是将电信号转换成光信号的结型电致发光半导体器件。发光二极管内部的 PN 结具有发光特性,当 PN 结导通时,依靠少数载流子的注入以及随后的复合

而辐射发光。LED 具有单向导电性,它属于电流控制型半导体器件,其发光强度 I (单位是 mcd)与正向工作电流 I_F (单位是 mA)近似成正比,正向压降 V_F 也与 I_F 有关。一般正向压降 $V_F=1.5\sim 2.5V$,多数管子为 $1.6\sim 2.0V$,典型工作电流 $I_F=10mA$,最大工作电流 $I_{FM}=30\sim 50mA$,因此在使用时必须加限流保护电阻,以免将 LED 烧坏。对于高亮度发光二极管, I_F 可选 $1\sim 2mA$ 。此外,LED 的正常使用寿命可达 $10^5\sim 10^6h$,但随着电流密度 $J(A/m^2)$ 的增大,管子寿命将缩短。

发光二极管具有亮度高、发光响应速度快、单色性好、功耗低、体积小、寿命长、抗震动及冲击能力强、使用灵活、能与数字集成电路匹配等优点。可广泛用作电源指示灯、报警指示灯、电平指示器、调谐指示器、状态指示器等。从结构上看,发光二极管主要分单色、变色两种,其符号分别如图 4.17.1(a)、(b)所示。发光颜色与管芯材料有关。单色 LED 的发光颜色有红、绿、黄、橙、蓝五种。三变色 LED 的发光颜色可分为“红-绿-橙”、“红-黄-桔红”、“红-纯绿-橙”、“黄-纯绿-浅绿”等类型。以“红-绿-橙”发光型三变色 LED 为例,

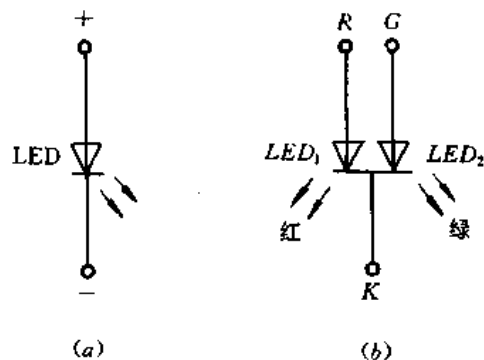


图 4.17.1 发光二极管的符号
(a)单色 LED;(b)变色 LED。

其内部有红、绿发光二极管各一只,且采用共阴极接法,即将它们的负极连在一起作为公共阴极 K。 R 是发红光管子 LED_1 的正极, G 是发绿光管子 LED_2 的正极。单独驱动 LED_1 时发红光,驱动 LED_2 时发绿光。若同时驱动这两只管子,就发出复合光——橙光。

下面介绍用数字万用表二极管挡和 h_{FE} 挡检测发光二极管的方法,其优点是能根据发光情况,迅速、准确的判定 LED 的质量好坏,区分普通型与高亮度型,还能测出正向压降 V_F 值。

1. 检测单色发光二极管

(1)利用二极管挡检测发光二极管

$3\frac{1}{2}$ 位数字万用表一般采用 7106 型 A/D 转换器,二极管挡的开路测试电压约为 $2.8V$; $4\frac{1}{2}$ 位数字万用表大多选用 7129 型 A/D 转换器,二极管挡的开路测试电压约为 $3.2V$,均高于发光二极管的正向压降 V_F 。由于该挡有限流电阻,故适合检测各种型号发光二极管的发光情况,同时能显示出被测管的 V_F 值。但该挡所提供的工作电流仅 $1mA$ 左右,因此管子只能稍微发光,所显示的 V_F 值亦比典型值偏低一些。 V_F 值通常是在 $I_F=10mA$ 下测得的。

实例之一:被测发光二极管为 BT204 型,DT830 型数字万用表的红表笔接管子正极,黑表笔接负极,管子发出红光,同时仪表显示出 $V_F=1.526V$ (典型值为 $1.7V$)。

实例之二:用 DT830 的二极管挡分别测量 $\phi 8-2$ 型红色 LED、 $\phi 8$ 绿色 LED,先后可观察到发出暗红色和暗绿色光。这两只管子的正向压降依次为 $1.628V$ 、 $1.797V$ 。

注意事项:

①如果管子的正负极性接反,就不能发光,据此亦可判定其正、负极。通常,长引线为正极,短引线为负极。

②若管子能正常发光且亮度适中,说明被测管属于高亮度 LED。由此可区分普通 LED 与高亮度 LED。

(2) 利用 h_{FE} 挡检查发光二极管

将数字万用表拨至 h_{FE} 挡时, h_{FE} 插口上即接有 +2.8V (3½ 位仪表) 或 +3.2V (4½ 位仪表) 的基准电压源 E_0 。因为 h_{FE} 测量电路中的限流电阻 (即取样电阻 $R_0=10\Omega$) 很小, 所以从 C-E 孔可提供 20mA 以下的电流, 当输出电流超过 20mA 时, h_{FE} 挡过载, E_0 迅速下降, 从而限制了输出电流的增大, 起到保护作用, 不会损坏仪表。因此, 使用 h_{FE} 挡检查发光二极管是比较理想的。只要把管子的正极插入 C 孔, 负极插入 E 孔, 仪表拨至 NPN 挡, 管子就能正常工作, 发出晶莹夺目的光彩。因为正向电流较大, 仪表此时显示过载符号“1”。用此法可以检查 $\phi 3\sim\phi 8$ 的 LED。例如, 分别检查 $\phi 8-2$ (红色)、 $\phi 8-2$ (绿色) 发光二极管, 均能正常发光且亮度适中, 证明管子质量良好。

注意事项:

①若选 PNP 挡, 则管子的正极应插 E 孔, 负极插 C 孔。

②如果将正、负极接反, 或者管子内部开路, 就不能正常发光, 并显示出 000; 假若仪表显示溢出且管子不发光, 证明极间短路。由此可迅速判断管子是否存在开路或短路故障。

③检查 LED 发光的时间应尽量缩短, 以免降低 9V 叠层电池的使用寿命。

2. 检查变色发光二极管

检查变色发光二极管最好选择 PNP 挡, 此时两个 E 孔均为 +2.8V, C 孔为 0V (接模拟地)。把变色发光二极管的 K 极固定插入 C 孔。只将 R 极插入 E 孔时管子发出红光, 只将 G 极插入 E 孔就发出绿光。再把 R 极与 G 极分别插入两个 E 孔中, 就发出橙色光。管子正常发光时显示过载符号。检查变色发光二极管的电路如图 4.17.2 所示。

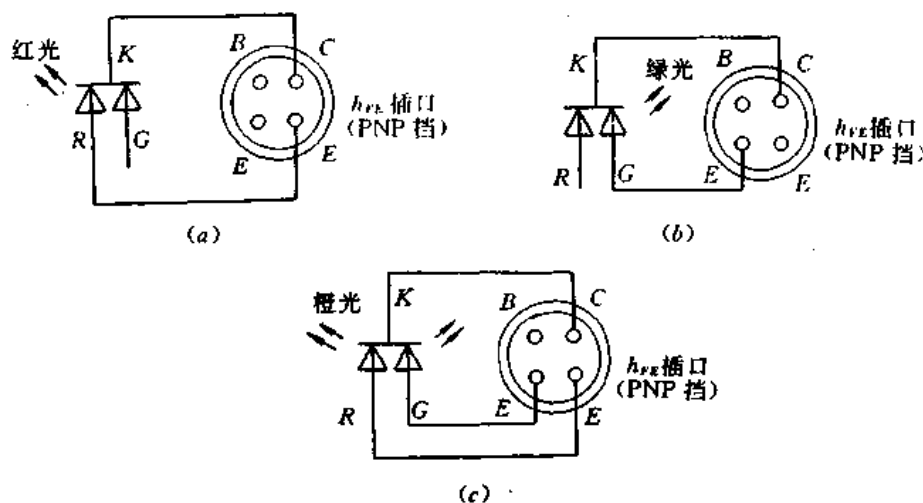


图 4.17.2 检查变色发光二极管的电路

注意事项:

如果变色发光二极管中的一只管子不能发光, 说明管子局部损坏, 但仍可作为普通单

色发光二极管使用。

§ 4.18 检测闪烁发光二极管的方法

闪烁发光二极管(BTS)是将 CMOS 集成电路应用到发光二极管中,而研制出的新型半导体光电器件。其外形与普通发光二极管相同,但内部结构不同。这类管子有两种引出方式,一种是长引线代表正极,另一种短引线为正极(参见图 4.18.1(a))。电源电压一般为 3~5V,也有的为 2.5~4.5V。BTV 的电路符号如图 4.18.1(b)所示。闪烁发光二极管

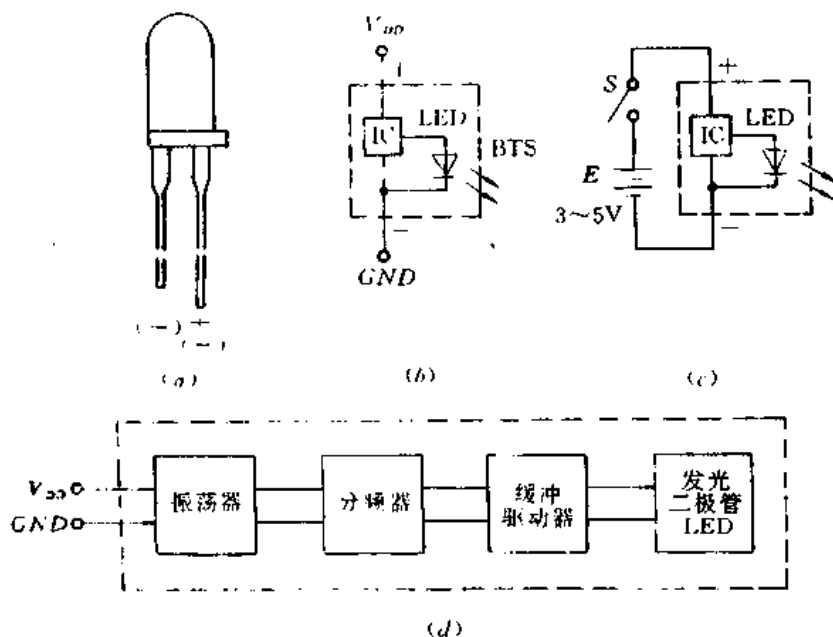


图 4.18.1 闪烁发光二极管

(a)外形;(b)符号;(c)典型用法;(d)内部框图。

由 LED 和 CMOS 集成电路(IC)所组成。IC 中又包含振荡器、分频器、缓冲驱动器。接通直流电源后振荡器即起振,经过多级分频后获得 1.3~5Hz 的低频电压信号,再通过缓冲驱动器使 LED 断续地发光,获得闪烁效果。由于闪烁频率仅几赫兹,很容易引起人们的警觉。发光颜色有红、橙、黄、绿等。最大工作电流约 35mA,亮暗占空比 $D=(33\sim67)\%$,法向发光强度 $I_V \geq 0.8\sim 1.0\text{mcd}$ 。由于制造工艺存在离散性,具体的闪烁频率视管子而定,应以实测值为准。

闪烁发光二极管的接线简单,使用非常方便。可广泛用于光报警电路,例如构成温度、压力、液位、流量的越限报警器,还可制成节日彩灯等装饰品。

利用 h_{FE} 插口检查闪烁发光二极管的电路如图 4.18.2 所示。将数字万用表拨至 NPN 挡,把 BTS 的正极插入 C 孔,负极插入

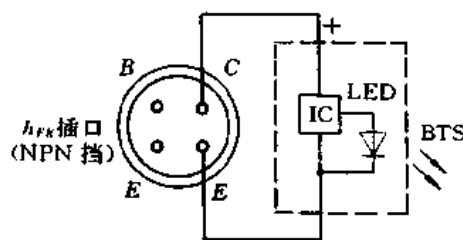


图 4.18.2 检查闪烁发光二极管的电路

E 孔,管子就闪烁发光,与此同时仪表显示过载符号“1”。若极性插反,就不能闪烁发光,由此可区分闪烁发光二极管的正、负极性。欲测量闪烁频率,可用一块电子表计时,观察 BTS 连续闪烁 100 次所需时间 t ,则闪烁频率 $f=100/t$ 。

§ 4.19 检测 LED 数码管的方法

LED 数码管是由发光二极管构成的,亦称半导体数码管。将条状发光二极管按照共阴极(负极)或共阳极(正极)的方法连接,组成“8”字,再把发光二极管另一电极作笔段电极,就构成了 LED 数码管。若按规定使某些笔段上的发光二极管发光,就能显示出从 0~9 的一系列数字。同荧光数码管(VFD)、辉光数码管(NRT)相比,它具有体积小、功耗低、耐震动、寿命长、亮度高、单色性好、发光响应时间短,能与 TTL、CMOS 集成电路兼容等优点,现已广泛用作数字仪器仪表、数控装置、测试系统中的数显器件。

LED 数码管一般采用 7 段结构,即把 7 只发光二极管的阴极(或阳极)短接成公共电极,然后在阳极(或阴极)笔段电极上加驱动信号即可发光。LED 数码管的外形尺寸规格有 10 种:7.62mm(0.3 英寸)、12.7mm(0.5 英寸)、20.32mm(0.8 英寸)、25.4mm(1.0 英寸)、30.48mm(1.2 英寸)、38.1mm(1.5 英寸)、63.5mm(2.5 英寸)、76.2mm(3.0 英寸)、127mm(5.0 英寸)、203.2mm(8.0 英寸)。小型数码管一般采用双列直插式,大型数码管则采用印制板插入式,以便于安装。其发光颜色分深红、红、橙红、橙、绿、黄等。

常见 LED 数码管的外形与内部结构如图 4.19.1 所示。(b)图属于共阳极结构,(c)图采用共阴极结构。 \oplus 、 \ominus 分别表示公共阳极和公共阴极。 $a\sim g$ 是 7 个笔段电极, DP 为小数点。另有一种超小型 LED 数码管(字高 7.6mm),也采用双列直插式,但管脚从左、右两排引出,而不是上、下排列,此外它的小数点 DP 是独立的。其管脚排列及内部结构如图 4.19.2 所示, DP_+ 、 DP_- 分别表示小数点的正、负极。

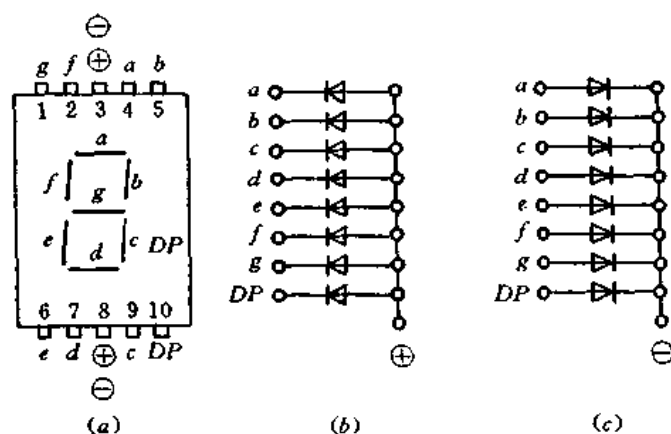


图 4.19.1 LED 数码管

(a)管脚排列;(b)共阳极结构;(c)共阴极结构。

利用数字万用表的 h_{FE} 插口,能检查 LED 数码管的发光情况。选择 NPN 挡,这时 C 孔带正电, E 孔带负电。例如,在检查 LTS547R 型共阴极 LED 数码管时,从 E 孔插入一根单股细导线,导线引出端接 \ominus 极(第 3 脚与第 8 脚在内部连通,可任选一个作为 \ominus);再

从 C 孔引出一根导线依次接触各笔段电极,可分别显示所对应的笔段。若按图 4.19.3 所示电路,将第 4、5、1、6、7 脚短路后再与 C 孔引出线接通,则能显示数字“2”。把 a~g 段全部接 C 孔引线,就显示全亮笔段,构成数字“8”。

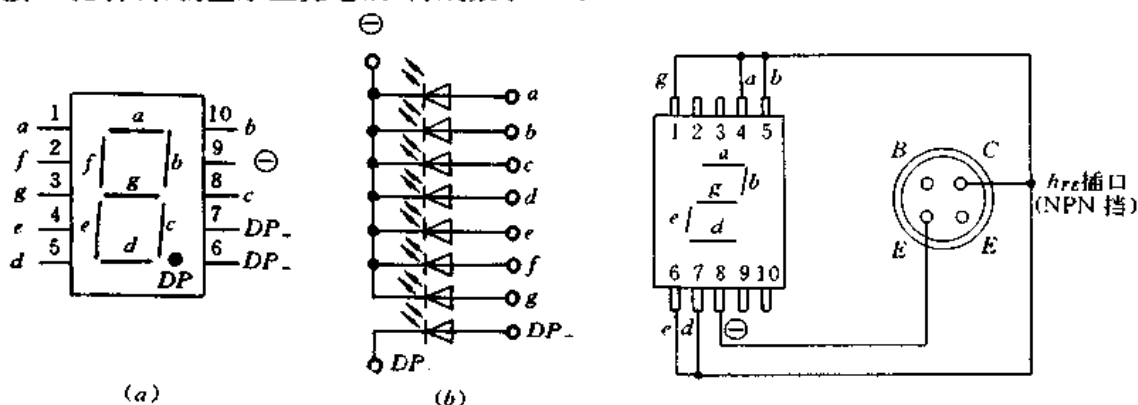


图 4.19.2 超小型 LED 数码管

(a)管脚排列;(b)内部结构。

图 4.19.3 检查共阴极 LED 数码管的发光情况

注意事项:

(1)检查时若发光暗淡,说明器件已老化,发光效率太低。如果显示的笔段残缺不全,说明数码管已局部损坏。

(2)假如被测 LED 数码管的型号不明,又无管脚排列图,那么用数字万用表的 h_{FE} 插口可完成下述测试工作:①判定数码管的结构形式(共阴或共阳);②识别管脚;③检查全亮笔段。预先可假定某个电极公共极,然后根据笔段发光或不发光情况进行验证。当笔段电极接反或公共极判断错误时,该笔段就不能发光。

(3)检查共阳极 LED 数码管时应改变电源电压的极性。

(4) h_{FE} 插口所提供的正向工作电流约 20mA,上述检查绝对安全。但应注意,不允许用电池直接检查 LED 数码管的发光情况,因没有采用限流措施,工作电流很大,会烧坏数码管。

(5)用 h_{FE} 插口不适于检查大型 LED 数码管。这种管子是将多只发光二极管按串、并联方式构成一个字形笔段,因此驱动电压高、驱动电流大。例如国产 BS200OR-2 型 8in (20.32cm)共阴极数码管,字形尺寸为 200×108 (mm),工作电压 17.5V,工作电流达 50mA。可采用 20V 直流稳压电源,配上滑线电阻器作为限流电阻兼调节亮度,来检查其发光情况。

§ 4.20 检查液晶显示器的方法

液晶显示器(LCD)是 60 年代末研制的一种显示器件。其主要特点是本身不发光,只能反射或透射外界光线,亮暗对比度可达 100:1;驱动电压低(一般为 3~6V),驱动电流小(几微安),功耗极低(几至几十个微瓦),可用 CMOS、TTL 电路直接驱动;必须采用交流电压驱动,电压频率约 30~100Hz。目前,在数字仪器仪表中大多采用向列型液晶显示器,并且通过导电橡胶条与驱动电路相连。驱动电路亦称相位驱动器,由异或门或非门构成。通常是把两个相位相反、占空比均为 50%的方波信号,分别加至笔段电极 a~g

与公共背电极 BP 之间,利用二者的电位差来驱动 LCD 显示。

利用数字万用表能迅速检查液晶显示器的质量好坏。具体方法是先卸开后表盖,在 ICL7106 型 A/D 转换器第 21 脚(BP)的插座上插入一根单股细导线 I,导线另一端接被测 LCD 的背电极。导线 II 的一端插入 ICL7106 的第 19 脚(bc_1)的插座上,另一端则碰触 LCD 的某个笔段电极。然后打开数字万用表的电源,将量程开关任意拨到一个电阻挡(例如 $2k\Omega$ 挡),因输入插孔空置,故仪表仅在千位上显示超量程符号“1”,此时从 bc_1 端与 BP 端分别输出相位相反的 50Hz 方波电压,就作为被测 LCD 的驱动电压,使相应的笔段显示出来。

实例:利用 DT830 型数字万用表检查 LD-B7015A 型液晶显示器,按图 4.20.1 接好电路。LCD 的第 1、28、39、40 脚为背电极,短路后接 BP 。用导线 I 依次碰触显示器各笔段电极,应能正常显示。图中导线 I 的位置碰到 LD-B7015A 的第 17 脚,因此个位上的笔段 e 可显示出来。

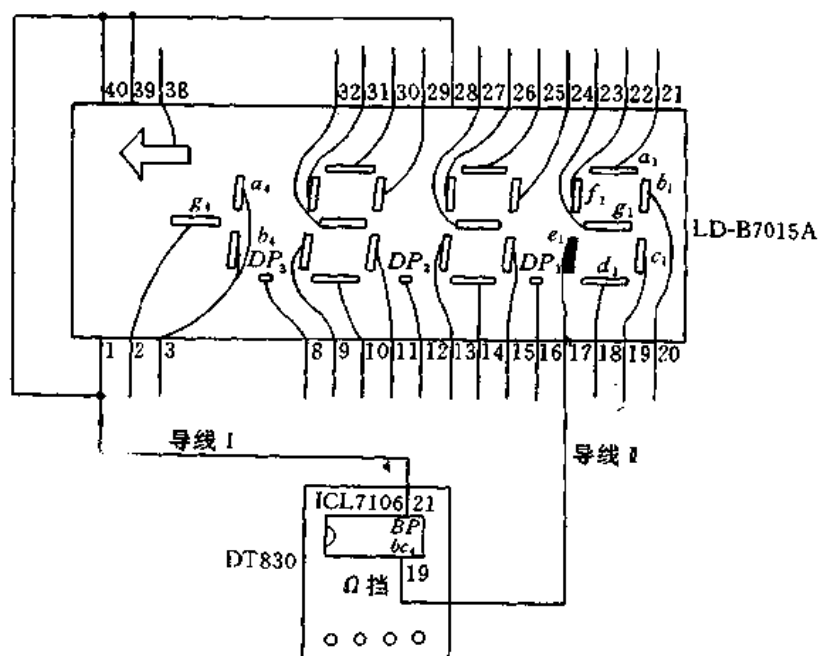


图 4.20.1 检查 LD-B7015A 型液晶显示器

若被检查的笔段不显示,说明该笔段已损坏,亮度很低,则表示显示器已接近失效。如果把某一位(千位除外)的全部笔段电极与导线 I 接通,应显示数字“8”。

注意事项,

(1)液晶是介于固态和液态之间的晶状物质,它兼有液体的流动性与晶体的光学性质。工作温度一般为 $0\sim 40^{\circ}\text{C}$,温度过高,液晶会发生气化;温度过低,会发生固化;均会降低使用寿命。在强烈阳光照射下,LCD 也容易早期失效。

(2)禁止用直流电压检查液晶显示器,以免使液晶材料发生电解,大大降低使用寿命。

(3)若出现笔段残缺现象,大多是显示器侧面的引线断裂。可用削尖的 4H 铅芯在断脚处划几次,利用导电的石墨线将断脚接通。

(4)ICL7129 型 $4\frac{1}{2}$ 位 A/D 转换器所配的液晶显示器,采用 $\frac{1}{3}$ 偏置的时分割法驱动。

个位至万位的全部笔段(含小数点)被分成3组,每个背电极与段总数的 $\frac{1}{3}$ 接通。例如 BP_1 与所有的 f, a, b 段接通,因此用上述方法检查时,能同时观察到个位至万位相同笔段的显示情况。由 NJU9207、ICL7139、ICL7149、TSC815、TSC818A、TSC820 构成的单片数字万用表,其液晶显示器也是采用时分割驱动法,与静态驱动法相比,能大大减少芯片和 LCD 的引脚数目。

§ 4.21 检测光电耦合器的方法

光电耦合器亦称光耦合器(Optical Coupler)。它是以光为媒介,用来传输电信号的器件。内部包括发光器和受光器两部分,并且封装在同一芯片上。发光器由可见光 LED 或红外线 LED 构成,受光器由光电半导体管等组成。当输入端加上电信号时,发光器发出光线,受光器接受光照之后就产生光电流,从输出端引出,从而实现了“电—光—电”的转换。

光电耦合器有双列直插式、管式和光导纤维式等封装形式。光电耦合器的种类达数十种,主要有通用型(又分无基极引线和有基极引线两种)、达林顿型、施密特型、高速型、光集成电路、光纤型、光敏晶闸管型(又分单向晶闸管、双向晶闸管)、光敏场效应管型。此外还有双通道式(内部有两套对管)、高增益型、交-直流输入型等。光电耦合器的主要优点是信号单向传输,输入端与输出端隔离,输出信号对输入端无影响,抗干扰能力强,工作稳定,无触点,使用寿命长。可广泛用于电气绝缘、电平转换、级间耦合、驱动电路、开关电路、斩波器、远距离信号传输、数字仪表、微型计算机中。

光电耦合器的一个重要参数是电流传输比(CTR),它表示接收管的输出电流 I_C 与发射管的输入电流 I_F 的百分比,有公式

$$CTR = \frac{I_C}{I_F} \times 100\% \quad (4.21.1)$$

下面介绍利用数字万用表检测光电耦合器的方法。

1. 测量发射管的正向压降 V_F

将数字万用表拨至二极管挡,可直接测量光电耦合器中发射管的正向压降 V_F ,一般为 1V 左右。若 $V_F=0$,说明发射管内部短路;若仪表溢出,证明发射管已开路。

2. 检查电流传输比

检查电流传输比的电路如图 4.21.1 所示。利用数字万用表的 h_{FE} 插口向发射管提供正向电流 I_F ,图中右边虚线框代表模拟式万用表 $R \times 1k$ 挡的等效电路, R_0 为该挡欧姆中心值。黑表笔(带正电)接至接收管的集电极 C ,红表笔(带负电)接发射极 E ,表内 1.5V 电池 E 兼作光敏半导体管的电源。 $C-E$ 极间电阻的变化就是光电流的变化,这可通过指针的偏转来反映。指针向右偏转角度愈大,说明光电耦合器的电流传输比愈大,亦即光电转换效率愈高。

3. 测量接收管的 h_{FE}

对于有基极引线的光电耦合器(例如 4N35 型),还可用数字万用表的 h_{FE} 挡测量接收管的电流放大系数。通用型光电耦合器的 h_{FE} 值一般为 一百至几百倍,达林顿型光电耦合器可达数千倍。

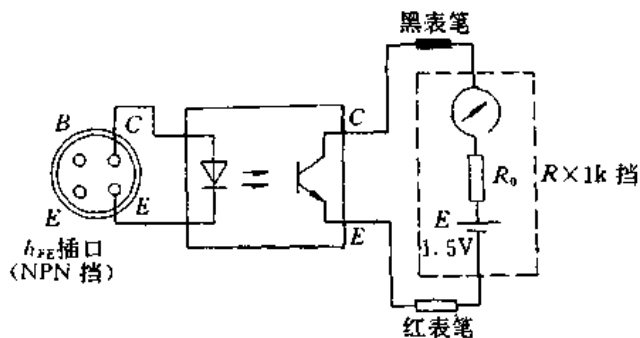


图 4.21.1 检查电流传输比的电路

实例：测量一只 4N35（国产对应型号为 GO113）通用型光电耦合器。使用 DT830 型数字万用表的二极管挡测得 $V_F=1.05V$ 。再按照图 4.21.2 所示电路测出 $h_{FE}=346$ 。4N35 采用 DIP-6 封装，第 3 脚为空脚。

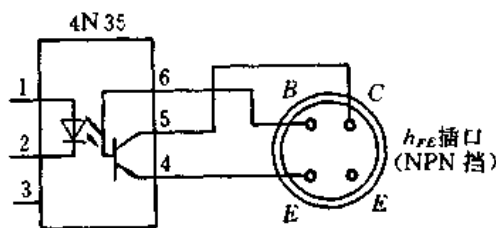


图 4.21.2 测量接收管 h_{FE} 值的电路

注意事项：

(1) 对于无基极引线的通用型光电耦合器，测量 h_{FE} 的电路不再适用。

(2) 有条件者最好选兆欧表实际测量发射管与接收管之间的绝缘电压及绝缘电阻。绝缘电压应在 1000V 以上，绝缘电阻应为 $10^{10} \sim 10^{11} \Omega$ 。

§ 4.22 检测固态继电器的方法

固态继电器 (SSR) 是由固态元件构成的无触点开关器件，因其功能与电磁继电器 (EMR) 相似而得名。固态继电器由集成电路和分立元件所组成。它具有驱动功率小、噪声低、可靠性好、抗干扰能力强、开关速度快、体积小、重量轻、寿命长、使用方便、能与 TTL、CMOS 电路兼容等优点。能取代电磁继电器，应用于自动控制、测试仪器、舞台灯光控制、计算机终端等领域。尤其适合在环境恶劣、潮湿、震动、易燃易爆场合下工作。

1. 固态继电器的工作原理

按照负载电源的不同，可划分成直流固态继电器 (DC-SSR)、交流固态触发器 (AC-SSR) 两种。DC-SSR 属于五端器件，它以功率晶体管为开关器件，用以控制直流负载电源的通断。AC-SSR 则属于四端器件，以双向晶闸管 (TRIAC) 作为开关器件，专门控制交流负载电源的通断。交流型中又包括过零触发型和非过零触发型。

交流固态继电器的典型产品有美国国际整流器公司 (IR) 生产的 16045580 (DC-SSR)，SP1110、SP2210 (AC-SSR)。以 SP2210 为例，其输入电流 $I_s=10 \sim 20mA$ ，输出负载电压 $V_o=24 \sim 280V(AC)$ ，输出负载电流 $I_L=2A$ ，断态漏电流 $I_o < 1mA$ 。SP2210 的外形、符号及内部电路如图 4.22.1 所示。主要包括 5 部分：输入电路、光电耦合器 (隔离电路)、开关电路 (双向晶闸管 TRIAC)、过零检测及触发电路、保护电路 (RC 吸收网络)。SSR 的驱动电流很小，最小工作电压很低 (3V 左右)。

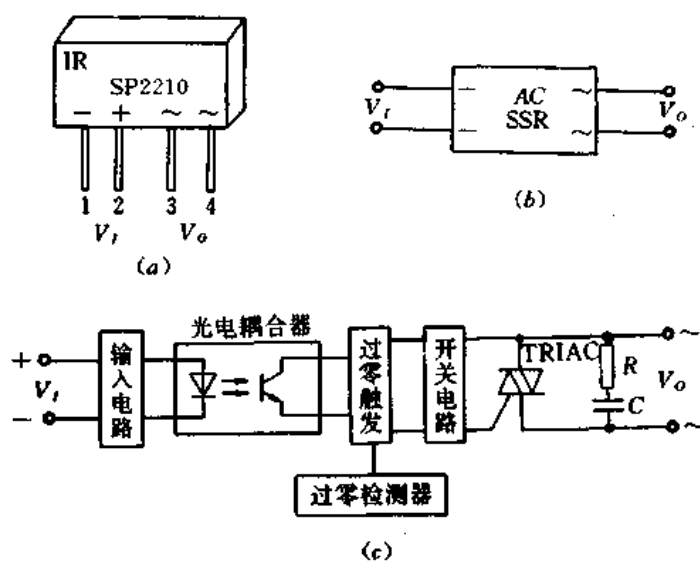


图 4.22.1 SP2210 型交流固态继电器
(a)外形;(b)符号;(c)内部电路框图。

2. 检测固态继电器的方法

现以 SP2210 型 AC-SSR 为例,介绍检测固态继电器的方法,检测电路如图 4.22.2 所示。

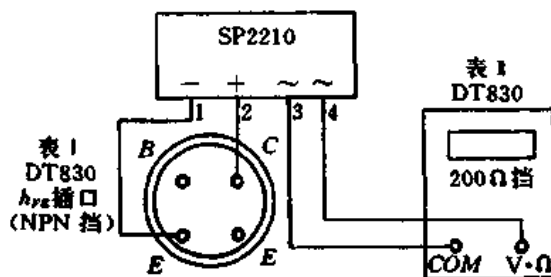


图 4.22.2 检测交流固态继电器的电路

(1)选择两块 DT830 型数字万用表,将表 I 拨至 NPN 挡,由 h_{FE} 插口向 SP2210 的输入端提供大约 +2.8V 的电压。将表 I 拨至 200Ω 挡测量输出端的通、断电阻。接入表 I 时,电阻值为 75Ω ,证明内部双向晶闸管导通,此时能接通负载。撤去表 I 后,电阻值为无穷大(仪表溢出),证明 TRIAC 关断,此时可切断负载。

(2)把表 I 换成 220V、100W 的白炽灯,接入 220V 交流电源,用灯泡代替交流负载 R_L 。接上表 I 时灯泡正常发光,断开表 I 时灯泡立即熄灭。由此证明被测交流固态继电器 SP2210 的质量良好。

3. 注意事项

- (1)输入电压的极性不得接反,否则固态继电器不能正常工作。
- (2)输出端的通态电阻与 I_S 有关。在 $10\sim 20\text{mA}$ 范围内,输入电流 I_S 愈大,通态电阻愈小。 h_{FE} 插口可提供的最大电流 $I_S \approx 20\text{mA}$ 。

§ 4.23 精确测量表头的内阻

模拟式万用表所用表头的满度电流 I_g , 称作表头灵敏度。 I_g 愈小, 表头灵敏度愈高。表头大致可分成四类: 高灵敏度表头 ($I_g \leq 10\mu\text{A}$), 中灵敏度表头 ($30 \sim 100\mu\text{A}$), 低灵敏度表头 ($100 \sim 200\mu\text{A}$), 毫安表头 ($\geq 1\text{mA}$)。模拟万用表电阻挡的测试电流太大, 不能直接测量表头内阻。

数字万用表电阻挡的测试电流小, 准确度高, 可以精确地测量磁电式表头的内阻。只要量程选得合适, 就不会损坏表头。以 DT830 型数字万用表为例, 电阻挡量程的选择参见表 4.23.1。为提高测量准确度, 在不使表头过载的情况下应尽量选择低阻挡。例如用 $20\text{k}\Omega$ 挡测某一表头的内阻为 $1.34\text{k}\Omega$, 只有三位有效数字, 若改用 $2\text{k}\Omega$ 挡测量值就变成 $1.342\text{k}\Omega$, 显然后者的准确度较高。

表 4.23.1 DT830 型数字万用表可测量的表头

电阻挡	分辨力	最大测试电流	直接可测表头	分流法可测表头
200Ω	0.1Ω	1mA	$\geq 1\text{mA}$	$\geq 100\mu\text{A}$
$2\text{k}\Omega$	1Ω	$400\mu\text{A}$	$400\mu\text{A} \sim 1\text{mA}$	$40 \sim 10\mu\text{A}$
$20\text{k}\Omega$	10Ω	$75\mu\text{A}$	$75 \sim 400\mu\text{A}$	$7.5 \sim 40\mu\text{A}$

如果使用低阻挡有可能使表头过载, 可在表头两端并联一只分流电阻 R_f , 测量完毕再用下式计算出表头内阻:

$$R_g = \frac{R_f R}{R_f - R} \quad (4.23.1)$$

式中的 R 表示 R_f 与 R_g 并联后的总电阻。 R_f 、 R 值均用数字万用表低阻挡测出, 测量电路如图 4.23.1 所示。

实例: 被测表头为国产 61C1-A 型, 量程为 $0 \sim 150\mu\text{A}$ 。将 DT830 拨至 $20\text{k}\Omega$ 挡测得内阻为 $1.52\text{k}\Omega$ 。此时表头指在 $51\mu\text{A}$ 刻度上, 这意味着用 $2\text{k}\Omega$ (或 200Ω) 挡直接测量时将肯定会打表。为此可取一只标称值为 100Ω 的金属膜电阻, 预先用 200Ω 挡测其电阻值为 102.2Ω , 扣除表笔线本身存在的 0.2Ω 电阻之后, 实际电阻值 $R_f = 102.0\Omega$ 。把 R_f 并联在被测表头上, 仪表拨至 200Ω 挡, 测出并联后的总电阻 95.8Ω , 修正后 $R = 95.6\Omega$ 。将 R_f 、 R 值代入式 (4.23.1) 中求出, $R_g = 1524\Omega$ 。

为验证上述测量的准确度, 又用 $2\text{k}\Omega$ 挡直接测表头的内阻 $R_g = 1.526\text{k}\Omega = 1526\Omega$, 与采用分流法算出的结果相当吻合, 但此时仪表已过载!

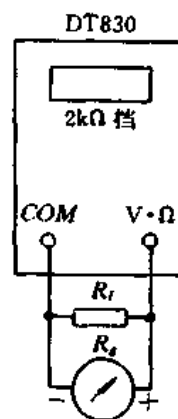


图 4.23.1 分流法测量表头内阻

§ 4.24 测量磁饱和稳压器的稳压性能

磁饱和稳压器是利用当铁磁阻流圈铁芯的磁化电流超过一定数值时便达到磁饱和的原理而制成的交流稳压电源。其主要优点是结构简单、电源效率高、稳压性能好(当电网电

压变化±10%时输出电压波动约为±1%),输出功率范围大(100mW~1000W),因此目前仍为一些中、小功率电源所采用。例如,国产XFG-7型高频信号发生器中的电源便是一例。但磁饱和稳压器也存在不足之处:第一,它对频率变化非常敏感,当电网频率不稳时,稳压性能会变坏;第二,由于铁芯电感的非线性,使输出电压波形产生失真。因此,某些对电源波形要求较高的仪器,不能采用这种电源。尽管如此,磁饱和稳压器还是具有独特的优点,特别是它能获得稳定的交流电压输出,当电网电压波动±20%,即从176V变化到264V时,输出电压的变化不超过±3%,适宜作为小型电子仪器或家电产品的220V交流稳压电源。

1. 磁饱和稳压器的的工作原理

在磁饱和的情况下,铁芯线圈是具有交流稳压作用的非线性元件,其工作条件是必须获取一个比稳定电压更高的输入电压。一般要求稳定电压值为220V,而交流电源却往往低于220V,有的地方或某些时候甚至会低到170~180V。这表明首先要升高输入电压,使流过铁芯线圈*L*的电流超过使铁芯饱和的电流,铁芯线圈才具有稳压性能。若另加一个升压变压器,先将电源电压升高后再稳压,势必会增加成本,体积也变大。另外,若用电阻来作限制和控制电流的元件,则功耗太大也无实用价值。解决的办法是采用铁磁谐振式磁饱和稳压器,电路如图4.24.1(a)所示。在变压器^①初级串上电容*C*,使它与铁芯电感*L*发生串联谐振(电压谐振)。此时感抗与容抗相等, $X_L = X_C$,谐振频率按下式计算:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \quad (4.24.1)$$

f_0 应等于50Hz电网频率。尽管理论上此时输入电压 $V_1=0$,但实际是不可能的。这是因为变压器初级电感远非理想电感,还存在着直流电阻、铁损、初级负载等因素的影响,使50Hz时 $X_L \neq X_C$;另外在设计时总是选 $X_C > X_L$,以使 $V_C > V_L$,保证稳压器有正常的输出电压。

从图4.24.1(b)、(c)中可以看出,电容上的伏安特性呈线性;但铁芯电感上的伏安特性呈非线性,在处于或接近于磁饱和时尤为显著。 V_1 反映的是电容与电感串联后两端的电压有效值。显然,由于铁芯电感磁饱和的缘故,直线 V_C 与曲线 V_L 总会有一个交点*Q*,所对应的电流为 i_Q ,此时 $V = V_L - V_C = 0$,相当于谐振状态。当 $i < i_Q$ 时呈感性, $i > i_Q$ 时呈容性。 $i > i_Q$ 即表明 $V_C > V_L$,因为 V_C 与 V_L 反相,故此时的 $V_C = V_1 + V_L$ 。

该交流稳压器的电容器*C*的容量是固定的,而铁芯电感*L*的电感量则是变化的,磁饱和愈深,电感量愈小。设计为低于220V时(例如180V),铁芯已进入磁饱和状态,所以当 V_1 在220V附近波动时只引起 V_C 的变化,稳压输出 V_L (或次级电压 V_2)则保持恒定,从而达到稳压目的。通电后由于*L*上的电流较大,铁芯深度饱和,稳压器输出电压基本不变。但该稳压器不宜空载运行;因空载时*L*上的电流较大,铁芯和线包会严重发热,温升过高。绕制*L*时线径要较粗,硅钢片之间应绝缘良好。因电容器*C*不消耗功率,故变压器效率较高是这种稳压器的优点之一。

2. 磁饱和稳压器的几种实用电路

专供测温比率计使用的6V供电装置电路如图4.24.2所示。电容器采用0.22μF/

① 也可以是自耦变压器, V_L 兼作输出电压。

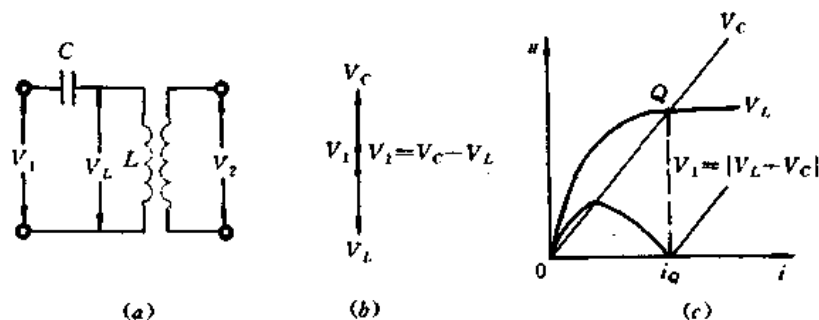


图 4.24.1 铁磁谐振式交流稳压器的原理

(a)电路;(b)矢量图;(c)伏安特性。

600V,由4只1N4001型硅整流管组成整流桥,200Ω电阻作降压用,变压器初级直流电阻约500Ω。额定输出为脉动直流电压6V,额定输出电流是40mA,额定输出功率为240mW。鉴于一块测温比率计的耗电不超过100mW,因此该供电装置可供两块比率计同时使用。

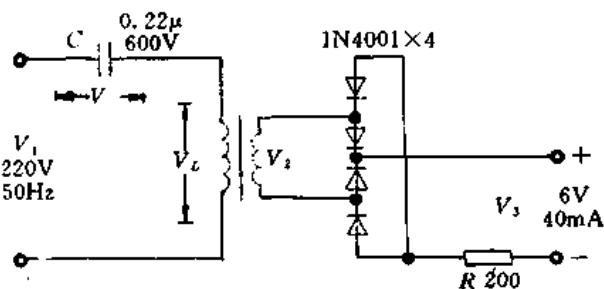


图 4.24.2 比率计专用6V供电装置

图 4.24.3 示出另一种4V供电装置的电路。它采用截面积为13mm²的铁芯,初级绕6000匝,次级绕130匝,线径φ0.1mm,用0.1μF/600V的油浸电容。当电源电压波动±10%时,输出的脉动直流电压仅变化±1%。

上述两个电路尚有不足之处,当按下电源插头后,电容器C上仍有400V以上的高压,因此误触及插头铜片时能使人遭到电击。为此可在输入端并一只数百千欧的泄放电阻,以确保操作人员的安全。

35W交流稳压器的电路如图4.24.4所示。该稳压器的性能良好,制作简便,且成本低廉。当市电从140V变化到250V时,稳压输出仍在190~230V范围内,甚至在市电低至120V时仍有180V的输出,可连续工作5h。铁芯电感L可选用30W日光灯镇流器代用,电容器C采用40W日光灯电容器,其容量为4.75μF,亦可用金属化纸介(CZJ型)电容器代替,但容量误差宜不超过±0.5μF,否则需改变铁芯电感量。泄放电阻R₁取250kΩ、1/2W。NE为一般测电笔用的氖管,其限流电阻R₂=1MΩ,XS为单相电源插座,S为小型钮子开关。全部元件装入带散热孔的机壳内。

3. 检测磁饱和稳压器的方法

利用数字万用表可以检测磁饱和稳压器的稳压特性。

实例之一:选用DT830型数字万用表检测如图4.24.2所示的6V供电装置。实测当

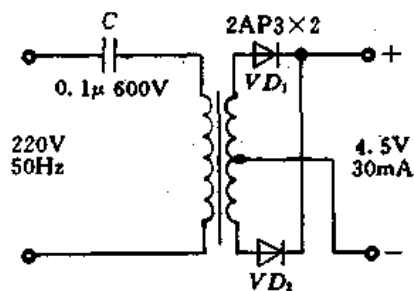


图 4.24.3 比率计专用 4V 供电装置

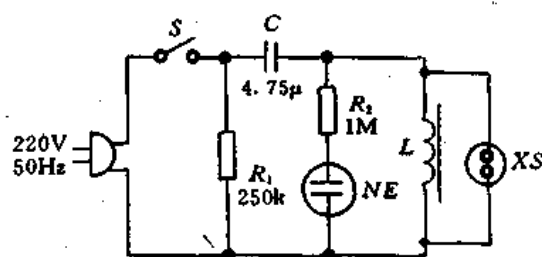


图 4.24.4 35W 交流稳压器

$V_1 = 220V$ 时, $V_C = 477V$, $V_L = 264V$, $V_2 = 8.9V$ 。即 $V_1 + V_L = 484V$, 略高于 V_C 。经二极管桥式整流后 $V_3 = 7.39V$ (空载电压)。另外用一块 DM6043 型数字电感电容表测出 $L = 37H$ 。实际谐振频率按式(4.24.1)算出

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2 \times 3.14 \sqrt{37 \times 0.22 \times 10^{-6}}} = 55.8\text{Hz} > 50\text{Hz}$$

用 DT830 测量其稳压性能的数据见表 4.24.1。当电源电压波动 $\pm 14\%$ 时, 输出电压的变化量基本上不超过 $\pm 2\%$ 。由于未接比率计, 输出的空载电压高于 6V。

表 4.24.1 6V 供电装置的稳压性能

交流电源电压 V_1/V	240	230	220	210	200	190
直流输出(空载) V_2/V	7.41	7.39	7.35	7.30	7.25	7.20
直流输出相对变化/%	0.82	0.54	0	-0.68	-1.4	-2.0

在用自耦变压器调节如图 4.24.4 所示交流稳压器时, 输出端应接 35W 的负载, 可用 35W 电烙铁代替, 亦可用一只 25W、220V 白炽灯代替, 后者负载稍轻, 使输出电压略高。用 DT830 测得的数据见表 4.24.2。由表可见, 该稳压器的交流稳压性能良好。

表 4.24.2 35W 交流稳压器的稳压性能/V

交流输入电压	140	150	160	170	180	190	200	210	220	230	240	250
接 35W 负载输出	190	195	200	202	207	210	215	218	222	225	227	230
接 25W 灯泡输出	190	202	207	211	215	218	222	226	228	230	232	235
空载输出	224	226	230	232	235	239	241	243	245	250	250	250

§ 4.25 检测开关电源的方法

目前, 开关电源主要有两种类型, 一种是单片开关电源, 另一种是由 PWM 调制器构成的无工频变压器开关电源。下面分别阐述利用数字万用表检测这两种开关电源的方法。

1. 检测单片开关电源

在 § 3.7 中曾介绍过由 L296 构成的单片开关电源。图 4.25.1 则示出由 L4960(国产型号为 CW4960)构成的另一种单片开关电源的电路。L4960 与 L296 的区别仅在于最大输出电流 $I_{OM} = 2.5A$, 最大输出功率 $P_{OM} = 100W$, 封装形式改成 SIP-7。其余技术指标与

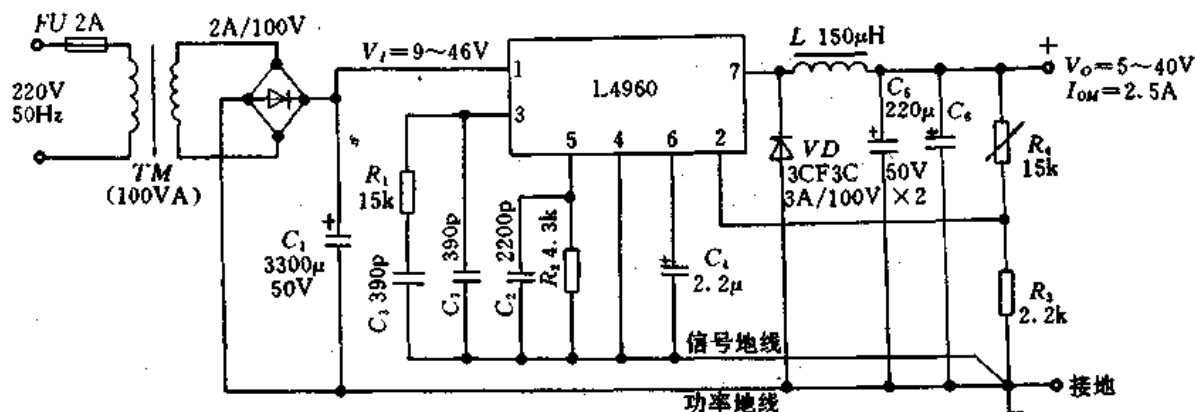


图 4.25.1 由 L4960 构成的单片开关电源电路

L296 完全相同。

图 4.25.1 中,交流 220V 电压通过 100VA 的工频变压器降压,再经过桥式整流和滤波,得到直流电压 V_i ,作为 L4960 的输入电压。 R_4 与 R_3 构成输出端取样电阻,输出电压由下式确定:

$$V_o = 5 \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) \quad (4.25.1)$$

当可调电阻 R_4 由 0Ω 变化到 $15k\Omega$ 时, V_o 的调节范围是 $5\sim 40V$ 。 C_1 为输入滤波电容,容量可按 $1000\mu F/A$ 选取,当 $I_{om} = 2.5A$ 时, C_1 可取 $3300\mu F$ 。 R_1 、 C_3 是误差放大器的频率补偿阻容元件。 R_2 、 C_2 是锯齿波振荡器的定时电阻与定时电容,振荡频率由下式确定:

$$f_o = \frac{1}{R_2 C_2} \quad (4.25.2)$$

取 $R_2 = 4.3k\Omega$ 、 $C_2 = 2200pF$ 时, $f_o \approx 100kHz$ 。 C_4 是软启动电容, L 为储能电感, VD 是续流二极管,须采用快恢复二极管或肖特基二极管。 C_5 与 C_6 是储能兼滤波电容。 C_7 为高频补偿电容(可以不加)。使用时 L4960 应加合适的散热器。

下面以 L4960 为例,介绍检测单片开关电源的方法。

(1) 测量振荡频率 f_o

L4960 的最高振荡频率 $f_{omax} = 200kHz$,通常取 $f_o = 100kHz$ 。选用 DT930F+ (或 DT980、DT970) 型数字万用表的 $200kHz$ 或 $400kHz$ 频率挡,可直接测量第 5 脚上锯齿波的频率。若明显偏离 $100kHz$,可适当调整定时电阻 R_2 的阻值。

(2) 测量占空比 D

给单片开关电源加上额定负载,采用 § 3.59 中所介绍的准确测量占空比的方法,将 R_4 从 0Ω 调整到 $15k\Omega$ 时,测量 L4960 第 7 脚输出脉冲的占空比, D 应能在 $0\sim 100\%$ 范围内变化。

(3) 测量输出电压调节范围

用数字万用表的 $200VDC$ 挡分别测量 L4960 在空载和带额定负载两种情况下的输出电压。在 $V_i = 46V$ 时,大幅度调整 R_4 的阻值, V_o 应能在 $5\sim 40V$ 范围内变化。

(4) 测量纹波电压

将数字万用表拨至 $200mVAC$ 挡,测量输出端纹波电压的大小,应在 $10mV$ 以下。若

纹波电压过大,可适当改变储能电感 L 、滤波电容 C_s 和 C_o 。适当增大 C_s 、 C_o 的容量有助于减小纹波电压,但容量增加过多会影响其他性能。 L 的范围是 $50\sim 300\mu\text{H}$,典型值为 $150\mu\text{H}$ 。当信号地线与功率地线未分开布置或设计不合理时,也会导致输出端的纹波电压增大。

(5)观察软启动过程

将数字万用表拨至 DCV 挡,分别测量L4960第6脚、第3脚对地的电压。在刚开机时均可看到电压从 $0V$ 逐渐升高的现象,此即软启动过程,通过控制输出电压的缓慢建立,对芯片起到保护作用。

注意事项:

①某些数字万用表仅设置 20kHz 频率挡(例如DT960T型),不适于测量振荡频率 f_o 值。

②测量占空比变化量时,必须给L4960加上额定负载,否则难以观察占空比变化规律。

③L4960的空载输出电压高于额定负载下的输出电压。例如当空载时,若 $V_I=30V$,则调整 R_i 时输出电压变化范围是 $5\sim 29.5V$ 。接上 15Ω 假负载后,调节范围约为 $5\sim 28V$ 。

④必须给L4960加足够大的散热器,可选配TO-220的成品散热器,亦可自制。L4960本身最大功耗为 $7W$,可用 $100\times 80\times 2(\text{mm})$ 的铝板散热器。在散热器与L4960的接触面上应涂一层导热硅脂,以减小热阻。

2. 检测无工频变压器的开关电源

在§3.6中曾介绍过由UC3842构成无工频变压器的开关电源。在调试开关电源时,利用数字万用表可以测量 f_o 、 D 、各工作点电压(包括 V_I 、 V_{REF} 、 V_O 、过流取样电压),以及输出纹波电压等参数。测量方法同上。有条件者还可用示波器观察各点的电压波形,以确定开关电源是否工作正常。

附 录

附录一 本书主要符号表

1. 仪表

- DMM 数字万用表(数字多用表)
HDMM 手持式数字万用表(袖珍式或掌上型数字万用表)
DVM 数字电压表
DPM 数字面板表
DDM 数字电平表
VOM 模拟式(指针式)万用表

2. 电源

- POWER 电源、电源开关(键)
AUTO OFF POWER 自动关机(自动关断电源)
SLEEP MODE 休眠模式(备用状态)
 V_+ 、 V_{DD} 、 V_{CC} 、 $+V_S$ 电源的正端
 V_- 、 V_{SS} 、 $-V_S$ 电源的负端
 V_{EE} 负电源
 E 电源电压
UPS 不间断电源
 FU 、 $FUSE$ 熔丝管(保险管)
FAST FUSE 快速熔丝管

3. 测量挡

- RANGE 量程键
AUTO、AUTO-RANGE、AR 自动转换量程
MAN RANGE 手动转换量程
AUTO-MAN RANGE 自动/手动转换量程
AC/DC、 \approx 交流、直流选择键
DCV 直流电压挡
ACV 交流电压挡
DCA 直流电流挡
ACA 交流电流挡
AC/AC+DC 交流耦合/交流包含直流分量耦合方式的选择键
TRMS 真有效值功能键

Ω 、OHM、ohm 电阻挡
H Ω 高阻挡
L Ω 低阻挡
LO Ω 、LOW Ω 低功率法测量电阻的功能键
nS 电导挡
C、CAP 电容挡
f、F、FREQ、kHz 频率挡
T、TEMP 温度挡
h_{FE} 测量晶体管电流放大系数的功能挡
HOLD、H 读数保持开关(键)
PK HOLD 峰值保持键
REL、REL Δ 相对值测量键
AUTO CAL 自动校准
CLOSED-CASE CAL 闭壳校准

4. 显示器

LCD 液晶显示器
BARGRAPH 条图(条状图形)
LED 发光二极管, 半导体数码管
VFD 荧光数码管
PDP 等离子体显示器
EL 场致发光显示器
N 显示值
RDG 读数值
FS、f.s、RNG 满量程值
OR、OVR、OVER RANGE 超量程
OL 过载(即超量程)
UR、UNDER RANGE 欠量程
LO BAT、LO BATT 低电压指示
MIN、MAX、TYP 分别代表最小值、最大值、典型值
AVG 平均值
RMS 有效值(均方根值)
TRMS 真有效值

5. 集成电路

IC 集成电路
LSI 大规模集成电路
VLSI 超大规模集成电路
ASIC 特制集成电路
SMIC 表面安装集成电路
 μ P 微处理器

μC 微型计算机
 UART 通用异步收发信机
 CMOS 互补型金属-氧化物-半导体集成电路
 TTL 晶体管-晶体管逻辑集成电路
 A/D 模拟量/数字量转换
 DIP 双列直插式封装
 PLCC 扁平塑料封装
 NC 空脚
 COM 、 AGND 模拟地
 GND 、 DGND 数字地
 TEST 测试端
 E_0 基准电压源
 V_{REF} 基准电压
 V_{IN} 、 V_{I} 输入电压(被测电压)
 V_0 输出电压
 I_{OUT} 输出电流
 f_0 晶振频率、时钟频率
 T_0 时钟周期
 T_1 正向积分时间
 T_2 反向积分时间

6. 电子元器件

JT 石英晶体
 VD 半导体二极管
 VD_2 稳压二极管
 VT 晶体管
 FRD 快恢复二极管
 SRD 超快恢复二极管
 SBD 肖特基二极管
 UJT 单结晶体管
 JFET 结型场效应管
 MOSFET 金属-氧化物-半导体场效应管
 VMOS V型槽MOS场效应管
 SCR 晶闸管
 TRIAC 双向晶闸管
 BTS 闪烁发光二极管
 PTC 正温度系数热敏电阻器
 SG 火花放电器
 NE 氖管
 VSR 压敏电阻器

PNF 电源噪声滤波器

SSR 固态继电器

BZ 蜂鸣器

SMD 表面安装元件

7. 其他

K_f 波形因数

K_p 波峰因数

D 占空比

CMRR 共模抑制比

SMRR 串模抑制比

RH 相对湿度

α_T 温度系数

τ 时间常数

s 秒

min 分

h 小时

附录二 常用电量符号及单位换算

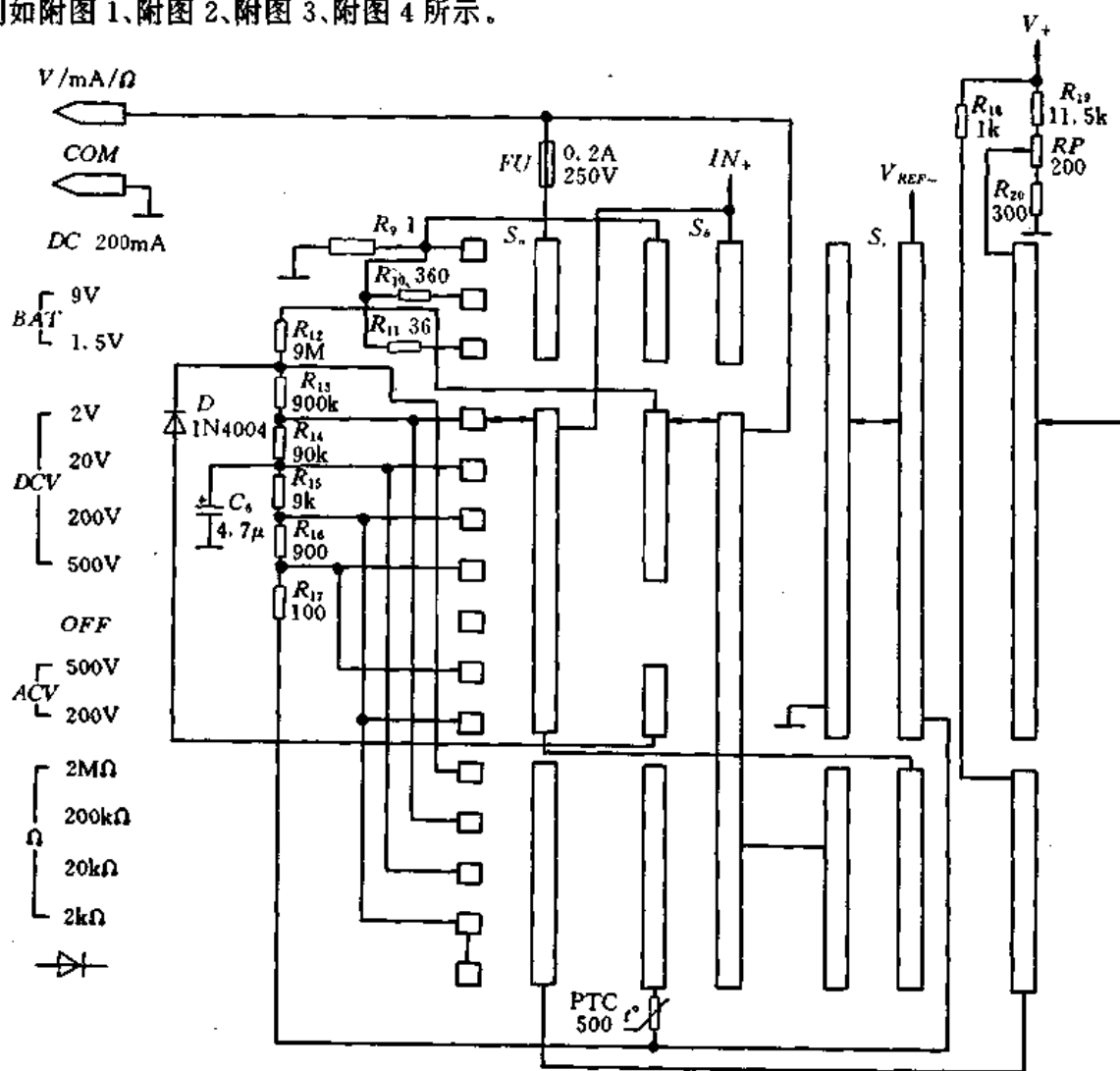
名称	符号	单位	简称	单位换算
电流	I, i	安培(A)	安	$1A = 10^3mA$ $1mA = 10^3\mu A = 10^6nA$
电荷	Q	库仑(C)	库	$1C = 1A \cdot s$
电压	U, u	伏特(V)	伏	$1kV = 10^3V$ $1V = 10^3mV = 10^6\mu V$
电位	V			
电动势	E			
电阻	R	欧姆(Ω)	欧	$1T\Omega = 10^{12}\Omega$ $1G\Omega = 10^9\Omega$ $1M\Omega = 10^3k\Omega = 10^6\Omega$
电抗	X			
阻抗	Z			
电导	G	西门子(S)	西	$1S = 1A/V = 1/\Omega$ $1mA/V = 1mS = 10^6nS$
电容	C	法拉(F)	法	$1F = 10^6\mu F$ $1\mu F = 10^3nF = 10^6pF$
电感	L	亨利(H)	亨	$1H = 10^3mH$ $1mH = 10^3\mu H$
电功率	P	瓦特(W)	瓦	$1kW = 10^3W$ $1W = 10^3mW = 10^6\mu W$

国际单位制(SI)词头名称及符号

因数	10^{12}	10^9	10^6	10^3	10^2	10^1	10^{-1}	10^{-2}	10^{-3}	10^{-6}	10^{-9}	10^{-12}
名称	太	吉	兆	千	百	十	分	厘	毫	微	纳	皮
符号	T	G	M	k	h	da	d	c	m	μ	n	p

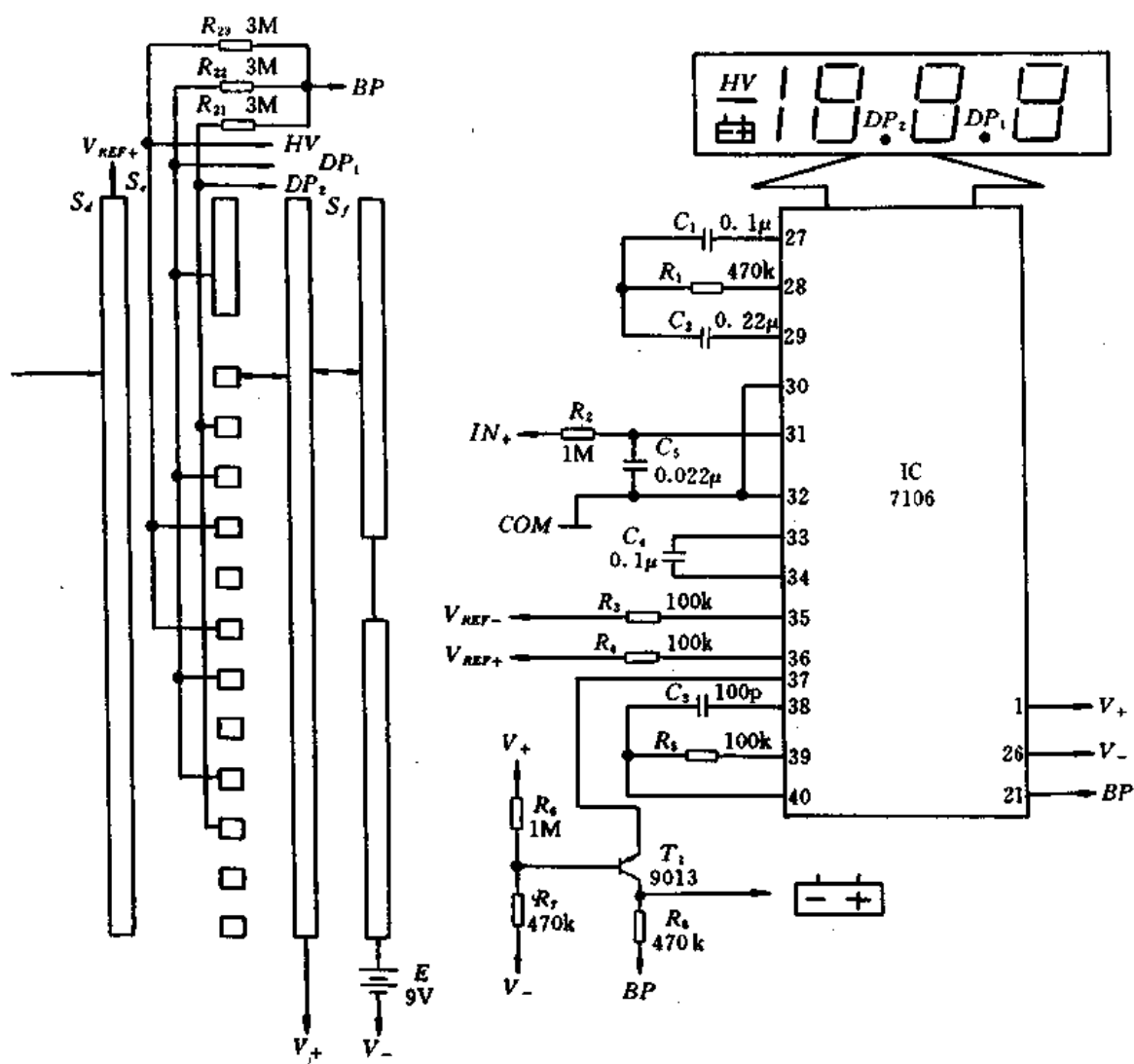
附录三 DT830B、DT890C₊、DT940C、M830B 型
数字万用表的总电路

国产 DT830B、DT890C₊、DT940C、M830B^①型 3½位手持式数字万用表的总电路，分别如附图 1、附图 2、附图 3、附图 4 所示。

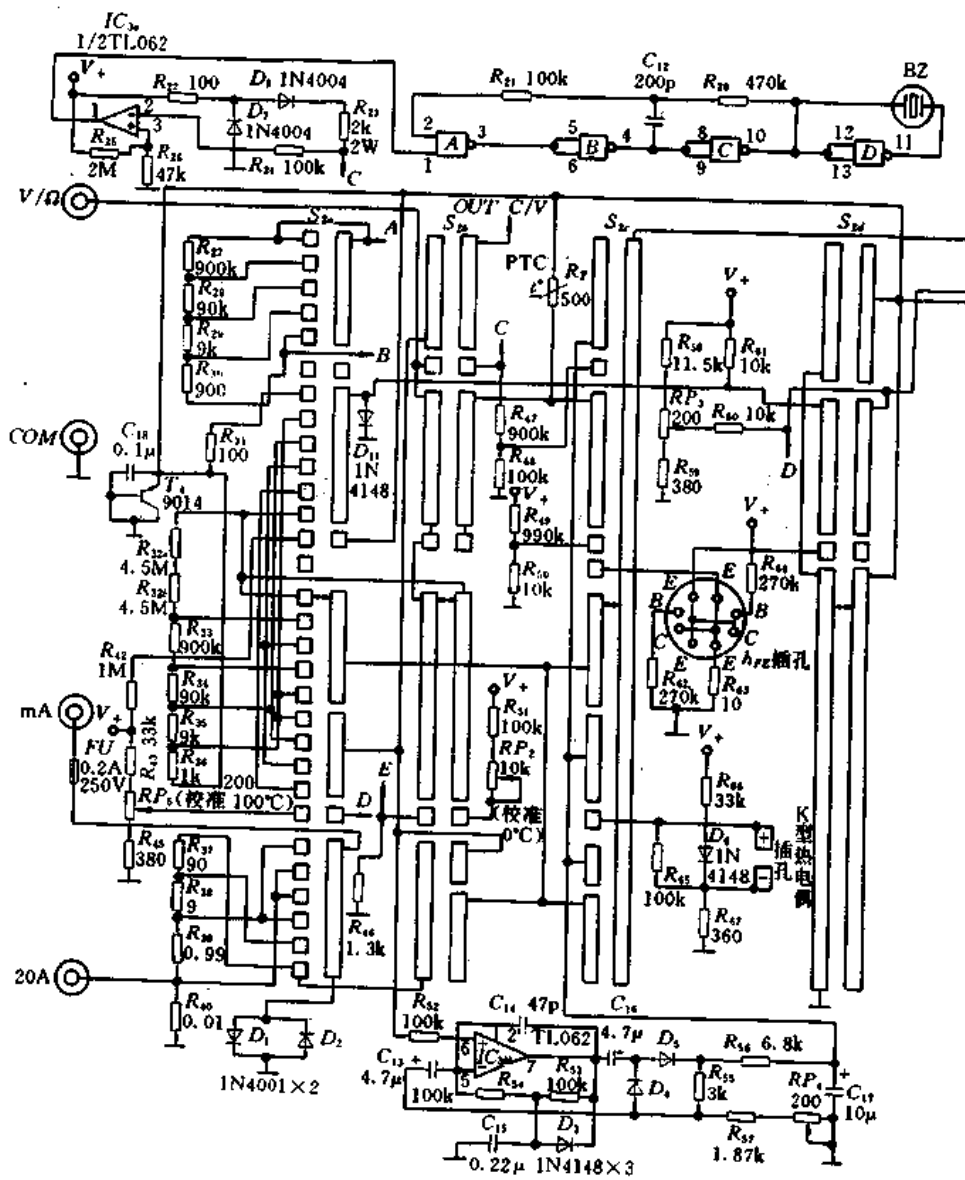


附图 1 DT830B 型数字

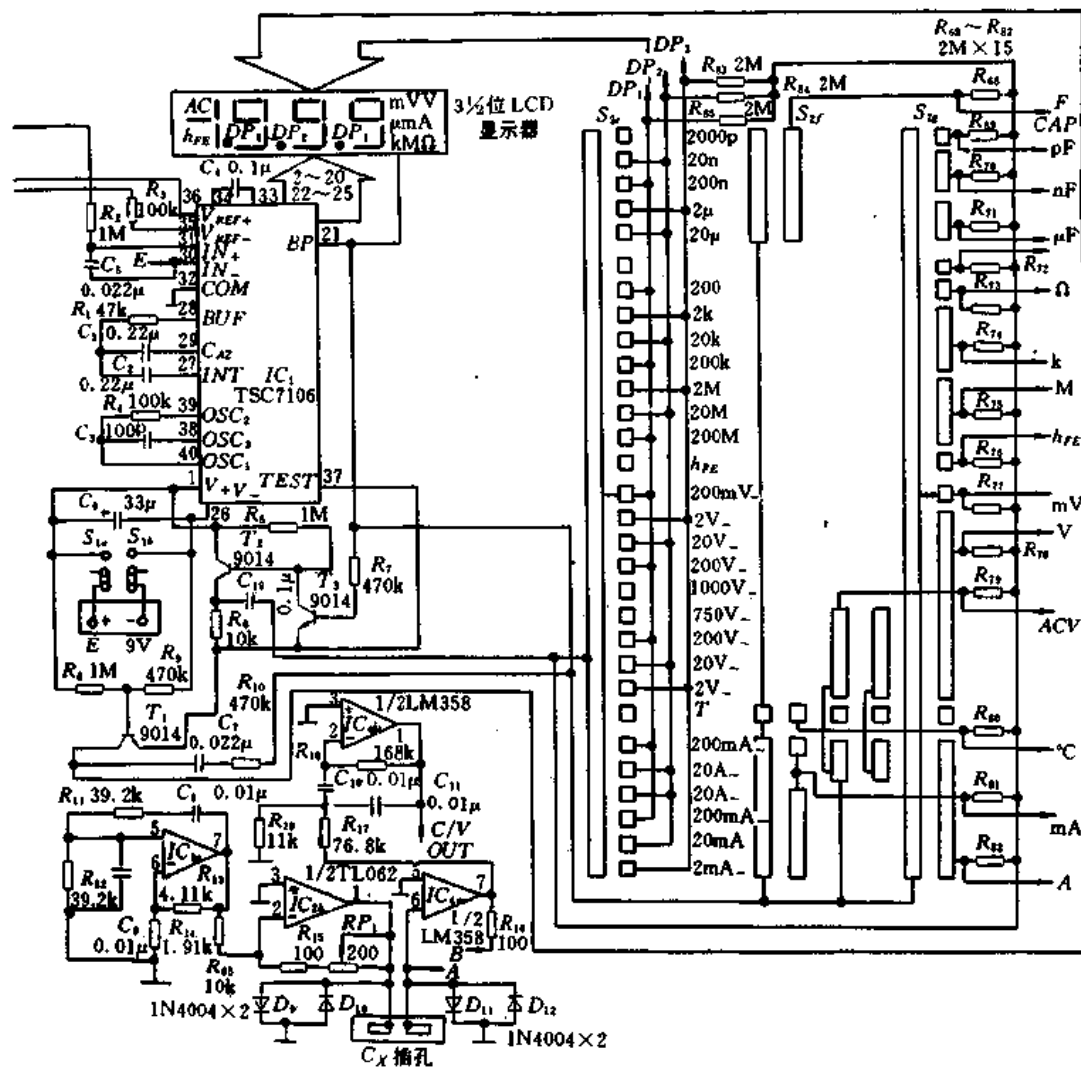
① 国内有的生产厂家将这种仪表型号也定为 DT830B。



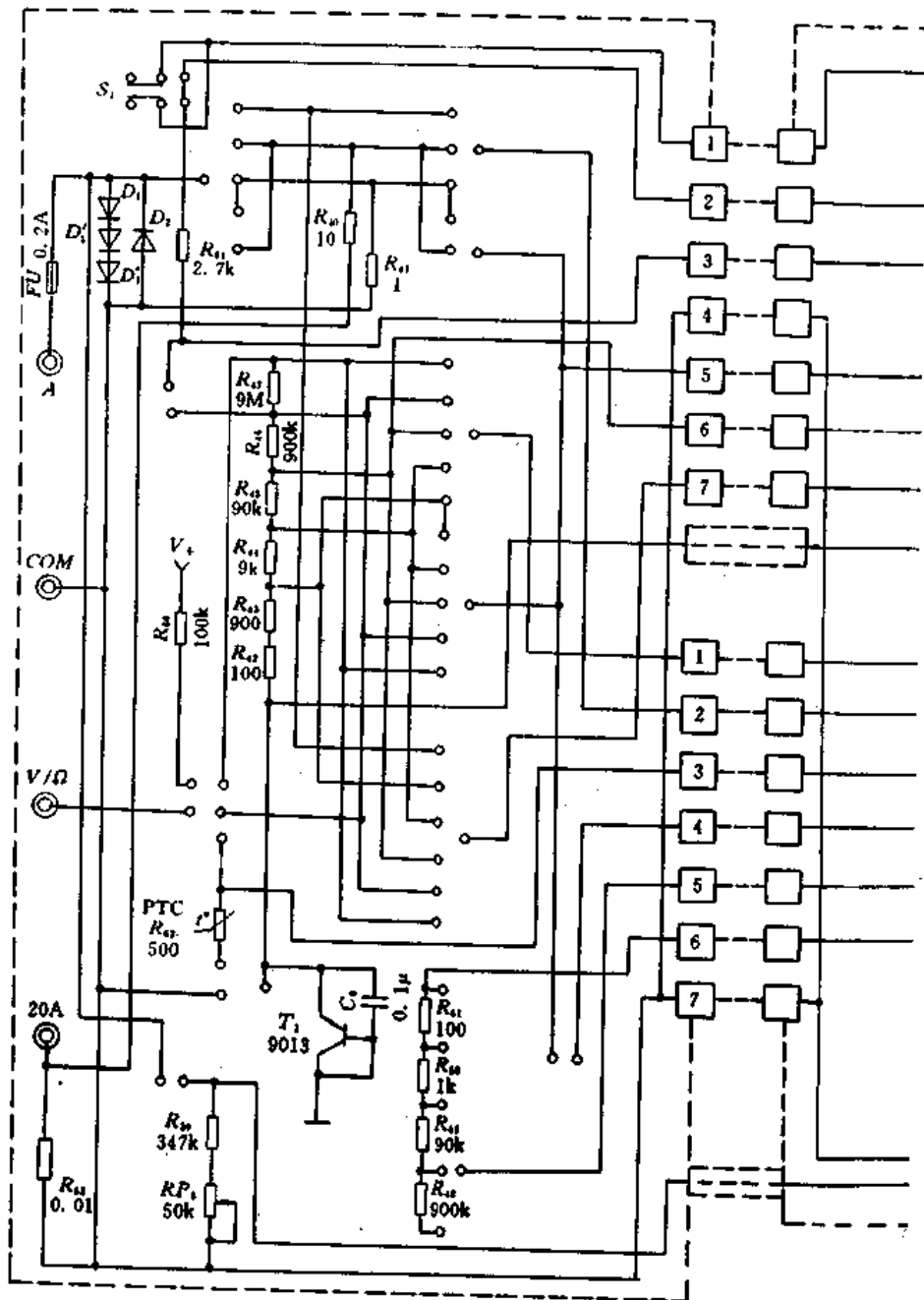
万用表的总电路



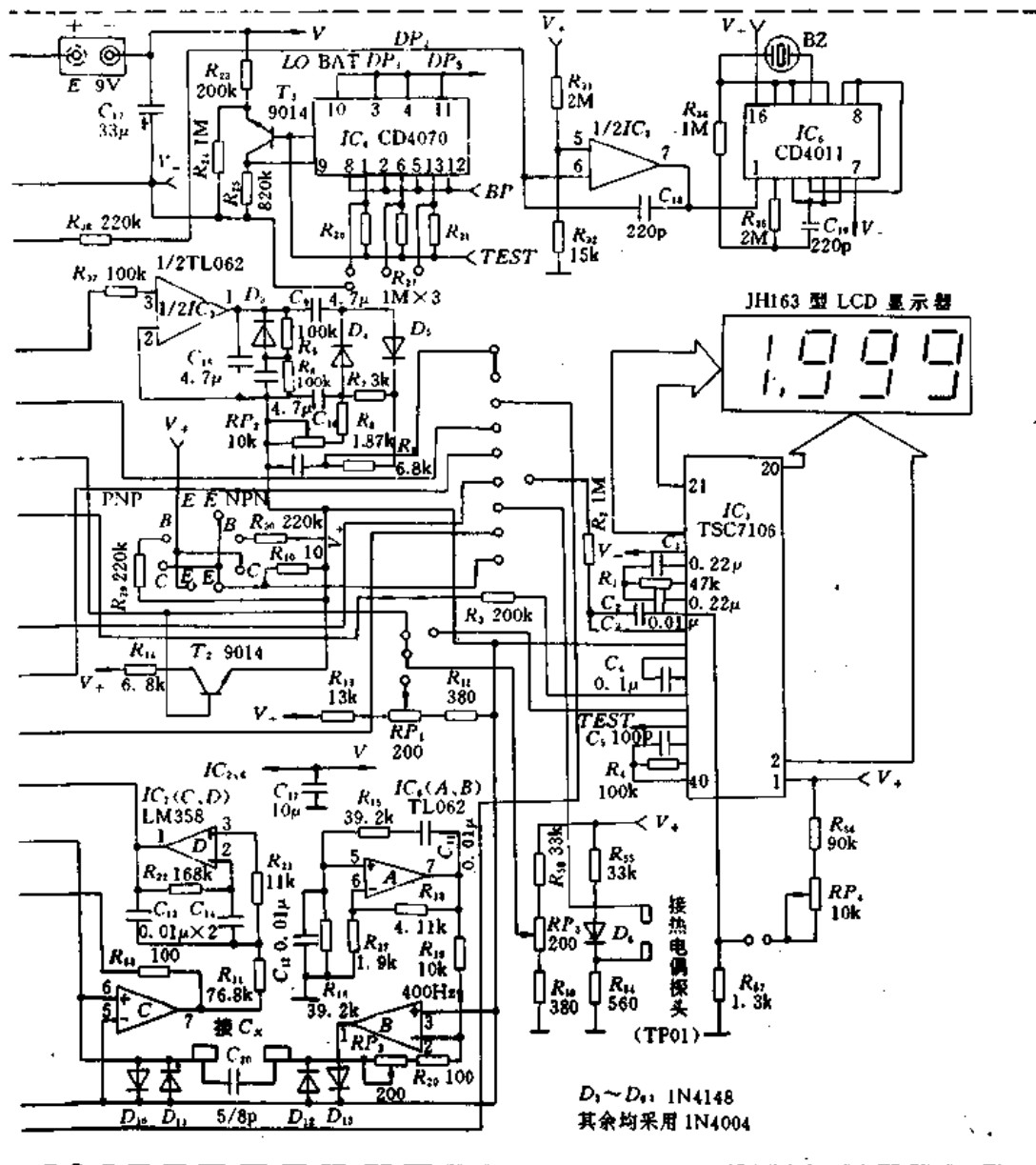
附图 2 DT890C+型数字



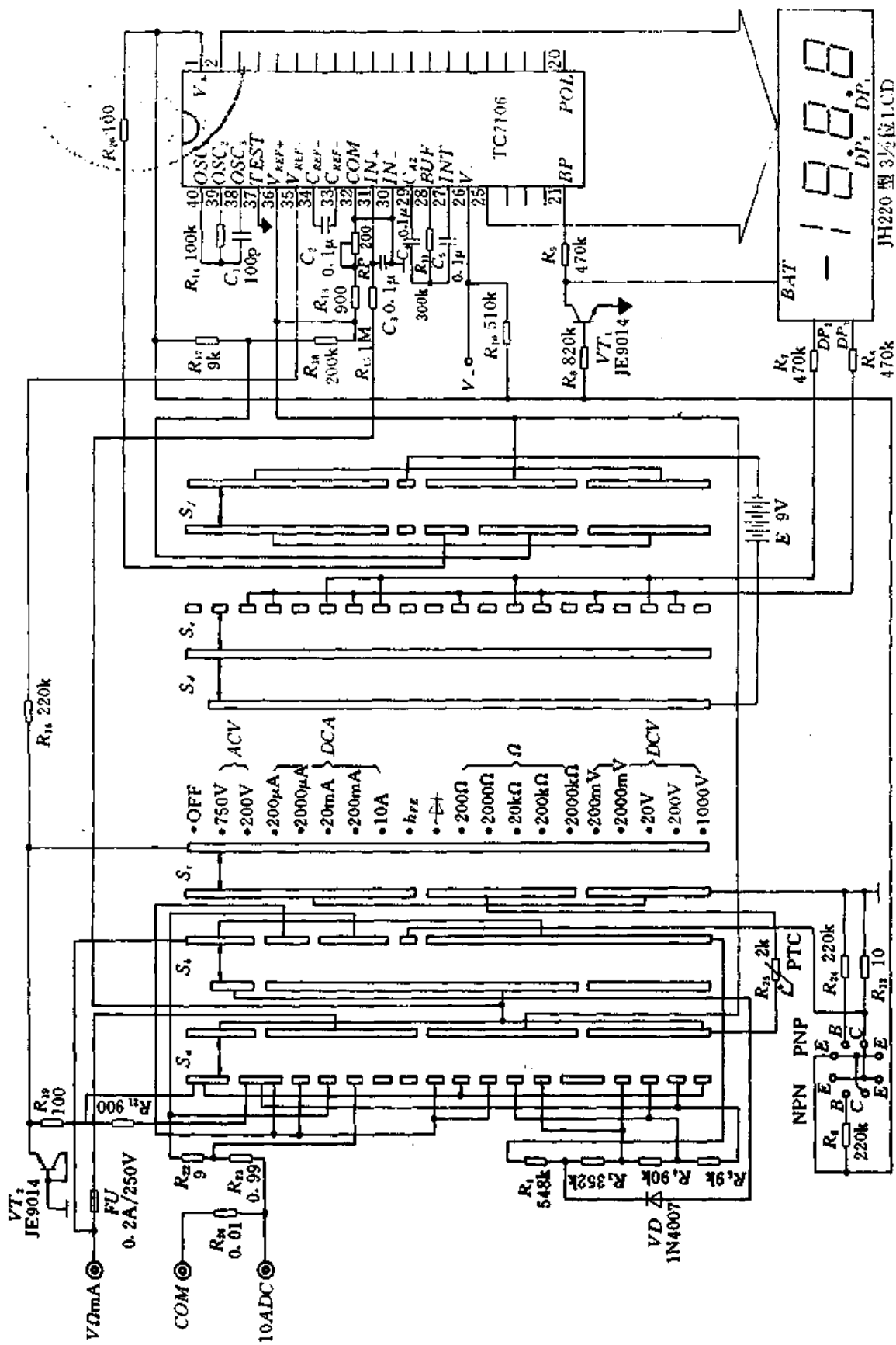
万用表的总电路



附图 3 DT940C 型数字



万用表的总电路



附图4 M830B型数字万用表的总电路

参考文献

- 1 沙占友. 内燃机测试仪器的原理与维修. 北京:国防工业出版社,1985.11
- 2 沙占友. 实用数字化测量技术. 北京:国防工业出版社,1991.9
- 3 沙占友,李学芝,邱凯. 新型数字电压表原理与应用. 北京:国防工业出版社,1995.5
- 4 沙占友,沙占为. 数字万用表的原理、使用与维修. 北京:电子工业出版社,1988.11
- 5 沙占友. 万用表妙用100例. 北京:电子工业出版社,1984.1
- 6 沙占友. 胜利牌数字仪器仪表原理与检修指南. 北京:电子工业出版社,1992.8
- 7 沙占友. 万用表测量技巧. 北京:电子工业出版社,1992.7
- 8 沙占友,沙占为,高俊岭. 新型数字万用表原理与维修. 北京:电子工业出版社,1994.8
- 9 沙占友主编. 电子工程手册 新型数字多用表实用大全. 北京:电子工业出版社,1996.5
- 10 沙占友主编. 家电维修技术精华丛书⑦常用仪器仪表维修技术精选. 北京:电子工业出版社,1995.8
- 11 沙占友编译. 数字万用表业余制作与检修指南. 北京:人民邮电出版社,1992.11
- 12 沙占友,李学芝. 中外数字万用表电路原理与维修技术. 北京:人民邮电出版社,1993.12
- 13 冯占岭,王建军. 数字电压表的检定测试技术. 北京:中国计量出版社,1989
- 14 HP,Fluke,Harris,Teledyne,JRC,Philips,AD,MAXIM 等产品样本. 1990~1995
- 15 沙占友. 集成电路发展的新趋向,集成电路通讯,1991.№3
- 16 沙占友. 单片A/D转换器的发展及其应用,电子技术应用,1996.№1
- 17 沙占友. 数字多用表的发展趋向,仪表技术,1996
- 18 沙占友. 单片数字多用表集成电路综述,集成电路通讯,1995.№4
- 19 沙占友. 智能仪表专用集成电路及其应用,集成电路应用,1996
- 20 沙占友,沙占为. 数字多用表的扩展应用,电子技术,1995.№11
- 21 沙占友. 单片真有效值/直流转换器综述,电测与仪表,1994.№3
- 22 沙占友,高俊岭. HI7159 带微处理器 5½位 A/D 转换器的原理与设计,电子测量技术,1993.№1
- 23 沙占友. 数字/模拟条图双显示数字万用表设计原理,电测与仪表,1992.№5
- 24 沙占友. 新型数字钳流表的设计原理,电工技术,1993.№6
- 25 沙占友. 电源噪声滤波器,自动化仪表,1991.№9
- 26 沙占友. 单片开关式集成稳压器的原理及应用,1990.№8
- 27 沙占友. 基准电压源的应用,集成电路应用,1991.№4
- 28 沙占友. 语音处理器综述,电测与仪表,1995.№10
- 29 沙占友,姚树瑞,李凤学. AD737 型真有效值/直流转换器,集成电路通讯,1996.№1
- 30 沙占友. 数字多用表的发展趋向,仪表技术,1996.№3