

“十一五”高等院校规划教材


# ELECTRONIC SYSTEM DESIGN

◎ 本书配套多媒体教学课件

# 电子系统设计

## — 专题篇

黄 虎      奚大顺      编著  
曾国强 余小平 薛滨杰

 北京航空航天大学出版社

B

## 内 容 简 介

本书为《电子系统设计—基础篇》的续篇，主要介绍了测量技术、控制技术、无线电技术、数字化语音技术等领域以及可靠性设计技术（含电磁兼容、抗干扰）的相关知识和设计方法。内容紧密结合工程实际，简化工作原理与计算，叙述上力求循序渐进。各章均附有小结与设计练习，以利于自学。

本书可以作为电子信息专业本科和硕士研究生教材或者电子设计竞赛培训教材，也适合广大电子系统设计者使用。

# 前言

当面临一个电子系统设计课题时,应该具备哪些知识与技能方能成功的设计并制作出符合其功能与可靠性要求的产品呢?就知识而言,应当具有较为深入的理论基础与设计知识;就技能而言,必须掌握电子EDA、测试工具的使用等等。前者依靠相应的基础学科,如数字电子技术等以及本书基础篇所介绍的设计知识。后者则依靠实践的锻炼。但是,仅有上述的知识与技能还不够,许多课题还涉及到很多专门知识。例如,即使设计一个比较简单的温控系统,还必须了解传感器知识、控制算法、电力电子器件等知识,而为了达到系统能“耐用”,还必须在设计的全过程贯穿可靠性设计的思想。本书专题篇正是补充这方面的知识。

测量是感知和识别电子系统的属性与量值信息的技术,本身涉及的知识面很宽;测控是电子技术主要的应用领域;无线电技术是IT业的基础;数字化语音处理是当前应用比较广泛的技术;而可靠性则是电子系统的基石。

时至今日,电子技术的知识已浩若瀚海,本书只撷取了以上几个常见的、非常有限的内容加以介绍,真可以说“挂一漏万”。

本书在取材与编写上力求避免繁琐的数学推导、紧密结合工程实际,尽量采用新技术、新成果,叙述简明扼要、循序渐进,每章均附有小结和设计练习,以利于自学。

本书可以作为电子信息专业本科和硕士研究生教材或者电子设计竞赛培训教材,也适合广大电子系统设计者使用。

黄虎、奚大顺为本书主编。黄虎编写了第1章,曾国强编写了第2章,薛滨杰编写了第3章,余小平编写了第4章,奚大顺编写了第5章和1.1节。

在编写的过程中,参阅了大量的文献与参考资料,书末所附文献可供读者进一步了解相关内容,也在此一并致谢。

由于作者水平所限,错误不妥在所难免,恳望广大读者提出宝贵意见。

笔者

2008.9.18

于成都理工大学

# 目 录

第 1 章 测量技术 .....	1
1.1 阻抗测量 .....	1
1.1.1 阻抗的基本概念 .....	1
1.1.2 电阻测量 .....	3
1.1.3 电容测量 .....	8
1.1.4 电感测量 .....	10
1.1.5 Q 表 .....	12
1.2 交直流电压、交直流电流测量 .....	22
1.2.1 直流电压测量 .....	23
1.2.2 交流电压测量 .....	24
1.2.3 直流电流测量 .....	33
1.2.4 交流电流测量 .....	36
1.2.5 频率、时间、相位差测量 .....	38
1.2.6 功率测量 .....	48
1.2.7 设计实例 .....	49
1.3 信号源 .....	55
1.3.1 正弦信号发生器 .....	57
1.3.2 脉冲信号发生器 .....	64
1.3.3 其它信号发生器 .....	65
1.3.4 设计实例 .....	91
1.4 数字示波器 .....	98
1.4.1 数据采集方法与电路 .....	103
1.4.2 数据存储与显示 .....	122
1.4.3 设计实例 .....	136
1.5 失真度测量 .....	156
1.5.1 失真度测量的基本原理 .....	156
1.5.2 基于数控滤波器的失真度测量 .....	158
1.5.3 基于 FFT 的失真度测量 .....	164
1.5.4 设计实例 .....	168
小 结 .....	171
设计练习 .....	172
第 2 章 控制技术 .....	174
2.1 常用传感器 .....	174
2.1.1 光电传感器 .....	174

2.1.2	温度传感器 .....	191
2.1.3	其它传感器 .....	200
2.2	信号调理电路 .....	202
2.2.1	仪表放大器 .....	202
2.2.2	差分 ADC 及其驱动 .....	209
2.3	电机 .....	218
2.3.1	直流电机及其驱动 .....	218
2.3.2	步进电机及其驱动 .....	231
2.3.3	舵机及其驱动 .....	238
2.4	控制算法 .....	244
2.4.1	PID 控制算法原理及程序 .....	245
2.4.2	模糊控制算法原理及程序 .....	249
2.4.3	设计实例 .....	255
小 结	.....	257
设计练习	.....	257
第 3 章	无线电技术 .....	260
3.1	无线电信号 .....	260
3.1.1	非正弦周期信号 .....	260
3.1.2	非正弦周期信号的频谱 .....	264
3.2	传输线 .....	266
3.2.1	传输线的类型 .....	266
3.2.2	传输线的特性阻抗 .....	267
3.2.3	均匀传输线上的波 .....	268
3.2.4	微带线 .....	269
3.3	谐振电路 .....	270
3.3.1	LC 串联谐振回路的特性 .....	271
3.3.2	LC 并联谐振回路的特性 .....	272
3.3.3	串联电路和并联电路的互相转换 .....	273
3.3.4	串联谐振回路的通频带 .....	275
3.3.5	并联谐振回路的通频带 .....	277
3.3.6	电感线圈 Q 值的测量 .....	278
3.4	天线 .....	279
3.4.1	天线的基本参数 .....	279
3.4.2	电波在平面地上的传播特征 .....	281
3.5	无线电技术应用 .....	282
3.5.1	MF RC522 非接触式读写卡芯片 .....	282
3.5.2	MF RC522 的引脚及功能 .....	282
3.5.3	MF RC522 的工作原理 .....	284
3.5.4	MF RC522 应用 .....	285

小 结 .....	286
设计练习 .....	287
第 4 章 数字化语音信号处理 .....	288
4.1 语音编码 .....	288
4.1.1 语音编码简介 .....	288
4.1.2 语音编码应用举例 .....	291
4.1.3 语音录放应用举例 .....	296
4.2 语音合成 .....	308
4.2.1 语音合成简介 .....	308
4.2.2 语音合成应用实例 .....	309
4.3 语音识别 .....	314
4.3.1 语音识别技术简介 .....	314
4.3.2 语音识别集成电路 HL7003 及其应用 .....	315
4.4 说话人识别 .....	318
4.4.1 说话人识别技术简介 .....	319
4.4.2 RSC-4128 信号处理器简介 .....	320
小 结 .....	321
设计练习 .....	321
第 5 章 可靠性设计 .....	323
5.1 可靠性基本概念 .....	323
5.1.1 可靠性特征量参数 .....	323
5.1.2 失效率曲线 .....	326
5.1.3 失效分布类型 .....	327
5.1.4 电子系统可靠性估算 .....	328
5.2 可靠性设计方法 .....	348
5.2.1 硬件电路的综合与优化 .....	350
5.2.2 合理选择元器件 .....	351
5.2.3 减额设计 .....	352
5.2.4 容错设计 .....	357
5.2.5 耐环境设计 .....	360
5.2.6 冗余设计 .....	363
5.3 抗干扰设计 .....	364
5.3.1 有关干扰的基本概念 .....	364
5.3.3 软件可靠性设计与抗干扰技术 .....	385
小 结 .....	393
设计练习 .....	394
参考文献 .....	395

# 第 1 章 测量技术

俄国著名科学家门捷列夫 (Д.И. Менделеев) 曾说过：“测量是认识自然界的主要工具”，“没有测量就没有科学”。

获取被测对象信息的技术称为测量技术，为此，人们借助于专门的设备——测量仪器去感知和识别有关被测对象的属性和量值的信息，并且以便于人们利用的形式表示出来。

电子测量技术泛指以电子技术为基本手段的一种测量技术，它是电子系统的基石。从元器件的筛选、系统的制造、系统质量的监控到系统的维护没有一个环节能离开电子测量技术。

## 1.1 阻抗测量

阻抗测量指的是电阻、电容、电感以及相关的 Q 值、损耗角  $\delta$ 、电导 G 的测量。

### 1.1.1 阻抗的基本概念

对于图 1.1.1 (a) 所示的单口或多口网络，端口两端电压  $\dot{V}$  与流入端口的电流  $\dot{I}$  之比即为阻抗 Z

$$Z = \frac{\dot{V}}{\dot{I}} = R + jX = |Z| e^{j\theta} = |Z| (\cos\theta + j\sin\theta)$$

若所施加的为直流电压 V，则

$$Z = \frac{V}{I} = R$$

若所施加的为交流电压，则阻抗在直角坐标系中可分解为实部与虚部两部分，即为复数阻抗。阻抗也可以在极坐标系中用幅度 |Z| 和相角  $\theta$  表示，如图 1.1.1 (b) 所示。

$$|Z| = \sqrt{R^2 + X^2}, \quad \theta = \arctg \frac{X}{R}$$

$$R = |Z| \cos\theta, \quad X = |Z| \sin\theta$$

导纳 Y 为阻抗 Z 的倒数

$$Y = \frac{1}{Z} = \frac{1}{R^2 + X^2} + j \frac{-X}{R^2 + X^2} = G + jB = |Y| e^{j\phi}$$

其中 G 为电导，B 为电纳，|Y| 和  $\phi$  分别为导纳的幅度和导纳角。

实际的电阻器、电容器和电感器均存在着损耗、寄生电容和寄生电感。因此工作频率、工作电流、工作环境温度和湿度等都会对阻抗的有效值（考虑了寄生参数影响的阻抗值）产生影响，表 1.1.1 为 RLC 的等效电路模型。

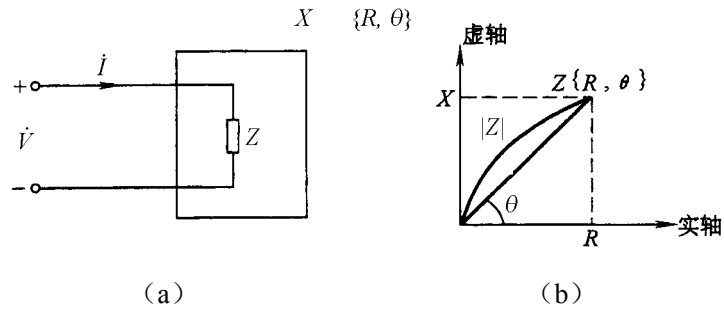


图 1.1.1 (a) 阻抗定义示意图

表 1.1.1 电阻器、电容器、电感器等效电路模型

元件类型	组成	等效电路模型	等效阻抗
电阻器	理想电阻		$Z=R$
	考虑引线电感		$Z = R + j\omega L_0$
	考虑引线电感和分布电容		$Z = \frac{R + j\omega L_0 \left[ 1 - \frac{C_0}{L_0} (R^2 + \omega^2 L_0^2) \right]}{(1 - \omega^2 L_0 C_0)^2 + \omega^2 C_0^2 R^2}$
电容器	理想电容		$Z = \frac{1}{j\omega C}$
	考虑泄漏、介质损耗等		$Z = \frac{R_0}{1 + \omega^2 C^2 R_0^2} - j \frac{\omega C R_0^2}{1 + \omega^2 C^2 R_0^2}$
	考虑泄漏、引线电阻和电感		$Z = \left( R'_0 + \frac{R_0}{1 + \omega^2 C^2 R_0^2} \right) + j \left( \omega L_0 - \frac{\omega C R_0^2}{1 + \omega^2 C^2 R_0^2} \right)$
电感器	理想电感		$Z = j\omega L$
	考虑导线损耗		$Z = R_0 + j\omega L$
	考虑导线损耗和分布电容		$Z = \frac{R_0 + j\omega L \left[ 1 - \frac{C_0}{L} (R_0^2 + \omega^2 L^2) \right]}{(1 - \omega^2 L C_0)^2 + \omega^2 C_0^2 R_0^2}$

表 1.1.2 为 RLC 的典型频率响应情况。

表 1.1.1 实际的电阻器、电感器和电容器的典型频率响应

电阻器的频率响应	电感器的频率响应	电容器的频率响应
<p>理想R 高阻值电阻</p> <p>理想R 低阻值电阻</p>	<p>理想L 普通电感</p> <p>理想L 磁心损耗高的电感</p>	<p>理想C</p>

## 1.1.2 电阻测量

电阻的测量方法较多，主要有：

### 1. 直流电桥法

最经典的传统电阻测量方法为直流双臂凯尔文（Kelvin）电桥法，其原理电路如图 1.1.2 所示。电桥的四个臂分别由标准电阻  $R_1$ 、 $R_2$  待测电阻  $R_x$ ，桥臂电阻  $R_3$  组成，电阻由直流电源  $E$  供电，灵敏检流计  $G$  接于电桥的另一对角线。当电桥平衡时，

$$R_x = \frac{R_1 R_3}{R_2}$$

这样测量方法适合用测量低阻值电阻，其精度可达 0.1%，但需手动调整。

利用上述方法并数字化的仪器有 QJ84 型数字式直流电桥，可直接显示测量结果，精度达 0.5%，测量范围：20mΩ~20kΩ。

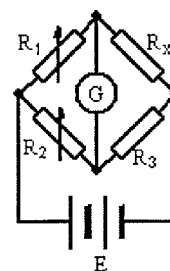


图 1.1.2 直流电桥测电阻

### 2. 比例法

比例法电阻测量是广泛采用的一种电阻测量方法。其典型电路之一如图 1.1.3 所示。它由基准电压源  $V_r$ 、被测电阻  $R_x$ 、标准电阻  $R_s$ 、运算放大器  $OA$  以及数字电压表  $DVM$  组成。由图可知：

$$V_{in} = \frac{R_x}{R_s} V_r \text{ 或 } R_x = \frac{V_{in}}{V_r} R_s$$

由  $DVM$  测得的电压即可反映出待测电阻  $R_x$  的大小。  $R_s$  可用以确定其量程。

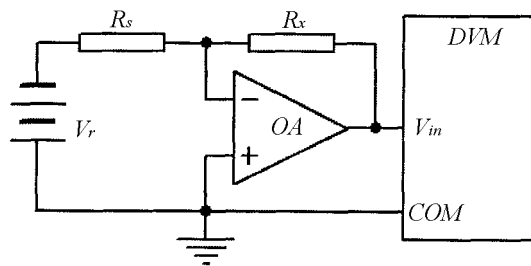


图 1.1.3 比例法电阻测量电路

图 1.1.4 (a) 为数字万用表利用比例法测量电阻的原理电路。 $3\frac{1}{2}$  位 ADC 7106 的参考电压  $V_{ref}$  由外部提供的基准电压  $V_+$  在标准电阻  $R_S$ 、待测电阻  $R_x$  串联电路的电流  $I$  在  $R_S$  上的压降提供。由于 ICL7106 的输入端 (IN) 漏电流约为 1pA, 故可以认为流过  $R_S$  与流过  $R_x$  的电流相等, 均为  $I$ 。因此

$$I = \frac{V_{ref}}{R_S} = \frac{V_{in}}{R_x}$$

或

$$R_x = \frac{V_{in}}{V_{ref}} R_S$$

通过 ADC 输入电压  $V_{in}$  即可反映待测电阻的大小。

图 1.1.4 (b) 为数字万用表比例法电阻测量的实际电路。其中  $R_T$  (PTC 一正温度系数的热敏电阻) 和  $T_1$  的发射结用以构成输入过压 (如电阻测量时误接高电压) 的保护电路。 $T_2$  的发射结当成稳压管。 $R_2$  和  $C_3$  为 ADC 入端低通滤波。通过量程转换开关选择不同的  $R_S$  来改变量程, 对于该电路来说, 液晶显示器显示的计数  $N$  为

$$N = \frac{R_x}{R_S} \times 1,000$$

此电路的最大量程为 20MΩ。

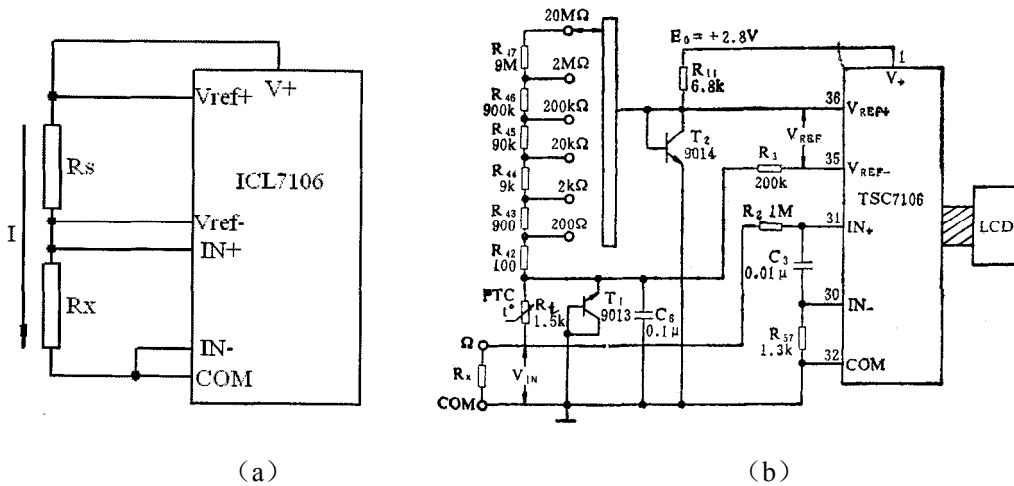


图 1.1.4 数字万用表比例法电阻测量电路

### 3. 恒流源法

恒流源电阻测量的原理电路如图 1.1.5 所示。这个电路实质上是一个  $I-V$  转换电路。恒流源提供恒定准确的电流  $I_S$ , 则 DVM 的输入电压  $V_{in}$

$$V_{in} = I_S R_x$$

$V_{in}$  反映了待测电阻  $R_x$  的大小。改变恒流源的电流即可切换量程。表 1.1.3 为某欧姆表电阻测量量程与  $I_S$ 、 $V_{in}$  的关系。由表可知, 高阻测量需  $<5\mu A$  的

表 1.1.3 某欧姆表的量程

量程范围	恒流源	满度电压
200Ω	1mA	0.2V
2kΩ	1mA	2.0V
20kΩ	100μA	2.0V
200kΩ	10μA	2.0V
2MΩ	5μA	10.0V

$I_S$ , 实现起来有一定难度。

此种方法, 在测量低电阻时由引线引起的误差较大。图 1.1.6(a)中的  $R_1$  和  $R_2$  为引线电阻, 此时

$$V_{in} = I_S (R_x + R_1 + R_2)$$

为减小其影响, 可采用图 1.1.6 (b) 所示四端测量法。电路中  $R_{1-1}$  对  $I_S$  无影响, 运算  $OA$  的反相输入端电流近似为 0, 故  $R_{1-2}$  上的压降为 0。由于  $DVM$  的入端电阻很大, 流经  $R_{2-2}$  的电流近似为 0,  $R_{2-2}$  上的压降为 0, 故  $V_{in}$  仍然等于  $I_S R_x$ , 避免了引线的影响。

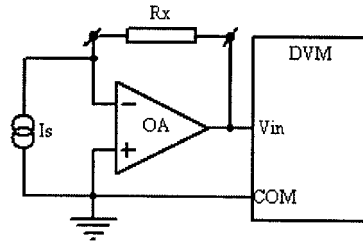
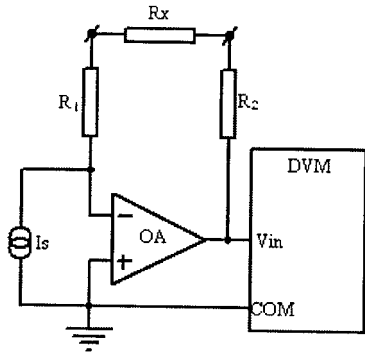
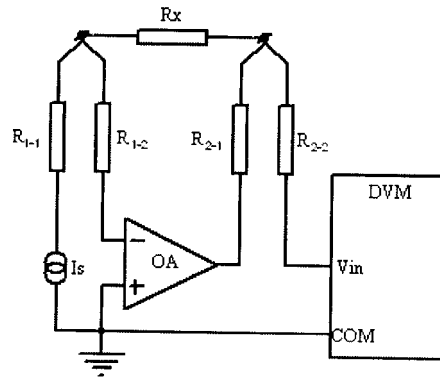


图 1.1.5 恒流源法测电阻



(a)



(b)

图 1.1.6 四端恒流源电阻测量

#### 4. 复阻抗测量法

复阻抗测量法的原理与实现请参阅 1.1.5 节。电阻测量是复阻抗测量的一个特殊情况。

#### 5. $R$ - $f$ 测量法

利用  $RC$  做为定时元件的各种振荡器, 如  $RC$  多谐振荡器、 $RC$  文氏电桥振荡器等, 由于其振荡频率由定时元件  $R$  和  $C$  决定, 故可以通过精确测频, 由单片机  $MCU$  等计算出待测电阻值。

图 1.1.7 由  $NE555$  ( $CC7555$ ) 和待测电阻  $R_x$ 、标准电阻  $R_s$ 、标准电容  $C_s$  组成的一个典型的  $RC$  多谐振荡器。

电路的振荡频率

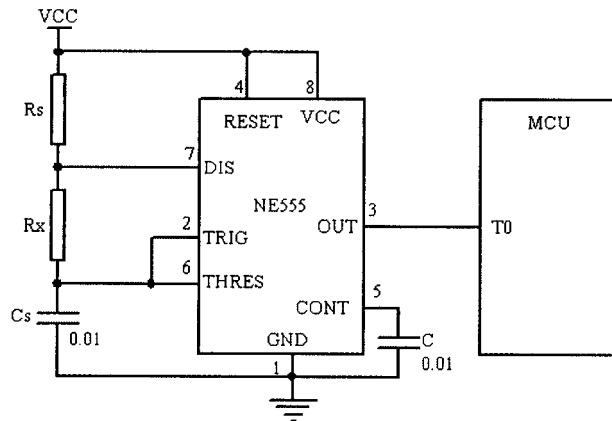


图 1.1.7  $RC$  多谐振荡器测电阻

$$f = \frac{1}{(R_S + 2R_x) C_S \ln 2}$$

或

$$R_x = \frac{1}{2} \left( \frac{1}{C_S f \ln 2} - R_S \right)$$

如果标准电阻  $R_S$  采用金属膜  $\pm 0.1\%$  的精密电阻, 认为其为常数的话, 则

$$R_S + 2R_x = \frac{1}{C_S f \ln 2}$$

$$2\Delta R_x = -\frac{\Delta f}{C_S f \ln 2} - \frac{\Delta C}{C_S^2 f \ln 2}$$

$$\left| \frac{\Delta R_x}{R_S / 2 + R_x} \right| = \left| \frac{\Delta f}{f} \right| + \left| \frac{\Delta C_S}{C_S} \right|$$

即  $R_x$  的测量精度取决于测频误差与标准电容的误差。测频精度可以由以 *MCV* 或 *FPGA* 为核心的各种高精度测频电路和较高的中心频率来保证 (请参阅本书相应内容),  $C_S$  的稳定性可由选用高质量的电容器, 如 *CC4* 型多层陶瓷电容 (独石电容) 来保证。电容器的公差可由软件修正。采用这些措施以后, 可达到  $< \pm 1\%$  的读数误差。

## 6. 绝缘电阻测量法

在电气工程上, 经常需要对发电机、电动机、变压器、断路器等电力设备和输电电缆的绝缘电阻进行测定, 绝缘电阻是上述设备的一项重要指标。

绝缘电阻和普通电阻的测量有两个不同之处: 一个是按电气检测规定, 必须在被测端加上测试电压, 测试电压有 50V/100V/250V/500V/1,000V/2,000V/2,500V/5,000V/10,000V 共九种, 其中以 500V 和 1,000V 应用最多; 第二个不同处是绝缘电阻阻值高, 通常在  $0.5\text{M}\Omega \sim 10\text{G}\Omega$  ( $10^9\Omega$ )。

因此, 绝缘电阻测量仪总是由高压发生器和高阻测量两部分组成。

早期传统的绝缘电阻测量仪由带稳速装置的高压发电机和基于  $V-I$  测量原理的电阻测量部分组成, 俗称“摇表”。

图 1.1.8 为一种指针式电子兆欧表的电路。图中 555 定时器接成多谐振荡器形式, 产生均 85KHz 的方波脉冲。经功率  $VT_1$  驱动脉冲变压器  $T$ , 在其次级经半波整流滤波后产生约 1,000V 的测试直流电压。流过  $100\mu\text{A}$  电流表  $M$  的电流

$$I_M = \frac{1,000}{R_x}$$

$R_x$  的最大值约为  $1,000\text{M}\Omega$  ( $1\text{G}\Omega$ )。电路中  $RP_2$  为  $M$  的分流电阻, 用以校准读数。 $R_5$  为短路保护电阻。 $D_2$ 、 $D_3$  为电流表保护二极管。

图 1.1.9 为数字式兆欧表的原理框图。它由直流高压产生电路、测量电路和以 *MCV* 为核心的数字电路组成。

图 1.1.10 (a) 为直流高压产生电路, 它和图 1.1.7 的电路的区别仅仅是取消了指针式电

表的相应电路。HV=1,000V。图 1.1.10 (b) 为其测量电路。对于  $4\frac{1}{2}$  位 ADC7135 而言，其输出的数字值  $N$  为：

$$N = \frac{V_i}{V_r} \times 10,000 = \frac{\frac{R_2}{R_1 + R_2} HV}{\frac{R_S}{R_x + R_S}} \times 10000 = \frac{R_2(R_x + R_S)}{R_S(R_1 + R_2)} \times 10000$$

∴  $R_1 \gg R_2, R_x \gg R_S,$

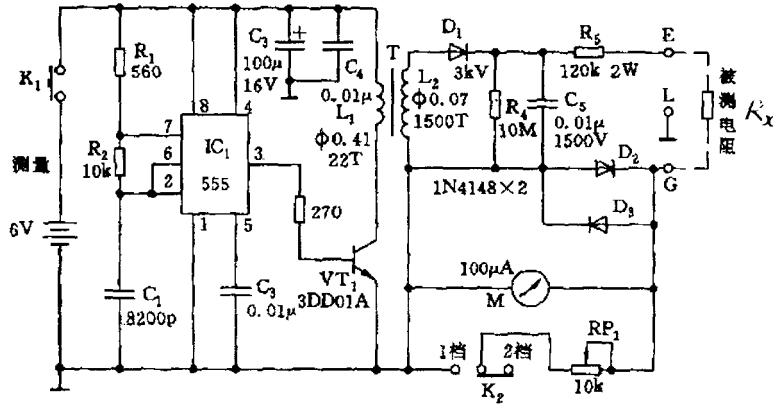


图 1.1.8 指针式电子兆欧表电路

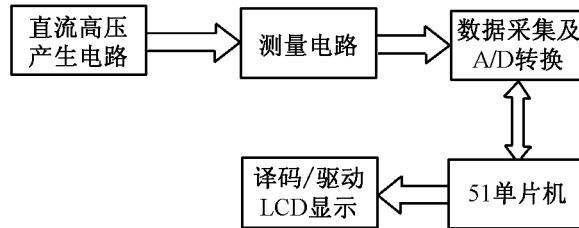
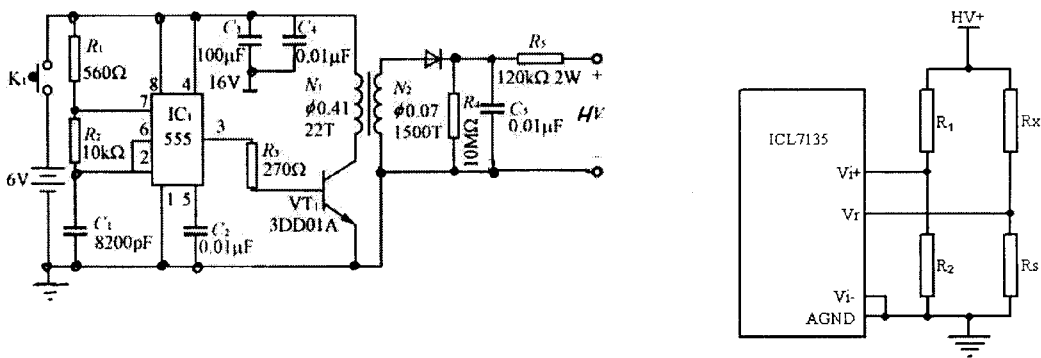


图 1.1.9 数字式兆欧表原理框图



(a)

(b)

图 1.1.10 数字式兆欧的电路

$$\begin{aligned} \therefore N &\approx \frac{R_x R_2}{R_S R_1} \times 10000 \\ \text{或} \quad R_x &= \frac{R_S R_1}{10000 R_2} \times N \end{aligned}$$

由于  $R_1$ 、 $R_2$ 、 $R_S$  均为定值, 故由  $N$  值可求得  $R_x$ 。 $R_1$ 、 $R_2$ 、 $R_S$  的选取应注意勿超过 ICL7135  $V_r$  和  $V_i$  的极限值。

此表的 MCV 电路可很容易的设计出来。

### 1.1.3 电容测量

#### 1. 交流电桥法

图 1.1.11 (a) 为典型的四臂电桥, 若被测阻  $Z_x$  和标准阻抗相邻连接, 为“臂比”电桥; 若被测阻抗  $Z_x$  与标准阻抗相对连接, 为“臂乘”电桥。对于 (a) 图的电桥, 其平衡条件为:

$$\frac{Z_x}{Z_1} = \frac{Z_3}{Z_2} \quad \text{或} \quad Z_x Z_2 = Z_1 Z_3$$

若  $Z_3$  取为标准阻抗  $Z_S$ ,  $Z_1$ 、 $Z_2$  为固定阻抗, 构成臂比电桥, 则

$$Z_x = \frac{Z_1}{Z_2} Z_S$$

$$\begin{aligned} \therefore Z_x &= R_x + jX_x, & Z_S &= R_S + jX_S \\ \text{令} \quad Z_1 / Z_2 &= \alpha + j\beta \end{aligned}$$

则可得到:

$$\begin{cases} R_x = \alpha R_S - \beta X_S \\ X_x = \beta R_S - \alpha X_S \end{cases}$$

若  $\alpha = 0$  或  $\beta = 0$  ( $Z_1/Z_2$  为纯虚数或纯实数), 则电桥平衡时,  $R_x$  和  $X_x$  可分别从标准元件  $R_S$  或  $X_S$  的刻度上读出。

电容测量时, 必须考虑泄漏和介质损耗, 常常可忽略引线电阻和电感, 用理想电容和介质电阻 (漏电阻、绝缘电阻) 的并联电路来等效, 如表 1.1.1 所示。这时可采用图 1.1.11 (b) 所示的并联电容臂比电桥进行测量。此时,

$$\begin{aligned} C_x &= \frac{R_2}{R_1} C_S \\ R_x &= \frac{R_1}{R_2} R_S \end{aligned}$$

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{1}{\omega C_S R_S}$$

式中  $\operatorname{tg} \delta$  为电容器损耗角的正切值， $\omega$  为激励电源的角频率。

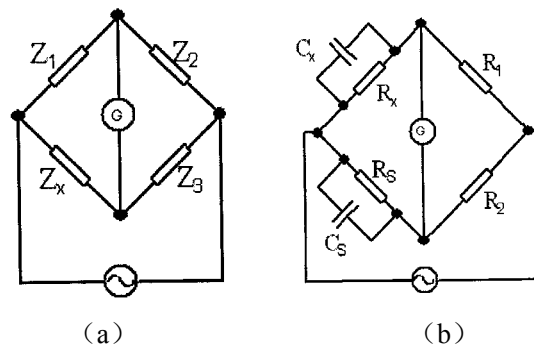


图 1.1.11 阻抗测量电桥

## 2. C-f 法

与 R-f 测电阻原理相同，利用 RC 振荡电路通过测频，也可以测出电容量来。在图 1.1.7 的电路中使两只定时电阻相等，即  $R_S = R_x$ ,  $C_S$  换为被测电容  $C_x$ ，则

$$f = \frac{1}{3R_S C_x \ln 2}$$

或

$$C_x = \frac{0.48}{R_S f}$$

切换  $R_S$  可满 C 测量范围的要求。测量误差：

$$\left| \frac{\Delta C_x}{C_x} \right| = \left| \frac{\Delta f}{f} \right| + \left| \frac{\Delta R_S}{R_S} \right|$$

其中  $\Delta f / f$  容易满足， $\Delta R_S / R_S$  可通过使用精密电阻和计算时加以修正的办法来满足。需要说明的是由于  $R_S$  误差的离散性，计算修正不是批量生产减少误差的办法。道理很简单，你不能对每台仪器使用含有不同修正系数的程序。

## 3. C-t 法

把电容量转换成与之相关的时间量，通过测量时间即可测出电容量来。最典型的 C-t 变换可由单稳触发器完成。通常情况下，单稳态电路的暂稳时间与定时常数 RC 的乘积成正比。

图 1.1.12 为一种数字电容测量电路。CMOS 双 555 定时器 7556 中的  $G_1$  为多谐振荡器电路，其振荡频率

$$f = \frac{1.44}{(R_5 / R_6 + 2R_7)C_2}$$

调整  $R_5$  和  $R_6$ ，当量程切换  $S_{2B}$  在选为  $R_5$  和  $R_6$  时的频率可为 193.4KHz 和 193.4Hz。此振荡信号做 CH267 计数、译码、LCD 驱动芯片的时钟信号。7556 的  $G_2$  接为单稳态电路，它输出正脉冲的宽度

$$t_w \approx 1.1(R_1 / R_2 / R_3 / R_4)C_x$$

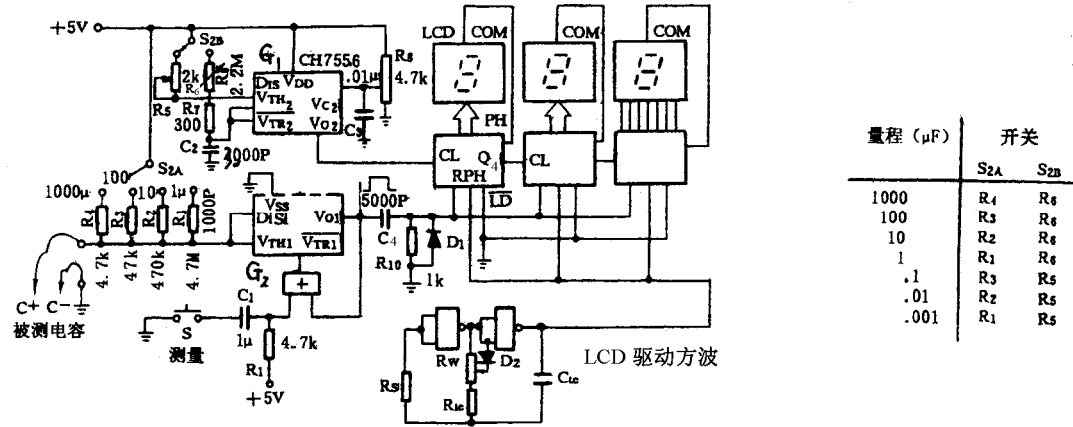


图 1.1.12 数字显示电容测量仪

由于  $R_1=10R_2=100R_3=1000R_4$ ，故可按 10 倍的关系扩展量程。例如，在 1、10、100、1,000 $\mu\text{F}$  4 个量程的最大电容量时， $t_w$  均等于 5.17s。此时计数器时钟频率为 193.44Hz，计数器的计数值一直为 1,000。只要另加控制电路控制小数的位置分别为 1.000、10.00、100.0 和 1000 则可直接测量 1~1,000 $\mu\text{F}$  的电容。 $G_2$  输出的正脉冲，经  $C_4$ 、 $C_{10}$  微分后，其上升沿使计数器复位，然后由 0 开始计数。在按下“测量”按钮 S 后，触发  $G_2$  产生定时脉冲。此脉冲的下降沿经过或门几十 ns 延时后，再次自动触发  $G_2$ ，使其连续测量。

显然，此电路只要交换标准电阻  $R_S$  为  $C_S$ ，则可以进行电阻测量。

$C-f$  和  $C-t$  法不能测量  $\text{tg}\delta$ 。

#### 4. 复阻抗测量法

不但可测量  $C$ ，还可以测出损耗  $\text{tg}\delta$ ，请参阅 1.1.5 节。

### 1.1.4 电感测量

#### 1. 交流电桥法

电感器参数一般均需考虑电感的导线电阻，即实际电感器可等效为一理想电感与导线电阻串联，如表 1.1.1 中所示。常用电感测量有图 1.1.13 (a) 所示的海式电桥，在平衡时

$$L_x = \frac{R_2 R_4 C_S}{1 + (\omega C_S R_S)^2}$$

$$R_s = \frac{R_2 R_4 R_S (\omega C_S)^2}{1 + (\omega C_S R_S)^2}$$

$$Q = \frac{1}{\omega C_S R_S}$$

式中  $Q$  为电感器的品质因数。

图 1.1.13 (b) 为麦克斯韦-韦恩电桥。电桥平衡时

$$L_x = R_2 R_4 C_S$$

$$R_x = \frac{R_2 R_4}{R_S}$$

$$Q = \omega C_S R_2$$

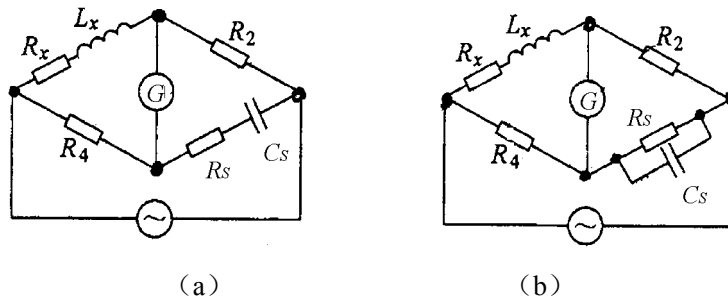


图 1.1.13 电感测量电桥

## 2. $L-f$ 法

利用  $LC$  振荡器频率与谐振电感的关系，可以测出电感量。

图 1.1.14 为以共基极电容三点式（考比兹-Colpitts）振荡器为核心的电感测量电路。 $T_1$  管振荡器的振荡频率为

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_x \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}}$$

或

$$L_x = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C}$$

式中  $C = C_1 C_2 / (C_1 + C_2)$

其测量误差为

$$\left| \frac{\Delta L}{L} \right| = \left| \frac{2\Delta f}{f} \right| + \left| \frac{\Delta C}{C} \right|$$

即由测频误差和电容误差来决定。

该电感测量方案有二个缺陷：一是只能测小电感量 ( $<10\text{mH}$ )，二是无法测出电感器的另一重要参数  $Q$ 。

### 3. 复阻抗测量法

复阻抗测量法可以同时测量出电感量和  $Q$ ，实现方法请参阅 1.1.5。

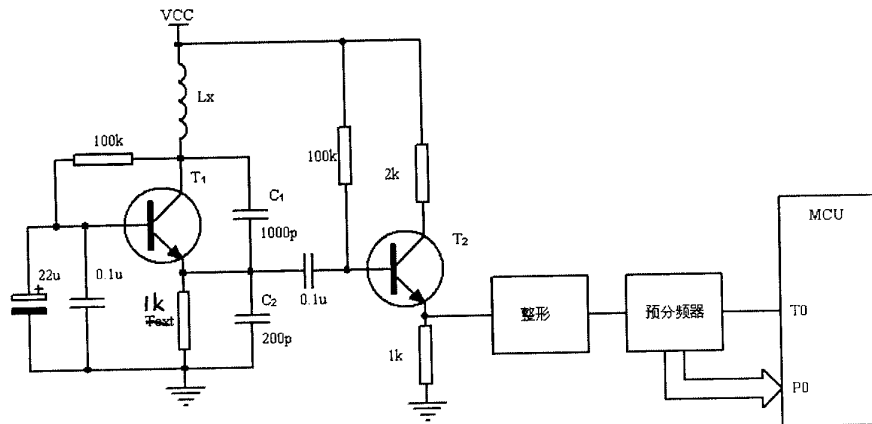


图 1.1.14  $L$ - $f$ 法电感测量电路

## 1.1.5 Q 表

### 1. 品质因数 $Q$ 和损耗系数 $D$ 、损耗角 $\delta$ 的基本概念

#### (1) 实际电容器的等效电路

图 1.1.15 中的实际电容  $C$  可等效为一理想电容  $C_p$  和并联等效电阻  $r_p$  的并联。 $r_p$  一般为电容器的介质绝缘电阻，代表了电能的损耗，其阻值随电容的介质性能有很大的差异；铝电解电容有时小于  $100\text{k}\Omega$ ，CC4 型多层陶瓷电容（独石电容）则  $>10^4\text{M}\Omega$ 。若电容两端的电压为  $\dot{V}$ ，流过  $r_p$  和  $C$  的电流分别为  $\dot{I}_r$  和  $\dot{I}_c$ ，则总电流  $\dot{I}$  和  $\dot{I}_c$  的夹角即为损耗角  $\delta$ ，如图 1.1.16 所示。损耗系数  $D$

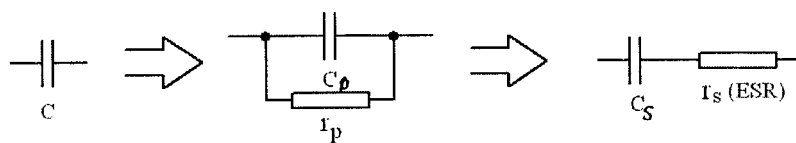


图 1.1.15 电容器的等效电路

$$D = \tan \delta = \frac{1}{2\pi f C_p r_p}$$

式中  $f$  为电容器测试时所加交流电的频率。

$r_p$  愈小， $\delta$ 、 $D$  愈小，电容器漏电愈小，能量损耗愈小。CD11

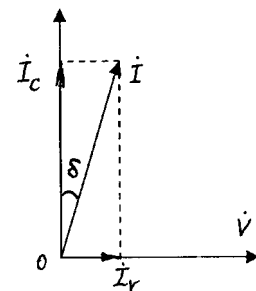


图 1.1.16 电容器的损耗角

型铝电解电容的  $\text{tg}\delta \leq 0.2$ 。CC4 的  $\text{tg}\delta \leq 15 \times 10^{-4}$

实际电容器也可等效为一个理想电容  $C_s$  和一个串联等效电阻  $r_s$  (ESR-Equivalent Series Resistor)。

$$D = 2\pi f C_s r_s$$

$$C_s = (1 + D^2) C_p$$

$$r_s = \frac{D^2}{1 + D^2} r_p$$

### (2) 实际电感器的等效电路

一个实际的电感器通常用一理想串联电感  $L_s$  和一个串联电阻  $r_s$  来等效，如图 1.1.17 所示。 $r_s$  一般为电感器导线的直流电阻，电感器的品质因数为

$$Q = \frac{2\pi f L_s}{r_s}$$

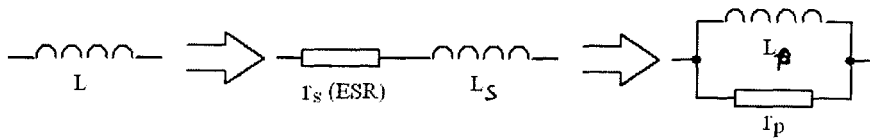


图 1.1.17 电感器的等效电路

一个实际的电感器也可以用一并联理想电容  $C_p$  和一个并联电阻  $r_p$  来等效。此时

$$Q = \frac{1}{D} = \frac{r_p}{2\pi f L_p}$$

$$L_p = (1 + D^2) L_s$$

$$r_p = \frac{1 + D^2}{D^2} r_s$$

### (3) 串联谐振电路的 Q 值

在图 1.1.18 的串联 LC 谐振电路里， $r$  为回路的总损耗电阻，它包含电感器  $L$  和电容  $C$  的损耗。回路的总阻抗

$$Z = r + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)$$

式中  $\omega$  为交流电压的角频率。谐振角频率  $\omega_0$  为

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \text{或} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

回路的特性阻抗  $\rho$

$$\rho = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

回路的品质因素  $Q$

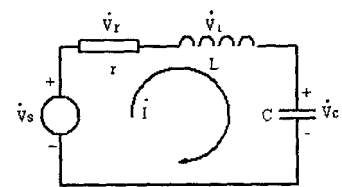


图 1.1.18 LC 串联谐振电路

$$Q = \frac{\omega_0 L}{r} = \frac{1}{\omega_0 C r} = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

品质因数反映了当产生电压谐振时，电容和电感上的电压与总电压之比

$$Q = \frac{V_L}{V} = \frac{V_L}{V}$$

同时  $Q$  直接影响回路的通频带  $BW_0$   $Q$  愈大， $BW$  愈小。

$$BW_{0.7} = \frac{f_0}{Q}$$

#### (4) 并联谐振电路的 $Q$ 值

$LC$  并联电流谐振电路如图 1.1.19 所示，其中电感的串联损耗电阻  $r_s$  可变换为并联等效损耗电阻  $r_p$ 。此时变换前的谐振角频率  $\omega_0$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

则变换后的并联  $r_p$  对应的角频率  $\omega_p$  为

$$\omega_p = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{cr_s}{L}}$$

$$\rho = \omega_p L = \frac{1}{\omega_p C} = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

$$Q_p = \frac{P}{r_s} = \frac{\sqrt{L/C}}{r_s}$$

$$r_p = Q_p \rho$$

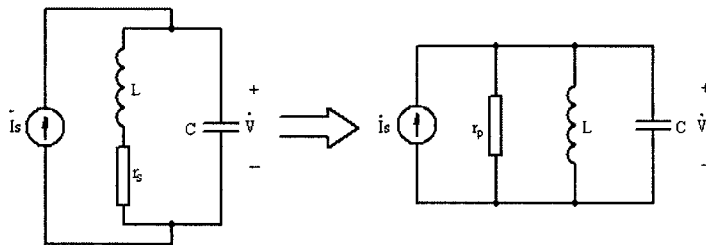


图 1.1.19  $LC$  并联谐振电路

## 2. 谐振法 $Q$ 、 $D$ 测量

### (1) 谐振法测量原理

由于电感、电容许多情况下组成  $LC$  谐振电路，故利用图 1.1.20 所示并联谐振电路来测量其参数 ( $L$ 、 $C$ 、 $Q$ 、 $D$ ) 更接近应用情况。图中电路由激励信号源、标准元件  $L_s$  和

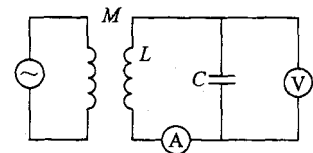


图 1.1.20 谐振法测量原理图

$C_S$ 、被测元件  $C_x$  或  $L_x$  和指示仪表组成。当回路谐振时

$$\omega = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

若测电感，则

$$L_x = \frac{1}{\omega_0^2 C_S}$$

若测电容，则

$$C_x = \frac{1}{\omega_0^2 L_S}$$

## (2) 谐振法 $Q$ 测量

图 1.1.21 为传统模拟式高频  $Q$  表的基本电路。高频振荡器提供各频段所需的激励信号， $C_1$  和  $C_2$  组成分压电路， $C_2$  上的电压  $V_1$  为  $LC$  串联谐振电路的信号电压， $C_2 \gg C_1$ 、 $C_2 \gg C_S$ ，并且  $C_1$ 、 $C_2$  的损耗应非常小。

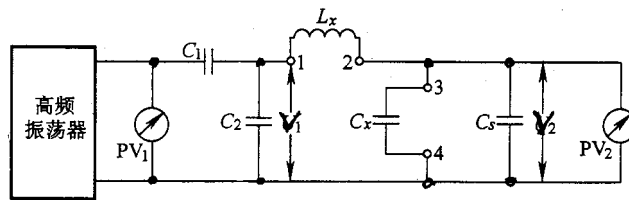


图 1.1.21 高频  $Q$  表原理图

测电感时，被测电感接至端子 1、2 之间，保持激励信号频率为某一固定值，调整标准电容  $C_S$  使回路串联谐振，即  $PV_2$  的指示为最大，此时

$$Q = \frac{V_2}{V_1}$$

可以把  $PV_2$  按  $Q$  值刻度，被测电感  $L_x$

$$L_x = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C_S}$$

当测电容时，首先将一辅助电感接于端子 1、2 之间，谐振后测出  $Q_1$ ，此时  $C_S$  为  $C_{S1}$ ；然后将被测电容接于 3、4 之间，重新调谐，测出  $Q_2$ ，此时  $C_S$  为  $C_{S2}$ 。则

$$C_x = C_{S1} - C_{S2}$$

$$r_p = \frac{1}{\omega C_{S1}} \times \frac{Q_1 Q_2}{Q_1 - Q_2}$$

$$D = \text{tg} \delta = \frac{C_{S1}}{C_{S1} - C_{S2}} \times \frac{Q_1 - Q_2}{Q_1 Q_2}$$

以 WY2853D 型高频  $Q$  表为例，其工作频率范围为：50KHz~150MHz， $Q$  值范围：1~1000， $L$  测量范围：0.02 $\mu$ H~200mH、误差  $\pm 3\% \pm 0.01\mu$ H， $C$  测量范围：1~200pF、误差  $\pm 1\% \pm 0.5pF$ 。可见  $L$ 、 $C$  的测量值，尤其是  $C$  值小，且需手动调整。但是由于  $L$ 、 $C$  多为高频应用，测量

条件与之较为贴近。

### 3. 矢量电流电压测量法

#### (1) 基本原理

矢量电流电压  $R$ 、 $L$ 、 $C$ 、 $Q$ 、 $D$  测量法实际上是一种比例复阻抗测量法。其基本原理可用图 1.1.22 (a) 所示的电路来说明, 图 (b) 为矢量图:

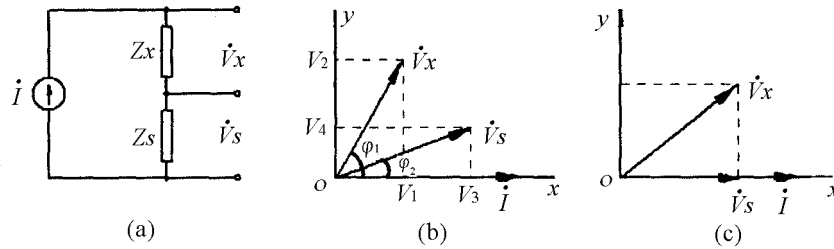


图 1.1.22 矢量电流电压法

$$Z_x = R_x + jX_x, \quad Z_s = R_s + jX_s$$

$\dot{V}_x$ 、 $\dot{V}_s$  在  $x$  和  $y$  轴上的投影分别为

$$\dot{V}_x = V_1 + jV_2 = V_x(\cos \varphi_2 + j \sin \varphi_2)$$

$$\dot{V}_s = V_3 + jV_4 = V_s(\cos \varphi_1 + j \sin \varphi_1)$$

$$\therefore \dot{I} = \frac{\dot{V}_x}{Z_x} = \frac{\dot{V}_s}{Z_s}$$

$$\therefore Z_x = \frac{\dot{V}_x}{\dot{V}_s} Z_s$$

为简化测量, 一般  $Z_s$  为纯电阻  $R_s$ , 则

$$\begin{aligned} Z_x &= \frac{\dot{V}_x}{\dot{V}_s} R_s = \frac{V_1 + jV_2}{V_3 + jV_4} R_s \\ &= \left( \frac{V_1V_3 + V_2V_4}{V_3^2 + V_4^2} + j \frac{V_2V_3 - V_1V_4}{V_3^2 + V_4^2} \right) R_s \end{aligned}$$

式中  $V_1$ 、 $V_2$ 、 $V_3$  和  $V_4$  均为可直接测量的标量电压。考虑数字化测量的要求, 这些电压均会由 ADC 转换为相应的数字量  $N$ , 且

$$V = kN$$

式中  $k$  为 ADC 的标度转换系数, 于是

$$Z_x = \left( \frac{N_1N_3 + N_2N_4}{N_3^2 + N_4^2} + j \frac{N_2N_3 - N_1N_4}{N_3^2 + N_4^2} \right) R_s$$

可以推导出表 1.1.4 所示的各被测参数

表 1.1.4 被测参数计算公式

等效电路	主参数	副参数
电容并联	$C_P = \frac{1}{\omega R_S} \times \frac{N_2 N_3 - N_1 N_4}{N_1^2 + N_2^2}$	$D_X = \frac{N_1 N_4 + N_2 N_3}{N_1 N_4 - N_2 N_3}$
电容串联	$C_S = \frac{1}{\omega R_S} \times \frac{N_3^2 + N_4^2}{N_2 N_3 - N_1 N_4}$	
电感并联	$L_P = \frac{R_S}{\omega} \times \frac{N_1^2 + N_2^2}{N_1 N_4 - N_2 N_3}$	$Q_X = \frac{N_2 N_3 - N_1 N_4}{N_1 N_3 + N_2 N_4}$
电感串联	$L_S = \frac{R_S}{\omega} \times \frac{N_1 N_4 - N_2 N_3}{N_3^2 + N_4^2}$	
电阻并联	$R_P = -R_S \times \frac{N_1^2 + N_2^2}{N_1 N_3 + N_2 N_4}$	$Q_X = \frac{N_2 N_3 - N_1 N_4}{N_1 N_3 + N_2 N_4}$
电阻串联	$R'_S = -R_S \times \frac{N_1 N_3 + N_2 N_4}{N_3^2 + N_4^2}$	

图 1.1.23 为实现上述测量的电路方案之一。测试信号发生器产生固定频率的正弦信号经驱动和  $R$  限流后供给复阻抗测试电路。由于运放  $OA$  的负信号输入端为“虚地”，故 1 点电压即为  $\dot{V}_x$

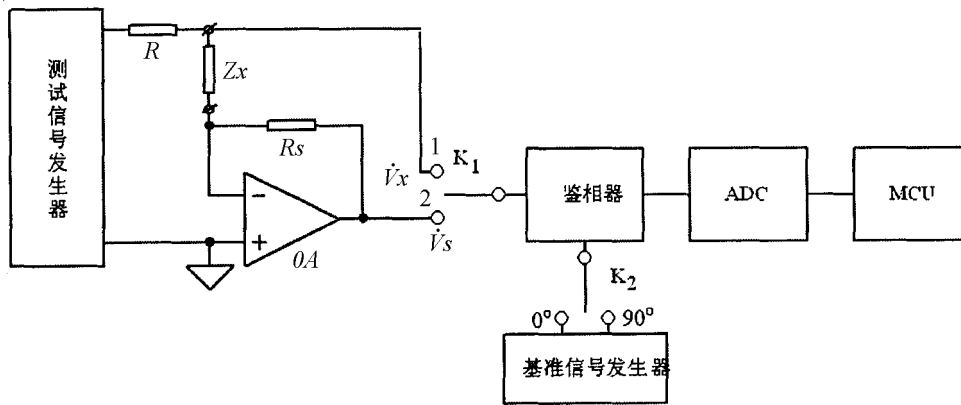


图 1.1.23 矢量电流电压测量法电路

$$\dot{V}_x = iZ_x$$

而  $I-V$  转换器  $OA$  的输出，2 点电压为

$$\dot{V}_s = -iR_s$$

即

$$Z_x = \frac{\dot{V}_x}{\dot{V}_s} R_s$$

故可以用表 1.1.4 各公式进行计算。

下面的问题是如何求出  $\dot{V}_x$ 、 $\dot{V}_s$  在  $x$  轴和  $y$  轴上的各投影值  $V_1$ 、 $V_2$ 、 $V_3$  和  $V_4$ 。这个任

务由鉴相器完成。鉴相器的一个输入端为测试信号  $\dot{V}_x$  或  $\dot{V}_s$ ，另一输入端二个正交的相位基准信号，鉴相器通过乘法运算完成数学上的投影，这一点下面结合具体鉴相器电路再进一步说明。表 1.1.5 列出了开关  $K_1$ 、 $K_2$  的四种选择及相应鉴相器、ADC 的输出。

表 1.1.5 鉴相器及 ADC 的四种信号

$K_1$	$K_2$	鉴相器输出 $V$	ADC 输出 $N$
$\dot{V}_x$	$0^\circ$	$V_1$	$N_1$
$\dot{V}_x$	$90^\circ$	$V_2$	$N_2$
$\dot{V}_s$	$0^\circ$	$V_3$	$N_3$
$\dot{V}_s$	$90^\circ$	$V_4$	$N_4$

如果鉴相器输入的是与  $\dot{V}_s$  相位不相关的二个正交基准信号，如图 1.1.22 (b) 所示，称为“自由轴法”。如果使  $\dot{V}_s$  和  $0^\circ$  相位基准信号严格同步，则

$$Z_s = \frac{-\dot{V}_x}{\dot{V}_s} R_s$$

可使计算公式更为简化，此称为“固定轴法”。这种方法由于  $\dot{V}_s$  随不同的元件、不同的元件值而变化，显然在技术上实现起来比较困难。所以一般均采用“自由轴法”。正交的相位基准信号可以由测试信号电路产生，也可以单独产生，只要严格正交即可。

所取得的  $V$  和  $N$  由  $MCV$  完成运算并给出最终结果。

下面将分别介绍各单元电路。

## (2) 测试信号发生器

正弦测试信号的频率应该为既稳定又准确，以减小测量和计算误差。同时其波形失真度要尽量小，以减小谐波分量对测量的影响。信号源还应当经功率驱动后输出，并且幅度要很稳定。

满足上述要求的信号产生的最简单的办法是采用集成直接频率合成芯片 (*Direct Digital frequency Synthesis-DDS*)。AD9851 是一款很适合此处应用的芯片。其时钟频率为 30~180MHz，32 位的频率调谐字，使其频率设置的分辨率为

$$\Delta f = \frac{f_{CLK}}{2^{32}}$$

式中  $f_{CLK}$  为时钟频率，若  $f_{CLK} = 30\text{MHz}$ ， $\Delta f = 0.0069\text{Hz}$ 。若测试频率为 1KHz，则频率的相对误差  $\Delta f / f = 0.00069\%$ 。即可以认为频率很准。由于  $DDS$  的信号由石英晶体振荡器为基准而产生，故频率稳定度在  $10^{-5}$  以上，即可以认为频率也很稳定。

AD9851 的正弦信号由 10 位  $DAC$  进行相位累加而获得，其失真度可由沃尔什展开式计算：

$$\gamma = 1 - \left[ \frac{\sin(\frac{\pi}{2^N})^2}{\frac{\pi}{2^N}} \right]^2$$

式中  $N$  为  $DAC$  的位数，AD9851 内部的  $DAC$  为 10 位，故所形成的正弦波的失真度

$\gamma \approx 0.0003\%$ ，其失真可以忽略。

测试信号的幅度由 AD9851 内部的基准电压源保证其稳定度。

AD9851 输出的正弦波的初相角可以由 5 位命令字确定，每位可控相角值  $\Delta\varphi = \frac{360^\circ}{2^5} = 11.25^\circ$ 。90°初相角设置值为 01000B。图 1.1.24 为利用二片 AD9851 产生 90°相位差正交信号的电路。此正交信号可做基准相位信号。

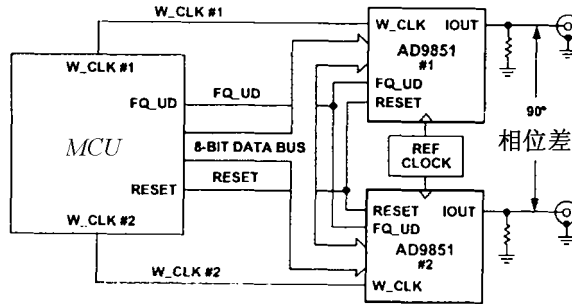


图 1.1.24 利用 AD9851 产生正交信号

AD9851 内部的比较器可以产生方波形基准相位信号以供模拟开关型鉴相器使用。

图 1.1.25 为分立元件组成的 DDS 正弦信号产生方案。2.56MHz 有源晶体振荡器的时钟脉冲经分频电路得到 2.56MHz、256kHz 和 25.6kHz 三个频率的时钟，由三选一模拟开关选择其一做为 256 分频器的时钟。A、B 为模拟开关地址控制。256 分频器的输出  $Q_0 \sim Q_7$  做为 2764A 8 位 8KB EEPROM 的地址输入。EEPROM 内  $A_8 \sim A_{12} = 0$ ， $A_0 \sim A_7$  256 个地址固化了正弦函数表，其具体数据示意于图 1.1.26 (a)。EEPROM 数据输出  $D_0 \sim D_7$  为 8 位 DAC 的数字输入。DAC 形成的正弦信号经 LBF 低通滤波后输出给测试电路。测试信号的频率分别可为 100Hz、1KHz 和 10KHz。其频率准确度由有源晶振测定，误差  $< 10^{-4}$ 。频率稳定度  $< 10^{-5}$ 。幅度稳定度由 DAC 的基准电压源决定。由于是 8 位 DAC，正弦信号的失真度约为  $\gamma = 0.005\%$ ，也非常小，即纯度很高。由于在信号频率选为 10KHz 时，DAC 的速度必须小于  $100\mu\text{s}/256 = 0.39\mu\text{s}$ ，故必须采用建立时间为  $0.1\mu\text{s}$  的乘法 DAC，如 TLC7528。

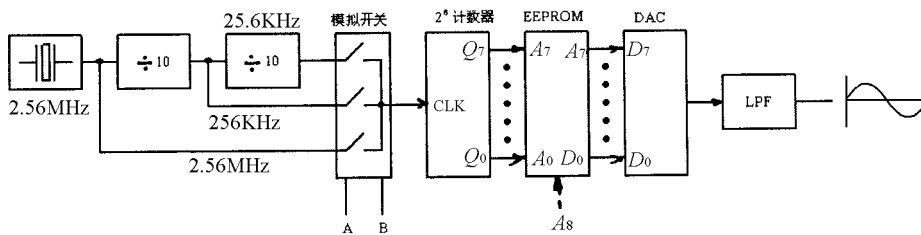


图 1.1.25 分立 DDS 正弦信号产生电路

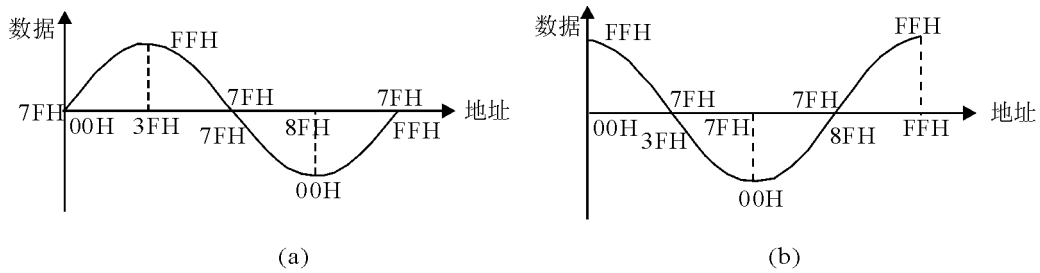


图 1.1.26 分立 DDS 正弦曲线

### (3) 矢量电流电压测试电路

图 1.1.23 所示  $Z_x$ 、 $R_s$ 、 $OA$  组成的是简单的测试电路。也可以采用图 1.1.27 所示电路。此电路中运放  $OA_1$ 、 $OA_2$ 、 $OA_3$  以及 4 只等值的精密电阻组成的高输入阻抗差分放大电路。其输出电压

$$\dot{V}_x = \frac{Z_x}{R_s} \dot{V}_s$$

$OA_1$ 、 $OA_2$  两个跟随器也可不用。

$OA_4$  电流电压转换器的输出电压

$$\dot{V}_s = -\dot{I}R_s$$

$$Z_x = -\frac{\dot{V}_x}{\dot{V}_s} R_s$$

被测元件各参数仍可参考表 1.1.4 分式计算。其中  $R_s$  采用不同阻值的精密纯电阻，可用以切换量程。

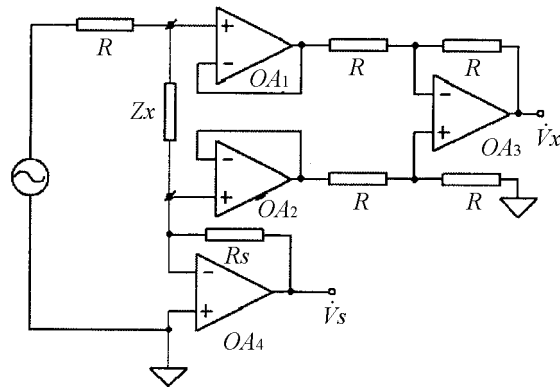


图 1.1.27 矢量电流电压测量的测试电路

### (4) 相位基准信号的产生

如果采用模拟乘法器做鉴相器，相位基准信号为正交的二个正弦信号。对于集成 DDS 来说，如图 1.1.24 的电路即可产生。对于分立 DDS 来说，可在图 1.1.25 的基础上另加一片 EEPROM，在  $A_9 \sim A_{12} = 0$  的前提下，在  $A_8 = 0$  的低 256 字节 (000H~0FFH) 装入图 1.1.26 (a)

的  $0^\circ$  正弦函数表；在  $A_8=1$  的 256 个字节 (100~1FFH) 装入图 1.1.26 (b) 所示的  $90^\circ$  ( $\cos \varphi$ ) 正弦函数表。两条路的 DAC 分别产生二个正交信号。

如果采用模拟开关鉴相器，则需要二个正交的方波信号，产生此种的方法之一就是 will 将正交正弦信号过零比较即可。

### (5) 鉴相器

矢量电流电压法的 4 个电压标量分别为

$$V_1 = V_x \cos \varphi_2, \quad V_2 = V_x \sin \varphi_2$$

$$V_3 = V_s \cos \varphi_1, \quad V_4 = V_s \sin \varphi_1$$

它们都是被测电压在  $x$  轴和  $y$  轴上的投影，也是被测电压的幅值与两个正交信号的相位差角余弦值的乘积。

实现鉴相器最直接的方法是使用模拟乘法器，图 1.1.28 为模拟乘法器的符号。其基本关系为

$$v_x(t) = V_{xm} \sin(\omega t - \varphi_1)$$

$$v_y(t) = V_{ym} \sin(\omega t - \varphi_2)$$

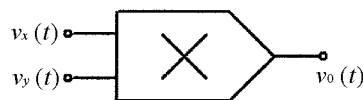


图 1.1.28 模拟乘法器

$$v_0(t) = v_x(t)v_y(t) = -\frac{1}{2}V_{xm}V_{ym} \{[\cos(2\omega t - (\varphi_2 + \varphi_1))] - [\cos(\varphi_2 - \varphi_1)]\}$$

利用 LPF 滤去  $2\omega t$  交流分量，则

$$v_0(t) = -\frac{1}{2}V_{xm}V_{ym} \cos(\varphi_2 - \varphi_1) = V_m \cos \varphi$$

式中  $V_m = -\frac{1}{2}V_{xm}V_{ym}$ ,  $\varphi = \varphi_2 - \varphi_1$ 。

若  $v_x(t)$  和  $v_y(t)$  中一个为被测交流电压，另一个为相位基准正弦信号，它就能实现分别在  $x$  轴和  $y$  轴上的投影运算。

模拟乘法器在调制、混频、锁相、滤波及鉴相中应用广泛，常见的四象限乘法器有 BG314 (早期产品)、MLT04、MC1495、AD633 和 AD834 等。其中 AD633、AD834 无需外部调整元件，使用起来更方便。

利用高速模拟开关实现鉴相的原理如图 1.1.29 所示。图(a)中 AS 为高速模拟开关， $v_x(t)$  为待测正弦信号， $v_r(t)$  为相位基准方波。图(b)为其工作波形， $v_r(t)$  为占空比严格为 50% 的方波，当它为高电平时，AS 接通，且导通电阻  $R_{on}$  忽略不计；它为低电平时，AS 断开。 $v_r(t)$  有  $\varphi$  的相位差。图(b)  $v_x(t)$  的阴影部分为导通波形。鉴相器的后级为低通滤波器，其输出为一个周期内阴影部分的平均值

$$\bar{V} = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\varphi+\pi} V_x(t) d(t)$$

若  $v_x(t) = v_m \sin \omega t$

则  $\bar{V} = \frac{V_m}{\pi} \cos \varphi$

所以该电路也能完成投影运算。

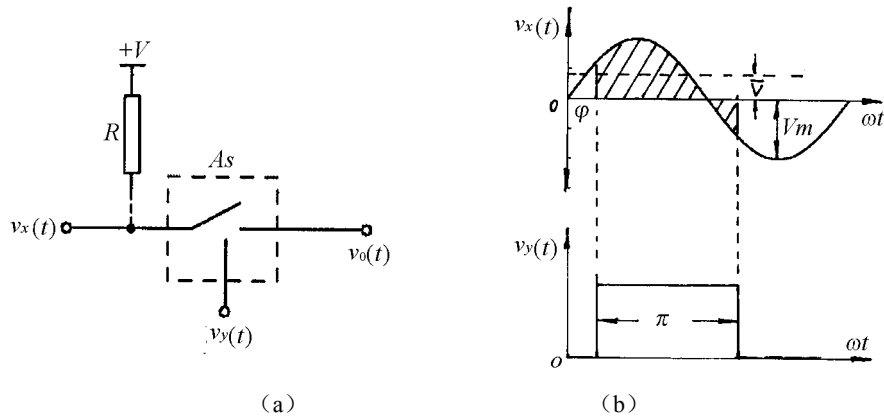


图 1.1.29 模拟开关鉴相器

由于高速模拟开关不能传递负极性信号，故实际电路如图 1.1.29 (a) 所示在输入端加偏置电平+V。在后续电路再扣除之。

利用乘法 DAC 是完成鉴相的另一选择。图 1.1.30 为其电路。EEPROM 产生正交的数字基准正交信号  $v_r(t)$ ， $v_x(t)$  加在乘法 DAC 的参考电压输入端  $v_{ref}$ 。对 DAC 而言，其输出

$$v_0(t) = \frac{D_n}{256} \times v_x(t)$$

其中数字输入  $D_n = v_r(t) = v_m \sin(\omega t + \varphi_1)$ ， $\varphi_1 = 0$  或  $90^\circ$ ， $v_x(t) = v_{xm} \sin(\omega t + \varphi_2)$ ，不难推导出，经 LPF 后，其直流成份为

$$\bar{V}_0 = K \cos \varphi$$

式中  $K$  为比例系数， $\varphi = \varphi_1 - \varphi_2$  相位差。

### (6) ADC

鉴相器经 LPF 输出的直流电压，一般由双积分型 ADC 转换为数字量，供 MCV 处理。采用双积分 ADC 的原因，一方面是其具有优秀的抗工频干扰能力，另一方面是因为它允许正、负两种极性的直流信号输入。

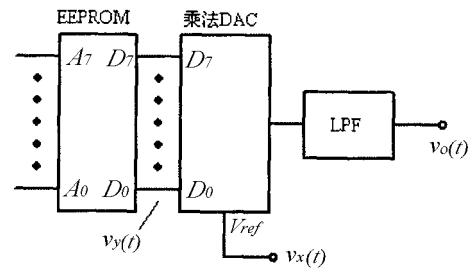


图 1.1.30 乘法 DAC 做鉴相器

## 1.2 交直流电压、交直流电流测量

电压、电流和功率是电信号的三个基本参数，但从测量的观点来看，测量的主要参量是电压，因为在标准电阻的两端测出电压值，就可以通过计算求得电流或功率。另外，许多电参数，例如频率特性、调幅度、失真度、品质因数等均可视为电压的派生量。不少测量仪器如信号发生器、Q 表、失真仪等都是用电压量作指示。可以说，电压测量是其它许多电参量，也包括非电参量测量的基础。

## 1.2.1 直流电压测量

电压是一个重要的电参量，是反映被测系统工作状态的重要指标。传感器的输出信号多以电压形式给出。高精度的电压测量是各种其他物理量测量的基础。

在电压测量中，最基本的是直流电压测量。

直流电压测量按其实现方法可分为两大类：模拟测量方法和数字测量方法。模拟测量方法采用磁电式表头和分压器、隔离电路等通过表头指针指示刻度值得到测量电压值，易带来读数误差。数字电压测量方法功能更强、适用范围更广泛，测量结果以数字形式直接显示，读数清晰方便，从而消除了指针式仪表的视觉误差，本教材中主要讨论电压的数字测量方法。数字电压测量系统的结构如图 1.2.1 所示。

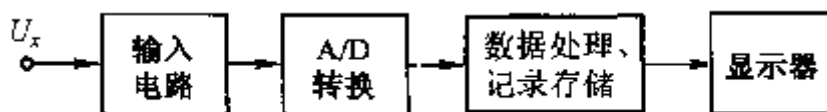


图 1.2.1 数字电压测量系统的结构图

### 1. 输入电路

对于高电压测量，一般用电阻分压器来对被测电压进行分压采样。分压器后用一个跟随器电路进行隔离，减小后级电路对输入电路的影响。

对于弱电压测量，可直接用仪表放大器进行采样输入，应尽量减小测量电路对被测对象的影响。输入电路必须注意的一个问题是参考地线的选择。如果选用单端输入，则接地点应当在测量电路的输入端位置。如果选用双端浮地输入，则第一级放大器的共模输入电压范围必须要大于现场地电平差异的最大值，否则就一定要采用光电隔离等措施、以保证系统正常工作。

A/D 转换器的输入模拟电压范围一般是几百毫伏到几伏，而被测电压则在数微伏到数百伏的范围变化，要有效地利用好 A/D 转换器的精度，在输入电路中，使被测电压值转换为与 A/D 转换器输入范围相匹配的电压值。

对于比较大的被测电压信号。一般采用电阻分压的方法使其衰减到所需的范围。衰减器设计主要应考虑电阻的精度、温度系数、切换控制方式等。在电阻值选择上也要兼顾对被测信号源的负载效应和 A/D 转换器输入端的驱动能力，必要时可以采用跟随器对电路进行隔离。

### 2. A/D 转换器

在数字测量系统中，电流电压测量的核心是模数(A/D)转换器件。A/D 转换器承担模拟信号数字化的任务。

A/D 转换器将被测电压信号与基准电压源提供的参考信号进行比较，用有限位数字给出比较结果，再根据比例系数和参考电压的值，计算出被测电压的量值。

### 3. 显示器

数字电压测量系统中采用微处理器来完成数据处理、记录存储及显示等功能。显示一般采用 LED、LCD 显示器。

## 1.2.2 交流电压测量

### 1. 交流电压的表征

交流电压可以用峰值、平均值、有效值、波形系数及波峰系数来表征。

#### ① 峰值 $V_P$

峰值是交流电压在所观察的时间或一个周期内所能达到的最大值，记为  $V_P$ ，计算峰值时，都是从参考 0 电平开始计算的。用  $V_{m+}$  和  $V_{m-}$  分别表示除去直流成分  $V_0$  以后的正负值，如图 1.2.2 所示。

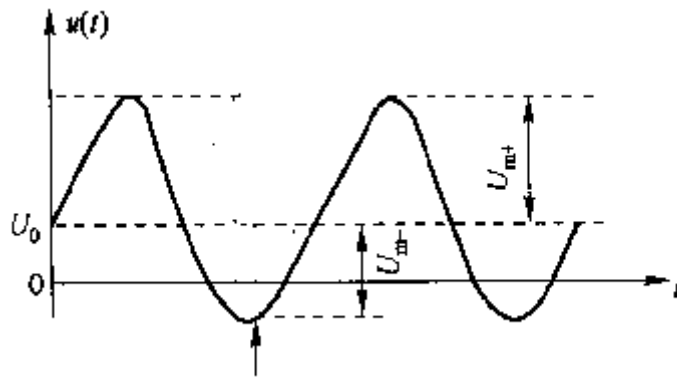


图 1.2.2 交流电压的峰值

#### ② 平均值 $\bar{V}$

平均值在数学上的定义为

$$\bar{V} = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) dt$$

对周期信号而言， $T$  为信号的周期。对纯正弦交流电压  $\bar{U} = 0$ 。从交流电压的测量观点来看  $\bar{U}$  是指检波后的平均值。不加说明时，通常指全波平均值，即

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

#### ③ 有效值 $V$

一个交流电压和一个直流电压分别加在同一电阻上，若它们产生的热量相等，则交流

电压的有效值  $V$  (或  $V_{\text{RMS}}$ ) 等于该直流电压, 可表示为

$$V = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt}$$

当不特别指明时, 交流电压的值均指有效值。各类电压表的示值, 除特殊情况外, 都是指正弦波有效值。

为了表征同一信号的峰值、有效值及平均值的关系, 引入波形系数  $K_F$  和波峰系数  $K_P$ 。交流电压  $V(t)$  的波形系数  $K_F$  定义为该电压的有效值与其平均值之比, 即

$$K_F = \frac{V}{\bar{V}}$$

交流电压的波峰系数  $K_P$  定义为该电压的峰值与其有效值之比, 即

$$K_P = \frac{V_P}{V}$$

## 2. 交流电压的测量方法

测量交流电压的方法很多。依据的原理也不同。其中最主要的是利用交流 / 直流 (AC / DC) 转换电路将交流电压转换成直流电压, 然后再进行直流电压测量。根据 AC / DC 转换器的类型, 可分成平均值电压测量方法、峰值电压测量方法和有效值电压测量方法。

平均值电压测量方法

电路组成如图 1.2.3 所示, 该方法又称放大—检波式法, 即先放大后检波。在平均值电压测量中, 检波器对被测电压的平均值产生响应, 这种方法的频率范围主要受放大器带宽的限制, 而灵敏度受放大器内部噪声的限制, 一般可做到毫伏级。典型的频率范围为 20Hz—10MHz, 主要用于低频电压测量。

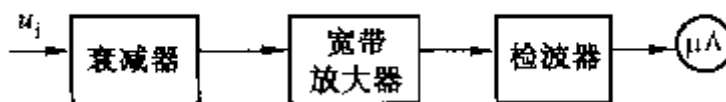


图 1.2.3 平均值电压表的组成原理图

平均值检波器的工作原理:

根据下式

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

检波器检测方法为: 先经过全波整流电路对  $V(t)$  进行绝对值变换, 再用滤波器选出其直流分量, 即可得到  $\bar{V}$ 。

桥式整流电路是最基本的全波整流电路 (绝对值变换)。用桥式整流电路实现的平均值

电压检测电路如图 1.2.4 所示。

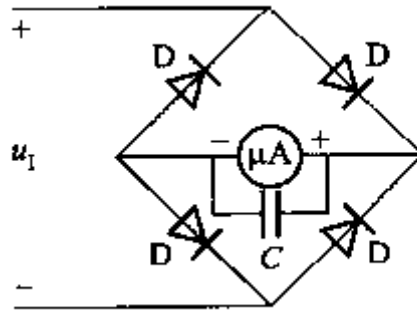
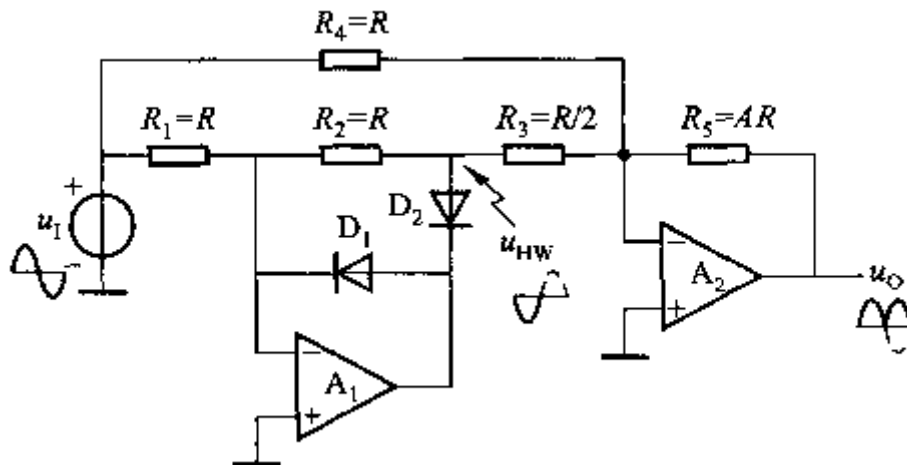


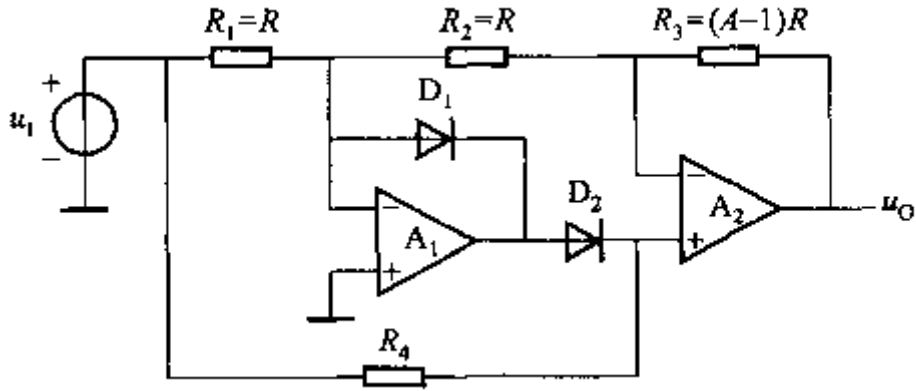
图 1.2.4 桥式全波整流电路

由于二极管在小电流时内阻变化较大，会影响精度，故不能用该电路测量小于 0.8V 的电压。

对于小信号可以采用如图 1.2.5 所示构成的精密全波整流电路。



(a) 精密全波整流电路



(b) 改进的精密全波整流电路

图 1.2.5 精密全波整流电路

图(a)所示电路中  $A_2$  是一个反相加法器，可有实现全波整流，有

$$v_o = -A(v_I + 2v_{HW}) = A|v_I|$$

图 (b) 所示电路，在输入  $V_I > 0V$  时，运放  $A_1$  输出电压小于  $0V$ ， $D_1$  导通， $D_2$  截止， $A_1$  反相端为“虚地”， $A_2$  为同相放大器， $V_o = AV_I$ 。

在输入  $V_I < 0V$  时，运放  $A_1$  输出电压大于  $0V$ ， $D_1$  截止， $D_2$  导通， $A_1$  与  $A_2$  构成的级联放大器为反相放大器， $A_1$  具反相端为“虚地”， $V_o = -AV_I$ ，可得

$$v_o = A|v_I|$$

该电路仅使用两个匹配电阻，实现起来更容易。

图 1.2.6 所示电路采用比例积分电使得输出  $V_o$  为直流。

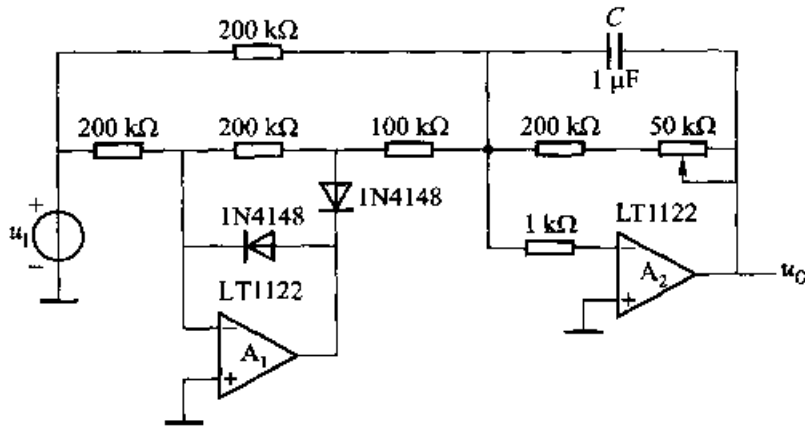


图 1.2.6 一个实用的平均值检波器电路

## 2. 峰值电压测量方法

它由峰值检波器、分压器、直流放大器和微安表等组成，如图 1.2.7 所示。



图 1.2.7 峰值电压测量框图

峰值检波器输出的直流电压与输入交流信号峰值成比例的检波器。被测电压的频率较高时，采用峰值电压测量。

峰值检波器电路原理：峰值的检波电路如图 1.2.8 所示。

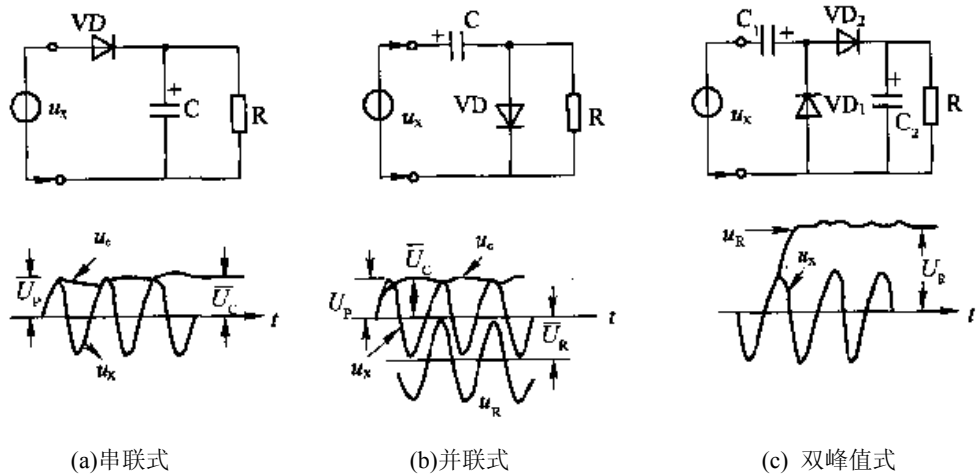


图 1.2.8 峰值的检波电路

图 (a) 为串联式，类似半波整流滤波电路，其输出电压平均值  $\bar{V}_R$  近似等于输入电压  $V_x$  的峰值。要求

$$RC \gg T_{\text{MAX}}, R \Sigma \ll T_{\text{MIN}}$$

式中， $T_{\text{MAX}}$  和  $T_{\text{MIN}}$  分别是被测交流电压最大周期和最小周期， $R \Sigma$  是信号源内阻与二极管正向内阻之和。这样可以做到电容 C 充电时间短，放电时间长，从而保持电容 C 两端的电压始终接近或等于输入电压的峰值，即  $\bar{V}_R = \bar{V}_C \approx V_p$ 。

图 (b) 是并联式，也是建立在 R, C 充放电的基础上，同样需要满足式上式的条件。 $V_x$  正半周通过二极管  $V_D$  给电容 C 迅速充电，而负半周 C 两端的电压缓慢向 R 放电 (见图中  $V_c$  的波形)，即  $|\bar{V}_R| = |\bar{V}_C| \approx V_p$ 。

上述两种电路相比较，并联式检波电路中的电容 C 还起着隔直流的作用。便于测量含有直流分量的交流电压，因此应用较多。但 R 上除直流电压外，还叠加有交流电压，增加

了额外的交流通路。

图是倍压式电路，其优点是输出电压较高，也常采用。

精密峰值电压检测电路如图 1.2.9 所示：

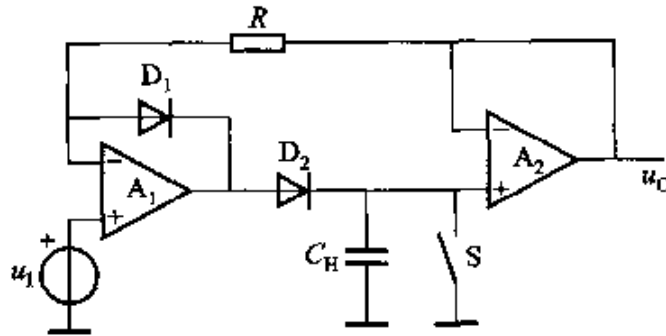
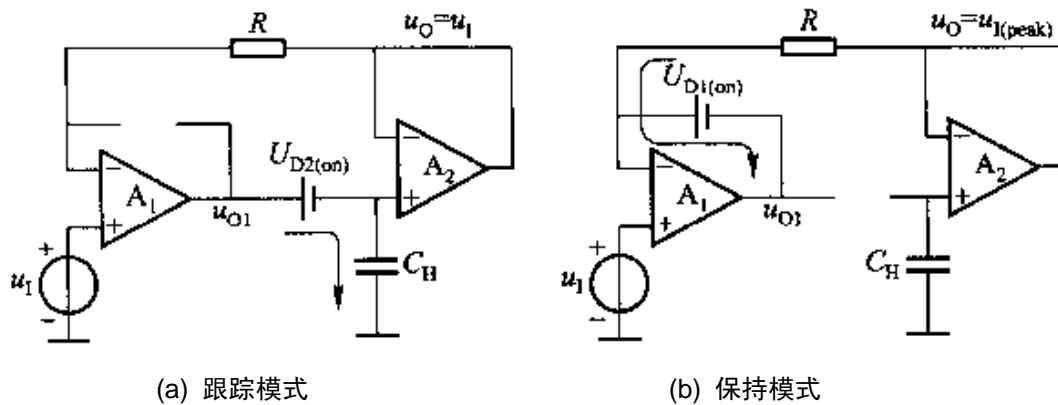


图 1.2.9 精密峰值检测电路

图 1.2.10 是其分别工作在跟踪和保持模式下的等效电路。



(a) 跟踪模式

(b) 保持模式

图 1.2.10 精密峰值检测电路的跟踪与保持模式

(a)  $V_I > V_O$ ， $A_1$  输出高电平， $V_{O1} > V_I$ ，二极管  $D_1$  关断、 $D_2$  导通，保持电容  $C_H$  充电， $A_1$ 、 $A_2$  构成跟随器，电容电压  $V_{CH}$  和输出电压  $V_O$  同步跟踪  $V_I$  增大。因(a)状态下  $A_1$  开环，一旦  $V_O < V_I$ ，则立即会有很大的  $V_{O1}$  向  $C_H$  充电，稳定后有  $V_{O1} = V_I + V_{D2(ON)}$ ，保证闭环满足  $V_O = V_I = V_{CH}$ ，抵消了二极管导通电压  $V_{D2(ON)}$  的影响。

(b)  $V_I < V_O$  时， $D_1$  导通， $V_{O1} = V_I - V_{D1(ON)} < V_I$ ， $D_2$  关断，由于  $C_H$  无放电回路，则  $V_{O1} = V_{CH} = V_I(\text{peak})$ ，处于保持状态，实现了峰值检测。采样完一个周期后应由  $S$  控制  $C_H$  放电，继续进行下一次检测。

如果是任意波形的周期性交流电压检测，需加不同的调整系数。

### 3. 有效值电压测量方法

#### ① 根据有效值的定义测量

有效值是从功率角度定义的，一个交流电压和一个直流电压分别加在同一电阻上，若它们产生的热量相等，则交流电压的有效值  $V$  (或  $V_{RMS}$ ) 等于该直流电压，可知有效值就是均

方根值(Root Mean Square RMS), 可表示为

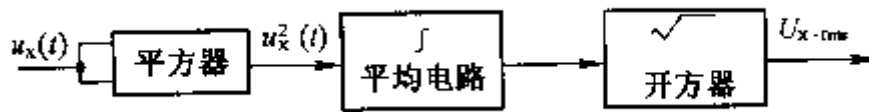
$$V = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt}$$

根据以上公式推导出峰值、平均值和有效值间的关系:  $\bar{V} = 2V_p / \pi, V = V_p / \sqrt{2}$ 。

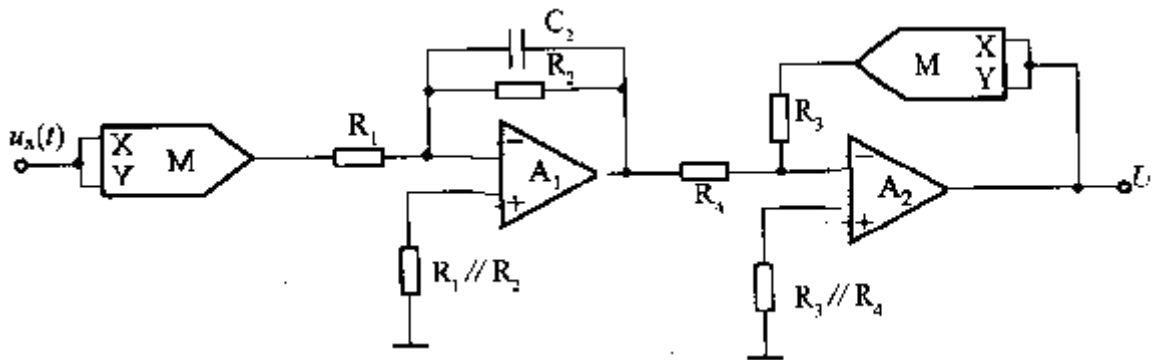
②运算式有效值电压测量电路

利用模拟运算电路实现有效值电压的测量原理方框图

如图 1.2.11 所示, 第一级接成平方运算的模拟乘法器, 其输出正比于  $v_x^2(t)$ , 第二级接成积分平均电路, 第三级将积分器的输出进行开方, 最后输出的电压正比于被测电压的有效值, 通过仪表显示出来。



(a) 方框图



(b) 原理图

图 1.2.11 运算式有效值变换器原理图

平方器及开方器分别利用两只模拟乘法器来实现; 平均电路则可用一个运算放大器组成积分电路或低通滤波器来完成。这种方案需用两个模拟乘法器和一个运算放大器, 不够经济。

另外一种方案是采用隐含计算方式构成的 RMS 变换器。基本原理如下:  
有效值表达式

$$V = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt} = \sqrt{v^2(t)}$$

即  $V_{XRMS}^2 = [v^2(t)]$ , 对  $[v^2(t)]$  开方, 便可求出有效值。

根据上式, 可设计出隐含计算方式的 RMS 变换器。电路如图 1.2.12 所示, 图中第一级为模拟乘法/除法器, 第二级是由运算放大器组成的低通滤波器。

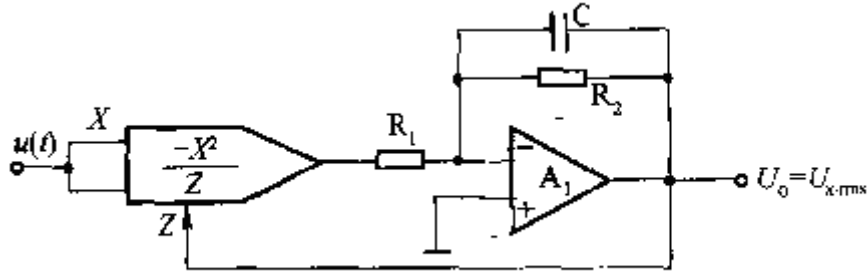


图 1.2.12 隐含计算式 RMS 变换器原理图

图 1.2.13 示出一种直流反馈计算式 RMS 变换器原理图, 图中的  $A_1$  和  $A_2$  为具有单位增益的加法器;  $A_3$  为倒相器;  $A_4$  为积分器;  $M$  为乘法器。  $M$  的输出电压为

$$V_M = K[V_o^2 - v^2(t)]$$

式中,  $K$  为积分器的传输系数;  $V_o$  为积分器的输出电压;  $V(t)$  为被测电压瞬时值。

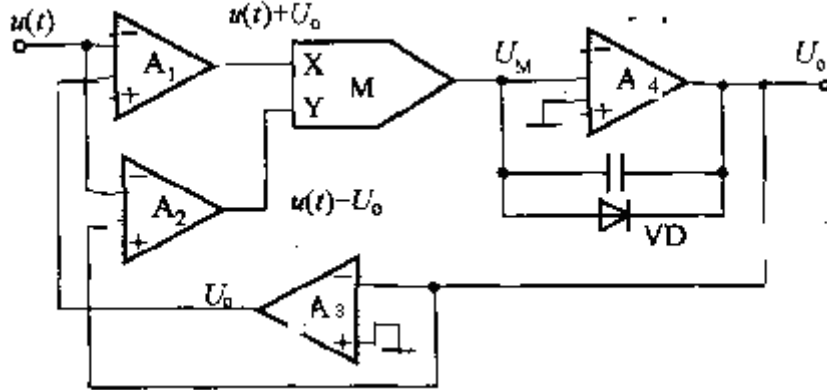


图 1.2.13 直流反馈计算式 RMS 变换器原理图

经过积分器后的输出电压为

$$V_o = \frac{TK}{RC} (V_o^2 - V_{XRMS}^2)$$

该直流电压  $V_0$  又经过  $A_1, A_2, A_3$  反馈到  $M$  的两个输入端。如果积分时间选得足够长，即满足  $TK/RC \gg 1$ ，则  $M$  输出中的交流成分被平均掉，只留直流成分。当系统达到平衡时，有

$$V_0 = V_{XRMS}$$

运算式 RMS 变换器电路的主要部件是模拟乘法器。目前广泛采用的是可互导型(压控型)四象限乘法器。常用的型号有国产的 BG314, FZ4, 美国摩托罗拉公司生产的 MC1595L (MC1495L) 和 MC1594L (MC1494L)，美国模拟器件公司生产的 AD530 及 AD531—AD534 等。

近年来，出现了更为简单实用的单片式 RMS—DC 变换器。其典型产品有美国模拟器件公司的 AD536。

采用单片集成电路 (AD536A) 使电路得以简化，如图 1.2.14 所示。测量交流电流或电压时，若波形是正弦波，可用平均值检波、峰值检波电路将其转换为平均值、峰值电压，将被测量的示值换算成有效值。但对脉冲波形采用这种普通检波电路进行测量换算，误差较大。为此，必须有能获得真有效值的运算电路，这种电路就是由前面所述的绝对值电路(或平方根电路)和积分电路组成的。

主要工作原理：输入电路由电阻衰减器组成，其按 1/10 步进衰减，量程分别为 0.7V, 7V, 10V 及 70V。因为 RMS 转换器 AD536A 集成电路的满量程输出为 7V 有效值(规范值)，所以当输入电压小于 1V 时，应加前置放大器  $A_1$  (LF356N)。

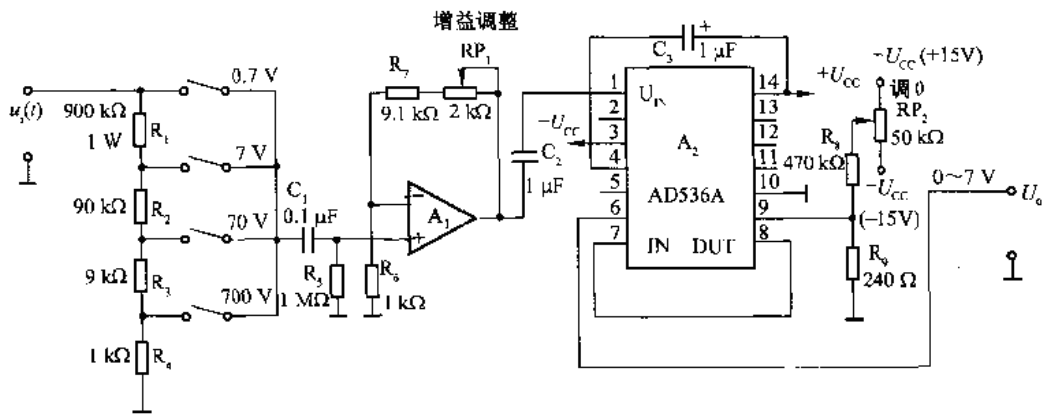


图 1.2.14 复杂波形的有效值—直流转换

$RP_1$  用做全电路的增益调整。为了避免失调电压的影响，加了隔直电容  $C_2$ ，输入电阻约为  $16k\Omega$ 。通过给  $A_2$  的第 9 脚施加电压来完成输出失调的调整。

实现 RMS 转换的主要困难是，如何确定均化电容  $C_3$  的电容量。通常测量 50Hz 左右的波形，如允许误差在 0.1% 以内， $C_3$  的电容量可取  $1\mu F$  以上；如允许误差为 1%， $C_3$  的值可取  $0.33\mu F$ 。

若既要加快响应速度又要提高精度，可选用含有缓冲器的放大器，并加入低通滤波器，使纹波电压有所减少。

调整方法：用无失真的正弦波，其有效值电压是峰—峰值电压的  $1/2\sqrt{2}$ ，先将输入端

短路，调整 RP2，使输出端为 0。将  $0.7V_{RMS}$  的电压加在输入端，然后调节 RP1，使输出端有 +7.00V 的输出。三角波的有效值为峰—峰值的  $1/2\sqrt{3}$ ，方波是  $1/2$ ，应使用函数发生器给出上述输入电压，用数字多用表测量输入、输出电压，以提高测量准确度。

AD536 型 RMS—DC 变换器的原理见相关手册。

交变电压有效值测量还有利用平方律器件进行功率测量、加热式变换器测量等方法，本文不一一详细说明，可参阅相关资料。

### 1.2.3 直流电流测量

直流电流测量，一般是先把电流信号转换为电压信号，测出电压值后再折算成电流值。利用电阻来实现电流信号与电压信号的转换是最基本的采样方法。采样电阻一般采用温度系数很小的合金材料(如锰铜)制作。即直流电流—直流电压(I—V)，以可采用直流电流—时间(I—T)、直流电流—频率(I—F)转换器及数字面板表来实现。下面对直流电流—直流电压(I—V)。

下图所示电路为基本 I/V 转换电路： $V_o = -i_1 R_n$

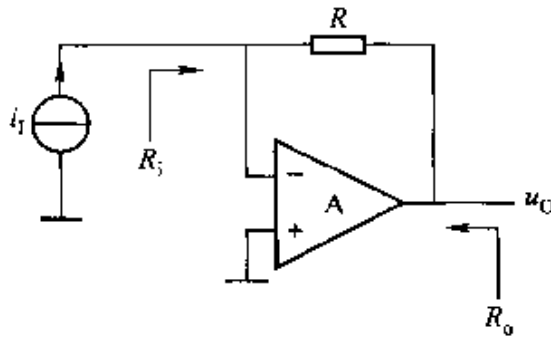


图 1.2.15 基本 I/V 转换电路

下图所示电路为高灵敏度 I/V 转换电路，其输出电压与输入电流的关系为：

$$v_o = -\left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R}\right) R i_1$$

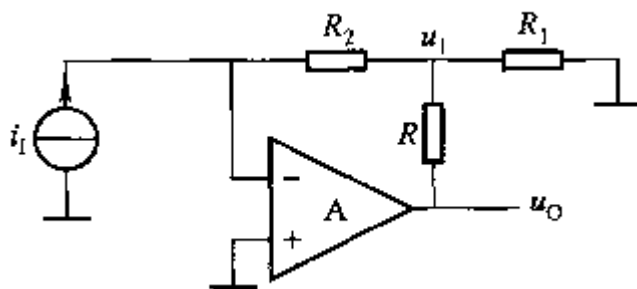


图 1.2.16 高灵敏度 I/V 转换电路

工业测量仪表中常用的 I/V 转换电路如下图。输入信号分别为 0~10mA 和 4~20 mA，由开关 S 选择切换，在电阻上转换为电压信号，由运放 OP07 跟随放大，得到输出 0~5V 的电压信号，提供给 A/D 转换器。

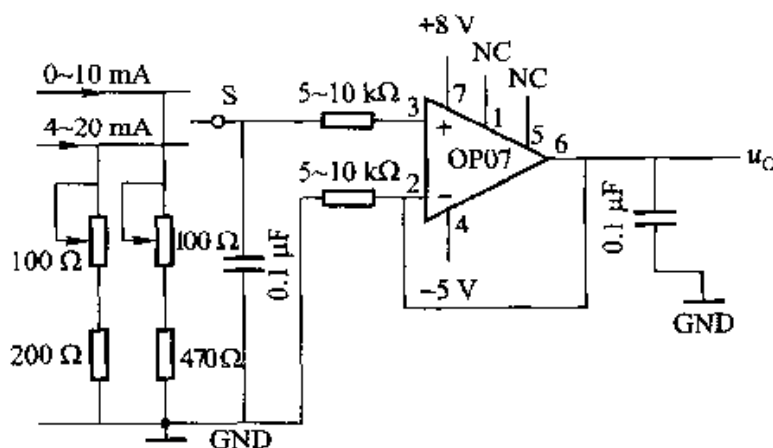


图 1.2.17 工业测量仪表中常用的 I/V 转换电路

微弱电流检测电路的 I/V 转换电路如下图所示。

输入电流有 0~1nA / 0~10nA / 0~100 nA / 0~1 μA 几挡，使得输出为 0~100mV。电路中的运放应选择输入阻抗大、失调和温漂小的高精度运放。

上述几个电路中电流源均以接地点为参考点，对于电路中非接地点处的电流检测，需要用专用的在线电流 / 电压转换电路来进行处理。如 ADI 的 AD626 / AD628 / AD629、MAXIM 公司的 MAX471 / 472 等。这类电路的特点是：采用差分输入，具有较高的共模电压耐受能力和较高的共模抑制比性能。应用参考电路如图 1.2.19 示。

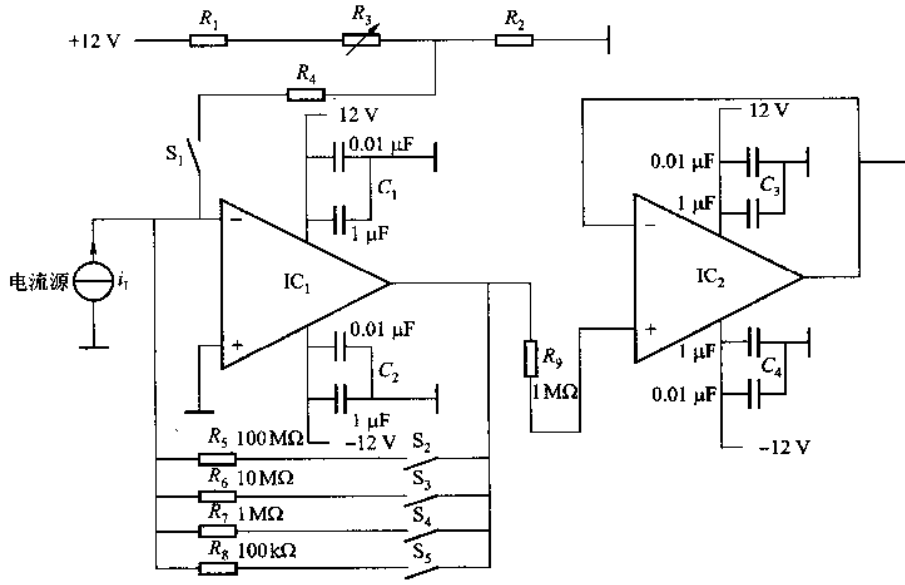


图 1.2.18 微弱电流的 I/V 转换电路

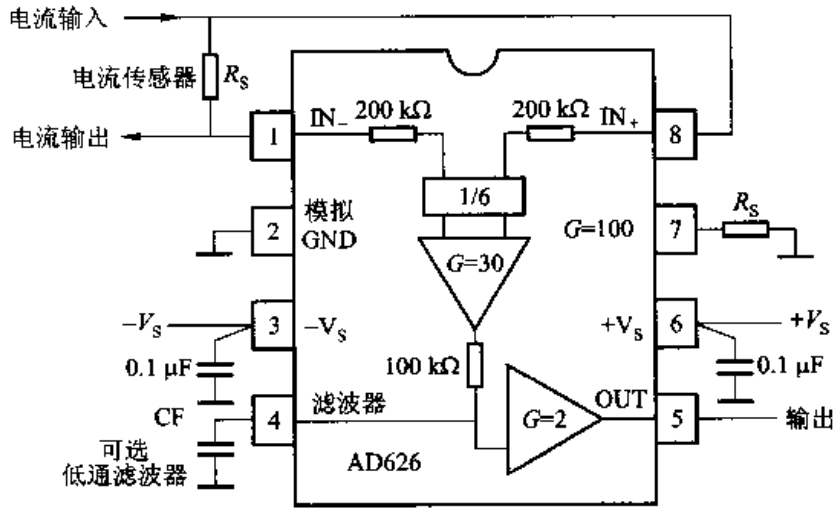


图 1.2.19 非接地点处的 I/V 转换电路

MAX471 / 472 为双向精密电流传感电路。MAX471 内置采样电阻，允许最大电流  $\pm 3A$ ，MAX472 的采样电阻可根据需要外接。MAX471 / 472 的输出电流可以通过外接电阻转换为电压输出、MAX471 / 472 原理电路图如图 1.2.20 所示。

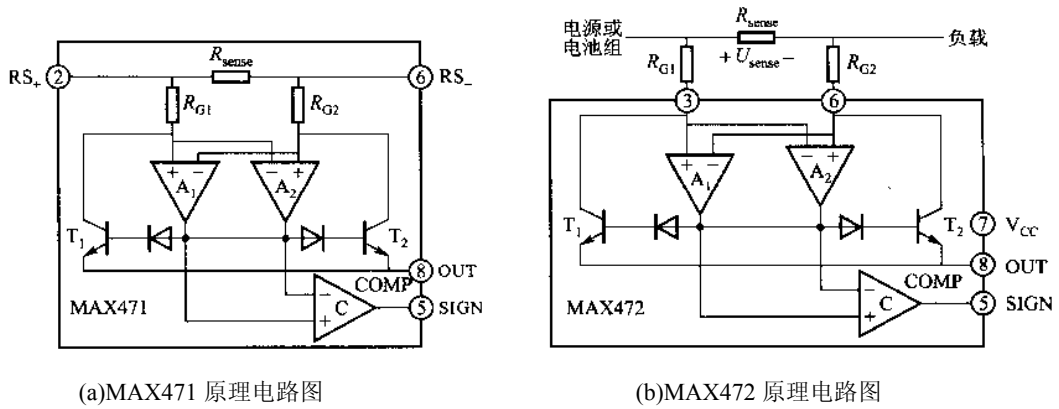


图 1.2.20 电压输出、MAX471 / 472 原理电路图

ADI 公司提供的一种 4~20mA 电流信号接口电路如图 1.2.21 所示。

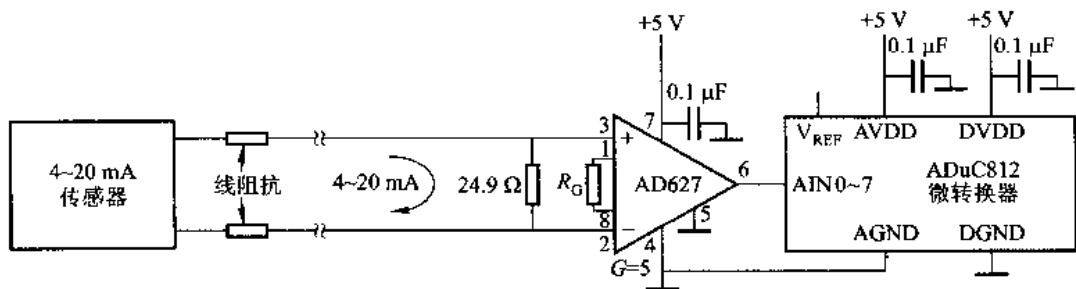


图 1.2.21 4~20mA 电流信号接口电路

### 1.2.4 交流电流测量

交流电流测量以直流电压测量为基础，通过交流电流---交流电压(I---V)转换器、交流---直流(AC---DC)电压转换器，把交流电流转换成直流电压。组成方框图如图 1.2.22 所示。

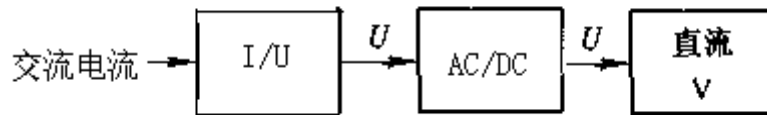


图 1.2.22 交流电流测量组成方框图

## 1. 电流—电压(I—V)转换器

将电流转换成电压的一种最简单的方法是让被测电流  $I_X$ ，流过标准电阻  $R_S$ ，则标准电阻两端的电压为  $V_X=I_X R_S$ 。测量出这个电压，便能决定被测电流的大小。

为了减小转换器的内阻， $R_S$ 一般选得很小，常在几欧姆以下。因此， $V_X$ 一般不太大。为了测量小电流，需要对  $V_X$ 进行放大，如图 1.2.23 所示。这里采用高输入阻抗的同相放大器，以减小转换器对  $R_S$ 的旁路作用而带来的附加误差。

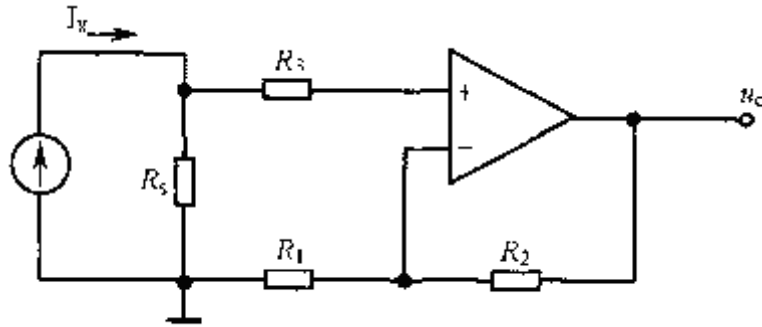


图 1.2.23 大信号 I/V 转换电路

在测量几毫安以下的小电流时，更多的是采用图 所示的 I--V 转换电路。由于运算放大器的输入阻抗非常高。因此，可以认为被测电流  $I_X$  全部流入反馈电阻  $R_S$ 。同时，又由于运算放大器的增益非常大，因此运算放大器的输出电压为

$$V_O=I_X R_S$$

因为这种电路是一种带有强负反馈的并联电压反馈放大器，所以这种转换器的内阻接近于零。但由于运算放大器的输出电流等于输入电流  $I_X$ ，因此这种 I--V 转换器不适于测量大电流，否则可能超过放大器容许功耗。由上式可知，改换电阻  $R_S$ ，则可改换 I--V 转换器的量程。

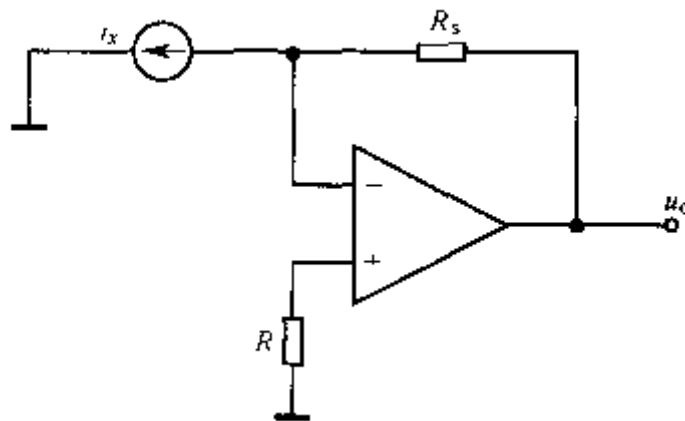


图 1.2.24 基本 I/V 转换电路

当被测电流非常小时，对运算放大器的输入端必须采取措施以减小漏电流。

## 2.交流---直流(AC---DC)电压转换器

见上一节的交流电压的测量方法。

### 1.2.5 频率、时间、相位差测量

频率、时间和相位都是与时间有关的量，三者之间有着确定的换算关系，可以用同样的方法来进行测量。

#### 1. 频率测量方法

频率测量方法可分为模拟测量法与数字测量法两类。

模拟测量法包括利用谐振特性进行测量和与已知标准频率信号比较形成的李萨育图形进行测量。模拟测频法测量系统复杂，使用不方便，精度也很难保证。

数字测量法具有测量精度高、速度快、自动化程度高、操作简便、直接显示数字等特点，尤其是与微处理器相结合，实现了程控化和智能化，构成智能化计数器。因此，本书主要讨论数字测量法。

数字测量方法的基本工作原理是，先对被测信号进行整形变换，得到与其同频的脉冲串信号，对于频率较高的脉冲信号，通过在已知的闸门时间内对其进行计数计算出信号频率，称为测频法；对于频率较低的脉冲信号，则在被测信号一个周期内对已知的标准频率信号进行计数，测出其周期值，进一步再换算为频率值，称为测周法。然后还有先把频率信号变换为电压或电流信号，再换算为频率值，称为频率--电压变换法。

#### ① 测频法和测周法的原理

原理电路如图 1.2.25 所示。

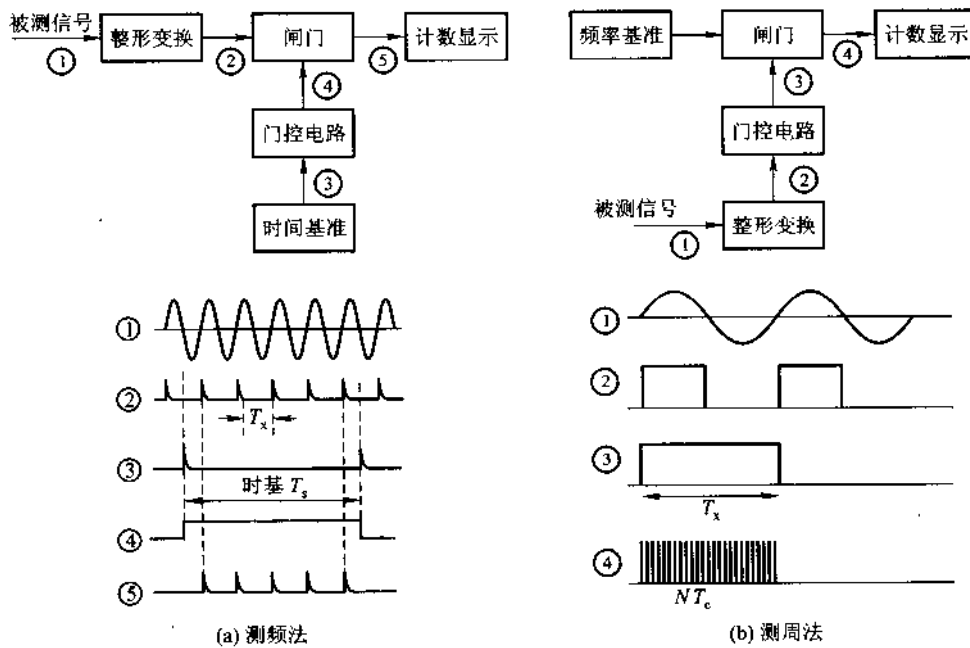


图 1.2.25 频率测量系统原理图

图(a)中被测信号经整形变换得到周期为  $T_x$  的被测脉冲串，利用标准时钟信号分频得到的时间基准信号控制门控电路，在闸门时间  $T_s$  内允许被测脉冲串通过闸门电路进行计数，得到计数值  $N$ ，则被测信号频率  $f_x$  为

$$f_x = N/T_s$$

考虑到最大计数误差  $\Delta A = \pm 1$ ，则  $\Delta f_x = \pm 1 / T_s$ ，称为  $\pm 1$  误差。

图(b)中被测信号经比较器整形变换，得到被测脉冲，对其 2 分频得到脉宽为  $T_x$  的控制信号，通过门控电路控制闸门导通，在  $T_s$  时间内对频率为  $f_s$  的标准时钟脉冲信号进行计数，得到计数值，则被测信号频率  $f_x$  为

$$f_x = f_s / N$$

计数误差造成的频率测量误差为

$$\Delta f_x = f_s \left( \frac{1}{N-1} - \frac{1}{N+1} \right) = 2f_s / (N^2 - 1)$$

为消除  $\pm 1$  误差，引入待精度测频法，通过电路措施使闸门时间  $T_s$  与被测信号相位相同，其原理如图 1.2.26 所示。

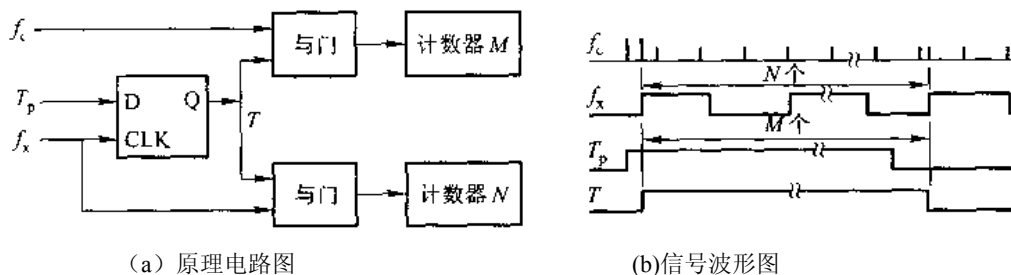


图 1.2.26 精度测频法原理

测量开始时控制处理器使预置闸门时间信号  $T_P$  置位, 当被测脉冲信号  $f_x$  上升沿到达时, D 触发器 Q 端输出测量闸门时间信号 T, 启动计数器 N 对  $f_x$  信号计数, 同时启动计数器 M 对标准频率信号  $f$  计数, 计数器 M 计到预置值( $T_P$  时间)后进入控制处理器使  $T_P$  清 0, 在  $f_x$  的上升沿使 T 清 0, 关闭计数器 M 和计数器 N, 此时测量闸门时间信号 T 与被测信号  $f_x$  完全同步, 消除了  $\pm 1$  误差。

测量频率时一般要对输入信号进行预处理, 使其变为标准电平的方波信号, 以尽量减小测量误差, 图 1.2.27 所示是一种简单的放大 / 整形电路。

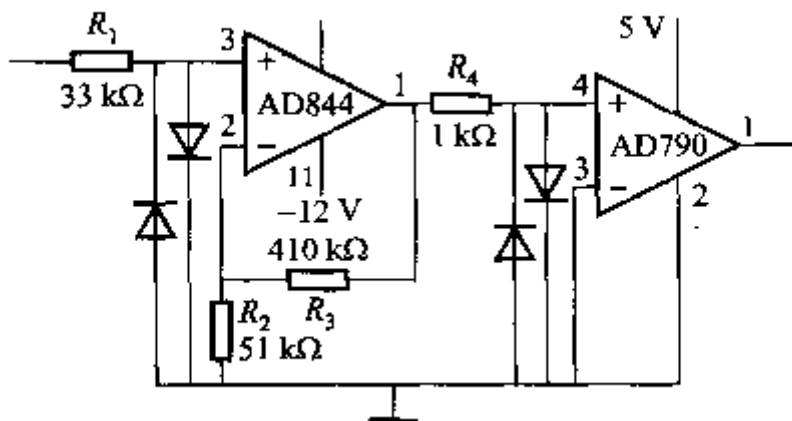


图 1.2.27 一种简单的放大 / 整形电路

② 频率—电压变换法

原理电路如图 1.2.28 (a) 所示。

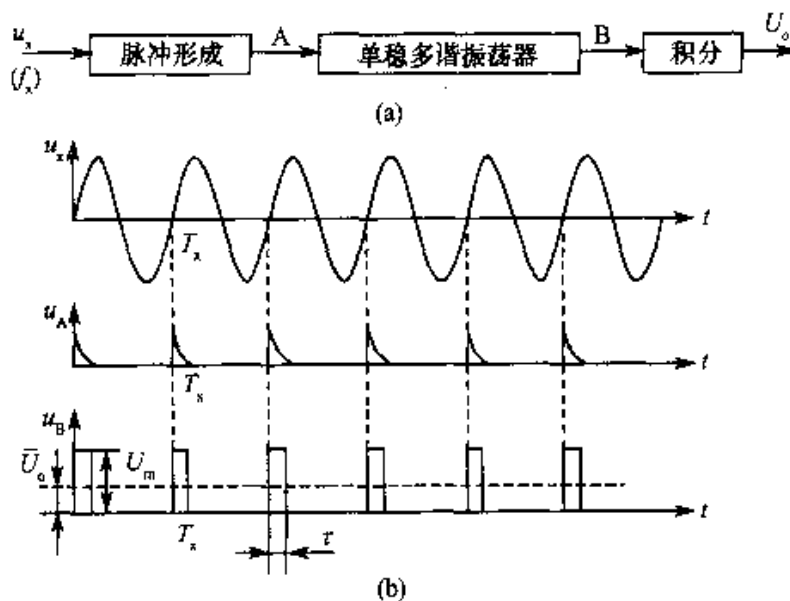


图 1.2.28 频率—电压变换法测频原理图

首先把正弦信号变换为频率与之相等的尖脉冲  $V_A$ ，然后加至单稳多谐振荡器，产生频率为  $f_x$ 、宽度为  $\tau$ 、幅度为  $V_m$  的矩形脉冲列  $V_B(t)$ ，如图 1.2.28 (b)所示。经推导得：

$$\bar{V}_O = \frac{1}{T_x} \int_0^{T_x} v_B(t) dt = V_m f_x \tau$$

可见，当  $V_m$  和  $\tau$  一定时， $V_O$  正比于  $f_x$ 。所以，经过积分电路变换后可求  $V_B(t)$  的平均值  $\bar{V}_O$ ，再换算为频率值，该频率计可测量的最高频达几兆赫兹。

## 2.时间的测量方法

时间测量是指对起始信号和终止信号间的持续时间进行测量。它主要指电子技术应用中经常遇到的周期、上升时间及时间间隔的测量。

### ①周期的测量

#### (1)测量原理

原理框图如图 1.2.29 所示。被测信号经放大整形后变成方波脉冲，设开关  $S_2$  置“1” T 位，则此方波信号直接控制门控电路。使主门开放时间等于信号周期  $T_x$ ，由晶体振荡器(或经分频电路)输出时标为  $T_s$  的脉冲，在主门开放时间进入计数器。显然，这种测量方法是将被测周期  $T_x$  与时标  $T_s$  进行比较，若在  $T_x$  期间脉冲计数值为  $N$ ，则

$$T_x = NT_s$$

为了提高测量准确度，把被测信号经过几级 10 分频电路，使周期扩大 10, 100, 1000 倍等，主门开放时间及脉冲数  $N$  均增长同样倍数，再通过内部电路自动移动小数点位置，使显示的数值为被测信号的一个周期所对应的时间。利用这种“周期倍乘”的方法可以减少  $\pm 1$  误差，从而提高了测量的准确度。

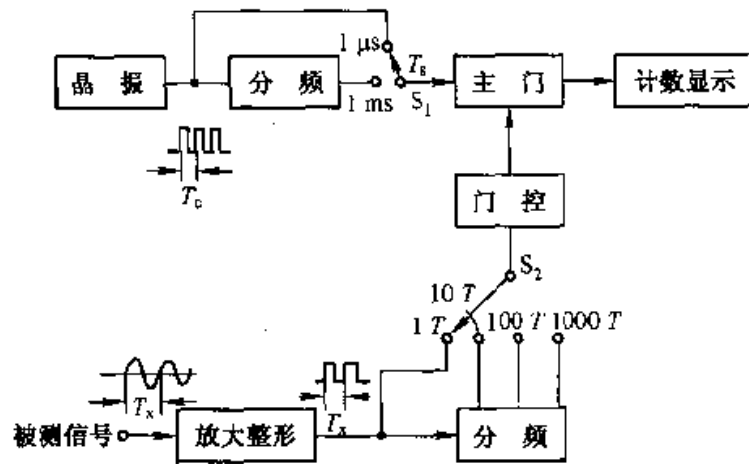


图 1.2.29 用通用计数器测量周期的原理框图

#### (2)误差分析

由式  $T_x = NT_s$  并结合上图，经分析可得

$$\frac{\Delta T_x}{T_x} = \frac{\Delta N}{N} + \frac{\Delta T_s}{T_s}$$

而  $N = T_x / T_s = T_x / K T_c = T_x f_c / K$

又因 $\Delta N = \pm 1$ ,从而

$$\Delta T_x / T_x = |\Delta f_c / f_c| \pm \frac{K}{T_x f_c}$$

式中,  $K$  为分频系数。可见  $T_x$  的测量误差一方面决定于振荡频率的精度, 另一方面决定于  $\pm 1$  误差的大小。增大  $T_x$  有助于减小  $\pm 1$  误差的影响。为了减小  $\pm 1$  误差, 可以采用“多周期测量法”。即用计数器测量多个周期的值(比如  $10^n$  个), 然后将计得的脉冲除以被测周期的个数( $10^n$ ), 即可得到  $T_x$ 。这时

$$\Delta T_x / T_x = \pm \left( \frac{K}{10^n T_x f_c} + |\Delta f_c / f_c| \right)$$

使  $\pm 1$  误差减小了  $10^n$  倍。

②用脉冲计数法测脉冲时间  $t_r$  及脉冲宽度  $t_w$

用示波法测量  $t_r$ 、 $t_w$  的准确度为百分之几。用类似计数式频率计测频的原理来测量, 可以明显地提高准确度。原理电路如 1.2.31 所示, 图中有三个比较器,  $A_1$  与  $RP_4$  用于给出脉冲幅度  $V_m$  的参考值, 调节  $RP_4$  使  $V_4 = V_m$  时,  $A_1$  输出一阶跃电压至显示器。

调节  $RP_1$  使比较电平  $V_1 = 0.9V_m$ , 调节  $RP_3$  使  $V_3 = 0.1V_m$ , 分别经  $A_2$  和  $A_3$  给出对应于  $0.1V_m$  和  $0.9V_m$  的两个矩形波; 经过微分取得两个正向尖峰脉冲, 分别去开启和关闭 RS 触发器, 从而得到宽度等于  $t_r$  的矩形脉冲。以此矩形波控制与门, 将周期远小于  $t_r$  的时钟脉冲填充在此时间内, 便可在显示器上给出  $t_r$  的值。各点波形如图 1.2.31 所示。同理, 可以测出下降时间。

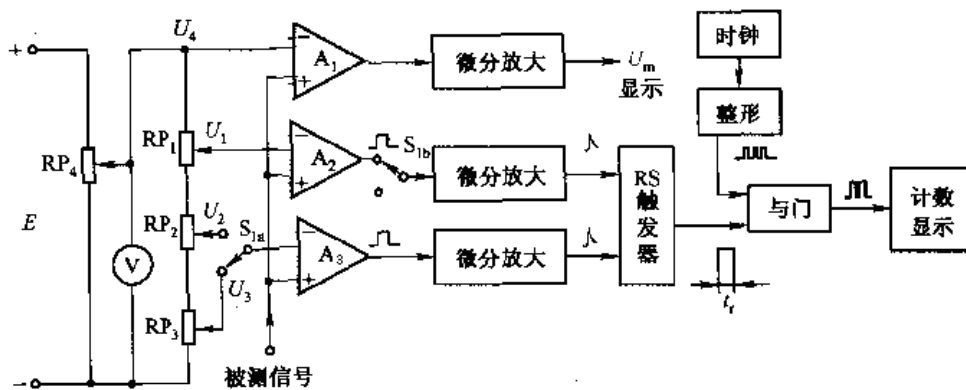


图 1.2.30 脉冲计数法测  $t_r$  及  $t_w$  原理电路

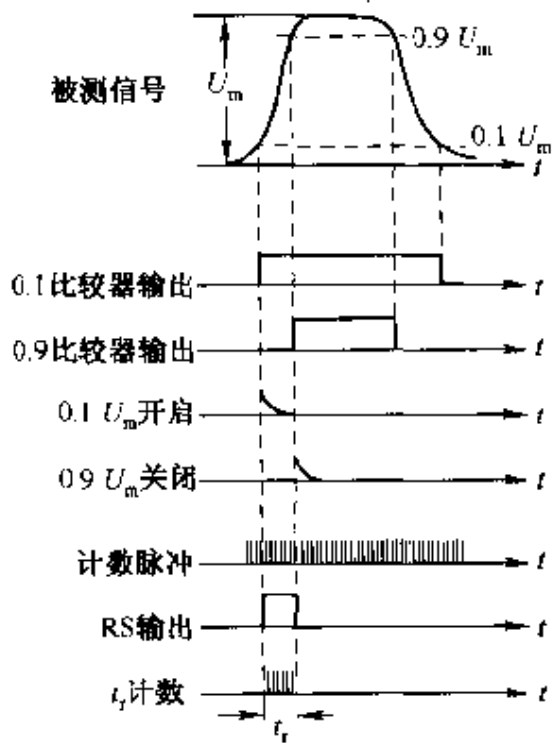


图 1.2.31 计数法测  $t_r$  及  $t_w$  路的波形

测量脉冲宽度( $t_w$ )时, 只需将开关  $S_{1a}$  置  $RP_2$  一侧(同时  $S_b$  使  $A_2$  脱开), 调节  $RP_2$  使比较电平  $V_2=0.5V_m$ 。当被测脉冲输入时, 对应前后沿有两次  $0.5V_m$  通过比较器  $A_3$ , 使其输出一个与脉冲宽度相对应的方波。同理, 在此时间内填充时钟脉冲, 便可显示出  $t_w$  的值。

为了提高准确度, 需采用精密电位器( $RP_1 \sim RP_4$ ), 比较器、放大器及与门等都要有较快的响应, 而且时钟信号的频率也要高一些, 所以均需由高速电路组成。

### ③ 脉冲时间间隔的测量

脉冲时间间隔的测量与测量周期的原理相同, 但是控制主门开放时间的不是被测信号的周期、而是被测信号产生的两个脉冲的时间间隔。

测量原理如图 1.2.32 所示。

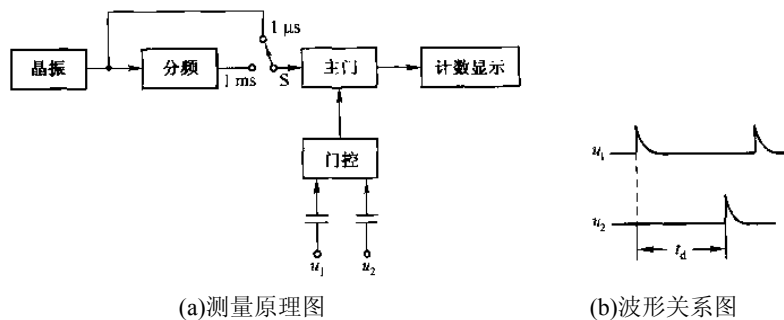


图 1.2.32 用计数法测量时间间隔

将两个脉冲信号  $V_1$ 、 $V_2$  分别加到门控电路输入端，领先的脉冲首先触发门控电路，使主门开启，滞后的脉冲将门控电路翻转，使主门关闭。这样主门的开放时间恰好等于两个被测信号的时间间隔  $t_d$ 。在此时间内填充时钟脉冲，再通过计数器即可显示出  $t_d$  的值。这种方法分辨力较高，比较准确。

④长时间的测量（外控时间间隔测量）

测量原理如图 1.2.33 所示。

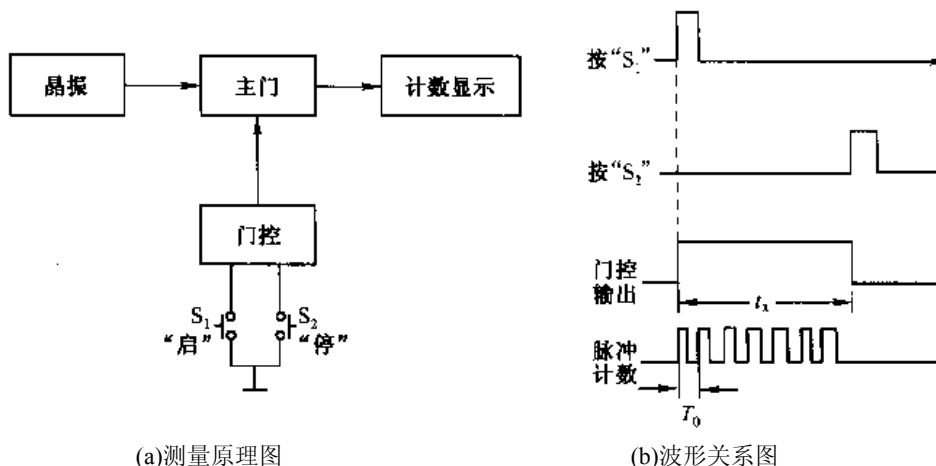


图 1.2.33 长时间测量

按动按钮  $S_1$  使主门开启，开放时钟脉冲，计数器计数；过一段时间按动按钮  $S_2$ ，使主门关闭，计数器停止计数。波形关系如图所示。如果  $S_1$  和  $S_2$  由光电等信号控制，则可用于体育运动短跑项目的自动计时等场合。

2. 相位差测量方法

相位差的测量，通常是指两个同频率的信号之间相位差的测量。在电子技术中主要测量 RC, LC 网络，放大器相频特性，以及依靠信号相位传递信息的电子设备。

频率相同的两个正弦信号电压  $V_1 = V_{m1} \sin(\omega t + \varphi_1)$ ,  $V_2 = V_{m2} \sin(\omega t + \varphi_2)$ , 其相位差  $\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2$ , 若  $\Delta\varphi > 0$ ,  $V_1$  超前  $V_2$ ;  $\Delta\varphi < 0$ ,  $V_1$  滞后  $V_2$

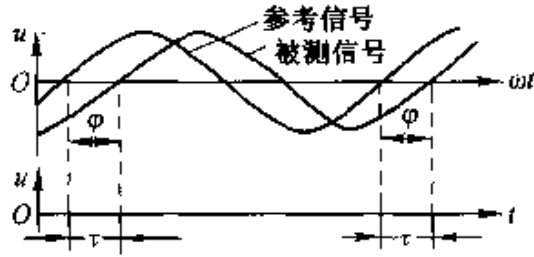
相位差的测量方法有模拟测量法和数字测量法两种。

模拟测量法可以利用示波器比较两路输入信号的相位差来进行粗略的相位检测，或者利用示波器的 X / Y 通道输入两路信号，根据其形成的李萨育图形来判断其相对的相位关系。对于精度要求不高的高频信号的相位检测，还可以采用乘法器鉴相，利用各种具有相乘作用的非线性电路来实现相位检测。

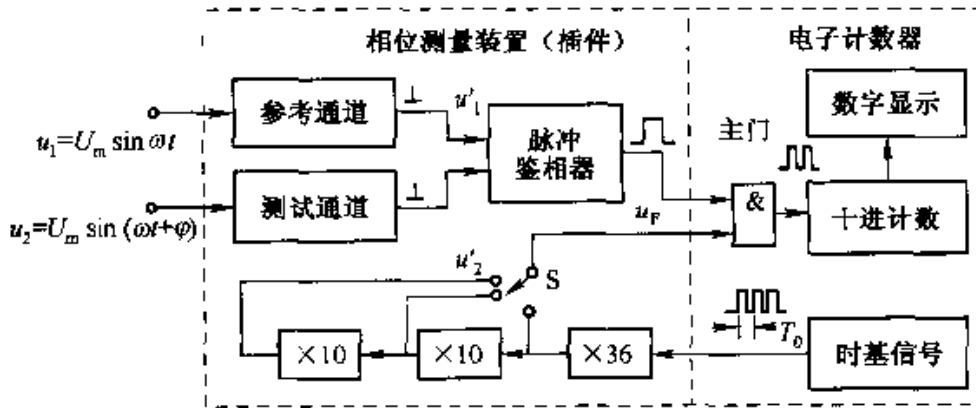
数字测量法的基本原理是：

通过相位-时间转换器，将相位差为  $\varphi$  的两个信号(分别称参考信号和被侧信号)转换成一定的时间间隔  $\tau$  的起始和停止脉冲，如图 1.2.34 (a) 所示。然后用计数器测量其时间间隔。如果让计数器的时钟脉冲频率倍乘  $36 \times 10^n$  (n 为正整数)，则值即为以度为单位的相位差值，其简单原理如图 1.2.34 (b) 所示。也可以用相位-频率转换器，把两信号之间的相位

差变为频率，用计数器测量。此外可采用相位-电压转换器，把相位转换为电压，用电压测量。



(a) 相位差波形图



(b) 原理图

图 1.2.34 相位差原理框图

以上是时间间隔测量基本原理，其间隔时间为

$$t_{\phi} = NT_0$$

式中，N 是在  $t_{\phi}$  时间内计数脉冲的个数； $T_0$  是时标信号周期。数字式相位计波形图如图 1.2.35 所示，

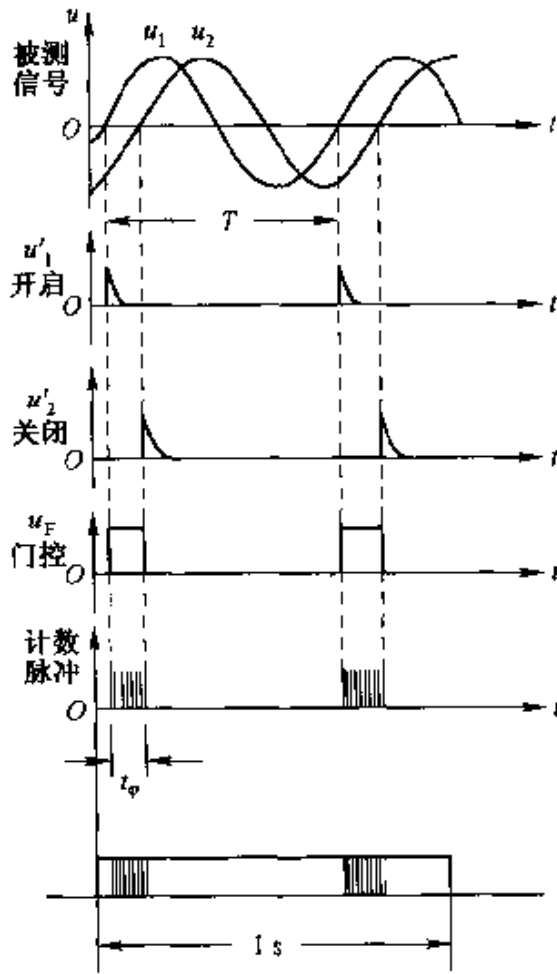


图 1.2.35 数字式相位计波形图

由图可知

$$\varphi = \frac{t_\phi}{T} \times 369^\circ$$

由上两式得 
$$\varphi = \frac{NT_0}{T} \times 369^\circ = \frac{f}{f_0} N \times 369^\circ$$

式中,  $f$  为被测信号频率,  $f_0$  为时标信号频率。

若让计数器在 1s 内连续计数, 即 1s 内有  $f$  个门控信号, 则其累计数为  $N_1 = fN$

由上式知

$$N = \frac{\varphi}{360^\circ} \times \frac{f_o}{f}$$

则

$$\varphi = \frac{360^\circ}{f_o} \times N_1$$

若时标频率  $f_o = 360^\circ H_z$

则

$$\varphi = \frac{360^\circ}{360} \times N_1 = N_1(^{\circ})$$

可见，计数器在 1s 内脉冲的累计数就是以度为单位的两个被测信号的相位差。

$f_o = 3600^\circ H_z$ ，则每个计数脉冲表示  $0.1^\circ$ ，可以提高测量准确度。

一种简单而有效的低频相位检测计电路如图 1.2.36 所示。

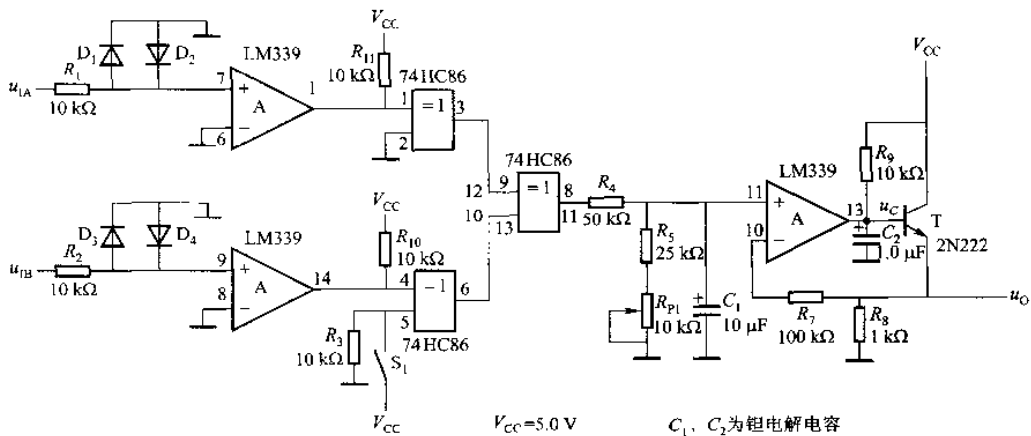


图 1.2.36 相位检测电路原理图

它由常用 CMOS 异或门 74HC86 和四比较器 LM339 组成。LM339 为两输入信号的过 0 检测器。为了保护 LM339 集成块，用四只二极管 ( $VD_1 \sim VD_4$ ) 将比较器同相输入端的信号对地钳位，即把同相输入信号的幅值限制在二极管的正、负管压降之内。紧接着的两个异或门 74HC86 为缓冲器(当开关  $s_1$  断开时)。电阻  $R_{10}$ 、 $R_{11}$  接到两个异或门的输入端，这两个缓冲器的输出驱动另外两个并接(图中只画出一个)的异或门，并联的目的是为了减小输出阻抗。在两个并接的异或门的输出端，电阻  $R_4$ 、 $R_5$ 、 $R_{P1}$  和电容  $C_1$  构成分压器和低通积分滤波器，对输出信号分别进行标定和滤波。由于两个并接的异或门的输出是一个正脉冲，它与两路输入信号的过 0 时间差成比例，所以  $C_1$  两端的平均电压也与两端输入信号的绝对相位差成比例。比较器和晶体管组成单位增益放大器，它对电容  $C_1$  上的电压既有缓冲作用，又降低了输出阻抗。电容  $C_2$  的作用是通过电阻  $R_9$  建立一个最佳工作点，使比较器稳定地工作在线性区内。

在校准电路时，将开关  $S_1$  打开，在两个输入端同时加一个峰值电压为 5V 的低频(50~100Hz)正弦或方波信号，在输出端与地之间接一数字电压表，对输出电压进行监测。当电压 1.8V，此时相当于  $180^\circ$  相位差。调试一经结束，就应将  $s_1$  开关打开，则电路可做常规测量。

使用更为方便，能实现了  $0\sim 360^\circ$  相位检测的电路如下图 1.2.37 所示。

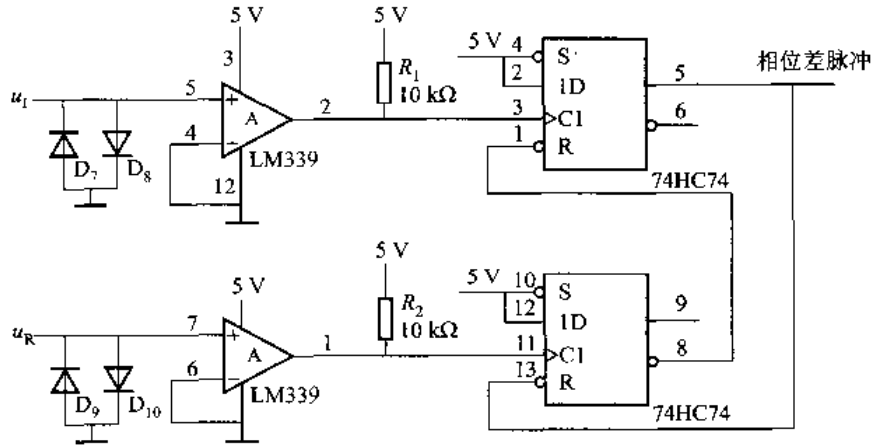


图 1.2.37  $0\sim 360^\circ$  相位检测的电路原理图

从图中可以看出，输出相位差脉冲信号的脉宽等于  $V_I$  信号超前  $V_R$  信号的时间，测出该时间后可根据频率算出对应的相角，测量范围为  $0\sim 360^\circ$ 。

## 1.2.6 功率测量

功率的定义为

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v(t)i(t)dt = VI \cos \varphi$$

从功率关系看，可以采用模拟功率变换器与 A/D 采样计算两种办法实现功率的测量。

### 1. 功率变换器

下图是一种功率变换器的原理框图。



图 1.2.38 功率变换器的原理框图

$v(t)$  与  $i(t)$  分别接到模拟乘法器的两个输入，乘法器的输出电压  $e(t)$  经过滤波输出一个正比于平均功率的直流电压信号。

$$\begin{aligned} e(t) &= K v(t) i(t) \\ &= K V_m I_m \sin \omega t \sin(\omega t + \varphi) \end{aligned}$$

$$= KVI[\cos\varphi - \cos(2\omega t + \varphi)]$$

经过滤波器后

$$\cos(2\omega t) = 0$$

$$\bar{V} = \overline{e(t)} = K'VI \cos\omega \Rightarrow P$$

这种变换器的准确度取决于乘法器的准确度。

## 2. A/D 采样算法

图 1.2.39 (a) 为功率测量原理框图；(b) 为波形图。

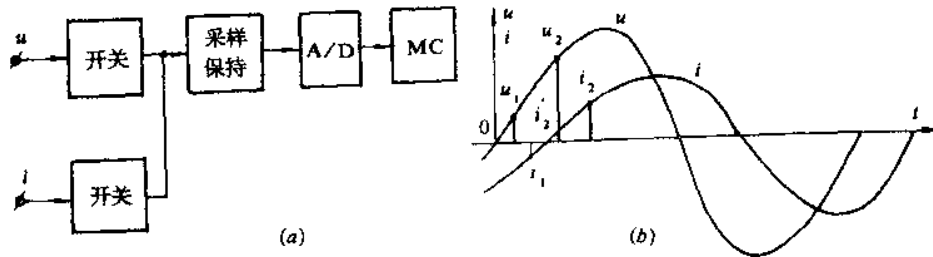


图 1.2.39 A/D 采样算法原理框图

通过多路开关对电压、电流两个波形交替采样，得到电压、电流的离散数据分别为  $V_0, V_1, \dots, V_n; i_0, i_1, \dots, i_n$ 。后用插值法分别求出与电压  $V(t)$  同时刻的电流值  $i'_0, i'_1, \dots, i'_n$ ，可计算出瞬时功率  $p_i, p_i = V_i i'_i (i=0, 1, 2, \dots, n)$ 。再出梯形法求定积分就可得到平均功率：

$$P = \frac{T_s}{T} \left[ \frac{1}{2}(p_0 + p_n) + p_1 + p_2 + \dots + p_{n-1} \right]$$

式中  $T_s$ ——采样周期；

$T$ ——测量周期。

用这种方法测量功率与前述对电压的测量一样，当电压、电流的波形或频率发生变化时，会影响功率测量的准确度，需要作相应修正。

## 1.2.7 设计实例

### (1999年全国大学生电子设计竞赛 B 题)

一、题目：数字式工频有效值多用表

## 二、任务：

设计并制作一个能同时对一路工频交流电（频率波动范围为 $50 \pm 1\text{Hz}$ 、有失真的正弦波）的电压有效值、电流有效值、有功功率、无功功率、功率因数进行测量的数字式多用表。

## 三、要求

### 1. 基本要求

#### (1) 测量功能及量程范围

- a、交流电压：0~500V；
- c、有功功率：0~25kW；
- d、无功功率：0~25kvar；
- e、功率因数（有功功率/视在功率）：0~1。

为便于本试题的设计与制作，设定待测0~500V的交流电压、0~50A的交流电流均已经相应的变换器转换为0~5V的交流电压。

#### (2) 准确度

- a、显示为 位（0.000~4.999），有过量程指示；
- b、交流电压和交流电流： $\pm (0.8\% \text{读数} + 5 \text{个字})$ ，例：当被测电压为300V时，读数误差应小于 $\pm (0.8\% \times 300\text{V} + 0.5\text{V}) = \pm 2.9\text{V}$ ；
- c、有功功率和无功功率： $\pm (1.5\% \text{读数} + 8 \text{个字})$ ；
- d、功率因数： $\pm 0.01$ 。

(3) 功能选择：用按键选择交流电压、交流电流、有功功率、无功功率和功率因数的测量与显示。

### 2. 发挥部分

(1) 用按键选择电压基波及总谐波的有效值测量与显示。

(2) 具有量程自动转换功能，当变换器输出的电压值小于0.5V时，能自动提高分辨率达0.01V。

(3) 用按键控制实现交流电压、交流电流、有功功率、无功功率在测试过程中的最大值、最小值测量。

(4) 其它（例如扩展功能，提高性能）。

## 四、说明

1. 调试时可用函数发生器输出的正弦信号电压作为一路交流电压信号；再经移相输出代表同一路的电流信号。

2. 检查交流电压、交流电流有效值测量功能时，可采用函数发生器输出的对称方波信号。电压基波、谐波的测试可用函数发生器输出的对称方波作为标准信号，测试结果应与理论值进行比较分析。

## 五、报告全文

（本文取自武汉水利电力大学学生莫知伟、隗义龙、李隘遵参赛作品报告，赛前及文稿整理辅导教师：顾益民、黄南山、高学军）

### 摘要

本系统以4B9c52单片机系统为核心，主要实现了对工频交流电压、电流真有效值、有功功率、无功功率及功率因数的测量。在设计中运用交流采样技术对交流电压、电流信号直接

采样以确保精度，用定时计数器实现软件倍频和自动频率跟踪。由于采用模块化设计，本仪表硬件系统具有良好的可升级性和可扩展性。

方案比较与论证：

方案一：采用集成真有效值 / 直流转换器 AD536A 和模拟乘法器 AD534，使电路和软件的设计大大简化，并且具有较高精度。但 AD536A 和 AD534 的价格较贵，性能价格比低。

方案二：采用 89C52 单片机系统为核心，输入信号经电压跟随器缓冲和程控放大器放大，由开关电容滤波器提取电压基波，经采样保持、A / D 转换、数据处理与运算，输出显示测量值。此系统的硬件和软件都比较容易实现，且满足本题的精度要求，性能价格比较高。

比较以上两种方案，方案一与方案二都可以实现本题的要求，并且精度都可满足要求，但方案一用于本系统未能充分利用器件的性能且其器件价格较贵；方案二能够发挥各个器件的优势且性能价格比较高，还能进行功能扩展。因此我们采用第二种方案。

## 二、基本测量原理

### 1. 基本测量原理

电压、电流、功率、谐波的测量原理：(略)

频率的测量：利用定时 / 计数器 8253 测量信号周期，得到一个周期内的计数值(基准时钟为 2.048MHz 的高稳定度晶振)，然后求倒数，即得频率。

### 2. 方案实现

本系统内信号处理、数据处理与控制、人机对话三部分组成。信号处理部分采用程控放大器 PGA103 实现自动量程转换，用两片 LF398 实现对电压、电流两路信号的同时采样，用四阶巴特沃斯开关电容滤波器 TLC14 实现对电压基波的提取。数据处理与控制部分用 12 位 A / D 转换器，用 8253 测频以实现软件倍频和频率跟踪，留有通信串口和打印口以备与 PC 机通信和打印机连接。人机对话部分由键盘和显示面板组成。

(1) 输入信号处理部分用电压跟随器和程控放大器：如图 1.2.40 所示，程控放大器中有三挡放大倍数，输入小信号时，选通较高的放大倍数对其进行放大，当输出的电压值小于 0.5V 时，其分辨力可达到 0.01V。

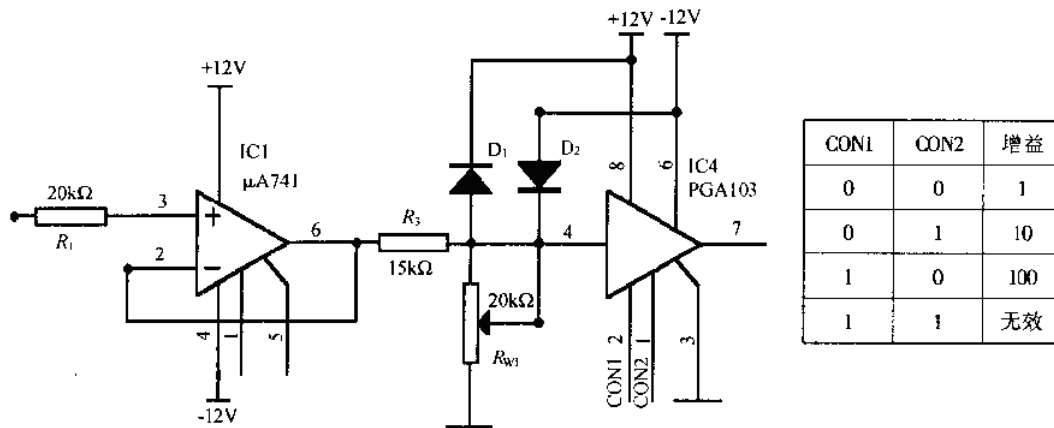


图1.2.40 电压跟随器和程控放大器

(2)开关电容滤波电路：用四阶巴特沃斯开关电容滤波器 TLC14实现对电压基波的提取(见图1.2.41)。开关电容低通滤波器的时钟频率与截止频率比为100:1，即用8253提供5KHz的时钟频率，使其截止频率为50 Hz，高于50 Hz 的电压谐波将被衰减，只剩下基波。这样便可通过 AD574测得电压基波有效值。由公式  $V_{总谐波} = \sqrt{V_{总谐波}^2 - V_{基波}^2}$  可得谐波有效值。为防止其输出中叠加有直流并提高带负载能力，在其后面加 RC 隔直和电压跟随器。用此滤波电路的原因在于：

- ①电路简单可靠，用极少的外围元件可得到—80 dB / dec 的滤波特性。
- ②可编程件，可通过修改8253的初值改变时钟频率来改变滤波器的截止频率，从而达到

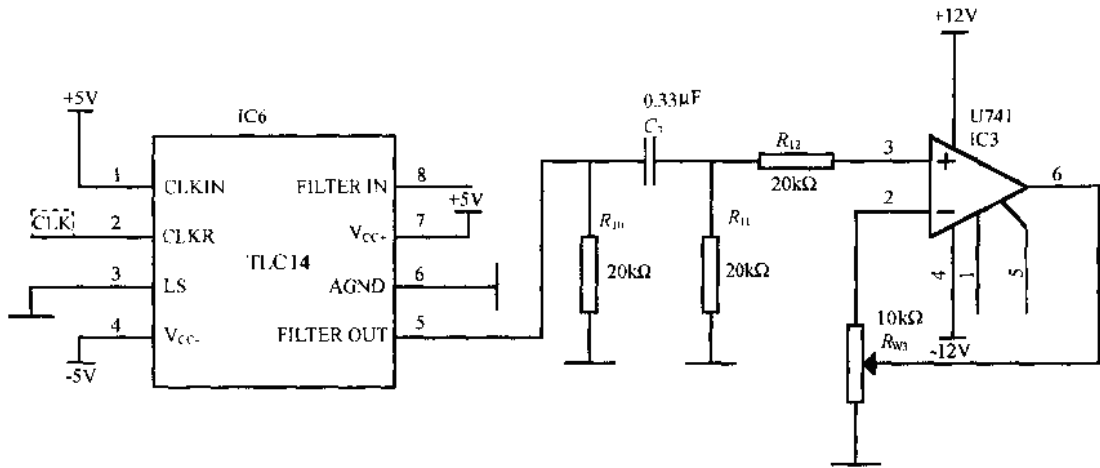


图1.2.41 开关电容滤波电路

截止频率可动态地调整。

③价格低廉。

(3)量程自动转换：由于 PGA103的展宽电路中有一个2倍的衰减，可保护后面的元件，确保 AD574的测量精度。因此可把电压和电流分为三个挡即0.5~5V(增益为1)，0.05~0.5v(增益为10)，0~0.05V(增益为100)。用单片机系统切换不同的增益，可实现量程自动转换。

(4)数据采集部分 如图1.2.42所示，采用电压跟随器进行信号缓冲，A / D 转换器采用 AD574其转换精度为2.4mV，可以满足基本要求和发挥部分的精度指标。

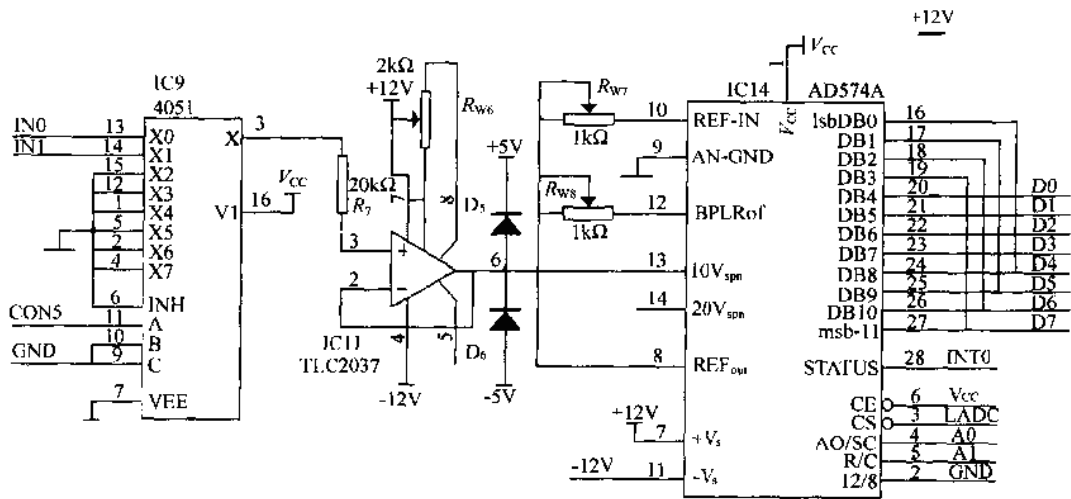


图1.2.42 数据采集部分

(5)采样保持电路： 选用 LF398采样/保持芯片，它的宽带噪声小于20V<sub>V</sub>，采样时间小于10 $\mu$ S，具有12bit 吞吐精度，且输入阻抗非常大，因此可保证系统的测量精度和加强本系统抗干扰能力，如图1.2.43所示。

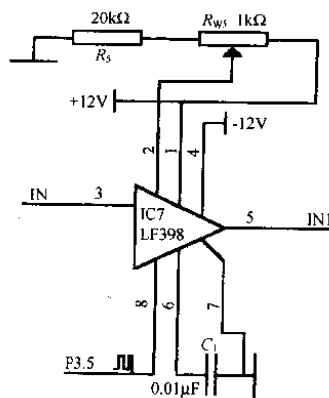


图1.2.43采样保持电路

(6)整形电路： 用 NE532和三极管整形，此电路可对10 mV 以上的电压进行整形，满足本题对小信号测量要求，如图1.2.44所示。

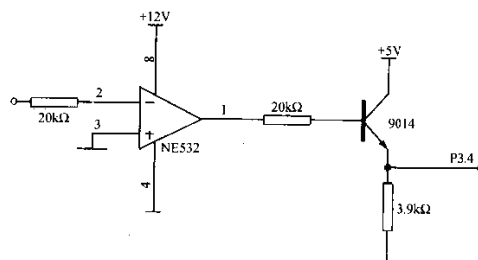


图1.2.44 整形电路

信号处理部分和数据处理与控制部分的电路连接见图1.2.45。

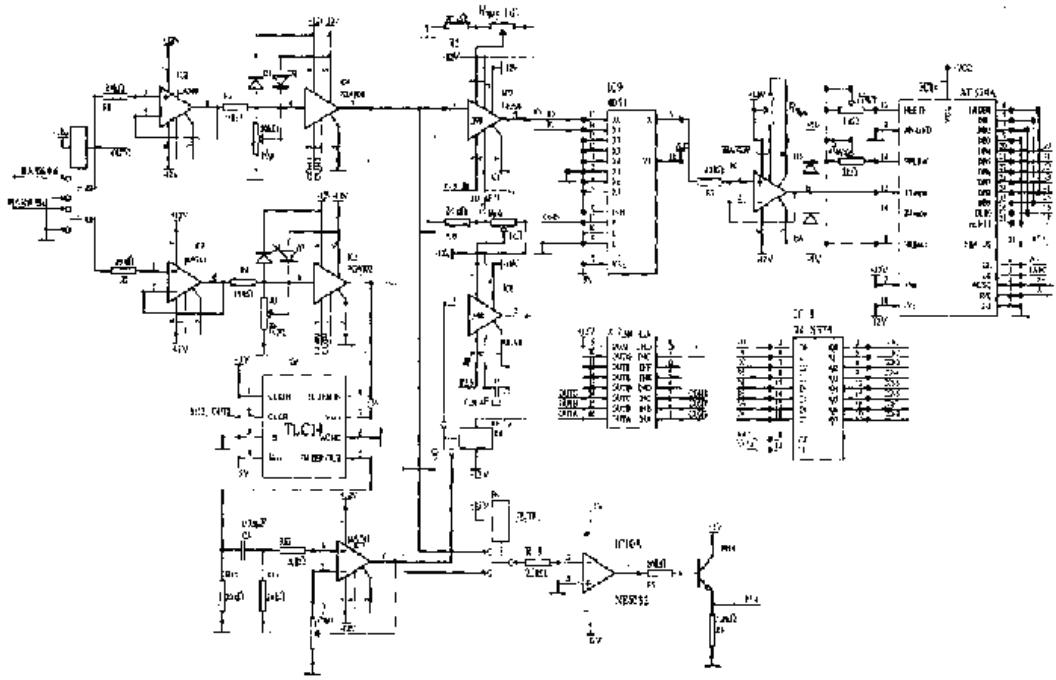


图1.2.45信号处理部分和数据处理与控制部分的电路

(7)显示电路：采用串行数据输入，本系统用六位数码管显示，前两位为功能转换(显示1为电压有效值、2为电流有效值、3为有功功率、4为无功功率、5为功率因数、6为电压基波有效值、7为总谐波有效值、8为失真度测量值、9为频率)，后四位为测量值显示。

(8)键盘功能：本系统采用5个按键，从左到右依次为系统复位键(自校零)、两个功能转换键、最大值键、最小值键。

#### (9)单片机系统

单片机系统是整个硬件系统的核心，它协调整机工作，并进行数据处理。它包括单片机89c52；外扩6264RAM；8253完成测量频率并给可编程开关电容滤波器提供时钟脉冲)；MAX705构成的看门狗电路；VAI488、VAI48构成扩展通信口；8255扩展打印口。

#### 三、系统的功能扩展

用8255扩展打印口和 D / A 数模转换，通过打印口与打印机相联可打印电压、电流，以及基波电压的波形完成波形回放，也可以用 D / A 数模转换把电压、电流以及基波电压通过示波器显示出来。

用 VAI488和 VAI489可以实现与 PC 机通信。

用显示电路的第二位数码管作为超量程报警显示。当超出量程时显示为 E，当调整到量程范围内时 E 自动消失。

#### 四、系统软件部分

本系统软件主程序采用结构化程序设计方法，功能模块各自独立。主程序框图如图1.2.46所示，主程序可分为自检、初始化、按键管理。

初始化模块完成对单片机系统及外围元件的初始化及对整机进行自检。

键盘管理的功能是根据按键的功能号和当前状态，转入相应的状态，并执行有关功能模块，然后进入下一次循环。

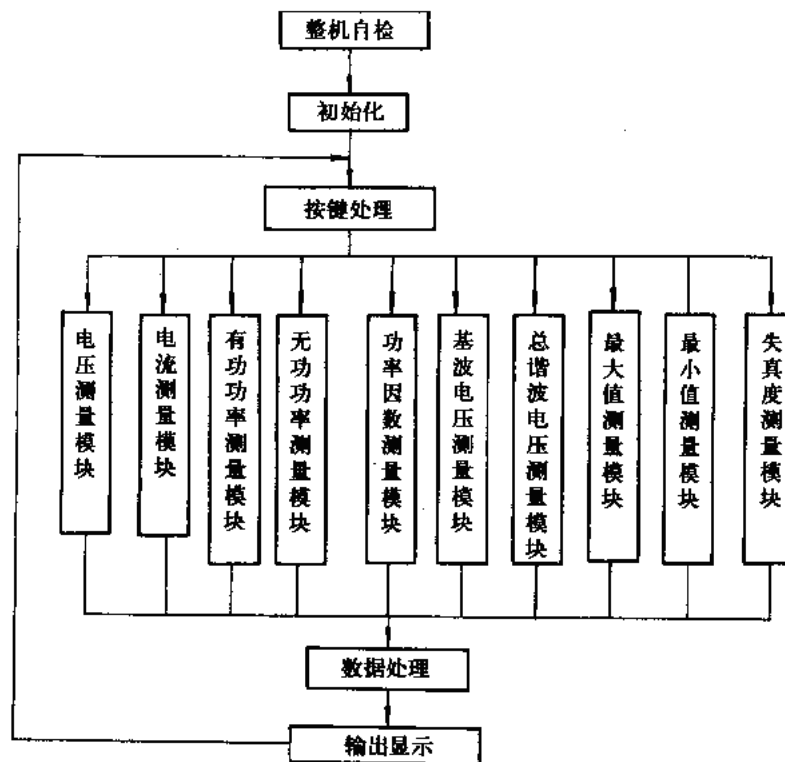


图1.2.46主程序框图

### 1.3 信号源

信号源又称信号发生器，它能够产生不同频率、不同幅度的规则或不规则的波形信号，是电子测量中最常用的仪器之一。

归纳起来，信号源有如下三方面的用途：

(1) 激励源

激励源作为某些电器设备的激励信号，如激励扬声器发出声音等。

(2) 信号仿真

当研究一个电子设备在某种实际环境下所受的影响时，需要施加与实际环境相同特性的信号，如高频干扰信号等。

(3) 校准源

用于对一般信号源或其他测量仪器进行校准。

信号发生器种类很多，按波形调制类型分为调幅、调频、调相、脉冲调制以及组合调制波形；按频率控制方式分为点频、扫频、程控波形等；按输出波形可分为正弦信号发生器和非正弦信号发生器。非正弦信号发生器又进一步分为脉冲信号发生器、函数信号发生器、扫频信号发生器、数字信号发生器、图形信号发生器、噪声信号发生器、任意波形发生器等。

不同种类波形产生器有不同的特性要求，主要包括以下几项。

### 1. 频率特性

频率特性包括有效频率范围、频率准确度和频率稳定度。

#### (1)有效频率范围

各项指标均能得到保证的输出频率范围称为信号发生器的有效频率范围。

#### (2)频率准确度

频率准确度是指频率实际值  $f_x$  对其标称值  $f_o$  的相对偏差，其表达式为

$$a = \frac{f_x - f_o}{f_o} = \frac{\Delta f}{f_o}$$

#### (3)频率稳定度

频率稳定度是指在一定时间间隔内频率准确度的变化，它表征信号源维持工作于恒定频率的能力。频率稳定度分为长期稳定度和短期稳定度。频率长期稳定度是指长时间内频率的变化，如变化时间为 3h, 24h。频率短期稳定度定义为信号发生器经规定的预热时间后，频率在规定的的时间间隔(15min)内的最大变化。频率短期稳定度的表达式为

$$\delta = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_o}$$

式中  $f_{\max}$  和  $f_{\min}$  分别为频率在任何一个规定时间间隔内的最大值和最小值。

### 2. 输出特性

(1)输出电压范围：表征波形产生器所能提供的最大和最小输出电压幅度范围。电压度量的单位一般是 dB、V 或 mV。

(2)输出电压稳定度和平坦度：输出电压的稳定度是指输出电压随时间变化的规律。输出电压的平坦度是指在有效频率范围内调节频率时，输出信号幅度的变化。

(3)输出电压准确度：实际输出波形电压与设定的期望输出电压之间的关系。

(4)输出阻抗：在输出口处测得的阻抗。输出阻抗因信号发生器的类型不同而异。低频信号发生器电压输出端的输出阻抗越小，驱动更大负载的能力就越高。高频信号发生器要注意阻抗匹配。

信号源设计分为模拟式和数字合成式。模拟方法电路结构复杂，有温漂现象，难以实现精确控制。数字合成方法克服了上述缺点，无论在频率、幅度以及信号的信噪比(S/N)均优于模拟方法，具有精度高、外围电路简单等优点。

图 1.3.1 所示为信号发生器的一般组成框图，它包括以下几部分：主振器、变换器、输出级、电源、指示器。主振器是信号发生器的核心部分，它产生不同频率、不同波形的信号。变换器用来完成对主振信号进行放大、整形及调制等工作。输出级的基本任务是调节信号的输出电平和变换输出阻抗。指示器用以监测输出信号的电平、频率及调制度。电源为仪器各部分提供所需的工作电压。

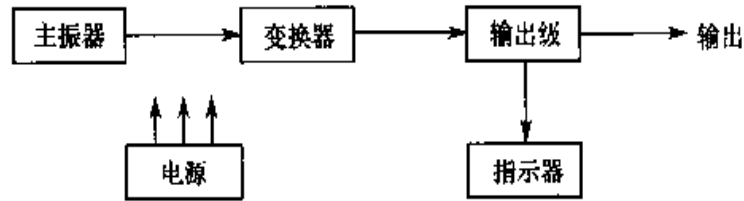


图 1.3.1 信号发生器的一股组成

本书重点讨论正弦信号发生器、脉冲信号发生器的主振器组成、工作原理及应用。

### 1.3.1 正弦信号发生器

正弦信号一般由正弦波振荡电路产生。正弦波振荡电路是在没有外加输入信号的情况下，依靠电路自激振荡产生正弦波电压输出的电路。

正弦波振荡电路由以下四个部分组成：

- (1)放大电路：保证电路能够有从起振到动态平衡的过程，使电路获得一定幅值的输出量，实现能量的控制。
- (2)选频网络：确定电路的振荡频率，使电路产生单一频率的振荡，即保证电路产生正弦波振荡。
- (3)正反馈网络：引入正反馈，使放大电路的输入信号等于反馈信号。
- (4)稳幅环节：也就是非线性环节，作用是使输出信号幅值稳定。

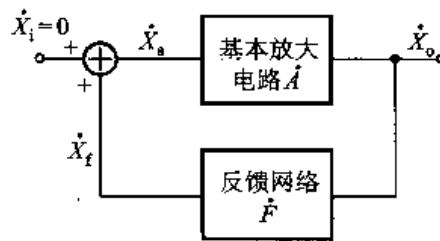


图 1.3.2 正弦波振荡电路的方案框图

起振条件为： $|\dot{A}\dot{F}| > 1$

$$\varphi_A + \varphi_F = 2n\pi, \quad n = 0, 1, 2, \dots$$

稳幅条件为：  $|\dot{A}\dot{F}| = 1$

$$\varphi_A + \varphi_F = 2n\pi, \quad n = 0, 1, 2, \dots$$

在不少实用电路中，常将选频网络和正反馈网络“合二而一”；而且，对于分立元件放大电路，也不再另加稳幅环节，而依靠晶体管特性的非线性来起到稳幅作用。

正弦波振荡电路常用选频网络所用元件来命名，分为 RC 正弦波振荡电路、LC 正弦波振荡电路和石英晶体正弦波振荡电路三种类型。RC 正弦波振荡电路的振荡频率较低，一般在 1MHz 以下；LC 正弦波振荡电路的振荡频率多在 1MHz 以上；石英晶体正弦波振荡电路也可等效为 LC 正弦波振荡电路，其特点是振荡频率非常稳定。

### 1. 三种 RC 正弦波振荡电路

#### RC 串并联正弦波振荡电路

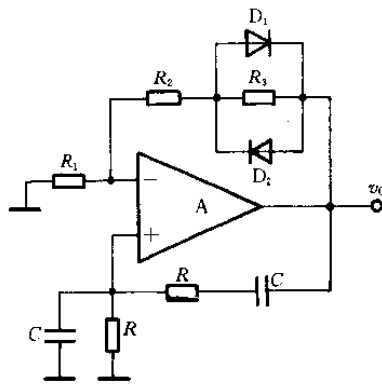


图 1.3.3 RC 串并联正弦波振荡电路

图中用二极管  $D_1$ 、 $D_2$  作为自动稳幅。当  $v_o$  幅值很小时，二极管  $D_1$ 、 $D_2$  接近于开路，由  $D_1$ 、 $D_2$  和  $R_3$  组成的并联支路的等效电阻为  $A_v = (R_2 + R_3 + R_1)/R_1 > 3$ ，有利于起振；反之，当  $v_o$  的幅值较大时， $D_1$  或  $D_2$  导通，由  $R_3$ 、 $D_1$  和  $D_2$  组成的并联支路的等效电阻减小， $A_v$  随之下降， $v_o$  幅值趋于稳定。

$$\text{振荡频率： } f_o = \frac{1}{2\pi RC}$$

电路特点及应用：也称为文氏电桥振荡电路。可方便地改变振荡频率，便于加入负反馈稳幅电路，得到理想的振荡波形。

#### ① 移相式正弦波振荡电路

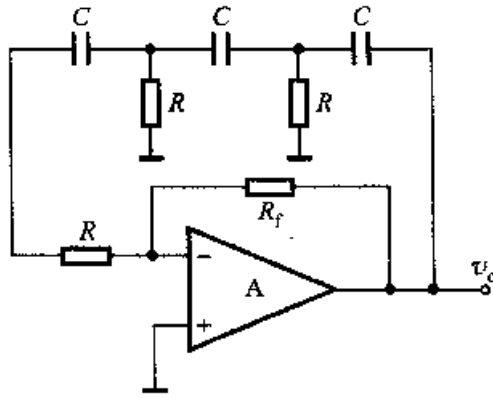


图 1.3.4 移相式正弦波振荡电路

振荡频率： $f_o = 1/(2\pi\sqrt{6RC})$

电路特点及应用：电路简单，经济力便，但失真大，频率稳定区低，适用于输出固定振荡频率且稳定度要求不高的设备中。

②双 T 式正弦波振荡电路

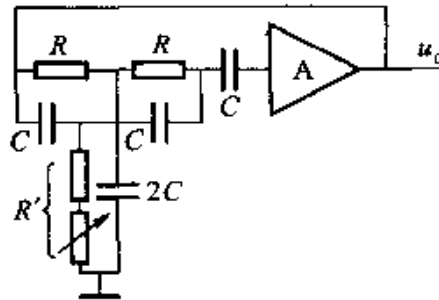


图 1.3.5 双 T 式正弦波振荡电路

振荡频率：

$$f_o = \frac{1}{5RC}$$

电路特点及应用：选频特性好，但频率调节比较难，适用于产生单一频率的振荡。

下图给出一个 RC 串并网络振荡电路(也可称为文氏电桥振荡器)的应用实例。其负反馈支路包含一个由场效应管构成的压控电阻，而由差分对管组成的检波—放大电路给压控电阻提供与振荡幅度有关的控制电压，从而实现自动稳幅。调节电位器  $R_{P1}$ ，可调节输出幅度，输出幅度的调节范围可达 100:1，振幅的稳定度为 0.1%，输出幅度的温度系数是  $1\text{ mV}/^\circ\text{C}$  (主要由差分对管的温漂引起)。该电路的振荡频率  $f_o = 1/(2\pi RC)$  Hz。

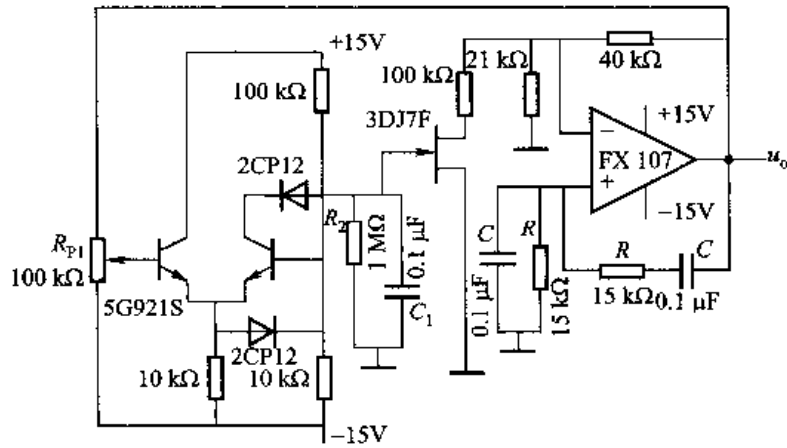


图 1.3.6 振幅稳定的 RC 串并联网振荡器应用电路

图 1.3.7 所示为双 T 网络振荡电路，其中  $T_1$  构成共射放大电路，用来使振荡电路满足振荡条件。 $T_2$  构成射极输出电路，用来隔离输出端负载对振荡电路的影响。该电路的振荡频率。 $f_o = 1/(5RC)$

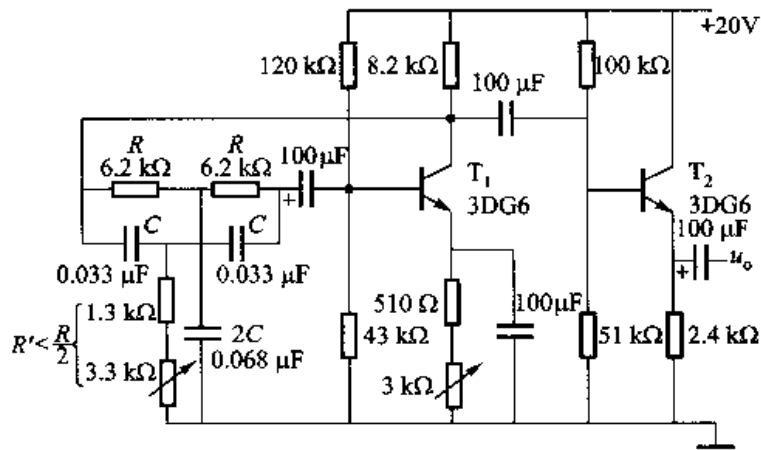


图 1.3.7 双 T 网络振荡电路

### 1. LC 正弦波振荡电路

LC 正弦波振荡电路与 RC 正弦波振荡电路的组成原则在本质上是相同的，只是选频网络采用 LC 电路。在 LC 振荡电路中，当  $f = f_o$  时，放大电路的放大倍数数值最大，而其余频率的信号均被衰减到零。由于 LC 正弦波振荡电路的振荡频率较高（可产生几兆赫以上的

正弦被信号), 所以放大电路多采用分立元件电路, 必要时还应采用共基电路。

常见的三种 LC 振荡电路有变压器反馈式振荡电路、电感反馈式(电感三点式)振荡电路、电容反馈式(电容三点式)振荡电路, 如表 62. 2 所示。表中 L1、L2 分别为电感线圈抽头的上、下两部分绕组的自感, M 为互感。

① 变压器反馈式振荡电路

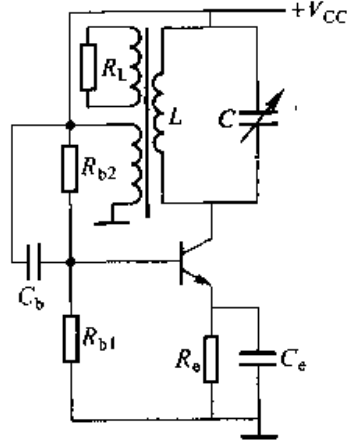


图 1.3.8 变压器反馈式振荡电路

$$\text{振荡频率: } f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

电路特点: 频率可调范围较宽, 波形质量一般。

② 电感反馈式(电感三点式)振荡电路

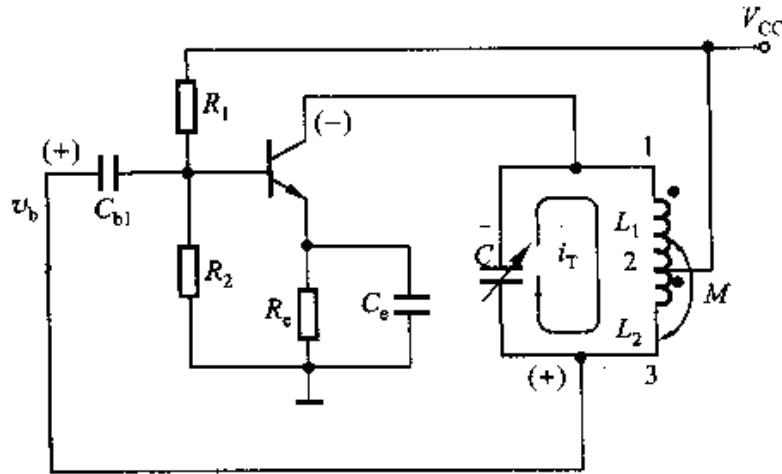


图 1.3.9 电感反馈式振荡电路

振荡频率:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1 + L_2 + 2M)C}}$$

电路特点: 频率可调范围较宽, 高次谐波分量较大。

③ 电容反馈式(电容三点式)振荡电路

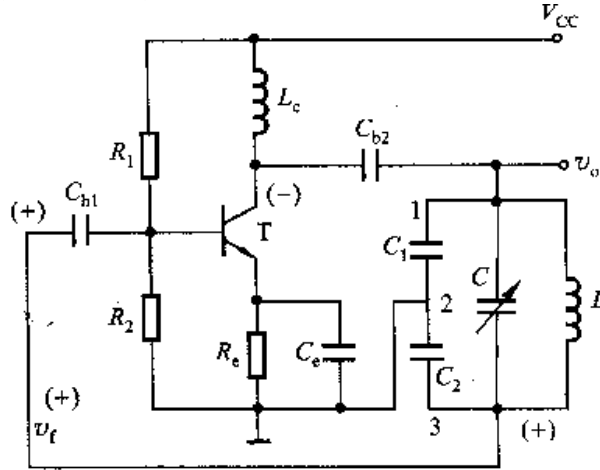


图 1.3.10 电容反馈式(电容三点式)振荡电路

振荡频率:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\left(\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} + C\right)}}$$

电路特点: 频率可调范围较小, 高次谐波分量较小, 波形好。

共基组态的电容三点式振荡电路和共基组态的电感三点式振荡电路如下图:

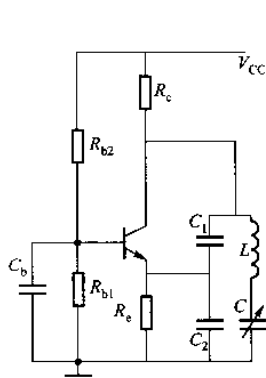


图 1.3.11 共基组态电容三点式振荡电路

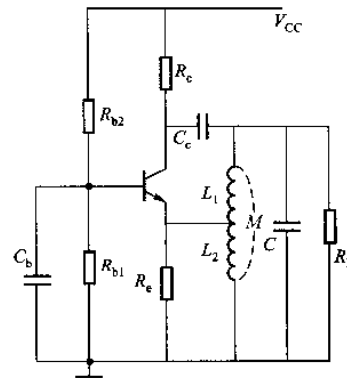


图 1.3.12 共基组态电感三点式振荡电路

振荡频率：

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{1 + \frac{1}{Q^2}}}\frac{1}{\sqrt{LC}}$$

其中： $Q = \frac{2\pi f_o L}{R'}$  是谐振回路的品质因素。其中  $R'$  表示 LC 回路以及回路所带负载的

等效总损耗电阻。当  $Q \gg 1$  时， $f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ 。可以看出，在 LC 振荡电路中，振荡频率

的稳定除了受振荡电路中三极管的电容效应和所带负载  $R_L$  的影响外，LC 振荡回路的品质因  $Q$  值对频率稳定也有较大的影响。一般 LC 回路的  $Q$  值最高可达数百，在要求高频率稳定度的场合，往往采用高  $Q$  值的石英晶体振荡器代替 LC 电路。

### 3. 石英晶体正弦波振荡电路

影响 LC 振荡电路振荡频率  $f_o$  人的因素主要是 LC 并联谐振回路的参数  $L$ 、 $C$  和  $R$ 。

LC 谐振回路的  $Q$  值对频率稳定也有较大影响，可以证明， $Q$  值愈大，频率稳定度愈高。

由电路理论知道， $Q = \omega_o L / R = \frac{1}{R} \cdot \sqrt{L/C}$ 。为了提高  $Q$  值，应尽量减小回路的损耗电

阻  $R$  并加大  $L/C$  值。但一般的 LC 振荡电路，其  $Q$  值只可达数百，在要求频率稳定度高的场合，往往采用石英晶体振荡电路。

石英晶体振荡电路，就是用石英晶体取代 LC 振荡电路中的  $L$ 、 $C$  元件所组成的正弦波振荡电路。它的频率稳定度可高达  $10^{-9}$  甚至  $10^{-11}$ 。而即使最好的 LC 振荡电路， $Q$  也只能达到几百，振荡频率的稳定度也只能达到  $10^{-5}$  因此，石英晶体的选频特性是其它选频网络不能比拟的。

由石英晶体所构成的振荡电路可分为并联型石英晶体正弦波振荡电路(如图 )和串联型石英晶体正弦波振荡电路(如图 1.3.12)。

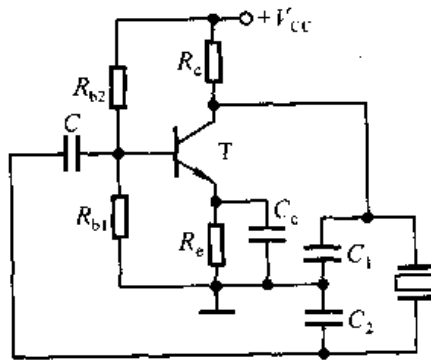


图 1.3.12 并联型石英晶体正弦波振荡电路

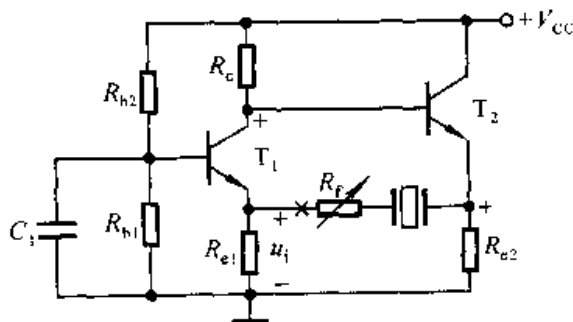


图 1.3.13 串联型石英晶体正弦波振荡电路

并联型石英晶体正弦波振荡电路是用石英晶体取代 LC 电路中的电感得到。图中电容 C1 和 C2 与石英晶体中的 CO 并联，总容量大于 CO，当然远大于石英晶体中的 C，所以电路的振荡频率约等于石英晶体的并联谐振频率。

串联型石英晶体正弦波振荡电路中，电容 C 为旁路电容，对交流信号可视为短路。电路的第一级为共基放大电路，第二级为共集放大电路。若断开反馈，给放大电路加输入电压，极性上“+”下“-”；则 T1 管集电极动态电位为“+”，T2 管的发射极动态电位也为“+”。只有在石英晶体呈纯阻性，即产生串联谐振时，反馈电压才与输入电压同相，电路才满足正弦波振荡的相位平衡条件。所以电路的振荡频率为石英晶体的串联谐振频率。调整凡的阻值，可使电路满足正弦波振荡的幅值平衡条件。

### 1.3.2 脉冲信号发生器

脉冲信号发生器可以产生不同的重复频率、不同宽度和幅度的脉冲信号，它不仅用于研究、测试脉冲和数字电路，测试逻辑元件的开关特性，而且广泛用于雷达、通信、计算机、集成电路和半导体器件的测量中。脉冲信号发生器是时域测量的重要仪器。

实际的矩形脉冲如图 1.3.14 所示。其主要参数如下。

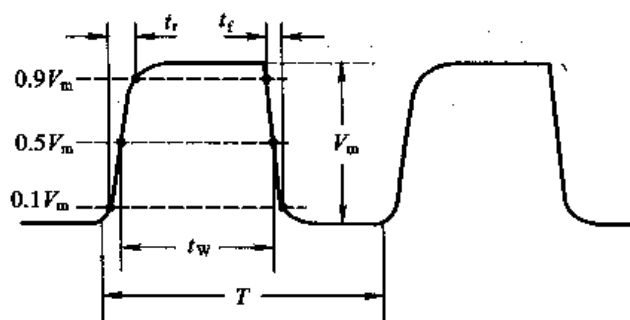


图 1.3.14 描述矩形脉冲特性的主要参数

脉冲周期  $T$ ——周期性重复的脉冲序列中，两个相邻脉冲之间的时间间隔。有时也使用频率  $f = \frac{1}{T}$  表示单位时间内脉冲重复的次数。

脉冲幅度  $V_m$ ——脉冲电压的最大幅度。

脉冲宽度  $t_w$ ——从脉冲前沿到达  $0.5V_m$  起，到脉冲后沿到达  $0.5V_m$  为止的一段时间。

上升时间  $t_r$ ——脉冲上升沿从  $0.1V_m$  上升到  $0.9V_m$  所需要的时间。

下降时间  $t_f$ ——脉冲下降沿从  $0.9V_m$  下降到  $0.1V_m$  所需要的时间。

占空比  $q$ ——脉冲宽度与脉冲周期的比值，亦即  $q = t_w / T$ 。

此外，在将脉冲整形电路用于具体的系统时，有时还可能有一些特殊的要求，例如脉冲周期和幅度的稳定性等。这时还需要增加一些相应的性能参数来说明。

图 1.3.15 是脉冲信号发生器的一般组成框图。它主要包括：主振级、隔离级、形成级、整形级和输出级。各部分作用如下：

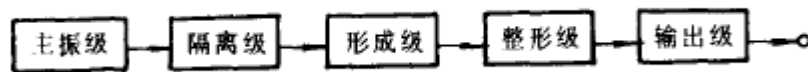


图 1.3.15 脉冲信号发生器框图

主振级：形成周期信号，决定输出脉冲重复频率的调节，通常由自激振荡器构成。

隔离级：用于减轻主振级的负载，提高频率稳定度。

形成级：通常由单稳态触发器等脉冲电路组成。它是脉冲信号发生器的中心环节，产生宽度准确、波形良好的矩形脉冲，而且要求脉冲的宽度可独立调节，并具有较高的稳定性。

整形级与输出级：一般由放大、限幅电路组成，整形级具有电流放大作用，输出级具有功率放大作用。它还具有保证输出的主脉冲的幅度可调、极性可切换，以及良好的前、后沿等性能的作用。

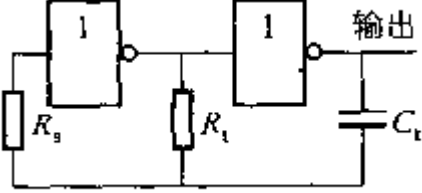
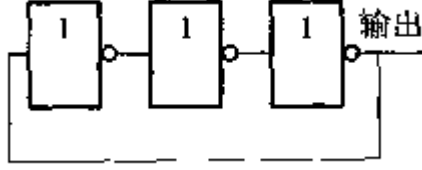
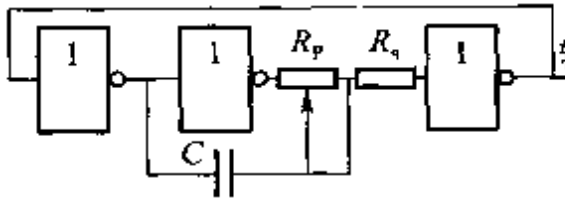
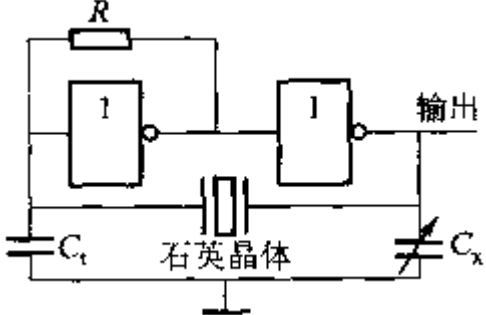
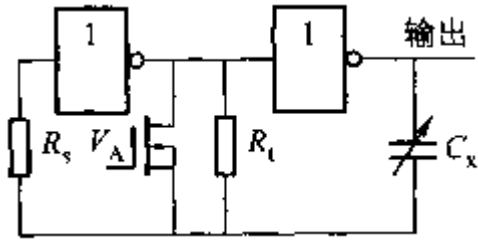
表 1.3.1 和表 1.3.2 分别给出了用逻辑门和 555 定时器构成的一些常用振荡电路。

### 1.3.3 其它信号发生器

#### 1.函数发生器

函数发生器是一种可以同时产生方波、三角波和正弦波的专用集成电路。当调节外部

表 1.3.1 由门电路构成的振荡电路

电路	振荡频率	说明
	$f_o = \frac{1}{2.2R_1C_1}$	<p><math>R_s</math>、是反相器输入端保护电阻。不影响振荡频率</p>
	$f_o = \frac{1}{6t}$	<p><math>t</math> 是三个非门的平均传输延迟时间。一般为几十毫微秒</p>
	$f_o = \frac{1}{2.2R_pC}$	<p>可调电阻 <math>R_p</math> 可用作频率微调，一般电阻值在 <math>1K\Omega</math> 左右，<math>R_q</math> 为保护电阻</p>
	<p>较高，由石英晶体决定</p>	<p>振荡器精度较高，约 <math>10^{-5}</math></p>
	$f_o = \frac{1}{2.2(R_t // R_{CMOS})C_x}$	<p><math>R_{CMOS}</math> 一般为 <math>1 \sim 10^5 K\Omega</math>，振荡器中心频率可以通过 <math>C_x</math> 调节</p>

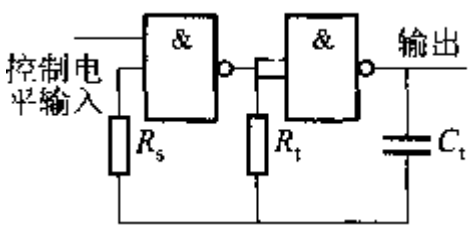
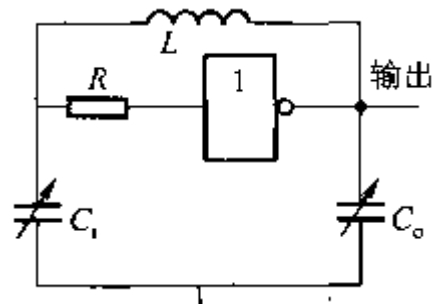
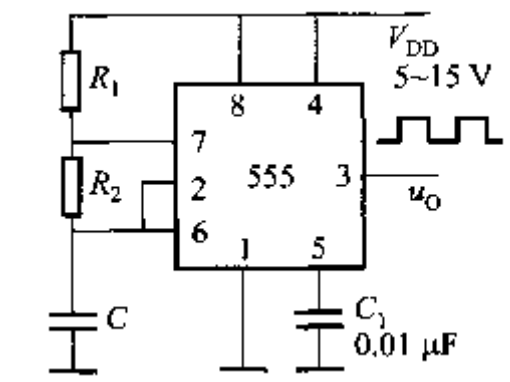
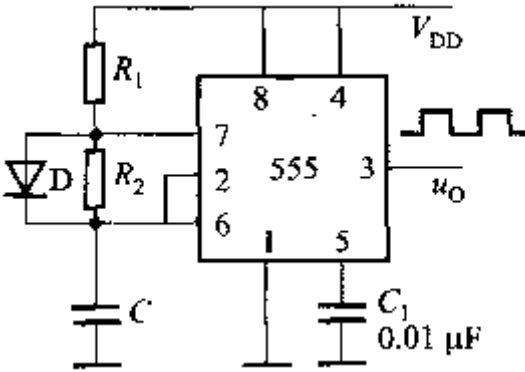
	$f_o = \frac{1}{2.2R_t C_t}$	振荡器工作由“控制电平输入”端决定
	$f_o = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{2}{LC}}$	频率稳定度好, $C=C_1=C_o$

表 1.3.2 由 555 定时器构成的振荡电路

电路	振荡频率
	$f_o = \frac{1.44}{(R_1 + 2R_2)C}, C_1 \text{ 滤波电容}$
	$f_o = \frac{1.44}{(R_1 + R_2)C},$ <p>充、放电时间常数可单独调节, 当 <math>R_1=R_2</math>, 输出波形占空比为 50%</p>

	$f_o = \frac{1.44}{(R_1 + 2R_2)C}$ <p>输出初始状态与前面电路输出波形相反</p>
	<p>该电路具有独立的充、放电时间常数。输出高电平脉宽取决于 <math>R_1C_1</math>，低电平脉宽取决于 <math>R_2C_2</math></p>
	<p>振荡频率 <math>f</math> 与 <math>R</math> 成正比，与电感 <math>L</math> 成反比</p>

电路参数时，还可以获得占空比可调的矩形波和锯齿波。因此，广泛用于仪器仪表之中。下面以集成函数发生器 8038 和 038 为例，介绍电路结构、工作原理、参数特点和使用方法。

(一) 集成函数发生器 8038

具有频率范围宽、频率稳定度高、外围电路简单等特点。

① 电路结构

函数发生器 8038 的电路结构如图 1.3.16 虚线框内所示，共有五个组成部分。

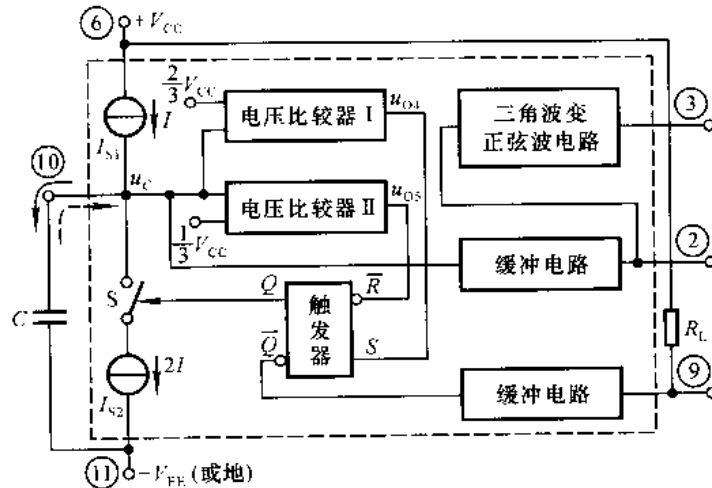


图 1.3.16 8038 函数发生器原理框图

两个电流源的电流分别为  $I_{S1}$  和  $I_{S2}$ ，且  $I_{S1} = I$ ， $I_{S2} = 2I$ ；两个电压比较器 I 和 II 的阈值电压分别为  $\frac{2}{3}V_{CC}$  和  $\frac{1}{3}V_{CC}$ ，它们的输入电压等于电容两端的电压  $v_c$ ，输出电压分别控制 RS 触发器的 S 端和  $\bar{R}$  端；RS 触发器的状态输出端 Q 和  $\bar{Q}$  万用来控制开关 S，实现对电容 C 的充放电；两个缓冲放大器用于隔离波形发生电路和负载，使三角波和矩形波输出端的输出电阻足够低，以增强带负载能力；三角波变正弦波电路用于获得正弦波电压。

### ②工作原理

当给函数发生器 8038 通电时，电容 C 的电压为 0V，电压比较器 I 和 II 的输出电压均为低电平；因而 RS 触发器的输出 Q 为低电平， $\bar{Q}$  为高电平；使开关 S 断开，电流源  $I_{S1}$  对电容充电，充电电流为： $I_{S1} = I$ ，因充电电流是恒流，所以，电容上电压  $v_c$  随着时间的增长而线性上升。当  $v_c$  上升到  $\frac{1}{3}V_{CC}$  时，虽然 RS 触发器的 R 端从低电平跃变为高电平，但其输出不变。一直到  $v_c$  上升到  $\frac{2}{3}V_{CC}$ ，使电压比较器 I 的输出电压跃变为高电平，Q 才变为高电平(同时  $\bar{Q}$  变为低电平)，导致开关 S 闭合，电容 C 开始放电，放电电流为： $I_2 - I_{S1} = I$ ，因放电电流是恒流，所以，电容上电压  $v_c$  随着时间的增长而线性下降。起初， $v_c$  的下降虽然使 RS 触发器的 S 端从高电平跃变为低电平，但其输出不变。一直到  $v_c$  下降到  $\frac{1}{3}V_{CC}$ ，使电

压比较器 II 的输出电压跃变为低电平, Q 才变为低电平(同时  $\bar{Q}$  为高电平), 使得开关 S 断开, 电容 C 又开始充电, 重复上述过程, 用而复始, 电路产生了自激振荡。由于充电电流与放电电流数值相等, 因而电容上电压为三角波, Q 和  $\bar{Q}$  为方波, 经缓冲放大器输出。三角波电压通过三角波变正弦波电路输出正弦波电压。

通过以上分析可知, 改变电容充放电电流, 可以输出占空比可调的矩形波和锯齿波。但是, 当输出不是方波时, 输出也得不到正弦波。

### ③常用接法

图 1.3.17 所示为 8038 的管脚图, 其中管脚 8 为频率调节(简称调频)电压输入端, 电路的振荡频率与调频电压成正比。管脚 7 输出调频偏置电压, 数值是管脚 7 与电源  $+V_{CC}$  之差, 它可作为管脚 8 的输入电压。

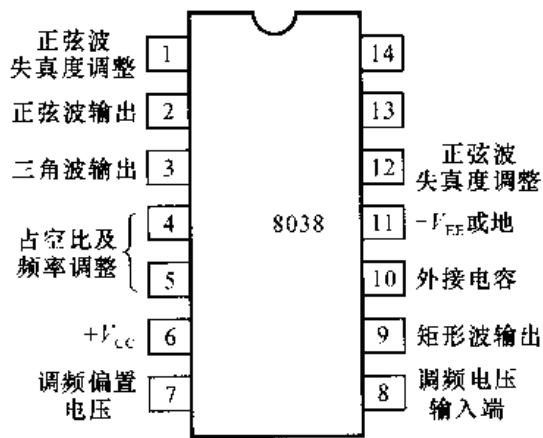


图 1.3.17 8038 的管脚图

图 1.3.18 所示为 8038 最常见的两种基本接法, 矩形波输出端为集电极开路形式, 需外接电阻  $R_L$  至  $+V_{CC}$ 。在图(a)所示电路中,  $R_A$  和  $R_B$  可分别独立调整。在图(b)所示电路中, 通过改变电位器  $R_W$  滑动端的位置来调整  $R_A$  和  $R_B$  的数值。当  $R_A = R_B$  时, 各输出端的波形如图 1.3.18 (a)所示, 矩形波的占空比为 50%, 因而为方波。当  $R_A \neq R_B$  时, 矩形波不再是方波, 管脚 2 也就不再是正弦波了, 图 1.3.18(b)所示为矩形波占空比是 15%时各输出端的波形图; 根据 8038 内部电路和外接电阻可以推导出占空比的表达式为:

$$\frac{T_1}{T} = \frac{2R_A - R_B}{2R_A}$$

$$\text{故 } R_B < 2R_A$$

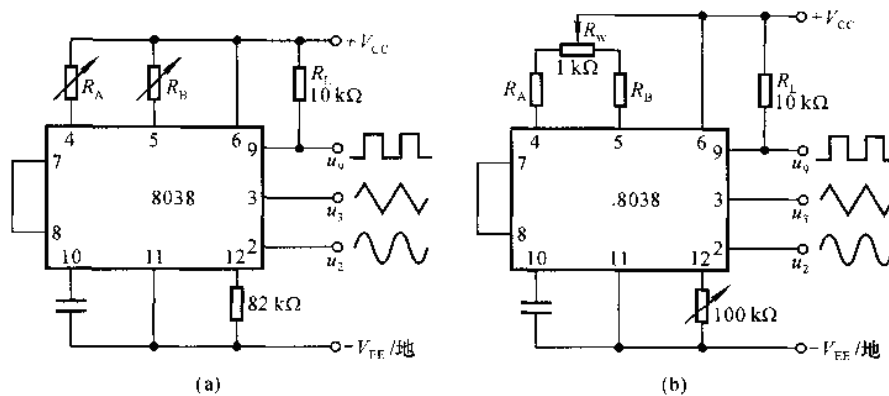


图 1.3.18 8038 的两种基本接法

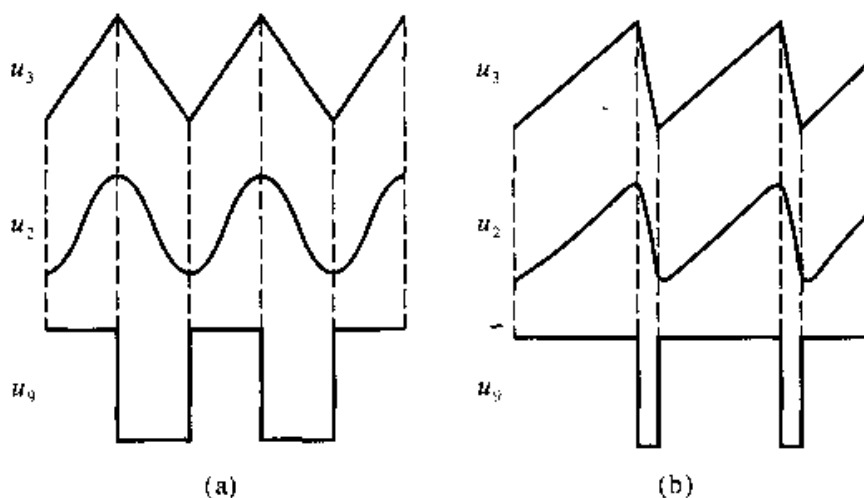


图 1.3.19 8038 的输出波形

(a) 矩形波占空比为 50% 时的输出波形 (b) 矩形波占空比为 15% 时的输出波形

在图 1.3.18 (b) 所示电路中用  $100\text{ k}\Omega$  的电位器取代了图(a)所示电路中的  $82\text{ k}\Omega$  电阻, 调节电位器可减小正弦波的失真度。如果要进一步减小正弦波的失真度, 可采用图 1.3.18 (b) 所示电路中两个  $100\text{ k}\Omega$  的电位器和两个  $10\text{ k}\Omega$  电阻所组成的电路, 调整它们可使正弦波的失真度减小到  $0.5\%$ 。在  $R_A$  和  $R_B$  不变的情况下, 调整  $R_W$  可使电路振荡频率最大值与最小值之比达到  $100:1$ 。也可在管脚 8 与管脚 6(即调频电压输入端和正电源)之间直接加输入电压调节振荡频率, 最高频率与最低频率之差可达  $1000:1$ 。

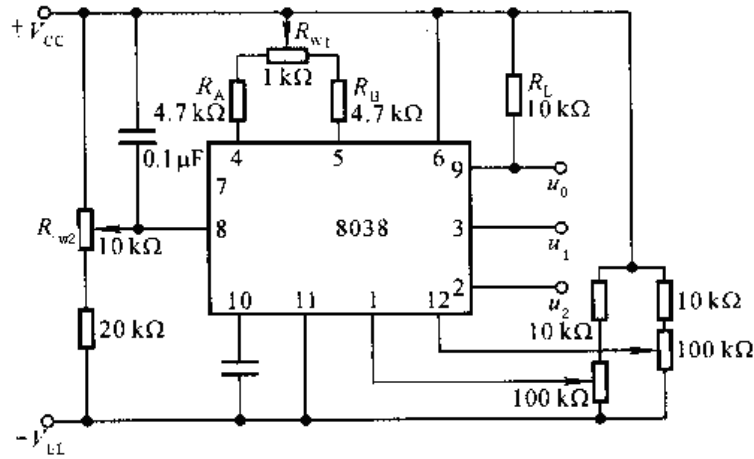


图 1.3.20 失真度减小和频率可调电路

## (二) 集成函数发生器 MAX038

具有低失真、高频、高精度特点的单片集成函数发生器。

### ①性能特点

- 输出频率范围为 0.1 Hz~20 MHz。
- 可产生精确的三角波、锯齿波、正弦波、方波和脉冲波。
- 输出波形频率和占空比独立可调。
- 15%~85% 可调占空比。
- 0.1 Ω 低阻抗输出缓冲，输出电压峰~峰值为 2 V，具有输出过载 / 短路保护。

护。

- 小于  $200 \times 10^{-6} \text{C}^{-1}$  的温度频率漂移。
- 输出正弦波失真度为 0.75%。
- 内部功能齐全，外电路简单，使用方便

### ②电路结构及工作原理

图 1.3.21 所示为 MAX038 的内部结构图及典型外部连接电路。正、负电源为  $\pm 5\text{V}$ ，器件消耗功率为 400 mW，外接振荡器电容为  $C_F$ 。通过在 2.5 V 基准电压输出端外接一个固定电阻或可变电阻连接到  $IIN$  (振荡频率控制电流输入端)，可以调整  $IIN$  引脚的输入电流范围从  $2\mu\text{A}$  到  $750\mu\text{A}$ 。

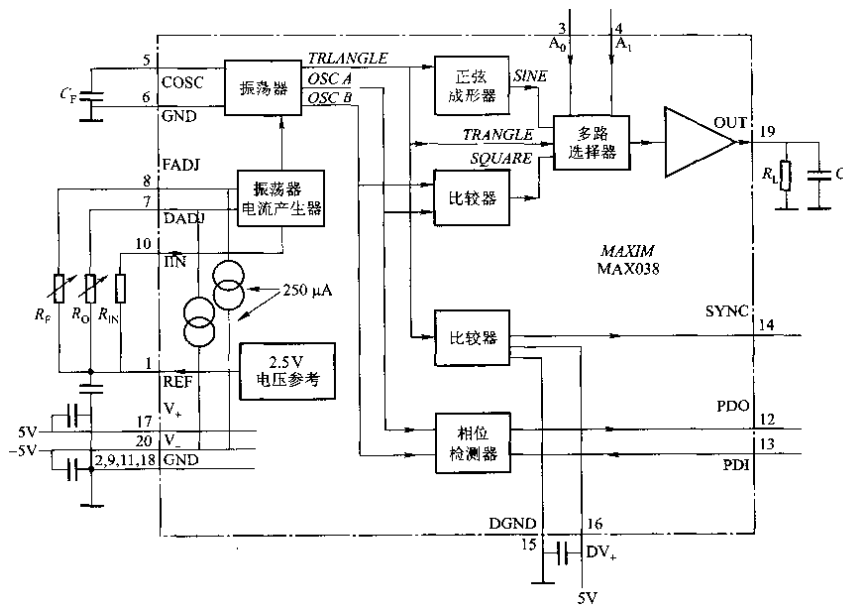


图 1.3.21 MAX038 内部结构图及典型外部连接电路

MAX038 主振荡器为三角波振荡器，可同时输出三角波和两相脉冲波，振荡频率由调频输入电压  $FADJ$ 、参考电流  $IIN$  及外接振荡电容  $COSC$  共同决定，脉冲波占空比由  $DADJ$  调节。内部正弦波变换电路将三角波变为正弦波，两相脉冲经比较器变成方波。输出波形由波形选择输入端  $A_1$ 、 $A_2$  的输入状态确定；当  $A_1A_2 = 00$  时，输出方波(脉冲波)；当  $A_1A_2 = 01$  时，输出三角波(锯齿波)；当  $A_1 = 1$  ( $A_2$  任意)时，输出正弦波。另外，如果将引脚 13 输入的外同步信号经内部相位检测器与振荡频率进行相位比较，相位差信号从引脚 12 输出再反馈到引脚 8 ( $FADJ$ )，可构成锁相环，实现外同步。

当  $U_{FADJ} = 0V$  时。输出频率由下面的计算公式得到：

$$f_o = \frac{I_{IN}}{C_F}$$

其中  $I_{IN}$  是输入到 MAX038 引脚 10 ( $IIN$ ) 的电流，范围为  $2\sim 750\mu A$ ， $IIN$  输入电流的最佳范围为  $10\sim 400\mu A$ 。 $C_F$  是 MAX038 引脚 5 ( $COSC$ ) 和地之间的外接电容器容量，范围为  $20\text{ pF}$  到  $100\mu F$  以。

对于输出频率固定的电路， $IIN$  输入电流可设定在  $100\mu A$ ，并选择合适的振荡电容。这样可以使得电路产生的温度系数最小，当改变输出信号占空比时产生的频率偏移最小。

由于  $IIN$  端内部为运算放大器虚地，该端电位  $V_{IN} = 0V$ 。如果在该端与基准电压输出

端月  $REF$  (2.5V) 之间外接一电阻  $R_{IN}$  则  $I_{IN} = V_{REF} / R_{IN}$ 。此时的输出振荡频率为

$$f_o = \frac{V_{IN}}{R_{IN} C_F}$$

当  $I_{IN}$  输入端电流固定,  $V_{FADJ} \neq 0V$  时, 可以进一步通过调节  $FADJ$  端的输入电压来调节输出信号的频率,  $V_{FADJ}$  端的电压调节范围为 -2.4~+2.4v, 可使输出振荡频率在  $f_o$  的范围内调整。振荡频率  $f_o$  与  $FADJ$  端输入电压  $V_{FADJ}$  的关系为

$$V_{FADJ} = \frac{f_o - f_x}{0.2915 f_o}$$

其中  $f_o$  表示  $V_{FADJ} = 0V$  时的振荡频率(中心频率),  $f_x$  表示输出振荡频率。

由于  $FADJ$  端为 250 $\mu$ A 恒流输入, 通过  $V_{FADJ}$  调节输出频率的一个简便方法就是在  $FADJ$  端与 2.5V 基准电源输出端之间外接一可变电阻  $R_F$ , 电阻值可通过下式计算:

$$R_F = \frac{V_{REF} - V_{FADJ}}{250\mu A}$$

#### 脉冲波占空比及三角波斜率调:

占空比由 MAX038 的引脚 7( $DADJ$  端)输入电压调节。一般情况下,  $V_{DADJ} = 0V$ , 占空比=50%, 如图 1.3.22 (a) 所示; 当  $V_{DADJ}$  在 -2.3V 到 +2.3V 之间变化时, 输出占空比在 15% 到 85% 之间变化, 且具有良好的线性。 $DADJ$  端小范围电压调整也可以用来减小正弦波失真, 如图 1.3.22 (b) 所示。

要产生指定占空比所需  $DADJ$  端输入的电压可通过下面的公式计算:

$$V_{DADJ} = (50\% - \text{占空比}) \times 0.0575$$

其中  $V_{DADJ}$  表示  $DADJ$  端输入电压。

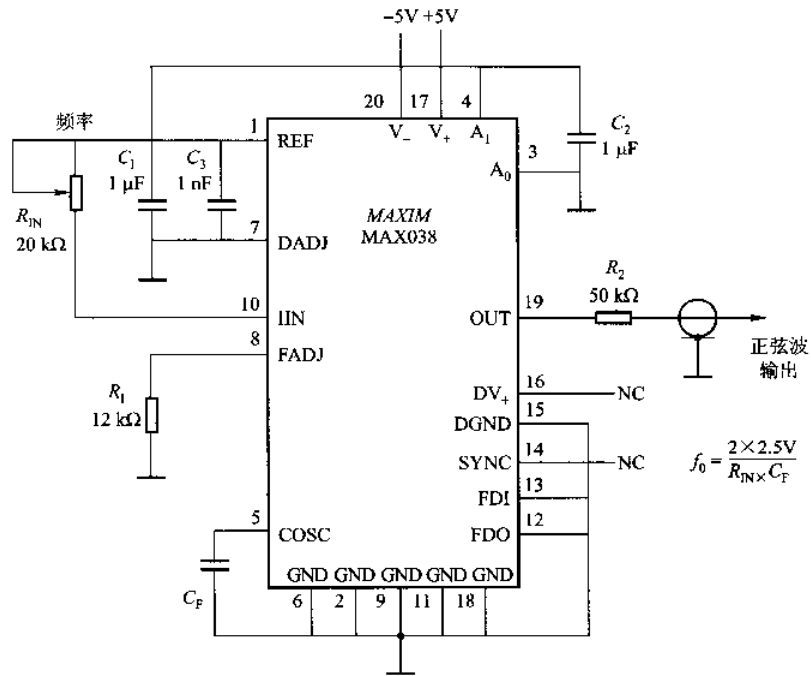
相反, 如果已知  $DADJ$  端输入电压  $V_{DADJ}$  的大小, 则可以根据上式计算出占空比。

和  $FADJ$  端相同,  $DADJ$  端也是 250 $\mu$ A 恒流输入, 通过  $V_{DADJ}$  调节占空比的一个简便方法就是在  $DADJ$  端与 2.5V 基准电源输出端之间外接一可变电阻  $R_D$ , 电阻值可通过下式计

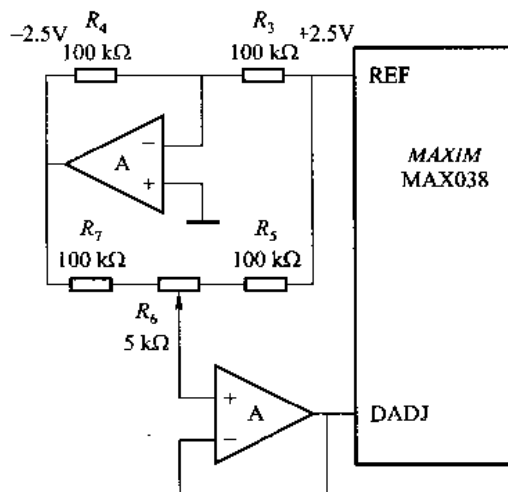
算:

$$R_D = \frac{V_{REF} - V_{DADJ}}{250\mu A}$$

调节外接电阻  $R_D$  对三角波和锯齿波均有效，但不影响同步输出脉冲。



(a)  $V_{DADJ} = 0V$ ，占空比为 50% 精确占空比调整自路



(b) 减小正弦波失真的  $DADJ$  端连接电路

图 1.3.22 MAX038 构成的函数发生器

③常用接法

MAX038 集成芯片其引脚排列如图 1.3.23 所示，引脚功能描述如表 1.3.3 所示。

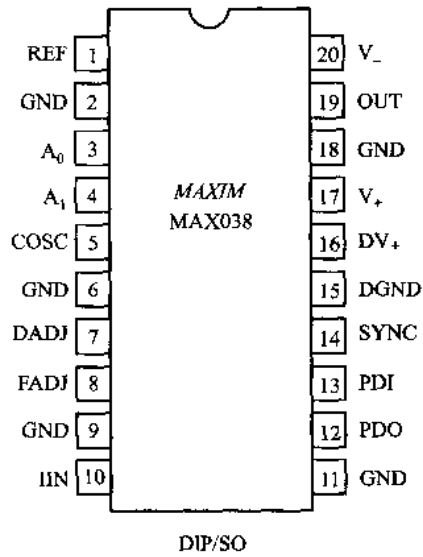


图 1.3.23 MAX038 集成芯片其引脚图

表 1.3.3 MAX038 集成芯片引脚功能表

引脚号	引脚名	功能
1	<i>REF</i>	2.50V 基准电压参考输出
2, 6, 9, 11, 18	<i>GND</i>	模拟地
3	<i>A<sub>0</sub></i>	输出波形选择输入端； TTL/CMOS 电平兼容
4	<i>A<sub>1</sub></i>	输出波形选择输入端； TTL/CMOS 电平兼容
5	<i>COOSC</i>	外接振荡电容
7	<i>DADJ</i>	脉冲占空比调节输入端
8	<i>FADJ</i>	振荡频率调节(电压输入)

10	<i>IIN</i>	振荡频率控制电流输入端
12	<i>PDO</i>	相位检测器输出。不使用相位检测器可将该引脚直接接地
13	<i>PDI</i>	相位检测器同步信号输入，不使用相位检测器可将该引脚直接接地
14	<i>SYNC</i>	同步脉冲输出，TTL/CMOS 电平兼容。可实现内部振荡器与外部信号同步。不使用该引脚可悬空
15	<i>DGND</i>	数字地
16	<i>DV<sub>+</sub></i>	数字电路 5V 电源输入端。如果 <i>SYNC</i> 引脚不用，该引脚可悬空
17	<i>V<sub>+</sub></i>	5V 电源输入端
19	<i>OUT</i>	正弦波、方波或三角波输出端
20	<i>V<sub>-</sub></i>	-5V 电源输入端

由 MAX038 构成的数字控制输出频率和占空比的函数发生器如图 1.3.24 所示。

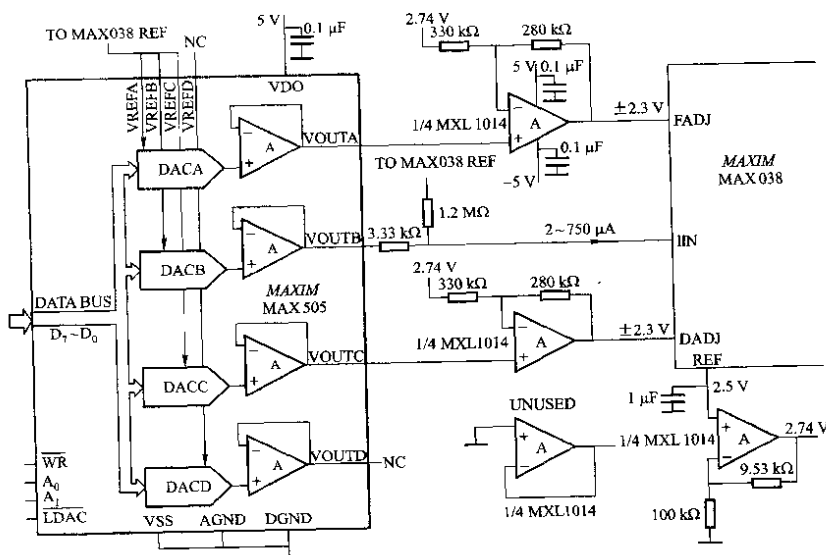


图 1.3.24 数字控制输出频率和占空比的函数发生器

为了实现输出频率的数字化调节，用一个电压输出型的 8 位数模转换器(DAC)通过一个串联的电阻连接到 MAX038 的 *IIN* 端, DAC 转换器输出的电压范围为  $0 \sim 2.5(255 / 2^N)V$ , 因此流入到 *IIN* 端的电流范围为  $0 \sim 748\mu A$ 。从图中可以看出, 2.5V 基准电压均 1.2MΩ 电阻提供  $2\mu A$  的电流补偿, 从而流入 *IIN* 端的净电流范围为  $2\mu A$  (DAC 输入数字端为 0000 0000 时)到  $750\mu A$  (DAC 输入数字端为 11111111 时)。图中采用的 DAC 转换器为集成了四个 8 位 DAC 的 IC 芯片 MAX505, 它的工作电压为 5V(单电源)或  $\pm 5V$ (双电源), 从而可以使用一片 MAX505 同时实现 MAX038 器件的 *FADJ* (输出频率电压调节输入)端和 *DADJ* (脉冲占空比调节输入)端的数字控制。测试表明, *FADJ* 和 *DADJ* 控制端的电压范围在  $\pm 2.3V$  之间的控制线性度最佳。

## 2. 直接数字频率合成信号发生器法

随着科学技术的发展, 对信号频率的稳定度和准确度提出了愈来愈高的要求。例如, 在手机通信系统中, 信号频率稳定度的要求必须优于  $10^{-6}$ ; 在卫星发射中要求更高, 必须优于  $10^{-8}$ 。同样, 在电子测量技术中, 如果信号源频率的稳定度和准确度不够高, 就很难对电子设备进行准确的频率测量。因此, 频率的稳定度和准确度是信号源的一个重要技术指标。

在以 RC、LC 为主振级的信号源及集成函数发生器中, 虽然电路实现比较简单, 但产生的信号频率准确度, 频率稳定度不是很理想, 远远不能满足现代电子测量和无线电通信等方面的要求。另一方面, 以石英晶体组成的振荡器日稳定度优于  $10^{-8}$  量级, 但是它只能产生某些特定的频率。为此, 需要采用频率合成技术。该技术是对一个或几个高稳定度频率进行加、减、乘、除算术运算, 得到一系列所要求的频率。采用频率合成技术制成的频率源称为频率合成器, 用于各种专用设备或系统中, 例如, 通信系统中的激励源和本振, 或者做成通用的电子仪器, 称为合成信号发生器(或称合成信号源)。频率的加、减通过混频

获得，乘、除通过倍频、分频获得，也广泛运用锁相技术来实现频率合成。采用频率合成技术，可以把信号发生器的频率稳定度、准确度提高到与基准频率相同的水平，并且可以在很宽的频率范围内进行精细的频率调节。合成信号源可工作于调制状态，可对输出电平进行调节，也可输出各种波形。它是当前用得最广泛的性能较高的信号源。

频率合成的方法很多，但基本上分为两大类：直接合成法和间接合成法。在具体实现中可分为下面三种方法：

直接模拟频率合成法(DAFS, Direct Analog Frequency Synthesis);

间接锁相式合成法;

直接数字频率合成法(DDS, Direct Digital Frequency Synthesis)。

DDS 成为频率合成技术的新潮流，应用越来越广泛。直接数字频率合成法是从“相位”的概念出发进行频率合成。这种合成方法不仅可以给出不同频率的正弦波，而且还可以给出不同初始相位的正弦波，甚至可以给出各种任意波形。

### (1) 直接数字频率合成基本原理

在计算机上编制一段小程序，如连续进行加 1 运算到一定值，然后连续进行减 1 运算回到原值，再反复运行该程序，则微机输出的数字量经 D/A 变换成小阶梯式模拟量波形，如图 1.3.25 所示。再经 LPF 滤除引起小阶梯的高频分量，则得到三角波输出。若更换程序，令输出“1”（高电平）一段时间，再令输出“0”（低电平）一段时间，反复运行这段程序，则会得方波输出。实际上，可以将要输出的波形数据(如正弦函数表)预先存在 ROM(或 RAM)单元中，然后在系统标准时钟(CLK)频率下，按照一定的顺序从 ROM(或 RAM)单元中读出数据，再进行 D/A 转换、就可以得到一定频率的输出波形。

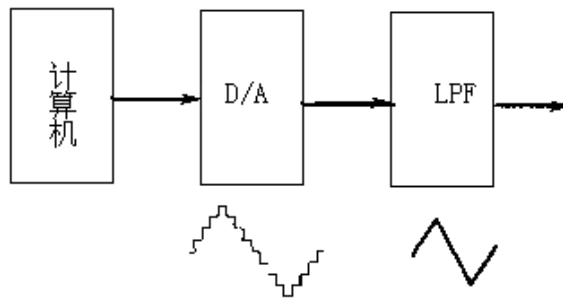


图 1.3.25 直接数字合成原理图

现以正弦波为例进一步说明如下。在正弦波一周期( $360^\circ$ )内，按相位划分为若干等分  $\Delta\phi$ ，将各相位所对应的幅值 A 按二进制编码并存入 ROM。设  $\Delta\phi = 6^\circ$ ，则一周期内共有 60 等分。由于正弦波对  $180^\circ$  为奇对称，对  $90^\circ$  和  $270^\circ$  为偶对称，因此 ROM 中只需存  $0^\circ \sim 90^\circ$  范围内的幅值码。若以  $\Delta\phi = 6^\circ$  计算，在  $0^\circ \sim 90^\circ$  之间共有 15 等分，其幅值在 ROM 中占 16 个地址单元。因为  $2^4 = 16$ ，所以可以按 4 位地址码对数据 ROM 进行寻址。现设幅值码为 5 位，则在  $0^\circ \sim 90^\circ$  范围内编码关系如表 1.3.4 所示。

表 1.3.4 正弦函数表（正弦波信号相位与幅度的关系）

地址码	相位 ( $^\circ$ )	幅度 (满度值为 1)	幅值编码
-----	-----------------	-------------	------

0 0 0 0	0	0 . 0 0 0	0 0 0 0 0
0 0 0 1	6	0 . 1 0 5	0 0 0 1 1
0 0 1 0	1 2	0 . 2 0 7	0 0 1 1 1
0 0 1 1	1 8	0 . 3 0 9	0 1 0 1 0
0 1 0 0	2 4	0 . 4 0 6	0 1 1 0 1
0 1 0 1	3 0	0 . 5 0 0	1 0 0 0 0
0 1 1 0	3 6	0 . 5 8 8	1 0 0 1 1
0 1 1 1	4 2	0 . 6 6 9	1 0 1 0 1
1 0 0 0	4 8	0 . 7 4 3	1 1 0 0 0
1 0 0 1	5 4	0 . 8 0 9	1 1 0 1 0
1 0 1 0	6 0	0 . 8 6 6	1 1 1 0 0
1 0 1 1	6 6	0 . 9 1 4	1 1 1 0 1
1 1 0 0	7 2	0 . 9 5 1	1 1 1 1 0
1 1 0 1	7 8	0 . 9 7 8	1 1 1 1 1
1 1 1 0	8 4	0 . 9 9 4	1 1 1 1 1
1 1 1 1	9 0	1 . 0 0 0	1 1 1 1 1

信号的频率计算如图 1.3.26 所示, 时钟 CLK 的频率为固定值  $f_c$ 。在 CLK 的作用下、如果按照 0000, 0001, 0010, …、1111 的地址顺序读出 ROM 中的数据, 即表 中的幅值编码, 其输出正弦信号频率为  $f_{o1}$ ; 如果每隔一个地址读一次数据(即按 0000, 0010, 0100…、1110 顺序), 其输出信号频率为  $f_{o2}$ 。且  $f_{o2}$  将比  $f_{o1}$  提高一倍, 即  $f_{o2}=2f_{o1}$ ; 依此类推。这样, 就可以实现直接数字频率合成器的输出频率的调节。

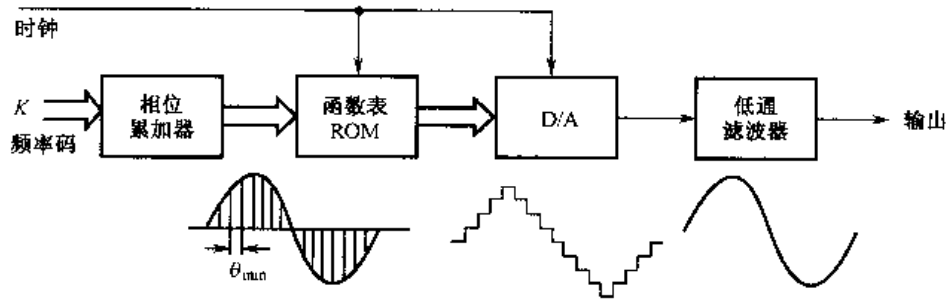


图 1.3.26 DDS 信号频率原理图

上述过程是由控制电路实现的, 由控制电路的输出决定选择数据 ROM 的地址(即正弦波的相位)。输出信号波形的产生是相位逐渐累加的结果, 这由累加器实现, 称为相位累加器, 如图 1.3.26 所示。在图中, K 为累加值, 即相位步进码, 也称频率码。如果  $K=1$ , 每

次累加结果的增量为 1，则依次从数据 ROM 中读取数据；如果  $K = 2$ ，则每隔一个 ROM 地址读一次数据；依此类推。因此  $K$  值越大，相位步进越快，输出信号波形的频率就越高。在时钟 CLK 频率一定的情况下，对于  $n$  位地址来说，共有  $2^n$  个 ROM 地址，在一个正弦波中有  $2^n$  个样点(数据)。如果取  $K = 2^n$ ，就意味着相位步进为  $2^n$ ，则一个信号周期中只取一个样点，它不能表示一个正弦波，因此不能取  $K = 2^n$ ；如果取  $K = 2^{n-1}$ ， $2^n / 2^{n-1} = 2$  则一个正弦波形中有两个样点，这在理论上满足了取样定理，但实际难以实现。一般地，限制  $K$  的最大值为  $K_{\max} = 2^{n-2}$ 。这样，一个波形中至少有 4 个样点 [ $2^n / 2^{n-2} = 4$ ]，经过 D/A 变换，相当于 4 级阶梯波，即图 1.3.26 中的 D/A 输出波形由 4 个不同的阶跃电平组成。在后继低通滤波器的作用下，可以得到较好的正弦波输出。相应地， $K$  为最小值 ( $K_{\min} = 1$ ) 时，一共有  $2^n$  个数据组成一个正弦波。

根据以上讨论，可以得到如下一些频率关系。假设控制时钟频率为  $f_c$ ，ROM 地址码的位数为  $n$ 。

当  $K = K_{\min} = 1$  时，输出频率为 
$$f_o = K_{\min} \times \frac{f_c}{2^n}$$

故最低输出频率（最小频率步进量）为 
$$f_{o\min} = f_c / 2^n$$

当  $K = K_{\max} = 2^{n-2}$  时，输出频率为 
$$f_o = K_{\max} \times \frac{f_c}{2^n}$$

故最高输出频率为 
$$f_{o\max} = f_c / 4$$

在 DDS 中，输出频率点是离散的，当  $f_{o\min}$  和  $f_{o\max}$  已经设定时，其间可输出的频率个

数  $M$  为 
$$M = \frac{f_{o\max}}{f_{o\min}} = \frac{f_c / 4}{f_c / 2^n} = 2^{n-2}$$

为了改变输出信号频率，除了调节累加器的  $K$  值以外还有一种方法，就是调节控制时钟的频率  $f_c$ 。由于  $f_c$  不同，读取一轮数据所花时间不问，因此信号频率也不同。用这种方法调节频率，输出信号的阶梯仍取决于 ROM 单元的多少，只要有足够的 ROM 空间都能输出逼近正弦的波形，但调节比较麻烦。

## (2)DDS 技术的特点

1) 能实现任意波形的输出

要产生什么样的波形，只要用该波形的数学计算公式计算出一个周期的波形数据，将该波形数据存入波形存储器即可。

2) 能达到很高的频率分辨率

由式  $f_{o\min} = f_c / 2^n$  可见，只要累加器有足够的字长，实现非常精密的频率分辨率是非常容易的，例如可以实现 Hz、MHz 甚至  $\mu\text{Hz}$  的频率步进量。

3) 能产生频率范围很宽的信号

由式  $f_{o\min} = f_c / 2^n$  和  $f_{o\max} = f_c / 4$  可见，当  $n$  足够大时，可以认为 DDS 的最低输出频率接近于零，在实际设计的 DDS 系统中，由于输出滤波器的非理想性，一般输出信号的最大频率为参考时钟频率的 40%。

4) 输出频率转换速度快

当一个新的频率控制字输入时，它会迅速合成并输出该频率。DDS 的频率转换时间就是频率控制字的传输时间，即一个参考时钟周期 ( $1/f_c$ )。如  $f_c = 10 \text{ MHz}$ ，转换时间即为 100 ns。所以，可以近似认为 DDS 的频率转换是即时的。

5) 频率转换时的相位连续性

从 DDS 的原理可知，在改变 DDS 系统的输出频率时，实际上是改变相位累加器每次相加的相位增量。当频率控制字改变时，它是在已有的积累相位基础上再每次累加新的相位增量，从而保持了输出相位的连续性。

6) 可以容易地实现正交信号输出

利用 DDS 产生某些系统所需的正交信号是非常方便的，只需要分别在两个波形数据存储单元中存入正弦和余弦函数表，即可同时输出正交信号。实现框图如图 1.3.27 所示。

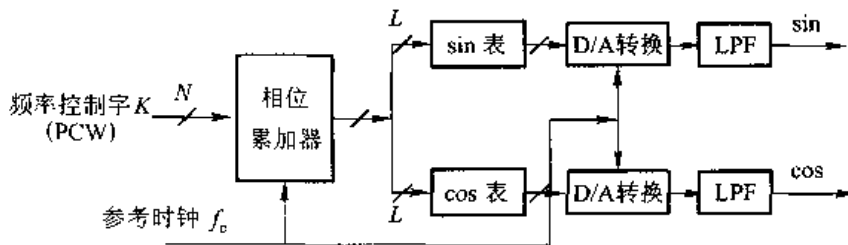


图 1.3.27 正交输出的 DDS 框图

7) 能容易地实现各种调制

由于 DDS 是全数字实现，用控制字直接调整输出信号的频率和相位，所以很容易使用 DDS 技术实现数字调频和调相。但因此也导致 DDS 存在致命的缺陷，杂波分布广泛。当杂波落入输出频带内时，则无法滤除。杂波主要是由于数字器件的非理想特性而产生的幅度量化误差和相位截断误差等因素造成的。

8) 其他优点

由于 DDS 中几乎所有部件都属于数字电路，易于集成，功耗低、体积小、重量轻、可靠性高，且易于程控，使用相当灵活，因此性价比极高。

#### ④ DDS 集成芯片应用

DDS 的诸多优点使它得到了非常广泛的应用。在数字调制方面，它可以用来实现 FSK、QPSK、8PSK 等调制。在转达频率源方面，它可以实现多点、窄步长、高相噪的点频输出的频率源以及线性调频输出频率源。在扩频通信方面，它可实现 CDMA 工作方式以及多种规律的跳频模式。

现在国外已经有非常成熟的 DDS 芯片。QValcomm 公司推出了 DDS 系列 Q2220、Q2230、Q2334、Q2240、Q2368，其中 Q2368 的时钟频率为 130MHz，分辨率为 0.03Hz，杂散控制为 -76dBc，变频时间为 0.1  $\mu$ s；美国 AD 公司也相继推出了他们的 DDS 系列：AD9850、AD9851、可以实现线性调频的 AD9852、两路正交输出的 AD9854 以及以 DDS 为核心的 QPSK 调制器 AD9853、数字上变频器 AD9856 和 AD9857。AD 公司的产品全部内置了 D/A 变换器，称为 Complete-DDS。

美国模拟器件公司(Analog Devices Inc，简称 ADI)是 DDS 集成芯片的主要制造商，下表所示为 ADI 公司大部分 DDS 芯片的主要参数。

表 1.3.5 DDS 芯片的主要参数

DDS 芯片	主时钟 fclk	内部 D/A 位数/bits	频率控制字位数/bits	I/O 接口
AD9831	25 MHz	10	32	并行
AD9832	25 MHz	10	32	串行
AD9833	25 MHz	10	28	串行
AD7008	50 MHz	10	—	并行/串行
AD9830	50 MHz	10	32	并行
AD9834	50 MHz	10	28	串行
AD9835	50 MHz	10	32	串行
AD9850	125 MHz	10	32	并行/串行
AD9851	180 MHz	10	32	并行/串行
AD9852	300 MHz	12	48	并行/串行
AD9854	300 MHz	12	48	并行/串行
AD9859	400 MHz	10	32	串行
AD9956	400 MHz	14	48	串行
AD9951	400 MHz	14	32	串行
AD9952	400 MHz	14	32	串行
AD9953	400 MHz	14	32	串行
AD9954	400 MHz	14	32	串行
AD9858	1000 MHz	10	32	并行/串行

下面以 AD9851 为例，介绍 DDS 芯片的原理与应用。

AD9851 可以产生一个频谱纯净、频率和相位都可编程控制且稳定性很好的模拟正弦波，这个正弦波能够直接作为基准信号源，或通过其内部高速比较器转换成标准方波输出，作为灵敏时钟发生器来使用。

AD9851 的引脚图如图 1.3.28 所示。

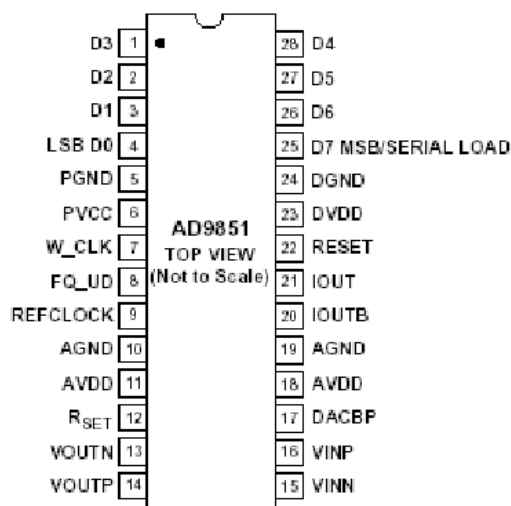


图 1.3.28 AD9851 的引脚图

AD9851 的各引脚功能如下，：

D0~D7: 8 位数据输入/输出，可给内部寄存器装入 40 位控制数据。

PGND: 6 倍参考时钟倍乘器地。

PVCC: 6 倍参考时钟倍乘器电源。

W-CLK: 字装入信号，上升沿有效。

FQ-VD: 频率更新控制信号，时钟上升沿确认输入数据有效。

REFCLOCK: 外部参考时钟输入。CMOS/TTL 脉冲序列可直接或间接地加到 6 倍参考时钟倍乘器上。在直接方式中，输入频率即是系统时钟；在 6 倍参考时钟倍乘器方式，系统时钟为倍乘器输出。

AGND: 模拟地。

AVDD: 模拟电源(+5V)。

DGND: 数字地。图 5

DVDD: 数字电源(+5V)。

RSET、DAC: 外部复位连接端。

VOVTN: 内部比较器负向输出端。

VOVTP: 内部比较器正向输出端。

VINN: 内部比较器的负向输入端。

VINP: 内部比较器的正向输入端。

DACBP: DAC 旁路连接端。

IOVTB: “互补”DAC 输出。

IOVT: 内部 DAC 输出端。

RESET: 复位端。低电平清除 DDS 累加器和相位延迟器为 0Hz 和 0 相位，同时置数据输入为串行模式以及禁止 6 倍参考时钟倍乘器工作。

AD9851 数字合成器的内部功能原理框图 1.3.29 所示。

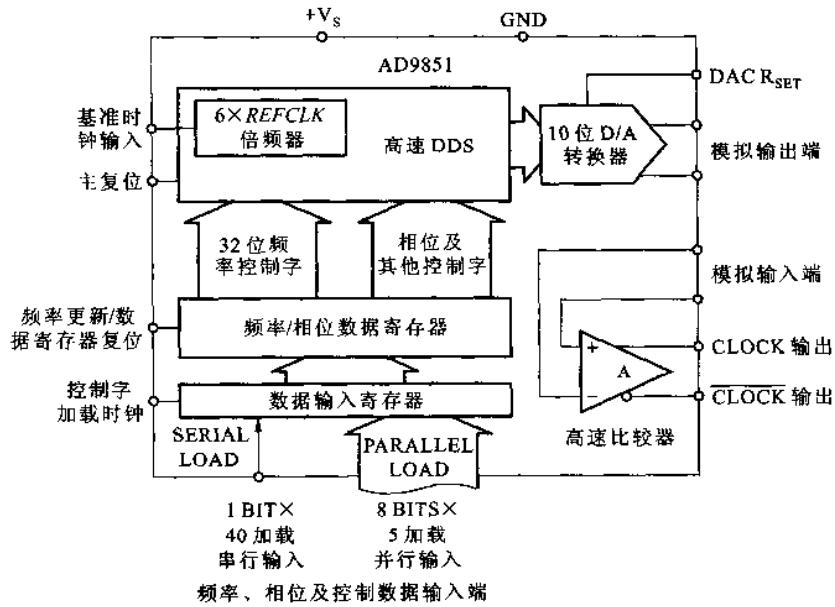


图 1.3.29 AD9851 内部功能原理框

AD9851 采用直接数字合成(DDS)技术, 以数字控制振荡器(NCO)的形式产生频率 / 相位可变的正弦波, 经过内部 10 位的高速数模转换器输出模拟信号。片内高速比较器可以将模拟正弦波信号转变成稳定的 TTL / CMOS 兼容的方波输出。AD9851 的基本功能结构框图及信号流程如图 1.3.30 所。

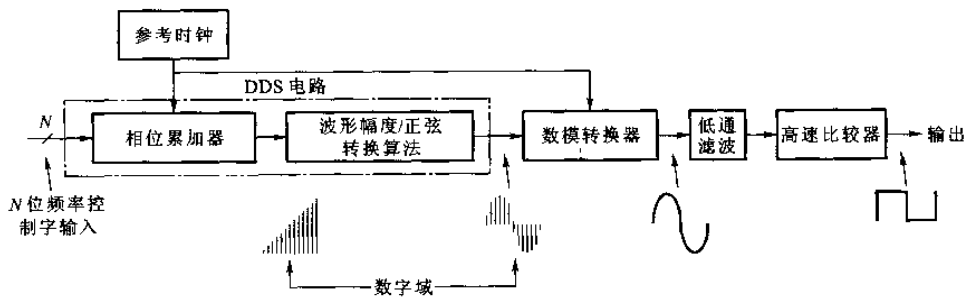


图 1.3.30 AD9851 功能框图及信号流程

AD9851 高速 DDS 内核可接受 32 位的频率控制字输入, 在 180 MHz 的系统时钟下可输出的频率分辨率为  $0.04\text{Hz} (= \frac{180\text{MHz}}{2^{32}})$ 。AD9851 内部提供一个 6 倍频的 REFCLK

倍频器, 可以通过外接一个较低频率的基准时钟产生 180 MHz 的内部工作时钟, 具有较好的无杂散动态范围和相位噪声特性。芯片内部提供了 5 位可编程相位调制精度、可使得输出波形的相位偏移最小达到  $11.25^\circ$ ; AD9851 内部还提供了一个高速比较器, 内部 D / A 转换器输出的正弦波可以通过它转换为方波输出。

AD9851 的频率控制字、相位调制字以及其他控制字可以采用并行或串行方式异步加载到芯片内部。并行加载由连续 5 个 8 位字节构成, 其中第一个 8 位字节包括 5 位相位调制

字、1 位  $6 \times \text{REFCLK}$  倍频器控制、1 位电源休眠(Power—Down)使能和 1 位加载模式；其余 4 个字节表示 32 位的频率控制字。串行加载模式由 40 位的数据流构成。

DDS 电路可以看作是一个由系统时钟和 N 位频率控制字决定的数字分频器，相位累加器相当于模值可变的计数器。由频率控制字决定该计数器的模值，在下一个时钟脉冲开始相位累加器以新的相位增量进行累加。设置的相位增量越大，累加器循环一周就越快，从而输出的信号频率就越高。

AD9851 的参考时钟输入有最低频率限制，在不使用内部  $6 \times \text{REFCLK}$  倍频器时最低参考时钟为 1MHz；在使用内部  $6 \times \text{REFCLK}$  倍频器时，最低参考时钟为 5MHz。当外部输入的参考时钟低于最低限制的频率时，AD9851 内部电路自动设置器件为休眠模式，在休眠模式下，片内高速比较器不可用。当参考时钟恢复到最低频率限制以上时，5 $\mu$ s 后器件恢复正常操作状态。

由图 AD9851 内部功能原理框可见，AD9851 内部包含一个 40 位的数据寄存器，其中包括 32 位频率控制字、5 位相位控制字、 $6 \times \text{REFCLK}$  倍频器控制、1 位使能和 1 位电源休眠功能设置，该寄存器数据加载方式有并行模式和串行模式两种。表 1.3.6 给出了 40 位数据寄存器 8 位并行加载的字功能分配，表 1.3.7 给出了 40 位数据寄存器通过引脚 25 串行加载的字功能分配。

表 1.3.6 40 位数据寄存器 8 位并行加载的字功能分配

控制字	Data[7]	Data[6]	Data[5]	Data[4]	Data[3]	Data[2]	Data[1]	Data[0]
$W_0$	Phase - b4 (MSB)	Phase - b3	Phase - b2	Phase - b1	Phase - b0 (LSB)	电源休眠	Logic 0*	$6 \times \text{REFCLK}$ 倍频器使能
$W_1$	Freq - b31 (MSB)	Freq - b30	Freq - b29	Freq - b28	Freq - b27	Freq - b26	Freq - b25	Freq - b24
$W_2$	Freq - b23	Freq - b22	Freq - b21	Freq - b20	Freq - b19	Freq - b18	Freq - b17	Freq - b16
$W_3$	Freq - b15	Freq - b14	Freq - b13	Freq - b12	Freq - b11	Freq - b10	Freq - b9	Freq - b8
$W_4$	Freq - b7	Freq - b6	Freq - b5	Freq - b4	Freq - b3	Freq - b2	Freq - b1	Freq - b0 (LSB)

Logic 0\* : 该位总是逻辑 0, 除非启用串行加载模式。输入串行模式后, 该位应重新设置为逻辑 0。

表 1.3.7 40 位数据寄存器通过引脚 25 串行加载的字功能分配

$W_0$	Freq - b0 (LSB)	$W_{20}$	Freq - b20
$W_1$	Freq - b1	$W_{21}$	Freq - b21
$W_2$	Freq - b2	$W_{22}$	Freq - b22
$W_3$	Freq - b3	$W_{23}$	Freq - b23
$W_4$	Freq - b4	$W_{24}$	Freq - b24
$W_5$	Freq - b5	$W_{25}$	Freq - b25
$W_6$	Freq - b6	$W_{26}$	Freq - b26
$W_7$	Freq - b7	$W_{27}$	Freq - b27
$W_8$	Freq - b8	$W_{28}$	Freq - b28
$W_9$	Freq - b9	$W_{29}$	Freq - b29
$W_{10}$	Freq - b10	$W_{30}$	Freq - b30
$W_{11}$	Freq - b11	$W_{31}$	Freq - b31 (MSB)
$W_{12}$	Freq - b12	$W_{32}$	$6 \times REFCLK$ 倍频器使能
$W_{13}$	Freq - b13	$W_{33}$	Logic 0
$W_{14}$	Freq - b14	$W_{34}$	电源休眠
$W_{15}$	Freq - b15	$W_{35}$	Phase - b0 (LSB)
$W_{16}$	Freq - b16	$W_{36}$	Phase - b1
$W_{17}$	Freq - b17	$W_{37}$	Phase - b2
$W_{18}$	Freq - b18	$W_{38}$	Phase - b3
$W_{19}$	Freq - b19	$W_{39}$	Phase - b4 (MSB)

需要注意的是，并行加载模式中字  $W_0$  的 Data 位，或串行加载模式中的字  $w_{33}$  不允许设置成高电平。如表 1.3.6 和表 1.3.7 所示。否则将进入出厂测试模式，导致异常操作。如果在操作过程中错误地设置了该位为高电平，可以通过复位 RESET 信号恢复。由于 RESET 信号并不清除内部数据寄存器数据，因此，如果在 AD9851 器件初始上电并置位 RESET 信号后发出了 FQ-VD(频率更新)脉冲，就有可能导致器件进入出厂测试模式或休眠模式，为了避免这种情况。一般在未知内部 40 位数据寄存器内容的情况下，不要发出 FQ-VD 脉冲。

在默认的并行加载模式下，40 位数据通过 8 位总线加载，需要 5 个周期的 W-CLK 加载时钟信号，FQ-VD 脉冲的上升沿将数据寄存器内容转移到 DD5 电路内部开始工作，同时将数据寄存器地址指针复位到字  $W_0$  处，准备下一次数据加载。并行加载时序如图 1.3.31 所示。

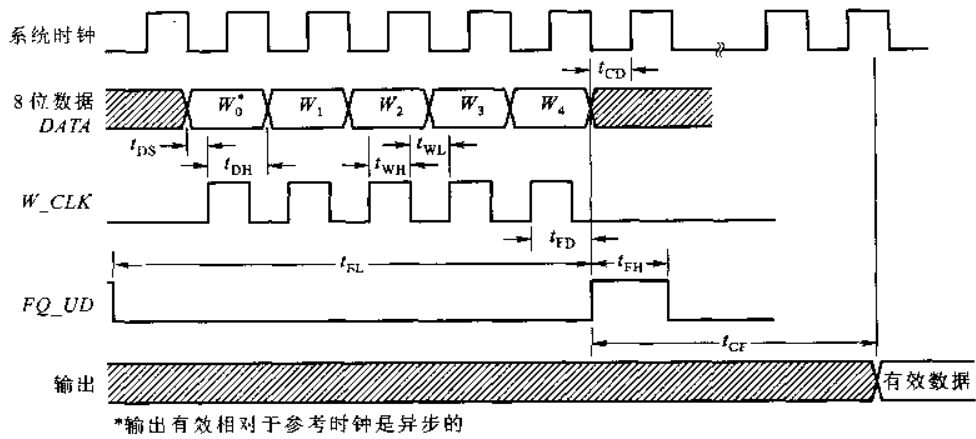


图 1.3.31 AD9851 输入数据并行加载时序

在串行加载模式下，串行数据由 AD9851 的引脚 25(D<sub>7</sub>)输入，在 W-CLK 信号连续 40 个上升沿控制下，以移位方式加载到片内 40 位的数据寄存器中。由并行加载模式进入串行加载模式的时序如图 1.3.32 所示，40 位寄存器数据串行加载及频率更新时序如图 1.3.33 所示。串行数据加载从 W<sub>0</sub> 开始，到 W<sub>39</sub> 结束。从串行加载模式返回到并行加载模式只能使用 RESET 命令。

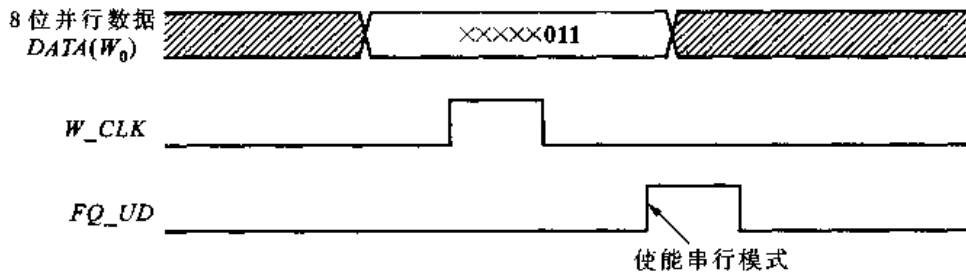


图 1.3.32 使能串行模式设置时序

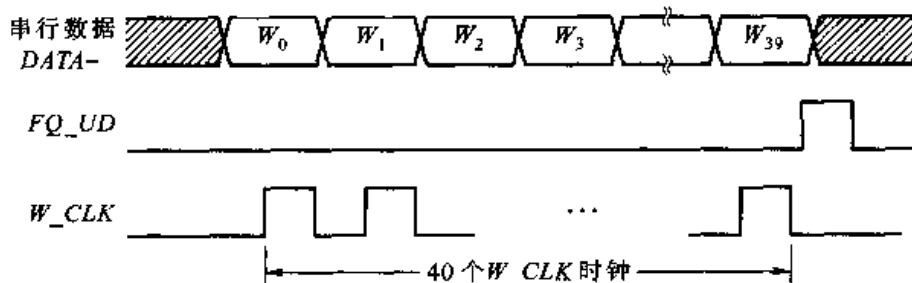


图 1.3.33 AD9851 串行加载及频率更新时序

也可以通过硬件连接设置 AD9851 为串行加载模式，如图 1.3.34 所示。

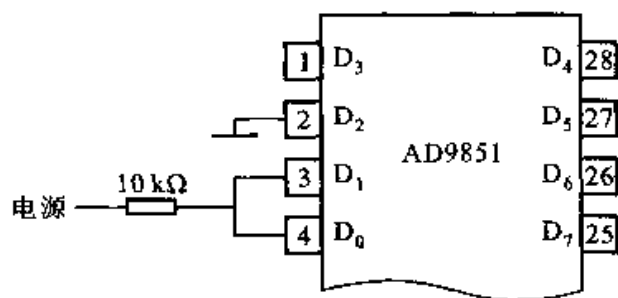


图 1.3.34 硬件连接设置 AD9851 为串行加载模式

AD9851 器件复位后，相位累加器被清零，输出为 0Hz 的直流信号；相位偏移寄存器被置 0，D/A 转换器 IOVT 端为满量程输出，IOVTB 端输出 0 mA；器件内部可编程地址指针复位到到  $W_0$  处；电源休眠位置 0；40 位数据输入寄存器内容保存不变； $6 \times \text{REFCLK}$  倍频器不使能；控制字加载方式为并行模式。40 位的内部数据寄存器在 AD9851 休眠状态下也是可以编程控制。

#### AD9851 设计举例：

设计一个输出频率范围在 1—10 MHz 之间，输出频率按 10 Hz 步进的正弦波发生器。

在本设计中，通过结 DDS 芯片设置不同的频率控制字来产生不同的频率输出。AD9851 芯片内部的控制字寄存器首先接收外部输入的频率、相位控制字，相位累加器根据控制字决定输出信号的频率和相位，经过芯片内部数模转换器所输出的就是最终的数字频率合成信号，设计步骤如下：

(1) 根据输出频率范围，确定外部参考时钟(基推时钟)频率。

$$\text{由输出最高频率要求 } M = \frac{f_{o\max}}{f_{o\min}} = \frac{f_c / 4}{f_c / 2^n} = 2^{n-2},$$

可知参考时钟频率  $f_c = 40\text{MHz}$ ，不需要使能 AD9851 内部的 6 倍时钟乘法器即可满足设计要求。

(2) 计算频率分辨率。

$$\text{根据式 } \Delta f = f_{o\min} = f_c / 2^n,$$

可以计算出  $f_c = 40 \text{ MHz}$  时该正弦波产生器输出波形的频率分辨率为：

$$\Delta f = f_{o\min} = f_c / 2^{32} \approx 0.009 \text{ Hz}$$

即当频率控制字  $K=1$  时，可以输出的最低频率为 0.009Hz。

(3) 确定频率控制字范围。

分别计算输出频率为 1Hz 和 10 MHz 时的频率控制字  $K_{\min}$  和  $K_{\max}$

根据式  $f_o = K_{\min} \times \frac{f_c}{2^n}$ ，可以计算出

$$K_{\min} = \frac{f_{o\min} \times 2^n}{f_c} = \frac{1H_z \times 2^{32}}{40MH_z} = 107 = 6BH$$

$$K_{\max} = \frac{f_{o\max} \times 2^n}{f_c} = \frac{10MH_z \times 2^{32}}{40MH_z} = 1073741824 = 40000000H$$

再依据设计要求输出频率步进 10 Hz，可以计算出产生 10 Hz 步进的频率控制字间隔

$$K_{step} = \frac{10H_z \times 2^{32}}{40MH_z} = 1073 = 431H$$

(4) 设计电路，编写 AD9851 的控制程序。

基本设计框图如图 1.3.35 所示。

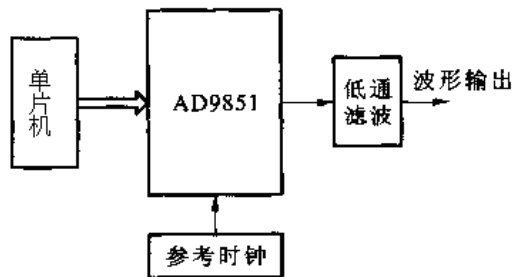


图 1.3.35 AD9851 基本设计框图

### 1.3.4 设计实例

(2001 年全国大学生电子设计竞赛 A 题)

题目：波形发生器

一. 任务：

设计制作一个波形发生器，该波形发生器能产生正弦波、方波、三角波和由用户编辑的特定形状波形。示意图如下：

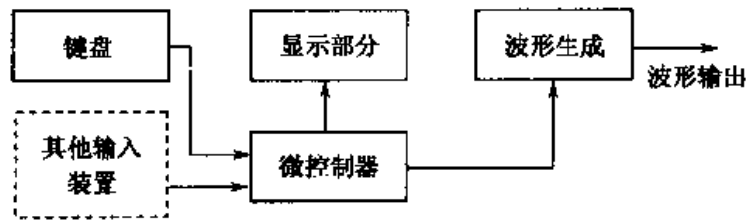


图 1.3.36 波形发生器示意图

## 二. 要求

### 1. 基本要求

- (1)具有产生正弦波、方波、三角波三种周期性波形的功能。
- (2)用键盘输入编辑生成上述三种波形(同周期)的线性组合波形, 以及由基波及其谐波(5 次以下)线性组合的波形。
- (3)具有波形存储功能。
- (4)输出波形的频率范围为 100Hz—20kHz(非正弦波频率按 10 次谐波计算); 重复频率可调, 频率步进间 $\leq 100\text{Hz}$ 。
- (5)输出波形幅度范围 0—5v(峰—峰值), 可按步进 0.1v(峰—峰值)调整。
- (6)具有显示输出波形的类型、重复频率(周期)和幅度的功能。

### 2. 发挥部分

- (1)输出波形频率范围扩展至 100Hz—200kHz。
- (2)用键盘或其他输入装置产生任意波形。
- (3)增加稳幅输出功能, 当负载变化时, 输出电压幅度变化不大于 $\pm 3\%$ (负载电阻变化范围:  $100\ \Omega$ — $\infty$ )。
- (4)具有掉电存储功能, 可存储掉电的用户编辑的波形和设置。
- (5)可产生单次或多次(1000 次以下)特定波形(如产生 1 个半周期三角波输出)。
- (6)其他(如增加频谱分析、失真度分析、频率扩展 $>200\text{kHz}$ 、扫频输出等功能)。

## 三、报告全文

(本文取自北京邮电大学学生甘剑松、苏文、俊黄琳参赛作品报告, 赛前及文稿整理辅导教师: 韩玉芬、郭林)

### 摘 要

本系统由 ELPD、单片机控制模块、键盘、触摸屏、LCD 显示、RS232 输入输出模块、输出功率放大模块、频谱分析模块组成。采用直接数字频率合成(DDFS)、双 D/A、双端口 RAM、实时计算波形值等技术, 可以产生任意波形组合。该系统频率范围宽, 步进小, 幅度和频率的精度高。

#### (一)、方案论征与比较

##### 1. 常见信号源制作方法

方案一: 采用模拟分立元件或单片压控函数发生器 MAX038, 可产生正弦波、方波、

三角波，通过调整外部元件可改变输出频率，但采用模拟器件内于元件分散性大大，即使使用单片函数发生器，参数也与外部元件有关，外接的电阻电容对参数影响很大，因而产生的频率稳定度较差、精度低、抗干扰能力低、成本也高；而且灵活性较差，不能实现任意波形以及波形运算输出等智能化的功能。

方案二：采用锁相式频率合成方案。锁相式频率合成是将一个高稳定性和高精度的标准频率经过加减乘除的运算产生同样稳定性和精度的大量离散频率的技术，它在一定程度上解决了既要频率稳定精确、又要频率在较大范围可变的矛盾。但频率受 VCO 可变频率范围的影响，高低频率比不可能做得很高，而已只能产生方波或正弦波，不能满足任意波形的要求。

方案三：采用 DDFS，即直接数字频率合成方案。这是目前实际应用的任意波形发生器常采用的方案。

## 2. 方案论证

(1) DDFS 原理：DDFS 的基本原理框图如图 1.3.37 所示。

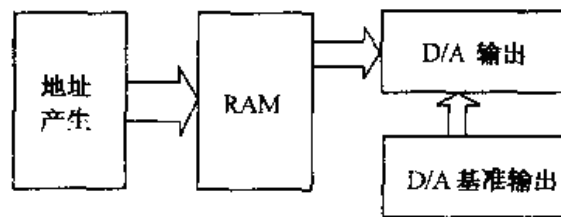


图 1.3.37 DDFS 的基本原理框图

输出波形的一个完整的周期、幅度值都被顺序地存放在 RAM 中。当 RAM 的地址变化时、DAC 将此波形数据转换成电压波形，此电压波形的频率与 RAM 地址变化的速率成正比。DDFS 发生器使用了相位累加技术来控制波形在 RAM 中的地址。它用一个加法器代替计数器来产生 RAM 的顺序地址。

在每一个时钟周期，存储于相位递增寄存器(PIR\_phase increment register)中的常数都被加到相位累加器的当前结果上。相位累加器输出的最大有效位数被用来确定波形在 RAM 中的地址。

通过改变 PIR 的常数，便改变了每个周期中的点数，而这些点数正是用来改变整个波形的频率。当一个新的 PIR 常数被存进寄存器，波形的输出频率便随下一个时钟周期连续地改变相位。相位累加器将依据 PIR 中存储的常数来改变 RAM 的地址，若 PIR 数值很小(即频率较低)，累加器便一步一步地经过每个 RAM 地址。当 PIR 的值较大时，相位累加器将跳跃某些 RAM 地址。因此，随着频率的增加，每个波形周期中的输出采样点数将减少。实际上，在不同频率的波形中，每个周期给出的点数是不同的。

### (2) DDFS 的特点

DDFS 的频率分辨率在相位剧变的位数  $N$  足够大时，理论上可以获得相应的分辨精度，这是传统方法难以实现的。

由于 DDFS 中无需相位反馈控制，频率建立及频率切换快，并且与频率分辨率、频谱纯度相互独立，这一点明显地优于 PPL。

DDFS 的相位误差主要依赖于时钟的相位特性，相位误差小。另外，DDFS 的相位是连续变化的，形成的信号具有良好的频谱，这是传统的直接频率合成方法无法实现的。

DDFS 的失真度除受 D / A 转换器本身的噪声影响外与离散点数 N 和 D / A 字长有着密切关系，设 q 为均匀量化间隔，则其近似数学关系为：

$$THD = \sqrt{\left[1 + \frac{q^2}{6}\right] \left[\frac{\pi / N}{\sin(\pi / N)}\right]^2 - 1} \times 100\%$$

按上式计算，当取样点数为 1024 点时，失真度约为 0.260%。在最高输出频率取样点数为 32 点，量化级数为 256 时，失真度约为 5.676%，已经足够小了，可以满足系统的要求。

综合以上分析，DDFS 方案是完成此题目要求的最佳方案。

## 二、系统设计

### 1. 总体设计

系统框图如图 1.3.38 所示。

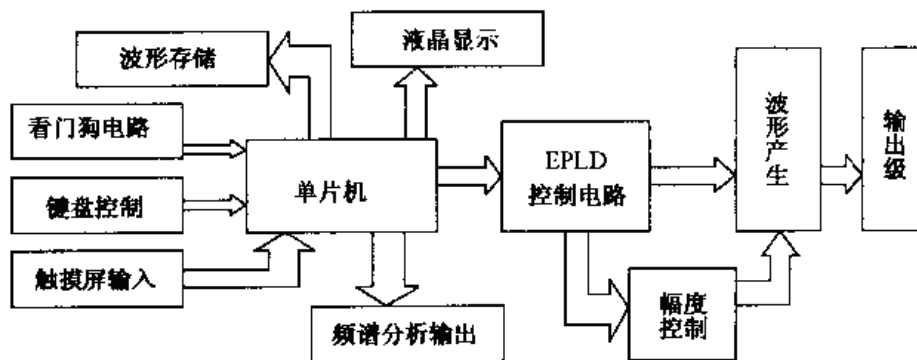


图 1.3.38 系统框图

#### ①波形产生电路：

用 EPLD 控制 DDR 电路，从存储器读出波形数据，把数据交给 D / A 转换器进行转换得到模拟波形。

#### ②键盘输入模块：

用 8279 控制 4x 4 键盘，8279 得到键盘码，通过中断服务程序把键盘信息送给单片机。此方案不用单片机控制键盘，使单片机可以腾出更多资源。

③液晶显示模块：采用液晶显示可以显示很多信息，接口电路简单，控制方便。

④任意波形输入模块：采用触摸屏将手写的任意波形的数据从单片机串口送入系统，也可通过具有 RS232 接口的外设输入波形数据，供单片机处理。

⑤波形 A / D 采集模块：用 MAX574，以 10k 速率对输入信号进行采集。

⑥频谱分析模块：采用高效实序列 FFT 算法计算采样信号的频谱。

⑦单片机控制模块：系统的主控制器，控制其他模块协调工作。

### 2. 各模块设计及参数计算

(1)频率参数计算、EPLD 设计 题目要求波形频率范围为 100Hz—200 kHz，步进  $\leq 100\text{Hz}$ 。为使频率范围扩展到 200kHz，步进达到 1Hz，根据

$$f_{out} = \frac{f_{clk}}{2^M} \cdot N$$

$$\Delta f = \frac{f_{clk}}{2^M} = 1$$

因此选取的时钟频率必须为  $2^M$  Hz。另外要保证 200kHz 以上时，取样点数不小于 32 点，以减小失真，这样时钟频率必须大于 6.4MHz。综合考虑，选取相位累加器时钟频率 8.388MHz，相位累加器位数为 23 位，频率步进为

$$f_s = \frac{8.388 \times 10^6}{2^{23}} = 1\text{HZ}$$

相位增量寄存器为 18 位，则最高输出频率为

$$f_{out} = \frac{8.388 \times 10^{18}}{2^{23}} = 262.125\text{KHZ}$$

最低输出频率为 1Hz。

D/A 转换器的转换时间为 100ns，可以保证在输出频率为 262kHz 时，输出 32 个样点。用 EPLD 芯片作为控制电路输出地址，从存储器读出数据送到 D/A 转换器。EPLD 芯片选择 EPM128SLC84—15，在 8.388MHz 频率下，时延影响可忽略。为节省单片机的输出管脚，采用串行输入的方式对 EPLD 进行控制。

控制电路的设计用 VHDL 语言实现。原理框图如图 1.3.39 所示。

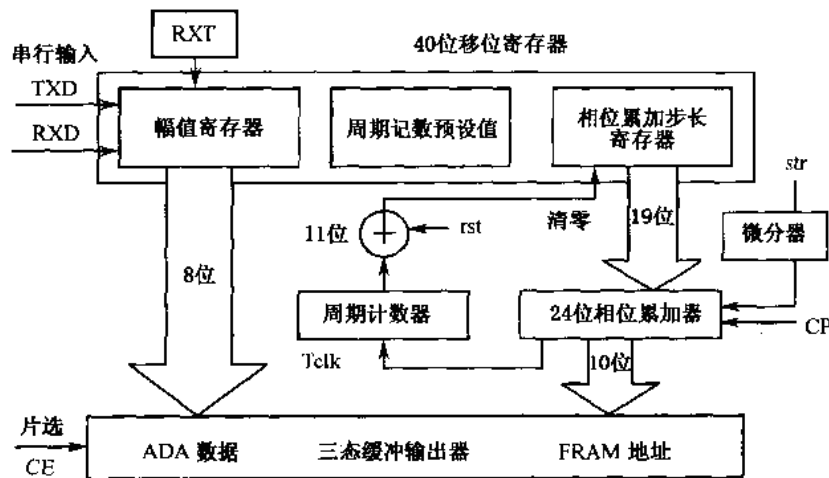


图 1.3.39 控制电路原理框图

(2)幅度控制：双 D/A 转换是实现幅度可调和任意波形输出的关键，第一级 D/A 的输出作为第二级 D/A 转换的参考电压，以此来控制信号发生器的输出电压。D/A 转换器的电流建立时间将直接影响到输出的最高频率。本系统采用的是 DAC0800，电流建立时间为 100ns，在最高频率点，一个周期给出 32 点，因此极限频率大概是 300kHz，本系统的

设计为 250kHz。幅度控制用 8 位 D/A 控制，最高峰—峰值为 12.7V，因此幅度分辨率为 0.1V。

(3)滤波、缓冲输出电路设计：图 1.3.40，D/A 输出后，通过滤波电路、输出缓冲电路，使信号平滑且具有负载能力。

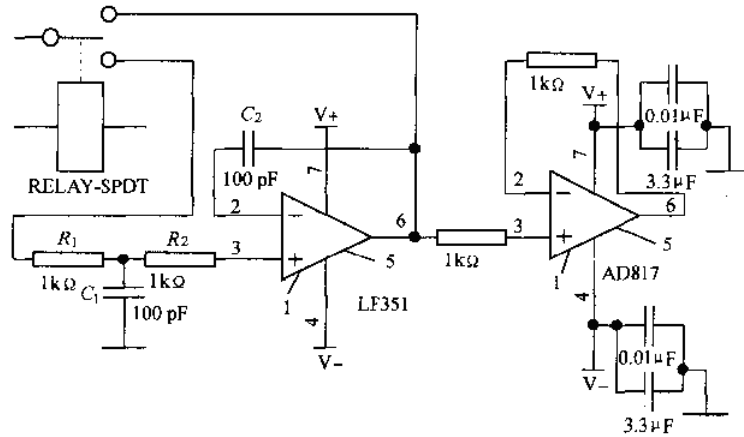


图 1.3.40 滤波、缓冲输出电路

二阶巴特沃兹有源低通滤波器设计：

正弦波的输出频率小于 262KHz，为保证 262kHz 频带内输出幅度平坦，又要尽可能抑制谐波和高频噪声，综合考虑取

$$R_1 = 1K\Omega, R_2 = 1K\Omega, C_1 = 100pF, C = 100pF$$

运放选用宽带运放 LF351，用 Electronics Workbench 分析表明：截止频率约为 1MHz，262kHz 以内幅度平坦。

为了保证稳幅输出，选用 AD817，这是一种低功耗、高速、宽带运算放大器，具有很强的大电流驱动能力。实际电路测量结果表明：当负载 100Ω、输出电压峰—峰值 10V 时，带宽大于 500KHz，幅度变化小于 ±1%。

(4)液晶显示、键盘输入：显示单元是用点阵液晶显示模块。键盘输入模块采用 8279 控制 4x4 阵列键盘。

(5)单片机最小系统：本系统程序代码比较长，约二十几 KB，使用 PHILIPY 公司的 89C58 单片机，片内有 32kb 程序 ROM，不必扩展外部 ROM。

本程序需要的 RAM 也是比较大，以进行数据采集、波形存储、FFT 运算、失真度分析等操作，本系统扩展了 32kb 外部 SRAM。为了方便单片机和 EPLD 存取数据，采用双端口 RAM。

(6)任意波形输入：

方法一：以触摸屏作为前向通道，采集用户在触摸屏上绘制的波形，并将其存储和显示。

触摸屏和单片机之间通过串口进行数据传输，波特率为 9600Hz。当触摸屏被触及时，它将被触及点的坐标值进行适当的编码，并打包传给单片机，单片机接收到数据后，对接收到的数据进行适当的处理，然后存储起来，这样就完成了一次波形的输入操作。

方法二：通过串行 RS232 接口，实现与任何带 RS232 接口的输入设备连接。只要外部通过 RS232 接口，向单片机发来数据，即可实现波形的输入。

(7)掉电存储：对用户输入波形的存储，由于要求掉电不丢失数据，因此采用 EEPROM 2817 作为存储器件，2817 操作简单，易于实现与单片机的连接。其片选、读允许、写允许信号均与普通 RAM 接法相同。在写操作时，单片机对其 RDY 信号进行查询，有效则继续写入，无效则等待。每次输出波形之前，先对波形进行存储。

(8)对 A/D 信号采样进行频谱分析：采样选用 12 位 A/D 转换器 MAX574，其转换时间为 25V<sub>s</sub>。考虑到存储及中断调用等时间，选择采样中断时间为 100V<sub>s</sub>，这样采样频率为 10 kHz。根据奈奎斯特抽样定理，能够在不发生混叠的情况下对 5KHz 以下的信号进行 FFT 变换。因此，在输入的前的级加了一级截止频率为 5KHz 的有源低通滤波器。

### 3. 软件系统

流程图如图 1.3.41 所示。

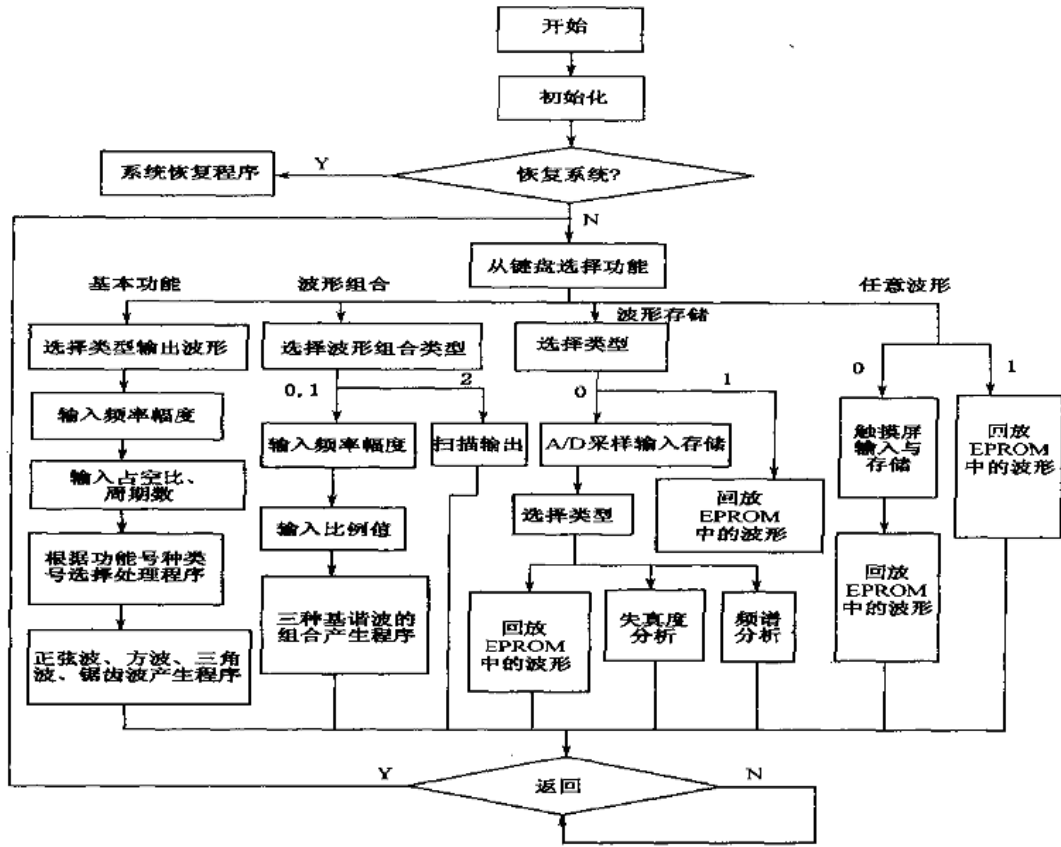


图 1.3.41 软件系统流程图

## 1.4 数字示波器

数字示波器(DSO,Digital Storage Oscilloscope )用 A/D 变换器把模拟波形转换成数字信号,然后存储在半导体存储器 RAM 中;需要时,将 RAM 中的存储内容调出,通过相应的 D/A 变换器,再恢复为模拟量显示在显示器的屏幕上。在这种示波器中,信号处理功能和信号显示功能是分开的。其性能指标,包括速度和精度,完全取决于进行信号处理的 A/D、D/A 变换器和半导体存储器的情况。

### 1. 数字示波器的基本组成

数字示波器原理框图如图 1.4.1 所示。由前置放大器,数据采集与 A/D 转换器,随机存储器 (RAM),垂直 A/D/转换器、垂直输出放大器;触发电路、时钟时基电路,水平 D/A 转换器,水平输出放大器及微处理器(控制逻辑)等组成。

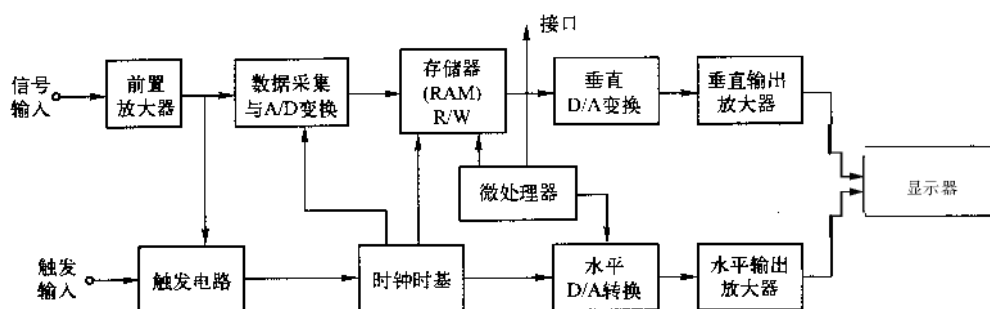


图 1.4.1 数字示波器原理框图

### 2. 数字示波器的基本原理

在数字示波器中, Y 轴输入的被测模拟信号经前置放大器放大和衰减后,送至 A/D 变换器,在时钟时基电路设定的取样频率下进行 A/D 变换从而得到一串数据流,在微处理器的作用下写入随机存储器 RAM 中。

RAM 的读写操作受  $R/\overline{W}$  控制,当 RAM 的读写控制  $R/\overline{W} = 0$  时,RAM 进行写操作;当  $R/\overline{W} = 1$  时, RAM 进行读操作。

逻辑控制电路一旦接收到来自触发放大器的触发信号,就启动一次数据写入循环,产生写功能信号送至 RAM 读写控制,同时使写地址计数器计数。写地址计数器将顺序递增的写地址送至存储器,确保每组数据写入至相应的存储单元中去。

不管数据用何种速度写入存储器,存储器中存储的各数据均不相关地以固定的速度不断读出,且显示时不产生闪烁。读出数据送至垂直 D/A 变换器、经垂直输出放大电路用做示波器的 Y 显示。同时以一个读出速率递增的计数器计数,输出送至水平 D/A 变换器,经水平输出放大电路用做示波器的 X 显示。

图 1.4.2 所示为采样和存储过程的示意图。以观测正弦波为例,采样脉冲  $V_s$  控制取样

门对被测信号  $V_i$  取样并保持，量化正弦电压  $V_i$ ，经 A/D 变换器变换成数字量  $D_0, D_1, \dots, D_n$ ，依次存入首地址为  $A_0$  的  $n+1$  个存储单元。

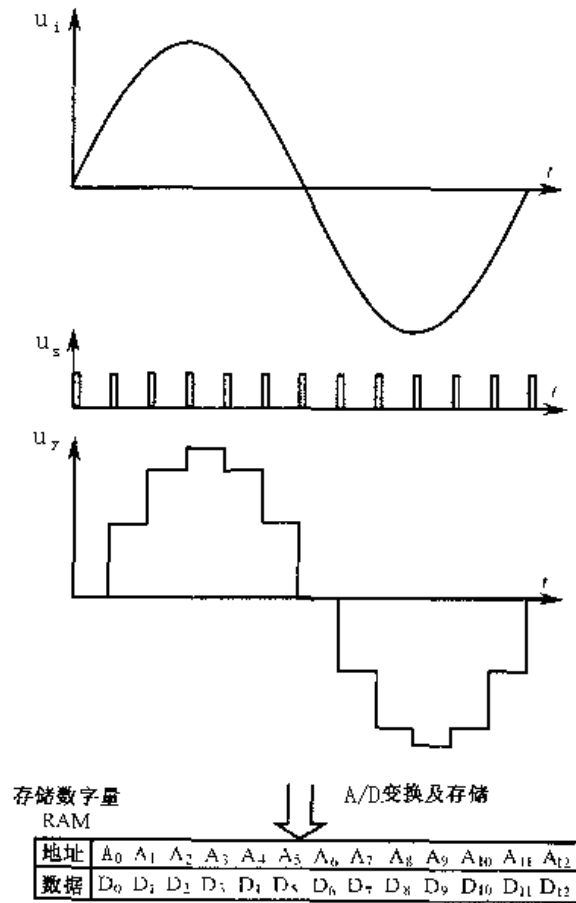


图 1.4.2 数字示波器的采样存储过程

图 1.4.3 所示为读出和显示过程的示意图。首先找到数据存储区的首地址，依次读出所存数据  $D_0, D_1, \dots, D_n$ ，经锁存和 D/A 变换，数字量被恢复成模拟量，量化电压  $V_y$  的每个阶梯的幅值与采样存储时的相应采样值成正比(不考虑转换和量化过程的误差)。同时，微处理器通过 X 通道的 D/A 变换器输出线性上升的阶梯信号---扫描信号  $V_x$ ，在  $V_x$  和  $V_y$  的作用下，在显示器上将产生不连续的光点，这些光点合成被测波形。

屏幕上的扫描线(实际上是不连续光点)长度是确定的，一个波形显示的点数与 RAM 的容量有关，也是确定的，一般为 256、512 或 1024 等。这样，微处理器根据设定的扫描速度、显示长度  $x$  和显示点数  $n$ ，就可以计算出取样速度，并通过微处理器控制取样脉冲形成电路。例如， $x=10.24\text{cm}$ ， $n=1024$ ，设定扫描速度为  $2\text{ms/cm}$ ，则可算出取样速度为每毫秒 50 点。

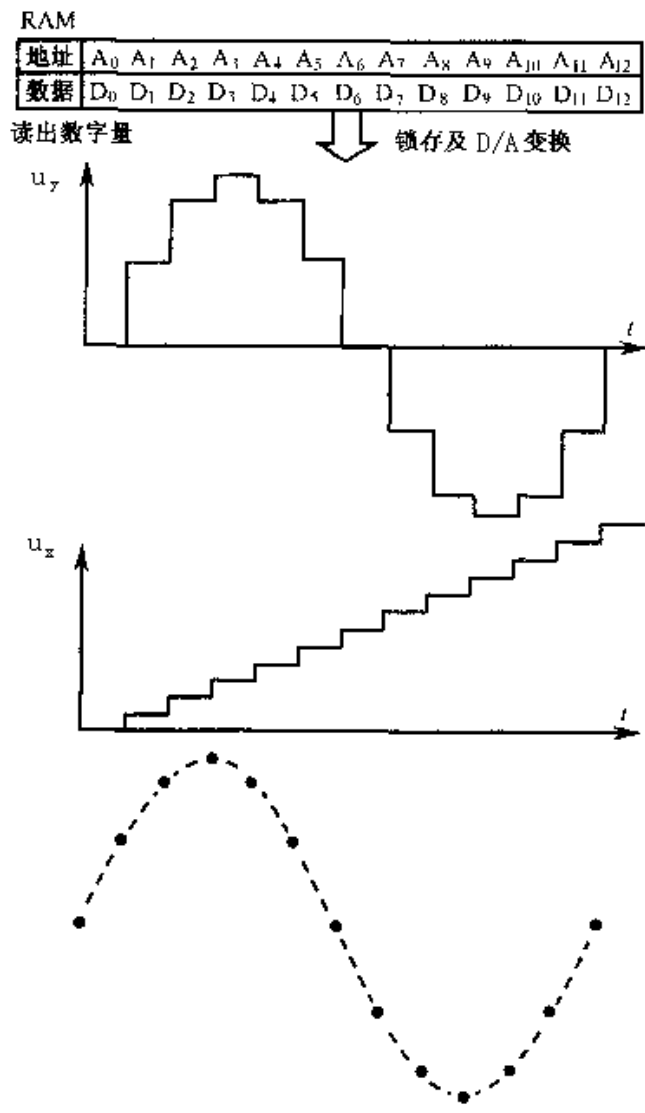


图 1.4.3 数字示波器的读出显示过程

数字示波器的采样存储和读出显示速度，都是可以任意选择的。例如，可以高速存入、低速读出；也可以相反。这样，在使用上十分灵活方便，例如，采用低速存入、高速读出，那么即使观测甚低频信号波形，也不会像通用示波器那样，由于屏幕余辉时间不够而使波形产生闪烁。

触发工作方式：根据触发信号和启动的时间差，分为触发、正延迟触发和负延迟触发三种同步方式。

触发方式：当被测信号越过触发电平时，产生触发信号启动 A/D 转换器，同时 RAM 从 0 地址开始写入新数据，将原来的内容冲掉，当写满  $2^n$  个单元后停止写操作，转为读出显示，对应显示器屏幕上显示的是触发点后的十分格波形。

正延迟触发方式：触发信号到来时，存储器不立即写入数据，要延迟 P 次 A/D 转换后，才

开始从零地址写入新数据，这样显示器屏幕上显示的是距离触发点 P 个点开始的十分格波形。所以正延迟就像拍摄波形的镜头向右移 P 个点拍到的波形。

负延迟触发方式：首先使存储器一直处于写状态，新写入的数据不断将老内容冲掉，触发信号一到马上停止写入，这时对应显示器屏幕上显示的是触发点以前的十分格波形。若触发信号到来后再延迟 Q 次 A/D 转换后，才使显示器停止写入，则对应显示器屏幕上显示的是在  $(2^n - Q)$  个点开始的十分格波形。 $(2^n - Q)$  即为屏幕上设置的触发点位置的标称值。当  $Q = 2^n - 1$  时，则触发点在屏幕中间。所以数字示波器在负延迟触发时能够看到触发以前的波形。

当信号频率很低时，数字时基产生的采样频率亦低，存储器进入边写边读状态，若无触发信号时，仪器将进入“滚动”状态。

数字时基由高稳定的晶体振荡器、分频器和计数器等组成。晶体振荡器产生的时钟信号。由分频器产生与面板上时基开关设置相对应的取样脉冲，去控制 A/D 转换器和存储器的写入，时基分频器产生的读脉冲，供读地址计数器计数，并经水平 D/A 产生稳定的阶梯扫描电压，作为数字存储示波器的时基。

理论分析指出，为了正确地观测信号波形，只有恰当地选择取样频率才能用所获得的取样脉冲序列恢复出原信号波形。取样频率过低会产生频谱重叠效应，造成波形失真，使示波器的测量结果出现明显误差。取样定理表明，对于一个最高频率为  $f_o$  的信号，当取样频率  $f_s \geq 2f_o$  时，其取样后所获得脉冲序列将包含原信号的全部信息。 $f_s$  称为奈奎斯特频率。当取样频率  $f_s$  等于输入信号频率  $f_o$  时，显示波形的频率信息还能保留，但幅度信息将大量损失。通过计算可以得出，当一个周期中取样点的数目 N 为 4 时，即取样频率  $f_s = 4f_o$  时，失真波形的最大值是波形幅值的 0.707，故数字存储示波器的等效带宽为  $f_s / 4$ 。若采用正弦内插显示，等效带宽可达  $f_s / 2.5$ 。

### 3. 主要技术指标

#### (1) 最大取样速率

单个时间内完成的完整 A/D 转换的最高次数称为数字示波器的最大取样速率。最大取样速率愈高，反映仪器捕捉信号的能力愈强。最大取样速率主要由 A/D 转换器的最高转换速率来决定。

数字示波器在某个测量时刻的实际取样速率可根据示波器当时没定的扫描时间因数 ( $t / \text{div}$ ) 来推算。其推算公式为

$$f = \frac{N}{t/\text{div}}$$

式中 N——每倍的取样数；

$t/\text{div}$ ——扫描时间因数，亦可称扫描速度，即扫描一格所占用的时间。

例如，若某数字示波器的扫描时间因数设定为  $10\mu\text{s}/\text{div}$ ，每格取样数为 100 点，则此时的取样速率等于 10MHz。很显然，数字示波器的最大取样速率与数字示波器的最快扫描速度相对应。若该数字示波器的最快扫描速度为  $100\mu\text{s}/\text{div}$ ，则其最大取样速率 1GHz。

#### (2) 存储带宽

存储带宽与取样速率密切相关。根据取样定理，如果取样速率大于或等于信号最高频率分量的 2 倍，便可重现原信号波形。实际上，在数字示波器的设计中，为保证显示波形的分辨率、往往要求增加更多的取样点。一般一个周期取 4~10 点。

#### (3) 分辨率

分辨率用于反映存储信号波形细节的综合特性，它包括垂直分辨率(电压分辨率)和水平分辨率(时间分辨率)。垂直分辨率与 A/D 转换器的分辨率率相对应，常以屏幕每格的分级数(级/DIV)或百分数来表示。水平分辨率由存储器的容量来决定。常以屏幕每格含多少个取样点(点/div)或以百分数来表示。

示波器平面是一个二维平面，若屏幕上的坐标刻度为  $8\times 10\text{ div}$ 。如果采用 8 位 A/D 转换器(256 级)，由于屏幕的垂直到度为 8 格，则仪器垂直分辨率为 32 级/div，或用百分数来表示为  $1/266=0.39\%$ 。如果采用容量为 1KB(1024 个字节)，由于屏幕水平刻度为 10 格，则仪器的水平分辨率为  $1024/10=100\text{ 点}/\text{div}$ ，或用百分数表示为  $1/1024=0.1\%$ 。

#### (4) 存储容量

存储容量又称存储长度，通常定义为获取波形的取样点的数目，用直接存放 A/D 变换后获取数据的存储单元数来表示。

存储容量愈大，水平分辨率就愈高。但存储容量并非越大越好，由于仪器最高取样速率的限制，若存储容量选取不恰当。往往会因时间窗口缩短而失去信号的重要成分，或者因时间窗口增大而使水平分辨率降低。

#### (5) 读出速度

读出速度是指将存储的数据从存储器中读出送至垂直 D/A 和水平 D/A 电路的速度。

### 4. 数字示波器应具有的功能特点

#### (1) 触发点位置可任意设定

数字示波器可将触发点设置在波形的任意位置上从而能灵活地观测触发点之间的信号。观测单次信号时尤为方便。

#### (2) 滚动方式

在扫描方式下，一旦接收到触发信号，屏幕上的光点就从左向右扫描，类似于一般模拟示波器。在滚动方式下，不需要外加触发信号，波形从屏幕右端进入，从屏幕左端离去。示波器犹如一台图形记录仪，记录笔在屏幕右端，记录纸由右向左移动。只有在慢扫描时才有滚动功能。当观测到特殊要求的波形时，还可将波形固定在屏幕上。

#### (3) 峰值检测功能

当输入信号频率接近或超过取样频率时，会出现频谱混叠现象，得出错误的测量结果。在观测慢信号时，无法捕捉快速变化的毛刺信号。为了克服上述弊病，数字示波器中应增加峰值检测功能。当扫描变慢时，A/D 变换器仍以最高取样速率取样，并将取样值不断比较，找出这个取样窗口中的最大值和最小值，作为一组数据分别存入最大值存储器和最小

值存储器中。显示时，将各个取样窗口中得到的极大值与极小值顺序排列起来，得到图像的包络显示。

峰值检测功能只能显示波形的包络，但不够逼真，所以在峰值检测功能中还要增加平滑功能。该平滑功能是在每个取样窗口，按检测到的最大值或最小值的次序，将最大值和最小值写入存储器。这样从存储器中读到的数据不再是波形包络，而是重现原始波形。

#### (4) 平均功能

智能化数字示波器通过软件实现平均功能，能将埋在噪声中的微弱信号检测出来。平均次数可设定为  $2^n$ ， $n=1-8$ 。平均扫描次数可限定或不限定。

采用平均处理功能可提高分辨力和测量准确度。

#### (5) 读出功能

在显示器屏幕上除了显示波形外，还同时显示有关参数，如通道 1 垂直灵敏度、输入耦合方式、通道 2 垂直灵敏度、输入耦合方式、A 扫描时间因数、B 扫描时间因数、A 和 B 扫描的延迟时间、获取方式和触发点位置等。

#### (6) 游标测量功能

数字示波器采用游标来进行电压和时间的测量，可以减小人为的读数误差，提高测量准确度。

显示器屏幕上显示的有获取存储器中的波形，也有参考存储器中的波形。游标具有跟踪功能，能移至任意一个波形的任意位置，可在示波器屏幕上直读两游标间的电压和时间差，还可直读频率。

#### (7) 存储波形的扩大及缩小

采用软件技术，可将已存储波形在垂直方向上扩展或缩小，在水平方向上扩展，供进一步分析处理。

#### (8) 菜单功能

在数字示波器中，用菜单选择来扩展前面板功能，即采用大量软件来减少面板上硬件控制。

数字存储示波器中的关键器件是数据采集电路(包含采样保持)和数据存储与显示。

## 1.4.1 数据采集方法与电路

### 1. 采样方式

数字示波器的采样方式包括实时采样和等效采样(非实时采样)。等效采样又可分为随机采样和顺序采样，如 1.4.4 所示：

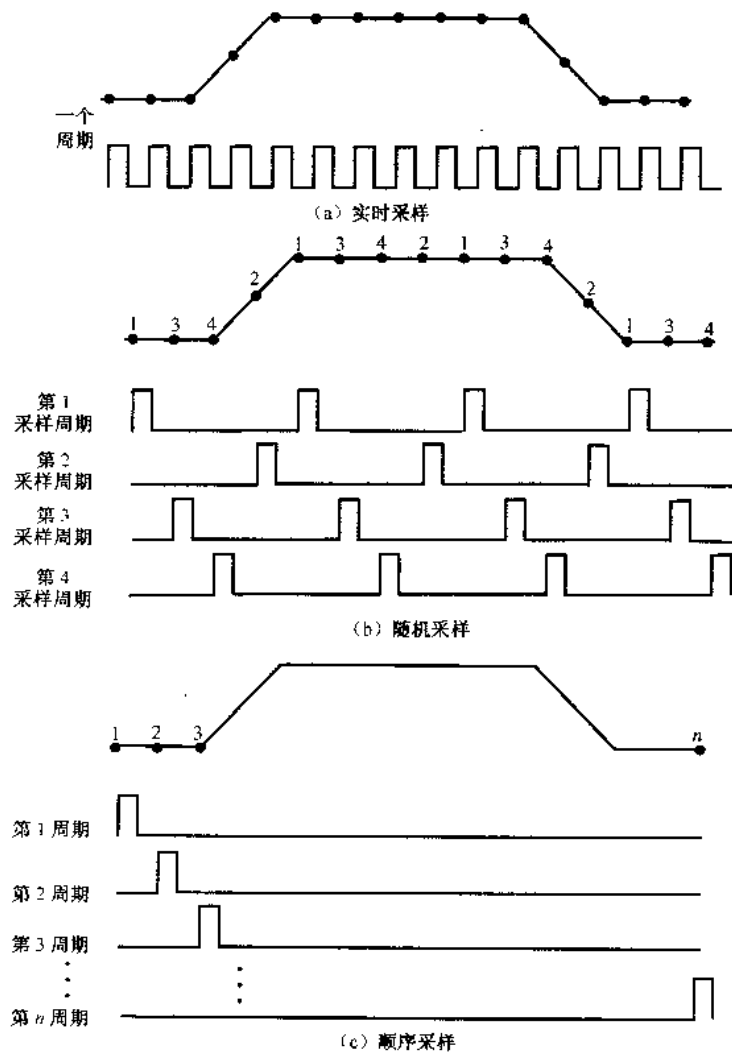


图 1.4.4 采样方式示意图

### (1)实时采样

实时采样对每个采集周期的采样点按时间顺序进行简单的排列就能表达一个波形，如图 (a)所示。这种示波器测量的重复信号和测量的单次信号具有相同的带宽，也称实时带宽(Real-Time BW)。为了提高带宽，必须提高采样速率。根据奈奎斯特采样定理，采样频率必须至少是被测信号的上限频率的 2 倍。示波器的频带宽度的定义为，当示波器输入不同频率的等幅正弦信号，屏幕上显示的幅度相对于基准频率下降 3dB 时的频率范围。也就是说，在频率上限以外可能存在被测信号的高频分量。因此，如果规定采样频率只高于实时带宽的 2 倍，而非实际被测信号上限频率的 2 倍，则违背了奈奎斯特准则，在使用中将会产生混迭失真。为了避免混迭现象的发生，实时采样的采样频率一般规定为带宽的 4~5 倍，同时还必须采用适当的内插算法才行，如果不采用内插显示，则规定采样速率应为实时带宽的 10 倍。

### (2)随机采样

由于实时采样要求采样速率高，例如，带宽为 100MHz 就要求 A/D 器件的转换速度不能低于 400MS/S。这样高速的 A/D 和采集数据存储器价格都比较高。而实际上大多数测量的都是重复信号，为了以较低的采样速率获得高的重复信号采样测量带宽，必须采用非实时的随机采样或顺序采样技术。

所谓随机采样，是指每个采样周期采集一定数量的样点，经过多个采样周期的样点积累，最终恢复出被测波形，如图 1.4.4 (b)所示。由于信号与采样时钟之间是非同步的，使得每个采样周期的触发点(由信号沿产生)与下一个采样点之间的时间间隔是随机的。又因为信号是周期的，可以将每个采样周期的采样，等效为对由触发点确定的“同一段波形”的采样。因而通过多个采样周期后，以触发点为基准将各采样周期的样点拼合，可以得到一个由内触发点确定的重复信号的一段波形的密集样点，这样就恢复出了这段波形。每个采样周期，触发点与下一个采样点之间的时间，由触发精密内插器测量，恰当地设计内插器，能够大大提高示波器的时间分辨率。如果样点间隔为 10ps，则等效采样率为 100GS / s。这种重复信号测量带宽主要取决于模拟通道和取样器。

由于随机采样能以较低的采样速率获得相当高的重复带宽，因此具有很高的性能价格比。

### (3)顺序采样

顺序采样方式主要用于数字取样示波器中，能以极低的采样速率(100~200kHz)获得极高的带宽（高达 50GHz），并且垂直分辨率一般在 10bit 以上。由于这种示波器每个采样周期在波形上只取一个样点，如图 1.4.4 (c)所示，每次延迟一个已知的  $\Delta t$  时间，要想采集足够的样点，则需要更长的时间才行。不能进行单次捕捉和预触发观察也是它的缺点。

## 2.采样速率

采样速率又称为数字化速率，描述方式如下：

- ① 用采样次数描述，表示单位时间内采样的次数，如 20MS / s( $20 \times 10^6$  次 / 秒)。
- ② 用采样频率描述，如 20MHz。
- ③ 用信息率描述，表示每秒储存多少位(bit)的数据。如每秒储存 160 兆位(160Mb / s)的数据，对于一个 8 位(8bit)的 A / D 转换器来说，就相当于 20Ms / s 的采样率。

采样速率高可以增大示波器的带宽，但事实上，采样速率还受到采集存储器容量的限制。一般在不同扫速时，要求采样速率是不一样的，防止采样点过多而溢出采集存储器。

## 3. 采集器件及电路

一般的数据采集系统如图 1.4.5 所示。



图 1.4.5 一般数据采集系统方框图

模拟信号经过信号调理电路、抗混滤波电路，取样保持电路进入 A / D 转换电路，A / D 转换电路将模拟信号转换成数字信号送入数据处理系统。信号调理电路的任务通常进行电平转换，将某些正、负两个方向的信号转换成单方向信号。抗混滤波电路的任务是滤除

某些干扰并对将要进行 A/D 转换的信号实施频带限制，防止 A/D 转换后信号频谱出现混叠而引起的信息损失。A/D 转换的任务是实现模拟信号的数字化，通常 A/D 转换由采样保持、量化和编码三个部分组成，如图 1.4.6 所示。

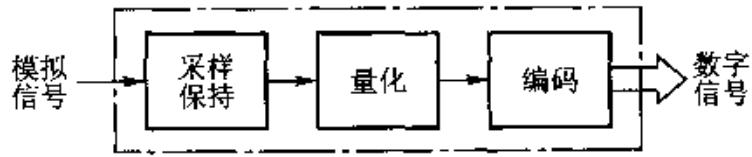


图 1.4.6 A/D 转换组成方框图

现代许多 A/D 芯片将上述三部分集成在一起，而有些 A/D 芯片仅包括量化与编研，采样保持需要外加。如果信号频率比较低，而 A/D 转换的速度较高，在一次 A/D 转换所需的时间内，模拟信号几乎没有变化，则可以省去采样保持电路。

### (1) 采样保持电路

#### 1) 采样保持电路原理及主要参数

把采样后信号的取值送入 A/D 转换器转换成数字信号，由于转换需要一定的时间  $\tau$ ，为了保证转换的准确度，必须在转换时间  $\tau$  内保证采样点的信号值不变。因此采样以后还需要保持。

典型的采样保持原理电路如图 1.4.7 (a)所示， $A_1$  为高增益运放， $A_2$  为高输入阻抗运放， $S$  为工作方式控制开关， $C$  为保持电容器。当开关  $S$  闭合时，输入信号经放大器  $A_1$  向电容  $C$  充电，此时为采样状态；当开关  $S$  断开时，由于运放的输入阻抗很高，电容器  $C$  上的电压近似保持充电时的终值，采样保持电路的输出波形如图 1.4.7(b)所示。A/D 转换器不具备瞬间转换能力，因此需要把采样的信号保持到一次 A/D 转换结束。

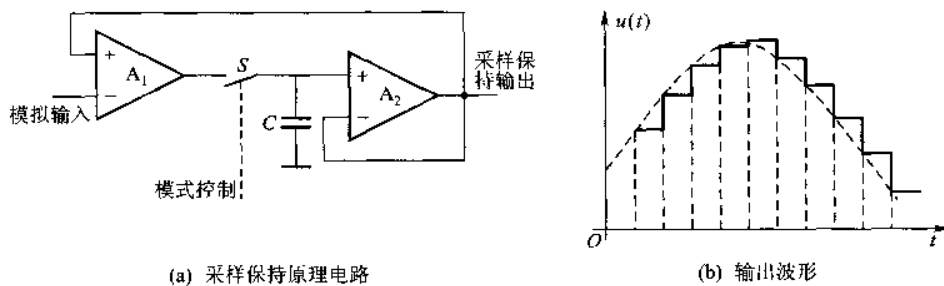


图 1.4.7 采样保持原理电路和输出波形

采样保持电路大多是集成芯片，电容  $C$  由使用者根据需要外接，采样频率越高，要求电容越小，当然输出电压下降也快，A/D 转换的准确度也会降低，故需要转换速度更快的 A/D 转换器与之配合。反之，如果采样频率较低，要求精度高，则可选用较大的电容。

采样保持电路的主要参数如下：

孔径时间  $T_{AP}$ ：在采样保持电路中，由于逻辑控制开关有一定的动作时间，在保持命令

发出后到开关完全断开所需要的时间称为孔径时间  $T_{AP}$ 。孔径时间的存在使转换值不在是转换命令发出时的值，如图 1.4.8 所示，这将影响转换精度，输入信号频率越高，对精度的影响越大。

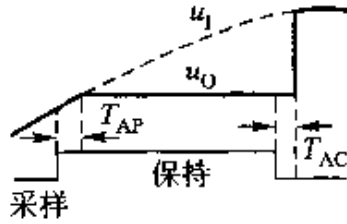


图 1.4.8 孔径时间  $T_{AP}$  和捕捉时间  $T_{AC}$  示意图

捕捉时间  $T_{AC}$ ：采样保持器从开始采样，到输出值从所保持的值到达当前输入信号的值所需要的时间称为捕捉时间  $T_{AC}$ 。它包括开关动作的延迟时间、跟踪时间、达到稳定值的建立时间等。该时间影响采样频率的提高，采样脉冲的宽度必须大于捕捉时间。

保持电压的下降：在保持模式时，由于保持电容的漏电，使保持电压不再是恒定位。

## 2) 采样保持芯片及其应用

### ① LFI98 / 298 / 398

LF198 / 298 / 398 系列采样保持芯片是 NS 公司采用双极型—MOS 混合工艺生产的通用型单片采样保持集成电路，芯片具有采样速度快、保持电压下降速率低、直流精度高、噪声低等特点，内部原理电路和引脚如图 1.4.9 所示。

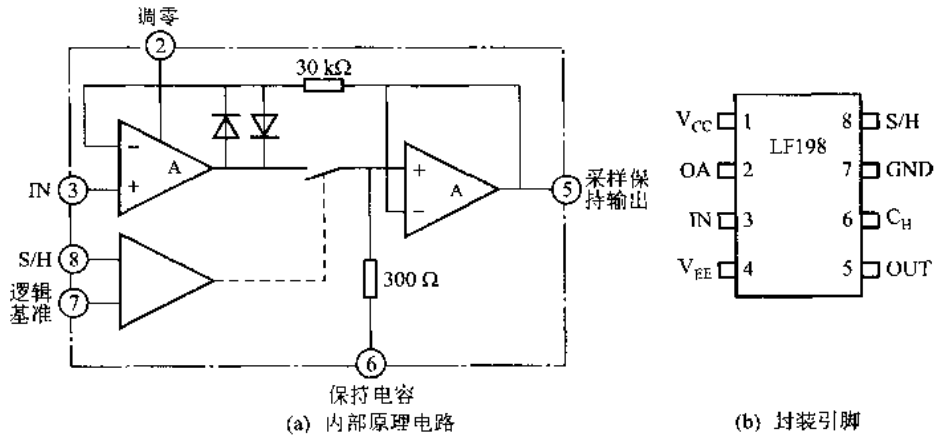


图 1.4.9 LF198 内部原理电路与引脚

主要技术参数：

电源电压:  $\pm 5 \sim \pm 18\text{V}$ ;

输入电阻:  $10^8\text{K}\Omega$ ;

捕捉时间  $T_{AC}$ :  $<10\text{M}$ ;

下降速率:  $C_H = 1000\text{pF}$ ,  $30\text{Mv/s}$ ;  $C_H = 10000\text{pF}$ ,  $30\text{Mv/s}$ ;

孔径时间  $T_{AP}$ :  $25\text{ns}$ ;

功耗:  $<500\text{mW}$ ;

输出电阻:  $0.5\Omega$ ;

LF198 的应用电路如图 1.4.10 所示。

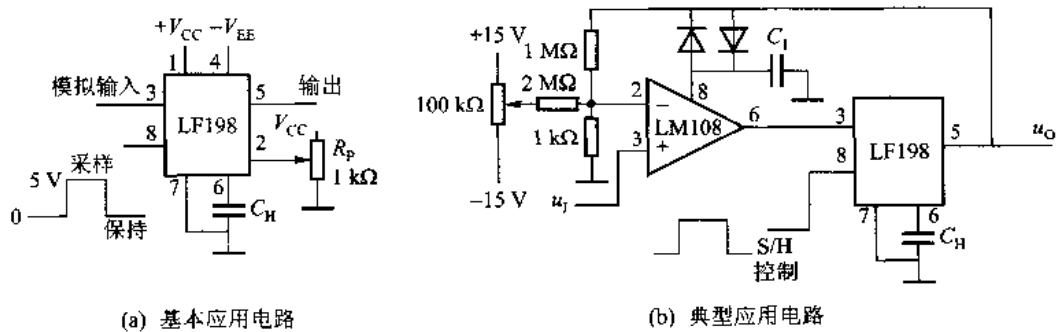


图 1.4.10 LF198 的应用电路

图(a)为基本应用电路, LF198 系列从 3 脚输入到 5 脚输出的增益为 1, 增益的误差为  $0.002\% \sim 0.004\%$ 。8 脚接采样时钟, 时钟高电平为采样期, 低电平为保持期, 所谓高电平是指 8 脚相对于 7 脚的电位差, 当 8 脚电位高于 7 脚电位  $1.4\text{V}$  以上时为高电平, 采样脉冲高电平的宽度一定要大于捕捉时间, 低电平的宽度一定要大于 A/D 转换的转换时间。2 脚为调零端, 用电位器调整采样保持电路输出端的零点, 电位器的选择原则是流过电位器的电流约为  $0.6\text{mA}$ 。图(b)为典型应用电路, 采用 LM108 运算放大器作为前置放大, 整个电路调零设置在运放的反相输入端。LM108 需要进行频率补偿, 补偿电容  $C_H$ , 选择为  $100 / A_V(\text{pF})$ 。LF198 的 7 脚接地, 出 8 脚单一逻辑电平控制采样和保持。

## ② AD1154

AD1154 是 ADI 公司生产的高精度、低功耗采样保持放大器。该芯片具有很高的线性度、 $3.5\mu\text{s}$  的快速捕捉时间、可以用在高速  $16\text{Bit}$  A/D 转换电路、数据采集系统、频闪测量系统中作为采样保持电路。芯片采用双列直插 14 脚封装, 内部原理框图如图 1.4.11 (a)所示, 由于内部已经集成了保持电容和电容补偿电路, 不需要外接保持电容, 外围电路非常简单, 仅需要在 7、9 脚之间接一个电位器调零电路如图 1.4.11 (b)所示。

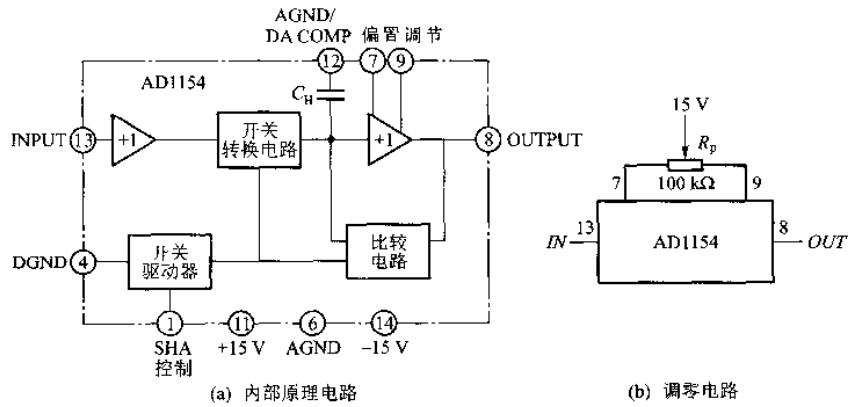


图 1.4.11 AD1154 内部原理电路和调零电路

AD1154 的主要技术参数:

- 模拟输入电压:  $\pm 10\text{V}$ ;
- 输入阻抗:  $10^{12}\Omega$ ;
- 输入电容:  $10\text{Pf}$ ;
- 逻辑控制输入: 采样模式, “1”  $\cong 2\text{V}$ , 保持模式, “0”  $\cong 0.8\text{V}$ ;
- 模拟输出:  $\pm 10\text{V}$ ;
- 输出阻抗:  $0.1\Omega$ ;
- 短路电流:  $20\text{mA}$ ;
- 增益: +1;
- 增益误差:  $\pm 0.003\%$ ;
- 增益温漂:  $\pm 0.1 \times 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ ;
- 非线性:  $\pm 0.0015\%$ ;
- 小信号带宽:  $1\text{MHz}$ ;
- 全功率带宽:  $120\text{KHz}$ ;
- 电源电压:  $\pm 15$
- 压摆率:  $10\text{V}/\mu\text{s}$ ;
- 保持模式电压下降:  $0.2\text{Mv}/\mu\text{s}$ ;

AD1154 引脚功能如表 1.4.1 所示:

表 1.4.1 AD1154 引脚功能

引脚	功能	引脚	功能	引脚	功能
1	采样保持控制	2,3,5,10	空脚	4	数字地
6,12	模拟地	7,9	失调调节	8	模拟输出
11	15 V	13	模拟输入	14	-15 V

③ MAX5165

MAX5165 是 MAX IM 公司生产的为 8 位 A / D 转换器配套的 32 通道采样保持芯片。该芯片只有一个模拟信号输入，32 路采样保持信号输出，采用 TQFP48 脚封装，引脚如图 1.4.12 所示。

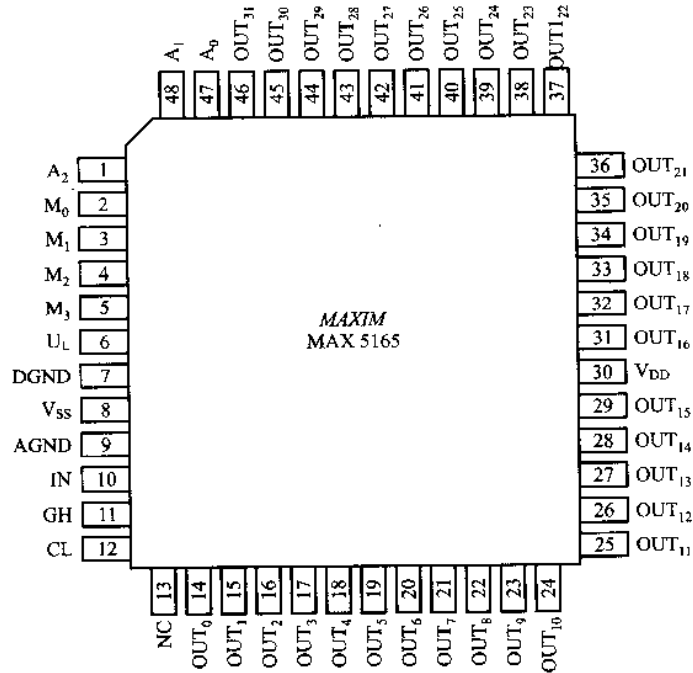


图 1.4.12 封装引脚

MAX5165 片内集成了 32 个输入缓冲器和 32 个采样保持电路，每个缓冲器输出连接一个集成有保持电容的采样保持电路，8 个缓冲器分为一组，称为“可选择输入输出的”多路缓冲器，共四组。M<sub>0</sub>、M<sub>1</sub>、M<sub>2</sub>、M<sub>3</sub> 四条采样保持模式控制线，负责选择该组处于采样模式还是保持模式。例如 M<sub>0</sub> 对应输出 0~7，当 M<sub>0</sub> 为逻辑电平 1 时，第一组可选择输入输出的多路缓冲器被选通，然后由 A<sub>0</sub>、A<sub>1</sub>、A<sub>2</sub> 三位地址线在组内来选择 8 个采样保持电路中的一个处于采样模式；当 M<sub>0</sub> 为逻辑电平 0 时，第一组的 8 个采样保持电路全部处于保持模式，且该组的输入被关断。由此可见，M<sub>0</sub>、M<sub>1</sub>、M<sub>2</sub>、M<sub>3</sub> 在时序上不能同时为 1，否则将会有两个以上的输出端输出完全相同的采样保持信号。

芯片内每个采样保持电路都有输出电平钳位电路，当引脚 CH 和 CL 分别加两个输入电压 V<sub>CH</sub> 和 V<sub>CL</sub>，且 V<sub>CH</sub>>V<sub>CL</sub>，则各路输出将被钳位在这两个电平之间。

MAX5165 的主要技术参数、引脚功能和通道选择如表 1.4.2、表 1.4.3、表 1.4.4 所示。

表 1.4.2 MAX5165 主要技术参数表

输入电压范围/V	输出电压范围/V	增益	输出失调电压/mV	输出电压下降 (保持模式)	逻辑输入 I/V
-4 ~ +7	-4 ~ +7	+1	-5	1 mV/s	2
逻辑输入 0/V	$V_{DD}/V$	$V_{SS}/V$	捕捉时间/ $\mu s$	保持模式设置 时间/ $\mu s$	孔径时间/ns
0.8	10	-5	2.5	2	200

表 1.4.3 MAX5165 引脚功能表

引脚	名称	功能
1, 47, 48	$A_2, A_0, A_1$	地址选择输入端。编码选择 8 个采样保持通道中的一个
2 ~ 5	$M_0 \sim M_3$	模式控制和缓冲器组输入使能端
6	$U_1$	正逻辑电压输入端
7	DGND	数字地端
8	$V_{SS}$	负电源电压端
9	AGND	模拟地端
10	IN	模拟信号输入端
11	CH	高电平钳位输入端。钳位后输出最高电平为 $U_{CH} + 0.7 V$
12	CL	低电平钳位输入端。钳位后输出最低电平为 $U_{CL} - 0.7 V$
12	NC	空脚
14 ~ 29	$OUT_0 \sim OUT_{15}$	0 ~ 15 通道采样保持输出端
30	$V_{DD}$	正电源电压端
31 ~ 46	$OUT_{16} \sim OUT_{31}$	16 ~ 31 通道采样保持输出端

表 1.4.4 MAX5165 输出通道选择

地址			输出通道			
$A_2$	$A_1$	$A_0$				
0	0	0	$OUT_0$	$OUT_8$	$OUT_{16}$	$OUT_{24}$
0	0	1	$OUT_1$	$OUT_9$	$OUT_{17}$	$OUT_{25}$
0	1	0	$OUT_2$	$OUT_{10}$	$OUT_{18}$	$OUT_{26}$
0	1	1	$OUT_3$	$OUT_{11}$	$OUT_{19}$	$OUT_{27}$
1	0	0	$OUT_4$	$OUT_{12}$	$OUT_{20}$	$OUT_{28}$
1	0	1	$OUT_5$	$OUT_{13}$	$OUT_{21}$	$OUT_{29}$
1	1	0	$OUT_6$	$OUT_{14}$	$OUT_{22}$	$OUT_{30}$
1	1	1	$OUT_7$	$OUT_{15}$	$OUT_{23}$	$OUT_{31}$

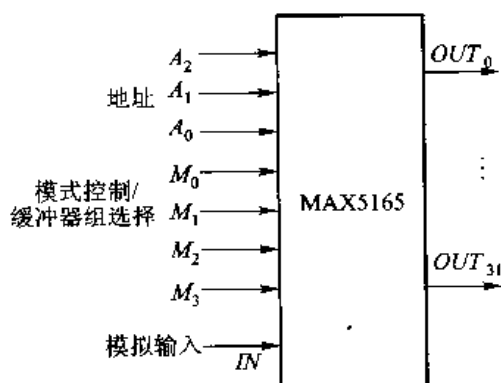


图 1.4.13 基本应用电路

### (2) A / D 转换电路及其应用

在基础篇中介绍过多种 A / D 转换器，由于数字示波器中要求转换速度快，应选用高速 A / D。A / D 转换器与 MCV 的接口方式与使用的 A / D 转换器的具体特性有关，也与所选用的 MCV 的型号有关。一般说来，其接口方式有：

与 MCV 直接联接。有些型号的集成 A / D 转换器在设计时就考虑了与 MCV 相联的问题，其输出带有数据寄存器 and 三态门，这些 A / D 转换器的输出可以直接联到 MCV 的 I/O 端线上，MCV 控制转换启动和读取数据。

利用三态门或简单接口电路相联。有些 A / D 转换器内部不带有数据寄存器和输出三态门，这时可以在外部连接了三态门后再与 MCV 相联。

通过 DMA 与 MCV 相联。如果数据采集系统的采样速度比较高，采用上述几种接口方式往往不能满足要求而出现程序控制的速度跟不上采样频率变化的现象。这时可在 A / D 转换器和 MCV 之间插入一个 DMA 接口。传输一开始，A / D 转换的数据就可以从输出数据寄存器经过 DMA 中的数据寄存器直接传输到主存储器，而不必受程序控制的限制。

单片机可以采用中断、台寻、延时方式或 DMA 方式读取转换结果，视具体情况而定。

下面以 AD674A（引脚及功能可参照相关资料）为例介绍 A / D 转换器的接口设计方法；单片机为 AT89C51。单片机采用中断读取转换结果。

AD674A 与单片机的硬件接口电路如图 1.4.14 所示。

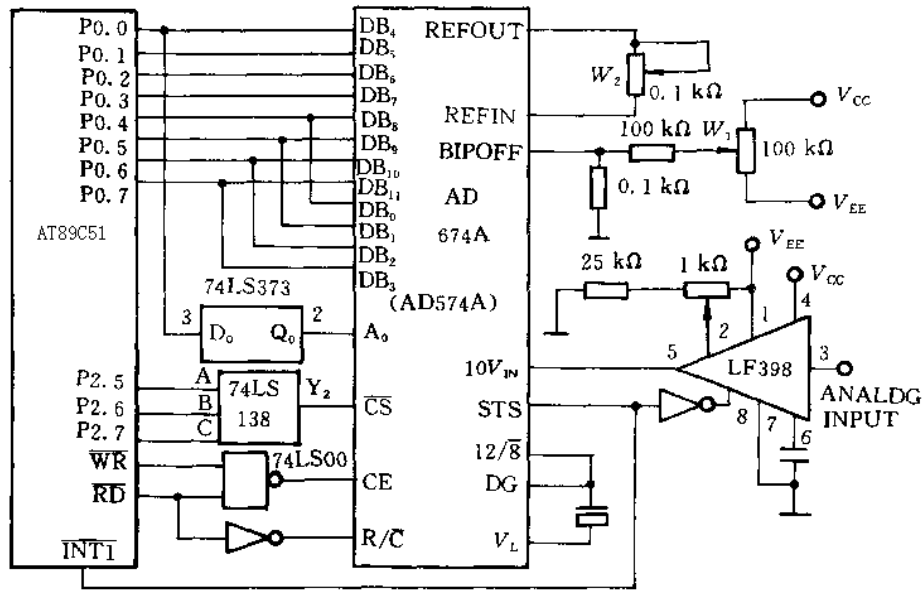


图 1.4.14 AD674A 与单片机的硬件接口电路

图 1.4.14 中，AD674A 的数据总线不是通过锁存器与单片机的数据总线相连，而是采取数据总线直接相连的方式。是因为其数据输出方式是三态控制的。但  $A_0$  线要通过锁存接到 AD674A 的  $Q_0$  线，以防止在 A/D 转换过程中， $A_0$  电平变化对芯片造成损坏。另外，在实际的应用系统设计中，因为系统要连接许多单片机的 I/O 接口扩展组件(如 EPROM、键盘显示器等)。所以，I/O 口地址都是统一译码编址，A/D 的片选信号也不例外。图中用 74LS138 译码器的  $Y_2$  输出作为 AD674A 的片选信号  $\overline{CS}$ ，入口地址为 4000H。A/D 转换结果的输出是采取中断方式，利用 A/D 的转换结束信号 STS 向 1 单片机发出中断申请信号。中断方式的 A/D 转换服务子程序如下：F：

初始化程序：

```

INITI:  SETB  IT1                ; 外部中断 1 初始化编程
        SETB  EA
        SETB  EX1
        MOV   DPTR, #4000H      ; 启动 AD674A 的转换
        MOVX  @DPTR, A
    
```

中断服务程序：

```

INT1 :  MOV   DPTR, #4000H      ; 读取 A/D 高 8 位转换结果
        MOVX  A, @DPTR         ; 放入 AT89C51 内部 RAM 的 20H 单元
        MOV   20H, A
        INC   DPTR             ; 读取低 4 位 A/D 转换结果
        MOVX  A, @DPTR         ; 放入 AT89C51 内部 RAM 的 21H 单元
        ANL   A, 0F0H          ; 屏蔽掉 A 中低 4 位
    
```

MOV 21H, A ; 留下低 4 位 A / D 转换结果  
 RETI ; 中断返回

另可通过多个 A / D 交叉复用(控制时钟依次叉开), 可使采集速率成倍提高。例如, 用 4 个 500MS/S 的 A / D 组合复用, 可得到 2GS / S 的采样率。图 1.4.15 所示为两路组合采集的原理框图。这种组合方式既降低了对 A / D 的要求, 也降低了对采样存储器存储速度的要求。但是交叉组合复用的结果使得电路复杂程度增加, 成本相应提高。

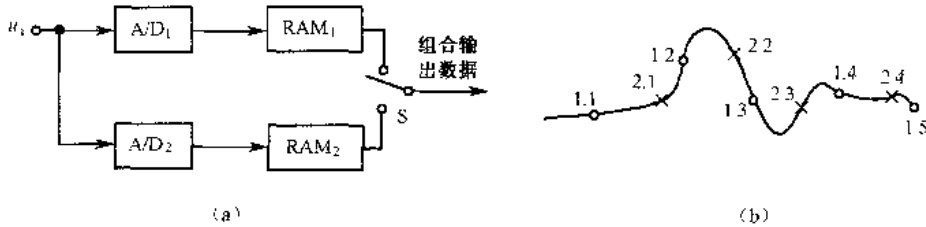


图 1.4.15 两路组合采集原理框图

### (3) 触发放样脉冲信号产生电路

触发电路的作用是最终产生统一的上升沿有效的触发信号。边沿触发信号产生电路的核心是比较电路。

触发电路示例 1: 选用 LM311 通过在 -5~+5 范围设定基准比较电平实现触发。当输入信号超过该电平时, 输出全为高; 当输入信号低于该电平时, 输出全为低。

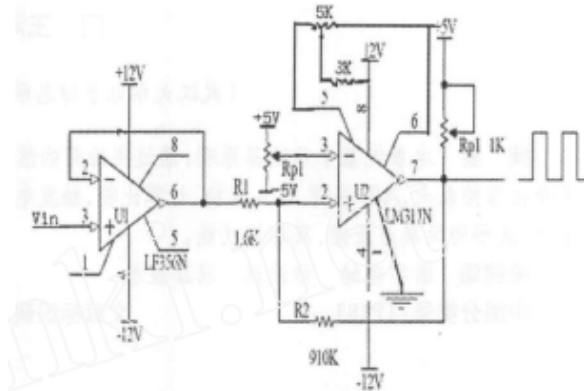


图 1.4.16 基准电平实现触发电路

触发电路示例 2:

取样脉冲发生器电路原理图如图 1.4.17 所示。图中  $Q_1$  是雪崩晶体三极管, 基极通过电阻  $R_1$  接地, 使雪崩管平时处在截止状态。集电极由 +30V 电源通过电阻  $R_2$  供电, 当取样指令脉冲到达  $Q_1$  的基极时, 雪崩过程发生, 从而在集电极产生负极性脉冲而在发射极产生正极性脉冲。这组脉冲再通过  $C_3$ ,  $R_4$  和  $C_4$ ,  $R_5$  微分电路以及阶跃二极管组成的形成电路处理后, 就产生了幅度约 5V、前沿不小于 4ns、底宽不大于 10ns 的取样脉冲。该取样脉冲送待取样门电路, 即可实现对信号的取样。

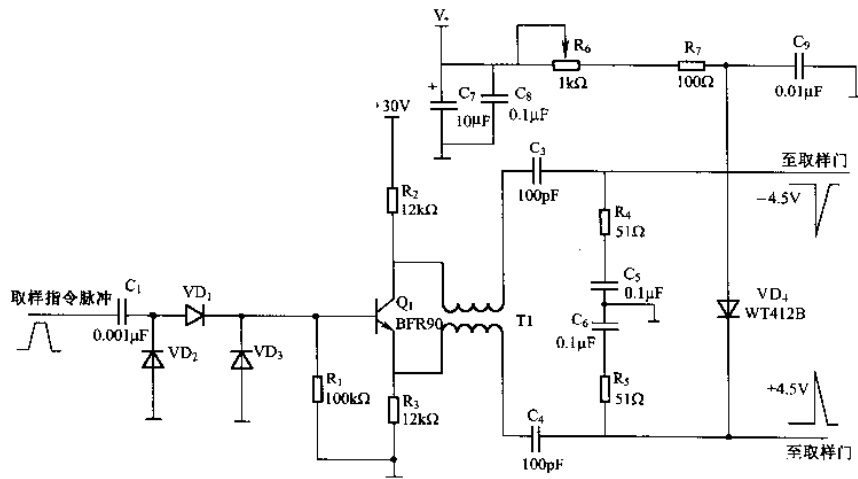


图 1.4.17 取样脉冲发生器电路原理图如

#### (4) 实时取样电路

实时取样是指对波形进行等时间间隔取样，按照取样先后的次序进行 A/D 转换并存入存储器中。实时取样在技术上易于实现，而且对于最高频率分量在示波器最大存储带宽以内的信号具有理想的复现能力。

一个典型的采用实时取样方式的采集电路框图如图 1.4.18 所示。加入到  $Y_1$  端的输入信号经输入电路的衰减或放大处理后，分送至 A/D 转换器与触发电路。逻辑控制电路一旦接收到来自触发电路的触发信号，就启动一次数据采集。一方面，逻辑控制电路设定的“t/div”开关产生一个对应的取样速率，使 A/D 转换器对输入信号按设定的取样速率进行转换、得到一串 8 位数据流；另一方面，逻辑控制电路产生写使能信号送至 RAM 读 / 写控制和写地址计数器，使写地址计数器按顺序递增，确保每个数据写入到相应的存储单元中，一旦个单元写满，一个写入循环就完成了。

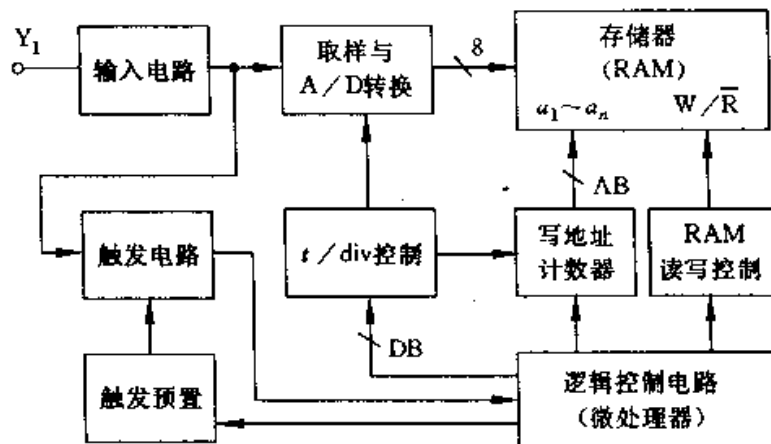
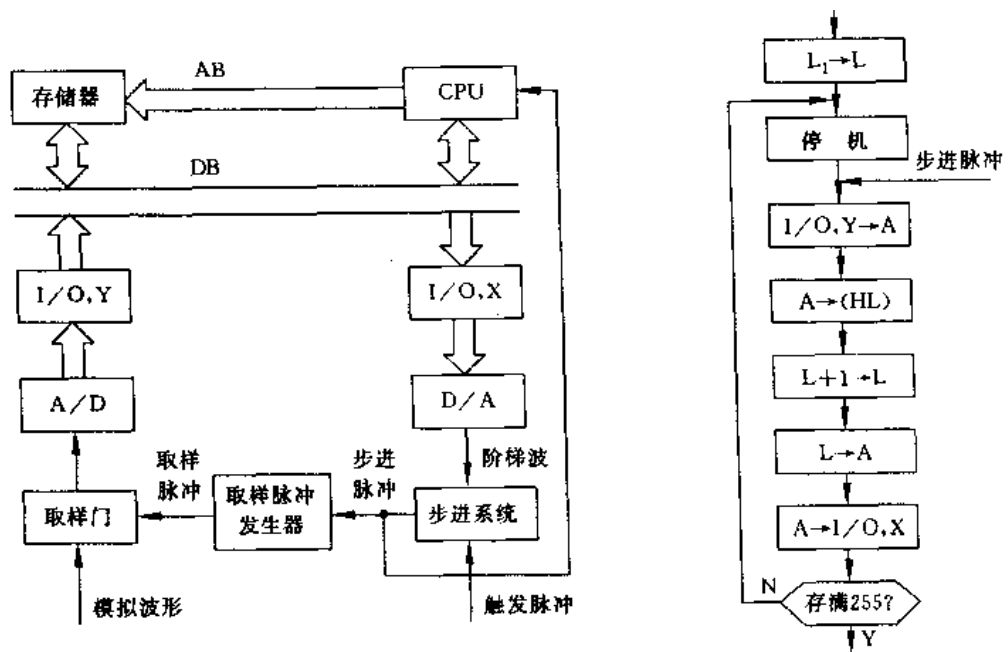


图 1.4.18 实时取样方式的采集电路框图

### (5) 顺序取样电路

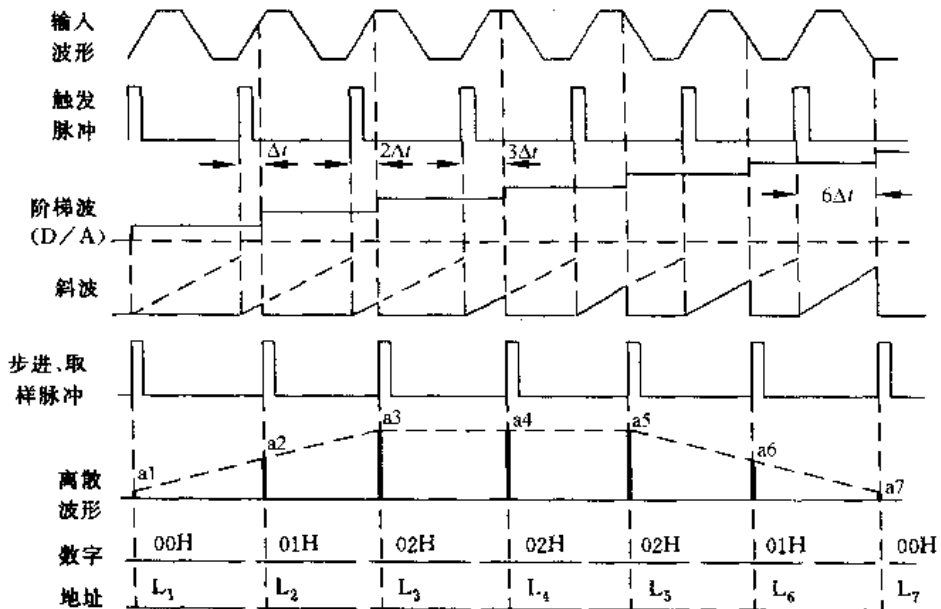
实时取样方式对观测单次出现的信号非常有效，是数字存储示波器必须具备的取样方式，但由于实时取样方式受到 A / D 转换器最高转换速率的限制，使观察和存储信号的频带宽度受到了限制。等效时间取样方式是先采用“取样技术”，将周期性的高频信号变换成波形与其相似的周期性低频信号，然后再做进一步的处理，因而可以比较容易地获得很高的频带宽。但等效时间取样仅限于处理重复性的周期信号。

一个典型的采用等效时间**顺序**取样方式的采集系统如图 1.4.19 所示。



(a) 采集系统原理框图

(b) 等效时间取样流程图



(c) 波形存储时间关系图

图 1.4.19 等效时间取样方式的采集原理框图

当与被测模拟信号波形同步的触发脉冲启动步进系统后，步进系统即产生步进脉冲，步进脉冲，一方面经取样脉冲发生器形成取样脉冲，送到取样门对模拟波形进行取样，(例如，此时取出模拟量  $a_1$ ，经 A/D 转换器转换成数字量 00H，再送到 Y 轴接口“I/O. Y”)；另一方面，步进脉冲启动 MCU，MCU 立即执行如图 1.4.19(b)所示的程序，程序已把地址  $L_1$  放在寄存 L 中，确定存放数据的存储器的首地址，随后处于停机等待状态。当步进脉

冲到来时,说明数据已经准备好,于是继续执行以后的程序,即把 A / D 转换后的数据先送入累加器 A、然后经 A 送入地址由 HL 所指定的存储单元中。此时,寄存器 L 中的内容为  $L_1$ 。所以从“I/O. Y”接口来的数据被存入地址由  $HL_1$  所指定的存储单元中,接着把地址加 1,这时寄存器 L 中的内容将内  $L_1$  变为  $L_2=L_1+1$ ,随后把 L 中的数据经累加器 A 送到“I/O. X”接口,即送到 D/A 转换器。由于 L 中的数据是顺序递增的,因此在 D 的输出端将得到一个递增的阶梯波,这个阶梯波送到步进系统和步进系统内的斜波电压去进行比较,于是就产生了步进脉冲。上述工作过程仅是把模拟波形中的一个瞬时值量化后存入一个单元的过程。若一个页面含有 255 个数据,则上述过程还需要循环 255 次。程序每循环一次,取样脉冲就步进一次,这样就把波形不同点 L 的瞬时他的量化结果存入到不同的地址单元中。图 8—7(c)是上述波形存储时间关系图。

由图 1.4.19(c)所示的波形存储时间关系图可以看出,第一个取样脉冲与触发脉冲是同步的,以后每取样一次,取样脉冲就比触发脉冲滞后一段时间  $\Delta t$ (称为步进延迟时间)。若触发脉冲对应波形信号每个周期的起点,则在一次取样变换的过程中,这些步进脉冲出现的时刻相对信号周期起点依次滞后  $\Delta t$ 、 $2\Delta t$ 、 $3\Delta t \cdots$ 。

设原信号周期为  $T$ ,取满一个信号周期需要取样  $n$  次。则经过取样变换后,原信号周期增大(或频率减小)的倍数为

$$q = n = \frac{T}{\Delta t}$$

如果每间隔  $m$  个信号周期取样一次,那么经过取样变换后,原信号周期增大(或频率减小)的倍数为

$$q = mn = \frac{mT}{\Delta t}$$

步进系统在等效时间取样方式中起了关键性的作用。步进系统的电路原理框图如图 1.4.20 所示。

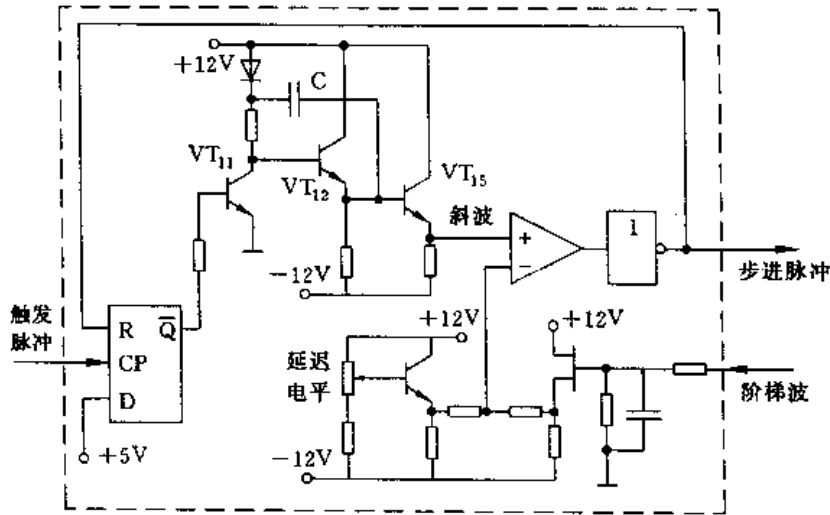


图 1.4.20 步进系统电路原理框图

在静态时，D 触发器的  $\overline{Q}$  端为高电平， $VT_{11}$  处于导通状态。当触发脉冲到来时，D 触发器的 Q 端变为低电平， $VT_{11}$  关闭，电容 C 被充电并形成斜波信号， $VT_{11}$ 、 $VT_{12}$  组成的自举电路用以保证斜波的线性。形成的斜波信号加在比较器的正端，阶梯波加在比较器的负端。当斜波电压的上升超过加在比较器负端的电平时。比较器输出就翻转信号，该信号再经反相器送给 D 触发器，使 D 触发器复位， $\overline{Q}$  又回到高电平。每次取样后，阶梯波都会抬高一阶，如此重复下去，就能在比较器输出端得到一系列的步进延迟脉冲信号。

上述步进系统实际时间波形如图 1.4.21 所示。

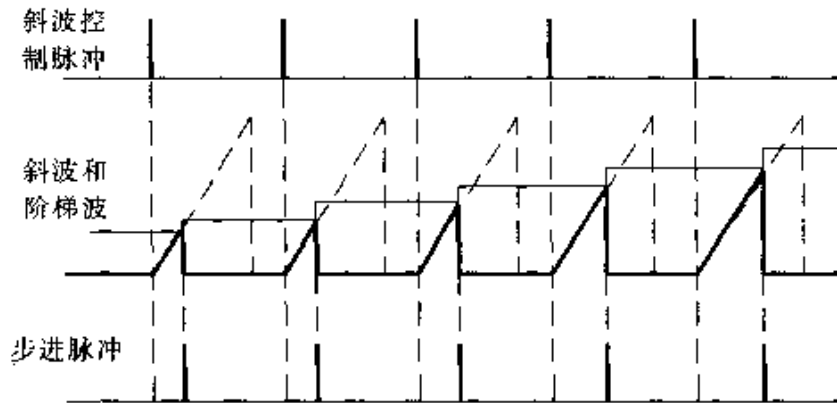


图 1.4.21 步进系统实际时间波形

由图可见，若阶梯波的单位阶梯电压幅度为  $\Delta V_A$ ，斜坡信号的斜率为  $v_F$ ，则步进脉冲滞后触发脉冲的步进时间  $\Delta t$  为

$$\Delta t = \frac{\Delta V_A}{v_F}$$

上式说明， $\Delta t$  的大小与阶梯波电压成正比，与斜坡信号的斜率成反比。即原信号的周期在取样变换后增大的倍数与阶梯波的单位阶梯电压幅度和斜坡的斜率密切相关。

综上所述，通过改变斜坡的斜率与阶梯波的单位阶梯电压值，可以得到特定大小的步进延迟时间，从而使示波器的带宽在很大范围内与 A/D 转换器的转换速率无关。用等效时间取样方式设计的数字示波器，其带宽可以较容易地达到 1000MHz，而且能较容易脉冲波形存储起来。但这种方法要求被测波形的信号必须是周期性的。

### (6) 随机取样电路

数字示波器中采用随机取样方式来观察重复信号。在随机取样方式工作时，每个获取周期取得一组取样值。第一个获取周期获得一组数据，第二个获取周期又获得一组数据，以次类推，第 N 次获取周期又获得一组数据。每个取样点的 Y 值由 A/D 转换器提供，而 X 值由下式给出。

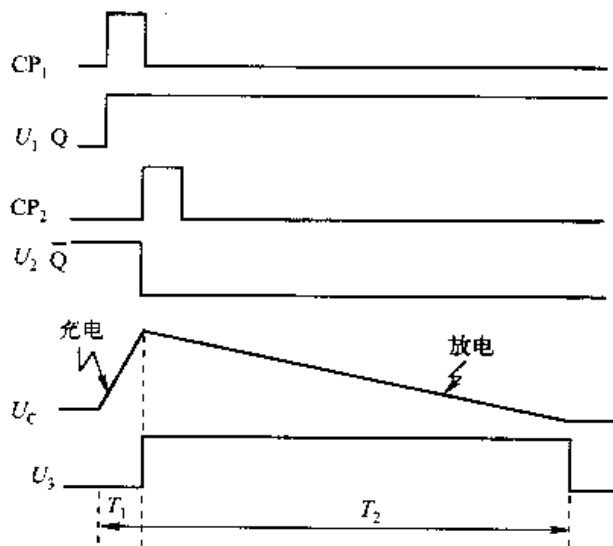
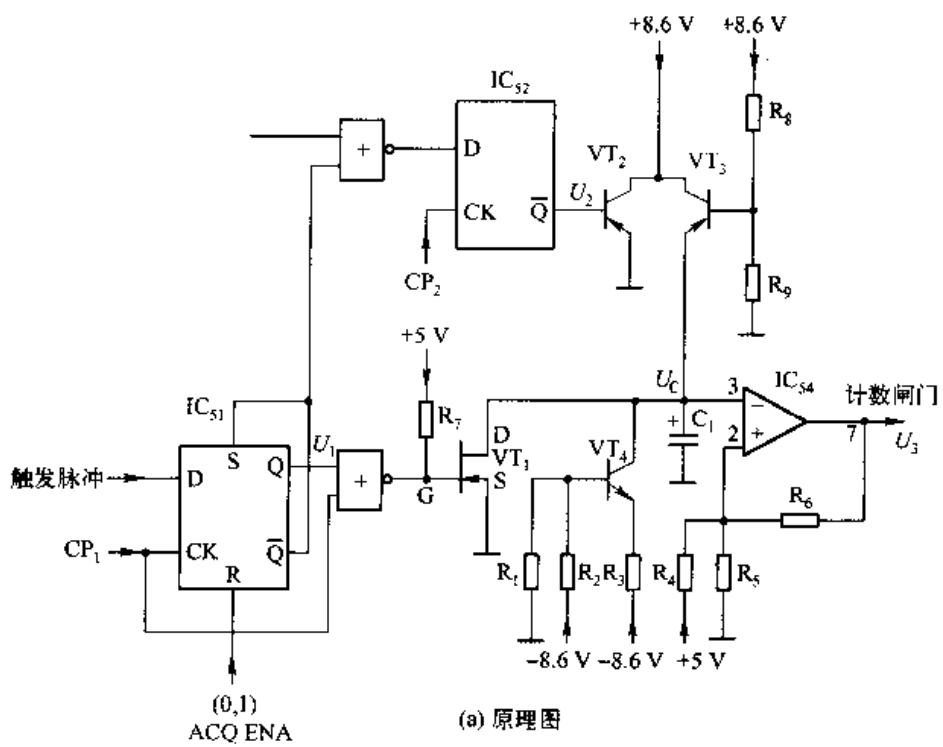
$$t = t_{on} + nT$$

式中， $T$  为取样周期， $t_{on}$  是触发点与下一个取样时钟间的时间。

然后微处理机按照时间的先后将数据重新排列，写入显示存储器正确的地址单元中，综上所述，随机取样实质上是以触发点为参考基准进行取样存储和再现信号的。

在随机取样技术中，关键是对每次获取，测出触发点与下一个取样时钟间的时间间隔。该时间间隔极短，无法直接测量，必须采用双斜率电容充电电路来进行测量。

图 为双斜率电容充电电路。当不允许获取时， $R=0$ ， $IC_{51}$ (D 触发器)的  $Q$  端置 0， $\bar{Q}$  端置 1，在  $CK$  信号作用下， $IC_{52}$  (D 触发器)  $\bar{Q}$  端置 1，差分电路  $VT_2$  截止。  $VT_3$  导通，其电流对  $C_1$  充电。由于  $IC_{51}$  的  $\bar{Q}$  为 1， $Q$  为 0，结果是  $VT_1$  导通。  $C_1$  上电荷通过场效应管  $VT_1$  放电。当允许获取时， $R=1$ ，一旦触发信号到来， $IC_{51}$  的  $Q$  端置 1， $\bar{Q}$  端置 0， $VT_1$  立即截止， $VT_4$  电流对  $C_1$  充电， $C_1$  两端电压线性上升。当第一个  $CK$  脉冲到来， $IC_{52}$  的  $\bar{Q}$  端置 0， $VT_2$  导通， $VT_3$  截止，立即切断  $C_1$  的充电电流。 $IC_{52}$  的  $Q$  端置 1， $\bar{Q}$  端置 0，允许计数器  $IC_{54}$  从 0 开始计数。 $C_1$  上的电荷开始通过  $VT_4$  缓慢向负电源放电，放电回路的时间常数远大于充电时间常数。 $C_1$  两端电压同时加到一个高阻运放比较器的反向输入端，当放电电压达到 0.6V 时，运放比较器输出从 0 变 1。该信号使计数器停止计数，计数器  $K$  中计数值正比于触发点与下一个取样时钟间的时间。



(b) 波形图

图 1.4.22 双斜率电容充电电路

## 1.4.2 数据存储与显示

### 1. 数据存储

在数字示波器中，一般采用电路简单，使用方便的静态 RAM 作为存储器。存储器的主要指标为存储容量和读写时间，一般选用存储容量大、读写时间快、耗电小的 RAM。获取存储器的读写时间应与 A 心转换速率相适应，应选择快速 RAM。

数字示波器工作的一个重要特点是要求数据的写入与读出能同时进行，这就存在一个共享 RAM 的问题。可以考虑采用如下两种方案：(1)采用一般的 RAM 并设计相应的外围控制电路，使数据的写入与读出分时使用同一套总线。(2)采用具有两套总线的双口 RAM 器件。第一种方案成本低，但需要两套缓冲器将两组总线隔开，并要求设计相应的仲裁逻辑进行分时管理，所以硬件和软件的开销都很大。第二种方案直接采用了双口 RAM 器件。双口 RAM 器件有百两个独立的端口，每个端口均有一套相应的总线，其内部具有仲裁逻辑电路，允许两个端口独立、异步地对存储器的任何存储单元进行写入与读出操作，因而电路可靠简单、控制质量高，但是成本较高。

各种 RAM 的读写时间见表

表 1.4.5 各种 RAM 的读写时间表

RAM 种类	CMOS	NMOS	TTL	ECL
读写时间	>400 ns	200 ns ~ 1 μs	40 ns	25 ns

图 1.4.23 为存储器工作原理图。它有一组地址线(W<sub>0</sub>~W<sub>9</sub>、R<sub>0</sub>~R<sub>9</sub>)，一组数据线(D<sub>0</sub>~D<sub>7</sub>)，一个片选控制信号(CS)和一根读写控制线 R/W。当 R/W 为“0”时，可将数据写入存储器，R/W 为“1”时，可从存储器中读出数据。但要注意，必须使地址线上信号稳定后才能进行存储器读写操作。

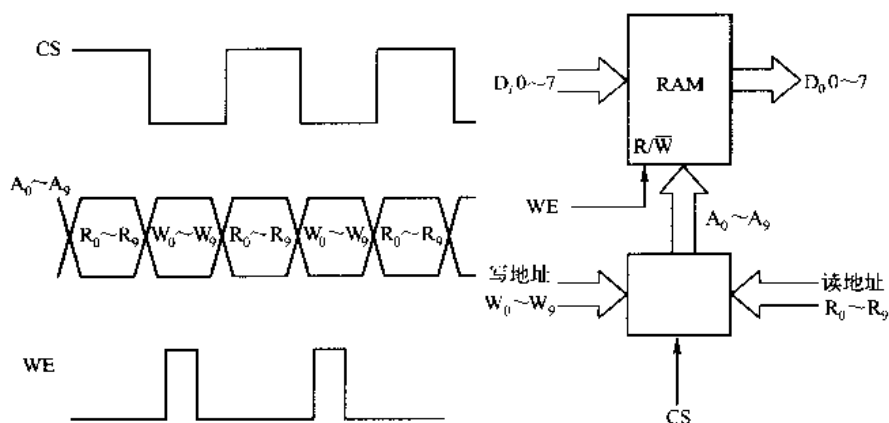


图 1.4.23 存储器工作原理图

CS 是加至地址选择器的控制信号。当 CS 为“1”时，选择读地址送到存储器；当 CS 为“0”时，选择写地址送到存储器。加至  $R/\overline{W}$  端的写使能信号 WE 必须滞后于 CS 负后沿一段时间，以保证写地址建立稳定后数据才写入存储器。

## 2. 存储控制电路

存储控制电路一般由时钟、t/div 控制器、写地址计数器、RAM 读 / 写控制、触发方式控制等组成，图 1.4.24 给出了存储控制电路原理简要框图。

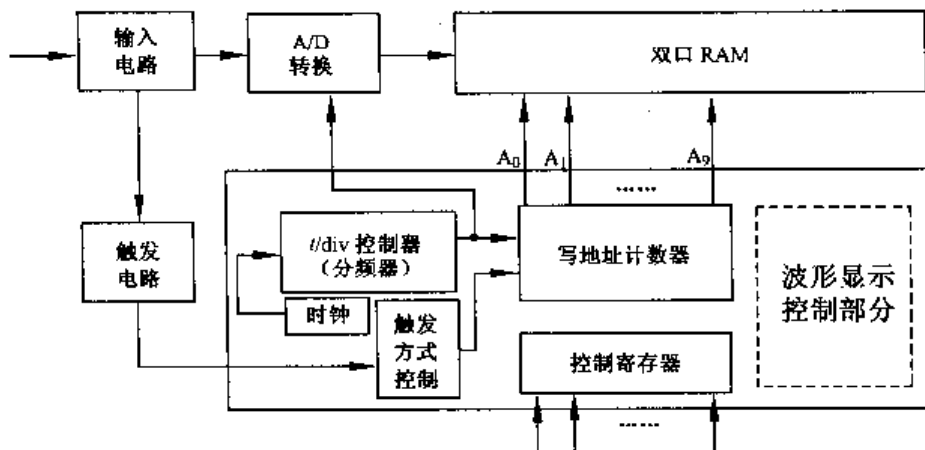


图 1.4.24 存储控制电路原理简要框图

加入到 Y 轴的输入信号经输入电路的衰减、放大后分送至 A / D 转换器与触发电路。控制电路一旦接到来自触发电路的触发信号，就启动一次数据采集及 RAM 写入过程：一方面，“t/div”控制器产生一个对应的控制转换速率的采集信号，使 A / D 转换器按设定的转换速率对输入信号进行采集，得到一串 8 位数据流；另一方面，使写地址计数器按顺序递增，以选通 RAM 中对应的存储单元。为了保证下一个数据能可靠地写入到对应的存储单元中，应在时钟的上升沿将转换后的数据写入到存储器后，安排在其下降沿将存储器的写入地址计数器加 1。一旦存储单元写满，就完成了写入循环。

t/div 控制器用于控制 A/D 转换器的转换速率和对应的存储器的写入地址，它是采集与存储控制电路的核心。

### 1) 时基控制电路

数字示波器的扫描时间概念不同于一般模拟示波器，它将模拟信号经 A/D 变换后存入存储器，然后再从存储器中读出，数据写入存储器的速度与扫描快慢有关，即与“t / div”关所置的位置有关。而从存储器中读出的速度即显示速度与扫描快慢无关。

例如对于  $1K \times 8$  存储器，水平方向有 1024 个点，扫描线的长度在 10.24 度，则每分格为 100 个取样点。若 A/D 变换速率为  $20MS / s$ ，则完成 100 次变换需  $5\mu s$ ，即对应“t / div”开关为  $5\mu s / div$ ；若 A/D 变换速率为  $2MS / s$ ，则“t / div”开关为  $50\mu s / div$ ；若 A/D 变换速率为  $2S / s$ ，则“t / div”开关为  $50s / div$ 。

由上可知，“t / div”开关实质上是控制 A/D 变换的速率。在所有数字存储示波器中，

都有一个准确度高、稳定性好的晶体振荡器，经过分频组合，产生符合“t/div”开关要求的写脉冲去控制 A/D 转换器和存储器的写入。

图 1.4.25 为扫描“t/div”控制原理图。晶体振荡器产生 40MHz 主时钟，它被 IC<sub>1</sub> 二分频得到 20MHz 最高取样频率。IC<sub>2</sub>~IC<sub>7</sub> 组成取样速率分频串，通过对分频串的分频比编程组合即可得到各种时钟速率。

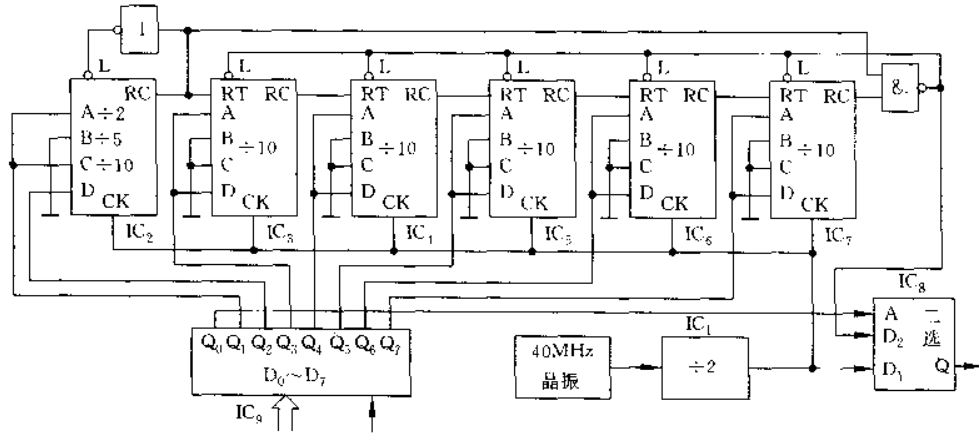


图 1.4.25 t/div 控制原理图

IC<sub>2</sub>~IC<sub>7</sub> 均是可编程十进制计数器，将其预置端 A、B、C、D 设置不同的预置值，对其进位脉冲输出倒相接至 L 端，组成不同分频比的分频器。例如预置端 A、B、C 为“0”，D 为“1”，则分频比为 2；若预置端 A、C 为“1”，B、D 为“0”，则分频比为 5；若 A、D 为“1”，B、C 为“0”，则分频比为 10。由于采用并行计数，分频串只需一个输出端。

IC<sub>8</sub> 是二选一电路，用它来选择 20MHz 时钟或分频串输出时钟，供给 A/D 变换、存储器写入控制和写地址计数器。

可由微处理器发生控制码来控制的。

时基时钟频率见表 1.4.6。

表 1.4.6 时基时钟频率见

S <sub>7</sub>	S <sub>6</sub>	S <sub>5</sub>	S <sub>4</sub>	S <sub>3</sub>	S <sub>2</sub>	S <sub>1</sub>	S <sub>0</sub>	编 码	时钟频率	t/div
							0	0	20 MHz	5 μs
1	1	1	1	1	1	0	1	FD	10 MHz	10 μs
1	1	1	1	1	0	1	1	FB	5 MHz	20 μs
1	1	1	1	1	0	0	1	F9	2 MHz	50 μs
1	1	1	1	0	1	0	1	F5	1 MHz	0.1 ms
1	1	1	1	0	0	1	1	F3	0.5 MHz	0.2 ms
1	1	1	1	0	0	0	1	F1	0.2 MHz	0.5 ms
1	1	1	0	0	1	0	1	E5	0.1 MHz	1 ms
1	1	1	0	0	0	1	1	E3	50 kHz	2 ms
1	1	1	0	0	0	0	1	E1	20 kHz	5 ms
1	1	0	0	0	1	0	1	C5	10 kHz	10 ms
1	1	0	0	0	0	1	1	C3	5 kHz	20 ms
1	1	0	0	0	0	0	1	C1	2 kHz	50 ms
1	0	0	0	0	1	0	1	85	1 kHz	0.1 s
1	0	0	0	0	0	1	1	83	0.5 kHz	0.2 s
1	0	0	0	0	0	0	1	81	0.2 kHz	0.5 s
0	0	0	0	0	1	0	1	05	0.1 kHz	1 s
0	0	0	0	0	0	1	1	03	50 Hz	2 s
0	0	0	0	0	0	0	1	01	20 Hz	5 s

显示屏幕上显示的信号是从存储器中读出的信号，用读脉冲使显示计数电路计数，该计数值送到水平 D/A 变换器，产生线性上升的阶梯波作水平扫描电压。通常取显示频率为 100Hz，若存储长度为 1kbit，则读脉冲频率为 100Hz×1000，即 100 kHz。读脉冲频率由晶振电路分频得到，其值是固定的，必须能保证显示波形在屏幕上无闪烁现象。

从存储器中读出数据既可快读，也可慢读。记录输出时，若记录速度为 1s/div、2s/div、5s/div，则读一个点的时间分别为 0.01s、0.02s、0.05s。

必须指出，真正的写脉冲、读脉冲等一系列信号还需经过逻辑电路组合产生，以保证信号间严格的时序关系。

## 2) 写地址计数器

写地址计数器用来产生写地址信号，它由二进制计数器组成，计数器的位数由存储长度来决定。写地址计数器的计数频率应该与控制 A/D 转换器的取样时钟的频率相同。写地址计数器原理图如图 1.4.26 所示。

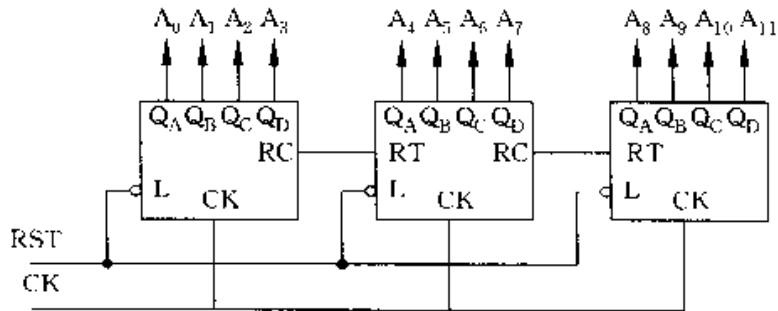


图 1.4.26 写地址计数器原理图

### 3) 预置触发功能

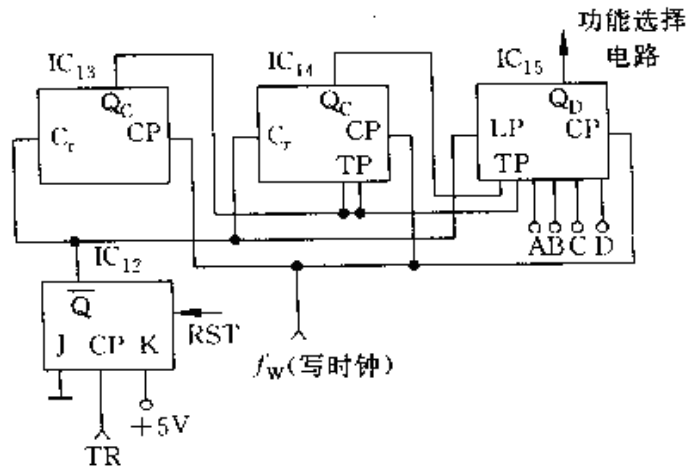
预置触发功能含正延迟触发和负延迟触发两种情况。在数字存储示波器中可以通过控制存储器的写操作过程来实现，并且正负延迟及延迟时间都可以进行预置。

在常态触发状态下，当被测信号大于预置电平时，触发电路便产生触发信号。于是存储器就从零地址开始写入采集的数据，设示波器的存储容量 1024，则当写满 1024 个单元后便停止写操作。显示也从零地址开始读数据，则对应示波器屏幕上显示的信号便是触发点开始后的波形。

在正延迟时(即显示延迟触发点  $N$  个取样点时间)，触发信号到来后，存储器不立即写入数据，而是延迟  $N$  次取样之后才开始写入。这样当显示时，示波器屏幕上显示的信号便是触发点之后  $N$  个取样点的波形。这等效于示波器的时间窗口右移。

在负延迟时(即显示超前触发点  $N$  个取样点时间)，触发信号到来前，存储器信号便就一直处于  $0\sim 1023$  单元不断循环写入的过程中，当写满 1024 个单元之后，新内容将覆盖旧内容继续写入。当触发信号到来后，使存储器再写入  $1024-N$  个取样点之后停止写操作。显示时，不是从零地址读数据。而是从停止写操作时地址的下一个地址作为显示首地址连续读 1024 个单元的内容。这样，示波器屏幕上显示的便是触发点之前  $N$  次取样点为起点的波形，这等于示波器的时间窗口左移。

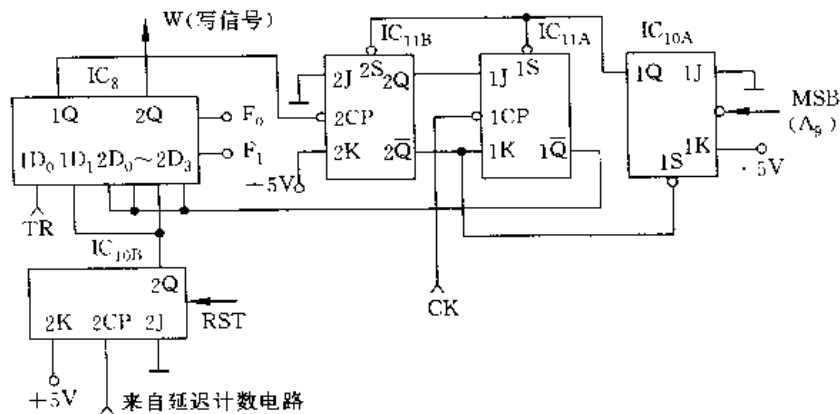
支持实现正、负触发延迟的硬件电路如图 1.4.27 所示，其中图(a)是延迟计数电路，图(b)是功能选择电路。



延迟计数真值表

A	B	C	D	延迟脉冲
1	1	1	1	100
1	1	1	0	200
1	1	0	1	300
1	1	0	0	400
1	0	1	1	500
1	0	1	0	600
1	0	0	1	700
1	0	0	0	800
0	1	1	1	900
.....				.....

(a) 延迟计数电路



工作方式选择表

工作方式	F <sub>0</sub>	F <sub>1</sub>	Q输出
常态触发	0	0	D <sub>0</sub>
单正延迟	0	1	D <sub>1</sub>
单负延迟	1	0	D <sub>2</sub>
自激	1	1	D <sub>3</sub>

(b) 功能选择电路

图 1.4.27 正、负触发延迟的电路原理图

延迟计数电路由 IC<sub>12</sub>~IC<sub>15</sub> 组成，其中 IC<sub>12</sub> 是 K 触发器，IC<sub>13</sub>、IC<sub>14</sub> 十进制计数器，IC<sub>15</sub> 是一个可预置的十六进制计数器。当复位信号 RST 到来时，使 IC<sub>12</sub> 的  $\bar{Q}$  端置 0，同时预置数(正延迟为 N，负延迟为 1024—N)置入 IC<sub>15</sub> 的预置端 A、B、C、D，IC<sub>13</sub>、IC<sub>14</sub> 置 0。当触发信号 TR 到来时，计数器便以写脉冲  $f_w$  的频率从预置码开始计数，当计满时，由 IC<sub>15</sub> 的  $\bar{Q}_D$  端产生负跳变信号，送至功能选择电路。

功能选择电路用于选择常态触发、单次正延迟、单次负延迟、自激等四种触发工作方式。IC<sub>8</sub> 是一个双四选一数据开关电路，F<sub>0</sub>、F<sub>1</sub> 是由面板开关送出的或者由微处理器发出的触发方式控制码控制的。W 是控制写操作的写信号。

在“常态触发”工作方式下，IC<sub>8</sub> 选择 ID。做输出，故触发信号 TR 便直接加到了 IC<sub>11B</sub> 的 2CP 端。在 CK 作用下，IC<sub>11A</sub> 的  $1\bar{Q}$  置 1，IC<sub>8</sub> 的 2Q 输出 1，即触发信号一来，写信号 W 置 1 开始写操作，当写满 1024 个数据时，写地址计数器最高位 MSB(A<sub>9</sub>) 出 1 变为 0，使

IC<sub>10A</sub>置0, IC<sub>11A</sub>的 $\overline{1Q}$ 置0, 从而使写信号W置0, 写操作结束, 同时IC<sub>11B</sub>置位, 等待下一次触发。

在正延迟工作方式下, IC<sub>8</sub>选择1D<sub>1</sub>作输出, 1D<sub>1</sub>信号受触发延迟计数器控制。触发信号到来后, 要延迟N次取样之后, 由延迟计数电路送来的负跳变信号, 使IC<sub>10B</sub>的2Q由1变为0, IC<sub>8</sub>的1Q输出负跳至IC<sub>11B</sub>的2CP端, 然后再像常态触发工作方式一样。完成一次写入过程。

在负延迟工作方式下, IC<sub>8</sub>选择2D<sub>2</sub>作输出。在这种方式下, 首先产生复位信号RST, 使IC<sub>10B</sub>的2Q置1, IC<sub>8</sub>的2Q输出为1, 即写信号W置1, 于是存储器马上进入写操作状态, 取样值被不断循环写入存储器0~1023单元中。当触发信号到来后, 经过延迟1024 - N次取样后, 由延迟计数电路送来负跳变信号, 使IC<sub>10B</sub>的2Q由1变为0, 于是W置0, 存储器停止写入。

### 3. 波形的显示

为了适应对不同波形的观测, 智能化的数字存波器具有多种灵活的方式。

#### 1) 存储显示

存储显示器是数字示波器最基本的显示方式。它显示的波形是触发后所存储的一帧波形信号, 即在一次触发所完成的一帧信号数据采集之后, 再通过控制存储器的地址依次将数据读出, 稳定地显示在显示器上。

存储显示依照读出方法的不同, 又分CPV控制方式和直接控制方式。

CPV控制方式的显示过程是将存储器中的数据按地址顺序取出, 经输出指令送到D/A转换器转换, 还原为模拟量送至Y轴; 与此同时, 将地址按同样顺序送出, 经D/A转换器转换为阶梯波送至显示器的X轴; 这样就能把被测波形显示在显示器的屏幕上。

现通过图1.4.28和图1.4.29来说明这一原理。

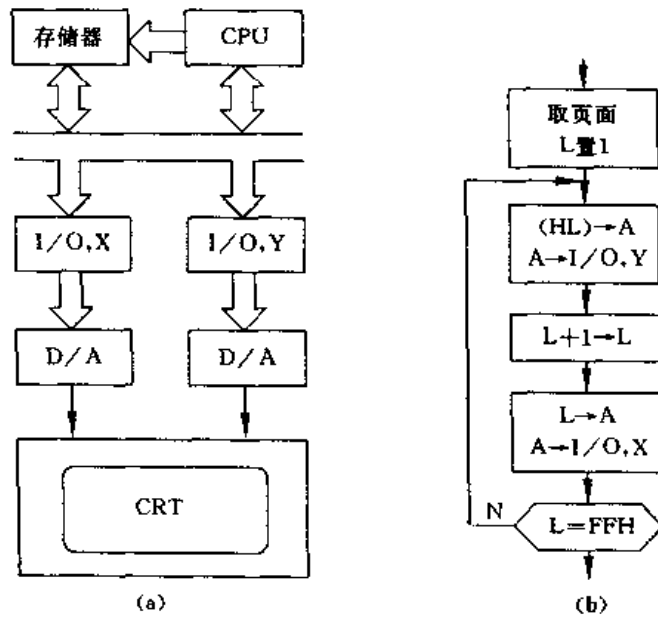


图 1.4.28 CPV 控制方式显示原理

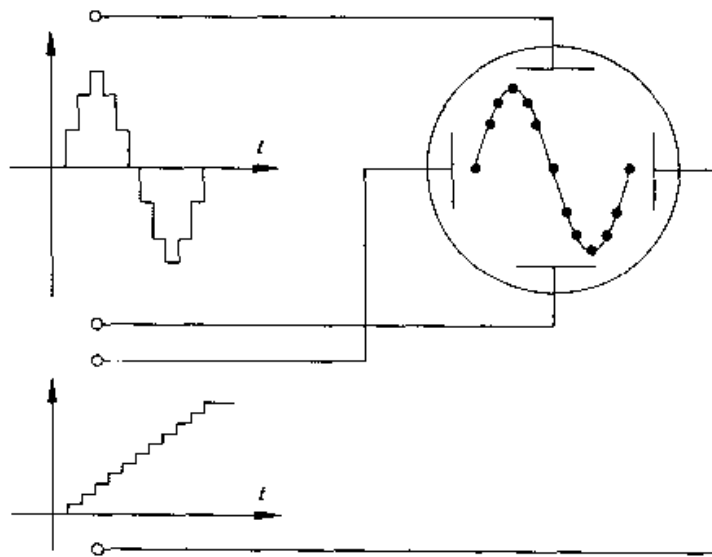


图 1.4.29 波形显示原理示意图

设存储波形时是以 255 个地址为一页面(即显示一幅完整图形所需存储单元的总和), 对于容量为 4KB 的存储器来说, 可以分成 16 个页面, 因而显示波形的第一操作就是选取页面, 现选择 HL 寄存器对作为地址寄存器, 则所谓选页面. 实际上就是确定高八位地址寄存器 H

的值。接着确定地址的低八位，即 L 寄存器的值，通常从 0 号地址或 1 号地址做起，因而要对 L 寄存器清零或赋值。下一步就可以从(HL)所指定的单元中取数。由于指令规定向接口送数时，必须先把数放在 A 累加器，所以，从(HL)中取出的数据先放入 A 中，然后再从 A 中把数据送到“/O. Y”接口，经 D / A 转换器转换成模拟量送至显示器的 Y 轴。为了提供扫描用的阶梯波，还要把 L 寄存器中的数据(即地址)送入 A 累加器，再送至接口“/O,X”，经 D / A 转换器转换成阶梯波送至显示器的 X 轴做扫描。上述过程只是确定模拟波形一个点在显示器屏幕上的位置。为了把整个页面的波形都显示出来，需要将上述过程循环进行。因为存入波形的每个页面有 255 个点，所以循环的次数为 255，加到 X 轴进行扫描的阶梯波也为 255 个阶梯。为使波形稳定地显示且无闪烁现象，上述扫描过程应连续不断地进行。周期通常取 10~20ms。

CPV 控制方式显示的特点是:无论是 Y 轴还是 X 轴的数据，都必须通过 CPV 传输，数据传输速度受到一定的限制。因此，当一个页面所含的存储单元较多或其他显示内容较多时应采用直接控制方式。

直接控制方式的数据传输不经过 CPV 而直接对内存进行输入/输出操作，因此速度很快。直接控制显示电路原理可用图 1.4.30 说明，图中的显示地址计数器一方面用于提供 RAM 读地址，显示时，显示地址计数器在显示时钟的驱动下，产生的连续地址信号依次将存储器中的波形数据连续地送至 D/A 转换器，然后将恢复的模拟量送至显示器的 Y 轴；另一方面，显示地址计数器提供的地址信号经另一 D/A 转换器形成阶梯波送至显示器的 X 轴作同步的扫描信号。于是在显示器屏幕上便形成了被显示的模拟波形。很显然，这种显示方式的数据传输速度取决于显示时钟的速率，而不是由软件决定的，因此速度较快。

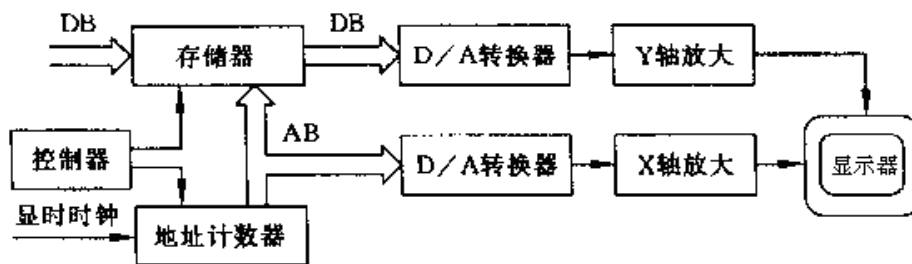


图 1.4.30 直接控制方式显示原理

存储显示方式还有连续触发显示和单次触发显示之分。在连续触发显示方式下，每满足一次触发条件，就完成一帧数据的取样与存储，屏幕上原来的显示波形就被新存储的波形更新。而单次触发显示只保存并不断显示一次触发形成的波形。

## 2) 双踪显示

双踪显示与存储方式密切相关。

存储时，为了使两条复现的波形在时间上保持原有的对应关系，常采用交替存储技术。可以利用写地址的最低位  $A_0$  来控制通道开关，使取样和 A/D 转换电路轮流对两通道输入信号进行取样和转换，其存储方式如图 1.4.31 所示。

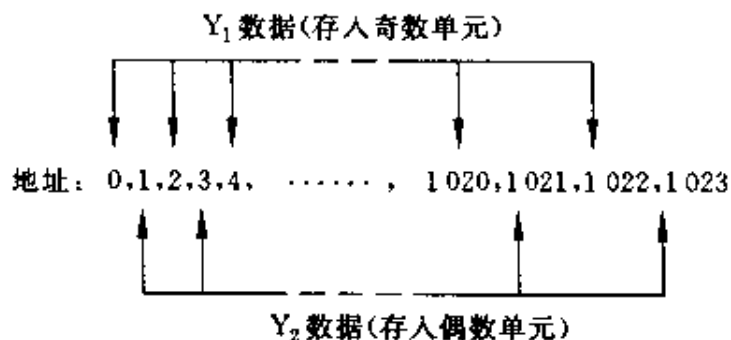


图 1.4.31 双踪显示的存储方式

当  $A_0$  为 1 时，对通道 1 的信号  $Y_1$  进行采样和转换，并写入奇数存储器单元中。当  $A_0$  为 0 时，对信号  $Y_2$  进行采样和转换，并存入偶数存储器单元中。这样在存储器的奇数地址中存放  $Y_1$  信号，偶数地址中存放  $Y_2$  信号。双踪显示与存储方式的信号存储容量为单踪方式信号存储容量的一半，例如对于存储容量是 1KB (1024 字节) 的信号存储器，每个信号的最大存储容量是 512 个字节。

读出时，先读偶数地址，再读奇数地址， $Y_1$  和  $Y_2$  信号便在显示器上交替显示。

为了使两个通道信号的波形分别显示于显示屏的上半部和下半部，可将存入存储器中的数字序列  $Y_1[n]$  与  $Y_2[n]$  中的每一数据右移一位(即除以 2)，再将  $Y_2[n]$  中的每一个数据的最高位 MSB 置 1，将  $Y_1[n]$  中的每一个数据的最高位 MSB 保持为零，便可达到两通道信号分区域显示的效果。但这种处理方式使波形垂直分辨率降低了一倍。

### 3) 锁存和半存显示

锁存显示就是把一幅波形数据存入存储器之后，只允许从存储器中读出数据进行显示，不准新数据再写入。

半存显示是指波形被存储之后，允许存储器奇数(或偶数)地址中的内容更新，但偶数(或奇数)地址中的内容保持不变。于是屏幕上便出现两个波形，一个是已存储的波形信号，另一个是实时测量的波形信号。这种显示方法可以实现将现行波形与过去存储下来的波形进行比较的功能。

### 4) 滚动显示

滚动显示是数字示波器一项很有特点的表现形式。他的表现形式是被测波形连续

不断地从屏幕右端进入，从屏幕左端移出。示波器犹如一台图形记录仪，记录笔在屏幕的右端。记录纸由右向左移动，当发现欲研究的波形部分时，还可将波形存储或固定在屏幕上，以作细微的观察与分析。

滚动显示主要适于缓慢变化的信号。这种方式的机理是：每当采集到一个新的数据时，就把已存在存储器中的所有数据都向前移动一个单元，即将第一个单元的数据冲掉，其他单元的内容依次向前递进，然后再在最后一个单元中存入新采集的数据。每写入一个数据，就进行一次读过程，读出和写入的内容不断更新，因而可以产生波形滚滚而来的滚动效果。

#### 5) 插值显示

一般情况下，数字示波器屏幕显示的波形是由一些密集的点构成，称点显示。在点显示的情况下，当被观察的信号在一同期内采样点数较少时会引起视觉上的混淆现象，如图 1.4.32 所示的点显示方式显示的正弦波形，观察者很难辨认。一般认为当采样频率低于被测信号频率的 2.5 倍时，点显示就会造成视觉混淆，为了有效地克服视觉的混淆现象，同时又不降低带宽指标，数字示波器往往采用插值显示。

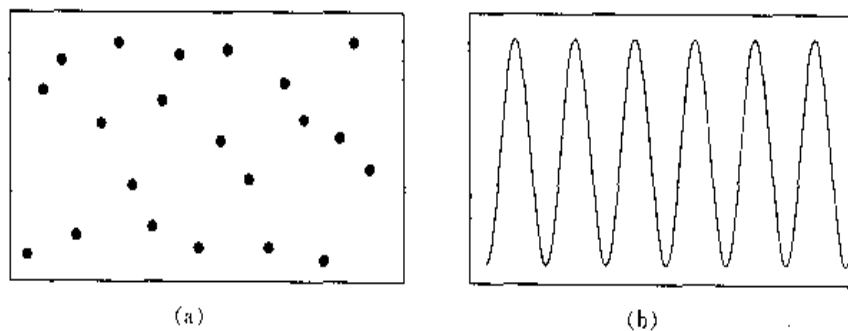


图 1.4.32 波形的点显示和插值显示

所谓插值显示，即在波形上两个测试点数据间进行估值。数字示波器广泛采用矢量插值法和正弦插值法两种方式。矢量插值法是用斜率不同的直线段来连接相邻的点，当被测信号频率为采样频率的十分之一以下时，采用矢量插值可以得到满意的效果。正弦插值法是以正弦规律，用曲线连接各数据点的显示方式，他能显示频率为采样频率二点五分之一以下的被测波形，其能力已接近奈奎斯特极限频率。对每周期采样点数较少的正弦波的点

显示，若采用正弦插值处理会得到满意的显示效果，如图 1.4.32 所示，但若选用矢量插值法，会产生较严重的包络失真。同样，对开关脉冲信号的点显示，采用矢量插值法会得到较满意的效果，若选用正弦插值处理会在信号的前沿造成尖头状失真，如图 1.4.33 所示。

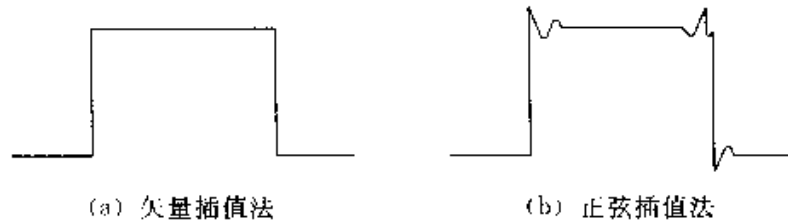


图 1.4.33 采用两种插值法对同一波形显示的效果

#### 6) 波形显示电路

数字存储示波器区别于模拟示波器的一个重要方面是，波形的显示与波形的采集和存储在管理上是分离的，即不管数据以何种速度写入到存储器中，存储器中存储的数据均以固定的速度读出，因而可以得到清晰而稳定的波形。这样我们就可以无闪烁地观察极慢信号，同时也可以稳定地显示很高频率的信号；这是模拟示波器所不能及的。

波形显示控制电路一般由时钟、读地址计数器、RAM 读控制等部分组成，用以控制 RAM 的另一组地址和控制总线。波形显示控制电路和采集与存储控制电路在逻辑关系上是可以分离的，但在设计中两者可以设计在同一逻辑器件中。

波形显示电路产生的扫描电压与采集的数据是同步的。数字存储示波器通常采用一种如图 1.4.34 所示的控制电路。

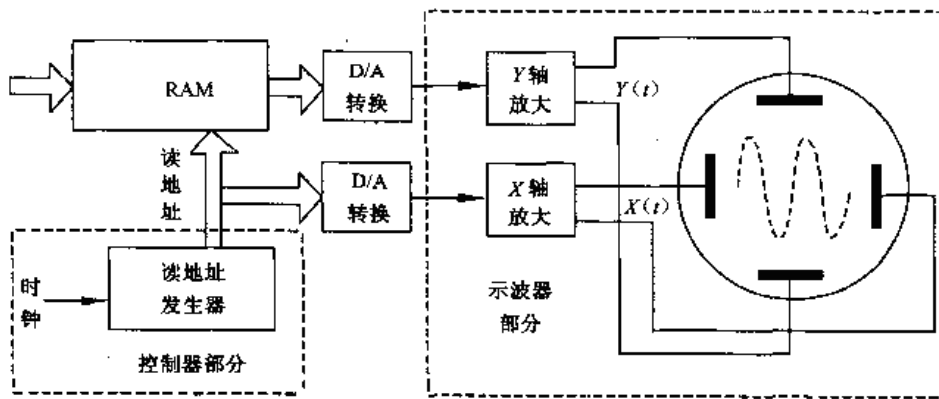


图 1.4.34 波形显示控制电路原理框图

图中，读地址计数器一方面提供连续的 RAM 读地址，依次将存储器中的波形数据送至 D/A 转换器恢复为模拟信号  $Y(t)$ ，然后送至显示器的 Y 轴；另一方面，显示地址计数器提供的地址信号也同时经另一 D/A 转换器形成锯齿阶梯波送至显示器 CRT 的 X 轴做同步的扫描信号  $X(t)$ 。很显然，由于  $X(t)$  和  $Y(t)$  信号都来源于同一地址发生器，因而在显示屏上形成的波形非常稳定。如果波形显示电路按照传统模拟示波器的工作模式来管理波形的显示，即采用与采集相同的速度进行波形显示，必将在低频信号显示时会出现闪烁，而在高频信号显示时出现不稳定的现象。这就不能体现数字存储示波器的特长。

#### 4. 软件系统

软件在数字示波器的设计中具有很重要的地位，其作用除表现在底层控制和人—机界面的控制外，更重要的是体现在数据处理方面。这是因为被测信号已按预定的速率取样、量化并存储在仪器中，因而微处理器通过软件可以很自如地对这些数据进行各种处理，从而扩展出许多仪器功能，例如下述两类扩展功能。

**基于幅度和频率测量算法的自动测试功能：**这类算法的主要思想是，通过查找存储在 RAM 中波形数据的最大值、最小值以及过零值等特征数据，按照定义计算出信号的频率、周期、峰峰值、有效值等波形参数。

**基于 FFT 算法的数据处理功能：**若对信号等间隔采样  $n$  次并形成样本序列  $X_p(n)$ ，再采用 FFT(快速傅里叶变换)算法进行处理，即可得到信号各次谐波的频谱系数，从而使示波器具有频谱分析的功能。设各次谐波幅度分别为  $v_2, v_3, \dots, v_n$ ，则可以根据公式  $K_f\%$

$\sqrt{v_2^2 + v_3^2 + \dots + v_n^2} / v_1 \times 100\%$ ，求出信号的谐波失真度，从而使仪器在功能上有更大的扩展。

### 1.4.3 设计实例

(2001 年全国大学生电子设计竞赛 B 题)

- 1、 题目：简易数字存储示波器
- 2、 任务：设计并制作一台用普通示波器显示被测波形的简易数字存储示波器，示意图如图 1.4.35 所示。

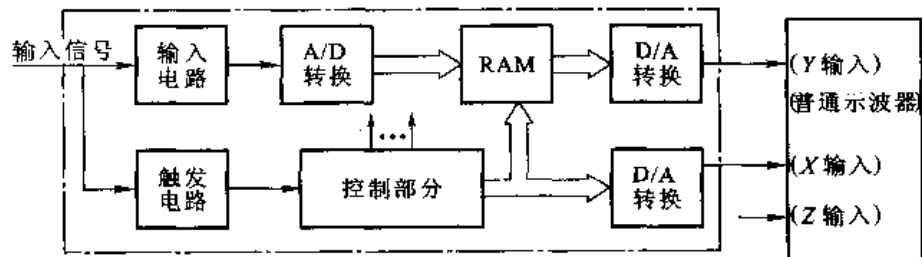


图 1.4.35 简易数字示波器示意图

要求：

#### 1. 基本要求

①要求仪器具有单次触发存储显示方式，即每按动一次“单次触发”键，仪器在满足触发条件时，能对被测周期信号或单次非周期信号进行一次采集与存储，然后连续显示。

②要求仪器的输入阻抗大于  $100K\Omega$ ，垂直分辨率为 32 级 / div 水平分辨率为 20 点 / div；设示波器显示屏水平刻度为 10div，垂直刻度为 8div。

③要求设置  $0.2s / div$ 、 $0.2ms / div$ 、 $20 \mu s / div$  三挡扫描速度，仪器的频率范围为  $DC \sim 50kHz$ ，误差  $\leq 5\%$ 。

④要求设置  $0.1V / div$ 、 $1V / div$  二挡垂直灵敏度，误差  $\leq 5\%$ 。

⑤仪器的触发电路采用内触发方式，要求上升沿触发、触发电平可调。

⑥观测波形无明显失真。

#### 2. 发挥部分

①增加连续触发存储显示方式,在这种方式下,仪器能连续对信号进行采集、存储并实时显示,且具有锁存(按“锁存”键即可存储当前波形)功能。

②增加双踪示波功能,能同时显示两路被测信号波形。

③增加水平移动扩展显示功能,要求存储深度增加一倍,并且能通过操“移动键显示被存储信号波形的任一部分。

④垂直灵敏度增加  $0.01\text{v} / \text{div}$  挡,以提高仪器的垂直灵敏度,并尽力减小输入短路时的输出噪声电压。

⑤其他。

① 本文取自西安电子科技大学电子工程学院学生张焕颖、竺海、李强的参赛作品报告。赛前指导教师:郭万有副教授。

### 3、 报告全文

#### 摘要

我们设计制作的简易数字示波器以附加仪器的形式工作。该仪器以 89C52 单片机为核心,由前端处理、触发、采集、数据融合处理、波形显示和操作面板等功能模块组成。

在系统的设计中,遵循智能化、操作方便、功能完备等思想。我们采用 CPLD 实现控制逻辑,并使该仪器能以示波器的 X—Y 方式显示。

为了提高系统的性能和可操作性,我们扩充了触发系统,如可选择通道 1、通道 2、外部三个触发源,以及自动、正常、单次、三种触发方式,具有边沿和最大幅度的条件触发功能等。设置了掉电保护、水平 / 垂直自动设置、波形打印等功能,并制作了供系统使用的线性稳压电源完成了设计任务。

关键词:数字存储示波器 CPLD X—Y 显示方式

#### 一、总体方案设计

示波器是用量最多、用途最广的测量仪器之一,是观察和测量电子波形不可缺少的正具。传统的模拟示波器在观测周期性重复频率较高的波形方面仍然得到普遍使用,但对于不能重复出现的单次信号、持续的非周期信号以及重复频率较低的周期信号则显得无能为力。数字存储示波器正是基于上述要求而出现的。目前的数字存储示波器以独立仪器、附加仪器以及虚拟仪器等形式工作。

本设计中的数字存储示波器定位于附加仪器工作模式。

#### 1. 设计思想

附加装置模式的数字存储示波器。

· 应充分利用模拟示波器的原有功能电路及部件，如使用其 CRT 并在 X-Y 方式下显示且使之尽量与模拟示波器融为一体，成为附加仪器方式工作的数字存储示波器。

· 应具备较完备的数字存储示波器功能、灵活的触发方式，如智能人机交互、信号存储、分析、处理、测量、显示等、

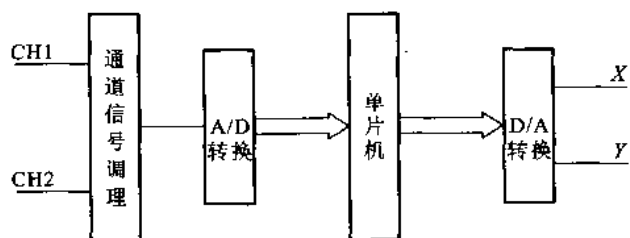
· 应符合传统示波器的使用习惯，并且具有灵活方便的操作、演示方法。

## 2 总体设计方案选择

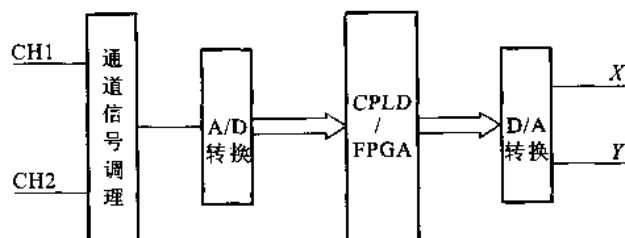
根据题目要求，本系统可选择以下方案来实现。

方案一：纯单片机方案。即系统由单片机、A/D、D/A 等组成。这种方案要求单片机除了完成基本处理分析外，还需要完成信号的采集、存储、显示等控制与变换工作。这种方案的优点在于系统规模较小，有一定灵活性，但是不适宜于观察高速信号或复杂信号，难以达到题目要求，并且系统的软硬件工作量分配不平衡，难以在 4 天内发挥各人的全部智慧。图 1.4.2 (a) 给出了该系统的总体框图。

方案二：FPGA / CPLD 方式。即用 FPGA / CPLD 和 A/D、D/A 等完成数字存储示波器的采集、存储、显示等操作。这种方案的优点在于系统紧凑，操作方便，尤其适合于对固定信号的观测显示场合；缺点是难以实现复杂功能，尤其是信号分析测量功能。图 1.4.36 (b) 给出了该系统的总体框图：



(a) 方案一



(b) 方案二

图 1.4.36 部分总体设计方案

方案三：带有 IP 核的 FPGA / CPLD 方式。即 FPGA / CPLD 内部集成了 CPV，用其完成系统要求的各项功能，如采集、存储、显示、人机交互等。优点在于结构紧凑、可以实现复杂控制，缺点是调试过程繁琐、开发周期长、成本高。

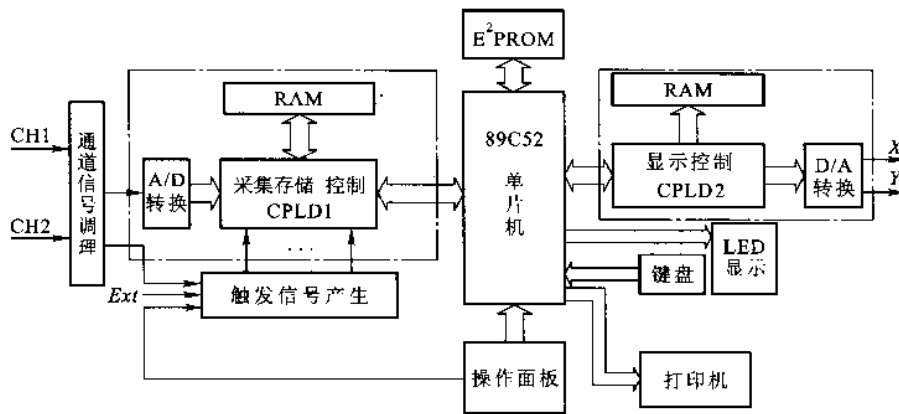
方案四：单片机 CPLD 结合方式。即用单片机完成人机界面、系统功能控制、信号分析、处理、变换等工作。用 CPLD 完成采集控制逻辑及显示控制逻辑。这种方案兼顾了方案一和方案二的优点。

### 3 系统设计方案

本系统采用单片机和可编程器件作为数据处理及控制核心，将设计任务分解为通道信号调理、触发信号产生、采集存储、数据处理、显示、操作面板、掉电保护等功能模块。图 1.4.37 给出该系统的总体框图。

通道输入信号经过调理电路进行放大或衰减后，加到信号采集部分的 A/D 输入端和触发信号产生模块；采集存储模块在触发信号的启动下，以一定的采样率将通道信号数据存入采集存储器中。单片机一方面将采集存储信号处理变换后，形成显示波形所需的波形数据，送波形显示存储器，另一方面对采集存储信号的数字信息，如幅度、周期、频率等，送到 LED 数码管显示。波形显示控制模块将波形数据从波形存储器取出，经过 D/A 转换送示波器 X、y 轴，完成波形显示。操作面板的各路控制信号经多路开关接至 A/D 转换器，并由单片机控制多路开关切换进行采集。响应外界的操作。此外，为了防止系统异常掉电，系统中专门使用 E<sup>2</sup>PROM 存储器随时保存系统设置信息和波形信息。通过外挂打印机实现波形的硬拷贝功能。

系统中的采集控制逻辑部分和显示控制逻辑分别采用 2 片 CPLD 实现，充分利用其高速并行工作的特点，提高系统的速度性能。由于使用了 89C52 单片机和 CPLD 器件，使系统具有很大的灵活性，便于实现各种复杂控制，从而能方便地对系统进行功能扩展和性能改进。



1.4.37 系统总体框图

## 二、理论分析与参数计算

### 1 存储深度 M

题目基本部分要求，水平分辨率为  $HD=20$  点 / div

据此，单通道存储深度应为

$$M = HD \times 10 = 200 \text{ 点} \quad (1-4-1)$$

按照发挥部分 HD 扩大一倍的要求

$$M = HD \times 10 \times 2 = 400 \text{ 点} \quad (1-4-2)$$

另外在发挥部分要求有主时基扩展功能，由于我们拟采取固定采样率，主时基显示采用抽样方法，主时基扩展显示采用逐点显示方法，因此，若主时基扩展 N 倍，则存储器深度为

$$M = HD \times 10 \times 2 \times N = 400N \text{ 点} \quad (1-4-3)$$

取 N=5，则

$$M = 400 \times 5 = 2000 \text{ 点} \quad (1-4-4)$$

## 2. 采样率 $f_s$ 与扫描速度 S

在固定存储深度 M 下，采样率  $f_s$  与扫描速度 S 成正比，由公式

$$10Sf_s = M \quad (1-4-5)$$

取 M = 2000，则

$$f_s = 200/S \quad (1-4-6)$$

本系统中设定扫描速度从  $20 \mu\text{s} / \text{div} \sim 200\text{ms} / \text{div}$ ，按 1、2、5 变化，共有 13 挡，覆盖题目要求的 3 挡。依据式(1-4—6)，计算出对应的采样率如表 1.4. 1 所示。

表 1. 4. 7 扫描速度与采样率的关系表

扫描速度 S	20 $\mu\text{s}$	40 $\mu\text{s}$	100 $\mu\text{s}$	200 $\mu\text{s}$	500 $\mu\text{s}$	1 ms	2 ms	5 ms	10 ms	20 ms	50 ms	100 ms	200 ms
采样率 $f_s$	10 MHz	5 MHz	2 MHz	1 MHz	400 kHz	200 kHz	100 kHz	40 kHz	20 kHz	10 kHz	4 kHz	2 kHz	1 kHz

## 3. 垂直灵敏度

设定垂直灵敏度为  $10\text{mv} / \text{div} \sim 2\text{v} / \text{div}$ ，按 1, 2, 5 分挡，有  $10\text{mV} / \text{div}$ 、 $20\text{mv} / \text{div}$ 、 $50\text{mv} / \text{div}$ 、 $100\text{mV} / \text{div}$ 、 $200\text{mV} / \text{div}$ 、 $500\text{mV} / \text{div}$ 、 $1\text{v} / \text{div}$ 、 $2\text{v} / \text{div}$  共 8 挡，可以覆盖题目中垂直灵敏度要求。

## 4. 调理电路增益

调理电路的作用是将输入信号调整到适合 A / D 转换的电压范围。若 A / D 满度电压输入为 5v，则示波器幅度轴上 8 格对应为 5v，即  $0.625\text{v} / \text{div}$ ，结合垂直灵敏度，计算每一档对应的放大倍数，如表 1.4. 2 所示：

表 1. 4. 8 垂直灵敏度与信号调理器放大倍数的计算表

扫描速度 $S$	20 $\mu\text{s}$	40 $\mu\text{s}$	100 $\mu\text{s}$	200 $\mu\text{s}$	500 $\mu\text{s}$	1 ms	2 ms	5 ms	10 ms	20 ms	50 ms	100 ms	200 ms
采样率 $f_s$	10 MHz	5 MHz	2 MHz	1 MHz	400 kHz	200 kHz	100 kHz	40 kHz	20 kHz	10 kHz	4 kHz	2 kHz	1 kHz

### 5. A/D 芯片的选取

- A/D 位数的选择

A/D 转换位数取决于垂直分辨率。依题，垂直分辨率为 32 级/div，以 8 格记。垂直方向上共有  $32 \times 8 = 256 = 2^8$  个量化级，所以 A/D 转换位数应不低于 8 位。

- A/D 转换速度的计算

A/D 转换速度取决于最高采样率，本方案中，最高采样率为 10 MHz，所以 A/D 转换的速度应不低于 10MHz。

我们采用 TI 公司的 8 位并行高速 A/D 转换芯片 TLC5510。该芯片含有内部采样和保持电路，具有高阻抗方式的并行口以及内部基准电阻，数据转换的等待时间为 2.5 个时钟，最高采样率 20 MHz，完全满足题目要求。

### 三、电路分析与设计

#### 1. 通道调理电路

通道调理电路用于调节通道输入信号的动态范围，可以工作在人工和程控两种方式下。

程控调理电路通常分为先放大后衰减和先衰减后放大两种结构，前者能够适应较宽的输入信号的动态范围，但衰减电路引入的噪声会被后级放大器放大，使系统信噪比变差，在构成相同的情况下，后者信噪比较高。第二种思路的缺点是大信号的输入会出现“阻塞”现象，难以适应较宽的动态范围，考虑到本系统输入信号的动态范围为  $\pm 8 - \pm 0.01\text{V}$ ，我们采用了第一种电路结构，即先衰减后放大。前级程控衰减由 8 位 D/A 构成，后级采用了高性能仪表放大器，大大提高了系统的信噪比。

##### (1) 前置程控衰减器。

程控衰减器由一片 8 位 D/A 构成，其工作原理是将输入信号作为 D/A 参考电压，再经 D/A 输出信号，若 D/A 输入的数字信号为  $D_{in}$ ，则 D/A 的输出电压与参考  $V_{ref}$  的关系为：

$$V_0 = \frac{D_{in}}{256} V_{ref} = \frac{V_{ref}}{256} = \sum_{i=0}^{N-1} D_i 2^i \quad (1-4-7)$$

由式 (1-4-7) 可知，输出的衰减倍数由输入的数字量  $D_{in}$  决定。由于后级做了相应放大，所以只要调整相应的衰减率就可得到需要的放大倍数。因此，数字量每改变一个 bit，该电路的衰减就变动 1/256。电路原理图如图 1.4.38 所示。

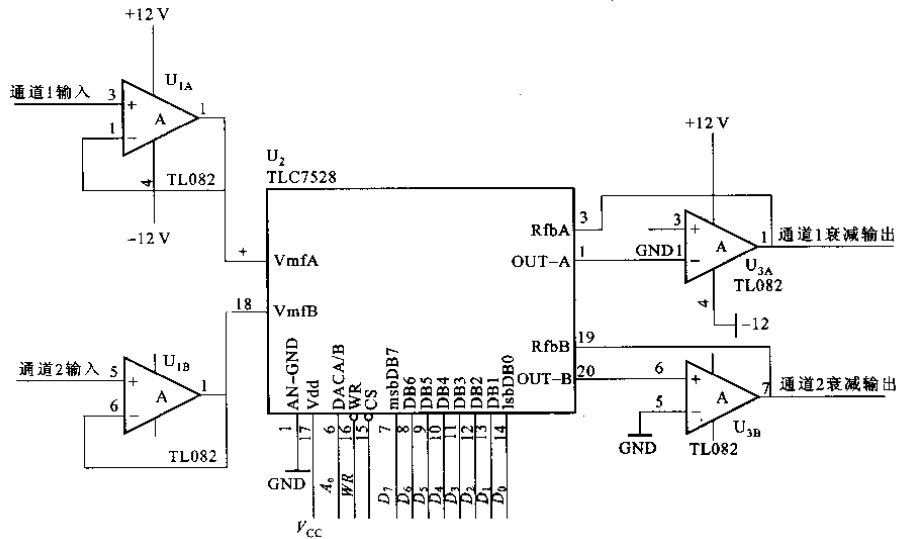


图 1.4.38 前置程控衰减器

图 13.2.4 中的衰减器采用 TI 公司 8 位双通道并行高速 D/A 芯片 TLC7528，该芯片参考输入电压范围为  $\pm 25\text{V}$ ，输入阻抗为  $20\text{k}\Omega$ ，低于题目中输入阻抗  $100\text{k}\Omega$  的要求，故前级增加一级同相电压跟随器。其采样频率可达  $10\text{MHz}$ ，说明其模拟带宽远大于题目中  $0\text{--}50\text{kHz}$  的要求。

(2) 后置仪表放大器。

后置仪表放大器的作用是放大前级衰减器的信号，为保证不失真的放大信号，放大器应具备以下特点：

- 高共模抑制比，有利于抑制各种共模干扰引入的误差。
- 低噪声，保证系统的信噪比。
- 高增益和较宽的调节范围。
- 可调的直流偏置电压。

我们选用 ADI 公司的高性能仪表放大器芯片 AD620。它具有外围电路简单，调节方便等特点。其内部电路原理如图 1.4.39 所示。

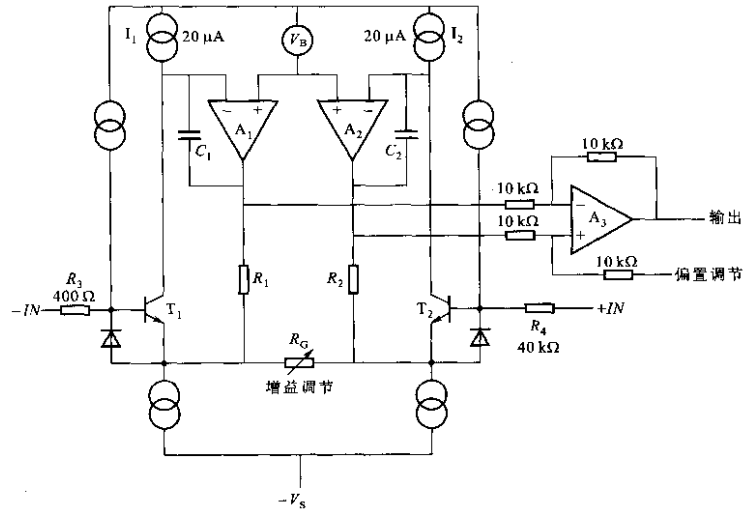


图 1.4.39 AD620 内部电路原理图

调节外接电阻  $R_G$ ，就可以实现增益调节。增益与  $R_G$  的关系式为

$$G = \frac{49.4k\Omega}{R_G} + 1 \quad (1-4-8)$$

实际电路如图 1.4.6 所示，图中电阻  $R_G$  用于调整放大器增益。要达到发挥部分垂直分辨率  $0.01V / div$  的要求，增益  $G$  必须满足

$$G \geq \frac{V_{refAD}}{8div \times (0.01V / div)}$$

即  $G \geq 62.5$ ，实际中取  $G=70$ 。可通过调节多圈电位器  $R_G$  得到。此时，要达到  $59KHz$  的输入带宽，要求放大器的增益带宽积为

$$G_{BW} = 62.5 \times 50KHz = 3.125MHz$$

AD620 增益带宽积为  $12MHz$ ，完全能满足设计要求。

图 1.4.40 中， $R_V$  用来调整信号直流偏置，以便于观测双通道波形。图 1.4.40 中的  $D_1, D_2$  用来限制输出信号的幅度，使 A/D 转换器工作于线性区。

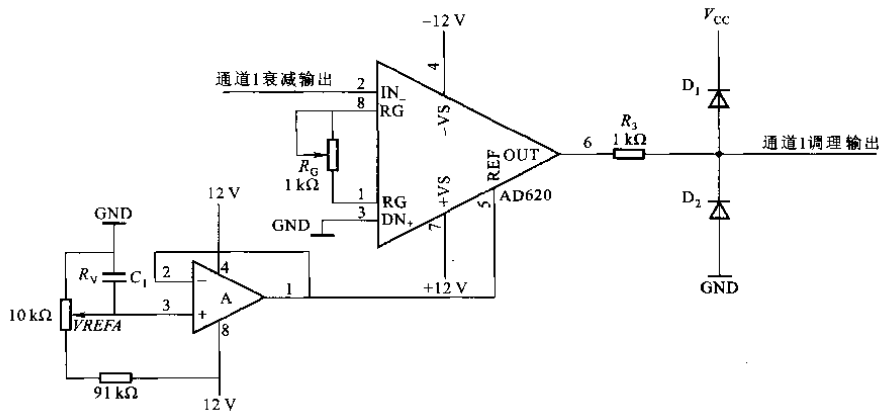


图 1.4.40 后置仪表放大器

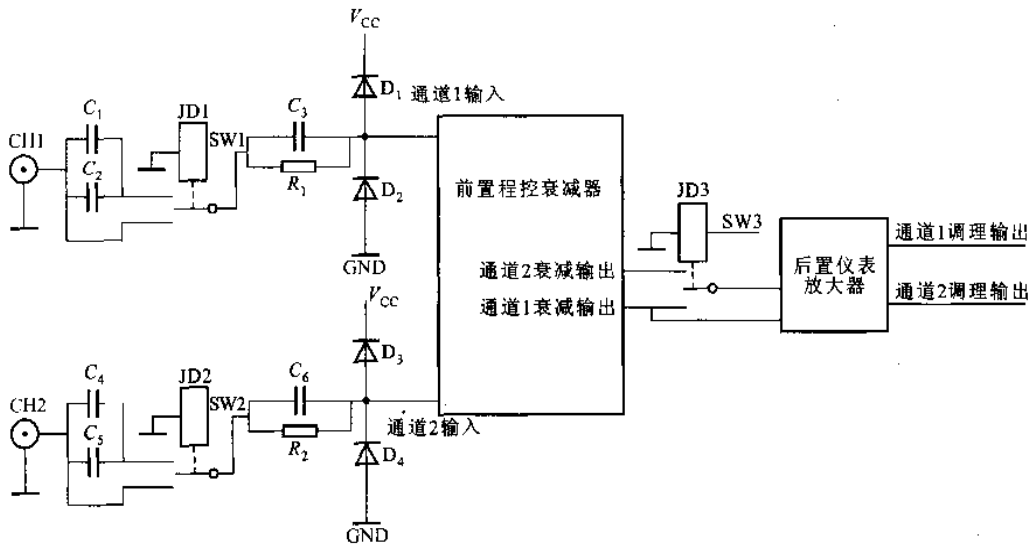


图 1.4.41 信号调理电路

倍号调理部分电路如图 1.4.41 所示，图中三个继电器的功能分别如下：JD1 与 JD2 完成信号与接地的切换；JD3 为正常显示方式与主时基方式的切换。当 JD3 吸合时，通道 1 与通道 2 对同一信号进行采集显示时将通道 1 采集到的波形数据进行压缩显示，以便观察信号的整体趋势，将 CH2 采集到的波形数据逐点显示，来观察信号波形的细节。调节 AD620 基推可以实现主、副时基显示波形的上下平移。

### (3) 窗口比较器

窗口比较器用于幅度轴自适应时的超限信号的检测。当通道调理电路输出信号电压超出窗口范围时，比较器输出高电平，电路如图 1.4.42 所示。

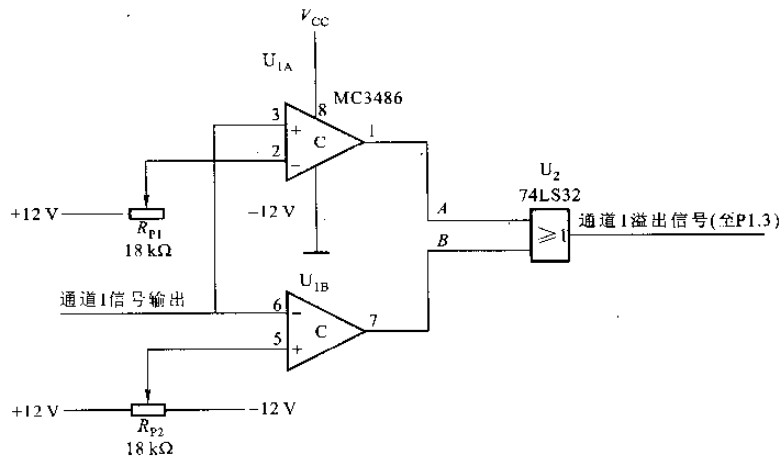


图 1.4.42 窗口比较器

其中  $V_{1A}$  为上限比较器,  $R_{P1}$  用于调整上限基准, 当信号电平高与其基准电平时, 输出高电平.  $V_{1B}$  为下限比较器,  $R_{P2}$  提供下限基准, 当信号电平低于窗口下限时也输出高电平. 两个比较器输出信号经或门组合输出, 即形成窗口溢出信号. 比较器各点的波形如图 1.4.43 所示.

### 2 控制面板电路

本系统控制面板除键盘外, 还设有通道 1 垂直位置、通道 2 垂直位置、触发电平、触发位置、主时基位置共 5 个调节旋钮. 使操作变得简单易行. 单片机通过 A/D 转换配合多路开关来采集面板的控制数据, 其电路原理图如图 1.4.44 所示.

图中 CD4051 为 8 选 1 模拟开关, TLC0820 为 8 位并行 A/D 转换器, P1.2、P1.3、P1.4 用来控制采集哪一个电位器的数据

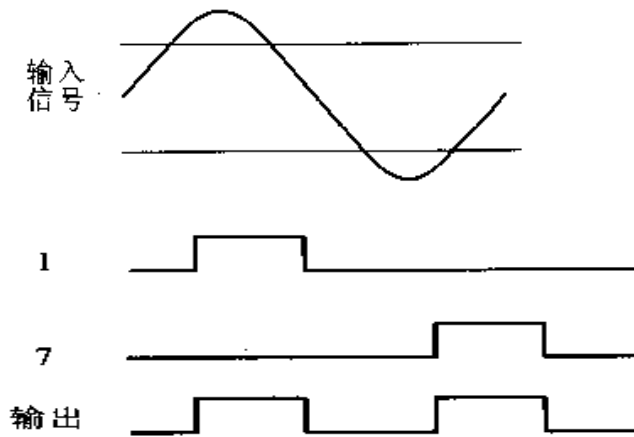


图 1.4.43 波形图

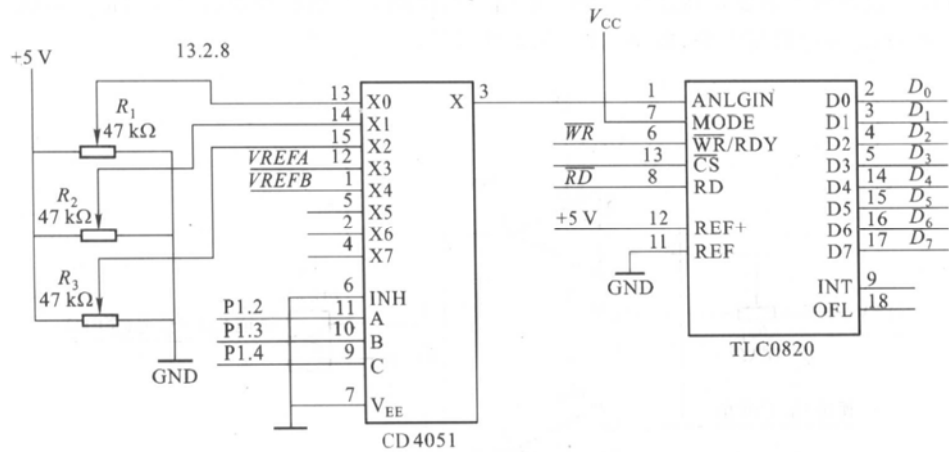


图 1.4.44 控制面板电路

### 3 触发信号产生电路

触发电路的作用是最终产生统一的上升沿有效的触发信号电路,下面就分别介绍信号和信号产生电路.

#### (1) 边沿触发信号产生电路。

此电路的核心是比较电路,即将输入信号与设定触发电平相比较,当输入信号  $\mu_i$  的幅度超过门限电平时,比较器输出上升沿跳变,形成触发信号。为了消除噪声干扰,设计中引入正反馈,形成迟滞电平,完成迟滞、比较、消噪功能。本系统采用 RS-422 接口集成电路 MC3436 实现比较器功能。MC3436 具有 0.4V 的噪声容限,输出同 TTL 电平兼容。传输延迟最大为 35ns。可处理 10MHz 的输入信号。电路原理如图 1.4.45 所示。

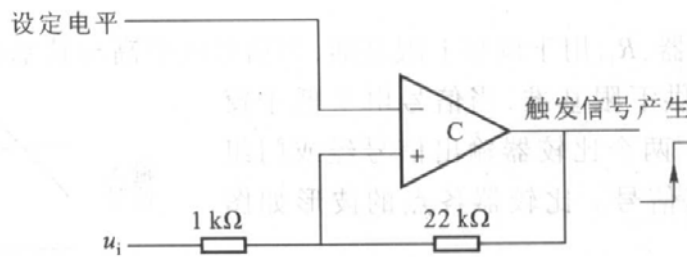
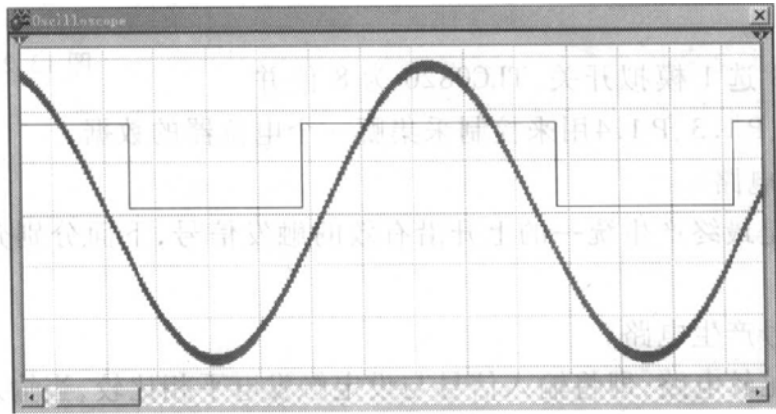


图 1.4.45 边沿触发信号产生电路

比较器输出上升沿触发信号,反向后便得到下降沿触发信号。在出入信号上叠加峰峰值 60mV 的正弦波,使用 EWB 软件仿真结果如图 1.4.46 所示。



1.4.46 软件仿真结果

(2) 最大幅度触发。

通过峰值保持电路记录信号的峰值，并与输入信号比较，当信号幅度低于峰值保持电路的输出电平时，比较器输出上升沿触发信号。电路原理如图 1.4.47 所示。

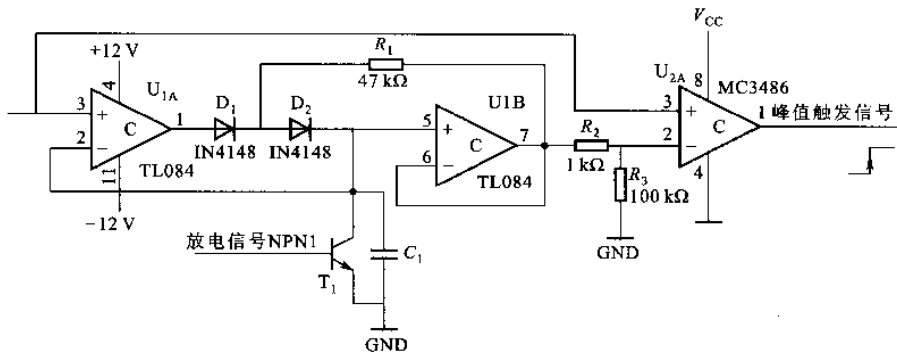


图 1.4.47 最大幅度触发信号产生电路

图中，晶体管  $T_1$  起保持采样开关作用。

#### 4. 采集存储模块

采集存储模块的作用是将被测信号做 A/D 变换，并保存到存储器中，其控制逻辑由一片 ALera 公司的可编程器件 EPM7128SL84 来实现。该器件支持在系统编程 (ISP)，方便了设计与调试，采集控制和逻辑原理如图 1.4.48 所示，图中主要由前置分频器、地址计数器、延迟计数器和时钟选择器共四大模块组成。

(1) 接口部分。

我们将接口挂在系统总线上，这样使单片机可以非常方便地对可编程器件进行操作，接口内部原理如图 1.4.49 所示。地址锁存器在写信号 WR (低电平有效) 的下降沿锁存  $a[2..0]$  线上的数据。内部译码电路对地址数据译码，产生片选信号，实现单片机对内部控制字锁存器和状态字锁存器的寻址。被寻址的控制字锁存器将在写信号 wr 的上升沿锁存  $d[7..0]$

线上的数据；被寻址的状态字锁存器将在读信号 rd 的上升沿将状态字锁存到 d[7..0] 数据线上。软件仿真时序关系如图 1.4.50 所示。

(2) 可编程分频器。

可编程分频器的作用是提供采样时钟，其分频比由单片机根据采样率计算得出，作为控制字置入。

(3) 地址计数器以及 RAM、ADC 的控制逻辑。

采集时，地址计数器在采样时钟的同步下计数，为存储器提供地址。采样时钟同时也充当 ADC 芯片的读信号和 RAM 的写信号。计数器输出的最低位作为 2 个 ADC 芯片的选择信号。这样，2 个通道的数据分别存入奇地址和偶地址。ADC 在读信号的下降沿后 25ns 将数据锁存到数据线上。RAM 在写信号的上升沿将数据存入。由于采样时钟最高为 20 MHz，脉冲宽度为

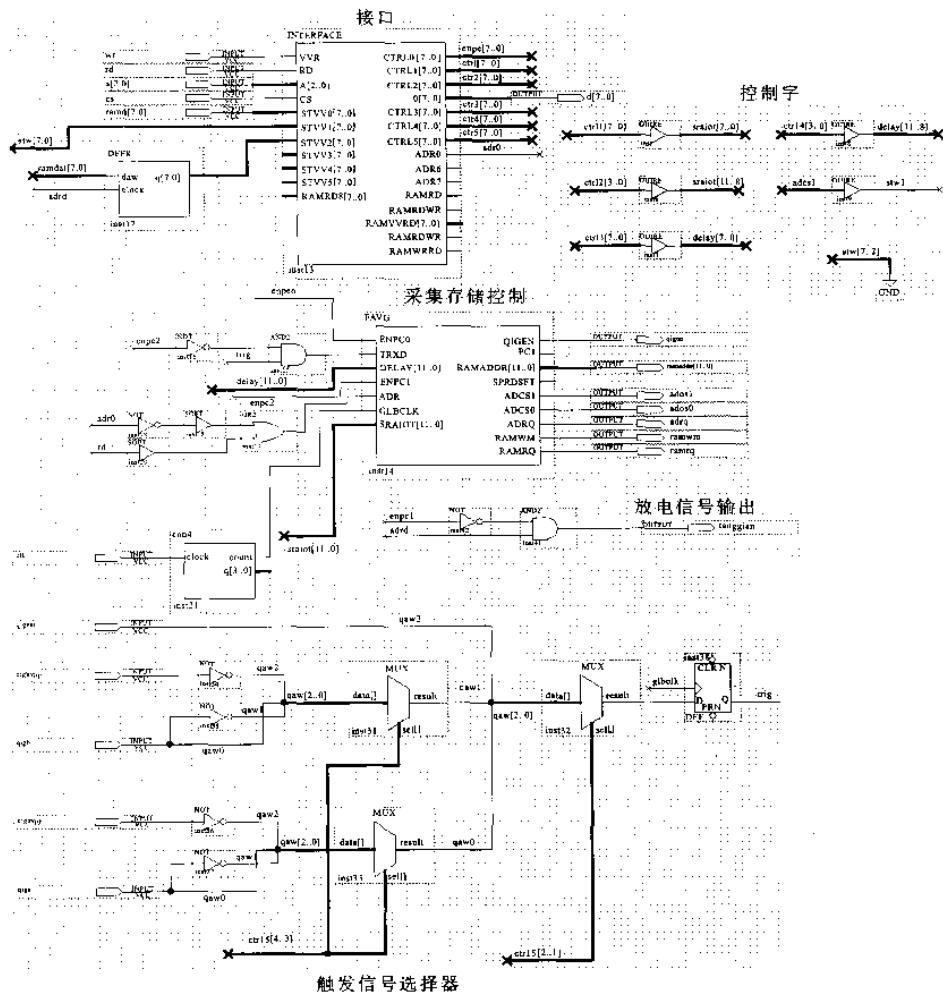


图 1.4.48 EP7128SLC84 采集控制和逻辑原理

25ns，所以，在采样时钟的上升沿到来的时候，可以保证在数据线上得到稳定的数据。

#### (4) 延迟计数器。

延迟计数器决定了触发点的位置。通过设定触发位置，可以观察触发点前或触发点后或前后各一段时间内的波形。这是传统模拟示波器无法实现的。

延迟计数器的初始值由单片机预先置入。触发信号的上升沿到来后，延迟计数器在采样时钟的同步下开始计数。其计数溢出脉冲将终止地址计数器计数，同时屏蔽 ADC 的读信号和 RAM 的写信号，也就停止了采集存储。由于在触发信号到来之前，采集一直是在进行的，存储器

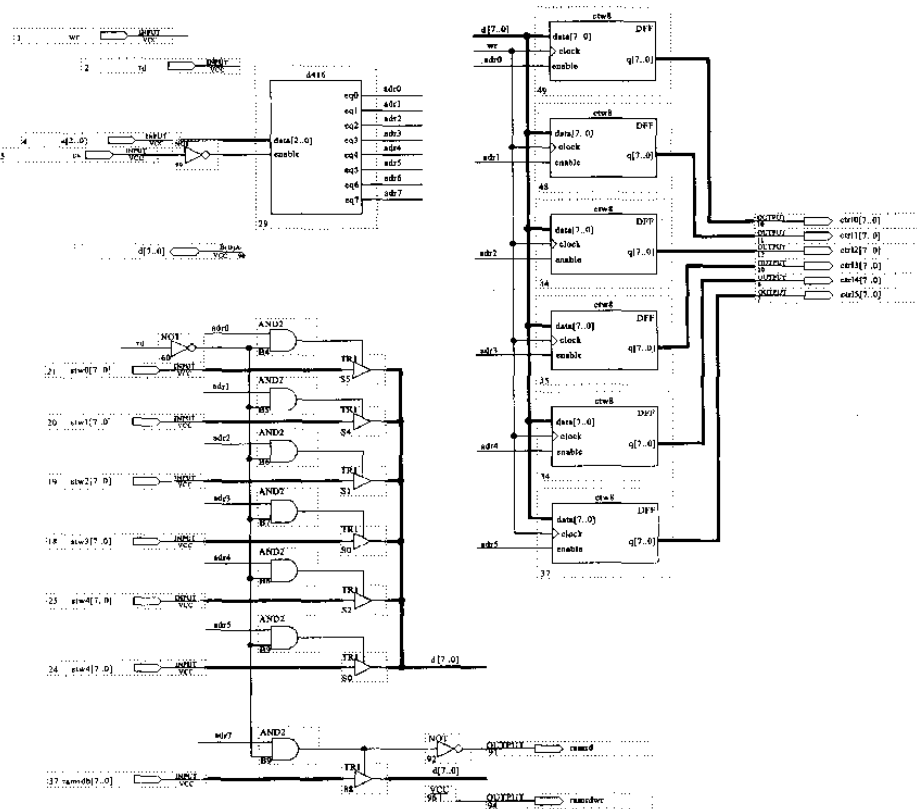


图 1.4.49 可编程器件的接口

也一直在循环刷新的，所以延迟计数器的计数模值便决定了触发信号到来后，再完成多少次采集存储。改变延迟计数器的初始值，就改变了触发点的位置。图 1.4.51 给出了延迟计数器与触发位置之间的关系。

#### (5) 数据选择器。

电路中有 2 个数据选择器：触发信号选择器和地址计数器时钟选择器。触发信号选择器的作用是在外部输入的多个触发信号中选择一路，作为延迟计数器的计数开启信号。下面介绍地址计数器时钟选择器：在采集的时候，选择器选通采样时钟，让地址计数器在采样时钟的同步下计数；采集结束后，选择器则选通单片机的读信号，单片机检测到采集结束信号（由延迟计数器的溢出信号产生），便开始回读数据，每读一次数据，地址计数器就加 1，由于计数器是循环计数，所以只要依次读数，便可以读出所有的采集数据。

## 5. 显示控制电路

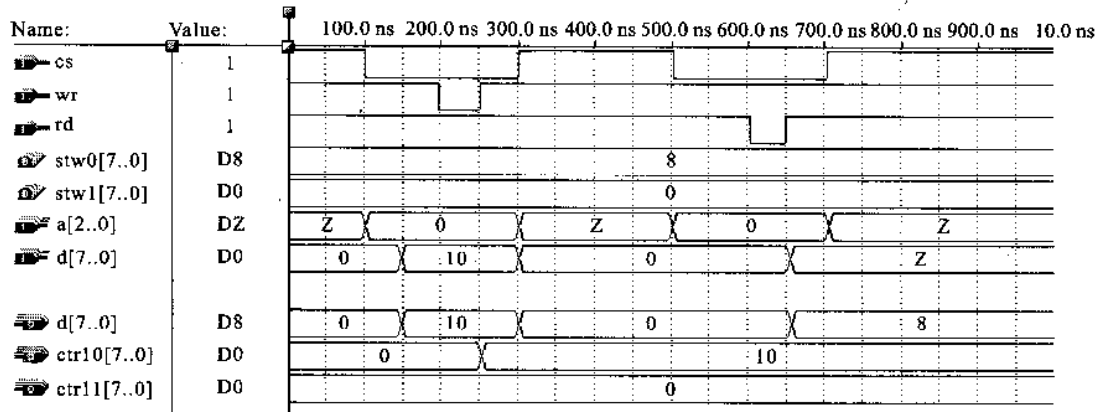


图 1.4.50 对接口操作的时序关系

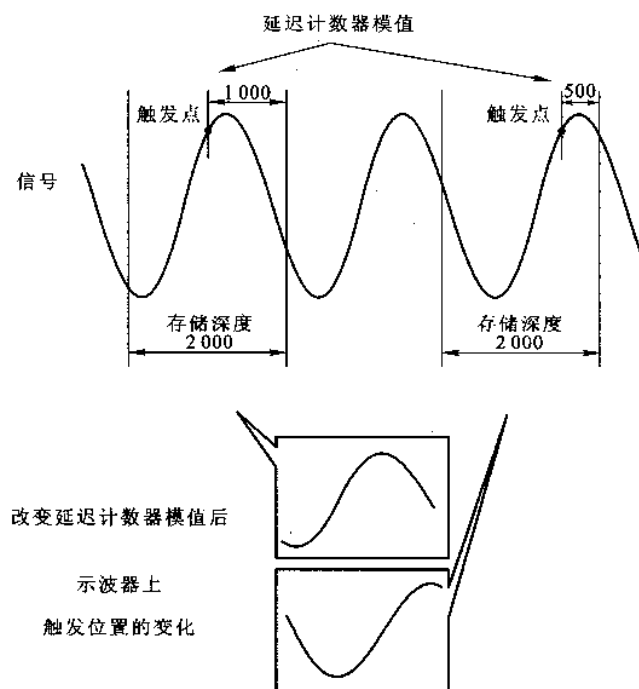


图 1.4.51 延迟计数器与触发位置之间的关系

显示控制电路完成对显示存储器的读写操作，并将对应的数据送到 D/A 转换器，形成 X、Y 轴的扫描电压。电路时钟选择器、地址计数器、X、Y 数据锁存器构成。在单片机写数据期间，时钟选择器将写信号选通，作为地址计数器的时钟，每写一次数据，地址计数器便自加一次，存储数据的规律为  $Y_1X_1Y_2X_2$ 。在允许显示期间，时钟选择器选通显示时钟，此时，地址计数器以固定的频率循环计数，RAM 的读信号直接用显示时钟充当，由于数据是按  $Y_1X_1Y_2X_2$  的次序存放的，所以需要用地地址作为 XY 锁存器的选通信号，让奇偶地址的数据分别锁存到 X、Y 轴 DAC 的数据

线亡，产生对应的 X、Y 轴扫描电压。我们将 X 轴 10 位 DAC 数据线的最低位接地不用，次低位接 RAM 的 0 位地址线，其余 8 位由单片机置的 X 轴数据确定，因此 X 轴上共有  $2^9=512$  个量化级。电路运用 MAXPLVS II 原理图编辑，如图 1.4.52 所示。

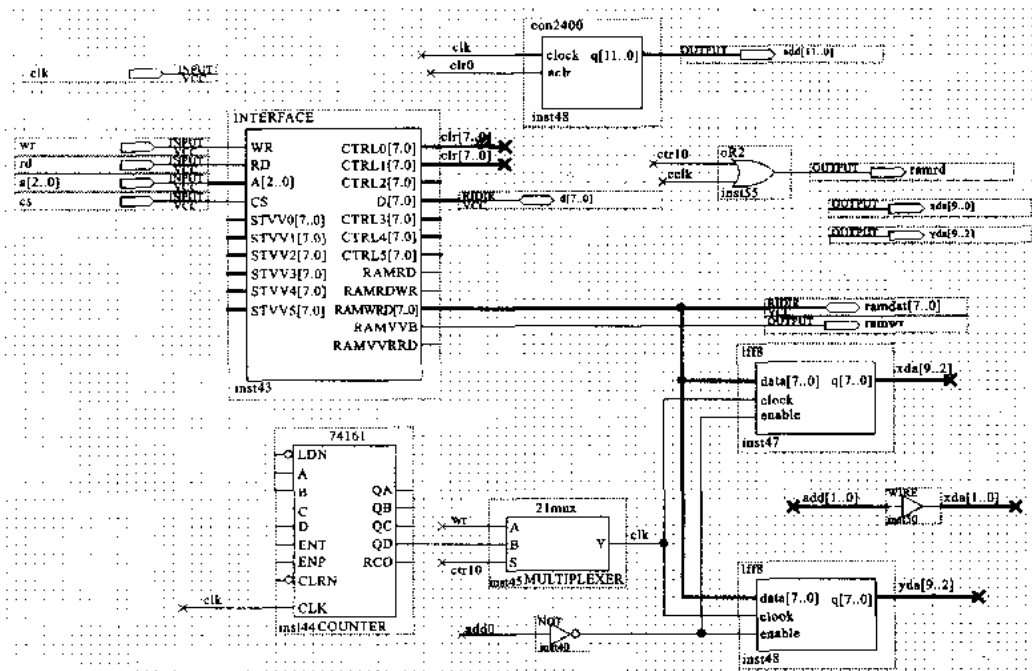


图 1.4.52 显示控制电路

仿真单片机写数据时序如图 1.4.53 所示

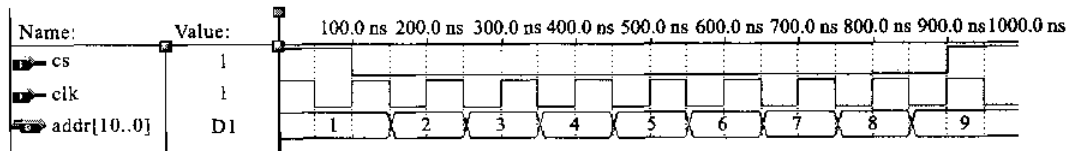


图 1.4.53 时序

## 6. 掉电保护模块

本模块用于掉电时保存系统参数设置，再次上电后将恢复系统设置。

我们采用 ATMEL 公司非易失性存储器 AT24C02，实现数据掉电存储。只要系统参数发生变动，单片机就把参数写入存储器。每当程序复位，就自动调人参数。单片机与存储器采用 I<sup>2</sup>C 总线通信。

I<sup>2</sup>C 总线是一种串行的数据总线，挂在总线上的各集成电路模块(如单片机和具有多种功能的电路芯片)通过一条串行数据线(SDA)和一条串行的时钟(SCL)，接一定的通信协议进行寻址和信息的传输。每个电路模块都有唯一的地址，在信息的传输过程中，I<sup>2</sup>C 总线上的电

路模块有的是主控器(单片机),有的是被控器;主控器或被控器都可以使发送器或接收器,这完全取决于它所要完成的功能。

我们采用 P1.0 作为 SDA, P1.1 作为 SCL 口,完成与 AT24C02 的通信。

#### 7. 最小系统板

我们自制的最小系统板以 AT89C52 单片机为微控制器(MCV),外部扩展了 32K 随机存储器(RAM) IS61C256 和由 ZLG7289A 管理的键盘显示模块,并且预留了 RS232 和标准打印机接口。在进行印制板设计时,充分考虑到了噪声和干扰的问题,合理布线,将其影响减至最低。

#### 四. 软件设计与算法分析

##### (一) 系统功能

(1) 触发方式选择,通过键盘操作可以选择。

单次触发:当按下此功能键,仪器在满足触发条件后,便进行一次次采集存储,然后连续显示此波形。

自动触发:当按下此功能键时,仪器便工作于自动触发方式。此方式下,触发信号的频率不低于 50 Hz 时,由触发信号充当触发源;当触发信号的频率低于 50 Hz 时,仪器内部的定时器便起作用,以 50 Hz 的内部信号代替原来的触发信号产生触发。使用此功能将很容易得到稳定显示的波形。

(2) 条件触发功能。

沿触发:使用操作面板上的旋钮调节触发电平,通过键盘设置选样上升/下降沿条件触发,条件满足后,仪器便产生一次触发。

峰值触发:当按下此键后,仪器将会在信号的峰值到来后产生触发,完成一次采集存储过程。

(3) 触发位置旋钮。

此功能是普通模拟示波器无法实现的。调节触发位置旋钮,屏幕上的触发位置指示标志(三角形)便会随之左右移动,其所指位置即为触发点。通过调节触发位置旋钮,即可观察一定范围内的距触发点任意长度的波形。

(4) 垂直灵敏度调节。

功能键,改变仪器的垂直灵敏度一个挡位。

(5) 扫描速度调节键。

功能键,改变仪器的扫描速度一个挡位。

(6) 冻结键。

按下一次此功能键,当前显示的波形便会保持不变,直到下一次按下此键后,才会正常刷新荧屏。

(7) 主时基功能。

按下主时基功能键后,荧屏便分为上下两个不同的显示区,上面是主时基区,下面是副时基区。主时基区显示的是正常情况下的波形,其中点亮部分的波形将以 1:5 的比例展宽显示于副时基区。调节主时基旋钮,移动点亮的位置,可以观察主时基波形的任意细节。

(8) 自适应。

仪器将依根被测信号的幅度和频率，自动调节垂直灵敏度和扫描速度，一最佳的效果显示波形。

(9) 耦合方式切换。

按此键实现直流输入与接地输入轮流切换。

(10) 周期/频率测量。

按下此键后，仪器将对输入信号进行周期/频率测量，并显示于数码管上。前两位表示此时显示对通道 1 或通道 2 信号的测量结果。后 5 位以科学计数法显示结果数据，如显示 1. 2-3 即为  $12 \times 10^{-3}$ ，单位为 s (测周期时) 或 Hz (测频率时)。

(11) 峰—峰值测量。

按下此键后，仪器将自动测量当前显示波形的峰—峰值，在数码管上显示测量结果。

(12) 平均值测量。

按下此键后，仪器将自动测量当前显示波形的平均值，并在数码管上显示测量结果。

(13) 垂直位置调节。

调节该旋钮可以调节波形在荧屏上的垂直位置。

(14) 触发源选择键。

此功能键可以轮流切换 CH1、CH2、EXT 作为触发源。

(15) 打印

将当前的波形经标准接口打印，同时还附加扫描速度与垂直灵敏度的挡位信息。

(二) 操作与软件结构

本系统软件主程序流程图如图 1. 4. 54 所示。其中初始化包括一般的堆栈指针、位标志等初始化外、还将保存在 E2PROM 中的参数调入系统。在允许采集模块中，要对各种采集允许条件进行判断。首先必须在运行 (RVN) 状态下，如果是在停止 (STOP) 状态则一律不使能。其次根据不同的触发方式，如在单次触发方式下，则必须有单次释放标志才允许使能，而在自动和常态触发方式下则必须在一个主循环结束后才允许触发。主程序中的其他模块将在后面的独立模块中进行介绍。键盘面板管理程序：键盘面板程序的功能是将示波器工作时的各类参数输入到单片机系统中。我们根据参数的不同特点分为两类处理。其中对于像扫描速度、垂直灵敏度、触发方式、触发类型、触发源等有限种状态参数，我们用按键实现。而像触发位置，触发电平，主时基位置，垂直方向偏移等连续量则用电位器旋钮实现。电位器的值通过多路模拟开关用 A / D 转换器读回到单片机系统中。键盘管理程序流程如图 1. 4. 55 所示。

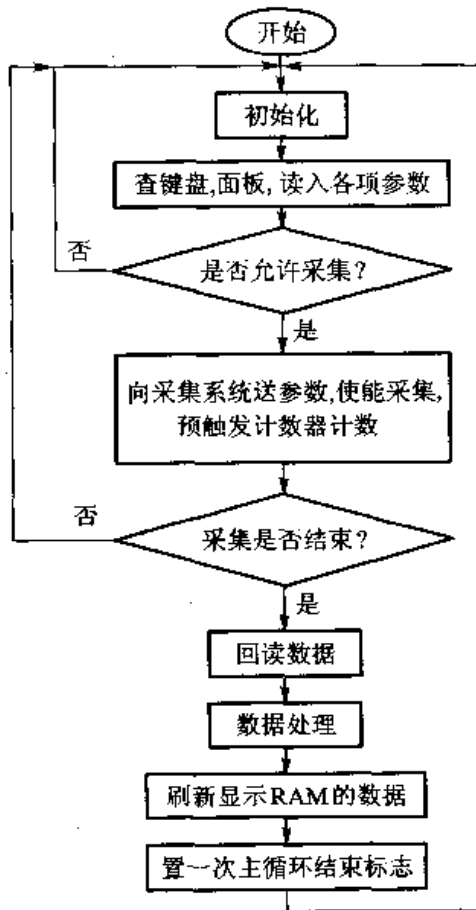


图 1.4.54 主程序流程图

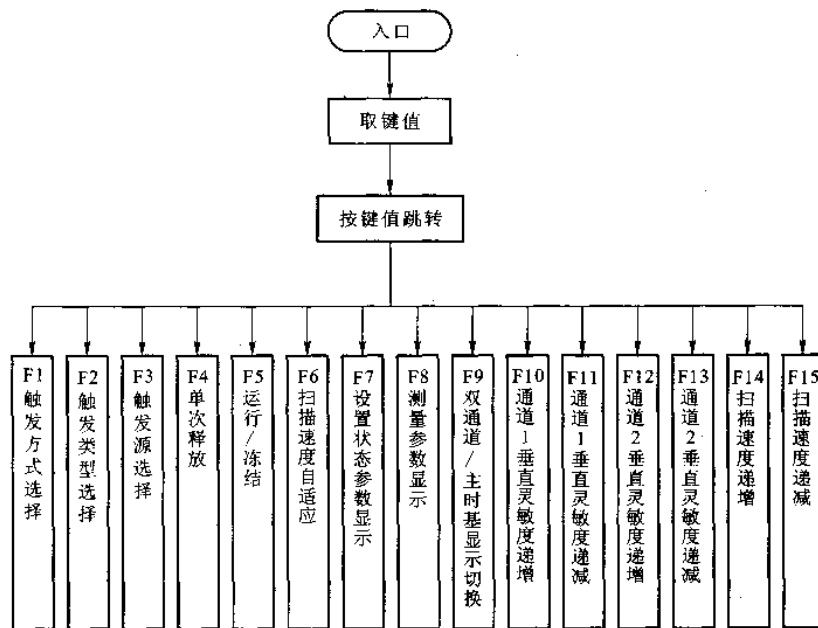


图 1.4.55 键盘管理程序流程图

由于示波器工作时参数比较多，我们根据参数的不同性能分为两类处理。对于那些像扫描速度、垂直灵敏度、触发方式、触发类型、触发源等只有有限种状态的参数，我们用按钮实现。而像触发位置、触发电平、主时基位置、垂直方向偏移等连续量则用电位器旋钮实现。

参数处理模块：本模块的功能是将键盘面板读回的原始参数经处理后或送采集系统或显示系统或入机界面，下面将各参数处理逐一说明。

发送给采集系统的参数有触发控制字、采样分频比、延迟计数器等。触发控制字由所选择的触发源触发类型触发方式(各用两种状态表示)合成一个字节，发给可编程。采样分频比控制采样频率由扫描速度挡决定。程序中将扫描速度档经查表转换成采样分频比，发给可编程。延时计数器值由触发位置决定、其值为存储深度减去触发位置等特定参数。

送显示系统的除了显示的波形数据和锯齿波外，还有指示触发位置、触发电平、定时基中的位置亮点等辅助信息数据。

人机界面包括系统状态参数显示和信号测量参数显示。当接触发方式键、触发源键、触发类型键、扫描速度键、垂直灵敏度键时显示按键时的状态，也可以按照状态参数显示键查看当前系统的各项状态参数。信号测量参数显示键显示信号的各项参数。

### (三) 算法分析

#### (1) 软件测周法

本算法先采用平均值比较法找周期信号，然后将每一周期内的采样点数求和平均得到一个周期的采样点数。由于信号一周的采样点数  $N$  和采样率  $f_s$  是已知的，所以信号周期

$$T = \frac{N}{f_s}$$

信号的频率通过周期求倒数取得。

### (2) 峰—峰值测量

将 A/D 转换器采回的数据进行全面比较, 找出最大值和最小值、最大值和最小值之差乘以程控放大器倍数和模拟数字的转换系数即为峰—峰值。

### (3) 平均值测量

将 A/D 转换器量化值求和平均后, 减去通道接地后的量化值, 再乘以程控放大器放大倍数和模拟数字的转换系数即为平均值。

## 1.5 失真度测量

在电子工程的设计和应用中, 信号无论在开路传输或闭路传输过程中都受到环境, 传输网络的工作状态和应用元器件参数变化的影响使其或多或少的改变了原有信号的性质, 这种变化就是所谓的信号畸变现象, 通常叫做失真。信号的失真分为三种: 频率失真, 相位失真和波形失真。波形失真又称非线性失真, 它是由放大电路的非线性引起的, 非线性失真的主要特点是在输出信号中产生了新的频率分量。

### 1.5.1 失真度测量的基本原理

信号的非线性失真通常用非线性失真系数来表示(简称失真度)。其定义为全部谐波分量的功率与基波功率之比的平方根值。如果负载与信号频率无关(例如纯电阻负载), 则信号的失真度又可定义为: 全部谐波电压的有效值与基波电压的有效值之比, 用  $\lambda$  表示。

$$\lambda = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + \dots}}{V_1} \times 100\% = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2}}{V_1} \times 100\% = \frac{V_h}{V_1} \times 100\%$$

式中,  $V_1$  为基波分量的有效值;  $V_2, V_3, \dots$  分别为各次谐波分量的有效值,  $V_n$  为多次谐波分量的总有效值(不含基波)。理论上  $n \rightarrow \infty$ , 但一般高次谐波分量较小。实际上只要取到三次或五次谐波就足够了。

在实际工作中, 上式中被测信号的基波分量的有效值难于测量, 而测量被测信号总的电压有效值比较容易, 所以常用的失真度测量仪结出的失真度为

$$\gamma' = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + \dots}}{\sqrt{V_1^2 + V_2^2 + V_3^2 + \dots}} \times 100\% = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2}}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} V_n^2}} \times 100\% = \frac{V_h}{V} \times 100\%$$

式中，分母为被测信号总的有效值。

设  $A = V_2^2 + V_3^2 + \dots$ ，则上式可以写成

$$\gamma' = \frac{\sqrt{A}}{\sqrt{V_1^2 + A}} \times 100\%$$

分子、分母分别除以  $V_1$ ，则

$$\gamma' = \frac{\frac{\sqrt{A}}{V_1}}{\frac{\sqrt{V_1^2 + A}}{V_1}} = \frac{\frac{\sqrt{A}}{V_1}}{\sqrt{\frac{V_1^2 + A}{V_1^2}}} = \frac{\frac{\sqrt{A}}{V_1}}{\sqrt{\frac{V_1^2}{V_1^2} + \frac{\sqrt{A}}{V_1} \frac{\sqrt{A}}{V_1}}} = \frac{\gamma}{\sqrt{1 + \gamma^2}}$$

当  $\gamma < 30\%$  时，可视为  $\gamma^2 \ll 1$ ， $\gamma' \approx \gamma$ 。这样，可以使测量仪器便于制作，又能够满足一般要求。否则将需要两套选择性网络，分别测出基波分量有效值及谐波分量总的有效值。当失真度  $\gamma > 30\%$  时，应当用式(3. 5. 3)计算出定义值  $\gamma$ ，这时

$$\gamma = \frac{\gamma'}{\sqrt{1 - (\gamma')^2}}$$

测量非线性失真的方法有多种：

第一种方法是基波抑制法，可通过抑制基波的网络来实现(下述)。第二种方法是交互调制法(双音法)，对被测设备输入两个正弦信号，测量其交调失真度。因为非正弦波可以视为若干个不同频率的正弦波的叠加，当两个频率不同的正弦波叠加后通过一个非线性网络，不仅会产生它们各自的谐波分量，而且还会产生交叉调制成分，所以用这种方法测量非线性失真更接近实际情况，多用于要求较高的接收设备；第三种方法是白噪声法，它是一种比较新的测量方法。因为上述双音法仅仅取两个正弦信号的叠加，而实际情况是多种不同频率、不同幅值正弦信号的叠加，所以用白噪声信号进行测量可以获取被测设备通频带内任何频率分量所产生的谐波或交调结果，测量准确度比较高。

第四种方法是：随着微处理器的发展，谐波分析法引入了失真度测量中。这种方法通过以微处理器为核心的软硬件结合，能快速的测定被测信号中的基波和谐波的频率、幅度、相位，并能快速的计算谐波失真度，不仅可以进行通常的谐波失真测量，为了提高仪表的性价比，系统往往设计成多功能。这种仪器对音频传输设备的性能分析非常方便，是失真度测量设备的最新发展技术。

一般情况下多用第一种和第四种方法。

## 1.5.2 基于数控滤波器的失真度测量

### 1.抑制基波的网络来实现失真度测量的原理

图 1.5.1 是其原理框图,图中基波抑制网络即带阻滤波器,将基波电压分量滤除,在测量过程中,首先将开关 s 置“1”位,电压表测出的是包括基波在内的被测信号总的电压有效值。然后将开关置“2”位,调节基波抑制网络的参数,使网络的谐振频率与被测信号的基波频率相同,将基波“全部”滤除,这时电压表的示值等于所有谐波电压的总有效值(不含基波),则失真度近似等于电压表两次示值之比的百分数。



图 1.5.1 基波抑制法原理图

采用陷波滤波器抑制基波电压,常见的有文氏电桥组成的 RC 陷波电路及双 T 形电桥组成的陷波电路。

高性能的失真度测量仪必须使用高性能的陷波器,它应能完全滤除基波,而又不衰减其他谐波。要获得高的性能,需要 Q 值很高的滤波器,而且要准确地调谐在基频上,调谐必须非常准确,以至于通常采用的手动调谐几乎无法实现。高性能的失真度测量仪可以自动调谐到基频,其偏差仅为百分之几。失真度的测量主要是设计、选择高性能的陷波滤波电路,可采用有源陷波器来提高测量准确度。

### 2.陷波滤波器

#### (1) 文氏电桥陷波滤波器

由文氏电桥组成的基波抑制电路(陷波器)如图 1.5.2 所示。

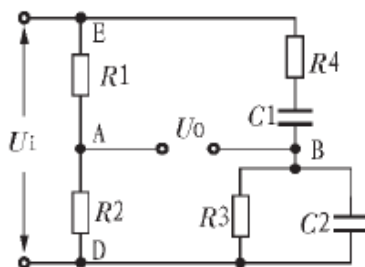


图 1.5.2 文氏电桥陷波器电路

电桥的元件参数关系为  $R_1=2R_2$ ,  $C_1=C_2=C$ ,  $R_3=R_4=R$ , 此时,电桥的抑制频率为  $f_0=1/2\pi RC$ , 因为  $R_1=2R_2$ , 对任一频率信号,  $V_{AD}=V_i/3$ 。由计算可知,当输入信号频率  $f=f_0$

时,  $V_{BD}=V_i/3$ , 则  $V_{AB}=0$ 。此时, 电桥处于平衡状态, 输出为 0。当输入信号频率  $f$  偏离  $f_0$  时, 电桥失去平衡, 则有电压输出。

文氏电桥无源滤波器电路的选择特性很差。实际工作中, 需要阻带很窄、选择性很强的陷波器, 为此采用文氏电桥组成的有源陷波电路, 如图 1.5.3 所示。

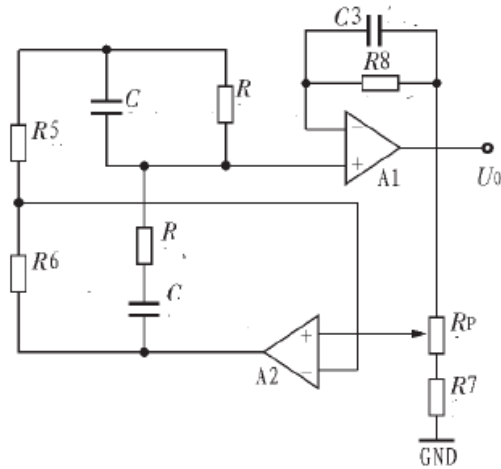


图 1.5.3 文氏电桥有源陷波器

A1、A2 是电压跟随器组态, 均有缓冲隔离作用, 具有高输入阻抗和低输出阻抗特性, 对选频电路的谐振频率无影响, A1 输出的部分电压反馈至 A2 的同相端, 并经 A2 输出到电桥桥臂。调节  $R_p$  可调节反馈量, 从而改变  $Q$  值, 以达到锐通带选频作用。若不加正反馈, 二次谐波的特性曲线就会下降, 不能进行准确测量。如果反馈量与频率特性有关, 用可变电阻器  $R_p$  调整; 如果衰减特性已调准,  $Q$  值已选定, 则  $R_p$  可换成固定电阻器。在 A1 的反馈回路中加入电阻器 R8 是为了抵消输入偏流, 以减小直流漂移。C3 的作用是抑制尖峰脉冲。

当  $f=f_0$  时, 电桥平衡, A1 的输出为 0;  $f$  偏离时, 电桥失衡, 有输出电压。因此该电路能抑制基波, 使谐波通过。若取  $f_0=1\text{ kHz}$ ,  $C=0.01\text{ }\mu\text{ F}$ , 由  $R=1/2\pi f_0 C$  来计算  $R$ , 求得  $R=15\text{ k}\Omega$ 。A1、A2 均为集成运算放大器。

高  $Q$  值的陷波器选择性好。但中心频率  $f_0$  易偏移, 会引起较大的测量误差, 因此, 测量失真度时可采用二级甚至三级串联调谐设计, 使之具有中心频率为  $\pm 1\%$  的衰减带宽。

智能化数控调谐文氏电桥陷波器包括陷波频率调谐文氏电桥、有效值检波器、A/D 采样电路和单片机控制电路, 如图 1.5.4 所示。

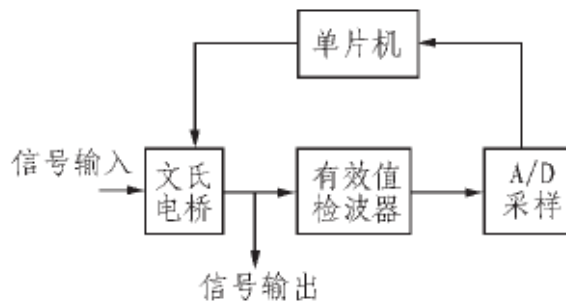


图 1.5.4 数控调谐文氏电桥陷波器框图

在图中，一个未知频率的信号输入文氏电桥之后，在某一个频率点进行陷波，通过有效值检波电路对文氏电桥输出的残余信号进行有效值检波；A/D 采样电路对检波后产生的直流电压进行采样，转换成数字信号，并且将数据传输到单片机；单片机对此数据进行判断，当采集到的直流电平为最小值时，文氏电桥的谐振中心频率正好是所需的陷波频率(即最接近基频)；如果采集到的直流电平不是最小值，那么单片机将控制改变文氏电桥的电阻和电容，使其中心频率接近基频。通过以上过程实现了文氏电桥陷波器的智能化数控调谐。

图 1.5.4 中的文氏电桥是在图 1.5.3 的基础上进行了改进。图 1.5.3 中的 R、C 不再由单一值的电阻器和电容器组成，C 由并联的电容网络构成，电阻 R 由数控电位器代替，R 和 C 可以由单片机控制。

检波的作用是将文氏电桥输出的残余信号转换为可检测的数值，提供给模数转换器进行采样并转换成数字信号。

A/D 采样电路的作用是对有效值检波输出的模拟信号采样，转换成数字信号，然后由单片机进行处理。

单片机控制电路主要实现采样后数据的处理、电容档的选择(控制继电器的通断)和数控电位器的控制。

### (2) 双 T 形陷波器

采用文氏桥基波抑制法，存在测量准确度不高，测量范围不宽，测量与调试麻烦，测量值受环境影响大等问题。针对这些问题，有源 T 型桥基波抑制有效克服了上述缺点，提高了测量水平。

理想基波抑制电路能抑制全部基波分量，并保持各次谐波分量不变。但实际上信号通过基波抑制电路时总会泄漏一部分基波，也总会使各次谐波分量产生不同程度的衰减。因此对基波抑制电路的要求是尽量高的基波抑制度(如大于 70 dB)和尽量小的谐波衰减率(如小于 10%)。

图 1.5.5 为有源 T 型桥基波抑制电路结构，它所对应的原理电路如图 1.5.6 所示。

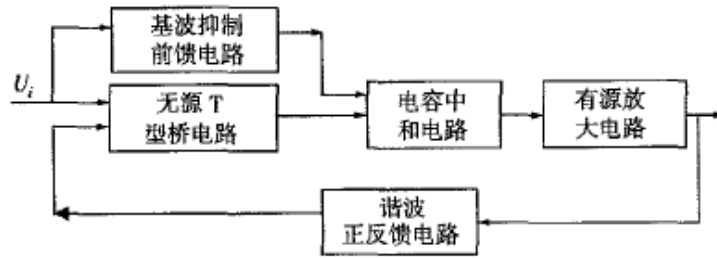


图 1.5.5 有源 T 型桥基波抑制电路结构图

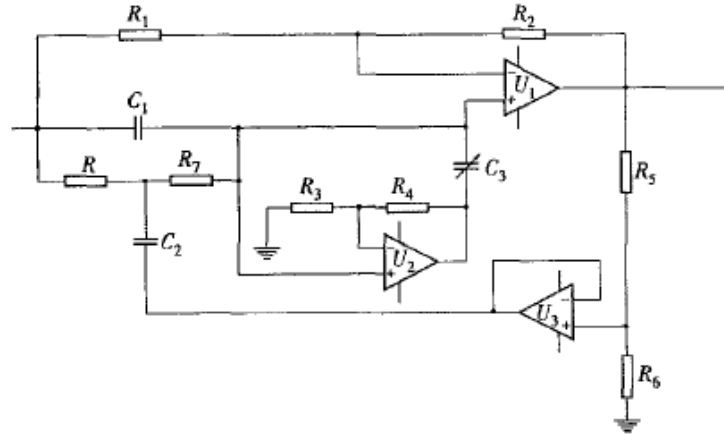


图 1.5.6 有源 T 型桥基波抑制电路图

无源 T 型桥电路由  $C_1$ 、 $C_2$ 、 $R$ 、 $R_7$  构成，完成大部分基波的抑制；基波抑止前馈电路由  $V_1$ 、 $R_1$ 、 $R_2$  构成，对泄露基波进一步抑制，它与无源 T 型桥电路联合作用实现高基波抑制制度；谐波正反馈电路由  $V_3$ 、 $R_5$ 、 $R_6$  构成，对衰减谐波进行补偿，使谐波损耗减小；电容中和电路由  $R_3$ 、 $R_4$ 、 $C_3$ 、 $V_2$  构成，消除分布电容的影响，提高谐波通过率；有源放大电路由运算放大器  $V_1$  等构成。

设  $R = R_7$ ，图 1.5.6 所示电路的数学模型为：

$$k(j\omega) = \frac{\mu_i(j\omega)}{\mu_o(j\omega)} = \frac{1 - n\omega^2 R^2 C_1^2 + j\omega R C_1 (2 - n \frac{R_2}{R_1})}{1 - n\omega^2 R^2 C_1^2 + j\omega R C_1 (n + 2 - n\beta - n\beta \frac{R_2}{R_1})}$$

式中：正反馈网络传输系数  $\beta = \frac{R_6}{R_5 + R_6}$ ；电容比  $n = \frac{C_2}{C_1}$

当电路谐振时，即  $n\omega_0^2 R^2 C_1^2 - 1 = 0$  时：

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC_1 \sqrt{n}}$$

改变电阻 R、电容  $C_1$ 、 $C_2$  都可以改变基波抑制器的谐振频率。

电路谐振时，调整  $C_1$  与  $C_2$ 、 $R_1$  与  $R_2$  比值，使  $2R_1 = nR_2$ ，有  $k(j\omega) = 0$ ，即基波得到完全抑制。

正反馈网络传输系数  $\beta$  越大，谐波衰减越小。极端情况  $\beta=1$  时，各次谐波传输函数  $K(jm\omega_0) = 1 (m = 2, 3, 4, \dots)$ ，表明各次谐波衰减为 0，即信号通过该电路后谐波无衰减。

图 1.5.7 给出了  $\omega_0 = \frac{1}{RC_1 \sqrt{n}}$ ， $\beta = 0.9$ ， $n=10$ ， $2R_1 = nR_2$  时，该电路的频率特性。从图

1.5.7 中可看出，电路基波抑制度可达 200 dB，谐波衰减很小，二次谐波衰减率计算值为 3%，其余高次谐波衰减率均大大小于 3%，接近理想基波抑制电路特性。可见该有源 T 型桥电路既可实现对基波的极大抑制，又能保证小的谐波衰减率。

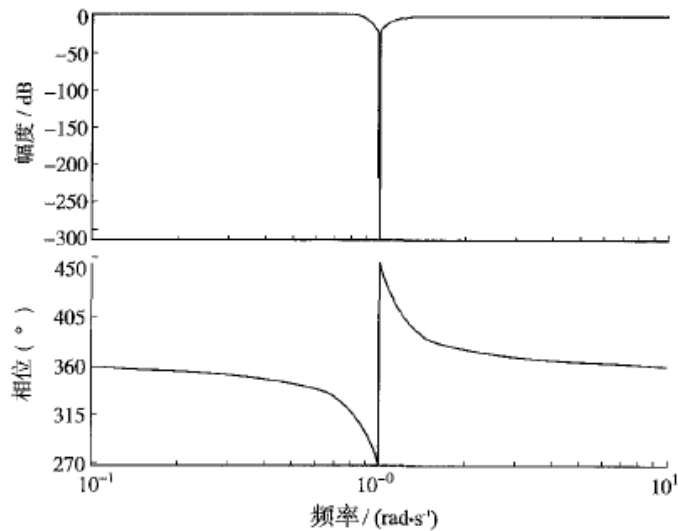


图 1.5.7 幅频特性和相频特性

在实际电路中，由于电路分布电容的存在以及运算放大器输入阻抗并非无穷大，在高频情况下，电路的负载作用会影响电路的特性，为了抵消分布电容的影响，加入了电容中和电路，如图 1.5.8 所示，图中  $C_S$  为等效的分布电容。

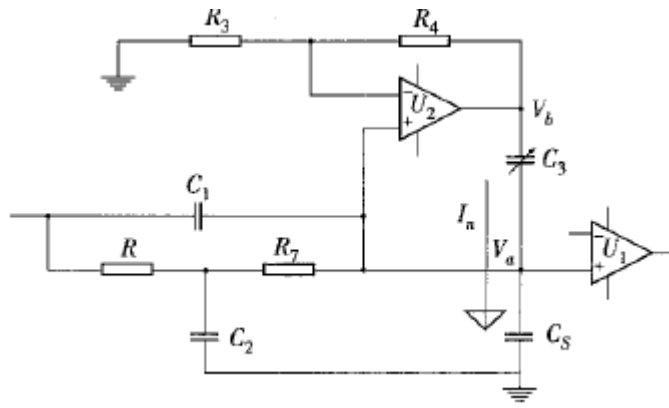


图 1.5.8 中和电路图

由图 1.5.8 可知：

$$V_b - V_a = \frac{R_4}{R_3} V_0$$

调整  $C_3$ ，使流经  $C_3$  和流经  $C_S$  电流相同都为  $I_n$ ，则有： $\omega C_3(V_b - V_a) = \omega C_S V_a$ ，

$\frac{R_4}{R_3} \omega C_3 V_a = \omega C_S V_a$ ，即  $C_3 = \frac{R_4}{R_3} C_S$ ，这样  $C_S$  所分的电流不是从 T 型桥电路取得，而是由中和电路  $V_2$  给，从而消除了分布电容的影响。

为处理真信号或稳定性较差信号，应计频率自动调谐电路，电路结构如图 1.5.9 所示。

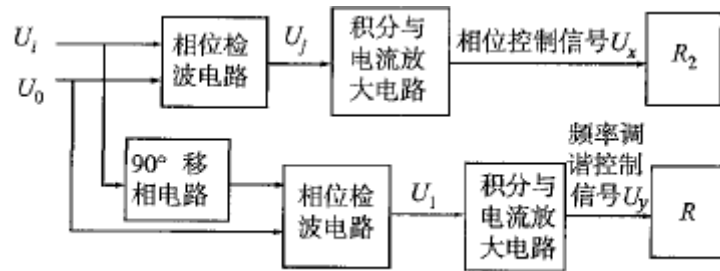


图 1.5.9 频率自动调谐电路结构图

电路的主要功能是实现基波抑制电路谐振点频率始终自动跟踪输入信号基频，具体方法如下：基波抑制电路的输入信号  $V_i$  和输出信号一起送入位检波电路，再经积分与电流放大电路就可得到基波抑制电路的相位控制信号  $V_X$ 。

设  $V_i = A_1 \cos \omega t$ ， $V_o = A_2 \cos(\omega t + \phi)$  经相位检波电路后输出：

$$V_1 = V_i \times V_o = A_1 \times A_2 \cos \omega t \times \cos(\omega t + \phi) = \frac{A_1 A_2}{2} (\cos \phi + \cos(2\omega t + \phi))$$

经积分电路后输出： $V_x = \frac{k_a}{2} A_1 A_2 \cos \phi$  ( $k_a$  为固定常数)

用  $V_x$  改变光电耦合器的电流值，从而控制基波抑制电路中的电阻  $R_2$  变化，使基波信号的相位得到自动调整。

从图 1.5.7 相频特性可知，在基波频率附近，相移接近  $\pm 90^\circ$ 。因此，基波抑制电路输入信号移相  $90^\circ$  和基波抑制电路输出信号一起送相位检波电路，再经积分电路就可得基波抑制电路的频率自动调谐控制信号  $V_y$ 。

设  $V_i = A_1 \cos \omega t$ ，移相后  $V_i = A_1 \cos(\omega t + 90^\circ)$ ， $V_o = A_3 \cos(\omega t + \phi)$ ，经相位检波电路后输出：

$$V_1 = V_i' \times V_o = A_1 \times A_3 \cos(\omega t + 90^\circ) \times \cos(\omega t + \phi) = \frac{A_1 A_3}{2} (\sin \phi + \sin(2\omega t + \phi))$$

经积分电路后输出： $V_y = \frac{k_b}{2} A_1 A_3 \sin \phi$  ( $k_b$  为固定常数)

用  $V_y$  改变光电耦合器的电流值，从而控制基波抑制电路的电阻  $R$ ，使基波抑制电路谐振频率自动调谐于输入信号的基波频率。

电平自动调整电路结构如图 1.5.10 所示，该电路将 250mV~1V 输入信号  $V_1$ ，经可控放大电路处理得到 250 mV 的固定信号  $V_2$ ，再经放大电路调整，使输出信号  $V_o$  恒定为 1V。

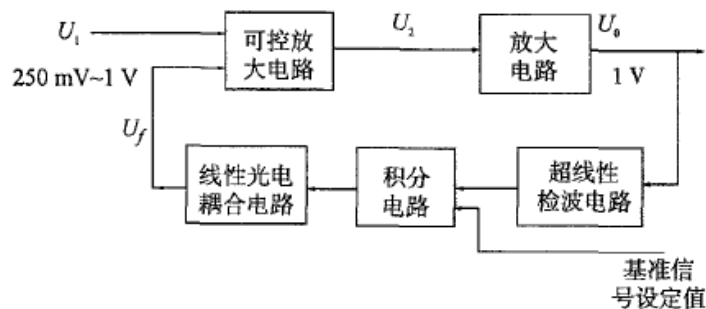


图 1.5.10 电平自动调整电路结构图

### 1.5.3 基于 FFT 的失真度测量

随着微处理器的发展和数字采样速度的提高，使得数字化测量法中的 FFT 算法的实现快速而简洁，数字测量方法已经大量用在失真度测量中。此方法的重点在于对信号的数字化采样和快速傅立叶变换(FFT)。首先将待测信号进行峰值测量、幅度调节并整形成方波，测出基波频率，然后根据基波信号的频率，采用倍频电路形成倍频信号作为采样信号，对待测信号进行每周周期采样，再将采样数值送入快速傅立叶算法(FFT)芯片进行处理，将

FFT 结果代入失真度计算公式算出失真度，结果送显示器显示。

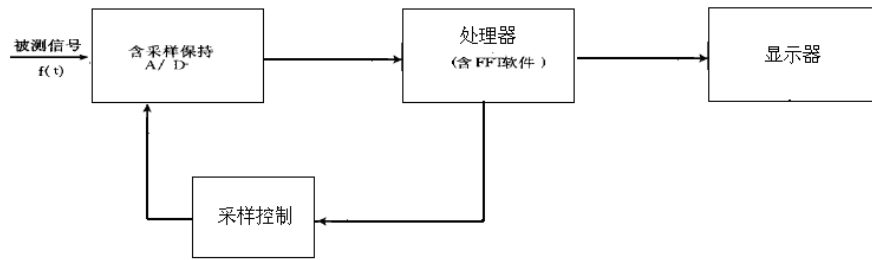


图 1.5.11 FFT 的失真度测量

设周期信号为  $f(t)$ ，其傅立叶展开式为：

$$f(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin(n\omega_0 t + \varphi_n)$$

$\frac{A_0}{2}$  为正弦波中的直流分量， $A_n$  为第  $n$  次谐波的振幅， $n$  为谐波次数， $\omega_0$  为基波的角

频率， $\varphi_n$  为第  $n$  次谐波相对于基波的相角。正弦波的振幅和有效值的关系是：

$$v_n = \frac{A_n}{\sqrt{2}}。$$

因此,正弦波的失真度的表达式为：

$$K_f = \frac{\sqrt{\left(\frac{A_2}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{A_3}{\sqrt{2}}\right)^2 + \dots + \left(\frac{A_n}{\sqrt{2}}\right)^2}}{\frac{A_1}{\sqrt{2}}}$$

由此可知只要通过 FFT 算法求得基波和各次谐波的有效值，代入上式即可得到失真度值。通常用于计算机处理的傅立叶变换方法是快速傅立叶变换(FFT)。快速傅立叶变换(FFT)比直接傅立叶变换(DFT)在计算量上要小很多。如果设计算的采样序列点数为  $N$ 。DFT 的复数乘法次数是  $N^2$  次，FFT 的复数乘法次数是  $\frac{N}{2} \log_2 N$  次。由此可以看出，在  $N$  值越大时 FFT 比 DFT 越快。

系统结构框图如图 1.5.12 所示：

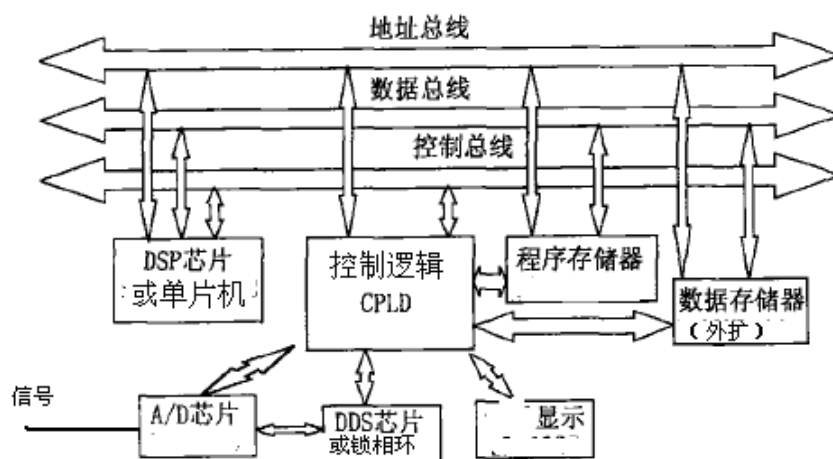


图 1.5.12 系统结构框图

DSP 或单片机,主要用于测量计算信号的峰值电压和基频,然后根据测量结果产生 DDS 的频率控制字,同时控制幅度调节电路,对信号的幅值进行调整,使信号的峰峰值不超出 A/D 的测量范围,采样信号的基准是对被测信号进行一周期的(64 点)采样即产生(64)倍频信号作为采样信号,此采样信号加到 A/D 转换芯片,由 DSP(或单片机)控制 CPLD(控制逻辑)产生控制信号控制采样,采样数据送到 DSP(或单片机)的存储单元,从而进行 FFT 和失真度计算,结果送显示器显示。

基频的测量精度直接影响到倍频的精度,从而对失真度测量精度有很大影响,可采用计数器和 DSP(或单片机)内部定时器相结合的方法用软件控制来测量频率,对低频信号采用测周法即以被测信号作为门控阀门信号,以 CPV 的时钟周期在被测信号的一个周期  $T_c$  内填充,由程序控制开关对时钟计数得  $n_x$ ,因此被测信号周期为  $T_x = n_x T_c$ 。对于高频信号采用内部定时器定时,外部计数器对被测信号进行计数,设定时间为  $t$ ,计数值为  $N$ ,被测信号频率为  $f_x = N/t$ 。测频和测周自动切换流程图如图 1.5.13 所示。

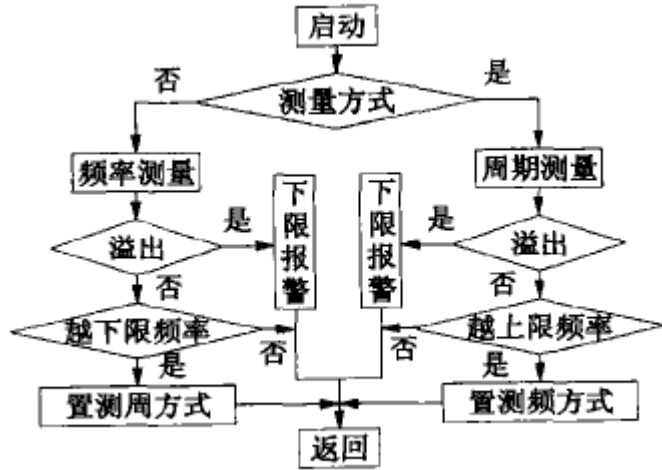


图 1.5.13 切换流程图

离散信号  $x(n)$  的傅里叶变换可以表示为

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)W_N^{nk} \quad (k = 0,1,2,\dots,N-1)$$

式中  $W_N = e^{-j2\pi/N}$ ，称为旋转因子，上式实际是  $N$  点 DFT，所谓 FFT 就是对该式进行快速计算。可使用倒序输入顺序输出的基 2 的快速傅里叶变换。在程序执行前将所需数据和旋转因子表计算出来，计算式直接索引即可。流程图如图 1.5.14 所示。



图 1.5.14 流程图

### 1.5.4 设计实例

基于智能化数控调谐文氏电桥陷波器失真度测量。

电路利用 AD536 型真有效值检波器对文氏电桥陷波后的残余信号进行检测并进行模-数转换,由单片机控制文氏电桥的分档电容器和数控电位器,实现谐振频率的智能调谐。系统结构框图如图 1.5.15 所示。

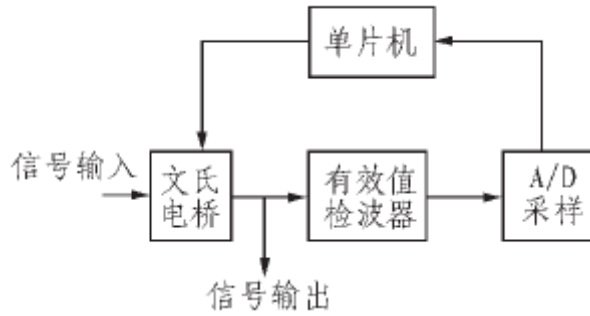


图 1.5.15 系统结构框图

系统硬件电路中最关键的部分是文氏电桥。系统总体电路结构如图 1.5.16 所示。

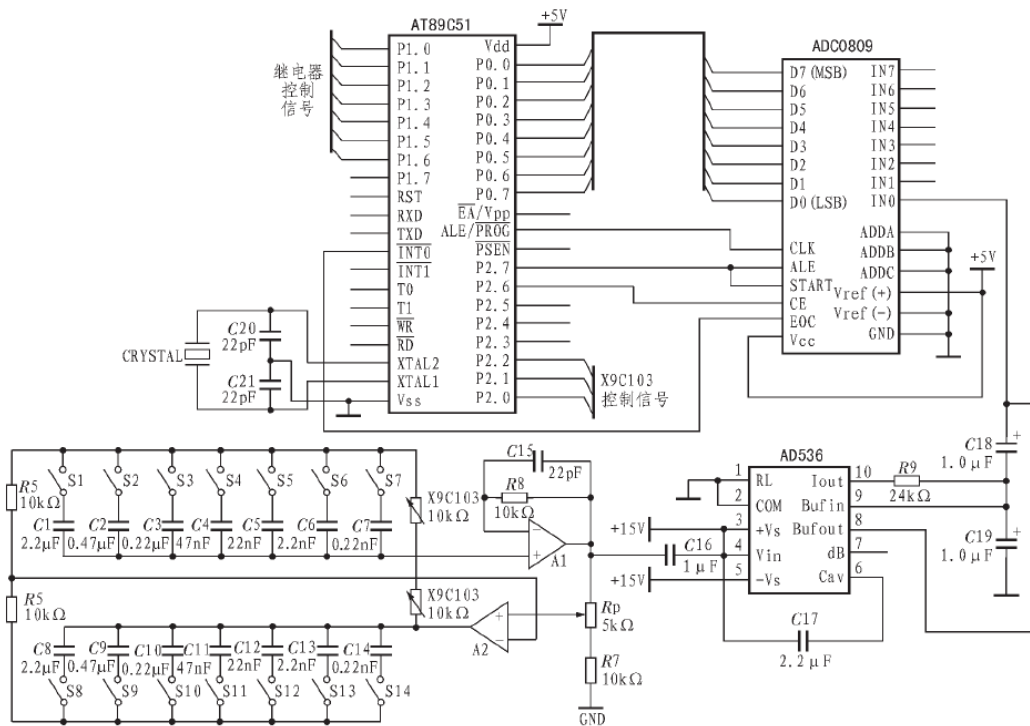


图 1.5.16 系统总体电路结构

本系统的目的是实现自动调谐陷波，因此，必须改进对文氏电桥谐振中心频率起决定性作用的 R 和 C，从固定值变成可在一定范围内自动改变的变化量。考虑到双联可变电容器较难购买，且双联可变电阻本身又不十分精确、使用起来也不是很方便，所以采用分档电容器实现谐振中心频率粗调，数控电位器实现细调的方案。使用普通的独石电容器，容值大的可用 CBB 电容器。采用比较容易购买的 100 抽头 X9C103 型数控电位器，X9C103 与单片机的接口是 3 总线方式，3 个控制端口分别为  $\overline{U/D}$ 、 $\overline{INC}$  和  $\overline{CS}$ ，实际设计中，3 个端口分别与单片机的 P2.0、P2.1 和 P2.2 相连。X9C103 的滑动头带有 40  $\Omega$  的固定阻值，因此其实际阻值变化范围是 40  $\Omega$  ~ 10 040  $\Omega$ ，步进量为 100  $\Omega$ 。

分档电容器与继电器相连。使用双刀单掷继电器，每个继电器控制 2 个容值相同的电容器。继电器作为图 4 中的开关，平时处于常断状态，由单片机控制继电器的通断以接通所需的电容档，7 档电容对应 7 个继电器，分别与单片机 P1.0-P1.5 口相连。各档电容值的选取在此电路中相当重要，首先要考虑能否使频率调谐范围覆盖系统要求的整个频带，每档电容对应一定范围的频率，在单片机选定电容档后，数控电位器的步进对应于频率的步进量要小，以减小陷波中心频率和基频之间的误差。在文氏电桥工作时，之后一档电容被选通，这样可减小继电器对 RC 谐振网络的干扰。考虑到以上 3 点，经过计算证明，在 10 Hz ~ 1 MHz 频率范围内选取了 7 档比较合适的电容，如表 1.5.1 所示。

表 1.5.1 合理电容分档及相应频率范围

电容值/ $\mu\text{F}$	频率范围/Hz
2.2	10 ~ 50
0.47	50 ~ 100
0.22	100 ~ 500
0.047	500 ~ 1 k
0.022	1 k ~ 9 k
0.0022	9 k ~ 90 k
0.00022	90 k ~ 1 M

考虑到在失真度测量中输入信号本身就是不规则的失真信号，而由分立元件组成的有效值检波电路是在检测出信号的峰值后按照一定的关系计算得出有效值，一般只能用于检测规则信号(诸如正弦波等信号)，输出误差比较大，不适用于失真度仪，所以本系统交流检测信号----直流有效值的转换采用了 AD536 型转换电路。AD536 是美国 ADI 公司推出的专门用于真有效值----直流转换的中单片集成电路。它的性能与混合或模数器件相当甚至更优，而价格则低得多。AD536A 可直接计算出任何包含直流的交流分量的复杂输入波形的真有效值，并将其转换成直流输出信号。AD536A 可广泛用于标准正弦波或非周期、非正弦且

叠加直流电平的各种噪声及机械传感信号的精确测量。为了减小输出中的纹波成分，最好使用后向滤波器，如 4 中的 R9、C18 和 C19 起到了滤波作用。

在本系统中必须对每次文氏电桥谐振频率调整后的输出信号进行测量，并与前后的测量相比较，有了上述真有效值检波，就可以直接检测陷波后信号有效值的大小。使用 ADC0809 型通用 8 位并行模/数转换器将检波后的直流信号转换为 2 进制数据由单片机处理。ADC0809 有 8 路模拟输入通道，本系统只需使用一路。ADC0809 的 8 位数据输出端与单片机的 PO 口相连，CLK 信号与单片机的 ALE 口相连，CE 和 START 分别与单片机的 P2.6 和 P2.7 口相连，EOC 与单片机的 INTO 端口相连。系统中应设计 1 个 ALC(自动电平控制)电路，对输入文氏电桥的电压幅值进行合理控制，所以 ADC0809 的参考电压可取 5 V，采用 LML336-5 型集成稳压电源即可。

系统选用了 AT89C51 型单片机。无论从成本、处理速度或存储容量考虑，选用 AT89C51 都是很合理的。经过计算可知，当电容比较小时，数控电位器每改变  $100\Omega$  时的对应频率改变量比较大，为了缩短调谐时间，程序设计从容值最小的电容器开始依次扫描，搜寻合适的陷波中心频率。

系统启动后，单片机程序首先初始化(即电容值选取  $0.22\text{ nF}$ ，数控电位器为最小值  $40\Omega$ )，然后单片机控制 ADC0809 进行采样，读取 PO 口数据进行处理。先对整个系统进行粗扫，也就是说先不改变数控电位器的阻值，只进行电容换档，当程序扫描完整个 7 档电容后，对 ADC0809 的数据进行比较，取最小值对应的电容档作为系统所需要的档。接着再用数控电位器进行精确扫描，X9C103 有 100 个抽头，但不可能再扫 100 次。在编写的程序时，设定扫描到 1 个数值之后再扫 5 个数值，如果这 5 个数值都比前而那个数值大，那么那个数值就是最小值，其对应的数控电位器值就是所需的，系统就会稳定。X9C103 接口是 3 总线式，通信协议比较简单，编程较方便。图 1.5.17 所示为系统的软件流程。

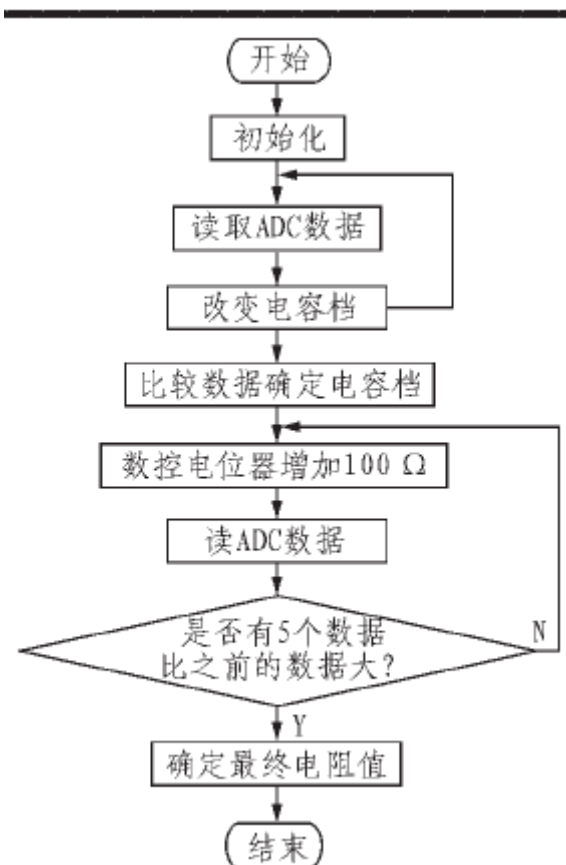


图 1.5.17 软件流程

## 小 结

本章着重从各种测量系统设计的角度，分别介绍了信号的各种参数测量、信号源、数字示波器、失真度测试的设计原理，并介绍了各种测试设备的总体结构和各单元电路的原理及设计方法。

1. 阻抗的电桥测量法，测试频率范围宽： $DC\sim 300\text{MHz}$ ，精度高（典型值 $\pm 0.1\%$ ），但需要手动调平衡。阻抗的谐振测量法，测试频率： $10\text{kHz}\sim 70\text{MHz}$ ，适合于测量小电感和小电容，测试条件比较贴近电感、电容的工作条件，且可同时测出  $Q$  或  $D$ ，但需手动调整。阻抗的矢量电流电压测量法，测试频率范围  $100\sim 100\text{kHz}$ ，利用的阻抗实、虚部分离测量，可同时测出  $R$ 、 $L$ 、 $C$  和  $Q$ 、 $D$ ，本身为数字化仪表，其测量范围很宽，精度也可以做得较高。

2. 信号的各种技术指标的测量，在介绍了测量原理后，分别介绍了每部分对应的关键电路，以及采用集成芯片的应用电路，举例说明了具体电路的设计方法。

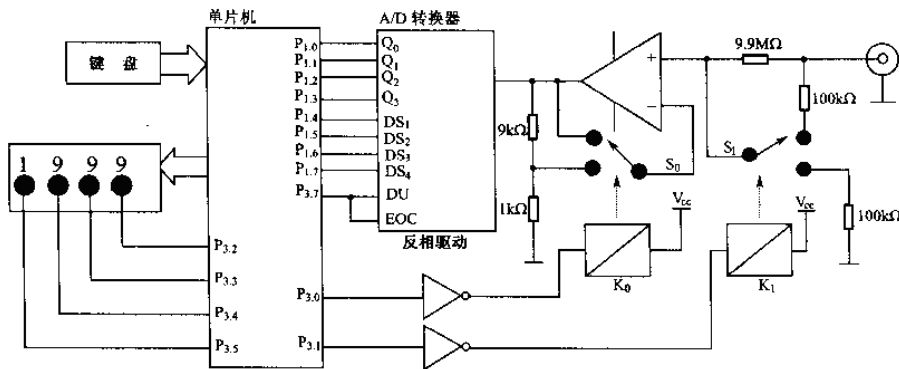
2. 讲述了信号源的几个重要指标：频率特性，输出特性。介绍了信号源的总体结构，然后分别说明了正弦信号发生器和脉冲信号发生器基本原理，集成函数芯片 8038、038 的工作原理及应用电路，最后介绍了直接数字频率合成原理，DDS 芯片 AD9851 的工作原理及应用电路。

3. 讲述了数字示波器的基本结构、工作原理、主要技术指标。重点介绍了数据采集方法和应用电路，对各种数据采集方法：实时和非实时（顺序采集，随机采集）方法进行了详细说明，并介绍了数字示波器所用到的关键电路：采样电路，A/D 转换，取样脉冲电路。然后介绍了数据存储与显示方法及电路存储控制应用电路，波形显示方法和应用电路

4. 介绍了失真度测量原理，及两种实现方法：数控滤波法和 FT 方法并用实际例子说明了数字滤波方法的应用电路设计。

## 设计练习

1. 采用真有效值转换器芯片，设计一个简单的以单片机为核心的交流数字电压表，画出电原理图及控制程序的流程图。
2. 下图为以单片机为核心的位数字电压表原理示意图。



图题 2

试求各量程的控制字并填入表中。其中显示器最大显示数为 1999，当小数点控制端口为高电平时，对应的小数点灯发亮。

3. 参照电原理示意图，确定单片机及 A / D 芯片，设计出上述以单片机为核心的数字电压表的完整电原理图，包括键盘、显示器等接口电路。
4. 编制该数字电压表完整的监控程序。包括量程转换控制、自动量程转换控制、自动零点调整等自动测量功能程序以及上下限报警等数据处理程序。
5. 在此基础上，进一步设计出交流电压、电流、电阻等参数的测量功能及通信接口。
6. 通用计数器能够用来测相位吗？画出测试原理方框图。
7. 用等精度频率计原理，设计一个以单片机为核心的等精度数字频率计。要求画出完整电路原理图(包括输入通道、键盘、显示器等)。并编制该数字频率计的监控程序。要

求仪器达到的主要技术指标如下：

- (1)功能：频率测量、周期测量、时间间隔测量；
  - (2)被测信号频率范围：10Hz—30MHz；
  - (3)全频范围内频率测量和周期测量的精度： $<10^{-4}$ (不考虑触发误差的影响)；
  - (4)灵敏度：100 mV；
  - (5)闸门时间：0.1s、1s。
8. 设计一个数字存储示波器，主要技术指标如下：y 通道转换速率为 10MHz、输入电压范围为 0~5V；示波器的存储深度为 516；灵敏度挡位的范围是 0.1V / div~5V / div。
9. 设计一个信号发生器，技术指标：
- ①频率范围 0.2Hz~2MHz，分 7 个挡级。
  - ②输出波形：正弦波、三角波、方波、锯齿波和脉冲。
  - ③输出电压：0.2Hz—2MHz 时，大于  $20V_{p-p}$ (负载开路)。
  - ④输出波形直流偏置调节范围 +10~-10V(负载开路)。
  - ⑤占空比 脉冲占空比连续可调，其变化范围大于 10%—90%。
  - ⑥逻辑电平输出：TTL 电平：大于 3V(负载开路)，上升沿小于 25ns，CMOS 电平：5~14V 连续可调。
10. 设计一个失真度测量仪，技术指标：
- ① 频率范围：2Hz—200kHz，分 5 挡连续可调；
  - ② 失真度范围：0.1%~100%(满刻度)，共分 7 挡；
  - ③ 输入信号电压：300 mV—300V；
  - ④ 频率准确度： $\pm 5\%$ ；
  - ⑤ 失真度准确度： $\pm 10\%$ (满刻度)  $\pm 0.01\%$ ；
  - ⑥ 干扰噪声：优于 0.25mV(输入端短路)。

# 第 2 章 控制技术

## 2.1 常用传感器

现代控制技术即是对大量信息的采集、分析处理，然后进行相应的控制。作为信息采集的传感技术是其重要的基础。目前，传感技术已经广泛被用于工业生产、日常生活、生物工程、医学诊疗等等领域。随着传感技术的不断发展，涌现出了各种各样的传感器，并正快速的向智能化、微型化及多功能化等方向发展。

### 2.1.1 光电传感器

光电传感器是基于物质的光电效应，将被测量转换为光学量，然后或直接将光学量转换为电信号的装置。常见光电传感器主要有发光二极管、光敏二极管、光敏三极管、光敏电阻、光电耦合器及光电开关等，具有体积小、响应快、功耗低、可靠性高、灵敏度高等特点，被广泛用于自动控制、工农生产、家电产品和机器人等领域。

物质在光的作用下释放出电子的现象叫做光电效应，分为外光电效应和内光电效应两大类。在光线作用下，物体表面逸出电子向外发射的现象称为外光电效应。基于外光电效应的的光电器件有光电管、光电倍增管等。受光照物体电导率发生变化，或产生光生电动势的效应叫做内光电效应，又可以分为光电导效应和光生伏特效应。

在光线作用下，电子吸收光子能量从键合状态过渡到自由状态，而引起材料电阻率的变化现象称为光电导效应。光敏电阻（也称光电导管）便是基于这种效应，常见的有硫化镉（CdS）、硫化铅（PbS）、锑化铟（InSb）、非晶硅（a-Si:H）等材料。

物体在光的照射下能产生一定方向的电动势的现象称为光生伏特效应。基于该效应的光电器件有光电池，光敏二极管和光敏三极管。

#### 一、发光二极管（LED）

常见的 LED 有红外、红、橙、黄、黄绿、纯绿、蓝、紫、紫外、白等颜色。除大量用作指示器以外，还在自动控制等领域作为定位等传感器。用做传感器的 LED 要求亮度高，颜色合适，光斑形状合适。管壳无色透明的 LED 透光性能好一些，散射小，更适合做传感器，而管壳有色的 LED 适合做指示灯。直径 5 毫米的 LED 品种较多，亮度较高，发出的光束比直径 3 毫米的管子要集中（顶角小），照在物体上光斑小，适合用来识别白线。红外线 LED 配合红外接收管抗干扰能力强，适用于接近开关。变色 LED 是在一个通常为乳白色的管壳里封装了多个不同颜色的 LED，如果有红、绿、蓝三色则非常适合作颜色传感器的照明使用。

不同的 LED 允许的工作电流也不尽相同。红外 LED 的平均电流最大可以用到 100 毫安，

用作调制时几十微秒的窄脉冲峰值甚至可以接近 1A。而 3 毫米的白色高亮度管子最大电流为 20 毫安。5 毫米的允许电流要大一些，但一般也不超过 50 毫安。一般低亮度的 LED 工作电流要小一些。

为了防止 LED 损坏，应该注意：LED 的伏安特性曲线很陡，测试和使用时一定要串联电阻限制电流或使用内阻很大的废旧电池；氮化镓材料的高亮度 LED 容易被反向电压、静电或电源尖峰击穿损坏，电源电压较高时不可反接。

## 二、.接收管

常用的接收管有硅光敏二极管，硅光敏三极管，光敏电阻三种。

### 1. 光敏二极管

光敏二极管产生的电流小（微安级），需要高倍放大，但是灵敏度高、响应速度快，可以高频调制。使用时对其施加反向电压或不加电压，便输出与光照强度近似成正比的光电流。

### 2. 光敏三极管

光敏三极管一般基极不引出，只有两根管脚。其产生的电流较大（几百微安以上），无需前置高倍放大，但是速度较低，调制频率低于 100KHz。遮光状态下正反向电阻都很大，用强光照射时，正向电阻明显变小。使用时施加大于 1V 正向电压，输出与光照强度近似成正比的光电流。

光敏二极管、光敏三极管都是半导体 PN 结光电元件，靠内光电效应接收光线，因此入射光子能量超过材料能带宽度才能被接收，表现在它的光谱-灵敏度特性在长波方向有一个陡的截止。在短波方向如果波长太短，灵敏度便会下降。一般的硅管最适合用在红外到红黄光范围内，但是可以一直用到近紫外。这些光电接收管的外壳有无色透明和黑色两种，黑色管壳几乎只透过红外光，与红外发光管配套使用。

### 3. 光敏电阻

光敏电阻的光电特性是电阻而不是恒流，受到光照后电阻值大幅度减小，输出电流也较大，数量级类似光敏三极管。工作频率一般较低，但也有高的。在使用上最重要的区别在于光敏电阻接受光照的是一个平面，没有管壳聚光，方向性差。一般用在不区分光照方向或者要降低成本的电路里。

光敏电阻是基于光电导效应的器件。光照愈强，器件本身电阻愈小。光敏电阻的符号及外形如图 2.1.1 所示。用来制作光敏电阻的典型材料有硫化镉 (CdS) 及硒化镉 (CdSe) 两种。光敏电阻的 CdS 或 CdSe 沉积膜面积越大，其受光照后的阻值变化也越大，故通常将沉积膜做成梳状，以增大其面积。光敏电阻工作时的响应速度较慢，如 CdSe 光敏电阻的响应时间约为 10ms，CdS 的响应时间约为 100ms。因此，光敏电阻通常都工作于直流或低频状态下。光敏电阻无极性，其工作特性与入射光光强、波长和外加电压有关。某些光敏电阻对于可见光中间部分的灵敏度较高，加装滤色片（可以用玻璃纸）可以方便的改变管子的光谱特性以制造各种颜色传感器。

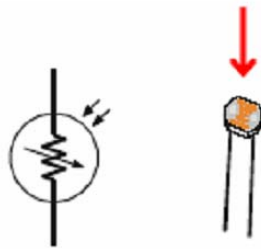


图 2.1.1 光敏电阻符号及外形

#### 4. 应用举例

##### (1) 光敏二极管用作快速光信号检测

如图 2.1.2 所示为快速光信号检测电路。根据 PN 结反向特性可知，在一定反向电压范围内，反向电流很小且处于饱和状态。此时，若无光照射 PN 结，则因本征激发产生的电子-空穴对数量有限，反向饱和电流保持不变，在光敏二极管中称为暗电流。当有光照射 PN 结时，结内将产生附加的大量电子-空穴对，使流过 PN 结的电流随着光照强度的增加而增大，并与之成正比，此时的反向电流称为光电流。光敏二极管工作于反向偏压下，其光谱响应特性主要由半导体材料中所掺的杂质所决定。而且光敏二极管的最大工作频率为几十 MHz。

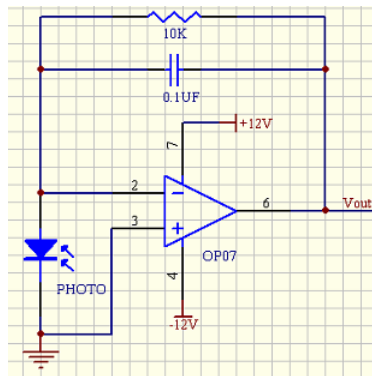


图 2.1.2 光敏二极管作快速光信号检测

##### (2) 用光敏电阻构成等间隔照度计

光敏电阻的光电流随光照强度变化而变化，它们之间的关系是非线性的，基本呈对数特性。若采用简单元件对光电流进行对数压缩，就可以构成等间隔刻度的照度计。对数压缩元件采用对数二极管。1LVx 以上的照度范围，采用一般的整流二极管就可以获得期望的特性。其设计如图 2.1.3 所示。

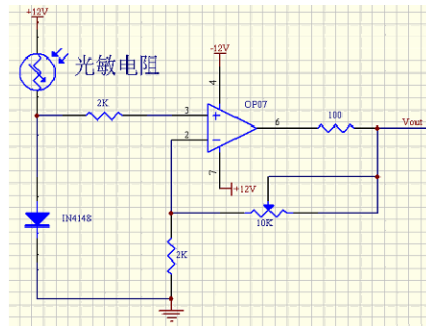


图 2.1.3 光敏电阻构成的等间隔照度计

### (3) 检测标志线的参比电路

如图 2.1.4 是一个带参比接收二极管的检测标志线电路。图中未标出发射二极管部分的驱动电路，读者可自行设计。在图中用了两个光敏接收二极管，其中一个用作环境光的参比，一个用以接收来自于发射二极管反射回来的光信号。在安装时，需要注意避免发射二极管经过地面反射回来的光线进入参比二极管，同时又要尽量保持与接收二极管在没有收到发射二极管信号时的状态一致，如图所示。图中 V13B 为减法运算电路，可知  $V3=R58/R61*(V1-V2)$ ；当接收二极管不处于待检测的白线上方时，参比二极管与接收二极管接收的都是环境光，因此光电流差别不大，经过减法运算电路后，V3 的输出信号近似为 0，因此 V14 输出高电平。当接收二极管刚好处于待检测的白线上方时，接收二极管除了接收到环境光以外还接收到了发射二极管发射出来后经过白线反射回来的光线，而参比二极管仍然只接收到环境光，因此经过减法运算电路 V3 输出为高，比较器 V14 输出为低电平。由此可知该电路对于环境光的干扰可以起到较好的抑制作用，输出信号的状态只与接收二极管与参比二极管的光电流之差有关。可以调节图中电位器 R66 的值，改变电路对检测白线的灵敏度，当 V4 调节的电平较高时，电路较为不灵敏；当 V4 调节的电平较低时，电路很灵敏。因此需要根据实际情况进行安装调试。

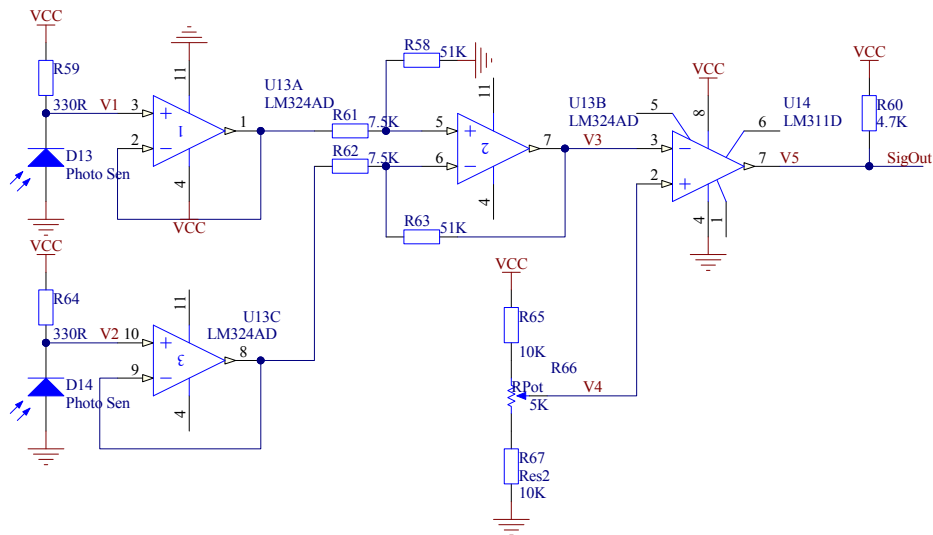


图 2.1.4 参比标志线检测电路

### 三、光电开关

光电开关是光电接近开关的简称，它是利用被检测物对光束的遮挡或反射，由同步回路选通电路，从而检测物体有无的。光电开关将输入电流在发射器上转换为光信号射出，接收器再根据接收到的光线的强弱或有无对目标物体进行探测。工作原理如图 2.1.5 所示。多数光电开关选用的是波长接近可见光的红外线光波型，因此也称为红外开关。

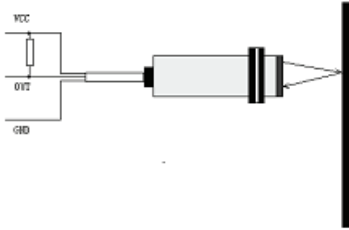


图 2.1.5 光电开关原理

光电开关可以分类如下：

- ❖ 漫反射式光电开关：它集发射器和接收器于一体，当有被检测物体经过时，物体将光电开关发射器发射的足够量的光线反射到接收器，于是光电开关就产生了开关信号。当被检测物体的表面光亮或反射率极高时，漫反射式的光电开关是首选的检测模式。
- ❖ 镜反射式光电开关：它亦集发射器与接收器于一体，光电开关发射器发出的光线经过反射镜反射回接收器，当被检测物体经过且完全阻断光线时，光电开关就产生了检测开关信号。
- ❖ 对射式光电开关：它包含了在结构上相互分离且光轴相对放置的发射器和接收器，发射器发出的光线直接进入接收器，当被检测物体经过发射器和接收器之间且阻断光线时，光电开关就产生了开关信号。当检测物体为不透明时，对射式光电开关是最可靠的检测装置。
- ❖ 槽式光电开关：它通常采用标准的 V 字型结构，其发射器和接收器分别位于 V 型槽的两边，并形成一光轴，当被检测物体经过 V 型槽且阻断光轴时，光电开关就产生了开关信号。槽式光电开关比较适合检测高速运动的物体，并且它能分辨透明与半透明物体，使用安全可靠。
- ❖ 光纤式光电开关：它采用塑料或玻璃光纤传感器来引导光线，可以对距离远的被检测物体进行检测。通常光纤传感器分为对射式和漫反射式。

漫反射式光电开关发出的光线需要经检测物表面才能反射回漫反射开关的接收器，所以检测距离和被检测物体的表面反射率将决定接收器接收到光线的强度。粗糙的表面反射回的光线强度必将小于光滑表面反射回的强度，材料的反射率是影响光电开关有效距离的重要参数。常用材料的反射率如表 2.1.1 所示。

表 2.1.1 常用材料反射率

材料	反射率	材料	反射率
不锈钢	200%	半透明塑料杯	62%
光泽浅色金属表面	150%	报纸	55%

未抛光白色金属表面	130%	餐巾纸	47%
白画纸	90%	透明塑料杯	40%
不透明白色塑料	87%	木塞	35%
人手掌心	75%	干净粗木板	20%
洁净松木	70%	不透明黑色塑料	14%
啤酒泡沫	70%	黑色橡胶	4%
包装硬纸板	68%	黑色布料	3%

#### 四、旋转光电编码器

旋转编码器是一种角位移传感器，分为光电式、接触式和电磁式三种。根据机械接触的原理，接触式传感器的固有缺点在于使用寿命和可靠性有限。因此，非接触式旋转编码器和角编码器在很多领域得到了应用，特别是工业和汽车领域，因为这些领域要求在恶劣的环境下仍然确保高可靠性。目前，非接触式传感器普遍采用光电、感应或磁技术等。光电传感器的应用已经有几十年的历史，市场上有各种类型和尺寸的产品。

##### 1. 绝对式光电编码器

光电式旋转编码器是闭环控制系统中最常用的位置传感器。旋转编码器可分为增量式编码器和绝对式编码器两种。顾名思义，绝对式编码器能提供运转角度范围内的绝对位置信息，也就是精确表示其位置信息的一种模式或编码。与之相比，增量式编码器则可为每个运动增量提供输出脉冲。为了计算绝对位置，增量式编码器通常需要集成一个独立的通道——索引通道，它可以在每次旋转回到定义的零点或原点位置时提供一个脉冲。通过计算来自这个原点的脉冲，可以计算出绝对位置。一旦断电，安装器的系统必须在重新设置机械原点之后，才能再一次恢复绝对位置。绝对式编码器的工作原理如图 2.1.6 所示，左图示意了从发光管经过分光滤镜等光学组件，通过编码盘的透射光被光学敏感器件检测到的原理。右图是一个 8 位（256 点分辨率）绝对式编码盘的示意图。编码盘具有 8 个同心圆，分别代表 8 个有效位。黑色表示不透光，白色表示透光。发光管发出的光线经过分光组件后变成 8 组平行光，穿过编码盘的光投射到光学敏感器件上就可以得到编码盘当前的角度信息。

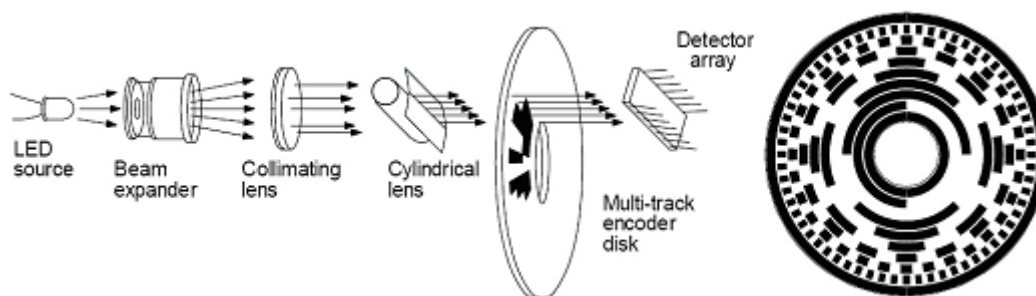


图 2.1.6 绝对式光电编码器

##### 2. 增量式光电编码器

目前机器人等伺服系统上广泛应用的是增量式编码器。由于绝对编码器由于成本较高

等原因，正在越来越多地被增量式编码器所替代。

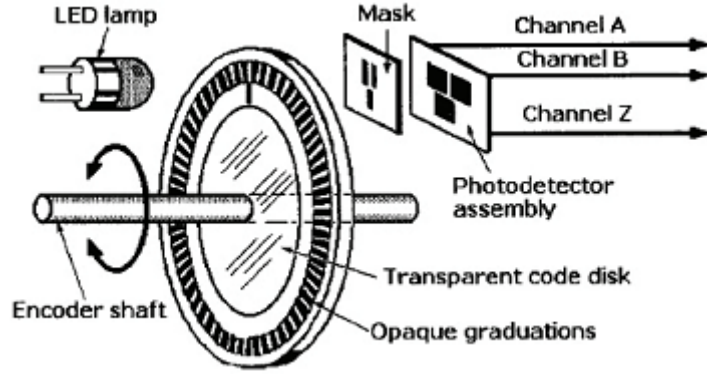


图 2.1.7 增量式光电编码器

典型的增量式光电编码器测量系统，如图 2.1.7 所示，由光源、聚光镜、光电码盘、光电码盘狭缝、光栏板、光敏元件和信号处理电路组成。当光电码盘随工作轴一起转动时，光源通过聚光镜，透过光电码盘和光栏板形成忽明忽暗的光信号，光敏元件将光信号转换成电信号，如图 2.1.8 所示，然后通过信号处理电路的整形、放大、分频、计数、译码后输出或显示。为了测量旋转方向，光栏板的两个狭缝距离应为  $m+(1/4)\tau$  ( $\tau$  为码盘两个狭缝之间的距离，即节距， $m$  为任意整数)，这样，两个光敏元件的输出信号就相差了  $\pi/2$  相位，将输出信号送入鉴相电路，即可判断码盘的旋转方向。

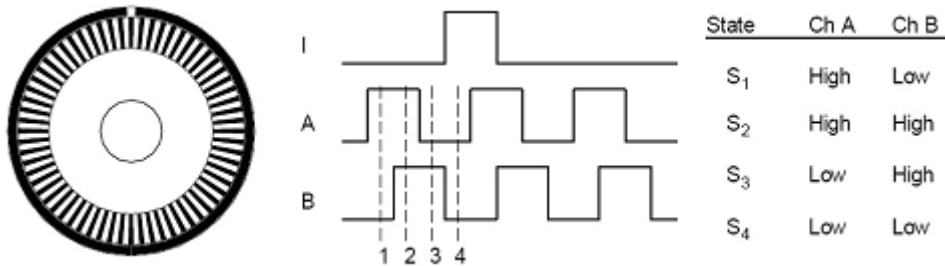


图 2.1.8 增量式光电编码器输出信号

虽然光电编码器性能优秀，但它仍然存在一些明显的缺点。一方面，对射式光电传感器不仅会被码盘上的遮光线和空隔触发，也会受灰尘和污物颗粒的影响，这在遮光和空隔细小的高精度码盘上尤为明显。要想解决这个问题，就需要对编码器系统环境进行密封。即使如此，传感器内的湿度也会因温度的变化而上升，可能会阻塞码盘，使编码器在高湿度的情况下无法使用。另一方面，红外 LED 的使用寿命有限，在一些高安全性要求的应用中，例如医疗设备等，预防性的更换周期通常为 6 到 12 个月。

目前市场上有各种精度的增量式编码器可供选择，1~2 英寸直径的编码器每转的计数范围在 32~2500 之间。主要的编码器生产厂商包括 Agilent（安杰伦）、Omron（欧姆龙）、Tamagawa（多摩川）等品牌。通常这些编码器的内部结构和安装方式大都如图 2.1.9 所示，编码盘安装在电机尾端伸出的轴上，而其他部件则安装在电机尾端外壳上。

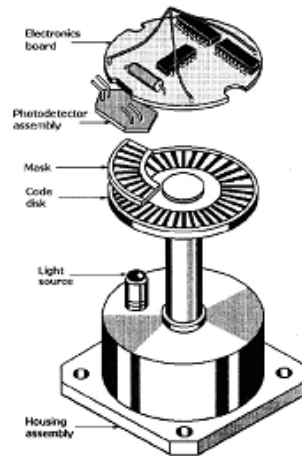


图 2.1.9 增量式光电编码器结构

### 3. 应用举例

#### (1) 用于小车测速的简易光电码盘

在机器人小车的制作中，经常需要测量小车行进的距离以及小车当前时刻的速度，这就需要用到光电编码器，如果要求精密的速度，位置测量则必须选用市售的增量式旋转光电编码器，但多数机器人小车体积较小，对精度要求不高，此时即可自己制作简易的光电码盘。

在图 2.1.10 中，光电码盘与驱动轮固定在一起，而光电对管检测电路则与小车的车身固定在一起，当小车运动时，码盘旋转，而光电对管则不动。当码盘的黑色条幅落在光电对管的检测范围内，由于黑色条幅的反射率比较低，因此光电对管中的接收管接收到光线比较微弱，检测电路输出为高电平，当码盘的白色条幅落在光电对管的检测范围内，由于白色条幅的反射率比较高，因此光电对管的接收管接收到的光线比较强，检测电路输出为低电平。如果码盘平均为  $n$  等分，即码盘上共有  $n$  个黑色条幅和  $n$  个白色条幅，那么小车驱动轮旋转了一圈之后，检测电路刚好输出  $n$  个脉冲，再假设小车的驱动轮的半径为  $R$ ，则小车的驱动轮的前进距离为： $D=m/n*2*PI*R$ ，式中  $m$  为小车在某一段时间内接收到的脉冲数。如果  $m$  为小车在 1 秒钟内接收到的脉冲数，则上式计算出来的  $D$  即为小车的驱动轮的运动速度。

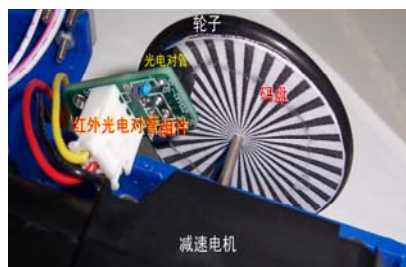


图 2.1.10 简易光电码盘

制作步骤如下：

- ①用 VisVal C++编写可任意定制细分数的码盘打印程序。

- ②选择码盘的细分数，并打印裁减。
- ③将纸质码盘用胶水粘贴在机器人小车驱动轮的内侧，如图 2.1.9 所示。
- ④按照图 2.1.11 所示电路图制作电路板，图中采用红外发射接收管 ST188，在实际制作中，需要将 ST188 紧贴着码盘，并用黑色胶布或黑色热缩管将其包裹，尽量避免环境光的影响。
- ⑤编写小车程序。

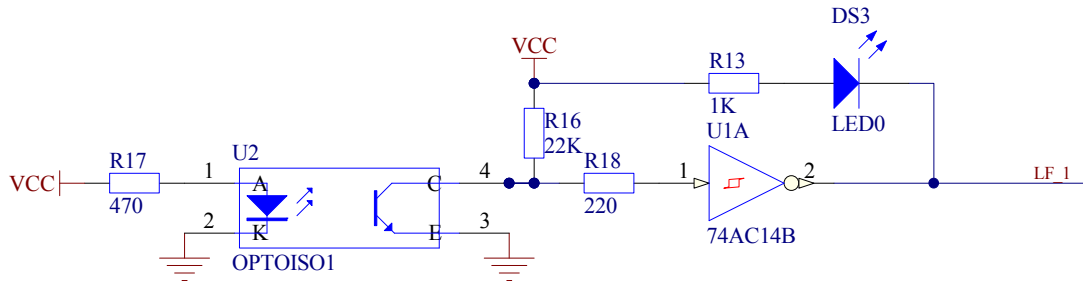


图 2.1.11 脉冲检测电路

## (2) 增量式旋转编码器的接口电路与 VHDL 测速/测向程序

在某些需要精确测量机器人行进速度，并需要对前进距离进行积分时，采用上文提到的简易码盘是无法实现的，此时必须使用市售的成品增量式旋转光电编码器。接下来给出的应用实例可以实现对机器人小车左右轮两个旋转编码器进行测向与测速功能。图中使用了一个 CPLD 对光电编码器输入的 A, B 两路信号进行鉴相与计数，对于编码器的输入引脚最好用光耦进行隔离，没有条件的话，需要加限流电阻，然后经过 D 触发器后在输入到 CPLD 的引脚。在图 2.1.12 中 A1, B1 为左轮光电编码器的 A, B 两路输入信号，A2, B2 为右轮光电编码器的 A, B 两路输入信号。图中的 7474, 7400 与反相门一起构成鉴相电路，当 A 路信号超前 B 路信号，说明小车的轮子为正向转动，此时 freq\_cnt 模块的输入引脚 minVs 无脉冲信号，p1Vs 有输入脉冲，脉冲频率与 A 路信号脉冲频率一致，当 A 路信号滞后 B 路信号，说明小车的轮子为反向转动，此时 freq\_cnt 模块的输入引脚 p1Vs 无脉冲信号，minVs 有输入脉冲信号，脉冲频率与 B 路信号脉冲频率一致。freq\_cnt 模块完成计数的功能，在每次 p1Vs 或者 minVs 的跳边时刻，刷新当前的计数值，当前的计数值为从上电开始 p1Vs 引脚的输入脉冲个数减去从上电开始 minVs 引脚的输入脉冲个数。那么该计数值就可以代表小车当前总的前进距离，如果该计数值为正，说明对应该编码器所在的车轮整体是往前进的，否则为后退。同时也可以根据每个固定时间间隔读取该计数值的变化量，以此来反映该车轮的瞬时运动速度。

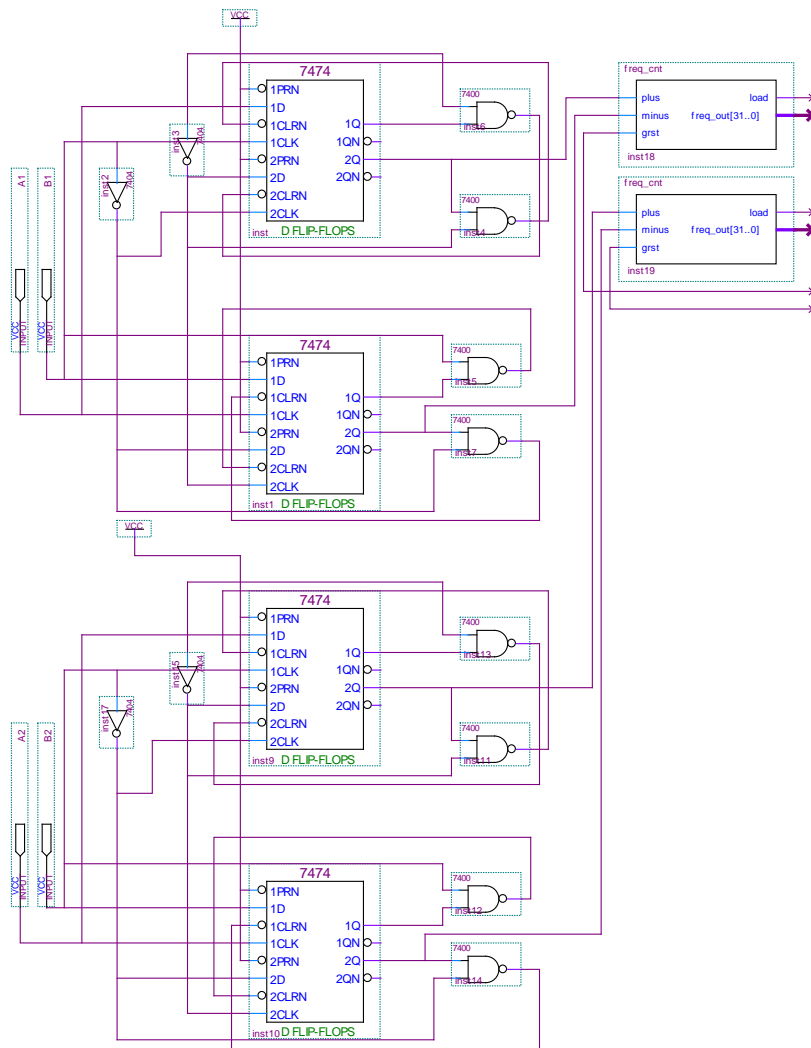


图 2.1.12 增量式旋转编码器的接口电路

freq\_cnt 模块的 VHDL 程序如下:

```

library ieee;
Vse ieee.std_logic_1164.all;
Vse ieee.std_logic_arith.all;
Vse ieee.std_logic_unsigned.all;
Vse ieee.std_logic_signed.all;
entity freq_cnt is
port(
    p1Vs: in std_logic;
    minVs:in std_logic;
    grst: in std_logic;
    load: oVt std_logic;

```

```

    freq_oVt: oVt std_logic_vector(31 downto 0));
end freq_cnt;
architecture behave of freq_cnt is
    signal freq_p: std_logic_vector(31 downto 0):="00000000000000000000000000000000";--清零;
    signal freq_m: std_logic_vector(31 downto 0):="00000000000000000000000000000000";--清零;
begin
    process(pIVs,grst)
    begin
        if grst='0' then
            freq_p<="00000000000000000000000000000000";
        else
            if rising_edge(pIVs) then--pIVs 引脚有一个上升沿脉冲;
                freq_p<=freq_p+1;--对应的脉冲数自加
            end if;
        end if;
    end process;
    process(minVs,grst)
    begin
        if grst='0' then
            freq_m<="00000000000000000000000000000000";
        else
            if rising_edge(minVs) then--minVs 引脚有一个上升沿脉冲;
                freq_m<=freq_m+1;--对应的脉冲数字加
            end if;
        end if;
    end process;
    freq_oVt<=freq_p-freq_m;--正向脉冲数减去负向脉冲数, 得到但前总的脉冲数
    load<=pIVs or minVs;--产生数据加载信号;
end behave;

```

## 五、精确环境照度的检测

### 1. TSL256x简介

TSL2560和TSL2561是TAOS公司推出的一种高速、低功耗、宽量程、可编程灵活配置的光强度数字转换芯片。该芯片常用于笔记本电脑、液晶显示器、移动电话及数码照相机等设备的照度监控, 以自动调控显示面板背光或提供最佳的显示亮度, 或是控制键盘照明及照相机暴光, 并降低电源功耗等。除此以外, 它还可用于街道光照控制、安全照明、机器视觉等众多场合。该芯片的主要特点如下:

- ❖ 可编程设置许可的光强度上下阈值, 当实际光照度超过该阈值时给出中断信号;
- ❖ SMBVs(TSL2560)通信下16位数字输出或I<sup>2</sup>C(TSL2561)通信下快速模式为400KHz;

- ❖ 可编程模拟增益和积分时间；
- ❖ 1.25 mm×1.75mm超小封装，在掉电模式下，功耗仅为0.75mw；
- ❖ 自动抑制 50Hz / 60Hz 的光照波动。

## 2. TSL256x的引脚功能

TSL256x 有两种封装形式：6-LEAD CHIPSCALE 和 6-LEAD TMB。封装形式不同，相应的光照度计算公式也不同。图 2.1.13 为这两种封装形式的引脚分布图。

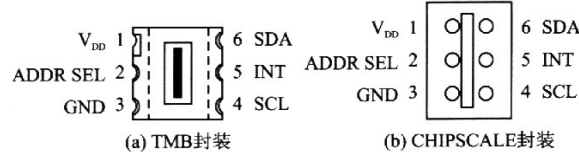


图 2.1.13 TSL256x 引脚分布

各引脚的功能如下：

脚 1 和脚 3：分别是电源引脚和信号地。其工作电压范围是 2.7~3.6V。

脚 2：器件访问地址选择引脚。由该引脚不同电平设置器件不同访问地址。如表 2.1.2 所列。

表 2.1.2 TSL256x 的地址

ADDR SEL 电平	I <sup>2</sup> C 从器件访问地址	SMBVs 器件地址
GND	0101001	0001100
Float	0111001	0001100
V <sub>DD</sub>	1001001	0001100

脚 4 和脚 6：I<sup>2</sup>C 或 SMBVs 总线的时钟信号线和数据线。

脚 5：中断信号输出引脚。当光强度超过用户编程设置的上或下阈值时，该引脚输出中断信号。

## 3. TSL256x内部结构及工作原理

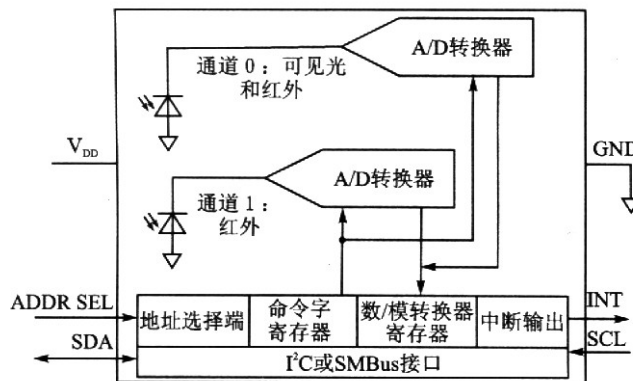


图2.1.14 TSL256x的内部结构

TSL256x 的内部结构如图 2.1.14 所示。通道 0 和通道 1 是两个光敏二极管，其中通道 0

对可见光和红外线都敏感，而通道 1 仅对红外线敏感。积分式 A/D 转换器对流过光敏二极管的电流进行积分，并转换为数字量，在转换结束后将转换结果存入芯片内部通道 0 和通道 1 各自的寄存器中。当一个积分周期完成之后，积分式 A/D 转换器将自动开始下一个积分转换过程。微控制器和 TSL2560 可通过标准的 SMBVs(Svstern Management BVs)V1.1 或 V2.0 实现通信，TSL2561 则可通过 I<sup>2</sup>C 总线协议访问。对 TSL256x 的控制是通过对其内部的 16 个寄存器的读写来实现的，其地址如表 2.1.3 所列。

表2.1.3 TSL256x内部寄存器

寄存器地址	寄存器名称	作用
—	命令字寄存器	指定要访问的内部寄存器地址
00H	控制寄存器	控制芯片是否工作
01H	时间寄存器	控制积分时间和增益
02H	门限寄存器	低门限低字节
03H	门限寄存器	低门限高字节
04H	门限寄存器	高门限低字节
05H	门限寄存器	高门限高字节
06H	中断寄存器	中断控制
08H	校验寄存器	生产商测试用
0AH	器件ID寄存器	区分TSL2560和TSL2561
0CH	数据寄存器	通道0低字节
0DH	数据寄存器	通道0高字节
0EH	数据寄存器	通道1低字节
0FH	数据寄存器	通道1高字节

#### 4. TSL256x 在环境光照度检测中的应用

TSL256x 的访问遵循标准的 SMBVs 和 I<sup>2</sup>C 协议，这使得该芯片软硬件设计变得非常简单。这两种协议的读写时序虽然很类似，但仍存在不同之处。下面仅以 TSL2561 芯片为例，说明 TSL256x 光强传感器的实际应用。

TSL2561 可以通过 I<sup>2</sup>C 总线访问，所以硬件接口电路非常简单。如果所选用的微控制器带有 I<sup>2</sup>C 总线控制器。则将该总线的时钟线和数据线直接与 TSL2561 的 I<sup>2</sup>C 总线的 SCL 和 SDA 分别相连，如果微控制器内部没有上拉电阻，则还需要再用 2 个上拉电阻接到总线上。如果微控制器不带 I<sup>2</sup>C 总线控制器，则将 TSL2561 的 I<sup>2</sup>C 总线的 SCL 和 SDA 与普通 I/O 口连接即可，但编程时需要模拟 I<sup>2</sup>C 总线的时序来访问 TSL2561，INT 引脚接微控制器的外部中断。硬件连接如图 2.1.15 所示。

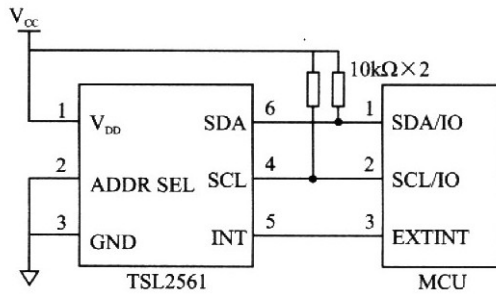


图2.1.15 TSL2561硬件连接

微控制器可以通过 I<sup>2</sup>C 总线协议对 TSL2561 进行读写。首先应发送器件地址，然后写命令寄存器来确定下一步操作的寄存器，再对相应的寄存器进行读写操作。由于完成寄存器操作后，会自动指向下一寄存器，所以对寄存器进行连续操作。对于 I<sup>2</sup>C 协议具体的读写时序，可以参考相关资料，在此不再赘述。TSL2561 的软件设计流程如图 2.1.16 所示。

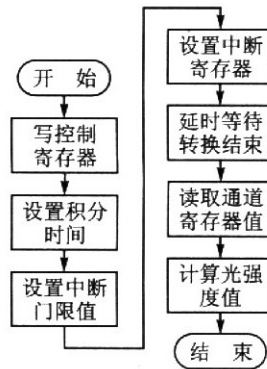


图2.1.16 TSL2561软件设计流程图

如下为使用 AVR 单片机 Atmega128 对 TSL2561 进行读写访问的部分头文件程序：

```

/*****TWI_M128.h*****/
#define BOTO 0x20
#define TSLADD 0x29
#define Vchar Vsigned char
#define Vnint Vsigned int

#include <math.h>

Vsigned int TSLCH0L;
Vsigned int TSLCH0H;
Vsigned int TSLCH1L;
Vsigned int TSLCH1H;

```

```

void TWI_init(void)
{
    PORTD |=1|(1<<1);
    DDRD &=~(1|(1<<1));
    TWBR=B0T0;
    TWSR |= (0<<TWPS1)|(0<<TWPS0);
    TWAR=0x00;
    TWCR=0x04;
}

```

```

void Start(void)
{
    TWCR |= (1<<TWINT)|(1<<TWSTA)|(1<<TWEN);
    while(!(TWCR&(1<<TWINT)));
    TWCR=0x04;
}

```

```

void Stop(void)
{
    TWCR|=(1<<TWINT)|(1<<TWSTO);
}

```

//向 TSL2561 写 1 个字数据，DATA1 写入命令字寄存器，DATA2 为写入其它寄存器

```
void Write_Word(Vchar DATA1,Vchar DATA2)
```

```

{
    Start();
    TWDR=(TSLADD<<1)|0;
    TWCR|=(1<<TWINT);
    while(!(TWCR&(1<<TWINT)));
    TWDR=DATA1;
    TWCR|=(1<<TWINT);
    while(!(TWCR&(1<<TWINT)));
    TWDR=DATA2;
    TWCR|=(1<<TWINT);
    while(!(TWCR&(1<<TWINT)));
}

```

//连续读取 TSL6521 四个数据寄存器值，并存于全局变量中等待处理

```

void Read_TSLDAT(void)
{
//主机以写方式寻址 TSL2561，指定下一步要操作的寄存器
Start();
TWDR=(TSLADD<<1)0;
TWCR|=(1<<TWINT);
while(!(TWCR&(1<<TWINT)));
TWDR=(0x80|0x0C);
TWCR|=(1<<TWINT);
while(!(TWCR&(1<<TWINT)));
//主机以读方式寻址 TSL2561，连续读出四个数据寄存器值
Start();
TWDR=(TSLADD<<1)|1;
TWCR|=(1<<TWINT);
while(!(TWCR&(1<<TWINT)));
TWCR|=(1<<TWINT)|(1<<TWEA);
while(!(TWCR&(1<<TWINT)));
TSLCH0L=TWDR;
TWCR|=(1<<TWINT)|(1<<TWEA);
while(!(TWCR&(1<<TWINT)));
TSLCH0H=TWDR;
TWCR|=(1<<TWINT)|(1<<TWEA);
while(!(TWCR&(1<<TWINT)));
TSLCH1L=TWDR;
TWCR|=(1<<TWINT)|(1<<TWEA);
while(!(TWCR&(1<<TWINT)));
TSLCH1H=TWDR;
}

```

//照度计算，该函数适用 TMB 封装 TSL2561

```

float LVX_CO(void)
{
float LVX,K,CH0,CH1;
int A;
CH0=TSLCH0L|(TSLCH0H<<8);
CH1=TSLCH1L|(TSLCH1H<<8);
K=CH1/CH0;
if(K<0.125)
    A=0;

```

```

else if(K<0.25)
    A=1;
else if(K<0.375)
    A=2;
else if(K<0.5)
    A=3;
else if(K<0.61)
    A=4;
else if(K<0.8)
    A=5;
else if(K<1.3)
    A=6;
switch(A)
{
case 0: LVX=CH0*(0.0304-0.0272*K);break;
case 1: LVX=CH0*(0.0325-0.0440*K);break;
case 2: LVX=CH0*(0.0351-0.0544*K);break;
case 3: LVX=CH0*(0.0381-0.0624*K);break;
case 4: LVX=CH0*(0.0224-0.031*K);break;
case 5: LVX=CH0*(0.0128-0.0153*K);break;
case 6: LVX=CH0*(0.00146-0.00112*K);break;
default: LVX=0;
}
return LVX;
}

```

//测试函数，返回照度值（单位：LVX）

Vnint Test()

```

{
float k, LVX;
k=322/11; //该值与 TSL2561 配置相关
Write_Word((0x80|0x01),0x10); //配置 TSL2561 增益与积分时间
delay_nms(10); //延时 n 毫秒程序
Write_Word((0x80|0x00),0x03);
delay_nms(40);
Read_TSLDAT();
Write_Word((0x80|0x00),0x00);
LVX=LVX_CO();
LVX=LVX*k;
}

```

```
retVrn((Vnint)LVX);  
}
```

## 2.1.2 温度传感器

温度传感器被广泛应用于社会的生产、科研和日常生活中，其数量高居各种传感器之首。温度传感器的经过近百年的发展，大致经历了以下三个阶段：传统的分立式温度传感器(含敏感元件)；模拟集成温度传感器/控制器；智能温度传感器。目前，国际上新型温度传感器正从模拟式向数字式、由集成化向智能化、网络化的方向发展。

### 一、热电阻

很多纯金属、合金和半导体的电特性会随温度的变化而变化。如热电阻、热电偶、热敏电阻等。所以人们利用这些对温度敏感的元件来测量温度。热电阻是中低温测量区中最常见的温度检测器，其测量精度高，性能稳定。其中铂热电阻的测量精度是最高的，它不仅广泛应用于工业测温，而且被用做定义国际温标 ITS-90 的第三温区。

#### 1. 热电阻测温原理及材料

热电阻测温是基于金属导体的电阻值随温度的增加而增加这一特性来进行温度测量的。热电阻大都由纯金属材料制成，目前应用最多的是铂和铜，此外，现在已开始采用钨、镍、锰和铑等材料制造热电阻。

#### 2. 热电阻的结构

(1) 装配式热电阻：通常由感温元件、安装固定装置和接线盒等主要部件组成，具有测量精度高，性能稳定可靠等优点。Pt100 铂热电阻在实际运用中最为广泛。

(2) 铠装式热电阻：铠装热电阻是由感温元件、引线、绝缘材料、不锈钢套管组合而成的坚固体，它的外径一般为 2~8mm。适宜安装在装配式热电阻无法安装场合。具有精确、灵敏、体积小、热响应时间快、机械性能好、使用寿命长等优点。

(3) 端面型热电阻：端面热电阻感温元件由特殊处理的电阻丝材绕制，紧贴在温度计端面，它与一般轴向热电阻相比，能更正确和快速地反映被测端面的实际温度，适用于测量轴瓦和其他机件的端面温度。

(4) 隔爆型热电阻：隔爆型热电阻通过特殊结构的接线盒，把其内部爆炸性混合气体因受到火花或电弧等影响而发生的爆炸局限在接线盒内，生产现场不会引起爆炸。隔爆型热电阻适用于具有爆炸危险场所的测量温度。

#### 3. 热电阻测温应用

铂是目前被公认制造热电阻的最好材料，其在氧化及高温环境中的物理、学性质非常稳定。铂热电阻具有精度高、稳定性好、性能可靠等特点，其测温范围一般为-200~850℃。铂热电阻的阻值与温度之间关系可用以下公式表示：

$$\text{温度在 } 0\sim 850^{\circ}\text{C 范围: } R_t=R_0(1+At+Bt^2)$$

$$\text{温度在 } -200\sim 0^{\circ}\text{C 范围: } R_t=R_0[1+At+Bt^2+C(t-100)^3]$$

式中： $R_t$ ——铂热电阻在温度为  $t^\circ\text{C}$  时的阻值；

$R_0$ ——铂热电阻在温度为  $0^\circ\text{C}$  时的阻值。分度号为 Pt100、Pt50 的铂热电阻的  $R_0$  分别为  $100\ \Omega$ 、 $50\ \Omega$ 。

A、B、C——常数， $A=3.940\times 10^{-3}/^\circ\text{C}$ ， $B=-5.802\times 10^{-7}/^\circ\text{C}$ ， $C=-4.274\times 10^{-12}/^\circ\text{C}$ 。

由于铂的价格比较昂贵，在测温较小范围下 ( $-50\sim 150^\circ\text{C}$ )，可选用铜热电阻。铜材料容易提纯，价格便宜，在上述温度范围内稳定性较好，阻值与温度线性度较好。只是电阻率较小、相对铂热电阻测量精度稍差。温度在  $-50\sim 150^\circ\text{C}$  范围内，铜热电阻的阻值与温度之间关系可用以下公式表示：

$$R_t=R_0(1+At^2+Bt^3+Ct^3)$$

从热电阻的测温原理可知，被测温度与热电阻阻值是一一对应关系，因此，由热电阻引出的导线电阻会给测温系统带来附加的系统误差。为消除导线电阻的影响一般采用三线制或四线制。(两线制：两根线及传输电源又传输信号,也就是传感器输出的负载和电源是串联在一起的，电源是从外部引入的，和负载串联在一起来驱动负载。 三线制：三线制传感器就是电源正端和信号输出的正端分离，但它们共用一个 COM 端。 四线制：电源两根线，信号两根线。电源和信号是分开工作的。)

在测量热电阻阻值时，流过热电阻的电流产生的焦耳热将造成一定的测温误差，所以应该保证流过热电阻的电流尽量小，一般小于  $10\text{mA}$ 。铂热电阻可做成喷涂式，以减少铂热电阻的热容，进而减少响应时间。

## 二、模拟集成温度传感器

模拟集成温度传感器在 20 世纪 80 年代问世，它采用硅半导体集成工艺，在一个芯片上完成温度测量及模拟信号输出，因此亦称硅传感器或单片集成温度传感器。模拟集成温度传感器的主要特点是功能单一(仅测量温度)、测温误差小、价格低、响应速度快、传输距离远、体积小、低功耗等，适合远距离测温、控温，不需非线性校准，外围电路简单。它是目前国内外应用最为普遍的一种集成传感器，典型产品有 AD590、AD592、TMP17、LM35 等。现以 AD590 为例对模拟集成温度传感器进行介绍。

AD590 是美国 AD 公司研制的一种电流输出型集成温度传感器。它是利用 PN 结正向电流与温度的关系的原理制成的，具有良好的互换性和性能稳定、使用方便、抗干扰能力强、输出阻抗高等优点。

### 1. AD590 的功能和特性

AD590 工作直流电压较宽，一般为  $4\sim 30\text{V}$ ，当电源电压由  $5\text{V}$  向  $10\text{V}$  变化时，其电流变化仅为  $0.2\ \mu\text{A}/\text{V}$ 。AD590 输出阻抗在  $10\text{M}\Omega$  以上，能大大减小因电源电压变动而产生的测温误差，输出电流信号传输距离可达到  $1\text{km}$  以上。AD590 最佳测温范围  $-55\sim 150^\circ\text{C}$ ，灵敏度为  $1\ \mu\text{A}/\text{K}$ ，共分 I、J、K、L、M 五档，其中 M 档精度最高，非线性误差为  $\pm 0.3^\circ\text{C}$ 。

AD590 输出电流与绝对温度成比例，相当于一个高阻抗的恒流源，可用以下公式表示：

$$I=K_T\cdot T_K$$

式中： $I$ ——输出电流，单位  $\mu\text{A}$ ；

$K_T$ ——标定因子，AD590 为  $1\ \mu\text{A}/\text{K}$ ；

$T_K$ ——开氏温度。

## 2. AD590的工作原理

AD590的内部电路如图2.1.17所示。它是利用 $\Delta V_{BE}$ 特性的集成PN结温度传感器，图中Q1~Q4起恒流作用，使左右两支路的集电极电流 $I_1$ 、 $I_2$ 相等。Q7、Q8、Q10为对称的Wilson电路，用来提高阻抗。Q5、Q12和Q10为启动电路，其中Q5为恒定偏置二极管。Q6可用来防止电源反接时损坏电路，同时也可使左右两支路对称。R1、R2为发射极反馈电阻，可用于进一步提高阻抗。C1和R4则可用来防止寄生振荡。R5、R6是薄膜工艺制成的低温度系数电阻，供出厂前调整之用。Q9、Q11是感温晶体管，它们的发射结面积比 $n=8:1$ ，Q10和Q11的发射结面积相等。该电路的设计使得Q9、Q10、Q11三者的发射极电流均为总电流I的1/3。

由b-e结电压与温度关系，可得Q9和Q11的发射结电压互相反极性串联后加在电阻R5和R6上的电压：

$$\Delta U_{BE} = \frac{KT}{q} \ln n$$

式中： K——波尔兹常数；  
 T——热力学温度；  
 q——电子电荷绝对值；  
 n——Q9、Q11发射结面积比，为8。

又因为R6上电流为I/3，R5上电流为-2I/3，所以：

$$\Delta U_{BE} = \frac{(R6 - 2R5) \cdot I}{3}$$

根据以上两式可知，只需利用激光修正R5、R6阻值，便可以使AD590的输出电流只与温度T有关，达到 $1\mu A/K$ ，而不受电源电压和导线电阻的影响。

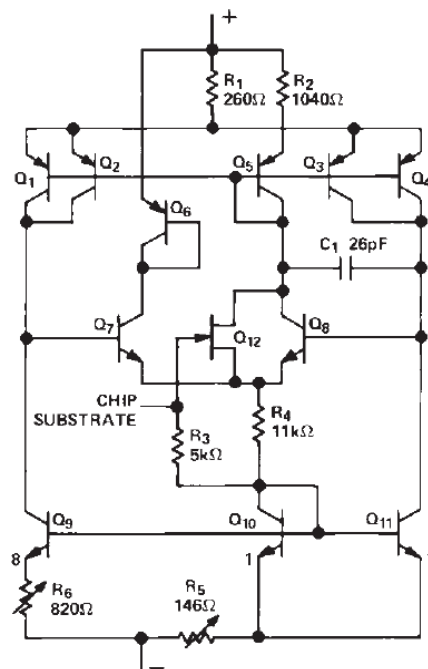


图 2.1.17 AD590 内部电路图

### 3. AD590 的基本应用

AD590 采用金属壳 3 脚封装，如图 2.1.18，其中 1 脚为电源正端+；2 脚为电流输出端-；3 脚为管壳 can，一般不使用。



图 2.1.18 AD590 封装

AD590 是电流输出型温度传感器，在应用时，一般应将电流转化成电压。其基本应用电路如图 2.1.19 所示，图中用  $960\Omega$  电阻和  $100\Omega$  可调电阻 R 与 AD590 串联，当它们调节到  $1K\Omega$  时，由于流过的电流与热力学温度成正比为  $1\mu A/K$ ，即可得到随温度变化的输出电压  $V_T=1mV/K$ 。而实际工作中误差，也可以通过调节 R 进行一定的修正。在实际测温系统中，还要对得到的电压信号进行放大、A/D 转换等处理。

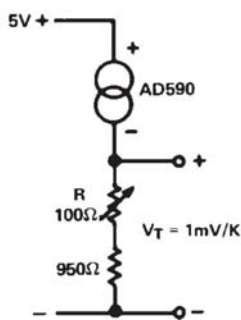


图 2.1.19 AD590 基本应用电路

## 三、数字温度传感器

数字温度传感器，也叫智能温度传感器，于 20 世纪 90 年代中期问世。它在内部集成了温度传感器、A/D 转换器、信号处理器、存储器(或寄存器)和接口电路，有的产品还带多路选择器、中央控制器(CPV)、随机存取存储器(RAM)和只读存储器(ROM)。新型数字温度传感器增加了更多功能，如实时时钟 (RTC)、EEPROM 存储器、故障排队(fAVltqVeVe)、障检测、寄生阻抗抵消(PArAsitic ResistAnce CAnceLLAtion)等。数字温度传感器具有高精度、高可靠性、高稳定性、高分辨率、高性价比等特点，而且使用简单方便，主要采用单线(1-Wire)总线、I<sup>2</sup>C 总线、SMBVs 总线和 SPI 总线通信，适配于各种微控制器(MCV)。现在数字温度传感器正向多通道、虚拟化、网络化方向快速发展。

DS18B20是最常用的数字温度传感器之一，它是美国DALLAS半导体公司推出的DS1820改进型产品。它采用单线通信，通过简单的编程便可以从其读出9~12位（二进制）数值的温度信息。下面以其为例介绍数字温度传感器。

### 1. DS18B20 的结构及特性

DS18B20有3脚TO-92封装和8脚SOIC两种封装，如图2.1.20。

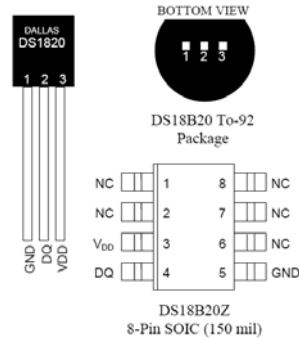


图 2.1.20 DS18B20 封装

其引脚功能如下：GND——地

DQ——数据输入/输出

V<sub>DD</sub>——可选电源

NC——未连接

DS18B20可采用外部供电或数据线供电两种方式，范围为3.0~5.5V。温度测量范围为-55~125℃，精度为±2℃，在-10~85℃范围内，其精度为±0.5℃。可编程为9~12位A/D转换精度，测温分辨率可达0.0625℃，被测温度用符号扩展的16位数字量方式串行输出。

DS18B20 内部结构主要由 4 部分组成：64 位 ROM、温度传感器、高速暂存 RAM 和一个非易失性的可电擦除的 E<sup>2</sup>RAM。

64 位 ROM 存储每个 DS18B20 的唯一的 64 位序列号。开始 8 位是产品类型的编号（28H）；接着 48 位是每个器件的唯一的序号；最后 8 位是前 56 位的循环冗余码校验码（CRC），由式子  $CRC=X^8+X^5+X^4+1$  确定。因此，DS18B20 可实现多点组网功能，即多个 DS18B20 可以并联在唯一的三线上，实现多点测温，可节省大量的引线和逻辑电路。

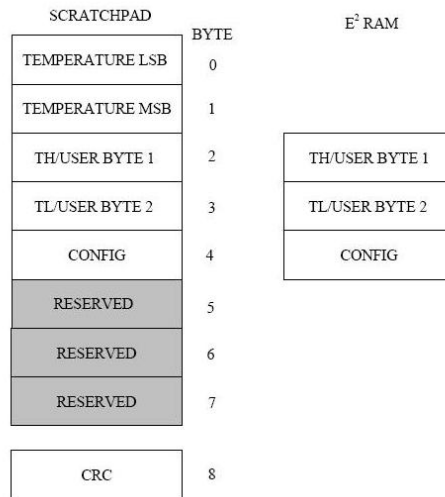


图 2.1.21 DS18B20 内部寄存器

高速暂存 RAM 和 E<sup>2</sup>RAM 的组织形式如图 2.1.21 所示。RAM 前两个字节存储测得的温度信息；2、3 字节存储温度告警上下限触发值；4 字节用于配置分辨率，如图 2.1.22，其

R1 和 R0 位决定了 A/D 转换位数。当数据被校验后，2~4 字节在被传送到 E<sup>2</sup>RAM 中，确保了更改 RAM 时数据的完整性。5~7 字节保留，被读回逻辑 1。8 字节为前 8 个字节的 CRC 值。

0	R1	R0	1	1	1	1	1
MSb			LSb				

R1	R0	分辨率	转换时间
0	0	9 bit	93.75 ms
0	1	10 bit	187.5 ms
1	0	11 bit	375 ms
1	1	12 bit	750 ms

图 2.1.22 分辨率配置

## 2. 单线通信

**复位和存在脉冲：**主机发送一个至少大于 480μs 低电平信号作为复位脉冲，然后释放数据线进入接收方式，数据线经上拉电阻呈高电平。在检测到上升沿后，从机等待 5~16μs 后发送 60~240μs 低电平信号作为存在脉冲。

**写时间片：**主机将数据线从高电平拉低产生写时间片，若写“1”则在 15μs 内拉高数据线。写时间片至少持续 60μs，因为从机在写时间片开始后 15~60μs 之间采样数据线，为高电平则写“1”，低平则写“0”。

**读时间片：**主机把数据线从高电平拉低并保持至少 1μs 产生读时间片。主机必须在 15μs 内释放数据线，并保持整个读时间片至少 60μs，因为在读时间片产生后 15~60μs 之间，从机将输出数据。

## 3. DS18B20 的应用

DS18B20 与微控制器的连接电路如图 2.1.23 所示。上图采用数据线供电，为保证 DS18B20 温度变换的准确性，当温度转换时，数据线必须提供足够功率，此时必须提供一个强上拉。而采用下图的外部供电，则不存在此问题。

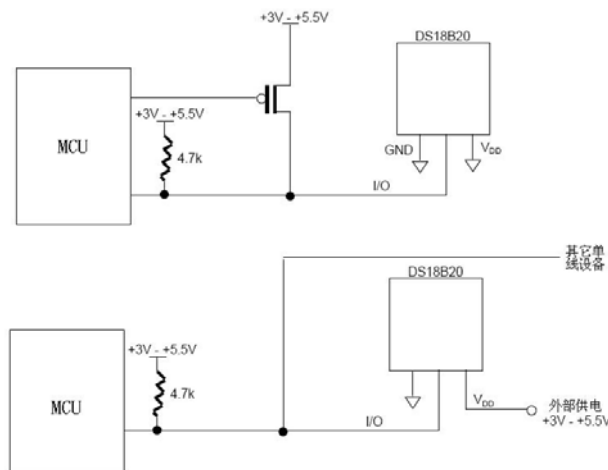


图 2.1.23 DS18B20 硬件连接图

DS18B20 操作流程为如下：

- (1) 初始化：主机发送复位脉冲，DS18B20 检测到后发送存在脉冲。
- (2) ROM 操作：主机在检测到 DS18B20 存在脉冲后，发送 ROM 如下的操作指令。
  - 读 ROM：主机发送 33H 读 ROM 指令，接下来便可以读出 DS18B20 的 64 位 ROM，当有多个从机时回产生数据冲突。
  - 符合 ROM：主机发送 55H 符合 ROM 指令，然后可以发送 DS18B20 的 64 位 ROM 值，与对应器件建立连接进行后续操作。
  - 跳过 ROM：主机发送跳过 ROM 指令 CCH，主机便可以跳过符合 ROM 操作直接访问器件，当多个器件连接是会产生数据冲突。
  - 搜索 ROM：在不知道单线总线上从机个数及其 64 位 ROM 时，主机可以发送指令 F0H，然后用消去处理来识别总线上所有从机的 64 位 ROM。
  - 告警搜索 ROM：指令为 ECH，功能与搜索 ROM 相同，只是仅在最近一次温度测量时出现告警是，DS18B20 才响应此命令。
- (3) 高速暂存 RAM 操作：其指令及操作如表 2.1.4 所示。

表 2.1.4 RAM 操作指令

操作	指令	说明	后续操作
温度变换	44H	启动温度变换	读温度变换状态： 忙=0，完成=1
读暂存存储器	BEH	读 RAM 值	读取 9 字节数据
写暂存存储器	4EH	向 RAM 的 2~4 字节写数据	写 3 字节数据
复制暂存存储器	48H	将 RAM 的 2~4 字节复制到 E <sup>2</sup> RAM	读复制状态： 忙=0，结束=1
重新调出 E <sup>2</sup> RAM	B8H	将 E <sup>2</sup> RAM 数值重新调入 RAM 中	读调入状态： 忙=0，就绪=1
读电源	B4H	读取器件供电状态	读供电状态： 数据线=0，外部=1

以下是 AVRmega128 单片机与 DS18B20 连接完成一次温度测量的程序，DS18B20 使用外部供电：

```
#define Vint Vsigned int
#define Vchar Vsigned char
//单片机数据输出
#define MCVTX DDRA|=(1<<0)
//单片机数据输入
#define MCVRX DDRA&=~(1<<0)
//单片机向数据线写 1
#define WDQ1 PORTA|=(1<<0)
//单片机向数据线写 0
```

```

#define WDQ0 PORTA&=~(1<<0)
//单片机读取数据线值
#define RDQ    PINA&(1<<0)

//延时 N Vs;
void delay_1820(Vint n)
{
    for(;n>0;n--)
        asm("nop");
}

//向 1820 写 1 位数据;
void W_bit_1820(Vchar x)
{
    MCVTX;                //单总线设为输出
    WDQ0;                 //产生写时间片，输出 0
    if(x==1)
        WDQ1;
    delay_1820(60);
    WDQ1;
}

//读 1820 的 1 位数据;
Vchar R_bit_1820(void)
{
    Vchar x;

    MCVTX;
    WDQ0;                 //产生读时间片
    delay_1820(2);
    WDQ1;                 //释放数据线
    delay_1820(13);
    MCVRX;
    x=RDQ;
    delay_1820(60);
    MCVTX;
    WDQ1;
    retVrn x;
}

```

```

//向 1820 写 1 字节数据:
void W_byte_1820(Vchar x)
{
    Vchar i;

    for(i=0;i<8;i++)
    {
        if(x&(1<<i))
            W_bit_1820(1);
        else
            W_bit_1820(0);
    }
}

```

```

//读取 1820 的 1 字节数据:
Vchar R_byte_1820(void)
{
    Vchar i,x,y=0;
    for(i=0;i<8;i++)
    {
        x=R_bit_1820();
        y+=(x<<i);
    }
    retVrn y;
}

```

```

//1820 初始化
Vchar init_1820(void)
{
    MCVTX;
    WDQ1;
    WDQ0;
    delay_1820(600);
    WDQ1;
    MCVRX;
    delay_1820(60);
    if((RDQ)==0)
        retVrn 1;
}

```

//存在脉冲，存在返回 1。

```

        else
            retVrn 0;
    }

//温度测量，返回温度的 16 位二进制补码
int tmp_test(void)
{
    Vint i,Tmp_L,Tmp_H;
    int Tmp
    init_1820();
    W_byte_1820(CCH);
    W_byte_1820(44H);
    for(i=2000;i>0;i--)
        delay_1820(1000);
    init_1820();
    W_byte_1820(CCH);
    W_byte_1820(BEH);
    Tmp_L=R_byte_1820();
    Tmp_H=R_byte_1820();
    Init_1820();
    Tmp=Tmp_L+(Tmp_H<<8);
    retVrn Tmp;
}

```

## 2.1.3 其它传感器

### 一、压力传感器

通常所说的压力传感器也包括压强传感器，主要用于测量接触力，广泛应用于各种工业自控环境。压力传感器的种类繁多，如电阻应变片压力传感器、半导体应变片压力传感器、压阻式压力传感器、电感式压力传感器、电容式压力传感器、谐振式压力传感器及电容式加速度传感器等。有直接测量压力的，例如电阻应变片传感器，也有测量压强，再通过受力面积换算为压力的，例如扩散硅压强传感器。

压阻式压力传感器是应用最为广泛压力传感器，它具有精度高、测量范围广、结构简单、价格便宜以及较好的线性和频率响应等特点。压阻式压力传感器主要由电阻应变片组成，多为金属电阻应变片和半导体应变片。将应变片通过特殊的粘和剂紧密的粘合在产生力学应变基体上，当基体受力发生应力变化时，电阻应变片也随之产生形变，使其阻值发生改变，从而使加在应变片上的电压发生变化。应变片在受力时产生的阻值变化通常较小，

一般都组成应变电桥，并通过后续的仪表放大器进行放大，再传输给处理电路。

压电压力传感器是利用石英、钛酸钡和酒石酸钾钠等压电材料的正压电效应制成。压电传感器不能用于静态测量，因为经过外力作用后的电荷，只有在回路具有无限大的输入阻抗时才得到保存。但实际情况并非如此，所以这决定了压电传感器只能测量动态的应力。压电式压力传感器既可以用来测量大的压力，也可以用来测量微小的压力。它在各个领域被广泛使用，如测量发动机内部燃烧压力与真空度，测量枪炮子弹在膛中击发瞬间的膛压的变化和炮口的冲击波压力，还有医学上的心室导管式微音器也是由压电压力传感器制成的。

## 二、超声传感器

超声传感器由超声发射和接收装置组成，也称为超声换能器。主要由压电晶体组成，发射装置利用其逆压电效应将电能转换为机械能，发射出超声波束；接收装置是利用其正压电效应，将压电晶体受到的声波声压转换为电能。超声传感器被广泛应用于工业、国防、生物医学等方面。

超声传感器分为透射式和反射式两种。前者的发射和接收装置分别位于被测物两侧，主要用于遥控器、防盗报警器和接近开关等。后者的发射和接收装置位于被测物同一侧，主要用于测距、测厚、液位料位测量、接近开关等。

超声测距传感器，以其信息处理简单、速度快和价格低廉，受到各领域测距的广泛欢迎。它采用反射式超声传感器，先由发射装置发射一束超声波，然后由接收装置接收经被测物返回的声波后，根据声波速度及发射接收时间便可以得到被测物距离等信息。该传感器已集成化，与MCV的接口较为简单，操作容易，性能稳定，并有不锈钢的保护罩，可以用于室内或者非恶劣的室外环境。

## 三、霍尔传感器

霍尔传感器是一种磁敏传感器，它利用霍尔效应原理将被测物理量转换为电势。霍尔传感器具有结构牢固，体积小，重量轻，寿命长，安装方便，功耗小，频率高，耐震动，不怕灰尘、油污、水汽及盐雾等的污染或腐蚀等特点。霍尔传感器由霍尔元件和霍尔电路组成，前者是一个简单的霍尔片，可由Ge、Si、InSb、GaAs、InAs、InAsP以及多层半导体异质结构量子阱等材料制作而成；后者是后续处理电路，他们被集成在同一芯片上。霍尔传感器按功能可分为霍尔线性器件和霍尔开关器件，霍尔线性器件的精度高、线性度好，输出模拟量；霍尔开关器件无触点、无磨损、输出波形清晰、无抖动、无回跳、位置重复精度高（可达 $\mu\text{m}$ 级），输出数字量。按被检测的对象的性质可将它们的应用分为直接应用和间接应用，前者是直接检测出受检测对象本身的磁场或磁特性；后者是在受检对象上人为设置的磁场，用这个磁场来作被检测的信息的载体，通过它，将许多非电、非磁的物理量例如力、力矩、压力、应力、位置、位移、速度、加速度、角度、角速度、转数、转速以及工作状态发生变化的时间等，转变成电量来进行检测。

## 2.2 信号调理电路

一个系统要对被控量进行各种控制就少不了采集各种数据，然后进行分析处理，最后输出控制量。来自传感器或输入设备的各种信号大多数都需要进行处理之后才能提供给 CPV 进行分析计算。据专家估计，信号调理部分成本几乎占整个系统硬件成本的 40% 左右。信号调理简单的说就是将待测信号通过放大、滤波等操作转换成采集设备能够识别的标准信号。是指利用内部的电路(如滤波器、转换器、放大器等)来改变输入的讯号类型并输出之。特别是工业信号有些是高压，过流，浪涌等，不能被系统正确识别，必须调整理清。关键的信号调理技术可以将数据采集系统的总体性能和精度提高 10 倍。

A/D 芯片只能接收一定范围的模拟信号，而传感器把非电物理量变换成电信号后，并不一定在这一范围内。传感器输出的信号有时还必须经放大、滤波、线性化补偿、隔离、保护等措施后，才能送 A/D 转换器；

D/A 转换器是将二进制数字量转换为电压信号，许多情况下还必须经 V/I 转换才能驱动电动阀等执行机构，有时候还必须经过功率放大、隔离等措施。

### 2.2.1 仪表放大器

当传感器把其它物理量转化为变化的电信号时，这种电信号通常都非常微弱并且可能参杂其它许多干扰信号(噪声)。为了放大测量来自传感器的信号我们常常使用仪表放大器，特别是在一些需要精确测量的场合。

#### 一、运算放大器与仪表放大器

那么仪表放大器与运算放大器有什么区别呢？首先，输入阻抗。仪表放大器的两个输入端阻抗平衡并且阻值很高，典型值  $\geq 10^9 \Omega$ 。而普通运算放大器的输入阻抗一般在  $10^6 \Omega \sim 10^{12} \Omega$  并且根据不同的电路设计阻抗值会更低。如图 2.2.1 所示运放电路其输入端 IN- 的输入阻抗值  $R_{in}=R_1$ 。

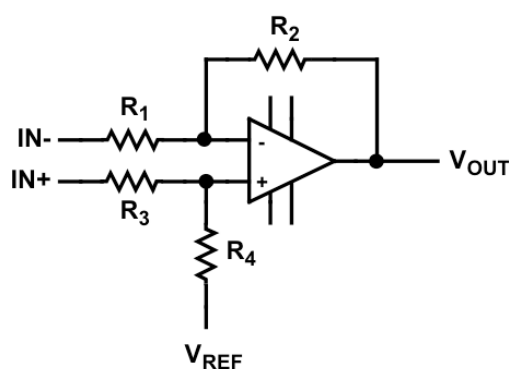


图 2.2.1 典型运放电路

其次，共模抑制（CMR）。这也是仪表放大器最重要的特性。输入运算放大器的信号通常包含差模信号和共模信号。差模信号是包含信息的有用信号而共模信号往往是我们需要滤除的信号。差模增益（ $A_D$ ）与共模增益（ $A_{CM}$ ）之比称为共模抑制比（CMRR），CMRR 可用下式表达：

$$CMRR = A_D \left[ \frac{V_{CM}}{V_{OUT}} \right] = \frac{A_D}{A_{CM}}$$

- 其中：  $A_D$ ——放大器差模增益；
- $A_{CM}$ ——共模放大增益；
- $V_{CM}$ ——呈现在放大器输入端的共模电压；
- $V_{OVT}$ ——当共模输入信号施加到放大器时呈现的输出电压。

CMR 是 CMRR 的对数表达形式，即：

$$CMR = 20\text{Log}_{10}CMRR$$

共模抑制比是衡量仪表放大器的重要指标。下面我们分别介绍运算放大器和仪表放大器的共模抑制情况。

如图 2.2.2 所示的运算放大器。输入信号含有共模信号  $V_{CM}$ ，由于采用了深度负反馈，有  $V_+ = V_- = V_{CM}$ ，由节点 A 可得方程：

$$\frac{V_{in}}{R1} = \frac{V_o \pm V_{CM}}{R2} \tag{式 2.2-1}$$

由式 2.2-1 可推得：
$$V_o = (V_{in} \times \text{Gain}) \pm V_{CM} \tag{式 2.2-2}$$

其中，
$$\text{Gain} = R2/R1$$

由式 2.2-2 可知共模增益为 1 而输入信号的放大倍数为  $R2/R1$ 。这种在增益方面的差异确实能按照信号电压的百分比对共模电压提供一些衰减。然而，共模电压依然出现在输出端并且它的存在降低了放大器的有效输出范围。

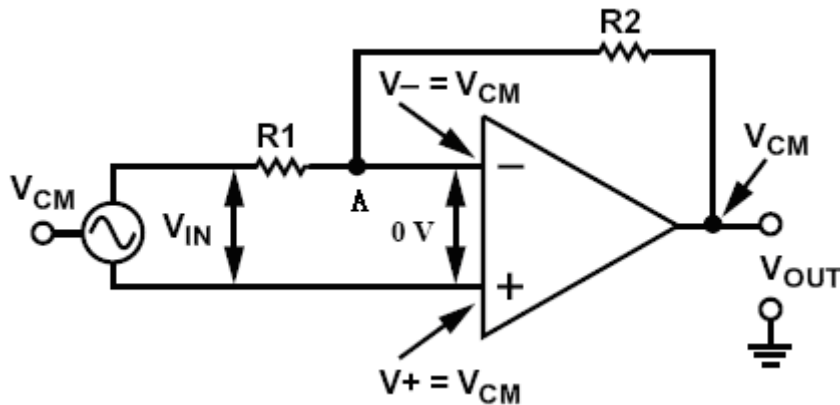


图 2.2.2 运算放大器共模抑制

再看仪表放大器，图2.2.3是由三个运放组成的仪表放大典型电路。通常，电阻R1~R6相等，输入信号同图2.2.2。增益表示为：

$$V_{in} = V_{AB} = IN_+ - IN_- \quad (式2.2-3)$$

$$\frac{V_{in}}{R_g} = \frac{V_{AB}}{R_5 + R_6 + R_g} \quad (式2.2-4)$$

$$V_o = (IN_+ - IN_-) \times \text{Gain} + V_{REF} \quad (式2.2-5)$$

$$\text{Gain} = \left(1 + 2R/R_g\right) \quad (式2.2-6)$$

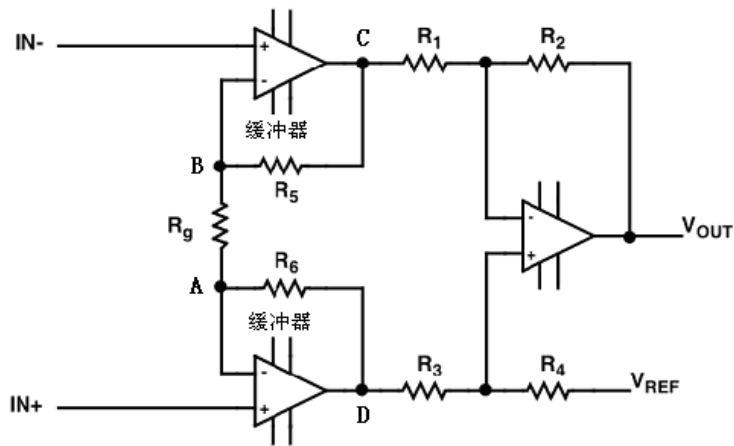


图 2.2.3 由运算放大器构成的仪表放大器

像运算放大器电路一样，仪表放大器的输入缓冲放大器以单位增益通过共模信号，放大信号电压。来自两个缓冲器的输出信号连接到该仪表放大器的减法器单元。在这里（通常以低增益或单位增益）放大差分信号，而衰减（典型值为 10,000 : 1 或以上）共模电压。对比以上两个电路，两者都提供信号放大（和缓冲）功能，但是由于仪表放大器的减法器单元的作用，仪表放大器抑制了共模电压。共模抑制比 CMRR 依然通过 R1、R2、R3 及 R4 之间的阻值匹配来设置，若需要获得高 CMRR，则需要超低容差的电阻或精密电阻进行调节。

虽然按照图 2.2.3 能用普通运算放大器搭出仪表放大器，但是实际结果却并不是很理想。即使使用 0.1% 的精密电阻也只能达到 48dB CMR，而现在一般的仪表放大器都能达到 80dB CMR。因此在很多时候我们还是选择单片成品仪表放大器。

## 二、单片仪表放大器

表 2.2.1 是 ADI 公司的部分仪表放大器。可以看出所有产品的共模抑制都在 80dB 以上，并且拥有很低的输入失调电压和温漂。下面以 AD8221 为例对单片仪表放大器加以介绍。

表 2.2.1 ADI 公司的部分仪表放大器

产品型号	特点	电源电流 (典型值)	CMRR = 10 (dB) (最小值)	输入失调电压 (最大值)	温漂 ( $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ ) (最大值)	RTI 噪声 $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ (G = 10)	输入偏置电流(nA) (最大值)
AD8221	精密, 高带宽	0.9 mA	100	60 $\mu\text{V}$	0.3	8	1.5
AD620	通用	0.9 mA	95	125 $\mu\text{V}$	1	16	2
AD8225	精密增益 = 5	1.1 mA	83	150 $\mu\text{V}$	0.3	45	1.2
AD622	低成本	0.9 mA	86	125 $\mu\text{V}$	1	14	5
AD621	精密增益	0.9 mA	93	250 $\mu\text{V}$	2.5	17	2
AD621	低成本, S.S.	375 $\mu\text{A}$	90	200 $\mu\text{V}$	2	35	25
AD627	低功耗, S.S.	60 $\mu\text{A}$	100	250 $\mu\text{V}$	3	42	10

注: S.S.=单电源

AD8221 是 ADI 公司 2003 年推出的一款高性能仪表放大器。这款仪表放大器基于传统的三运放结构 (图 2.2.4), 采用超小型 MSOP 封装并且拥有  $\pm 2.3\text{V} \sim \pm 18\text{V}$  宽电压供电, 一只外部电阻就能设定所需增益 ( $G=1 \sim 1000$ )。

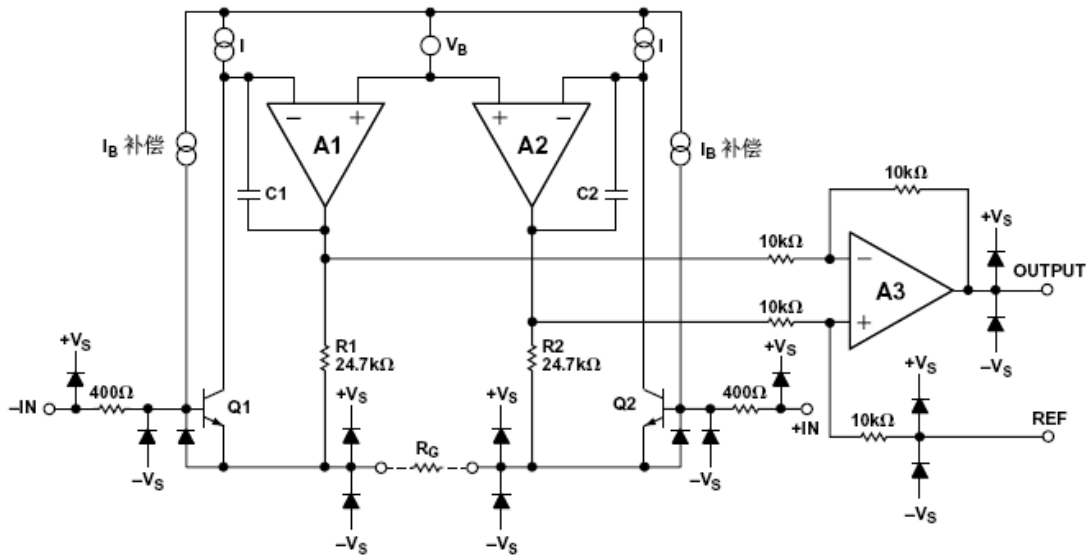


图 2.2.4 AD8221 内部原理图

AD8221 采用三极管输入 (AD8220 采用 JFET 输入)。Q1 和 Q2 在恒定电流偏置下, 任何差分输入信号 A1 和 A2 都能输出相应的电压。施加到输入端的信号产生一个通过  $R_G$ ,  $R_1$  和  $R_2$  的电流从而 A1 和 A2 输出正确的电压。从电路结构上, Q1、A1、 $R_1$  和 Q2、A2、 $R_2$  可视为精密电流反馈放大器。放大的差分信号和共模信号施加到差分放大器 A3, 它抑制共模电压, 输出差分电压。差分放大器具有低输出失调电压和低输出失调电压漂移。经过激光微调的电阻器允许高精度仪表放大器具有增益误差典型值小于 20ppm 并且 CMR 超过 90 dB ( $G = 1$ )。

AD8221 使用超  $\beta$  输入三极管和一个  $I_B$  补偿电路, 它可提供极高的输入阻抗, 低  $I_B$ , 低失调电流 ( $I_{OS}$ ), 低  $I_B$  漂移, 低输入  $I_B$  噪声, 以及  $8\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  极低电压噪声。AD8221 的

增益公式：

$$G = \frac{49.4K\Omega}{R_G} + 1 \quad (\text{式 2.2-7})$$

如此，仅仅使用一只外部的标准阻值的电阻就能够精确地设置 AD8221 的增益。除此之外 AD8221 采用独特的引脚排列使其拥有无与伦比的 CMR 技术指标，在 10 kHz ( $G = 1$ ) 条件下为 80dB，在 1 kHz ( $G = 1000$ ) 条件下为 110dB。平衡的引脚排列，如图 2.2.5 所示，减少了过去对 CMR 性能有不利影响的寄生效应。另外，新的引脚排列更加方便 PCB 布线，因为相关引脚都靠近在一起。

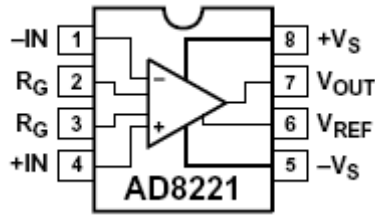


图 2.2.5 AD8221 的引脚排列（顶视图）

仪表放大器最普遍的应用是放大一个被噪声污染了的微弱信号。例如，一个来自麦克风的有效信号。频率为 1KHz，幅值为 20mV 并且含有一个 1.2V 的共模噪声。如果使用 AD8221 进行放大，设增益为 100，查数据手册可知 1KHz 时共模抑制比为 100dB，根据公式

$$CMRR_{dB} = 20 \log_{10} \frac{A_D}{A_{CM}} \quad (\text{式 2.2-8})$$

其中： CMRR——共模抑制比，单位为 dB；  
 $A_D$ ——差分信号放大倍数；  
 $A_{CM}$ ——共模信号放大倍数。

由式 2.2-7 解得  $A_{CM} = 10^{-3}$ ，则有：

$$v_{os} = A_D v_{is} = 100 \times 20mV = 2V \quad (\text{式 2.2-9})$$

$$v_{on} = A_{CM} v_{in} = 10^{-3} \times 1.2V = 1.2mV \quad (\text{式 2.2-10})$$

由此可见，经过 AD8221 放大之后淹没在噪声中的麦克风信号得到了有效的放大而噪声被衰减到了一个可以忽略的电平，仅仅为 1.2mV，而普通运算放大器是很难做到这点的。图 2.2.6 是由 AD8221 和 ADG1409 组成的可控增益放大电路。

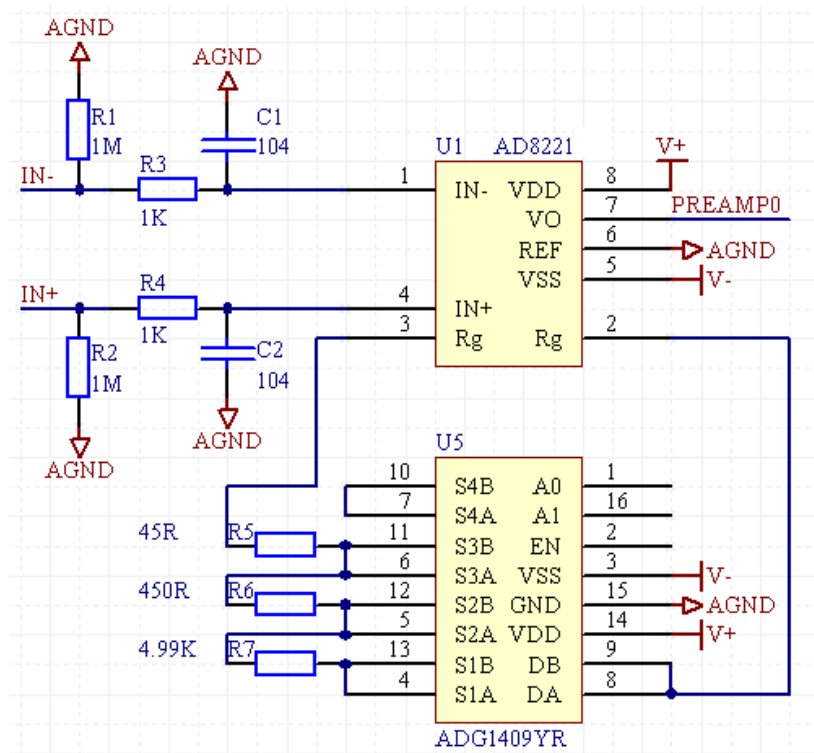


图 2.2.6 AD8221 可控增益放大电路

### 三、仪表放大器使用注意事项

#### 1. 供电方式

传统仪表放大器供电大多采用双电源或双极性电源。这具有允许正负输入摆幅和输出摆幅的明显优势。但是随着仪器小型化和便携式的发展，双电源供电就表现出越来越多的不足，于是出现了单电源供电的仪表放大器。对于单电源系统，仪表放大器的输入范围应当在正电源和负电源之间（或接地电压）。一般说来能够使用单电源供电的仪表放大器都能使用双电源供电并且所需供电电压比传统的仪表放大器低。

#### 2. 电源解耦

电源解耦是一个容易被忽视的重要细节。通常，使用旁路电容器（典型值为  $0.1 \mu\text{F}$ ）连接在每个 IC 的电源引脚和地之间。旁路电容应当根据实际的电流路径来确定。例如，大多数单片仪表放大器和运算放大器一样都有其以电源的一端或两端为参考端的积分器并且相对输出参考端解耦。那么仪表放大器电源引脚与参考端之间就应连接一个旁路电容器，如图 2.2.7 所示。

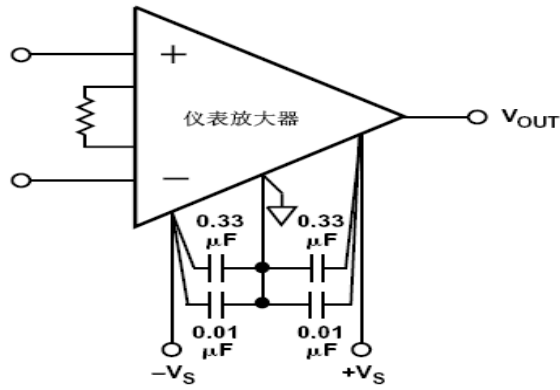


图 2.2.7 电源旁路解耦

### 3. 输入接地与交流耦合

当使用仪表放大器电路时需要注意的一个问题是要为仪表放大器的输入偏置电流提供一个 DC 返回路径。这通常发生在当仪表放大器的输入是容性耦合时（如图 2.2.8）所示电路。因为没有输入偏置电流的 DC 回路偏置电流会对电容器 C1 和 C2 充电直到仪表放大器的输出达到电源电压或地电位。

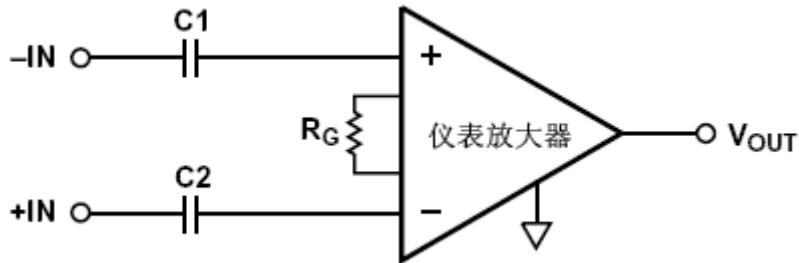


图 2.2.8 无 DC 回路耦合电路（此电路不能工作）

解决上述问题的方法是在每个输入端和地之间添加一个高阻值电阻器（R1, R2），如图 2.2.9 所示。

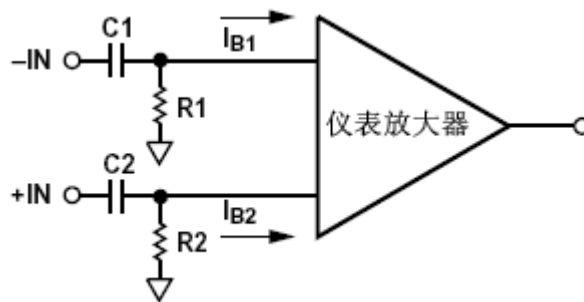


图 2.2.9 为每个输入端提供一个 DC 回路

### 4. 输入保护

当发生 ESD 和 DC 过载时，如果放大器的增益设置较低（ $R_G$  较小）则放大器的输入电流就会超过仪表放大器所允许的最大输入电流（如 AD8221 最大输入电流为 6mA）对放大

器造成损坏。最简单的方法是使用限流电阻和外接二极管对输入进行保护如图 2.2.10 所示。但是，需要注意二极管的泄漏电流，如果二极管的泄漏电流太大就会在仪表放大器的输出端产生很大的失调误差；这种漏电流与温度呈指数关系增加。

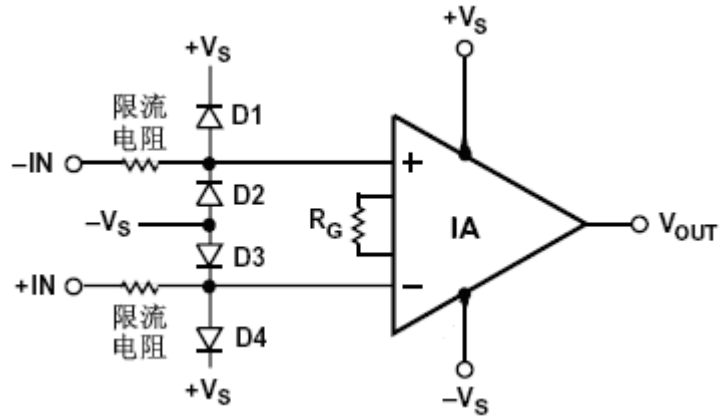


图 2.2.10 仪表放大器的输入保护

## 2.2.2 差分 ADC 及其驱动

### 一、差分信号

所谓差分信号是相对于单端信号而言的，因为从严格意义上来讲所有的信号都是差分的。在一个系统里，'地'被用作电压基准点，当'地'作为电压测量基准时，这种信号规划被称之为单端的。相对应的差分信号作用在两个导体上，信号值是两个导体间的电压差，也就是说差分信号是用一个数值来表示两个物理量之间的差异。

将差分信号围绕摆动的平均电压设置成为差分对的‘零’点，用  $V_+$  和  $V_-$  来表示两导体，当  $V_+ > V_-$  时，信号定义成正极信号，当  $V_+ < V_-$  时，信号定义成负极信号。由此不难得出当两导体信号变化范围都在  $0 \sim 5V$  时我们可以得到最大  $\pm 5V$  的差分信号。这在测量微小信号时是十分有用的，不但如此差分信号对外部电磁干扰 (EMI) 还有高度的免疫作用。因为一个干扰源几乎相同程度地影响差分信号对的每一端。既然电压差异决定信号值，这样将忽视在两个导体上出现的任何同样干扰。

### 二、差分 ADC

#### 1. 24 位信号调理 ADC——AD7714

AD7714 是美国 AD 公司推出的一种高分辨率 24 位模数转换器件。由于 AD7714 采用了  $\Sigma-\Delta$  转换技术使其拥有小于  $150 \text{ nVrms}$  的低噪声，适用于宽动态范围、低频信号的模拟前端测量。器件可以被配置为 3 个完整的差分输入或者 5 个准差分输入，采用 3V 或 5V 供电可以很容易的实现多达 5 个通道的信号调理和转换。

##### (1) AD7714 各引脚功能

AD7714 有 DIP、SOIC、SSOP 等多种封装形式，下面以最常见 DIP 封装加以介绍。

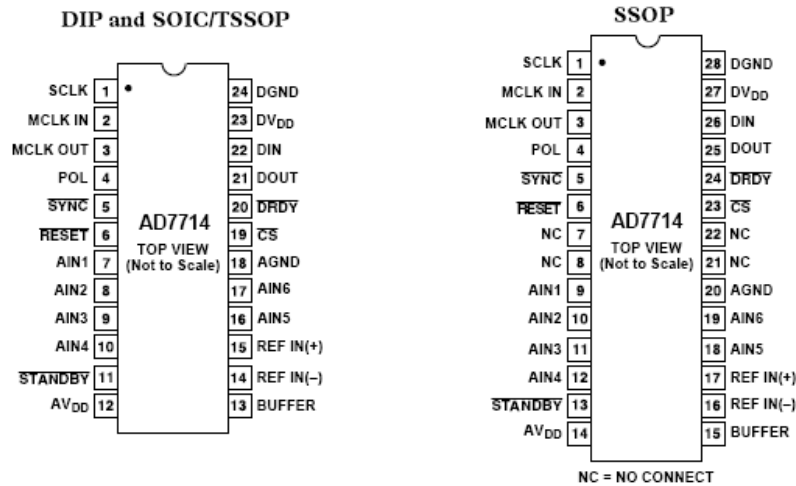


图 2.2.11 AD7714 引脚图

AD7714 的引脚功能如表 2.2.2 所示：

表 2.2.2 AD7714 的引脚功能

引脚	名称	功能说明
1	SCLK	串行时钟。用于对 AD7714 读写数据。
2	MCLK IN	器件主脉冲信号。规定时钟输入频率为 1MHz 或 2.4576MHz
3	MCLK OVT	主脉冲信号。主时钟为石英晶体是，石英晶体连接在 2、3 脚之间
4	POL	时钟极性。逻辑输入。当此为低电平时，数据传送操作中串行时钟的第一个跳变是从低电平到高电平，且在数据传送之间串行时钟应闲置为低电平；当此为高电平时，数据传送操作中串行时钟的第一个跳变是从高电平到低电平，且在数据传送之间串行时钟应闲置为高电平。
5	SYNC	逻辑输入端，使用多个 AD7714 时，用于数字过滤器和模拟调制器的同步。不影响数字接口，也不复位 DADY
6	RESET	复位端
7	AIN1, 2, 3, 4	模拟输入通道 1, 2, 3, 4。当于 AIN6 一起使用时作为准差分输入端；AIN1 (+) 与 AIN2 (-) 一起使用时作为差分输入端。同理 AIN3 三和 AIN4。
8		
9		
10		
11	STANDBY	逻辑输入。用于关断模拟和数字电路，降低功耗 (5μA)
12	AVDD	模拟电源
13	BVFFER	缓冲器选择端
14	REFIN(-)	基准输入端
15	REFIN(+)	基准输入端
16	AIN5	模拟输入端；可编程增益模拟输入端；与 AIN6 一起作差分输入端。

17	AIN6	模拟输入通道 6。在准差分模式下，做 AIN1 和 AIN4 的基准点。
18	AGND	模拟地
19	$\overline{\text{CS}}$	片选
20	$\overline{\text{DRDY}}$	逻辑输入端。此输入端的逻辑低电平表示 AD7714 数据寄存器有新的输出字可供使用。全部输出字读操作完成时，DRDY 引脚将返回高电平。DRDY 也用于指示 AD7714 何时已完成片内校准时序。
21	DOVT	串行数据输出
22	DIN	串行数据输入
23	DVDD	数字电源
24	DGND	数字地

(2) 片内寄存器

①通信寄存器。所有与器件的通信必须从对通信寄存器的写操作开始。它控制通道的选择，决定下一个操作是读或写，还决定下一个读或写操作访问哪一个寄存器。一旦完成对所选择寄存器的读或写操作，接口便返回对通信寄存器的写操作状态。AD7714 上电之后，它就等待写通信寄存器。

0/DRDY	RS2	RS1	RS0	R/W	CH2	CH1	CH0
--------	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----

0/DRDY 位标记对通信寄存器的读或写操作，写入 0 表示写通信寄存器，读通信寄存器时，这位表示 AD7714  $\overline{\text{DRDY}}$  的状态，即与  $\overline{\text{DRDY}}$  输出引脚相同；RS2~RS0 为寄存器选择位（见表 2.2.3），这三位选择将对 8 个片内寄存器中哪一个发生下一次的读或写操作；R/W 位的值表示对被选择寄存器的操作是读或写；CH2~CH0 代表通道选择。

表 2.2.3 寄存器选择

RS2	RS1	RS0	寄存器	寄存器位数
0	0	0	通信寄存器	8 位
0	0	1	模式寄存器	8 位
0	1	0	滤波器高寄存器	8 位
0	1	1	滤波器低寄存器	8 位
1	0	0	测试寄存器	8 位
1	0	1	数据寄存器	16 位或 24 位
1	1	0	零刻度校准寄存器	24 位
1	1	1	满刻度校准寄存器	24 位

CH2~CH0 的通道选择情况如表 2.2.4 所示，上电复位后值为 4，即选择差分对 AIN1 和 AIN2。

表 2.2.4 通道选择

CH2	CH1	CH0	AIN(+)	AIN(-)	类型	校准寄存器对
0	0	0	AIN1	AIN6	准差分	寄存器对 0
0	0	1	AIN2	AIN6	准差分	寄存器对 1
0	1	0	SIN3	AIN6	准差分	寄存器对 2

0	1	1	AIN4	AIN6	准差分	寄存器对 2
1	0	0	AIN1	AIN2	全差分	寄存器对 0
1	0	1	AIN3	AIN4	全差分	寄存器对 1
1	1	0	AIN5	AIN6	全差分	寄存器对 2
1	1	1	AIN6	AIN6	测试模式	寄存器对 2

②模式寄存器 (RS2~RS0=0,0,1)。其决定芯片的校准模式和放大增益。

MD2	MD1	MD0	G2	G1	G0	B0	FSYNC
-----	-----	-----	----	----	----	----	-------

MD2~MD0 的值代表芯片的不同工作模式，分别为正常(MD2~MD0=000)、自校准(MD2~MD0=001)、零刻度系统校准(MD2~MD0=010)、满刻度系统校准(MD2~MD0=011)、系统失调校准(MD2~MD0=100)、背景校准(MD2~MD0=101)、零刻度自校准(MD2~MD0=110)、满刻度自校准(MD2~MD0=111)8 种模式；G2~G0 为增益设置位；B0 为烧断电流 (bVrnoVt cVrrent)，此位为 0 时，断开片内的烧断电流，这是此位的缺省（上电或复位）状态，若此位为 1，将激活烧断电流，当它有效时，烧断电流连接至所选择模拟输入对；FSYNC 为滤波器同步位。

③滤波器寄存器。AD7714 内部有两个 8 位滤波器寄存器。

滤波器高寄存器	B/V	WL	BST	ZERO	FS11	FS10	FS9	FS8
滤波器低寄存器	FS7	FS6	FS5	FS4	FS3	FS2	FS1	FS0

B/V 为设置双极性或单极性工作位，为 0 选择双极性工作；为 1 选择单极性工作。WL 为 AD 转换位数，0 选择 16 位方式；1 选择 24 位方式。BST 为电流提升位，当  $f=2.4576\text{MHz}$  且增益在 8~128 时，该位置“1”才能保证器件正常工作。此时 ZERO 必须设置为 0。FS11~FS0 为滤波参数选择，编程到这些位的 12 位数据决定片内滤波器的截止频率。

④测试寄存器 (RS2~RS0=1,0,0)。测试器件时用。

⑤数据寄存器 (RS2~RS0=0,0,1)。它是一个只读寄存器，储存最新的 A/D 转换结果。可编程为 16 位或 24 位，这取决于模式寄存器中的 WL 位。

⑥零刻度校准寄存器。AD7714 内部包含 3 个零刻度校准寄存器，每个均为 24 位读/写寄存器。在全差分输入模式下，每个通道有一个对应的零刻度校准寄存器。

⑦满刻度校准寄存器。AD7714 内部包含 3 个满刻度校准寄存器，每个均为 24 位读/写寄存器。在全差分输入模式下，每个通道有一个对应的满刻度校准寄存器。上电复位后，满刻度寄存器为 5761ABH。

### (3) AD7714 使用注意事项

①输入信号处理。由于器件采用+5V 单电源供电，因此当输入信号在正负波动时我们需要将信号抬升。比如，信号在-2.5V~+2.5V 之间，那么我们需要将信号抬升到 0~5V 之间。采用差分 AIN1 和 AIN2 作为输入，为了还原差分信号我们在 AIN2 接入+2.5V 的基准源，这样得到以 7FFFFFFF 为零点的数字量。

②当开启缓冲器是需注意所测信号的幅值范围。因为使用缓冲器将使信号略有降低。

③使用聚苯乙烯或聚丙烯漏电流小的电容作为基准源的旁路电路和去藕电容。

- ④增加肖特基二极管和限流电阻保护 AD7714 的模拟输入端，防止器件的损毁。
- ⑤模拟地和数字地在电源地一点接地。
- ⑥通过配置 AD7714 内的寄存器消除零点和满度误差。
- ⑦在画 PCB 时器件下面最好不要走数字信号线，尽量用模拟地敷铜。
- ⑧片内滤波器为低通滤波器。

(4) AD7714 与单片机的接口

AD7714 与 CPV 的连接十分简单，其串行接口包括 5 个信号：CS、SCLK、DIN、DOVT 和 DRDY。如果把 CS 接地然后通过查询通信寄存器 MSB 获得 DRDY 的状态就可以让器件工作在 3 线模式，设置片内各个寄存器就可以控制 AD7714 的各种功能。

在可能的情况下，AD7714 尽量使用两路隔离电源分别给 AD7714 的模拟电源和数字电源供电，两路隔离电源的地一点在 AD7714 的芯片正下方电路板上连接。

在要求不是特别高的情况下，也可以采用单路电源供电。图 2.2.12 是 AD7714 的单路电源供电设计，将模拟地和数字地使用 0Ω 电阻 R3 连接再由 0Ω 电阻 R4 连接到系统地，从而起到隔离作用。

图 2.2.13 是 AD7714 的一种连接。关闭了内部缓冲器，使用差分输入：SIG-POS 为信号正极，SIG-NEG 为信号负端。AD-DIN、AD-DOVT、AD-DRDY、AD-SCK、AD-SRT 分别与 MCV 端口相连。

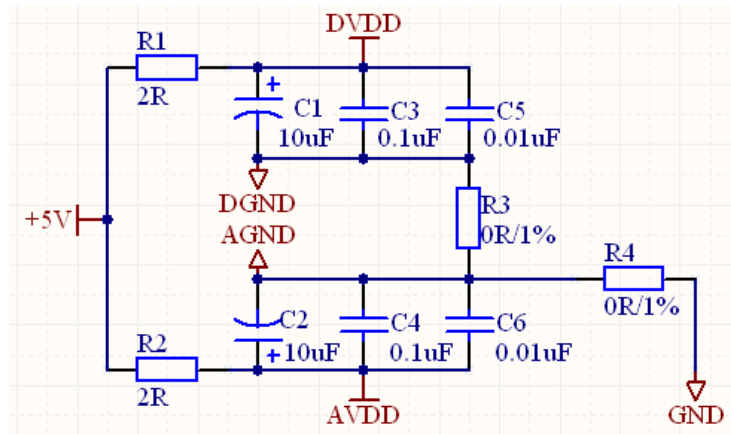


图 2.2.12 AD7714 的供电设计

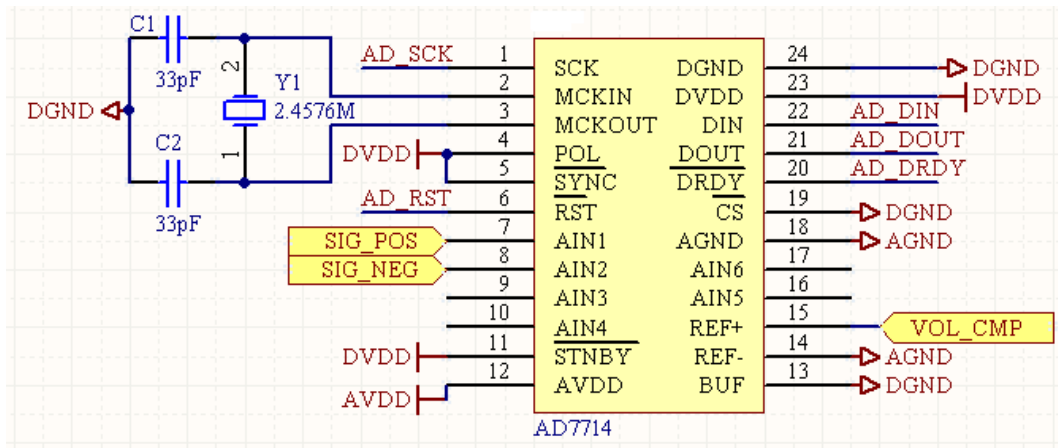


图 2.2.13 AD7714 的硬件连接

(5) AD7714 的驱动

AD7714 的读写时序如图 2.2.14、2.2.15 所示。

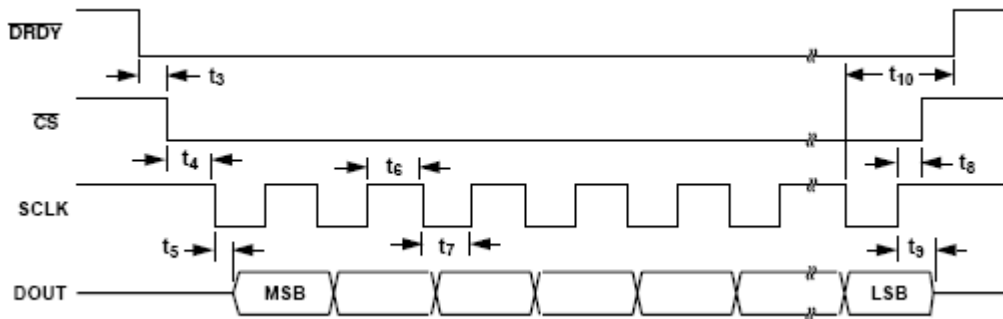


图 2.2.14 读周期时序图 (POL=1)

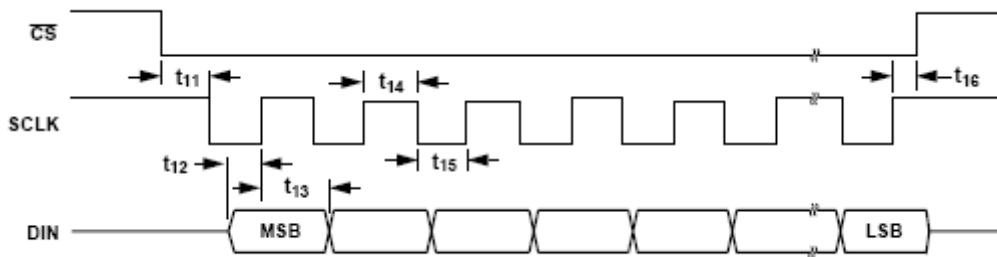


图 2.2.15 写周期时序图 (POL=1)

下面是 AD7714 的驱动程序 (包括寄存器的初始化), 程序中采用了宏定义便于访问:

```

/*****
//communication register definition
#define CMN_REG    0x00 //通信寄存器
#define MOD_REG    0x10 //模式寄存器

```

```

#define FLT_H_REG  0x20 //滤波器高寄存器
#define FLT_L_REG  0x30
#define TST_REG    0x40 //写测试寄存器
#define DATA_REG  0x50 //数据寄存器
#define ZERO_CAL_REG  0x60 //访问零刻度寄存器
#define FVLL_CAL_REG  0x70 //访问满刻度寄存器

#define CHA_AIN16  0x00 //通道选择
#define CHA_AIN26  0x01
#define CHA_AIN36  0x02
#define CHA_AIN46  0x03
#define CHA_AIN12  0x04
#define CHA_AIN34  0x05
#define CHA_AIN56  0x06
#define CHA_AIN66  0x07

/*****/
//filter high register definition
//defaVlt is bipolar inpVt Vin +-Vref;
//Vnipolar inpVt voltage is 0--Vref;
#define VNI_POLAR  0x80 //单极性工作
#define BI_POLAR   0x7f //双极性工作
//defaVlt Word length is 16
#define WL_24      0x40 //24 字长
//如果 f=2.4576M 且 gain>8,必须使能电流增强功能
#define CVR_BOOST  0x20 //电流增强

//与每秒的扫描点数有关 SCAN_PT
//setting defaVlt filter notch frequency is 1.01khz,so code is 19;
//this code mVst between 19-4000
//Fnotch=Fclk/128/N,=2457600/128/N
//N=2457600/128/Fnotch;
#define FILTER_CODE  192

/*****/
//mode register definition
#define NORM_MODE    0x00 //模式选择
#define SELF_CAL     0x20
#define ZERO_SYS_CAL 0x40
#define FVLL_SYS_CAL 0x60
#define SYS_CAL      0x80

```

```

#define BACK_CAL          0XA0
#define ZERO_SELF_CAL    0xc0
#define FVLL_SELF_CAL    0XE0
#define GAIN_1           0x00 //增益设定
#define GAIN_2           0x04
#define GAIN_4           0x08
#define GAIN_8           0x0C
#define GAIN_16          0x10
#define GAIN_32          0x14
#define GAIN_64          0x18
#define GAIN_128         0x1C
#define BVRN_OVT        0x02 //烧断电流，判断传感器是否存在
#define FSYNC           0x01 //滤波器同步
/*****/

void InitAdc(Vint8 cha,Vint8 gain,Vint16 filter_code);
void WriteAdcReg(Vint8 cmd);
void ReadAdcReg8(Vint8 * dst_reg,Vint8 length);

//寄存器初始化
void InitAdc(Vint8 cha,Vint8 gain,Vint16 filter_code)
{
    //First of all,to reset the AD7714;
    //EXT_INT0_OFF;//关闭 nDRDY 外部中断
    nAD_RST=HIGH;//复位 AD7714
    delay_nms(1);
    nAD_RST=LOW;
    delay_nms(1);
    nAD_RST=HIGH;
    WriteAdcReg(FLT_H_REG|cha);//写滤波寄存器的高子节，陷波频率为 1K
    WriteAdcReg(WL_24|(filter_code>>8));//写配置为极性模式，24 位数据输出
    WriteAdcReg(FLT_L_REG|cha);
    WriteAdcReg((filter_code&0x00ff));
    WriteAdcReg(MOD_REG|cha);
    WriteAdcReg(SELF_CAL|gain);
    //EXT_INT0_ON;
}

//写寄存器

```

```

void WriteAdcReg(Vint8 cmd)
{
    Vint8 i=0;
    while(nDRDY);
    AD_SCK=HIGH;
    for(i=0;i<8;i++)
    {
        AD_SCK=LOW;
        delay_nVs(3);
        if(((cmd<<i)&0x80)==0x80)
            AD_DOVT=HIGH;
        else
            AD_DOVT=LOW;
        delay_nVs(3);
        AD_SCK=HIGH;
        delay_nVs(6);
    }
}

//读寄存器
void ReadAdcReg8(Vint8 * dst_reg,Vint8 length)
{
    Vint8 i=0,j=0;
    Vint8 temp=0;
    AD_SCK=HIGH;
    for(i=length;i>0;i--)
    {
        temp=0;
        for(j=8;j>0;j--)
        {
            AD_SCK=LOW;
            delay_nVs(6);
            AD_SCK=HIGH;
            if(AD_DIN)
                temp|=(1<<(j-1));
            delay_nVs(6);
        }
        *(dst_reg+i-1)=temp;
    }
}

```

}

除了 AD7714 以外还有 AD7705, AD7731, AD7631 等差分 ADC, 它们和 AD7714 比较类似, 这里就不再作具体介绍。

## 2.3 电机

在电气时代的今天, 电动机一直在现代化的生产和生活中起着十分重要的作用。无论是在工农业生产, 交通运输, 国防, 航空航天, 医疗卫生, 商务与办公设备, 还是在日常生活中的家用电器, 都大量的使用着各种各样的电动机。

对电动机的控制可分为简单控制和复杂控制两种。简单控制是指对电动机进行启动, 制动, 正反转控制和顺序控制。这类控制可通过继电器, 可编程控制器和开关元件来实现。复杂控制是指对电动机的转速, 转角, 转矩, 电压, 电流等物理量进行控制, 而且有时需要非常精确的控制。

电机主要有: 直流电动机, 交流电动机, 步进电动机等。其中交流电机的供电电压是交流电, 因此使用较为方便不需要像直流电动机和步进电动机那样, 需要专门设计直流稳压电源, 减小了交流电转换为直流电的损耗, 但由于其调速电路较难, 通常广泛应用与各种简单控制的工业场合和复杂控制的大功率驱动场合。而直流电动机和步进电动机的调速较为简单, 因此广泛应用于中小功率的需要复杂控制的场合。其中步进电动机其步进的特点, 尤其适合于需要精密的位置控制的场合。本节主要介绍常用直流电机、步进电动机以及舵机的原理、工作特性和驱动方法。

### 2.3.1 直流电机及其驱动

直流电机包括有刷电机、无刷电机、空心杯等种类, 它们的原理都基本相同, 都是利用电和磁的相互作用来实现机械能与电能的相互转换。也有线圈固定不动, 励磁装置旋转的, 称为外转子电机。许多电动模型上使用的大功率无刷电动机即为外转子电机。其好处是惯量较大, 运转平稳, 并且由于外壳旋转, 容易实现更好的散热。

#### 一、直流电机

##### 1. 直流有刷电机

图 2.3.1 表示一台最简单的两极直流电机模型。其中固定部分有磁铁, 这里称作主磁极; 固定部分还有电刷。转动部分有环形铁心和绕在环形铁心上的绕组。它的固定部分(定子)上, 装设了一对直流励磁的静止的主磁极 n 和 s, 在旋转部分(转子)上装设电枢铁心。定子与转子之间有一气隙。在电枢铁心上放置了由 a 和 x 两根导体连成的电枢线圈, 线圈的首端和末端分别连到两个圆弧形的铜片上, 此铜片称为换向片。换向片之间互相绝缘, 由

换向片构成的整体称为换向器。换向器固定在转轴上，换向片与转轴之间亦互相绝缘。在换向片上放置着一对固定不动的电刷 b1 和 b2，当电枢旋转时，电枢线圈通过换向片和电刷与外电路接通。

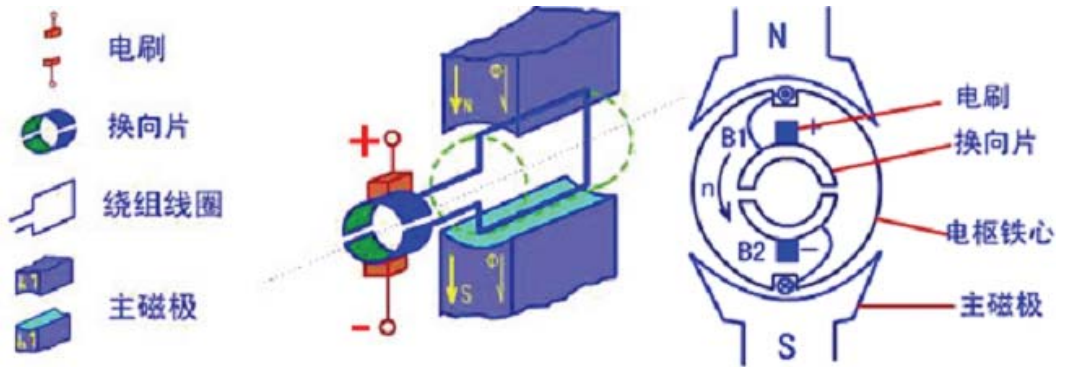


图 2.3.1 直流有刷电机模型

上面仅仅是一个理论上的直流有刷电机模型。实际的直流有刷电机结构如下，图 2.3.2 所示：

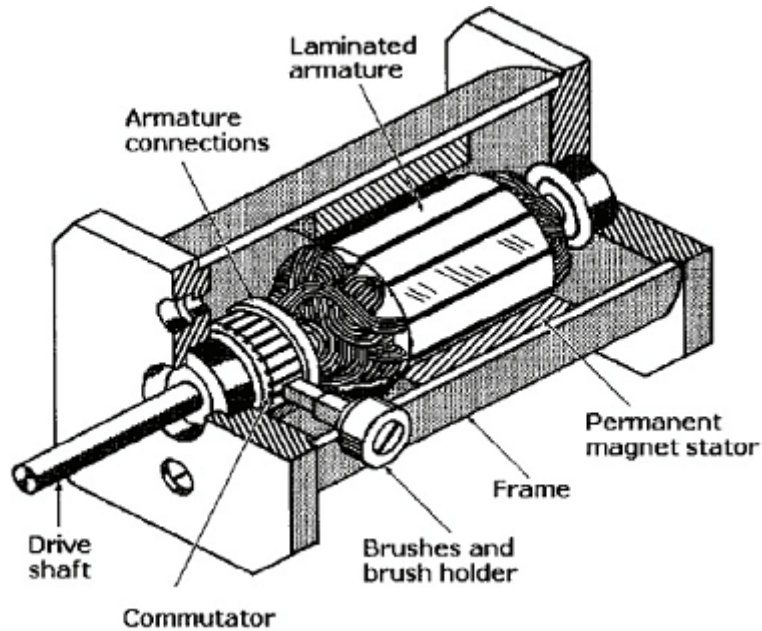


图 2.3.2 直流有刷电机

直流有刷电机的转速是与电压成正比的，而转矩是与电流成正比的。对于同一台直流有刷电机，电压、速度、转矩这三者之间的关系大致可以用下图来表示：

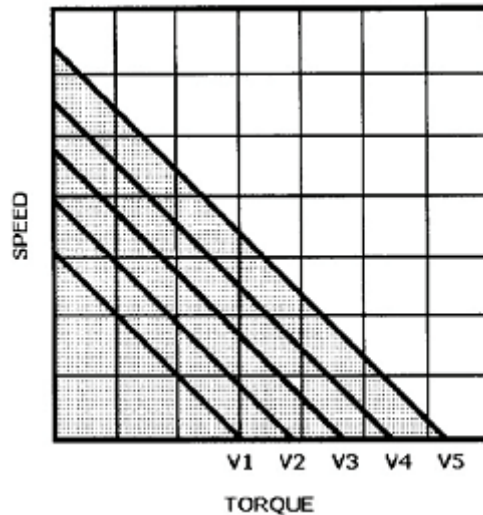


图 2.3.3 直流有刷电机的转速特性

其中 V1~V5 代表 5 个不同的电压，V1 最低，V5 最高。可以看到，在相同的电压下，速度越低，转矩越大；在相同的转矩下，电压越高，速度越大；在相同的速度下，电压越高，转矩越大。但是电压并非越高越好。一般直流电机是额定电压从 3V~24V。再大一些是 30V 或更大。不能让你的额定 6V 的电机工作在 100V，那样就可能会损坏电机了。直流电机在额定电压下工作效率最高。如果电压值过低，它就不会工作；如果电压过高，它将过热，线圈将会熔化。因此一般尽可能采用接近电机额定的电压。

对于所有的电路来说，一定要注意电流。太小不能工作，太大也会彻底毁坏。在买电机时你一定要注意两个电流额定值问题。第一个是工作电流，这是电机工作在预期一般转矩时电流的平均值，该值乘以额定电压就得到电机运行的平均功率。另一个需要注意的电流额定值是堵转电流，就是你起动电机但转矩不足以致它转动。这时电机工作的最大电流，因而也是最大功率。所以你设计好全部的电路，能处理这样的停转电流。此外，如果你打算长时间运转电机，或者在高出额定电压工作时，最好给电机加上散热槽避免线圈融化。

对于直流电机在改变方向时的特殊情况。为使电机反转，你必须同样反接电压。可是电机已建立了抵抗这种电压改变的感应电动势。因此在短时期内改变电机转向，将会有很大的功率峰值。电压达到工作电压的两倍，电流也会至停转电流。有必要考虑设计合适的功率调节电路，处理任意的电压峰值。

在购买直流电机时，要注意有关转矩两个额定值。第一个是工作转矩，这是电机设计时所决定的一般是标称值。另一个额定值是停转力矩，这是电机从转动到停止时的力矩。一般仅考虑工作转矩，但是有些情况下，你可能想知道电机的极限转矩。如果你设计一个轮式机器人，良好的转矩意味着加速性能好。一个经验公式是，如果你的机器人有 2 个电机，那么尽量确保每个电机的堵转转矩 > 机器人的重量 × 轮子半径。

直流有刷电机的最大弱点就是有电流的换向问题，消耗有色金属或石墨较多，成本高，运行中的维护检修也比较麻烦。因此，电机制造业中正在努力改善交流电动机、无刷电机的性能，并且大量代替直流有刷电机。但是在移动机器人等场合，直流有刷电机由于其功

率密度大、尺寸小、控制相对简单、不需要交流电等优点，仍然被大量使用。

## 2. 直流无刷电机

有刷直流电动机具有非常优秀的机械特性、宽的调速范围、大的启动转矩、简单的控制电路等优点，长期以来一直广泛的应用在各种驱动装置和伺服系统中。但是这种电动机的电刷和换向器却成为阻碍它发展的障碍。机械电刷和换向器因为强迫性接触，造成它结构复杂、可靠性差、变化的接触电阻、火花、噪音等一系列问题，影响了直流电动机的调速性能和精度。直流有刷电机的优点也正对应它的缺点，因为直流电机要产生额定负载下恒定转矩的性能，则电枢磁场与转子磁场须恒维持  $90^\circ$ ，这就需要通过换向器实现。换向器的电刷在电机转动时会产生火花、碳粉因此除了会造成组件损坏之外，也会产生电磁辐射。交流电机没有碳刷及整流子，免维护、坚固、应用广，但特性上若要达到相当于直流电机的性能须用复杂控制技术才能达到。直流无刷电机的原理图 2.3.4 所示：

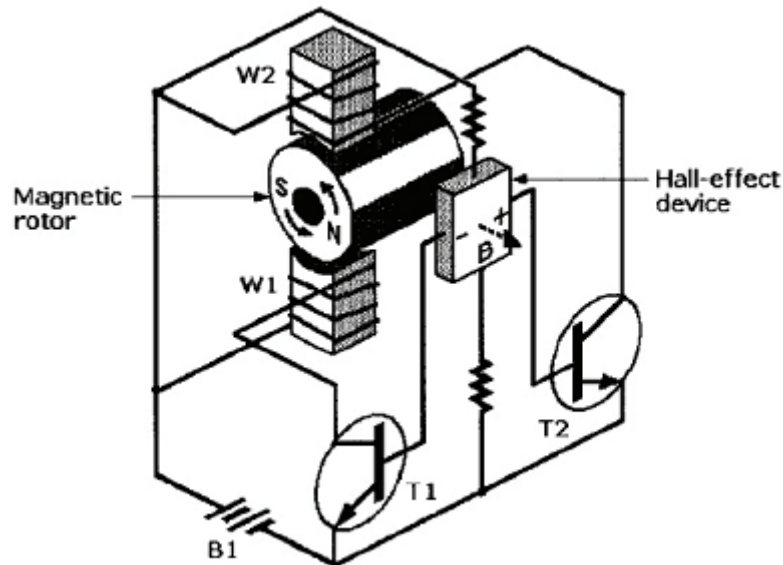


图 2.3.4 直流无刷电动机模型

无刷电机将绕组（上图 W1, W2）作为定子，而永久磁铁（上图 S/N）作为转子。不再采用电刷作为换向装置，而是用霍尔传感器(Hall - effect device)作为换向检测元件，通过晶体管的放大来实现电流换向功能。无刷电机的断面原理示意图如下图所示，结构上与有刷电机正好相反。无刷电机采用电子换向器切换绕组的通电顺序，产生旋转磁场，从而推动永磁体转子做旋转运动。

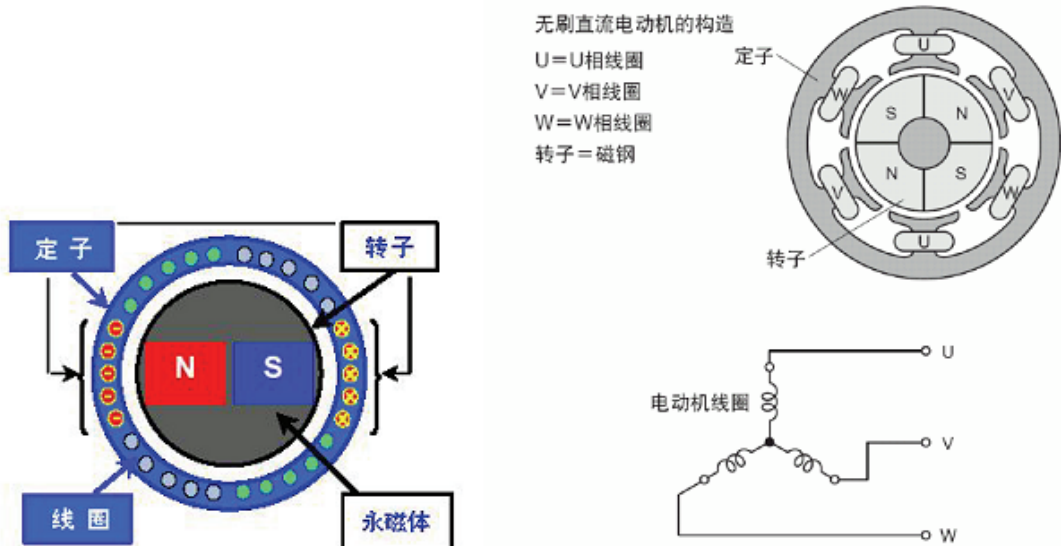


图 2.3.5 直流无刷电动机构造

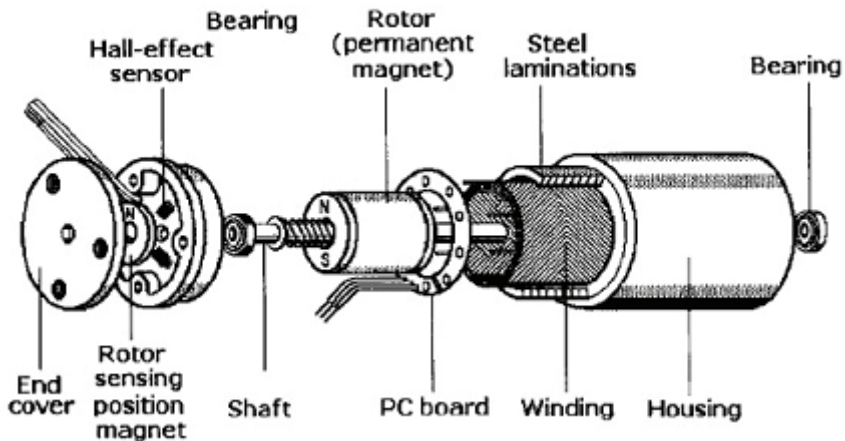


图 2.3.6 直流无刷电动机

直流无刷电动机的出现，利用电子换向器代替了机械电刷和机械换向器，因此，使这种电动机不仅保留了直流电动机的优点，而且又具有了交流电动机的结构简单、运行可靠、维护方便等优点它一经出现就已极快的速度发展和普及。但是，由于电子换向器较为复杂，通常尺寸也较机械式换向器大，加上控制较为复杂（通常无法做到一通电就工作），因此在要求功率大、体积小、结构简单的场合，无刷直流电机还是无法取代有刷电机。

### 3. 空心杯直流电机

空心杯直流电机属于直流永磁电机，与普通有刷、无刷直流电机的主要区别采用是无铁芯转子，也叫空心杯型转子。该转子是直接采用导线绕制成的，没有任何其他的结构支撑这些绕线，绕线本身做成杯状，就构成了转子的结构。空心杯直流电机的结构示意图如下：

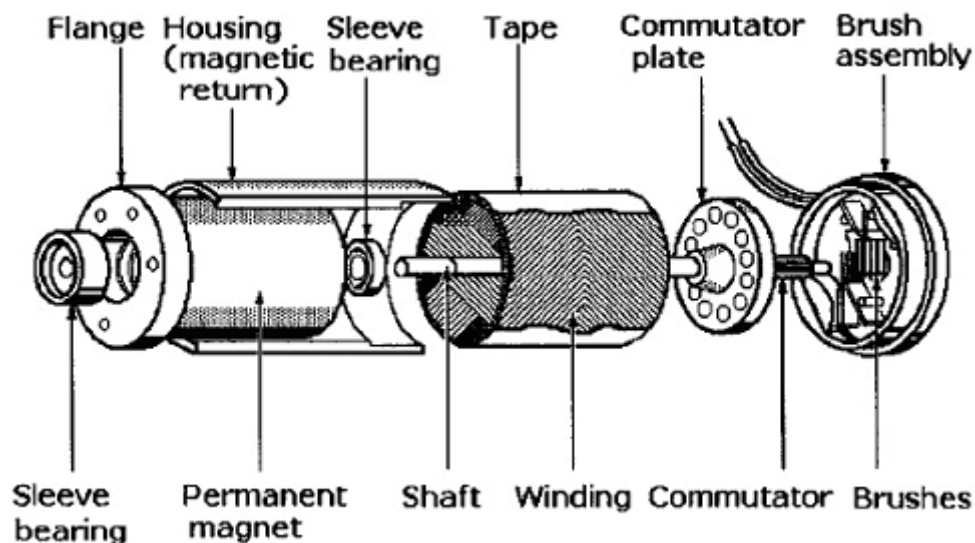


图 2.3.7 空心杯直流电机结构示意图

空心杯电动机具有以下优势：

- (1) 由于没有铁芯，极大地降低了铁损（电涡流效应造成的铁心内感应电流和发热产生的损耗）。最大的能量转换效率(衡量其节能特性的指标)：其效率一般在 70%以上，部分产品可达到 90%以上（普通铁芯电机在 15-50%）；
- (2) 激活、制动迅速，响应极快：机械时间常数小于 28 毫秒，部分产品可以达到 10 毫秒以内，在推荐运行区域的高速运转状态下，转速调节灵敏；
- (3) 可靠的运行稳定性：自适应能力强，自身转速波动控制在 2%以内；
- (4) 电磁干扰少：采用高品质的电刷、换向器结构，换向火花小，可以免去附加的抗干扰装置；
- (5) 能量密度大：与同等功率的铁芯电机相比，其重量、体积减轻 1/3-1/2；转速-电压、转速-转矩、转矩-电流等对应参数都呈现标准的线性关系。

空心杯技术是一种转子的工艺和绕线技术，因此可以用于直流有刷电机和无刷电机。

## 二、直流电机的驱动设计

前面介绍了各种直流电机的性能特点和应用领域,要完成各种控制任务就需要对直流电机进行驱动控制，而驱动设计的好坏将直接影响最终的控制效果。

如下所示为直流电机的等效模型：

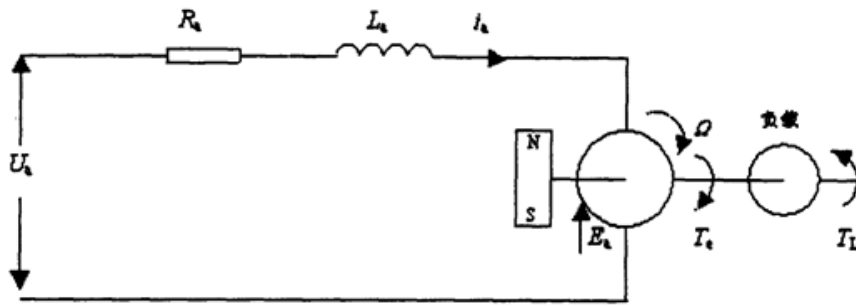


图 2.3.8 直流电机的等效模型

根据模型有:

$$u_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + e_a$$

$$J \frac{d\Omega}{dt} = T_e - T_L - K_D \Omega$$

式中:  $u_a$ ——电源电压;  
 $R_a$ ——电枢电阻;  
 $i_a$ ——电枢电流;  
 $L_a$ ——电枢电感;  
 $e_a$ ——电枢反电动势;  
 $J$ ——转动惯量;  
 $\Omega$ ——转动角速度。

由于电感的存在,使得线性驱动和开关驱动的效果不同,电枢电阻的大小直接决定了启动转矩的大小,是衡量电机性能的重要参数。

分析三种情况:

(1) 当  $V_a$  不等于 0,但是电枢的转动角速度为 0 时,我们称之为“堵转”。此时的电枢电流  $i_a \approx V_a/R_a$ 。因此  $R_a$  是我们用来衡量电机品质的一个重要参数。它代表了电机的能量转换效率,显然  $R_a$  越小,效率越高,消耗在电机本身的能量就越小,对散热要求就越低,对堵转保护装置的要求就越高,对电源的要求也越高,需要电源提供更大的功率。

(2) 电枢电感的影响,由于电感的作用,显然当有电流的变化时,将产生抵抗这种电流变化的电动势的产生,因此在特殊的情况如:电机被瞬间断电时,由于电流变化量很大,因此会在电机的供电线的两端产生瞬间的很高的与原电源极性相反的电压。因此对于 PWM 驱动模式,它的影响将不可忽略。而对于线性驱动方式则可以忽略,只在瞬间反向时需要注意。

(3) 反电动势的影响,反电动势只在电枢转动时产生,因此在特殊情况下,电机突然的断电(PWM 工作模式),由于惯性,电枢仍然继续转动,因此会在供电线两端产生与原电源电压极性相反的电压。

因此可知当工作与 PWM 模式时,在电源供电电压为低电平时,会出现如上 2, 3 所示

的两种反向干扰脉冲，该干扰脉冲的大小根据电机的不同幅度会有所不同，对于 60w 的电机而言，通常高达 100v 以上，提供电机的电源还供与系统中其他的器件工作，该干扰脉冲很可能损坏其他器件，因此最好给电机单独供电。

直流电动机调速系统的控制方法

直流电动机转速  $n$  的表达式：

$$n = (V - IR) / (K\Phi)$$

其中：V ——电枢端电压；

I ——电枢电流；

R ——电枢电阻；

$\Phi$  ——每极的磁通量；

K ——电动机的结构参数。

改变  $n$  的两种方法：①改变励磁磁通

②调节电枢端电压

对于第一种方法的缺点：动态响应较差，低速时受磁极饱和的限制，高速时受换向火花和换向器结构强度的限制，因此使用较少，目前大多数采用是第二种——调节电枢电压。

### 1. 线性放大驱动

采用线性放大的方式驱动直流电机，实际上相当于制作一个数控可调的正负稳压电源，如果电机只是单向转动，则只需要制作一个数控可调的正稳压电源。具体的稳压电源的设计在此就不赘述。

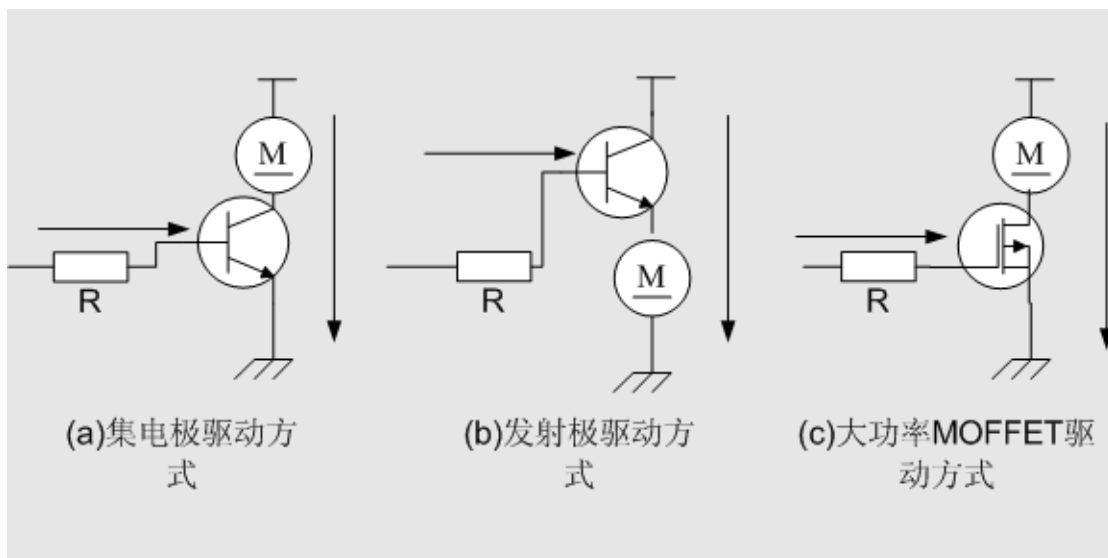


图 2.3.9 直流电机的线性驱动

上图三种驱动方式均为不可逆系统即电机不能双向转动

(a)应用于 ON/OFF 控制，不能调速，但是驱动力矩大。

(b)应用于速度控制，但是低速时，由于三极管压降的存在使得电能损耗严重，效率低。

(c)应用于大功率电机驱动场合，工作与高频区性能优秀，但也不能调速，需要搭配成对的 MOS 管构成“H 桥驱动”才可进行开关调速。

线性放大驱动的优点：控制简单，输出波动小，线性好，干扰小。线性放大驱动的缺点：

使半导体器件工作在线性区会将大部分的电功率转换为热能，效率低，因此只适用于小功率电机驱动场合。

### 2. 集成芯片驱动直流电动机

用于驱动直流电机的集成芯片非常多。例如：L298N, LMD18245, TD340, TPIC2101, VCN2998, A3951, TDA7257P 等。通常集成芯片驱动方式的功率都很难做大，而且对于电源电压也有一定的要求，但是由于体积较小，内部集成了电机控制逻辑和死区时间控制，因此对于体积要求较高，功率不大，且要求开发时间较短的应用场合非常适合。如下图所示为使用 L298N 的双直流电机驱动电路。

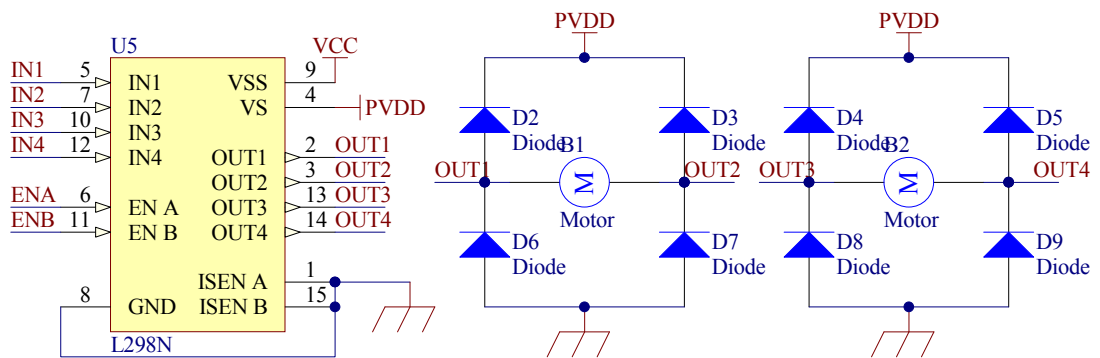


图 2.3.10 直流电机的集成芯片驱动

### 3. H 桥 PWM 电机驱动

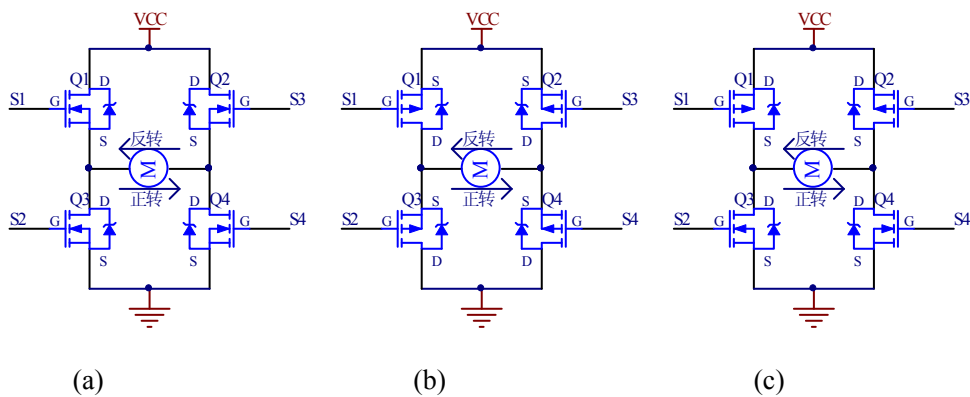


图 2.3.11 直流电机的 H 桥驱动

目前的 H 桥驱动主要有如下 3 种方式：

图 2.3.11 (a) 中 H 桥的 4 个桥臂都使用 N 沟道增强型 MOS 管；

图 2.3.11 (b) 中 H 桥的 4 个桥臂都使用 P 沟道增强型 MOS 管；

图 2.3.11 (c) 中上下桥臂分别使用 P 沟道增强型 MOS 管和 N 沟道增强 MOS 管。

由于 P 沟道 MOS 管的品种少，价格较高，导通电阻和开关速度等都不如 N 沟道 MOS

管,因此最理想的情况应该是在 H 桥的 4 个桥臂都使用 N 沟道 MOS 管。但是在如图 2.3.11(a) 中可以看到,为了使电机正转, Q1 和 Q4 应该导通,因此 S4 电压应该高于 Q4 的源极电压, S1 电压应该高于 Q1 的源极电压,显然 Q1 的源极电压近似等于 VCC,因此就要求 S1 必须大于 $(V_{CC}+V_{gs})$ ,在很多电路中除非作一个升压电路否则是比较困难得到的,因此(a)这种连接方式比较少见。同理,图 2.3.11 (b)中为了使电机正转, S4 电压就必须低于  $0V-V_{gs}$ ,在使用时也不方便。因此最常用的是图 2.3.11 (c)的电路,该电路结合了上述两种电路各自的优点,使用方便。这里主要针对图 2.3.11 (c)电路进行设计。

在设计 H 桥驱动电路时,关键要解决 3 个问题: 1. MOS 管的高速驱动; 2. 防止共态导通; 3. 消除反向电动势; 4. PWM 信号的隔离。

(1) MOS 管的高速驱动

在电机驱动电路中,最主要的功率损耗还是来自于开关管的开关损耗和通态损耗。降低开关管损耗的方法主要有: 1. 提高 Q1 栅极驱动信号的上升速度和下降速度; 2. 选用栅漏极电容和栅源极电容小的开关管。3. 在栅源极电压允许的条件下提高栅极驱动信号的电压幅度; 通常  $V_{gs}$  越大,  $R_{ds(on)}$  越小,因此通态情况下开关管上的耗散功率越小。在选定 MOS 管的情况下,就必须通过方法(1), (3)来降低损耗。

有两种方法可以实现如上目的:

- ❖ 使用譬如 IR2110 的高压浮动 MOS 栅极驱动集成芯片。该方法驱动效果好,而且内部集成了死区时间控制,因此对于大功率,高电源电压,大电流的应用场合推荐使用这种方法。如图 2.3.12 是 IR2110 驱动 H 桥的参考电路。

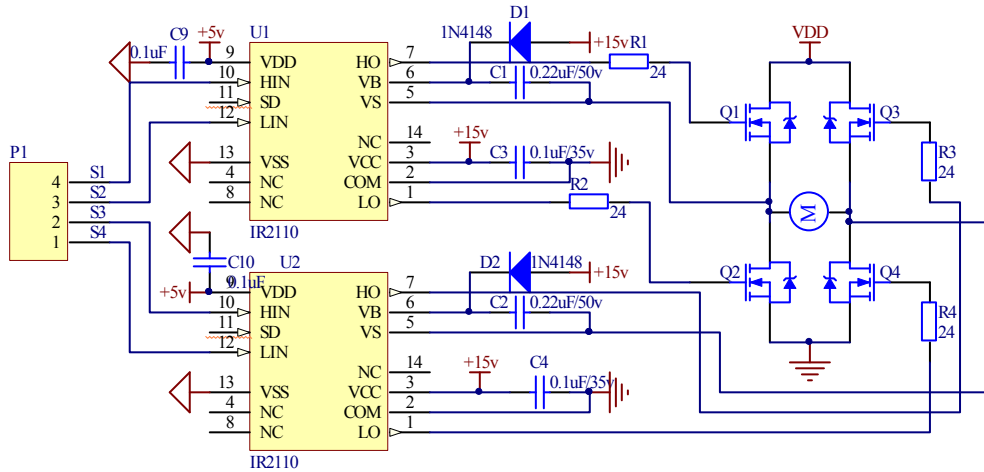


图 2.3.12 IR2110 驱动的 H 桥

- ❖ 尽管使用集成的高压浮动栅极驱动芯片可以很好的完成 H 桥的驱动,但是在很多时候,我们还是希望能够使用成本更低,制作更加简单的三极管来完成 MOS 管的高速驱动。如下是 4 种 MOS 管的高速驱动电路。

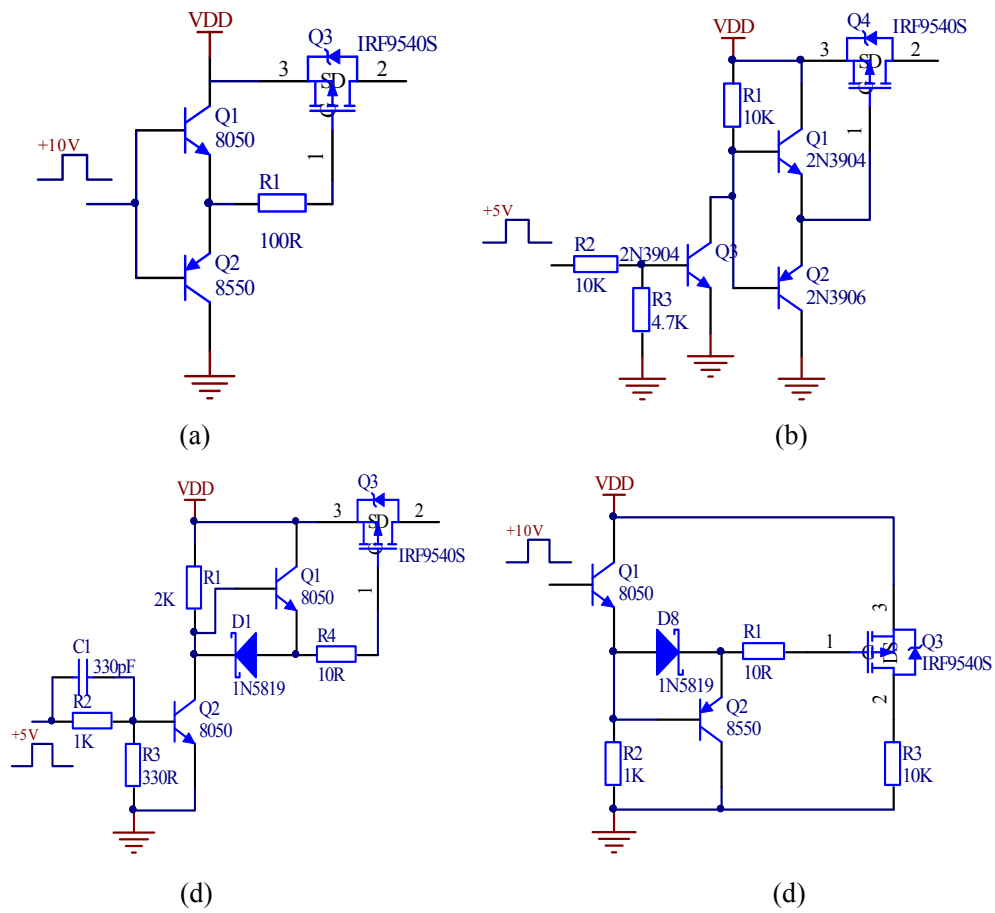
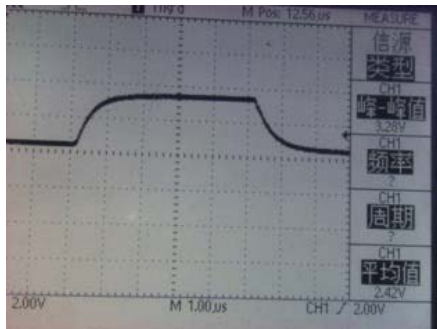
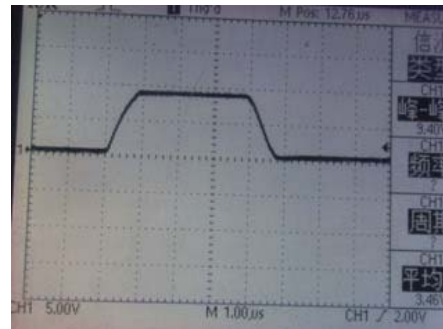


图 2.3.13 MOS 管的高速化驱动电路

图 2.3.14 是图 2.3.13 四种高速化驱动电路的对应的波形图。所测得的信号都是  $V_{DD}=12V$  时获得的。图 2.3.14(a)是对应图 2.3.13(a)的开关管栅极驱动信号，可知上升时间  $t_r=1Vs$ ，下降时间  $t_f=1Vs$ 。



(a)



(b)

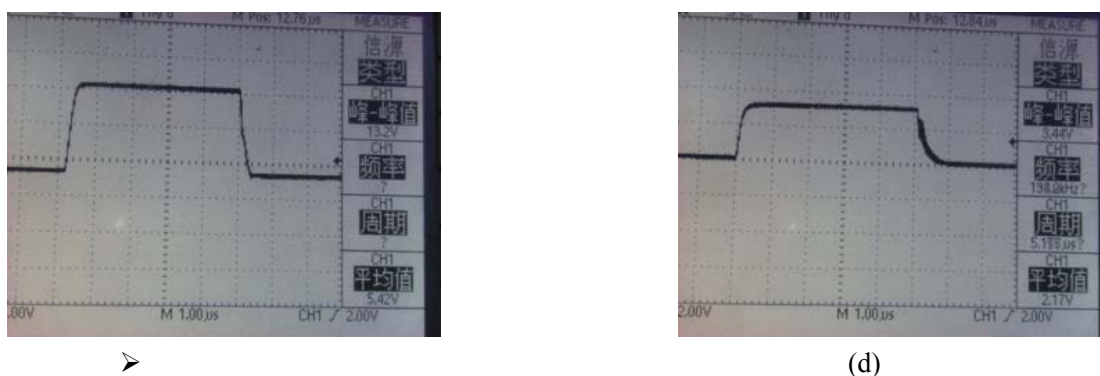


图 2.3.14 高速化驱动电路的实测波形图

同理图 2.3.13(b)电路的栅极驱动信号的  $t_r=750\text{ns}, t_f=750\text{ns}$ ;图 2.3.13(c)电路的栅极驱动信号的  $t_r=220\text{ns}, t_f=280\text{ns}$ ;图 2.3.13(d)电路的栅极驱动信号的  $t_r=200\text{ns}, t_f=250\text{ns}$ ;在实际使用中可以根据系统允许的成本,复杂度选择相应得驱动电路。由于电路中使用的 8050 和 8550 的 VCEO 耐压值较小,当电源电压较高时可以用耐压值更高的互补三极管替换,譬如 2N5551 与 2N5401。

## (2) 防止共态导通

如图 2.3.11(c)中的 H 桥电路中,如果 Q1 还没有完全退出截止状态,而此时 Q3 进入了导通状态,使得电源和地短路。为了避免共态导通就必须让需要进入到导通状态的开关管延时一段时间进入导通状态,而使要进入截止状态的开关管最短时间内进入截止状态。通常的办法是控制信号在向不同状态翻转时,信号走向不同的路径,一条路径是快速充放电,另一条路径是慢速充放电。图 2.3.15 (a) 是一个利用 MOS 管自身输入电容  $C_i$  构成不同充放电回路的防共态导通电路。当 A 点为 0V 时, T1 导通, T2 截止, B 点电平为 VDD, 因此 Q1 的栅极电压由电源通过 T1 ( $R_{t1}$  导通电阻远小于 2K) 迅速充电到 VDD, 充电时间为:

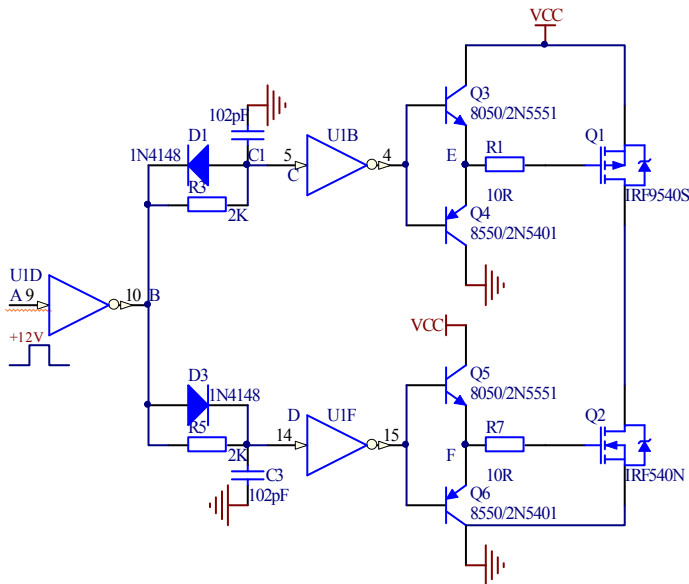
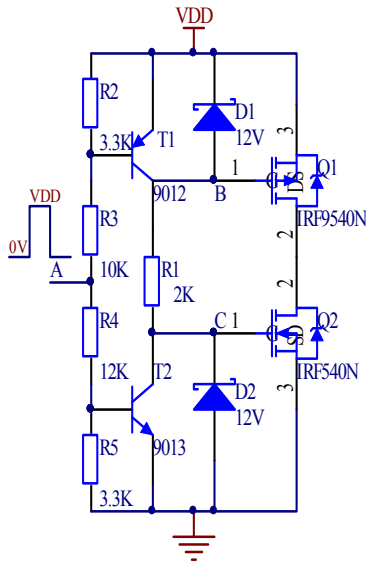
$$T_{\text{off}} = R_{t1} \cdot C_i \cdot \ln(VDD / (0.9VDD - 12))$$

因此 Q1 在经历了  $T_{\text{off}}$  的时间后截止;相对的,由于 T2 截止,因此 C 点电压由 0V 上升到 12v, 此时是由电源经过 T1, R1, 以及 Q2 的输入电容形成充电回路, 充电时间为:

$$T_{\text{on}} = (R_{t1} + R1) \cdot C_i \cdot \ln(12 / (12 - 10.8))$$

显然  $T_{\text{on}}$  远远大于  $T_{\text{off}}$ , 因此当 A 点信号由 VDD 跳变为 0V 时, Q1 立即截止, 而 Q2 则在经历了  $T_{\text{on}}$  时间后才导通, 防止了两管的共态导通。但是在该电路中, 由于人为的降低了 Q2 栅极信号的上升速度, 使得 Q2 管的开关损耗增加了。图 2.3.15(b)电路也是一个防共态导通电路。显然该电路是在驱动信号到达开关管之间增加了适当的延时, 而到达开关的驱动信号仍然使用高速驱动电路, 就可以保证防止共态导通, 同时也降低了开关的损耗。在图 2.3.15(b)中 V1 为 CD4049, 供电电源为 12V, 输入 V1D 的是幅度为 12v 的 PWM 波。当 B 点信号从低电平跳变为高电平时, C 点电压则通过 2K 的 R3 电阻和 102pF 的电容器充电到高电平, D 点电压则通过 1N4148 和 C3 迅速充电到高电平, 因此 F 点比 E 点先从高电平变为低电平, 也就是说 Q2 开关管迅速退出了截止状态, 而随后 E 点电压才从高电平变为低电平, 也就是 Q1 开关管在 Q2 管截止后才进入导通状态, 防止了共态导通。图中决定死区时

间长短的 R3, C1, 要根据实际应用来决定。



(a)

(b)

图 2.3.15 两种防共态导通电路

### (3) 消除反向电动势

当电源瞬间断开或者电机瞬间反转时，由于电机属于感性负载，因此阻碍电流的电话，表现为电机的两端产生反向电动势，由于大部分的 MOS 管内部集成了续流二极管，因此可以将该电流旁路到电源回路，但是这样会造成主板电压的瞬变或噪声，因此必须在电源输入端并联一个 0.1~0.22VF 的高耐压低 ESR 的电容（瓷质电容或钽电容）到地，同时再并联一个大容量的普通电解电容。

### (4) PWM 信号的隔离

在对电机驱动时，为了保证主机的可靠工作，通常要将主机与电机驱动电路通过光耦进行隔离。隔离电路如图 2.3.16 所示，由上文的可知驱动高速电路的 PWM 信号有些是 5V 的方波，有些则是 12V 的方波，因此在进行光耦隔离电路设计时，需要考虑这些影响。图 2.3.16 中采用的是 TLP521-2，因此设定接收侧的工作电流为 1mA，则  $R3=VDD/1mA(k)$ 。查数据手册可知 TLP521 的电流传输比为 50%左右，因此发射侧的正向电流至少应该大于 2mA，这里留有一定的裕量取为 5mA，因此  $R1=(5-V_f)/5mA(k)$ ，其中  $V_f$  为发射侧的正向压降。

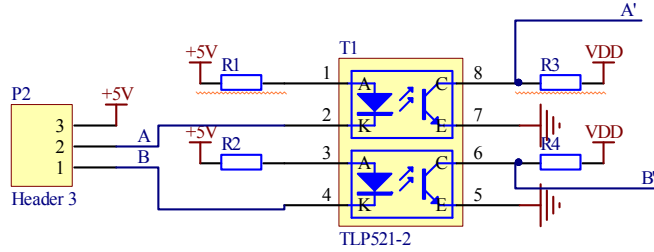


图 2.3.16 光耦隔离电路

## 2.3.2 步进电机及其驱动

步进电机是将电脉冲信号转变为角位移或线位移的开环控制元件。在非超载的情况下，电机的转速、停止的位置只取决于脉冲信号的频率和脉冲数，而不受负载变化的影响，即给电机加一个脉冲信号，电机则转过一个步距角。这一线性关系的存在，加上步进电机只有周期性的误差而无累积误差等特点。使得在速度、位置等控制领域用步进电机来控制变的非常的简单。虽然步进电机已被广泛地应用，但步进电机并不能象普通的直流电机，交流电机在常规下使用。它必须由双环形脉冲信号、功率驱动电路等组成控制系统方可使用。以下以广泛使用的反应式步进电机为例，介绍其基本工作原理。

### 一、步进电机原理

#### 1. 反应式步进电机原理

由于反应式步进电机工作原理比较简单。下面先叙述三相反应式步进电机原理。如图 2.3.17 所示，电机转子均匀分布着很多小齿，定子齿有三个励磁绕阻，其几何轴线依次分别与转子齿轴线错开。0、 $1/3 \tau$ 、 $2/3 \tau$ ，(相邻两转子齿轴线间的距离为齿距以  $\tau$  表示)，即 A 与齿 1 相对齐，B 与齿 2 向右错开  $1/3 \tau$ ，C 与齿 3 向右错开  $2/3 \tau$ ，A' 与齿 5 相对齐，(A' 就是 A，齿 5 就是齿 1)

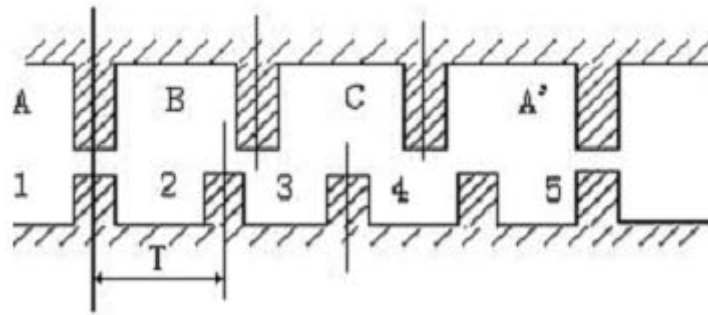


图 2.3.17 三相反应式步进电机

如 A 相通电, B, C 相不通电时, 由于磁场作用, 齿 1 与 A 对齐, (转子不受任何力以下均同)。如 B 相通电, A, C 相不通电时, 齿 2 应与 B 对齐, 此时转子向右移过  $1/3 \tau$ , 此时齿 3 与 C 偏移为  $1/3 \tau$ , 齿 4 与 A 偏移 ( $\tau - 1/3 \tau$ ) =  $2/3 \tau$ 。如 C 相通电, A, B 相不通电, 齿 3 应与 C 对齐, 此时转子又向右移过  $1/3 \tau$ , 此时齿 4 与 A 偏移为  $1/3 \tau$  对齐。如 A 相通电, B, C 相不通电, 齿 4 与 A 对齐, 转子又向右移过  $1/3 \tau$  这样经过 A、B、C、A 分别通电状态, 齿 4 (即齿 1 前一通电, 电机就每步 (每齿) 移到 A 相, 电机转子向右转过一个齿距, 如果不断地按 A, B, C, A……脉冲)  $1/3 \tau$ , 向右旋转。如按 A, C, B, A……通电, 电机就反转。由此可见: 电机的位置和速度由导电次数 (脉冲数) 和频率成一一对应关系。而方向由导电顺序决定。不过, 出于对力矩、平稳、噪音及减少角度等方面考虑。往往采用 A-AB-B-BC-C-CA-A 这种导电状态, 这样将原来每步  $1/3 \tau$  改变为  $1/6 \tau$ 。甚至于通过二相电流不同的组合, 使其  $1/3 \tau$  变为  $1/12 \tau$ ,  $1/24 \tau$ , 这就是电机细分驱动的基本理论依据。不难推出: 电机定子上有 m 相励磁绕组, 其轴线分别与转子齿轴线偏移  $1/m, 2/m, \dots, (m-1)/m, 1$ 。并且导电按一定的相序电机就能正反转被控制——这是步进电机旋转的物理条件。只要符合这一条件我们理论上可以制造任何相的步进电机, 出于成本等多方面考虑, 市场上一般以二、三、四、五相为多。

步进电机的力矩: 电机一旦通电, 在定转子间将产生磁场 (磁通量  $\Phi$ ) 当转子与定子错开一定角度产生力 F 与  $(d\Phi/d\theta)$  成正比。其磁通量

$$\Phi = Br * S$$

其中: Br 为磁密;

S 为导磁面积。

F 与  $L * D * Br$  成正比 L 为铁芯有效长度, D 为转子直径  $Br = N \cdot I / R$ ,  $N \cdot I$  为励磁绕组安匝数 (电流乘匝数) R 为磁阻。力矩 = 力 \* 半径力矩与电机有效体积 \* 安匝数 \* 磁密 成正比 (只考虑线性状态) 因此, 电机有效体积越大, 励磁安匝数越大, 定转子间气隙越小, 电机力矩越大, 反之亦然。

## 2. 感应子式 (混合式) 步进电机

感应子式步进电机与传统的反应式步进电机相比, 结构上转子加有永磁体, 以提供软磁材料的工作点, 而定子激磁只需提供变化的磁场而不必提供磁材料工作点的耗能, 因此该电机效率高, 电流小, 发热低。因永磁体的存在, 该电机具有较强的反电势, 其自身阻尼作用比较好, 使其在运转过程中比较平稳, 噪音低, 低频振动小。感应子式步进电机某种程度上可以看作是低速同步电机。一个四相电机可以作四相运行, 也可以作两相运行 (必

须采用双极电压驱动)，而反应式电机则不能如此。例如：四相，八拍运行 A-AB-B-BC-C-CD-D-DA-A) 完全可以采用二相八拍运行方式。不难发现其条件为  $C=A, D=B$ 。一个二相电机的内部绕组与四相电机完全一致，小功率电机一般直接接为二相，而功率大一点的电机，为了方便使用，灵活改变电机的动态特点，往往将其外部接线为八根引线（四相），这样使用时，既可以作四相电机使用，可以作二相电机绕组串联或并联使用。

感应子式步进电机以相数可分为：二相电机、三相电机、四相电机、五相电机等。以机座号（电机外径）可分为：42BYG(BYG 为感应子式步进电机代号)、57BYG、86BYG、110BYG、(国际标准)，而像 70BYG、90BYG、130BYG 等均为国内标准。

步进电机的指标术语：

**相数：**产生不同对极 N、S 磁场的激磁线圈对数。常用  $m$  表示。**拍数：**完成一个磁场周期性变化所需脉冲数或导电状态用  $n$  表示，或指电机转过一个齿距角所需脉冲数，以四相电机为例，有四相四拍运行方式即 AB-BC-CD-DA-AB，四相八拍运行方式即 A-AB-B-BC-C-CD-D-DA-A。**步距角：**对应一个脉冲信号，电机转子转过的角位移用  $\theta$  表示。 $\theta = 360 \text{ 度} / (\text{转子齿数 } J * \text{运行拍数})$ ，以常规二、四相，转子齿为 50 齿电机为例。四拍运行时步距角为  $\theta = 360 \text{ 度} / (50 * 4) = 1.8 \text{ 度}$ （俗称整步），八拍运行时步距角  $\theta = 360 \text{ 度} / (50 * 8) = 0.9 \text{ 度}$ （俗称半步）。

**定位转矩：**电机在不通电状态下，电机转子自身的锁定力矩（由磁场齿形的谐波以及机械误差造成的）**静转矩：**电机在额定静态电作用下，电机不作旋转运动时，电机转轴的锁定力矩。此力矩是衡量电机体积（几何尺寸）的标准，与驱动电压及驱动电源等无关。虽然静转矩与电磁激磁安匝数成正比，与定齿转子间的气隙有关，但过分采用减小气隙，增加激磁安匝来提高静力矩是不可取的，这样会造成电机的发热及机械噪声。

**步距角精度：**步进电机每转过一个步距角的实际值与理论值的误差。用百分比表示： $\text{误差} / \text{步距角} * 100\%$ 。不同运行拍数其值不同，四拍运行时应在 5%之内，八拍运行时应在 15% 以内。

**失步：**电机运转时运转的步数，不等于理论上的步数，称之为失步。

**失调角：**转子齿轴线偏移定子齿轴线的角度，电机运转比存在失调角，由失调角产生的误差，采用细分驱动是不能解决的。

**最大空载起动频率：**电机在某种驱动形式，电压及额定电流下，在不加负载的情况下，能够直接起动的最大频率。

**最大空载的运行频率：**电机在某种驱动形式，电压及额定电流下，在不加负载的情况下，能够直接起动的最大频率。

**运行矩频特性：**电机在某种测试条件下测得的输出力矩与频率的关系称为运行矩频特性，这是电机诸多动态曲线中最重要的，也是电机选择的根本依据。如图 2.3.18 所示。

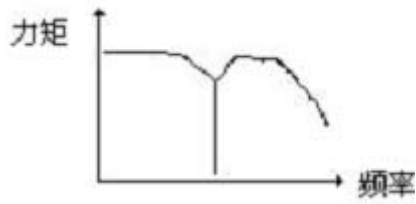


图 2.3.18 步进电机运行矩频特性

其它特性还有惯频特性、起动频率特性等。电机一旦选定，电机的静力矩确定，而动态力矩却不然，电机的动态力矩取决于电机运行时的平均电流（而非静态电流），平均电流越大，电机输出力矩越大，即电机的频率特性越硬。如下图所示：

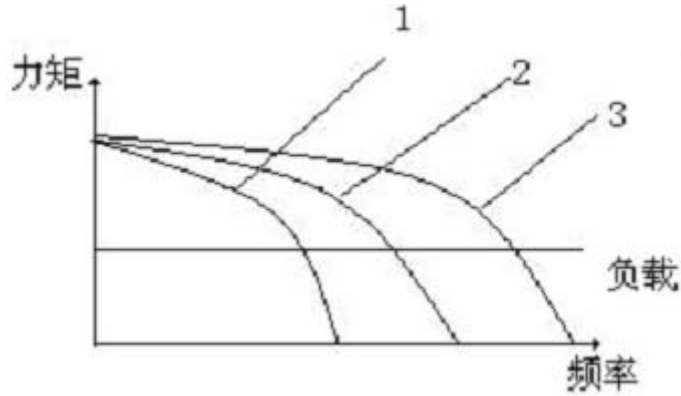


图 2.3.19 不同电流下步进电机矩频特性

其中，曲线 3 电流最大、或电压最高；曲线 1 电流最小、或电压最低，曲线与负载的交点为负载的最大速度点。要使平均电流大，尽可能提高驱动电压，使采用小电感大电流的电机。以下是一张简明的感应子式步进电机的结构图。

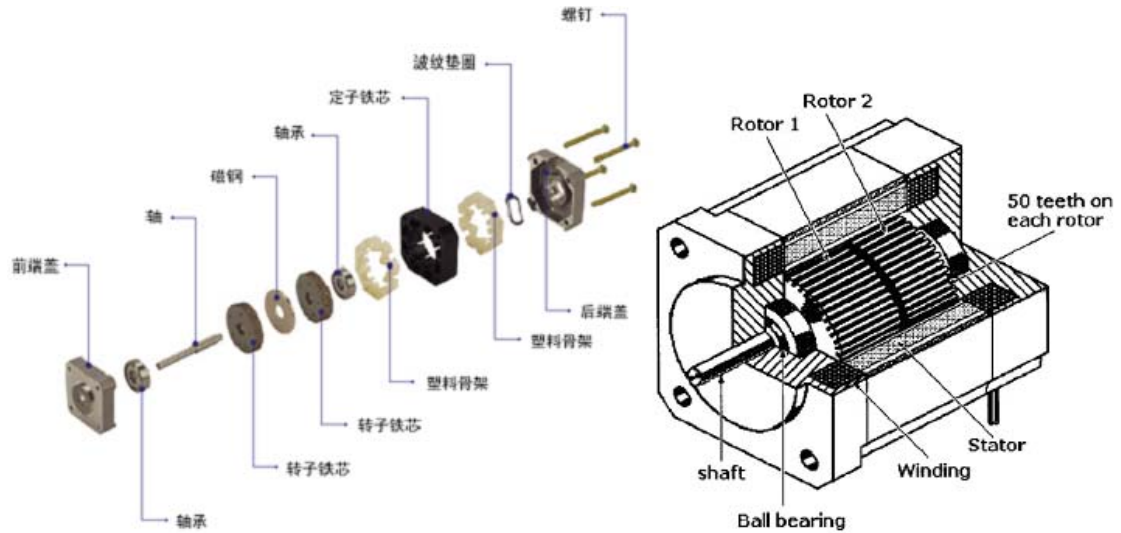


图 2.3.20 感应子式步进电机的结构图

步进电机是纯粹的数字控制电机。它将电脉冲的信号转化为角位移，即给一个脉冲信号，步进电机就转动一个角度，非常适合于用单片机来控制。步进电机具有如下一些特点：

- ❖ 在负载合适、控制合适的前提下，步进电机的角位移与输入脉冲数严格的成正比，因此，当它转一转后，没有累计误差，具有良好的跟随性。
- ❖ 由步进电机与驱动电路组成的开环数控系统，既非常简单、廉价、又非常可靠。同时，它也可以与角度反馈环节组成高性能的闭环数控系统。
- ❖ 步进电机的动态响应快，易于起停，正反转和变速。
- ❖ 速度可以在相当大的范围内平滑调节，低速下仍能保证比较大的转矩，因此，一般可以不用减速器而直接驱动负载。
- ❖ 步进电机只能通过脉冲电源供电才能运行，它不能直接使用交流电源或直流电源。
- ❖ 当负载较大、冲击负载、或者控制不合适的情况下，步进电机存在震荡和失步的现象，必须对控制系统和机械负载采取相应的措施。
- ❖ 步进电动机自身的噪声和振动较大，带惯性负载的能力较差。

## 二、步进电机驱动

随着微步进电机应用的日益广泛，其驱动电路的发展也相当迅速，各类控制芯片的功能越来越丰富，操作也越来越简便。A3977 是一种新近开发出来、专门用于双极型步进电机的微步进电机驱动集成电路，如图 2.3.21 所示。其内部集成了步进和直接译码接口、正反转控制电路、双 H 桥驱动，电流输出 2.5A，最大输出功率可接近 90W。它主要的设计功能包括：自动混合模式电流衰减控制，PWM 电流控制，同步整流，低输出阻抗的 DMOS 电源输出，全、半、1/4 及 1/8 步进操作，HOME 输出，休眠模式以及易实现的步进和方向接口等。其应用电路结构简单、使用及控制方便，有着极其广泛的应用价值。

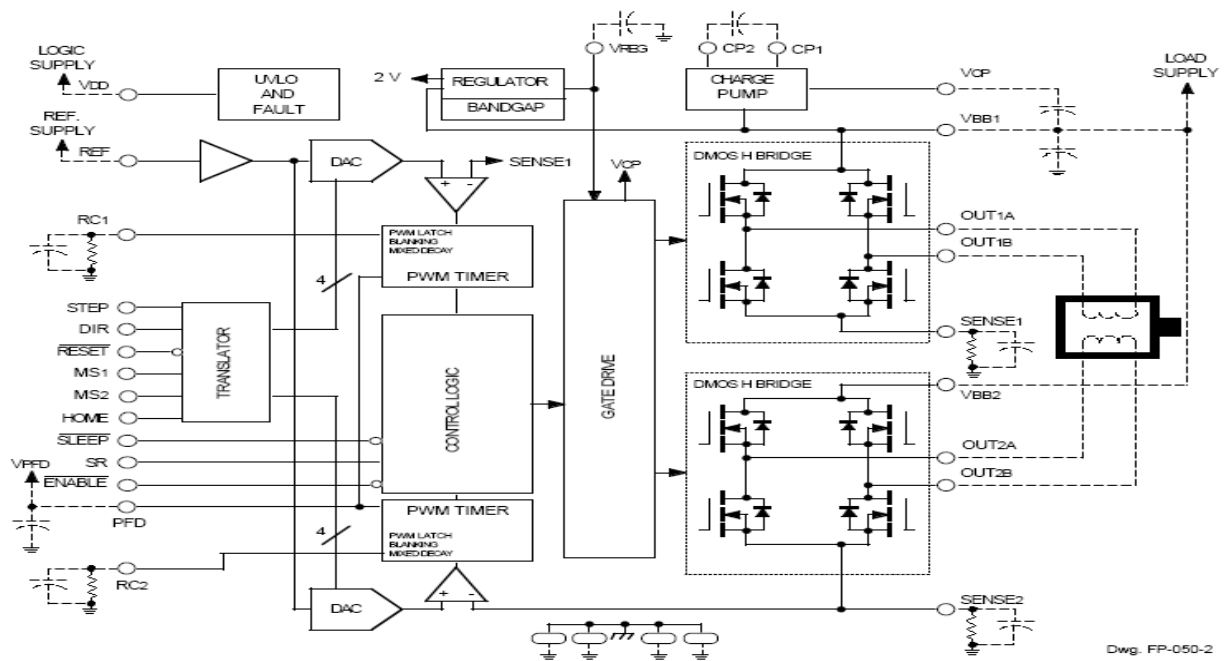


图 2.3.21 A3977 内部结构框图

由于采用了内置译码器技术, A3977 可以很容易的使用最少的控制线对步进电机实施微步进控制。具体功能实现如下:

(1) 步进控制: 步进控制信号有步进输入 (STEP)、步进模式逻辑输入 (MS1, MS2) 以及方向控制信号 (DIR)。每一次上电或复位 (RESET=0) 后, 在内置译码器的作用下将 H 桥的输出预置到 HOME 输入所对应的输出状态, 然后当 STEP 输入的上升沿到来后, 内置译码器将根据步进逻辑的输入值 (步进模式见表 1) 控制 H 桥的输出, 使电机在当前步进模式下产生 1 次步进。

步进的方向由 DIR 的输入逻辑控制, 其高、低电平分别控制双相电机正反转。

表 2.3.1 步进控制逻辑

MS1	MS2	步进量
L	L	全步进 (二相)
H	L	半步进
L	H	1 / 4 步进
H	H	1 / 8 步进

(2) 内部 PWM 电流控制: 每一个 H 桥都有一个有固定截止时间的 PWM 电流控制电路, 以限制其负载电流在一个设计值。初始时, 对角线上的一对源接收 DMOS (一对上下桥臂) 处于输出状态, 电流流经电机绕组和 SENCE 脚所接的电流取样电阻 (见图 2.3.21)。当取样电阻上的压降等于 D/A 的输出电压时, 电流取样比较器将 PWM 锁存器复位, 从而关断源驱动器 (上桥臂), 进入慢衰减模式; 或同时关断源接收驱动器 (上下桥臂) 进入快或混合衰减模式, 使产生环流或电流回流至源端。该环流或回流将持续衰减至固定截止时间结束为止。然后, 正确的输出桥臂被再次启动, 电机绕组电流再次增加, 整个 PWM 循环完成。

其中, 最大限流  $I_{max}$  是由取样电阻  $R_S$  和电流取样比较器的输入电平  $V_{REF}$  控制的:

$$I_{max} = V_{REF} / 8R_S$$

固定截止时间

$$t_{off} = RT * CT$$

(3) 电流衰减模式控制: A3977 具有自动检测电流衰减及选择电流衰减模式功能, 从而能给微步进提供最佳的正弦电流输出。电流衰减模式由 PFD 的输入进行控制, 其输入电平的高低控制输出电流处于慢、快及混合衰减模式。如果 PFD 的输入电压高于  $0.6V_{DD}$ , 则选择慢衰减模式。如果 PFD 的输入电压低于  $0.21V_{DD}$ , 则选择快衰减模式。处于二者之间的 PFD 电平值将选择混合衰减模式。

其中混合衰减模式将一个 PWM 周期的固定截止时间分为快、慢两个衰减部分。当电流达到最大限流  $I_{max}$  后, 系统将进入快衰减模式直至 SENCE 上的取样电压衰减至 PFD 的端电压  $V_{PFD}$ 。经过  $t_{FD}$  的快衰减后, 器件将切换至慢衰减模式直至固定截止时间结束。

其中, 器件工作在快衰减模式的时间  $t_{FD}$  为:

$$t_{FD} = R_T C_T \ln(0.6V_{DD} / V_{PFD})$$

(4) 同步整流控制：同步整流控制是由 SR 的逻辑输入控制的。当 SR 输入为低电平时，同步整流功能将被启动。此期间，当检测到电流为零值时，可通过关闭同步整流功能来防止负载电流反向，从而防止了电机绕组反方向导通。而当 SR 输入为高电平时，同步整流将被禁止。

(5) 休眠模式：当 SLEEP 引脚输入为低电平时，器件将进入休眠模式，从而大大降低器件空闲的功耗。进入休眠模式后器件的大部分内部电路包括 DMOS 输出电路、调节器及电荷泵等都将停止工作。当其输入为高电平时，系统恢复到正常的操作状态并将器件的输出预置到 HOME 状态。

(6) 其典型应用电路非常简单，如图 2.3.22 所示。其最简单的步进输入只需“STEP”（步进）和“DIR”（方向）2 条输入线同微控制器相连便可控制电机。

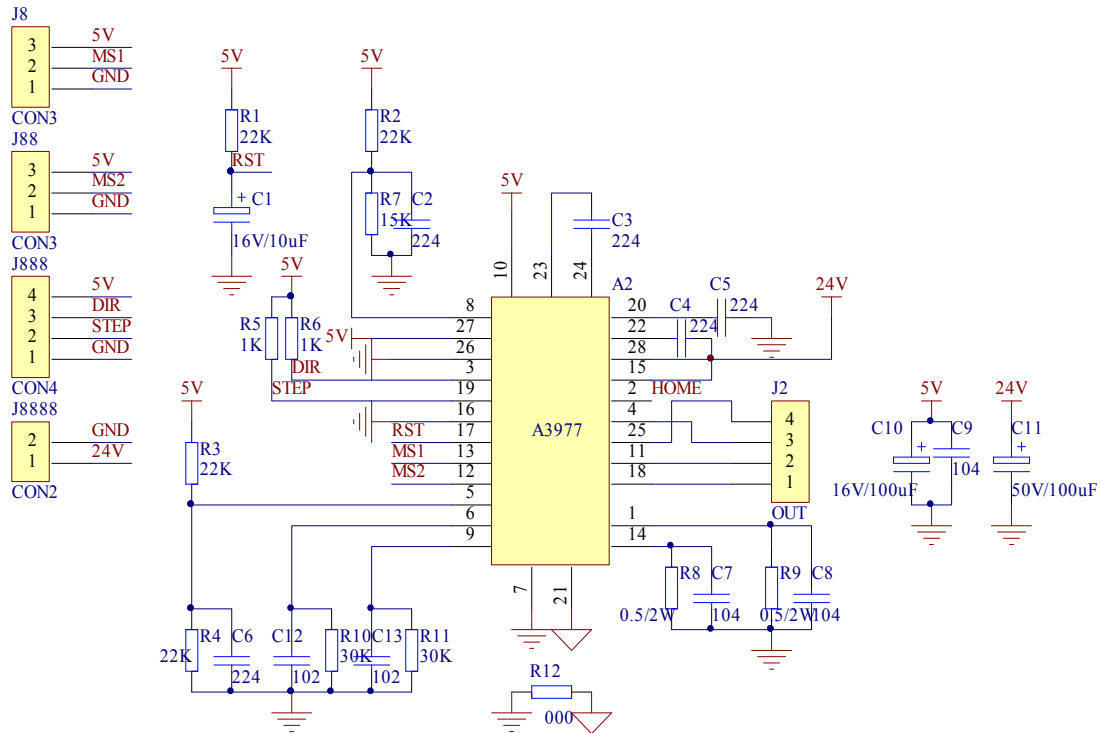


图 2.3.22 A3977 的应用电路图

常用的步进电机驱动芯片还有 PMM8713（3/4 相）、PMM8723（4 相）、L297（4 相）、L6217（2 相）等。图 2.3.23 是由东芝公司的 TA8435H 构成的两相步进电机驱动电路。该芯片工作电压范围宽（10V~40V），采用脉宽调制式斩波驱动方式且电路简单，工作可靠。

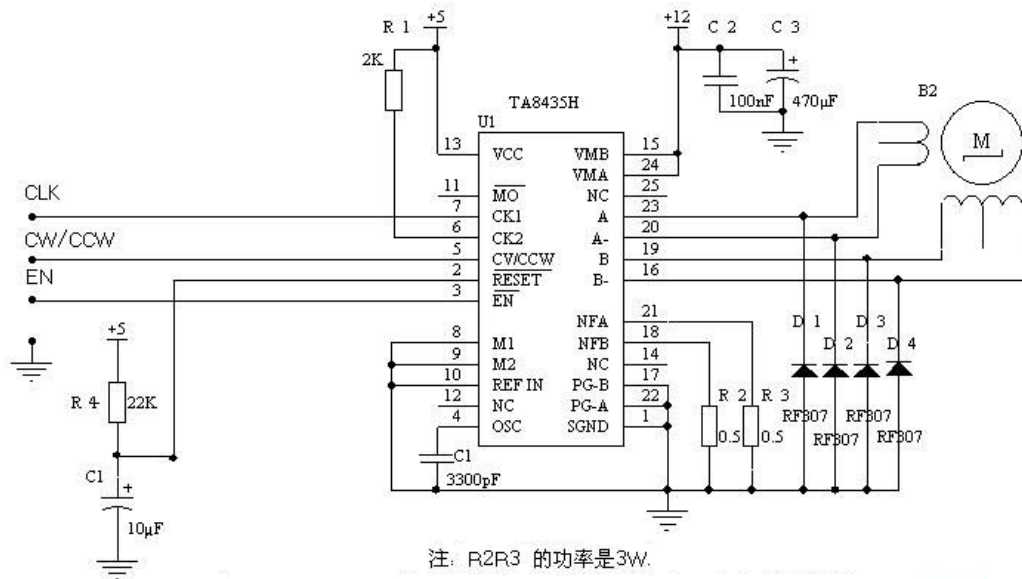


图 2.3.23 由 TA8435H 组成的驱动电路

### 2.3.3 舵机及其驱动

#### 一、舵机原理

舵机，顾名思义是控制舵面的电动机。舵机的出现最早是作为遥控模型控制舵面、油门等机构的动力来源，但是由于舵机具有很多优秀的特性，在制作机器人时也时常能看到它的应用。下面是一些舵机的实物照片和分解图片：



图 2.3.24 各种舵机及分解实物

舵机最早出现在航模运动中。在航空模型中，飞行机的飞行姿态是通过调节发动机和各个控制舵面来实现的。不仅在航模飞机中，在其他的模型运动中都可以看到它的应用，船模上用来控制舵，车模中用来转向等等。一般来讲，舵机主要由以下几个部分组成，舵盘、减速齿轮组、位置反馈电位计 5k、直流电机、控制电路板等。

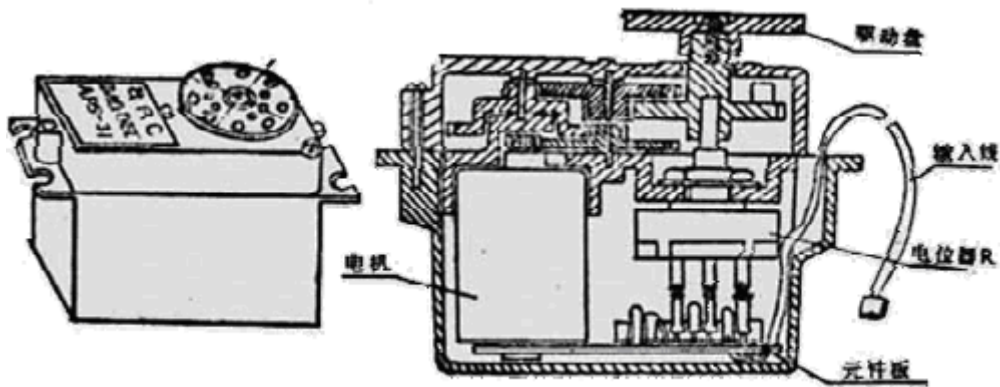


图 2.3.25 舵机组成

舵机的输入线共有三条，红色中间，是电源线，一边黑色的是地线，这两根线给舵机提供最基本的能源保证，主要是电机的转动消耗。电源有两种规格，一是 4.8V，一是 6.0V，

分别对应不同的转矩标准；另外一根线是控制信号线，FVtaba（公司）的一般为白色，JR(Japan Railway)的一般为桔黄色。

舵机的控制信号为周期是 20ms 的脉宽位置调制（PWM）信号，其中脉冲宽度通常从 0.5ms-2.5ms（也有少量型号的脉冲宽度范围不一样。例如下图中所示，为 1.25ms~1.75ms），相对应输出轴的位置为 0~180 度，呈线性变化。也就是说，给控制引脚提供一定的脉宽。TTL 电平，0V/5V），它的输出轴就会保持在一个相对应的角度上，无论外界转矩怎样改变，直到给它提供一个另外宽度的脉冲信号，它才会改变输出角度到新的对应的位置上。

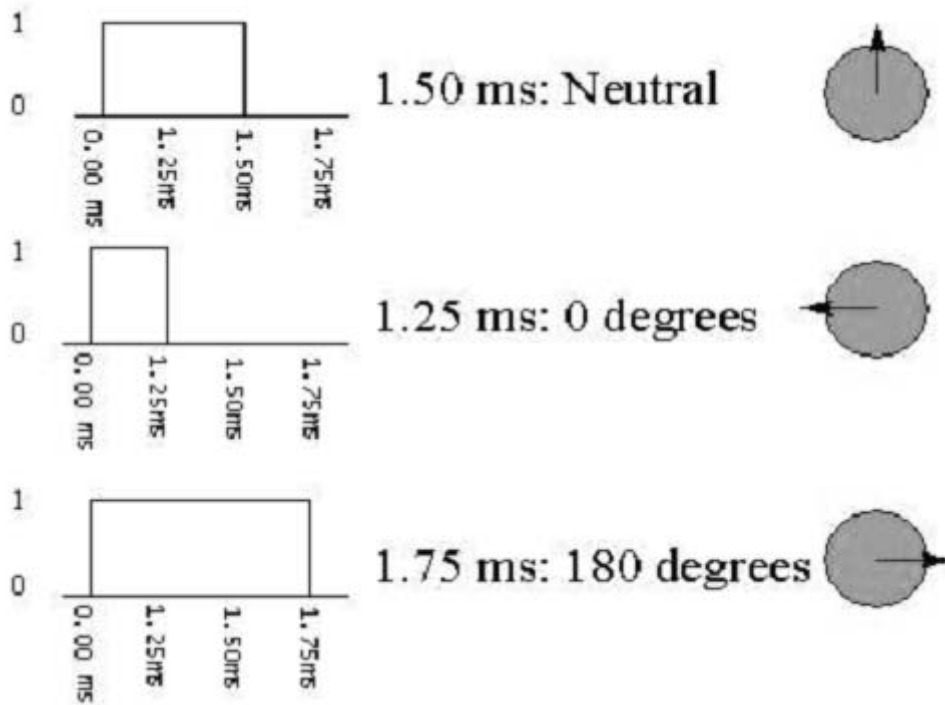


图 2.3.26 舵机的脉宽控制

由此可见，舵机是一种位置伺服的驱动器，转动范围一般不能超过 180 度，适用于那些需要角度不断变化并可以保持的驱动当中。比方说机器人的关节、飞机的舵面等。不过也有一些特殊的舵机，转动范围可达到 5 周之多，主要用于模型帆船的收帆，俗称帆舵。

实际上，舵机的控制电路处理的并不是脉冲的宽度，而是其占空比，即高低电平之比。以周期 0ms、高电平时间 2.5ms 为例，实际上如果给出周期 10ms、高电平时间 1.25ms 的信号，对大部分舵机也可以达到一样的控制效果。但是周期不能太小，否则舵机内部的处理电路可能紊乱；这个周期也不能太长，例如如果控制周期超过 40ms，舵机就会反应缓慢，并且在承受扭矩的时候会抖动，影响控制品质。

## 二、舵机驱动

下面是采用 mega128 控制的八路 MG995 舵机的程序实例：

```
#include <iom128v.h>
#include <macros.h>
```

```

strVct PWM_DATA
{
    int  bVff;    //舵机控制寄存器
    int  angle;   //计算出的最终到达角度计数器数据=(角度*111111)/5425
    int  valVe;   //每周期改变的计数器数值（即步进值）
};

static Vnchar    PWM_CH = 0;    //PWM 通道选择计数器 PWM1-PWM8
strVct    PWM_DATA PWM[8];    //8 组舵机控制寄存器
Vnchar    bb[8];    //判断各路舵机动作是否完成
/*****
////////////////////////////////////舵机控制方法////////////////////////////////////
//舵机控制数据命令包括两个值一个是最终到达的旋转终止角度,另外一个速度范围//0-255,255 代表
最大速度,MG995 舵机速度是 0.2 秒 60 度,0 代表最小速度设定为 2.55
//秒每 60 度 255 减去速度参数。比如转动 30 度,速度参数 200,255-200=55,代表 550MS
//完成 60 度角度 550MS/60=9.16MS 运行一度,30 度,时间 30*9.16=275,舵机 20MS 一个周//
期,275/20=13.75 个周期完成动作。一共要转动 30 度,每周期转动 :30/13.75=2.18,每度
//11.11VS,2.18*11.11=24.24VS 定时器 0.5425VS 为计数单位,24.24/0.5425=44.6,每 20MS
//一个周期每次改变数字计数器 45,改变 14 个周期完成 30 度.另外还要考虑角度是增加//还是减少。计
算出来有小数点,以及误差,在最末尾的时候补足角度。计算出最终计数
//器数字,程序在中断里面自动按照计算出来的改变步进时间以及步进次数进行逼近,当//和运行到计算
最终数据时停止,中断里面每个周期都将查询角度数据是否被改变。
////////////////////////////////////
////////////////////////////////////舵机控制数据结构////////////////////////////////////
*****/
Vnchar PWMDataCoVnt(strVct PWM_DATA *PWMData_point)//结构指针
{
    if(PWMData_point->bVff == PWMData_point->angle) //如果预设置角度与当
        retVrn 0;    //角度相同,返回
    else if(PWMData_point->bVff < PWMData_point->angle) //角度减小处理
    {
        if((PWMData_point->angle-PWMData_point->bVff) <= PWMData_point->valVe)
            //小于步进值,补偿为终值
            PWMData_point->bVff = PWMData_point->angle;
        Else    //加步进值（角度减小）
            PWMData_point->bVff += PWMData_point->valVe;
        retVrn 1;
    }
    else
    {

```

```

        if((PWMDData_point->bVff - PWMDData_point->angle) <= PWMDData_point->valVe)
PWMDData_point->bVff = PWMDData_point->angle;
        else
            //减步进值（角度增大）
            PWMDData_point->bVff -= PWMDData_point->valVe;
            retVrn 1;
    }
}

```

```
void Motor_control (void)
```

```
/******
```

```
*功能: 定时器 1 中断服务函数 产生 PWM1-PWM8, 8 路舵机控制信号由 PA 口输出。
```

```
* 14.7456MHZ 时钟, 8 分频, 0.5ms 到 2.5ms 对应舵机 -90 度到 90 度。
```

```
*参数说明: 无
```

```
*返回值: 无
```

```
*创建时间: 2007 年 9 月 19
```

```
创建人: 肖明
```

```
*****/
```

```

{
switch(PWM_CH)
{
    case 0:
        PWM1_H; //define PWMn_H (PORTA |= 0x01),n=1~7
                //define PWMn_L (PORTA &=~0x01)
        PWM2_L;
        PWM3_L;
        PWM4_L;
        PWM5_L;
        PWM6_L;
        PWM7_L;
        PWM8_L;
        bb[0]=PWMDDataCoVnt(&PWM[0]); //舵机 1 更新, 并进行完成判
            //断
        TCNT1=PWM[0].bVff; //载入更新值
        PWM_CH++; //准备伺服舵机 2
        break;

    case 1:
        PWM1_L; //产生的脉冲宽度完成, 拉低

```

```

        PWM2_H;                                //开始产生舵机 2 的脉宽
        bb[1]=PWMDDataCoVnt(&PWM[1]);
        TCNT1=PWM[1].bVff;
        PWM_CH++;
        break;

case 2:    PWM2_L;
           PWM3_H;
           bb[2]=PWMDDataCoVnt(&PWM[2]);
           TCNT1=PWM[2].bVff;
           PWM_CH++;
           break;

case 3:    PWM3_L;
           PWM4_H;
           bb[3]=PWMDDataCoVnt(&PWM[3]);
           TCNT1=PWM[3].bVff;
           PWM_CH++;
           break;

case 4:    PWM4_L;
           PWM5_H;
           bb[4]=PWMDDataCoVnt(&PWM[4]);
           TCNT1=PWM[4].bVff;
           PWM_CH++;
           break;

case 5:    PWM5_L;
           PWM6_H;
           bb[5]=PWMDDataCoVnt(&PWM[5]);
           TCNT1=PWM[5].bVff;
           PWM_CH++;
           break;

case 6:    PWM6_L;
           PWM7_H;
           bb[6]=PWMDDataCoVnt(&PWM[6]);
           TCNT1=PWM[6].bVff;
           PWM_CH++;

```

```

        break;

    case 7: PWM7_L;
        PWM8_H;
        bb[7]=PWMDDataCoVnt(&PWM[7]);
        TCNT1=PWM[7].bVff;
        PWM_CH++;
        break;

    case 8: PWM1_L;
        PWM2_L;
        PWM3_L;
        PWM4_L;
        PWM5_L;
        PWM6_L;
        PWM7_L;
        PWM8_L;
        TCNT1=0xD801;//舵机伺服周期补偿
        PWM_CH=0;
        break;

    defaVlt: break;
}

if((bb[0]==0)&&(bb[1]==0)&&(bb[2]==0)&&(bb[3]==0)&&(bb[4]==0)&&(bb[5]==0)&&
(bb[6]==0)&&(bb[7]==0))
{TCCR1B = 0x00;} //判断一个动作是否做完，完了关中断，
//并且读取下一个命令，开中断
}

```

## 2.4 控制算法

PID（比例—积分—微分）控制是一种工业上普遍采用的控制方法，距今已有 50 多年历史。在工业控制中由于难以建立精确的数学模型，而 PID 控制器使用中不需精确的系统模型，所以人们采用 PID 控制技术根据经验进行在线调整，从而得到满意的控制效果。

## 2.4.1 PID 控制算法原理及程序

### 一、PID 控制算法原理

PID 控制由比例环节 ( $K_p$ )、积分环节 ( $K_i$ )、微分环节 ( $K_d$ ) 三部分组成, 其各部分的作用如下:

$K_p$  ——比例环节。 $K_p$  越大, 控制越强, 但是  $K_p$  过大会导致系统振荡。

$K_i$  ——积分环节。其作用是将偏差进行累积输出, 从而达到消除系统静态误差的目的。

$K_d$  ——微分环节。微分环节能够根据偏差变化的快慢程度加强调节作用, 能够减小超调, 克服振荡, 加快系统的稳定, 使系统有很好的响应速度。

#### 1. 位置式 PID 控制算法

PID 是过程控制中广泛应用的一种控制规律。其常规控制系统原理框图如图 2.4.1 所示

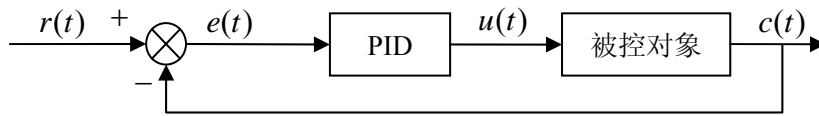


图 2.4.1 单参数 PID 控制

$r(t)$  是设定值,  $c(t)$  为输出量,  $e(t) = r(t) - c(t)$  是调节器的输入偏差,  $u(t)$  是调节器的输出控制量。理想模拟调节器的 PID 算式为

$$u(t) = K_p \left[ e(t) + \frac{1}{T_i} \int e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (2.4-1)$$

式中,  $K_p$  是比例系数;  $T_i$  是积分时间常数;  $T_d$  是微分时间常数。

由于在计算机控制当中使用的是采样控制, 因此式 (2.4-1) 不能直接使用, 需对其进行离散化处理。

离散化时, 令

$$t = kT \quad (k=0,1,2, \dots)$$

作如下近似变换

$$\begin{aligned} u(t) &\approx u(kT) \\ e(t) &\approx e(kT) \\ \int e(t) dt &\approx T \sum_{j=0}^k e(jT) = T \sum_{j=0}^k e(j) \\ \frac{de(t)}{dt} &\approx \frac{e(kT) - e(kT - T)}{T} = \frac{e(k) - e(k-1)}{T} \end{aligned}$$

式中,  $T$  是采样周期, 采样周期需足够短才能保证足够的精度;  $e(kT)$  简写为  $e(k)$ 。

将上述近似变化带入式 (2.4-1) 得离散系统的 PID 表达式为

$$u(k) = K_p e(k) + K_I \sum_{j=0}^k e(j) + K_D [e(k) - e(k-1)] \quad (2.4-2)$$

其中,  $K_I$ ——积分系数,  $K_I = K_p T / T_I$ ;  $K_D$ ——微分系数,  $K_D = K_p T_D / T$ 。

式 (2.4-2) 所表示的控制算式, 其输出值  $u(k)$  和控制对象 (如阀门开度) 是一一对应的, 故将 (2.4-2) 的 PID 算式称为位置式 PID 算法。该算法的缺点是每次输出和过去的状态有关, 计算时要对  $e$  进行不断累加, 这就使得计算量很大。而且, 如果计算机出现故障,  $u(k)$  将大幅变化, 这将导致被控对象 (阀门开度) 的大幅变化, 这中情况在工业生产中是不允许出现的。为了避免这种情况的发生, 人们往往使用增量式 PID 控制算法。

## 2. 增量式 PID 控制算法

所谓增量式 PID 控制是指输出为需要改变的变化量  $\Delta u(k)$ 。由式 (2.4-2) 推出

$$u(k-1) = K_p e(k-1) + K_I \sum_{j=0}^{k-1} e(j) + K_D [e(k-1) - e(k-2)] \quad (2.4-3)$$

将式 (2.4-2)、(2.4-3) 相减, 得

$$\begin{aligned} \Delta u(k) &= u(k) - u(k-1) \\ &= K_p [e(k) - e(k-1)] + K_I e(k) + K_D [e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)] \quad (2.4.4) \\ &= K_p \Delta e(k) + K_I e(k) + K_D [\Delta e(k) - \Delta e(k-1)] \end{aligned}$$

式中  $\Delta e(k) = e(k) - e(k-1)$

式 (2.4.4) 称为增量式 PID 控制算法。进一步将式 (2.4.4) 改写为

$$\Delta u(k) = A e(k) - B e(k-1) + C e(k-2) \quad (2.4.5)$$

$$\begin{aligned} \text{其中, } A &= K_p \left( 1 + \frac{T}{T_I} + \frac{T_D}{T} \right) \\ B &= K_p \left( 1 + 2 \frac{T_D}{T} \right) \\ C &= K_p T_D / T \end{aligned}$$

由上式可以看出, 只要确定了  $K_p$ 、 $T_I$ 、 $T_D$  以及采样周期  $T$  就能很容易的根据前后三次测量的偏差值求出增量  $\Delta u(k)$ , 非常适合采用计算机控制。

实际上, 位置式与增量式 PID 控制对整个系统而言并无本质区别, 只是增量式 PID 将部分算式交给具有累积作用 (如步进电机) 的外部结构去完成。虽然只是算法上的一点改进, 却带来了许多优点:

(1) 由于每次只是输出控制增量, 所以机器故障影响范围小。必要时可加入逻辑判断限制输出。

(2) 手动——自动切换时冲击小。由于执行装置具有锁存作用, 故在设定好手动输出的对应值之后改为自动, 就能做到无冲击切换。

(3) 算式中不需要进行累加, 控制增量的确定仅与最近几次的采样值有关, 较容易通过加权处理获得比较好的控制效果。

## 二、PID 算法程序设计

根据 PID 控制算法原理，PID 程序设计分为位置式和增量式两种。

### 1. 位置式 PID 算法程序设计

根据式 2.4-2 可知第 k 次输出为

$$u(k) = K_p e(k) + K_I \sum_{j=0}^k e(j) + K_D [e(k) - e(k-1)]$$

将式中  $K_I \sum_{j=0}^k e(j)$  改写为

$$\begin{aligned} K_I \sum_{j=0}^k e(j) &= K_I e(k) + K_I \sum_{j=0}^{k-1} e(j) \\ &= K_I e(k) + u_1(k-1) \end{aligned}$$

其中， $u_1(k-1)$  为第 k-1 次积分值。所以第 k 次输出的离散表达式为

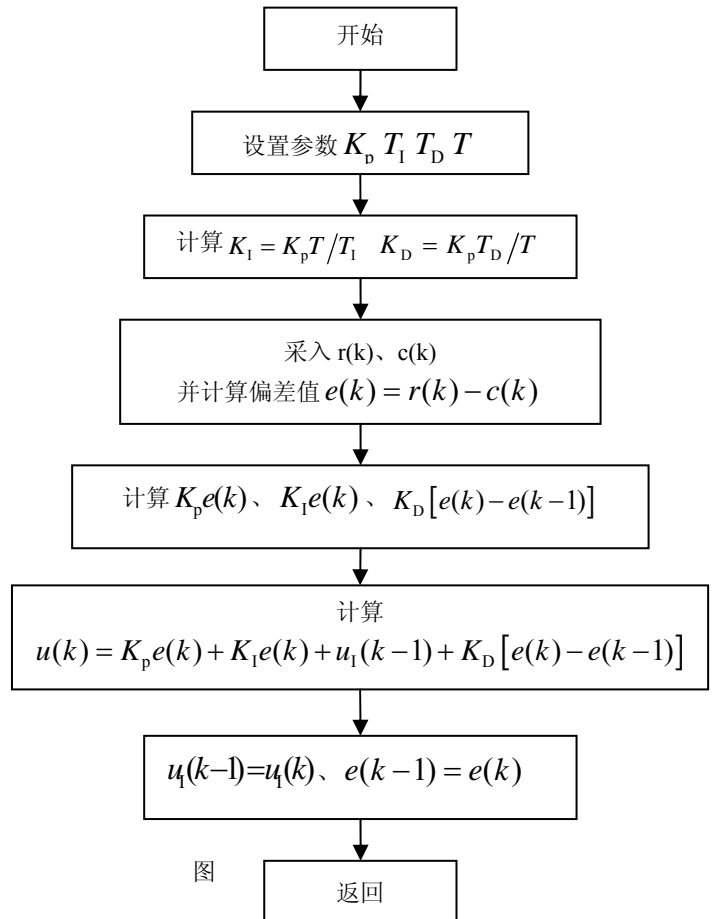
$$u(k) = K_p e(k) + K_I e(k) + u_1(k-1) + K_D [e(k) - e(k-1)] \quad (2.4.6)$$

根据式 (2.4.6) 可写出位置式 PID 的程序流程图，如图 2.4.2 所示。

对应程序如下：

```
float ek;           //偏差 e(k)
float ek1;         //偏差 e(k-1)
float Kp,Ti,Td,T;  //参数
float Ki,Kd;
float rk;          //给定值
float ck;          //采样值
float Vi,Vi1      //u1(k)、u1(k-1)
//变量初始化，根据实际情况而定
Kp= ;Ti= ;Td= ;T= ;
Ki=KpTi/Ti;
Kd=KpTd/T;
ek=0; ek1=0;
Vi=0; Vi1=0;
//开始计算
int PID(float ck)
{ int Vk;         //PID 输出
  ek=rk-ck;
  Vi=Kiek+Vi1;   //计算 Vi
  Vk= Kpek + Vi + Kd(ek-ek1);
  //计算输出量 Vk
  Vi1=Vi; ek1=ek;
  retVrn(Vk);
}
```

**注意**数据范围，根据实际情况做相应的调整。



图

图 2.4.2 位置式 PID 程序

框流程图

2. 增量式 PID 算法程序设计

根据式 2.4.5 可写出增量式 PID 的程序结构框图如图 2.4.3 所示。

增量式 PID 程序清单

/\*\*\*\*\*\*定义变量\*\*\*\*\*\*/

```
float Kp;           //PID 调节的比例常数
float Ti;          //PID 调节的积分常数
float T;           //采样周期
float Td;         //PID 调节的微分时间常数
float A;
float B;
float C;
float ek;         //偏差 e[k]
float ek1;        //偏差 e[k-1]
float ek2;        //偏差 e[k-2]
float Vk;         //V[k]
int Vk1;          //对 Vk 四舍五入求整
int oVt;          //最终输出的调整量
```

//变量初始化, 根据实际情况初始化

```
Kp=; Ti=; T=; Td=;
A=Kp*(1+T/Ti+Td/T);
B=-Kp*(1+2*Td/T);
C=Kp*Td/T;
```

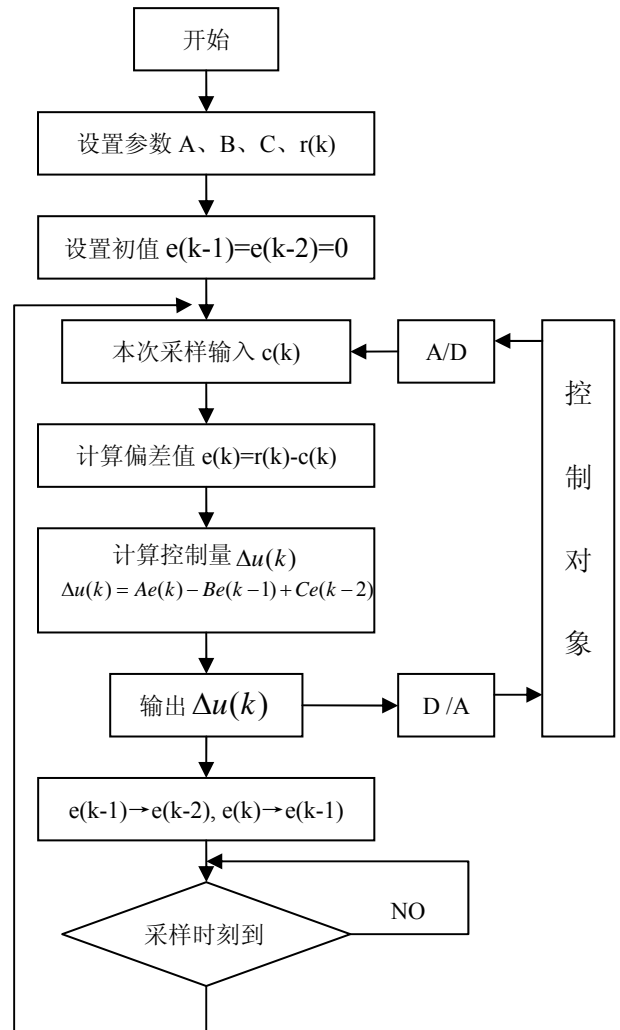
// Ki=KpT/Ti, 微分系数 Kd=KpTd/T,根据实验调得的结果确定这些参数

```
ek=0;
ek1=0;
ek2=0;
Vk=0;
Vk1=0;
oVt=0;
```

int pid(float ek)

```
{
    if(gabs(ek)<v) //v 为误差的阈值, 小于这
    {               //个数值的时候, 不做 PID 调
        oVt=0;     //整, 避免误差较小时频繁
    }             //调节引起震荡. v 的值可自己设
    else
    {
        Vk=a0*ek+a1*ek1+a2*ek2;
        ek2=ek1;
        ek1=ek;
        Vk1=(int)Vk;
        if(Vk>0) //小数处理
        {
            if(Vk-Vk1>=0.5)
            {
                Vk1=Vk1+1;
            }
        }
        if(Vk<0)
    }
}
```

248



```

    {
        if(Vk1-Vk>=0.5)
        {
            Vk1=Vk1-1;
        }
    }
    oVt=Vk1;
}
retVrn (oVt);
}

```

图 2.4.3 增量式 PID 程序流程图

```

float gabs(float ek) //取绝对值
{
    if(ek<0)
    {
        ek=0-ek;
    }
    retVrn ek;
}

```

## 2.4.2 模糊控制算法原理及程序

### 一、模糊控制概况

模糊逻辑控制 (FVzzy Logic Control) 简称模糊控制 (FVzzy Control)，是以模糊集合论、模糊语言变量和模糊逻辑推理为基础的一种计算机数字控制技术。1965 年，美国的 L. A. Zadeh 创立了模糊集合论；1973 年他给出了模糊逻辑控制的定义和相关的定理。1974 年，英国的 E. H. Mamdani 首先用模糊控制语句组成模糊控制器，并把它应用于锅炉和蒸汽机的控制，在实验室获得成功。这一开拓性的工作标志着模糊控制论的诞生。

模糊控制实质上是一种非线性控制，从属于智能控制的范畴。模糊控制的一大特点是既具有系统化的理论，又有着大量实际应用背景。近 20 多年来，模糊控制不论从理论上还是技术上都有了长足的进步，成为自动控制领域中一个非常活跃而又硕果累累的分支。其典型应用的例子涉及生产和生活的许多方面，例如在家用电器设备中有模糊洗衣机、空调、微波炉、吸尘器、照相机和摄录机等；在工业控制领域中有水净化处理、发酵过程、化学反应釜、水泥窑炉等的模糊控制；在专用系统和其它方面有地铁靠站停车、汽车驾驶、电梯、自动扶梯、蒸汽引擎以及机器人的模糊控制等。

### 二、模糊控制基础

图 2.4.4 是模糊控制器的组成。模糊控制的基本思想就是通过数学方法把精确的数据量转变为模糊量，再通过计算机模拟人的思维方式或经验进行逻辑推理得出结果，最后再把它还原为精确的数据量进行输出控制。由此可见，一个控制器的好坏很大程度上取决于其推理方式。

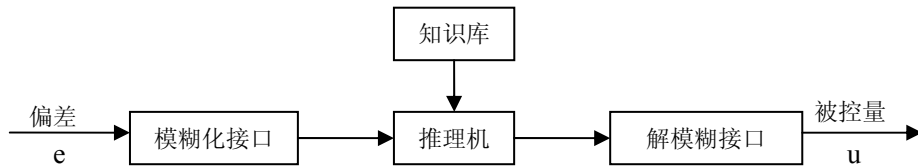


图 2.4.4 模糊控制器的组成

为了更好的理解模糊控制，我们首先要了解几个和模糊控制相关的知识：

### 1. 模糊集合

在生活中，有些东西是确定的。比如说，‘那里有个人’就是一个可以肯定的一件事。如果我们用 0 和 1 来断定其归属，‘那里有个人’就可以取值为 1，因为这件事可以肯定。但在很多时候人类的思维都体现出模糊的概念，如大、小、冷、热等。我们还是以刚才那个例子来说明。我们说‘那里有个人’然后接着说‘那个人有点胖’，对于‘那个人有点胖’我们就不能取值为 1。对此我们将其归属值 0、1 改为区间[0,1]，胖的人就归属于这个区间当中，但是具体胖到啥程度就要开实际情况了。

由上述例子我们导出描述模糊集合的特征函数——隶属函数。对于模糊集合  $\underline{A}$ ，[0,1] 闭区间连续取值的函数就叫隶属函数，隶属函数用  $\mu_{\underline{A}}(x)$  表示。x 是集合  $\underline{A}$  的元素，有

$$0 \leq \mu_{\underline{A}}(x) \leq 1$$

有了隶属函数我们就能够把元素对模糊集合的归属程度恰当表示出来。

### 2. 模糊集合运算

并集：
$$\underline{C} = \underline{A} \cup \underline{B} \Leftrightarrow \mu_{\underline{C}}(x) = \max[\mu_{\underline{A}}(x), \mu_{\underline{B}}(x)] = \mu_{\underline{A}}(x) \vee \mu_{\underline{B}}(x) \quad (2.4.7)$$

交集：
$$\underline{C} = \underline{A} \cap \underline{B} \Leftrightarrow \mu_{\underline{C}}(x) = \min[\mu_{\underline{A}}(x), \mu_{\underline{B}}(x)] = \mu_{\underline{A}}(x) \wedge \mu_{\underline{B}}(x) \quad (2.4.8)$$

补集：
$$\underline{B} = \bar{\underline{A}} \Leftrightarrow \mu_{\underline{B}}(x) = 1 - \mu_{\underline{A}}(x) \quad (2.4.9)$$

上述是模糊集合常用的计算，其中“ $\wedge$ ”是取小运算，“ $\vee$ ”是取大运算。对于模糊矩阵的乘积用合成运算“ $\circ$ ”表示。例如：有模糊矩阵  $\underline{C} = \underline{A} \circ \underline{B}$ ，其运算规则和普通矩阵相似，只是将普通矩阵中的乘积用取小运算“ $\wedge$ ”代替，加法运算用取大运算“ $\vee$ ”代替。 $\underline{C}$  中第 i 行 k 列元素  $c_{ik}$  就等于  $\underline{A}$  的第 i 行元素与  $\underline{B}$  的第 k 列元素对应两两取小，再在所得的 n 个元素中取大，即

$$c_{ik} = \bigvee_{j=1}^n (a_{ij} \wedge b_{jk}) \quad (i=1, 2, \dots, m; k=1, 2, \dots, l) \quad (2.4.10)$$

## 三、模糊控制系统组成

是模糊控制系统的组成如图 2.4.5 所示。整体结构和 PID 相似，其核心部分是模糊控制器。模糊控制器包括：模糊化接口、知识库（包括数据库和规则库两部分）、推理机、解模糊接口。规则库中的模糊规则是核心，在很大程度上决定着控制系统的好坏。

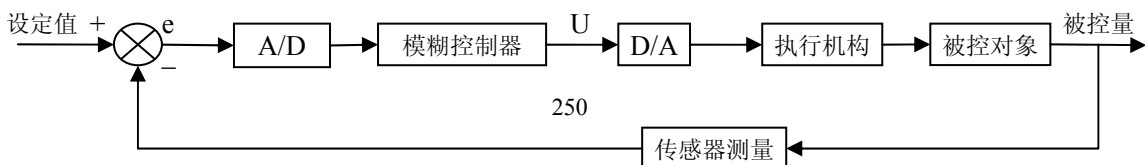


图 2.4.5 模糊控制系统组成框图

在单变量控制器中，根据输入变量的个数我们将模糊控制器分为一维模糊控制器、二维模糊控制器和三维模糊控制器，如图 2.4.6 所示。

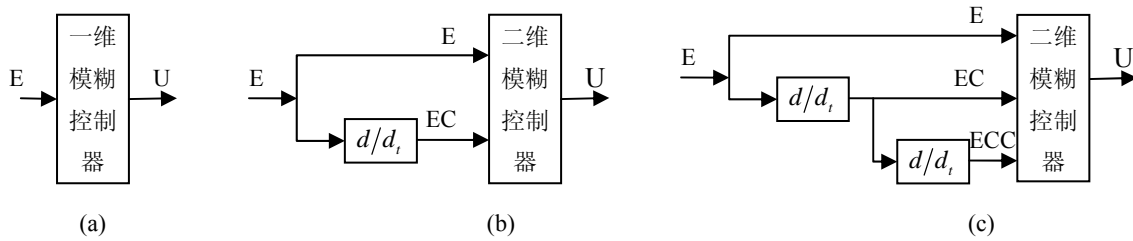


图 2.4.6 单变量模糊控制

1. 一维模糊控制器。如图 2.4.6 (a)，这是最简单的模糊控制器，其输入为受控量和给定量的偏差值。这种控制器虽然简单但是由于缺乏对受控量变化趋势的估计因而系统的动态性能不是很好，这种控制器往往用于一阶被控对象。
2. 二维模糊控制器。如图 2.4.6 (b)，和一阶控制器相对应，二阶控制器采用了偏差 E 和偏差变化 EC 作为输入量进行控制进而有较好的反映输出量的动态特性，是目前应用比较广泛的一类模糊控制器。
3. 三维模糊控制器。如图 2.4.6 (c)，在二维模糊控制器的基础上三维模糊控制器加入了偏差变化的变化率 ECC。由于这类模糊控制器结构较复杂，一般只用在动态特性要求特别高的场合。

对于多输入多输出结构的模糊控制器，因为直接设计将会导致结构过于复杂因而在实际设计是人们往往将其分解为多输入单输出的结构，这样做就可以采用单变量控制器的设计方法来进行设计。

#### 四、模糊控制器的设计

对一个模糊控制系统设计的关键是设计一个恰当的模糊控制器。根据模糊控制器的结构我们需要确定模糊控制器的维数，选取模糊规则，确定模糊接口和解模糊方法，最后根据参数编写程序。下面以二维模糊控制器来说明整个设计流程。

##### 1. 模糊化

由图 4.2.5 可知，通过 A/D 采入的偏差值 E 是精确的数据量，不能被模糊控制器所使用，因此需要对其进行模糊化将其转化为模糊矢量，这就是我们通常说的模糊化接口。又由图 2.4.6(b)我们需对 E 和 EC 分别进行模糊化。

假设，偏差值 E 取值在  $[-|e_{\max}|, |e_{\max}|]$ ，我们将其量化为

$$\{-6, -5, -4, -3, -2, -1, -0, +0, 1, 2, 3, 4, 5, 6\} \quad (2.4.11)$$

式 2.4.11 称为偏差值 E 的模糊论域。由对应的线性关系可以得出其量化因子  $a_e = 6/|e_{\max}|$ ，则有  $e = 6/|e_{\max}| \times e$ 。

取 E 的模糊集为  $[NB, NM, NS, NO, PO, PS, PM, PB]$ ，分别对应负大，负中，负小，零负，零，零正，正中，正大。对应关系如表 4.2.1 所示。

表 4.2.1 模糊变量 EC 的赋值表

隶 属 值 E	e	-6	-5	-4	-3	-2	-1	-0	+0	+1	+2	+3	+4	+5	+6
PB		0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0.1	0.4	0.8	1.0
PM		0	0	0	0	0	0	0	0	0	0.2	0.7	1.0	0.7	0.2
PS		0	0	0	0	0	0	0	0.3	0.8	1.0	0.5	0.1	0	0
PO		0	0	0	0	0	0	0	1.0	0.6	0.1	0	0	0	0
NO		0	0	0	0	0.1	0.6	1.0	0	0	0	0	0	0	0
NS		0	0	0.1	0.5	1.0	0.8	0.3	0	0	0	0	0	0	0
NM		0.2	0.7	1.0	0.7	0.2	0	0	0	0	0	0	0	0	0
NB		1.0	0.8	0.4	0.1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

由表 4.2.1 可知，假设实际采样所得的误差值为  $e$ ，经公式  $e = 6/|e_{\max}| \times e$  量化过后所得值为 3，对模糊子集 PB（正大）而言其隶属度为 0.1，而对子集 PM（正中）而言它的隶属度则为 0.7，也就是说 3 更接近 PM，这就是隶属值所表达的意思。

同理取 EC 的模糊集为  $[NB, NM, NS, O, PS, PM, PB]$ ，分别对应负大，负中，负小，零，正中，正大。对应 EC 的赋值表如表 4.2.2 所示。

表 4.2.2 模糊变量 EC 的赋值表

隶 属 值 EC	ec	-6	-5	-4	-3	-2	-1	0	+1	+2	+3	+4	+5	+6
PB		0	0	0	0	0	0	0	0	0	0.1	0.4	0.8	1.0
PM		0	0	0	0	0	0	0	0	0.2	0.7	1.0	0.7	0.2
PS		0	0	0	0	0	0	0	0.9	1.0	0.7	0.2	0	0
O		0	0	0	0	0	0.5	1.0	0.5	0	0	0	0	0
NS		0	0	0.2	0.7	1.0	0.9	0	0	0	0	0	0	0
NM		0.2	0.7	1.0	0.7	0.2	0	0	0	0	0	0	0	0
NB		1.0	0.8	0.4	0.1	0	0	0	0	0	0	0	0	0

这样，通过上面的模糊化处理之后就能通过模糊规则进行模糊推理。当然，上面的表只是一个示例主要在于说明如何把精确量转化为模糊矢量，实际的模糊集要根据具体情况来定。

## 2. 知识库

有了模糊变量 E 和 EC 之后就可以运用知识库进行推理了。知识库包括数据库和规则库两部分。

**数据库 (Data Base)** 数据库是用来存放所有输入、输出变量的全部模糊子集的隶属度矢量值 (即经论域等级离散化以后对应值的集合), 也可以是论域连续的隶属度函数。数据库的主要作用是向推理机提供数据。

**规则库 (RVle Base)** 规则库用来存放模糊控制器规则的, 它就好比人的大脑。实际上模糊控制规则就是根据人们长期积累的经验或者专家知识来确定的, 它是按照人的直觉推理的一种语言表示形式。模糊控制规则通常由一系列关系词连接而成, if-then、else、and、or 等。例如, 对于二维控制系统输入变量 e(偏差)和 ec (误差变化) 对应语言变量 E 和 EC 有如下的一组模糊规则:

- R1: if E=NB or NM and EC=NB or NM then V=PB
- R2: if E=NB or NM and EC=NS or NO then V=PB
- R3: if E=NB or NM and EC=PS then V=PM
- R4: if E=NB or NM and EC=PM or PB then V=ZO
- R5: if E=NS and EC=NB or NM then V=PB
- R6: if E=NS and EC=NS or NO then V=PM
- R7: if E=NS and EC=PS then V=ZO
- R8: if E=NS and EC=PM or PB then V=NS
- R9: if E=NO or PO and EC=NB or NM then V=PM
- R10: if E=NO or PO and EC=NS then V=PS
- R11: if E=NO or PO and EC=NO then V=ZO
- R12: if E=NO or PO and EC=PS then V=NS
- R13: if E=NO or PO and EC= PM or PB then V=NM
- R14: if E=PS and EC= NB or NM then V=PS
- R15: if E=PS and EC= NS then V=ZO
- R16: if E=PS and EC= NO or PS then V=NM
- R17: if E=PS and EC= PM or PB then V=NM
- R18: if E= PM or PB and EC= NB or NM then V=ZO
- R19: if E= PM or PB and EC= NS then V=NM
- R20: if E= PM or PB and EC= NO then V=NB
- R21: if E= PM or PB and EC= PM or PB then V=NB

这和 C 语言的条件语句相似, 很容易理解。但是计算机不能识别这样的语言, 必须将其数值化, 下面就通过推理机将这 21 条模糊语句用数学运算的方法进行转换。

对模糊规则 R1 对应的模糊关系为

$$u_1 = \left[ (NB_E + NM_E) \times (NB_{EC} + NM_{EC}) \right] \times PB_U \quad (2.4.12)$$

由式 2.4.7、2.4.8 和式 2.4.10 的模糊运算规则, 式 2.4.11 转化为

$$u_1 = (NB_E(i) \vee NM_E(i)) \wedge (NB_{EC}(j) \vee NM_{EC}(j)) \wedge PB_U \quad (2.4.13)$$

其中,  $i$  为偏差  $E$  量化的等级,  $j$  为偏差变化的量化等级。式 2.4.13 的推理方式称为 Mamdani 极小运算, 虽然丢失了部分信息但简化了运算。同理可求出其它控制量  $u_2, u_3, \dots, u_{21}$ , 则控制量模糊集合  $\tilde{U}$

$$u = u_1 + u_2 + u_3 + \dots + u_{21} \quad (2.4.14)$$

### 3. 解模糊接口

由于被控对象只能接收精确的控制量, 因此模糊控制集合, 式 2.4.14 必须通过解模糊接口进行清晰化从而送出精确的控制量。这一过程称为模糊判决, 也称为去模糊, 常用的判决方式有: 最大隶属度法、加权平均法、中位数判决法, 下面以最大隶属度法说明解模糊过程。

最大隶属度法:

通过模糊推理得到的控制量模糊的模糊集合  $\tilde{U}$ , 如果集合  $\tilde{U}$  中有元素满足

$$\mu_{\tilde{U}}(x_{\max}) \geq \mu_{\tilde{U}}(x) \quad (x_{\max}, x \in u)$$

则取  $x_{\max}$  作为控制量的精确值。

若最大隶属度不唯一, 就取他们的平均值  $\bar{x}_{\max}$  作为输出控制量。

例如: 有

$$\tilde{U} = 0.4/0 + 1.0/1 + 0.8/2 + 0.1/4$$

则按最大隶属度原则应取  $x_{\max} = 1$ 。

又有, 如果

$$\tilde{U} = 0.4/0 + 0.8/2 + 0.4/3 + 0.1/4$$

则按平均值取得

$$x_{\max} = \frac{0+3}{2} = 1.5$$

再将控制量乘以比例因子  $a_u$  就得出实际输出的控制量  $u = a_u \times x_{\max}$ 。

为了减少运算, 可事先根据不同的  $i, j$  计算出需要输出的控制量  $V$  做成控制表存储在计算机当中, 这样就可以用查表的方式快速的找出需要的控制量, 从而节约大量的时间。输出控制表如表 4.2.3 所示。

表 4.2.3 模糊控制表

u ec	e													
	-6	-5	-4	-3	-2	-1	-0	+0	+1	+2	+3	+4	+5	+6
-6	7	6	7	6	4	4	4	4	2	1	0	0	0	0
-5	6	6	6	6	4	4	4	4	2	1	0	0	0	0
-4	7	6	7	6	4	4	4	4	2	1	0	0	0	0
-3	6	6	6	6	5	5	5	5	2	-2	0	-2	-2	-2
-2	7	6	7	6	4	4	1	1	0	-3	-3	-4	-4	-4
-1	7	6	7	6	4	4	1	1	0	-3	-3	-7	-6	-7
0	7	6	7	6	4	1	0	0	-1	-4	-6	-7	-6	-7
1	4	4	4	3	1	0	-1	-1	-4	-4	-6	-7	-6	-7
2	4	4	4	2	0	0	-1	-1	-4	-4	-6	-7	-6	-7
3	2	2	2	0	0	0	-1	-1	-3	-3	-6	-6	-6	-6

4	0	0	0	-1	-1	-3	-4	-4	-4	-4	-6	-7	-6	-7
5	0	0	0	-1	-1	-2	-4	-4	-4	-4	-6	-6	-6	-6
6	0	0	0	-1	-1	-1	-4	-4	-4	-4	-6	-7	-6	-7

### 2.4.3 设计实例

为了更好的说明 PID 算法在控制领域的应用，下面的程序就是使用 PID 算法进行的恒温控制。

采用 mega128 作为控制核心，因其自身资源丰富，自带的十位 ADC 和 PWM 发生器可以用很少的外围元件便可以完成控制。可使用外部中断 INT0 作为设定按钮来控制 PID 的运行。控制温度精度为一度，温控范围为 200~500℃，下面是 PID 控制部分的程序。

```

/*****
project      :PID 恒温控制
chip type    : atmega128
clock freqVency : 外部 8MHz 晶振
*****/
#include "iom128v.h"
#include "macros.h"
Vnsinged char key1;           //按键标志 (PID 运行标志)
signed int ek;                //当前偏差 e[k]
signed int ek1;               //上次偏差 e[k-1]
signed int Kp;                //比例常数
signed int Ki;                //积分常数
signed int Kd;                //微分常数
signed int KIv1;              //上次积分项
signed int oVt;               //控制输出

/*****
//函数名称: PWM 初始化
//TIMER1 initialize - prescale:64
// WGM: 3) PWM 10bit phz correct, TOP=0x3FF
// desired valVe: 20mSec
// actVal valVe: 16.368mSec (18.2%)
*****/

void timer1_init(void)
{
    TCCR1B = 0x00; //stop
    TCNT1H = 0xFC; //setVp
    TCNT1L = 0x01;
    OCR1CH = 0x03;
    OCR1CL = 0xFF;
    TCCR1A = 0x07;
    TCCR1B = 0x03; //start Timer
}

```

```
/******
```

```
//函数名称: PID 初始化
```

```
*****/
```

```
void pid_init(void)
{
Kp    = 45;
Ki    = 3;
Kd    = 1;
ek    = 0;
ek1   = 0;
KIv1  = 0;
oVt   = 0; //当前输出
}
```

```
/******
```

```
//函数名称: PID 函数
```

```
//功能: 通过 PID 计算得出控制量, 然后赋值给比较寄存器  
OCR1C,得到不同占空比控制加热电路温控范围 200~500℃
```

```
*****/
```

```
void pid(void)
{
signed long KPv;
signed long KIv;
signed long KDv;
signed int i;
signed char j;
if (key1==1) //未按下启动键时 PID 不工作
{
ek=tmp-adc_rel; //计算偏差, tmp 为设定值, adc_rel 为采样值

if (180<adc_rel)
{
if((tmp-20)<adc_rel<tmp+1)//比设定值低(此为 20)时开始 PID
{
KPv =Kp*(ek-ek1);
KIv =Ki*ek+KIv1;
KDv = Kd*(ek-ek1);
oVt =KPv+KIv+KDv;
KIv1=KIv;
ek1=ek;
if (0<oVt<=0x3ef)
{
OCR1C = oVt;
}
else {OCR1C = 0;}
}
}
}
```

```

        else    {OCR1C = 0;} //大于设定温度关闭加热
        }
    else {OCR1C = 0x3ff;} // 小于 180 直接加热
}

else {OCR1C = 0;}
}

```

## 小 结

- ① 光电传感器主要有发光二极管，光敏二极管，光敏三极管，光敏电阻，光电耦合器及光电开关可应用于快速光信号检测，光照度检测。
- ② 光电开关可应用于小车的标志线检测电路，或自制的小车速度位置闭环反馈。
- ③ TSL2561 是精密的环境照度检测芯片，I<sup>2</sup>C 数字接口易于与控制器连接。
- ④ 仪表放大器在传感器的信号调理电路中得到广泛应用。仪表放大器一般都采用集成的三运放形式构成，输入阻抗很高，共模抑制比大。
- ⑤ AD8221 是单片精密仪表放大器，由外部电阻设定增益值，具有低的失调电压和低的噪声系数，可应用于微弱信号的程控增益放大。
- ⑥ AD7714 是典型的 24 位  $\Sigma$ - $\Delta$  结构的 ADC 芯片，内部具有增益可在 1-128 设置的可编程增益放大器，通过过采样技术和片内集成的数字滤波器提供了极低的信号噪声。
- ⑦ 电机主要有直流电机，步进电机，舵机等。直流电机主要有线性驱动和开关驱动。线性驱动方式力矩纹波小，电机速度可平滑调节，但整体效率低；开关驱动效率高，力矩纹波大，驱动简单。
- ⑧ 电机的开关驱动方式通常采用 H 桥方式，设计 H 桥电路需要考虑共态导通和高速化 MOS 管驱动电路问题。
- ⑨ 步进电机是数字控制电机，将电脉冲信号转换为角位移；步进电机适合作精密的位置控制，但不能大范围的速度平滑调节，并存在振荡和失步现象。
- ⑩ PID 技术广泛应用于电机的速度调节和小车的运动规划。

## 设计练习

1. 请完成 2.1.1 第四部分中简易光电码盘的单片机码盘部分程序编写，要求至少完成速度测量。
2. 设计声光控开关或光控接近开关的电路原理图。
3. 设计一个环境照度计电路。
4. 利用热电阻制作简易数字温度计。

5. 试比较说明通用运算放大器和仪表放大器的差别。
6. 图 2.2.16 是由运放 OP2277 组成的减法电路，先计算电路增益再使用 MVltisim 进行仿真，并用示波器观察共模抑制和增益。

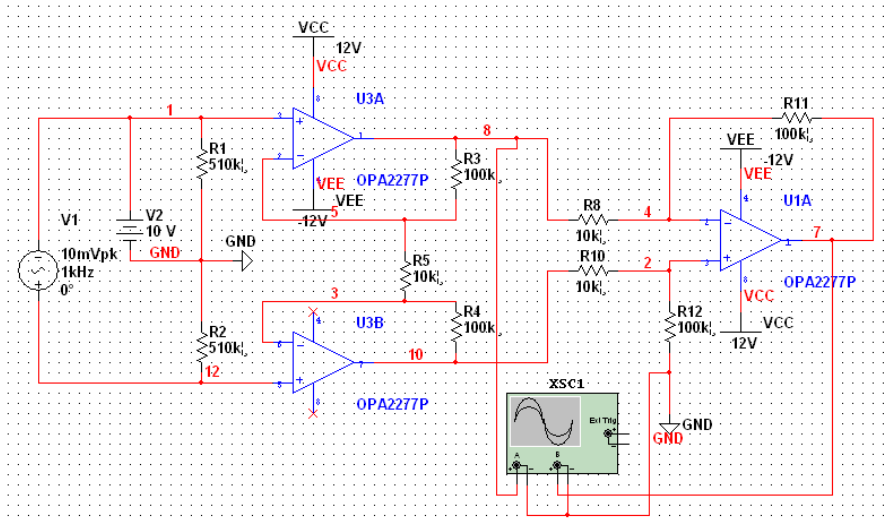


图 2.2.16

7. 设计一个数控增益在 1-10000 可调的多通道数据采集系统。
8. 什么是共态导通？简述图 2.3.15 中两种电路各自的充放电回路。
9. 根据图 2.3.11 (c) 编写直流电机调速程序（包括正转和反转）。
10. 图 2.3.26 是步进电机的一种驱动电路，写出在 51 单片机上实现三相六拍（即 A→AB→B→BC→C→CA→…）的驱动程序。

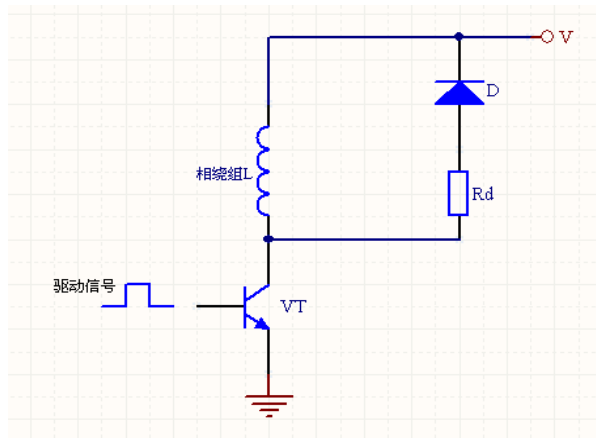


图 2.3.27 一种步进电机的驱动电路

11. 编写一个由舵机控制的爬虫机器人程序。
12. 将设计实例中恒温控制的位置式 PID 改写为增量式 PID。
13. 参考书中已有的 PID 程序，设计出一个完整的可调恒温控制电路及相关程序。
13. 设计一个直流电机速度，位置反馈的闭环系统。
14. 简要说明直流电机，舵机，步进电机的异同点。



# 第 3 章 无线电技术

无线电是指在自由空间（包括空气和真空）传播的电磁波，无线电技术则是通过无线电波传播信号的技术。无线电技术的原理建立于电磁波理论，即导体中电流强弱的改变会产生无线电波。利用这一现象，通过调制可将信息加载于无线电波之上。当电波通过空间传播到达收信端，电波引起的电磁场变化又会在导体中产生电流。通过解调将信息从电流变化中提取出来，就达到了信息传递的目的。

本章介绍无线电技术中常用的无线电信号、传输线、谐振电路、双端口网络的原理与应用。

## 3.1 无线电信号

无线电信号是信息传递过程中的重要载体，它是原始信号和已调振荡信号的总称。声音、图像、文字、电码等欲传送的信息，通过转换设备后，转变成为相应变化的电压或电流，这种变化的电压或电流称为原始信号。在工程应用中，通过无线方式进行信息交换时，我们要发送的承载信息的原始信号是用来调制发射机中高频振荡的，或者说是用来控制高频振荡的某一参数的，承载信息的信号往往并不是简单的正弦波形，它可能是一个比较复杂的波形，这在电路设计中也是经常要遇到的，因此理解无线电信号的频谱特性对应用电路设计、分析有着至关重要的作用。

### 3.1.1 非正弦周期信号

先通过一个例子从概念上来说明一个非正弦周期信号，可以用一系列频率成整数倍的正弦信号来表示。与非正弦周期信号具有相同频率的成分称为基波或一次谐波，其他成分则根据其频率为基波频率的 2、3、4……、 $n$  等倍数分别称为二次、三次、四次、……、 $n$  次谐波。

图 3.1.1 是一个矩形非正弦周期信号。

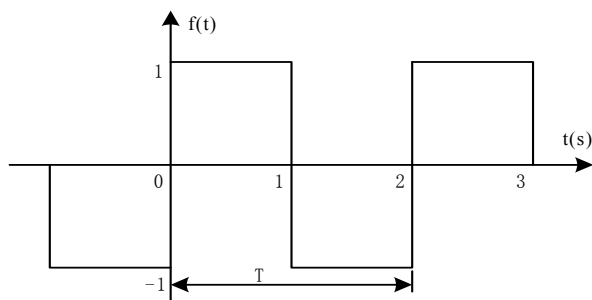


图 3.1.1 矩形非正弦周期信号

我们以该方波为例来说明这一概念。该方波的周期  $T = 2S$ ，角频率  $\omega = 2\pi/T = \pi$ 。我们先作出一个频率相同而振幅为  $4/\pi$  的正弦波  $f_1(t)$ ，即

$$f_1(t) = \frac{4}{\pi} \sin \pi t$$

这一波形如图 3.1.2 所示。

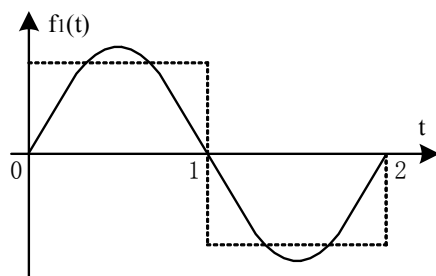


图 3.1.2 合成非正弦周期信号的基波

显然，这一波形与方波很不相象。如果在这波形上我们再加上第二个正弦波，其频率为  $f_1(t)$  的三倍，而振幅为  $f_1(t)$  的  $1/3$ 。以  $f_2(t)$  表示这两正弦波之和，则

$$f_2(t) = \frac{4}{\pi} \left( \sin \pi t + \frac{1}{3} \sin 3\pi t \right)$$

其波形如图 3.1.3 所示。

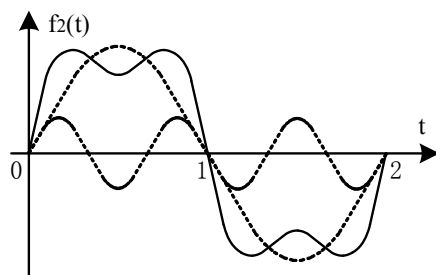


图 3.1.3 合成非正弦周期信号的三次谐波

如果我们再加上第三个正弦波，其频率为  $f_1(t)$  的五倍，而振幅为  $f_1(t)$  的  $1/5$ ，且以  $f_3(t)$  表示这三个正弦波之和，则

$$f_3(t) = \frac{4}{\pi} \left( \sin \pi t + \frac{1}{3} \sin 3\pi t + \frac{1}{5} \sin 5\pi t \right)$$

其波形就如图 3.1.4 所示。

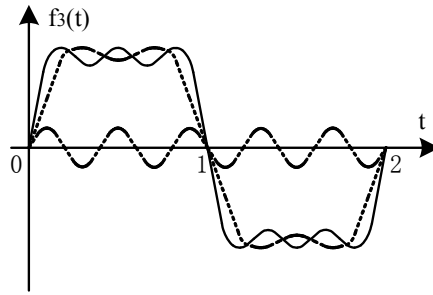


图 3.1.4 合成非正弦周期信号的五次谐波

如果我们继续照此进行，再加上频率为  $f_1(t)$  的七倍、振幅为  $f_1(t)$  的  $1/7$  的第四个正弦波，那么这四个正弦波之和的波形将如图 3.1.5 所示。

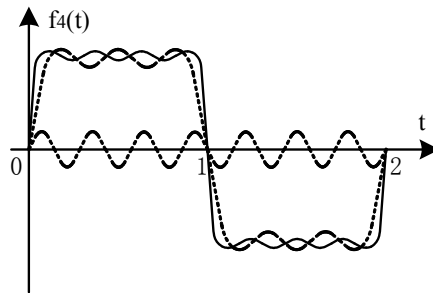


图 3.1.5 合成非正弦周期信号的七次谐波

已接近方波的模样。如果这样的正弦项为无限多个，那末，它们之和的波形就会与图 3.1.1 所示的方波完全一样。

从上面的例子说明：

- 1、任何无线电非正弦周期性信号，都可以通过用一系列频率成整数倍的正弦波相加而合成得到。合成的项数愈多，准确度愈高。
- 2、合成信号的周期是以基波分量的周期为周期的。
- 3、振幅较大的低次谐波组成非正弦周期信号的主体，而振幅较小的高次谐波则影响着非正弦周期信号的细节部分。

不同频率的谐波可以合成一个非正弦周期性信号，反过来，一个非正弦周期性信号也可以分解为无限多项的谐波成分。

在无线电技术中，用傅里叶级数来定量分析非正弦周期性信号的特性，傅里叶级数的三角形式表示式为

$$\begin{aligned}
 f(t) &= \frac{1}{2}a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\Omega t + b_n \sin n\Omega t) \\
 &= \frac{1}{2}a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\Omega t - \varphi_n)
 \end{aligned}$$

式中  $\Omega = 2\pi F = 2\pi/T$ ， $\Omega$  为基波角频率， $F$  为基波频率， $T$  为周期性信号的重复周期。

$a_0$ 、 $a_n$ 、 $b_n$ 称为傅里叶系数，分别代表常数项（直流分量）、余弦项的振幅、正弦项的振幅。

$A_n$ 、 $\varphi_n$ 表示合成余弦项的振幅和初相，其中

$$A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$$

$$\varphi_n = \arctan \frac{b_n}{a_n}$$

工程技术应用中，分析非正弦周期性信号，是将其分解为傅里叶级数，分析步骤是：

(1) 写出非正弦周期性信号的解析式

(2) 由下式求得傅里叶系数，并根据精度要求，取有限项高次谐波

$$a_0 = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) dt$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \cos n\Omega t dt$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \sin n\Omega t dt$$

(3) 通过傅里叶系数的求解可直观的看出一个非正弦周期波信号的直流分量和各次谐波。

从上面的分析步骤看，将一个非正弦周期性信号分解为傅里叶级数，实际也就是求解傅里叶系数的问题，

前面举例说明的非周期性信号波形是比较简单的，但在实际工程工作中我们遇到得信号波形往往十分复杂，很多时候是不能确定信号波形的解析表示式的，这就无法计算它的傅里叶系数。因此在实际工作中我们通常是用频谱分析仪，用测量的方法来确定周期信号的频谱成分，分别测出各次谐波的幅度来，由于有这样方便的仪器，所以在工作中需要真正动笔去计算傅里叶系数的情况并不多，但我们仍必须要了解和懂得傅里叶级数的数学方法及物理意义。许多非正弦周期信号的傅里叶级数收敛很快，二次或三次谐波是它们的主要成分，因此我们应该对二次和三次谐波对信号波形的影响非常熟悉，这对于实际工作是很有意义的。

下面通过两组波形来看二次和三次谐波对规则正弦信号的影响。图 3.1.6(a)的波形是正弦波中混有二次谐波的示波器显示图形

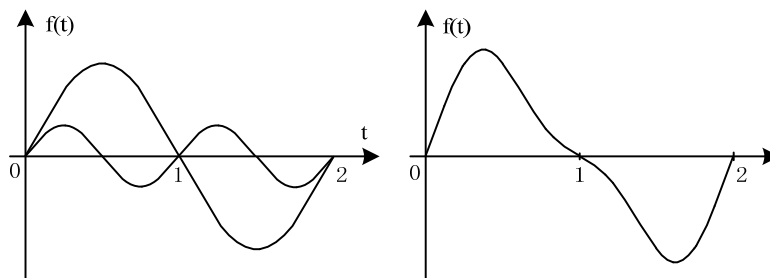


图 3.1.6(a) 正弦波中混有二次谐波

这个波形是规则正弦波(基波) 和二次谐波的叠加。图 3.1.6(b) 的波形同样是混有二次谐波, 但这二次谐波带有一定相移。

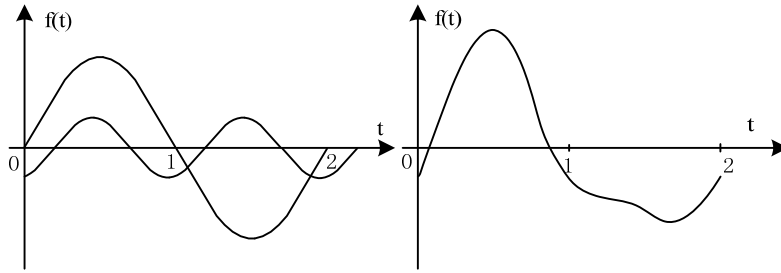


图 3.1.6(b) 正弦波中混有带一定相移的二次谐波

图 3.1.7(a) 的波形是在基波基础之上混有三次谐波。

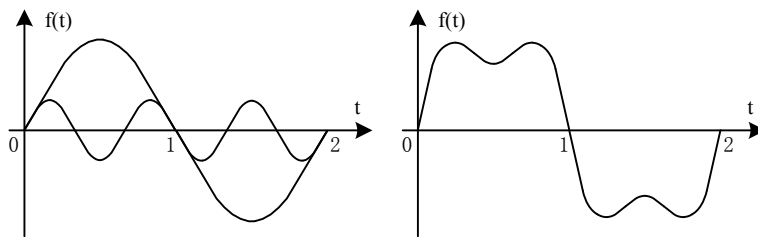


图 3.1.7(a) 正弦波中混有三次谐波

图 3.1.7(b) 的波形也混有三次谐波, 并带有一定相移

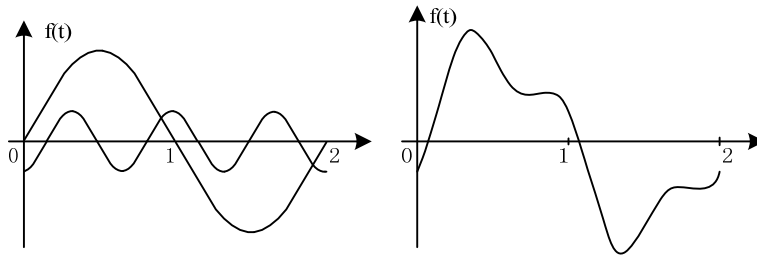


图 3.1.7(b) 正弦波中混有带一定相移的三次谐波

从上面所述非正弦周期信号的分解, 以及正弦信号混有高次谐波后出现的信号畸变情况看, 我们在设计信号通道电路时, 为保证信号有较好的“保真度”, 一定要根据所传输信号的特点设计相应的频带宽度。通常我们在传输方波信号时, 若要保证信号的前后边沿陡峭, 则要对信号通道电路的频带宽度要求更宽, 保证高次谐波不被衰减掉, 因为高次谐波决定边沿。若通过信号通道电路后低次谐波被滤掉, 那么方波的上、下顶部就会严重畸变。

### 3.1.2 非正弦周期信号的频谱

在无线电技术中, 为了能够既方便又直观地表示出一个信号中包含哪些频率分量, 及各

分量各占的比重情况，我们常根据傅里叶级数的三角形式表示式，把  $A_n$  对  $n\Omega$  的函数关系绘成谱线图，如图 3.1.8(a) 所示的方波信号，它的频谱图如图 3.1.8(b)

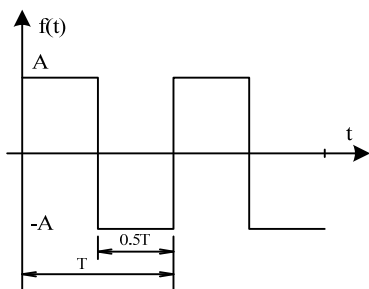


图 3.1.8 (a) 方波信号

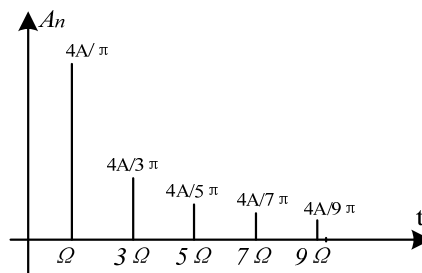


图 3.1.8(b) 方波的频谱图

图中表示出了各次谐波的相对大小，可以一目了然地看出，这个信号包含着哪些谐波分量及每个分量所占的比重。图中每条线代表一个谐波分量，其长度代表  $A_n$ 。各线间的距离相同，等于  $\Omega$ 。这种图形称为非正弦波的振幅频谱，简称频谱，图中各线称为谱线。

振幅频谱有三个特性：

1、离散性：振幅频谱的谱线是不连续的，每一条谱线代表一个谐波分量，这样的频谱称为不连续频谱或离散频谱。

2、谐波性：由于所有谐波频率都是基波频率的整数倍，因此振幅频谱的每条谱线之间的间隔是相等的，都是等于基波角频率  $\Omega$ 。

3、收敛性：振幅频谱中各谐波振幅随着谐波次数的增高而逐渐减小，当谐波次数无限增高时，谐波分量的振幅也就无限的趋小。

前面分析过，不同频率的谐波可以合成一个非正弦周期性信号，若所取的谐波分量愈多，则迭加起来后的波形就愈接近原来函数的波形。但是，要求考虑过多的谐波分量，必将会在我们的电路设计工作中造成很大的困难，因为谐波分量取的过多，那对回路的通频带要求也更宽，这是不必要的。由于谐波振幅具有收敛特性，所以谐波次数很高的那些分量，振幅已经很小了，它们的影响可以忽略不计，在实际应用中，通常把从零频率到谐波振幅降为最大值的  $1/K$ （例如  $1/10$ ）的那个频率间的频带称为信号的频带宽度， $K$  的数值常取为 10。

可以证明，对一切周期性脉冲信号，其脉宽和频宽总是成反比关系的，这一概念在无线电技术中具有十分重要的意义。

### 3.1.3 非周期性信号及频谱

在前面讨论非正弦周期信号时，采用了占空比为 50% 的方波为例，如图 3.1.9

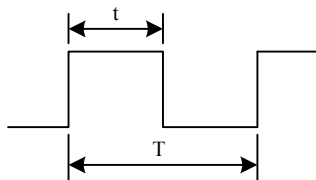


图 3.1.9 占空比为 50% 的方波

如果将周期性信号的重复周期  $T$  无限增大, 则周期性方波信号就变为非周期的单个矩形脉冲了。在这里所谓无限大周期, 实际上只不过表示在后一个脉冲到来之前, 前一个脉冲在电路中的作用已经基本消失这样一种情况而已。因此研究非周期性信号时, 可以用研究周期性信号当  $T \rightarrow \infty$  的情况就可以了。

由此, 可以分别求得原函数  $f(t)$  的频谱函数表示式和非周期性信号的傅里叶积分表示式, 频谱函数表示式为

$$F(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)e^{-j\omega t} dt$$

应用该式可把一个非周期信号分解为它所包含的各频率分量以及表示出频率分量相对振幅大小。非周期性信号的傅里叶积分表示式为

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(j\omega)e^{j\omega t} d\omega$$

该式则可用来把各信号频率分量综合成为信号原函数。上两式中:  $\omega = n\Omega$ 。

工程技术应用中, 分析非周期信号的频谱时, 只要求出它的频谱函数即可。

分析步骤是:

- 1、写出非周期性信号的解析式
- 2、由下式求得频谱函数

$$F(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)e^{-j\omega t} dt$$

- 3、通过求解可以看出一个非周期波信号的频率分量和各次频率分量相对振幅大小。

## 3.2 传输线

所谓传输线, 就是用来传送电信号或电能量的导线。传输线由于使用工作频率不同, 可分为高频传输线和低频传输线。高频传输线由于工作频率高, 信号波长较短, 使得传输线的长度和沿传输线传播的电磁波的波长可以相比拟了, 即  $\lambda \approx 1$  以至于  $1 > \lambda$ 。于是, 可以把这种长度和波长相比拟的传输线称为“长线”。低频传输线由于工作频率比较低, 信号波长远大于导线长度, 即  $\lambda \gg 1$ 。于是, 可以认为无论传输线本身绝对几何长度如何, 都称为“短线”。然而“长”与“短”的概念是与波长比较而言的, 并非指它们本身的绝对几何尺寸的长短。

### 3.2.1 传输线的类型

- 1、非平衡型同轴线

同轴电缆是最常用的非平衡式传输线, 图 3.2.1 所示非平衡型同轴线的结构, 它的最大优点是电磁场的屏蔽性能很好, 因为金属屏蔽层采用编织铜网或铝箔材料, 用以阻止接收或辐射干扰信号。

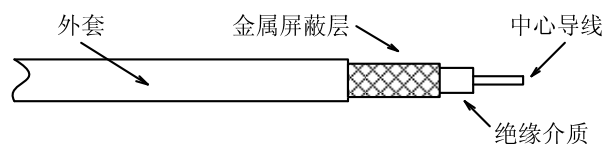


图 3.2.1 非平衡型同轴线的结构

同轴电缆的损耗很低，传输的信号频率可达 50GHz。一般常用的同轴电缆特性阻抗多为 50 Ω 或 75 Ω。

表 3.2.1 是 50 Ω 同轴电缆的参数：

表 3.2.1 50 Ω 同轴电缆的参数

规格	衰 减 dB / 100 m					特性阻抗 Ω
	50MHz	150MHz	200MHz	400MHz	800MHz	
50-7	4.0	7.0	7.5	9.5	14.5	50±2.5
50-9	2.7	4.5	5.3	7.7	11.5	50±2.5
50-10	2.4	3.8	4.5	6.7	10.2	50±2.5
50-12	2.0	3.5	4.1	6.1	9.1	50±2.5
50-15	1.6	3.0	3.2	4.7	7.2	50±2.5

## 2、平衡型双线传输线

平衡型双线传输线的特性阻抗多为 300 Ω，图 3.2.2 所示平衡型双线传输线的结构。

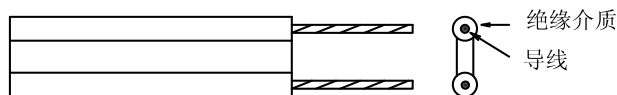


图 3.2.2 平衡型双线传输线的结构

平衡型双线传输线多用于电视或调频 (FM) 接收机，用以连接天线，或以其平衡馈送方式与发射/接收机的偶极天线连接。它具有很低的损耗，且能允许很高的线电压。

## 3.2.2 传输线的特性阻抗

特性阻抗是传输系统的一个重要参数，实际的传输线的等效电路由离散电容 C、离散电感 L、电阻 R 和电导 G 所组成，如图 3.2.3 所示。

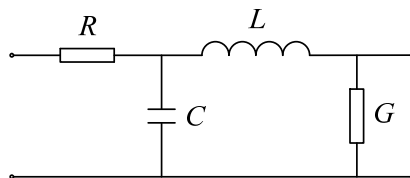


图 3.2.3 传输线的等效电路（单位长度）

理想的无损耗传输线应该只有离散电容 C 和离散电感 L，而电阻  $R=0$ 、电导  $G=\infty$ ，如果

传输线的分布参数满足下面的不失真条件：

$$\frac{R}{L} = \frac{G}{C}$$

此时传输线的特性阻抗就等于一个与频率无关的电阻，即

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

满足此条件的传输线称为无畸变线。

### 3.2.3 均匀传输线上的波

所谓均匀传输线，是指线上任一处的单位长度上的分布参数（如分布电感，分布电容，分布电阻及分布漏电导）是相同的。通过研究均匀传输线上无线电信号由一点传向另一点时，沿线的电压和电流随空间和时间变化的规律，可以得到传输线上任一点的电压  $V$  和电流  $I$  是由两项组成的

$$\dot{U} = \dot{U}_{in} + \dot{U}_{re}$$

$$\dot{I} = \dot{I}_{in} + \dot{I}_{re}$$

其中： $\dot{U}_{in}$  表示入射波电压， $\dot{U}_{re}$  表示反射波电压； $\dot{I}_{in}$  表示入射波电流， $\dot{I}_{re}$  表示反射波电流。

它表示出，当传输线终端接入任意负载时，传输线上的电压和电流是由两部分组成的，一部分是入射波，另一部分是反射波。基于此，无线电信号在均匀传输线上的传输会有三种状态，即：行波状态、驻波状态、行驻波状态。

1、行波状态：若接入的终端负载阻抗等于传输线特性阻抗的时（即阻抗匹配时），可以证明，此时反射波为零，线上只有入射波存在。这在无线电技术中是尽力想达到的目标，但在无线电技术的实际应用中，利用传输线传递的信号一般都占有相当宽的频带，为此，就要求线路终端的负载阻抗具有与特性阻抗相同的频率特性，以使整个信号频带内都能满足阻抗匹配而无反射的失真。要做到这一点，往往是不容易的。

2、驻波状态：当传输线终端短路、开路或接纯电抗负载时，负载与传输线完全失配，由始端传输到终端的入射波将被全反射，沿线入射波与反射波迭加形成驻波分布。驻波状态意味着入射波功率一点也没有被负载吸收，全部反射回始端。驻波比为 1，表示完全匹配；驻波比为无穷大表示完全失配，信号全反射。在移动通信系统中，一般要求驻波比小于 1.5，但实际应用中 VSWR（电压驻波比）应小于 1.2。

3、行驻波状态：这是实际工作中最常见的状态。在入射波和反射波相位相同的地方，电压振幅相加为最大电压振幅  $V_{max}$ ，形成波腹；而在入射波和反射波相位相反的地方电压振幅相减为最小电压振幅  $V_{min}$ ，形成波节。其它各点的振幅值则介于波腹与波节之间。这种合

成波称为行驻波。传输线工作在行驻波状态，行波与驻波的相对大小决定于负载与传输线的失配程度。为了说明线路终端负载阻抗的匹配程度和线上反射波大小的关系，通常用反射系数  $P$  来表示。所谓反射系数是指线上某点的反射波与入射波的振幅复量之比，即

$$P = \frac{\dot{U}_{re}}{\dot{U}_{in}} = \frac{-\dot{I}_{re}}{\dot{I}_{in}}$$

反射系数的绝对值在  $0 \sim 1$  的范围内变化。当  $|P| = 0$ ，说明没有反射波，只有入射波。

当  $|P| = 1$  时，说明反射波与入射波的幅值相等，也即是入射波全部被反射。当天线作为终端负载时，匹配能保证天线取得全部信号功率。如当天线阻抗为  $50 \Omega$  时，与  $50 \Omega$  的电缆是匹配的，而当天线阻抗为  $80 \Omega$  时，与  $50 \Omega$  的电缆是不匹配的。馈线和天线匹配时，馈线上没有反射波，只有入射波，即馈线上传输的只是向天线方向行进的波。这时，馈线上各处的电压幅度与电流幅度都相等，馈线上任意一点的阻抗都等于它的特性阻抗。而当天线和馈线不匹配时，也就是天线阻抗不等于馈线特性阻抗时，负载就只能吸收馈线上传输的部分高频能量，而不能全部吸收，未被吸收的那部分能量将反射回去形成反射波。

### 3.2.4 微带线

微带线也是传输线的一种，在无线电系统中，主要用在 VHF 及微波频段，它除了可以做为高频能量传输媒介以外，还可在印制电路板上设计分布型的等效元件，如电感、电容、阻抗变换等等，如图 3.2.4 所示。

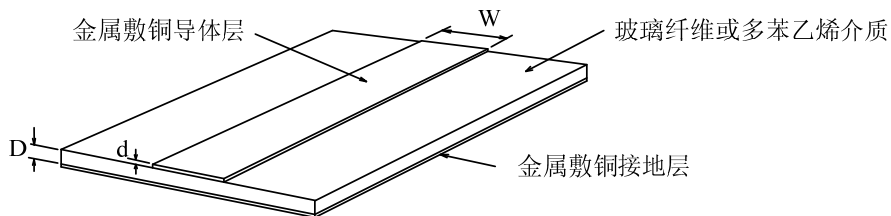


图 3.2.4 微带传输线

微带是非平衡传输线，具有非屏蔽特性，因此能够辐射射频信号。在无线电系统中，应用在 PCB 设计中的微带，所用的基材通常是玻璃纤维或多苯乙烯的铁氟龙材料，基材厚度常为  $0.1 \sim 2.0 \text{ mm}$ ，金属敷铜的厚度约  $10 \mu \text{ m}$ 。

微带的特性阻抗  $Z_0$ ，与所用敷铜导体的宽度  $W$ 、基材的厚度  $D$ 、以及基材的介电常数  $E_r$  有关。实际应用中，有必要考虑金属敷铜的厚度，对宽度  $W$  与介质厚度  $D$  比值的实际效应，因此，宽度  $W$  及介质厚度  $D$  应取有效宽度  $W_e$  和有效介质厚度  $D_e$ ，有效介质厚度  $D_e$  为

$$D_e = D - 2d$$

有效宽度  $W_e$  为

$$W_e = W + \frac{d}{\pi} \left( \ln \frac{2D_e}{d} + 1 \right)$$

同理，在实际设计微带线的工作中，实际的介电常数也并非只决定于基材的介电常数，因此有效的介电常数  $E_e$  为

对于  $W/D \leq 1$  时

$$E_e = \frac{E_r}{2} + \frac{E_r - 1}{2} \left[ \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12D_e}{W_e}}} + 0.04 \left( 1 - \frac{W_e}{D_e} \right)^2 \right]$$

对于  $W/D \geq 1$  时

$$E_e = \frac{E_r}{2} + \frac{E_r - 1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12D_e}{W_e}}}$$

式中， $E_r$  是基材的介电常数。

微带线的特性阻抗  $Z_0$  的计算

对于  $W/D \leq 1$  有

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{E_e}} \cdot \ln \left( \frac{8D_e}{W_e} + \frac{W_e}{4D_e} \right)$$

对于  $W/D \geq 1$  有

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{E_e} \cdot \left( \frac{W_e}{D_e} + 1.393 + 0.667 \cdot \ln \left( \frac{W_e}{D_e} + 1.444 \right) \right)}$$

应用微带时，微带线应尽量取短取直，转角处应处理成斜角或圆弧形，以减少阻抗突变和电磁辐射的干扰。

### 3.3 谐振电路

在进行无线电通信时，无线电波由电台发出后，就在空中传播，待到了接收地点，无线电接收机首先用接收天线把传送来的电波转变为已调的高频电流，但是天线同时收集了许多不同电台所发出的不同频段的无线电信号，所以要用一个选择性电路把所要接收的无线电信号选出来。这个选择性电路就是谐振电路。

### 3.3.1 LC 串联谐振回路的特性

电感  $L$ 、电容  $C$  和电阻  $r$  与外接信号源串联而成的电路，称为串联谐振电路，如图 3.3.1 所示。其中电阻  $r$  通常包括代表电感线圈和电容器损耗的等效电阻。

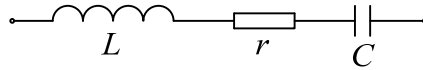


图 3.3.1 串联谐振电路

若在串联谐振回路施加幅值一定的外加电动势，当外加电动势的角频率  $\omega$  恰好等于回路发生串联谐振的角频率  $\omega_0$  时，回路的电抗  $x=0$ ，回路阻抗为纯电阻  $r$  并呈现最小值，回路电流达到最大值并与外加电动势同相，这种现象称为串联谐振。

回路发生串联谐振的角频率  $\omega_0$ ：

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

回路发生串联谐振的频率  $f_0$ ：

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$L$  以亨利为单位， $C$  以法拉为单位， $f_0$  以赫 (Hz) 为单位。

回路的特性阻抗  $\rho$ ：

$$\rho = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C}$$

串联回路的品质因数  $Q$  值：

$$Q = \frac{\omega_0 L}{r} = \frac{1}{\omega_0 C r}$$

$Q$  是一个比值，没有量纲， $Q$  值越高，表示损耗越小。

串联回路的谐振曲线：串联回路中电流有效值随电源频率变化的曲线称为串联回路的谐振曲线，如图 3.3.2。

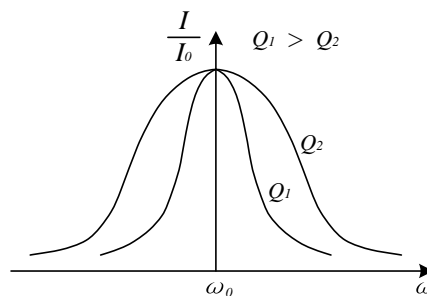


图 3.3.2 串联回路的谐振曲线

从图上可以清楚地看到，较大的 Q 值对应着较尖锐的谐振曲线，较尖锐的谐振曲线意味着较高的回路选择性。

实际的串联谐振电路，一般只有电感线圈和电容器而没有一个独立的电阻元件。这时回路的损耗主要是电感线圈的损耗（电容器的损耗极小，一般情况下可以忽略），所以回路电阻通常以线圈的电阻计算，因此，回路的 Q 值通常以谐振频率下线圈的 Q 值表示，误差不大。

但应注意，回路的 Q 值与元件的 Q 值是有区别的；回路 Q 值等于谐振时感抗  $\omega_0 L$ （或容抗  $\frac{1}{\omega_0 C}$ ）

与电阻 R 之比，而元件 Q 值可以在任意频率定义。

在无线电技术的实际应用中，回路的 Q 值一般在 50~200 之间，高质量回路的 Q 值在 200~500 之间，甚至大于 500，因此，即使外加电动势不大，在谐振时，回路元件上的电压仍可能很高，这就必须注意到元件的耐压问题。

### 3.3.2 LC 并联谐振回路的特性

并联谐振回路是指电感线圈 L、电容器 C 与外接信号源相互并联的谐振回路，如图 3.3.3 所示，图中 r 是线圈本身的电阻。

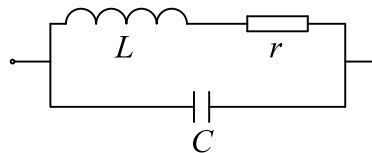


图 3.3.3 并联谐振电路

应用于无线电系统的调谐电路，多为并联谐振电路，分析/设计谐振电路时常用的参数如下：

回路的特性阻抗  $\rho$ ：

$$\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

回路的品质因数 Q 值：

$$Q = \frac{\rho}{r} \approx \frac{\omega_0 L}{r} \approx \frac{1}{\omega_0 C r}$$

并联谐振时的谐振频率  $f_0$ ：

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \cdot \sqrt{1 - \frac{1}{Q^2}}$$

如果回路的品质因数较高，当  $Q \gg 1$  时，则并联回路的谐振频率就和串联回路的谐振频率近似相等

$$f_0 \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

并联回路在谐振时，回路阻抗呈纯电阻性。如果外加信号源是恒压源，则谐振时，回路的总电流为最小值；如果外加信号源是恒流源，则谐振时，回路的端电压为最大值。

### 3.3.3 串联电路和并联电路的互相转换

在谐振电路的设计、分析中，为了计算方便，可将一个结构复杂的电路，应用阻抗的等效转换技术，转换成易于分析计算的简单电路。

1、电感与电阻串联形式与并联形式间的相互转换，如图 3.3.4 所示。

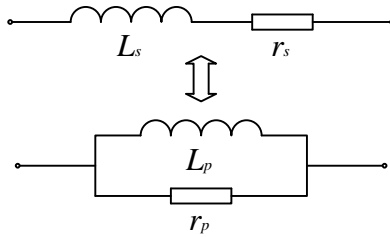


图 3.3.4 电感与电阻串联形式与并联形式的相互转换

图中  $L_s$ 、 $r_s$  表示串联形式的参数， $L_p$ 、 $r_p$  表示并联形式的参数。通过证明可以得到如下转换关系：

$$r_p = r_s(1 + Q_s^2)$$

$$L_p = L_s(1 + \frac{1}{Q_s^2})$$

式中： $Q_s = \frac{2\pi f L_s}{r_s}$

通常情况下，电感线圈  $Q_s$  值较高， $Q_s \gg 1$ ，这样为计算的方便常取  $L_p \approx L_s$ ，而  $r_s$  越小，变换成  $r_p$  就越大，这表示线圈  $r_s$  在串联情况下如果损耗比较小，在并联情况下损耗仍将比较小。

同理，电感与电阻并联形式转换为电感与电阻的串联形式，有如下转换关系：

$$r_s = \frac{r_p}{1 + Q_p^2}$$

$$L_S = \frac{L_P}{1 + \frac{1}{Q_P^2}}$$

式中：  $Q_P = \frac{r_P}{2\pi f L_P}$

当电感线圈  $Q_P \gg 1$  时，则  $L_S \approx L_P$

2、电容与电阻串联形式与并联形式间的相互转换，如图 3.3.5 所示。

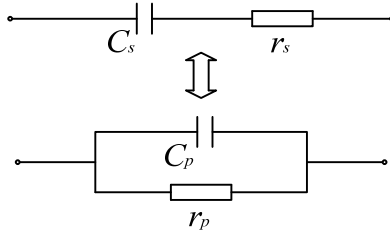


图 3.3.5 电容与电阻串联形式与并联形式的相互转换

图中  $C_s$ 、 $r_s$  表示串联形式的参数， $C_p$ 、 $r_p$  表示并联形式的参数。通过证明可以得到如下转换关系：

$$r_p = r_s(1 + Q_S^2)$$

$$C_p = C_s(1 + \frac{1}{Q_S^2})$$

式中：  $Q_S = \frac{1}{2\pi f C_s r_s}$

若  $Q_S \gg 1$  时，则  $C_p \approx C_s$ 。

同理，电容与电阻并联形式转换为电容与电阻的串联形式，有如下转换关系：

$$r_s = \frac{r_p}{1 + Q_P^2}$$

$$C_s = C_p(1 + \frac{1}{Q_P^2})$$

式中：  $Q_P = 2\pi f C_p r_p$

若  $Q_P \gg 1$  时，则  $C_S \approx C_P$

### 3.3.4 串联谐振回路的通频带

无线电信号都占有一定的频带宽度，在无线电技术中常把回路电流  $I \geq \frac{1}{\sqrt{2}} I_0$  的频率范围称为该回路的通频带并以 B 表示，其中， $I_0$  为回路谐振电流，如图 3.3.6 所示。

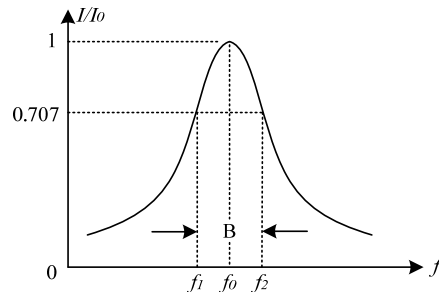


图 3.3.6 通频带

通频带的边界频率为  $f_2$  和  $f_1$ ， $f_2$  称为通频带的上边界频率， $f_1$  称为通频带的下边界频率。回路的通频带为：

$$B = f_2 - f_1$$

在实际的电路设计中，只要选择回路的通频带 B 大于或等于无线电信号的频带，使无线电信号频带落在回路的上、下边界频率  $f_2$  和  $f_1$  之内，无线电信号通过回路后产生的幅度失真就应该是容许的。

#### 1、通频带与回路参数的关系

由通频带的定义可知，在通频带的边界频率上有  $I/I_0 = \frac{1}{\sqrt{2}}$ ，对应于通频带边界频率可推导出回路的通频带为：

$$B = 2\Delta f = \frac{f_0}{Q} = f_0 d$$

式中： $Q$  为回路的品质因数； $d = \frac{1}{Q}$  为回路的衰减因数； $\Delta f$  为

$$\Delta f = \pm \frac{f_0}{2Q}$$

从式中看出，回路的绝对通频带和相对通频带与回路的品质因数  $Q$  成反比，与回路的衰减因数  $d$  成正比， $Q$  值越高（或  $d$  越小）幅频曲线越尖锐，通频带就越窄，因而回路的选择能力就越强。所以，从回路的选择性观点出发，希望回路的品质因数尽可能高。但是，从回

路通过一个已调信号尽可能减小幅度失真的观点出发，又要求回路的幅频曲线变化比较均匀，这就是说要求回路的品质因数不要太大，这样就会使回路的选择性要差一些。所以，提高串联谐振回路的选择性和减小幅度失真之间是存在着矛盾的。因此，回路 Q 值的选择应该保证无线电信号通过回路后的幅度失真不超过允许的范围，在这个前提条件下，尽可能提高回路的选择性。

## 2、选择性

通频带满足了允许通过的信号频率范围，但在通频带以外对  $I/I_0$  值的要求如何呢？当然，为了更好地滤除其它频率的信号（即选择性更好），则要求通频带以外的  $I/I_0$  值越小越好。通常把对某一频率偏离值  $\Delta f$  时的  $I/I_0$  值叫做回路对这一指定频率偏离值的选择性。若  $\Delta f$  为定值时的  $I/I_0$  值越小，则说明回路的选择性越好。

在实际应用中，常将  $I/I_0$  值以分贝（dB）值表示，并引用符号 S，它的表示式为：

$$S = 20 \log \frac{I}{I_0}$$

由于  $I/I_0$  小于 1，所以取对数后为负值，习惯上只说 S 的绝对值。例如  $I/I_0 = 0.1$ ，可以说选择性为 20 分贝； $I/I_0 = 0.01$ ，选择性为 40 分贝，但在计算过程中不要丢掉负号。

## 3、矩形系数

前面已经谈到要使回路的选择性很强，并且当无线电信号通过时又不失真，那么就要求回路的幅频曲线形状是一个矩形，但这种形状的幅频曲线实际上是无法得到的，只能要求回路的幅频曲线形状愈接近矩形愈好。将幅频曲线形状接近理想矩形的程度以“矩形系数”这个参数来表示。

矩形系数表示当  $I/I_0$  下降 0.1 时的频带宽度  $B_{0.1}$ ，与  $I/I_0$  下降到 0.707 时的频带宽度  $B_{0.7}$  的比值，用符号  $K_{0.1}$  来表示：

$$K_{0.1} = \frac{B_{0.1}}{B_{0.7}}$$

若给定  $I/I_0 = A$ （任意给定小于 1 的数），则相应于 A 的通频带以  $B_A$  表示，则有：

$$A \approx \frac{1}{\sqrt{1 + \left(Q \frac{B_A}{f_0}\right)^2}}$$

$$B_A \approx \sqrt{\frac{1}{A^2} - 1} \cdot \frac{f_0}{Q}$$

若  $I/I_0 = A = 0.1$  时，则  $B_A \approx 10 \frac{f_0}{Q}$

所以串联谐振回路的矩形系数  $K_{0.1}$  为：

$$K_{0.1} = \frac{B_{0.1}}{B_{0.7}} = 10$$

不难想到，对于理想矩形的幅频曲线有  $B_{0.1} = B_{0.7}$ ，也就是  $K_{0.1} = 1$ 。若幅频曲线愈接近矩形， $K_{0.1}$  就愈小。而串联谐振回路的  $K_{0.1} = 10$  太大了，所以它的选频特性较差。

由上式还可看出， $K_{0.1} = 10$  与回路参数无关，即任何  $Q$  值的串联谐振回路其  $K_{0.1}$  都为 10。要减小  $K_{0.1}$  的数值只有另找其它形式的谐振电路。

#### 4、信号源内阻及负载对通频带的影响

在以上讨论的  $R$ 、 $L$ 、 $C$  串联回路中，没有考虑信号源内阻  $R_g$  及负载电阻  $R_L$  对回路的影响。若考虑  $R_g$  及  $R_L$  时，串联回路的电路如图 3.3.7 所示。

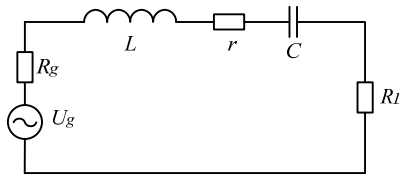


图 3.3.7 串联回路与信号源和负载的联接

由于  $R_g$  与  $R_L$  的接入，而使回路  $Q$  值下降，这时的  $Q$  值等于：

$$Q_L = \frac{\omega_0 L}{r + R_g + R_L}$$

而回路本身的  $Q$  值是  $Q_0 = \frac{\omega_0 L}{R}$ 。

为了区分这两种情况的  $Q$  值，把没有接入负载和信号源内阻时回路本身的  $Q$  值叫做无载  $Q$  值（或空载  $Q$  值），以  $Q_0$  表示。把计入信号源内阻和负载电阻以后的  $Q$  值叫做有载  $Q$  值，以  $Q_L$  表示。在分析实际工作情况下回路的谐振特性时，应按有载  $Q$  值计算。由于有载  $Q$  值比无载  $Q$  值低，因此，有载情况下的回路通频带比无载时要宽，选择性降低。

由此可见，串联回路特别适用于低内阻的电源，电源内阻越小，它对串联回路通频带的影响就越小，串联回路的选择性也就越好。

### 3.3.5 并联谐振回路的通频带

并联回路通频带的定义和串联回路是一样的，因而，同理可得并联回路通频带为：

$$B = 2\Delta f = \frac{f_0}{Q} = f_0 d$$

同样可以看出，并联谐振回路和串联谐振回路的矩形系数也完全相同，即：

$$K_{0.1} = 10$$

并联回路选择性的意义也和串联回路一样，把对某一频率偏离值 $\Delta f$ 时的 $V/V_0$ 值（回路电压相对值）叫做回路对这一指定频率偏离值的选择性。若 $V/V_0$ 越小，选择性越好。在实际应用中，常将 $V/V_0$ 以分贝值表示，即：

$$S = 20 \log \frac{U}{U_0}$$

由于 $V/V_0$ 小于1，所以取对数后为负值，习惯上只说 $S$ 的绝对值，但在计算中不要丢掉负号。

### 3.3.6 电感线圈 Q 值的测量

在以 LC 组成的谐振电路中，电容的 Q 值通常远大于电感线圈的 Q 值，因此，谐振电路的 Q 值一般取决于电感线圈的 Q 值，根据谐振产生的原理，在实验条件下可通过图 3.3.8 电路装置，测量电感线圈的 Q 值，装置中对电容的要求是低损耗、高 Q 值，例如使用云母电容、多本乙烯电容、NOP 电容等，电容的容量只要能配合电感 L 产生谐振即可。装置中  $V_1$ 、 $V_2$  应采用高内阻的电压表，若电压表内阻不高则应配以高阻抗表笔。由于电压表  $V_2$  并联与电容 C，为减小测量误差，电压表  $V_2$  的输入电容值应远小于 C 的值。

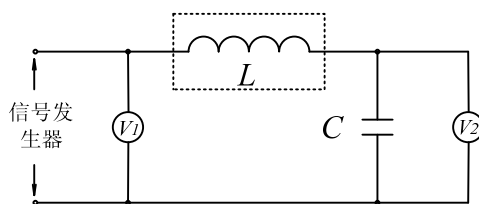


图 3.3.8 测量电感线圈 Q 值的电路装置

测量步骤：

- 1、调整信号发生器的输出信号频率，使谐振回路产生谐振现象；
- 2、读出产生谐振时，电压表  $V_1$ 、 $V_2$  示值（谐振时  $V_1$  示值将降至最低、电压表  $V_2$  示值将升至最高）；
- 3、根据  $V_1$ 、 $V_2$  示值计算电感线圈的 Q 值及电感线圈的内阻  $r$

$$Q = \frac{V_2}{V_1}$$

$$r = \frac{2\pi fL}{Q}$$

## 3.4 天线

无线电发射机输出的射频信号，都是通过天线以电磁波形式辐射出去。电磁波到达接收地点后，由天线接收下来送到无线电接收机。因此，天线是无线电通信中非常重要的设备。

天线按用途分类：可分为通信天线、导航天线、广播天线、雷达天线等；

天线按工作频段分类：可分为长波天线、中波天线、短波天线、超短波天线、微波天线等；

天线按方向性分类：可分为全向天线、定向天线等；

天线按外形分类：可分为线状天线、面状天线等。

### 3.4.1 天线的基本参数

天线的方向性、增益、阻抗特性、频带宽度等参数是评价天线电性能的主要指标。

#### 1、天线的方向性

发射天线的重要功能，是把从发射机送来的信号能量，按设计要求朝所需的方向空间辐射出去。目前使用最为广泛的天线，是对称振子天线，它的两臂长度相等的振子叫做对称振子。每臂长度为四分之一波长、全长为二分之一波长的振子，称半波对称振子，见图 3.4.1

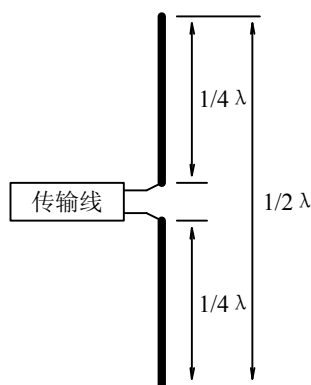


图 3.4.1 半波对称振子天线

实际应用中，天线有定向天线和全向天线之分。天线的方向图是一个三维图形，如图 3.4.2 是全向天线的三维方向图

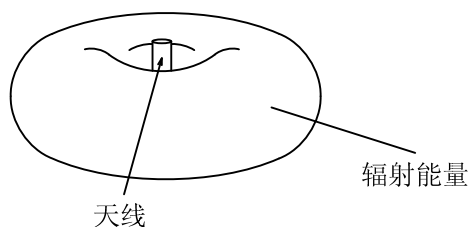


图 3.4.2 全向天线的三维方向图

三维图形在平面不易表达，因此，通常采用垂直面方向图、水平面方向图，两个剖面图来描述天线的方向性，

全向天线：即在水平方向图上表现为 360°都均匀辐射，如图 3.4.3，也就是平常所说的无方向性，在垂直方向图上表现为有一定宽度的波束，如图 3.4.4。

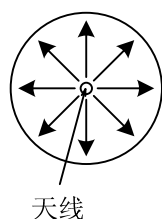


图 3.4.3 全向天线水平面方向图

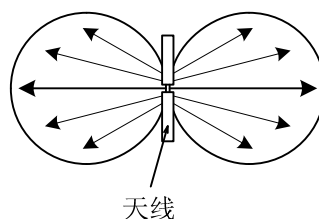


图 3.4.4 全向天线垂直面方向图

从垂直面方向图上可以看出，在振子的轴线方向上辐射非常小，近乎为零，辐射强度最大的方向在水平面上，从水平面方向图可以看出，在水平面上各个方向上的辐射一样大。

定向天线：在全向天线的基础之上，通过增加天线振子数量以及增加反射板，使能量辐射尽可能指向特定的方向上，它在水平方向图上表现为一定角度范围辐射，如图 3.4.5，也就是平常所说的有方向性，在垂直方向图上表现为有一定宽度的波束，如图 3.4.6。

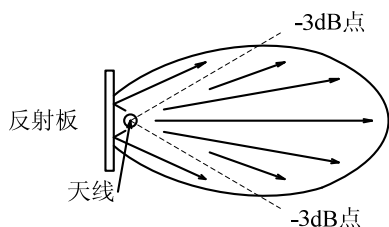


图 3.4.5 定向天线水平面方向图

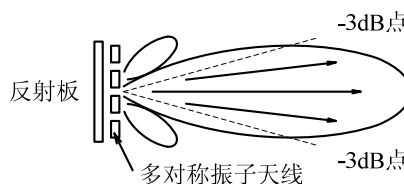


图 3.4.6 定向天线垂直面方向图

由图中看出，可以利用反射板把辐射能量控制到单侧方向，平面反射板放在天线的一边构成扇形区覆盖天线。这样可以较好的提高天线增益。

## 2、天线的增益

天线增益是用来衡量天线朝一个特定方向收发信号的能力，它是选择天线最重要的参数之一。天线的增益：在输入功率相等的条件下，实际天线与理想的辐射单元在空间同一点处所产生的信号的功率密度之比。它定量地描述一个天线把输入功率集中辐射的程度。增益显然与天线方向图有密切的关系。一般来说，增益的提高主要依靠减小垂直面向辐射的波瓣宽度，波瓣宽度越窄，方向性越好，作用距离越远，抗干扰能力越强。

波瓣宽度定义：在主瓣最大辐射方向两侧，辐射强度降低 3 dB（功率密度降低一半）的两点间的夹角为波瓣宽度（又称 波束宽度 或 主瓣宽度 或 半功率角）。表征天线增益的参数有 dBd 和 dBi。dBi 是相对于点源天线的增益，在各方向的辐射是均匀的；dBd 相对于对称阵子天线的增益， $dBi = dBd + 2.15$ 。相同的条件下，增益越高，电波传播的距离越远。可以这样来理解增益的物理含义——在一定的距离上的某点处产生一定大小的信号。

天线增益的近似计算式

(1) 对于抛物面天线，可用下式近似计算其增益：

$$G_{dBi} = 10Lg \left[ 4.5 \times \left( \frac{D}{\lambda_0} \right)^2 \right]$$

式中，D 为抛物面直径； $\lambda_0$  为中心工作波长；4.5 是统计出来的经验数据。

(2) 对于直立全向天线，有近似计算式

$$G_{dBi} = 10Lg \left( \frac{2L}{\lambda_0} \right)$$

式中，L 为天线长度； $\lambda_0$  为中心工作波长；

### 3、天线的阻抗特性

天线馈电端输入电压与输入电流的比值称为天线的输入阻抗，它是天线与馈线匹配状态的重要参数。在理想情况下，天线输入阻抗是一个纯电阻，其值等于该天线归于输入电流的辐射电阻，此时天线可以直接与特性阻抗（等于该天线辐射电阻的传输线）相连，传输线馈入天线的功率全部被辐射到空间，这时馈线终端没有功率反射，馈线上没有驻波，天线的输入阻抗随频率的变化比较平缓。天线的匹配工作就是消除天线输入阻抗中的电抗分量，使电阻分量尽可能地接近馈线的特性阻抗。匹配的优劣一般用四个参数来衡量即反射系数，行波系数，驻波比和回波损耗，四个参数之间有固定的数值关系。天线输入阻抗，建议在调配网络的时候用阻抗测量仪或导纳测量仪测试输入阻抗。

### 4、频带宽度（天线的工作频率范围）

无论是发射天线还是接收天线，它们总是在一定的频率范围（频带宽度）内工作的，天线的频带宽度有两种不同的定义-----一种是指：在驻波比  $SWR \leq 1.5$  条件下，天线的工作频带宽度；一种是指：天线增益下降 3 分贝范围内的频带宽度。

一般说来，在工作频带宽度内的各个频率点上，天线性能是有差异的，但这种差异造成的性能下降是可以接受的。

## 3.4.2 电波在平面地上的传播特征

由发射天线直接射到接收点的电波称为直射波；发射天线发出的电波被障碍物遮挡(例如楼房、高大建筑物或山丘等)，并经过一次或几次反射而到达接收点的电波称为反射波（地面反射波也应包括在内）。显然，接收点的信号应该是直射波、反射波的合成。电波的合成比较复杂，合成结果会随着直射波、反射波间的波程差的不同而不同。

波程差为半个波长的奇数倍时，直射波和反射波信号相加，合成为最大；波程差为一个波长的倍数时，直射波和反射波信号相减，合成为最小。可见，地面反射的存在，使得信号强度的空间分布变得相当复杂。

一般经验是，频率越高、建筑物越高、接收天线与建筑物越近，信号强度与通信质量受影响程度越大；相反，频率越低，建筑物越矮、接收天线与建筑物越远，影响越小。

## 3.5 无线电技术应用

### 3.5.1 MF RC522 非接触式读写卡芯片

MF RC522 是应用于13.56MHz的一款低电压、低成本、体积小的非接触式读写卡芯片，它采用了先进的调制和解调概念，集成了在13.56MHz下所有类型的被动非接触式通信方式和协议。支持ISO14443A 的多层应用。其内部发送器部分可驱动读写器天线与ISO14443A/MIFARE卡和应答机的通信，无需其它的电路。接收器部分提供一个坚固而有效的解调和解码电路，用于处理ISO14443A 兼容的应答器信号。数字部分处理ISO14443A 帧和错误检测（奇偶&CRC）。此外，它还支持快速CRYPTO1加密算法，用于验证MIFARE系列产品。MFRC522支持MIFARE更高速的非接触式通信，双向数据传输速率高达424kbit/s。

MF RC522与主机间的通信采用串行通信，且可选取SPI、I<sup>2</sup>C 或串行VART(类似RS232)模式，有利于减少连线，缩小PCB板体积。

MF RC522主要有以下特点：

- ◆ 高集成度的调制解调电路；
- ◆ 采用少量外部器件，即可将输出驱动级接至天线；
- ◆ 支持ISO/IEC 14443 TypeA 和MIFARE通信协议；
- ◆ 支持ISO 14443 212kbit/s 和424kbit/s 的更高传输速率的通信。
- ◆ 支持MIFARE® Classic 加密；
- ◆ 支持的主机接口：
  - 10Mbit/s 的SPI 接口
  - I2C 接口，快速模式的速率为400kbit/s，高速模式的速率为3400kbit/s
  - 串行VART，传输速率高达1228.8kbit/s，帧取决于RS232 接口，电压电平取决于提供的管脚电压
- ◆ 64 字节的发送和接收FIFO 缓冲区；
- ◆ 具备硬件掉电、软件掉电和发送器掉电3种节电模式，其特有的“发送器掉电”则可关闭内部天线驱动器，即关闭RF场；
- ◆ 内置温度传感器，以便在芯片温度过高时自动停止RF 发射；
- ◆ 采用相互独立的多组电源供电，以避免模块间的相互干扰，提高工作的稳定性；
- ◆ 具备CRC和奇偶校验功能，CRC协处理器的16位长CRC计算多项式固定为： $x^{16}+x^{12}+x^5+1$ ，符合ISO/IEC14443和CCTITT协议。

### 3.5.2 MF RC522 的引脚及功能

MF RC522的引脚排列如图3.5.1所示

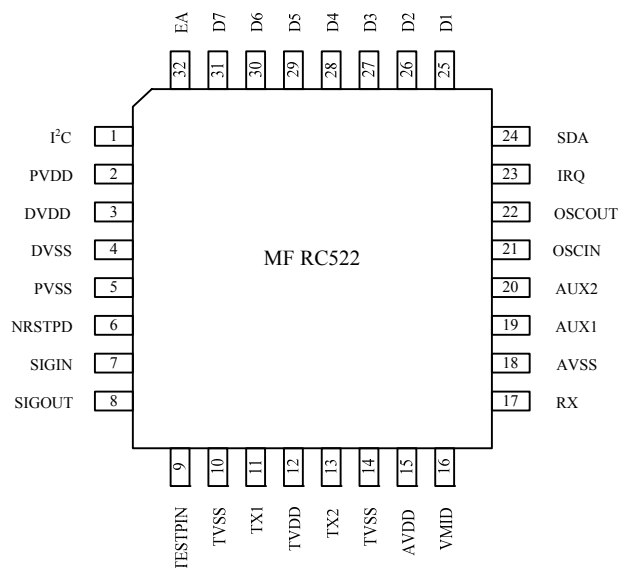


图 3.5.1 引脚排列

MF RC522 的引脚功能定义如表 3.5.1 所示

表 3.5.1 MF RC522 引脚功能

引脚	定义	类型	功能说明
1	I <sup>2</sup> C	输入	I <sup>2</sup> C 使能
2	PVDD	电源	管脚电源电压 (PVDD 应当总是等于或低于 DVDD)
3	DVDD	电源	数字部分电源电压
4	DVSS	电源	数字部分电源地
5	PVSS	电源	管脚电源电压地
6	NRSTPD	输入	低电平有效
7	SIGIN	带施密特触发器的输入	MIFARE 接口输入
8	SIGOUT	输出	MIFARE 接口输出
9	TESTPIN	空脚	三态
10	TVSS	电源	发送器电源地
11	TX1	输出缓冲	天线驱动器
12	TVDD	电源	发送器电源电压
13	TX2	输出缓冲	天线驱动器
14	TVSS	电源	发送器电源地
15	AVDD	电源	模拟部分电源电压
16	VMID	模拟	参考电压
17	RX	输入模拟	天线输入信号
18	AVSS	电源	模拟部分电源地
19	AVX1	辅助输出	用于测试
20	AVX2	辅助输出	用于测试

21	OSCIN	输入	振荡器缓冲输入
22	OSCOVT	输出	振荡器缓冲输出
23	IRQ	输出	中断申请
24	SDA	带施密特触发器的I/O	串行数据线
25	D1	带施密特触发器的I/O	不同接口的数据线（测试脚、I <sup>2</sup> C、SPI、VART）
26	D2		
27	D3		
28	D4		
29	D5		
30	D6		
31	D7		
32	EA	输入	外部地址：选择I <sup>2</sup> C 的地址

### 3.5.3 MF RC522 的工作原理

MF RC522 的功能框图如图 3.5.2 所示

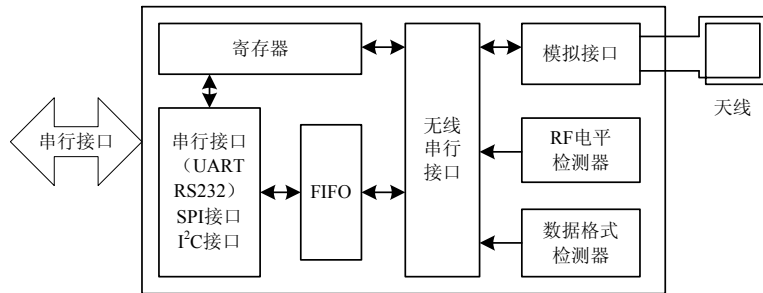


图3.5.2 MF RC522的功能框图

MFRC522 支持可直接相连的各种微控制器接口类型，如SPI、I<sup>2</sup>C 和串行VART。MF RC522 可复位其接口，并对执行了上电或硬复位的当前微控制器接口的类型进行自动检测。它通过复位阶段后控制管脚上的逻辑电平来识别微控制器接口。

数据处理部分执行数据的并行—串行转换。它支持的帧包括CRC和奇偶校验。它以完全透明的模式进行操作，因而支持ISO14443A 的所有层。

状态和控制部分允许对器件进行配置以适应环境的影响并使性能调节到最佳状态。

当与MIFARE Standard 和MIFARE 产品通信时，使用高速CRYPTO1 流密码单元和一个可靠的非易失性密匙存储器。

模拟电路包含了一个具有非常低阻抗桥驱动器输出的发送部分。这使得最大操作距离可达100mm。接收器可以检测到并解码非常弱的应答信号。由于采用了非常先进的技术，接收器已不再是限制操作距离的因素了。

MFRC522有4页共64个的寄存器，用于发送接收数据。第0页为命令和状态寄存器，用于

设置数据通讯和状态标志；第1页为命令寄存器，用于控制并设置发射器和接收器；第2页为内部结构寄存器，用于控制发射引脚及设置定时器；第3页为测试模式寄存器，主要用于芯片测试。

MFRC522利用多种命令完成对寄存器的设置和操作，进而实现对射频卡的读、写、校验等操作。表3.5.2列出了MF RC522的操作命令。

表3.5.2 MFRC522的操作命令

命令名称	命令代码	相应操作
Idle	0000	不执行任何操作，取消当前命令操作
CalcCRC	0011	激活CRC协处理器
Transmit	0100	发送FIFO缓冲数据
NoCmd	0111	空指令，改变命令寄存器中的相关位
Receive	1000	激活接收电路
Transceive	1100	发送FIFO缓冲数据，发送完后自动激活接收电路
MFAVthent	1110	启动对卡的密码认证
Softreset	1111	复位MFRC522

在每次上电或硬件复位后，MF RC522 也复位其接口模式并检测当前微处理器的接口类型。MF RC522 在复位阶段后根据控制脚的逻辑电平识别微处理器接口。MFRC522可提供三种接口方式，如表3.5.3所示，根据所采用的单片机选择相应的接口方式。

表3.5.3 MFRC522接口方式

引脚名称	VART 方式	SPI 方式	I <sup>2</sup> C 方式
SDA	RX	NSS	SDA
I <sup>2</sup> C	L	L	H
EA	L	H	EA
D7	TX	MISO	SCL
D6	MX	MOSI	ADR_0
D5	DTRQ	SCK	ADR_1
D4	—	—	ADR_2
D3	—	—	ADR_3
D2	—	—	ADR_4
D1	—	—	ADR_5

### 3.5.4 MF RC522 应用

MF RC522与P89LPC933的硬件电路连接如图3.5.3所示，图中电路通讯采用的是SPI方式，当然也可选择I<sup>2</sup>C方式。可以根据实际需要进行选择。

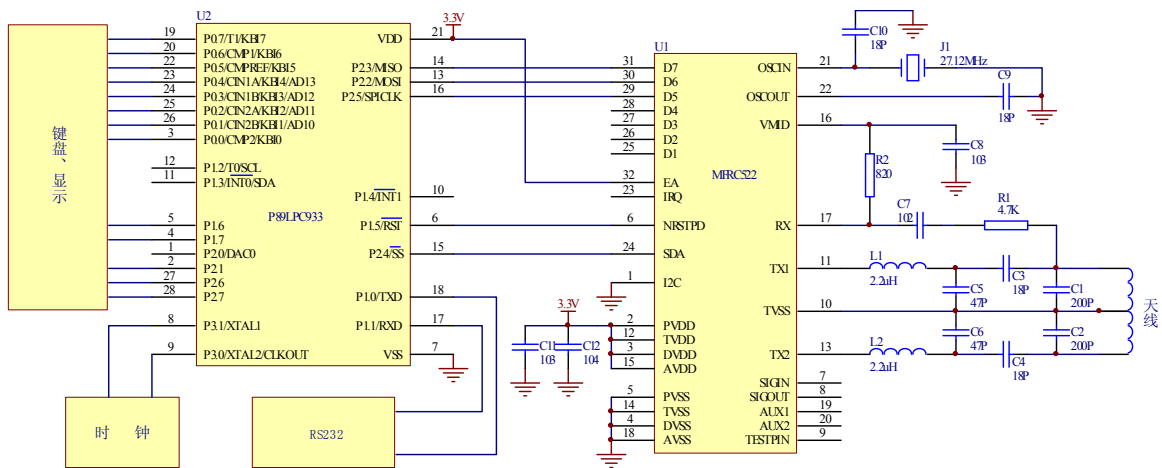


图3.5.3 硬件电路

系统中读写卡的工作频率是13.56MHz，这个频率是由石英振荡器产生并通过分频得到的，它在产生读写工作频率的同时，也产生高次谐波，为了符合国际EMC规定13.56MHz中的三次五次和高次谐波要被良好地抑制的要求，电路中设有低通滤波器，低通滤波器由元件L<sub>1</sub>、C<sub>5</sub>和L<sub>2</sub>、C<sub>6</sub>组成。

天线是系统读写卡的重要部件，电路中电容C<sub>1</sub>、C<sub>3</sub>和C<sub>2</sub>、C<sub>4</sub>是直接匹配天线的匹配电路，具体数值由天线本身和环境影响来决定。

设计天线时，品质因数Q是一个非常重要的参数。但天线的传输带宽与品质因数值成反比例变化，选择的品质因数过高会导致带宽缩小明显地降低读卡的可靠性，通常Q值取20-35之间。在实际的应用中天线圈的电感不可能精确计算出来，因为实际电感值与天线的结构（PCB 类型）、导线的厚度、线圈之间的距离、屏蔽层、附近的金属材料等有关。

## 小 结

1、任何无线电非正弦周期性信号，都可以通过用一系列频率成整数倍的正弦波相加而合成得到。合成信号的周期是以基波分量的周期为周期的。合成的项数愈多，准确度愈高。振幅较大的低次谐波组成非正弦周期信号的主体，而振幅较小的高次谐波则影响着非正弦周期信号的细节部分。

2、不同频率的谐波可以合成一个非正弦周期性信号，反过来，一个非正弦周期性信号也可以分解为无限多项的谐波成分。

3、在无线电技术中，用傅里叶级数来定量分析非正弦周期性信号的特性，通过傅里叶系数的求解可直观的看出一个非正弦周期波信号的直流分量和各次谐波。

4、通过傅里叶级数的分析，把  $A_n$  对  $n\Omega$  的函数关系绘成谱线图称为非正弦波的振幅频谱，振幅频谱有三个特性：离散性、谐波性、收敛性。

5、传输线是用来传送电信号或电能量的导线。传输线的长度  $l$  和沿传输线传播的电磁波的波长  $\lambda$  有  $\lambda \approx l$  或  $l > \lambda$  时，把这种长度和波长相比拟的传输线称为“长线”。而当  $\lambda \gg l$  时，无论传输线本身绝对几何长度如何，都称为“短线”。“长线”与“短线”的概念是与波长比较而言的，并非指它们本身的绝对几何尺寸的长短。

6、无线电信号在均匀传输线上的传输会有三种状态，即：行波状态、驻波状态、行驻波状态。行波状态在无线电技术中是尽力想达到的目标；驻波状态表示完全失配，信号全反射，它是无线电技术中不希望出现的；行驻波状态是实际工作中最常见的状态。

7、在串联谐振回路施加幅值一定的外加电动势，当外加电动势的角频率  $\omega$  恰好等于回路发生串联谐振的角频率  $\omega_0$  时，回路的电抗  $x=0$ ，回路阻抗为纯电阻  $r$  并呈现最小值，回路电流达到最大值并与外加电动势同相，这种现象称为串联谐振。

8、并联回路在谐振时，回路阻抗呈纯电阻性。如果外加信号源是恒压源，则谐振时，回路的总电流为最小值；如果外加信号源是恒流源，则谐振时，回路的端电压为最大值。

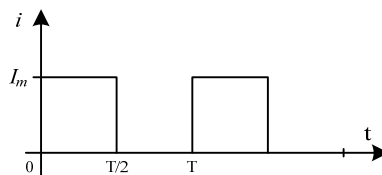
9、在无线电技术中把回路电流  $I \geq \frac{1}{\sqrt{2}} I_0$  的频率范围称为该回路的通频带，通频带越窄，

回路的选择能力就越强。

10、天线有全向天线和定向天线之分，天线的方向性、增益、阻抗特性、频带宽度等参数是评价天线电性能的主要指标。天线的方向性，表示信号能量按设计要求朝所需的方向空间辐射出去；天线增益是用来衡量天线朝一个特定方向收发信号的能力；天线的阻抗特性是天线与馈线匹配状态的重要参数；天线的频带宽度是指，在可以接受的天线增益下降情况下，天线的工作频率范围。

## 设计练习

1、试分析图中矩形波的谐波成分



2、设计一个由  $L$ 、 $C$ 、 $R$  组成的串联回路，其中  $R=10\ \Omega$ 、 $C=8 \times 10^{-10}\text{F}$ ，试确定  $L$  值。

3、设计一个  $LC$  谐振电路，已知  $f_0=100\text{MHz}$  时的  $3\text{dB}$  频宽  $B=10\text{MHz}$ ，输入信号源阻抗  $R_s$  为  $1\text{K}\Omega$ ，负载  $R_L$  为  $1\text{K}\Omega$ 。（所用电感线圈的  $Q$  值为  $Q_i=80$ ）

4、工程用直立全向天线，要求增益  $10\text{dB}$ ，中心工作波长  $\lambda_0=450\text{MHz}$ ，试求其天线长度。

## 第 4 章 数字化语音信号处理

语音信号一般由许多频率不同的信号组成，称为复合信号。频率小于 20Hz 一般称为次声波 (subsonic)。人的听觉器官能感知的声音频率范围约为 20Hz~20kHz 的信号称为音频 (Audio) 信号，人发音器官发声频率约是 80~3400Hz，但人说话的信号频率约为 300~3000Hz，即语音 (speech) 信号。高于 20kHz 的信号称为超声波 (Ultrasound)。超声波及次声波一般不能引起人听觉器官的感觉，但可借助一些仪器设备进行观察和测量。

数字化语音信号处理简称语音处理，是以语音学和数字信号处理为基础而形成的一门综合性学科。语音处理的目的是要得到一些语音参数以便高效的传输或存储，或者通过处理的某种运算以达到某种用途的要求。例如人工合成出语音，辨识出说话者，识别讲话的内容等。语音处理主要包括语音编码、语音合成、语音识别和说话人识别四大分支。

### 4.1 语音编码

#### 4.1.1 语音编码简介

对于用来传递、存储、管理、识别和产生语言的电子设备来说，语音信号通常表示成数字形式。用数字表示语音信号的一个重要特征量是数字语音的比特率，它规定了一秒钟的语言需要多少比特来描述。语音编码的目的是要在保持重构语言质量的前提下，降低数字语音信号的比特率。如图 4.1.1 所示，语音编码器一般包含一个编码器和一个解码器，编码器对原始的语音信号进行编码，生成低速率的比特流，这个比特流传送到解码器解码，近似地重构原始语音信号。

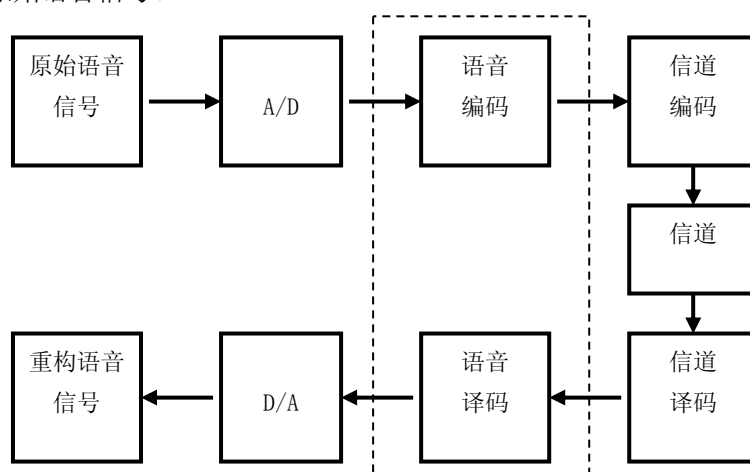


图 4.1.1 语音通信系统

语音编码既可用软件实现，也可用硬件实现。软件实现就是将压缩算法用软件方法实

现，这样做的好处是成本低、修改方便灵活，但处理速度较慢，不易保证处理的实时性。采用硬件实现就是将语音压缩算法固化到专用集成电路中，处理速度快，便于实时处理。本书所讲的主要是硬件实现。

脉冲编码调制（PCM: Pulse Code Modulation）是一种语音信号数字化的最基本编码方法。它把模拟语音信号转换成数字语音信号，与通常的模拟信号转换成数字信号的过程相同，因此有时也叫做语音信号的模数转换器。

如图 4.1.2 所示，脉冲编码调制主要包括以下三个过程：

- 采样：在时间轴上对信号数字化；
- 量化：在幅度轴上对信号数字化；
- 编码：按一定格式记录采样和量化后的数字数据。

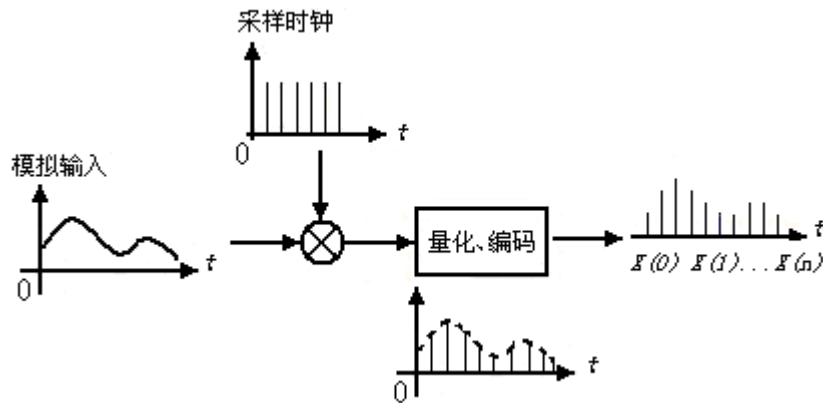


图 4.1.2 脉冲编码调制过程

编码时首先用一组脉冲采样时钟信号与输入的模拟音频信号相乘，相乘的结果即为输入信号在时间轴上的数字化。然后对采样以后的信号幅值进行量化。对经量化器模数转换后的信号再进行编码，即把量化的信号电平转换成二进制码组，就得到了离散的二进制输出数据序列  $x(n)$ ， $n$  表示量化的时间序列， $x(n)$  的值就是  $n$  时刻量化后的幅值，以二进制的形式表示和记录。

脉冲编码调制技术常见的数据格式是二进制，最常用于未经过压缩的音频数据。但由于高品质音频需要更快的采样速率，所以对于脉冲编码调制技术来说，取样速率大多为 48kHz。

差分脉冲编码调制(DPCM)的压缩技术，由于只有两个连续采样的差异，因此不管原始数据的分辨率是多高，DPCM 技术一律使用 4 个位来储存，所以在数据上有一定程度的损失。

ADPCM 是新一代的差分脉冲编码调制压缩技术，基本上是从 DPCM 技术演化过来的，所以工作原理和 DPCM 技术相似。两者最大的差异是，ADPCM 技术能够预测后续采样值，即当进行一系列取样之后，ADPCM 技术经过运算分析，可以预测下一个采样的值，然后再判定与实际值之间的差异性。这样的技术需要运算速度快的微处理器来协助运算。

A Law PCM 与 V Law PCM 技术，基本上和 PCM 技术相同，对于数据都有一定程度的压缩损失。不过 Law PCM 采用的是非线性量化技术，并且采样方式是采用低振幅采样，可

以将采样降低到 8 位，位速率为 64kbit/s。要使语音信息损失较少，也可使用 16 位线性量化语音采样。目前 A Law PCM 与 V Law PCM 的编解码技术，应用相当广泛。美日等国家的应用是以 V Law PCM 技术为主，而 A Law PCM 技术则是被欧盟等国家使用，我国也采用 A Law PCM 技术。

语音编码器根据其编码原理可分为三类：1. 波形编码器；2. 声码器；3. 混合编码器。

波形编码器能尽可能重构出包括背景噪声在内的模拟波形。由于波形编码器作用于所有输入信号，因此会产生高质量的采样值。然而，波形编码器工作在高比特率，数据处理任务重。例如：ITV-G.711 规范（PCM）用的比特率为 64Kbps。

声码器不会再生原始波形。声码器从原始语音信号中提取一组参数，将这组参数送到接收端，由声码解码器导出语音波形。语音质量不够好。

混合编码器融入了波形编码器和声码器的长处，特点是工作在非常低的比特率（4~6Kbps）。

数字语音信号处理的主要技术指标有：

（1）采样频率：采样频率是指一秒钟内采样的次数。采样频率的选择应该遵循奈奎斯特（Harry Nyquist）采样理论。

根据该采样理论，CD 激光唱盘采样频率为 44kHz，可记录的最高音频为 22kHz，这样的音质与原始声音相差无几，也就是我们常说的超级高保真音质。通信系统中数字电话的采用频率通常为 8kHz，与原 4k 带宽声音一致。

（2）量化位数：量化位数是对模拟音频信号的幅度进行数字化，它决定了模拟信号数字化以后的动态范围。一般的量化位数为 8 位或 16 位。量化位数越大，信号的动态范围越大，数字化后的音频信号就越可能接近原始信号，但所需要的存储空间也越大。

（3）声道数：有单声道和双声道之分。双声道又称为立体声，在硬件中要占两条线路，音质、音色好，但立体声数字化后所占存储空间比单声道多一倍。

（4）编码算法：编码算法就是采用一定的压缩算法来压缩数字语音数据以减少语音存储空间和提高语音传输效率。压缩算法包括有损压缩和无损压缩；有损压缩指解压后数据不能完全复原，要丢失一部分信息。根据不同的应用，应该选用不同的压缩编码算法。

（5）数据率：数据率为每秒比特数，它与信息实时传输有直接关系，而其总数据量又与存储空间有直接关系。

生产语音编码器的 IC 制造商主要有 OKI 公司的半导体部门、盛群半导体、ROHM 公司和华邦电子等。OKI 公司的半导体部门的主力产品就是语音器件。

OKI 公司的半导体部门在语音处理方面拥有 25 年的丰富开发经验，使用者利用其提供的解决方案可设计出音质出众、操作方便的应用产品，适用范围包括家电设备、数位产品、汽车电子、安全防护、通讯应用、医疗美容、玩具等等。在 2006 年，OKI 公司的半导体部门开发出了 P2ROM 的产品，将成本更进一步的降低，具有高音质、低成本的产品特色。

盛群半导体推出的 HT86 系列高效率语音播放集成电路采用电压输出数模转换器，在音质上比一般电流输出型更好。

ROHM 公司针对汽车电子、游戏机、影音产品、家电产品等等的应用，不断的推出新一代的产品。其中 BV6922KV/BV6934FV 的影音播放器件就是针对冷气机、洗衣机为主的各种家电产品应用的解决方案，BV6922KV/BV6934FV 采用了 16 位 DAC 作为核心，提供

与 CD 相似的音质，并且在器件中加入了 ROHM 特有的压缩技术，在内部仅有 4Mb ROM 的容量中，就可以储存传统产品 4 倍的播放数据。

华邦电子所推出的 IC-W588Dxxx 系列高品质语音集成电路，广泛应用在高音质的语音玩具上。

另外还有飞思卡尔公司的语音与数据编码器，NS 公司 AC97/PC98 编解码器和 ST 公司的音频编解码器等。

#### 4.1.2 语音编码应用举例

##### 1. 单电源、低功耗语音编解码器 MSM7702

MSM7702 是 OKI 公司半导体部门生产的单通道语音编解码 (CODEC) 器件。能处理的语音信号频率范围是 300~3400Hz。突出的特点是单电源、低功耗，特别适合于无线系统或 ISDN 系统。

其功能框图如图 4.1.3 所示。

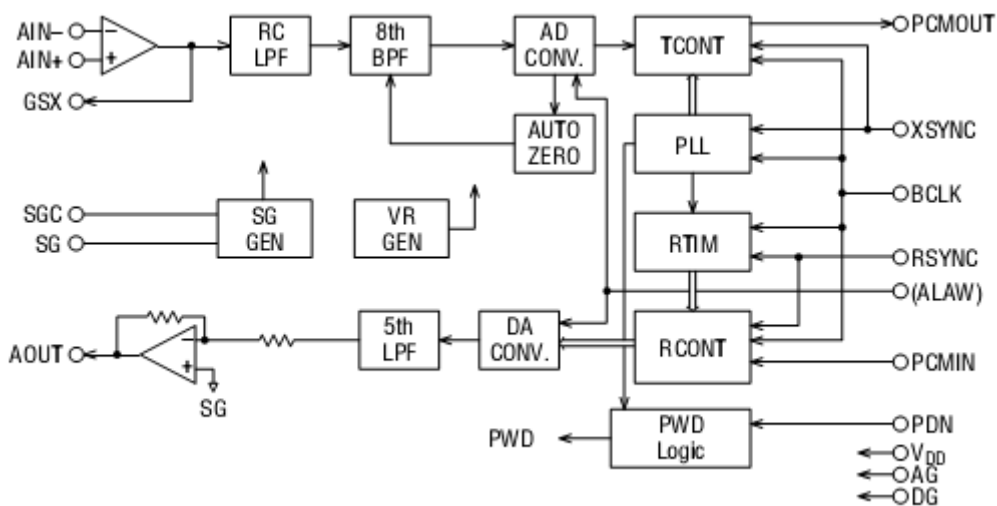


图 4.1.3 MSM7702 功能框图

如图 4.1.3 所示，AIN+，AIN-和 GSX 是模拟信号输入端，分别是内部运放的同相端、反相端和输出端。当采用反相放大时，其连接电路如图 4.1.4 所示。其基本要求是  $R_2$  取值需大于  $20K\Omega$ ， $C_2$  大于  $1/(2 \times 3.14 \times 30 \times R_1)$ ，其增益值 ( $R_2/R_1$ ) 不大于 10。当采用同相放大时，其连接电路如图 4.1.5 所示。其基本要求是  $R_3$ 、 $R_4$  分别大于  $20K\Omega$ ， $R_5$  大于  $50K\Omega$ ， $C_2 > 1/(2 \times 3.14 \times 30 \times R_5)$ ，其增益 ( $1 + R_4/R_3$ ) 不大于 10。

图 4.1.3 中，SG 为信号地电平，为电源电压的 1/2 倍 (即 1/2 VDD)，SGC 与 SG 通过一个 0.1μF 的旁路电容产生 SG 信号电平。AOUT 为模拟输出，其信号的峰峰值为 2V，并且叠加了 1/2 VDD 电平，输出负载电阻最小为 1.2 KΩ。BCLK 为 PCM IN 和 PCM OVT 的移位

时钟信号，RSYNC 是接收同步信号输入，XSYNC 是发送同步信号输入。PDN 为电源模式控制。

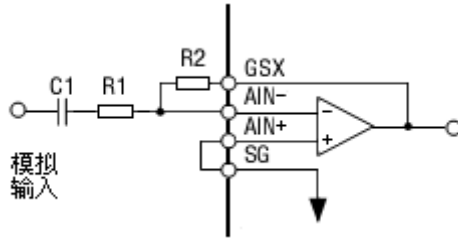


图 4.1.3 反相放大输入

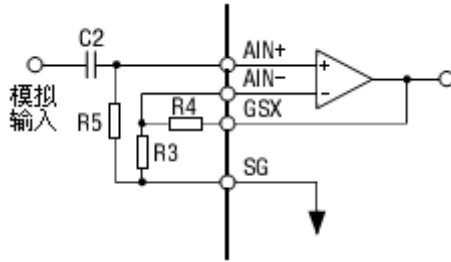


图 4.1.4 同相放大输入

MSM7702 的操作时序分别如图 4.1.5 和图 4.1.6 所示。相应的参数如表 4.1.1 所述。

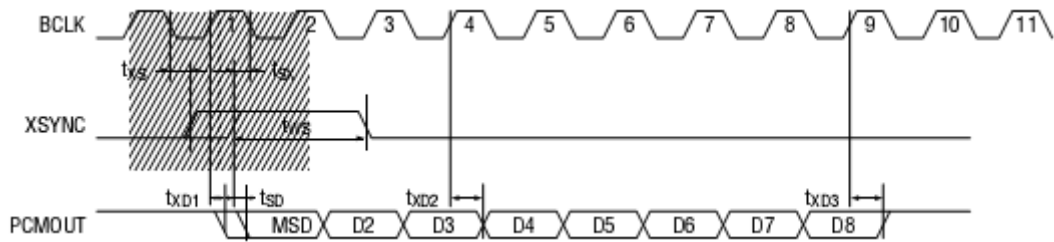


图 4.1.5 发送时序

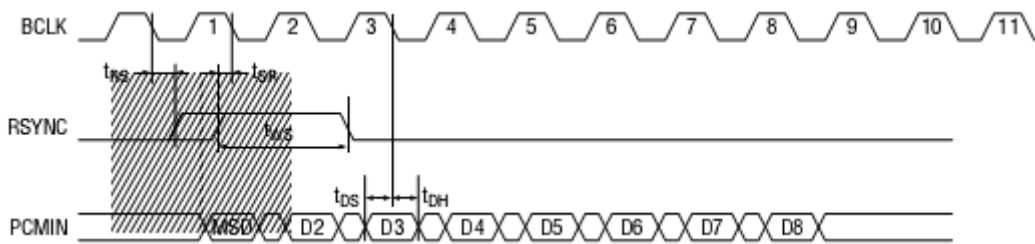


图 4.1.6 接收时序

表 4.1.1 与时序图对应的参数

参 数	信号	最小	典型	最大	单位
数字输入上升时间	$t_{ir}$	—	—	50	ns
数字输入下降时间	$t_{if}$	—	—	50	ns
发送同步脉冲建立时间	$t_{XS}$	100	—	—	ns
	$t_{SX}$	100	—	—	ns
接收同步脉冲建立时间	$t_{RS}$	100	—	—	ns
	$t_{SR}$	100	—	—	ns
同步脉冲宽度	$t_{WS}$	1 BCLK	—	100	$\mu$ s
PCMIN建立时间	$t_{DS}$	100	—	—	ns
PCMIN保持时间	$t_{DH}$	100	—	—	ns

MSM7702 典型应用电路如图 4.1.7 所示。左边为模拟接口部分，右边为数字接口部分。SGC 处的 0.1 $\mu$ F 旁路电容应尽量选用质量较好的 NPO 或 COG 电容。电源处的滤波和旁路电容应尽量靠近器件。使用时最好是把 MSM7702 直接安装到 PCB 板上，不使用 IC 插座。MSM7702 对电源要求较高，VDD 低于标准 0.3V 时，可能不会工作。

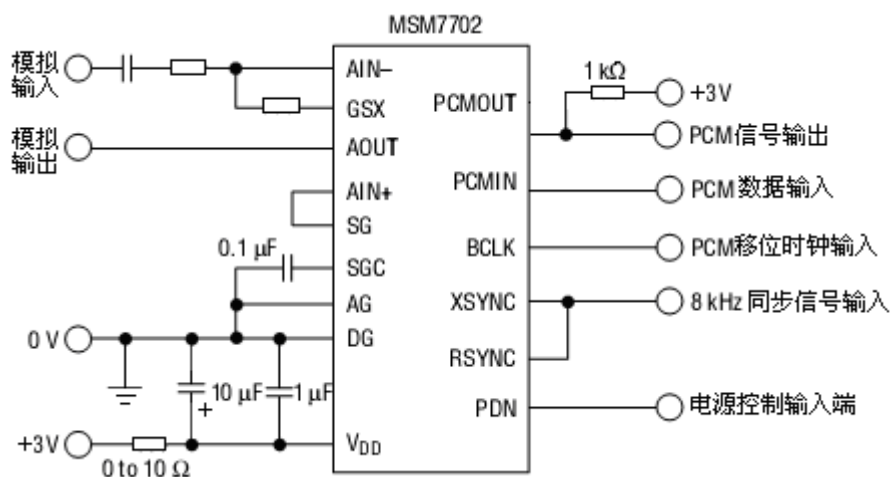


图 4.1.7 MSM7702 典型应用电路

## 2. 斜率连续可变增量调制数字音频编解码器—CMX639

CMX639 是美国国家半导体公司推出的斜率连续可变增量调制 (CVSD) 全双工音频编解码器器件。其功能框图如图 4.1.8 所示。

CMX639 完全集成了语音编码和解码功能，实现了单芯片语音处理的能力，外围设备简单，而且用户可以通过其管脚方便地对其编解码算法进行设置，并且具有强大的可选择编码算法，低功耗、低价位、小体积和开发难度低等多种优点，因此可应用于便携式数字音频通信系统中，也适合在对成本非常敏感的消费类语音系统中应用。

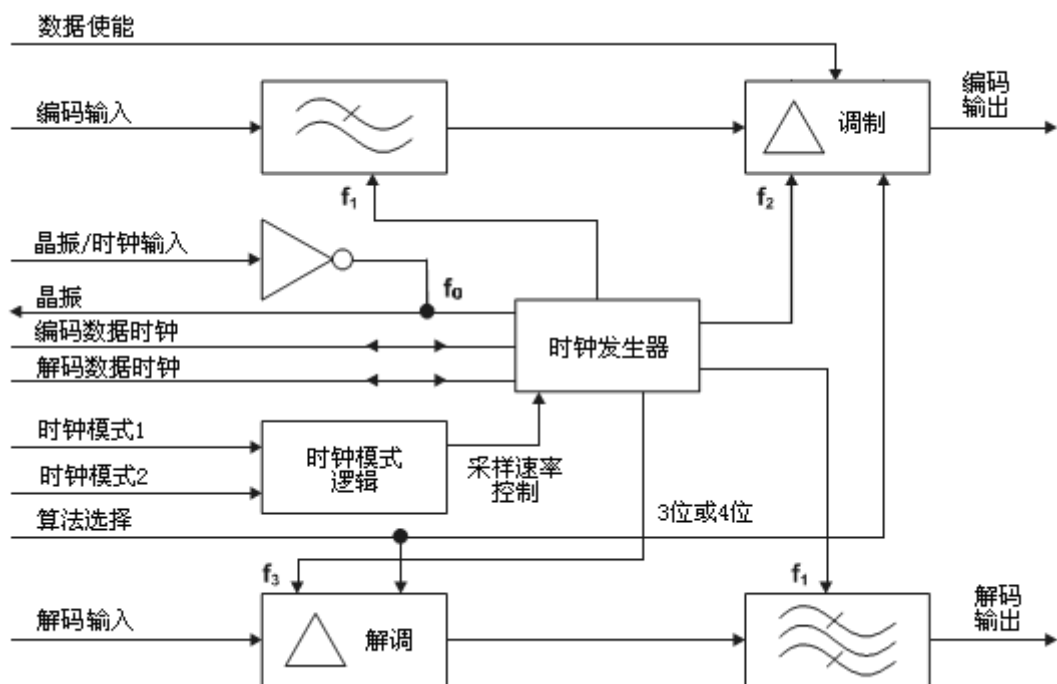


图 4.1.8 CMX639 功能框图

CMX639 采样速率完全取决于振荡器的频率和所设置的时钟模式。用户可以依据实际情况，自主选择采样速率，在语音质量和编码数据码率之间进行权衡，而且在振荡器的频率固定的情况下，还可以利用外部端口改变采样速率，因此给开发提供了很大的灵活性。

CMX639 的典型应用电路如图 4.1.9 所示。图中 X1 选择 1.024MHz 的晶体，C1、C2 为 33pF 电容，C3、C4、C5 均为 1Vf，

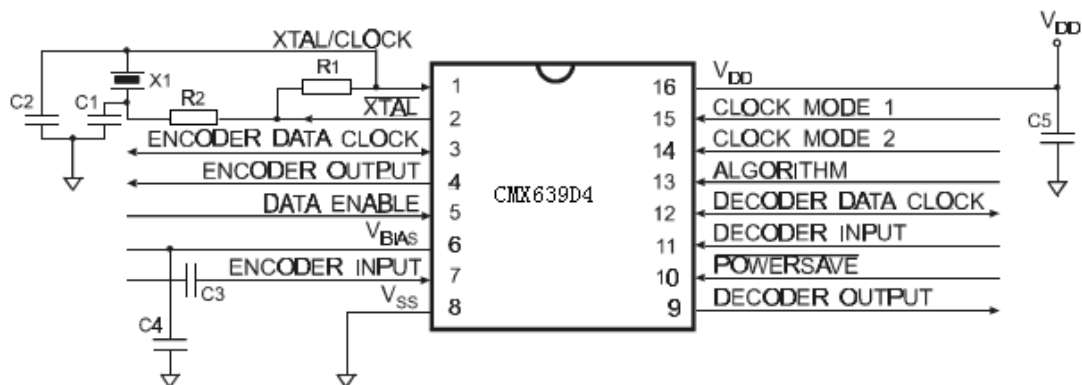


图 4.1.9 CMX639 的典型应用电路

### 3. PCM 语音编解码器——MT8965

MT8965 是加拿大卓联半导体 (ZARLINK) 公司生产的一种功能较强的 PCM 语音编解码器件，它采用我国电信网及欧洲电信所采用的 A Law PCM 编码，符合 CCITT 的编解码标准；并与

METEL 公司所提出的 ST-BVS 总线标准兼容。MT8965 内部有两个寄存器，可以控制四个输出驱动信号。它有一条数据输入总线、一条数据输出总线和一条控制输入总线共三条总线。因而可接收处理器发出的控制信号。它包含的功能模块有：接收发送滤波器、输入输出寄存器、A/D 和 D/A 转换以及控制寄存器等。其中控制寄存器的内容由控制总线上的数据决定，而驱动信号则由控制寄存器的内容决定，因而可以通过输入数据决定输出信号。

MT8965 芯片内部主要由编解码输入输出和控制信号输入输出两部分组成。其中编解码输入输出由输入输出滤波器和 D/A 及 A/D 转换器等构成。而控制信号输入输出部分包括两个控制寄存器（A 和 B）和一个输出寄存器，主要用来从控制总线输入控制信号，并由四个驱动输出管脚 SD0~SD3 输出控制信号，其中 SD0~SD2 在高低电平间变换用来控制外围的逻辑和晶体管电路，例如线路振铃和消息等待指示等，SD3 则主要用于外围模拟电路的驱动，如进出增益或滤波部分的切换（振铃滤波）。其功能框图如图 4.1.10 所示。

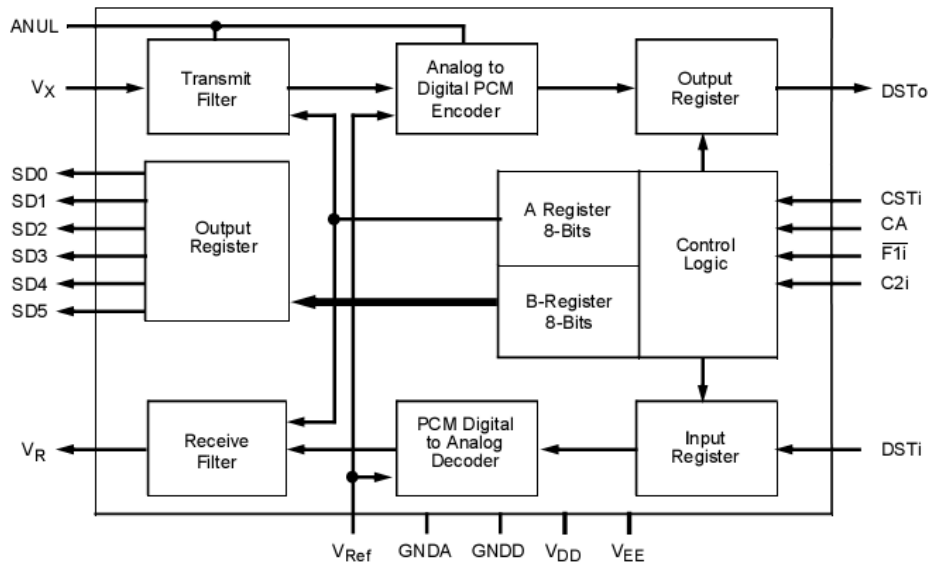


图 4.1.10 MT8965 功能框图

根据控制寄存器中的内容和 CA 输入信号的不同，MT8965 可以工作在三种方式（如表 4.1.2 所述）。

表 4.1.2 MT8965 的三种工作模式

模式	CA	CSTi	功 能	
1	VEE	GNDD	正常操作状态	
		VDD	能量禁止状态	
2	VEE	串行数据	8 位控制字进入寄存器 A,B 被重置	
3	VDD	GNDD	串行数据	8 位控制字进入寄存器 A,B 不受影响
		VDD	串行数据	8 位控制字进入寄存器 B,A 不受影响

(1) CA 为 -5V, CSTi 为 0V (GNDD, 数字地)

此时芯片处于正常操作状态，而 MT8965 作为编解码芯片可在 PCM 信号和模拟信号之间

进行相互转换并输出。SD 脚的驱动输出处于激活状态，其状态由控制寄存器 B 中的数据决定。而当 CA 为-5V, CSTi 为+5V(VDD)时，芯片处于禁止状态，此时任何输入数据都不会产生相应的输出，模拟信号输出管脚内部接地（GNDA，模拟地），数字信号输出管脚 DSTo 的输出为高阻状态。

(2) CA 为-5V 且 CSTi 接收 8 位控制字

此时 CSTi 与 DSTi 同步接收数字信号（即当 F1i 为低时，在 3.9Vs 的时隙中接收 8 位数据，每 125Vs 更新一次）。控制寄存器 A 接收 8 位控制字，并执行以下功能：控制输入输出增益，控制输出状态为高阻态等；控制寄存器 B 则被置零，SD 脚的驱动输出处于非激活状态。

(3) CA 为 0V 且 CSTi 接收 8 位控制字

该方式时，控制寄存器 A 与模式 2 相同，在接收 8 位控制字时，功能如前所述。但此时控制寄存器 B 并不置零，因此 SD 脚输出并不改变。而当 CA 为+5V，且 CSTi 接收 8 位控制字时，控制寄存器 B 用于接收 8 位控制字，而控制寄存器 A 则不受影响。此时控制寄存器 B 的内容决定着四个 SD 管脚的输出，且输入输出的 PCM 信号在内部连接，且不接收从 DSTi 输入的 PCM。

MT8965 的典型应用电路如图 4.1.11 所示。

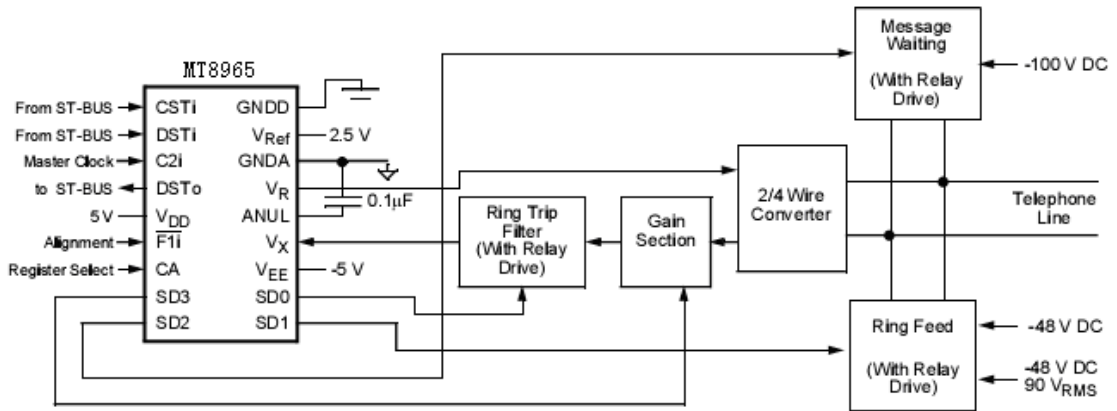


图 4.1.11 MT8965 的典型应用电路

### 4.1.3 语音录放应用举例

#### 1. 基于 ML22008 的语音播放系统

在控制仪表的实际使用过程中，由于多功能而造成的操作复杂性，使得仅仅依靠液晶显示不能满足用户的需求。一个比较理想的解决方案是增加语音功能。语音导航、提示和报警功能可以让用户丢开烦琐的操作手册，增强人机之间的交互，从而提高产品的易用性和安全性。

ML2200x 系列是 OKI 公司半导体部门推出的一款高性价比语音播放集成电路，在保持高

音质标准的同时，简化了一些不常用的功能，非常适合于对音质和成本都有较高要求的场合。

ML2200x 系列语音芯片按照其内部存储器的大小共分为三种：ML22002/ML22004/ML22008，分别对应 2M/4M/8Mbit 的存储容量。在采样率为 8kHz 的情况下，分别相当于播放时间 64 秒/128 秒/256 秒。

ML2200x 的主要特点有：

- (1) OKI 特有的 P2ROM 存储器，数据烧写由工厂完成；
- (2) 采用 OKI 独特的 ADPCM2 压缩算法、内置高品质滤波器和 D/A 转换器、采样率最高支持到 16kHz；
- (3) 2M/4M/8M 系列产品，完全管脚兼容；
- (4) SPI 接口、占用 I/O 资源少；
- (5) 256 段分段，自动记录拼接处索引地址，极大简化了软件编程、减轻了 MCV 负荷和减小了声音数据容量。

这里以该系列中的 ML22008 为例，其功能框图如图 4.1.12 所示。

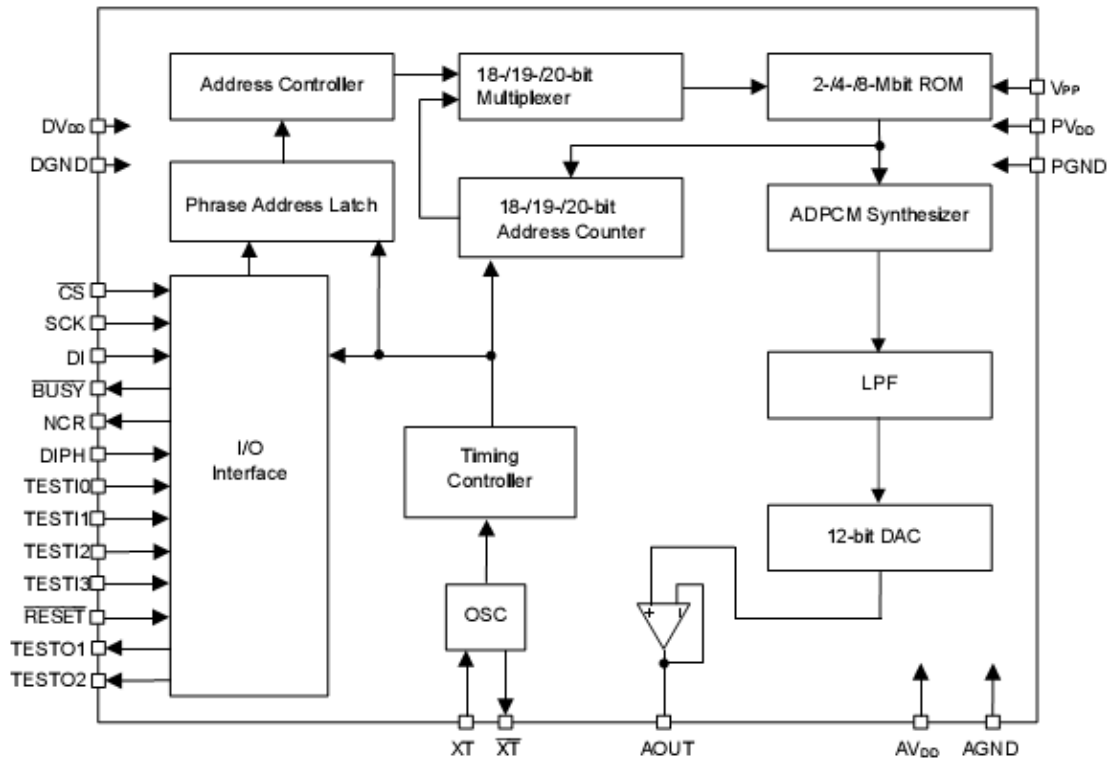


图 4.1.12 ML22008 的功能框图

用单片机控制语音模块 ML22008 的参考设计如图 4.1.13 所示。由于 ML22008 本身不带音频功放，所以为驱动扬声器，需外接音频功放。这里选用国家半导体的 LM4890，一是可以消除开机噪声，二来可以通过单片机控制线关断输出，以降低功耗。当然也可以选择 LM386 等作音频功放。

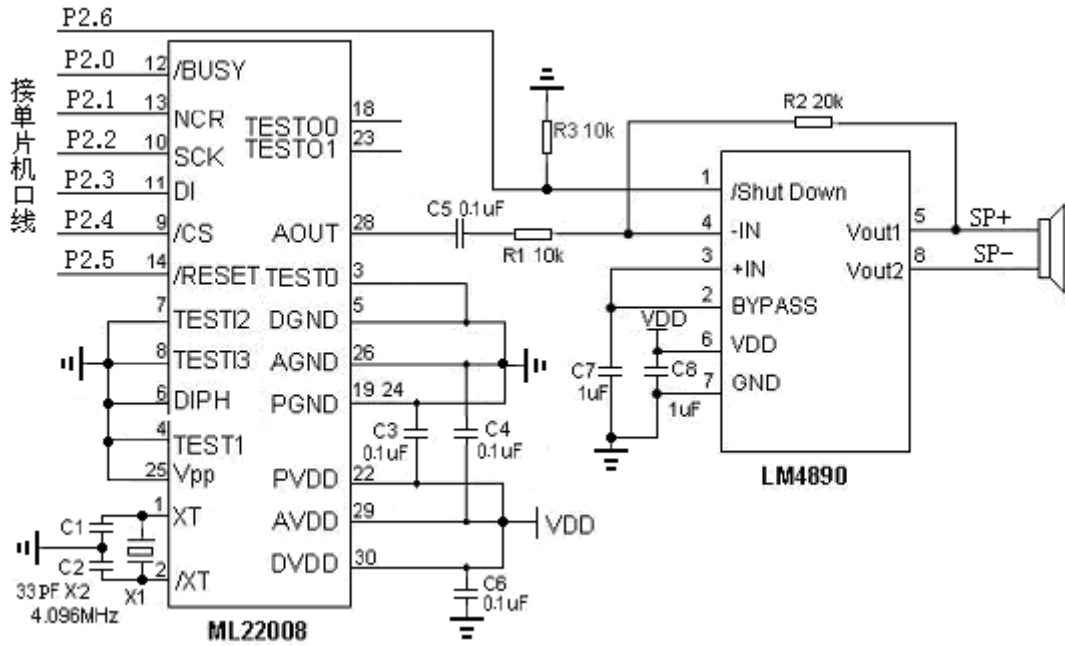


图 4.1.12 ML22008 的典型应用

## 2. 基于 ISD1420 的语音录放电路

ISD1420 为美国 ISD 公司出品的优质单片语音录放电路，ISD1420 由时钟振荡电路、语音存储单元电路、MIC 前置放大电路、录音自动增益控制电路、抗干扰滤波电路、功率输出放大电路等组成。其功能框图如图 4.1.14 所示。各管脚功能如表 4.1.3 所述。

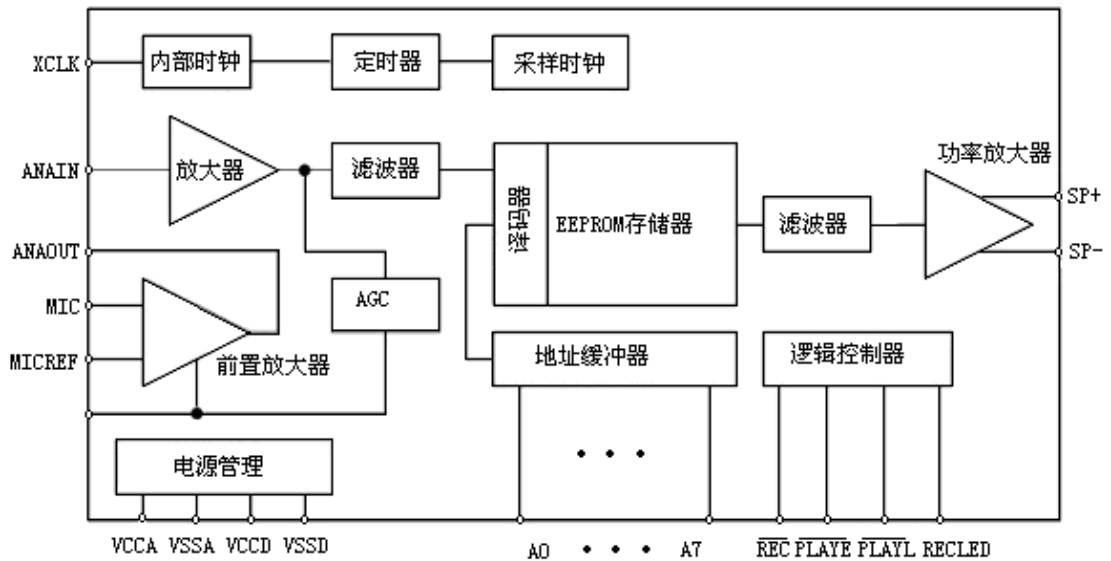


图 4.1.14 ISD1420 功能框图

由 ISD1420 构成的一个最小的语音录放系统可以仅由一个麦克风、一个喇叭、两个按

钮和少数电阻电容组成。如图 4.1.15 所示。录音内容存入永久存储单元，提供零功率信息存储，这个独一无二的方法是借助于美国 ISD 公司的专利——直接模拟存储技术实现的。利用直接模拟存储技术，语音和音频信号被直接存储，以其原本的模拟形式进入 EEPROM 存储器。直接模拟存储允许使用一种单片固体电路方法完成其原本语音的再现。

表 4.1.3 ISD1420 各管脚功能

名称	管脚	功能	名称	管脚	功能
A0~A5	1~6	地址	ANA OVT	21	模拟输出
A6、A7	9、10	地址(MSB)	ANA IN	20	模拟输入
VCCD	28	数字电路电源	AGC	19	自动增益控制
VCCA	16	模拟电路电源	MIC	17	麦克风输入
VSSD	12	数字地	MIC REF	18	麦克风参考输入
VSSA	13	模拟地	/PLAYE	24	放音, 边沿触发
SP+、SP-	14、15	喇叭输出正负端	/REC	27	录音
XCLK	26	外接定时器(可选)	/RECLE	25	发光二极管接口
NC	11	空脚	/PLAYL	23	放音, 电平触发

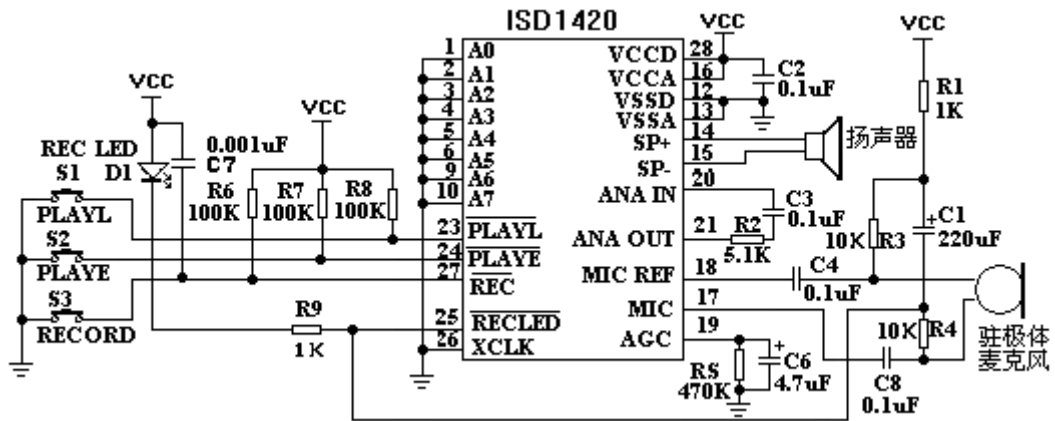


图 4.1.15 由 ISD1420 构成的最小语音录放系统

当 A7、A6 至少有一位为低电平时，为寻址模式。输入为地址输入，输入的地址被当作当前录音或放音的起始地址。地址输入在信号 PLAYE、PLAYL 或 REC 的下降沿被锁存。寻址模式的功能如表 4.1.4 所述。

当地址的最高两位 A7、A6 为高电平时，其余的地址位将不再是地址位，而为状态标志位，此时为操作模式。因此操作模式和寻址模式不能同时使用。操作模式如表 4.1.5 所述。

表 4.1.4 ISD1420 地址功能表

地址位	地址状态							功能说明	
	A0	A1	A2	A3	A4	A5	A6		A7
地址模式	0	0	0	0	0	0	0	0	一段式最长 20 秒录放音，从首地址开始。
	1	0	0	0	0	0	0	0	以八位二进制表示地址，每个地址代表 125 毫秒。

	0	0	0	0	0	0	1	0	一段从 A6 地址开始的 12 秒录放音。
	X	X	X	X	X	X	X	0	只要 A6、A7 有一位是 0，就处于地址模式。
	X	X	X	X	X	X	0	X	
操作模式	0	0	0	1	0	0	1	1	循环放音操作，按一下 PE 键可循环放音，按 PL 键停止；或按住 PL 键放音，松开即停止。
	0	0	0	0	1	0	1	1	按顺序连续分段录放音，每段语音长度不限。
	0	0	0	0	0	0	1	1	地址指针复位，开始录放第一段。
	1	0	0	0	1	0	1	1	按 PE 键可快速选段放音

表 4.1.5 ISD1420 的操作模式

地址	功能	典型应用	兼容地址
A0	信息检索	快速检索信息	A4
A1	删除 $\overline{\text{EOM}}$ 标志	在录放最后一段语音结束时给出 $\overline{\text{EOM}}$ 标志	A3, A4
A2	未使用		
A3	循环放音	从 0 地址连续放音	A1
A4	连续寻址	可录放连续的多段信息	A0、A1
A5	未使用		

由单片机与 ISD1420 构成的语音录放控制系统如图 4.1.16 所示。单片机可选用 AT89C51，图 4.1.16 中只画出了相应的管脚，没有画出单片机。语音的录入、存储和重放及段控制均可由单片机控制。

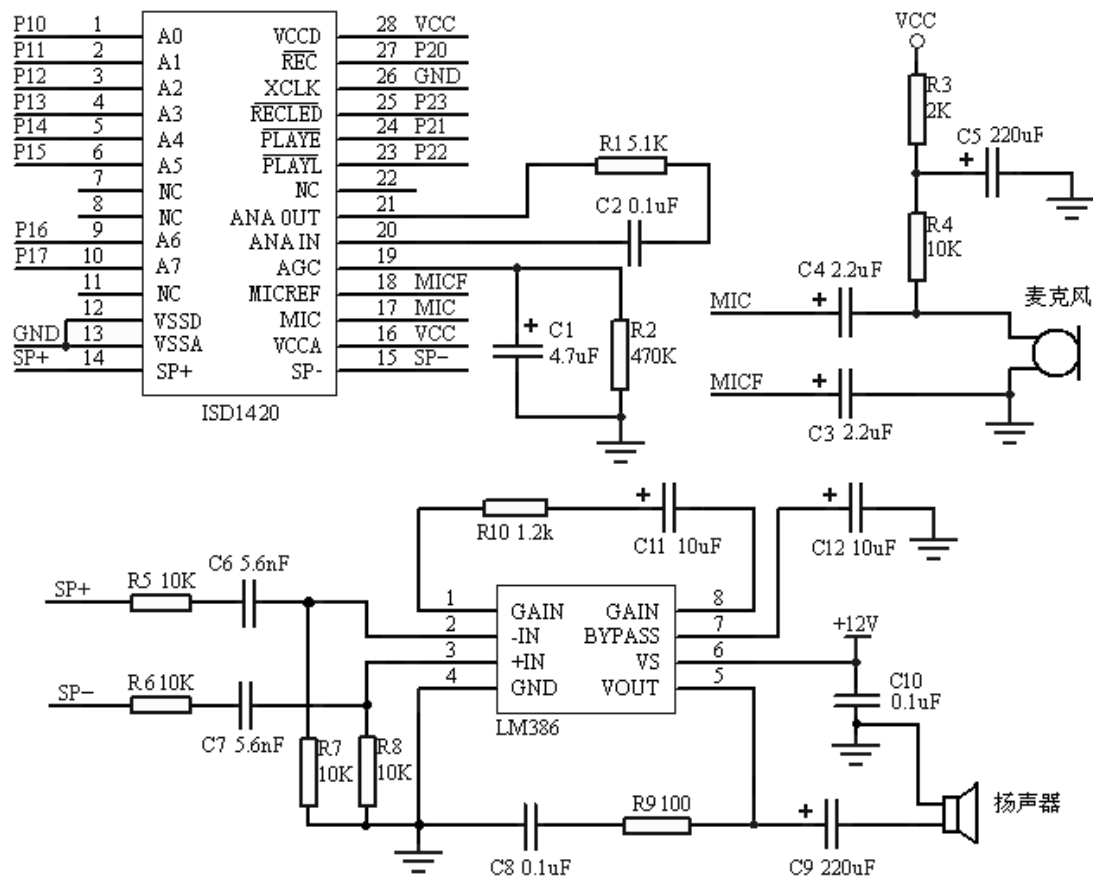


图 4.1.16 由单片机与 ISD1420 构成的语音录放控制系统

### 3. ADPCM 语音记录器——ML2308

OKI 公司半导体部门推出的 ML2308 是立体声录音/播放大规模集成电路, 在单个芯片中集成了录音和播放音频数据所需的所有功能。话筒或线入的模拟信号被模数转换器转换成数字信号, 经由缓冲存储器输出到外部设备。此外, 从外部设备输入的数字信号由 1 比特数模转换器转换为 PWM 信号, 然后由 PWM 驱动器输出, PWM 驱动器可以直接驱动耳机。与混合模拟大规模集成电路相比, ML2308 中的大部分信号是数字化处理, 因此噪声的影响较小。可应用于便携式 IC 录音机、数码摄像机、数码照相机等各种产品。ML2308 内部功能框图如图 4.1.17 所示。引脚定义请参见 OKI 公司相应的数据手册。

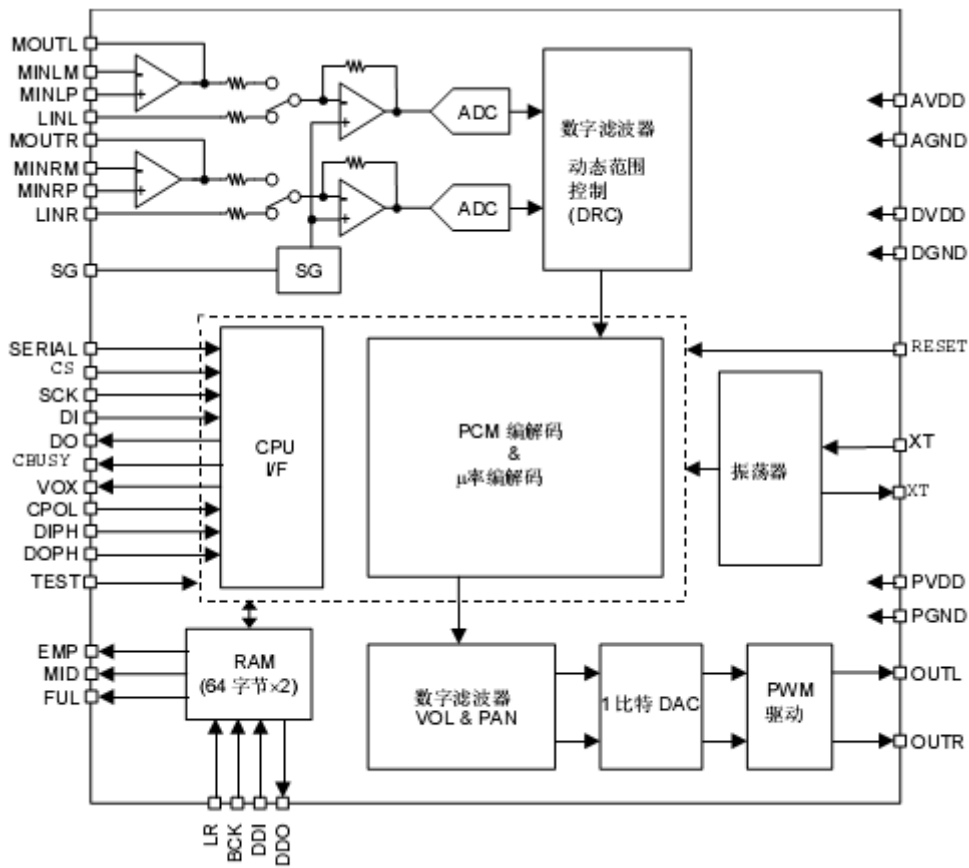


图 4.1.17 ML2308 内部功能框图

ML2308 与控制器连接，支持两种接口：串行接口（SPI）或 8 比特总线接口。这里以串口为例。采用串行接口的连接图如图 4.1.18 所示。

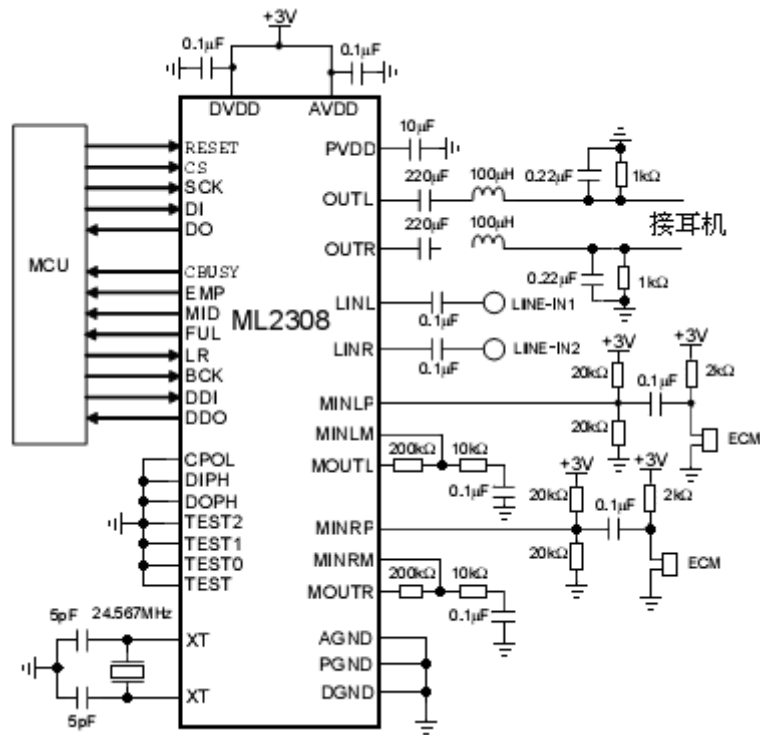


图 4.1.18 ML2308 串口与单片机的接口电路

具体的操作时序如下：

(1) 写指令时序

写指令数据时序如图 4.1.19 所示。D/C 脚和 CS 脚输入“L”电平后，在 WR 的上升沿，D7-D0 的指令数据输入到 LSI。同时 CBUSY 脚输出“L”电平。当 CBUSY 脚输出“L”电平时，指令接口停止使用。等到 CBUSY 输出变为“H”时才能输入下一条指令。图中 CBUSY 的“L”电平输出时间  $t_{CBSY}$ ，随 LSI 的工作状态而变化。

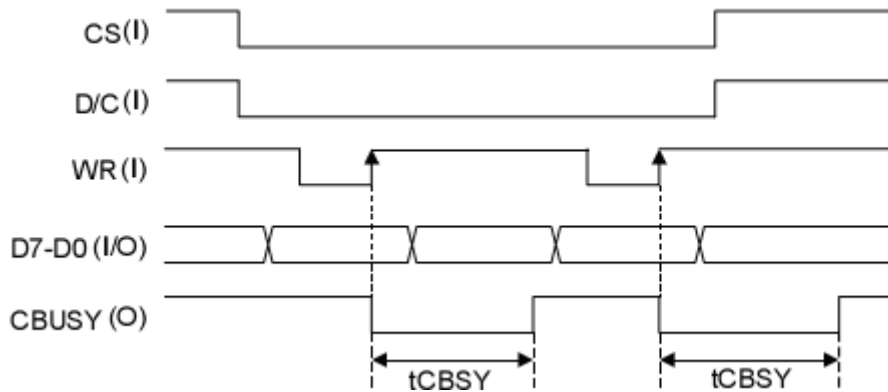


图 4.1.19 ML2308 写指令时序

(2) 读状态时序

读状态时序如图 4.1.20 所示。输入“L”后，写 RDSTAT 指令 (D0h)。当 CBUSY 到

达“H”电平，RD 则设为“L”。完成这些操作后，连接到 D7-D0 的输入引脚被设为高阻态，在 RD 维持“L”期间状态数据从 D7-D0 输出。当 RD 被设为“H”电平时，D7-D0 变为输入模式，准备接受任意数据输入。可以用 RDSTAT 指令更新状态数据，但需确保读状态时已输入 RDSTAT 指令。

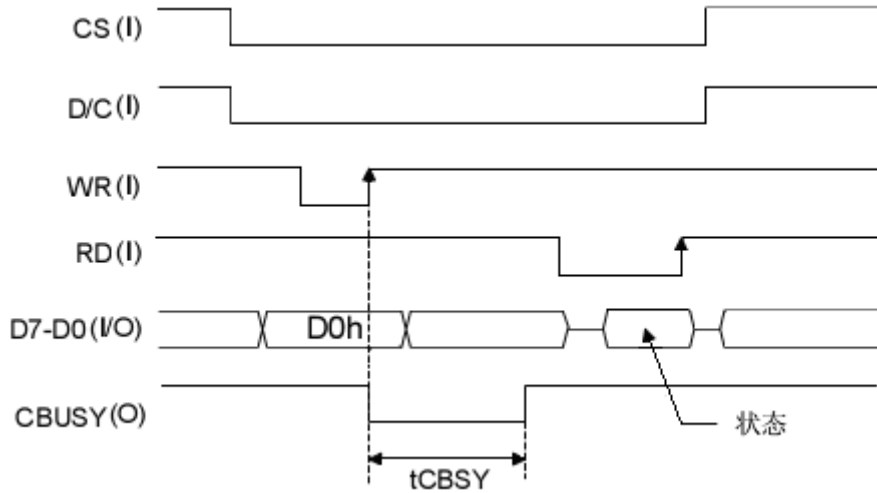


图 4.1.20 ML2308 读状态时序

(3) 播放时的写音频数据时序

开始播放时的写音频数据时序如图 4.1.21 所示。缓冲存储器状态输出设为“H”有效。

设置 CS 为“L”，D/C 为“H”，并选择音频接口。完成这些操作后，就可以通过 CH 来选择左通道或右通道。置 CH 为“L”选择缓冲存储器左通道；置 CH 为“H”选择缓冲存储器右通道。

在 WR 的上升沿输入到 D7-D0 的音频数据写入由 CH 选择的缓冲存储器通道。当输入 16 比特音频数据时，数据写入缓冲存储器，因此要确保连续写入两个 8 比特音频数据。

开始播放时，当 16 比特音频数据写完后，EMP 输出“L”。CH 选择的缓冲存储器通道的状态输出到存储器状态脚（EMP，MID 和 FVL）。

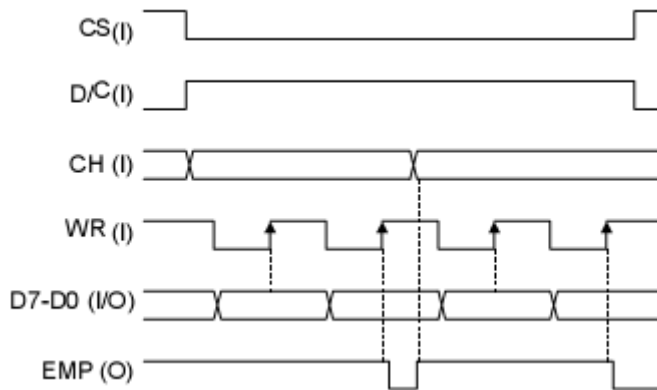


图 4.1.21 播放时, 写音频数据时序

(4) 录音时的读音频数据时序

缓冲存储器的状态为 EMP 时读音频数据的时序如图 4.1.22 所示。该时序是缓冲存储器状态输出为“H”时有效。

设置 CS 为“L”，D/C 为“H”并选择音频接口。完成这些操作后，用 CH 选择缓冲存储器的左通道或右通道。置 CH 为“L”选择缓冲存储器左通道；置 CH 为“H”选择缓冲存储器右通道。

当 RD 为“L”时，从 CH 选择的缓冲存储器通道读出的音频数据输出到 D7-D0。

读出 16 比特音频数据后，缓冲存储器地址增加。因此要确保连续执行两次 8 比特音频数据读操作。

如果录音开始后，缓冲存储器的输出状态不再是 EMP，就可以执行读操作。由 CH 选择的缓冲存储器通道的状态输出到缓冲存储器的状态输出脚（EMP，MID 和 FVL）。

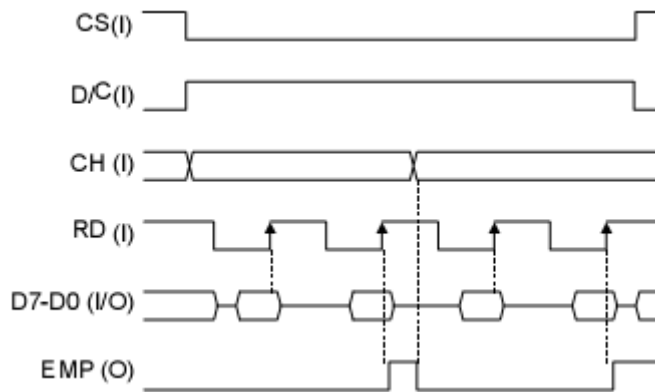


图 4.1.22 录音时，读音频数据时序

表 4.1.6 ML2308 的控制指令表

指令名	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	功能
NOOP	0	0	0	0	0	0	0	0	无功能
PDWN	0	0	0	1	0	0	0	1	待机指令
REC	0	0	1	0	0	0	R	L	开始录音
PLAY	0	0	1	1	0	0	R	L	开始播放
STOP	0	1	0	0	0	0	R	L	停止录音/播放
PAVSE	0	1	0	1	0	CL	R	L	暂停录音/播放
BPLAY	0	1	1	0	0	0	R	L	块播放开始
	0	0	0	0	0	B2	B1	B0	
NOOP	0	1	1	1	0	0	0	0	无功能
METHOD	1	0	0	0	0	0	R	L	设置音频合成模式，采样频率
	P3	P2	P1	P0	S3	S2	S1	S0	
VOL	1	0	0	1	0	0	R	L	设置音量
	V7	V6	V5	V4	V3	V2	V1	V0	
PAN	1	0	1	0	0	0	R	L	声象移位设置

	R3	R2	R1	R0	L3	L2	L1	L0	
DRC	1	0	1	1	0	0	0	0	自动电平控制设置
	0	0	0	DR4	DR3	DR2	DR1	DR0	
ATLT	1	1	0	0	0	0	0	0	ADC 起动时间/恢复时间设置
	LT3	LT2	LT1	LT0	AT3	AT2	AT1	AT0	
RDSTAT	1	1	0	1	0	0	0	0	读状态
OPT	1	1	1	0	0	0	0	0	缓冲存储器容量/引脚状态/立体声/缓冲存储器串行接口设置
	0	0	0	ADT	AI	M1	MO	A	
MTSPD	1	1	1	0	1	0	MS1	MS0	改变音量时的过渡时间设置
OPTANA	1	1	1	1	0	0	0	0	模拟选项设置
	OP7	OP6	OP5	OP4	OP3	OP2	OP1	OP0	

ML2308 的初始化设置流程图如图 4.1.23 所示。控制指令详见表 4.1.6 所述。

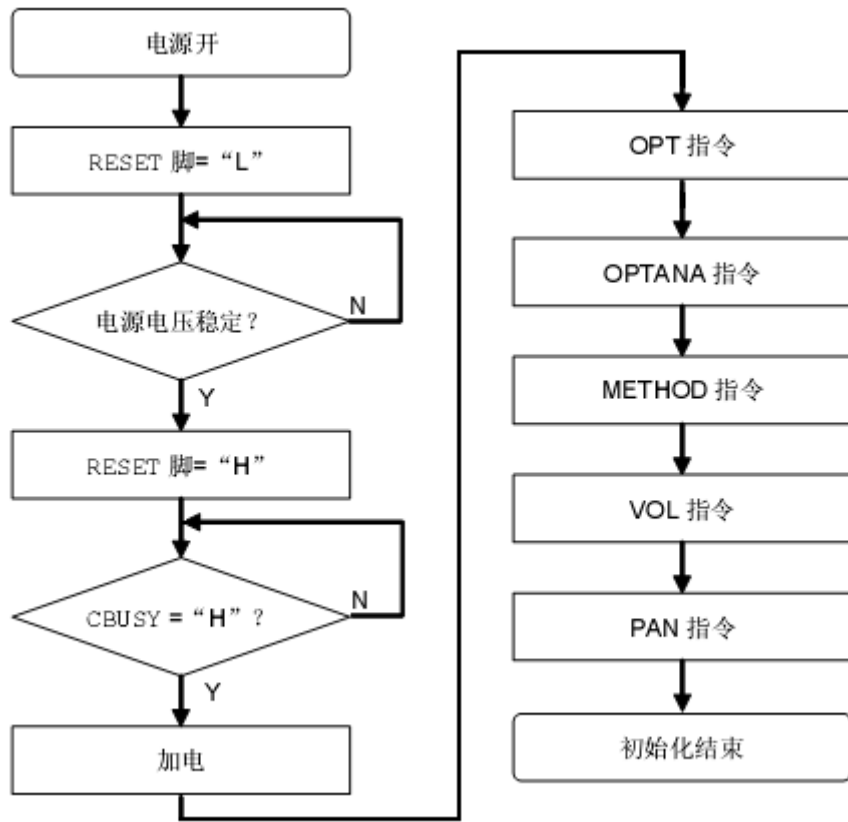


图 4.1.23 ML2308 的初始化设置流程图

查询 CBUSY 是否为“H”，如果不为“H”，ML2308 待机直到初始化完成。当输入任意指令，ML2308 过渡到加电状态。执行 OPT 指令，实现缓冲存储器和语音接口的设置。执行 OPTANA 指令，实现录音输入选择，录音输入电平检测功能设置和播放输出设置。执行 METHOD 指令，实现采样频率和语音合成模式设置。执行 VOL 指令，实现相应通道音量设置。执行 PAN 指

令，实现双声道和单声道设置。输入各指令后，均需等待一段时间，直到 CBVSY 脚变为“H”电平。

单通道录音流程图如图 4.1.24 所述。

执行 REC 指令，录音开始。REC 状态位设为“1”。当缓冲存储器的状态 MID 变为“H”，数据将被从存储器中读出。一般来说，占缓冲存储器一半容量的数据会连续读出。输入 STOP 指令停止录音。REC 状态位设为“0”。接着读出所录的数据，直到缓冲存储器的状态为 EMP。同样需要注意，在输入各指令后，要等待一段时间，直到 CBVSY 脚变为“H”电平。

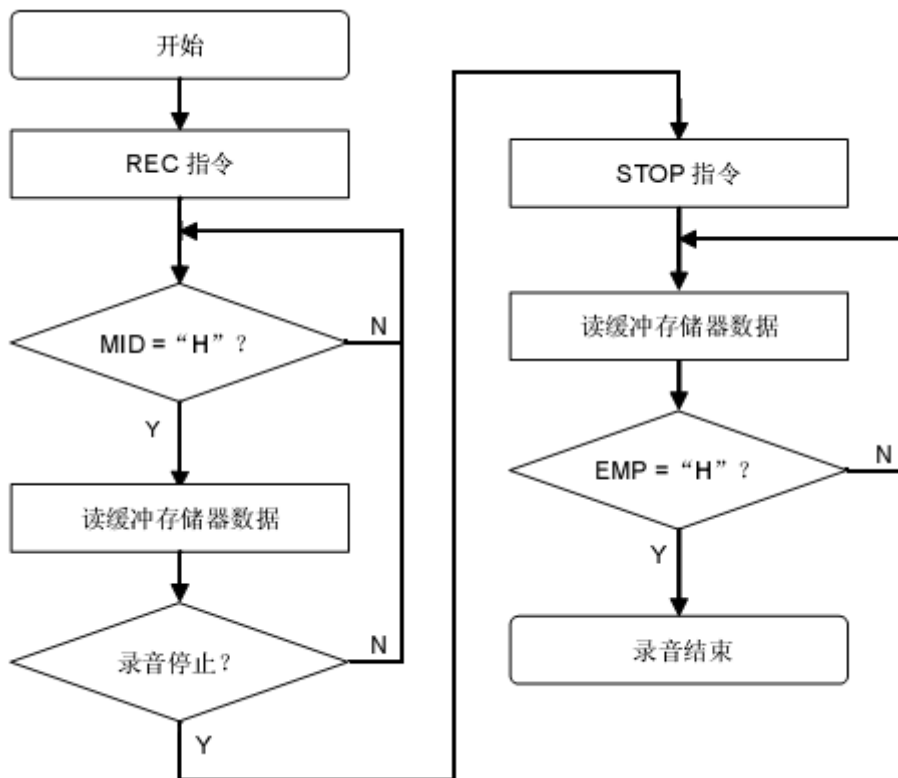


图 4.1.24 单通道录音流程图

用单通道播放的流程图如图 4.1.25 所示。

输入 PLAY 指令时，播放数据写入缓冲存储器使能。播放数据写入缓冲存储器。一般来说，占缓冲存储器一半容量的数据连续写入。EPM=“L”时，开始播放，此时，PLAY 状态位设为“1”。MID =“L”时，播放数据写入缓冲存储器。一般来说，占缓冲存储器一半容量的数据连续写入。如果播放停止，输入 STOP 指令结束播放。输入 STOP 指令后，缓冲存储器被清空，状态为 EMP。此时，PLAY 的状态位复位为“0”。如果播放不停止，播放数据终止，则返回，当所有播放数据传入缓冲存储器，继续待机状态，直到缓冲存储器状态为 EMP。一旦缓冲存储器状态为 EMP，则自动进入播放停止进程。播放停止进程完成后，PLAY 状态位复位为“0”。

另外，还有同时录音/播放模式。读者可参考 OKI 公司的相关应用文档。

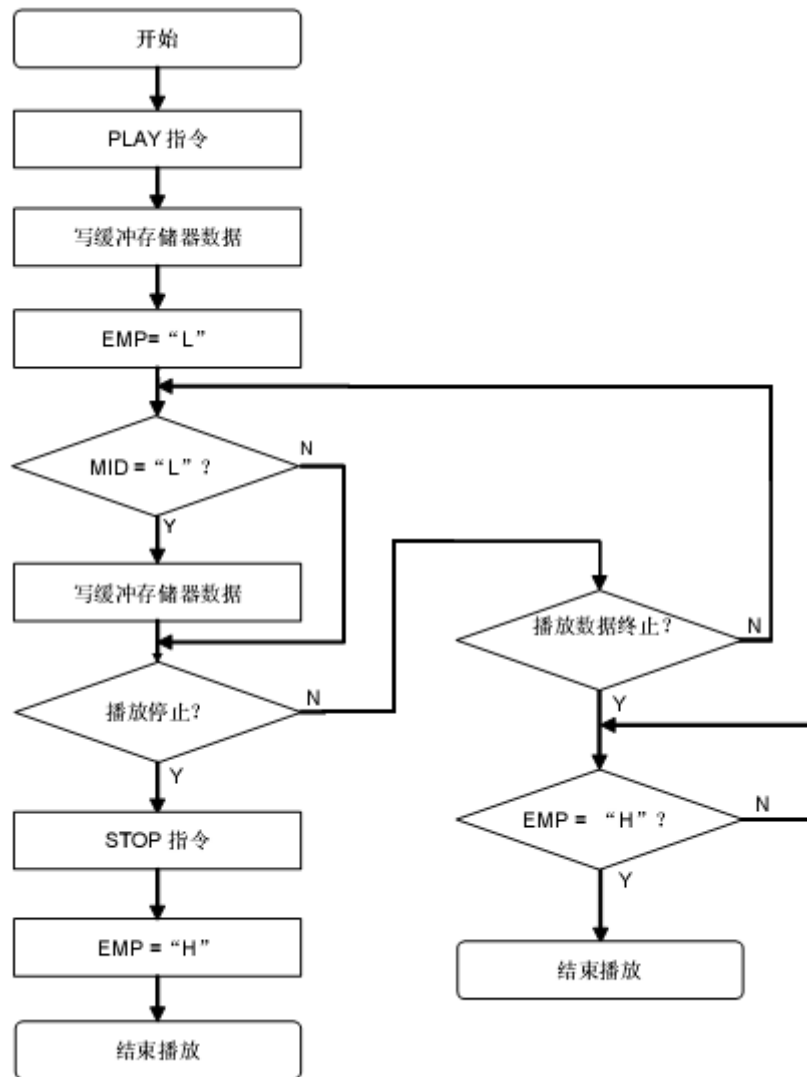


图 4.1.25 用单通道播放的流程图

## 4.2 语音合成

### 4.2.1 语音合成简介

语音合成从技术方式讲可分为波形编辑合成、参数分析合成以及规则合成等三种。

波形编辑合成方式以语句、短语、词或音节为合成单元，这些单元被分别录音后直接进行数字编码，经适当的数据压缩，组成一个合成语音库。重放时，根据待输出的信息，

在语料库中取出相应单元的波形数据，串接或编辑在一起，经解码还原出语音。这种合成方式，也叫录音编辑合成，合成单元越大，合成的自然度越好，系统结构简单，价格低廉，但合成语音的数码率较大，存储量也大，因而合成词汇量有限。

参数分析合成方式多以音节、半音节或音素为合成单元。首先，按照语音理论，对所有合成单元的语音进行分析，提取有关语音参数，这些参数经编码后组成一个合成语音库；输出时，根据待合成的语音的信息，从语音库中取出相应的合成参数，经编辑和连接，顺序送入语音合成器。在合成器中，通过合成参数的控制，将语音波形重新还原出来。

规则合成方式是通过语音学规则来产生目标语音。规则合成系统存储的是较小的语音单位(如音素、双音素、半音节或音节)的声学参数，以及由音素组成音节、再由音节组成词或句子的各种规则。当输入字母符号时，合成系统利用规则自动地将它们转换成连续的语音波形。由于语音中存在协同发音效应，单独存在的元音和辅音与连续发音中的元音和辅音不同，所以，合成规则是在分析每一语音单元出现在不同环境中的协同发音效应后，归纳其规律而制定的如共振峰频率规则、时长规则、声调和语调规则等。由于语句中的轻重音，还要归纳出语音减缩规则。

现在展开大量研究和实用的是文语转换系统(Text-To-Speech System)，它是一种以文字串为输入的语音合成系统。其输入的是通常的文本字串，系统中的文本分析器首先根据发音字典，将输入的文字串分解为带有属性标记的词及其读音符号，再根据语义规则和语音规则，为每一个词、每一个音节确定重音等级和语句结构及语调，以及各种停顿等。这样文字串就转变为符号代码串。根据分析的结果，生成目标语音的韵律特征，采用三种合成技术的一种或者是几种的结合，合成出输出语音。

生产语音合成主要有 OKI 公司、华邦公司、ROHM 公司、TI 公司、我国的安徽中科大讯飞公司等。如华邦公司的 PowerSpeech (TM) 系列语音合成控制器，ROHM 公司的 Hi-Fi 声音合成器 LSI，讯飞公司的 XF-S3111-FSD，TI 公司的 MSP53C392NI2D 等。

## 4.2.2 语音合成应用实例

### 1. 被动式语音合成器——MSP53C392

TI 公司生产的 MSP53C392 被动式语音合成器，需要接受来自自主处理器的压缩语音数据，并由此产生语音或音乐。其主要的特点有：

- (1) 可直接驱动 32  $\Omega$  扬声器。
- (2) 片内集成有各种语音合成算法，用户可以根据要求选择从低数据率到高质量合成算法以适应各种不同的应用。
- (3) 在休眠方式下，最大待机电流仅 10  $\mu$  A。

MSP53C392 的引脚排列如图 4.2.1 所示。引脚定义如表 4.2.1 所述。

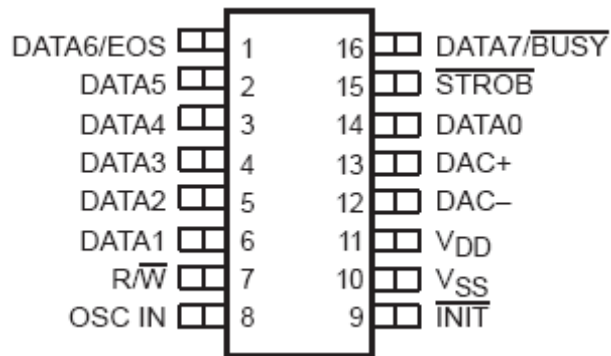


图 4.2.1 MSP53C392 的引脚排列

表 4.2.1 MSP53C392 的引脚定义

引脚名称	功能定义
DAC+	D/A 输出+。
DAC-	D/A 输出-。
DATA0~7	数据总线
INIT	初始化输入。当 INIT 为低电平时，时钟停止，MSP53C392 进入低功耗模式程序计数器清 0，RAM 的内容保留。1 s 的 INIT 脉冲就可以复位处理器。
OSC IN	时钟输入
R/W	读/写信号
STROB	R/W 选通信号
VDD	+5V 电源
VSS	地

MSP53C392 与微控制器的接口只能采用查询方式。采用查询方式的接口电路如图 4.2.2 所示，共使用了 8 位数据总线和三根控制线。其操作时序如图 4.2.3 所示，图中 A 为通过读操作查询 MSP53C392 的状态，B 为写操作。

微控制器的主要功能有：对系统进行初始化，检测键盘，根据不同按键以决定读取不同的语音段装数据，与语音合成器进行通信，传送语音数据，完成语音合成器件的复位和其它控制，完成语音合成器件的复位和其它控制。

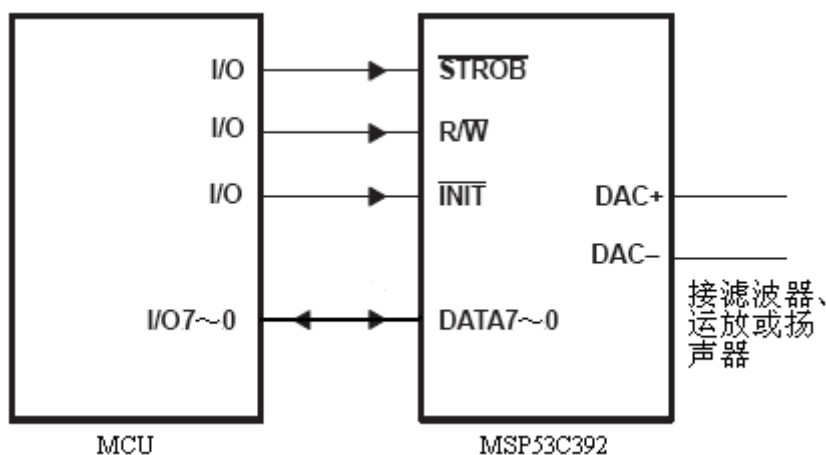


图 4.2.2 MSP53C392 与微控制器的接口电路



图 4.2.3 MSP53C392 与微控制器的接口的操作时序

## 2. OKI 公司 ML2282x 语音合成器

ML2282X 是内置 P2ROM 存储器的语音合成大规模集成电路。该系列语音合成器包含编辑 ROM、ADPCM2 解码器、16 位数模转换器、低通滤波器、以及 0.7W 的语音功放。ML2282X 支持同步串行接口 (SPI)。其内部功能框图如图 4.2.4 所示。

由于在单片芯片内集成了语音功放、双声道合成功能和其他语音合成所需的全部功能，用户只需增加外部控制微控制器和扬声器，就可以构成功能强大的语音播放设备，大大提高了系统的集成度。ML22P82X 是内置 OTP 存储器的语音合成大规模集成电路的替换产品。

ML2282x 系列支持四种语音合成算法：4-bit ADPCM2 算法，8-bit straight ADPCM2 算法，8-bit non-linear PCM 算法，and 16-bit straight PCM 算法。每种语音合成算法的关键特性如表 4.2.2 所述。

表 4.2.2 语音合成算法的关键特性

语音合成方式	相应波形	特性
OkI 4bit ADPCM2	一般的语音波形	改良自 OKI 专有的 4bit ADPCM 算法，对波形的跟踪性等进行了改进。
OkI 8bit Nonlinear PCM	包含高频成分的效果音等	在波形的中间部分用相当于 10 bit 的音质进行播放的合成方式。
8bit PCM		一般的 8bit PCM 方式。
16bit PCM		一般的 16bit PCM 方式。

ML2282X 采用 SPI 同步串行接口与主控微控制器通讯，使用如下 5 个引脚：

DIPH 引脚：边沿选择，等于“L”时，SCK 上升沿读取数据；等于“H”时，SCK 下降沿读取数据；

CSB 引脚：片选使能信号，“L”有效；

SCK 引脚：时钟；

SI 引脚：数据、指令输入脚；

SO 引脚：状态输出引脚。

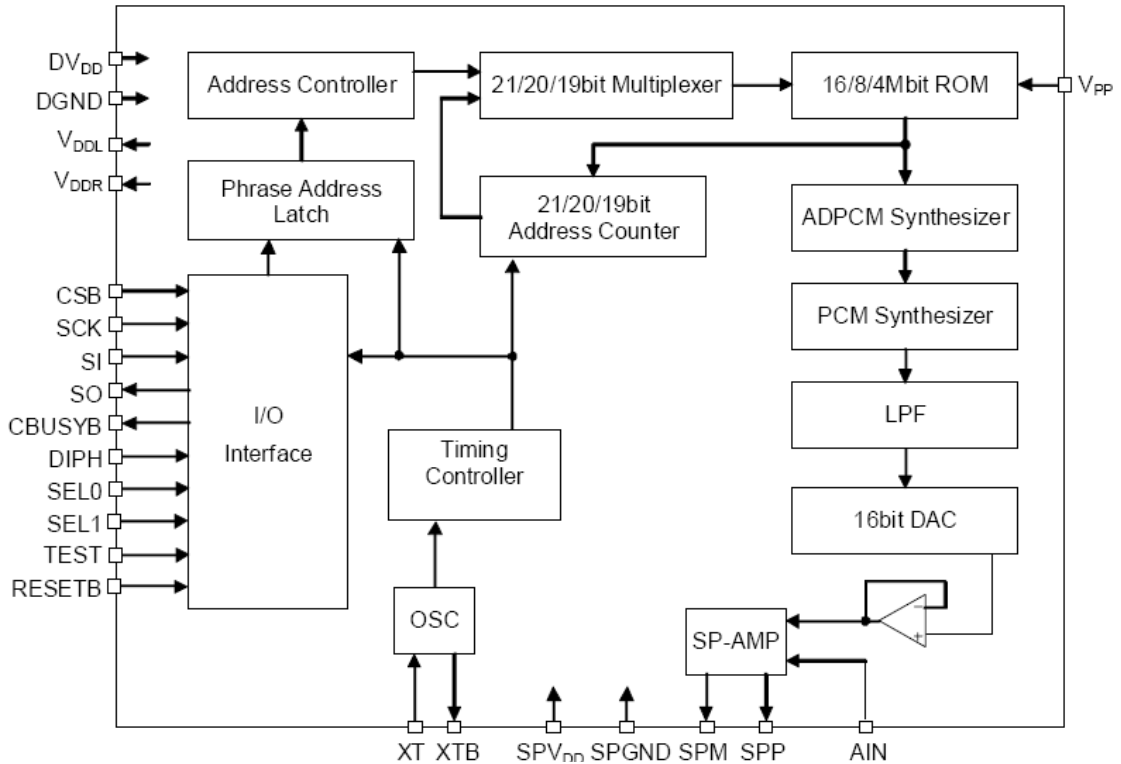


图 4.2.4 ML2282X 内部功能框图

同步串口的操作时序如图 4.2.5 和图 4.2.6 所示。为了避免外界干扰对 SCK 影响，建议在不输入命令或者数据时，将 CSB 管脚置为高电平。

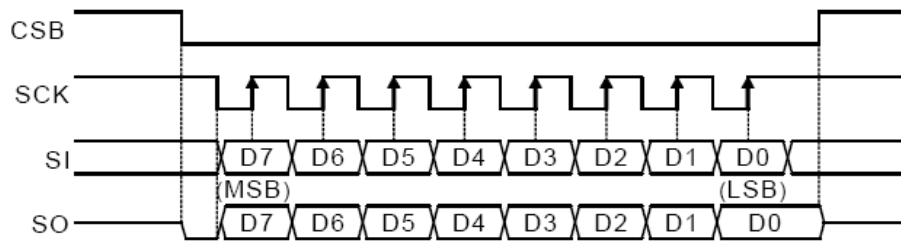


图 4.2.5 SCK 上升沿操作 (DIPH = “L”) 的同步串口时序

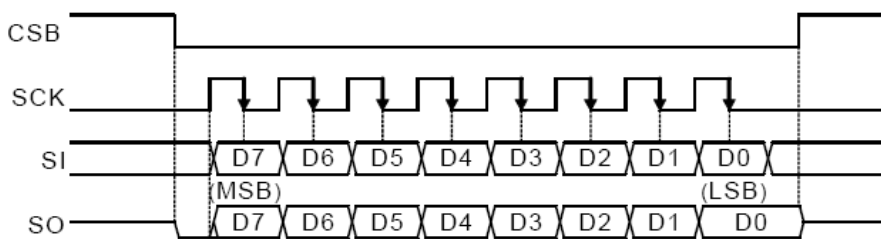


图 4.2.6 SCK 下降沿操作 (DIPH = “H”) 的同步串口时序

电源可以用+5V，也可以采用+3.3V，电路连接稍微不同。采用+5V 电源，与微控制器 (MCU) 接口的典型应用电路如图 4.2.7 所示。采用+3.3V 电源时，VDDR 和 DVDD、SPVDD 一起接+3.3V 电源，并且均与模拟地间要连接 0.1μF 电容。

ML2282x 系列语音合成器用 CBUSYB 管脚来指示芯片的命令执行状态。在命令执行过程中，该管脚输出低电平。在发送命令之前，一定要确保该管脚处于高电平状态，否则，所有输入的指令将无法执行。

VDDL 引脚、VDDR 引脚分别是内部回路和 P2ROM 的电源。该引脚与地间要连接 10μF 电容，以消除噪音，防止电源变动。连接电容容量越大，稳定时间越长。

SG 引脚是内置耳机放大器的信号地引脚。该引脚与模拟地间要连接 0.1μF 电容，以消除噪音。连接电容容量越大，耳机放大器输出 SPM、SPP 引脚电压的稳定时间越长。

ML2282x 系列语音合成器内部存储语音的播放时间与存储器的容量、采样频率、位宽有如下关系：播放时间 (秒) = 1.024 × (存储器容量 - 64) [Kbits] / (采样频率) [kHz] × 位长)。

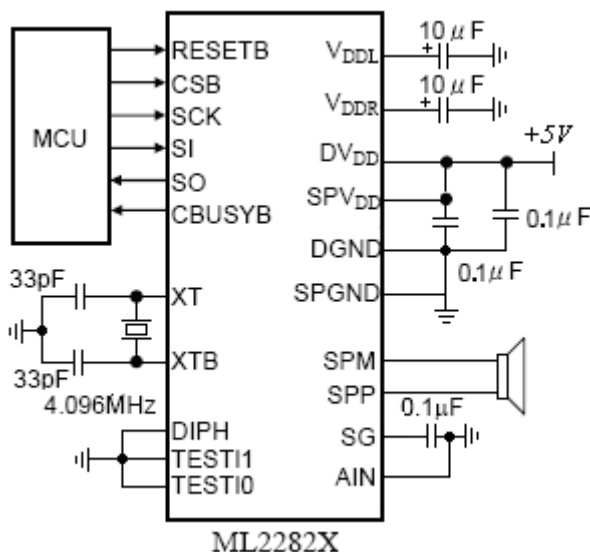


图 4.2.7 ML2282X 的典型应用电路 (采用+5V 电源)

## 4.3 语音识别

与机器进行语音交流，让机器明白你说什么，这是人们长期以来梦寐以求的事情。语音识别 (Automatic Speech Recognition) 技术就是让机器通过识别和理解过程把语音信号转变为相应的文本或命令的高新技术。语音识别是一门交叉学科。语音识别技术关系到多学科的研究领域，不同领域上的研究成果都对语音识别的发展作出了贡献。

近年来，语音识别技术取得显著进步，开始从实验室走向市场。人们预计，未来 10 年内，语音识别技术将进入工业、家电、通信、汽车电子、医疗、家庭服务、消费电子产品等各个领域。

我国语音识别研究工作起步于上世纪五十年代，但近年来发展很快。我国语音识别技术的研究水平已经基本上与国外同步，在汉语语音识别技术上还有自己的特点与优势，并达到国际先进水平。其中具有代表性的研究单位为清华大学电子工程系与中科院自动化研究所模式识别国家重点实验室。

国内研发的第一片语音识别专用芯片，由 8 位微控制器，加上低通滤波器，模/数转换器，数/模转换器，前置放大器，功率放大器，存储器，脉宽调幅 (PWM) 等模块构成。它集成了语音识别、语音编码、语音合成功能，可以识别 30 条特定人语音命令，识别率超过 95%。该芯片可以用于智能语音玩具；也可以与普通电话机相结合构成语音拨号电话机。这些系统的识别性能完全达到国际先进水平。

### 4.3.1 语音识别技术简介

语音识别过程实际上是一种认识过程。机器语音识别过程与人对语音识别处理过程基本上是一致的。语音识别过程如图 4.3.1 所示。语音识别实际上是一个模式识别匹配的过程。首先根据人的语言特征建立语音模型，对输入的语音信号进行分析，抽取相应的特征，建立所需要的模板，在识别过程中，将计算机中存放的语音模板与输入的语音信号特征进行比较。从而得到识别和理解结果。

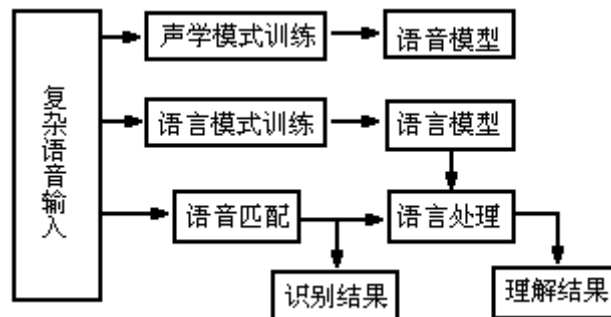


图 4.3.1 语音识别过程

就像人们听语音时，并不把语音和语言的语法结构、语义结构分开来，因为当语音发音模糊时人们可以用各类知识来指导对语言的理解过程，但是对机器来说，要达到理解，就有很大的困难。

根据系统能识别的词汇量，人们把语音识别系统分成如下几类：

- (1) 小词汇量语音识别系统。通常包括几十个词的语音识别系统。
- (2) 中等词汇量的语音识别系统。通常包括几百个词至上千个词的识别系统。
- (3) 大词汇量语音识别系统。通常包括几千至几万个词的语音识别系统。这些不同的限制也确定了语音识别系统的困难度。

目前主流的语音识别技术是基于统计模式识别的基本理论。一个完整的语音识别系统可大致分为三部分：

- (1) 语音特征提取：其目的是从语音波形中提取出随时间变化的语音特征序列。
- (2) 声学模型与模式匹配（识别算法）：声学模型通常将获取的语音特征通过学习算法产生。在识别时将输入的语音特征同声学模型（模式）进行匹配与比较，得到最佳的识别结果。

声学模型是识别系统的底层模型，并且是语音识别系统中最关键的一部分。声学模型的目的是提供一种有效的方法计算语音的特征矢量序列和每个发音模板之间的距离。声学模型的设计和语言发音特点密切相关。声学模型单元大小（字发音模型、半音节模型或音素模型）对语音训练数据量大小、系统识别率，以及灵活性有较大的影响。必须根据不同语言的特点、识别系统词汇量的大小决定识别单元的大小。

- (3) 语言模型与语言处理：语言模型包括由识别语音命令构成的语法网络或由统计方法构成的语言模型，语言处理可以进行语法、语义分析。对小词表语音识别系统，往往不需要语言处理部分。

语言模型对中、大词汇量的语音识别系统特别重要。当分类发生错误时可以根据语言学模型、语法结构、语义学进行判断纠正，特别是一些同音字则必须通过上下文结构才能确定词义。语言学理论包括语义结构、语法规则、语言的数学描述模型等有关方面。目前比较成功的语言模型通常是采用统计语法的语言模型与基于规则语法结构命令语言模型。语法结构可以限定不同词之间的相互连接关系，减少了识别系统的搜索空间，这有利于提高系统的识别。

### 4.3.2 语音识别集成电路 HL7003 及其应用

HL7003 是台湾 Holylite microelectronics 公司生产的单片语音识别集成电路。他只需外接少量外围元器件就可以工作，电路结构简单。并且调式及操作十分容易，适合应用于由语音控制的游艺机、家电控制、智能玩具、语音门锁、门钟等。

HL7003 有两种主要的操作模式：语音记录模式和语音识别模式。

在使用 HL7003 进行语音识别之前，目标语音必须预先记录在 HL7003 中。HL7003 的存储器提供 12 块的空间，用于存储不同特征的目标字。每个记忆块可以存储多达 1.5 秒长度的语句。

被识别的语音由外部麦克风或其他设备输入 HL7003，然后通过内部麦克风前置放大器适当放大，语音信号被 HL7003 内的 A/D 转换器数字化。HL7003 处理器把数字语音信号接收，摘取语音的特征。存储在记忆块内的语音与刚才被摘取的语音特征进行比较，最适合的匹配语音将作为识别的目标语音，然后输出识别结果。

HL7003 的引脚排列如图 4.3.2 所示，功能描述如表 4.3.1 所述。

1	PORES	POA12	40
2	GNDD	POA11	39
3	LED1	POA10	38
4	LED2	POA9	37
5	POB4	POA8	36
6	POB3	POA7	35
7	POB2	POA6	34
8	POB1	POA5	33
9	PIT4	POA4	32
10	PIT3	POA3	31
11	PIT2	POA2	30
12	PIT1	POA1	29
13	VDDD	VDDA	28
14	CAPV	MICP	27
15	OSCI	A10UT	26
16	NC	NC	25
17	PM1	A1N	24
18	PM2	A2OUT	23
19	TEST	TREF	22
20	POSL	GNDA	21

图 4.3.2 HL7003 的引脚排列

表 4.3.1 HL7003 的引脚功能描述

引脚	功能描述
GNDD	数字地。
LED1	低电平 LED 驱动端，指示语音输入。
LED2	低电平 LED 驱动端，指示语音识别结果。
POB1~POB4	输出端口，可以作为键区扫描驱动。
PIT1~PIT4	低电平触发输入端，带有拉高电阻，可以作为检测器的键。
VDDD	正电源端。
CAPV	该端与地之间必须连接一电容，以便调整内部电压。
OSCI	振荡器频率控制端，该端和地之间须连接 56K $\Omega$ 电阻。
PIM1~PIM2	模式控制输入端。
TEST	测试端。

POSL	输出端口 A 的输出模式选择器，当 POSL 拉高、低电平或当 POSL 拉低时，输出端口 A 是高电平。
GND A	模拟地。
TREF	语音输入的临界控制端。
A2OVT	第二个放大器输出端。
A1IN	第一个放大器的负极输出端。
A1OVT	第一个放大器的输出端。
MICP	麦克风的正极电源。
VDDA	模拟 VDD 脚。
POA1~POA12	输出端口 A，作为显示语句记录和识别目标语句的记忆块。
PORES	高电平输入端，用于清除输出端口 A 的状态。

HL7003 通过串行接口进行通信。它只从串行数据输入端接收指令，但传送输出指令数据却是通过串行数据输出端和一对带有锁存时钟的串行数据输出端同时进行。时序如图 4.3.3 所示。对应的时序要求如表 4.3.2 所述。

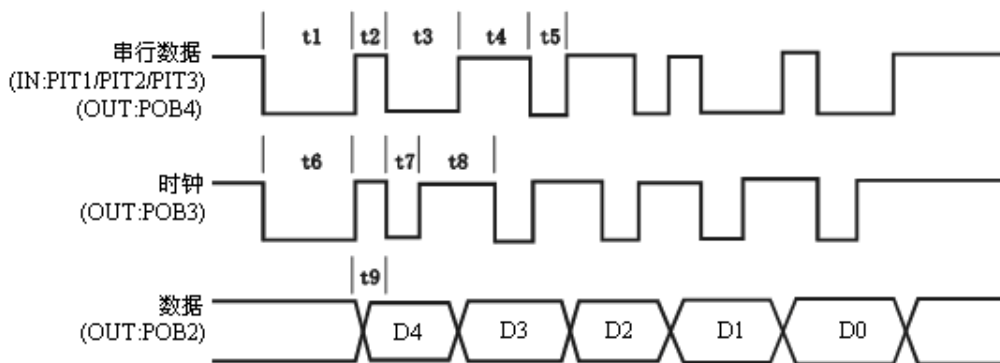


图 4.3.3 HL7003 串行通信时序

表 4.3.2 HL7003 串行通信时序要求

t1(Start)	12ms
t2(Data Low Front-end)	4ms
t3(Data Low Back-end)	8ms
t4(Data High Front-end)	8ms
t5(Data High Back-end)	4ms
t6(Start)	12ms
t7(Clock Low)	4ms
t8(Clock High)	8ms
t9(Data Ready)	4ms

12 键接口电路如图 4.3.4 所示。具体操作如下：

1. 通电后，先按①键，LED1 和 POA1 (LED3) 同时亮，此时立该对着话筒发话（语音长度不超过 1.5 秒），POA1 灭，LED1 亮，再对着话筒进行“学习”，LED2、POA1 同时亮，表示“学习”成功。接着再按②键，LED1、POA2 同时亮，依此类推，直至 1~8 键全部学习完

毕。也可以对某一键或某几个键进行无序输入和学习。

2. 学习完毕，即可进行语音识别操作，8 路输出可分别控制不同的电器（或动作），8 路语音识别可任意操作，即喊一句便控制一种电器的开或关。第 11 键为输出转换键，每转换控制一种电器都需按一下该键。

3. 若需清除“学习”内容，应按清除键“C”，再次输入时，须重新按照第 1 步方法进行“学习”。

4. PIM1 接“1”（高电平），为 12 键模式，应用电路见图 1。PIM1 接“0”（低电平），为 8 键模式，应用电路见图 2。POSL 接“0”，POA1~POA12 输出为低电平，POSL 接“1”，OA1~POA12 输出为高电平。

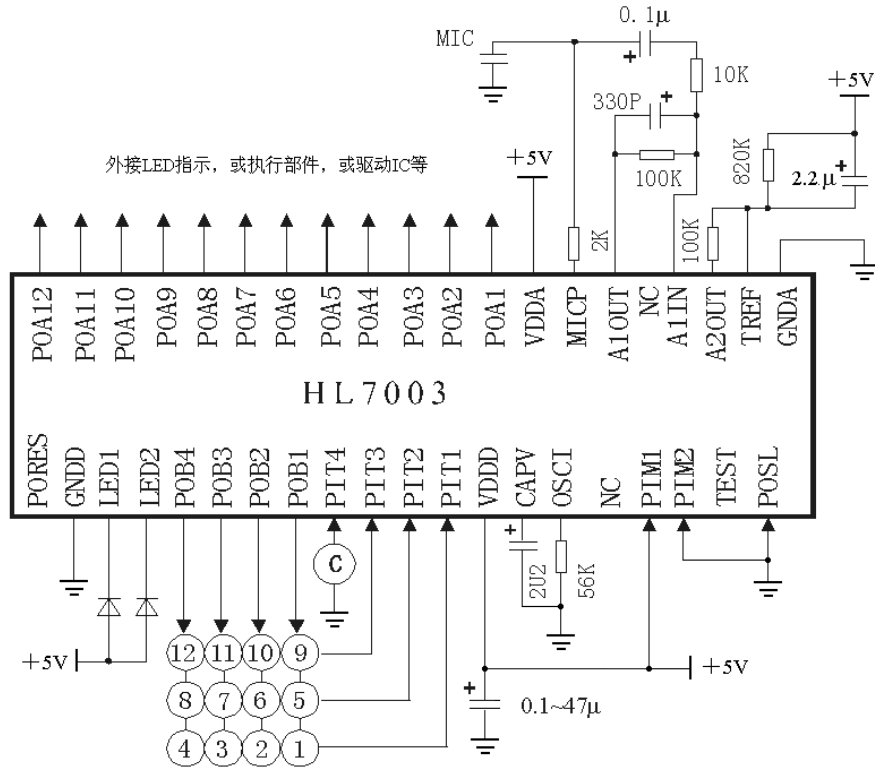


图 4.3.4 12 键接口电路

## 4.4 说话人识别

说话人识别（Speaker Recognition, SR）技术是以语音对说话人进行区分，从而进行身份鉴别与认证的技术。具体地讲，就是通过分析人的发声和听觉，为每个人建立一个数学模型，然后由计算机对模型和实际输入的语音进行精确的匹配，根据匹配的结果便人说话人是谁。

在国外，说话人识别技术获得了广泛的研究，同时也有少量成熟产品问世。AT&T、TI 与美国著名的通讯公司 Sprint 都已经展开了在声音识别领域的实验和实际的应用。说话人

识别技术有着广阔的市场应用前景。通过说话人识别 R 技术，可以利用人本身的生物特性进行身份鉴别，例如为公安部门进行语音验证、为一般用户提供防盗门开启功能等等。在互联网应用及通信领域，说话人识别技术可以应用于诸如声音拨号、电话银行、电话购物、数据库访问、信息服务、语音 E-mail、安全控制、计算机远程登录等领域。在呼叫中心应用上，SR 技术同样可以提供更加个性化的人机交互界面。当顾客以电话方式对呼叫中心进行请求时，系统能够根据话音判断出来者的身份，从而提供更个性化、更贴心的服务。

说话人识别技术发展至今，尽管已经取得了不错的进展，要寻找更加优良的研究方法仍然有相当艰巨的路要走。由于技术条件所限，目前所采用的抽样建模方法还存在着不足。对 SR 最有影响的因素是在不同实验中声音特性信号的变更，包括说话者生理上的变动性以及实验条件的不稳定性等，这些都对 SR 识别系统构成严峻的挑战。此外，SR 技术还应解决提取声音长期稳定的特征参数的问题。在两个人进行交谈时，自动从中提取出每个人的声音特性并加以区分的技术也是值得研究的方向。

#### 4.4.1 说话人识别技术简介

说话人识别有着深刻的技术背景，其基本原理是通过分析人的发声和听觉，为每个人构造一个独一无二的数学模型，然后再由计算机对模型和实际输入的语音进行精确匹配，根据匹配结果辨认出说话人是谁。该原理同说话人的生理特性和行为特性密切相关。“人”的生物特性既存在于声谱表面（即声道特性），也存在于声音的来源或数个不连续的声音片段中。从人的这些特性中可以提取出有效的音频特征，进行数学建模，并将与之相关的资料存进数据库。SR 服务器再根据输入的音频特征在数据库里进行检索，从而进行精确匹配。

在国内的 SR 研究中，南京北极星软件公司的研究已走在了前列，它主要构造了“训练模块”和“识别模块”来实现 SR 技术。

说话人识别系统的训练模块通常由两个部分组成，即音频特征提取部分和构造数学模型部分。在提取音频特征时，根据人的发声原理和听觉原理，采用了 MFCC 和 LPCC 的特征提出算法。该算法可以从人的声音中提取出能量分布谱，从而从声音数据中获得说话人的独特特征。但是当人说不同的话时，分布谱会受到影响。也就是说，即使是同一个人，如果说的话不同，声音分布谱也不相同。为了解决这个问题，就必须构造数学模型。构造数学模型采用的是 GMM 和 CHMM 的算法。它可以将人在多个短时间内的能量分布谱构造成多个高斯分布。通过 EM 算法进行训练，找出最为合理的高斯分布组，从而可为每个说话人构造出一个独一无二的数学模型。

说话人识别系统的识别模块也由两个部分组成，即音频特征提取部分和数学模型的概率估计部分。在提取音频特征时，采用的方法和训练模块相同。而在做概率估计时，需先将特征提取的结果带入到原来训练出来的数学模型中，计算出概率，将多个特征谱的概率取对数求和，就能计算出该说话人是否符合这个数学模型的概率。概率较大时即可进行身份确认和检验。

## 4.4.2 RSC-4128 信号处理器简介

RSC4128 是美国 Sensory 公司生产的集语音综合与识别于一体的 Sensory RSC-x 系列语音信号处理器之一。RSC-4128 是 Sensory 公司下一代语音和模拟 I/O 信号处理器的代表。Sensory RSC-X 系列语音识别芯片功能较为全面，应用范围较广，可用于家用电器、通讯产品、门禁系统、玩具及各种消费类电子产品。

RSC4128 是一个高度集成的语言和模拟输入 / 输出复合信号处理器,其功能框图如图 4.4.1 所示。RSC4128 主要包括以下几部分:

(1) 一个 8 位微控制器:具有与 80C51 单片机相识的指令集和中断控制,高级的寄存器结构。

(2) 独立的数字滤波器引擎和“L1”向量数学加速剂,片内 ROM 和 RAM(4.8K),并且能够对片外的 RAM,ROM,EPROM 或者 FLASH 寻址。

(3) 输入端扩音器具有前置放大器和 16 位模/数转换器(ADC)对于语言和声音的 / 模拟输入。

(4) 10 位数/模转换器(DAC),和 10 位脉冲宽度调制器(PWM),用来直接连接话筒或者其他的模拟装置。

(5) 当一个选定的声音的事件,比如鼓掌或者汽笛,发生的时候,可以从低功率的省电状态醒来。

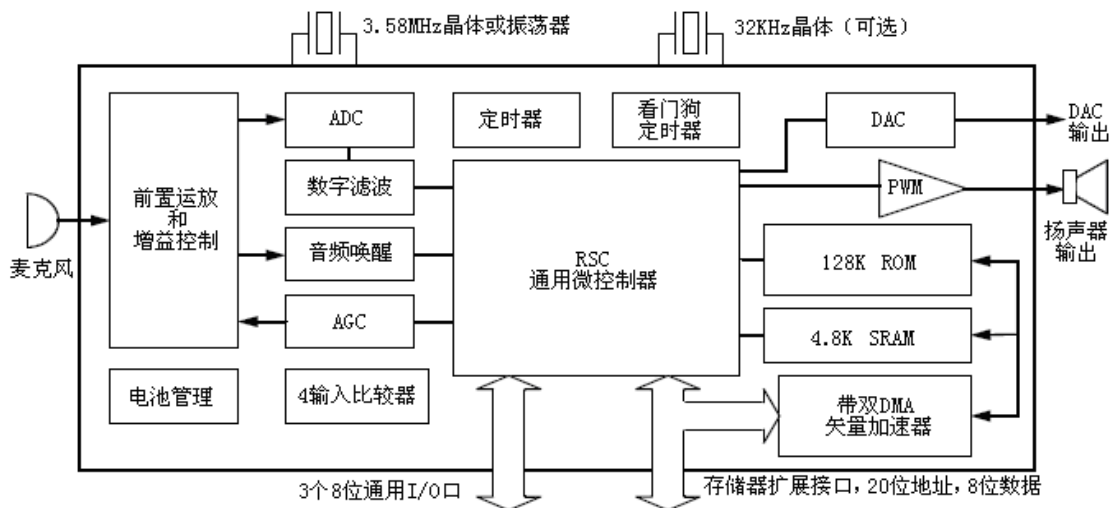


图 4.4.1 RSC4128 的功能框图

RSC4128 具有如下的功能:

(1) 语音识别。RSC4128 是基于 Sensory Speech 7 技术的语音处理器,可以支持 HMM(隐马尔可夫建模)和神经网络技术,用于执行与发言人无关的独立的语音识别。与说话人无关的识别要求有芯片内或者片外的只读存储器存入被识别的词语。与说话人有关的(SD)识别要求可编程存储器存入个性化语言模板。这个可编程存储器可以是芯片内 SRAM(静态存储器)

或者片外的连续的 EEPROM(电可擦可编程只读存储器), FLASH MEMORY(闪速存储器), 或者 SRAM(静态存储器)。

(2) 说话人确认。RSC4128 也支持 Sensry 的是说话人确认(SV)技术—市场上最成功的计量生物学。发言人在片上训练一个特殊的字或者词组之后, 芯片就能够识别一个特定的单词是否是最初的发言人说出的。RSC4128 可以储藏 10 个说话人确认(SV)模板在芯片内, 也可以使用外在的可编程存储器存储 10 个以上。

(3) 语言和音乐合成。

(4) 录音和重放功能。

## 小 结

数字语音处理的目的是要得到一些语音参数以便高效的传输或存储, 或者通过处理的某种运算以达到某种用途的要求。

数字语音处理主要包括语音编码、语音合成、语音识别和说话人识别四大分支。

PCM 是一种语音信号数字化的最基本编码方法。它把模拟语音信号转换成数字语音信号, 与通常的模拟信号转换成数字信号的过程相同。PCM 常见的数据格式是采用二进制的的数据采样方式, 常用于未经过压缩的音频数据, 不过由于高品质音频需要速率高和取样长度长, 所以对于 PCM 技术来说, 取样速率大多为 48kHz。差分脉冲编码调制(DPCM)的压缩技术, 由于只有两个连续采样的差异, 因此不管原始数据的分辨率是多高, DPCM 技术一律使用 4 个位来储存, 所以在数据上有一定程度的损失。差分脉冲编码调制压缩技术 ADPCM, 基本上是从 DPCM 技术演化过来的, ADPCM 技术能够预测后续采样值。A Law PCM 与 V Law PCM 的技术, 基本上和 PCM 技术相同, 对于数据都有一定程度的压缩损失。

语音合成从技术方式讲可分为波形编辑合成、参数分析合成以及规则合成等三种。TTS 文语转换系统是一种以文字串为输入的语音合成系统。

语音识别实际上是一个模式识别匹配的过程。首先根据人的语言特征建立语音模型, 对输入的语音信号进行分析, 抽取相应的特征, 建立所需要的模板, 在识别过程中, 将计算机中存放的语音模板与输入的语音信号特征进行比较, 从而得到识别和理解结果。

说话人识别是通过分析人的发声和听觉, 为每个人建立一个数学模型, 然后由计算机对模型和实际输入的语音进行精确的匹配, 根据匹配的结果便人说话人是谁。

## 设计练习

1. 请将图 4.1.12 中的语音运放电路改用 LM386 来实现, 注意 LM386 高增益放大电路的设计。
2. 请将图 4.2.7 所示语音处理电路的电源改为采用 +3.3V, 并与微控制器 AT89C51 接口。

并设计其软件控制流程。

3. SD771D 是台湾翔音科技公司推出单芯片实时变音处理器，以真人发音为样本，可将输出语音进行实时变调处理（如升高、降低），还可实时地将男女声语音相互转换。利用它可以制作多样化虚拟人物、创造多变声讯环境、更娱乐效果。请根据相关资料，设计其应用电路。

# 第5章 可靠性设计

电子系统的设计大致可分为三个内容：功能设计、可靠性 (*Reliability*) 设计和工艺设计。

满足电子系统各种功能的要求，是设计者理所当然首先要考虑的出发点。但是功能设计的完成仅仅只能算做是该系统“能用”而已。在未进行可靠性设计的情况下，该系统的功能是难以保证的。电子技术的发展已深刻地说明了这一点。美国航空无线电公司 (ARINC) 在 1950 年发现海军船用电子设备只有 33% 能够在任何一个时刻正常工作，民用电子产品就更不说了。我国 1978 年国产电视机平均无故障工作时间 (*MTBF*) 低于 500 小时，年返修率达 95% 以上，而国产计算机的 *MTBF* 1980 年仅为 50 小时，使广大消费者苦不堪言。

然而，随着可靠性技术的迅猛发展，特别是电子系统设计者对它的掌握并将其有机的融入电子系统设计制造的各阶段，使电子产品的可靠性得到了极大的提高。目前国产名牌彩色电视机的 *MTBF* 均达到了 30,000 小时以上；“长征”系列火箭发射的无一失败就是两个很好的明证。

由此可见，可靠性设计是电子系统设计不可或缺的一个方面，是产品性能的保证，它使产品达到“好用”、“耐用”的境界。

现代可靠性设计并非单独进行，而是融合于设计和制造的各个阶段。

工艺是实现功能和可靠性设计的手段，如 PCB 设计和各种工艺文件的编写等。

## 5.1 可靠性基本概念

可靠性设计是以概率论、数理统计为基础，综合了应用电子学、可靠性物理学、机械工程学、系统工程学、人类因素学以及运筹学等多方面知识的一门综合性工程学科。

### 5.1.1 可靠性特征量参数

电子系统的可靠性是指系统在规定的条件下，在规定的时间内、完成规定功能的能力。

此定义中的“系统”可大可小，小到指一个元器件、一个部件，大到可指一个设备、一个机组、一个测控系统等等。

“规定的条件”则主要是指系统工作时的环境条件，其影响因素为温度、湿度、气压、振动以及核辐射等。

表 5.1.1 表示了电子元器件受环境影响的情况。

表 5.1.1 影响电子元器件可靠性的工作环境因素

应力因素		出现的地点、时间	失效模式
温度	高温	热带, 沙漠, 太空, 小汽车, 其他特殊的环境	特性失效, 工作不稳定
	低温	较冷地区, 海拔较高的地方, 太空, 航空器, 其他特殊的环境	特性失效, 工作不稳定
温度变化		当间歇地工作	管芯裂缝, 减弱了管芯的接合, 特性失效, 工作不稳定
湿气	高湿度	热带, 隧道, 汽车, 其他特殊的环境	生锈, 不当接触, 腐蚀, 特性失效
	低湿度	沙漠, 低温度的地区	静电损坏
大气压	低大气压	高海拔, 山区, 航空器	电晕放电, 散热慢, 特性失效
	真空	太空	电晕放电, 散热慢, 特性失效
盐分		沿海地区, 海上, 船上, 航海设备	生锈, 不当接触, 损坏的导线
振动		产品的运输过程, 交通工具上装配的设备, 机器的工具, 航空设备	接合导线开路 (气体密封), 包装损坏
碰撞, 跌落		产品的运输过程, 交通工具上装配的设备, 机器的工具, 航空设备	包装裂缝, 变形导线
加速		航天设备, 火箭, 其他有特殊用途的设备	
加热		装配过程中 (例如, 焊接)	特性失效, 变形的封装形状
和电相关的过应力, 电涌		在开关和继电器的开关过程中, 电容负载, 电动机	特性失效, 短路
噪声		接触不当时, 使用电动机	特性失效, 短路
静电放电		在低湿度或可产生强场的设备附近工作, 在运输过程中	特性失效, 短路
强电磁场		在发射机或信号产生器附近	特性失效
超声波		在焊接完电路板后, 对其清洁时	打开了接合的引线 (气体密封), 擦去了标记
放射 (核辐射)		核动力设备, 太空 (人造卫星)	特性失效, 破坏, 软错误
错误操作	超电压	当使用一个失效的工作源电压时	破坏, 短路
	超载	在无效驱动容量状态下使用	破坏, 短路
	其他	在无效操作时间内使用	特性失效

“规定的时间区间”, 由于电子系统的可靠度是随时间变化的, 只能在一个时间段内才能达到目标可靠度, 所以对时间区间有明确的规定。这里的“时间”也可以指使用的次数 (如电磁继电器)、距离 (如汽车行驶) 等。

“规定的功能”是指系统应当完成的所有功能。系统规定功能的丧失称为“失效”, 对可修复的系统而言称为“故障”。

### 1. 可靠度 $R(t)$

可靠度是指系统在规定的条件下，在规定的时间内，无故障地完成规定功能的概率。规定的时间愈短，系统完成规定功能的可能性愈大；规定的时间愈长，系统完成规定功能的可能性愈小，故可靠度为时间的函数，记做  $R(t)$ ，亦称为可靠性函数。

$$R(t) = P(T > t)$$

式中  $T$  为产品寿命，故可靠度指的是在寿命内完成规定功能的概率。

根据上述定义，可知  $R(0) = 1$ ，即在  $t = 0$  时刻，所有的产品都是好的。 $R(\infty) = 0$ ，当  $t = \infty$ ，即时间充够长以后，所有的产品都会失效。

假定在  $t = 0$  时有  $N$  个产品开始工作，到  $t$  时刻有  $n(t)$  个产品失效，则

$$R(t) = \frac{N - n(t)}{N}$$

$R(t)$  与时间的关系取决于失效类型，其一般表示如图 5.1.1 所示。

### 2. 累积失效率 $F(t)$

累积失效率是指在规定的条件下，在规定的时间内，系统失效的概率，记做  $F(t)$ 。

$$F(t) = 1 - R(t)$$

即  $F(t)$  和  $R(t)$  互补。且  $F(0) = 0$ ， $F(\infty) = 1$ 。

$$F(t) = \frac{n(t)}{N}$$

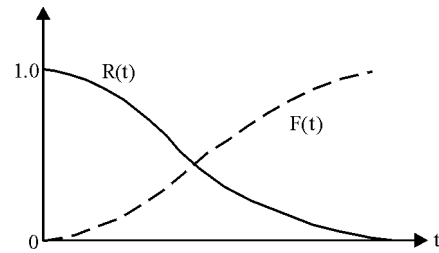


图 5.1.1

### 3. 失效概率密度 $f(t)$

失效概率密度是累积失效率对时间的导数，记做  $f(t)$ ，它表示产品在包含  $t$  的单位时间内发生失效率的概率。

$$f(t) = \frac{dF(t)}{dt} = \frac{\Delta n(t)}{N \Delta t}$$

或

$$F(t) = \int_0^t f(t) dt$$

### 4. 瞬时失效率 $\lambda(t)$

瞬时失效率是指工作到  $t$  时刻尚未失效的产品，在该时刻  $t$  后，单位时间内发生失效的概率，记做  $\lambda(t)$ 。可以推导出：

$$\lambda(t) = \frac{f(t)}{R(t)}$$

$$R(t) = \exp\left[-\int_0^t \lambda(t) dt\right]$$

由上式可见产品的瞬时失效率愈低，则产品的可靠性愈高。

$\lambda(t)$  的单位为时间（小时）的倒数，即（次/小时）。对于高可靠性产品，用“菲特”，（ $10^{-9}$  次/小时）表示。其意义为：每 100 个产品工作  $10^7$  小时，只有一个产品失效。

可靠性四个基本函数间的关系如表 5.1.2 所示。

表 5.1.2 可靠性四个基本函数之间的关系

基本函数	$R(t)$	$F(t)$	$f(t)$	$\lambda(t)$
$R(t)$	-	$1-F(t)$	$\int_t^{\infty} f(t)dt$	$\exp[-\int_0^t \lambda(t)dt]$
$F(t)$	$1-R(t)$	-	$\int_0^t f(t)dt$	$1-\exp[-\int_0^t \lambda(t)dt]$
$f(t)$	$-\frac{dR(t)}{dt}$	$\frac{dF(t)}{dt}$	-	$\lambda(t)\exp[-\int_0^t \lambda(t)dt]$
$\lambda(t)$	$-\frac{d}{dt} \ln R(t)$	$\frac{1}{1-F(t)} \cdot \frac{dF(t)}{dt}$	$\frac{f(t)}{\int_t^{\infty} f(t)dt}$	-

### 5.1.2 失效率曲线

对大量电子产品的统计结果表明，大部分产品  $\lambda(t)$  对时间的关系如图 5.1.2 所示，俗称“浴盆曲线”（*Bathhtub Curve*）。

该曲线可分为三个时期：

（1）早期失效期。出现在产品早期使用阶段。其特点是失效率高，且随使用时间加长，失效率迅速下降。

早期失效的原因有：从可靠性设计的角度，存在缺陷；元器件性能不良；工艺质量不佳等。为改善早期失效常采用的措施有：产品的设计与制作必须按可靠性要求进行；严把元器件质量关；产品足够长时间的老化等，使其在不交付使用前渡过这一时期。

（2）偶然失效期。偶然失效期时间长，失效率低而稳定，又称随机失效期或稳定工作期。是产品的最佳使用期。

其失效主要是由多种而又不严重的偶然因素引起的。一般为减额设计不足而导致的随机失效。做为设计者力求在保证成本的前提下，通过周密的可靠性设计来降低这一阶段的失效率，延长这一阶段的时间。做为使用者则可通过做好对产品的维护保养延长这一时期。产品的寿命试验、可靠性试验均在这一时期进行。

（3）耗损失效期。该时期的特点是失效率迅速上升，很快导致产品报废。

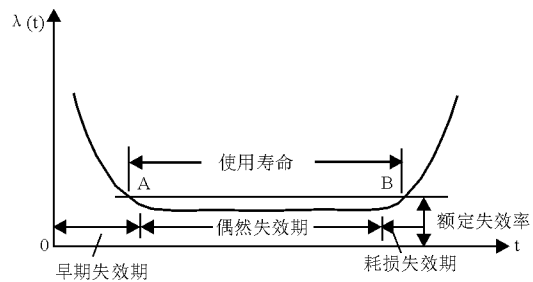


图 5.1.2

这一时期失效的主要原因是由于产品老化、疲劳和耗损等因素。

曲线中对应规定失效率 A、B 两点间的时间为产品的使用寿命。

需要指出的是，一般情况下，凡是由于单一失效机理而引起的电子元器件、零部件，应属于偶然失效期类型。只有不可修复而且较为复杂的电子系统，由于设计、工艺、环境条件和使用方法等不同，失效因素各异，才形成上述的浴盆曲线。

### 5.1.3 失效分布类型

产品的失效分布类型是指其失效密度函数或累积失效分布函数的函数类型。若已知其失效分布类型，则可计算出可靠度、失效率和寿命等可靠性特征量。通过大量的可靠性试验数据，经整理后，是确定其分布类型的常见方法。

常见的失效分布类型有：指数型（单参数、双参数、三参数），正态型（对数、截尾），泊松型、二项式型和威布尔（Weibull）型等，表 5.1.3 列出了这几种分布类型。

表 5.1.3 几种失效分布类型

分布	分布律或密度函数	均值	方差	参数的范围
二项分布 $X \sim B(n, p)$	$P(X = k) = C_n^k p^k q^{n-k} (k = 0, 1, \dots, n)$	$np$	$npq$	$0 < p < 1$ $q = 1 - p$
泊松分布 $X \sim P(\lambda)$	$P(X = k) = \frac{\lambda^k}{k!} e^{-\lambda} (k = 0, 1, \dots, n)$	$\lambda$	$\lambda$	$\lambda > 0$
指数分布 $X \sim e(\lambda)$	$f(x) = \begin{cases} \lambda e^{-\lambda x}, & x > 0 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} (x > 0)$	$\frac{1}{\lambda}$	$\frac{1}{\lambda^2}$	$\lambda > 0$
正态分布 $X \sim N(\mu, \sigma^2)$	$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \times \exp\left[-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}\right]$	$\mu$	$\sigma^2$	$\mu$ 任意 $\sigma > 0$
威布尔分布	$f(x) = \frac{mx^{m-1}}{\eta^m} \times \exp\left[-\left(\frac{x}{\eta}\right)^m\right] (x > 0)$	$\eta \Gamma\left(1 + \frac{1}{m}\right)$	$\eta^2 \left[ \Gamma\left(1 + \frac{2}{m}\right) - \Gamma^2\left(1 + \frac{1}{m}\right) \right]$	$m > 0$ $\eta > 0$

理论与实践均已证明，对于一般的电子系统，经过一定时间老化后，在偶然失效期，其失效率  $\lambda(t)$  基本保持不变，即  $\lambda(t)$  可用  $\lambda$  来代替，于是

$$R(t) = \exp\left[-\int_0^t \lambda(t) dt\right] = e^{-\lambda t}$$

也就是说其可靠度符合指数规律。

电子元器件是电子系统可靠性的基石，也是进行系统可靠性估算的基础。表 5.1.4 给出

了一些常用电子元器件在额定工作条件下的失效率。 $\lambda$ 的单位为%1,000h, 或  $10^{-5}h$ 。

表 5.1.4 元器件的失效率 $\lambda$

元 器 件	失效率 (%1000h)
电容	0.02
插座接点	0.05
二极管	0.013
集成电路 (大、中、小规模)	0.01
石英晶体	0.05
电阻	0.002
焊点	0.0002
变压器	0.5
晶体管	0.04
可变电阻	0.01
导线绞接点	0.00002

## 5.1.4 电子系统可靠性估算

在电子产品制造完成以后需要了解其可靠性, 给出可靠性指标。

产品的可靠性可以通过寿命试验和抽样试验的方法获得。前者是一种破坏性的试验。抽样试验则是一种非破坏性的、经济的、实践证明行之有效的方法。按进行的方式, 抽样试验又可分为逐批抽样、连续抽样、标准型抽样和筛选型等数种。根据抽象结果, 运用数理统计方法, 可得到可靠性数据。

获取电子系统可靠性的另一常用办法是估算法。其最终得到的是人们熟悉的对可修复产品而言的, 可靠性指标: *MTBF* (*Mean Time Between FailVres*) 平均无故障 (或两次相邻故障间的) 工作时间。

### 1. *MTBF* 的计算

$$MTBF = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^{n_i} t_{ij} / \sum_{i=1}^n n_{fi}$$

式中:  $t_{ij}$  为第  $i$  个产品从第  $j-1$  次故障到第  $j$  次故障的工作时间 ( $h$ );  $n_{fi}$  为第  $i$  个测试产品的故障数;  $n$  为测试产品的总数。

*MTBF* 的另一种表达方式为:

$$MTBF = \frac{T}{n_i}(h)$$

式中  $T$  为一台产品的总试验时间， $n_i$  为其间出现的故障数。

当  $t = 0$ ,  $R(0) = 1$  且  $t = \infty$ ,  $R(\infty) = 0$  时，可以推导出

$$MTBF = \int_0^{\infty} R(t) dt$$

显然，如果已知产品的失效分布类型，即可求出 MTBF。

若产品失效分布为单参数指数类型，即

$$MTBF = \int_0^{\infty} e^{-\lambda_s t} dt = \frac{1}{\lambda_s}$$

式中  $\lambda_s$  为系统失效率。

## 2. 元器件计数可靠性预计

对于可靠性模型为串联结构（指系统由  $n$  个单元组成，当每个单元都正常工作时系统才能正常工作，其中任一单元失效，则系统功能失效。除串联结构外，还有并联、混联、 $k/n$  表决等可靠性模型结构）的系统失效率的数学表达式为

$$\lambda_s = \sum_{i=1}^n N_i (\lambda_G \pi_Q)_i$$

式中  $N_i$  为第  $i$  种元器件的数量， $\lambda_G$  第  $i$  种元器件的通用失效率 ( $10^{-6}/h$ )， $\pi_Q$  第  $i$  种元器件的通用质量系数， $n$  是元器件种类的数目。上式适用于在同一环境类别的系统，如果系统所包含的  $n$  个单元在不同的环境下工作，则应分别计算不同环境下的  $\lambda_s$ ，然后将不同环境下的  $\lambda_s$  相加，求得系统的总失效率。

上式计算称为元器件计数可靠性预计法。

各种元器件的通用失效率  $\lambda_G$  和工作环境温度密切相关。表 5.1.5 为其温度等级。

表 5.1.5 各种元器件的通用工作环境温度 (°C)

环境	$G_B$	$G_{MS}$	$G_{F1}$	$G_{F2}$	$G_{M1}$	$G_{M2}$	$M_p$	$N_{SB}$	$N_{S1}$
$T_A$	30	30	40	40	55	60	40	45	40
环境	$N_{S2}$	$N_V$	$A_{IF}$	$A_{VF}$	$A_{IC}$	$A_{VC}$	$S_F$	$M_L$	
$T_A$	45	70	55	70	55	70	30	55	

表 5.1.6~5.1.13 给出几种常用电子元器件的通用失效率  $\lambda_G$ 。

表 5.1.14~5.1.17 为常用电子元器件的质量系数。

通用质量系数  $\pi_Q$  的质量等级是按军用或民用质量控制水准来划分的。表 5.1.18 为半导体单片集成电路的  $\pi_Q$  等级划分情况。其它电子元器件亦可参照上表的划分。

元器件计数可靠性预计法适用于产品研制的初步设计等需要较快速预计的场合。

### 3. 元器件应力分析可靠性预计法

本预计法适用于产品研制的详细设计，前提是已具备了详细的元器件清单，设计电路时也已确定了每个元器件的应力。应力问题请参看 5.2 节。

- (1) 确定各元器件的失效率模型，计算出每个元器件的工作失效率 $\lambda_p$ 。

表 5.1.6 电阻器和电位器的通用失效率 $\lambda_G$  ( $10^{-6}/h$ )

种 类		环 境																
		G <sub>B</sub>	G <sub>MS</sub>	G <sub>F1</sub>	G <sub>F2</sub>	G <sub>M1</sub>	G <sub>M2</sub>	M <sub>p</sub>	N <sub>SB</sub>	N <sub>S1</sub>	N <sub>S2</sub>	N <sub>V</sub>	A <sub>IF</sub>	A <sub>VF</sub>	A <sub>IC</sub>	A <sub>VC</sub>	S <sub>F</sub>	M <sub>L</sub>
电 阻 器	合成	0.003	0.004	0.012	0.020	0.049	0.077	0.033	0.027	0.02	0.03	0.17	0.05	0.18	0.004	0.12	0.04	0.25
	金属膜	0.010	0.011	0.020	0.033	0.055	0.088	0.062	0.045	0.03	0.05	0.17	0.07	0.18	0.03	0.10	0.005	0.36
	碳 膜	0.013	0.015	0.026	0.043	0.064	0.10	0.080	0.056	0.04	0.07	0.18	0.08	0.20	0.04	0.11	0.012	0.42
	功率非线性绕	0.14	0.15	0.26	0.43	0.59	0.98	0.95	0.58	0.36	0.65	1.54	0.74	1.85	0.59	1.45	0.14	4.46
	电阻网络	0.12	0.14	0.33	0.55	1.26	2.23	1.03	0.84	0.46	0.99	5.13	1.57	4.65	0.78	3.13	0.12	8.16
	精密线绕	0.029	0.032	0.068	0.11	0.18	0.35	0.24	0.16	0.10	0.17	0.64	0.24	0.69	0.22	0.56	0.03	1.36
	功率线绕	0.12	0.14	0.20	0.41	0.62	1.06	0.93	0.60	0.34	0.64	1.78	0.78	2.14	0.42	1.07	0.13	4.66
	热敏电阻	0.10	0.13	0.24	0.44	0.58	0.76	0.67	0.49	0.31	0.68	0.93	0.73	1.16	0.31	0.45	0.10	3.40
	压敏电阻	0.079	0.10	0.20	0.36	0.47	0.62	0.55	0.40	0.25	0.55	0.76	0.59	0.95	0.25	0.36	0.08	2.77
电 位 器	普通线绕	0.33	0.40	0.75	1.13	2.52	5.50	3.01	1.70	1.13	1.90	5.92	4.42	8.37	2.09	5.03	0.33	*
	精密线绕	1.19	1.43	2.72	4.08	6.81	13.51	8.16	7.01	4.08	8.17	24.79	15.84	29.44	10.05	21.25	1.19	90.25
	微调线绕	0.38	0.45	0.74	1.24	1.92	3.30	2.27	1.51	1.03	1.64	4.36	3.22	7.63	2.06	4.47	0.38	16.32
	功率线绕	0.54	0.71	1.18	2.07	3.63	7.65	4.74	2.60	1.78	2.91	7.60	6.36	*	4.24	*	0.54	*
	有机实芯	0.11	0.12	0.20	0.39	1.05	2.44	1.12	0.66	0.33	0.78	3.16	2.06	4.38	1.40	2.68	0.11	8.85
	合成碳膜	0.19	0.21	0.34	0.68	1.81	4.20	1.93	1.39	0.68	1.69	6.87	4.01	8.46	2.75	5.23	0.19	*
	玻璃釉	0.11	0.13	0.24	0.42	0.48	1.02	0.71	0.43	0.24	0.47	1.17	0.89	2.57	0.45	1.69	0.11	5.41

注：“\*”表示在此环境下一般不使用这种元件。

表 5.1.7 电容器通用失交率 $\lambda_G$  ( $10^{-6}/h$ )

种 类	环 境																
	G <sub>B</sub>	G <sub>MS</sub>	G <sub>F1</sub>	G <sub>F2</sub>	G <sub>M1</sub>	G <sub>M2</sub>	M <sub>p</sub>	N <sub>SB</sub>	N <sub>S1</sub>	N <sub>S2</sub>	N <sub>V</sub>	A <sub>IF</sub>	A <sub>VF</sub>	A <sub>IC</sub>	A <sub>VC</sub>	S <sub>F</sub>	M <sub>L</sub>
纸和薄膜	0.010	0.011	0.025	0.051	0.068	0.160	0.074	0.051	0.029	0.065	0.308	0.113	0.563	0.085	0.322	0.010	0.438
玻璃釉	0.003	0.004	0.010	0.015	0.038	0.067	0.029	0.019	0.011	0.026	0.138	0.051	0.280	0.035	0.174	0.003	0.185
云 母	0.009	0.011	0.026	0.036	0.094	0.155	0.067	0.051	0.028	0.068	0.336	0.120	0.472	0.094	0.354	0.009	0.323
2 类瓷介	0.010	0.011	0.028	0.046	0.053	0.085	0.070	0.050	0.029	0.058	0.099	0.080	0.152	0.080	0.111	0.010	0.177
1 类瓷介	0.008	0.009	0.027	0.046	0.092	0.185	0.078	0.054	0.026	0.064	0.368	0.134	0.433	0.068	0.335	0.008	0.34t
固体钽	0.014	0.017	0.042	0.061	0.091	0.201	0.104	0.074	0.040	0.088	0.397	0.216	0.701	0.195	0.481	0.014	0.494
液体钽	0.040	0.048	0.131	0.185	0.278	0.617	0.292	0.203	0.122	0.269	1.222	0.753	2.102	0.409	1.340	0.040	1.535
铝电解	0.068	0.082	0.226	0.377	0.713	2.217	0.848	0.576	0.283	0.689	4.184	2.155	7.446	1.629	5.673	0.068	3.564
微调瓷介	0.19	0.23	0.71	0.95	1.60	2.56	2.23	1.17	0.83	1.67	9.53	2.86	29.80	1.67	14.90	0.19	14.87
可变空气 (有封壳)	0.40	0.52	1.90	2.52	5.16	8.32	7.88	2.84	2.16	4.32	31.0	9.40	98.0	4.80	48.0	0.40	48.0
可变空气 (无封壳)	1.00	1.30	4.72	6.32	12.92	20.80	19.72	6.92	5.40	10.80	77.52	23.48	244.8	12.0	124.8	1.00	120.0

表 5.1.8 半导体二、三极管通用失效率 $\lambda_G$  ( $10^{-6}/h$ )

种 类		环 境																
		G <sub>B</sub>	G <sub>MS</sub>	G <sub>F1</sub>	G <sub>F2</sub>	G <sub>M1</sub>	G <sub>M2</sub>	M <sub>p</sub>	N <sub>SB</sub>	N <sub>S1</sub>	N <sub>S2</sub>	N <sub>V</sub>	A <sub>IF</sub>	A <sub>VF</sub>	A <sub>IC</sub>	A <sub>VC</sub>	S <sub>F</sub>	M <sub>L</sub>
晶 体 管	小功率硅 NPN	0.10	0.12	0.23	0.57	0.73	1.55	0.85	0.60	0.40	0.84	2.22	1.99	3.80	1.00	1.90	0.05	3.72
	大功率硅 NPN	0.33	0.40	0.73	1.82	2.35	4.95	2.74	1.92	1.28	2.69	7.05	6.40	12.09	3.20	6.05	0.16	11.95
	小功率硅 PNP	0.14	0.17	0.32	0.80	1.06	2.25	1.20	0.85	0.56	1.19	3.27	2.89	5.61	1.44	2.81	0.07	5.39
	大功率硅 PNP	0.45	0.54	1.02	2.55	3.36	7.14	3.83	2.71	1.79	3.79	10.31	9.16	7.67	4.58	8.83	0.23	17.10
	小功率锗 PNP	0.16	0.19	0.40	0.99	1.66	3.97	1.49	1.13	0.70	1.58	8.02	4.54	13.75	2.27	6.87	0.08	8.47
	大功率锗 PNP	0.50	0.60	1.26	3.16	5.15	12.07	4.74	3.57	2.21	4.99	22.98	14.04	39.40	7.02	19.70	0.25	26.21
	锗 NPN	0.51	0.61	1.32	3.29	5.71	13.72	4.93	3.79	2.30	5.30	27.38	15.57	46.93	7.79	23.47	0.25	29.07
	功率微波双极型	0.74	0.88	1.47	3.68	4.05	8.09	5.52	3.68	2.58	5.74	15.01	11.04	21.19	5.52	10.60	0.44	20.60
	硅场效应	0.35	0.42	0.79	1.96	2.55	5.40	2.95	2.07	1.37	2.90	7.75	6.95	3.29	3.47	6.64	0.21	12.97
	砷化镓场效应	0.81	0.98	2.319	5.97	11.13	26.26	8.95	5.97	5.01	10.03	45.95	30.36	8.78	15.18	39.39	0.49	56.66
	单结	0.22	0.27	0.52	1.30	1.81	3.92	1.95	1.41	0.91	1.97	5.87	4.93	10.06	2.47	5.03	0.13	9.21
	闸流	0.41	0.49	1.03	2.59	4.08	9.28	3.88	3.20	1.81	4.07	15.62	11.12	26.77	5.56	13.39	0.25	20.76
	普通硅	普通硅	0.03	0.04	0.07	0.19	0.28	0.61	0.29	0.19	0.12	0.26	0.92	0.66	1.31	0.35	0.79	0.02
普通锗		0.05	0.05	0.11	0.33	0.67	1.68	0.49	0.36	0.20	0.48	3.79	1.57	5.41	0.85	2.97	0.02	3.39
调整, 基准		0.13	0.16	0.25	0.73	0.95	2.03	1.09	0.69	0.44	0.92	3.02	2.24	1.31	1.21	2.37	0.07	4.83
微波硅检波		0.65	0.78	1.37	3.42	4.49	11.63	5.12	3.51	2.39	4.91	11.87	11.21	20.36	5.23	9.33	0.39	20.93
微波锗检波		1.36	1.63	3.39	8.48	17.37	56.21	12.72	9.82	5.94	13.71	*	43.43	*	20.27	*	0.81	81.08
微波硅混频		0.85	1.02	1.78	4.46	5.89	15.31	6.69	4.59	3.12	6.43	15.69	14.72	26.89	6.87	12.33	0.51	27.48
微波锗混频		2.24	2.69	5.61	14.01	28.70	92.87	21.02	16.22	9.81	22.70	*	71.76	*	33.49	*	1.34	133.95
变容, 阶跃, 隧道, PIN, 体效应, 崩越		0.38	0.46	0.73	2.14	2.77	5.88	3.21	2.03	1.28	2.71	8.44	6.56	12.06	3.53	6.63	0.23	14.13

表 5.1.9 单片双极、MOS 模拟电路的通用失效率 $\lambda_G$  ( $10^{-6}/h$ )

$N_T^{(1)}$	封装	环 境																
		$G_B$	$G_{MS}$	$G_{F1}$	$G_{F2}$	$G_{M1}$	$G_{M2}$	$M_p$	$N_{SB}$	$N_{S1}$	$N_{S2}$	$N_V$	$A_{IF}$	$A_{VF}$	$A_{IC}$	$A_{VC}$	$S_F$	$M_L$
1~32	密封	0.25	0.29	0.55	0.88	1.51	2.18	1.00	1.10	0.75	1.31	3.49	2.34	4.77	1.76	4.19	0.26	3.58
	非密封	0.37	0.44	0.82	1.36	2.22	3.22	1.56	1.69	1.16	2.02	5.01	3.57	6.83	2.63	5.88	0.40	5.60
33~ 100	密封	0.68	0.74	1.43	1.93	3.83	5.39	2.13	2.50	1.74	2.82	8.96	5.10	12.07	4.21	11.18	0.70	7.01
	非密封	1.29	1.38	2.60	3.33	6.65	9.19	3.60	4.31	3.06	4.76	15.09	8.48	20.02	7.20	18.74	1.33	11.22
101~ 300	密封	1.81	1.90	3.67	4.41	9.56	13.17	4.69	5.82	4.13	6.29	22.32	11.41	29.65	10.12	28.36	1.85	14.18
	非密封	4.68	4.80	8.87	9.83	21.41	28.60	10.19	12.94	9.47	13.54	47.34	23.81	61.46	22.13	59.78	4.73	27.41
301~ 500	密封	3.38	3.49	6.66	7.60	16.89	22.95	7.95	10.09	7.25	10.68	38.82	19.23	51.10	17.59	49.46	3.42	22.75
	非密封	11.60	11.75	21.09	22.23	48.41	63.35	22.66	29.15	21.80	29.87	103.30	51.28	132.05	49.27	130.04	11.66	55.57
501~ 1 000	密封	7.57	7.73	14.55	15.78	35.86	48.07	16.24	21.03	15.32	21.80	81.10	38.94	105.76	36.78	103.60	7.63	43.56
	非密封	25.58	25.75	45.56	46.97	102.07	132.21	47.50	61.43	46.44	62.31	213.94	105.59	271.36	103.13	268.90	25.65	110.88

注：(1)  $N_T$ 为晶体管数。

表 5.1.10 密封单片数字集成电路的通用失效率 $\lambda_G$  ( $10^{-6}/h$ )

门数	工艺	环 境																
		$G_B$	$G_{MS}$	$G_{F1}$	$G_{F2}$	$G_{M1}$	$G_{M2}$	$M_p$	$N_{SB}$	$N_{S1}$	$N_{S2}$	$N_V$	$A_{IF}$	$A_{VF}$	$A_{IC}$	$A_{VC}$	$S_F$	$M_L$
1~20	双极	0.13	0.17	0.29	0.65	0.75	1.14	0.79	0.76	0.51	0.98	1.48	1.66	2.06	1.02	1.43	0.15	3.02
	MOS	0.20	0.24	0.43	0.82	1.13	1.67	0.96	0.98	0.67	1.22	2.38	2.10	3.26	1.42	2.59	0.22	3.55
21~50	双极	0.17	0.23	0.37	0.80	0.94	1.41	0.95	0.93	0.64	1.19	1.85	2.00	2.56	1.26	1.81	0.19	3.60
	MOS	0.26	0.32	0.57	1.02	1.48	2.16	1.19	1.23	0.85	1.52	3.14	2.61	4.27	1.82	3.48	0.29	4.31
51~100	双极	0.22	0.28	0.45	0.94	1.13	1.68	1.12	1.09	0.76	1.40	2.21	2.34	3.04	1.50	2.19	0.24	4.16
	MOS	0.32	0.39	0.69	1.21	1.80	2.60	1.40	1.47	1.01	1.79	3.81	3.08	5.17	2.18	4.27	0.35	5.01
101~200	双极	0.34	0.42	0.68	1.34	1.65	2.42	1.58	1.56	1.09	1.97	3.19	3.29	4.35	2.14	3.21	0.37	5.74
	MOS	0.48	0.57	1.01	1.70	2.60	3.73	1.96	2.08	1.44	2.51	5.50	4.32	7.12	3.12	6.21	0.52	6.90
201~400	双极	0.42	0.50	0.82	1.48	1.91	2.74	1.73	1.74	1.23	2.16	3.65	3.57	4.91	2.41	3.75	0.45	6.07
	MOS	0.59	0.68	1.21	1.91	3.07	4.35	2.18	2.36	1.65	2.80	6.55	4.83	8.76	3.60	7.53	0.62	7.47
401~700	双极	0.56	0.66	1.06	1.84	2.43	3.45	2.14	2.17	1.55	2.67	4.62	4.40	6.17	3.02	4.80	0.60	7.35
	MOS	0.74	0.84	1.51	2.34	3.82	5.39	2.65	2.89	2.03	3.41	8.15	5.88	10.89	4.44	9.44	0.78	8.99
701~1 000	双极	0.63	0.73	1.18	1.97	2.67	3.74	2.27	2.34	1.68	2.83	5.04	4.65	6.68	3.26	5.29	0.67	7.63
	MOS	0.82	0.92	1.66	2.50	4.19	5.88	2.81	3.11	2.19	3.63	8.97	6.28	11.95	4.82	10.48	0.86	9.42
1 001~1 500	双极	0.98	1.12	1.78	2.92	3.95	5.50	3.35	3.45	2.49	4.16	7.41	6.80	9.77	4.81	7.78	1.03	11.07
	MOS	1.17	1.32	2.36	3.54	5.88	8.23	3.98	4.39	3.10	5.13	12.47	8.83	16.57	6.76	14.50	1.23	13.27
1 501~2 000	双极	1.11	1.26	2.00	3.14	4.35	5.99	3.57	3.73	2.71	4.44	8.11	7.22	10.62	5.21	8.61	1.17	11.52
	MOS	1.30	1.44	2.59	3.78	6.42	8.95	4.23	4.71	3.34	5.46	13.66	9.41	18.10	7.32	16.01	1.36	13.89
2 001~2 500	双极	1.46	1.60	2.50	3.66	5.23	7.04	4.09	4.34	3.22	5.06	9.56	8.11	12.32	6.10	10.30	1.51	12.44
	MOS	1.62	1.77	3.16	4.36	7.68	10.56	4.81	5.46	3.91	6.22	16.24	10.68	21.34	8.58	19.24	1.68	15.19
2 501~3 000	双极	1.61	1.75	2.73	3.89	5.65	7.55	4.33	4.64	3.46	5.36	10.29	8.56	13.19	6.52	11.16	1.66	12.91
	MOS	1.74	1.89	3.38	4.59	8.20	11.25	5.05	5.77	4.14	6.53	17.37	11.22	22.79	9.11	20.67	1.80	15.76

表 5.1.11 光电子与声表面波器件通用失效率 $\lambda_G$  ( $10^{-6}/h$ )

种 类	环 境																
	$G_B$	$G_{MS}$	$G_{F1}$	$G_{F2}$	$G_{M1}$	$G_{M2}$	$M_p$	$N_{SB}$	$N_{S1}$	$N_{S2}$	$N_V$	$A_{IF}$	$A_{VF}$	$A_{IC}$	$A_{VC}$	$S_F$	$M_L$
发光二极管	0.050	0.050	0.13	0.22	0.33	1.16	0.30	0.34	0.16	0.47	1.95	0.77	1.90	0.55	1.43	0.050	3.28
光敏二极管	0.10	0.11	0.28	0.47	0.69	2.43	0.63	0.71	0.35	0.99	4.10	1.61	4.00	1.15	3.00	0.10	6.90
光敏三极管	0.23	0.25	0.62	1.03	1.43	4.96	1.37	1.53	0.75	2.11	8.12	3.33	7.92	2.38	5.94	0.23	14.28
简单式光电耦合器	0.28	0.30	0.74	1.23	1.71	5.95	1.64	1.84	0.90	2.53	9.75	4.00	9.51	2.86	7.13	0.28	17.14
复合式光电耦合器	0.32	0.35	0.86	1.44	2.00	6.94	1.92	2.14	1.05	2.95	11.37	4.67	11.09	3.33	8.32	0.32	20.00
单数码管	0.17	0.18	0.44	0.74	1.03	3.57	0.99	1.10	0.54	1.52	5.85	2.40	5.71	1.71	4.28	0.17	10.28
双位数码管	0.24	0.26	0.64	1.07	1.49	5.16	1.42	1.59	0.78	2.19	8.45	3.47	8.24	2.48	6.18	0.24	14.86
三位数码管	0.29	0.32	0.79	1.31	1.83	6.35	1.75	1.96	0.96	2.70	10.40	4.27	10.14	3.05	7.61	0.29	18.28
四位数码管	0.33	0.36	0.89	1.48	2.06	7.14	1.97	2.20	1.08	3.04	11.70	4.80	11.41	3.43	8.56	0.33	20.57
五位数码管	0.37	0.40	0.99	1.64	2.29	7.94	2.19	2.45	1.20	3.38	13.00	5.33	12.68	3.81	9.51	0.37	22.86
六位数码管	0.40	0.44	1.06	1.77	2.46	8.53	2.35	2.63	1.29	3.63	13.97	5.73	13.63	4.09	10.22	0.40	24.57
七位数码管	0.43	0.48	1.16	1.93	2.69	9.33	2.57	2.88	1.41	3.97	15.27	6.27	14.90	4.48	11.17	0.43	26.85
八位数码管	0.46	0.51	1.23	2.05	2.86	9.92	2.74	3.06	1.51	4.22	16.24	6.67	15.85	4.76	11.89	0.46	28.57
九位数码管	0.50	0.55	1.33	2.22	3.09	10.71	2.96	3.31	1.63	4.56	17.54	7.20	17.12	5.14	12.84	0.50	30.85
十位数码管	0.53	0.59	1.43	2.38	3.31	11.51	3.17	3.55	1.75	4.89	18.84	7.73	18.38	5.52	13.79	0.53	33.14
声表面波器件	0.48	0.67	0.96	2.40	2.88	5.76	4.08	2.40	2.16	4.32	7.68	7.20	9.60	4.80	6.24	0.77	16.8



表 5.1.12 密封静态随机存取存储器 (SRAM) 的通用失效率 $\lambda_G$  ( $10^{-6}/h$ )

位数	工艺	环 境																
		$G_B$	$G_{MS}$	$G_{F1}$	$G_{F2}$	$G_{M1}$	$G_{M2}$	$M_p$	$N_{SB}$	$N_{S1}$	$N_{S2}$	$N_V$	$A_{IF}$	$A_{VF}$	$A_{IC}$	$A_{VC}$	$S_F$	$M_L$
8~64	双极	0.14	0.19	0.32	0.76	0.85	1.31	0.92	0.88	0.59	1.15	1.69	1.94	2.38	1.18	1.62	0.16	3.57
	MOS	0.14	0.19	0.33	0.74	0.88	1.34	0.90	0.87	0.59	1.12	1.77	1.91	2.47	1.19	1.75	0.16	3.46
65~320	双极	0.22	0.28	0.47	0.99	1.18	1.76	1.18	1.15	0.79	1.48	2.31	2.48	3.19	1.57	2.27	0.24	4.44
	MOS	0.22	0.28	0.47	0.92	1.21	1.78	1.09	1.10	0.75	1.38	2.46	2.33	3.36	1.55	2.57	0.24	4.02
321~576	双极	0.27	0.34	0.56	1.14	1.39	2.05	1.35	1.33	0.92	1.69	2.70	2.83	3.71	1.82	2.70	0.30	4.99
	MOS	0.27	0.33	0.56	1.03	1.42	2.06	1.21	1.23	0.86	1.53	2.88	2.59	3.90	1.77	3.08	0.29	4.35
577~1 120	双极	0.34	0.42	0.69	1.35	1.68	2.46	1.59	1.58	1.10	1.99	3.26	3.32	4.44	2.17	3.29	0.37	5.78
	MOS	0.34	0.40	0.69	1.18	1.70	2.44	1.37	1.43	1.00	1.74	3.47	2.95	4.66	2.08	3.79	0.36	4.81
1 121~2 240	双极	0.52	0.62	1.01	1.83	2.36	3.38	2.14	2.15	1.52	2.66	4.51	4.41	6.07	2.98	4.63	0.56	7.48
	MOS	0.54	0.62	1.06	1.64	2.52	3.52	1.86	2.00	1.42	2.37	5.09	3.99	6.72	2.96	5.70	0.57	6.19
2 241~5 000	双极	0.69	0.81	1.31	2.29	3.02	4.28	2.66	2.70	1.92	3.31	5.74	5.46	7.67	3.75	5.96	0.74	9.13
	MOS	0.71	0.79	1.36	2.00	3.20	4.41	2.24	2.45	1.76	2.85	6.46	4.79	8.7	3.68	7.35	0.74	7.18
5 001~11 000	双极	0.93	1.08	1.74	2.94	3.95	5.55	3.39	3.48	2.49	4.23	7.49	6.95	9.94	4.85	7.84	0.99	11.45
	MOS	0.95	1.03	1.78	2.49	4.14	5.64	2.75	3.07	2.22	3.51	8.36	5.90	10.89	4.66	9.66	0.98	8.53
11 001~17 000	双极	1.30	1.50	2.42	4.04	5.46	7.65	4.65	4.78	3.43	5.79	10.32	9.51	13.67	6.67	10.84	1.38	15.59
	MOS	1.30	1.41	2.43	3.33	5.63	7.64	3.67	4.13	3.00	4.69	11.37	7.87	14.78	6.30	13.加	1.34	11.24
17 001~38 000	双极	2.11	2.37	3.75	5.82	8.13	11.14	6.59	6.90	5.04	8.19	15.11	13.29	19.72	9.68	16.11	2.21	21.04
	MOS	2.24	2.37	4.04	5.06	8.99	11.92	5.44	6.31	4.68	6.95	17.90	11.53	22.90	9.75	21.12	2.29	15.35
38 001~74 000	双极	3.50	3.84	6.00	8.75	12.54	16.86	9.78	10.40	7.72	12.12	22.90	19.41	29.51	14.60	24.69	3.63	29.72
	MOS	3.95	4.10	6.91	8.14	14.88	19.39	8.61	10.20	7.68	10.97	29.16	17.96	36.84	15.80	34.69	4.01	22.58
74 001~131 072	双极	5.68	6.13	9.46	13.11	19.12	25.30	14.48	15.59	11.75	17.87	34.36	28.26	43.75	21.86	37.36	5.86	41.95
	MOS	6.80	6.99	11.62	13.15	24.32	31.26	13.73	16.46	12.58	17.42	46.85	28.15	58.61	25.47	55.93	6.88	33.89
131 073~262 144	双极	7.79	8.39	12.93	17.71	26.00	34.27	19.51	21.07	15.92	24.06	46.62	37.96	59.21	29.59	50.84	8.03	55.90
	MOS	9.22	9.45	15.69	17.48	32.71	41.88	18.15	21.93	16.81	23.05	62.96	37.18	78.58	33.405	75.45	9.31	43.89

表 5.1.13 密封单片微处理器的通用失效率 $\lambda_G$  ( $10^{-6}/h$ )

位数	工艺	环境																
		$G_B$	$G_{MS}$	$G_{F1}$	$G_{F2}$	$G_{M1}$	$G_{M2}$	$M_p$	$N_{SB}$	$N_{S1}$	$N_{S2}$	$N_V$	$A_{1F}$	$A_{VF}$	$A_{1C}$	$A_{VC}$	$S_F$	$M_L$
≤ 8	双极	2.42	2.75	4.37	7.01	9.61	13.30	8.00	8.30	6.02	9.95	17.94	16.21	23.58	11.59	18.96	2.55	26.11
	MOS	2.56	2.94	5.23	8.27	13.15	18.61	9.41	10.17	7.13	12.07	27.78	20.75	37.13	15.43	31.81	2.71	32.16
>8~16	双极	4.32	4.84	7.60	11.73	16.28	22.25	13.28	13.89	10.18	16.47	30.01	26.60	39.11	19.37	31.88	4.53	42.08
	MOS	4.47	5.08	8.68	13.61	20.64	28.83	15.46	16.52	11.76	19.60	41.44	32.96	54.80	24.34	46.18	4.71	51.44

表 5.1.14 元件的通用质量系数  $\pi_Q$

种 类	质 量 等 级				
	A <sub>1</sub>	A <sub>2</sub>	B <sub>1</sub>	B <sub>2</sub>	C
电阻器	0.1	0.3	0.6	1	5
电位器	0.1	0.3	0.5	1	4
电容器	0.1	0.3	0.5	1	5
变压器		0.3	0.7	1	4
线 圈			0.7	1	4
机电继电器	0.15	0.3	0.6	1	5
固体继电器	0.15	0.3	0.5	1	5
开 关		0.3	0.6	1	5
连接器	0.2	0.4	0.7	1	4

表 5.1.15 滤波器、谐振器、电子管和电池的质量系数  $\pi_Q$

种 类	质 量 等 级			
	A	B <sub>1</sub>	B <sub>2</sub>	C
滤 波 器	0.4	-	1	5
石英谐振器	0.3	-	1	5
电 子 管	0.5	-	1	4
电 池	0.15	0.45	1	4

表 5.1.16 半导体分立器件通用质量系数  $\pi_Q$

种 类		质 量 等 级				
		A <sub>3</sub>	A <sub>4</sub>	B <sub>1</sub>	B <sub>2</sub>	C
晶 体 管	双极型	0.1	0.2	0.5	1	5
	场效应	0.1	0.2	0.5	1	5
	闸 流	0.15	0.3	0.6	1	5
	单 结	0.1	0.2	0.5	1	5
二 极 管	普 通	0.1	0.2	0.4	1	5
	电压调整、电压基准、电流调整	0.1	0.2	0.5	1	5
	微 波	0.1	0.2	0.5	1	5
	变容、阶跃、隧道、体效应、PIN、崩越	0.1	0.2	0.5	1	5
光电子器件		0.15	0.3	0.6	1	5

表 5.1.17 微电路通用质量系数  $\pi_Q$

种 类	质 量 等 级						
	A <sub>2</sub>	A <sub>3</sub>	A <sub>4</sub>	B <sub>1</sub>	B <sub>2</sub>	C <sub>1</sub>	C <sub>2</sub>
半导体单片集成电路	0.10	0.14	0.25	0.50	1.0	4.0	14
混合集成电路			0.25	0.50	1.0		14
声表面波器件				0.50	1.0		5.0

表 5.1.18 半导体单片集成电路质量等级与质量系数  $\pi_Q$

质量等级		质量要求说明	质量要求补充说明	$\pi_Q$
A	A <sub>1</sub>	符合 GJB 597A 列入质量认证合格产品目录的 S 级产品	—	
	A <sub>2</sub>	符合 GJB 597A 列入质量认证合格产品目录的 B 级产品	—	0.10
	A <sub>3</sub>	符合 GJB 597A 列入质量认证合格产品目录的 B <sub>1</sub> 级产品	—	0.14
	A <sub>4</sub>	符合 GJB 4589.1 的 III 类产品, 或经中国电子元器件质量认证委员会认证合格的 II 类产品	按 QZJ 840614-840615 “七专” 技术条件组织生产的 I、I <sub>A</sub> 类产品; 符合 SJ 331 的 I、I <sub>A</sub> 类产品	0.25
B	B <sub>1</sub>	按 GJB 597A 的筛选要求进行筛选的 B <sub>2</sub> 质量等级产品; 符合 GB 4589.1 的 II 类产品	按 “七九〇五” 七专质量控制技术协议组织生产的产品; 符合 SJ 331 的 III 类产品	0.50
	B <sub>2</sub>	符合 GB 4589.1 的 I 类产品	符合 SJ 331 的 II 类产品	1.0
C	C <sub>1</sub>	—	符合 SJ 331 的 III 类产品	4.0
	C <sub>2</sub>	低档产品		14

元器件仅考虑电应力和温度作用下的失效率称为基本失效率  $\lambda_b$ 。 $\lambda_p$  为元器件在应用环境下的失效率。除个别元器件外,  $\lambda_b$  均包含  $\lambda_p$  和温度、电应力之外的质量控制等级  $\pi_Q$ 、环境应力  $\pi_E$ 、应用状态、性能额定值和种类、结构等失效率影响因素。即  $\lambda_p$  通常由  $\lambda_b$  乘以上各因素的调整系数来确定。

表 5.1.19 为单片集成电路的失效率模型。

表 5.1.19 半导体单片集成电路的工作失效率模型

类 别		工作失效率模型
单片双极与 MOS 数字电路、PLA 和 PAL 电路		$\lambda_p = \pi_Q [C_1 \pi_T \pi_V + (C_2 + C_3) \pi_E] \pi_L$
单片双极与 MOS 模拟电路		$\lambda_p = \pi_Q [C_1 \pi_T \pi_V + (C_2 + C_3) \pi_E] \pi_L$
单片双极与 MOS 微处理器		$\lambda_p = \pi_Q [C_1 \pi_T \pi_V + (C_2 + C_3) \pi_E] \pi_L$
存储器	SRAM、DRAM、ROM 及 CCD	$\lambda_p = \pi_Q [C_1 \pi_T \pi_V + (C_2 + C_3) \pi_E] \pi_L$
	PROM	$\lambda_p = \pi_Q [C_1 \pi_T \pi_V \pi_{PT} + (C_1 + C_2) \pi_E] \pi_L$
	VVEPROM, EEPROM	$\lambda_p = \pi_Q [C_1 \pi_T \pi_V \pi_{CYC} + (C_2 + C_3) \pi_E] \pi_L$

注:  $\lambda_p$ —工作失效率,  $10^{-6}/h$ ;  $\pi_E$ —环境系数;  $\pi_Q$ —质量系数;  $\pi_L$ —成熟系数;  $\pi_T$ —温度应力系数, 其

值取决于电路的工艺，表中  $\pi_T$  与结温  $T_j$  的关系式为：

$$\pi_T = Ae^{\frac{-B}{273+T_j}}$$

式中： $T_j$  为结温； $A$ 、 $B$  为二个系数，取决于电路类型，如 LSTTL  $A=27.8 \times 10^6$ ， $B=5794$ ；HCMOS  $A=19.4 \times 10^7$ ， $B=6373$ ；双极及 MOS 模拟电路  $A=9.5 \times 10^9$ ， $B=75320$

$\pi_V$ —电压应力系数； $\pi_{PT}$ —PROM 电路的可编程工艺系数； $\pi_{CVC}$ —EEPROM 电路的读/写循环率系数； $C_1$  及  $C_2$  电路复杂度失效率； $C_3$ —封装复杂度失效率。

从表 5.1.18 查出质量系数  $\pi_Q$ 。根据电子元器件最恶劣的环境温度  $T_A$  选定环境系数（表 5.1.5）。根据表 5.1.20 确定其电路管壳（case）的温度  $T_C$ 。再根据电路类型由表 5.1.21 得出集成电路结温  $T_j$  的近似值。由表 5.1.22~5.1.25 可查出几种数字集成电路的电压应力系数  $\pi_V$ 、环境系数  $\pi_E$ 、成熟系数  $\pi_L$  可分别由 5.1.22~5.1.25 查得。复杂失效率  $C_1$ 、 $C_2$  和  $C_3$  可由表 5.1.26~表 5.1.29 查出。PROM 的工艺系数和 EEPROM 的循环率系数可由表 5.1.30 和表 5.1.31 查出。

表 5.1.20 半导体集成电路管壳温度的参考值

环境	$G_B$	$G_{MS}$	$G_{F1}$	$G_{F2}$	$G_{M1}$	$G_{M2}$	$M_p$	$N_{SB}$	$N_{S1}$
$T_C$ (°C)	35	35	45	45	60	65	45	50	45
环境	$N_{S2}$	$N_V$	$A_{IF}$	$A_{VF}$	$A_{IC}$	$A_{VC}$	$S_F$	$M_L$	
$T_C$ (°C)	50	75	60	80	60	80	35	60	

表 5.1.21 半导体集成电路结温的近似值

电路类型		复杂度	结温 ( $T_j$ ) 的近似值 °C
金属圆壳封装的模拟电路			$T_j=T_C+25$
$P_{CM}^{(1)} \geq 10W$ 并带散热装置的金属菱形外壳模拟电路			$T_j=T_C+30$
其它封装形式的双极及 MOS 数字电路、PLA 和 PAL 电路、模拟电路和储存器	低功耗	门数 $\leq 100$ ，晶体管数 $\leq 100$	$T_j=T_C+3$
		$100 < \text{门数} \leq 1,000$ ， $100 < \text{晶体管数} \leq 400$	$T_j=T_C+6$
		$1,000 < \text{门数} \leq 2,000$ ， $400 < \text{晶体管数} \leq 700$	$T_j=T_C+9$
		门数 $> 2,000$ ，晶体管数 $> 700$	$T_j=T_C+12$
	其它	门数 $\leq 100$ ，晶体管数 $\leq 100$ ，位数 $\leq 1,024$	$T_j=T_C+10$
		$100 < \text{门数} \leq 1,000$ ， $100 < \text{晶体管数} \leq 400$ ， $1,024 < \text{位数} \leq 16,384$	$T_j=T_C+15$
		$1,000 < \text{门数} \leq 2,000$ ， $400 < \text{晶体管数} \leq 700$ ， $16,384 < \text{位数} \leq 32,768$	$T_j=T_C+20$
		门数 $> 2,000$ ，晶体管数 $> 700$ ， $32,768 < \text{位数} \leq 65,536$	$T_j=T_C+25$

	位数>65,536	$T_j=T_C+30$
--	-----------	--------------

注: 1)  $P_{CM}$  为电路的最大允许功耗。

表 5.1.22 电压应力系数  $\pi_V$

电 路	$\pi_V$
CMOS, $3V \leq V_{DD} \leq 18V$ , 如果 $V_S^{2)} < 8V$	1.0
CMOS, $3V_{DD} \leq 18V$ , 如果 $8V \leq V_S < 12V$	0.50
CMOS, $3V \leq V_{DD} \leq 18V$ , 如果 $12V \leq V_S \leq 18V$	见表 5.1.23
CMOS/SOS 以及不包括 CMOS 在内的其他电路	1.0

注: 1)  $V_{DD}$  为推荐的工作电源电压。

2)  $V_S$  为实际应用的工作电源电压。

表 5.1.23 CMOS 电路的  $\pi_V$

$V_S$ (V)	$T_j$ (°C)						
	25	50	75	100	125	150	175
12	0.61	0.72	0.85	1.0	1.17	1.37	1.61
13	0.72	0.86	1.02	1.22	1.45	1.72	2.05
14	0.85	1.02	1.23	1.49	1.79	2.16	2.61
15	0.99	1.21	1.48	1.81	2.22	2.71	3.32
16	1.16	1.44	1.79	2.22	2.75	3.41	4.22
17	1.37	1.72	2.16	2.71	3.40	4.28	5.37
18	1.60	2.04	2.60	3.31	4.21	5.37	6.83

表 5.1.24 环境系数  $\pi_E$

环境	$G_B$	$G_{MS}$	$G_{F1}$	$G_{F2}$	$G_{M1}$	$G_{M2}$	$M_p$	$N_{SB}$	$N_{S1}$
$\pi_E$	1.0	1.5	2.5	6.5	7.0	11	8.0	7.5	5.0
环境	$N_{S2}$	$N_V$	$A_{IF}$	$A_{VF}$	$A_{IC}$	$A_{VC}$	$S_F$	$M_L$	
$\pi_E$	10	14	17	20	10	13	1.2	32	

表 5.1.25 成熟系数  $\pi_L$

成熟程度	符合相应的标准或技术条件, 已稳定生产的产品	质量尚未稳定的产品	试制品或新投产的初批次产品; 设计或工艺上有重大变更; 长期中断生产或生产线有重大变化
$\pi_L$	1.0	3.0	10

表 5.1.26 单片 MOS 数字电路的复杂度失效率  $C_1$  及  $C_2$  ( $10^{-6}/h$ )

门数 $N_G$	$C_1$	$C_2$	门数 $N_G$	$C_1$	$C_2$
2	0.182	0.008	130	0.967	0.021
5	0.263	0.010	140	0.996	0.021

10	0.347	0.012	150	1.024	0.022
15	0.408	0.013	160	1.051	0.022
20	0.457	0.014	170	1.077	0.022
25	0.500	0.015	180	1.102	0.023
30	0.538	0.015	190	1.126	0.023
35	0.572	0.016	200	1.149	0.023
40	0.604	0.016	300	1.351	0.026
45	0.633	0.017	400	1.658	0.029
50	0.660	0.017	500	1.658	0.029
55	0.686	0.017	600	1.783	0.030
60	0.710	0.018	700	1.896	0.031
65	0.733	0.018	800	2.000	0.032
70	0.755	0.018	900	2.097	0.033
75	0.776	0.019	1,000	2.187	0.034
80	0.796	0.019	1,200	2.353	0.035
85	0.816	0.019	1,400	2.502	0.036
90	0.835	0.019	1,600	2.640	0.037
95	0.853	0.020	1,800	2.767	0.038
100	0.871	0.020	2,000	2.886	0.039
110	0.905	0.020	2,500	3.155	0.041
120	0.937	0.021	3,000	3.394	0.043

表 5.1.27 双极与 MOS 模拟电路复杂度失效率  $C_1$  及  $C_2$  ( $10^{-6}/h$ )

门数 $N_T$	$C_1$	$C_2$	门数 $N_T$	$C_1$	$C_2$
2	0.064	0.010	110	0.931	0.057
5	0.118	0.015	120	0.987	0.059
10	0.188	0.021	130	1.041	0.061
15	0.246	0.024	140	1.094	0.063
20	0.298	0.028	150	1.145	0.065
25	0.346	0.030	160	1.196	0.067
30	0.391	0.033	170	1.245	0.068
35	0.433	0.035	180	1.294	0.070
40	0.474	0.037	190	1.341	0.072
45	0.512	0.039	200	1.388	0.073
50	0.550	0.041	250	1.611	0.080
55	0.586	0.042	300	1.820	0.087

60	0.621	0.044	350	2.017	0.093
65	0.655	0.045	400	2.205	0.098
70	0.688	0.047	450	2.386	0.103
75	0.721	0.048	500	2.560	0.108
80	0.753	0.050	600	2.891	0.116
85	0.784	0.051	700	3.205	0.124
90	0.814	0.052	800	3.504	0.132
95	0.844	0.053	900	3.791	0.138
100	0.874	0.055	1,000	4.067	0.145

表 5.1.28 双极与 MOS 微处理器的复杂度失效率  $C_1$  及  $C_2$  ( $10^{-6}/h$ )

位 数	双 极		MOS	
	$C_1$	$C_2$	$C_1$	$C_2$
$\leq 8$	4.0	0.40	5.0	0.50
8~16	6.0	0.60	8.5	0.80

表 5.1.29 封装复杂度失效率  $C_3$  ( $10^{-6}/h$ )

$N_p^{1)}$	封 装 形 式				
	密封的双列直插 (DIP) 封装		密封的扁平封装	密封的金属壳封装	非密封器件
	熔接或焊接	玻璃密封			
3			0.004		
4	0.021	0.012	0.006	0.008	0.034
6	0.033	0.023	0.013	0.019	0.056
8	0.045	0.036	0.022	0.033	0.080
10	0.058	0.050	0.034	0.053	0.105
12	0.070	0.066	0.047	0.076	0.132
14	0.083	0.083	0.063	0.104	0.159
16	0.096	0.102	0.080	0.136	0.188
18	0.109	0.122	0.099		0.217
20	0.123	0.143	0.121		0.247
22	0.136	0.165	0.143		0.278
24	0.149	0.189	0.168		0.309
28	0.177	0.238			0.374
36	0.232	0.348			0.510
40	0.260	0.408			0.580

48	0.316	0.538			0.726
64	0.432	0.831			1.035

注:  $N_p$  为引出端数。

表 5.1.30 PROM 电路的可编程序工艺系数  $\pi_{PT}$

位数 $N_B$	双极 $\pi_{PT}$	MOS $\pi_{PT}$	位数 $N_B$	双极 $\pi_{PT}$	MOS $\pi_{PT}$
16	1.00	1.00	2,560	1.02	1.02
32	1.00	1.00	4,096	1.04	1.03
64	1.00	1.00	8,192	1.08	1.06
128	1.00	1.00	9,216	1.09	1.07
256	1.00	1.00	16,384	1.16	1.12
320	1.00	1.00	32,768	1.31	1.25
512	1.00	1.00	65,536	1.62	1.49
1,024	1.01	1.01	131,072	2.25	1.98
2,048	1.02	1.02	262,144	3.49	2.97

表 5.1.31 EEPROM 的读/写循环率系数  $\pi_{CYC}$

$N_C^{1)}$	$\pi_{CYC}^{1)}$	$N_C$	$\pi_{CYC}$
100	1.01	20,000	2.19
200	1.01	30,000	2.78
500	1.03	100,000	6.94
1,000	1.06	200,000	12.9
3,000	1.18	400,000	24.8
7,000	1.42	500,000	30.7
15,000	1.89		

注: ①  $N_C$  为全寿命期内编程循环次数。

② VVEPROM 的  $\pi_{CYC}=1$ 。

以上只是针对单片集成电路的  $\lambda_p$  计算方法。

对于各种电阻器(合成、薄膜、线绕、网络、热敏)的工作失效率模型为

$$\lambda_p = \lambda_b \pi_E \pi_a \pi_R$$

式中  $\pi_R$  为阻值系数。

基本失效率为

$$\lambda_b = A e^{B \left( \frac{T+273}{N_T} \right)^G} e^{\left[ \frac{S}{N_S} \left( \frac{R+273}{273} \right)^J \right]^H}$$

式中: A—失效率水平调整参数;

B—形状参数；  
 T—工作环境温度，℃；  
 $N_T$ —温度常数；  
 G、J、H—加速常数；  
 $N_S$ —应力常数  
 S—电压比，即工作功率与额定功率之比。

各计算公式中的参数均可在《电子设备可靠性预计手册》中查出，以下同。

对纸介、金属化纸、涤纶、聚丙烯、聚苯乙烯、聚四氟乙烯等电容器的工作失效率模型为

$$\lambda_p = \lambda_b \pi_E \pi_Q \pi_{CV} \pi_K$$

式中： $\lambda_b$ —基本失效率，由查表取得；

$\pi_{CV}$ —电容量系数，数值 0.5~2.2，容量愈大， $\pi_{CV}$  愈大；

$\pi_K$ —种类系数，数值 0.5~2，介质性能愈高取值愈小。

对于铝电解电容器 $\lambda_p$  为

$$\lambda_p = \lambda_b \pi_E \pi_Q \pi_{CV}$$

式中： $\lambda_b$ —基本失效率，由查表可得；

$\pi_{CV}$ —电容量系数，数值范围 1~20,000 $\mu$ F， $\pi_{CV}$  取值 0.40~2.8；

对二极管、晶体管、晶闸管和光电器件的失效率模型 $\lambda_p$  为

$$\lambda_p = \lambda_b \pi_E \pi_Q \pi_A \pi_{S2} \pi_r \pi_C$$

式中： $\lambda_p$ —工作失效率， $10^{-6}/h$ ；

$\lambda_b$ —基本失效率， $10^{-6}/h$ ；

$\pi_E$ —环境系数；

$\pi_Q$ —质量系数；

$\pi_A$ —应用系数；

$\pi_{S2}$ —电压应力系数；

$\pi_r$ —额定功率或额定电流系数；

$\pi_C$ —结构系数。

基本失效率 $\lambda_b$  模型为：

$$\lambda_b = A e^{\frac{N_T}{T+273+\Delta T \cdot S}} e^{\left(\frac{T+273+\Delta T \cdot S}{T_M}\right)^P}$$

式中：A—失效率水平调整参数；

$N_T$ 、P—形状参数；

$T_M$ —无结电流或功率时的最高允许温度，亦即最高允许结温（°K）；

T—工作环境温度或带散热片功率器件的管壳温度（°C）；

$\Delta T - T_M$  与满额时最高允许温度（ $T_S$ ）的差值（°C）；

S—工作电应力与额定电应力之比。

(2) 系统总的失效率 $\lambda_s$ 应为各种元器件 $\lambda_p$ 的相加和。

(3) 由 $\lambda_s$ 可估算出 MTBF。

以上的数据与计算公式取自中华人民共和国国家军用标准 GJB/Z 299B-98《电子设备可靠性预计手册》。最新资料可查阅 GJB/Z 299C-2006。

## 5.2 可靠性设计方法

元器件是系统可靠性的基础，设计、制造与管理是可靠性的关键。表 5.2.1 说明某些电子系统影响可靠性的因素 40%来自于设计。故电子系统的可靠性首先应当从设计方面予以考虑。

表 5.2.1 各种因素对产品可靠性的影响

		影响因素	影响程度
可靠性	固有可靠性	零、部件材料	30%
		设计技术	40%
		制造技术	10%
	使用可靠性	使用（运输、操作、安装及维修）	20%

系统的可靠性设计可以从二个途径进行。一是自顶向下进行可靠性设计，另一个是自顶向下与自底向上相结合进行。不论哪一种途径首先要明确整个系统的可靠性指标。然后根据系统的功能要求，确定系统的可靠性模型。

系统的可靠性模型是指系统与各单元电路以及单元电路和各元器件之间的可靠性逻辑关系和数量关系。最常见的有：

### 1. 串联结构

串联结构是指若系统由  $n$  个单元  $A_1、A_2 \cdots A_n$  组成，只有每个单元都正常工作时，系统才正常工作，也就是说只要其中任一个单元失效，整个系统亦失效。这种系统可以用图 5.2.1 表示。

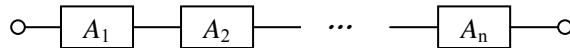


图 5.2.1 串联结构的逻辑框图

由于各单元为相互独立的事件，

$$p(A) = \prod_{i=1}^n P(A_i)$$

系统可靠度  $R_s(t)$  与单元可靠度的关系为

$$R_s(t) = \prod_{i=1}^n R_i(t)$$

即  $R_S(t)$  为各单元可靠度的连乘积。

若各单元均处于偶然失效期，且寿命服从指数分布，令单元失效率为常数  $\lambda_i$ ，则

$$R_S(t) = \prod_{i=1}^b e^{-\lambda_i t} = e^{-\sum_{i=1}^b \lambda_i t} = e^{-\lambda_s t}$$

系统失效率  $\lambda_s$  为

$$\lambda_s = \sum_{i=1}^n \lambda_i$$

串联结构的平均无故障时间

$$MTBF = \frac{1}{\lambda_s}$$

多数电子系统可用串联结构来描述。

## 2. 并联结构

一个由  $A_1, A_2, \dots, A_n$  个单元组成的系统，只要其中一个单元正常工作，系统即可正常工作；只有所有单元均失效时，整个系统才失效，此为并联结构的特征。这种系统可以用图 5.2.2 表示。

设各单元相互独立，则系统的失效率  $F_S(t)$  为

$$F_S(t) = P(\bar{A}) = \prod_{i=1}^b P(\bar{A}_i) = \prod_{i=1}^b F_i(t)$$

式中  $F_i(t)$  为第  $i$  个单元的累积失效率。

$$R_S(t) = 1 - F_S(t) = 1 - \prod_{i=1}^b [1 - R_i(t)]$$

式中  $R_S(t)$  和  $R_i(t)$  分别为系统和第  $i$  个单元的可靠度。

若单元失效率模型为指数分布，则

$$\begin{aligned} R_S(t) &= 1 - \prod_{i=1}^n (1 - e^{-\lambda_i t}) \\ &= \sum_{i=1}^n e^{-\lambda_i t} - \sum_{1 \leq i < j \leq n} e^{-(\lambda_i + \lambda_j)t} + \dots + (-1)^{n-1} e^{-\sum_{i=1}^n \lambda_i t} \end{aligned}$$

并联结构的平均故障时间为

$$MTBF = \int_0^{\infty} R_S(t) dt = \sum_{i=1}^n \frac{1}{\lambda_i} - \sum_{1 \leq i < j \leq n} \frac{1}{\lambda_i + \lambda_j} + \dots + (-1)^{n-1} \frac{1}{\sum_{i=1}^n \lambda_i}$$

对于“冗余设计”的  $n$  个相同单元并联的情况，即  $\lambda_1 = \lambda_2 = \dots = \lambda_n = \lambda$ ， $R_1(t) = R_2(t) = \dots = R_n(t) = R(t)$ ，则

$$R_S(t) = 1 - (1 - e^{-\lambda t})^n$$

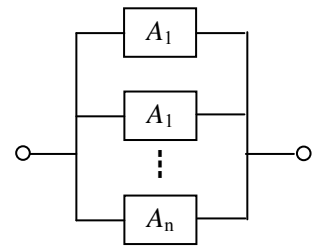


图 5.2.2 并联结构逻辑框图

$$\lambda_s(t) = -\frac{R'_s(t)}{R_s(t)} = \frac{ne^{-\lambda t}(1-e^{-\lambda t})^{n-1}}{1-(1-e^{-\lambda t})^n}$$

$$MTBF = \frac{1}{\lambda} \left(1 + \frac{1}{2} + \dots + \frac{1}{n}\right)$$

当  $n=2$  时,

$$R_s(t) = 2R(t) - R^2(t)$$

$$MTBF = 1.5 \frac{1}{\lambda}$$

由上面的分析可以看出, 当单元的失效率为常数(指数分布)时, 并联结构系统的失效率不是常数, 而是时间的函数。并联结构可使系统失效率低于单元中最低的失效率, 而  $MTBF$  则得以提高。

如果采用自顶向下分配可靠性指标的方法, 则应当在系统结构确定后, 将系统可靠性指标按结构模型分配至各单元, 此时对于复杂的、技术上不甚成熟的、恶劣环境下工作以及需长期工作的单元应分配较低的可靠性指标, 对重要程度高的单元应分配较高的可靠性指标。各单元再将指标分配至各元器件。

如果采用了以自顶向下与自底向上相结合的方法, 可先将系统可靠性指标分配至各单元, 然后按本节下面所介绍的具体办法, 将可靠性设计有机融合于采购、设计、制造各环节, 先验证各单元可靠性指标, 最后进行系统的可靠性预计, 以达到系统可靠性指标。

## 5.2.1 硬件电路的综合与优化

在硬件电路初步设计完成以后, 应对其进行综合与优化, 其主要目的在于减少元器件的数目。表 5.2.2 为元件数目对可靠性的影响。由表可以看出当单个元器件的可靠度已确定, 元器件的数目对系统可靠性有很大的影响。可靠性指标预计的元件计数法和元件应力法都清楚的说明了这一点。从表中也可以看出元器件数目愈少, 在同样的系统可靠度下, 对单个元器件的可靠性的要求降低。这也直接导致元器件、PCB 板及系统成本的下降。简而言之, “愈简单愈可靠”。综合与优化可从下面两方面入手:

表 5.2.2 元件数目对系统可靠性的影响

组成系统的 元件个数	单个元件的可靠性			
	99.999%	99.99%	99.9%	99.0%
	系统可靠性			
10	99.99%	99.90%	99.00%	90.44%
100	99.90%	99.01%	90.48%	36.60%
250	99.75%	97.53%	77.87%	8.11%
500	99.50%	95.12%	60.64%	0.66%
1000	99.01%	90.48%	36.77%	<0.1%
10000	90.48%	36.79%	<0.1%	<0.1%
100000	36.79%	<0.1%	<0.1%	<0.1%

1000000	<0.1%	<0.1%	<0.1%	<0.1%
---------	-------	-------	-------	-------

### 1. 简化数字电路

利用数字电子技术的方法（公式法、卡诺图法、*QVine-McLVskey* 法）对数字逻辑电路尽量予以简化。但要注意积之和（与或）形式的表达式未必一定是最简单的电路，一般以门和输入端数量最少为最简。

### 2. 应运用集成度尽量高的数字、模拟芯片

从表 5.1.10 可以看出在  $GM_1$  环境条件下，10 个门的双极型数字集成芯片的  $\lambda_G = 0.75 \times 10^{-6}/h$ 。而在同样条件下，含 2700 个门的双极型数字芯片的  $\lambda_G$  并不是  $270 \times 0.75 \times 10^{-6}/h = 202.5 \times 10^{-6}/h$ ，而是小得多的  $5.65 \times 10^{-6}/h$ 。也就是说集成度愈高，相对来讲失效率要低得多。再以集成度为 60,000 个晶体管的微控制器 8031 来说，单个小功率硅 *NPN* 晶体管的  $\lambda_G \approx 1 \times 10^{-6}/h$ ，8031 的  $\lambda_G$  并不是  $60,000 \times 10^{-6}/h$ ，而是低得多的  $500 \sim 1,000 \times 10^{-9}/h$ ，几乎就相当于一只小功率晶体管的失效率。究其原因，一方面是制造芯片工艺的飞跃提高，另一方面集成度的提高，节省了大量的焊点、连线、金属化孔、接插件，使 *LSI* 和 *VLSI* 远较 *SSI* 可靠性要高。对于 *MCV* 应用系统，其外围芯片在成本允许的条件下也应该尽量选用 *ASIC* 芯片，例如 *GAL16V8* 的失效率在  $550^\circ\text{C}$  时仅为 280FIT。

使用集成度高的模拟集成电路也是可取的，这一点可以从表 5.1.9 得到说明。

## 5.2.2 合理选择元器件

电子元器件的固有可靠性是由生产厂家保证的。然而资料表明，由于设计使用不当而造成其失效约占整个元器件失效的 50%。因此合理地选择、使用元器件是保证单元电路和整个系统可靠性的基石。

1. 遵照系统的可靠性要求，从不同的技术规范选择相应的元器件。

如果是军用产品，应按照 *GJB* 国家军用标准，如 *GJB 597A/18-2003* 半导体集成电路 *CMOS* 门阵列器件规范，选择元器件。如果是民用产品中可靠性要求高的，可按照 *GB* 国家标准，如 *GB/T 4589.1-2006* 半导体器件第 10 部分：分立器件和集成电路总规范来选择。如果是一般民用产品，可按 *SJ331* 系列行业标准来选择，其对应的质量等级为 A、B、C（参阅表 5.1.18）。

一般应选择严格执行各种规范要求的老企业生产的电子元器件。

2. 在满足性能要求、环境条件、体积及成本的前提下，优先选用同类失效率低的元器件，如用金属膜固定电阻器而不用碳膜电阻器；能用固体钽电容器，则不用铝电解电容器；能用 *NPN* 型晶体管，不用 *PNP* 型晶体管等等。

3. 尽量选用成熟的、标准的元器件，并使品种简化。慎重选用新产品。

4. 元器件的可靠性筛选。

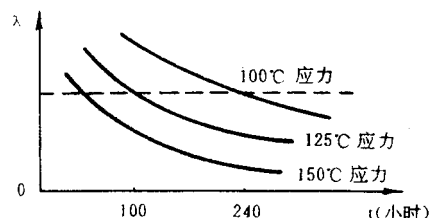


图 5.2.3 高温储存筛选曲线

### (1) 高温储存筛选

这是一种加速性质的储存寿命筛选。图 5.2.3 为应力条件与失效水平关系的曲线。由图可知欲使元器件通过高温储存降到同一失效水平，100℃时约为 240 小时，而 125℃应力时仅需 100 小时，在不损坏器件的前提下，应尽可能提高温度，通常在 100℃~300℃间选择，储存时间为 24~168 小时。储存后进行电气性能筛选测试。

### (2) 功率老化筛选

这是一种通过电应力暴露器件隐患的筛选方法，通常使器件承受 1.5 倍额定功率，老化时间尽量使器件筛选后的失效率接近浴盆曲线早期失效阶段的结束段。

## 5.2.3 减额设计

减额是可靠性设计中必须采用的、最重要的设计方法。所谓“减额”是指使系统中所有的电子元器件的实际应力应当低于其额定应力。这里的应力，通常为电应力和热应力。电应力可以是指电压、电流、功率、频率和数字集成电路的扇出数等。实际应力与额定应力之比，称为应力比或减额因子：

$$\text{减额因子 } S = \frac{\text{实际应力}}{\text{额定应力}}$$

电子元器件的额定应力是由元器件本身决定的。

电子元器件的失效率和工作温度、电应力密切相关。对晶体管和二极管而言，其基本失效率为

$$\lambda_b = A \exp\left[\frac{N_T}{T + 273 + \Delta T \cdot S}\right] \exp\left[\frac{T + 273 + \Delta T \cdot S}{T_M}\right]^P$$

式中：A—失效率换算系数；

$N_T$ 、 $T_M$ 、 $P$ —形状参数；

$T$ —工作温度（℃）

$\Delta T$ —没有结电流或功率时最大允许温度与满额结电流或功率时最大允许温度之差；

$S$ —减额因子。

对于分立半导体器件而言，形状参数  $P=9.5\sim 22.5 \gg 1$ ，故上式第二个  $\exp$  项对  $\lambda_b$  影响强烈得多。该项中的主要影响因素为环境工作温度  $T$  和减额因子  $S$ 。

表 5.2.3 列出了分立半导体器影响  $\lambda_b$  的各参数。表 5.2.4 则清楚的说明了环境工作温度  $T$  和减额因子  $S$  对 I 类硅 NPN 晶体管  $\lambda_b$  的影响。图 5.2.4 利用曲线的形式也说明了  $\lambda_b$ 、 $T$  和  $S$  之间的关系。

表 5.2.3 分立半导体器件基本失效率参数

类 别	器件类型	$\lambda_b$				
		A	$N_T$	$T_M$	P	T
晶体管	硅, NPN	0.13	- 1052	448	10.5	150
	硅, PNP	0.45	- 1324	448	14.2	150

		锗, PNP	6.5	- 2142	373	20.8	75
		锗, NPN	21.0	- 2221	373	19.0	75
	II	场效应	0.52	- 1162	448	13.8	150
	III	单 结	3.12	- 1779	448	13.8	150
二极管	IV	通用硅	0.9	- 2138	448	17.7	150
		通用锗	126	- 3568	373	22.5	75
	V	齐纳或雪崩	0.04	- 800	448	14	150
	VI	可控硅	0.82	- 2050	448	9.5	150
	VII	微 波					
		锗, 检波	0.33	- 477	343	15.6	45
		硅, 检波	0.14	- 392	423	16.6	125
		锗, 混频	0.56	- 477	343	15.6	45
		硅, 混频	0.19	- 394	423	15.6	125
	VIII	变容, 阶跃	0.93	- 1162	448	13.8	150
		隧 道	0.93	- 1162	448	13.8	150

表 5.2.4 I 类晶体管 (硅 NPN) 的基本失效率 (失效数/10<sup>6</sup>小时)

T (°C)	S									
	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1.0
0	0.0034	0.0041	0.0048	0.0057	0.0067	0.0079	0.0095	0.011	0.014	0.018
10	0.0038	0.0046	0.0054	0.0064	0.0075	0.0089	0.010	0.013	0.017	0.023
20	0.0043	0.0051	0.0060	0.0071	0.0084	0.010	0.012	0.015	0.020	0.029
25	0.0046	0.0054	0.0064	0.0075	0.0089	0.010	0.013	0.017	0.023	0.033
30	0.0040	0.0057	0.0067	0.0079	0.0095	0.011	0.014	0.018	0.025	
40	0.0054	0.0064	0.0075	0.0090	0.010	0.013	0.017	0.023	0.033	
50	0.0060	0.0071	0.0084	0.010	0.012	0.015	0.020	0.029		
55	0.0064	0.0075	0.0089	0.010	0.013	0.017	0.023	0.033		
60	0.0067	0.0079	0.0095	0.011	0.014	0.018	0.025			
65	0.0071	0.0084	0.010	0.012	0.015	0.020	0.029			
70	0.0075	0.0089	0.010	0.018	0.017	0.023	0.033			
75	0.0079	0.0095	0.011	0.014	0.018	0.025				
80	0.0084	0.010	0.012	0.015	0.020	0.029				
85	0.0089	0.010	0.013	0.017	0.023	0.033				
90	0.0095	0.011	0.014	0.018	0.025					
95	0.010	0.012	0.015	0.020	0.029					
100	0.010	0.013	0.017	0.023	0.033					
105	0.011	0.016	0.018	0.025						
110	0.012	0.013	0.020	0.029						
115	0.013	0.017	0.023	0.033						
120	0.014	0.010	0.025							
125	0.015	0.020	0.029							
130	0.017	0.023	0.033							
135	0.018	0.025								
140	0.020	0.029								
145	0.023	0.033								

150	0.025									
155	0.029									
160	0.033									

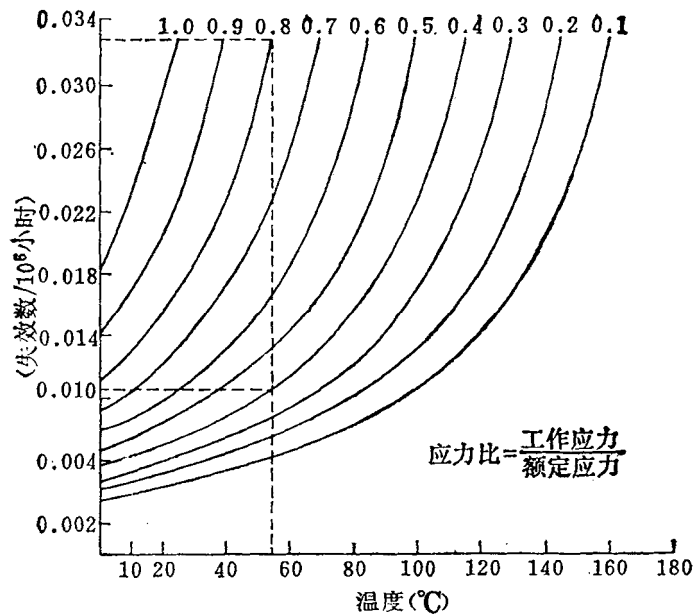


图 5.2.4 I 类晶体管 (硅 NPN) 基本失效率与电应力、温度的关系图

图 5.2.5 是电子元器件典型的 (例如 78×× 系列三端稳压器) 减额图。图中  $T_s$  为温度减额点, 它通常为  $25^\circ\text{C}$ , 也可以是其他温度;  $T_{\max}$  为器件的最高结温;  $T_A$  和  $T_C$  分别为环境温度和管壳温度。可以从电子元器件规范所给出的该曲线, 确定  $S$ 、 $T_A$  和  $T_C$ 。许多元器件实际的减额曲线在  $A$ 、 $B$  两点外张, 所以使用上图更为安全。

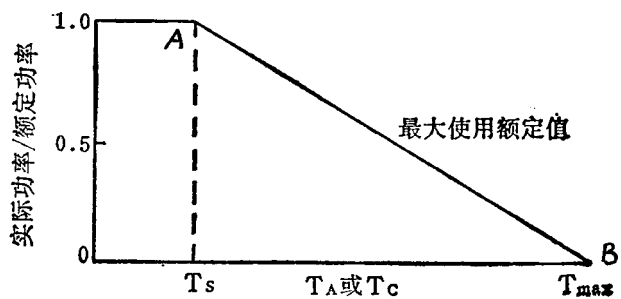


图 5.2.5 典型减额图

表 5.2.5、表 5.2.6 为各种常用电子元器件在进行电路设计时常取的减额因子值。不同种类的电子元器件减额电应力不同, 如电阻器主要是功率减额; 电容器主要是电压减额; 功率晶体管则为功率、电压和电流减额。

表 5.2.5 减额因子

元器件类型	应力参数	减额应力比	备注
碳合成电阻器	功率	0.50	一般环境工作温度应 $\leq 45^\circ\text{C}$
薄膜电阻器	功率	0.50	
功率型薄膜电阻器	功率	0.70	
线绕电阻器	功率	0.40	

热敏电阻器	功率	0.50	
功率型线绕电阻器	功率	0.50	
螺杆驱动线绕电位器	功率	0.70	
精密线绕电位器	功率	0.20	
半精密线绕电位器	功率	0.50	
功率型线绕电位器	功率	0.60	
螺杆驱动非线绕电位器	功率	0.20	
绝缘合成电位器	功率	0.70	
塑料或纸介电容器	电压	0.50	
云母电容器	电压	0.50	
玻璃电容器	电压	0.40	
陶瓷电容器	电压	0.50	
固体钽电解电容器	电压	0.50	
液体钽电解电容器	电压	0.50	
铝电解电容器	电压	0.40	
陶瓷微调电容器	电压	0.50	
玻璃微调电容器	电压	0.50	
数字集成电路	扇出	0.80	最大结温值: CMOS 不超过90℃, TTL 不超过110℃
	工作频率	0.75	
线性和混合集成电路	电流	0.65	
稳压电源电路	电流	0.60	
	功率	0.50	晶体管的最大结温不超过100℃(所有类型的晶体管都适用)
普通晶体管	功率	0.30	
	电流	0.50	
	电压	0.60	
功率晶体管	功率	0.30	
	电流	0.50	
	电压	0.60	
开关晶体管	功率	0.50	
	电流	0.50	
	电压	0.60	
场效应晶体管	功率	0.20	
	电流	0.50	
	电压	0.60	
双基极二极管	功率	0.30	
	电流	0.50	
	电压	0.60	

普通二极管、开关二极管和可控硅整流器	功率	0.30	最大允许结温不超过 100℃
	峰值反向电压	0.50	
	浪涌电流	0.30	
	正向电流	0.40	
稳压二极管	功率	0.30	工作电流不大于 $I_z=0.5(I_{zmax}+I_{znom})$ 式中: $I_{zmax}$ 为最大工作电流 $I_{znom}$ 为标称工作电流
	正向电流	0.40	
变容二极管	功率	0.30	
	击穿电压	0.75	
	正向电流	0.60	
继电器	纯阻性电流	0.75	继电器的每一对触点都应减额, 其减额比与规定的负载有关
	感性电流	0.40	
	灯丝电流	0.10	
	容性电流	0.75	
	马达电流	0.20	
电路断路器	电流	0.80	
按钮开关、灵敏开关、带灯按钮开关、旋转开关、拨动开关	纯阻性电流	0.75	所有开关都要根据负载减额 每一对接点的电流都应减额
	感性电流	0.40	
	灯丝电流	0.10	
	容性电流	0.75	
	马达电流	0.20	
白炽灯	电压	0.80	
氖灯	电压	0.80	
发光二极管	功率	0.80	
射频同轴连接器	电流	0.50	
多插针连接器	电流	0.50	
电缆连接器	电流	0.50	
晶体	功率	0.50	驱动功率

表 5.2.6 扼流圈、射频线圈、电感器、变压器减额因子

元器件类型	减额应力比 (%)		
	电 流	电 压	
		应用值	瞬间值
饱和 (铁心) 扼流圈	60	60	90
固定射频线圈	70	60	90
通用电感器	70	60	90
音频变压器	70	60	90

小功率脉冲变压器	60	60	90
功率变压器	70	60	90
射频变压器	60	60	90
饱和铁心变压器	60	60	90

值得提出的是：

1. 上述二表给出的是一般情况下，设计电路选择元器件参数时必须考虑的减额应力。有时还必须考虑其它减额应力，如固定电阻器在工作电压 $>100V$ 时，就应该再考虑电压减额。

2. 对于模拟集成电路，应考虑的电应力为供电电压、输出电流、平均功耗，实际应力应小于最大应力的70%~80%。

3. 对LSI、VLSI和MCV、ASIC、DSP等大规模数字器件其应力除了时钟频率外，还应着重考虑端口的输出驱动能力和结温，必要时采取散热措施。

4. 上二表中的减额因子取值已兼顾了元器件的体积、重量和成本。过份的减额虽然会使可靠性提高，但可能导致体积、重量和成本付出过大的代价。而且对于某些元器件，如聚苯乙烯电容过分的电压减额，有时会出现失效。

## 5.2.4 容错设计

电子系统的正常工作总会受到各种内外因素的影响，系统出现故障是不可避免的，只是何时出现以及故障率的高低不同罢了。

导致系统故障的因素有如下三种：

### (1) 内部因素

系统在设计时未考虑或未充分考虑容错问题，如没有设计自检功能等。

### (2) 环境因素

对温度、湿度、振动、粉尘、烟雾、盐雾等耐环境设计以及电磁干扰等未做认真处理。

### (3) 人为因素

电子系统一般是离不开人的干预的。日本电气事业联合委员会上世纪50~70年代对送电线路、火电厂、水电厂、变电所的事故分析表明人为失误约占20%。1986年世界十大新闻中有三项重大事故报道：美国“挑战者”号航天飞机失事；前苏联切尔诺贝利核电站泄漏；瑞士桑多洛化工厂污染。这三起重大事故，均系人为决策失误所致。

从上世纪20年代起已开始人为因素对可靠性影响的研究。人的可靠性是指在电子系统工作状态下，在任何要求的阶段中和最小时间内，人完成规定任务的概率。

容错设计则是研究在容忍系统出错的前提下，如何减小错误出现的可能性以及出错以后如何自行诊断的问题。

## 1. 系统自检

### (1) CPV 自检

可以编写一段程序，运行后将其结果与预定结果相比较，若相同说明 CPV 运行正常；否则提示出错信息。这段程序应该包含尽可能多的指令类型。

#### (2) RAM 自检

在对 RAM 单元进行读写时，有时相邻位相互影响，破坏了读写的内容，这种故障称为相邻位“粘连”。另一种情况是，读写 RAM 某单元时，会影响到相隔若干单元的另一地址的单元，这种情况称为不同地址的“连桥”。

RAM 自检最基本的方法是对指定的某些地址单元按一定的规律写入一批数据，然后读出这些地址单元的数据，观其是否符合写入的数据，若符合则 RAM 读写正常，否则出错。所检测的单元地址起码要覆盖系统所使用的范围，所读写的数据应包含所有可能出现的数据，例如 00H~FFH 256 种数值。

地址单元和数据最简单的编写方法是每次地址加一，数据加一。这种方法称为“固定模式测试”。“游动模式自检”则首先将 RAM 每个单元先写入全“0”或全“1”。然后对某一单元写入一特定数据，读出该单元及其它单元地址，若正常，则该单元恢复初始值，再换另一个单元测试，直到覆盖所有单元。在 RAM 区中全“0”或全“1”的背景下，让“1”或“0”在数据中游动，并顺序写入各 RAM 单元，然后读出校验。前者称为“峰值测试法”，后者称为“谷值测试法”。

可以在写入以后有意延迟一段时间再读出，以测试 RAM 的数据保持能力。

#### (3) 显示器自检

对于 LED 和笔段式 LCD 显示器常常编写一段使其从“0.0...0”、“1.1...1”、“2.2...2”...“9.9...9”，每隔 1S 加一的显示自检程序以检查 LED 数码管、驱动及显示子程序的正常与否。

对于图形 LCD 和 CRT 显示器，则可以通过显示主页窗口的办法，判断其是否正常。

#### (4) 发声器件自检

在自检程序中使发声器件（如蜂鸣器）响几次来确认其正常。

#### (5) 传感器自检

根据不同的传感器检查其在自检状态下的取值是否正常。如温控装置，自检时若为室温，则温度传感器此时的取值应在室温范围之内。

#### (6) 键盘的自检

利用按不同的键显示不同的字符可以检查按键的工作。

以上几种自检不增加系统的硬件开销，即不需要对硬件电路做任何改动，并且可以把这些自检安排在系统启动之前进行。

以下几种自检则必须在系统中加入自检的相关电路才能完成：

#### (1) A/D 转换器自检

在 A/D 的输入端利用模拟开关增加二路自检信号，一路取自 ADC 的基准电压  $V_{ref}$ ，另一路为模拟地。如图 5.2.6 所示。对于单端输入的 ADC 而言，正常的自检结果是输出为数字量的最大值（FF...FH）和最小值（00...0H）。

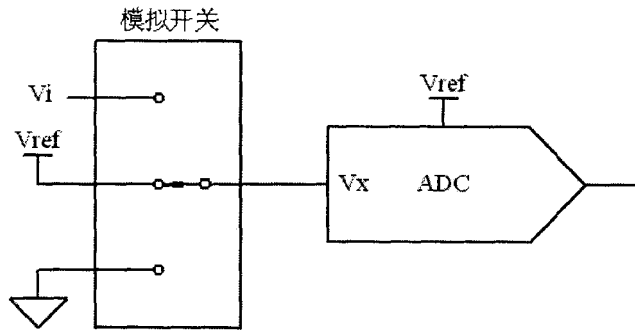


图 5.2.6 ADC 自检电路

### (2) D/A 转换器自检

如果系统既有 D/A，又有 A/D。检查 D/A 最简单的办法是将 D/A 的输出送往 A/D 做输入，这样自检时送往 D/A 的数字量和 A/D 得到数字量应当相等。

### (3) 数字 I/O 端口的自检

如果系统既有数字输入，又有数字输出，那么就可将输出与输入相连进行自检。

### (4) 系统功能自检

根据系统的功能的不同，有时可以直接进行系统功能的检查。如数字频率计，利用直接测试频标信号进行自检。

### (5) 外设的自检

设置特定的信息以检查外设的工作。如打印特定字符来检查打印机的工作情况。

以上自检通常需要系统添加专门的自检功能来实现。

## 2. 人机界面的容错设计

很多电子系统都需要人参与操作、管理，很难离开人的干预。人机界面可以是键盘、开关、按钮、鼠标、光笔、显示器和打印机等。人在操作电子系统时的可靠性由若干主观因素：诸如心理、生理因素；技术水平和若干客观因素：如人机界面的设计水平以及环境条件来决定。

### (1) 人机界面容错

人机界面的设计首先应使得即使出现人为错误操作，也绝不应该导致系统失效、甚至毁损。其次，当操作失误时，系统应该不予理睬，必要时给出错误信息提示。

图 5.2.7 为某电子仪器的键盘。“时设”键设置仪器的测量时间，设置范围 1~999 秒。“校设”键设置测量结果的校正系数，设置范围 0.1~9.999。“测量”为仪器测量开始键，到设置的时间测量自动停止，并给出经校正后的测量结果。“清除”键清除设置时当前的设置数。“确认”键，将设置的时间或校正系数存储。



图 5.2.7 某仪器的键盘

在该仪器的监控程序中设有“设置”、“清除”和“测量”三个标志。上电后的初始化程序中“测量标志”允许，而“设置”和“清除”标志封锁。这时允许按下“测量”键，

以上次测量设置的测量时间和校正系数进行测量。但当按下数字键和“清除”键、“确认”键时，程序不予响应。当按下“时设”或“校设”后，首先解除“设置”标志，封锁“测量”标志，显示相应的设置界面。允许数字输入，允许“确认”键动作，但不允许“测量”键动作。当按下任何数字键，解除“清除”标志，允许“清除”键动作。按下“确认”键，解除“测量”标志，封锁“设置”、“清除”标志，只允许进行测量或重新设置，这时数字键和“清除”键被封锁。

进行时间设置时，只允许 1~3 位数字输入，若输入为 0 秒或超过 3 位、或键入“.”，则显示“设置错误，请重设！”提示。进行校正系数设置时，若设置数 $<0.1$ 或小数点位置不正确（即 $>9.999$ ）亦显示上述设置错误的提示。

(2) 加强人机界面的友好性

人机界面应当使操作者感到使用起来很容易、很方便。通常的做法是使用窗口技术和菜单选项。操作者只需按提示一步步做下去即可。

(3) 杜绝非法操作者

硬件上可以采取锁开关等措施。

软件上可以采取设置“密码”（口令）来识别操作者。

软件的容错设计请参阅 5.3.3 节。

## 5.2.5 耐环境设计

表 5.1.5 列出了影响电子系统可靠性的各种工作环境因素。上世纪 70 年代，美国对其机载电子设备一年里发生故障的原因进行统计的结果：由环境因素引起的故障占总故障 52.7%，其中温度引起的故障占 22.2%；湿度引起的故障占 10%；振动引起的故障占 11.38%。这三项就占了总故障数的 43.58%。

由于电子元器件，特别是有源器件对温度的影响十分敏感，且可靠性与环境工作温度密切相关，这一点可以从表 5.1.5 的温度等级划分以及 5.1.6~13 各种元器件的通用失效率与温度等级的关系清楚的看出来。

故耐环境设计最主要的是热设计。

### 1. 热设计

经验表明，工作环境温度每提高  $10^{\circ}\text{C}$ ，电子元器件的寿命缩短  $1/2\sim 1/1.5$ 。此即所谓温度与寿命的“ $10^{\circ}\text{C}$ 法则”。

(1) 充分的热应力减额

由于电子元器件的实际工作温度除取决于散热条件外，主要取决于实际耗散功率。故热应力减额实际上就是功率减额。图 5.2.5 的电子元器件典型减额图清楚的说明了，功率减额对实际工作温度的影响。仅从热应力减额出发，功率减额因子应取得尽可能的低一点。

表 5.2.7 常用元器件的允许温度

元件名称	表面允许温度/ $^{\circ}\text{C}$	元件名称	表面允许温度/ $^{\circ}\text{C}$
碳膜电阻	120	陶瓷电容	80~85

金属膜电阻	100	玻璃陶瓷电容	200
压制线绕电阻	150	锗晶体管	70~100
涂釉线绕电阻	255	硅晶体管	150~200
纸介电容	75~85	硒整流器	75~85
电解电容	60~85	电子管	15~200
薄膜电容	60~130	变压器、扼流圈	95

表 5.2.7 为常用元器件工作时允许的表面最高温度。

(2) 充分的考虑散热条件

在《电子系统设计—基础篇》3.4.1 模拟线性稳压电源设计一节已对器件的散热问题做了简要介绍。

器件散热必须考虑两个问题：一是有无必要采取散热措施，二是采用何种散热方法及选择相应的散热材料。

今以三端正电压输出的稳压器件 7805 为例说明一下上述二个问题。经查手册得知 TO-220 封装的 7805 最高工作结温  $T_{jmax}$  为  $+150^{\circ}\text{C}$ ，其结对外壳的热阻为  $Q_{jC}=5^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ，外壳对空气的热阻为  $Q_{cA}=65^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 。即若不加散热措施，器件本身结对外壳的热阻为  $\theta_{jA}=\theta_{jC}+\theta_{cA}=70^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ，即器件功耗每瓦将增高温度  $70^{\circ}\text{C}$ 。不加散热片时的最大耗散功率  $P_{tm}=1.5\text{W}$ ，加散热片时的最大耗散功率  $P_{ism}=15\text{W}$ 。

设 7805 的最大输入端电压  $V_{imax}=9\text{V}$ ， $V_0=5\text{V}$ ，最高环境温度  $T_{Amax}=50^{\circ}\text{C}$ ，若器件输出电流为  $0.1\text{A}$  时，器件功耗  $P_D=(V_{imax}-V_0)\times I_0=0.4\text{W}<P_{tm}$ 。此时的实际结温为  $T_j=P_D\times\theta_{jA}+T_{Amax}=78^{\circ}\text{C}\ll T_{jmax}$ ，故此 7805 可不加散热片，自然空气冷却。

若输出电流为  $0.5\text{A}$ ，则  $P_D=2\text{W}$ ，此时计算出的  $T_j=190^{\circ}\text{C}$ ，一方面  $P_D$  已超过器件不加散热片时的最大功耗  $P_{tm}$ ，另一方面实际结温  $T_j>T_{jmax}$ ，故在这种情况下必要加散热片。

表 5.2.8 为采用不同冷却方式时的最大热耗散量。表 5.2.9 则为各种散热材料在  $20^{\circ}\text{C}$  时的导热系数  $K$ 。 $K$  表示物体导热能力的物理量，它代表了单位时间内通过单位长度温度降低  $1^{\circ}\text{C}$  时所传递的热量。 $K$  愈大，用其制作的散热片散热效果愈佳。这些材料中，以铝合金、铝、紫铜、金、银等应用较广。从表中可以看出空气的导热能力是很差的。

表 5.2.8 采用普通方法冷却时每单位面积的最大热耗散量

冷却法	每单位传热面积的最大耗散量/( $\text{W}\cdot\text{m}^{-2}$ )
周围空气的自由对流和向周围的辐射(自然冷却)	800
撞击(强迫空气冷却)	3,000
空气冷板式冷却	16,000
向液体的自由对流	500*
液压冷板式冷却	160,000
蒸发	$5\times 10^3$

\*表面与液体之间每摄氏度温差的最大耗散量。

表 5.2.9 各种散热材料在  $20^{\circ}\text{C}$  时的导热系数 ( $\text{W}/\text{cm}\cdot^{\circ}\text{C}$ )

材料名称	导热系数	材料名称	导热系数	材料名称	导热系数
铝	2.04	低碳钢	0.43	玻璃板	0.0064
铸铝合金	1.43	金	2.92	压制云母	0.0050
1070 铝合金	2.26	铅	0.33	环境树脂	0.0040
1050 铝合金	2.09	镁	1.71	聚四氟乙烯	0.0024
锡黄铜	1.16	镍	0.96	丙烯树脂板	0.0020
锡青铜	0.50	银	3.60	尼龙	0.0030
灰铸铁	0.59	紫铜	3.30	空气	0.00026
锡铅焊料	0.33	氧化铍陶瓷	2.25		
不锈钢	0.16				

热传导的基本公式为：

$$Q=KA \Delta T/ \Delta L$$

式中： $Q$  为传导的热量， $K$  为散热材料的导热系数， $A$  为散热片面积， $\Delta L$  为传输的距离。

要想取得好的散热效果，除了选用高导热系数的材料，加大散热片面积之外，还和散热片与热源（被散热的器件）的接触情况，散热方式（自然风冷、强制风冷、水冷等）以及散热片的具体形状有关。

散热片和发热器件的接触面应当尽量平整、光滑。即便如此当两者紧密接合时，仍不可避免地有凹凸不平处，即存在导热很差的空气隙，这时必须在接触面均匀涂抹薄薄一层导热硅胶，以填充这些空隙。导热硅胶的热阻  $\theta_{CS} \approx 1^\circ\text{C}/\text{W}$ 。这时

$$\theta_{JA} = \theta_{JC} + \theta_{CA} = \theta_{JC} + \theta_{CS} + \theta_{SA}$$

式中： $\theta_{SA}$  为散热片的热阻。为提高散热片和周围空气的热交换效率，散热片的外型种类繁多，其目的都是为了增加其有效面积，改善散热效果。图 5.2.8 为一款 YA20 型散热片的外形。

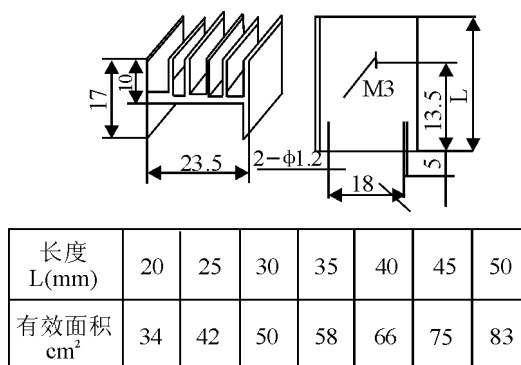


图 5.2.8 一种铝合金散热片外形

$\theta_{SA}$  视散热片体积、形状、材质有较大差异，一般小型铝合金的为  $30^\circ\text{C}/\text{W}$ ，大型的可小至  $1^\circ\text{C}/\text{W}$ 。

就上例而言，若取  $\theta_{SA}=10^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ， $\theta_{CS}=1^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ，则  $\theta_{JC}=16^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 。器件实际结温  $T_J = P_D \theta_{JC} + T_{Amax} = 82^{\circ}\text{C} \ll T_{Jmax}$ ，7805 可安全工作。

### (3) 合理安排元器件布局

发热元件应尽量分散安排。对温度敏感的元件应尽可能远离发热元件。从表 5.2.7 可以看出，铝电解电容、薄膜电容、锗晶体管都属此类器件。其次应把发热元件安排得高一点，温度敏感元件安装得低一些。

某小型交接机数次发生故障，经仔细检查发现有 2 只  $1000\mu\text{F}/10\text{V}$  的电解电容靠功率元件散热片过近，该散热片设计裕量不足，发热明显，致使电容被烤热而损坏。后将这 2 只电容移开，故障再未重复。由此例可见合理分布元器件是不可忽视的。

### (4) 注意 PCB 的热设计

加大 PCB 上引线线宽或选用敷铜箔厚的板材，以减小引线电阻，降低在引线上引起的发热。改善元器件引脚与焊盘间的导热、导电性，尽量用可能大一点的焊盘。采用高铝陶瓷印刷板或氧化铍陶瓷印刷板以改善热传导性能。

### (5) 选择相应温度等级的电子元器件

根据电子系统工作环境温度的要求，选择商业级 ( $0^{\circ}\text{C}\sim+70^{\circ}\text{C}$ )、工业级 ( $-40^{\circ}\text{C}\sim+85^{\circ}\text{C}$ )、汽车级 ( $-40^{\circ}\text{C}\sim+125^{\circ}\text{C}$ ) 或军用级 ( $-55^{\circ}\text{C}\sim+125^{\circ}\text{C}$ )。这四个级别的电子元器件其后缀通常为 C、I、A 和 M 标志。

### (6) 机箱的热设计

机箱的热设计应使传导、辐射、对流三种热交换能顺畅进行，以利于机箱的电子系统的散热。即必须考虑自然通风或强制冷却。

## 2. “三防”设计

潮湿、盐雾、霉变也是影响电子系统正常工作的另三个因素。上世纪 70 年代美国对机载电子设备的统计结果：由温度、粉尘、盐雾引起的故障约占总故障率的 16%。故上述三个因素对可靠性的影响了应予以重视。

### (1) 防潮设计

对潮湿敏感的元器件应密封在一定的空间内，同时密封壳内应放置干燥剂。

对一般的电子元器件可采用憎水、浸渍、表面冷覆、灌封及裹覆等处理。憎水处理是指使用低亲水性和吸湿性的材料，如硅油、有机硅树脂直接涂敷于元器件上。浸渍处理是指使用具有绝缘、耐热、防潮性能的材料，如环氧绝缘清漆、有机硅浸渍漆、环氧无溶剂绝缘烘漆等浸渍元器件，借以填充结构空隙、材料微孔。

### (2) 防盐雾处理

盐雾对海上使用的电子设备影响很大，它会腐蚀金属材料，降低电路的绝缘性能。防盐雾的办法主要是使设备和盐雾隔离。对关键元器件密封或灌封处理。

## 5.2.6 冗余设计

其思路是利用投入更多的超过常规设计所需资源的办法来换取更高的非常规设计所能达到的高可靠性，这种技术称为冗余 (RedVndancy) 或余裕技术。

具体的做法是利用额外的硬件、额外的信息（如检错、纠错用奇偶校验）、额外的时间（如重复执行一段程序）、额外的软件（如用于自我诊断的程序）来提高可靠性。硬件冗余通常仅在常规设计难以达到要求时采用。

从冗余的范围可分为元件冗余、部件冗余、子系统冗余及系统冗余。从冗余程度可分为二重、三重及多重冗余等。

## 5.3 抗干扰设计

电子系统的可靠性除了应该采取上节所述的一些保障措施之外，还必须充分考虑其抗干扰能力。一些电子系统在实验室条件下尚可正常工作，一旦进入工作现场，特别是置于工业现场，往往不能正常工作，特别是工业控制电子系统尤其如此，这正是抗干扰性能不良的后果。

本节首先简要介绍有关抗干扰技术的若干基本概念，然后从硬件和软件两个方面说明抗干扰的常用措施。

### 5.3.1 有关干扰的基本概念

#### 1. 电磁兼容性

干扰电子系统正常工作的干扰途径有两个方面：即以“路”的方式或以“场”的形式进行干扰。任何中断、阻碍、恶化或限制电子系统有效性的电磁能量，即为电磁干扰(*Electro Magnetic Interference EMI*)。电子

系统在电磁环境中不受干扰亦不干扰其它系统，称为电磁兼容性（*Electro Magnetic Compatibility-EMC*）。电子系统中除有用信号以外的并会影响其它电路的所有电磁信号，称为电磁噪声（*Noise*）。电磁噪声破坏系统工作的后果，称为干扰。

#### 2. 电磁噪声

噪声源可分为三类：

本征噪声源。源自物理系统内部的随机波动，如电子元件的热噪声、接触噪声等。

人为噪声源。源自各种用电设备，如中频加热炉、电机、电力开关、数字电子设备以及无线发射装置等。

自然界噪声源。源自雷电、太阳黑子活动、大气层噪声以及宇宙电磁辐射等。

这些电磁噪声有的以失真正弦波的形式（如工频干扰）、有的以一串干扰脉冲的形式（如接点分断电感性负载）、有的以浪涌脉冲的形式（如雷击波、接通电容负载）出现。

#### 3. 差模和共模干扰

就干扰信号与有用信号间的耦合方式，可分为“差模干扰”和“共模干扰”两种方式。

设备的电源线、电话线、电子系统内部的信号传输以及系统与外部设备的通讯都至少需要两根导线。此外还存在着“地线”。关于电子系统的接地，在《电子系统设计—基础篇》2.5.1 已有介绍。

差模干扰 (*Differential Mode Interference*) 是指如图 5.3.1 所示, 信号电压  $V_S$  与干扰电压  $V_N$  两者对于负载而言为串联关系, 故此种干扰又称为串模干扰 (*Series Mode Interference*)。两根信号线一根为去线, 一根为返回线。这时  $I_S$  和  $I_N$  在两根线上的幅值是相等的。故此种干扰又被称为“对称干扰”。

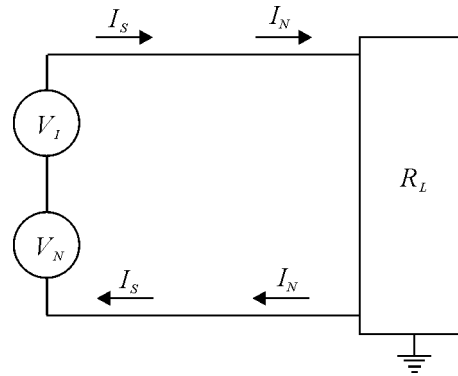


图 5.3.1 差模干扰

差模干扰通常源自高压输电线、与信号线平行铺设的电源线以及外来的感应磁通或电磁辐射信号。在同一供电回路中的其它用电设备, 特别是大电流的电机、开关、可控硅等产生的干扰往返于电源线与地线之间也是产生差模干扰的源头。差模干扰也可以是由共模干扰转换而来。

差模干扰由于和有用信号一样加诸于负载  $R_L$  上, 即使采用差分输入的运算放大器亦难以消除, 对电子系统的工作影响至钜。

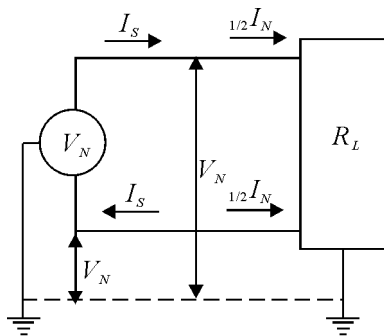
削弱差模干扰的常用方法是采用双绞线 (如局域网线), 或采用软硬件的滤波方法。

共模干扰 (*Common Mode Interference*) 又称不对称干扰、接地干扰或纵横干扰。

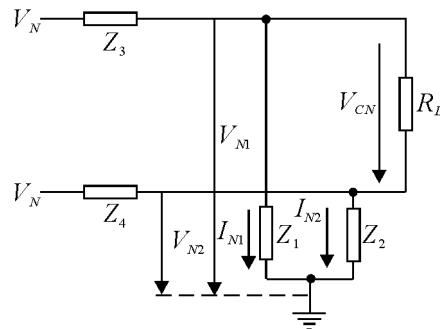
图 5.3.2 (a) 表示了共模干扰的情况。共模干扰电压  $V_N$  是每个导体与参考地之间的电压, 它既存在于信号输入线与地之间, 又存在于信号返回线与地之间, 它们形成的干扰电流  $1/2 I_N$  在输入线上与信号电流  $I_S$  相同, 在返回线上与  $I_S$  相反, 它们都以地做为公共回路。图 (b) 为共模干扰的等效电路。 $Z_1$  为信号线入端对地的阻抗,  $Z_2$  为返回线对地的阻抗,  $Z_3$  和  $Z_4$  为线路阻抗,  $R_L$  为负载。图中未画信号电压。共模干扰信号  $V_N$  同时加在两个输入端。由电路可知负载两端所呈现的共模电压为

$$V_{CN} = V_{N1} - V_{N2} = V_N \left( \frac{Z_1}{Z_1 + Z_3} - \frac{Z_2}{Z_2 + Z_4} \right)$$

如果电路完全对称、平衡, 即  $Z_1 = Z_2$ ,  $Z_3 = Z_4$ , 则  $V_{N1} = V_{N2}$ , 负载两端的共模电压  $V_{CN} = 0$ 。



(a)



(b)

图 5.3.2 共模干扰

如果电路不对称，即  $Z_1 \neq Z_2$ ， $Z_L \neq Z_4$ ，则  $V_{N_1} \neq V_{N_2}$ ， $V_{CN} \neq 0$ 。也就是说电路不对称时，共模干扰将变换为差模干扰施在负载端。

因此，进行电路设计时，总是力求输入电路对称，以减少上述影响。共模抑制比  $CMRR$  是对这一性能的描述：

$$CMRR = 20 \lg \frac{V_N}{V_{CN}}$$

### 5.3.2 电子系统硬件抗干扰措施

#### 1. 交流电源电路的抗干扰措施

今以图 5.3.3 交流供电，7800 三端稳压器件构成的电源电路为例，说明常常采取的一些抗干扰措施。

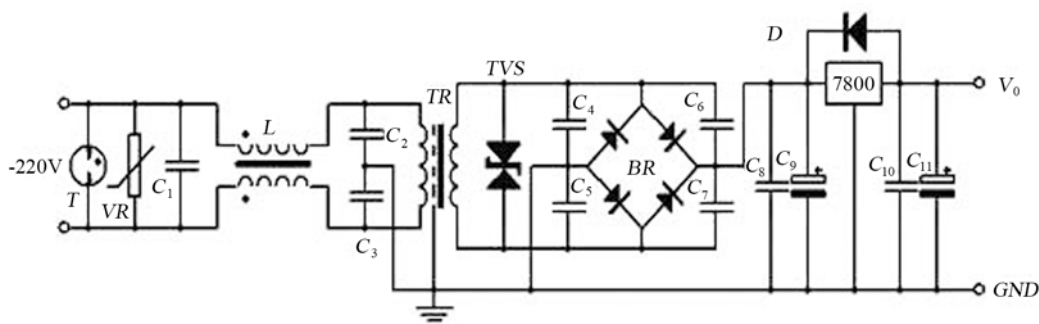


图 5.3.3 由 7800 等元件构成的交流电源电路

#### (1) 气体放电管 $T$

在经常受到雷击影响的地区，可以在  $\sim 220V$  电源输入端并联气体放电雷击防护器件，这是一种可承受强大冲击电流的引导型防雷击器件 (*Gas Discharge TVbe*)。它由玻壳、电极、外引线和管芯组成，管芯是一个两个垂直方向的截面为凸字形的硅片。有二极管和三极管之分。电压等级有 90V、230V、350V、470V、600V 和 800V 几种。这种器件在敏感的电信设备中应用较多。

#### (2) 压敏电阻 $VR$

压敏电阻是一种以氧化锌为主要成份的金属氧化物半导体的非线性限压器件。当两端的实际工作电压低于电阻的压敏电压时，它呈现高阻态，只有  $\mu A$  级的漏电流通过。当工作电压到达压敏电压时，其电流随电压急剧升高，到达最大突破电流，所需时间仅 25ns 左右。所能承受的这种浪涌电流视电阻的直径 ( $\phi 5 \sim \phi 53$ ) 而不同，最大可达 70kA。压敏电压的范围在 18V~1800V。压敏电压  $V_N$  可按下式选择：

$$V_N = V_{NH} \times \sqrt{2} \div 0.7 \approx 2V_{NH}$$

式中 $V_{NH}$ 为电网电压。若 $V_{NH} = 220V$ ， $V_{NH}$ 可选430V的，如10K431。10为压敏电阻的直径，单位mm，它与最大峰值电流密切相关。表5.3.1为MYD系列压敏电阻的参数。

表 5.3.1 MYD 系列压敏电阻参数

型号规格	电敏电压	最大允许使用电压		最大限制电压		最大峰值电流	能量耐量	最大静态功率	静态电容量
	$V_{CMA}$ (V)	AC (V)	DC (V)	$V_c$ (V)	$I_p$ (A)	8/20 $\mu$ s波 (A)10次	2ms (J)	(W)	(pF)
05K271	270	175	225	475	5	200	6.0	0.10	65
7K271	270	175	225	455	10	600	12.0	0.25	170
10K271	270	175	225	455	25	1250	50.0	0.40	350
14K271	270	175	225	455	50	2500	50.0	0.60	750
05K361	360	230	300	595	5	200	7.5	0.10	50
07K361	360	230	300	595	10	600	15.0	0.25	130
10K361	360	230	300	595	25	1250	25.0	0.40	300
14K361	360	230	300	595	50	2500	65.0	0.60	550
05K391	390	250	320	675	5	200	8.0	0.10	50
07K391	390	250	320	650	10	600	17.0	0.25	130
10K391	390	250	320	650	25	1250	40.0	0.40	270
14K391	390	250	320	650	50	2500	70.0	0.60	500
05K431	430	275	350	745	5	200	9.0	0.10	45
07K431	430	275	350	710	10	600	20.0	0.25	110
10K431	430	275	350	710	25	1250	45.0	0.40	250
14K431	430	275	350	710	50	2500	75.0	0.60	450
05K471	470	300	385	810	5	200	10.0	0.10	40
07K471	470	300	385	775	10	600	20.0	0.25	100
10K471	470	300	385	775	25	1250	45.0	0.40	230
14K471	470	300	385	775	50	2500	80.0	0.60	440

压敏电阻的响应速度高于放电管，低于瞬态抑制管 TVS。除可用于防雷外，也广泛用于过压保护，如固态继电器驱动电机等感性负载时的保护。

### (3) 电源滤波器

$C_1$ 、 $L$ 、 $C_2$ 、 $C_3$ 组成电源滤波器。其中 $L$ 、 $C_1$ 用于抑制串联干扰， $C_2$ 、 $C_3$ 用于抑制共模干扰，称为共模扼流圈，一般用于抑制共模干扰。它由双线并绕在锰锌铁氧体磁环上组成，因此 $L$ 两个绕组的同名端均在图中左端，这样往返的输入电流在两绕组产生的内磁通相互抵消，磁芯不易产生磁饱和。从而允许采用高相对导磁率 $\mu_r$ 的磁芯，取得大的电感量，改善滤波效果。常见的 $L$ 可采用MXO-2000 $\phi$ 18 $\times$ 8 $\times$ 5的磁环，由 $\phi$ 0.6mm直径的漆包线，双线并绕70匝制成，电感量约6.6mH。 $C_1=0.047\sim 0.33\mu F$ ， $C_2$ 、 $C_3$ 一般为几千pF，最好采用高

频性能好的多层陶瓷或聚脂电容器，并应电压减额。

电源滤波有多种成品，分为低频和高频滤波器。它们对电源具有良好的抑制串模和共模干扰的作用。

#### (4) 电源变压器

衡量电源变压器  $TR$  的主要性能参数有损耗、磁道密度、漏磁、体积效率及音频噪声等。变压器的损耗由磁滞损耗、涡流损耗和铜损三部分组成。前二者是由变压器的铁芯造成的。磁滞损耗是由于磁力线使铁芯内部分子相互摩擦发热而引起，为减少磁滞损失，变压器铁芯通常含 4~4.5% 的硅，以增加铁芯本身的电阻率。涡流是由于铁芯的磁力线与其垂直方向产生自闭的环形感应电流，白白消耗能量。提高铁芯的电阻率并且将铁芯由两面涂有绝缘材料的薄片叠成，都是减小涡流损耗的方法。铜耗是电绕组导线的电阻造成。损耗表现在变压器的磁化电流上，损耗愈小，电流愈小。磁道密度则由铁芯的材料、加工方法决定，通常在 6000~16000 之间。质量愈好的铁芯磁通密度愈高，绕组圈数可减少，体积也相应变小。

从抗干扰的角度的更关心的是漏磁和音频噪声。漏磁是指不通过铁芯的那部分磁通，它会形成空间电磁干扰。漏磁和铁芯的结构以及磁通密度有关。 $EI$  型（铁芯由  $E$  型和  $I$  型硅钢片交叉叠成）漏磁较大，而由低损耗冷轧硅钢片制作的  $C$  型、环形和  $R$  型较小。

其中应用较广的环形变压器的铁芯是采用高磁通密度、晶粒取向硅钢带卷绕而成的。所谓“晶粒取向”是指硅钢带在轧制时，使硅钢带的导磁率出现了横向和顺向的差异。晶粒取向是指沿最大导磁率方向剪切成带料，这样卷绕而成的铁芯性能最优，而普通剪切成的  $EI$  型铁芯不能顺着晶粒取向。

与传统的  $EI$  型变压器相比环形变压器具有体积小、漏磁小、效率高、内阻小、反应快的优点。由于采用了晶粒取向硅钢带卷绕而成，铁芯的磁通密度高，所以铁芯的截面积可大为减小，同时，环形变压器采用了环形穿绕的方法穿绕初级线圈，以充分利用空间，使线圈的用线量也大为减小。普通变压器的内层与外层绕组每匝导线长度相差可达 3 倍，所以用线较多，除成本较大外内阻也较大。而环形变压器的内外层导线长度比普通少得多，使线圈用线量减少，这样不只是节省了铜线，更重要的是减小了变压器的内阻，提高了效率。

环形变压器与同功率普通变压器相比，体积和重量可减小 25~30%，而效率在 90% 以上，（普通变压器一般在 80% 左右）。

$R$  型变压器是当代国际上最新型的变压器产品，此种变压器打破了传统的  $C$  型、 $E$  型、环形变压器铁芯截面为方型的结构型式，采用了由一根由窄到宽，由宽到窄均匀过渡的优质硅钢带连续卷绕而成，铁芯无切割，截面近似圆形的结构形式。与传统的  $C$  型、 $E$  型变压器相比较具有漏磁小，温升高，体积小，重量轻，无噪音等显著特点。

音频噪声是变压器铁芯在磁场作用下产生的相对运动。本身结构紧密的  $C$  型、环形和  $R$  型都比  $EI$  型噪声要低。

初次级绕组间的加屏蔽层并使之接地，将使初次级间的分布电容减小为初级与屏蔽层、屏蔽层与次级两个分布电容的串联值。从而减弱了初级的干扰耦合到次级干扰的程度。

#### (5) 瞬态电压抑制器 TVS

瞬态电压抑制二极管  $TVS$  是一种能有效防雷电、防静电、防过压、防强脉冲干扰的保

护器件，可广泛应用于 I/O 端口、通信设备、局域网、MOS 晶体管以及工控设备中抗瞬态干扰。

图 5.3.4 (a) 为单极型瞬态电压抑制二极管的伏安特性曲线，从图中可以看出，其正向特性与普通二极管相同，反向特性为典型的 PN 结雪崩击穿特性。在瞬态脉冲电压作用下，流过瞬态电压抑制二极管的电流，由原来的反向漏电流  $I_D$  上升到击穿电流  $I_R$ ，其两端电压则由反向关断电压  $V_{WM}$  上升到击穿电压  $V_{BR}$ ，此时瞬态电压抑制二极管反向击穿。随着峰值脉冲电流的增大，通过的电流立即达到峰值脉冲电流  $I_{PP}$ ，但瞬态电压抑制二极管两端的电压被钳位于最大钳位电压  $V_C$ ， $V_C$  又叫二极管的最大抑制电压。二极管从零到最小击穿电压  $V_{BR}$  的时间叫钳位时间  $t_C$ 。单极型瞬态电压抑制二极管的钳位时间  $t_C < 1ns$ ，双极型瞬态电压抑制二极管的钳位时间  $t_C < 10 \times 10^{-9}s$ 。根据上述特性，瞬态电压抑制二极管在电路中有浪涌电压产生时，可将高压脉冲限制在安全范围内，而使瞬间大电流旁路，起到对电路过压保护的作用。双极型瞬态电压抑制二极管的伏安特性曲线是对称的，它可用于双向过压保护。

瞬态电压抑制二极管当受到瞬态高压脉冲浪涌电压冲击时，它能以  $pS$  量级的响应速度由高阻关断状态跃变为低阻导通状态，可吸收高达数千瓦的浪涌功率，将电压钳位（抑制）在一个预定值。应指出的是，瞬态电压抑制二极管的最大峰值脉冲功率  $P_m$  是在规定的脉冲波形及持续时间下给出的。试验时，脉冲重复率规定为 0.01%。因此，瞬态电压抑制二极管只能承受不连续的瞬态脉冲，如果电路中出现连续的高压脉冲，脉冲功率的积累有可能导致其损坏。

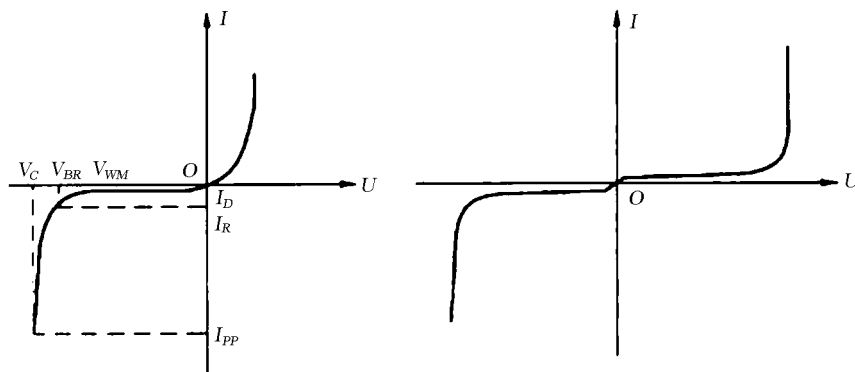


图 5.3.4 TVS 的伏安特性

表 5.3.2 为 T4S 型双向瞬态抑制二极管的主要特性参数。

表 5.3.2 T4S 型双向瞬态电压抑制二极管主要特性参数

型号	击穿电压 $V_{BR}$ (V)		工作电压 $V_{WM}$ (V)	最大抑制 电压 $V_C$ (V)	最大反应漏 是流 $I_D$ ( $\mu A$ )	最大峰值 脉冲电流 $I_{ppm}$ (A)	峰值耗散 功率 $P_{ppm}$ (W)	工作及储存 温度 ( $^{\circ}C$ )
	min	max						
T4S6.8C	6.12	7.48	5.50	10.8	1000	38	400	-55~+175
T4S7.5C	6.73	8.25	6.05	11.7	500	35		
T4S8.2C	7.38	9.02	6.63	12.5	200	33		
T4S9.1C	8.19	10.0	7.37	13.8	50	30		

型号	击穿电压 $V_{BR}$ (V)		工作电压 $V_{WM}$ (V)	最大抑制 电压 $V_C$ (V)	最大反应漏 是流 $I_D$ ( $\mu A$ )	最大峰值 脉冲电流 $I_{ppm}$ (A)	峰值耗散 功率 $P_{ppm}$ (W)	工作及储存 温度 ( $^{\circ}C$ )
	min	max						
T4S10C	9.00	11.0	8.10	15.0	10	28		
T4S11C	9.90	12.1	8.92	16.2	5	26		
T4S12C	10.8	13.2	9.72	17.3		24		
T4S13C	11.7	14.3	10.5	19.0		22		
T4S15C	13.5	16.5	12.1	22.0		19		
T4S16C	14.4	17.6	12.9	23.5		17.8		
T4S18C	16.2	19.8	14.5	26.5		16		
T4S20C	18.0	22.0	16.2	29.1		14		
T4S22C	19.8	24.2	17.8	31.9		13		
T4S24C	21.6	26.4	19.4	34.7		12		
T4S27C	24.3	29.7	21.8	39.1		10.7		
T4S30C	27.0	33.0	24.3	43.5		9.6		
T4S33C	29.7	36.3	26.8	47.4		8.8		
T4S36C	32.4	39.6	29.1	52.0		8.0		
T4S39C	35.1	42.9	31.6	56.4		7.4		
T4S43C	38.7	47.3	34.8	61.9		6.7		
T4S47C	42.3	51.7	38.1	67.8		6.2		
T4S51C	45.9	56.1	41.3	73.5	5.7			
T4S56C	50.4	61.6	45.4	80.5	5.2			
T4S62C	55.8	68.8	50.2	89.0	4.7			
T4S68C	61.2	74.8	55.1	98.0	4.2			
T4S75C	67.5	82.5	60.7	108.0	3.8			
T4S82C	73.8	90.2	66.4	118.0	3.5			
T4S91C	81.9	100	73.7	131.0	3.2			
T4S100C	90.0	110	81.0	144.0	2.9			
T4S110C	99.0	121	89.2	158.0	2.6	400	-55~+175	
T4S120C	108	132	97.2	173.0	2.4			
T4S130C	117	143	105	187.0	2.2			
T4S150C	135	165	121	215.0	1.9			
T4S160C	144	176	130	230.0	1.8			
T4S170C	153	187	138	244.0	1.7			
T4S180C	162	198	146	258.0	1.6			
T4S200C	180	220	162	287.0	1.4			
T4S220C	198	242	175	344.0	1.2			
T4S250C	255	275	202	360.0	1.1			

型号	击穿电压 $V_{BR}$ (V)		工作电压 $V_{WM}$ (V)	最大抑制 电压 $V_C$ (V)	最大反应漏 是流 $I_D$ ( $\mu A$ )	最大峰值 脉冲电流 $I_{ppm}$ (A)	峰值耗散 功率 $P_{ppm}$ (W)	工作及储存 温度 ( $^{\circ}C$ )
	min	max						
T4S300C	270	330	243	430.0		0.97		
T4S350C	315	385	284	504.0		0.83		
T4S400C	360	440	324	574.0		0.73		
T4S440C	396	484	356	631.0		0.66		

### (6) 其它元件的作用

$C_4 \sim C_7$  分别并联于整流二极管两端, 在接通电源时保护整流管, 其容量常为  $0.01 \sim 0.1 \mu F$ 。 $C_9$  和  $C_{11}$  为滤波电容。 $C_4$ 、 $C_{10}$  一方面可改善  $C_9$ 、 $C_{11}$  的高频性能, 同时  $C_4$  还能对改善纹波和抑制瞬间输入过压,  $C_8$  能改善负载的瞬间响应。 $D$  为 7800 的保护二极管。

### (7) 电源去耦

许多电子系统内部各单元电路往往由同一电源供电, 由于电源内阻的耦合易产生振荡而破坏系统正常工作, 此种耦合在《电子系统设计—基础篇》3.2.3 部分曾予介绍。在各单元电路或各 PCB 板的供电处加去耦电路 (几十~几百  $\mu F$  与  $0.01 \sim 0.1 \mu F$  去耦电容、 $RC$  去耦、 $LC$  去耦) 是十分必要的。

## 2. 数字器件的噪声容限与抗干扰能力

在许多数字系统中, 前一个门的输出往往就是后一个门的输入, 如图 5.3.5 所示。人们用“噪声容限”(Noise Margin) 来表达它们之间的抗干扰能力。对前一级而言, 有一个输出高电平的最小值  $V_{OH(min)}$  和一个输出低电平的最大值  $V_{OL(max)}$ 。对后一级有一个输入高电平的最小值  $V_{IH(min)}$  和一个输入低电平的最大值  $V_{IL(max)}$ 。对于后一级输入为高电平时的噪声容限为

$$V_{NH} = V_{OH(min)} - V_{IH(min)}$$

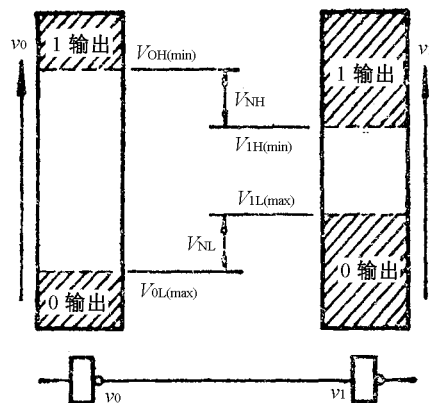


图 5.3.5 噪声容限示意图

即此时如果有负极性的干扰叠在输入端, 只要其幅度  $< V_{NH}$ , 就不会将后一级带入 0-1 电平间的不确定区。输入低电平的噪声容限为

$$V_{NI} = V_{IL(max)} - V_{OL(max)}$$

表 5.3.3 是各种常用数字器件的噪声容限。

表 5.3.3

芯片类型	TTL	LSTTL	HS-CMOS	CMOS	AT89C51
------	-----	-------	---------	------	---------

参 数	(74XX)	(74LSXX)	(74HCXX)	(4XXX, 45XX)	
电源电压(V)	5±5%	5±5%	2~6	3~18	4~6
$V_{NL}$ (V)	0.4	0.3	$(V_{CC}-0.1) - 0.7V_{CC}$ 1.4 <sup>①</sup>	19% $V_{DD}$ 1 <sup>①</sup>	$(0.2V_{CC}-0.1) - 0.45$ 0.45 <sup>①</sup>
$V_{NH}$ (V)	0.4	0.7	0.2 $V_{CC}-0.4$ 0.6 <sup>①</sup>	29% $V_{DD}$ 1.5 <sup>①</sup>	2.4-(0.2 $V_{CC}+0.9$ ) 0.5 <sup>①</sup>

注：①为  $V_{CC}$  或  $V_{DD}=5V$  的数据

有的资料给出的高速 *CMOS* 的  $V_{NL}=19\%V_{CC}$ 、 $V_{NH}=29\%V_{CC}$ 。从噪声容限的角度，*CMOS* 器件的抗干扰能力优于低功耗肖特基 *LSTTL*。*HCMOS* 由于其速度与 *LSTTL* 相当，功耗小得多，所以正取代 *LSTTL* 与 *CMOS* 器件。

### 3. 抑制数字器件的尖峰电流

许多 *TTL* 器件内部的输出电路常为推挽-图腾柱 (*pVsh pVll-totem pole*) 结构，如图 5.3.6 (a) 所示。许多 *CMOS* 器件内部的输出电路为互补 *MOS* 管，如图 5.3.6 (b) 所示。只要输出状态发生转换，在状态交替的一段相当短的时间内，输出两管会同时处于导通状态，从而造成相当可观的尖峰电流，图 5.3.6 (c) 表示了 *CMOS* 器件的这种尖峰电流。这种尖峰电流通过电源公共通道会对其它器件造成干扰。

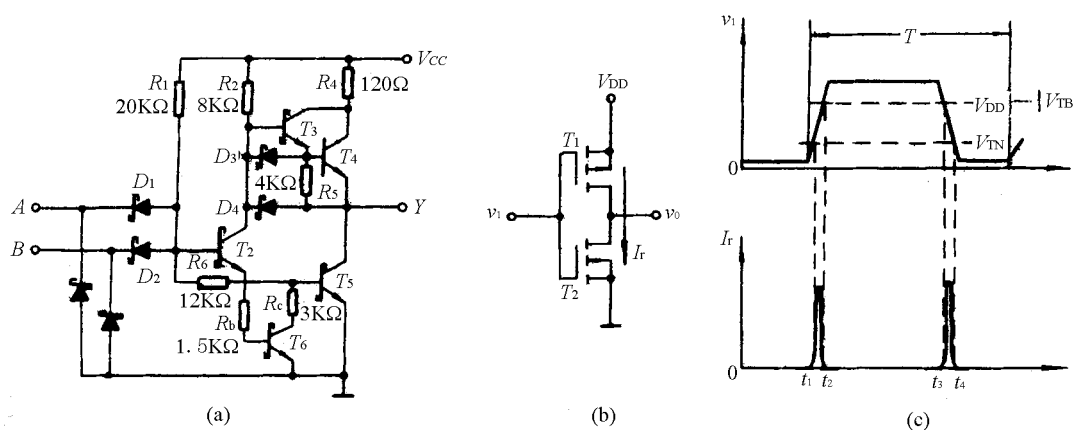


图 5.3.6 数字集成电路的尖峰电流

抑制此种尖峰电流的有效办法是在系统中各数字芯片电源与芯片地之间，尽可能近的并联一只等效串联电阻 (*ESR*) 小的  $0.1\mu F$  的高频瓷介电容，以吸收尖峰电流。

### 4. 注意数字 IC 空闲端的处理

数字 *IC* 的空闲输出端可以悬空，不做任何连接 (*NC*)。

数字 *IC* 的空闲输入端，特别是 *CMOS* 器件的输入端易受到干扰，不能悬空。输入空闲端的处理原则是：给其一个固定的电平，此电平应不影响器件的正常功能。

例如，与门的空闲输入端应接电源，或门的空闲输入端应接地。接电源或接地有时可以加一只电阻。其阻值的选取仍然应当不破坏其逻辑关系。例如 *TTL* 或门空闲端接地电阻应小于  $1\text{k}\Omega$ ，过大则可能变为高电平输入。*CMOS* 的接地电阻  $<1\text{M}\Omega$  即可。有时并未用完芯片中所有的电路，例如一只四重双输入与非门只用了其中的二个与非门，那么未用与非门的所有输入端也属空闲端，亦应加以处理。

也可以将空闲端与有用输入端并联应用。

### 5. 注意负载的影响

#### (1) 电容性负载的影响

电容性负载对数字器件普遍存在，即使没有电容实体加诸于数字器件的输出端，然而下一级电路的输入电容、线路的分布电容总会以容性负载的形式出现。其影响一是使输出信号的变化变缓，图 5.3.7 (a) 表示了二个数字器件首尾相连，第二个器件输入电容使第一组的给出  $V_{O1}$  ( $V_{i2}$ ) 上升变缓的情况。这时第二级处于过渡期的时间较长，有可能使其输出  $V_{O2}$  在过渡期产生如图 (b) 所示的振荡。改善这一问题的有效措施是在两级之间加入施密特 (*Schmitt*) 触发器，可显著将图 (a) 的缓慢上升的波形改变为陡峭的波形。容性负载所带来的另一个问题是增大了 *CMOS* 器件的功耗：

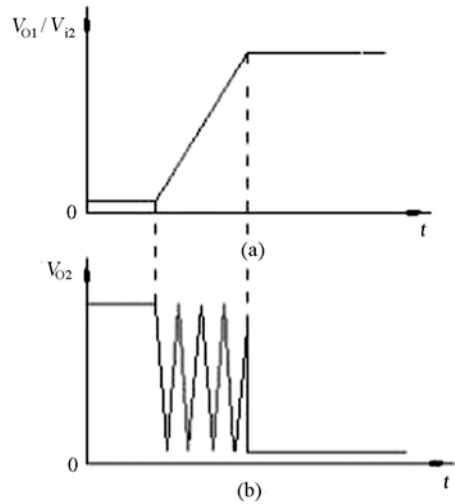


图 5.3.7 容性负载的影响

$$P_C = C_L f V_{DD}^2$$

式中  $P_C$  为 *CMOS* 器件的平均功耗， $C_L$  为负载电容， $f$  为工作频率， $V_{DD}$  为供电电压。

#### (2) 感性负载的影响

电子电路常常需要驱动感性负载（如电磁式继电器的线圈、步进电机绕组、励磁线圈等），如图 5.3.8 (a) 所示，晶体管  $T$  在从饱和到截止快速变化时，电感线圈  $L$  所产生的反向电动势

$$e_L = L \frac{di_c}{dt}$$

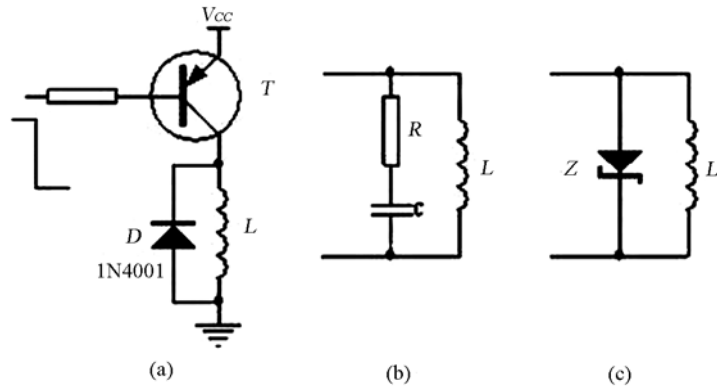


图 5.3.8 感性负载

此  $e_L$  的幅度有可能比  $V_{CC}$  还大若干倍，而方向又与  $V_{CC}$  相加叠加于晶体管  $T$  的  $C$ 、 $e$  之间，使  $T$  面临击穿危险。保护二极管将  $e_L$  的幅度箝位于  $0.7V$  左右，避免了  $T$  被击穿。感性负载还可以采用  $RC$  吸收回路，如图 (b) 所示。也可以采用如图 (c) 所示用稳压管或稳压管与二极管串接或采用压敏电阻进行保护。

### 6. 按键开关的去抖 (消抖)

按键开关广泛应用于各类电子系统的人机界面。由于其内部采用了弹性很好的导电簧片，因此当如图 5.3.9 (a) 所示电路按下开关时，电压  $v$  的波形常如图 (b) 或图 (c) 所示。这种抖动会造成系统的误动作。其中图 (b) 为 *OMRON* 公司 B3F 型开关的波形，抖动主要出现在前沿。该型开关的规定抖动时间  $t_w < 10ms$ 。图 (c) 为前后沿均存在抖动的情况。

#### (1) 单刀双位按键开关去抖

图 5.3.10 为两种单刀双位按键开关的去抖电路。这种开关有二个触点。图 (a) 为同相门去抖电路，它利用了同相门的反馈消除了抖动。图 (b) 为 *RS* 触发器去抖，它利用了 *CD4043* 的 *R* 和 *S* 端为 0 时，输出状态保持的特点消除抖动。

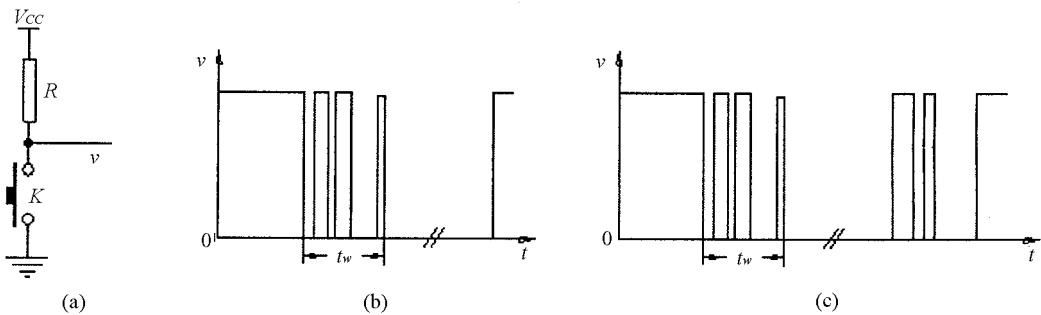


图 5.3.9 按键开关的抖动

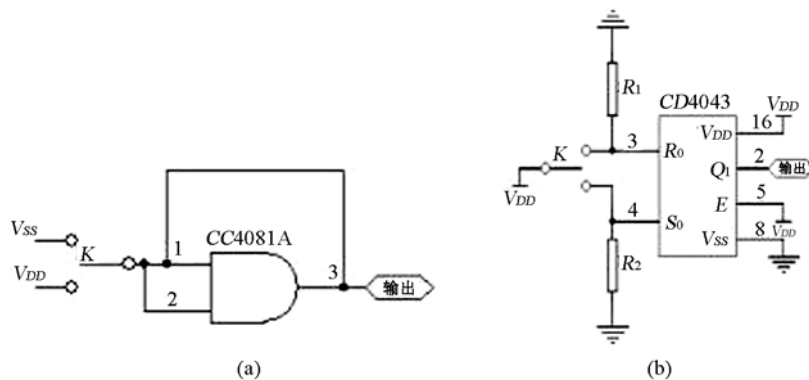


图 5.3.10 单刀双位按键开关的去抖电路

### (2) 普通按键开关的去抖

图 5.3.11 为广泛使用的普通按键开关的几种去抖电路。图 (a) 利用不可重复触发单稳触发器 74HC221A 在按键按下被触发后，开关的抖动不会重复触发的特点来去抖。显然单稳的持续时间（输出脉宽） $\approx RC$  必需大于开关抖动时间。图 (b) 为用反相器组成的翻转式去抖电路。由于门 A 的输入是引自反相器 B 的正反馈，开关每闭合一次，电容  $C_1$  上的电压都会使反相器 A 改变状态。电阻  $R_1$  的作用是使电容  $C_1$  上充放电过程放慢，这样可使电路免受开关触点抖动的影响。图 (c) 由同相器组成的积分去抖电路。电阻  $R$  和电容  $C$  组成一个积分电路，输出跃变发生在积分器积分到门的转折电压时刻，只要积分电路时间常数足够大，就可以克服开关抖动引入的抖动脉冲。

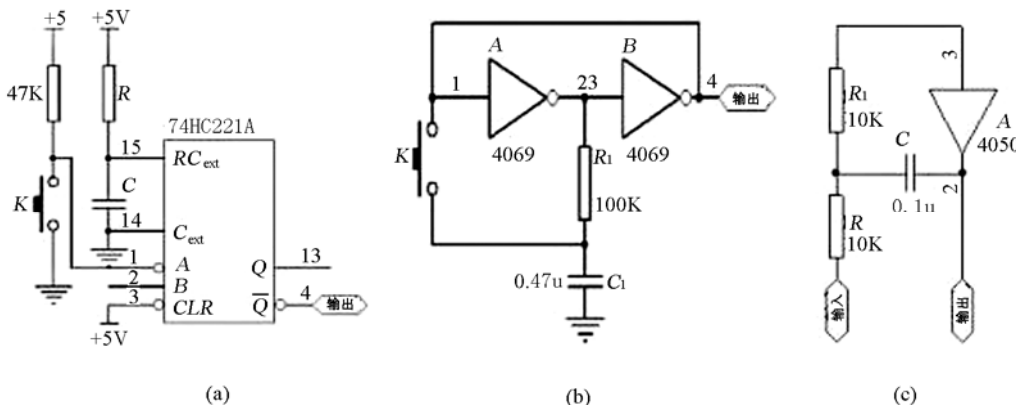


图 5.3.11 普通按键开关的去抖

### (3) 软件去抖

嵌入式应用系统采用软件延时去抖是一种普遍而成熟的方法。如图 5.3.12(a)所示 89C51 微处理器与按键接口电路就应用得十分普遍。

设置  $\overline{INT0}$  为电平触发方式，当机械开关按下时，微处理器进入中断。若中断程序的执行时间大于开关的抖动时间，则抖动无影响。然而，通常中断程序的执行时间相对较短，而按键动作的时间相对较长，因此，当程序执行完成返回时，若  $\overline{INT0}$  仍是低电平，则相当于按键的又一次动作，再次执行中断程序。边沿触发方式则可以解决上述问题，这就是一般不采用电平触发而采用边沿触发的依据所在。

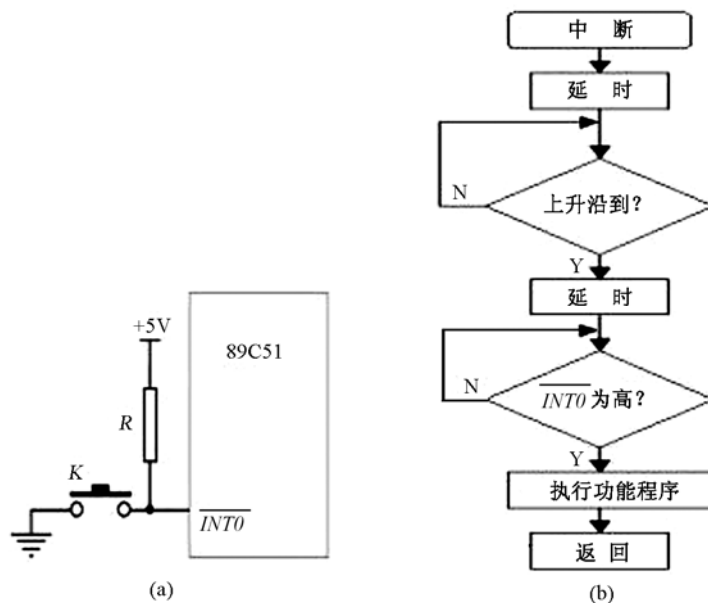


图 5.3.12 软件去抖

设置  $\overline{INT0}$  为边沿触发方式，当机械开关按下时，微处理进入  $\overline{INT0}$  中断。首先将其延时 20ms 以上，再执行中断服务程序。这种方法可消除前沿抖动。另一种方法如图 (b) 流程所示，等按键松开后，再延迟一段时间，可以消除后沿抖动。但是后者反应相对迟钝。

#### (4) 专用键盘芯片去抖

8279、ZLG7290 等专用显示/键盘处理芯片本身已消除了键盘抖动，再加上键盘处理的其它功能，如直接键盘输出、双键互锁等，使用十分方便。

### 7. MCV 复位电路

MCV 的复位是一个虽简单但也应当引起注意的电路。对 8051 MCV 而言，只要  $RESET$  端保持二个机器周期（24 个时钟振荡周期）的高电平即可硬件复位。考虑到从电源接通到电源电压稳定需要一定的时间，故如图 5.3.13 所示  $RC$  复位时间一般均应大于 10ms。图 (a) 是广泛应用的最简电路，典型取值为  $R=1k\Omega$ ， $C=22\mu F$ 。该电路也可以看成是一个高通电路，电源中的窄脉冲容易引起错误复位。图 (b) 为其改进电路， $RC$  为低通电路，电源中的窄脉冲干扰被抑制。二极管  $D$  可使电源瞬间低落时，电容  $C$  迅速放电。电源恢复正常时，MCV 重新复位，保证了程序再次正常运行。图中的  $G$  应选用具有施密特功能的反相器（如 74HC14），这将提高对输入干扰信号的抑制能力。

可靠的复位信号可以由专用的多种电源监视芯片取得。如 X5043/5045 可产生低电平和

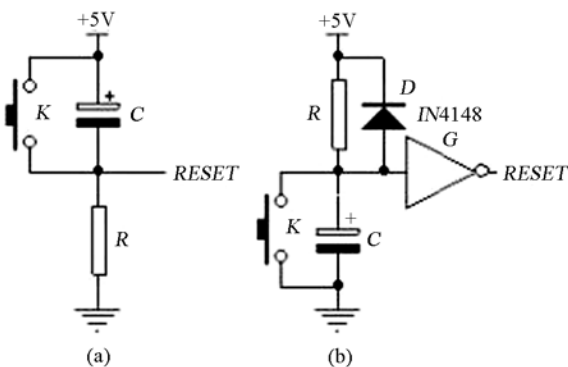


图 5.3.13 MCV 复位电路

高电平有效的 *CPV* 复位信号。可通过编程设定电源电压检测值  $V_{TRIP}$ 。它也是具有 *SPI* 接口的  $512 \times 8\text{bit}$  的 *EEPROM*，内部还有 *Watchdog*（监视定时器）。类似的器件还有 *STM18XX* 系列专用 *CPV* 复位芯片，以及带复位电路的 *EEPROM* *PS9346*、*CAT1024* 等。

微处理器监控芯片，如 *MAX703*、*MAX791*、*MAX807* 等也具有复位功能。

*C8051FXX* 高速 *SOC* 型等 *MCV* 内部自带复位电路，并有外部复位、软件复位等多种复位功能可供选择，使用十分灵活、可靠。

## 8. 接地技术

电子系统有三种“地”。一是“工作地”，又称“基准地”、“系统地”，只不过是设计者为指定的零电位基准点，通常为共用电源电极中的某一点，如图 5.3.14 (a) 中的 *G* 点，而并非真正的“大地”。系统中各部分电路都必须以 *G* 点做公共端，即都要连到 *G* 点，这就是所谓“接地”。二是为了在系统金属外壳意外出现漏电的情况下，将外壳与大地相连，以保护操作安全的“安全地”。人们认为大地能吸收所有电荷，始终维持稳定，是最终的地参考点。三是系统金属外壳、电源变压器、电缆等的“屏蔽接地”。

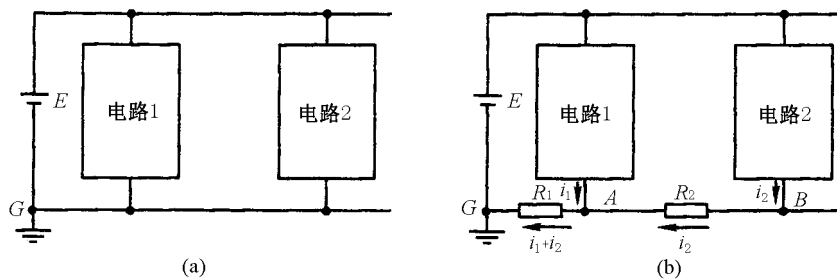


图 5.3.14 电子系统的工作地

从图 5.3.14 (b) 可以看出，由于共用电源，各单元电路的基准电位点 *A*、*B* 和 *G* 之间存在地线电阻  $R_1$  和  $R_2$ ，导致 *B* 和 *A* 点电位相互影响，出现不必要的干扰。这种出现在地连接线上的回路电流，称为“地环流”。

为减少地环流引起的干扰，常采用如下办法：

(1) 若为图 5.3.14 (b) 所示串联单点接地方式，减小地线的电阻是十分必要的，如加粗 *PCB* 板相应连接线的宽度。

(2) 若采用图 5.3.15 所示，并联单点接地方式，各电路地电位仅受该支路地电流和接地电阻的线，消除了相互耦合的影响。

(3) 图 5.3.16 为绘制 *PCB* 板时经常出现的多点接地情况，此时的“地”可以是大面积的网络地或多层 *PCB* 的地线层。多点接地应使各电路接地连接尽量短的粗，“地”的公共阻抗也应尽量小（如表面镀银等）。

(4) 模拟电路的地应与数字电路的地严格分开。许多现代电子系统既有数字电路，又含有模拟电路。前者地电流中的高频毛刺常常很显著，后者有时又驱动大功率负载。广泛使用的 *ADC* 芯片本身就分别有 *AGND* 和 *DGNG* 引脚。为避免相互干扰，模拟地和数字地应严格区分，如图 5.3.17 所示，分别接信号地和电源地。两者只准在一个点相接。实践证明，如果不加分割，将严重影响系统正常工作。相连的元件 *P* 可以使用磁珠。图 5.3.18 (a)

是磁珠的结构示意图。导线通过电流时，由于外套的铁氧体磁环，使磁珠呈现如图 (b) 所示的电感和电阻的特性。等效电感和电阻的大小与通过导线电流的频率直接相关。利用磁珠衰减 1MHz 以上干扰信号时，效果明显。图 5.3.19 为专用抑制高频传导干扰的 EMI 吸收磁珠的外形图。表 5.3.4 为此类磁珠的电参数。相连元件还可以使用“零电阻”。图 5.3.20 为该电阻的外形，表 5.3.5 为其参数。由表可知，零电阻是一种阻值很小 ( $<20\text{m}\Omega$ ) 的电阻。在 PCB 上常用以代替跳线。若使用成品固定电感，一方面它的内阻较大，且参数稳定性不理想。用一根短而粗的导线来连接也未尝不可。

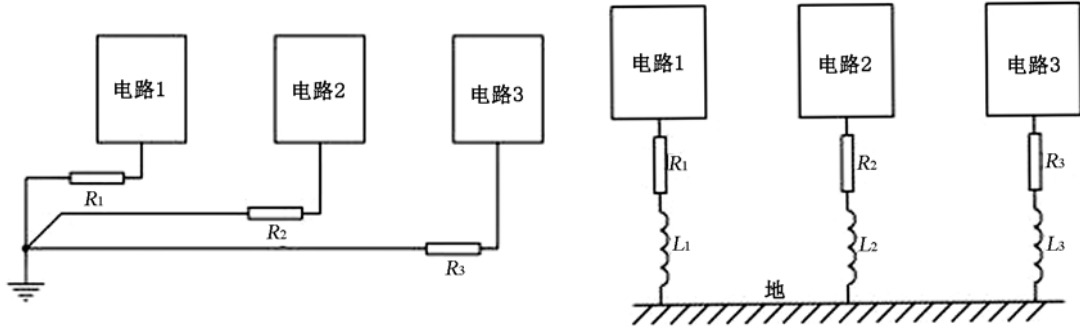


图 5.3.15 并联单点接地

图 5.3.16 多点接地

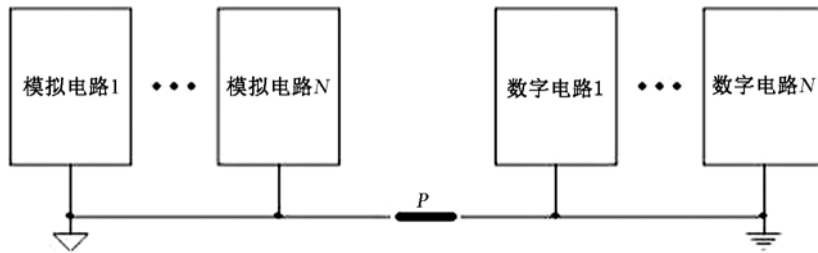
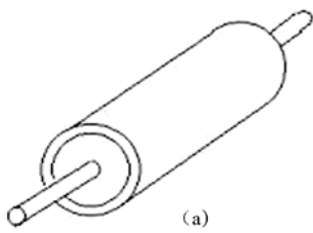
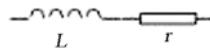


图 5.3.17 模拟地与数字地



(a)



(b)

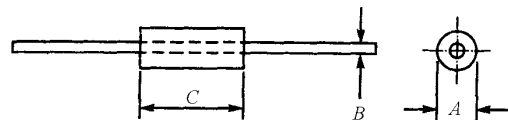


图 5.3.19 EMI 吸收磁珠

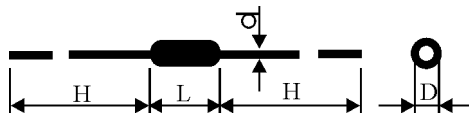


图 5.3.20 零电阻外形

表 5.3.4 EMI 吸收磁珠参数表

型号	尺寸/mm			阻抗值 (Ω)	
	A	B	C	26MHz	100MHz
CX-A01	3.5±0.2	0.6±0.1	6.0±0.3	50	90
CX-A02	3.5±0.2	0.6±0.1	9.0±0.3	70	120
CX-A03	6.0±0.2	0.6±0.1	10±0.4	320	580
CX-A04	3.5±0.2	0.6±0.1	6.0±0.3	100	130

表 5.3.5 零电阻参数

型号	尺寸				额定功率	电阻值	最大容许 电流	额定环境 温度	使用温度 范围
	L	D	d	H					
Z1/6W	3.2±0.2	1.8±0.2	0.5±0.05	28±3	0.16W	<20mΩ	1.5A	70℃	-55℃~155℃
Z1/4W	6.5±0.5	2.3±0.3	0.6±0.05	28±3	0.25W	<20mΩ	2.5A		

## 9. 传感线

电子系统的信号输入线、驱动输出线、通信线以及 MCV 的复位开关外接线、键盘线等受到外界电磁干扰，也会造成系统工作不正常，为减弱这种影响，常选用的传输线有：

### (1) 双绞线

双绞线 (Twist-Pair) 是最常用、价格最低廉的一种传输介质。如图 5.3.21 所示，它是用两根绝缘导线 2 和 3 按一定的扭绞节距  $h$  绞合在一起构成的。设另一根导线 1 有电流  $i_1$  通过，通过互感在导线 2 和 3 上感应的电流分别为  $i_2$  和  $i_3$ 。由于每隔  $h$  扭绞一次，相邻两节距内的电流方向相反，若两根线长度相等、负载相同，则感应电流产生的磁场完全抵消，从而提高了抗干扰能力。

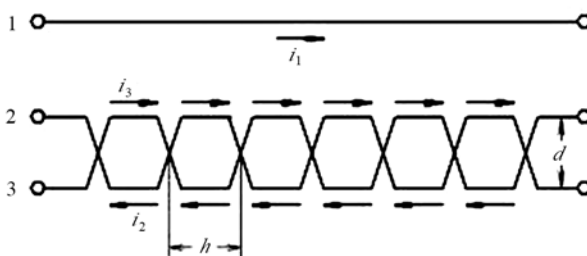


图 5.3.21 双绞线

双绞线扭绞节距  $h$  与导线的直径有关，线径愈细、节距  $h$  愈小，抗干扰能力愈强，但同一总长度时实际线长加大。表 5.3.6 为双绞线  $h$  与抑制噪声效果的关系。

表 5.3.6 双绞线的节距与噪声衰减率

导线	节距/cm	噪声衰减率	抑制噪声效果/dB
空气中平行导线	-	1:1	0

双绞线	10	14:1	23
双绞线	7.5	71:1	37
双绞线	5	112:1	41
双绞线	2.5	141:1	43
钢管中平行导线	-	22:1	27

双绞线许多应用为多对双绞线并行敷设。不同节距双绞线的相互干扰要比同节距的低。

双绞线可分为 2 对、4 对和 25 对几种。也分为非屏蔽双绞线(*Vnshieded TVisted Pair-VTP*)和屏蔽双绞线 (*Shiedod Twisted Pair-STP*) 两大类, *STP* 以铝箔做外层, 以减小幅射。双绞线也可以按以下类区分:

一类线: 主要用于语音传输 (一类标准主要用于八十年代初之前的电话线缆), 不用于数据传输。

二类线: 传输频率为 1MHz, 用于语音传输和最高传输速率 4Mbps 的数据传输, 常见于使用 4Mbps 规范令牌传递协议的旧的令牌网。

三类线: 指目前在 ANSI 和 EIA/TIA568 标准中指定的电缆, 该电缆的传输频率 16MHz, 用于语音传输及最高传输速率为 10Mbps 的数据传输, 主要用于 10BASE-T。

四类线: 该类电缆的传输频率为 20MHz, 用于语音传输和最高传输速率 16Mbps 的数据传输, 主要用于基于令牌的局域网和 10BASE-T/100BASE-T。

五类线: 该类电缆增加了绕线密度, 外套一种高质量的绝缘材料, 传输率为 100MHz, 用于语音传输和最高传输速率为 10Mbps 的数据传输, 主要用于 100BASE-T 和 10BASE-T 网络。这是最常用的以太网电缆。

超五类线: 超 5 类具有衰减小, 串扰少, 并且具有更高的衰减与串扰的比值 (*ACR*) 和信噪比、更小的时延误差, 性能得到很大提高。超 5 类线主 用于千兆位以太网 (1000Mbps)。

六类线: 该类电缆的传输频率为 1MHz~250MHz, 六类布线系统在 200MHz 时综合衰减串扰比 (*PS-ACR*) 应该有较大的余量, 它提供 2 倍于超五类的带宽。六类布线的传输性能远远高于超五类标准, 最适用于传输速率高于 1Gbps 的应用。六类与超五类的一个重要的不同点在于: 改善了在串扰以及回波损耗方面的性能, 对于新一代全双工的高速网络应用而言, 优良的回波损耗性能是极重要的。六类标准中取消了基本链路模型, 布线标准采用星形的拓扑结构, 要求的布线距离为: 永久链路的长度不能超过 90m, 信道长度不能超过 100m。

图 5.3.22 为非屏蔽双绞线的两种主要接线方式。图 (a) 为不平衡式接法, 只用了一根线将驱动门  $G_1$  和接收门  $G_2$  连接起来, 另一根线接地。若  $G_1$  采用漏极开路门或缓冲门,  $G_2$  采用施密特门, 电路的对串模干扰的抑制能力较好。图 (b) 为双绞线平衡式接法, 两根线上的信号极性相反, 由于双绞线两根线的特性比较对称, 所以对共模信号的抗干扰能力较强。*RS-485* 的传输线就采用了该方式, 此时  $R_1 = R_2 = 120\Omega$  为匹配电阻。

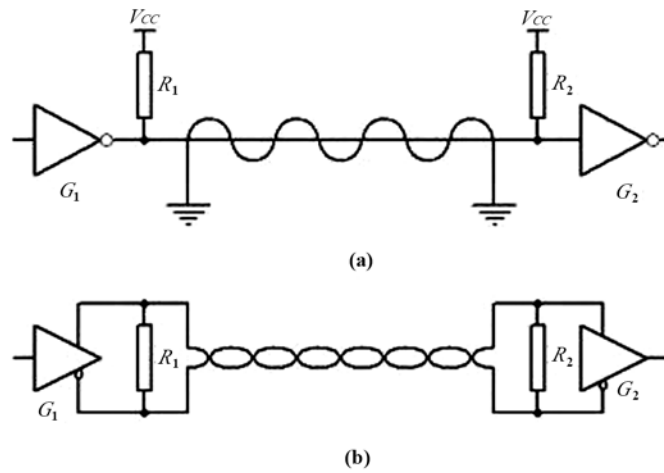


图 5.3.22 非屏蔽双绞线连接方式

图 5.3.23 为屏蔽型双绞线的几种接地方法。图 (a) 中屏蔽层悬浮，外界电场通过其分布电容的电耦合，以及外部磁场通过互感的磁耦合均存在，仅屏蔽层吸收少量的磁能，对外界干扰的抑制很有限。为改善抗干扰能力，必须按 (b)、(c)、(d) 图那样接地。图 (b) 为屏蔽层两端都接地，此时在两个地之间会产生低频回路电流。它流过大的屏蔽层，并通过寄生电感耦合至屏蔽层内的双绞线上。倘若双绞线不能很好的平衡，则此共模干扰信号将转换为差模干扰串入接收电路。图 (c) 为屏蔽层在信号输端单端接地，它对电磁有很好的屏蔽作用，耦合到屏蔽线的噪声被接地端吸收，是抗干扰效果好的常用接法。图 (d) 是一种屏蔽层入端接地（低频接地），屏蔽层出端经小电容接地（高频接地）混合接地方法。通常屏蔽层接地端应和机壳相连。这种接法适合系统需要工作在宽频带的情况。有时还在双绞线输出到接收电路间加共模扼流圈。

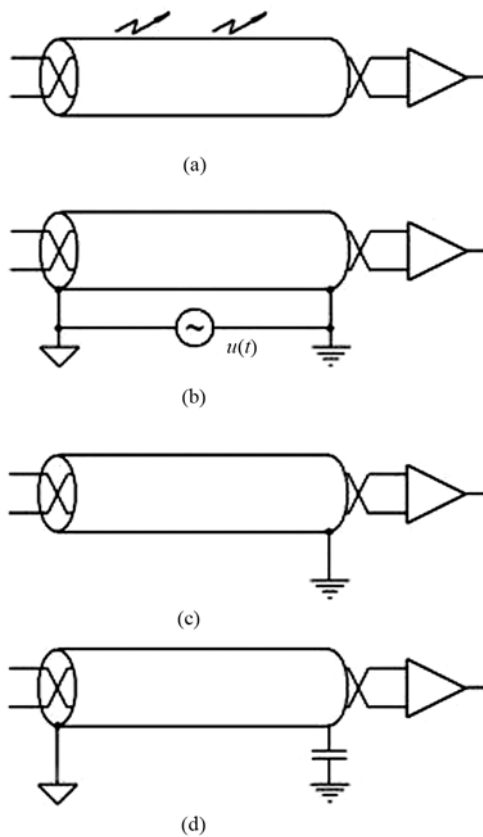


图 5.3.23 屏蔽型双绞线的接地方法

## (2) 同轴电缆

同轴电缆 (*Coaxial Cable*) 是另一类应用十分广泛的传输介质, 它由内导体、介质绝缘层、外导体和绝缘护套等构成, 如图 5.3.24 所示。传输信号的电磁场基本封闭于外导体之内, 而外界的电磁干扰又被拒之于外导体之外, 所以电磁兼容性好, 并且从理论上讲, 这两种电磁信号的频率愈高, 抗干扰性能愈好。

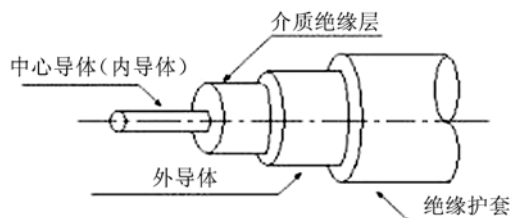


图 5.3.24 同轴电缆构造

同轴电缆的内导体要求电气性能好, 且有一定的机械强度。常用的有纯铜内导体 (*BC*)、铜包铝内导体 (*CCA*) 和铜包钢内导体 (*CCS*) 等几种。

同轴电缆的介质绝缘层要求绝缘性能好、衰减小和良好的防潮性。常用的有实芯聚乙烯、泡沫聚乙烯和耦芯聚苯乙烯等。

外导体要求屏蔽性能好, 多为编织的铜网。铜网的含钢量及编织密度与抗干扰效果直接相关。稀疏的铜网只能屏蔽 80% 的干扰信号。也有采用铝箔做屏蔽层的。

同轴电缆外部常为聚氯乙烯护套。

横向电磁波 (*TEM* 波) 在电缆内的传播速度为

$$v_p = \frac{C}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \text{ (m/s)}$$

式中  $C$  为光速,  $3 \times 10^8 \text{ m/s}$ ,  $\epsilon_r$ 、 $\mu_r$  为电缆介质绝缘层的相对介电常数和相对磁导率。

同轴电缆单位长度上的串联电感  $L$  和并联电容  $C$  分别为

$$L = \frac{\mu_r}{2\pi} \lg \frac{b}{a} \text{ (H/m)}$$

$$C = \frac{2\pi\epsilon_r}{\lg \frac{b}{a}} \text{ (F/m)}$$

式中  $b$  为外导体的内半径,  $a$  为内导体的半径。电磁波沿电缆传输所产生的损耗, 可用电阻  $R$  和电导  $G$  表示。

$$R = \sqrt{\frac{\mu_r f \rho}{4\pi}} \left( \frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right) \text{ (\Omega/m)}$$

$$G = \omega C \operatorname{tg} \delta \text{ (s/m)}$$

式中  $f$  为电磁波频率,  $\rho$  为导线电阻率, 铜线的  $\rho$  为

$$\rho = 1.78 \times 10^{-8} \text{ }\Omega/\text{m}^3$$

$\delta$  为介质损耗角。

低频段的损耗主要是由内导体引起的, 高频损耗主要为介质损耗。表 5.3.7 为不同型号同轴电缆的损耗。

表 5.3.7 同轴电缆的损耗 (dB/100m)

频率(MHz) \ 型号	5	15	30	50	65	100	750
75-5	1.8	2.6	3.6	4.7	5.3	6.7	19
75-7	1.3	1.8	2.3	3.0	3.4	4.3	13
75-9	0.9	1.3	1.8	2.3	2.6	3.3	10
75-12	0.6	0.9	1.3	1.7	1.9	2.4	7.4

图 5.3.25 为同轴电缆的等效电路图。均匀传输线的特性阻抗为

$$Z_0 = \sqrt{(R + j\omega L)/(G + j\omega C)}$$

当  $R = G = 0$  时,

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

当  $R < \omega L$ ,  $G < \omega C$  时, 可以推导出

$$Z_0 \approx \sqrt{\frac{L}{C}} \left[ 1 - j \left( \frac{R}{2\omega L} - \frac{G}{2\omega C} \right) \right]$$

当满足  $L/R = C/G$  不失真传输条件时, 有资料表明:

$$Z_0 = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}} \lg \frac{b}{a}$$

即特性阻抗与电缆长度、工作频率无关, 仅由电缆本身特性决定。

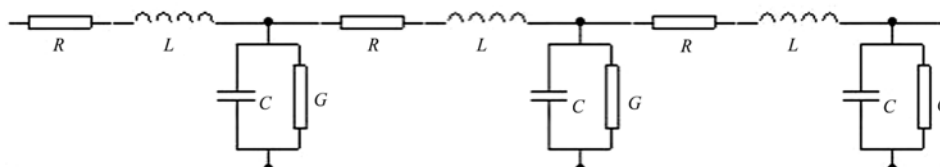


图 5.3.25 同轴电缆的等效电路

常用同轴电缆的特性阻抗有  $75\Omega$  和  $50\Omega$  两种。 $75\Omega$  的同轴电缆主要用于 CATV、监控系统中做模拟信号传输； $50\Omega$  同轴电缆主要用数字信号的基带传输，故传输带宽  $1\sim 20\text{MHz}$ ，用于总线型以太网时，细  $50\Omega$  同轴电缆的最大传输距离为  $185\text{m}$ ，粗同轴电缆可达  $1000\text{m}$ 。同轴电缆的型号主要有 SYV（绝缘层为实芯聚乙烯）、SBYFV（绝缘层为泡沫聚乙烯）、SYK（聚乙烯藕芯）等数种。例如 SYV-75-3 中的 75 为特性阻抗，3、5、7、9、12 代表线的粗细，另外后面还有一组数字是 46b、96b 或 128b，表示的是 46 编、96 编或 128 编。

同轴电缆应用时必须做到驱动器件的输出阻抗与同轴电缆特性阻抗、同轴电缆特性阻抗与输入器件的输入阻抗匹配，否则不但不能保持最大功率传输，还可能引起由于阻抗不匹配而产生的反射信号干扰和信号畸变。必要时加匹配电阻。

有时需要用 RC 电路对电缆的高频特性进行补偿，使整个频带内频率特性平坦，这就是所谓的“电缆补偿器”，一般加入一级补偿器可使传输距离延长  $500\text{m}$ ，适当增加补偿器可使距离增至  $2\text{km}$ 。

## 10. 电磁屏蔽

电磁屏蔽 (Electromagnetic Shielding) 是指防止或减弱电磁波侵入电子系统的措施。

导电材料在电磁波的作用下会产生涡流，这些涡流按楞次定律将削弱电磁波的透入。从能量的角度看，电磁波在导体中传输必有能量损耗，其电场和磁场的振幅随透入距离的增加按指数规律衰减。在导体一定的厚度，电磁波幅度将衰减至零。人们把电磁波由导体表面衰减到表面幅度  $1/e$ （约 36.8%）处的厚度称为透入深度或趋肤厚度，用  $d$  表示。 $d$  的大小和导体材的导电性能（电导率  $\sigma$ ）、导磁性能（磁导率  $\mu$ ）、特别是和电磁波的频率有关。表 5.3.8 给出了不同导电材料在不同频率的电磁波作用下的透入深度。

表 5.3.8 不同材料的透入深度 d (mm)

材 料 频 率	铜	铝	铁
100MHz	0.0067	0.0085	0.016
500KHz	0.094	0.12	
50Hz	9.45	11.67	0.172

由表可知，在电磁波频率较高时，使用薄铜片和铝片做电磁屏蔽效果良好。在工频情况下，由于电磁波在铁磁材料中的衰减比铜、铝强烈的多，故应选用铁磁材料做屏蔽，电源变压器的外壳就是采用的铁。

静电屏蔽也是用高导率的金属材料制作，它为了削弱电容耦合、防止静电感应，屏蔽金属必须接地。电磁屏蔽尽管借助涡流抑制电磁干扰，理论上可不接地，但实用上一般还是接地，故它起着电磁和静电屏蔽的双重作用。

### 11. 屏蔽技术

为消除地环流的严重影响，电子系统常常将模拟与数字部分或前级与后级部分或弱电与强电部分隔离起来。被隔离的两部分必须各自独立供电。大部分信号可以用光电耦合器件（普通开关型与线性）、继电器（电磁与固态）、变压器等耦合。这部分内容请参阅《电子系统设计—基础篇》2.5 和 2.6 节。

## 5.3.3 软件可靠性设计与抗干扰技术

### 1. 软件可靠性的一些基本概念

现代电子系统功能强大、结构复杂，往往以嵌入式芯片（MCV、DSP、ASIC 等）为核心，整个系统的运行管理、控制、信息处理以及通信等完全靠软件来完成。许多电子系统软件设计的工作量都远远超过硬件设计的工作量。软件可靠性的影响有时十分严重。例如美国的一次宇宙飞行失败是由于用 *Fortran* 语言编写的程序少一个逗号造成的。Bell 实验室曾对一个 AT&T 运行支持系统作统计，发现 80% 的失效与软件有关。

为了保证软件的质量与可靠性，美国在世界上率先制定了软件工程标准，到目前已发布了蕴含军用软件在内的软件工程标准约 30 项。所谓软件工程标准是对软件开发、运行、维护和引退的方法和过程的统一规定。其中过程标准和产品标准为其最重要的组成部分。

表 5.3.9 为我国一些军用软件工程标准。

其中 GJB 2786《武器系统软件开发》规定了武器系统软件开发和保障的基本要求，它也适用其它民用产品。该标准还规定软件开发的 8 项主要活动：

- (1) 系统需求分析和设计；
- (2) 软件需求分析；
- (3) 概要设计；

- (4) 详细设计；
- (5) 编码与计算机单元测试；
- (6) 计算机软件部分集成与测试；
- (7) 计算机软件配置项测试；
- (8) 系统集成与测试。

表 5.3.9 我国军用软件工程标准

标准号	标准名称	参考标准
GJB 437-88	军用软件开发规范	DOD-STD-1679A: 1983
GJB 438A-97	武器系统软件开发文档	DI-MCCR-8002 8: 1986 等
GJB 439-88	军用软件质量保证规范	MIL-STD-5277A: 1979
GJB 1091-91	军用软件需求分析	IEEE-STD-830: 1984 IEEE-STD-829: 1983 等
GJB 1267-91	军用软件维护	FIPS-PVB-106: 1984 等
GJB 1268-91	军用软件验收	DOD-STD-1703: 1987 等
GJKB 1419-92	军用计算机软件摘要	FIPS-PVB-30: 1974
GJB 1566-92	军用计算机软件文档编制格式和内容	
GJB 2115-94	军用软件项目管理规范	FIPS-PVB-105: 1983
GJB 2255-94	军用软件产品	DOD-STD-1703: 1987
GJB 2434-95	军用软件测试与评估通用要求	ISO 9126: 1991 等
GJB 2694-96	军用软件支持环境	DOD-STD-1467A: 1987
GJB 2786-96	武器系统软件开发	DOD-STD-2167A: 1988
GJB/Z 102-97	软件可靠性和安全性设计规则	SWC-TR-89-33; MIL-HDBK-764: 1990 等
GJB 3181-98	军用软件支持环境选用要求	MIL-HDBK-764: 1990
	GJB 2786 (武器系统软件开发) 剪裁指南	MIL-HDBK-287: 1989
	军用软件验证和确认指南	F IPS-PVB-132: 1987

我们把由于软件内部的缺陷或错误，致使其未达到规定功能的现象，称为“软件故障”。软件故障有如下特点：

(1) 与硬件失效率类似，软件故障与软件的长度基本上也是指数规律。美国“穿梭号”飞船的软件约有 4,000 万行代码，相当于 4,000 人年编程工作量。可以想象，要保证由若干人合作完成的这一大型软件的高质量，是一项何等艰巨的任务。

(2) 软件故障的出现可由外部原因和内部原因引起。外部原因主要是电磁干扰，而内部原因则来自于设计。软件的缺陷与错误不会源自语法，语法错误在调试过程中早已清除，而是来自于逻辑或算法上的错误。

(3) 软件不存在硬件的物理退化现象。一个正确的软件任何时刻都是可靠的。

(4) 软件的开发成果占系统成本的比例愈来愈高，已大大超过硬件成本。

(5) 软件错误出现的概率不尽相同。通过多次的测试可以排除那些容易出错的故障。

而且一旦改正，则该种错误不会重复出现。对于中等复杂程度 (>4,000 行代码) 以上的软件，要保证无一错误，往往比较困难。

和硬件电路类似，软件的主要可靠性指标有：

(1) 可靠度

软件可靠度是指在规定运行环境中，规定时间内、软件完成规定受功能的概率。这里的运行环境包括硬件环境（且设硬件无故障）、软件支持环境和软件的输入域。用  $R(t)$  表示  $[0, t]$  时间内不发生失效的概率。

(2) 软件失效强度

软件失效强度是指单位时间内软件发生失效的机率，用  $\lambda(t)$  表示：

$$\lambda(t) = \frac{\frac{dR(t)}{dt}}{R(t)}$$

或  $R(t) = e^{-\int_0^t \lambda(t) dt}$ 。

(3) 软件平均失效时间

软件平均失效时间 ( $MTTF$ ) 是指软件投入运行到出现一个新失效的平均时间：

$$MTTF = \int_0^{\infty} R(t) dt$$

软件的失效原因通常有：

(1) 软件错误 (*Software Error*)

软件错误是指在软件生存期内的人为错误，相对于软件本身，属外部行为，其后果是导致软件缺陷的产生。

例如在某控制系统中，编写了一段将变量 X 减去某一数值，然后根据减的结果执行不同的操作。若用 ASM51 汇编语言写为

```

    ⋮
    MOV A, X
    SVBB A, #data
    ⋮
    
```

由于 SVBB A, #data 执行的是 (ACC) - (data) - (C) 的操作，程序执行此指令前，未赋予 C 以确定值，而出现程序漏洞。

(2) 软件缺陷 (*Software Defect*)

软件缺陷是指存在于软件（文档、数据、程序）之中那些不希望或不可接受的偏差。其特点是软件运行于某一特定条件下被激活，而出现软件故障。

上述的程序中，在该控制系统大多数运行时间里，C=0，软件未出现错结果。但在个别情况下，C=1，以致出软件错误被激活。

(3) 软件故障 (*Software fault*)

软件故障是指软件运行过程中出现的一种不希望或不可接受的内部状态。例如上述软件在被错误激活后，产生了错误的 ACC 值。

(4) 软件失效

软件失效(*Software FailVre*)是指软件运行时产生的不希望或不可接受的外部行为结果。上例中由 ACC 值的错误, 导致执行错误操作, 控制系统正常运行被破坏, 软件失效。

## 2. 软件可靠性设计

软件可靠性设计的目的是从设计的角度如何减少甚至消除软件的疏漏、软件隐藏的故障等, 以减小软件的失效率。

(1) 认真仔细地了解对软件的需求

必须与软件用户进行仔细地沟通, 明确对软件无一遗漏的所有要求, 有时还需要与用户协商, 以确定最终的软件设计规范。

(2) 选择合适的程序设计方法

常用的可供选择的程序设计方法有三种:

**模块程序设计法:** 把整个程序划分为若干个小的程序模块 (通常为功能模块), 先编写调试好这些模块, 再将这些模块用主程序连接起来。这种方法的优点是, 各模块可分工独立调试, 模块本身一般也比较简单, 可多次调用, 许多时候可选用成熟的模块。缺点是, 各模块连接时, 需进行参数传递, 占有更多的内存。

**自顶向下的程序设计法:** 先从主程序开始设计, 从属的程序用代号表示。主程序设计完成后, 再设计各从属程序, 直至每条指令。这种设计方法的优点是: 设计、测试和连接按一条线索进行, 便于较早发现、解决出现的问题。缺点是这种树形结构, 一旦上层出现错误, 对整个程序有严重影响。

**结构化程序设计法:** 按图 5.3.26 三种标准结构 (图 (a) 为线性结构、图 (b) 为条件结构、图 (c) 和图 (d) 为循环结构) 进行编程。这种设计方法条理清晰、编写容易, 也容易找错误。问题是并非每一种要求都能简单地表示为这三种结构, 需要进行非标准结构到标准结构的转换。

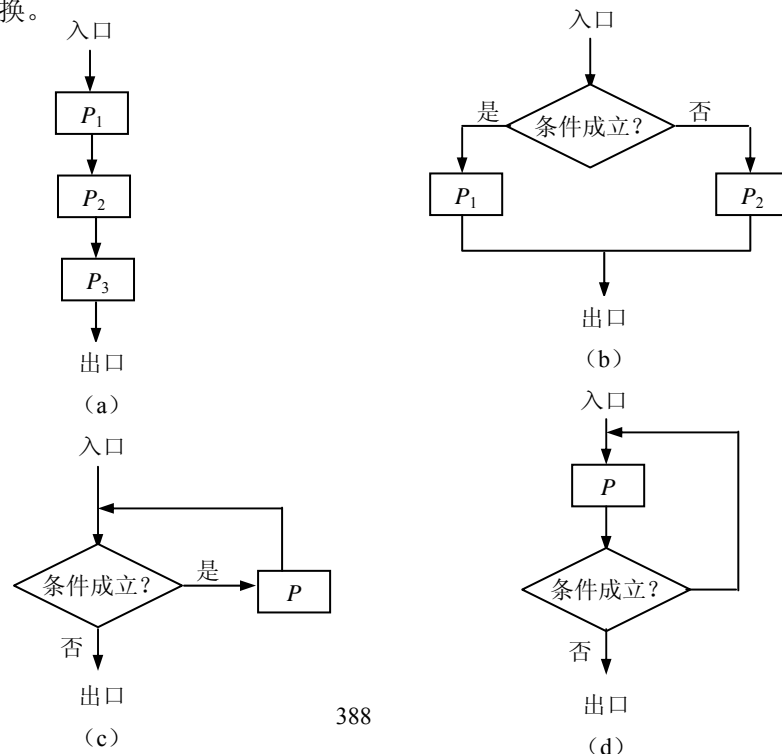


图 5.3.26 三种标准程序结构

选择自己熟悉的设计方法可缩短设计周期，减少出错的可能。

### (3) 选择合适的编程语言

对于常用的嵌入式系统而言，C 是最常用的语言。但对于实时性要求高，而计算又很简单的地方，也可以采用汇编语言。采用混合编程能发挥各自的长处，也是一种好方法，只是参数传递要特别小心。

### (4) 软件容错

软件容错首先要对故障进行检测，检测的方法有：重执测试、逆推测试、编码测试、接口检测等。从故障显露到故障检测需要一定的时间。此期间内故障可能被传播，引起系统一个或多个变量被改变，所以需对损害进行估计。软件容错设计可以将软件从故障状态转移到非故障状态，如下面软件抗干扰设计中的冗余、陷井待就具有这种功能。

### (5) 软件测试

软件测试贯穿于软件定义与开发的整个期间，图 5.3.27 表示了软件测试的过程。其目的在于发现错误。其中单元测试是为了检查模块或子程序的功能是否符合要求，一般均在这些程序编写完成后立即进行。测试内容包括模块接口、局部数据结构、重要路径、边界条件及出错处理能力测试。组装测试在单元测试后进行，此时需将各单元模块按设计要求组装成系统。此项测试的目的在于发现程序结构的错误。确认测试的任务是验证软件的功能和性能及其它特征是否与用户的要求一致。系统测试是将通过确认测试的软件，作为整个嵌入式系统的一个元素，与系统硬件、外设、某些支持软件、数据和人员等其它元素组合在一起，在实际运行环境下进行的一系列测试，其目的在于通过与系统的需求定义作比较，找出与之不相符合之处。这种测试的主要内容包括功能测试、吞吐量测试、可用性测试、容错测试等。

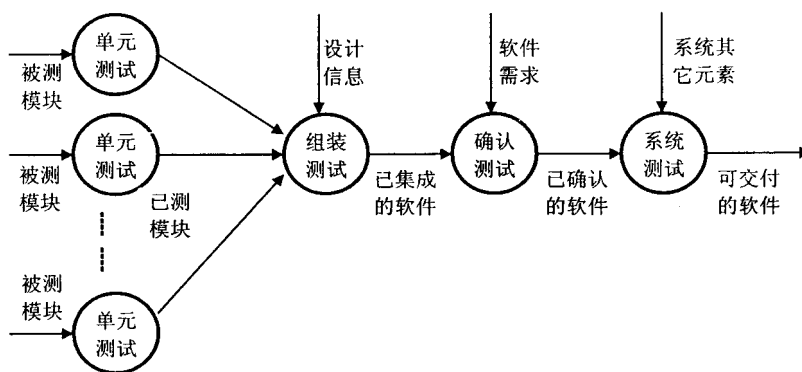


图 5.3.27 软件测试过程

软件常采用“黑盒”和“白盒”两种测试方法，黑盒测试是把测试对象看做一个黑盒子，测试人员完全不考虑软件内部的特性，只依据软件的需求规格说明书，检查程序功能是否符合要求。白盒测试又称为结构测试或逻辑驱动测试，它把被测试软件看做一个打开

的盒子，使测试人员能对软件的过程与细节进行检查。

### 3. 软件抗干扰

而对电子系统所承受的各种干扰，采用 5.3.2 所介绍的各种硬件抗干扰措施加以抑制，可谓是第一道防线；也可以利用软件构筑第二道防线，事实证明这种软硬兼施的办法是抗干扰的有力手段，往往能获得满意的效果。

外部干扰对数字系统的影响常常表现在三个方面：即对数字系统输入数字信号，包括 ADC 所取得的数字信号的影响；对系统输出信号，包括 DAC 输入数字信号的影响以及直接对 CPV 程序的影响。以下将从这三个大方面简要介绍一些软件抗干扰措施。

#### (1) 对数字输入量的抗干扰措施

对电子系统的数字输入信号连续  $m$  次采集，若有  $n$  次结果相同，则认可。若  $m$  次采集完，未达到  $n$  次相同，则给出失败标志。最高采集次数  $m$  和相同次数  $n$  可根据实际情况决定，当然也可以取  $n=m$ 。有时每次采集后有意延迟一段时间，则对较宽的干扰信号的抑制作用会更好一些。

#### (2) 对 ADC 获取的数字量的抗干扰措施

对 A/D 输入模拟信号所含噪声等干扰以及 A/D 本身的噪声，采用如下一些数字滤波技术，可有效的提高抗干扰性能。

算术平均值滤波：求取  $n$  次采样的算术平均值，对抑制随机干扰效果显著。 $n$  值愈大，滤波效果愈好，当然耗时也愈长。 $n$  取值一般为 2 的整数幂，以便编程时用移位指令代替除法，加快程序执行的速度。

去极值平均滤波：连续采样  $n$  次，去掉其中的一个最大值和一个最小值，然后求  $n-2$  次的算术平均值。这种方法对偶而出现的脉冲干扰有较好的抑制效果。当然  $n-2$  最好取为 2 的整数幂。

程序判断滤波：如果系统模拟量变化较慢，且已经知道相邻两次采样值之差的最大值。据此可为程序设置一个最大变化范围。每次采样后都与上次采样值进行比较，超出此范围者，认为是干扰而放弃。只有在此范围内的数据才认可。

滑动平均值滤波：它只采样一次，将此次采样值和过去的若干次采集值一起求平均值。由于省去了  $n-1$  次采样，使此算法的速度大大加快，这样既保证了采样的灵敏度，又保证了平滑效果。

低通滤波：软件低通滤波的算法是：

$$Y_n = \alpha X_n + (1 - \alpha)Y_{n-1}$$

式中  $X_n$  为本次采集值， $Y_{n-1}$  为上次滤波输出值， $\alpha$  为滤波系数，通常  $\alpha \ll 1$ 。由此可见，本次采样值的贡献甚小。这种算法模拟了具有较大惯性的低通滤波器的功能。其截止频率

$$f_L = \frac{\alpha}{2\pi t}$$

式中  $t$  为采样间隔时间。

#### (3) 50Hz 工频干扰的抑制

50Hz 工频干扰是工业现场的主要干扰源。为抑制它，除了采用双积分 ADC，且通过时

钟选择，使其定时积分的时间为 20ms 的整倍数之外，采用  $\Sigma - \Delta$  型 ADC，且软件编程使其刷新率为 50Hz，也可以取得明显的效果。

### 3. 数字输出信号的抗干扰措施

电子系统特别是控制系统的数字输出当受到干扰时，有时会产生相当严重的后果。

不论是电平式或同步锁存式数字输出，还是直接数字输出或经 DAC 输出，最有效的抗干扰方法就是重复输出同一信息。重复时间可根据具体情况，尽量短的短一点，使接受了干扰信息的外部设备来不及动作。

### 4. CPV 的抗干扰措施

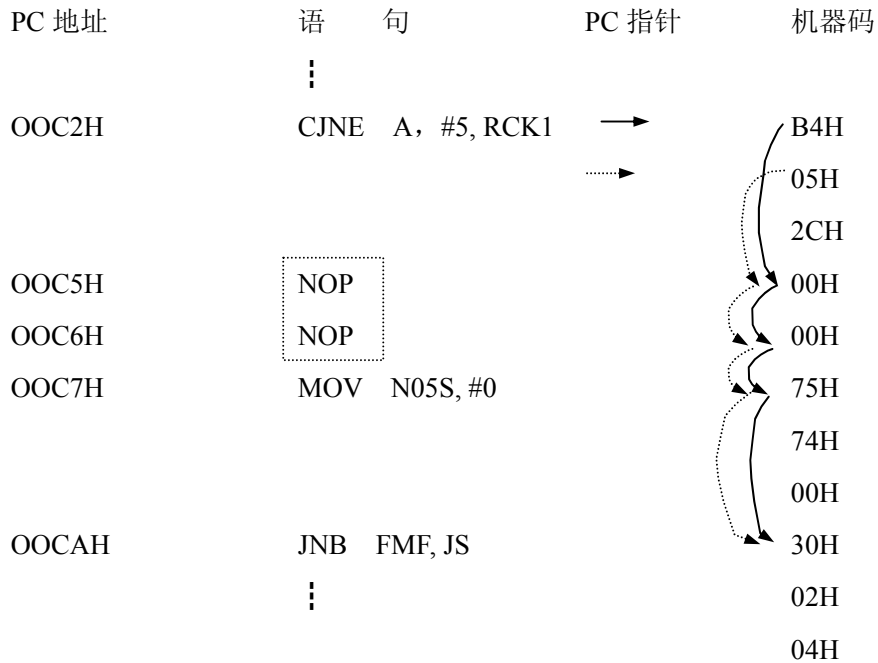
电磁干扰对 CPV 的影响主要有二条路径，一条是干扰 CPV 的三总线，一条是干扰 CPV 内部的程序计数器 (PC)。

#### (1) 休眠抗总线干扰

使 CPV 没有任务时进入休眠 (Sleep) 工作状态，不仅可大大节省功耗，而且此时总线休眠，干扰对它不起作用。据统计多数 CPV 可以有 50%~95% 的时间可以休眠，这就有效的降低了干扰的影响。

#### (2) 指令冗余

这是一种以软件资源 (指令、内存空间)、运行速度换取可靠性的措施，它适用于干扰破坏指令计数的情况。现以一段 ASM51 程序予以说明。



先假定三字节指令 CJNE A, #5, RCK1 后加入了二条 NOP 冗余指令。在正常情况下 PC 指针指向 00C2H, B4H 为指令 CJNE A, #data, code addr 的操作码, 05H 为操作数, 2CH

为 *RCK1* 地址的偏移量。执行完此条件指令后，要么  $ACC \neq 5$ ，跳转到 *RCK1* 标号地址，继续运行。要么  $ACC = 5$ ，PC 指针指向 00C5H，执行空操作，程序无异常情况出现。

但是当 PC 计数器受到外界干扰，如虚线那样跳到 00C3H，指向 05H，CPV 将 05H 认做操作码，执行 *INC direct*，即将 2CH 单元内容加 1，然后继续执行 *NOP* 指令，且纳入了正常轨道。但是这里可能已经犯了二个错误，即相当于执行了  $ACC = 5$  的判断结果，二是影响了 2CH 的正常值。要彻底解决这个缺陷，还必须采用软件容错技术，减少误动作，消灭重大误动作。

假定没有这二条 *NOP* 冗余指令，当 PC 指向 05H 时，执行 *INC 75H*，即 75H 加 1。PC 指向的下一个操作码为 74H，执行 *MOV A, #00H*，将 *ACC* 赋 0。再下一个 PC 将指向正常的 30H。实际上由于程序的随机性，当 PC 破坏双字节、三字节指令正常指针地址时，所产生的后果包括进入死循环，令人难以预料。所以在二字节、三字节指令后加二条 *NOP* 冗余指令还是利大于弊。

### (3) 软件陷阱

也是一种以软件资源、运行速度换取可靠性的措施。也是用以对于干扰到程序计数器指针的情况。

软件陷阱实际上是使用二条 *NOP* 指令，将错误指向这二条指令的 PC，指向一条错误处理程序或指向初始化程序：

```
NOP
NOP
JMP ERR
```

软件可以安排在未使用的大片程序存储器区；未使用的中断向量区。

### (4) 监视定时器

监视定时器 (*Watchdog Timer*) 又称“看门狗”是一种当程序受干扰而陷入死循环时，使 CPV 脱离死循环的抗干扰方法。它弥补了指令冗余和软件陷阱的不足。

软件定时器是利用 CPV 中的定时器，使其在规定的时间内产生溢出中断，转向出错处理或复位。正常的程序应不断地在上述规定时间内使监视定时器“复位”（一般为装填计时初始值），同时必须设置监视定时器的中断为高级中断。这样只要程序正常运行，不陷入死循环，监视定时器永远不会溢出。

早期的硬件监视定时器使用 *SSI* 或 *MSI* 自行设计，如图 5.3.28 (a) 就是其中的一种。HC4060 振荡分频器将 32768Hz  $2^{10}$  分频，在  $Q_{10}$  端得到 32Hz 的信号，此信号在 HC4060 复位后 15.625ms 由低电平跃升到高电平。8051MCV 的 *RESET* 由 *RC* 上电复位和  $Q_{10}$  经或门产生。上电时由 *RC* 复位电路产生复位信号，*MCV* 在初始化程序中通过端口 *PX.X* 将 HC4060 复位，在 *PX.X=0* 时使 HC4060 开始计时。*MCV* 程序应每在每隔 <15.625ms 的时间将 HC4060 复位一次，使程序在正常运行时， $Q_{10}$  始终不会产生复位信号。一旦程序陷入死循环，不能及时使 HC4060 复位，则在 15.625ms 时使 *MCV* 强制复位，*MCV* 又被纳入正常程序运行。

若干 *E<sup>2</sup>PROM* 芯片、电源监视芯片，如 X5045 芯片具有监视定时器功能，图 5.3.28 (b) 为其连接电路。X5045 通过 *SPI* 与 *MCV* 接口。可以用 *MCV* 软件控制 X5045 监视定时器的开启与关闭，以及设定监视定时器的工作时间。

许多 MCV 本身带有监视定时器，使用起来更加方便。

实践表明，在工业应用场合使用监视定时器确能起到要当好的抗干扰作用。但是，也应该看到它只能在程序受到干扰陷入死循环的情况下，发挥作用。然而有的干扰能使程序执行错误，但不进入死循环，这时它将无能为力，甚至掩盖了这些错误。

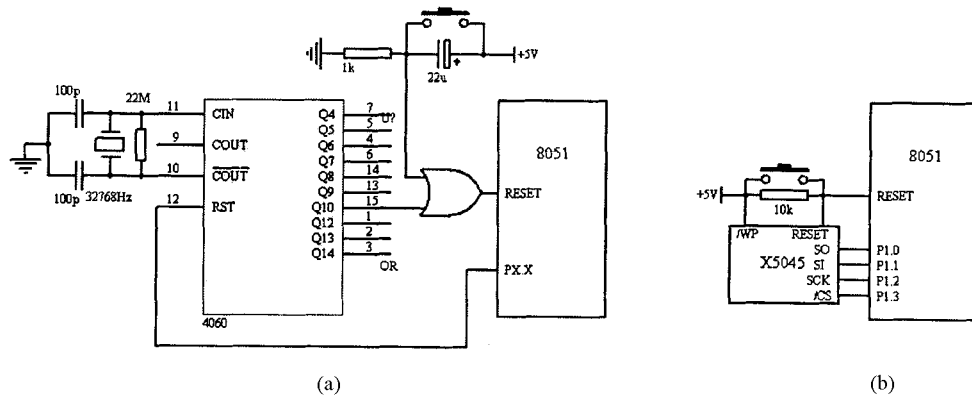


图 5.3.28 硬件监视定时器电路

## 小 结

1. 可靠性是电子系统的基石。
2. 电子系统的可靠性可用在规定条件下，在规定时间内，完成与完不成规定功能的概率  $R(t)$  和  $F(t)$  来表征。瞬间失效率  $\lambda(t)$  的常用单位为  $10^{-6}/h$  或菲特  $10^{-9}/h$ 。
3. 电子产品一般遵循失效率的浴盆曲线。
4. 失效率分布类型是电子元器件失效率的数学模型。最常见的为指数分布。
5. 工程上最常用的系统可靠性估算的办法是利用元器件计数法估算  $MTBF$ 。
6. 多数电子系统为串联结构。
7. 简化电路、减少元器件数目及选用集成度高的芯片，是提高可靠性的最基本的方法。
8. 减额是指元器件电应力降额使用，是保障可靠性最重要的方法。
9. 容忍系统出错、尽量减少出错的几率和出错后自行诊断的容错设计一般要靠软件、硬件两方面来完成。
10. 对于功率器件必须进行充分的散热。
11. 冗余是一种以硬件资源的开销来获取可靠性的方法。
12. 抗干扰是电子系统设计时必须考虑的问题。常见干扰由串模和共模两种形式。在一定条件下，共模干扰可转变为抑制起来更困难一些的串模干扰。
13. 电磁干扰一般以路和场两种形式侵入电子系统。从电磁干扰的源头上和传输路径上可以采取许多措施抑制它。
14. 软件与硬件一样同样存在可靠性与抗干扰问题。
15. 软件的可靠性主要从程序设计上，严格遵守软件需求规格上等方面尽可能消除程

序存在的缺陷，并以严格的测试来保证。

16. 软件一旦被外界干扰可以采用数字滤波、输出重写、软件陷阱、指令冗余及监视定时器等办法来抑制它。

## 设计练习

某电子系统的最高工作环境温度为 55℃，它由 1 只 AT89C51，20 只 RJ-0.25 金属膜电阻器，10 只 I 类瓷介 CC-4 型独石电容器，6 只 CD-11 型铝电解电容，1 只 62C64 8K×8 静态 RAM，1 只硅整流桥，1 只单片双极性模拟集成稳压器 7805，8 片 DIP 封装的 74HC 系列 CMOS 数字集成芯片（集成门数按 15 计算），1 只 6 位 LED 七段数码管，1 只硅小功率 PNP 晶体管 9015，2 只 LED 发光二极管，1 只 MOS 管输入的运算放大器 TL084，4 只 3296W 型多圈预调电阻等元器件组成，所有元器件均按 GB4589.1 I 类规范生产。试估算系统的 MTBF。

## 参考文献

- [1]古天祥等, 电子测量原理[M], 机械工业出版社, 2007
- [2]孙焕根, 电子测量与智能仪器[M], 浙江大学出版社, 1998
- [3]张永瑞等, 电子测量技术基础[M], 西安电子科技大学出版社, 2003
- [4]周航慈等, 智能仪器原理与设计[M], 北京航空航天大学出版社, 2005
- [5]刘 辉, 电子仪器与测量技术[M], 中国科技大学出版社, 1992
- [6]赵茂泰, 智能仪器原理及设计[M], 电子工业出版社, 2005
- [7]王选民, 智能仪器原理及设计[M], 清华大学出版社, 2008
- [8]康华光.电子技术基础:模拟部分,第四版. 高等教育出版社, 2000.
- [9]童诗白,华成英. 模拟电子技术基础, 第三版. 高等教育出版社, 2001
- [10]阎石. 数字电子技术基础,第五版. 高等教育出版社, 2007.
- [11]肖忠祥. 数据采集原理. 西北工业大学出版社, 2001 年第 1 版.
- [12]孙肖子,邓建国,陈南,钱聪,任爱锋,易运晖. 十五”国家级规划教材:电子设计指南. 高等教育出版社, 2006 年月第 1 版.
- [13]宋启峰. 电子测量技术. 重庆大学出版社, 2000 年第 1 版.
- [14]张学庄,廖翊希. 电子测量与仪器. 湖南科学技术出版社, 2000 年第 1 版.
- [15]李明生. 电子测量与仪器. 高等教育出版社, 2004 年第 1 版.
- [16]米麟书. 电气测试技术. 水利电力出版社, 1995 年第 1 版.
- [17]陆绮荣. 电子测量技术. 电子工业出版社, 2003 年第 1 版.
- [18]张乃国. 新型电子电路应用指南:实用电子测量技术. 电子工业出版社, 1996 年第 1 版.
- [19]陈尚松,雷加,郭庆. 电学与工程类专业教材: 电子测量与仪器. 电子工业出版社, 2005 年.
- [20]越茂泰. 智能仪器原理及应用,第 2 版. 电子工业出版社, 2004 年第 1 版.
- [21]林占江,林放. 电子测量仪器原理与使用. 电子工业出版社, 2006 年.
- [22]赵新民. 智能仪器设计基础. 哈尔滨工业大学出版社, 1999 年第 1 版.
- [23]黄圣国,毛玉增. 智能仪器. 航空工业出版社. 1993 年第 1 版.
- [24]赵新民. 智能仪器设计基础. 哈尔滨工业大学出版社, 1999 年第 1 版.
- [25]张永瑞,刘振起,杨林耀,顾玉昆. 电子测量技术基础. 西安电子科技大学出版社, 1994 年第 1 版.
- [26]郭海丽,王紫婷. 数字存储示波器的研究与设计[J].电子元件应用 ,第九卷,第 7 期.
- [27]熊开盛 ,董兆鑫. 简易数字存储示波器中控制器模块的设计[J] .现代电子技术》2007 年第 11 期总第 250 期.
- [28]全国大学生电子设计竞赛组委会. 电子设计竞赛获奖作品精选. 北京理工大学出版社, 2003 年第 1 版.
- [29]全国大学生电子设计竞赛组委会. 电子设计竞赛获奖作品选编. 北京理工大学出版

- 社, 2003 年第 1 版.
- [30]朱真,陈金颖,赵宁. 智能化数控调谐文氏电桥陷波器[J]. 国外电子元器件,2006 年第 7 期.
- [31]袁晓峰,许化龙,陈淑红. 基于 PC104 的失真度测量仪设计与实现[J]. 宇航计测技术, 2004 年 4 月.
- [32]林占江. 电子测量技术. 电子工业出版社, 2003 年 09 月第 1 版.
- [33]宋悦孝. 电子测量与仪器. 电子工业出版社, 2003 年第 1 版.
- [34]周振安,范良龙,王秀英,陆小华. 数据采集,系统的设计与实践. 地震出版社, 2005 年第 1 版.
- [35]郭虹等. 数据采集与处理. 航空工业出版社, 1999 年第 1 版.
- [36]马明建,周长城. 数据采集与处理技术. 西安交通大学出版社, 1998 年第 1 版.
- [37]创意之星模块化机器人教学套件实验指导书. 北京博创科技集团机器人事业部
- [38]姜连祥,汪小燕编. 基于光强传感器 TSL256x 的感测系统设计. 华中科技大学. 2006
- [39]刘太明,郭怡倩编. 单电源低功耗 A/D 转换器 AD7714 及其应用. 南京师范大学. 2001
- [40]美 Charles Kitchin, Lew CoVnts 著. 冯新强, 刘福强, 蒋晓颖, 刘竞秀等译. 仪表放大器应用工程师指南. 第 2 版. 美国模拟器件公司
- [41]李正军著. 计算机控制系统. 北京: 机械工业出版社, 2007
- [42]陶永华,尹怡欣,葛芦生著. 新型 PID 控制及其应用. 北京: 机械工业出版社, 1998
- [43]赵震初编著. 无线电技术基础. 北京: 北京理工大学出版社, 2004
- [44]袁杰编著. 张友德. 张凌改编. 实用无线电设计. 电子工业出版社. 2006
- [45]黄智伟编著. 射频电路设计. 电子工业出版社. 2006
- [46]胡航编著. 语音信号处理. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学出版社 2000 年 5 月
- [47]易克初等编著. 语音信号处理. 北京: 国防工业出版社, 2003
- [48]杨行峻等编著. 语音信号数字处理. 北京: 电子工业出版社, 1995
- [49]OKI 日冲半导体(上海)有限公司. OKI 常用语音芯片的选择 2008 年 4 月
- [50]OKI semicondVctor. MSM7702-01/02/03 single rail CODEC, 1998
- [51]ZARLINK semicondVctor. MT8960 integrated PCM filter CODEC datasheet, 2005
- [52]OKI 日冲半导体(上海)有限公司. ML2282x/86x 系列芯片使用指南, 2008
- [53]刘润生,刘加,荆嘉敏. 基于 HMM 的语音识别技术在嵌入式系统中的应用,《电子技术应用》 2003 年 10 期
- [54]高美珍. 实时变音处理芯片 SD771D 的原理与应用《单片机与嵌入式系统应用》2005 年 12 期
- [55]陈洁. 基于 MSP53C392 的语音合成系统《单片机与嵌入式系统应用》2005 年 5 期
- [56]王南阳. HL7003 系列新型单片语音识别电路及其应用《电子世界》2005 年第 2 期
- [57]Sensory Inc..RSC-4128 speech recognition processor datasheet, 2004
- [58]曾天翔, 可靠性设计手册, 北京, 航空工业出版社 1987
- [59]R. T. 安德森, 可靠性设计手册, 北京, 国防工业出版社, 1981
- [60]邹桂根, 仪器仪表可靠性设计, 上海, 上海交通大学出版社, 1990
- [61]王幸之, 单片机应用系统电磁干扰与抗干扰技术, 北京, 北京航空航天大学出版

社，2006

- [62] 马宝甫，微机应用系统可靠性设计理论与实践，北京，电子工业出版社，1999
- [63] 卢昆祥，整机系统可靠性设计理论与实用技术，天津科学技术出版社，1987
- [64] 李伯成，单片机应用系统电磁干扰与抗干扰技术，北京，电子工业出版社，2006
- [65] 张永华，可靠性设计手册，北京，航空工业出版社，1988
- [66] 陈 明，控制系统可靠性设计，西安，西北工业大学出版社，2006
- [67] 芮延年等，现代可靠性设计，北京，国防工业出版社，2007
- [68] 张增照等，电子产品可靠性预计，北京，科学出版社，2007
- [69] 徐仁佐，软件可靠性工程，北京，清华大学出版社，2007
- [70] 留 品，可靠性工程基础，北京，中国计量出版社
- [71] John D. Musa，软件可靠性工程，北京，机械工业出版社
- [72] 蔡开元，软件可靠性工程，北京，清华大学出版社，1995
- [73] 周航慈，单片机应用程序设计技术，北京，北京航空航天大学出版社，2002
- [74] 信息产业部电子第五研究所信息中心，GJB/Z 299-2006 电子设备可靠性预计手册