



# 第①章

## 时频测量仪设计

### 1.1 时频测量仪设计基础

#### 1.1.1 概述

##### 1. 时频关系

时间是国际单位制中的 7 个基本物理量之一，其基本单位是秒，用 s 表示。在电子测量中，有时因为秒的单位太大而常用毫秒 (ms,  $10^{-3}$ s)、微秒 ( $\mu$ s,  $10^{-6}$ s)、纳秒 (ns,  $10^{-9}$ s)、皮秒 (ps,  $10^{-12}$ s)。

“时间”一般有两种含义：一是指“时刻”；二是指“间隔”，即两个时刻之间的间隔，表示某事件持续了多久。

“频率”是指单位时间 (1s) 内周期性事件重复的次数，单位是赫兹 (Hz)。

可见，频率和周期 (时间) 是从不同侧面来描述周期性现象的，两者在数学上互为倒数，即

$$f = \frac{1}{T} \quad (1.1.1)$$

##### 2. 时频标准

时间的单位是秒。随着科学技术的发展，“秒”的定义曾做过三次重大的修改。

###### 1) 世界时 (UT) 秒

最早的时间 (频率) 标准是由天文观测得到的。以地球自转周期为标准测定的时间称为世界时 (UT)。定义地球自转周期的  $1/86400$  为世界时的 1 秒，这种直接通过天文观测求得的秒为零类世界时 ( $UT_0$ )，其准确度在  $10^{-6}$  量级。后来，人们对地球自转轴微小移动 (称为极移) 效应进行了校正，得到了第一类世界时 ( $UT_1$ )；把地球自转的季节性、年度性变化校正后的世界时称为第二类世界时 ( $UT_2$ )，其准确度在  $3 \times 10^{-8}$  量级。

###### 2) 历书时 (ET) 秒

1960 年，国际计量大会决定采用以地球公转为基础的历书时 (ET) 秒作为时间单位，将 1900 年 1 月 1 日 0 时整起的回归年的  $1/31556925.9747$  作为 1 秒，按此定义复现秒的准确度提高到  $1 \times 10^{-9}$  量级。

世界时秒和历书时秒都是客观计时标准，它需要精密的天文观测，设备庞大，手续繁



杂，观测量周期期长，准确度有限。

### 3) 原子时 (AT) 秒

为了寻求更加恒定并能迅速测定的时间标准，人们从宏观世界转向微观世界，利用原子能级跃迁频率作为计时标准。1967年10月，第13届国际计量大会正式通过了秒的定义：“秒是 $C_s^{133}$ 原子基态的两个超精细结构能级 $[F=4, m_F=0]$ 和 $[F=3, m_F=0]$ 之间跃迁频率相应的射线持续9192631770个周期的时间”。以此为标准定出的时间标准称为原子时秒，并从1972年1月1日零时起，时间单位秒由天文时秒改为原子时秒。这样，时间标准改为由频率标准来定义，其准确度可达 $\pm 5 \times 10^{-14}$ ，是所有其他物理量标准远远不能及的。

### 4) 协调世界时 (UTC) 秒

世界时和原子时之间互有联系，可以精确运算，但不能彼此取代，各有各的用处。原子时只能提供准确的时间间隔，而世界时考虑了时刻和时间间隔。

协调世界时秒是原子时和世界时折中的产物，即用闰秒的方法来对天文时进行修正。这样，国际上就可采用协调世界时来发送时间标准，即摆脱了天文定义，又使得准确度提高4~5个数量级，其准确度优于 $\pm 2 \times 10^{-11}$ 。

至此已明确，时间标准和频率标准具有同一性，可由时间标准导出频率标准，也可由频率标准导出时间标准，故通常统称为时频标准。

## 3. 频率测量方法

在电子测量中，频率测量与时间测量相比显得更为重要。根据测量方法的原理，对测量频率的方法大体上可做如图1.1.1所示的分类。

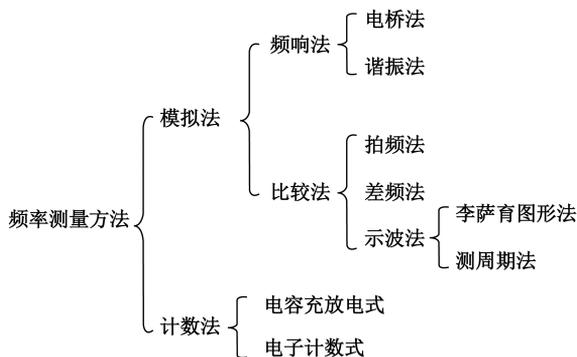


图 1.1.1 频率测量方法

频响法又称利用无源网络频率特性测频法，它包括电桥法和谐振法。比较法将被测频率信号与已知频率信号进行比较，通过观、听来比较结果，进而获得被测信号的频率。属于比较法的有拍频法、差频法和示波法。

计数法有电容充放电式和电子计数式两种：前者利用电子电路控制电容器充放电的次数或时间常数，再用磁电式仪表测量充、放电电流的大小，进而指示被测信号的频率值；后者是根据频率的定义进行测量的一种方法，它用电子计数器显示单位时间内通过被测信号的周期数来实现频率的测量。由于数字电路的飞速发展和数字集成电路的普及，计数器的应用已十分广泛。利用电子计数器测量频率具有精确度高、显示直观、测量迅速及便于



实现测量过程自动化等一系列优点,因此该法是目前最好的,也是我们要重点讨论的测频方法。

## 1.1.2 电子计数法测量频率

### 1. 电子计数法测频原理

#### 1) 基本原理

根据频率的定义,若某一信号在  $T$  秒时间内重复变化了  $N$  次,则可知该信号的频率为

$$f_x = N/T \quad (1.1.2)$$

针对上述原理,可采用数字逻辑电路中的门电路(如与门)来实现,如图 1.1.2 所示。在与门 A 端加入被测信号被整形后的脉冲序列  $f_x$ , 在 B 端加入宽度为  $T$  的控制信号(常称闸门信号),取  $T=1\text{s}$ , 则 C 端仅在  $T$  期间有被测脉冲出现,然后送计数器计数,设计数值为  $N$ 。由图 1.1.2 中的与门 C 端可以直接得出

$$NT_x = T$$

因此

$$f_x = N/T$$

实现了式(1.1.2)的测频原理。其方法可简述为“定时计数”,其实质上属于比较法测频,比较的时间基准是闸门信号  $T$ 。

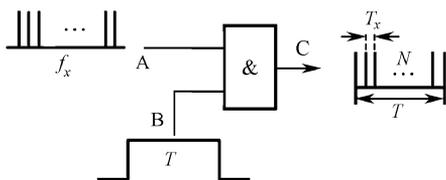


图 1.1.2 测频的原理

#### 2) 组成框图

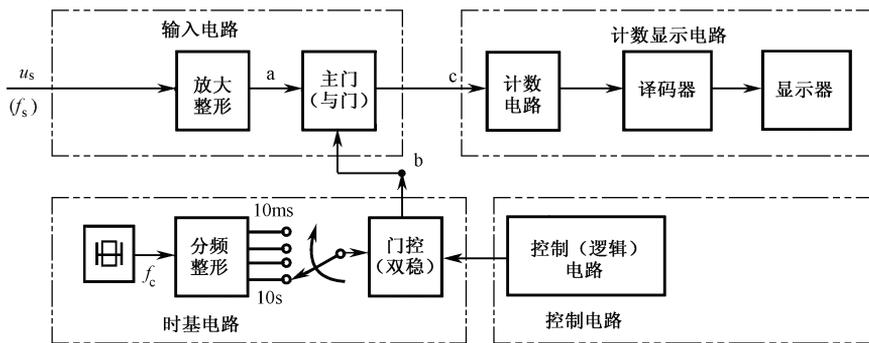
图 1.1.3 所示是计数式频率计测频的框图,它主要由以下 4 部分组成。

##### (1) 时基( $T$ )电路。

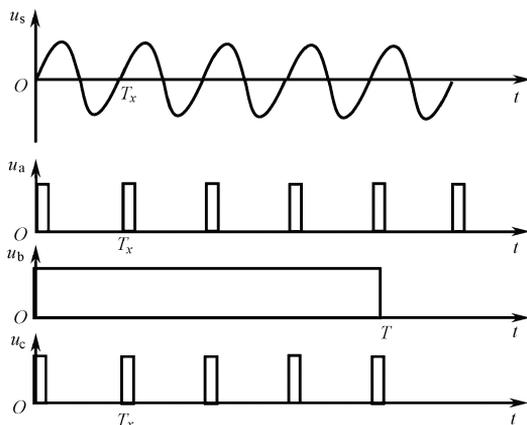
这部分的作用是提供准确的闸门时间  $T$ 。它一般由高稳定度的石英晶体振荡器、分频整形电路与门控(双稳)电路组成。晶体振荡器输出的正弦信号(频率为  $f_c$ , 周期为  $T_c$ )经  $m$  次分频,整形得到周期为  $T = mT_c$  的窄脉冲,以此窄脉冲触发一个双稳(即门控)电路,从门控电路输出端即得所需的宽度为基准时间  $T$  的脉冲,它又称闸门时间脉冲。为了测量需要,在实际的电子计数式频率计中,时间基准选择开关分若干挡位。因此,时基电路具有以下两个特点。

① 标准性。闸门时间准确度应比被测频率高一个数量级以上,故通常晶振频率稳定度要求达  $10^{-10} \sim 10^{-6}$ 。

② 多值性。闸门时间  $T$  不一定为  $1\text{s}$ , 应让用户根据测频精度和速度的不同要求自由选择,如  $10\text{ms}$ 、 $0.1\text{s}$ 、 $1\text{s}$  和  $10\text{s}$  等。



(a) 原理框图



(b) 波形图

图 1.1.3 计数式频率计框图及波形图

(2) 输入电路。

这部分电路的作用是将被测周期信号转换为可计数的窄脉冲。它一般由放大整形电路和主门电路组成。被测输入周期信号(频率为  $f_x$ 、周期为  $T_x$ )经放大、整形、微分得周期为  $T_x$  的窄脉冲,送到主门的一个输入端,其波形变换过程如图 1.1.4 所示。主门的另一个控制端输入的是时间基准产生电路产生的闸门脉冲。在闸门脉冲开启主门期间,周期为  $T_x$  的窄脉冲才能经过主门,在主门的输出端产生输出。在闸门脉冲关闭主门期间,周期为  $T_x$  的窄脉冲不能在主门的输出端产生输出。在闸门脉冲控制下,主门输出的脉冲将输入计数器计数,因此将主门输出的脉冲称为计数脉冲,相应的这部分电路称为计数脉冲产生电路。

(3) 计数显示电路。

简单地说,计数显示电路的作用就是累计被测周期信号重复的次数,显示被测信号的频率。它一般由计数电路、译码器和显示器组成。在逻辑控制电路的控制下,计数器对主门输出的计数脉冲实施二进制计数,其输出经译码器转换为十进制数,输出到数码管或显示器件进行显示。因为时基  $T$  都是 10 的整数次幂倍秒,因此显示的十进制数就是被测信号的频率,其单位可能是 Hz、kHz 或 MHz。

(4) 控制电路。

控制电路的作用是产生各种控制信号,以便控制各电路单元的工作,使整机按一定的



工作程序完成自动测量的任务。在控制电路的统一指挥下,电子计数器的工作按照“复零—测量—显示”的程序自动进行,其工作流程如图 1.1.5 所示。

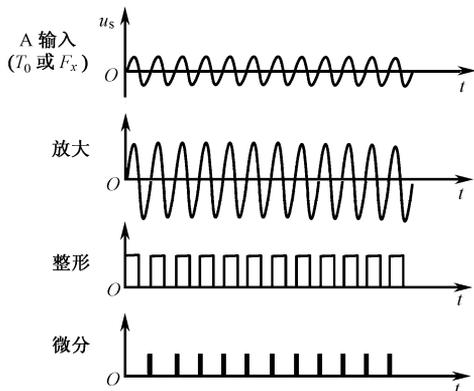


图 1.1.4 输入电路工作波形图

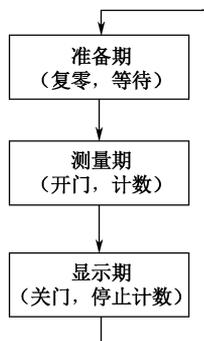


图 1.1.5 电子计数器的工作过程

测频时,电子计数器的工作过程如下。

**准备期:** 在开始进行一次测量之前应当做好的准备工作是,使各计数电路回到原始状态,并抹掉读数,这一过程称为“复零”。“复零”完成后,控制电路撤掉对门控双稳的闭锁信号(解锁),门控双稳处于等待状态,等待一个闸门信号(秒信号)的触发。

**测量期:** 通过闸门信号选择开关从时基电路选取 1Hz 的频标信号作为开门时间控制信号。门控双稳在 1Hz 频标信号的触发下产生秒脉冲,使主门准确地开启 1s。在这 1s 时间内,输入信号通过主门到计数电路计数的这段时间称为测量时间。

**显示期:** 在一次测量完毕后,关闭主门,把计数结果送到显示电路显示。为便于读取或记录测量结果,显示的读数应当保持一定的时间(显示时间长短通常可调,如 0.1~20s)。在这段时间内,主门应被闭锁,这段时间称为显示时间。显示时间完结后,再做下一次测量的准备工作。

电子计数器的测频原理实质上是以比较法为基础的,它将被测信号频率  $f_x$  和已知时基信号频率  $f_c$  相比较,并以数字形式显示相比较的结果。

## 2. 误差分析计算

在测量中,误差分析计算是不可少的。理论上讲,不管测量什么物理量,不管采用什么测量方法,只要进行测量,就可能存在误差。误差分析的目的就是要找出引起测量误差的主要原因,从而有针对性地采取有效措施,减小测量误差,提高测量的精确度。虽然电子计数式测量频率的方法有许多优点,但这种测量方法也存在测量误差。下面来分析电子计数测频的测量误差。

由式 (1.1.2) 可求得

$$\frac{\Delta f_x}{f_x} = \frac{\Delta N}{N} - \frac{\Delta T}{T} \quad (1.1.3)$$

从式 (1.1.3) 可以看出,电子计数测量频率方法引起的频率测量相对误差,由计数器计数脉冲相对误差和标准时间相对误差两部分组成。因此,对这两种相对误差可以分别加以讨论,然后相加得到总的频率测量相对误差。





### 1) 量化误差——±1 误差

在测频时，主门的开启时刻与计数脉冲之间的时间关系是不相关的，即它们在时间轴上的相对位置是随机的。这样，即使是在相同的主门开启时间  $T$  内（先假定标准时间相对误差为零），计数器所计得的数也不一定相同。如图 1.1.6 (a) 所示，第一种情况进入 8 个脉冲，第二种情况只进入 7 个脉冲，即导致了多 1 个或少 1 个的 ±1 误差，这是频率量化时带来的误差，故称量化误差，又称脉冲计数误差或 ±1 误差。

上述 ±1 误差还可由图 1.1.6 (b) 进行进一步的分析。图中， $T$  为计数器的主门开启时间， $T_x$  为被测信号周期， $\Delta t_1$  为主门开启时刻至第一个计数脉冲前沿的时间（假设计数脉冲前沿使计数器翻转计数）， $\Delta t_2$  为闸门关闭时刻至下一个计数脉冲前沿的时间。设计数值为  $N$ （处在  $T$  区间内的窄脉冲个数，图中  $N=6$ ），由图可得

$$T = NT_x + \Delta t_1 - \Delta t_2 = \left( N + \frac{\Delta t_1 - \Delta t_2}{T_x} \right) T_x$$

$$\Delta N = \frac{\Delta t_1 - \Delta t_2}{T_x} \quad (1.1.4)$$

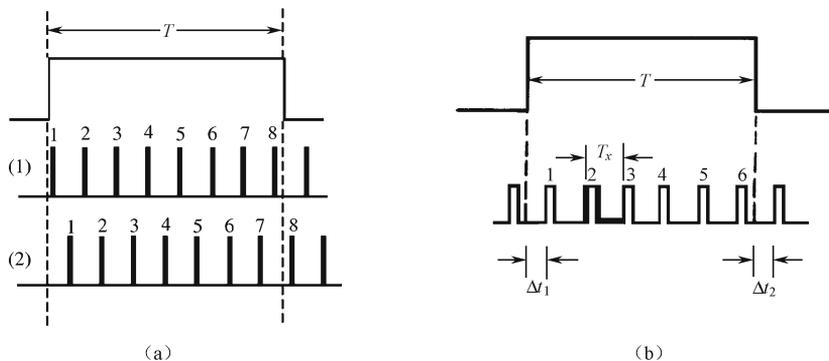


图 1.1.6 量化误差

考虑  $\Delta t_1$  和  $\Delta t_2$  都是不大于  $T_x$  的正时间量，由式 (1.1.4) 可以看出： $\Delta t_1 - \Delta t_2$  虽然可能为正或为负，但它的绝对值不会大于  $T_x$ ， $\Delta N$  的绝对值也不会大于 1，即  $|\Delta N| \leq 1$ 。再联系  $\Delta N$  为计数增量，它只能为实整数，可对照图 1.1.6 进行分析，在  $T$ 、 $T_x$  为定值的情况下，可以令  $\Delta t_1 \rightarrow 0$  或  $\Delta t_1 \rightarrow T_x$ ，也可令  $\Delta t_2 \rightarrow 0$  或  $\Delta t_2 \rightarrow T_x$ 。经如上讨论可得  $\Delta N$  的取值只有 3 个可能的值，即  $\Delta N = 0$ 、 $\Delta N = 1$  或  $\Delta N = -1$ 。所以，脉冲计数最大绝对误差即 ±1 误差为

$$\Delta N = \pm 1 \quad (1.1.5)$$

联系式 (1.1.5) 和式 (1.1.2)，可写出脉冲计数最大相对误差为

$$\frac{\Delta N}{N} = \pm \frac{1}{N} = \pm \frac{1}{f_x T} \quad (1.1.6)$$

式中， $f_x$  为被测信号频率； $T$  为闸门时间。由式 (1.1.6) 不难得出结论：脉冲计数相对误差与被测信号频率和闸门时间成反比。也就是说，被测信号频率越高、闸门时间越宽，脉冲计数相对误差越小。

### 2) 闸门时间误差（标准时间误差）

如果闸门时间不准，造成主门启闭时间或长或短，那么显然会产生测频误差。闸门信号  $T$  是由晶振信号分频得到的。设晶振频率为  $f_c$ （周期为  $T_c$ ），分频系数为  $m$ ，因此有



$$T = mT_c = m \frac{1}{f_c} \quad (1.1.7)$$

由误差合成定理，对式 (1.1.7) 微分，得

$$\frac{dT}{T} = -\frac{df_c}{f_c}$$

考虑到相对误差定义中使用的是增量符号  $\Delta$ ，用增量符号代替上式中的微分符号，由此上式改写为

$$\frac{\Delta T}{T} = -\frac{\Delta f_c}{f_c} \quad (1.1.8)$$

式 (1.1.8) 表明，闸门时间相对误差在数值上等于晶振频率的相对误差。由于它是测量频率的比较标准，所以也称标准频率误差或时基误差。通常，对标准频率准确度  $\Delta f_c / f_c$  的要求是根据所要求的测频准确度提出的，例如，测量方案的最小计数单位为 1Hz,  $f_x = 10^6$ Hz，在  $T = 1$ s 时的测量准确度为  $\pm 1 \times 10^{-6}$ （只考虑  $\pm 1$  误差），为了使标准频率误差对测量结果产生影响，石英晶体振荡器的输出频率准确度  $\Delta f_c / f_c$  应优于  $1 \times 10^{-7}$ ，即比  $\pm 1$  误差引起的测频误差小一个数量级。

### 3. 结论

综上所述，可得如下结论。

(1) 计数器直接测频的误差主要有两项，即  $\pm 1$  误差和标准频率误差。一般总误差可采用分项误差绝对值合成，即

$$\frac{\Delta f_x}{f_x} = \pm \left( \frac{1}{f_x T} + \left| \frac{\Delta f_c}{f_c} \right| \right) \quad (1.1.9)$$

式 (1.1.9) 可绘成图 1.1.7 所示的误差曲线，即  $\Delta f_x / f_x$  与  $T$ 、 $f_x$  及  $\Delta f_c / f_c$  的关系曲线。由图可见， $f_x$  一定时，闸门时间  $T$  选得越长，测量准确度越高。而当  $T$  选定后， $f_x$  越高，则由  $\pm 1$  误差对测量结果的影响越小，测量准确度越高。但是，随着  $\pm 1$  误差影响的减小，标准频率误差  $\Delta f_c / f_c$  将对测量结果产生影响，并以  $|\Delta f_c / f_c|$ （图中以  $5 \times 10^{-9}$  为例）为极限，即测量准确度不可能优于  $5 \times 10^{-9}$ 。

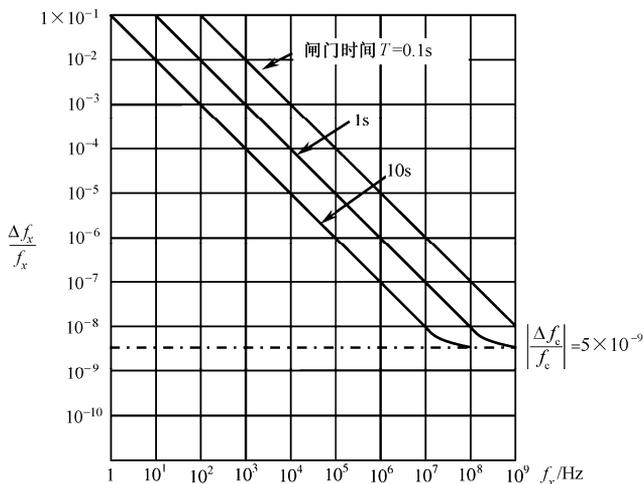


图 1.1.7 计数器测频时的误差曲线



(2) 测量低频时,  $\pm 1$  误差产生的测频误差大得惊人, 例如  $f_x = 10\text{Hz}$ ,  $T = 1\text{s}$  时, 由  $\pm 1$  误差引起的测频误差可达 10%, 因此测量低频时不宜采用直接测频方法。

### 1.1.3 电子计数法测量时间

本节介绍的时间量的测量主要是指与频率对应的周期、相位及时间间隔等时间参数, 且重点讨论周期的测量。周期是频率的倒数, 既然电子计数器能测量信号的频率, 我们自然会联想到电子计数器也能测量信号的周期, 二者在原理上有相似之处, 但又不等同。下面进行具体的讨论。

#### 1. 电子计数法测量周期的原理

图 1.1.8 所示是应用计数器测量信号周期的原理框图, 将它与图 1.1.3 对照, 可以看出, 它是将图 1.1.3 中的晶振标准频率信号与输入被测信号的位置对调构成的。

当输入信号为正弦波时, 图中各点的波形如图 1.1.9 所示。可以看出, 被测信号经放大整形后, 形成控制闸门脉冲信号, 其宽度等于被测信号的周期  $T_x$ 。晶体振荡器的输出或经倍频后得到频率为  $f_c$  的标准信号, 其周期为  $T_c$ , 加于主门输入端, 在闸门时间  $T_x$  内, 标准频率脉冲信号通过闸门形成计数脉冲, 送至计数器计数, 经译码显示计数值  $N$ 。

由图 1.1.9 所示的波形图可得

$$T_x = NT_c = \frac{N}{f_c} \quad (1.1.10)$$

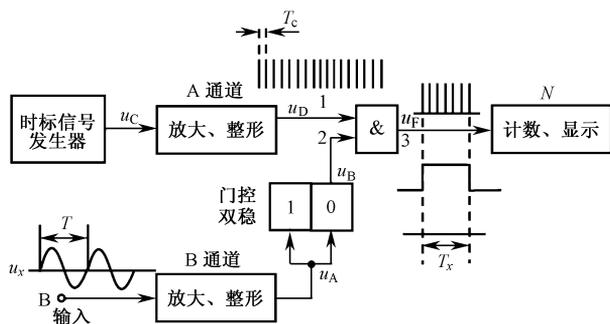


图 1.1.8 测量信号周期的原理框图

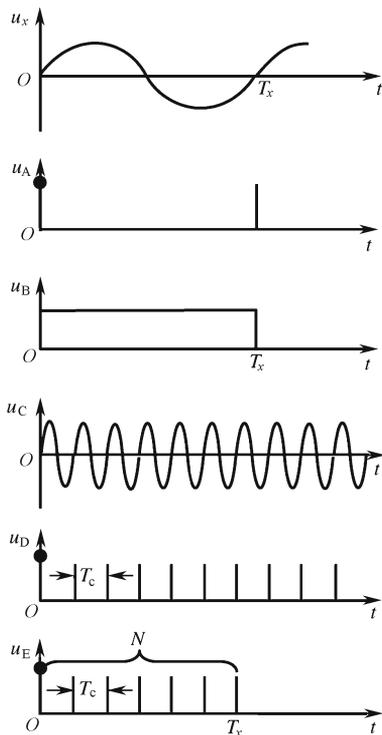


图 1.1.9 图 1.1.8 中各点的波形



$T_c$ 一定时,计数结果可直接表示为 $T_x$ 值。例如, $T_c = 1\mu\text{s}$ , $N = 852$ 时, $T_x = 852\mu\text{s}$ ;  $T_c = 0.1\mu\text{s}$ , $N = 12345$ 时, $T_x = 1234.5\mu\text{s}$ 。在实际电子计数器中,根据需要, $T_c$ 可以有几种数值,用有若干挡位的开关实施转换,显示器能自动显示时间单位和小数点,使用起来非常方便。

## 2. 电子计数器测量周期的误差分析

### 1) 量化误差和基准频率误差

与分析电子计数器测频时的误差类似,这里 $T_x = NT_c$ ,根据误差传递公式并结合图 1.1.9,可得

$$\frac{\Delta T_x}{T_x} = \frac{\Delta N}{N} + \frac{\Delta T_c}{T_c} \quad (1.1.11)$$

根据图 1.1.9 所示的测量周期原理,由式(1.1.10)可得

$$N = \frac{T_x}{T_c} = T_x f_c, \quad \Delta N = \pm 1$$

因此式(1.1.11)可写成

$$\frac{\Delta T_x}{T_x} = \pm \frac{1}{T_x f_c} \pm \frac{\Delta T_c}{T_c} = \pm \frac{1}{T_x f_c} \pm \frac{\Delta f_c}{f_c} \quad (1.1.12)$$

由式(1.1.12)可见,测量周期时的误差表达式与测频的表达式形式相似,但应注意符号的脚标不同。很明显, $T_x$ 越大(即被测频率越低), $\pm 1$ 误差对测量周期精确度的影响越小;基准频率 $f_c$ 越高(或将晶振频率倍频),测量周期的误差越小。

图 1.1.10 显示了测量周期时的误差曲线,图中有 3 条曲线,其中 $10T_x$ 和 $100T_x$ 两条曲线是采用多倍周期测量时的误差曲线。

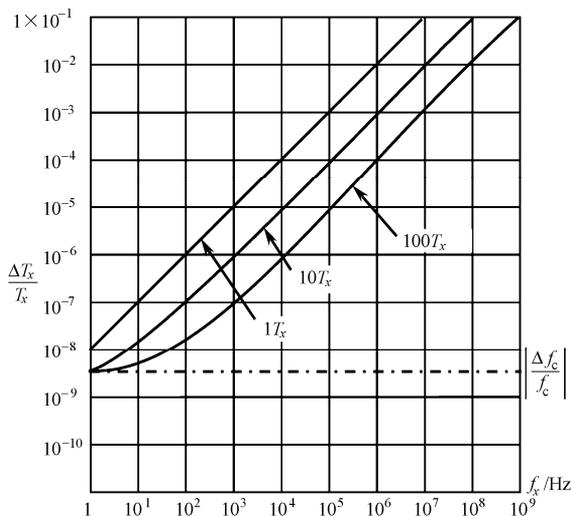


图 1.1.10 测量周期时的误差曲线

### 2) 触发转换误差

实际上,在测量周期时,除上两项误差外,还有一项触发转换误差必须考虑。因为门控信号是由通过 B 通道的被测信号产生的,即通过施密特电路把被测信号变成方波,并触发门控电路产生控制主门开启的门控信号。当无噪声干扰时,主门开启时间刚好等于一个被测量





周期为  $T_x$ 。当被测信号受到干扰时，图 1.1.11 (a) 给出了一种简单的情况，即干扰为一尖峰脉冲  $U_n$ ， $U_B$  为施密特电路触发电平。可见，施密特电路将提前在  $A'_1$  触发，于是形成的方波周期为  $T'_1$ ，即产生  $\Delta T_1$  的误差，称为转换误差（或触发误差）。例如，可利用图 1.1.11 (b) 来计算  $\Delta T_1$ ，图中直线  $ab$  为  $A_1$  点的正弦波切线，即接通电平处正弦曲线的斜率为

$$\tan \alpha = \left. \frac{du_x}{dt} \right|_{u_x=U_B}$$

由图 1.1.11 (b) 可得

$$\Delta T_1 = \frac{U_n}{\tan \alpha} \tag{1.1.13}$$

式中， $U_n$  为干扰或噪声幅度。

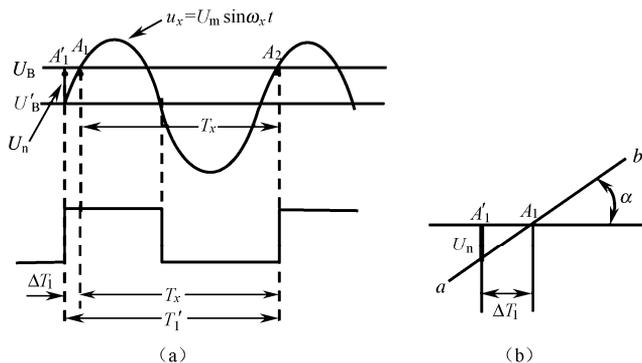


图 1.1.11 转换误差的产生与计算

设被测信号为正弦波  $u_x = U_m \sin \omega_x t$ ,

$$\begin{aligned} \tan \alpha &= \left. \frac{du_x}{dt} \right|_{u_x=U_B} = \omega_x U_m \cos \omega_x t_B \\ &= \frac{2\pi}{T_x} U_m \sqrt{1 - \sin^2 \omega_x t_B} = \frac{2\pi U_m}{T_x} \sqrt{1 - \left( \frac{U_B}{U_m} \right)^2} \end{aligned}$$

将上式代入 (1.1.13)，由于实际  $U_B \ll U_m$ ，可得

$$\Delta T_1 = \frac{T_x}{2\pi} \frac{U_n}{U_m} \tag{1.1.14}$$

式中， $U_m$  为信号振幅。

同样，在正弦信号下一个上升沿上（图中  $A_2$  点附近）也可能存在干扰，即也可能产生触发误差  $\Delta T_2$ ，

$$\Delta T_2 = \frac{T_x}{2\pi} \frac{U_n}{U_m}$$

由于干扰或噪声都是随机的，因此  $\Delta T_1$  和  $\Delta T_2$  都属于随机误差，可按下式来合成：

$$\Delta T_n = \sqrt{(\Delta T_1)^2 + (\Delta T_2)^2}$$

于是可得

$$\frac{\Delta T_n}{T_x} = \frac{\sqrt{(\Delta T_1)^2 + (\Delta T_2)^2}}{T_x} = \pm \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \frac{U_n}{U_m} \tag{1.1.15}$$





### 3) 多周期测量

进一步分析可知,多周期测量可以减小转换误差和±1误差。我们可以利用图 1.1.12 来说明,图中取周期倍增系数 10,即测 10 个周期。从图可见,两相邻周期由于转换误差所产生的  $\Delta T$  是互相抵消的。例如,第一个周期  $T_{1x}$  終了,干扰  $U_n$  使  $T_{1x}$  减小  $\Delta T_2$ ,则第二个周期由于  $U_n$  使  $T_{2x}$  增加  $\Delta T_2$ 。所以在测 10 个周期时,只有第一个周期开始产生的转换误差  $\Delta T_1$  和第 10 个周期終了产生的转换误差  $\Delta T_2$  才产生测量周期误差。这样,10 个周期引起的总误差与测一个周期产生的误差一样。除以 10 后,得到一个周期的误差为  $\sqrt{(\Delta T_1)^2 + (\Delta T_2)^2}/10$ ,可见减小为原来的 1/10。

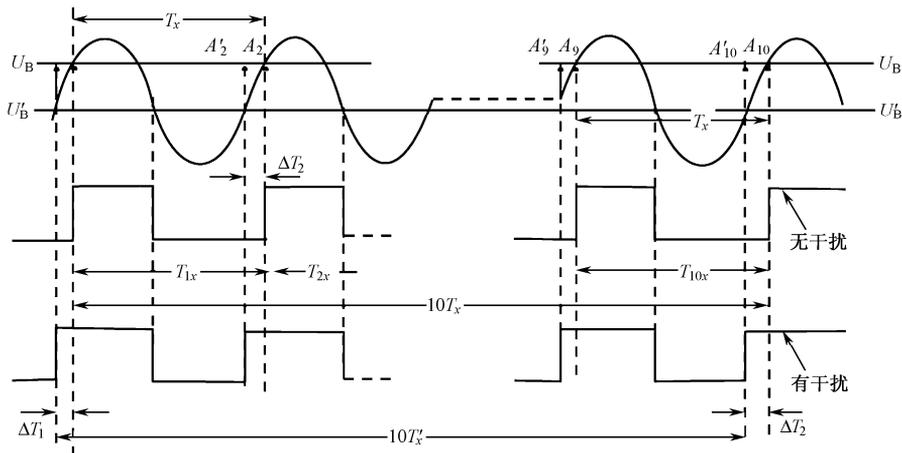


图 1.1.12 多周期测量可减小转换误差

此外,由于周期倍增后计数器计得的数也增加到  $10^n$  倍,因此由 ±1 误差引起的测量误差也可减小为原来的  $1/10^n$ 。图 1.1.10 中的  $10T_x$  和  $100T_x$  两条曲线说明了这个结果。

因此,在多周期测量模式下,测量周期误差表达式要进行修正。令周期倍增系数为  $k=10^n$ ,则式 (1.1.12) 和式 (1.1.15) 可合并为

$$\frac{\Delta T_x}{T_x} = \pm \frac{1}{kT_x f_c} \pm \frac{\Delta f_c}{f_c} \pm \frac{1}{k\sqrt{2\pi}} \frac{U_n}{U_m} \quad (1.1.16)$$

### 4) 结论

综上所述,可得出结论如下:

(1) 用计数器直接测量周期的误差主要有量化误差、转换误差和标准频率误差,其合成误差可按下式计算 [将式 (1.1.16) 中的  $k$  换成  $10^n$ ]:

$$\frac{\Delta T_x}{T_x} = \pm \left( \frac{1}{10^n T_x f_c} + \frac{1}{\sqrt{2} \times 10^n \pi} \frac{U_n}{U_m} + \left| \frac{\Delta f_c}{f_c} \right| \right) \quad (1.1.17)$$

- (2) 采用多周期测量可提高测量准确度。
- (3) 提高标准频率,可以提高测量周期分辨率。
- (4) 测量过程中尽可能提高信噪比  $U_m/U_n$ 。

## 3. 中界频率

现在来研究量化误差 (±1 误差) 对测频和测量周期的影响。从图 1.1.7 可以看出,测





频误差是随着被测频率的增高而减小的；从图 1.1.10 可以看出，测量周期误差是随着被测频率的降低而减小的。因此，会在某个频率上出现测频、测量周期误差相等的情况，如图 1.1.13 所示。图中，两条曲线的交点的频率称为中界频率。

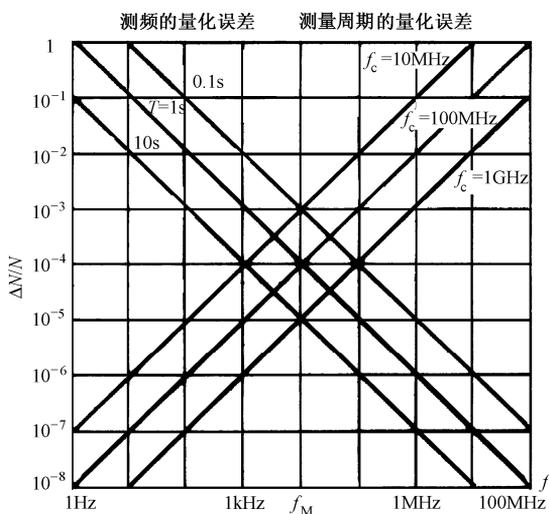


图 1.1.13 测频量化误差与测量周期量化误差

将式 (1.1.9) 和式 (1.1.12) 中的量化误差表达式联立，可得

$$\frac{\Delta f_x}{f_x} = \frac{\Delta T_x}{T_x}$$

故  $\frac{1}{f_x T} = \frac{1}{T_x f_c}$ 。令  $f_x = \frac{1}{T_x} = f_M$ ，则有

$$f_M = \sqrt{\frac{f_c}{T}} \tag{1.1.18}$$

式中， $f_M$  为中界频率； $f_c$  为标准频率； $T$  为闸门时间。

图 1.1.13 中给出了不同闸门时间 (0.1s、1s、10s) 及不同标准频率 (10MHz、100MHz 和 1GHz) 三种情况的交叉曲线。以  $T=1s$ ， $f_c=100MHz$  为例，可查知  $f_M=10kHz$ 。

因此， $f_x > f_M$  时宜测频， $f_x < f_M$  时宜测量周期。这个结果给使用带来了不便。对当前通用计数器而言，要查知所用状态下的中界频率很困难。后面将介绍采用双路计数器的方法对测频或测量周期能实现等精度测量。

#### 4. 时间间隔的测量

实际上，周期测量本质上是时间间隔的测量，即测量一个周期信号波形上的同相位两点之间的时间间隔。本节将把时间间隔的测量扩展到同一信号波形上两个不同点之间的时间间隔测量，如脉冲宽度的测量；或扩展到两个信号波形上两点之间的时间间隔测量，如相位差测量。

##### 1) 基本原理

时间间隔的基本测量模式如图 1.1.14 (a) 所示，两个独立的输入通道 (B 和 C) 可分别设置触发电平和触发极性 (触发沿)。输入通道 B 为起始通道，用来开通主门，而来自



输入通道 C 的信号为计数器的终止信号，工作波形如图 1.1.14 (b) 所示。图 1.1.14 所示的测量模式有两种工作方式：当跨接于两个输入端的选择开关 S 断开时，两个通道是完全独立的，来自两个信号源的信号控制计数器工作；当 S 闭合时，两个输入端并联，仅一个信号加到计数器，但可独立地选择触发电平和触发极性，以完成起始和终止功能。

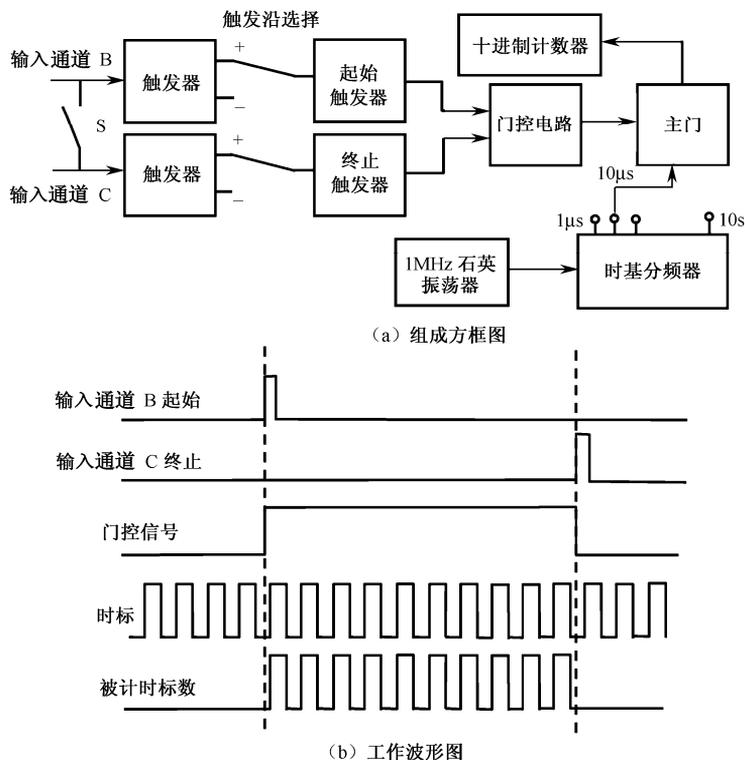


图 1.1.14 基本时间间隔测量模式

## 2) 相位测量

基本时间间隔测量模式的一个应用例子是相位差的测量，如图 1.1.15 所示。这种测量实际上是测量两个正弦波形上两个相应点之间的时间间隔。在图 1.1.15 中是测量两个波形过零点之间的时间间隔 ( $t_1$  或  $t_2$ )。当两个信号幅度有区别时，可使测量误差最小，方法是先将两个通道的触发电平调至零，然后让两个通道的触发沿选择开关第一次都置于“+”，测得  $t_1$ ；第二次都置于“-”，测得  $t_2$ 。取平均可得准确值

$$t_{\phi} = \frac{t_1 + t_2}{2} \quad (1.1.19)$$

要知道  $t_{\phi}$  对应的相位值，必须测量出这时信号的周期  $T$ ，因 1 周  $T$  对应的相位是  $360^{\circ}$ ，则  $t_{\phi}$  对应的相位为

$$\phi = \frac{t_{\phi}}{T} \times 360^{\circ} \quad (1.1.20)$$

## 3) 脉冲宽度测量

脉冲宽度测量模式仍可用图 1.1.14 (a) 来说明。由于脉冲宽度是以 50% 脉冲幅度来定义的，因此为了获得高的测量准确度触发电平，必须准确设置在 50% 的脉冲幅度位置。性



能优良的计数器具有一个校准好的电平调整或用于高精度电平调整的校准电平输出。测量时,将被测脉冲加至图 1.1.14 (a) 的 B 输入端,触发沿选择置于“+”,并将开关 S 合上,将 C 的触发电平也调至 50% 的脉冲幅度,触发沿选择置于“-”,各点波形如图 1.1.16 所示。可见,主门的开通时间为  $\tau$ ,即脉冲宽度。在  $\tau$  时间内,时标通过主门计数。

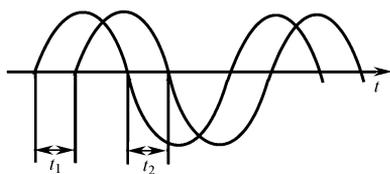


图 1.1.15 相位差的测量

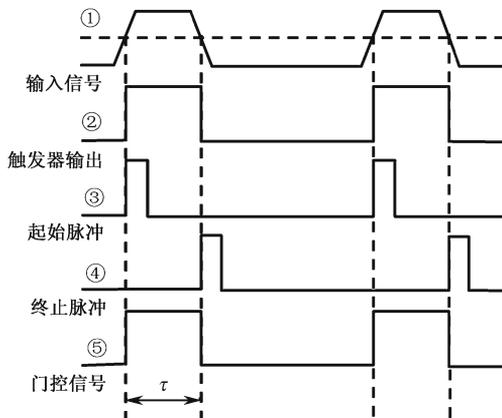


图 1.1.16 脉冲宽度测量模式

同理,也可实现对脉冲上升时间和下降时间的测量。只要按照这些时间参数的定义设置好触发电平和极性就行,不过这时要求时标频率更高一些,以获得更好的准确度。

## 1.1.4 通用计数器

### 1. 概述

电子计数器于 20 世纪 50 年代初期问世,它是出现最早、发展最快的一类数字式仪器。今天的电子计数器与其初期相比,面貌已焕然一新。就其功能而言,早已冲破了初期只能测频或计数的范围,成为一机多能的仪器。就其所采用的元件而言,不但早已晶体管化,而且已经大量采用集成电路,特别是近年来采用了大规模集成电路,使仪器在小型化、低能耗、可靠性等方面都有了很大的改善。就其性能而言,它有测量精度高、速度快、自动化程度高、直接数字显示、操作简便等特点。目前,电子计数器几乎完全代替了模拟式频率测量仪器。

#### 1) 分类

电子计数器按照功能可划分为如下 4 类。

##### (1) 通用计数器。

通用计数器是一种具有多种测量功能、多种用途的“万能”计数器,它可测量频率、周期、多周期平均、时间间隔、自检、频率比、累加计数、计时等,配上相应插件可测相位、电压、电流、功率、电阻等电量,配合传感器还可测长度、位移、重量、压力、温度、转速、速度与加速度等非电量。



(2) 频率计数器。

频率计数器是指专门用来测量高频和微波频率的计数器，功能限于测频和计数，其测频范围往往很宽。

(3) 时间计数器。

时间计数器是以时间测量为基础的计数器。这类计数器在不同程度上采用了计算技术，测时分辨率和准确度很高，已达皮秒（ps）量级。

(4) 特种计数器。

特种计数器是具有特种功能的计数器，包括可逆计数器、预置计数器、序列计数器、差值计数器等。

此外，电子计数器还可按用途分为测量用计数器和控制用计数器。通用计数器、频率计数器和计算计数器均是测量用计数器；特种计数器则是控制用计数器，它在工业生产和自动控制技术中十分有用。

由于应用得最多的是通用计数器，故本节深入讨论通用计数器。

## 2) 通用计数器的技术特性

根据我国电子计数器型谱系列，按部标规定通用计数器的主要技术特性见表 1.1.1。

表 1.1.1 通用计数器的主要技术特性

序号	品种	显示位数	主要工作特性										时基稳定度
			A 通道				有无 高频 探头	测时分 辨率	B 通道				
			测频范围		输入特性				测量周期期 范围		输入特性		
			低 /Hz	高 /MHz	灵敏度 (有效值) /mV	阻抗 /(mΩ/pF)			最小 /μs	最大 /μs	灵敏度 (有效值) /mV	阻抗 /(MΩ/pF)	
1	低速	4	1(DC)	0.05	500	1/50	/	20μs	200	10	1000	0.5/60	$1 \times 10^{-4}$
2	低速	5	10(DC)	0.1	100	1/50	/	10μs	100	10	300	0.5/50	$1 \times 10^{-5}$
3	低速	6	10(DC)	1	100	1/40	/	1μs	10	10	300	0.5/40	$1 \times 10^{-8}$
4	低速	7	10(DC)	10	100	1/25	/	0.1μs	1	10	300	0.5/40	$1 \times 10^{-7}$
5	中速	8	10(DC)	50	100 (10)	0.5/15	/	20ns	1 (0.2)	10	300	0.5/30	$3 \times 10^{-8}, 1 \times 10^{-8}$
6	中速	8	10(DC)	100	100 (10)	50Ω	有	10 ns	1 (0.1)	10	300	0.5/30	$1 \times 10^{-8}, 5 \times 10^{-9}, 3 \times 10^{-9}$
7	高速	9	10(DC)	300	100 (10)	50Ω	有	10 ns	1	10	300	0.5/30	$3 \times 10^{-9}, 1 \times 10^{-9}, 5 \times 10^{-10}$
8	高速	9	10(DC)	500	100 (10)	50Ω	有	2 ns	1	10	300	0.5/30	$3 \times 10^{-9}, 1 \times 10^{-9}, 5 \times 10^{-10}$
9	高速	9	10(DC)	1000	100 (10)	50Ω	有	1 ns	1	10	300	0.5/30	$3 \times 10^{-9}, 1 \times 10^{-9}, 5 \times 10^{-10}$

## 2. 通用计数器的功能

通用计数器系列产品很多，大多具有测量频率、周期、多周期平均、时间间隔、自检、





频率比、累加计数、计时等功能。这些功能在前面已介绍，这里仅对自检、频率比、累加计数等进行补充说明。

### 1) 自检

自检（自校）是在时基单元提供的闸门时间内，对时标信号（频率较高的标准频率信号）进行计数的一种功能，用以检查计数器的整机逻辑功能是否正常。图 1.1.17 给出了自检时的原理框图。由于这时的闸门信号和时标信号都是同一个晶体振荡器的标准信号经过适当倍频或分频得到的，因此其计数结果是已知的，显示数字是完整的。若闸门时间为  $T$ ，时标为  $f_c$ （即  $T_c = 1/f_c$ ），则根据式（1.1.1）可知计数结果为

$$N = \frac{T}{T_c} = f_c T \quad (1.1.21)$$

例如，闸门时间  $T$  选 1s，时标选  $T_c = 10\text{ns}$  ( $f_c = 100\text{MHz}$ )，那么显示的数字应是  $N = 100000000$ 。若每次测量均稳定地显示这个数字，则说明仪器工作正常。

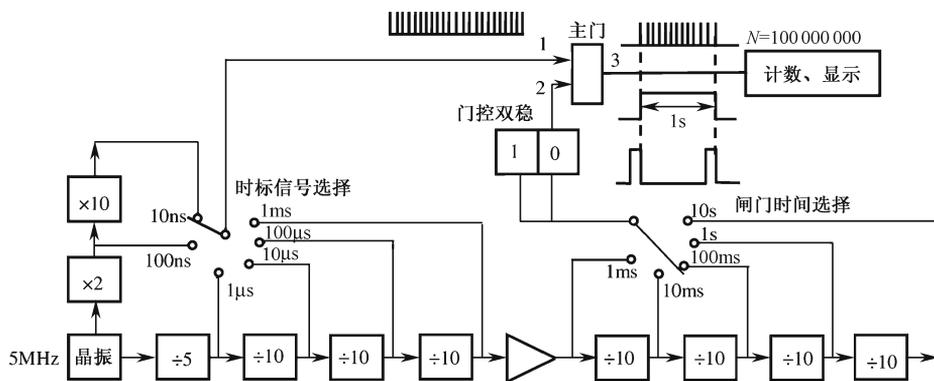


图 1.1.17 自检原理框图

应当指出的是，在自检状态下，由于闸门信号和时标信号均由同一晶振产生，具有确定的同步关系，因此计数器这时不存在量化误差（±1 误差）。

### 2) 频率比 ( $f_A/f_B$ ) 的测量

频率比是加于 A、B 两路信号源的频率比值。根据频率和周期的测量原理，可得测量频率比的工作原理框图如图 1.1.18 所示。

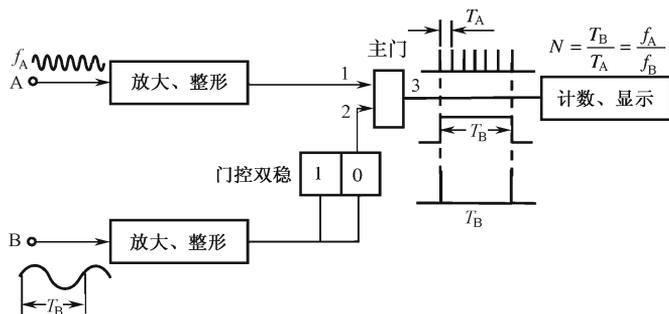


图 1.1.18 测量频率比的工作原理框图



与周期测量一样，为了提高频率比的测量精度，也可扩大被测信号 B 的周期数。若周期倍乘放在“ $\times 10^n$ ”挡上，则计数结果为

$$N = 10^n \frac{f_A}{f_B} \quad (1.1.22)$$

注意，按图 1.1.18 测量频率比时，要求  $f_A > f_B$ 。应用频率比测量的功能，可方便地测得电路的分频或倍频系数。

### 3) 累加计数（计数 A 的测量）

累加计数是在一定的时间内（这一时间通常较长，如自动统计生产线上的产品数量）记录信号 A（如产品通过时传感器产生的光电信号）经整形后的脉冲个数。由于门开放的时间较长，因而对控制门的开、关速度要求不高，可用手动开关来控制门控双稳状态的转换，其原理框图如图 1.1.19 所示。

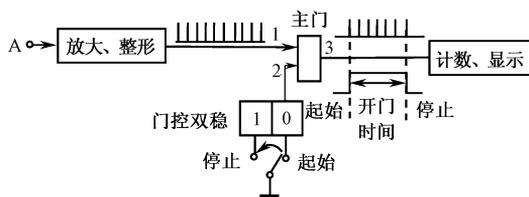


图 1.1.19 累加计数原理框图

### 4) 计时

若计数器对内部的标准时钟信号——秒信号（或微秒信号、毫秒信号）进行计数，主门用手控或遥控，则显示的累计数即为总共经历的时间。此时，计数器的功能类似于电子秒表，它计时精确，常用于工业生产的时间控制。

## 3. 单片通用计数器

5G7226B 是采用 CMOS 大规模集成电路工艺制造的单片电子计数器芯片。它只需外加几个元件就可构成一台体积小、成本低的多功能通用计数器。其直接测频范围为  $0 \sim 10\text{MHz}$ ，测量周期范围为  $0.5\mu\text{s} \sim 10\text{s}$ ；有 4 个内部闸门时间（0.01s、0.1s、1s 和 10s）可供选择；位和段的信号线均能直接驱动 LED 数码管（共阴方式），并有溢出指示；仅要求单一的 5V 直流电源供电，使用非常方便。

关于 5G7226B 的内部电路及引脚功能可参考有关手册，这里只给出典型应用的外围配置电路图，如图 1.1.20 所示。

通常需要配置的外围电路有如下 5 个。

### 1) 输入通道电路

由于 5G7226B 的输入端 A 和输入端 B 是数字信号的输入端，要求由 TTL 电平的脉冲信号驱动，因此在实际应用时，常常需要外加输入通道电路（如放大器、衰减器），对被测信号放大整形之后，变成所需的脉冲信号。



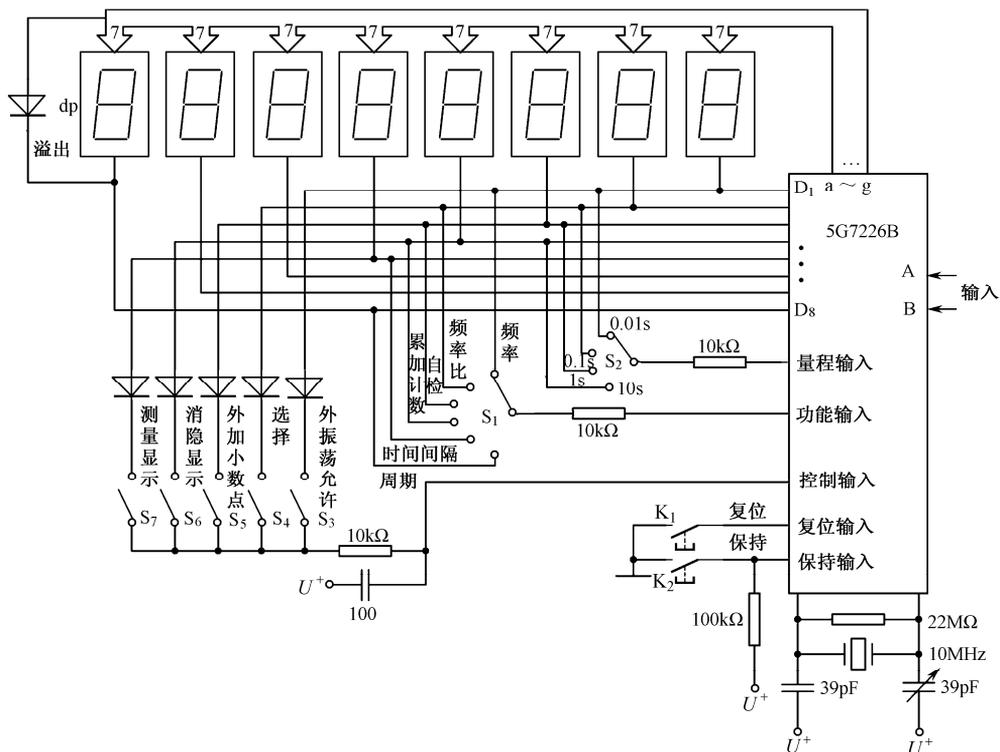


图 1.1.20 5G7226B 的外围配置电路图

## 2) 频率扩展电路

5G7226B 的 A 端口的最大输入频率为 10MHz，B 端口的最大输入频率为 2MHz。若测频上限超过 10MHz，则需在输入端之前加一个预分频器，以便把输入频率降低到 10MHz 以下。

在某些情况下，虽然输入信号的重复频率未超过其允许的 10MHz 上限值，但输入信号的占空比很小（即脉冲宽度很窄）时，必须用单稳电路去展宽脉冲，使脉冲宽度不小于 50ns。

## 3) LED 显示器

需要外接 8 个共阴型发光二极管数字显示器，阴极分别与 5G7226B 的  $D_1 \sim D_8$  端相连。8 个显示器的 a~g 段对应地与 5G7226B 的 a~g 端相连。

## 4) 晶体振荡回路

需要外接 1 个 10MHz 晶体，2 个 39pF 电容，1 个 22MΩ 电阻。

## 5) 控制开关与按键

需要外接下列控制开关与按键： $S_1$  为功能选择开关， $S_2$  为量程选择开关， $S_3 \sim S_7$  为方式控制开关， $K_1$  为复位按键， $K_2$  为保持按键。



## 1.2 低频数字式相位测量仪设计

[2003 年全国大学生电子设计竞赛 (C 题)]

### 1. 任务

设计并制作一个低频相位测量系统,包括相位测量仪、数字式移相信号发生器和移相网络三部分,示意图如图 1.2.1 所示。

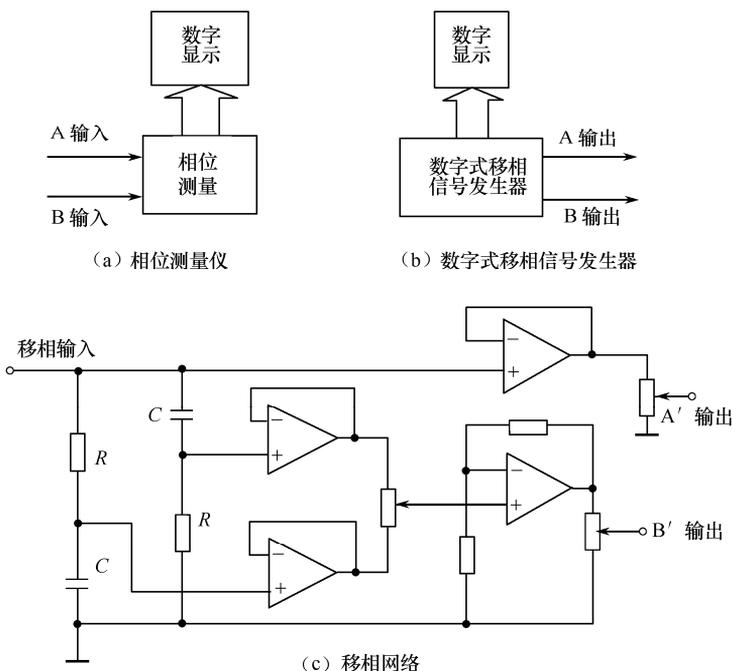


图 1.2.1 任务示意图

### 2. 要求

#### 1) 基本要求

(1) 设计并制作一个相位测量仪 [见图 1.2.1 (a)]。

- ① 频率范围: 20Hz~20kHz。
- ② 相位测量仪的输入阻抗 $\geq 100\text{k}\Omega$ 。
- ③ 允许两路输入正弦信号峰峰值分别在 1~5V 范围内变化。
- ④ 相位测量绝对误差 $\leq 2^\circ$ 。
- ⑤ 具有频率测量及数字显示功能。
- ⑥ 相位差数字显示: 相位读数为  $0^\circ\sim 359.9^\circ$ , 分辨率为  $0.1^\circ$ 。

(2) 参考图 1.2.1 (c) 制作一个移相网络。

- ① 输入信号频率: 100Hz、1kHz、10kHz。



- ② 连续相移范围： $-45^{\circ}\sim+45^{\circ}$ 。
- ③ A'、B'输出的正弦信号峰峰值分别在  $0.3\sim 5V$  范围内变化。

## 2) 发挥部分

(1) 参考图 1.2.1 (b) 设计并制作一个数字式移相信号发生器, 用以产生相位测量仪所需的输入正弦信号, 要求如下。

- ① 频率范围： $20Hz\sim 20kHz$ , 频率步进为  $20Hz$ , 输出频率可预置。
- ② A、B 输出的正弦信号峰峰值分别在  $0.3\sim 5V$  范围内变化。
- ③ 相位差范围为  $0^{\circ}\sim 359^{\circ}$ , 相位差步进为  $1^{\circ}$ , 相位差值可预置。
- ④ 数字显示预置的频率、相位差值。

(2) 在保持相位测量仪测量误差和频率范围不变的条件下, 扩展相位测量仪输入正弦电压峰峰值至  $0.3\sim 5V$  范围。

(3) 用数字移相信号发生器校验相位测量仪, 自选几个频点、相位差值和不同幅度进行校验。

(4) 其他。

## 3. 评分标准

	项 目	满 分
基本要求	设计与总结报告: 方案比较、设计与论证, 理论分析与计算, 电路图及有关设计文件, 测试方法与仪器, 测试数据及测试结果分析	50
	实际制作完成情况	50
发挥部分	完成第(1)项	22
	完成第(2)项	6
	完成第(3)项	12
	其他	10

## 4. 说明

(1) 移相网络的器件和元件参数自行选择, 也可自行设计不同于图 1.2.1 (c) 的移相网络。

(2) 基本要求第(2)项中, 当输入信号频率不同时, 允许切换移相网络中的元件。

(3) 相位测量仪和数字移相信号发生器互相独立, 不允许共用控制与显示电路。

### 1.2.1 题目分析

该题的任务与要求非常明确。该系统由相位测量仪、数字式移相信号发生器和移相网络三部分构成。相位测量仪属于时频测量仪范畴, 数字式移相信号发生器属于数字式正弦振荡器范畴, 而移相网络属于模拟网络范畴, 这三部分的内容均比较熟悉。将它们组合成一个小系统, 就变成了一道综合设计题。本题的重点就是相位测量仪、数字式移相信号发生器及移相网络, 难点是数字式移相信号发生器。