

第四章 时间与频率的测量

- 4.1 概述
- 4.2 时间与频率标准
- 4.3 频率和时间的测量原理
- 4.4 电子计数器的组成原理和测量功能
- 4.5 电子计数器的测量误差
- 4.6 高分辨力时间和频率测量技术
- 4.7 微波频率测量技术
- 4.8 频率稳定度测量和频率比对
- 4.9 调制域测量技术

第1页



4.1 概述

4.1.1 时间、频率的基本概念

1) 时间和频率的定义

◆时间有两个含义:

“时刻”: 即某个事件何时发生;

“时间间隔”: 即某个事件相对于一开始时刻持续了多久。

◆频率的定义: 周期信号在单位时间(1s)内的变化次数(周期数)。如果在一定时间间隔T内周期信号重复变化了N次, 则频率可表达为:

$$f = N/T$$

◆时间与频率的关系: 可以互相转换。

第2页



2) 时频测量的特点

◆最常见和最重要的测量

时间是7个基本国际单位之一, 时间、频率是极为重要的物理量, 在通信、航空航天、武器装备、科学试验、医疗、工业自动化等民用和军事方面都存在时频测量。

◆测量准确度高

时间频率基准具有最高准确度(可达 10^{-14}), 因而数字化时频测量可达到很高的准确度。因此, 许多物理量的测量都转换为时频测量。

◆自动化程度高 电子计数器

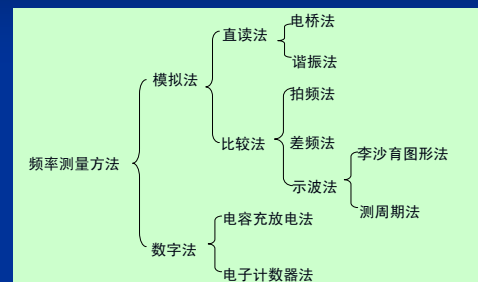
◆测量速度快

第3页



3) 测量方法概述

◆频率的测量方法可以分为:



第4页



- ◆各种测量方法有着不同的实现原理, 其复杂程度不同。
- ◆各种测量方法有着不同的测量准确度和适用的频率范围。
- ◆数字化电子计数器法是时间、频率测量的主要方法, 是本章的重点。

第5页



4.1.2 电子计数器概述

1) 电子计数器的分类

◆按功能可以分为如下四类:

- (1) 通用计数器: 可测量频率、频率比、周期、时间间隔、累加计数等。其测量功能可扩展。
- (2) 频率计数器: 其功能限于测频和计数。但测频范围往往很宽。
- (3) 时间计数器: 以时间测量为基础, 可测量周期、脉冲参数等, 其测时分辨力和准确度高。
- (4) 特种计数器: 具有特殊功能的计数器。包括可逆计数器、序列计数器、预置计数器等。用于工业测控。

第6页



1) 电子计数器的分类

◆ 按用途可分为:

测量用计数器 内部有基准源
控制用计数器 内部无基准源 特种计数器

◆ 按测量范围可分为:

- (1) 低速计数器 (低于10MHz)
- (2) 中速计数器 (10~100MHz)
- (3) 高速计数器 (高于100MHz)
- (4) 微波计数器 (1~80GHz)

第7页



2) 主要技术指标

- (1) 测量范围: 毫赫~几十GHz。
- (2) 晶振频率及稳定度: 晶体振荡器是电子计数器的内部基准, 一般要求高于所要求的测量准确度的一个数量级(10倍)。输出频率为1MHz、2.5MHz、5MHz、10MHz等, 普通晶振稳定度为 10^{-5} , 恒温晶振达 $10^{-7} \sim 10^{-9}$ 。
- (3) 输入特性: 包括耦合方式(DC、AC)、触发电平(可调)、灵敏度(10~100mV)、输入阻抗(50 Ω 低阻和1M Ω //25pF高阻)等。
- (4) 闸门时间(测频): 有1ms、10ms、100ms、1s、10s。
- (5) 时标(测周): 有10ns、100ns、1ms、10ms。
- (6) 显示: 包括显示位数及显示方式等。

第8页



3) 电子计数器的发展

◆ 测量方法的不断发展: 模拟→数字技术→智能化。

◆ 测量准确度和频率上限是电子计数器的两个重要指标, 电子计数器的发展体现了这两个指标的不断提高及功能的扩展和完善。

◆ 例子: 安捷伦53132A通用计数器

- 通道: 两个225MHz通道, 也可选择第三个12.4GHz通道。
- 每秒12位的频率分辨率、150ps的时间间隔分辨率。
- 测量功能: 包括频率、频率比、时间间隔、上升时间、下降时间、相位、占空比、正脉冲宽度、负脉冲宽度、总和、峰电压、时间间隔平均和时间间隔延迟。
- 处理功能: 平均值、最小值、最大值和标准偏差。



第9页



4.2 时间与频率标准

4.2.1 时间与频率的原始标准

- 1) 天文时标
- 2) 原子时标

4.2.2 石英晶体振荡器

- 1) 组成
- 2) 指标

第10页



4.2.1 时间与频率的原始标准

1) 天文时标

◆ 原始标准应具有恒定不变性。

◆ 频率和时间互为倒数, 其标准具有一致性

◆ 世界时(UT, Universal Time): 以地球自转周期(1天)确定的时间, 即 $1/(24 \times 60 \times 60) = 1/86400$ 为1秒。其误差约为 10^{-7} 量级。

第11页



1) 天文时标

◆ 为世界时确定时间观测的参考点, 得到

- 平太阳时: 由于地球自转周期存在不均匀性, 以假想的平太阳作为基本参考点。太阳在天球赤道上运动平均速度

产生了秒的第一次定义: 平太阳日的1/86400

- 历书时(ET): 以地球绕太阳公转为标准, 即公转周期(1年)的31 556 925.9747分之一为1秒。参考点为1900年1月1日0时(国际天文学会定义)。准确度达 1×10^{-9} 。于1960年第11届国际计量大会接受为“秒”的标准。

秒的第二次定义

第12页



2) 原子时标

◆ 基于天文观测的宏观标准用于测试计量中的不足

- 设备庞大、操作麻烦;
- 观测时间长;
- 准确度有限。

◆ 原子时标 (AT) 的量子电子学基础

原子 (分子) 在能级跃迁中将吸收 (低能级到高能级) 或辐射 (高能级到低能级) 电磁波, 其频率是恒定的。

$$hf_{n-m} = E_n - E_m$$

式中, $h=6.6252 \times 10^{-27}$ 为普朗克常数, E_n 、 E_m 为受激态的两个能级, f_{n-m} 为吸收或辐射的电磁波频率。

第13页



2) 原子时标

◆ 原子时标的定义

1967年10月, 第13届国际计量大会正式通过了秒的新定义: “秒是 ^{133}Cs 原子基态的两个超精细结构能级之间跃迁频率所对应的辐射的9,192,631,770个周期的时间”。

1972年起实行, 为全世界所接受。秒的定义由天文实物标准过渡到原子自然标准, 准确度提高了4~5个量级, 达 5×10^{-14} (相当于62万年 ± 1 秒), 并仍在提高。

第14页



2) 原子时标

◆ 原子钟

- 原子时标的实物仪器, 可用于时间、频率标准的发布和比对。

◆ 铯原子钟

- 准确度: $10^{-13} \sim 10^{-14}$ 。
- 大铯钟, 专用实验室高稳定度频率基准; 小铯钟, 频率工作基准。

◆ 铷原子钟

- 准确度: 10^{-11} , 体积小、重量轻, 便于携带, 可作为工作基准。

第15页



4.2.2 石英晶体振荡器

◆ 电子计数器内部时间、频率基准采用石英晶体振荡器 (简称“晶振”) 为基准信号源。

- ◆ 基于压电效应产生稳定的频率输出。但是晶振频率易受温度影响 (其频率-温度特性曲线有拐点, 在拐点处最平坦), 普通晶体频率准确度为 10^{-5} 。

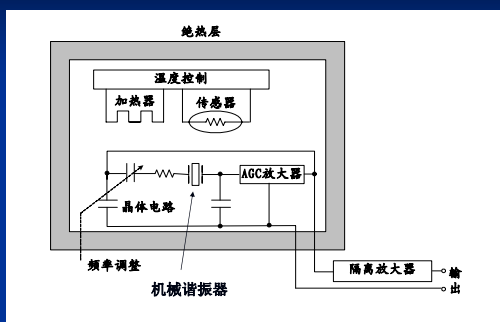
- ◆ 采用温度补偿或恒温措施 (恒定在拐点处的温度) 可得到高稳定、高准确的频率输出。

- ◆ 下图为恒温晶振的组成。

第16页



1) 组成



第17页



2) 指标

◆ 晶体振荡器的主要指标有:

输出频率: 1MHz、2.5MHz、5MHz、10MHz。
 日波动: 2×10^{-10} ; 日老化: 1×10^{-10} ; 秒稳: 5×10^{-12} 。
 输出波形: 正弦波; 输出幅度: 0.5Vrms (负载50Ω)。

◆ 几种不同类型的晶体振荡器指标

晶振类型	输出频率(MHz)	日稳定度	准确度
普通	1, 10	$10^{-5} \sim 10^{-6}$	10^{-5}
温度补偿	1, 5, 10	$10^{-6} \sim 10^{-7}$	10^{-6}
单恒温槽	1, 2.5, 5, 10	$10^{-7} \sim 10^{-9}$	$10^{-6} \sim 10^{-8}$
双恒温槽	2.5, 5, 10	$10^{-9} \sim 10^{-11}$	优于 10^{-8}

第18页



4.3 时间和频率的测量原理

4.3.1 模拟测量原理

- 1) 直接法
- 2) 比较法

4.3.2 数字测量原理

- 1) 门控计数法测量原理
- 2) 通用计数器的基本组成

第19页

4.3.1 模拟测量原理

1) 直接法

直接法是利用电路的某种频率响应特性来测量频率值，其又可细分为谐振法和电桥法两种。

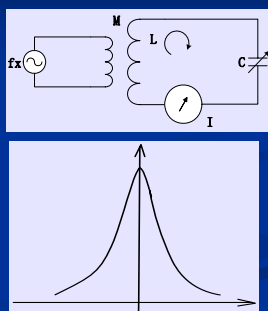
第20页

(1) 谐振法:

图7.1所示为谐振法测频基本原理图。

被测信号经互感M与LC串联谐振回路进行耦合，改变可变电容器C，使回路发生串联谐振。谐振时回路电流I达到最大。被测频率 f_x 可用下式计算：

式中， f_0 为谐振频率， L 、 C 分别为谐振回路谐振电感和谐振电容。



第21页

(1) 谐振法:

一般情况下， L 是预先设定的，可变电容采用标准电容。

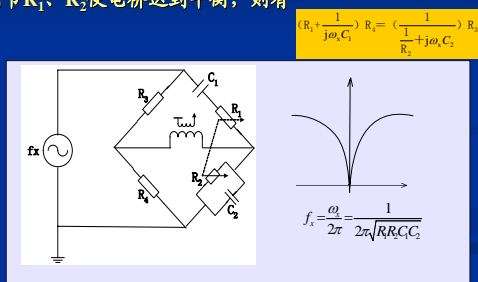
为了方便，可根据公式预先绘制配用相应电感的 f_x - C 曲线，或 f_x - θ (θ 为 C 的旋转角度)曲线。

测量时，调节标准电容使回路谐振，可从曲线上直接查出被测频率。

可测量1500MHz以下的频率，准确度 $\pm (0.25 \sim 1)\%$ 。

第22页

(2) 电桥法：利用电桥的平衡条件和频率有关的特性来进行频率测量，通常采用如下图所示的文氏电桥来进行测量。调节 R_1 、 R_2 使电桥达到平衡，则有



第23页

令平衡条件表达式两端实虚部分别相等，得到：

$$\frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} = \frac{R_3}{R_4} \quad \text{和} \quad R_1\omega C_2 - \frac{1}{R_2\omega C_1} = 0$$

于是，被测信号频率为：

$$f_x = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1R_2C_1C_2}}$$

通常取 $R_1=R_2=R$ ， $C_1=C_2=C$ ，则

$$f_x = \frac{1}{2\pi RC}$$

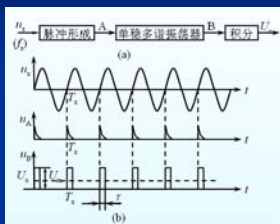
测量准确度：受桥路中各元件的精确度、判断电桥平衡的准确程度（取决于桥路谐振特性的尖锐度即指示器的灵敏度）和被测信号的频谱纯度的限制，准确度不高，一般约为 $\pm (0.5 \sim 1)\%$ 。

第24页

(3) 频率-电压变换法

频率-电压变换法测频就是先把频率变换为电压或电流，然后以频率刻度的电压表或电流表来指示被测频率。

a为频率-电压变换法测正弦波频率原理框图。首先把正弦信号变换为频率与之相等的尖脉冲 u_A ，然后加至单稳态多谐振荡器，产生频率为 f_x 、宽度为 τ 、幅度为 U_m 的矩形脉冲列 $u_B(t)$ ，如图(b)所示。



第25页



(3) 频率-电压变换法

经推导得知：

$$\bar{U}_o = \frac{1}{T_x} \int_0^{T_x} u_B(t) dt = U_m \tau f_x$$

可见，当 U_m 、 τ 一定时， U_o 指示就构成频率—电压变换型直读式频率计，电压表直接按频率刻度。该频率计最高频率可达几兆赫。

第26页



2) 比较法

◆基本原理

利用标准频率 f_s 和被测量频率 f_x 进行比较来测量频率。有拍频法、差频法、示波法以及计数法等。

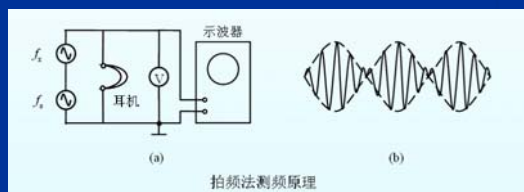
数学模型为： $f_x = N f_s$

第27页



(1)拍频法

◆拍频法是将被测信号与标准信号经线性元件（如耳机、电压表）直接进行叠加来实现频率测量的，其原理电路如图所示。



拍频法测频原理

第28页



(1)拍频法

◆当两个音频信号差别较大，逐渐靠近时，耳机中可以听到两个高低不同的音调。当这两个频率靠近到差值不到4~6Hz时，就只能听到一个近于单一音调的声音（拍），这时，声音的响度作周期性的变化，再观察电压表，会发现指针在有规律地来回摆动，示波器上则可得到如图(b)所示的波形。拍频法通常只用于音频的测量，而不宜用于高频测量。

第29页



(2) 差频法

高频段测频常用差频法测量。

差频法是利用非线性器件和标准信号对被测信号进行差频变换来实现频率测量的，其工作原理如图所示。 f_x 和 f_s 两个信号经混频器混频和滤波器滤波后输出二者的差频信号，该差频信号落在音频信号范围内，调节标准信号频率，当耳机中听不到声音时，表明两个信号频率近似相等。



差频法测频原理

第30页



(3) 示波法

- ◆ **示波法：李沙育图形**
法：将 f_x 和 f_y 分别接到示波器Y轴和X轴（X-Y图示方式），当 $f_x = f_y$ 时显示为斜线（椭圆或圆）；

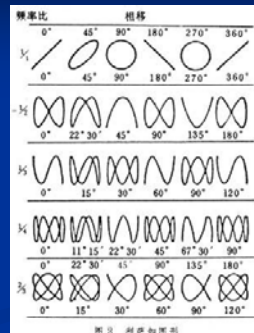


图3-10 李沙育图形

4.3.2 数字测量原理

1) 门控计数法测量原理

◆ 时间、频率量的特点

频率是在时间轴上无限延伸的，因此，对频率量的测量需确定一个取样时间 T ，在该时间内对被测信号的周期累加计数（若计数值为 N ），根据 $f_x = N/T$ 得到频率值。

为实现时间（这里指时间间隔）的数字化测量，需将被测时间按尽可能小的时间单位（称为时标）进行量化，通过累计被测时间内所包含的时间单位数（计数）得到。（量化间隔为一个时标周期）

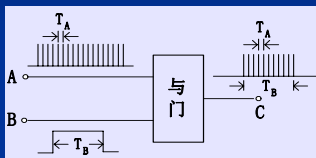
◆ 测量原理

将需累加计数的信号（频率测量时为被测信号，时间测量时为时标信号），由一个“闸门”（主门）控制，并由一个“门控”信号控制闸门的开启（计数允许）与关闭（计数停止）。

第32页

4.3.2 数字测量原理

闸门可由一个与（或“或”）逻辑门电路实现。这种测量方法称为门控计数法。其原理如下图所示。



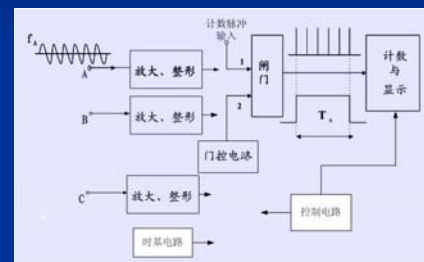
上图为由“与”逻辑门作为闸门，其门控信号为‘1’时闸门开启（允许计数），为‘0’时闸门关闭（停止计数）。

- ◆ 测频时，闸门开启时间（称为“闸门时间”）即为采样时间。测时间（间隔）时，闸门开启时间即为被测时间。

第33页

2) 通用计数器的基本组成

通用电子计数器的组成框图如下图所示：



第34页

2) 通用计数器的基本组成

◆ 通用计数器包括以下几个部分

- **输入通道**：通常有A、B、C多个通道，以实现不同的测量功能。输入通道电路对输入信号进行放大、整形等（但保持频率不变），得到适合计数的脉冲信号。
- **主门电路**：完成计数的闸门控制作用。
- **计数与显示电路**：计数电路是通用计数器的核心电路，完成脉冲计数；显示电路将计数结果（反映测量结果）以数字方式显示出来。
- **时基产生电路**：产生机内时间、频率测量的基准，即时间测量的时标和频率测量的闸门信号。
- **控制电路**：控制协调整机工作，即准备→测量→显示。

第35页

4.4 电子计数器的组成原理和测量功能

4.4.1 电子计数器的组成

- 1) A、B输入通道
- 2) 主门电路
- 3) 计数与显示电路
- 4) 时基产生电路
- 5) 控制电路

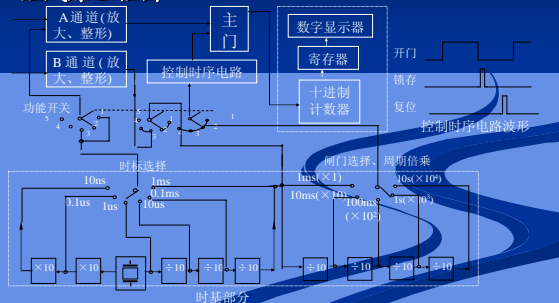
4.4.2 电子计数器的测量功能

- 1) 频率测量
- 2) 频率比测量
- 3) 周期测量
- 4) 时间间隔测量
- 5) 自检

第36页

4.4.1 电子计数器的组成

组成原理框图

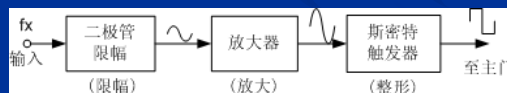


第37页

1) A、B输入通道

◆作用：它们主要由放大/衰减、滤波、整形、触发（包括触发电平调节）等单元电路构成。其作用是对输入信号处理以产生符合计数要求（波形、幅度）的脉冲信号。

◆斯密特触发电路：将边沿变化缓慢的电压波形模拟信号整形为边沿陡峭的矩形脉冲-数字信号。



第38页

1) A、B输入通道

通道组合可完成不同的测量功能：

- 被计数的信号（常从A通道输入）称为计数端；控制闸门开启的信号通道（常从B、C通道输入）称为控制端。
- 从计数端输入的信号有：被测信号(fx)；内部时钟信号等；
- 从控制端输入的信号有：闸门信号；被测信号(Tx)等；

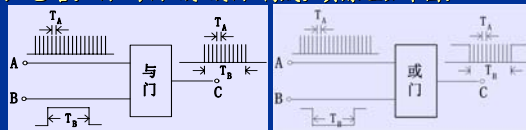
序号	计数端信号	控制端信号	测试功能	计数结果
1	内时钟 (T ₀)	内时钟 (T)	自检	N=TT ₀
2	被测信号 (f _x)	内时钟 (T)	测量频率 (A)	f _x =N/T
3	内时钟 (T ₀)	被测周期 (T _x)	测量周期 (B)	T _x =NT ₀
4	被测信号 (f _x)	被测信号 (f ₀)	测量频率比 (A/B)	f _x /f ₀ =N
5	内时钟 (T ₀)	被测信号相应间隔t ₀	测量时间间隔 (A-B)	t ₀ =NT ₀
6	外输入 (T _A)	被测信号相应间隔t ₀	测量外控时间间隔B-C	t ₀ =NT _A
7	外待测信号N _x	手控或遥控	累加计数 (A)	N _x =N
8	内时钟 (秒信号)	手控或遥控	计时	N (秒)

第39页

2) 主门电路

◆功能：主门也称为闸门，通过“门控信号”控制进入计数器的脉冲，使计数器只对预定的“闸门时间”之内的脉冲计数。

◆电路：由“与门”或“或门”构成。其原理如下图：



◆由“与门”构成的主门，其“门控信号”为‘1’时，允许计数脉冲通过；由“或门”构成的主门，其“门控信号”为‘0’时，允许计数脉冲通过。

◆“门控信号”还可手动操作得到，如实现手动累加计数。

第40页

3) 计数与显示电路

◆功能：计数电路对通过主门的脉冲进行计数（计数值代表了被测频率或时间），并通过数码显示器将测量结果直观地显示出来。

为了便于观察和读数，通常使用十进制计数电路。

◆计数电路的重要指标：最高计数频率。

计数电路一般由多级双稳态电路构成，受内部状态翻转的时间限制，使计数电路存在最高计数频率的限制。而且对多位计数器，最高计数频率主要由个位计数器决定。

◆不同电路具有不同的工作速度：如74LS (74HC) 系列为30~40MHz；74S系列为100MHz；CMOS电路约5MHz；ECL电路可达600MHz。

第41页

3) 计数与显示电路

◆类型：单片集成与可编程计数器

- 单片集成的中小规模IC如：74LS90 (MC11C90) 十进制计数器；74LS390、CD4018(MC14018)为双十进制计数器。
- 可编程计数器IC如：Intel8253/8254等。

◆显示器

- LED、LCD、荧光 (VFD) 等。

◆显示电路：包括锁存、译码、驱动电路。

- 如74LS47、CD4511等。

◆专用计数与显示单元电路：如ICM7216D。

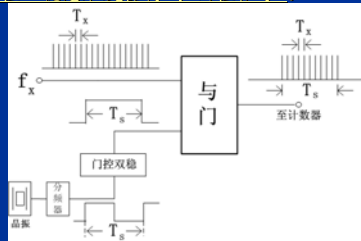
第42页

4) 时基产生电路

◆功能：产生测频时的“门控信号”（多档闸门时间可选）及时间测量时的“时标”信号（多档可选）。

◆实现：由内部晶体振荡器（也可外接），通过倍频或分频得到。再通过门控双稳态触发器得到“门控信号”。

如，若 $f_c=1\text{MHz}$ ，经 10^6 分频后，可得到 $f_s=1\text{Hz}$ （周期 $T_s=1\text{s}$ ）的时基信号，经过门控双稳态电路得到宽度为 $T_s=1\text{s}$ 的门控信号。



第43页

4) 时基产生电路

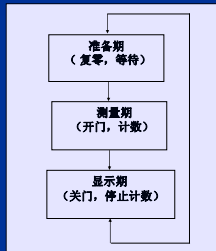
◆要求：

- 标准性：“门控信号”和“时标”作为计数器频率和时间测量的本地工作基准，应当具有高稳定性和高准确度。
- 多值性：为了适应计数器较宽的测量范围，要求“闸门时间”和“时标”可多档选择。
- 常用“闸门时间”有：1ms、10ms、100ms、1s、10s。
- 常用的“时标”有：10ns、100ns、1μs、10μs、100μs、1ms。

第44页

5) 控制电路

◆功能：产生各种控制信号，控制、协调各电路单元的工作，使整机按“复零-测量-显示”的工作程序完成自动测量的任务。如下图所示：



第45页

4.4.2 电子计数器的测量功能

1) 频率测量

◆原理：计数器严格按照 $f = \frac{N}{T}$ 的定义实现频率测量。

根据上式的频率定义，T为采样时间，N为T内的周期数。采样时间T预先由闸门时间 T_s 确定（时基频率为 f_s ）。则

$$f_x = \frac{N}{T_s} = Nf_s \quad \text{或} \quad N = \frac{T_s}{T_x} = T_s \cdot f_x$$

该式表明，在数字频率测量中， f_x 为待测频率， f_s 为时基频率。它体现了数字化频率测量的比较法测量原理。

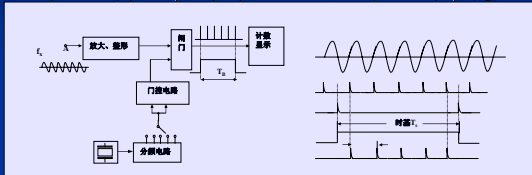
◆例如：闸门时间 $T_s=1\text{s}$ ，若计数值 $N=10000$ ，则显示的 f_x 为“10000”Hz，或“10.000”kHz。如闸门时间 $T_s=0.1\text{s}$ ，则计数值 $N=1000$ ，则显示的 f_x 为“10.00”kHz。

请注意：显示结果的有效数字末位的意义，它表示了频率测量的分辨力。

第46页

1) 频率测量

◆原理框图和工作波形图（ f_x 由A通道输入，内部时基）



◆测量速度与分辨力：闸门时间 T_s 为频率测量的采样时间， T_s 愈大，则测量时间愈长，但计数值N愈大，分辨力愈高。

第47页

4.4.2 电子计数器的测量功能

2) 频率比的测量

◆原理：实际上，前述频率测量的比较测量原理就是一种频率比的测量： f_x 对 f_s 的频率比。

据此，若要测量 f_A 对 f_B 的频率比（假设 $f_A > f_B$ ），只要用 f_B 的周期 T_B 作为闸门，在 T_B 时间内对 f_A 作周期计数即可。

◆方法： f_A 对 f_B 分别由A、B两通道输入，如下图。



$$N = \frac{T_B}{T_A} = \frac{f_A}{f_B}$$

第48页

2) 频率比的测量

- ◆注意：频率较高者由A通道输入，频率较低者由B通道输入。
- ◆提高频率比的测量精度：扩展B通道信号的周期个数。
例如：以B通道信号的10个周期作为闸门信号，则计数值为： $N = \frac{10T_B}{T_A} = 10 \frac{f_A}{f_B}$ ，即计数值扩大了10倍，相应的测量精度也就提高10倍。为得到真实结果，需将计数值N缩小10倍（小数点左移1位），即 $\frac{f_A}{f_B} = \frac{N}{10}$ 频率系数。
- ◆应用：可方便地测得电路 $\frac{f_A}{f_B} = \frac{N}{10}$ 频率系数。

第49页



4.4.2 电子计数器的测量功能

3) 周期的测量

- ◆原理：“时标计数法”周期测量。

对被测周期 T_x ，用已知的较小单位时间刻度 T_0 （“时标”）去量化，由 T_x 所包含的“时标”数N即可得到 T_x 。即

$$T_x = NT_0$$

该式表明，“时标”的计数值N可表示周期 T_x 。也体现了时间间隔（周期）的比较测量原理。

- ◆实现：由 T_x 得到闸门；在 T_x 内计数器对时标计数。

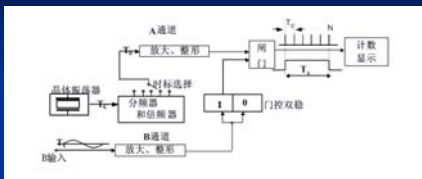
—— T_x 由B通道输入，内部时标信号由A通道输入（A通道外部输入断开）。

第50页



3) 周期的测量

- ◆原理框图：



- ◆例如：时标 $T_0=1\mu s$ ，若计数值 $N=10000$ ，则显示的 T_x 为“10000” μs ，或“10.000”ms。如时标 $T_0=10\mu s$ ，则计数值 $N=1000$ ，显示的 T_x 为“10.00”ms。

请注意：显示结果的有效数字末位的意义，它表示了周期测量的分辩力（应等于时标 T_0 ）。为便于显示，多档时标设定为10的幂次方。

- ◆测量速度与分辩力：一次测量时间即为一个周期 T_x ， T_x 愈大（频率愈低）则测量时间愈长；计数值N与时标有关，时标愈小分辩力愈高。

第51页



4.4.2 电子计数器的测量功能

4) 时间间隔的测量

- ◆时间间隔：指两个时刻点之间的时间段。在测量技术中，两个时刻点通常由两个事件确定。如，一个周期信号的两个同相位点（如过零点）所确定的时间间隔即为周期。

- ◆两个事件的例子及测量参数还有：

同一信号波形上两个不同点之间→脉冲信号参数；

两个信号波形上，两点之间→相位差的测量；

手动触发→定时、累加计数。

- ◆测量方法：由两个事件触发得到起始信号和终止信号，经过门控双稳态电路得到“门控信号”，门控时间即为被测的时间间隔。在门控时间内，仍采用“时标计数”方法测量（即所测时间间隔由“时标”量化）。

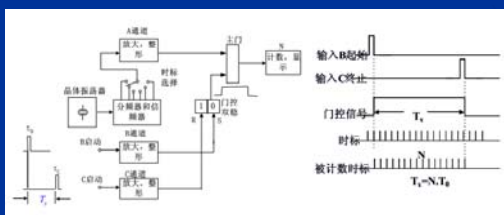
第52页



4) 时间间隔的测量

- ◆原理框图

欲测量时间间隔的起始、终止信号分别由B、C通道输入。时标由机内提供。如下图。

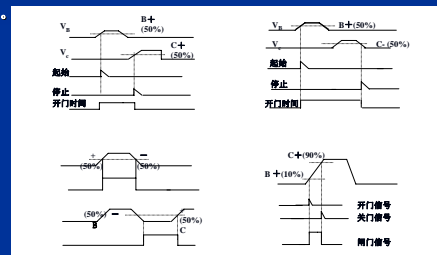


第53页



4) 时间间隔的测量

- ◆触发极性选择和触发电平调节：为增加测量的灵活性，B、C输入通道都设置有触发极性(+)、(-)和触发电平调节，以完成各种时间间隔的测量。如下图的脉冲参数测量。



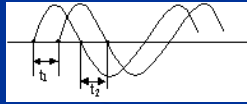
第54页



4) 时间间隔的测量

◆ 相位差的测量

- 利用时间间隔的测量，可以测量两个同频率的信号之间的相位差。
- 两个信号分别由B、C通道输入，并选择相同的触发极性和触发电平。
- 测量原理如下图：



- 为减小测量误差，分别取+、-触发极性作两次测量，得到 t_1 、 t_2 再取平均，则

$$\phi = \frac{t_1 + t_2}{2} \omega$$

第55页



4.4.2 电子计数器的测量功能

5) 自检 (自校)

- ◆ 功能：检验仪器内部电路及逻辑关系是否正常。

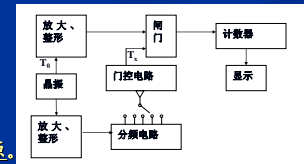
- ◆ 实现方法：为判断自检结果是否正确，该结果应该在自检实施前即是已知的。为此，用机内的Tx (闸门信号由时基信号分频得到) 对时基T₀计数，则计数结果应为：

$$N = \frac{T_0}{T_x}$$

- ◆ 自检的方框图：

- ◆ 例如：若选择Tx=10ms，T₀=1μs，则自检显示应稳定在N=10000。

- ◆ 自检不能检测内部基准源。



第56页



4.5 电子计数器的测量误差

4.5.1 测量误差的来源

- 1) 量化误差；2) 触发误差；3) 标准频率误差

4.5.2 频率测量的误差分析

- 1) 误差表达式；2) 量化误差的影响；3) 实例分析

4.5.3 周期测量的误差分析

- 1) 误差表达式；2) 量化误差的影响；3) 中界频率；4) 触发误差

第57页



4.5.1 测量误差的来源

1) 量化误差

- ◆ 什么是量化误差：由前述频率测量 $f_x = N/T_s = Nf_s$ 和周期测量 $T_x = N/T_0$ ，可见，由于计数值N为整数， f_x 和 T_x 必然产生“截断误差”，该误差即为“量化误差”。也称为“±1误差”，它是所有数字化仪器都存在的误差。

- ◆ 产生原因：量化误差并非由于计数值N的不准确（也并非标准频率源 f_s 或时标 T_0 的不准确）造成。而是由于闸门开启和关闭的时间与被测信号不同步引起（亦即开门和关门时刻与被测信号出现的时刻是随机的），使得在闸门开始和结束时刻有一部分时间零头没有被计算在内而造成的测量误差。

- ◆ 下图为频率测量时量化误差的示意图。

第58页



1) 量化误差

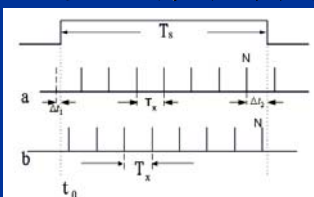
- ◆ 如图，对同一被测信号，在相同的闸门时间内，计数结果不同。根据频率定义，准确的 f_x 应为

$$f_x = \frac{N}{T_s + \Delta t_1 - \Delta t_2}$$

$$\text{式中， } T_s = NT_x - \Delta t_1 + \Delta t_2$$

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

因此，量化误差的影响相当于计数值N的“±1”个字。



$$\frac{\Delta N}{N} = \frac{\pm 1}{N} = \pm \frac{1}{T_s f_x}$$



4.5.1 测量误差的来源

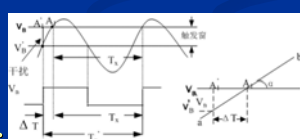
2) 触发误差

- ◆ 什么是触发误差：输入信号都需经过通道电路放大、整形等，得到脉冲信号，即输入信号→(转换为)脉冲信号。

这种转换要求只对信号幅度和波形变换，不能改变其频率。但是，若输入被测信号叠加上有干扰信号，则信号的频率（周期）及相对闸门信号的触发点就可能变化。由此产生的测量误差称为“触发误差”，也称为“转换误差”。

- ◆ 如图。周期为 T_x 的输入信号，触发电平在 A_1 点，但在 A_1' 点上有干扰信号（幅度 V_n ）。提前触发，周期 $T_x \rightarrow T_x'$ 。

图4-21



第60页



4.5.1 测量误差的来源

3) 标准频率误差

机内时基（闸门时间）和时标是频率和时间间隔测量的参考基准，它们由内部晶体振荡器（标准频率源）分频或倍频后产生。因此，其准确度和测量时间之内的短期稳定度将直接影响测量结果。

通常，要求标准频率误差小于测量误差的一个数量级。

因此，内部晶振要求较高稳定性。若不能满足测量要求，还可外接更高准确度的外部基准源。

第61页

4.5.2 频率测量的误差分析

1) 误差表达式

◆由频率测量表达式： $f_x = N/T_s = Nf_s$ ，计数器直接测频的误差主要由两项组成：即量化误差（ ± 1 误差）和标准频率误差。总误差采用分项误差绝对值合成，即：

$$\frac{\Delta f_x}{f_x} = \frac{\Delta N}{N} + \frac{\Delta f_s}{f_s}$$

式中， ΔN 即为 ± 1 误差，其最大值为 $\Delta N = \pm 1$ 而 $N = \frac{T_s}{T_f} = T_s f_s$

由于 f_s 由晶振 (f_c) 分频得到，设 $f_s = f_c/k$ ，则 $\frac{\Delta f_s}{f_s} = \frac{\Delta f_c}{f_c}$

于是，频率测量的误差表达式可写成：

$$\frac{\Delta f_x}{f_x} = \pm \left(\frac{1}{T_s f_s} + \frac{\Delta f_c}{f_c} \right)$$

第62页

4.5.2 频率测量的误差分析

2) 量化误差的影响

◆从频率测量的误差表达式： $\frac{\Delta f_x}{f_x} = \pm \left(\frac{1}{T_s f_s} + \frac{\Delta f_c}{f_c} \right)$

可知，量化误差为 $\frac{\Delta N}{N} = \frac{\pm 1}{N} = \pm \frac{1}{T_s f_s}$

它是频率测量的主要误差（标准频率误差一般可忽略）。

为减小量化误差，需增大计数值 N ：增大闸门时间 T_s 或在相同的闸门时间内测量较高的频率可得到较大的 N 。

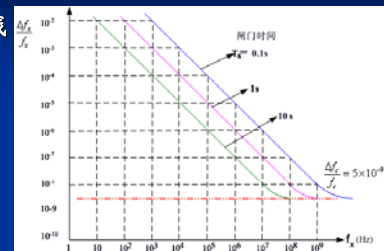
◆但需注意：增大闸门时间将降低测量速度，并且计数值的增加不应超过计数器的计数容量，否则将产生溢出（高位无法显示）。

例如：一个6位的计数器，最大显示为999999，当用 $T_s = 10s$ 的闸门测量 $f_x = 1MHz$ 时，应显示“1000000.0”Hz或“1.0000000”MHz，显然溢出。

第63页

1) 误差表达式

◆误差曲线



◆分析：误差曲线直观地表示了测频误差与被测频率 f_x 和闸门时间 T_s 的关系。 f_x 愈大则误差愈小，闸门时间愈大误差也愈小，并且，测频误差以标准频率误差为极限。

第64页

4.5.2 频率测量的误差分析

3) 实例分析

[例] 被测频率 $f_x = 1MHz$ ，选择闸门时间 $T_s = 1s$ ，则由 ± 1 误差产生的测频误差（不考虑标准频率误差）为：

$$\frac{\Delta f_x}{f_x} = \frac{\pm 1}{1 \times 1 \times 10^6} = \pm 1 \times 10^{-6}$$

若 T_s 增加为 $10s$ ，则计数值增加 10 倍，相应的测频误差也降低 10 倍，为 $\pm 1 \times 10^{-7}$ ，但测量时间将延长 10 倍。

注意：该例中，当选择闸门时间 $T_s = 1s$ 时，要求标准频率误差优于 $\pm 1 \times 10^{-7}$ （即比量化误差小一个数量级），否则，标准频率误差在总测量误差中不能忽略。

第65页

4.5.3 周期测量的误差分析

1) 误差表达式

◆由测周的基本表达式： $T_x = N \cdot T_0$

根据误差合成公式，可得： $\frac{\Delta T_x}{T_x} = \frac{\Delta N}{N} + \frac{\Delta T_0}{T_0}$

式中， $\frac{\Delta N}{N} = \frac{\pm 1}{N}$ 和 $\frac{\Delta T_0}{T_0}$ 分别为量化误差和时标周期误差。

由 $T_0 = kT_c$ (T_c 为晶振周期， k 为倍频或分频比)，

有： $\frac{\Delta T_0}{T_0} = \frac{\Delta T_c}{T_c} = \frac{\Delta f_c}{f_c}$

而计数值 N 为： $N = \frac{T_x}{T_0} = \frac{T_x}{kT_c} = \frac{T_x f_c}{k}$

所以， $\frac{\Delta T_x}{T_x} = \pm \frac{k}{T_x f_c} \pm \frac{\Delta T_c}{T_c} = \pm \left(\frac{k}{T_x f_c} + \frac{\Delta f_c}{f_c} \right)$

第66页

4.5.3 周期测量的误差分析

2) 量化误差的影响

◆由测周的误差表达式:

$$\frac{\Delta T}{T_x} = \pm \frac{k}{T_x f_c} \pm \frac{\Delta T_c}{T_c} = \pm \left(\frac{k}{T_x f_c} + \left| \frac{\Delta f_c}{f_c} \right| \right)$$

第一项即为**量化误差**。它表示 T_x 愈大(被测信号的频率愈低),则量化误差愈小,其意义为 T_x 愈大则计入的时钟周期数 N 愈大。另外,晶振的分频系数 k 愈小,则时钟周期愈小,在相同的 T_x 内计数值愈大。(图4-20)

此外,第二项为**标准频率误差**,通常也要求小于测量误差的一个数量级,这时就可作为微小误差不予考虑。

◆为减小量化误差,应增加计数值 N ,但也需注意不可使其溢出。

例如:一个6位的计数器,最大显示为999999,当用 $T_0=1\mu s$ 的时钟测量 $T_x=10s$ ($f_x=0.1Hz$)时,应显示“10000000”us或“10.000000”s,显然溢出。

第67页



4.5.3 周期测量的误差分析

3) 中界频率

◆测频时,被测频率 f_x 愈低,则量化误差愈大;

测周时,被测频率 f_x 愈高,则量化误差愈大。

可见,在测频与测周之间,存在一个中界频率 f_m ,

当 $f_x > f_m$ 时,应采用测频;当 $f_x < f_m$ 时,应采用测周方案。

◆中界频率 f_m 的确定

量化误差取决于计数值 N ,测频时 $N = \frac{T_x}{T_0}$,测周时 $N = \frac{T_x}{T_0}$ 。

令两式相等,并用 T_m 表示 T_x : $\frac{T_m}{T_m} = \frac{T_m}{T_0}$

于是,有: $T_m = \sqrt{T_s T_0}$ 或 $f_m = \frac{1}{\sqrt{T_s T_0}}$

例:若 $T_s=1s$, $T_0=1\mu s$,则 $f_m=1kHz$,在该频率上,测频与测周的量化误差相等。

第68页



量化误差和标准频率误差

测频时误差表达式

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

测周时误差表达式

$$\frac{\Delta T}{T_x} = \pm \frac{k}{T_s f_c} \pm \frac{\Delta T_c}{T_c} = \pm \left(\frac{k}{T_s f_c} + \left| \frac{\Delta f_c}{f_c} \right| \right)$$

中界频率

$$T_m = \sqrt{T_s T_0}$$

第69页



4.5.3 周期测量的误差分析

4) 触发误差

◆频率测量时触发误差的影响

●尖峰脉冲的干扰

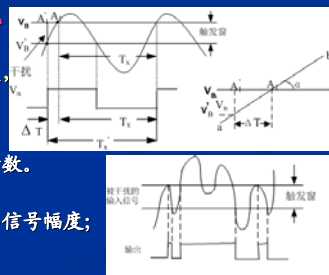
如图,尖峰脉冲只引起触发点的改变,对测频影响不大。

●高频叠加干扰

如图,产生错误计数。

●措施

增大触发窗或减小信号幅度;输入滤波。



第70页



4) 触发误差

◆周期测量时触发误差的影响

●尖峰脉冲

周期测量时,尖峰脉冲的干扰对测量结果的影响非常严重。如图,测量误差为: $\Delta T = T_x' - T_x$

●分析

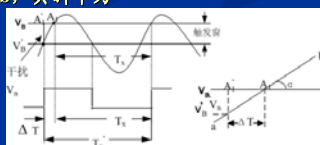
设输入为正弦波: $V_x = V_m \sin \omega_x t$, 干扰幅度为 V_n 。

对触发点A作切线ab, 其斜率为

$$\tan \alpha = \left. \frac{dv_x}{dt} \right|_{v_x=V_n}$$

$$\text{则, } \Delta T = \frac{V_n}{\tan \alpha}$$

可见, $\tan \alpha$ 愈大,即触发点愈陡峭,误差愈小。



第71页



4) 触发误差

进一步推导触发点的斜率, 如下: $V_x = V_m \sin \omega_x t$

$$\left. \frac{dv_x}{dt} \right|_{v_x=V_n} = \omega_x V_m \cos \omega_x t_B = \frac{2\pi}{T_x} \cdot V_m \sqrt{1 - \sin^2 \omega_x t_B} = \frac{2\pi V_m}{T_x} \sqrt{1 - \left(\frac{V_n}{V_m} \right)^2}$$

实际中,对正弦输入信号,常选择过零点为触发点(具有最陡峭的斜率),则触发点电压 V_n 满足: $V_n = 0$

于是,有:

$$\Delta T = \frac{V_n}{\tan \alpha} = \frac{T_x}{2\pi} \times \frac{V_n}{V_m}$$

若考虑在下一个周期开始时也可能都存在触发误差,分别用表 ΔT_1 、 ΔT_2 按随机误差的均方根合成,得到:

$$\Delta T_n = \sqrt{\Delta T_1^2 + \Delta T_2^2} = \frac{T_x}{\sqrt{2}\pi} \frac{V_n}{V_m}$$

●结论:测周时为减小触发误差,应提高信噪比。

第72页



4.6 高分辨力时间和频率测量技术

减小量化误差、减小触发误差、提高分辨率

4.6.1 多周期同步测量技术

4.6.2 模拟内插法

- 1) 内插法原理;
- 2) 时间扩展电路

4.6.3 游标法

4.6.4 平均法

第73页

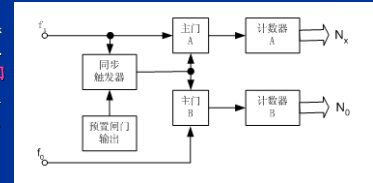
4.6.1 多周期同步测量技术

多周期同步法

量化误差是由于闸门与被测信号的非同步引起的。为减小量化误差，必须使闸门时间等于被测信号整周期数。

●设计原理

采用预置闸门，用 f_x 对预置闸门同步（D触发器），在实际的同步闸门时间内同时对 f_x 计数得被测信号整周期计数得 N_x 。为确定同步闸门时间，用另一计数器对标准频率 f_0 计数得 N_0 。



第74页

2) 多周期同步法

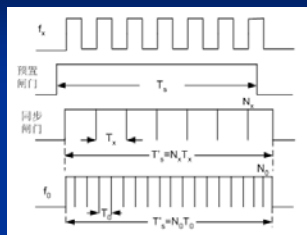
●工作波形

如图，同步闸门时间 T_g 由 $N_0 T_0$ 确定， $N_x T_x = N_0 T_0 = T_g$

则： $f_x = \frac{N_x}{T_g} = \frac{N_x}{N_0 T_0} = \frac{N_x}{N_0} f_0$

●量化误差： N_x 无 ± 1 误差， N_0 测量异步，存在 ± 1 误差，但一般 N_0 较大， $\pm 1/N_0$ 较小。

●实现：基于微处理器，控制预置闸门（软件发出），计算频率结果。可实现等精度测量。



第75页

2) 多周期同步法

基本测周模式下，闸门时间由单个周期确定。在干扰信号下，被测信号周期的触发前后存在 ΔT_1 、 ΔT_2 的触发误差（转换误差）。

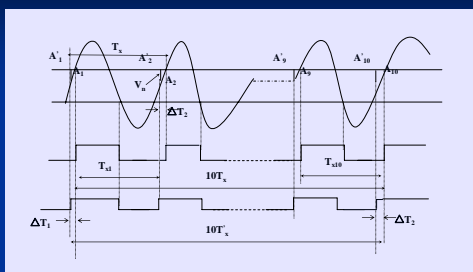
●原理：为降低 ΔT_1 、 ΔT_2 对单个周期测量的影响，利用 ΔT_1 、 ΔT_2 的随机性，可由多个周期构成闸门时间，使相邻周期的 ΔT_1 、 ΔT_2 相互抵消。如下图。

例如：由10个周期构成闸门时间测量，触发误差降为1/10。书上式4-20

同时，由于计数值也增大了10倍，则 ± 1 误差也减小为1/10。电子计数器面板上的“周期倍乘”可选择周期数，通常有： $\times 1$ 、 $\times 10$ 、 $\times 100$ 、 $\times 1000$ 等多档选择。

第76页

2) 多周期同步法



●误差表达式：

式中， m 为周期倍乘数。

$$\frac{\Delta T_x}{T_x} = \pm \left(\frac{k}{m T_x f_c} + \frac{1}{\sqrt{2\pi m}} \times \frac{V_n}{V_m} + \left| \frac{\Delta f_c}{f_c} \right| \right)$$

HP5345就采用这种方法。

第77页

误差分析

例：分别用通用计数器和多周期同步计数器对50Hz正弦信号频率进行测量，计算量化误差。闸门时间预置为1s，晶振频率为1MHz。

解：通用计数器测频，量化误差为：

$$\frac{\Delta N}{N} = \frac{\pm 1}{N} = \frac{0.02s}{1s} = 0.02$$

多周期同步计数器测频，量化误差为：

$$\frac{\Delta N}{N} = \frac{\pm 1}{N} = \frac{1 \times 10^{-6}s}{1s} = 1 \times 10^{-6}$$

第78页

4.6.2 模拟内插法

一般时间间隔测量的局限性:

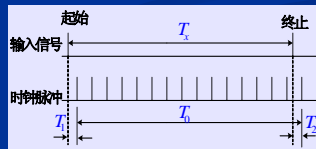
为减小量化误差,需减小标以增大计数值,但时标的减小受时基电路和计数器最高工作频率限制,而计数器也有最大计数容量的限制(最大计数值)。

内插法对已存在的量化误差,测量出量化单位以下的尾数(零头时间)。如下图所示,

则准确的Tx为:

$$T_x = T_0 + T_1 - T_2$$

为实现 T_1 、 T_2 的测量,有模拟和数字两种方法。



第79页

4.6.2 模拟内插法

1) 模拟内插法原理

◆ 由于 T_1 和 T_2 均很小(小于时标),采用普通的“时标计数法”难以实现(需要非常小的时标)。其实现的基本思路是:对 T_1 和 T_2 作时间扩展(放大)后测量。

◆ 三次测量

若 T_1 、 T_2 均扩展k倍,采用同一个时标(设为 τ_0)分别测量 T_0 、 kT_1 、 kT_2 ,设计数值分别为: N_0 、 N_1 、 N_2 ,

则:

$$T_x = T_0 + T_1 - T_2 = \left(N_0 + \frac{N_1 - N_2}{k} \right) \tau_0$$

◆ 意义:上式由于 $T_0 = N_0 \tau_0$ 不存在量化误差,总量化误差由 $(N_1 - N_2)$ 引起,降低了k倍。相当于用 τ_0/k 时标的普通时间测量。

第80页

4.6.2 模拟内插法

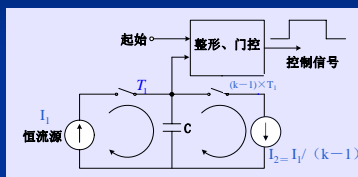
2) 时间扩展电路

◆ 时间扩展电路

如下图所示:

◆ 工作原理

以恒流源对电容器C充电,设充电时间为 T_1 ,而以 $(k-1)T_1$



时间缓慢放电,当放电到原电平时,所经历的时间为:

$T_1' = T_1 + (k-1)T_1 = kT_1$,即得到 T_1 的k倍时间扩展。在 kT_1 时间内对时标计数。

第81页

4.6.2 模拟内插法

◆ 例如,扩展器控制的开门时间为 T_1 的1000倍($k-1$ 取999),

即: $T_1' = T_1 + 999T_1 = 1000T_1$

在 T_1' 时间内对时标 τ_0 计数得 N_1 , 则 $T_1 = \frac{N_1 \tau_0}{1000}$

类似地: $T_2' = T_2 + 999T_2 = 1000T_2$

在 T_2' 时间内对时标 τ_0 计数得 N_2 , 则 $T_2 = \frac{N_2 \tau_0}{1000}$

于是:

$$T_x = \left(N_0 + \frac{N_1 - N_2}{1000} \right) \tau_0$$

内插后测量分辨率提高了1000倍。

第82页

4.6.3 游标法(数字内插法)

1) 游标法的原理

◆ 数字式游标法实现的原理和游标卡尺的原理相似,是利用相差很微小的两个量,对其量化单位以下的差值进行多次的叠加,直到叠加的值达到一个量化单位为止,通过相关的计算便可以获得较精确的差值。

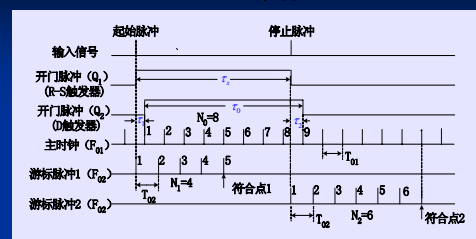
◆ 设主时钟频率 $F_{01} = 1/T_{01}$ 和游标时钟 $F_{02} = 1/T_{02}$, $F_{01} > F_{02}$ ($T_{01} < T_{02}$)且 F_{01} 和 F_{02} 非常接近。即差值 $\Delta T_0 = T_{02} - T_{01}$ 很小。如 $T_{01} = 10\text{ns}$, $T_{02} = 11\text{ns}$, 则 $\Delta T_0 = T_{02} - T_{01} = 1\text{ns}$ 。

◆ 双游标法的工作原理

如下图。

第83页

4.6.3 游标法



◆ 如图,设开门与关门时的两个“零头时间”为 τ_1 、 τ_2 ,开门后同时启动主计数器和游标脉冲1计数,由于 $T_{02} > T_{01}$,设经过 N_1 个计数值后,游标脉冲与主脉冲重合(图中符合点1)。此时:

$$\tau_1 + N_1 T_{01} = N_1 T_{02} \quad \tau_2 = N_2 (T_{02} - T_{01}) = N_2 \Delta T_0$$

第84页

4.6.3 游标法

- 同样，在关门时(主时钟计数停止)启动游标脉冲2开始计数，由于 $T_{02} > T_{01}$ ，设经过 N_2 个计数值后，游标脉冲与主脉冲重合(图中符合点2)。此时，有： $\tau_2 = N_2(T_{02} - T_{01}) = N_2 \Delta T_0$
- 则，被测时间间隔为：
$$\tau_x = \tau_0 + \tau_1 - \tau_2 = N_0 T_{01} + (N_1 - N_2) \Delta T_0$$
- 定义扩展系数 K ， $K = \frac{T_{01}}{\Delta T_0} = \frac{T_{01}}{T_{02} - T_{01}}$
则游标时钟周期用 K 可表示为： $T_{02} = \left(1 + \frac{1}{K}\right) T_{01}$
而 $\Delta T_0 = T_{02} - T_{01} = \frac{1}{K} T_{01}$
于是，被测时间间隔可写成：
$$\tau_x = N_0 T_{01} + (N_1 - N_2) \frac{T_{01}}{K} = \left(N_0 + \frac{N_1 - N_2}{K}\right) T_{01} = \frac{(N_0 K + N_1 - N_2) T_{01}}{K}$$

可见，数字游标法将测时分辨率由 T_{01} 提高到了 T_{01}/K 。

第85页

4.6.4 平均法

1) 平均法原理

- 单次测量(测频和测周)总是存在量化误差(闸门开启时间与被测脉冲时间不同步)，这是一种随机误差，它在 $-1/N \sim 1/N$ 范围内(误差限 $1/N$)均匀分布。
- 多次测量取平均。利用随机误差的抵偿性，可采取多次测量取平均的办法，减小测量误差。

第86页

4.6.4 平均法

- 设连续进行有限次(n 次)测量，计数值分别为 N_1, N_2, \dots, N_n ，其算术平均值为：
$$\bar{N} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n N_i$$

由于 $N_1 \approx N_2 \approx \dots \approx N_n \approx N$ ，各次的量化误差为：

$$\frac{1}{N_1} \approx \frac{1}{N_2} \approx \dots \approx \frac{1}{N_n} \approx \frac{1}{N}$$

对各单次测量的量化误差采用均方根合成，根据算术平均值的性质，其误差将减小到单次测量的 $1/\sqrt{n}$
即：

$$\frac{\Delta T_x}{T_x} = - \frac{\Delta f_x}{f_x} = \pm \frac{1}{\sqrt{n}} \cdot \frac{1}{N}$$

第87页

4.6.4 平均法

2) 时基脉冲的随机调相技术

- ◆ 此法依赖于各单次测量的量化误差的随机性，即要求闸门开启/关闭时刻和被测信号脉冲之间具有真正的随机性。否则，各单次测量的量化误差就不具有随机误差的抵偿性。

◆ 实现原理

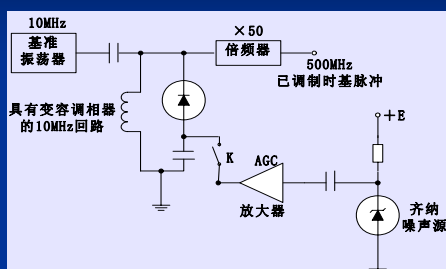
采用齐纳二极管产生的噪声对时基脉冲进行随机相位调制，使时基脉冲具有随机的相位抖动。

◆ 原理图

下图是一个实用的测量方案。

第88页

4.6.4 平均法



第89页

4.7 微波频率测量技术

4.7.1 变频法

- 1) 变频法原理
- 2) 组成框图

4.7.2 置换法

- 1) 置换法原理
- 2) 组成框图

第90页

4.7 微波频率测量技术

通用电子计数器受内部计数器等电路的工作速度的限制，对输入信号直接计数存在**最高计数频率的限制**。

1. 5GHz以下

对于几十GHz的微波计数器，主要采用**变频法和置换法**将输入微波频率信号变换成可直接计数的中频。

4.7.1 变频法

1) 变频法原理

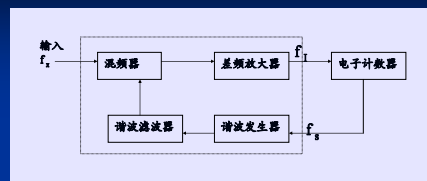
变频法（或称外差法）是将被测微波信号经**差频变换**成频率较低的中频信号，再由电子计数器计数。

◆变频法的原理框图如下。

第91页



4.7.1 变频法



电子计数器主机内送出的标准频率 f_s ，经过谐波发生器产生高次谐波，再由谐波滤波器配合扫描捕获电路选出所需的谐波分量 Nf_s ，它与被测信号 f_x 混频出差频 f_1 。

若由电子计数器测出 f_1 ，则被测频率 f_x 为： $f_x = Nf_s \pm f_1$

为适应 f_x 的变化，谐波滤波器应能够选出合适的谐波分量 Nf_s 。

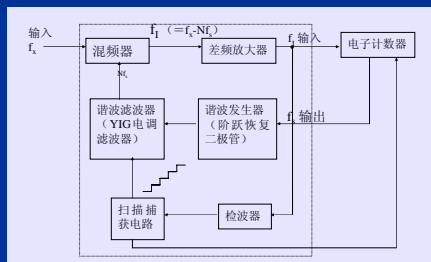
第92页



4.7.1 变频法

2) 组成框图

自动变频式微波计数器的原理方框图如下图所示。



第93页



4.7.1 变频法

◆ 工作原理

- **谐波发生器**：输入为计数器标准频率信号 f_s 。采用阶跃恢复二极管，以产生丰富的谐波 Nf_s 。
- **谐波滤波器**：采用YIG（单晶铁氧体材料）电调谐滤波器，其谐振频率可在很宽范围实现电调。
- **扫描捕获电路**：产生阶梯波电流，控制YIG的外加磁场，使YIG的谐振频率从低到高步进式地改变，从而可逐次选出不同的各次谐波。
- **差频放大器、检波器**：当谐波滤波器输出的某次谐波 Nf_s 与待测频率 f_x 的差频 $f_1 (= f_x - Nf_s)$ 落在差频放大器的带宽（1~101MHz）范围内时， f_1 经放大、检波后输出一直流电压，使扫描捕获电路停止扫描，因而YIG固定地调谐在 N 次谐波上。

第94页



4.7.1 变频法

◆ 微波计数器的显示

- 当YIG调谐成功（选择的谐波分量 Nf_s 被确定）后，控制电路**直接将 Nf_s 在高位上显示**。
- 而 $f_1 = f_x - Nf_s$ 则由计数器计数并显示在 Nf_s 位之后。这样，便得到 $f_x = Nf_s + f_1$ 。
- 例如：若 $f_x = 1234.567890\text{MHz}$ ，标准频率 $f_s = 100\text{MHz}$ ，则YIG应调谐在 $N = 12$ 次谐波上，即 $Nf_s = 1200\text{MHz}$ ，高位直接显示“12”。计数器再对差频信号 $f_1 = f_x - Nf_s = 34.567890\text{MHz}$ 计数，最后显示为“12 34.567890”MHz。

第95页



4.7.2 置换法

1) 置换法原理

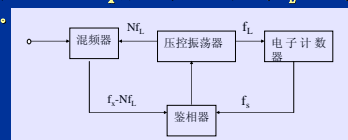
利用一个频率较低的**置换振荡器**的 N 次谐波，与被测微波频率 f_x 进行分频式锁相，从而把 f_x 转换到较低的频率 f_L （通常为100MHz以下）。

原理框图如下：

当环路锁定时，有：

$$f_x = Nf_L + f_s$$

式中， f_s 为已知的标准频率，计数器直接对 f_L 计数，但为得到 f_x ，还需确定 N 值。



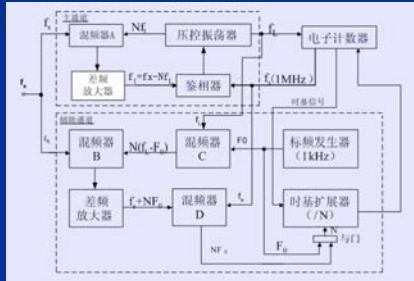
第96页



4.7.2 置换法

2) 组成方框图

全自动置换法微波计数器的方框图如下图所示。



第97页

4.7.2 置换法

◆ 工作原理

- **主通道:** f_x 与 f_L 的 N 次谐波 Nf_L 经混频器 A, 由差频放大器取出 $f_1 = f_x - Nf_L$, 当环路锁定时: $f_1 = f_x - Nf_L = f_s$ 。即有: $f_x = Nf_L + f_s$, f_L 由计数器直接计数。
- **辅助通道:** 用于确定 N 。 f_L 与标准频率发生器 ($F_0 = 1\text{kHz}$) 经混频器 C 得到差频: $f_L - F_0$, 其 N 次谐波与 f_x 经混频器 B, 由差频放大器取出 $f_2 = f_x - N(f_L - F_0) = f_s + NF_0$ 。再经过混频器 D 得到 NF_0 , 它与 F_0 经“与门”后得到 N 。
- **时基扩展器:** 为得到 Nf_L 的计数值, 将闸门时间扩展 N 倍后对 f_L 计数, 其计数值相当于原闸门内对 Nf_L 计数。
- **f_x 的显示:** 由 $f_x = Nf_L + f_s$, 将 f_s 预置后与 Nf_L 计数值显示。

第98页

4.9 调制域测量技术

4.9.1 调制域测量的概念

- 1) 调制域测量
- 2) 调制域测量的意义

4.9.2 调制域测量原理

- 1) 瞬时频率测量原理
- 2) 无间隔计数器的实现
- 3) 提高测量速度与分辨力的方法
- 4) 调制域分析的应用
- 5) 发展动态

第99页

4.9.1 调制域测量的概念

1) 调制域测量

◆时域与频域分析的局限性

一个实际的信号可以从时域和频域进行描述和分析，时域分析可以了解信号波形（幅值）随时间的直观变化；频域分析则可以了解信号中所含频谱分量，但是，却不能把握各频谱分量在何时出现。

◆调制域概念

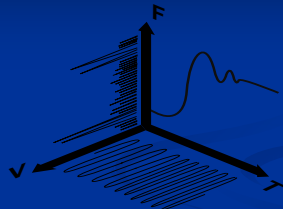
在通信等领域中，各种复杂的调制信号越来越多地被人们使用，因而，常常需要了解信号频率随时间的变化，以便对调制信号等进行有效分析——即调制域分析。

调制域即指由频率轴(F)和时间轴(T)共同构成的平面域。

第100页

4.9.1 调制域测量的概念

下图所示描述了同一信号在时域 (V-T)、频域 (V-F)、调制域 (F-T) 的特性。



◆调制域分析仪

能够完成调制域分析的测量仪器称为调制域分析仪。调制域测量技术是对时域和频域测量技术的补充和完善。

第101页

4.9.1 调制域测量的概念

2) 调制域测量的意义

调制域描绘出了频率、时间间隔或相位等随时间的变化曲线。

方便地表达出频域和时域中难以描述的信号参数和信号特性。为人们对于复杂信号的测试和分析提供了方便直观的方法,解决了一些难以用传统方法或不可能用传统方法解决的难题。

第102页

4.9.2 调制域测量原理

1) 瞬时频率测量原理

◆ 瞬时频率的概念

信号频率随时间的变化, 可将频率量视为时间 t 的连续函数, 用 $f(t)$ 表示。 $f(t)$ 也代表了时间 t 时的瞬时频率。

◆ 平均频率

实际上, 由于测量上的困难, 瞬时频率只是一种理论上的概念。因为所有测量都需要一定的采样时间(闸门时间), 测量结果则为该采样时间内的平均频率。

◆ 用平均频率逼近瞬时频率

在时间轴上以某个时刻 t_0 为起始点, 连续地对被测信号进行采样, 则:

第103页



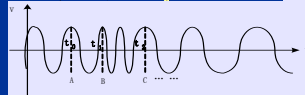
4.9.2 调制域测量原理

各采样计数值 M 与相应时间点 t 相对应, 则可得采样时间内的平均频率值。当时间趋于无限小时即可得到各时间点的瞬时频率值。

如下图所示, 采样点A作为时间起始点 t_0 , 则:

在采样点B得到事件周期值 M_1 和时间标记: $t_1 = N_1 T_0 + t_0$ (T_0 为时标)

在采样点C得到事件周期值 M_2 和时间标记: $t_2 = N_2 T_0 + t_1$



$$N_1 T_0 = M_1 T_1$$

于是, B点的频率为: $f_1 = \frac{M_1}{N_1 T_0} = \frac{M_1}{N_1} \times F_0$ 同理, C点的频率为 $f_2 = \frac{M_2}{N_2} \times F_0$ 如此连续不断地测量下去就得到了时频曲线。

第104页

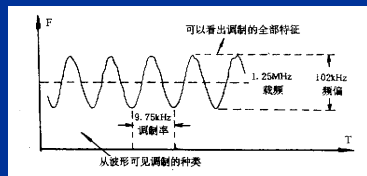


4.9.2 调制域测量原理

3) 调制域分析的应用

◆ 典型应用——调制参数的测试:

频率调制是通信系统所用的很多调制电路的基础。通过调制域分析, 可立即显示调制波形, 提供载波频率、峰-峰值频偏、调制率等关键参数。如下图。



第105页



4.9.2 调制域测量原理

5) 发展动态

随着通信技术的不断发展, 调制域分析技术和仪器产品在高新技术领域得到广泛应用并发挥重要作用。

国外从80年代起开始调制域分析仪研制(如HP5371A、5373A)。目前已有HP5372A、HP5373A、HP53310A及VXI模块HP E1740A、HP E1725A等。

国际先进水平的调制域分析仪达到的主要技术指标为:

直接测量频率: 10Hz~500MHz;

测时分辨率: 200ps;

连续采样速率: 10MHz。



第106页

