

摘 要

本论文提出了一种基于单片机控制的高分辨率频标比对测量方法。介绍了这种相位比对测量方法的原理以及实现频率稳定度测量的方案，包括各部分的硬件电路设计、工作原理以及单片机部分的控制原理。另外，本论文还介绍了用于开发该系统所用的 LabVIEW 虚拟仪器软件在该系统中的应用，包括软件流程与整体设计框图，对数据采集板卡的驱动，用直接存储器（DMA）数据传输方式以及在计算机上对所采集数据的实时显示、处理、存储与打印等功能的实现。最后通过实验结果证明了该方案的可行性和开发系统的可靠性。这种高精度相位比对测频方法不同于以往的高精度测频方法，避免了 ± 1 个字的误差，原理简单，有相当高的分辨率和测量精度。在测量闸门时间为 1S 的情况下，频率稳定度可达 $\pm 2 \times 10^{-11}$ 。

关键词： 频标比对 DMA 数据采集板卡 频率稳定度

Abstract

This paper presents a new method of high precision comparison of frequency standard which based on the control of single chip. The principle of this comparison of frequency standard and the measurement method of the stability of frequency in this method are given, including the design and the theory of every part of hardware and the controlling principle of the single chip. In addition, the use of the graphical LabVIEW software in the system is presented, including the software flowchart, the whole design graph, the driving of the Data Acquisition Card, the DMA Data Transfer Modes and the accomplishment of the display on the computer, dispose, store and the type of the data which is obtained through the Data Acquisition Card. At last, the experimental results prove that the project used in the system is feasible and the capability of its test system is also satisfying. This method is different from the usual of high precision measurement of frequency standard, simple in principle, eliminates the effect of ± 1 , and the stability of frequency can be $\pm 2 \times 10^{-11}$ on the condition of one second gate time.

Keyword: **comparison of frequency standard** **DMA**
 Data Acquisition Card **the stability of frequency**

创新性声明

本人声明所呈交的论文是我个人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。尽我所知，除了文中特别加以标注和致谢中所罗列的内容外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果；也不包含为获得西安电子科技大学或其它教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示了谢意。

申请学位论文与资料若有不实之处，本人承担一切相关责任。

本人签名：_____ 日期：_____

关于论文使用授权的说明

本人完全了解西安电子科技大学有关保留和使用学位论文的规定，即：研究生在校攻读学位期间论文工作的知识产权单位属西安电子科技大学。本人保证毕业离校后，发表论文或使用论文工作成果时署各单位仍然为西安电子科技大学。学校有权保留送交论文的复印件，允许查阅和借阅论文；学校可以公布论文的全部或部分内容，可以允许采用影印、缩印或其它复制手段保存论文。（保密的论文在解密后遵守此规定）

本学位论文属于保密，在____年解密后适用本授权书。

本人签名：_____ 日期：_____
导师签名： 高宗强 日期： 2004.1.5

第一章 绪 论

1.1 高精度测频的重要性

时间频率测量技术的发展,是多学科、多技术领域所交叉形成的一门技术学科,是一门既古老又新颖的学科,在人类科技进步和生产发展中起到了至关重要的作用。该技术的发展极大地推动了科学技术及工业技术的进步,而工业技术的发展又反过来将频率测量提高到了新的高度。时间频率在工业、交通、电信、军事等方面的应用十分广泛。计时、工业控制、定位导航、现代化数字技术和计算机都离不开时频技术和时频测量。它的发展不但对于时频学科的发展有很大的促进作用,而且对于各种量的精密测量和控制,对于测控技术在工业、国防及科学技术的进步方面都起到举足轻重的作用。这方面所取得的新技术及成果,将会给国家带来巨大的经济效益。

现代量子频标的出现和电子技术的进步,极大地提高了时间频率计量的稳定性和准确度,使之远远领先于其它量值的计量水平。由于社会发展的需要,对信息传输和处理的要求越来越高,将需要更高准确度的时频基准和更精密的测量技术。频率和时间的测量已越来越受到重视,它们也因此成为当今物理量准确计量的基础,其它量值计量如长度、电压等参数也可转化为与频率测量有关的技术来确定,测试水平均能得到显著提高。

时间是三大基本物理量(长度、质量和时间)之一。在所有的物理量当中,时间和频率的标准及其计量具有很高的精度,它们的测量和控制技术与其它很多学科的发展有着十分紧密的联系。它广泛的用于各个领域,尤其在导航,空间技术,通讯,天文学领域可以直接利用各种精密频率设备(包括不同类型的频率源)和控制技术。因此,频率测量设备及其控制以及频率源的研究有着广泛的适用性和发展前景,而且它的发展将影响着很多领域的技术发展。在近几年,科学技术的发展对频率标准的精确度和稳定度的要求越来越高。因此,研究新的频率测量和控制方法是十分必要的。

经过长期的研究,在频率测量和控制领域已经开发了很多技术和方法,它们具有不同的精度和复杂性。但是,随着现代通信技术的发展,在很宽的频率范围内对非标准信号需要具有较高的测量精度。利用传统的测量技术提高频率的测量精度,使得测量系统的造价成本很高,不能满足低成本的要求。因此,具有较高测量精度和宽的频率范围的新测量方法就非常值得研究和开发,而低成本的测量仪器更是备受欢迎的。目前虽有很多的频率控制和频率合成方法在实际中得到了很广泛的使用。在使用中人们常常发现,在测量精度与仪器的成本,复杂程度和应用条件之间存在着矛盾。因此,具有高精度和简单结构的控制和合成技术就成为

此领域重要的研究方向。

要实现频率与时间的测量,首先必须有一个高性能的频率源,例如闸门时间的开启与关闭、标频脉冲的填充等都用到频率源(频标),所以频率标准的特性是一切频率测量技术的一个重要参数。在各种频率源中,尤其是对于晶体振荡器来说,稳定性问题是最使人们关注的一个问题,它表示对于频率准确度的保持能力。对于稳定度不好的频率源来说,准确度调的再高也是保持不了的。所以,通过调试所获得的高准确度指标是没有是什么价值的。

近年来由于通讯、邮电、导航及国防等方面对标准频率信号源的精度和稳定度要求越来越高,使得频率测量技术必须兼顾测量精度和测频范围两方面的高要求。频率及时间的测量技术不仅被用于测量的目的,而且也是频率变换、控制和合成的基础。目前在频率测量领域存在的方法大体分为两类,一类是以电子计数器测频为代表的宽范围频率测量,以及在此基础上产生的多周期同步法、模拟内插法以及游标法等。多周期同步法采用实际测量闸门与被测信号同步,通过消除了被测信号和闸门信号之间的随机性提高了测量精度。模拟内插法是以测量时间间隔为基础的测量方法,它主要通过解决量化单位以下的尾数来提高测量精度,由于这是建立在放大数倍的基础上,因此测量精度也提高了同样的放大倍数。游标法则是一种采用类似于机械游标卡尺的原理来较为准确的测出门时始末的不确定时间间隔 t_1 和 t_2 ,使测量精度得以提高的方法。从本质上讲,尽管测量范围很宽,这些方法在技术过程中都未能在根本上消除 ± 1 字误差,只是通过一些技术因素来减小它的影响,再进一步提高测量精度会受到限制。

另一类是针对频标比对的各种技术。目前,国内外使用的常见频率标准测量方法有示波器法、频率误差倍增法、差拍法、时差法、相检宽带测频方法以及相位比较法等。

用示波器进行频率标准之间的比对和测量是一种很简单的测量方法,对于测量设备的要求也不高,在实际使用中是比较灵活的,但这种方法的测量、比对精度不是很高,一般适用于较高稳定度的晶体振荡器的准确度测量和长期稳定度的比对。而针对原子钟的比对和各种频率源的短稳测量,显然都是不合适的。

通过多次倍频、混频、滤波及放大的方法把两频标的频差加以扩展的频差倍增法,使用普通计数器测频就可以实现频标的准确度、老化率、日波动与频率短期稳定度等指标的测量。但频差倍增器结构复杂,而且产生附加噪声的来源也多,最高频差倍增倍数受到限制,只能达到 10^5 ,所以在高稳晶振和原子频标的毫秒、秒级稳定度测量中较少采用。

差拍法测量频标的基本出发点是将参考和待测信号经低噪声混频器差拍,差拍后的信号经低通滤波器后用计数器测其多个周期。这种方法又叫差频多周期法。这种方法方案简单、精度高。但由于采用了计数器,将会存在 ± 1 的计数误差,降

低测量精度，鉴相器和混频器的噪声也会影响测量精度。

相检宽带测频技术充分利用周期性信号的规律，通过捕捉两比对信号的相位重合点来进行频率的测量，理论上测量精度高，但由于触发误差等因素的影响，实际中达不到相应的精度

相位比较法（比相法）是一种间接的频率测量方法，利用这种方法测频的仪器具有结构简单、高分辨率和高精度的特点。比相法的实质是将两频率信号在某一特定时间间隔的始末两频率源间相位差变化抽取出来，来反映该段时间内两频率源间的平均频率偏差。

1.2 本论文的主要成果与结构安排

利用相位比对法实现频率稳定度的测量，是当今频率测量领域发展的一个主流。由于实现频率稳定度的测量，对测量方法及设备在测量速度、数据的采集及处理等方面均提出了一定的要求，即能存储、实时显示测量数据，进行数据的分析、计算、打印等功能，一般的仪器不能满足这种要求。本论文就是顺应这种形势的需求，根据目前虚拟仪器及计算机技术的发展，利用应用程序将通用计算机与仪器硬件结合起来，通过友好的图形界面（通常称为虚拟前面板）操作这台计算机，以透明的方式把计算机资源（如微处理器、内存、显示器等）和仪器硬件（如外围鉴相电路、A/D 采集板）的测量、控制能力结合在一起，通过软件实现对数据的采集、分析处理、表达以及图形化用户接口。这是一种新型的设计思想，是属于本实验室系列智能频标比对器中的一员。

题目要求开发一种新型频标比对器产品，完成整体结构、电路原理、软件编写等一系列产品研发开发过程，达到技术指标要求，作出样机。

仪器要求用先进的测量方法，完成对频率量的等精度高分辨率的测量，在用户界面上要求界面友好，能实现各种参数的设置，并能进行数据的存储、显示实时测量数据，进行数据的分析、计算、打印等功能。

本论文采用了相位比对法完成了高分辨率频标比对器的设计。在电路的设计中，注意了电路的稳定性、可靠性、实用性；在整体设计中，注意了电路的抗干扰性能，数据采集的高速性与实时性。仪器采用研祥(EVOC)PCL-816H 高速数据采集板卡进行数据的采集，利用当前最流行的实现虚拟仪器设计的图形化编程软件 LabVIEW 进行该仪器的软件设计。本仪器精度高，功能多样，是一种新型的测量方法。

本仪器采用的相位比对法是一种比较先进的频率测量方法，是将两个被比对的标称值相同的标准频率信号之间的相位关系，通过线性鉴相器转换成与它成线性关系的电压信号，并通过 A/D 进行数据采集并在计算机上进行显示，避免了 ± 1 的

计数误差, 不仅能实现对频率短期稳定度的测量, 而且对于长期稳定度的比对也可实现。

仪器中采用计算机作为中心控制器, 从比相器输出的鉴相输出电压信号, 经高速数据采集板卡实现数据的高速采集, 采集的各种参数设置经计算机界面可以方便的实现, 采集的数据经软件设计实时的显示在界面上, 若需进行数据的分析与存储, 通过直接存储器数据传输 (DMA 方式), 将数据存储在计算机的内存中, 在需要时可直接调用显示并进行打印。这使得仪器界面友好, 便于操作, 可靠性增强, 具有时代特点。

LabVIEW 是美国国家仪器公司 (National Instrument, 简称 NI) 推出的图形化软件编程平台, 是当今进行虚拟仪器设计的最流行的一种编程软件。由于它图形化的仪器编程环境、直接明了的前面板用户接口及流程图式的编程风格、灵活的程序调试手段以及功能强大的函数库等优点, 节约了程序开发时间, 以及友好的用户界面, 深受广大用户的喜爱。

在开发该产品的同时, 围绕这一产品, 本文也对所做的一些频标比对测量方法的研究工作做了总结。本文第二章对常用的频率测量方法进行了研究, 并比较了它们的优缺点。比相法是一种简单而实用的测频方法, 它是利用两比对信号之间的相位关系, 反映频率源稳定度和精度的。但它有一个致命的缺点, 就是在 0° – 360° 的比相范围里, 靠近零度和满度区域存在“死区”和非线性, 从而影响测量的精度。所以在第三章介绍了基于比相法进行频标比对的现有状况, 在此基础上提出了新的用单片机控制的测量方法, 是为了避开在比相过程中零度和满度附近的“死区”和非线性而提出的改进测量方法, 它能够使得测量系统的比相过程始终工作在线性区, 从而达到提高测量精度的目的, 系统的自校精度可达 $10^{-13}/s$; 第四章对系统所用的软件 LabVIEW 以及其在该系统中的应用进行阐述; 最后对相位比对法的原理进行了介绍, 并进行电路原理的设计及方法的改进。

1.3 小结

本文从国内外时间频率测量技术的现状出发, 介绍了基于相位比对的高精度测量方法原理的研究的重要性以及论文的主要研究成果和整体安排。

第二章 常用的频率标准测量方法的研究

2.1 频率测量的技术概况

时间和频率的测量技术和方法是时间和频率信号处理和应用的基础,并且在科学技术的不同领域占有非常重要的地位。由于科学技术,通信,电信,仪器仪表,工业制造以及运输业的不断发展,标准频率信号的精度和稳定度提高的非常快,同时测量频率的范围越来越宽。在非常宽的范围里高精密频率和时间测量技术也是迫切需要的。

经过长期的研究和发展,许多频率测量和比对方法在实际应用中被开发。

在一般情况下,频率测量可以在时域或频域完成,最近,另一种频率测量技术—调制域测量技术已被开发并得到广泛的应用。在频域里,频谱密度的测量是傅里叶频率的基础;另一方面,阿伦方差是时域测量的应用手段。在严格的数学意义上,这两种描述是通过傅里叶变换相联系的。

在频率和精密振荡器的测量中,由于平均输出频率受窄带电路的控制,因此,在一般情况下信号以正弦波来描述,在特定情况下也可假定输出为电压,其表示式为:

$$V(t) = [V_0 + \varepsilon(t)] \sin[2\pi f_0 t + \phi(t)] \quad (2-1)$$

式(2-1)中, V_0 是电压的峰峰值, $\varepsilon(t)$ 为电压的误差, f_0 是基本频率, $\phi(t)$ 是相位偏差。

在通常情况下,瞬时角频率被定义为相位对时间的导数,即

$$\omega(t) = \frac{d}{dt}[2\pi f_0 t + \phi(t)] \quad (2-2)$$

瞬时频率可表示为:

$$f(t) = f_0 + \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi}{dt} \quad (2-3)$$

对于精密振荡器,式(2-3)右边的第二项是非常小的,相对频率可定义为:

$$y(t) = \frac{f(t) - f_0}{f_0} = \frac{1}{2\pi f_0} \frac{d\phi}{dt} = \frac{dx(t)}{dt} \quad (2-4)$$

式(2-4)中,

$$x(t) = \frac{\phi(t)}{2\pi f_0} \quad (2-5)$$

表示单位时间的相位。换句话说,相位能够写成振荡器频率的积分

$$\phi(t) = \phi_0 + \int_0^t 2\pi [f(\theta) - f_0] d\theta \quad (2-6)$$

然而,一个平稳过程的积分往往是不平稳的。因此,在这种情况下,等式(2-2)

和(2-6)的使用可能就违反了统计模型的假设。但当我们对测量过程进行有限带宽计算的时候,这个矛盾可以避免。虽然更细致、更深入的考虑超出了这种处理的范围,但在振荡器的统计分析中牢记这个假设是非常重要的。为了分析实际振荡器的特性,需要采用具有正振荡器特性的模型,这个模型必须与被模拟的仪器相一致。为了使得估计仪器的参数更容易,模型通常包含振荡器的可预测性质,比如线性频率漂移等等。

对于频率稳定度的测量,IEEE 推荐用相对频率波动的抽样方差 $\sigma_y^2(\tau)$ 表示,它是对一个振荡器在两个时间间隔测量时平均频率波动的测量。在时间间隔 $(t_k, t_k + \tau)$ 内的平均相对频率偏差 \bar{y}_k 可表示为

$$\bar{y}_k = \frac{x(t_k + \tau) - x(t_k)}{\tau} \quad (2-7)$$

式(2-7)中, τ 常常被称为采样时间或平均时间。

假定我们已经完成了对两个精密振荡器之间的时间或者频率波动的测量,并希望进行稳定度分析,具体方法如图2-1所示。频率偏差 y_i 具有 N 个数据值,每一个值均在时间间隔 τ 中测量,并在多个时间间隔 T 后重复测量。如果重复测量的时间超过每次的平均时间,则在每一个频率测量期间有一个 $T - \tau$ 的时间死区,在这个死区中没有可利用的信息。在处理这些测量数据时可用的方法有很多,其中

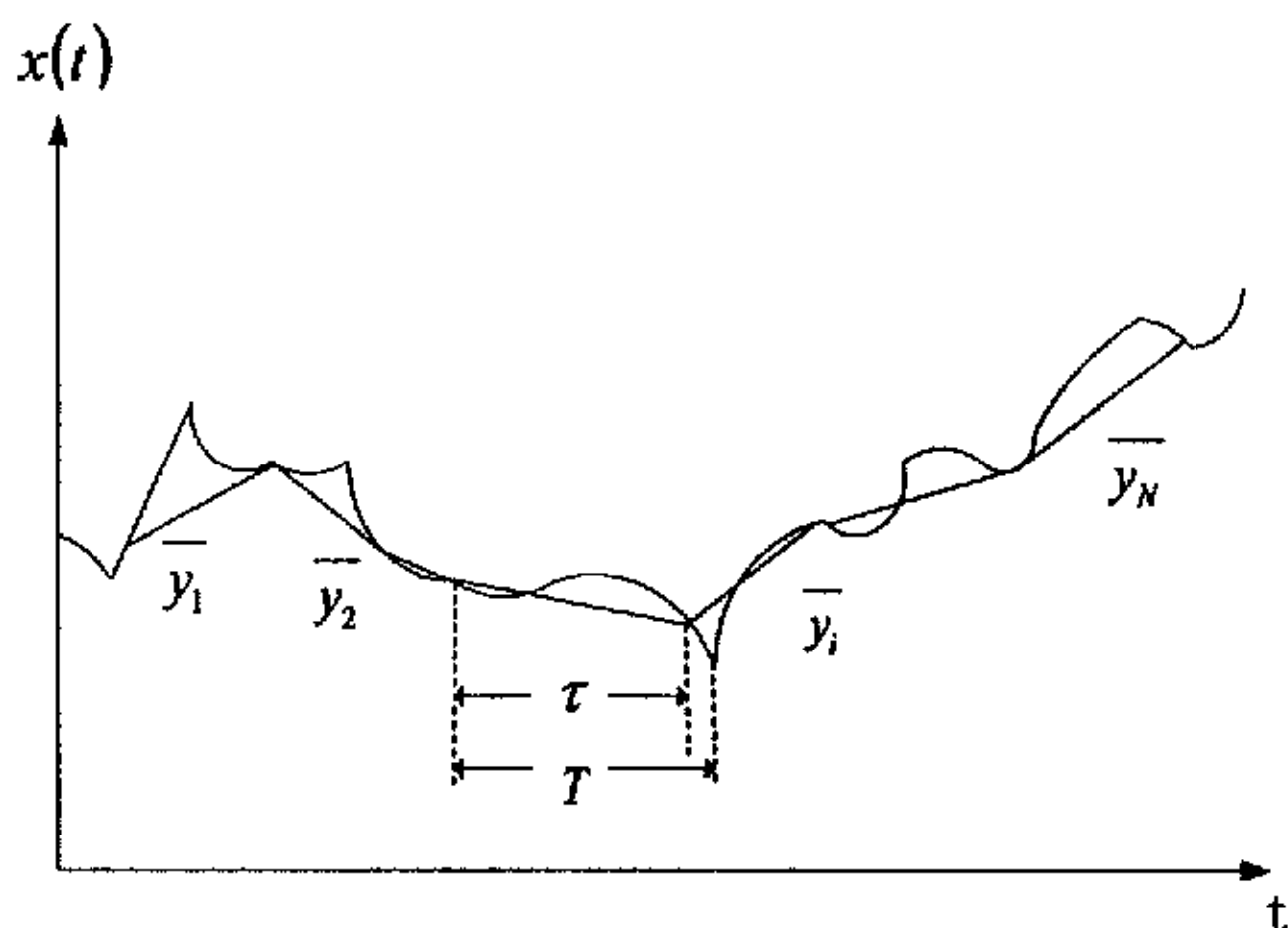


图 2-1 采样方差测量计算方法

最普遍的方法是用关系式

$$\langle \sigma_y^2(N, T, \tau) \rangle = \left\langle \frac{1}{N-1} \sum_{n=1}^N \left(\bar{y}_n - \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \bar{y}_k \right)^2 \right\rangle \quad (2-8)$$

定义的 N 抽样方差。式(2-8)中三角括号表示无限时间的平均值。一般情况下,由于在振荡器中的某种噪音在较低的频率时发散的很快,因此,在 $N \rightarrow \infty$ 时式(2-8)是不收敛的。这就暗示我们估计方差的精度在抽样数量增加的时候决不

会得到改善。由于这个原因,提出了无死区的二抽样方差,也称做阿伦方差,它集中了精密振荡器中主要的噪声类型,可写成:

$$\sigma_y^2(\tau) = \left\langle \frac{1}{2} (\bar{y}_{k-1} - \bar{y}_k)^2 \right\rangle \quad (2-9)$$

2.2 常用频率测量方法的介绍

高精度的频率标准,一般是具有某些特定频率值的标准频率源,如 10MHz、5MHz、2.5MHz、1MHz 和 100KHz 等等。用于频率标准之间比对、测量的方法及设备,要求具有比普通频率信号的测量方法及设备高得多的测量分辨率和精度。而且对于某些频率标准的特殊指标来说,对测量方法及设备在测量速度、宽带等指标方面均要提出一定的要求。由于频率标准之间的比对往往是针对特定频率值的,所以这种比对又较之任意频率值的测量具有其它一些特点,就这方面来说频标的比对又对相应的测量设备也提供了一个比较方便的条件。下面介绍目前几种常用的测频方法及其工作原理。

● 示波器法

这是一种用于频率标准之间的比对和测量时很简单的测量方法,对测量设备的要求不高,在实际使用中比较灵活。用示波器测量频率标准时,测量精度与测量差拍周期的计数器的精度、频率标准的频率值,以及两个频率源(标频与倍频)之间的频差大小都有关系。但这种方法的比对精度不是很高,根据不同的测量条件,这种测量方法所获得的测量精度可以在 $10^{-6} \sim 10^{-8}$ 范围内,一般是针对较高稳定度的晶体振荡器的准确度测量和长期稳定度的比对。而在原子钟的比对和各种频率源的短稳测量中,使用这种方法是不合适的。

● 倍频法

通常我们用计数器测量频率时,主要是考虑到它显示结果直观、测量迅速,但它的测量精度受 ± 1 个字计数误差的限制。如测量 5MHz 频率信号,测量精度只能是 $\pm 2 \times 10^{-7}/s$ 。如果将该信号用倍频器倍频后再用计数器测频,可以减小计数器的 ± 1 个字的误差,提高测量精度。但用这种方法来提高测量精度是很有限的,如要得到 $2 \times 10^{-11}/s$ 的测量精度,就要把被测频率 f_x 倍频到 $mf_x = 1/(2 \times 10^{-11}) = 5000\text{MHz}$,这无论是倍频技术,还是目前的计数器都是很困难的。

● 差拍法

差拍法测量频率稳定度的基本出发点是将参考和待测振荡器的信号,经低噪声混频器差拍,差拍后的信号经低通滤波器后,用计数器对其进行多个周期的测量。因此这种方法又叫差频多周期法,其工作原理如图 2-1 所示,

设被测频率 f_x 和参考频率 f_0 的名义值为 5MHz,差频 $F = 1\text{Hz}$,即周期为 1 秒,

若计数器时标用 1 微秒则由 ± 1 个字计数误差引起周期测量的相对误差为:

$$\frac{\Delta\tau}{\tau} = \frac{\pm 1\mu s}{1s} = \pm 1 \times 10^{-6} \quad (2-10)$$

总分辨率为:

$$\frac{\Delta f_x}{f_x} = \frac{\Delta\tau}{f_0\tau^2} = \frac{1 \times 10^{-6}}{5 \times 10^6 \times 1} = 2 \times 10^{-13} / s \quad (2-11)$$

当然测差频周期时,除了 ± 1 个字计数误差外还有其他误差。

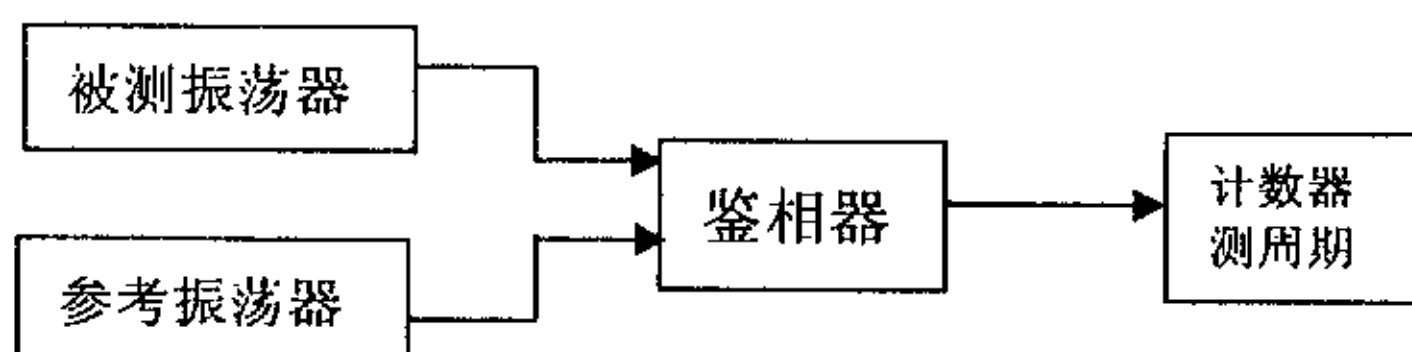


图 2-2 差拍法测量原理图

差拍法方案简单,精度很高,这是由于混频器具有极低的噪声特性,但由于稳定度的测量是通过两个振荡器之间相互比对进行的,因此参考振荡器的频率稳定度、拍频频率的选择、鉴相器的噪声,都会使测量精度受到影响。

● 频差倍增—多周期法

这是一种频差倍增法和差拍法相结合的测量方法。这种方法是将被测信号和参考信号经频差倍增使被测信号的相位起伏扩大,再通过混频器获得差拍信号 f_B ,用电子计数器在低频下进行多周期测量,能在较少的倍增次数和同样的取样时间情况下,得到比测频法更高的系统分辨率和测量精度。其工作原理是利用电子计数器测量频标比对装置给出的拍频周期,该拍频信号是经过频率误差倍增器将被测信号相位起伏扩大,再与带尾数频标或频率综合器混频获得的。目前常用的频差倍增—多周期法的测量方框图,如图 2-3 所示。图中包含混频器和脉冲形成器,混频是为了得到差拍频率 f_B ,它是正弦信号,此信号直接接到计数器测周期,触发

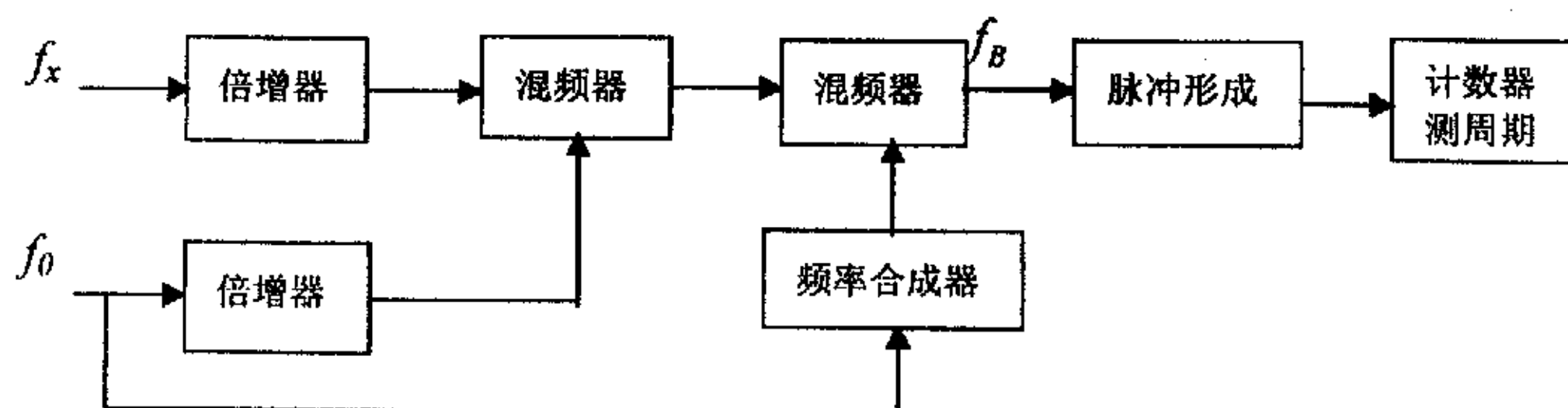


图 2-3 频差倍增多一周周期法测量系统

误差较大,所以要使其变成脉冲信号,这样测周期时触发误差就可以大大减小。

差拍信号 f_b 可表示为:

$$V_B(t) = A_B \cos[\omega_B t + \varphi(t)] \quad (2-12)$$

式 (2-12) 中, ω_B 为拍频角频率, $\varphi(t)$ 为相位差。

多周期法实质上是将相位起伏变换为测量时间或周期的变化, 因此, 在实际测量时, 我们是利用计数器测量拍频信号的时间或周期。计数器测得的时间与相位间的关系为:

$$2\pi P = \omega_B \tau_i + \varphi(t) - \varphi(0) \quad (2-13)$$

这里, p 为周期倍乘次数; 时间 τ_i 是一个变量, 它包含着相位变化的信息。用计数器测得 τ_i 的变化量 $\Delta\tau_i$ 为:

$$\Delta\tau_i = \tau_{i+1} - \tau_i \quad (2-14)$$

但由于多周期法主要是测 $\varphi(t + \tau_i) - \varphi(t)$, 因此我们可得到:

$$\frac{\varphi(t + \tau_i) - \varphi(t)}{\tau_i} = \left\langle \dot{\varphi} \right\rangle_{t, t+\tau_i} = \frac{\omega_B \Delta\tau_i}{\tau_i} \quad (2-15)$$

频标信号的频率不稳定性是由噪声引起的, 可从 $\Delta\tau_i$ 的变化量中直接反应出来, 所以只要测量出 $\Delta\tau_i$ 的变化的大小, 就可以得到信号的频率稳定度等指标。

● 时差法

利用时差法测量频率实际上也就是根据两比对频率源之间相应相位点的时间间隔随时间的起伏变化, 来确定被测频率源的频率值及频率稳定度的。从本质上讲, 时差法仍然是采用了相位比对的原理, 只是在具体实施的方法上有其特点罢了。典型的时差法测频均是采用脉冲填充的方法, 即在与两比对频率源之间的相位关系相关的时间间隔中, 用高频率的标准时标脉冲进行填充, 并对此填充脉冲进行计数, 最后处理所得到的数据, 换算出被测频率源的频率和频率稳定度。目前比较高精度的时差法装置采用的是双混频器时差系统, 也就是所谓的双时差法, 其原理框图如图 2-4 所示。

在使用双时差法时, 推导相对频率起伏的公式如下

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{T(i+1) - T(i)}{\tau} = \frac{\Delta t(i+1) - \Delta t(i)}{\tau^2 f_0} \quad (2-16)$$

式 (2-16) 中, $\Delta t(i+1)$ 和 $\Delta t(i)$ 分别为第 $i+1$ 次和第 i 次的测量值。但实际的双时差测量系统, 测量精度要受到放大器、混频器噪声的限制。尤其是在拍频频率比较

低的情况下要将拍频信号直接整形成方波以有利于时间间隔的测量，这时噪声的影响对测量精度的提高造成了很大的困难，必须对设备本身各部分的噪声指标提出很高的要求。

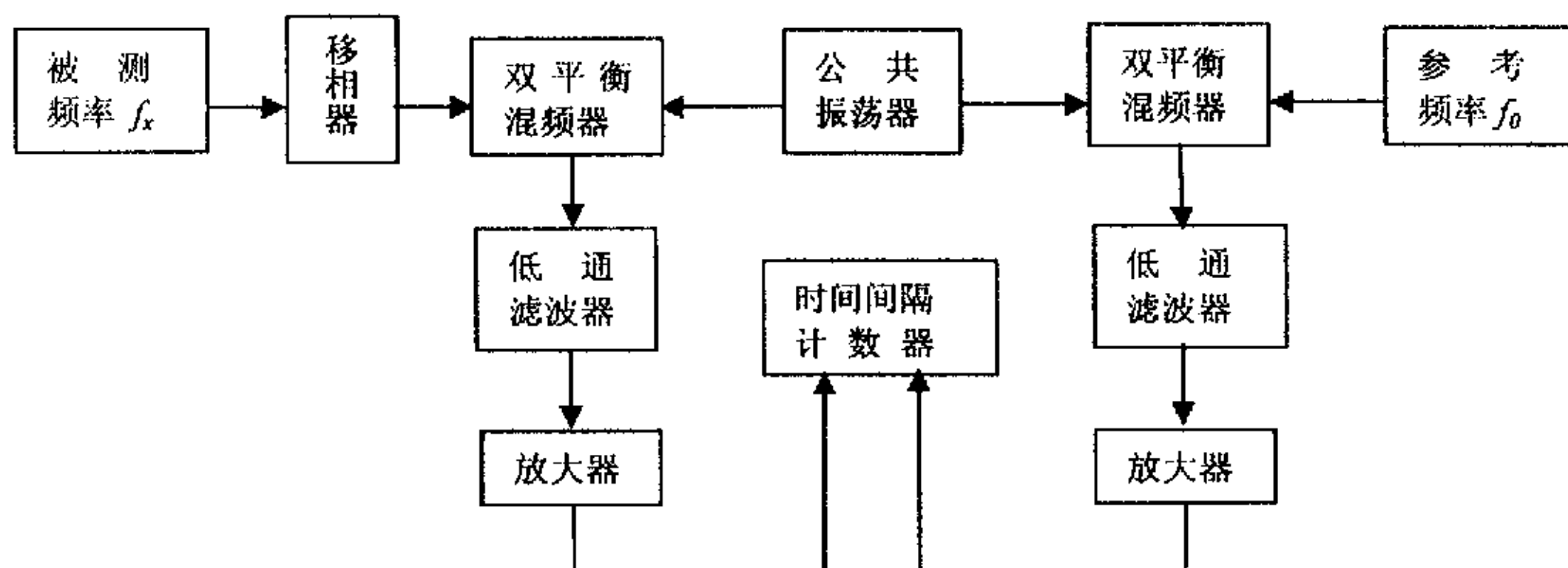


图 2-4 双时差测量系统方框图

与上述几种测量方法相比，相位比较法（也叫比相法）是一种间接的频率测量方法，用这种方法测量频率时不但设备的结构简单，而且有相当高的分辨率和测量精度。由于本论文所涉及到的内容与相位比较法有密切的关系，因此以下对此方法作较为详细的介绍。

2.3 相位比较法（比相法）

频率标准之间的相位比对，一般都必须在频率标称值相同的情况下进行。用比相法测频，是将两个被比对的标称值相同的标准频率信号之间的相位关系，通过线性鉴相器转换成与它成线性关系的电压信号，并通过相应的电压显示记录设备进行显示记录，最后根据两频率源间的相位差随时间的变化情况，换算出被测频率源的频率准确度和稳定度情况。由于两频率源间频率的差异和变化更灵敏和细致地反映在其相互间的相位信息中，所以相位比对的方法比直接测频或测周期能更灵敏地反映出所测频率源的情况。与其他测频方法相比，比相法的测量结果不是以所测频率的整周期值的差异来反映测试结果，而是以比整周期值更精细的相位变化的差异反映测试结果，相位比对的方法更容易获得高精度的频率测量结果。因此，开发高分辨率线性比相技术是非常有意义的。

目前，比相法广泛地用于频率准确度和长期稳定度的测量中，同时在相当高精度的应用场合下也用于频率短期稳定度的测量。下面详细的介绍这种方法在频率源各种长期指标测试中的应用。

比相法是根据在某一特定时间间隔的始末，两频率源间相位差的变化来反映该段时间内两频率源间的平均频率偏差。在许多场合下，为了保证测量精度，相位比对又常常转换成时间间隔的测试。标称频率值相同的两频率源，相应相位点

之间的相位差 ϕ 与该相位差所对应的时间间隔 T 存在着如下线性的关系:

$$T = \frac{\phi}{2\pi f_0} \quad (2-17)$$

式 (2-17) 中, ϕ 的单位是弧度, f_0 是两频率源的标称频率值。因此, 在实用中也常以时间为单位来描述两比对频率源之间相位差的变化情况。

在各种鉴相方法中, 脉冲平均的方法较之其它鉴相的方法有更好的线性度, 它能够在较低的频率下将两标称值相同的频率源间的相位变化, 在 $0 \sim 360^\circ$ 的范围内转化为与它们之间的相位差成线性关系的电压值的变化。对该电压值进行定时采样和高精度的测试计算, 就能够准确地获得被测频率值的变化情况。

采用比相法测频时, 测试设备的直接测试对象是两比对频率之间的相位差, 如果两次采样的时间间隔是 τ , 而 τ 之始末两频率源相位差的变化量是

$$\Delta T = T_2 - T_1 \quad (2-18)$$

则两频率源在时间 τ 内频率值的相对平均偏差就是

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{\Delta T}{\tau} \quad (2-19)$$

式 (2-19) 中, Δf 是在时间 τ 内两比对频率源之间的平均频差。式 (2-19) 是比相法测频的基本公式。从式中可知, 在用比相法测频时所要知道的是频率源间相位差的变化量, 而由测试设备所引起的、不随时间变化的固定的系统相移在计算时能够自动被扣除掉, 不会引起测量误差。

用比相法测频时的误差, 我们可以用下式表示:

$$\delta \left| \frac{\Delta f}{f_0} \right| \leq \left| \frac{\delta(\Delta T)}{\tau} \right| + \left| \frac{\Delta T}{\tau^2} \right| \cdot |\delta \tau| = \left| \frac{\delta(\Delta T)}{\tau} \right| + \left| \frac{\Delta f}{f_0} \right| \cdot \left| \frac{\delta \tau}{\tau} \right| \quad (2-20)$$

式 (2-20) 中, 右边的第一项是误差的主要成分, 而第二项是误差的次要成分。只要两比相频率源的频率值比较接近, 并适当考虑对采样周期 τ 的测量或控制精度, 则第二项误差与第一项相比就可以忽略不计。同时, 从式中我们可以看出, 测频的精度随着比相时间的延长以及对相位差测试精度的提高而提高。采用脉冲鉴相方法时, 由于在各频率值下两频率源间相位差变化一周鉴相器输出电压的变化幅度是近似相等的, 因而在不同频率值下鉴相时, 鉴相器同样大小的输出电压变化代表的相位变化的灵敏度不同, 在高频下鉴相可以获得比低频鉴相高得多的比相测频精度。通常使用的线性鉴相方案如图 2-5 所示。

将两个标称频率值相同的比相信号放大整形后, 把正弦信号变换成方波信号, 分别以方波的下降沿或上升沿作为触发信号对一个动态特性很好的鉴相器的开或关进行控制, 以改变其输出脉冲信号的占空比。因为这个占空比的大小, 线性地反映了两比相信号之间的相位情况, 所以这个脉冲信号经滤波后得到的直流电平就线性地

反映了两输入信号之间的相位变化。

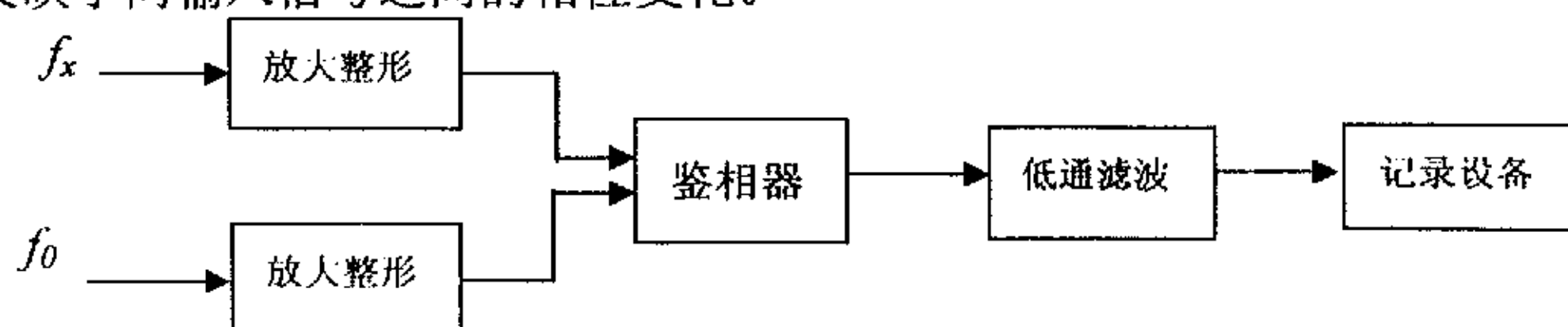


图 2-5 典型的线性鉴相方法

在用比相法测量两频率源间的相对平均频率偏差及一段时间 τ 内被测频率源的平均频率值时，在一定的比相时间 τ 内测量出两比相信号累计相位差 ΔT ，如图所记录的相位曲线，则

$$\Delta T = T_1 + T_2 + nT_0 \quad (2-21)$$

式 (2-21) 中， T_0 为比相记录仪的满量程读数（等于两比相频率信号的周期值）， n 为在时间 τ 内比相曲线所变化的满周期个数， T_1 、 T_2 的含义见图，则两频率源间的相对平均频率偏差就是：

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{\Delta T}{\tau} \quad (2-22)$$

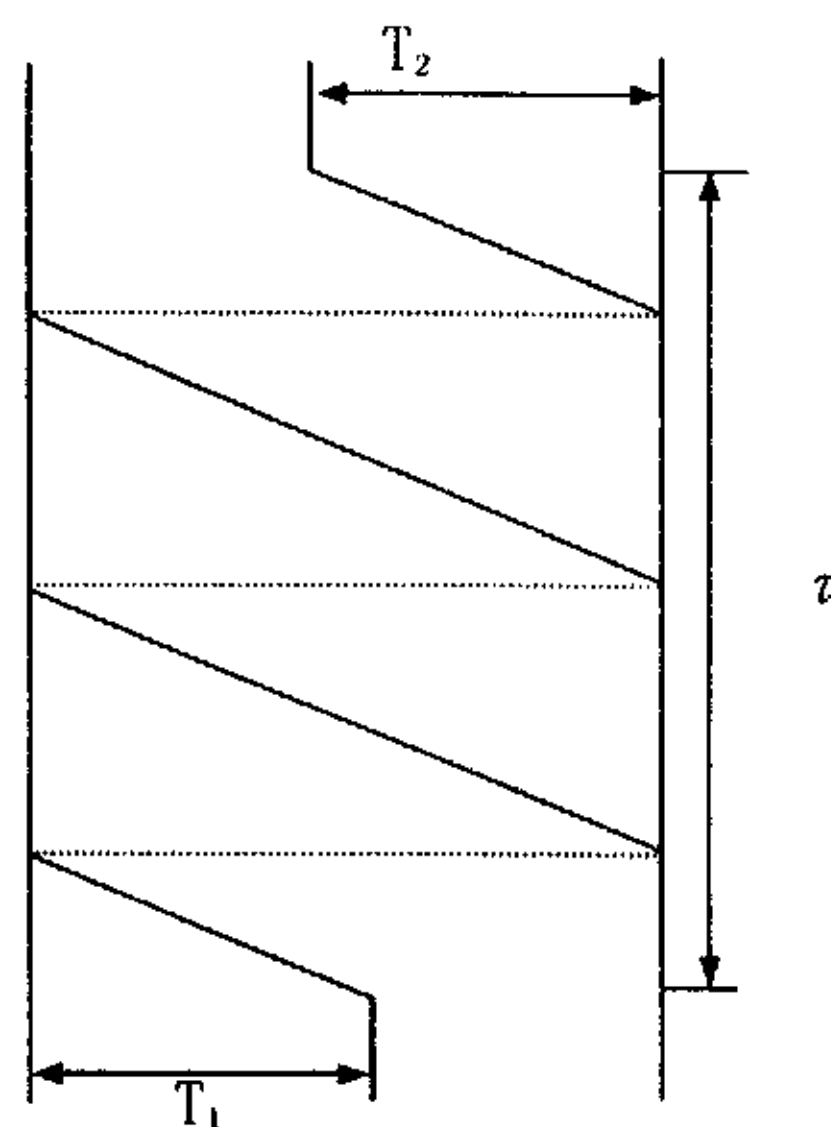


图 2-6 比相曲线

被测频率信号在此段时间里的平均频率值是：

$$f_x = f_0 \pm \Delta f = f_0 \left(1 \pm \frac{\Delta T}{\tau} \right) \quad (2-23)$$

这里， Δf 和 ΔT 前的正负号是根据相位曲线的倾斜方向来定的，若被测频率比参考频率低时，二者为负，反之为正。在测量较长时间稳定度时，连续记录两比相信号的相位差随时间变化的曲线，同时按需要的平均取样时间记标志点来分割相位差曲线。计算各段取样时间内累积的相位差，然后按阿仑方差的下述形式进行计算：

$$\sigma_y = \frac{1}{\tau} \sqrt{\sum_{i=1}^m \frac{(\Delta T_{i+1} - \Delta T_i)^2}{2m}} \quad (2-24)$$

式 (2-24) 中，时间 τ 作为采样的重复周期， ΔT_{i+1} 和 ΔT_i 分别是第 $i+1$ 次和第 i 次采样周期时间前后采样时刻的两比相信号相位差值之差。测试时，连续的采样间隔次数为 $m+1$ 次，而实际采样次数为 $m+2$ 次。由于采样周期全部是无间隔连续的，所以用比相法测量频率稳定度，可以得到全部无间隔测试的频率稳定度值。

在较低的频率下能将两标称值相同的频率源间的相位变化在 $0\sim 360^\circ$ 的范围内, 转化为与它们之间的相位差成线性关系的电压值的变化。对该电压值进行定时采样和高精度的测试计算, 就能够准确地获得被测频率值的变化情况。

随着科学技术的发展, 频标的准确度和稳定性提高的非常快, 规格为 $10^{-13}/\tau$ 的高稳振荡器使用的越来越广泛。低成本, 高分辨率和操作方便的频标比对器是必要的, 而基于线性相位比对技术的比对器则是一种较好的选择。

2.4 新的相检宽带测频技术

这是近年来发展起来的一种高分辨率的频率测量技术。它是通过两频率信号 (标准与被测信号) 存在有最大公因子频率 $f_{\max c}$ (其倒数为最小公倍数周期 $T_{\min c}$), 因此任意频率信号之间的相位差变化也就是周期性的。这个变化的周期就等于 $T_{\min c}$ 。这样通过捕捉频率信号间的“相位重合点”作为构成测量闸门时间的参考信号, 就能够使这个闸门与被测及标准频率信号的相位都基本同步的情况下完成频率与周期值的测量。因此大大克服了一般频率测量中 ± 1 个字的计数误差, 使得测量精度大大提高。

最大公因子频率是这样定义的: 对于任意两个频率信号 f_1 和 f_2 , 当 $f_1 = Af_0$, $f_2 = Bf_0$, 其中 A 和 B 两个正整数互素, 则 f_0 就是 f_1 和 f_2 之间的最大公因子频率 $f_{\max c}$ 。

在每一个 $T_{\min c}$ 周期中, 两信号间的量化相位差状态中有一些值, 它们分别等于信号间的相对初始相位差加 0 、 ΔT 、 $2\Delta T$ 、 \dots 等。这些值均远小于这两个信号的周期值。我们把这样一些相位差点叫做两周期信号间的“相位重合点”。其中

$$\Delta T = \frac{f_{\max c}}{f_1 f_2} \quad (2-25)$$

“相位重合点”并非绝对重合。从式 (2-25) 可知, 对于绝大多数中、高频频率信号, “相位重合点”所代表的两个信号间的相位差的重合情况会在几 ps 到零点几 ns 左右。在信号间的若干个“相位重合点”之间的时间间隔中, 分别容纳有这两个频率信号的若干个周期, 它们均相当接近整数倍周期值。如果以这样的若干个“相位重合点”间的时间间隔构成测量闸门时间, 则测量精度将大幅度提高 (约提高 1000 倍左右)。

在测量中, 为了在宽频率范围内都能够完成高精度频率测量, 防止因为一些特殊频率关系的出现而影响测量精度或难以获得“相位重合点”, 常常要用简单的频率合成器或借助于中介振荡器进行辅助。图 2-7 示出了用简单的频率合成器和标频信号配合进行测量的仪器方框图。图 2-8 其波形图。被测信号计算的公式是

$$f_x = f_0 \frac{N_x}{N_0} \quad (2-26)$$

式(2-26)中, f_0 为标频或频率合成器信号的频率值, N_0 和 N_x 分别为在测量闸门时间内对标频(或频率合成器信号)及被测信号的计数结果。

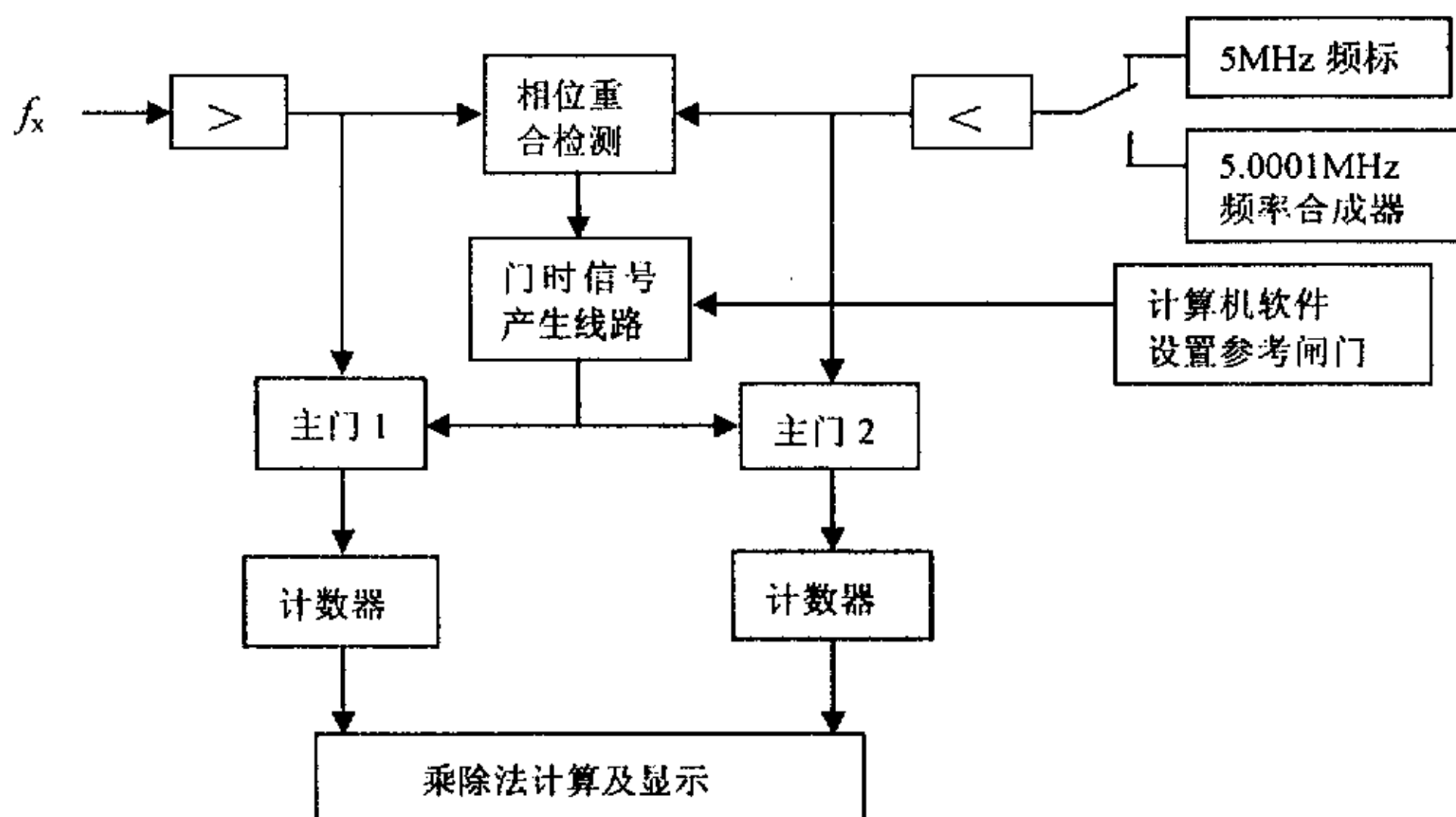


图 2-7 相检宽带测频的频率计方框图

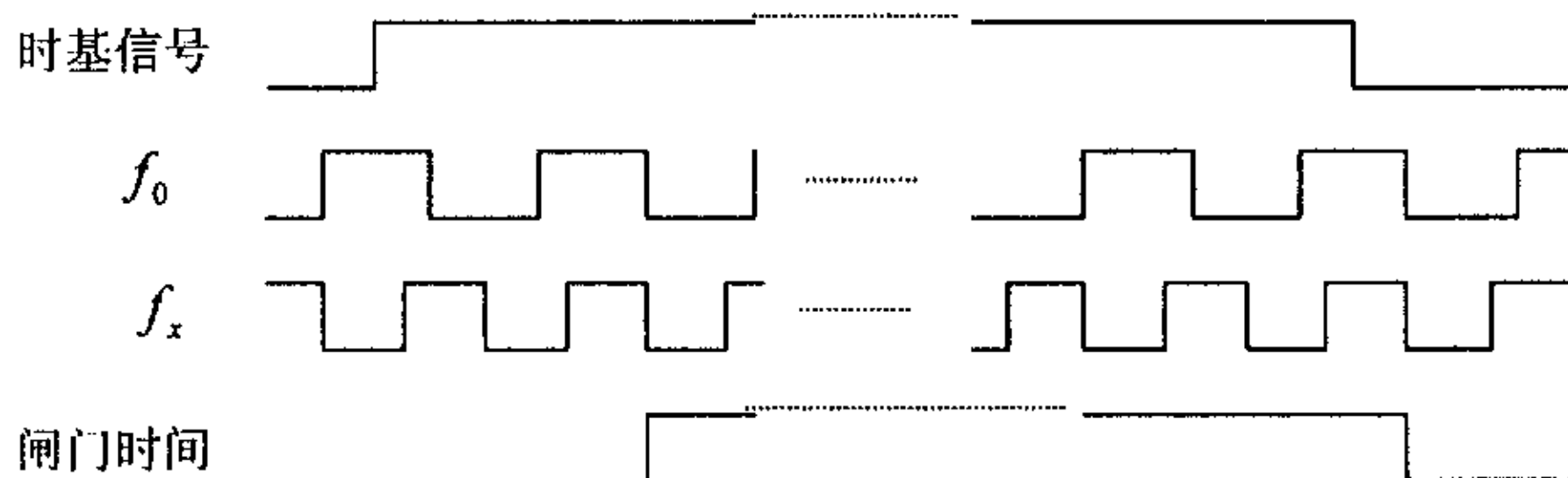


图 2-8 频率计的测量门时波形图

2.5 小结

本文首先介绍了频率测量的技术状况, 然后通过对示波器法、频差倍增法、差拍法、频差倍增—多周期法、时差法等常用的频率标准的测量方法及其工作原理作了简单的综述, 并对它们之间的优缺点进行比较, 并详细介绍了近几年发展起来的相位比对法和相检宽带测频方法。相检宽带测频方法是通过捕捉相位重合点而实现频率的测量, 理论上测量精度很高, 但在实际中, 并不能达到相位的完全重合, 并没有真正消除 ± 1 个字的误差。而相位比较法则是一种很好的用于频标比对的方法, 且其测量原理简单, 电路容易实现, 可获得很高的测量精度。下一章将对这种方法作以介绍。

第三章 频标比对测量技术和方法的研究

3.1 概述

与其它的频率标准比对方法相比,线性相位比对方法容易得到更高的频率测量分辨率。因此,发展新的高精度线性相位比对技术是非常有意义的。频率标准的准确度和稳定度提高得非常快,以 $10^{-13}/\tau$ 为规范的高稳定度的晶体振荡器应用越来越广泛。因此发展成本低,分辨率高,使用方便的频率标准比对器是很必要的。而基于线性相位比对方法的比对器是一个比较好的选择。

有许多基于相位处理方法的频率标准短时高稳定度比对器。在通常的频率标准比对器中,必须考虑一些影响因素。一是需要得到非常好的线性相位比;另一个是输出电压的范围,当两个被比较信号的频率相差很多时,其输出电压的范围通常是很大的,而且电压测量的精度和时间响应也会影响频率标准比较的精度。在通常的相位比较方法中,由于很难得到高线性度的相位比对,也很难降低输出相位比对电压的可变范围,故通常使用松锁相回路方法和紧锁相回路方法。与新的方法相比它们都比较复杂,有一些缺点。然而,从这些方法中我们可以得到一些非常有用的基础知识。

● 松锁相回路方法

图 3-1 所示为松锁相回路方法的原理框图,它是由参考振荡器,被测振荡器,混频器和低通滤波器组成。

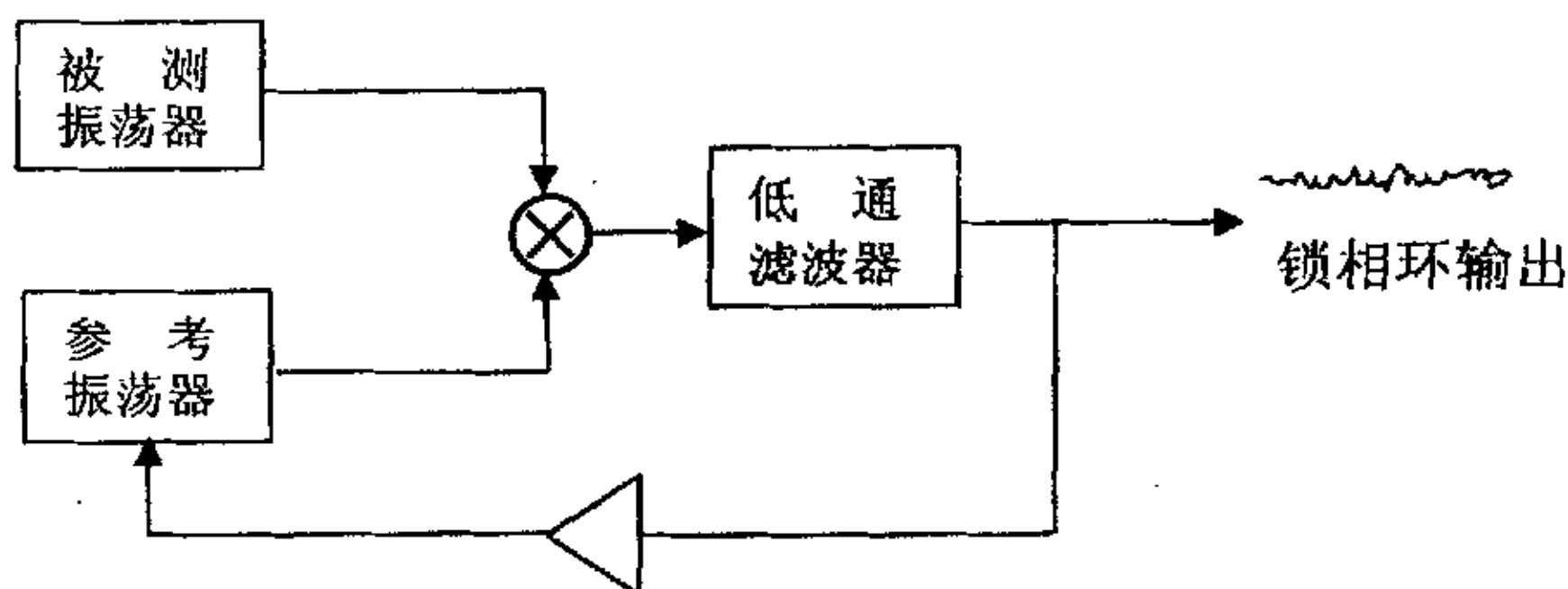


图 3-1 松锁相回路方法原理框图

把被测振荡器的信号输入混频器的一端,参考振荡器的信号输入混频器的另一端。这两个信号被积分,也就是说它们的相位相差 90 度,因此混频器的平均输出电压名义上是零,瞬时电压的波动对应于相位的波动而不是两信号间振幅的波动。混频器是这个系统的关键部件。在这里使用了肖特基势垒二极管,以得到低噪声的精密稳定测量。混频器的输出送入低通滤波器然后在反馈回路中被放大,使得压控振荡器(参考)的频率被相位锁定在被测振荡器上。调整回路的跟踪时间使之形成非常松的相位锁定(长时间常数)。跟踪时间就是伺服系统在被轻微扰

乱后,使它达到最终纠错的 70% 所花费的时间。跟踪时间等于 $1/\pi\omega_h$, 这里 ω_h 是伺服的带宽。若回路的跟踪时间是大约一秒那么电压的波动将会与相位的波动成正比, 因为采样时间短于跟踪时间。由调谐电容的系数和相关振荡器的质量决定, 放大倍数将会在 40—80dB 的范围内变化。这一信号也可以被送到频谱分析仪中, 以测量相位抖动的付里叶分量。这一方法特别对分析采样时间短于一秒 (付里叶频率大于 1Hz) 的振荡器的特性是有用的。同样对离散边带比如说 60Hz 或频谱结构也是非常有用的。也可以使输出电压不经过上述的放大器而把它送入一个 A/D 转换器中。此时, 这一数字输出对两振荡器间的短间隔时间或相位抖动是非常敏感的。很容易获得皮秒量级的准确度。

● 紧锁相回路方法

紧锁相回路方法与图 3-1 所示方法的基本类似, 只是这时回路处于一个紧的相位锁定状态, 也就是说, 回路的跟踪时间较短应该在几毫秒范围。

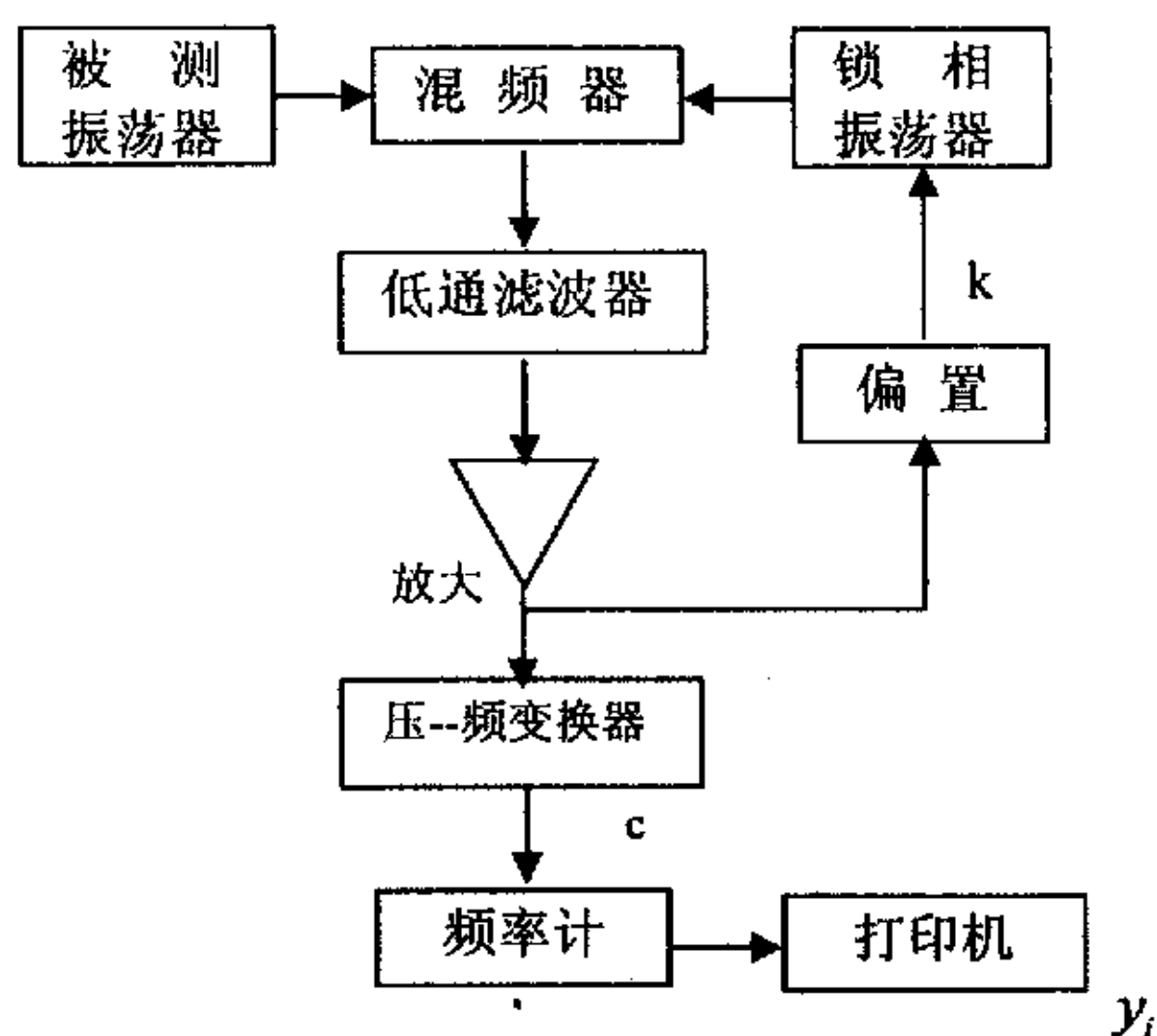


图 3-2 紧锁相回路方法原理框图

在这一情况下相位抖动被积分, 使得输出电压与两振荡器间的频率抖动成正比而不再与相位抖动成正比, 这是因为在回路中采样时间比跟踪时间要长。偏转盒被用来调整加在可变电容上的电压, 使之到达一个近似线性的、合理的调整点。未经过偏转盒的电压抖动也可以被送到一个电压—频率转换器, 而后是一个频率计数器, 这里我们就可以读出放大的频率抖动, 以确定这类振荡器的不稳定性。通过数据锁定装置, 频率计数器的数据被锁定。可变电容的系数和电压—频率转换器的系数被用来决定振荡器间频率抖动的小数部分 y_i , 这里 i 表示 i^{th} 测量, 如图 3-2 所示。用这种方法很容易得到灵敏度为 10^{-14} 的频率计数器分辨率, 所以这一系统有很好的精度。

上面我们讨论了松锁相回路法和紧锁相回路法的工作原理,它们都有很好的测量精度,但电路结构比较复杂。而基于相位比对方法的频率标准比对技术不仅可以从相位比对的输出电压中得到精确的频率信息,而且可以在很高的频率上得到从 0° 到 360° 范围的线性比较,即使不采用锁相回路,上述的高分辨率频率抖动测量也可以完成,而且电路还可以更简单。

用比相法测频时,提高测量精度的方法有很多,其中一种方法是在保证线性度的情况下,尽量提高比相仪的比相频率值,在比较高的比相频率下进行高线性度鉴相是实现高精度比相测频比较简捷的方法。但采用图 2-4 典型比相法,要实现高频率下的线性比相是很困难的,这主要是由于采用这种方法时,要求鉴相双稳态必须工作在“理想”状态,也就是说,在电路中所采用的器件工作在开关状态时,上升、下降、存贮和延迟时间要小到零,这样才能在任何频率值下鉴相时,保证鉴相器完成 $0 \sim 360^\circ$ 的线性鉴相,但实际使用的开关器件特性是根本做不到这一点的。因此在较高频率下工作时,鉴相双稳态电路不可能输出前后沿很陡的方波,再考虑到鉴相器本身对于输入信号有一定的延迟,那么在 0° 和 360° 附近就不可避免的要出现“死区”(也叫做鉴相的停滞区)和非线性现象。非线性和“死区”产生的原因是多方面的,其中一个主要的原因是由于器件的速度限制造成的,特别是在两比相信号的相位关系相当靠近时,由于器件速度的影响,就会使作为鉴相器的双稳态电路的输出,本应为近似的方波却变成幅度变化的三角波,甚至使鉴相双稳态电路对几乎同时到来的两个不同方向的触发信号不能完全紧跟着响应,造成其输出对于输入有“漏掉”触发的现象,也就是会出现鉴相双稳态输出的波形对于比相信号重复周期加倍的现象。

上述非线性和“死区”问题的出现,从一方面来看是由于器件的速度限制所造成的。当然随着器件的进步,鉴相器从速度方面会得到提高。但对于上图,要同时兼顾高速和鉴相器在高频下输出优良的脉冲波波形两方面,却是很困难的。假如两列代表比相信号相位信息的鉴相脉冲,在鉴相双稳态输入处避免在时间上靠的很近,又使鉴相输出电压的变化特征反映两比相频率源的相位差值的变化,就不但可以获得良好的线性度,而且在反映频率变化的相位比对中,避免了非线性和“死区”现象。

由于存在“死区”和非线性,因此在测试过程中必然会产生不良的影响,即产生测试误差。如果在测量中想办法避开“死区”和非线性段,就能够保证甚至还可提高测量精度。下面的两种测量方法是我们在实际科研中为避开“死区”和非线性所做的一些尝试,收到了非常好的效果。

3.2 单向分频控制的鉴相方法

“死区”和非线性是我们在使用比相法测频中所不希望出现的,那怎么样才能

克服呢？如果两列代表比相信号相位信息的鉴相脉冲，在鉴相双稳态电路的输入处避免在时间上靠得很近的状态下，又能够使鉴相输出电平的变化特征反映两比相频率源的相位差值的变化，这样既可以在测量中获得良好的线性度，又可以在反映频率变化的相位比对中避免非线性和“死区”现象。

在两标称周期值为 Nns 的比相信号中，由于它们之间的频率差别和所含的各种噪声的影响，使代表各自相位关系的两鉴相脉冲之间的时间间隔在 $0 \sim Nns$ 的范围，并且以 Nns 为一个鉴相的满周期。如前述原因，当两鉴相脉冲之间的时间间隔在 0 或 Nns 附近时，就会使鉴相双稳态电路的鉴相工作不正常。为了避免出现这种情况，又反映相位差的变化，我们自然会想到某种规律的间隔脉冲的鉴相方法。为了控制方便并兼顾避开两比相脉冲的间隔接近 0 和 Nns 两种情况，比相时，让一路鉴相信号的重复周期为 Nns ，而另一路鉴相信号的重复周期应大于或等于 3 倍的 Nns ，并且标称值是 Nns 的整数倍。例如当

$$T_1 = \frac{1}{f_1} = 4Nns \quad (3-1)$$

那么

$$T_2 = \frac{1}{f_2} = Nns + T'(t) \quad (3-2)$$

式 3-2 中， $T'(t)$ 表示两比相信号之间由频差的噪声造成相位的相对漂移和抖动，对两鉴相脉冲之间时间间隔的影响。这样，两比相信号之间的时间间隔在 $4Nns$ 和 $0ns$ 附近时，就会产生“死区”和非线性现象。如果通过适当的门电路，让 T_1 和 T_2 参加鉴相的脉冲之间的时间间隔为 $Nns \sim 2Nns$ 或 $2Nns \sim 3Nns$ ，这样两比相信号每隔 $4Nns$ 的时间分别对鉴相双稳态电路触发一次，但鉴相的重复周期仍为 Nns ，那么比相输出电压的变化情况，依然能反映两比相信号间相位差随时间变化的情况。 T_1 的每个脉冲均参加鉴相，而 T_2 由于门电路的控制作用，每连续的四个脉冲中只有一个参加鉴相，但此时不是固定的分频鉴相，而是选择了与 T_1 鉴相脉冲有一定时间间隔的 Nns 一段中的时间范围内的脉冲来鉴相，这样以来，就可以避免“死区”和非线性现象的出现。上述功能可以由门电路和触发器的适当组合来实现，其基本原理方案如图 3-3 所示。图 3-4 为与图 3-3 方框图所对应的原理波形图，其鉴相过程为：在两路标称值相同的两比相信号中，信号 f_1 放大整形后，经两级双稳态分频，得到占空比为 2 比 1 ，而重复周期却为 f_1 重复周期四倍的方波信号 F_4 ，以其下跳沿去触发控制鉴相双稳态电路的开或关；同时 F_4 也送到与门去控制门电

路，与经放大整形的另一路比相信号 F_2 相与后得到信号 F_y ，去触发控制鉴相双稳

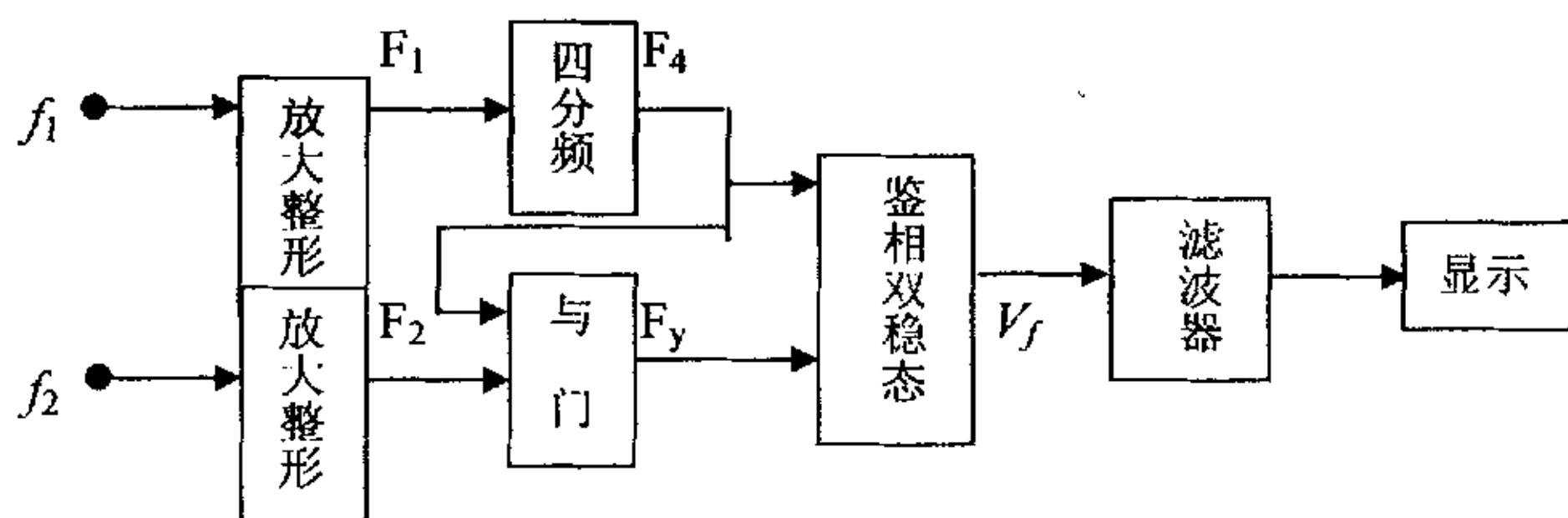


图 3-3 单路分频控制鉴相基本原理图

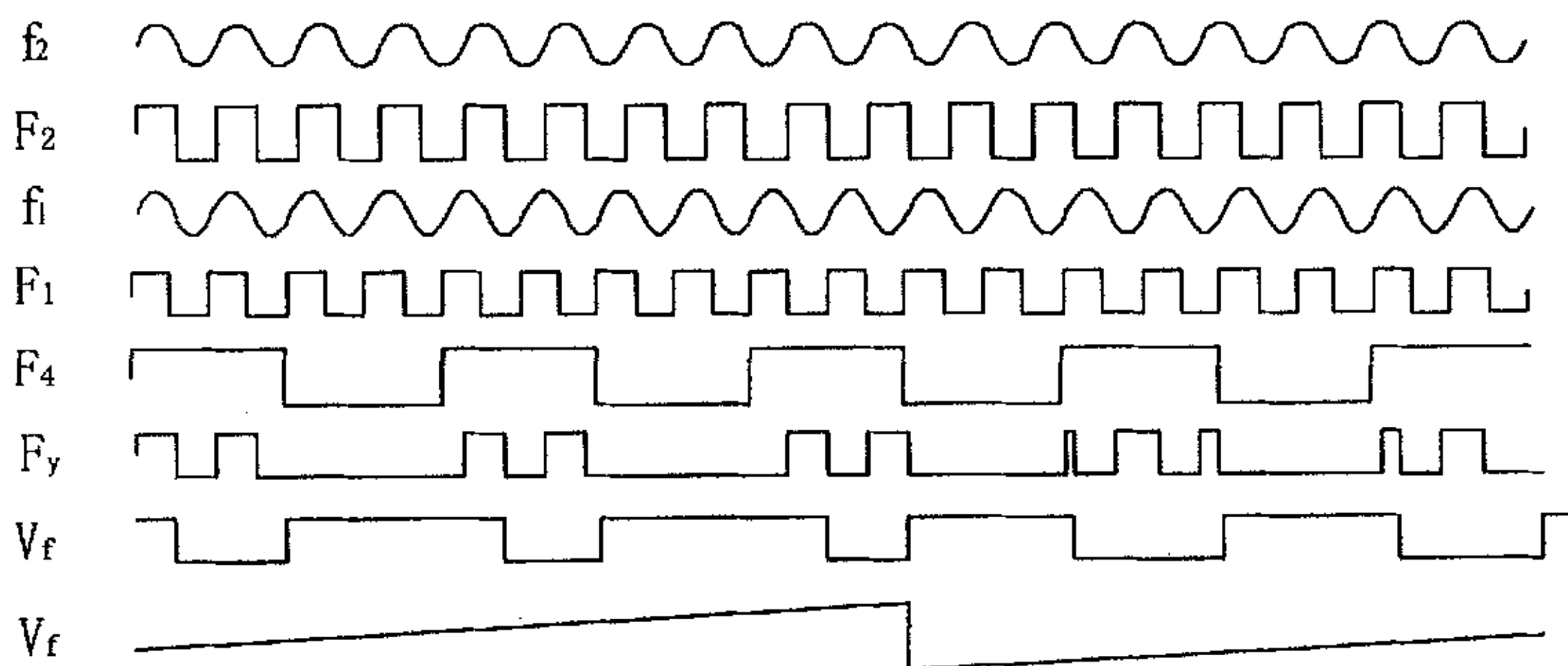


图 3-4 单路分频控制鉴相方案的工作波形图

态的关或开。与门在这里有目的地选择 F_2 的脉冲，其作用是当 F_4 的下跳沿使鉴相双稳态翻转的同时，它的低电平也使与门关闭，而关门时间恰好是 F_2 重复周期的两倍。只有经过这段时间后，当 F_4 恢复高电平时，与门打开， F_2 才能通过它对鉴相双稳态电路进行下跳触发，而后至少要经过一个 F_2 的重复周期， F_4 的下跳沿才能到来。这样有意识的让两比相信号送到鉴相双稳态电路，在时间上相隔了不小于一个 F_2 重复周期的时间，使双稳态电路能在向一个方向翻转的正反馈过程完成后，经过一段时间另一个相反方向的触发脉冲才到来，使之向另一方向翻转。在此方案中，一路比相信号 f_1 经四分频后得到逢四取一的信号 F_4 ，另一路信号 f_2 ，由于与门的作用，按次序分为四组，每组内的相邻两信号间有另三组中各一个信号按次序排列着。与门只让 F_2 中下跳沿与 F_4 下跳沿在时间关系上相差 $2/F_2 \sim 3/F_2$ 的那组信号，与 F_4 到鉴相双稳态电路去参加鉴相，而 F_2 种的其他三组不去影响鉴相双稳态的工作状态。一旦 F_2 中参与鉴相的那组信号的下跳沿，由于两比相信号

f_1 和 f_2 间相位的变化,而与 F_4 下跳沿间的相位差超出 $2/F_2 \sim 3/F_2$ 的范围时,则其或前或后的邻居另一组信号却恰好落入这个范围内,落入此范围内的那组信号又与 F_4 一起参与鉴相……。由于相邻的那组信号与原来的那组信号在时间上恰好差了 F_2 的一个重复周期的 $1/F_2$,因而这种转换就带来了一个满周期的跳相,鉴相输出的直流电平就出现 0 至满度间的一个转换。从波形图上看,虽然鉴相双稳态电路输出方波的重复周期与 F_4 一样,但是,由于与门电路对鉴相的控制作用,鉴相输出的 0 至满度转换变化的比相周期却等于 f_2 的(也就是 f_1 的)周期。由于鉴相双稳态电路输入处的两比相信号在时间上有一定的间隔,因此对鉴相双稳态电路的开关速度要求不高,并避免了“死区”。由于在鉴相双稳态电路输出的方波中不存在很窄的脉冲,这样就比较容易得到规则的方波。并在鉴相双稳态电路输出的方波前后沿不是很陡时不会随着比相信号相位的变化而引起脉冲幅度的变化,所以不会影响比相输出的线性度。

由于一路信号经过分频,所以采用上述方案时鉴相器输出的电平变化的幅度,要小于采用图 2-5 方案进行同标称频率值比相时的情况。若图 2-5 工作于理想状态下,鉴相满周期电平变化的幅度为 V_m ;则采用图 3-3 方案时的电平变化的幅度:

$$V'_m = \frac{1}{k} V_m \quad (3-3)$$

其中, k 是单路信号的分频系数。

但是,在单独使用图 3-3 的方法时,由于与门每次开门后,通过的 F_2 的第一个窄脉冲的脉宽随两路比相信号之间相位差的变化而变化,在比相频率较高时,由于与门打开后上升时间的影响,在 F_4 的前沿和与门开门后的 F_2 的第一个窄脉冲的后沿逐渐靠近时,就使得开门后的第一个窄脉冲由脉冲波逐渐变为幅度变化的三角波,而且,随着靠近程度的提高,这种变化越明显,这是我們不想看到的。我們不希望这种幅度的变化引起鉴相双稳态电路在触发时翻转时间长短的不一致

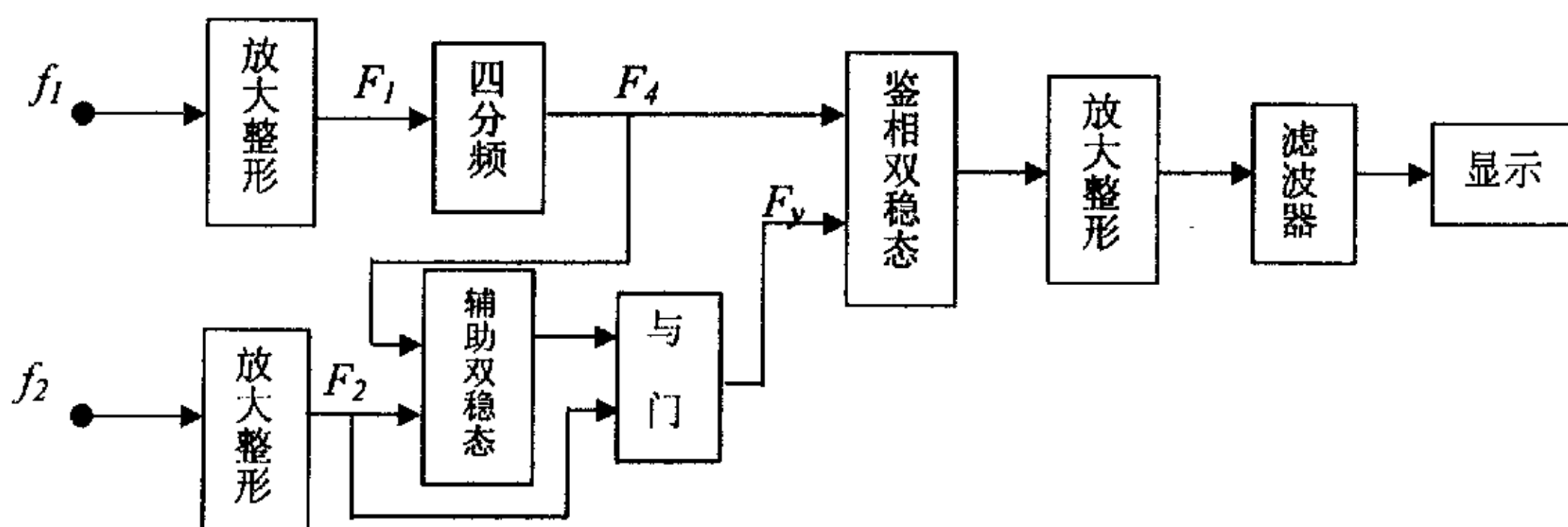


图 3-5 图 3-3 的改进方案方框图

性,从而造成比相的非线性(这种非线性会发生在比相曲线的 0 度和满度的地方)。

为了克服这种现象,就产生了图 3-5 的改进方案。此方案的工作过程与图 3-3 类似,在此就不详述了,这里代表两路触发信号相位信息的触发脉冲,其脉宽和幅度在鉴相双稳态电路的输入处是基本恒定的。

3.3 基于单片机控制的相位比对方法

在实际中,由于上述原理电路上实现起来比较麻烦,所以我们采用了一种新的测量方法,它的设计思想主要是为了解决“死区”和非线性问题,其原理框图如图 3-6 所示。

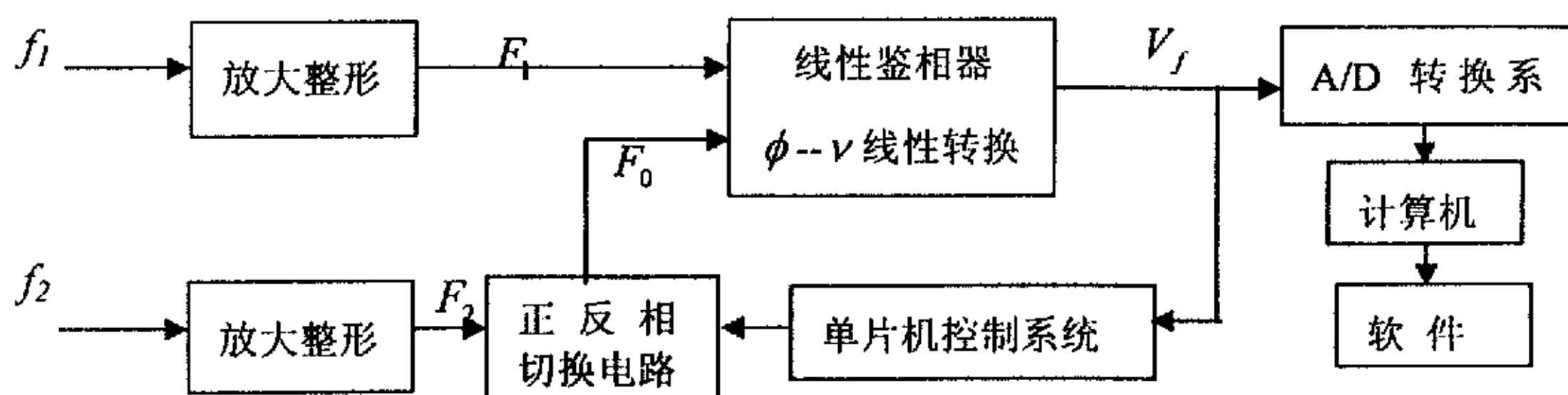


图 3-6 新测量方法的框图

与传统的测量方法相比,在新测量方法中增加了反相器和单片机控制系统两个模块,关于这两个模块的组成后续将会说明。现介绍整个系统的工作和局部控制过程:信号 f_1 经放大整形后送到线性鉴相器的一端,而信号 f_2 在经过放大整形后,再通过一个 0 到 180° 的正反相切换电路送到线性鉴相器的另一端,正反相切换电路的工作状态受单片机控制系统输出信号控制。线性鉴相器将两信号进行相位比对后的信息转换成直流电压, A/D 转换系统将此电压变换为数字量送入计算机。与此同时,此电压被送入单片机控制系统,控制系统将此电压与预先设定好的值进行比较,然后发出信息去控制正反相切换电路。根据线性鉴相器输出电压的范围,找出鉴相曲线中线性区所对应的电压,将这些电压作为控制点,可以保证整个系统工作在线性区,从而避开了 0° 和 360° 附近的“死区”和非线性,这对提高系统工作的稳定性和测量精度是非常有好处的。下面介绍系统中各模块的组成及其工作原理:

(1)、放大整形电路:

该部分是将输入的比相信号整形成前后沿很陡的方波,以取出代表比相信号相位信息的信号,该部分是频率计中重要的电路之一,这一部分技术指标要求很高,是制约频率计技术发展的瓶颈,是频率计研制中的一个技术难点。一个仪器通道的指标,决定了后续各部分电路指标及形式,可以使得其它部分电路为之改变。一个好的通道电路,可以提高频率计的各项技术指标,提高仪器的稳定性、

可靠性等综合水平。作为仪器的前级，它必须具有高输入电压灵敏度，很宽的整形范围，电压范围和高输入阻抗，能适应各种波形的周期性、非周期性信号的整形要求，具有良好的抗干扰能力。两路信号经限幅后进入放大整形电路，限幅电路如图 3-8 所示。采用基于 MC10116 的放大整形电路如图 3-9 所示。信号经过两级模拟放大后，送入 MC10116。MC10116 接成一级放大和两级施密特触发器整形，电路为互补对称输入输出。

(2)、线性鉴相器：原理电路是由鉴相器和滤波器组成，如图 3-7 所示。

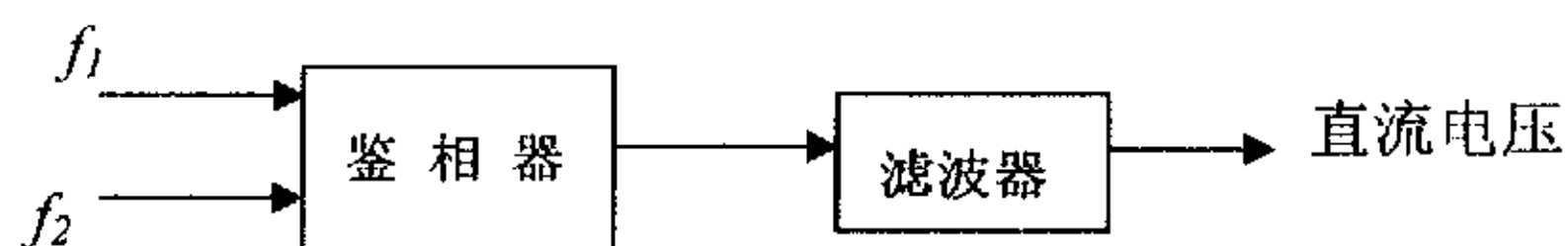


图 3-7 线性鉴相器原理框图

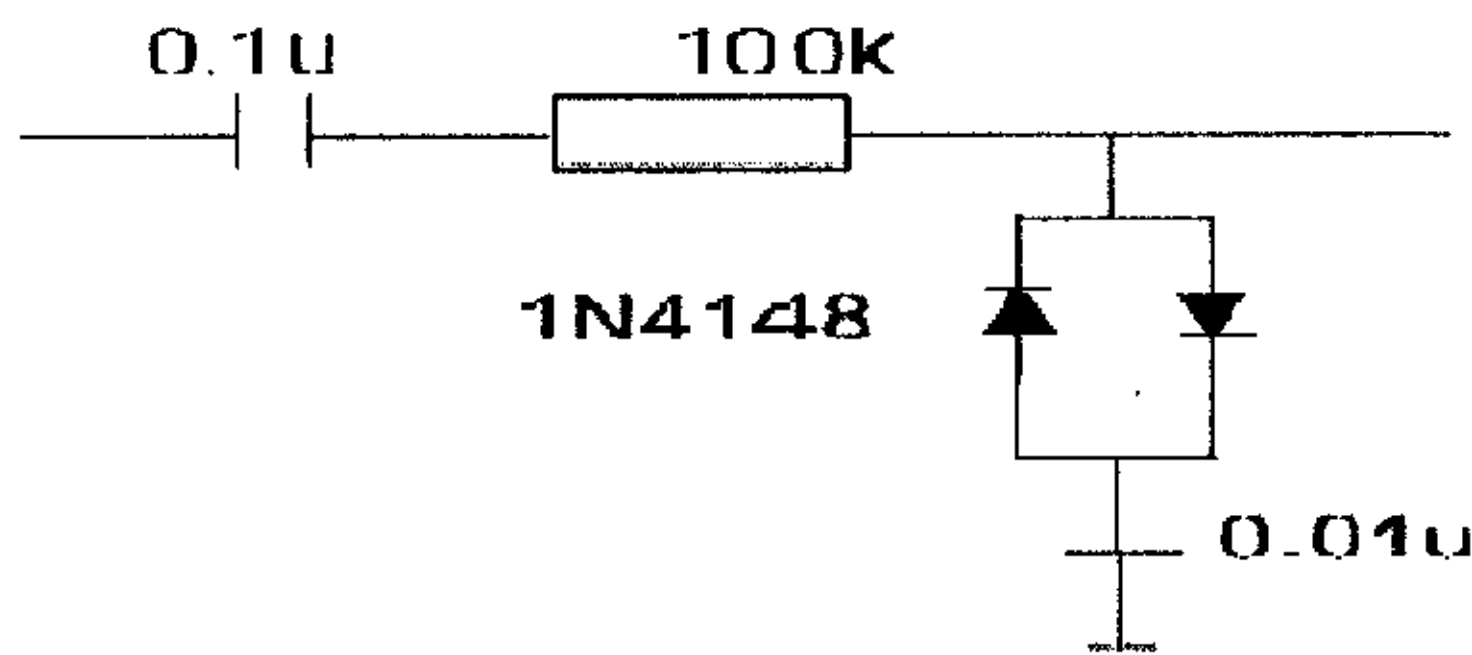


图 3-8 限幅电路

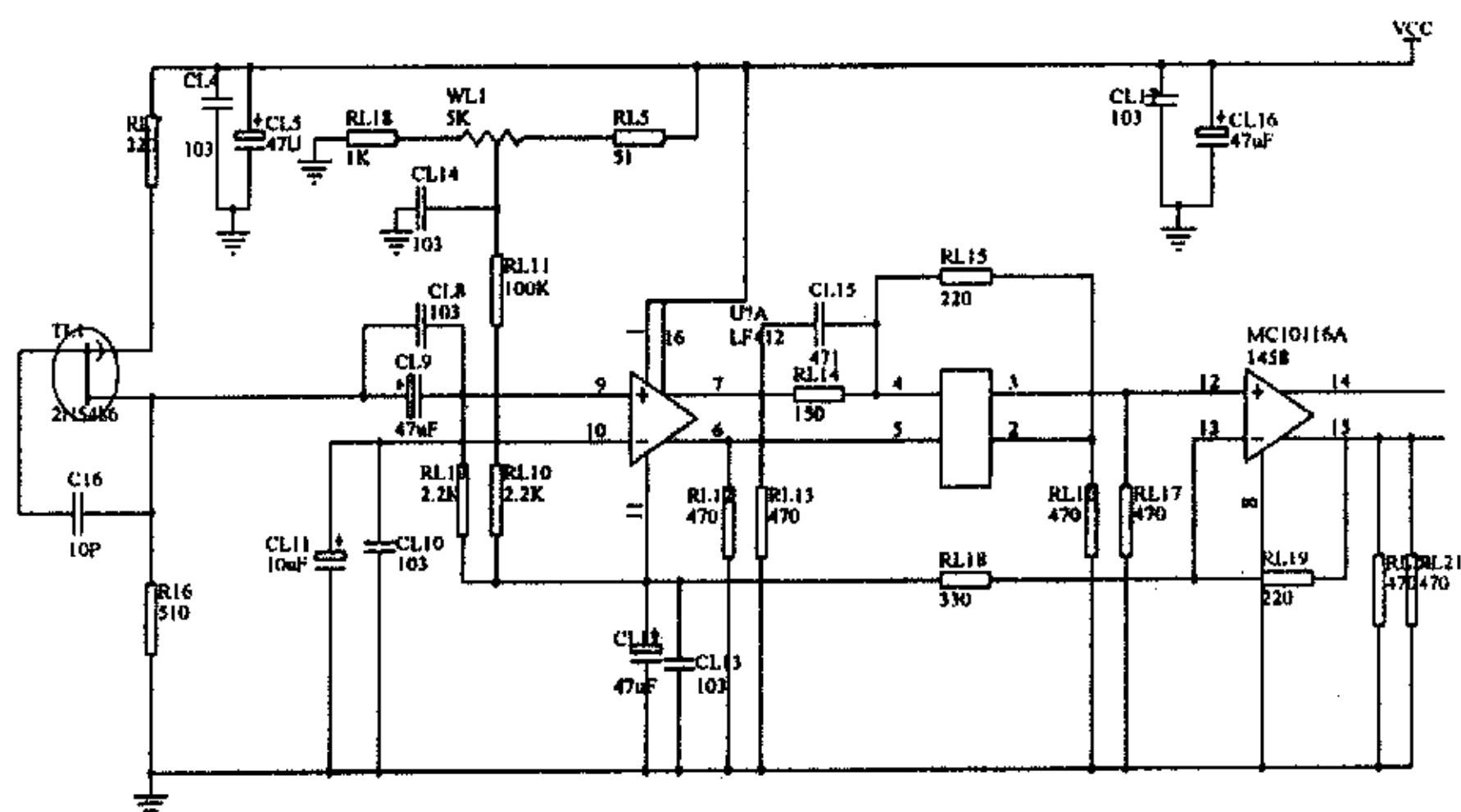


图 3-9 一路通道放大整形电路

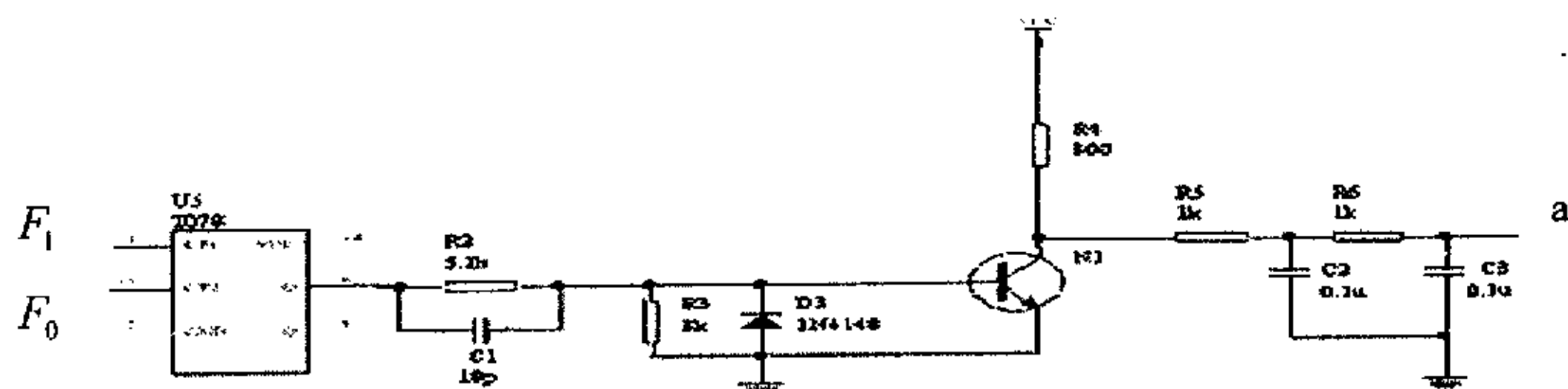


图 3-10 线性鉴相电路

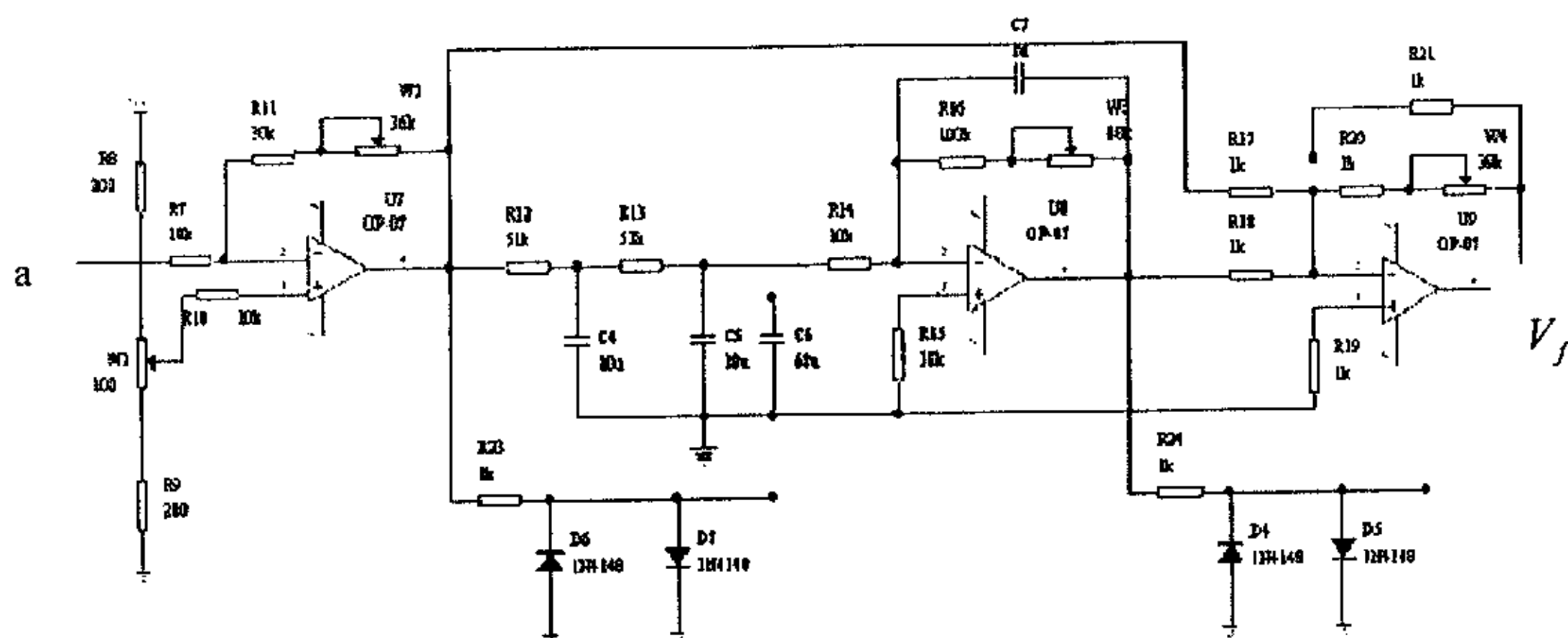


图 3-11 滤波电路

信号经放大整形后经鉴相器 T078 进行鉴相，鉴相电路如图 3-10 所示。作用是将两信号之间的相位信息通过鉴相器后以脉冲波的占空比的大小表示出来，然后再经过滤波器把占空比的大小变为直流电压，这样，最后得到的直流电压实际反映的是两信号之间的相位信息。滤波电路如图 3-11 所示。

(3)、正反相切换电路：此电路是由几个与非门组成的，如图 3-12 所示。

其作用是将输入信号不断地做 180° 的反相切换后输出, 这是整个新系统正常

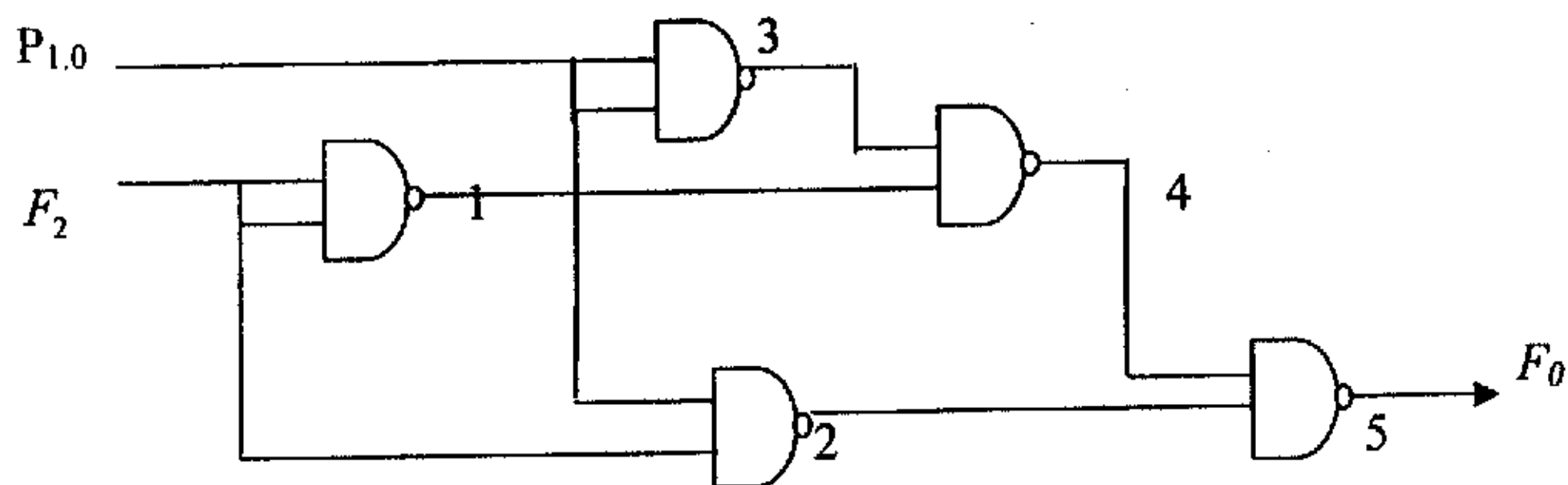


图 3-12 正反相切换电路图

工作的关键,但在什么时候切换,由单片机控制系统输出的控制信号确定。工作原理如下:

K 为单片机控制系统输出的控制信号, F_i 和 F_o 分别为电路的输入和输出。当 K 为“0”电平时,门 2 被封死,信号 F_i 无法通过门 2 到门 5 的输入端。而此时,由于门 3 的输出为“1”电平,这样,输入信号 F_i 经门 1 和门 4 加到门 5 的一个输入端,由于门 5 的另一个输入端为“1”电平,因此,门 5 的输出信号 F_o 为 F_i 的反相信号;当 K 为“1”电平时,由于门 4 的输出端为“1”,输入信号 F_i 经过门 2 和门 5 输出,此时 F_o 与 F_i 相同。

由于此切换电路是由与非门组成的,而与非门对于输入信号在时间上有一定的延迟,这种延迟将会在鉴相时产生误差,而且每个与非门的延迟时间越长,造成的误差就越大。要使此误差尽量的小,可采用两种措施:一是使用工作速度快的与非门芯片,使得延迟时间尽可能的短;二是在另外一路加上适当个数的与非门,使两路的延迟时间尽可能的一致。

(4)、单片机控制系统:此电路由 89C2051 组成,其作用是定时发出控制指令(高电平或低电平)去控制正反相切换电路的工作状态。系统控制软件的流程图如图 3-13 所示,单片机原理框图如图 3-14 所示。

其工作过程如下:首先,A/D 转换器 PLC1543 将滤波器输出的电压转换成数字量后送到单片机 89C2051 的输入端,然后根据电压的变化趋势(升或降),单片机确定系统的控制点,控制点的选择要根据实际的鉴相曲线的线性区间确定。具体方法为:先调节零点和满度值 U_0 ,由于在不同的标称频率下鉴相时,“0”点和“满”度的位置会稍有不同,因此这两点的调整必须在工作状态下进行。在调整时,让零点对应鉴相曲线的 0° ,满度值对应鉴相曲线的 360° ,这样,在鉴相过程中,每改变 1° ,实际对应的电压变化为 $U_0/360$ 。而一般情况下,在 $0^\circ \sim 360^\circ$ 鉴相过程中,中间部分的线性度是非常好的,我们可以在线性较好的区域选取两点 U_L 和 U_H ($U_L < U_H$),这两点对应的电压分别为 $U_0/360$ 乘以 U_L 和 U_H 所对应的度数。控制点的选择可按下列原则取:ADC0809 通过 IN6 通道对鉴相输出电压信号进行采集,首先判断系统的鉴相方向,如果鉴相方向是从大到小,则选定控制点为 U_L ,ADC0809 对鉴相信号进行采集,当系统每检测到的电压为 U_L 时,通过单片机 89C2051 的 $P_{1.0}$ 口发出控制指令,此指令使得鉴相点向相反的方向跳 180° 后继续工作;如果鉴相方向是从小到大,则选定控制点为 U_H ,即当系统每检测到的电压为 U_H 时, $P_{1.0}$ 发出控制指令,同样,此指令使得鉴相点向相反的方向跳 180° 后继续工作。这样,就可以使得系统在鉴相过程中始终工作在线性区间,从而保证了测量的精度和稳定度。

要对该电压信号进行测量,须进行 A/D 转换,因为要进行频率稳定度的测量,实时性要求高,而且干扰要小,采集速度快,所以我们选用具有高性能的研祥

(EVOC)PCL-816H 数据采集板卡。

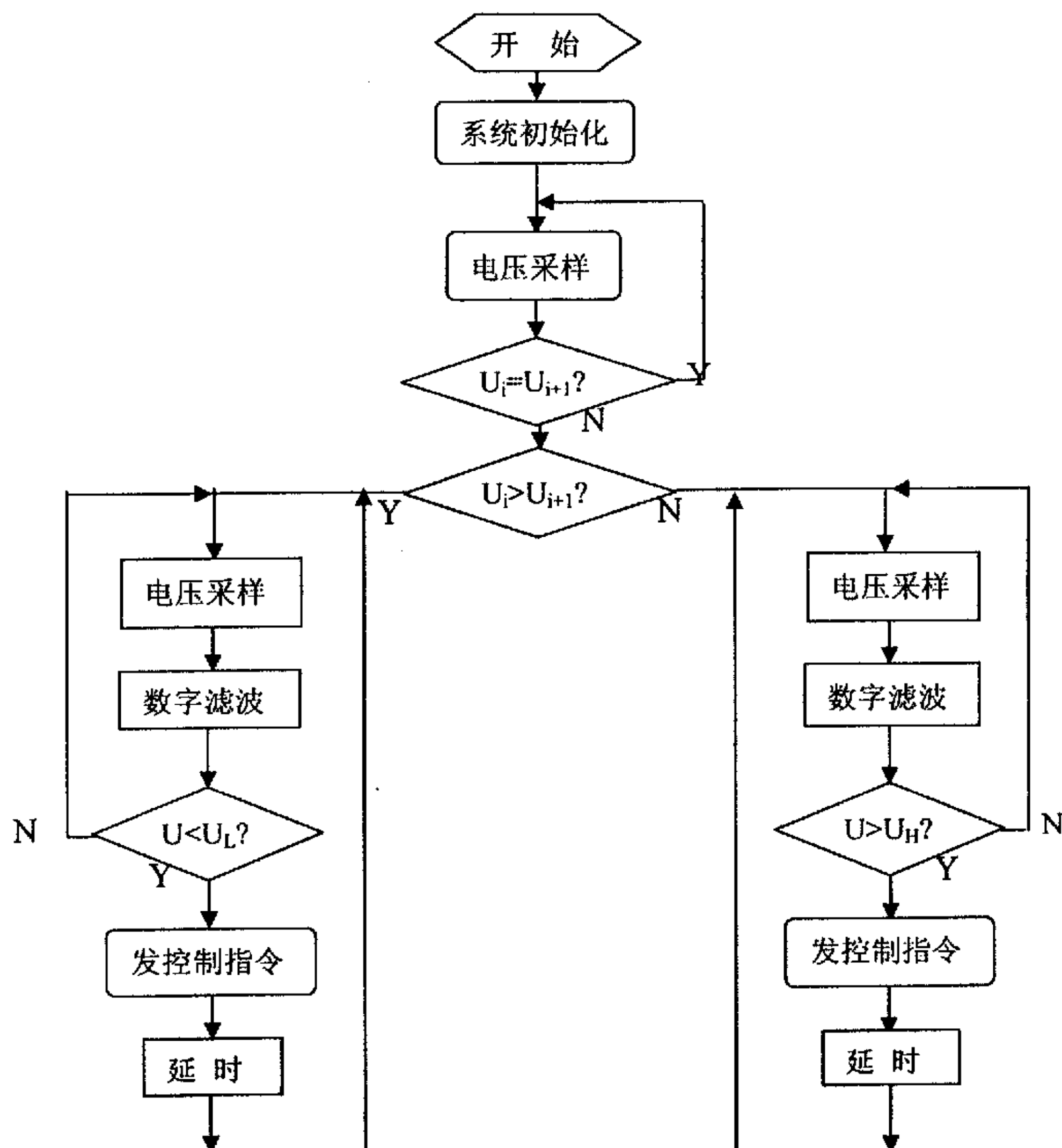


图 3-13 系统控制软件的流程图

数据采集板卡 (A/D): 在工控领域内, 采集板卡有着相当重要的地位。在该系统中, 测量频率稳定度要求对鉴相信号进行实时采集并实时显示, 采样率要求很高, 由于一般进行的 A/D 采集由于器件的限制, 采集速度达不到要求, 况且由于干扰的存在, 影响测量的结果, 要自己做一个采集板卡, 开发周期长, 而现在市场上已经有各种板卡已面市, 由于它低廉的价格, 高的采集速率, 功能的全面化, 低的干扰特性, 有很好的市场前景。

本系统选择了研祥 (EVOC) 公司生产的 PCL-816H 数据采集板卡。研祥 (Evoc) 公司的 PCL 系列采集板可以插在 PC 机的 ISA 总线或 PCI 插槽中, 并与外界现场信号直接相连或与由传感器转换过的外界信号相连, 由计算机控制实现 A/D 采样、D/A 转换、开关量的输入和输出、现场脉冲信号的计数与频率测量等功能, 并由 PC 机

中的程序控制并实现采集现场的模拟信号, 并处理采集到的现场信号并输出模拟控制信号、开关量输入输出等功能。因此, 采集板卡在工业控制领域内有着极其广泛的应用。

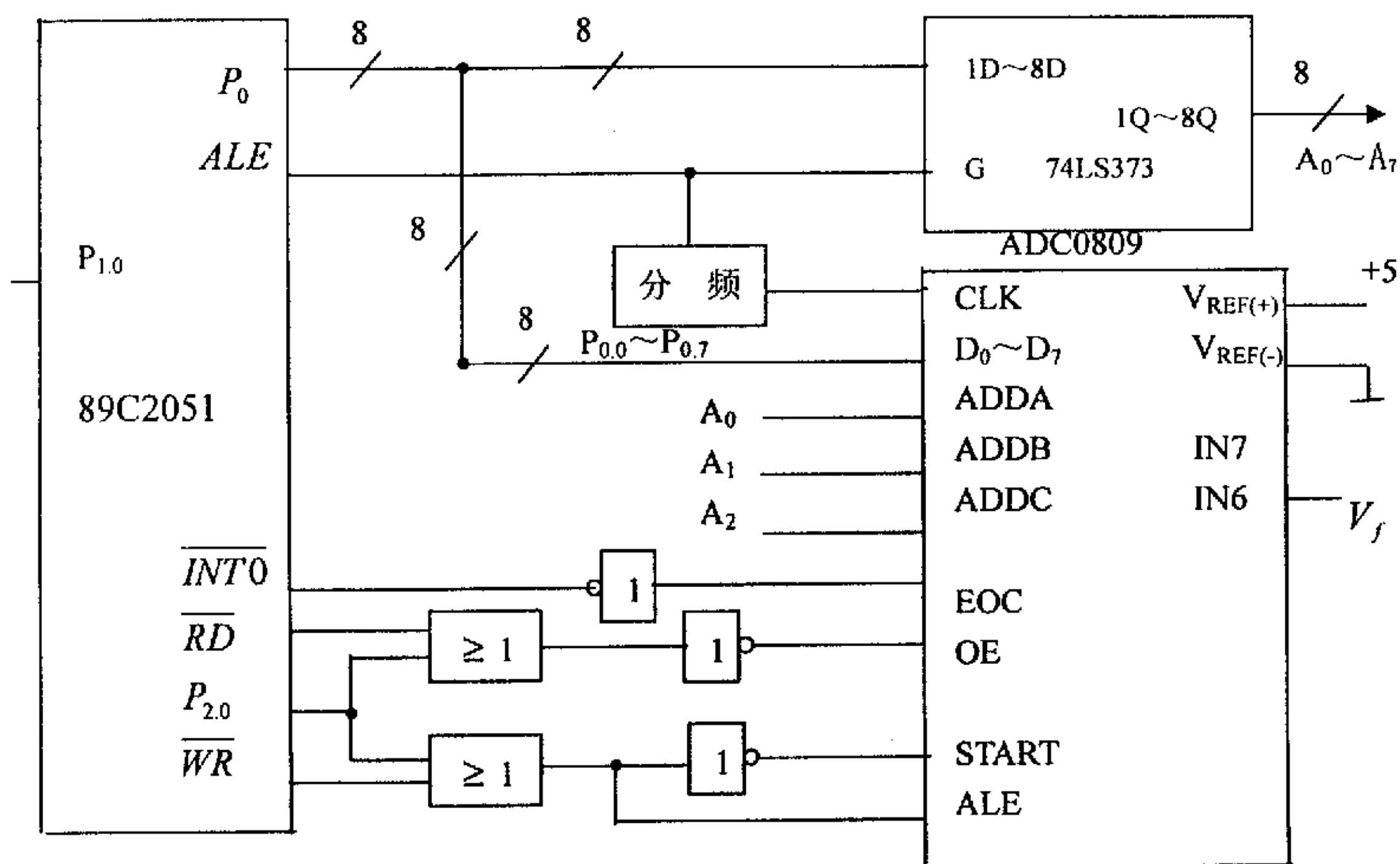


图 3-14 单片机控制原理图

研祥 PCL-816 接口卡是具有 16 位 PC/ISA 总线、16 路差分输入的数据采集板卡、同时具有 16 路数字输入和 16 位数字量输出的计算机接口卡。该设备提供了 1k 的 A/D FIFO 存储单元以及自动扫描的通道选择、高达 100kHz 的 A/D 采样率、可编程的 X1, X2, X4, X8 增益设置等功能。

该板卡采集到的数据必须传入计算机进行处理, 传输的方式有很多种, 使用者可以根据系统实际的需要来选择, 在该系统中, 由于要进行频率稳定度的测量, 所以要求对鉴相信号进行实时采集并实时显示, 采样率要求很高, 因此采用了适用于存储器与高速外设间的批量数据传输方式 DMA(直接存储器传输方式), DMA 方式是一种直接存储器传输方式, 它允许数据直接从 A/D 数据寄存器, 不占用任何 CPU 时间、以最快速度向 PC 机传输数据, 转换结束后, 数据将自动传入 PC 机。所以 DMA 方式在高速数据采集系统中占有重要地位。

计算机功能: 采集板卡采集到的代表相位信息的数据须输入到计算机进行处理, 所以计算机部分主要功能是 ①: 控制采集板卡对鉴相输出电压信号的采集, 即设置采集参数、数据传输方式以及启动运行等。②: 接收采集到的数据; 进行实时数据的存储与显示; 计算出频率稳定度及频差等参数并存储显示; 实现测量

数据的打印等功能。

软件的功能：主要是将计算机与仪器硬件结合起来实现对采集板卡的控制、数据的采集、存储以及打印等功能。在该系统中，我采用了专门针对虚拟仪器编程的图形化软件 LabVIEW。我在下一章将详细作以介绍。

3.4 实验结果

通过实验，我们发现插在计算机内部的数据采集卡受计算机内部电源波动的影响非常大。为了保证测量精度，我们采用外部精密电源为数据采集卡供电，这一方法收到了极好的效果。下面是利用新的测量结果：

(1) 首先，我们利用新的测量方法分别对两个铷原子频率标准的秒级短期频率稳定度进行了十次测量，结果是一致的。即在不用控制系统控制时，测量结果

表 3-1: 1[#] 铷频标在控制前后的测量结果

次数	使用控制系统前的测量结果	使用控制系统后的测量结果
1	2.5270×10^{-11}	4.6291×10^{-11}
2	4.0285×10^{-11}	4.0485×10^{-11}
3	7.9450×10^{-11}	2.0689×10^{-11}
4	4.6057×10^{-11}	3.1915×10^{-11}
5	5.9578×10^{-11}	3.0244×10^{-11}
6	4.9504×10^{-11}	4.0115×10^{-11}
7	2.5439×10^{-11}	3.0078×10^{-11}
8	3.4754×10^{-11}	4.2028×10^{-11}
9	4.0047×10^{-11}	2.6728×10^{-11}
10	6.4936×10^{-11}	3.3241×10^{-11}

的离散性较大，说明鉴相期间的非线性对测量结果产生了不良的影响；而使用控制系统后，测量结果的离散性得到了明显的收敛，测量数据如表 3-1 和 3-2 所示。

表 3-2: 2[#] 铷频标在控制前后的测量结果

次数	使用控制系统前的测量结果	使用控制系统后的测量结果
1	5.5712×10^{-11}	4.8472×10^{-11}
2	3.3941×10^{-11}	3.3671×10^{-11}
3	4.1578×10^{-11}	3.6253×10^{-11}
4	8.4420×10^{-11}	4.0584×10^{-11}
5	4.0629×10^{-11}	2.3164×10^{-11}
6	7.3712×10^{-11}	3.2538×10^{-11}
7	3.7167×10^{-11}	2.4911×10^{-11}
8	5.0482×10^{-11}	4.0028×10^{-11}
9	6.9432×10^{-11}	4.9745×10^{-11}
10	2.3398×10^{-11}	3.1456×10^{-11}

(2) 在测量过程中, 我们分别采用了 1ms、10ms、100ms 和 1s 采样周期时对铷原子频标进行了稳定度测量, 表: 3-3 中的两组数据是在不同的频差情况下的测量结果, 其结果也是令人满意的, 测量结果如下:

表 3-3

采样时间	频率稳定度 (频差 $5.273 \times 10^{-10} \text{Hz}$)	频率稳定度 (频差 $3.825 \times 10^{-9} \text{Hz}$)
1ms	7.78263×10^{-9}	8.14368×10^{-9}
10ms	8.59236×10^{-10}	9.65914×10^{-10}
100ms	9.62815×10^{-11}	1.07635×10^{-10}
1s	2.52632×10^{-11}	2.73581×10^{-11}

(3) 为了检验新的测量系统的性能, 我们利用此系统对一个铷频标进行了自校测量, 其结果达到了较高的水平。结果见表: 3-4

表 3-4

采样时间	频率稳定度
1ms	2.45931×10^{-10}
10ms	2.36318×10^{-11}
100ms	2.43926×10^{-12}
1s	2.60357×10^{-13}

目前, 用比相法测频的设备具有测量精度高、结构简单、便于制造和误差处理较简单的优点。下面我们来分析一下用比相法测量频率源的长期指标时 (例如以一天为一个比对周期的测量中), 比对仪器所引入的测量误差情况。如果比相仪一天的自身漂移为 $\delta_1(\Delta T)$ (即同源比相时, 比相仪“自校”曲线漂移的值), 这个误差具有随机性; 而由比相仪本身的比相非线性的影响, 在一个完整的比相周期中引起的累积非线性误差是 $\delta_2(\Delta T)$, 该项误差在测量频率源长期指标时, 可以通过修正来减小的。在具体使用时, 由于实际比相工作区段的不同及相位变化的不一样, 那么非线性问题对测量精度造成的误差具有很大的随机性。所以在进行误差合成时, 可以简单地将 $\delta_1(\Delta T)$ 和 $\delta_2(\Delta T)$ 的最大值 $\delta_{1m}(\Delta T)$ 和 $\delta_{2m}(\Delta T)$ 进行方和根的方法处理, 得到测量的总误差:

$$\delta(\Delta T) = \sqrt{\delta_{1m}^2(\Delta T) + \delta_{2m}^2(\Delta T)} \quad (3-4)$$

结论: 通过实验测试, 我们可以发现新的测量方法的设计方案是可行的, 它可以保证在频标比对测量中十分有效地避免了“死区”和非线性问题, 这对提高整个测量系统的精度和稳定度有着非常重要的作用。我们能够相信, 在测试环境和条件逐步改善的情况下, 测量精度将能够进一步提高。

3.5 比相法测频中应注意的几个关键问题

在频率源的时畴比对中,比相法有相当高的分频率和测量精度。从使用的方便性和利于准确地定量分析来考虑,用脉冲平均的线性比相原理又是理想的实用方法。

采用直接线性比相原理来测频可以摆脱通常高精度测频装置中不得不采用的大量倍频器和混频器。它虽然对鉴相器在时响、线性度及稳定性等方面有较高要求,但大大简化了鉴相器的前置设备,并能较好的处理噪声问题。对保证设备的高精度是有利的。

比相法测频和直接测频的特点有很大差别。由于它属于间接测频方法,所以与测试有关所应注意的地方也较之直接测频法较多。

采用比相法测频时,测试设备的直接测试对象是比对频率源之间的相位差。若采样周期是 τ ,而 τ 之始末两频率源相位差的变化量(一时间为单位表示)是 $\Delta T = T_2 - T_1$,则两频率源在时间 τ 内频率值的相对平均偏差就是:

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{\Delta T}{\tau} \quad (3-5)$$

比相法测频时的误差情况:

$$\delta \left| \frac{\Delta f}{f_0} \right| \leq \left| \frac{\delta(\Delta T)}{\tau} \right| + \left| \frac{\Delta T}{-\tau^2} \right| \cdot |\delta\tau| = \left| \frac{\delta(\Delta T)}{\tau} \right| + \left| \frac{\Delta f}{f_0} \right| \cdot \left| \frac{\delta\tau}{\tau} \right| \quad (3-6)$$

这里要考虑的不仅有对相位差测试的精度 $\delta(\Delta T)$,而且对两比相信号间的频差,以及采样周期 τ 的控制精度 $\delta(\tau)$ 也提出了一定要求。

由于比相法测频,随着比相时间的延长而可以有相当高的测量精度。所以在具体频率源的长稳比对中,对相位分辨率的要求没有必要太高。而且长期比相时,采样周期 τ 的截取也比较容易控制。所以一般情况下,长稳测试的精度也比较容易保证。由于长稳比对的特点是相位差变化范围大,为了减小测试误差。必须保证比相区间的线性度都要好。同时也希望设备的 0° 与满度转换时间在整个比相的满周期中占的比例愈小愈好。除此之外,还应考虑以下几个方面的问题。

● 比相设备的噪声和噪声的影响以及抑制措施

由于比相法测频设备构造简单,在系统中没有倍、混频器等频率变换器件,主要是由一些触发器和门电路构成。唯一的非线性器件是整形器。所以整个设备的噪声情况及其分析都是很简单的。

线性鉴相器一般是将输入的比相信号整形成方波以取出代表相位的信息后再进行鉴相的,线路噪声对方波的前后沿影响不大,所以噪声抑制的重点是比相设备的输入部分和放大整形级。通常所用比相仪采用的施密特触发器或限流放大器整形器的相位噪声和长期的相位漂移较大。而用电流开关作整形器,将频率信号先转换成方波后再放大,可以有非常小的相位噪声,而且长期工作时造成的漂移

也最小。用发射级耦合的电流开关作成的整形器输出的各鉴相脉冲的位置由输入到过 0 点准确地建立。实验也证明了以这样的整形器构成的比相装置在 5MHz 比相时一天引入的相位漂移可在 0.2ns 左右。而且噪声情况也保证了每秒有效地分辨出高于 1ps 的精度。

用比相仪测量短稳时, 整形采用过零触发, 整形级的单次触发误差为:

$$\delta_{\text{单}} = \frac{U_N}{2\pi U_m} \quad (3-7)$$

式 (3-7) 中, U_N 和 U_m 噪声电压和信号电压。比相仪工作于比相状态时, 两比相信号的单次触发误差为:

$$\delta_{\text{比相}} = \frac{U_{N1}}{2\pi U_{m1}} + \frac{U_{N2}}{2\pi U_{m2}} \quad (3-8)$$

式 (3-8) 中, $\frac{U_{N1}}{U_{m1}}$ 和 $\frac{U_{N2}}{U_{m2}}$ 分别是两路比相信号的信噪比。

用脉冲平均的方法比相与用计数器测周期时相比, 触发误差的影响是不同的, 主要表现在: 它所引起的误差是采样时间 $\Delta\tau$ 内触发误差的平均值。这主要是由于终端显示设备的测试结果是一定时间内的电压平均值。其触发误差为

$$\delta_{\text{平均}} = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n \frac{U_{N1k}}{2\pi U_{m1k}} + \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n \frac{U_{N2k}}{2\pi U_{m2k}} \quad (3-9)$$

而用同源方法“自校”时, 触发误差为:

$$\delta_{\text{自校}} = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n \frac{U_{NK}}{\pi U_{mk}} \quad (3-10)$$

其中, n 表示在采样时间内所包含的触发次数。

所以, 在这种测试方法中, 触发误差对测量的影响比单次的误差情况要小。实际鉴相设备中 n 的取法应照顾到时间响应问题, 同时兼顾对触发误差的平均作用。从这些方法来考虑, 直接在高频下鉴相比起等效高频鉴相时有利的。

鉴相时为了保证线性, 鉴相信号整形后须经适当的门电路和触发器才能到鉴相双稳态鉴相。整形所得到的脉冲信号经过这些电路要有延迟。延迟本身对测频不会造成误差。但延迟的不稳定性却会造成测试误差。目前还没有手段对该项误差进行单项分析。但有一点是明白的, 即快速开关器件的该项绝对误差要小于低速器件的误差情况。

脉冲鉴相器中, 工作在开关状态下的输出器件和压降的漂移和抖动也是装置的一项重要误差因素。对于频率源长、短稳的比对均造成一定测试误差。由于

鉴相器输出的模拟两比相信号相位变化的电压是比相输出及输出方波信号滤波以后的结果。所以其中不但包含了比相信号间相位变化的信息（以脉冲的变化为标志），而且也含有比相输出方波信号的幅度不稳定在其中。通常使用的硅开关管截止时漏电流很小（小于 $0.1\mu\text{A}$ ），而其不稳定因素引起的集电极电压的幅度变化就更小。硅开关管导通时的饱和压降视开关管的类型及负载电阻的大小不同一般为 $0.1\sim 0.5\text{V}$ 之间的某一特定值。这个值随时间有上下漂移及随机起伏现象，起伏漂移情况视管子种类及饱和深度、集电极负载电阻的大小而不同。一般器件每秒变化零点几 μV ~几十 μV 。在工作状况下该项影响会适当减小（因为管子间断的工作在导通和截止状态）。显然，该项因素对比相所引入的误差随着比相频率的升高而减小。在确定比对器测频精度时，应将这个电压漂移由相位的变化折算成相对频差及频率的变化。

● 比相的非线性对测量精度的影响

在频率源的短稳比对中，由于采样周期较短，所以两比相频率源相位变化的范围不大。根据两频率源间的频差情况及稳定度的指标情况相应的对线性度问题产生了灵活的要求。

单次测频（即两相邻比相之间）的精度不受原累积相位差值的大小及其误差的影响。只与这两次比相间隔前后测得的相位差变化量的测量误差有关。这和频率源长期比相时，要对线性度问题进行全面考虑的情况是不同的。

通过测试，我们可以给出一条比相仪的非线性随相位差变化的曲线，如图 3-15 所示，这条曲线以两比相信号的某一固定相位差点（如系统指示的零相位差点）作为参考点。在测试情况下，由于非线性造成的误差情况有其随机特性。非线性引起

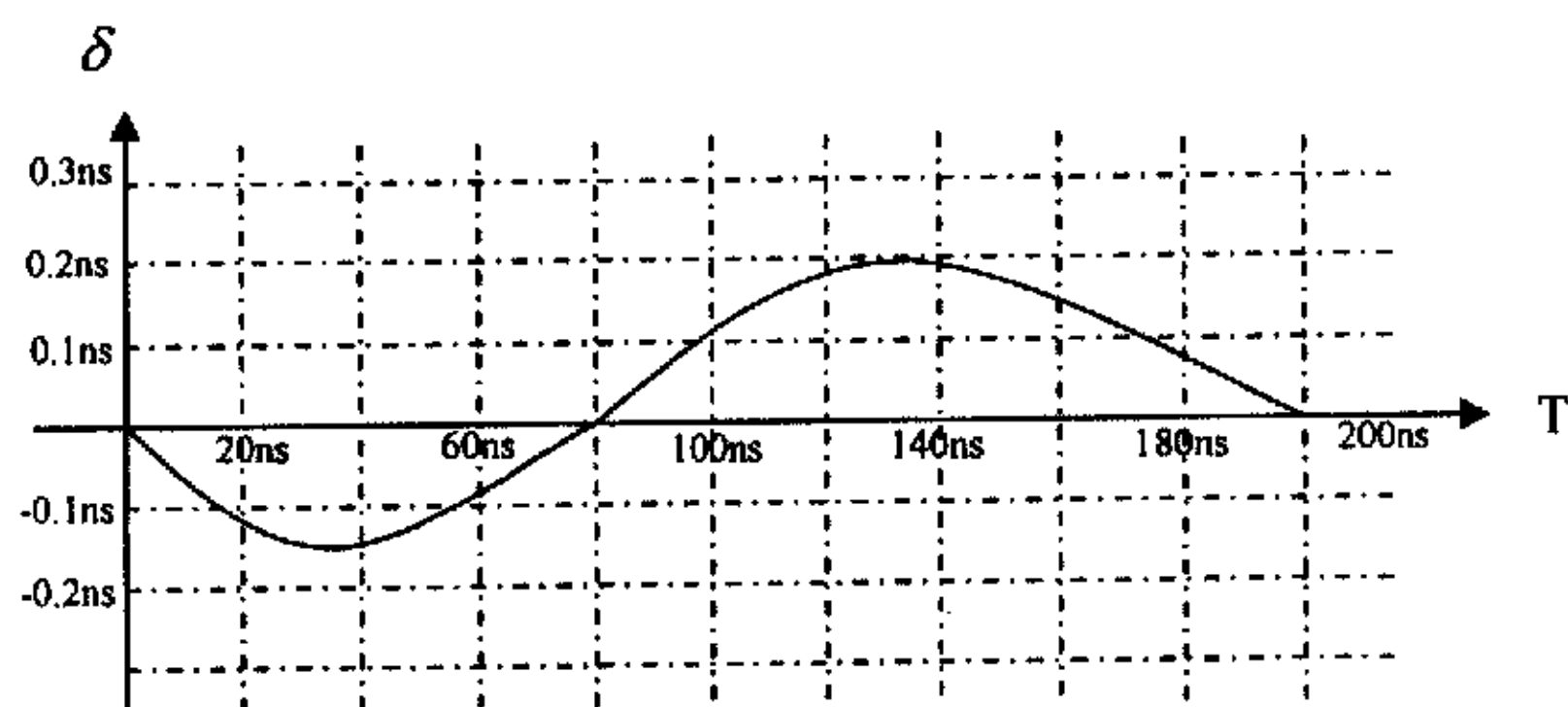


图 3-15 非线性随相位差变化的曲线

的测频误差是某一时间间隔前后的两次采样结果针对上述基准参考点的非线性误差之差，这样，非线性的正（或负）系统误差就会抵消。

在长期稳定度测试时，相位的变化范围较大，往往把非线性误差中的最大绝

对误差（即峰—峰情况）引入。这样，我们就可以把最大的非线性误差作为长期稳定度测量时对测量精度的影响。而在短稳测量时，由于在采样周期两端相位差变化范围很小，所以针对测频来说，非线性的最大绝对误差就失去了意义。在这种情况下，如果在 $i, i+1$ 时刻测得的相位差之中含有的非线性误差分别是 δ_i, δ_{i+1} ，则非线性对频率值的影响就是

$$\gamma = \frac{\delta_{i+1} - \delta_i}{T_{i+1} - T_i} \quad (3-11)$$

该误差取决于“非线性—相位差”曲线上 $i, i+1$ 时刻所对应点之间的斜率。用比相法求频率稳定度的公式是

$$\sigma_y = \frac{1}{\tau} \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^m [(T_{i+1} - T_i) - (T_i - T_{i-1})]^2}{2m}} \quad (3-12)$$

所以在频率稳定度计算时，有比相的非线性引起的对频率起伏量计算得的误差应该是：

$$\Delta\gamma = \frac{(\delta_{i+1} - \delta_i) - (\delta_i - \delta_{i-1})}{(T_{i+1} - T_i) - (T_i - T_{i-1})} \quad (3-13)$$

这是引起误差的是“非线性—相位差”曲线上 $i-1 \sim i$ 和 $i \sim i+1$ 对应的两段折线的不一致性。

综上所述，一般对比相设备的要求有以下几个方面：

- (1) 在整个比相区间有好的线性度；
- (2) “非线性—相位差”特性曲线应平坦，既要有较小的斜率；
- (3) “非线性—相位差”曲线斜率的变化应较小，即该曲线应有小的二阶导数。

一般来说，频差越小， $\Delta T = T_{i+1} - T_i$ 的变化范围亦越小，那么实际装置中“非线性—相位差”曲线斜率变化的可能性亦越小，因此式 (3-13) 亦越小。

当“非线性—相位差”曲线平坦时，在较小的比相区间，式 (3-12) 基本上与整个比相区域的相对非线性指标相近。在频差较大的情况下测量稳定度时，相位变化范围越大，在式 (3-13) 中，分子中的两项之差不能完全抵消，而在分母的运算中频差影响可以抵消，仅留下频率源的不稳定性，所以同一比相设备，非线性对测量精度的影响，在两比相信号频差较大时一般要大于比相信号频差较小时的情况，这与“非线性—相位差”特性曲线的变化规律有关。当该曲线线性平稳变化时，非线性的影响要小一些。而当“非线性—相位差”不平稳时，只有满足式 (3-14)，才能保证非线性对测量的影响可以忽略：

$$\frac{\varepsilon}{\phi} < \frac{10^k}{\lambda} \quad (3-14)$$

式(3-14)中, k 表示要读取的 $[(T_{i+1} - T_i) - (T_i - T_{i-1})]$ 的有效数字的位数; ε 表示频差造成的相位漂移; ϕ 表示频差源不稳定的相位抖动; λ 表示测量时非线性的局部相对指标。只要比相装置满足(3-14)时的要求, 就能忽略非线性的影响。

● 采样周期的控制及其对测量结果的影响

在利用比相法测频时, 采样周期若控制不当会对测试带来较大误差。由于比相法要求的是瞬时采样, 要知道所测电压的瞬时值, 而且采样间隔也要保证很准, 而我们所用的高速采集板卡完全可以满足这个要求, 这也是我们之所以用它的一个重要原因。

引起两频率源间相位差变化的因素有频差 ΔF 和频差源本省的各种噪声引起的变化 $\Delta F(t)$, 即:

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{\Delta F + \Delta F(t)}{f_0} \quad (3-15)$$

对应的是:

$$\frac{\Delta T}{\tau} = \frac{\Delta T' + \Delta T(t)}{\tau} \quad (3-16)$$

式(3-16)中, $\Delta T'$ 是由频差引起的相位差的线性变化, 而 $\Delta T(t)$ 测是被测频率源本身的噪声等因素引起相位差的随机起伏和抖动。在测量中总的误差可以表示为:

$$\begin{aligned} \delta \left| \frac{\Delta f}{f_0} \right| &\leq \left| \frac{\delta(\Delta T)}{\tau} \right| + \left| \frac{\Delta f}{f_0} \right| \cdot \left| \frac{\delta(\tau)}{\tau} \right| \\ &= \left| \frac{\delta(\Delta T)}{\tau} \right| + \left| \frac{\Delta F}{f_0} \right| \cdot \left| \frac{\delta\tau}{\tau} \right| + \left| \frac{\Delta F(t)}{f_0} \right| \cdot \left| \frac{\delta\tau}{\tau} \right| \end{aligned} \quad (3-17)$$

式(3-17)中, 第一项是由相位差测试的精度造成的误差, 其中包括非线性, 设备的分辨率以及噪声等因素的影响; 第二项是由两比相信号间的频差造成的相对误差, 它可以通过对采样周期 τ 的精度控制来消除或减至最小; 在第三项中, $\Delta F(t)$ 是一连续的随机变量, 它是由频率源的噪声造成的不稳定因素的反映, 可引起比相信号间相位差变化的“非线性”和抖动现象, 是我们通过测试企图要反映出来的量。在 $\tau \gg \delta\tau$ 时终端设备若能反映相位变化的瞬时状况, 这项误差亦可忽略不计。若相位噪声的周期值与终端设备的采样周期 $\Delta\tau$ 相近, 则噪声引起的相位起伏在采样时刻下的取值有很大的随机性, 而此问题一般通过调整时间响应去解决。当频率源相位噪声的周期远大于终端设备的采样时间 $\Delta\tau$ 时, 那么在两次相邻的采样过程中, 由于 $\Delta F(t)$ 的抖动变化引起采样段内与终端设备指示的各采样电压的平均值对应相等的两瞬时值的间隔与采样周期之间的误差分布情况符合正态分

布规律。在 $\Delta\tau/\tau = 1/100$ 或 $1/1000$ 时, $\delta\tau/\tau < 1/100$ 或 $1/1000$ 。所以在采样周期控制准确时, 式 (3-17) 中的第二项和第三项误差可以忽略不计。

● 线性比相的时间响应

用比相法测量频率源短稳的可能性以及精度情况与比相设备的时间响应有很大关系。在测量中, 要知道秒内的平均频率值就必须要知道两比相信号在之始末瞬时的相位差值, 前面讲过, 在比相测量过程中, 我们的是将相位差的测量转换成电压量测量的。而在相位比对时电压测量具有以下特点: (1) 属于直流电压量的测试; (2) 所测电平中包含着瞬时变化的信息, 而不是一个恒定的直流量, 这也就要求终端电压测试设备应满足瞬时测量的条件。就线性比相的时间响应来说, 首先应解决好高频下的直接线性比相, 这样才能在鉴相的同时不丢失瞬变相位信息, 而且对减少触发误差也更有利。因为低频鉴相后在经积分器处理, 象调相白噪声之类的高频率的相位噪声的影响就会被平均掉。

● 装置中的干扰纹波引起测量误差的抑制

线性比相输出的模拟相位变化的电压信号中除了有用的变化电压外还包含其它交流纹波信号: (1) 电源的工频干扰; (2) 鉴相频率源的基波信号及其谐波经滤波后不可能全部衰减掉; (3) 线路的其他杂散信号, 而这些杂波要完全被杜绝是比较困难的。为了使这些杂波在测量中的影响减至最小, 我们可以采取以下措施进行抑制: ①对于工频纹波, 除了在电压滤波方面特别注意外, 还应使工频干扰对终端测量装置尽量表现出共模特性, 以便在测量时抑制; ②对于其他杂散信号, 应尽量使其频率越高越好, 以利用鉴相输出的低通滤波器和终端测试设备的相对稍长一些的积分时间的平滑作用来减小其影响, 而是纹波品率提高的方法是在高频下的直接鉴相。

3.6 小结

本章主要介绍了高精度频标比对法的现状以及两种新的测量方法, 阐述了它们的工作原理以及硬件电路的设计。从实验结果可以看出, 基于单片机控制的新的测量方法有效的避免了比相过程中的“死区”和非线性, 并且在进行数据处理时避开了非线性部分而直接取其线性部分的值, 对提高了系统的测量精度有非常大的帮助。在本章的最后, 分析了用该方法时应注意的几个关键问题并给出了一定的解决方案。

第四章 LabVIEW 虚拟仪器软件在该系统中的应用

4.1 虚拟仪器概况

测试技术与科学研究、工程实践密切相关。科学技术的发展促进测试技术的发展,测试技术的发展反过来又促进科学技术的提高。随着测试产品的不断增加,产品性能的不断提高,以及市场对成本、时效性限制的日益严格,如何有效的实现测试问题已成为大多数厂家关注的焦点。我们一般所用的测量频率的仪器可以满足简单的测试功能,若要进行长时间的数据采集,例如进行频率稳定度的测量,就要求能对数据进行存储、实时显示、打印等操作,但一般的仪器无法完成,所以我们选择了虚拟仪器(Virtual Instruments,简称 VI)。这是因为:VI 系统能更迅捷、更经济、更灵活的解决您的测试问题。随着 VI 驱动程序标准化及软件开发环境的发展,代码复用成为仪器编程中的基础,这意味着您可以避免仪器编程过程中的大量重复劳动,从而大大缩短复杂程序的开发时间;而且,您可以用各种不同的模块构造您自己的 VI 系统,选择统一的测试策略,这不仅会省下您一大笔开销,而且是您的测试投资在未来仍能得到可靠保护。

VI 系统的使用可以提高您单位的测试水平和效率。VI 到底是什么呢?

VI 就是在以通用计算机为核心的硬件平台上,由用户设计定义、友好的图形界面(通常称为虚拟前面板)、测试功能由测试软件实现的一种计算机仪器系统。使用者用鼠标点击虚拟面板,就可操作这台计算机系统硬件平台,就如同使用一台专用电测量仪器。VI 以透明的方式把计算机资源(如微处理器、内存、显示器等)和仪器硬件(如 A/D、D/A)的测量、控制能力结合在一起,通过软件实现对数据的采集、分析处理、表达以及图形化用户接口。虚拟仪器的出现,使测量仪器与个人计算机的界限模糊了。

虚拟仪器是利用 PC 计算机显示器(CRT)的显示功能模拟传统仪器的控制面板,以多种形式表达输出检测结果,利用 PC 计算机强大的软件功能实现信号数据的运算、分析、处理,由 I/O 接口设备完成信号的采集、测量与调理,从而完成各种测试功能的一种计算机仪器系统。“虚拟”二字主要包含两方面的含义:

(1) 虚拟仪器的面板是虚拟的

虚拟仪器面板上的各种“控件”与传统仪器面板上的各种“器件”所完成的功能是相同的。如由各种开关、按键、显示器等实现仪器电源的“通”、“断”;被测信号“输入通道”、“放大倍数”等参数设置;测量结果的“数值显示”、“波形显示”等。

传统仪器面板上的器件都是“实物”,而且是由“手动”、“触摸”来进行操作的,而虚拟仪器面板控件是外形与实物相像的“图标”,“通”、“断”、“放大”

等,对应着相应的软件程序。这些软件已经设计好了,用户不必设计,只需选用代表该种软件程序的图形“控件”即可,由计算机的鼠标“键击”来对其进行操作。因此,设计虚拟面板的过程就是在“前面板”设计窗口中,从控制模块选取、摆放所需的图形“控件”。

(2) 虚拟仪器测量功能是由软件编程来实现的

在以 PC 计算机为核心组成的硬件平台支持下,通过软件编程设计来实现仪器的测试功能,而且可以通过不同功能的软件模块的组合来实现多种测试功能,因此有在硬件平台确定后“软件就是仪器”的说法。它体现了测试技术与计算机深层次的结合。

应用程序将可选硬件和可重复用原码库函数等软件结合在一起,实现了仪器模块间的通信、定时与触发。原码库函数为用户构建自己的 VI 系统提供了基本的软件模块。由于 VI 的模块化、开放性和灵活性,以及软件是关键的特点,当用户的测试要求变化时,可以方便地由用户自己来增加硬、软件模块,或重新配置现有系统以满足新的测试要求。这样,当用户从一个项目转向另一个项目时,就能简单地构造出新的 VI 系统而不丢弃已有的硬件和软件资源。

4.2 LabVIEW 虚拟仪器软件的介绍

数据采集和仪器控制领域的开发过程中,软件是影响系统成本和系统开发实践的主要因素,扮演着极为重要的角色。从功能上讲,这些软件的涵盖面极为广泛,从控制特定的硬件接口的设备驱动程序到开发整套系统所需的开发环境包括在内。这些软件的质量和性能最终决定了所开发的仪器的质量和用途。正如美国国家仪器公司(National Instrument,简称 NI)所提出的“软件即仪器”的口号所昭示的那样,软件是仪器系统的基础。

虚拟仪器的软件由两大部分构成:

① 应用程序,它包含实现虚拟面板功能的前面板软件程序和定义测试功能的流程图软件程序。

② I/O 接口仪器驱动程序。这类程序用来完成特定外部硬件设备的扩展、驱动与通信。开发虚拟仪器,必须有合适的软件工具。目前已有多种虚拟仪器的软件开发工具。

- 文本式编程语言:如 C、Visual C++、Visual Basic、Labwindows/CVI 等。
- 图形化编程语言:如 LabVIEW、HPVEE 等。

这些软件开发工具为用户设计虚拟仪器应用软件提供了最大限度的方便条件与良好的开发环境。本论文使用的是 LabVIEW 图形化编程语言。

LabVIEW(实验室虚拟仪器工程平台)是美国国家仪器公司(National Instrument,简称 NI)推出的图形化的虚拟仪器软件开发工具,用它设计的虚拟仪器

可脱离 LabVIEW 开发环境,最终用户看见的是和实际的硬件仪器相似的操作面板。利用它,设计者可以向搭积木一样,轻松组建一个测量系统和构造自己的仪器面板,而无需进行任何繁琐的计算机代码的编写。

LabVIEW 主要具有以下特点:

1: 图形化的仪器编程环境

LabVIEW 使用“所见即所得”的可视化技术建立人机界面。针对测试测量和过程控制领域, LabVIEW 提供了虚拟仪器面板上所必需的大量显示或控制对象,如表头、旋钮、图表等。用户还可以方便的将现有对象修改成适合自己工作领域的控制对象。

2: 直接明了的前面板用户接口及流程图式的编程风格

LabVIEW 用图表表示功能模块,使用图标间的连线表示各种功能模块间传递的数据流,使用数据流程图式的语言编写代码。

3: 灵活的程序调试手段

用户可以在源代码中设置断点单步执行代码,在源代码的数据流上设置探针,在程序运行中观察程序流的变化。

4: 内置的程序编译器

LabVIEW 采用编译方式运行 32 位应用程序,这就解决了其他按解释方式工作的图形化编程平台运行速度慢的问题。

5: 功能强大的函数库

LabVIEW 提供了大量的函数库供用户直接调用。从底层的 VXI、GPIB、串口及数据采集板的硬件控制子程序到 600 多个仪器驱动程序,从基本的数学函数、字符串处理函数、数据运算函数、文件 I/O 函数到高级分析库(包括信号处理、窗函数、滤波器设计、线性代数、概率论与数理统计、曲线拟合等),涵盖了仪器设计中几乎所有需要的函数。

4.3 LabVIEW 软件在该系统中的应用

要用该软件完成一定的测试功能,其测试程序由以下三个模块组成:硬件驱动模块、硬件配置及参数选择模块、用户接口模块。

(1) 硬件驱动模块

该模块负责和底层数据采集卡 DAQ 打交道,它根据用户输入的命令和参数完成一次数据采集并将测试结果还给用户。考虑到程序的模块化和通用性,一般将这部分程序编写成动态链接库。由于现代测试程序比较大,用户界面多而且还涉及到网络数据库编程,在每次修改后,都要重新编译并进行测试。如果将一些常用的模块分离出来编写成 DLL 单独进行测试,客户程序运行时装载并连接 DLL,不但提高运行效率,增加程序通用性还可降低调试难度。研祥公司(EVOC)针对该

公司生产的各种数据采集板，通过在最底层调用动态库，形成一些独立的功能模块，即该公司板卡的 LabView 硬件驱动库，同时还提供了很多例程，用户在阅读理解其例程的基础上，灵活的运用它们，这样大大提高了开发效率。

在进行频稳测量时，由于处理数据量大，而且要求很高的采集率，所以采取直接存储器 DMA 传输方式。下面是硬件驱动模块与数据采集模块相结合实现数据采集流程图：

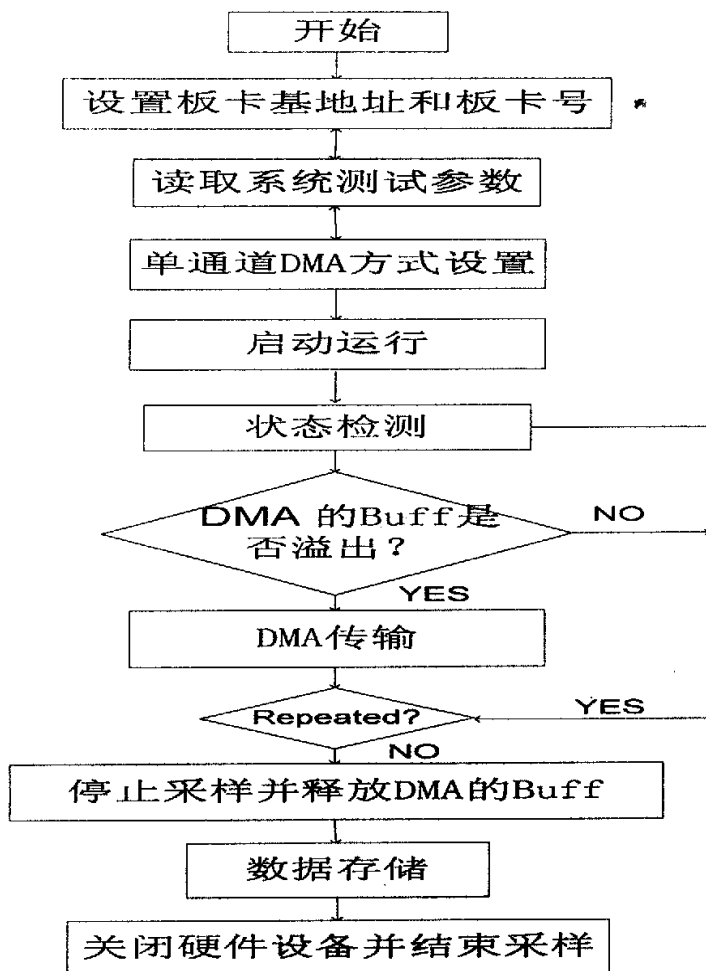


图 4-1 数据采集软件流程图

（二）硬件配置及参数选择模块

LabVIEW 程序由三部分构成，即前面板、图形代码及程序图标（即函数模板）和接口板。该部分即为前面板，它实现程序的输入和输出功能，由控制键元素和显示键元素构成。控制键代表是程序的输入参数，显示键代表程序的输出值。如

图 1 所示, 是该系统的主程序界面, 左上角接受用户输入的测量参数, 可通过鼠标点击按钮选择 1ms、10ms、100ms、1s、10s 和 100s 等采样间隔, 采样点数可选择 60、120 和 180 点以改变采样速率, 以及频标的频率值选择; 左下角是各种功能键, 包括频差测量、连续测量、频稳测量、测试报告、停止采样等; 右上角是实时数据显示, 可以看出数据变化的趋势; 右下角则是频稳的计算结果显示。

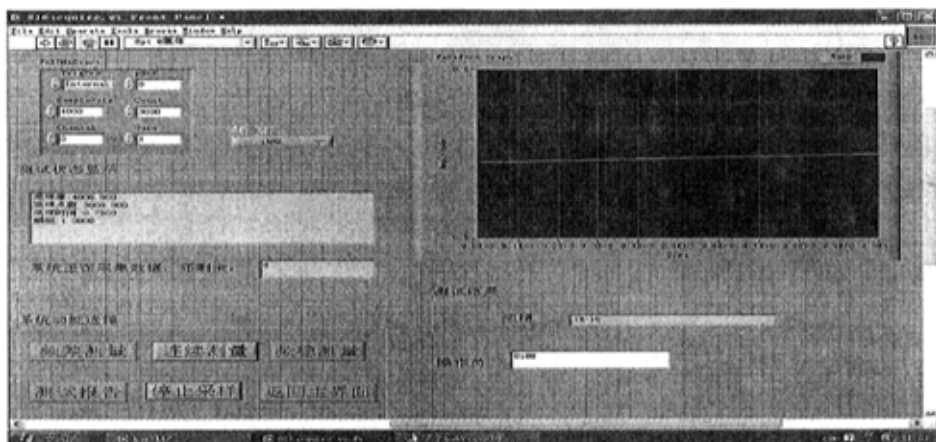


图 4-2 频标测试显示主程序界面

除此界面外, 还有数据存储文件目录, 点击数据文件, 文件内的数据将以表格显示在界面上, 用户由此可以分析进行分析并打印。

(三) 用户接口模块

用户接口模块相当于管理员, 在 LabVIEW 中即为函数模板, 它包括编辑程序代码所涉及到的 VI 程序和函数, 在该系统中它要完成 Windows 初始化, 等待接收并处理用户命令, 根据设置模块的参数来调用驱动模块。除此之外, 该函数模板还包括实时显示、定时采集、数据分析处理和参数读取等几个模块, 其主要功能是设计测试界面和把 A/D 转换卡采集到的数据进行适当的处理, 再根据相对频差和阿伦方差公式计算出相应的结果, 并在界面中显示。在数据处理过程中, 先要将相邻两数据的差值计算出来, 再根据情况把一些不合格的数据去掉, 然后把剩余的数据代入阿伦方差的计算公式, 计算出频率稳定度。软件流程如图 4-3 所示。

用比相法测量频率稳定度, 由鉴相器输出代表两比相对相位信息的鉴相信号, 连续记录两比相信号的相位差随时间变化的曲线; 经过系统控制, 通过采集板卡取出线性鉴相部分的值, 采集到的数据经 DMA 方式输入计算机, 对采样到的数据进行分析处理, 这里主要对一些误差大的野值在比较后剔除, 再将数据扩展为双精度浮点数, 按如下公式计算各段取样时间内累积的相位差:

$$\Delta T_{i+1} = T_{i+1} - T_i \quad (4-1)$$

其中, T_{i+1} 为在一定采样间隔条件下, $i+1$ 次采样时刻的相位差值。所以 ΔT_{i+1} 为第 $i+1$ 次采样周期时间, 前后采样时刻的两比相信号差值之差。

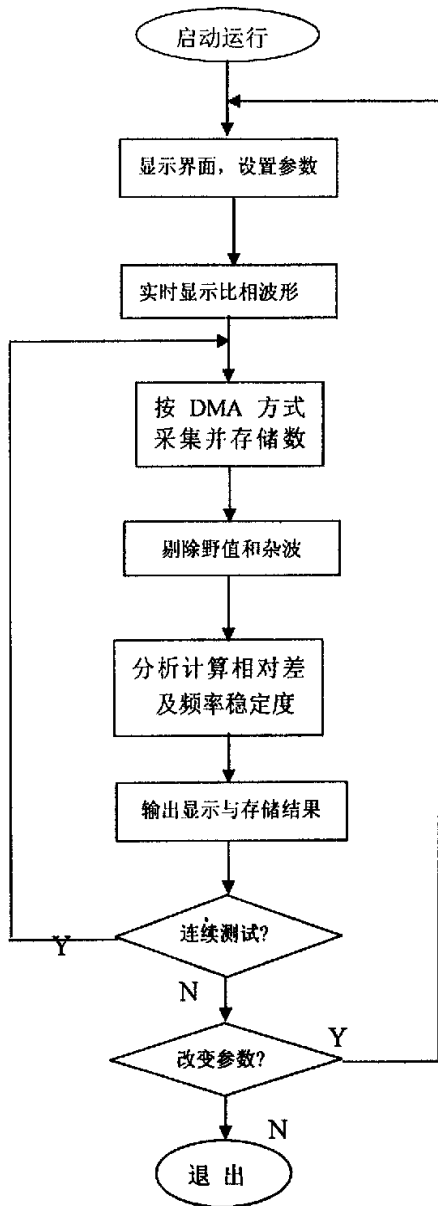


图 4-3 整个软件流程框图

在实际测量中, 我们所测的结果是以一定的电压值表示的, 对于标称值不同的频率信号, 在第 i 个采样周期时间内累积相位差 ΔT_i 与实际测量结果有一定的对应

关系, 设频率信号的标称值为 Nns , 选择板卡量程为 U , 在第 i 个采样周期时间内累积电压差为 ΔU_i , 则:

$$\Delta T_i = N * (\Delta U_i) / U \quad (4-2)$$

所以代入计算频率稳定度的公式 (阿仑方差):

$$\sigma_y = \frac{1}{\tau} \sqrt{\sum_{i=1}^m \frac{(\Delta T_{i+1} - \Delta T_i)^2}{2m}} \quad (4-3)$$

得:

$$\sigma_y = \frac{N}{\tau U} \sqrt{\sum_{i=1}^m \frac{(\Delta U_{i+1} - \Delta U_i)^2}{2m}} \quad (4-4)$$

其中, τ 为采样间隔, m 为采样点数。将计算结果以固定格式在数据窗口显示, 如图 4-4 所示, 并将原始数据和求得的参数写入文件存放。如果在两频率源频差较大时, 比相波形显示为锯齿波, 此时该模块可以扫描数据, 去除回程突跳对计算结果的影响。底层软件编程过程如 (4-4) 所示。

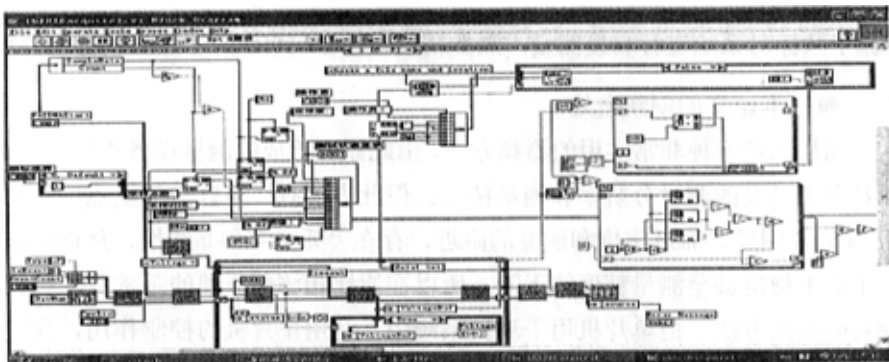


图 4-4 用户接口模块

4.4 单片机控制的相位比对方法的特点与发展方向

随着科学技术的发展, 特别是通讯、导航、空间技术以及天文学的快速发展, 对频率标准的精确度和稳定度的要求越来越高。在这种形式的推动下, 频率标准的精确度和稳定度提高得非常快, 以 $10^{-13}/\tau$ 为规范的高稳定度的晶体振荡器在实际中的应用越来越广泛。研究新的频率测量和控制方法具有十分重要的意义。近几年有关时间和频率测量方面的研究日新月异, 发展的非常迅猛, 新技术、新方法, 新工艺以及新器件层出不穷。从国际发展的趋势上看, 频率标准的精确度和稳定度提高得非常快, 几乎是每隔 6~8 年就提高一个数量级, 目前频标的精确度和稳定度分别已达到 1×10^{-15} 和 $1 \times 10^{-14}/s$, 但是, 在我国对这种高稳定度

振荡器检测的设备还不能满足要求,与国外有一定的差距。其原因有两方面:一是测量技术尚待提高;二是测量方法还需改进。再有,随着全球定位系统(GPS)应用的普及,有的国家已用于军事目的,主要是为了提高打击军事目标的命中率,因此,对时间和频率量测量的准确度和稳定的要求也越来越高,美国在此方面处于领先地位,与之相比,我国还有一定的差距。因此,研究新的高精度频率测量技术和方法,不仅在某些方面可以缩短与先进国家的差距有着十分重要的理论意义,而且在我国的天文和通讯事业有着重要的实际应用价值。本文针对目前时间频率测量和控制领域的发展,在原有测量技术和方法的基础上,提出了新的频率测量方法和手段,并将新的测量原理应用于实际工程项目中,取得了很好的效果。即在比相测频法中,如何克服在 0° - 360° 的比相范围里,靠近零度和满度附近存在“死区”和非线性的问题,通过把单片机作为控制部件用在测量系统中,利用单片机的控制作用,使得测量系统在比相过程能够避开“死区”和非线性区,始终工作在线性区,从而达到提高测量精度的目的。用秒级稳定度为 $2 \times 10^{-11}/s$ 的铷原子频标对系统进行自校测量,测量精度可达 2×10^{-13} 。

● 本论文的创新之处

比相法是一种非常实用的测频方法,由此原理组成的测量设备不但结构简单,而且有相当高的测量分辨率和测量精度。但此方法有一个致命的缺点,在比相的 0° - 360° 范围里,靠近零度和满度的附近,存在“死区”和非线性,从而造成测量结果的不稳定甚至测量精度的下降。所以在原比相测频原理的基础上,提出了一种新的测频方法。把单片机用于测量系统中。利用单片机的控制作用,保证测量总是在线性区进行,使得测量结果保持稳定,有利测量精度的进一步提高。

● 本系统的进一步研究方向

随着科学技术的快速发展和作为标准的频率源精度的提高,使得原有的频率测量方法不能适应当前测量的要求,开发和研究新的频率测量方法具有一定的实际意义。通过初步实验,该系统实现频率稳定度的测量,测试指标达到了设计的要求。但是,由于实验设备方面的限制,只在现有的仪器上进行了实验,能否满足其他仪器设备的要求,还需要进一步的验证。例如,其中一种方法是要考虑频率源本身的噪声情况,在实验中,用新方案构成的系统只对铷频标和高稳晶体振荡器两种频率源进行了测试,结果达到了要求。但对其它频率源是不是适用,还需要进一步验证。由于各频率标准源在特性、参数以及相位噪声等方面都有差异,建议后续的研究人员可根据各标准源的特点,在理论知识的基础上,尽可能多做实验,取得可信的实验数据,对新的测量方法加以总结和改进,这样才能使它在实际工作中得到广泛的应用。

4.5 小结

本章主要对本论文中使用的专门针对虚拟仪器设计的软件 LabVIEW 的特点以及结构作了简单的介绍,并结合软件流程详细介绍了其在该系统中的应用。最后,介绍了本系统的特点与创新之处,并对其进一步的研究确定了方向。

结 论

本文主要叙述了一种基于单片机控制的相位比对方法以及用该方法实现频率稳定度的测量。介绍了该系统的整体构成,并详细讲述了其各部分电路的软硬件设计的工作原理,单片机完成控制功能的原理、软件设计流程。该方法是一种间接的频率测量方法,所以与其它测频方法相比有许多不同之处,避免了利用脉冲填充方法进行频率测量的 ± 1 误差,而直接对代表两比对信号相位信息的电压信号进行采样处理,原理简单,在系统中摆脱了通常高精度测频装置中不得不采用的大量倍频器和混频器,有相当高的分辨率和测量精度。在避免“死区”的条件下,利用单片机保证在线性区域采集并处理数据。由于进行频率稳定度测量,因而对数据的处理、采集速率和采集的实时性要求高,所以本系统采用了具有高性能的数据采集板卡与计算机资源相结合的虚拟仪器的设计方法,这也是其特点之一。这样缩短了系统的开发周期,提高了系统的性能。由此而带来的问题就是在软件的设计过程中,要求软件能对板卡进行操作以及实时数据传输,并且具有很强的出错处理能力和抗干扰能力。

在文章的最后介绍了用于开发该系统所用的 LabVIEW 虚拟仪器软件在该系统中的应用,包括软件流程与整体设计框图,对数据采集板卡的驱动,用直接存储器(DMA)数据传输方式以及在计算机上对所采集数据的实时显示、处理、存储与打印等功能的实现;本文还对进行频率稳定度的测量与表征以及阿仑方差作了简单介绍,并且通过实验结果证明了该方法的可行性和开发系统的可靠性。

本文所提出的基于单片机控制的相位比对方法实现频率稳定度的测量具有原理简单,功耗低,开发时间短等优点。用秒级稳定度为 $2 \times 10^{-11}/s$ 的铷原子频标对系统进行自校测量,测量精度可达 2×10^{-13} 。该系统的这些特点使其具有很好的发展前景,在军事、商用以及民用等领域都将有广泛的市场。

附录 A

频率稳定度的表征与测定

1. 频率稳定度的表征

(1). 谱密度与相关函数

对于相对频率偏差 $y(t), t \geq 0$, 可视为一个普通的时间函数, 它所包含的各次谐波, 可用它的傅里叶积分变换表达, 即谱函数

$$Y(f) = \int_0^\infty y(t) e^{-j2\pi ft} dt \quad (\text{A-1})$$

式 (A-1) 中, f 为傅氏频率, 其实际取值范围是 $0 \leq f \leq f_h$, f_h 为测量设备的截止频率。

$$\text{设} \quad S_y(f) = |Y(f)|^2 \quad (\text{A-2})$$

$S_y(f)$ 表示 $y(t)$ 在单位频带内的单边功率谱密度。如果 $y(t)$ 是一个平稳随机过程, 则其自相关函数为

$$R_y(\tau) = \langle y(t)y(t+\tau) \rangle = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T y(t)y(t+\tau) dt \quad (\text{A-3})$$

由此可得到

$$\begin{aligned} S_y(f) &= 4 \int_0^\infty R_y(\tau) \cos 2\pi f \tau d\tau \\ R_y(\tau) &= \int_0^\infty S_y(f) \cos 2\pi f \tau df \end{aligned} \quad (\text{A-4})$$

可见, 谱函数与相关函数是一对傅里叶积分变换。当 $\tau = 0$ 时, 则有

$$R_y(0) = \langle y^2(t) \rangle = \int_0^\infty S_y(f) df \quad (\text{A-5})$$

若 $\langle y(t) \rangle = 0$, 则式 (A-5) 中 $\langle y^2(t) \rangle$ 即为通常用来描述随机过程的标准偏差的平方。

(2). 频率稳定度的表征

在各类高稳定度振荡器中, 如铯原子钟、铷原子钟、氢激光器和石英晶体振荡器, 其相对频率 (偏差) $y(t)$ 的随机波动主要为五种独立噪声的组合所影响, 这些独立噪声的谱密度如下:

$$S_y(f) = h_a f^a \quad 0 \leq f \leq f_h < \infty \quad (\text{A-6})$$

式 (A-6) 中, $\alpha = -2, -1, 0, 1, 2$, h_α 为常系数, 而且它随振荡器的不同而不同。由于有的噪声类型相应的标准偏差是不收敛的, 如当 $\alpha = -1$ 时, 则与式 (A-5) 对应方差为

$$R_y(0) = \int_0^\infty h_{-1} f^{-1} df = h_{-1} \int_0^\infty f^{-1} df = \infty \quad (\text{A-6})$$

因此, 对频率稳定度的时域表征, 国际上推荐采用阿伦方差, 这是因为上述各类噪声不会使得阿伦方差发散。

国家标准 JJG180-78 《电子计数器内石英晶体振荡器试行检定规程》和 JJG181-78 《高稳定石英晶体振荡器试行检定规程》中明确指出, 频率稳定度是指振荡器在某一时间间隔内平均频率的随机起伏, 该时间间隔称为取样时间。并且规定频率稳定度用阿伦方差的平方根值表示。若全部连续取样, 取样个数为 $m+1$ 个, 它的基本公式为

$$\sigma = \frac{1}{f_0} \sqrt{\sum_{i=1}^m \frac{(f_{i+1} - f_i)^2}{2m}} \quad (\text{A-7})$$

式 (A-7) 中, m 为取样组数, f_i 和 f_{i+1} 分别为第 i 和第 $i+1$ 次测量的频率值; f_0 为被测频率源的频率标称值。

2. 频率稳定度的测定

频率稳定度的测量均是采用两只频标互相比对的方法进行的, 即以其中一只作为参考 (标准) 频标, 另一只作为被测频标, 并使用前一节所介绍的任一种测量方法来测量被测频标相对于参考频标的频率稳定度。测量的方法由频畴和时畴两种表征, 我们以常用的时畴表征测量方法为例进行介绍:

频率标准分为一级频标、二级频标和普通频标三种, 但对于短期稳定度来说, 一级频标的稳定度指标不一定高于二级频标, 如一般铯钟秒以下的稳定度就不一定比高稳晶振高。所以在频率稳定度的测定中, 要求参考频标的频率稳定度指标比被测频标高三倍以上, 才能传递和测定。若不具备上述条件, 可以在一定条件下进行两只或三只频标间的相互比对, 再经过计算得到各只频标的频率稳定度。

(1)、频率稳定度的测定

当参考频率的稳定度指标是被测频标的三倍或三倍以上, 而频率测量装置的稳定度指标也符合上述条件时, 就可以进行频率稳定度测定。测量的原理框图如图 A-1 所示。

频率稳定度是随机误差, 对随机误差的合成应按均方根处理。若 σ_x 为被测频标引入的随机误差, σ_0 为参考频标引入的随机误差, 则总的误差为式 (A-8):

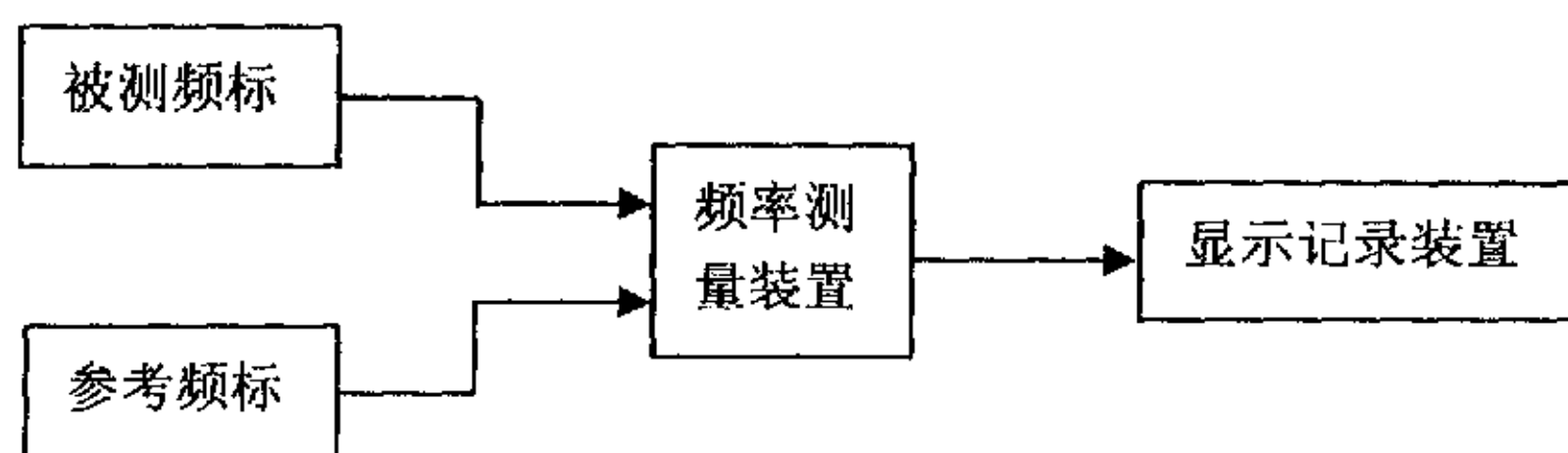


图 A-1 频率稳定度传递测定框图

$$\sigma = \sqrt{\sigma_x^2 + \sigma_a^2} = \sigma_x \sqrt{1 + \left(\frac{\sigma_a}{\sigma_x}\right)^2} \quad (\text{A-8})$$

若 $\sigma_a \leq (1/3) \sigma_x$ ，则

$$\sigma = \sigma_x \sqrt{1 + \frac{1}{9}} \quad (\text{A-9})$$

即这时由参考频标引入的误差只占总误差的 5.13%。在频率测量装置的测量精度优于被测频标三倍时的分析也是一样的。如果同时考虑参考频标和频率测量装置的误差时（设 σ_m 为频率测量装置引入的随机误差），则总误差应为：

$$\sigma = \sqrt{\sigma_x^2 + \sigma_a^2 + \sigma_m^2} \quad (\text{A-10})$$

由于 $\sigma_a = \sigma_m \leq (1/3) \sigma_x$ ，则

$$\begin{aligned} \sigma &= \sqrt{\sigma_x^2 + 2\sigma_a^2} = \sigma_x \sqrt{1 + 2\left(\frac{\sigma_a}{\sigma_x}\right)^2} \\ &= \sigma_x \sqrt{1 + \frac{2}{9}} \end{aligned} \quad (\text{A-11})$$

即参考频标与频率测量装置二只引入的误差占总误差的 10.26%，这对于频标的测量来说是完全允许的。

(2). 相同类型频标之间的比对

两相同类型的频标，在它们的性能指标相差不太多，而且每只频标稳定度的变化是无规起伏和完全独立时，可以进行它们之间的相互比对，经过数据处理得到每只频标的频率稳定度。比对原理框图，如图 A-2 所示。

这种测试要求测量装置的精度是被测频标指标的三倍，在选定的取样时间 $\tau \leq 100$ 秒时，取 m 组数按下式进行计算：

$$\sigma(\tau) = \frac{\sigma_{1,2}(\tau)}{\sqrt{2}} \quad (\text{A-12})$$

式 (1-39) 中:

$$\sigma_{1,2}(\tau) = \frac{1}{f_0} \sqrt{\sum_{i=1}^m \frac{(f_{i+1} - f_i)^2}{2m}} \quad (\text{A-13})$$

或

$$\sigma_{1,2}(\tau) = \frac{P}{\tau_i^2 f_0} \sqrt{\sum_{i=1}^m \frac{(\tau_{i+1} - \tau_i)^2}{2m}} \quad (\text{A-14})$$

其中, $\sigma_{1,2}(\tau)$ 为 2[#]频标相对于 1[#]频标的相对频率稳定度, 所得到的 $\sigma(\tau)$ 即为每只被测频标的频率稳定度。

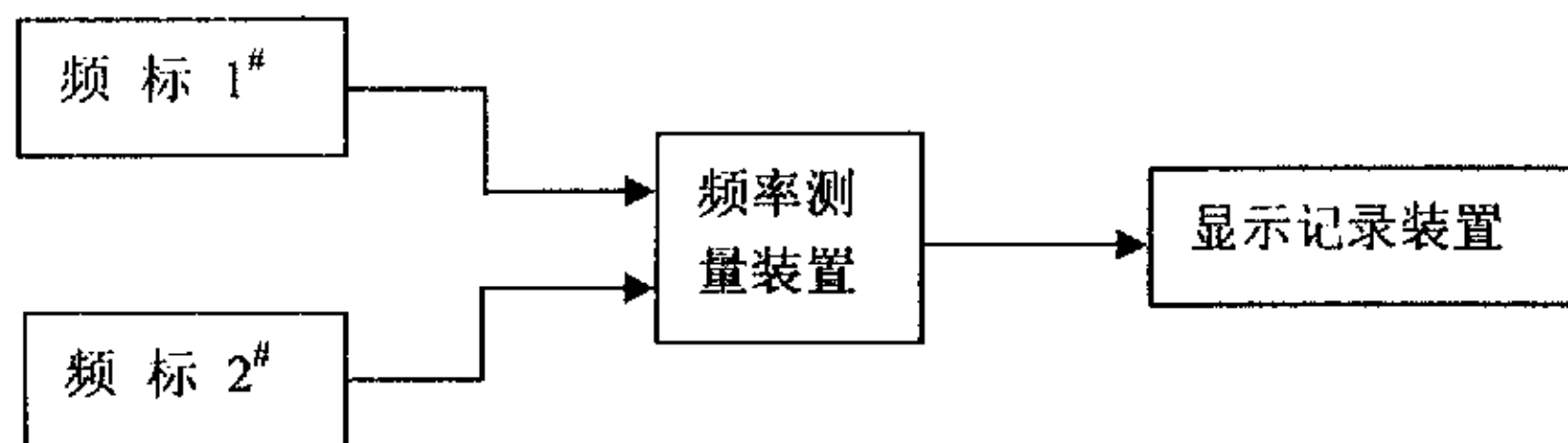


图 A-2 二只频标对比测量方框图

附录 B

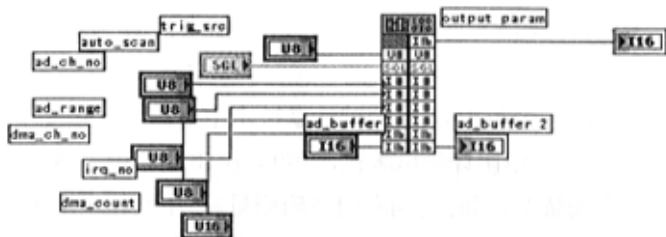


图 B-1 调用动态库

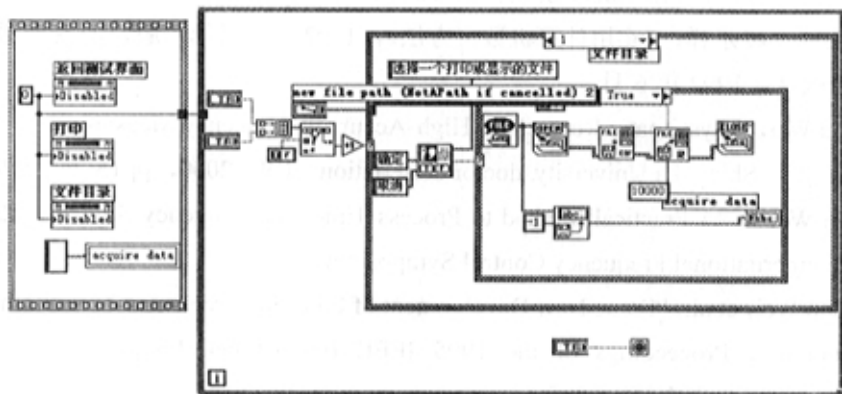


图 B-2 测试报告底层函数

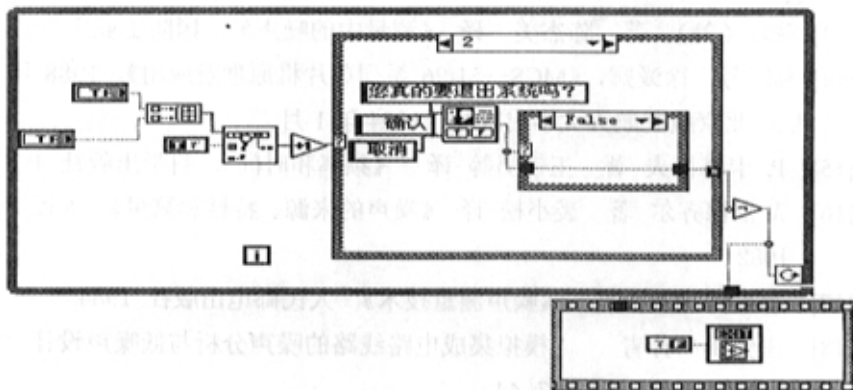


图 B-3 主界面底层函数

参考文献

- [1] 周渭 朱根富,《频率及时间计量》,1986年9月第一版,陕西科学技术出版社,1986年9月, pp118-136, 236-246, 299-325
- [2] 黄秉英 周渭 张荫柏等,《测试计量技术手册第11卷——时间频率》,1996年10月第一版,中国计量出版社,1996年10月, pp73-82, 143-149
- [3] 黄秉英 肖明耀等,《时间频率的精确测量》,中国计量出版社 1986
- [4] 万福君 凌文玉 王乃厚等,《单片微机原理系统设计与开发应用》,1995年11月第一版,中国科学技术大学出版社,1995年11月, pp294-299
- [5] Characterization of Frequency Stability : Uncertainty due to the Finite Number of Measurement" IEEE Trans Instrum . Meas 1973
- [6] 陈明逵 凌永祥,《实用计算机数值方法》,1992年6月第一版,西安交通大学出版社,1992年6月
- [9] Zhou Wei, " Systematic Reseach on High-Accuracy Frequency Measurements and Control", Shizuoka University. doctor dissertation Feb., 2000, pp15-24, 90-96
- [10] Zhou Wei, "A Practical Method to Process Time and Frequency Signal", 1999 IEEE International Frequency Control Symposium
- [11] Zhou Wei, et al., "Some New Development of Precision Frequency Measurement Technique", Proceedings of the 1995 IEEE International Frequency Control Symposium, pp354-359, 1995
- [12] Zhou Wei, et al., "Some New Method for Precision Time Interval Measurement", Proceedings of the 1997 IEEE International Frequency Control Symposium, pp418-421, 1997
- [13] 兹尔(美) 著 陈杰美 译 《测量中的噪声》 国防工业出版社 1984
- [14] 孙涵芳 徐爱卿,《MCS—51/96 系列单片机原理及应用》,1988年2月第一版,北京航空航天大学出版社,1994年1月
- [15] P. 卡塔肖夫 著 王铁男等 译 《频率和时间》 科学出版社 1987
- [16] A. 范德齐尔 著 裘小松 译 《噪声的来源、特性和测量》 人民邮电出版社 1982
- [17] 郭挺祥 张伦 著 《噪声测量技术》 人民邮电出版社 1984
- [18] 庄奕琪 孙青, "模拟集成电路线路的噪声分析与低噪声设计"。半导体杂志 1988. 14 (5): 37~44

致 谢

2001 年,我能进入西安电子科技大学读研究生,使我今生最大的幸事之一。两年的研究生生活转眼间就要过去了,心中感慨万分。在这两年的学习与生活中,使我受益匪浅,我不仅学到了扎实的理论知识,而且使我有实践的机会,提高了我的动手能力,这无疑使我在以后的工作与学习中信心增加。

这两年多的时间里,我在导师宣宗强高工的悉心教导下,顺利地完成了学业。无论在理论知识、专业技能、研究能力方面,还是在知识结构等方面,宣老师都给了我极大的启迪和帮助。在论文初稿完成后,宣老师在很多方面提出了修改意见,使得论文得以顺利完成。宣老师对待学术研究和科研工作严谨、认真和一丝不苟的作风和他诲人不倦、高风亮节的处世态度,更是深深地影响了我。我取得的任何进步,都与他的谆谆教诲与关心是分不开的。我衷心地感谢宣宗强老师!同时要特别感谢著名的时频专家、博士生导师周渭教授,他在学术和科学研究方面有着很深的造诣,在时频测量与控制领域有很高的知名度,并有多项重大成果。周教授的言传身教,使我受益匪浅,学到了很多的东西。

特别感谢 1201 教研室的于建国老师、高建宁老师和信息所的李杰老师,他们为我平时的科研和学习提供了最大的帮助和支持。感谢王艳、计涛夫妇,他们俩给了我很大帮助,在与他们的讨论中,使我学到了很多的东西。感谢我的同门郭海帆、师妹孙淑霞,她们在学习生活中给了我很大的帮助,使我能够愉快地进行学习、工作和生活。感谢王海、李智奇、江玉洁、周文水平时对我的热心帮助。感谢我的同学们和朋友们对我的关心和帮助,在我最困难的日子里,他们给了我最大的支持。

还要特别感谢我的父母,我的兄长,我的爱人,感谢多年来他们对我的支持与爱护。