

# 高精度精密相位检测仪的研究与设计

张 凯

(陕西工业职业技术学院 陕西 咸阳 712000)

**摘要:** 正弦信号的相位检测是许多测量工程的一项基本而重要的任务。给出了2种相位检测设计方案:脉冲填充计数法(方案一)和模拟相乘法(方案二),分别对方案一与方案二的可行性进行分析,通过对两者的比较,确定方案二为本次设计内容。对模拟相乘法的电路功能实现和实验数据2方面进行分析与设计,考虑到实际应用的要求,方案二设计由RC移相网络、滤波电路、时钟电路3个模块构成,采用DDS技术生成2路正弦波信号,在高频状态下,实现相位检测的高精度、高稳定性等要求。

**关键词:** 检测; 相位; DDS

中图分类号: TP216

文献标识码: A

文章编号: 1006-0707(2013)04-0119-04

## Research and Design of High Precision Phase Detection Equipment

ZHANG Kai

(Shaanxi Industrial Vocational College, Shaanxi 712000, China)

**Abstract:** Signal phase detection is a basic and important task in a lot of surveying engineering. This paper presented two phase detection schemes: pulse stuffing counting method (plan) and analog multiplication (scheme two), respectively. The study analyzed the feasibility of the two schemes, Firstly, through the comparison of two methods for determining scheme, scheme two was determined as the content of the design. The analog multiplication circuit function realization and experimental data of two aspects were analyzed and designed. Considering the requirements of practical application, scheme two was designed by RC phase-shifting network, filter circuit, clock circuit three modules, using DDS technology to generate two sinusoidal signals, at high frequencies, so as to achieve requirements of high accuracy and high stability in phase detection.

**Key words:** detection; phase; DDS

随着相位测量技术广泛应用于国防、科研、生产、医疗等各个领域,对相位测量的要求也逐步向高精度、高智能化方向发展。在高频范围内,相位测量在医疗部门有着尤其重要的意义。对于高频相位的测量,用传统的指针式仪表显然不能够满足所需的精度要求。随着电子技术以及微机技术的发展,高精度的测量分辨率以及直观化的特点得到越来越广泛的应用<sup>[1-5]</sup>。为实现相位的精确测量,在此提出一种新的测量方法:模拟相乘法(差量相位检测),首先对两路信号相乘来得到两者的相差,然后通过滤波,等相关处理最后得到相差与电压的一组关系<sup>[6-8]</sup>,用电压来表征相差的大小,实现对相位的高精度检测。

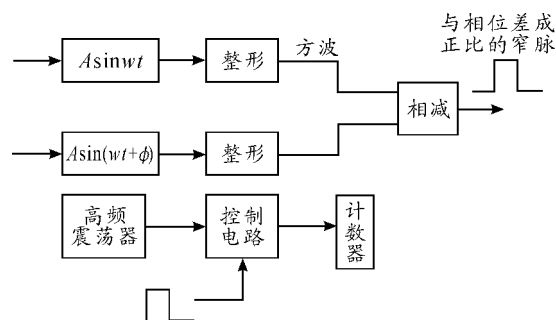


图1 系统原理框图

收稿日期: 2013-01-26

作者简介: 张凯(1983—),男,讲师,主要从事电子信息专业相关教学与研究。

## 1 方案框图与分析论证

### 1.1 设计方案及框图

方案1: 采用脉冲填充计数法(数字法), 将正弦波信号整形成方波信号, 其前后沿分别对应于正弦波的正相过零点与负相过零点, 对两路方波信号进行异或操作之后输出脉冲序列的脉宽可以反映两列信号的相位差, 以输入信号所整成的方波信号作为基频, 经锁相环倍频得到的高频脉冲作为闸门电路的计数脉冲, 由单片机对获取的计数值进行处理得到两路信号的相位差。

方案2: 采用模拟相乘法(模拟法), 将两路同频正弦信号  $A\sin\omega t$  和  $A\sin(\omega t + \phi)$  送入 AD834 进行相乘, 经 MAX291 构成的低通滤波电路滤除频率为  $2\omega$  的分量, 得到包含相位差  $\phi$  信息的分量  $\cos\phi$ , 经相应的抗干扰、抑制噪声处理, 最后我们可得到相差  $\phi$  和  $\cos\phi$  的一组关系, 用电压的大小来反映出两路信号的相差。

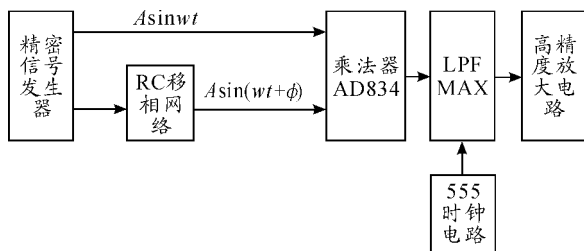


图2 系统原理框图

### 1.2 分析论证

方案1: 本设计中所要求 10 MHz 的正弦信号情况下, 信号周期仅为 0.1 μs, 若按 1° 来划分, 则每 1° 相位差对应  $\frac{0.1 \mu s}{360}$ 。若按 0.2° 来划分, 则每 1° 相位差对应  $\frac{0.1 \mu s}{1800} = \frac{1}{18000} \mu s$ 。要在此种条件下计数, 则需要一个频率为  $f = \frac{1}{T} = 18 \text{ GHz}$  的高频振荡器。显然在实际中受限于实际电子元件的影响, 如此高频的振荡器是难以实现的。

方案2: 利用模拟相乘法进行相位检测的原理, 对实际信号处理流程和测量误差进行了分析, 并进行了仿真研究, 结果表明: 模拟相乘法有检测精度高、抑制噪声能力强、系统设备简单的良好特性。

结论: 对以上 2 种方案进行比较, 方案 1 在高频段时, 难以达到设计要求实际不可行, 而方案 2 在所测频率较高时, 可以满足系统高精度、高稳定度的要求。因此采用方案 2 来实现相位的测量。以下对方案 2 进行论证。

## 2 原理分析与硬件电路图

根据设计要求, 该高频精密相位检测系统包括移相电路、滤波电路、时钟电路<sup>[9-11]</sup> 3 个模块构成, 由于 3 个模块相

对独立, 以下分别对其进行原理分析与电路设计。

### 2.1 移相网络模块

设计中需要含有相差的两路 10 MHz 正弦信号, 为此将精密信号发生器所产生的 10 MHz 正弦信号, 一路  $A\sin\omega t$  直接送入乘法器 AD834, 另一路经 RC 移相, 产生一个相差信号  $A\sin(\omega t + \phi)$ , 再送入 AD834。

RC 移相网络有超前移相和滞后移相 2 种。选取不同的  $R$  和  $C$  值, 可获得一定频率下的超前移相 ( $\phi_F > 0$ ) 和滞后移相 ( $\phi_F < 0$ ) 值。在此选用超前移相, 电路如图 3 所示。

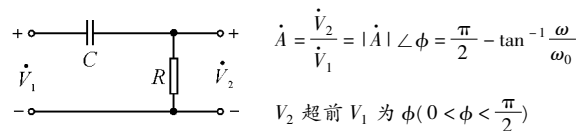


图3 RC 移相电路图

电路中的信号截止频率为

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \quad (1)$$

显然, 随着  $R$ 、 $C$  的取值不同所得到的相差  $\phi$  也不同, 通过调整  $R$ 、 $C$  的值就可得到所要求的相差  $\phi$ 。(本设计中我们规定相差  $\phi$  以 0.5° 为单位, 并逐渐递增即  $\phi$  取 0°、0.5°、1°... 对其测量分析。)

RC 移相式网络, 具有电路简单、经济方便等优点, 但选频作用较差, 振幅不够稳定, 频率调节不便, 因此一般用于频率固定、稳定性要求不高的场合。根据本设计的要求和 RC 移相网络的特性, 综合考虑与分析之后, 在此设计中选用了 RC 移相式网络。

在此需要注意的一点是: 设计中所使用的 RC 移相网络, 只是为了测试其后的电路系统的性能。因为在该科研子课题中, 我们只研究相差的检测部分, 而对于含有相差的两路正弦信号的产生方法不做讨论, 在实际的检测系统中并不是由 RC 移相网络来产生移相信号的。

### 2.2 滤波电路模块

该模块的主要作用就是滤除 AD834 乘法电路输出中的高频分量  $\frac{A^2}{2} \cos(2\omega t + \phi)$ , 得到一个独立的相差信息分量  $\frac{A^2}{2} \cos\phi$ 。因此, 主要任务就是要设计一个性能良好的低通滤波器。MAX291 因其价格低廉、使用灵活、设计方便等诸多特性, 在此模块中我们选用 MAX291 来构造所需的低通滤波器。下面我们就先来了解开关电容滤波器的原理。

开关电容电路(简称 SC), 是基于电容器的电荷存储和转移的原理, 由受时钟控制的开关、电容和运放等组成, 以实现模拟信号的产生、放大和相乘等。开关电容是集成电路中用来代替电阻的一种基本单元, 等效电阻值与时钟频率和电容  $C$  成反比, 等效电阻越大所需要的电容  $C$  值越小, 所占芯片面积越小。在时钟周期  $T_c$  内, 电容  $C$  的电荷变化量为:  $\Delta Q = C(C_1 - C_2)$ 。在此以一阶 SC 低通滤波器来讲述开关电容滤波器的工作原理, 其原理如图 4 所示。

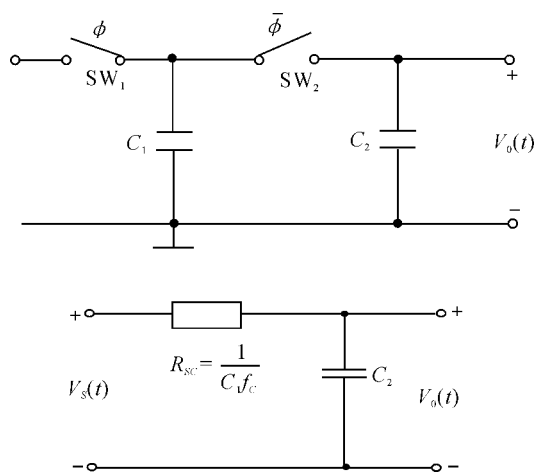


图4 一阶 SC 低通滤波器

由图4可得到一阶 SC 低通滤波器的传输函数为:

$$A(s) = \frac{V_0(s)}{V_1(s)} = -\frac{C_1}{C_2} \times \frac{1}{1 + s \frac{C_1 T_c}{C_2}} \quad (2)$$

式中  $T_c$  为时钟信号周期( $\frac{1}{f_c}$ )。

式(2)表明,只利用开关电容即可构成简单的滤波器,而不需要制作电阻。它的频率响应取决于电容的比值,而与它们各自的绝对数值无关。根据集成电路中元件值相对误差很小的特点,这就可以大大提高集成电路的工作精度。对于低通有源滤波器,由于要求 RC 乘积大,而且要求精密,过去一直难以实现集成化。开关电容概念的提出,为有源滤波器的单片集成找到了理想的途径。

在该模块中,需要用 8 阶开关电容滤波器 MAX291 来做一个低通滤波电路,滤波器的截止频率越底性能就越好,来自其它频率信号的干扰就能很好的被滤除,得到一个较为纯净的相差信息信号。而 MAX291 时钟频率和截止频率的比率 100:1,所以可以通过调整时钟信号频率来控制截止频率,最终得到一个符合要求的很小的截止频率。在此要求滤波器的截止频率达到 1 Hz,由时钟频率和截止频率 100:1 的比例关系知,只要有一个时钟频率为 100 Hz 时钟信号即可。此次设计中使用 555 振荡电路来产生 100 Hz 的时钟信号。

MAX291 通过调整时钟,截止频率的调整范围为:0.1 Hz ~ 25 kHz,所以设计的 1 Hz 的截止频率是可以实现的。这样一个截止频率为 1 Hz 的低通滤波器就设计完成了,50 Hz、100 Hz 两个容易干扰的信号也全部被滤除了。

### 2.3 时钟电路模块

该模块的主要作用就是为 MAX291 滤波电路提供 100 Hz 的时钟信号,实现截止频率为 1 Hz 的低通滤波器。由 MAX291 的特性可知,其时钟信号为一矩形波。因此,在此模块主要任务就是设法得到一个频率为 100 Hz 的矩形波信号。而多谐振荡器是产生矩形波的电路,多谐振荡器没有稳定状态,只有 2 个暂态(暂时稳定状态),不需要外加触发信号,就能够周期性地从一个暂态转到另一个暂态,产生幅度和宽度都一定的脉冲信号。多谐振荡器的工作,主要依靠电

容 C 的充放电,引起  $V_d$  电压的变化完成其功能。所以,在本模块中选择用 555 定时器构成的多谐振荡器来产生 100 Hz 的矩形波信号。555 定时器是一种结构简单、使用灵活、用途广泛的单片集成电路,其外部连接几个阻容元件便可以方便地构成多谐振荡器,这也是我们选择 555 定时器的主要原因。

当 555 定时器按下图所示电路连接时,就构成了自激多谐振荡器,其中  $R_A$  和  $R_B$  是外接电阻,  $C$  是外接电容。

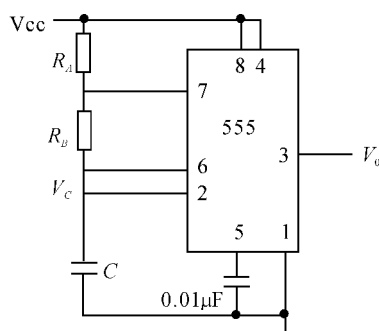


图5 555 定时器构成的多谐振荡器

$V_{cc}$  通过  $R_A$ 、 $R_B$  对电容 C 充电。电容 C 通过  $R_B$ 、PIN7 及内部的晶体管进行放电。接通电源时,电容开始充电,由于电容电压  $v_c < \frac{1}{3}v_{cc}$ ,因此 PIN3 输出高电平。随着电容 C 的充电  $v_c$  上升,但只要  $v_c < \frac{2}{3}v_{cc}$ ,PIN3 输出仍为高电平。555 的晶体管 T 截止。

当电容的电压  $v_c > \frac{2}{3}v_{cc}$  时,由 555 的功能表可知,PIN3 输出为低电平,555 内部的三极管 T 导通,电容 C 开始放电。

随着电容 C 的放电  $v_c$  随之下降,当  $v_c$  下降至  $v_c < \frac{1}{3}v_{cc}$  时,由 555 的功能表可知,PIN3 又输出高电平,同时 T 截止,电容 C 又重新开始充电。电容 C 的充放电使电路输出方波。由 RC 的充放电过程及  $V_0$  的波形可得:

$$T_{w1} = (R_A + R_B) C \ln \frac{V_{cc} - \frac{1}{3}V_{cc}}{V_{cc} - \frac{2}{3}V_{cc}} =$$

$$(R_A + R_B) C \ln 2 \approx 0.7(R_A + R_B) C$$

$$T_{w2} = R_B C \ln \frac{0 - \frac{2}{3}V_{cc}}{0 - \frac{1}{3}V_{cc}} \approx R_B C \ln 2 \approx 0.7R_B C$$

所以有

$$T = T_{w1} + T_{w2} \approx 0.7(R_A + 2R_B) C$$

100 Hz 的方波信号,信号周期  $T = \frac{1}{100}$ ,由上式可以确定

外接电阻  $R_A$ 、 $R_B$  和电容 C 的值。取  $C = 0.1 \mu F$

$$T = T_{w1} + T_{w2} \approx 0.7(R_A + 2R_B) C = \frac{1}{100}$$

令  $R = R_A + 2R_B$ ,  $0.7RC \times 100 = 1$

即:

$$0.7R \times 0.1 \times 10^{-6} \times 100 = 1$$

$$R = \frac{10^3}{7} \times 10^3 = 142.8 \text{ k}\Omega$$

所以,只要  $R_A + 2R_B$  等于  $142.8 \text{ k}\Omega$  就可产生  $100 \text{ Hz}$  的方波信号。在实际中,选用  $R_A = 40 \text{ k}\Omega$ 、 $R_B = 50 \text{ k}\Omega$ 。因为充电时间  $T_{W1} = 0.7(R_A + R_B)C$ 、放电时间  $T_{W2} = 0.7R_B C$ ,当  $R_A$ 、 $R_B$  相差不大时,电容  $C$  的充、放电时间近乎相等,就能得到一个标准的方波信号。这就是时钟电路原理图。

而在实际的应用中,常常选用占空比可调的多谐振荡器,其最大的特点就是可以根据设计所需,随时调整电容  $C$  的充、放电时间,得到我们所要求的时钟频率信号,使用非常灵活、方便。

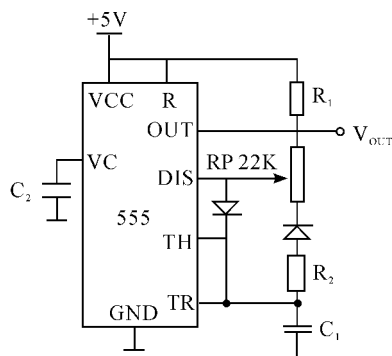


图6 占空比可调的多谐振荡器

工作原理:先给出占空比可调的多谐振荡器的原理图。根据上述电路原理,充电回路的支路是  $R_A R_B C$ ,放电回路的支路是  $R_B C$ ,将电路略作修改,增加一个电位器  $RW$  和 2 个引导二极管,构成如图所示的占空比可调的多谐振荡器。其占空比  $q$  为  $q = R_1 / (R_1 + R_2)$ ,改变  $RW$  的位置,可调节  $q$  的值。合理选择元件参数(电位器选用  $22 \text{ k}$ ),使电路的占空比  $q = 1$ ,所产生方波信号频率为  $100 \text{ Hz}$ ,调试电路,测出所用元件的数值,估算电路的误差。

经过以上详细分析讨论,可得到滤波电路所需的  $100 \text{ Hz}$  时钟频率信号,基于占空比可调多谐振荡器的灵活特性,我们在此模块中选用其来实现。最终,将得到  $f = 100 \text{ Hz}$  的如图 7 所示。

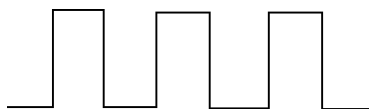


图7 时钟信号

### 3 结束语

此次设计通过 AD834 乘法电路在高频环境下工作,实现电路稳定输出,计算误差小,低失真等目的。移相电路、滤波电路、时钟电路都能够稳定工作,各模块性能都达到设计要求。对系统进行整体调试,工作稳定、性能良好,具有高的实时性、检测精度和抑制噪声能力,能很好的实现在高频环境下,对很小相差的高精度测量。

### 参考文献:

- [1] 钱聪. 电子线路分析与设计 [M]. 西安: 陕西人民出版社, 2010: 157 - 161.
- [2] 谢自美. 电子线路设计·实验·测试 [M]. 第 2 版. 武汉: 华中理工大学出版社, 2009: 130 - 135.
- [3] 陈少英. 高频电子技术 [M]. 北京: 北京科技大学出版社, 2011: 23 - 28.
- [4] 胡钢, 常兴. 三相电源相位检测仪的电路装置 [P]. 中国专利: CN03259609. X, 2004 - 08 - 18.
- [5] 王强. CPLD 在步进电机控制系统中的应用 [J]. 电子测量技术, 2006, 25(6): 20 - 22.
- [6] 宋强. 基于虚拟仪器的电动汽车牵引电机性能测试系统 [J]. 仪器仪表学报, 2007, 28(11): 12 - 13.
- [7] 欧阳春光. 相位检测仪的原理与制作 [J]. 大众用电, 2008, 15(5): 77 - 78.
- [8] 孙玉根. 相位检测仪现存缺陷及其改进 [J]. 建筑电气, 2008, 25(2): 101 - 103.
- [9] 顾春雷. 动态功率因数补偿中的参量检测与控制 [J]. 电力电子技术, 2011, 43(6): 55 - 57.
- [10] 白鹏, 王建华, 刘君华. 基于虚拟仪器的相位测量算法研究 [J]. 电测与仪表, 2009, 20(8): 78 - 79.
- [11] 一种新型的相位检测仪 [J]. 机电产品开发与创新, 2008, 35(4): 34 - 35.

(责任编辑 杨继森)