

正弦量频率相位测量的新方法

高金峰 王俊鹄 黄俊杰

(郑州工业大学计自系)

摘要 本文给出一种测量低频频率特别是工频电压信号频率及相位的新方法。该方法仅需对两个输入信号进行同时采样,获得每一正弦信号的五个采样点,即可根据本文提供的公式计算出信号的频率与相位。

关键词 频率测量 相位测量 取样数值法

中图分类号 TP274

1 引言

交流电压信号的频率和相位及其变化的测量一直是测量领域关注的问题。集成电路和计算机技术的发展使频率与相位的测量技术不断完善。目前测量正弦量频率与相位的方法有两类,即过零鉴相法与数值取样法。^[3]

频率测量的过零鉴相法通过对两个信号过零点时间差的测量而获得频率。相位测量的过零鉴相法是对两信号过零点时间的测量间接获得它们相位差。该相位测量方法要求测量系统有一套专用硬件电路,且必须准确得到信号的频率才能获得两信号的相位差。^[8]

数值取样法进行频率与相位的测量是随着智能仪器的发展而提出的。文献[1]—[5]分别介绍了使用数值取样法计算频率与相位的方法。文献[6]给出的以线性内插为基础进行零定位以确定时间差 τ 而得到相位差。该方法由于采用了线性近似模型,当相位差角较小时,计算误差较大。文献[3]对两信号采用同步取样技术获得两输入信号的取样序列,经过对幅值的处理和迭代校正从而得到被测相位角。该方法不仅在计算原理上存在误差,而且需对信号进行整周期采样。要想获得满意的精度必须采用同步采样,但这在电路实现时是很难保证的。

本文提出一种基于数值计算的正弦相位的测量方法。本方法从原理上不存在误差,对信号的采样间隔没有特殊要求,采样点数少,计算量小。在得到相位的同时,也可求得信号的频率。相位、频率的实时测量是采用单片计算机来实现的。

2 频率、相位测量原量

设被测信号为:

$$u_1(t) = U_{1m} \sin(\omega t + \theta_1) \quad (1)$$

$$u_2(t) = U_{2m} \sin(\omega t + \theta_2)$$

从式中可知:两信号的频率为 $\omega/2\pi$,相位差为 $\theta = \theta_1 - \theta_2$ 。

收稿日期:96-09-06

设观察时刻 $t=0$, 则以 $t=0$ 为中心, 以时间间隔 Δt 对 $u_1(t)$ 和 $u_2(t)$ 进行同时采样可得采样序列:

$$\cdots u_1(-3\Delta t), u_1(-2\Delta t), u_1(-\Delta t), u_1(0), u_1(\Delta t), u_1(2\Delta t), \cdots$$

$$\cdots u_2(-3\Delta t), u_2(-2\Delta t), u_2(-\Delta t), u_2(0), u_2(\Delta t), u_2(2\Delta t), \cdots$$

结合式(1)可得:

$$u_1(0) = u_{1m} \sin \theta_1 \quad (2)$$

$$u_1(\Delta t) = u_{1m} \sin(\omega \Delta t + \theta_1) \quad (3)$$

$$u_1(-\Delta t) = u_{1m} \sin(-\omega \Delta t + \theta_1) \quad (4)$$

$$u_1(2\Delta t) = u_{1m} \sin(+2\omega \Delta t + \theta_1) \quad (5)$$

$$u_1(-2\Delta t) = u_{1m} \sin(-2\omega \Delta t + \theta_1) \quad (6)$$

对 $u_2(t)$ 有与上述相同的关系。

将式③与式④相加可得:

$$2u_{1m} \sin \theta_1 \cos \omega \Delta t = u_1(\Delta t) + u_1(-\Delta t) \quad (7)$$

将式③与④相减可得:

$$2u_{1m} \cos \theta_1 \sin \omega \Delta t = u_1(\Delta t) - u_1(-\Delta t) \quad (8)$$

将式⑤与式⑥相加可得

$$2u_{1m} \sin \theta_1 \cos 2\omega \Delta t = u_1(2\omega \Delta t) + u_1(-2\omega \Delta t) \quad (9)$$

结合②式和⑦式, 当 $u_1(0) \neq 0$ 时有

$$\cos \omega \Delta t = \frac{u_1(\Delta t) + u_1(-\Delta t)}{2u_1(0)}$$

因此有:

$$\omega = \arccos\left(\frac{u_1(\Delta t) + u_1(-\Delta t)}{2u_1(0)}\right) / \Delta t \quad (10)$$

由式(10)可知, 在 $u_1(0) \neq 0$ 条件下仅需要三个采样点即可求出正弦信号的角频率。

更进一步, 若有 $u_1(\Delta t) - u_1(-\Delta t) \neq 0$ 和 $u_1(0) \neq 0$ 同时成立, 则将式⑦和式⑧相除可得:

$$\operatorname{tg} \theta_1 = \frac{u_1(\Delta t) + u_1(-\Delta t)}{u_1(\Delta t) - u_1(-\Delta t)} \times \operatorname{tg} \omega \Delta t \quad (11)$$

结合式②和式⑨可得:

$$\cos 2\omega \Delta t = [u_1(2\Delta t) + u_1(-2\Delta t)] / 2u_1(0) \quad (12)$$

由三角关系 $\operatorname{tg} \alpha = \pm \sqrt{\frac{1 - \cos 2\alpha}{1 + \cos 2\alpha}}$ 可知当 χ 取正值时有:

$$\operatorname{tg} \theta_1 = \frac{u_1(\Delta t) + u_1(-\Delta t)}{u_1(\Delta t) - u_1(-\Delta t)} \times \sqrt{\frac{2u_1(0) - [u_1(2\Delta t) + u_1(-2\Delta t)]}{2u_1(0) + u_1(2\Delta t) + u_1(-2\Delta t)}} \quad (13)$$

因此可得:

$$\theta_1 = \arctg \left[\frac{u_1(\Delta t) + u_1(-\Delta t)}{u_1(\Delta t) - u_1(-\Delta t)} \sqrt{\frac{2u_1(0) - [u_1(2\Delta t) + u_1(-2\Delta t)]}{2u_1(0) + u_1(2\Delta t) + u_1(-2\Delta t)}} \right] \quad (14)$$

同理可得:

$$\theta_2 = \arctg \left\{ \frac{u_2(\Delta t) + u_2(-\Delta t)}{u_2(\Delta t) - u_2(-\Delta t)} \sqrt{\frac{2u_2(0) - [u_2(2\Delta t) + u_2(-2\Delta t)]}{2u_2(0) + u_2(2\Delta t) + u_2(-2\Delta t)}} \right\} \quad (15)$$

最终可求出两信号的相位差 $\theta=\theta_1-\theta_2$ 。

从以上的推导过程可以看出,为了求正弦信号的频率,仅需对正弦信号以 Δt 为间隔连续采样 3 点,通过式(10)计算即可。为了进行两信号相位差的测量,仅需要同时对两路信号分别进行 5 个点的采样,值得指出的是在公式推导过程中对采样间隔 Δt 没有作任何限制。当然也不受信号的频率限制。但从数值运算的误差考虑, Δt 大小的选择及 $t=0$ 的位置的确定均应有一定限制。

3 测量系统的软硬件组成

根据前述的频率及相位测量原理,要想实现正弦相位与频率的测量,对硬件电路的要求较低,也并不一定要求两路信号同时采样。在频率确定为 ω 后,只要选择一路信号的 $t=0$ 位置,另一路信号 $t=0$ 的位置可以参照第一路信号 $t=0$ 位置确定。若两路信号间采样间隔为 $\Delta t/2$,且第二路 $t=0$ 位置滞后第一路信号一个采样点,则计算两正弦信号的相位差公式 $\theta=\theta_1-\theta_2$ 只需改变为 $\theta=\theta_1-\theta_2+\frac{\omega\Delta t}{2}$ 即可。由此可给出硬件电路如图 1 所示。

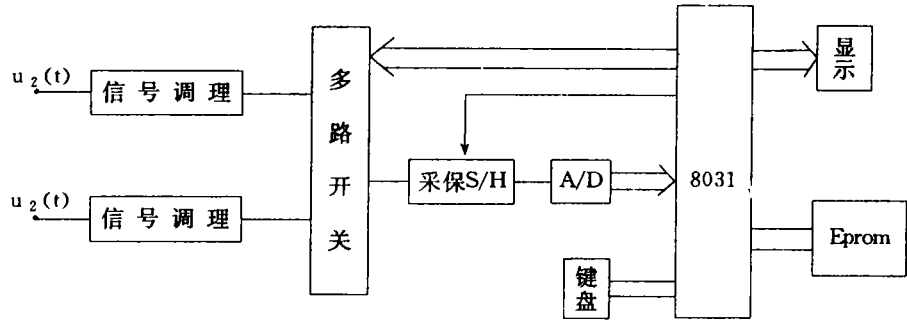


图 1 频率相位测量硬件电路

如前所述,由于频率和相位的测量对信号的采样速率没有特殊的要求,因此,在硬件电路中使用转换速率较低的 A/D 转换芯片即可实现频率相对较高的信号的测量。从硬件电路可看出本方法的测量电路具有较高的性能价格比。

图 2 为按前述频率和相位测量原理进行频率和相位测量的软件框图。由软件框图可以看出,当开始进行频率和相位的测量时,首先对两路信号以较小的时间间隔 Δt 进行采样。对两路信号分别进行采样,每路信号获得五个采样值。并记下采样间隔 Δt 。为了提高运算精度,在进行频率和相位的计算前应对所采数据进行两种预判断。

第一种判断是对每一路信号的五个采样点值进行比较,判断其采样值是否是近似相等。若五个样点值近似相等,则舍去该组数据,改变采样间隔。令新的采样间隔以原采样间隔 Δt 的非整数倍关系增加或减小,以获得可用的数据。进行第一种判数据的原因如图 3 所示。

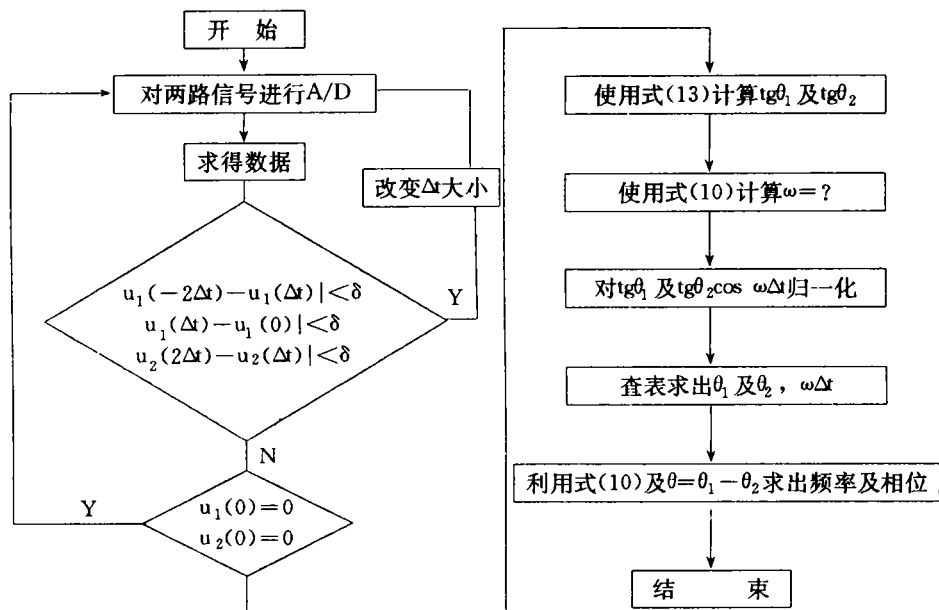


图2 软件框图

由于我们并没有要求采样频率必须满足采样定理。因此,在未知信号频率的情况下,图3所示的情况极有可能发生。

第二种判断是保证两路信号的五个采样值中的 $u_1(0)$ 和 $u_2(0)$ 不等于零。由测量原理可看出,若 $u_1(0)$ 或 $u_2(0)$ 等于零,不仅式(10)无解,而且也会出现式(13)、(14)、(15)中根号下为负值的情况。

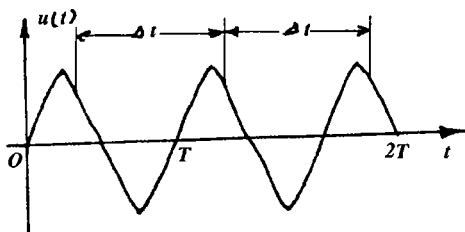


图3 采样周期等于信号周期的情况

一旦所采集的样点数值满足计算要求,即可在单片机上直接根据式(10)、式(14)式(15)算出 ω 和 θ 的数值。为了提高频率和相位测量的实时性,在计算 ω 和 θ 时采用查表法以缩短计算反余弦和反正切的时间。

4 误差分析

作为一种测量方法,产生误差的原因有如下几个方面:原理误差、硬件系统误差,数据处理误差等:

4.1 原理误差

本文讨论的数值取样法,当输入信号为纯正弦且不考虑量化误差的情况下,原理误差为零。但实际上进行相位测量时,输入信号既有可能不是纯正弦信号,同时也存在着量化误差。因此,信号中的谐波失真及量化误差将对测量结果造成影响。表1和表2分别给出了谐波失真及量化误差对测量结果的影响。由仿真结果可以看出,当被测信号中的谐波失真分量较大及A/D转换器位数较少时,将使测量结果严重偏离实际值。即使是采用过零鉴相法,当信号

中的谐波含量较大时,也会使测量结果变得不可信。同时也使相位测量失去意义。

表 1 量化误差对测量精度的影响

相对误差 相位θ	8 位	12 位	14 位
5°	-2.177	-0.059	-0.047
10°	-2.424	0.097	0.113
15°	-1.454	-0.004	-0.018
20°	-0.225	0.099	0.037
25°	-0.135	0.001	0.016
30°	0.254	0.002	0.018
35°	0.054	-0.040	0.024
40°	0.233	0.076	0.021
45°	0.030	-0.022	-0.004
50°	0.050	0.040	0.005
55°	-0.159	0.043	0.015
60°	0.035	-0.008	0.008
65°	0.115	-0.001	0.003
70°	0.115	-0.015	-0.003
75°	-0.001	-0.015	-0.002
80°	0.246	0.013	0.011
85°	-0.083	-0.020	0.006
90°	-0.065	0.008	0.000
频率相对误差	0.195	0.158	0.001

$$u_1(t) = 4\sin 2\pi \times 50t v$$
$$u_2(t) = 3.5\sin(2\pi \times 50t + \theta) v$$

表 2 高次谐波对测量结果的影响

相对误差 相位θ	60dB	40dB	20dB
5°	-0.112	-0.935	-6.889
10°	0.425	-1.087	-7.577
15°	0.015	-1.064	-8.535
20°	-0.100	-1.018	-9.586
25°	-0.003	-1.259	-10.461
30°	-0.092	-1.235	-11.453
35°	-0.31	-1.229	12.497
40°	-0.050	-1.360	-13.489
45°	-0.123	-1.424	-14.325
50°	-0.099	-1.495	-15.294
55°	-0.111	-1.502	-16.291
60°	-0.124	-1.526	-14.300
65°	-0.129	-1.618	16.760
70°	0.152	-1.651	-17.458
75°	-0.130	-1.631	-17.905
80°	-0.134	1.683	18.218
85°	-0.136	-1.671	-18.565
90°	-0.137	1.677	-18.675
频率相对误差	-0.204	-0.431	-4.741

$$u_1(t) = 45\sin 2\pi \times 50t + u_2m\sin(2\pi \times 100t)$$
$$u_2(t) = 3.5\sin(2\pi \times 50t + \theta) + u_2m\sin(2\pi \times 100t)$$

A/D 精度 12 位。

4.2 硬件电路误差

若信号调理电路,多路开关及采样保持器选取合适,在一定频率范围内对信号的频率测量将不产生影响。A/D 转换器的量化误差所造成的影响前边已讨论过。

4.3 数据处理误差

随着单片计算机速度的提高,在不影响计算速度的情况下,可通过增加浮点的字节长度来减少运算误差,使测量结果不受影响。由于在进行数据处理前软件上采用了提高运算精度的两种判据,因此,由数据处理带来的误差可忽略不计。

5 结论

- 5.1 正弦信号的频率和相位可以通过采样法测量,本文给出的频率与相位测量方法所需采样点数少,计算公式简单,不存在测量原理误差。
- 5.2 本文给出了实现频率相位测量的软硬件框图,详细讨论了量化误差和高次谐波对测量结果的影响,为使用采样法测量频率和相位硬件电路的设计提供了一定的参考。

- 5.3 讨论了量化误差和高次谐波对测量结果的影响,为使用采样法测量频率和相位硬件电路的设计提供了一定的参考。
- 5.4 有关消除高次谐波影响,在高次谐波存在时提高测量精度的方法将在以后的文章中报道。
- 5.5 在本文的基础上,可以很方便地实现正弦信号幅值(有效值)的测量,进而可以实现功率的测量。

参 考 文 献

- 1 A. G. Phadke et al. A New Mesurement Technique FOR Tracking Voltagephsors, ,Locl System Frequen-ly, Vol. Pas—102, No. 5, May1983.
- 2 M. S. Sachder, M M Giray .A Least Error Squares Technique for Determing Power System Frequency", Ieee Trans on Pas Vol. Pas—104, No 2, February 1985.
- 3 高庆,“正弦相位的取样数值法测量”电子测量与仪器学报, VOL. 8, NO. 4, 1994, 12
- 4 S. M. Mahamud, A. Rusekand S. Ganesan. A Microprocessor Based Dual slopephase Meter. IEEEtrans, Instrum. Meas, (37), sept. 1988
- 5 R. Micheletti. Phase Augle Measurement Between Two Sinusoidal Signals. IEEETrans INstrum Meus, (40, No), Teb 1991.
- 6 陈存椿, 叶秀清, “交流电功率的取样法测量”电子测量与仪器学报, 1988, 3.
- 8 郑玉森, 尹松青, “测量相位的新方法”仪器仪表学报 VOL, 15, Nov, 1994
- 9 M. F. wagdynand M. s. p lusas. Errosin Sanpled Data phase Measurement. IEE Trans, Instrum, Meus, (IM—34), Dec, 1985

A Novel Method to The Measurement of Sinusoidol Frequency and Phase

Gao Jinfeng Wang Junkun Huang Junjie
(Zhengzhou University of Technology)

Abstract A new method for measuring frequency and phase difference between two sinusoids is presented in this paper. Two Sampled five point values of the input signal are gotten by means of synchronous Sampling method, the frequency and phase difference will be obtained through the formula that has been presented. This method can realize the measurement of frequency and phase difference realtimely.

Keywords Frequency Measarement Phase Measurement sampling value method