



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101871965 B

(45) 授权公告日 2012. 01. 04

(21) 申请号 201010198080. 8

审查员 邓泽微

(22) 申请日 2010. 06. 11

(73) 专利权人 威胜集团有限公司

地址 410205 湖南省长沙市岳麓区长沙高新技术开发区桐梓坡西路 468 号

(72) 发明人 易龙强 宋慧娜 冯喜军

(74) 专利代理机构 长沙永星专利商标事务所
43001

代理人 周咏 林毓俊

(51) Int. Cl.

G01R 19/175 (2006. 01)

G01R 23/14 (2006. 01)

G01R 25/00 (2006. 01)

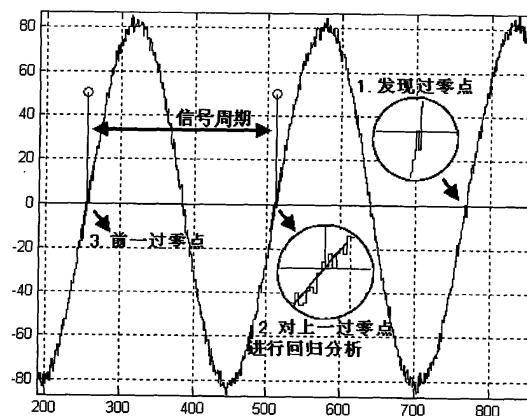
权利要求书 2 页 说明书 8 页 附图 5 页

(54) 发明名称

电力正弦信号过零时间、频率、相位差的检测方法

(57) 摘要

本发明公开了一种电力正弦信号过零时间、频率、相位差的检测方法,所述过零时间的检测方法,是利用正弦信号在过零附近都可以近似等效为线性信号的基本原理,在粗略检测到信号过零位置后,通过一元线性回归理论统计信号过零附近电压幅值,从而获得正弦信号过零时间。对正弦信号过零点频率进行检测的方法,是用所得信号各过零点相位差,通过累积平均后得到信号每个过零点的周期值,然后求倒计算可得信号频率值。对相位差进行检测的方法,是用各不同信号的过零点相位值,算出不同信号之间的相位差。本发明能对实际信号的过零点的相对位置辨别不敏感,同时能在数字检测系统中实现较高检测准确度,而且对信号源的噪声与干扰也有很强的抑制作用,最终保证了该方法在高精度检测场所中的应用。



1. 一种电力正弦信号过零时间的检测方法,其特征是利用正弦信号在过零附近都可以近似等效为线性信号的基本原理,在粗略检测到信号过零位置后,通过一元线性回归理论统计信号过零附近电压幅值,获得正弦信号过零时间,所述正弦信号过零时间适用下列公式

$$t = \bar{t} - \bar{u} \cdot \frac{\sum_{i=1}^n (t_i - \bar{t})^2}{\sum_{i=1}^n (t_i - \bar{t})(u_i - \bar{u})} = k - \frac{1}{2} - \frac{\frac{n(n^2-1)}{12} \sum_{i=0}^{n-1} u(k - \frac{n}{2} + i)}{\sum_{i=0}^{n-1} (i - \frac{n-1}{2})(n \cdot u(k - \frac{n}{2} + i) - \sum_{i=0}^{n-1} u(k - \frac{n}{2} + i))}$$

其中,右式为信号在内存中的计算公式,式中:

\bar{t} :所取分析信号的时间均值

\bar{u} :所取分析信号的幅值均值

$u(k)$:所取分析信号采样幅值

k :信号过零点在内存中的地址偏移量

n :所取分析信号的点数

在信号过零左右基本对称地取 n 个数字采样值作为独立观察样本,为:

$(t_i, u_i), i = 1, 2, \dots, n$ 。

2. 一种用权利要求 1 所述方法对正弦信号频率进行检测的方法,其特征是用所得信号各过零点时间差,通过累积平均后得到信号每个过零点的周期平均值,然后求倒计算可得信号频率值。

3. 根据权利要求 2 所述对正弦信号频率进行检测的方法,其特征是频率适用如下公式:

$$f = \frac{1}{\bar{T} \cdot \frac{T_0}{N}} = \frac{f_0 \cdot N}{\bar{T}}$$

式中:

f :被测信号频率

f_0 :标准信号频率值,中国电力系统中 $f_0 = 50\text{Hz}$;

T_0 :标准信号周期值 $T_0 = 1/f_0$;

N :标准信号周期 T_0 内的采样点数;

\bar{T} :信号多过零点周期平均值。

4. 一种用权利要求 1 所述方法对两正弦信号相位差进行检测的方法,其特征是用各不同信号的过零点时间差,换算出不同信号之间的相位差。

5. 根据权利要求 4 所述对两正弦信号相位差进行检测的方法,其特征是相位差适用如下公式:

$$\Delta\omega = 2\pi f \cdot \overline{\Delta T} \cdot \frac{T_0}{N} = 2\pi \cdot \frac{f}{f_0} \cdot \frac{\overline{\Delta T}}{N}$$

式中:

$\Delta\omega$:信号间相位差

$\overline{\Delta T}$:两信号多过零点时间差平均值

f :被测信号频率

f_0 :标准信号频率值,中国电力系统中 $f_0 = 50\text{Hz}$;

T_0 :标准信号周期值 $T_0 = 1/f_0$;

N :标准信号周期 T_0 内的采样点数。

电力正弦信号过零时间、频率、相位差的检测方法

技术领域

[0001] 本发明涉及一种电力正弦信号的检测方法,尤其是正弦信号过零时间、频率、相位差的检测方法。

背景技术

[0002] 频率是电力系统的主要性能参数,是各电力系统设备、仪器仪表的必检电气参数之一。目前,通过国内外学者的研究与发展,已经发明了许多基于各种原理与方法的检测手段,有基于简单软硬件实现的脉冲计数法、过零检测法,以及基于复杂算法的傅里叶变换法、卡尔曼滤波法等。

[0003] 在众多检测法中,过零判别检测法是一种简单实用、应用广泛的电力正弦信号相位、频率检测方法。其基本原理是通过判别正弦电压过零点来确定信号相位,以及利用信号两过零点的时间间隔来计算频率。但在实际应用中由于电力系统谐波、噪声与干扰等原因,导致检测到的实际信号在过零点附近来回抖动,不但增加了软件过零判别、信号去抖的工作量,而且使得相位、频率检测误差较大,这限制了该方法在精密设备中的应用。另外,数字化检测设备处理的都是模拟信号经 ADC 采样后的数字信号,由于信号采样率的限制,数字信号相位有最小分辨率问题。因此,在数字化设备中,常规的过零检测法难以获得较高的信号频率、相位检测精度,这进一步限制了其在高精度检测场所的应用。

发明内容

[0004] 针对现有技术在实际应用中过零点辨别困难以及数字信号处理中相位分辨率不足的问题,本发明提供了一种对信号过零检测不敏感,对噪声、干扰抑制能力强,并能有效提高数字正弦信号频率、相位检测准确度的电力正弦信号过零时间、频率、相位差的检测方法。

[0005] 本发明提供的这种电力正弦信号过零时间的检测方法,利用正弦信号在过零附近都可以近似等效为线性信号的基本原理,在粗略检测到信号过零位置后,通过一元线性回归理论统计信号过零附近电压幅值,获得正弦信号过零时间,所述正弦信号过零时间适用下列公式:

$$[0006] \quad t = \bar{t} - \bar{u} \cdot \frac{\sum_{i=1}^n (t_i - \bar{t})^2}{\sum_{i=1}^n (t_i - \bar{t})(u_i - \bar{u})} = k - \frac{1}{2} - \frac{\frac{n(n^2-1)}{12} \sum_{i=0}^{n-1} u(k - \frac{n}{2} + i)}{\sum_{i=0}^{n-1} (i - \frac{n-1}{2})(n \cdot u(k - \frac{n}{2} + i) - \sum_{i=0}^{n-1} u(k - \frac{n}{2} + i))}$$

[0007] 其中,右式为信号在内存中的计算公式,式中:

[0008] \bar{t} :所取分析信号的时间均值

[0009] \bar{u} :所取分析信号的幅值均值

[0010] $u(k)$:所取分析信号采样幅值

[0011] k :信号过零点在内存中的地址偏移量

[0012] n :所取分析信号的点数

[0013] 在信号过零左右基本对称地取 n 个数字采样值作为独立观察样本,为 : (t_i, u_i) , $i = 1, 2, \dots, n$ 。

[0014] 本发明提供的对正弦信号过零点频率进行检测的方法,是用所得信号各过零点时间差,通过累积平均后得到信号每个过零点的周期值,然后求倒计算可得信号频率值。

[0015] 检测频率适用如下公式 :

$$[0016] \quad f = \frac{1}{\overline{T} \cdot \frac{T_0}{N}} = \frac{f_0 \cdot N}{\overline{T}}$$

[0017] f :被测信号频率

[0018] f_0 :标准信号频率值,中国电力系统中 $f_0 = 50\text{Hz}$;

[0019] T_0 :标准信号周期值 $T_0 = 1/f_0$;

[0020] N :标准信号周期 T_0 内的采样点数 ;

[0021] \overline{T} :信号多过零点周期平均值 ;

[0022] 本发明提供的对正弦信号过零点相位差进行检测的方法,是用各不同信号的过零点时间差,换算出不同信号之间的相位差。

[0023] 检测相位差适用如下公式 :

$$[0024] \quad \Delta\omega = 2\pi f \cdot \overline{\Delta T} \cdot \frac{T_0}{N} = 2\pi \cdot \frac{f}{f_0} \cdot \frac{\overline{\Delta T}}{N} \quad , \text{式中 :}$$

[0025] $\Delta\omega$:信号间相位差

[0026] $\overline{\Delta T}$:两信号多过零点时间差平均值

[0027] f :被测信号频率

[0028] f_0 :标准信号频率值,中国电力系统中 $f_0 = 50\text{Hz}$;

[0029] T_0 :标准信号周期值 $T_0 = 1/f_0$;

[0030] N :标准信号周期 T_0 内的采样点数。

[0031] 本发明电力正弦信号过零时间、频率及相位差检测方法的工作原理是 :首先利用正弦信号在过零附近都可以近似等效为线性信号的基本原理,在粗略检测到信号过零位置后,将过零点附近左右的信号值进行一元线性回归分析,从而计算得到该信号在横轴坐标上的截距。该截距即为该信号过零时间,利用该信号上不同过零时间之间的时间差即可计算得出该信号的周期,进而可精确计算出信号频率 ;利用不同信号上的过零点时间差,即可计算得出不同信号之间的相位关系。因为一元线性回归分析是满足最小二乘法原理的信号统计分析方法,它所计算出来的结果满足误差平方和最小关系,因此它不仅对信号噪声和干扰有很强的抑制作用,而且计算结果也具有非常高的准确性。由此使本发明能对实际信号的过零点的相对位置辨别不敏感,同时能在数字检测系统中实现较高的相位分辨率,而且对信号源的噪声与干扰也有很强的抑制作用,最终保证了数字化设备在高精度检测场所的应用。

附图说明

[0032] 图 1 是正弦信号过零点线性化示意图。

- [0033] 图 2 是在不同采样点数下的算法实现效果图。
 [0034] 图 3 是信号频率、相位检测算法流程图。
 [0035] 图 4 是信号过零检测程序流程图。
 [0036] 图 5 是过零检测算法示意图。
 [0037] 图 6 是算法过零查找与频率计算示意图。
 [0038] 图 7 是过零信号左右指标关系图。
 [0039] 图 8 是一元线性回归算法程序流程图。

具体实施方式

[0040] 以下结合附图对本发明做详细说明：

[0041] 参见图 1 设输入正弦信号为 $u(t) = U_m \sin(2\pi ft + \varphi)$ ，众所周知所有正弦信号在过零点附近都可以近似等效为线性信号。这是因为正弦函数的幂级数为 $\sin x = x - \frac{x^3}{3!} + \frac{x^5}{5!} - \frac{x^7}{7!} + \dots$ ，在正弦信号过零处附近 x 取值一般都很小，因此忽略高次项式可近似为 $\sin x \approx x$ ，如附图 1 所示。若近似式与真值相对误差要求 $\leq 0.1\%$ ，则 x 取值范围为 $x \in [-0.0774, 0.0774]$ 。

[0042] 在实际问题中，研究相互联系的变量之间的相互关系通常有两类：一类是确定性关系，其特点是由一个或一组变量的值可唯一确定另一个变量的值；另一类是关系是非确定关系，其特点是变量之间相互联系，但又不能由一组变量的值唯一确定另一个变量的值。回归分析就是为了寻找不完全确定变量间的数量关系，通过统计方法进行推断的一种方法。当自变量只有一个的回归分析叫一元回归分析，同时数学关系式为线性时称为一元线性回归。

[0043] 从电力系统的宏观来看，系统电压波形、幅值与时间变量 t 为正弦函数关系，大体上属于确定性关系，并且在过零附近可以局部线性化；但是由于电气噪声与系统干扰的影响，该正弦函数的参数：电压 U_m 、频率 f 与相位 φ 都是服从一定分布函数的随机变量，导致系统在过零点相位这类局部特征呈现一定随机性。因此，我们可以把 $u(t)$ 的过零点附近的观察结果看成由两部分叠加而成的：一部分由时间 t 的线性函数引起，记为 $a \cdot t + b$ ；另一部分是由随机因素引起的，记为 ε ，即

$$[0044] \quad u(t) = a \cdot t + b + \varepsilon \quad (1)$$

[0045] 式中参数 a 与 b 主要是由信号的电压、频率、相位三者随机变量的数学期望值 EU_m 、 Ef 、 $E\varphi$ 决定；对于随机变量 ε ，它是引起信号过零点抖动、甚至重复过零的主要因素，它通常服从正态分布 $N(0, \sigma^2)$ 。于是可知，信号过零局部 $u(t)$ 是随机变量，且

$$[0046] \quad u(t) \sim N(a \cdot t + b, \sigma^2) \quad (2)$$

[0047] 而 $Eu(t) = a \cdot t + b$ 是时间 t 的线性函数。一般地，在数字检测系统中信号通常由模拟信号 $u(t)$ 经过模数转换为离散数字信号。将输入按每周期采样点数为 N 进行数字化处理，则可得采样数字信号为 $u(k) = U_m \sin(2\pi \frac{f}{f_0} \frac{k}{N} + \varphi)$ ，注意式中电压 U_m 、频率 f 与相位 φ 都是随机变量， f_0 是标准信号频率值，在中国电力系统中，该值为 50Hz。在信号过零左右基本对称地取 n 个数字采样值作为独立观察样本，为：

[0048] $(t_i, u_i), i = 1, 2, \dots, n$ (3)

[0049] 那么,利用 u 、 t 之间近似线性关系,则可假定

$$[0050] \quad \begin{cases} u_1 = a \cdot t_1 + b + \varepsilon_1, \\ u_2 = a \cdot t_2 + b + \varepsilon_2, \\ \vdots \\ u_n = a \cdot t_n + b + \varepsilon_n, \\ \varepsilon_i \sim N(0, \sigma^2). \end{cases} \quad (4)$$

[0051] 式中各 ε_i 相互独立, $i = 1, 2, \dots, n$, 这就是数字正弦信号在过零点附近的一元线性回归的数学模型。

[0052] 现在的目标是利用以上信号过零左右的采样样本值得到式 (1) 参数的 a 、 b 的最佳估计值 \hat{a} 和 \hat{b} , 可得如下一元线性回归方程:

$$[0053] \quad \hat{u} = \hat{a} \cdot t + \hat{b} \quad (5)$$

[0054] 由式 (5) 令 $\hat{u} = 0$, 即可得:

$$[0055] \quad t = -\frac{\hat{b}}{\hat{a}} \quad (6)$$

[0056] 该值即为当前信号过零点过零时间的最佳估计值。为了得到参数的 a 、 b 的最佳估计值 \hat{a} 和 \hat{b} , 我们利用实际采样值 (3) 代入式 (5) 可得回归值:

$$[0057] \quad \hat{u}_i = \hat{a} \cdot t_i + \hat{b} \quad (7)$$

[0058] 为了能让回归值 \hat{u}_i 与实际值 u_i 尽可能接近, 我们按最小二乘估计让回归值与实际值的误差平方和最小, 即满足:

$$[0059] \quad \sum_{i=1}^n (u_i - \hat{u}_i)^2 = \sum_{i=1}^n (u_i - \hat{a} \cdot t_i - \hat{b})^2 = \min \sum_{i=1}^n (u_i - a \cdot t - b)^2 \quad (8)$$

[0060] 现在求解式 (8) 关于参数的 a 、 b 的最小二乘估计, 记 $Q(\hat{a}, \hat{b}) = \sum_{i=1}^n (u_i - \hat{a} \cdot t_i - \hat{b})^2$, 令:

$$[0061] \quad \begin{cases} \frac{\partial Q}{\partial \hat{a}} = -2 \sum_{i=1}^n (u_i - \hat{a} \cdot t_i - \hat{b}) t_i = 0 \\ \frac{\partial Q}{\partial \hat{b}} = -2 \sum_{i=1}^n (u_i - \hat{a} \cdot t_i - \hat{b}) = 0 \end{cases} \quad (9)$$

[0062] 整理得:

$$[0063] \quad \begin{cases} \left(\sum_{i=1}^n t_i^2 \right) \hat{a} + \left(\sum_{i=1}^n t_i \right) \hat{b} = \sum_{i=1}^n u_i \cdot t_i \\ \left(\sum_{i=1}^n t_i \right) \hat{a} + n \cdot \hat{b} = \sum_{i=1}^n u_i \end{cases} \quad (10)$$

[0064] 联立求解可得:

$$[0065] \quad \begin{cases} \hat{a} = \frac{\sum_{i=1}^n (t_i - \bar{t})(u_i - \bar{u})}{\sum_{i=1}^n (t_i - \bar{t})^2} \\ \hat{b} = \bar{u} - \hat{a} \cdot \bar{t} \\ \bar{u} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n u_i \\ \bar{t} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n t_i \end{cases} \quad (11)$$

[0066] 最后,将式 (11) 代入式 (6) 即可计算当前信号过零时间的最佳估计值:

$$[0067] \quad t = \bar{t} - \bar{u} \cdot \frac{\sum_{i=1}^n (t_i - \bar{t})^2}{\sum_{i=1}^n (t_i - \bar{t})(u_i - \bar{u})}, \quad \bar{t} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n t_i, \quad \bar{u} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n u_i \quad (12)$$

[0068] 利用相同信号前后两过零时间差即为信号周期,求倒得到该信号的频率;利用不同信号的过零时间差,即可换算得到两信号间的相位差。

[0069] 关于所需采样点数的问题,由于本发明是基于正弦电压过零处信号可以局部线性化的这一特性为基本前提的,因此所需采样点数应保证信号线性化所要求精度。例如,前面所述线性化误差要求 $\leq 0.1\%$, 正弦信号过零点附近最大弧度应 ≤ 0.0774 。设信号采样率为每周期 256 点,信号基频为 50Hz,那么每个采样点间隔弧度最小分辨率为 $2\pi f_0 \cdot \frac{T_0}{N} = \frac{2\pi}{256} = 0.0245$ 。因此,在信号过零点左右可各取 $\frac{0.0774}{0.0254} \approx 3$ 个点共 6 点进行回归分析。

[0070] 事实上,由于工程上更关心的是信号过零点时间的准确位置(即信号与时间轴的截距),而并非信号拟合曲线精度。另外,由于正弦信号在零点左右为奇对称信号,因此实际算法选择点数条件可以放宽,而并非需要受线性化误差的限制。从理论上分析,设输入信号为 $u(k) = \sin(2\pi \frac{k}{N})$, N 为信号周期内采样点数。以零点为中心左右对称的共取 n 个点时,由于

于正弦信号的对称性与时间轴选择的对称性计算可得 $\bar{u} = \frac{1}{n} \sum_{k=-n/2}^{n/2} u(k) = 0, \bar{t} = \frac{1}{n} \sum_{i=-n/2}^{n/2} t_i = 0$ 代

入式 (12) 可得 $t = 0$ 。图 2 给出了算法在周波采样点数 256 点带噪声信号下不同点数的计算结果效果图。在绝大多数的实际检测系统中,6 点分析已经可以得到非常理想的检测精度与效果。但在一些干扰特别大的特殊应用场合,更多的采样点数可以使算法对信号噪声有更好的抑制作用,这需要根据系统设计与实际应用环境而定。

[0071] 图 3 给出了基于一元线性回归理论的数字正弦信号频率测量 (a)、信号间相位差检测 (b) 的算法实现流程图。这两个算法的实现流程基本一致,主要都是由信号过零检测、信号回归分析与目标参数计算三步实现。下面对算法流程的实现过程进行详细介绍:

[0072] 1. 过零检测

[0073] 图 4 给了信号过零检测流程图。因为正弦信号在一个周期里有正向穿越与负

向穿越两次过零,为了防止程序重复判断过零点,流程中增加了一个过零检测使能位 EnableFlg, EnableFlg = 1 时使能检测, EnableFlg = 0 时禁止检测。它只有在当前信号值小于检测使能负电平 -Ven 后才会开启信号的过零检测。其中, Ven 可以设为系统最小输入交流电压峰值的 80%。前面算法分析可知,回归算法是对信号过零点左右信号进行统计分析得到计算结果,对信号实际过零点位置不敏感。因此程序在过零检测使能情况下,只要简单判断当前信号开始大于零即可,这样极大降低了信号过零的辨别条件。图 4 过零检测流程的过程示意图,如图 5 所示。

[0074] 2. 过零信号线性回归分析

[0075] 在发现信号过零后,即要开展过零信号的回归分析。由于回归算法需要对过零点左右信号进行统计计算,但是检测设备在实时采样过程中当前发现过零点的右侧信号还未采得,所以算法只能对上一过零位置附近的信号进行分析,并结合前一过零信号计算结果进行参数计算,整个过程可参见图 6 所示。

[0076] 另外,由于实际数字检测系统中,采样信号都是保存在系统内部的一片连续的缓冲区内。因此,在回归算法实际实现过程中,时间参量应为信号存储在系统内存中的信号偏移量。设当前信号过零点地址偏移量为 k,在当前过零点左右对称的选择 n 个点进行回归分析,如图 7 所示。通常为了算法实现方便,一般取 n 为偶数,利用图 7 指标分布规律可对回归分析式 (12) 进行化简得:

$$[0077] \quad \bar{t} = \frac{1}{n} \sum_{i=0}^{n-1} t_i = \frac{1}{n} \sum_{i=0}^{n-1} (k - \frac{n}{2} + i) = k - \frac{1}{2} \quad (13)$$

$$[0078] \quad t_i - \bar{t} = k - \frac{n}{2} + i - (k - \frac{1}{2}) = i - \frac{n-1}{2} \quad (14)$$

$$[0079] \quad \sum_{i=0}^{n-1} (t_i - \bar{t})^2 = \sum_{i=0}^{n-1} (i - \frac{n-1}{2})^2 = \frac{n(n^2-1)}{12} \quad (15)$$

[0080] 将上述各式计算结果代入式 (12) 得到化简式:

[0081]

$$t = \bar{t} - \bar{u} \cdot \frac{\sum_{i=1}^n (t_i - \bar{t})^2}{\sum_{i=1}^n (t_i - \bar{t})(u_i - \bar{u})} = k - \frac{1}{2} - \frac{\frac{n(n^2-1)}{12} \sum_{i=0}^{n-1} u(k - \frac{n}{2} + i)}{\sum_{i=0}^{n-1} (i - \frac{n-1}{2})(n \cdot u(k - \frac{n}{2} + i) - \sum_{i=0}^{n-1} u(k - \frac{n}{2} + i))} \quad (16)$$

[0082] 图 8 为式 (16) 计算的程序设计流程图,算法在选定采样点数后可以将部分算式进行预先处理。例如取 8 点进行分析,即 n = 8,则代入式 (16) 可得:

$$[0083] \quad t = k - 0.5 - \frac{84 \times U}{\sum_{i=0}^{n-1} (2i-7)(8u_i - U)}, u_i = u(k-4+i), U = \sum_{i=0}^{n-1} u(k-4+i) \quad (17)$$

[0084] 3. 目标参数计算

[0085] 为了进一步提高算法对信号噪声与干扰的抑制能力,对于频率、相位差这类目标参数的计算采用了多周期累积求平均值的方法。另外,在大多数电力检测系统中,秒级左右的数据更新速度已经能够完全满足用户需求。在本发明的应用中,对频率采用了 32 周波(数据更新间隔时间约为 $32 \times 0.02S = 0.64S$) 累积数据求一次周期平均值:

[0086]
$$\bar{T} = \frac{1}{32} \sum_{i=1}^{32} T_i \quad (18)$$

[0087] 式中 T_i 为前述算法每次发现过零后计算所得的信号周期。因为在数字系统中, \bar{T} 是以信号采样时间间隔为单位时间的数字量, 所以最后需要将该值转换为时间量, 最后求倒得到信号频率 (设采样率为 $\frac{T_0}{N}$, T_0 为信号额定周期, $f_0 = \frac{1}{T_0}$ 为信号额定频率, 中国电力系统中 $f_0 = 50\text{Hz}$) :

[0088]
$$f = \frac{1}{\bar{T} \cdot \frac{T_0}{N}} = \frac{f_0 \cdot N}{\bar{T}} \quad (19)$$

[0089] 对相位差计算采用了 64 周波 (数据更新间隔时间约为 $64 \times 0.02\text{S} = 1.28\text{S}$) 累积值求一次平均值 :

[0090]
$$\overline{\Delta T} = \frac{1}{64} \sum_{i=1}^{64} \Delta T_i \quad (20)$$

[0091] 式中 ΔT_i 为每次发现过零后计算所得的两信号时间差。同理 $\overline{\Delta T}$ 是以信号采样周期为单位时间的数字量, 需要将该值转换为相应的时间量, 最后换算为信号相位差 (设采样率为 $\frac{T_0}{N}$, T_0 为信号额定周期, $f_0 = \frac{1}{T_0}$ 为信号额定频率) :

[0092]
$$\Delta \omega = 2\pi f \cdot \overline{\Delta T} \cdot \frac{T_0}{N} = 2\pi \cdot \frac{f}{f_0} \cdot \frac{\overline{\Delta T}}{N} \quad (21)$$

[0093] 式中 f 为当前信号频率。

[0094] 在 MATLAB 环境对本发明方法进行仿真, 仿真中采样率取 12.8kHz (基波 50Hz 每周期采样 256 点), 在零点左右各取 4 点共 8 点进行分析。为验证本发明方法的有效性, 以下仿真的被检信号取非整数频率, 表 1 给出了仿真结果以及相对误差, 可见在无噪声下本发明方法计算误差有效位可达 6 位数以上。

[0095] 表 1 MATLAB 仿真实验结果

[0096]

信号频率	45.567Hz	47.345Hz	50.123Hz	52.345Hz	55.567Hz
计算值	45.5670	47.3450	50.1230	52.3450	55.5670

[0097]

相对误差 (%)	1.3861×10^{-6}	8.6059×10^{-7}	1.7055×10^{-6}	1.7684×10^{-6}	-3.0870×10^{-6}
----------	-------------------------	-------------------------	-------------------------	-------------------------	--------------------------

[0098] 实际现场环境中信号中夹杂了大量随机噪声, 为能真实模拟现场环境, 仿真中对信号加入方差为 2 的正态分布随机噪声, 表 2 给出了仿真结果以及相对误差。可见在噪声环境下, 算法也有非常高的准确度。

[0099] 表 2 仿真实验结果 (加入信号噪声)

[0100]	信号频率	45.567Hz	47.345Hz	50.123Hz	52.345Hz	55.567Hz
	计算值	45.5671	47.3452	50.1231	52.3448	55.5675
	相对误差 (%)	1.1897×10^{-4}	4.5271×10^{-4}	1.8838×10^{-4}	-3.9787×10^{-4}	8.2139×10^{-4}

[0101] 将本发明方法设计成程序应用于 0.1S 高准确度等级电能表上,该表设计采用 TI 高精度 24bits 多通道 ADC 芯片 ADS1278,配合 ADI 的高速 DSP 芯片 BF533。实现本发明方法时仍采用 8 点分析,由于 ADC 分辨率非常高,因此用本发明方法在过零检测中使用的过零检测使能电平为 5V,在含有大量谐波的应用场合,该使能电平可以适当提高。应用三晖 0.01% 高准确度台体进行实验验证,得到实验数据如表 3 所示。

[0102] 表 3 实验结果

[0103]	设置频率	45.5Hz	47.3Hz	50.1Hz	52.3Hz	55.5Hz
	台体示值	45.505Hz	47.305Hz	50.106Hz	52.306Hz	55.506Hz
	电表 A 相显示值	45.504	47.304	50.104	52.305	55.505
	电表 B 相显示值	45.504	47.304	50.104	52.305	55.505
	电表 C 相显示值	45.504	47.304	50.104	52.305	55.505
	相对误差 (%)	-0.0022	-0.0021	-0.004	-0.0019	-0.0018

[0104] 实验结果表明用本发明方法检测结果准确度高、各相之间数据一致性好、方法稳定、可靠。并且本发明方法能使编程中流程清晰、过程简洁、运算量很小。

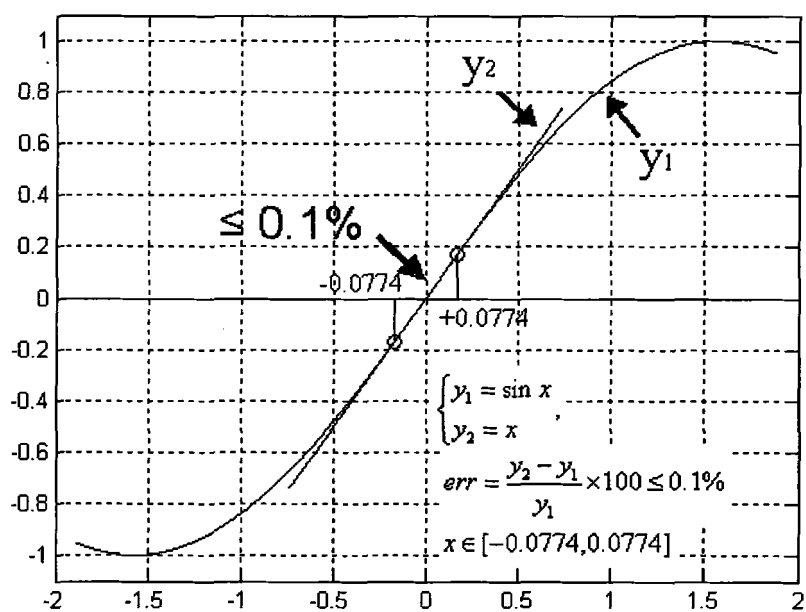


图 1

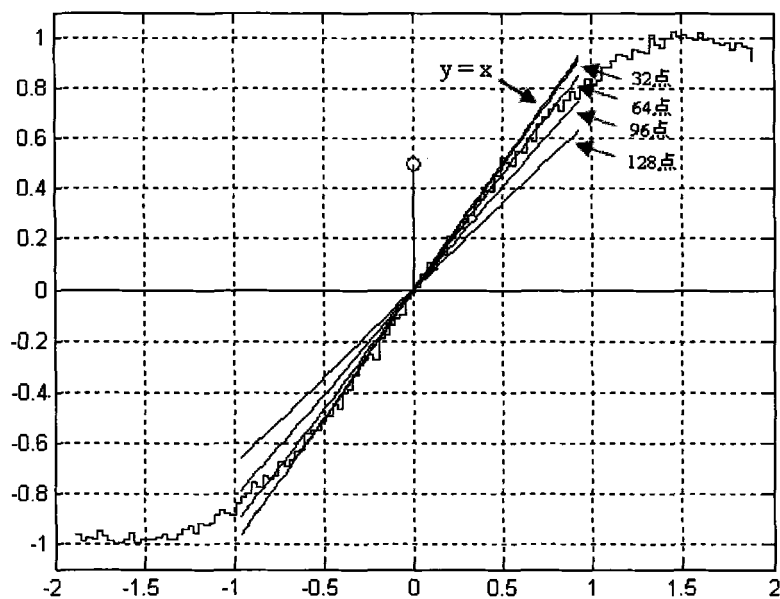


图 2

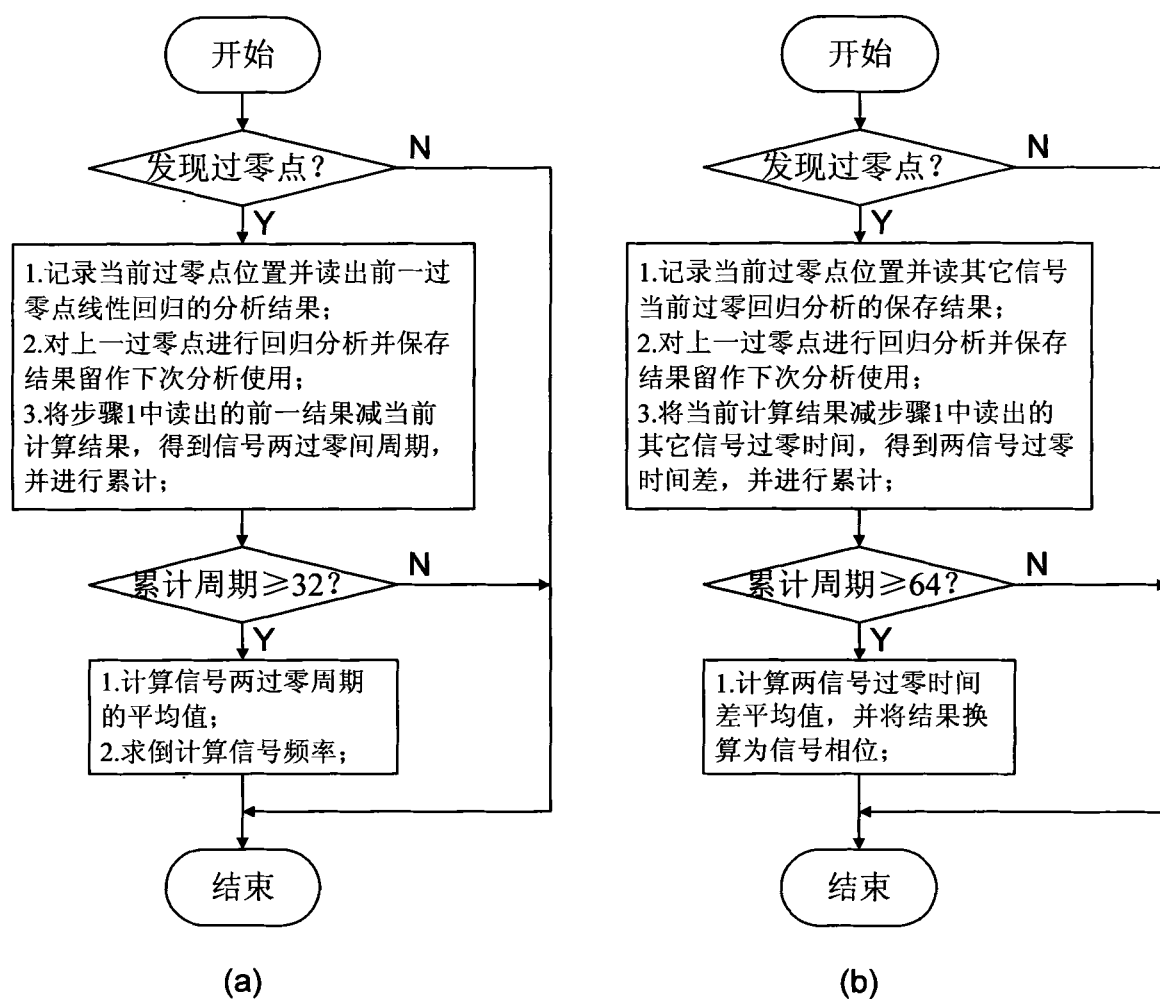


图 3

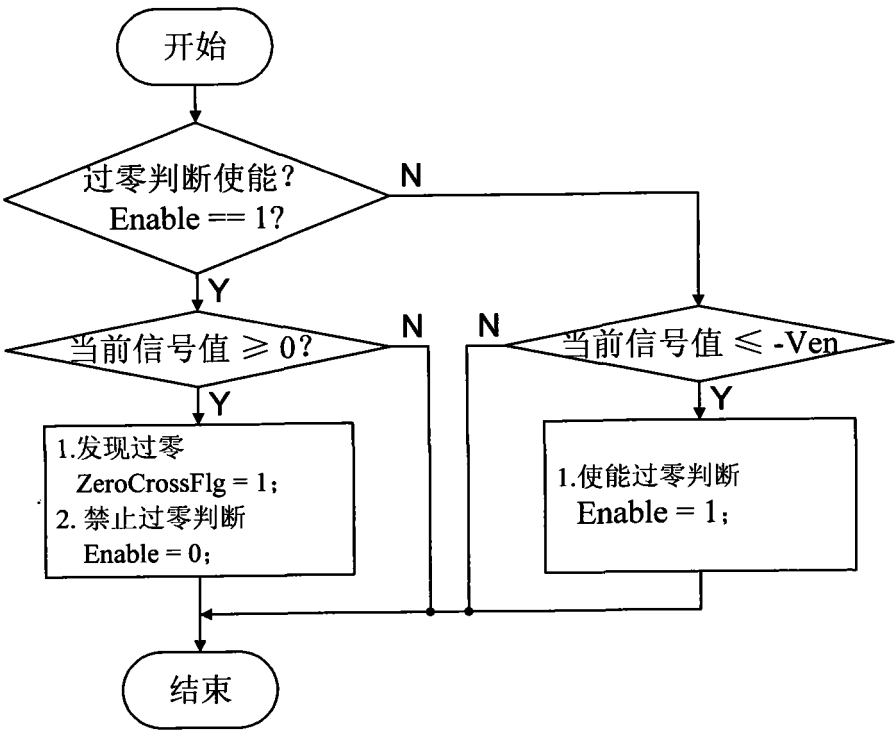


图 4

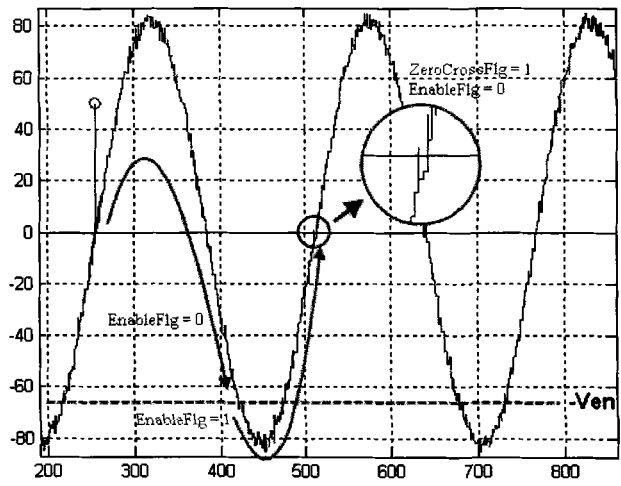


图 5

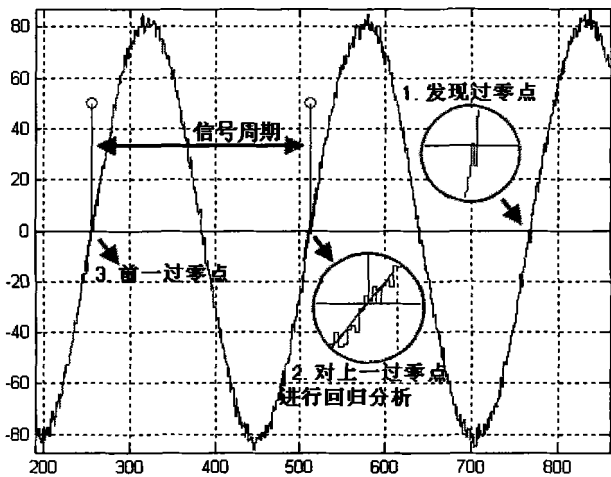


图 6

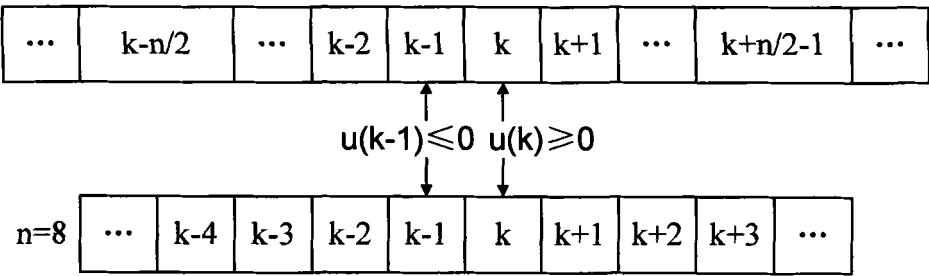


图 7

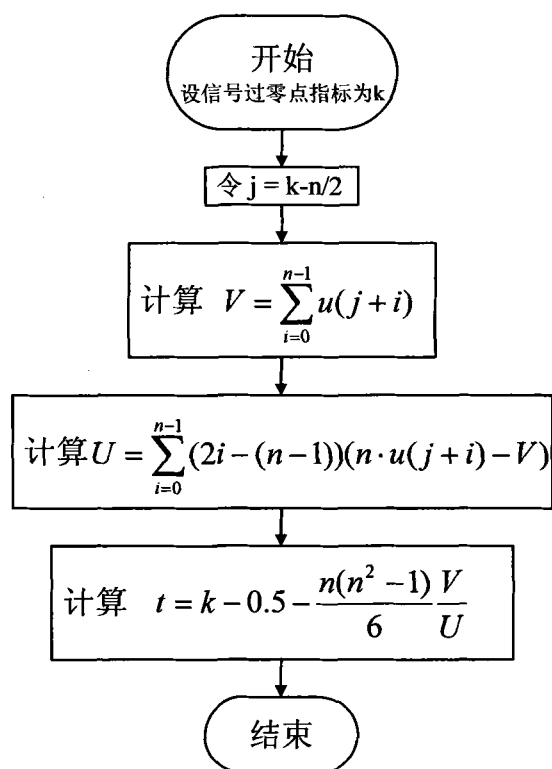


图 8