

文章编号:1671-6833(2011)03-0081-04

基于快速傅里叶变换的电力系统频率实时计算方法

王天健,吴振升,王 晖,刘 栋

(北京交通大学 电气学院 北京 100044)

摘 要:提出了一种利用快速傅里叶变换及虚拟仪器 LabVIEW 平台编程处理的电力系统实时频率跟踪测算方法,采用快速傅里叶变换方法避免了计算过程中电压分母过零点以及非整周期采样造成的影响。理论分析及数字仿真实验表明,该算法实现简单易行,处理速度快,有很高的计算精度,对噪声和谐波也有一定的抑制能力,能满足电力系统实时频率估算的要求。

关键词:快速傅里叶变换;窗函数;虚拟仪器;电力系统;频率

中图分类号: TM76 **文献标志码:** A

0 引言

电力系统的频率是电能质量的重要检验指标,电力系统频率稳定也是衡量电力系统运行稳定的重要因素。一般电力系统频率由于负荷的投切会发生变化,但依靠各种措施会基本稳定在某一固定数值附近。但当发电机发出功率远远大于负荷频率的消耗,系统调频容量不足时,将使电源机组失去大量的负荷而超速运转,频率急剧上升,如不采取有效措施,会发生机组损伤甚至系统崩溃的恶性故障。电力系统中由于发电厂内部的故障,电源与负荷平衡会被破坏,致使电力系统频率大幅度下降,甚至系统瓦解,最终导致部分区域的大面积停电等事故^[1]。目前电力系统频率的算法主要分两种:一是利用波形识别和曲线拟合,二是测量一个完整周期的时间从而得到频率。以上两种方法都会受电压过零点的影响,对滤波硬件的要求较为苛刻^[2-4]。

虚拟仪器的本质是将仪器装进计算机,以计算机为平台,运用图形化语言编程,实现各种仪器的功能,满足生产实际需要。LabVIEW 被公认为标准的数据采集和仪器控制软件。LabVIEW 的编程是完全图形化的,不同于其它文本方式的编程工具,这种直观的程序设计方法给工程技术人员带来了极大的方便。

笔者采用快速傅里叶变换的频域方法计算电力系统频率,不存在传统时域方法存在的电压过

零点的影响,而且处理速度快,计算精度高,误差可以忽略不计,且具有很好的实时性。在此利用美国国家仪器的 LabVIEW 作为软件平台,实现所需要的功能。

1 电力系统频率的实时计算方法

1.1 电力系统电压采样值的快速傅里叶变换

在电力系统实际工程中,对于采样得到的电压值进行傅里叶分解,可以得到幅度-频率之间的对应关系,获得其频谱的分布特征。实际的电力系统电压为 $u(t)$,经过 AD 采集过的电压信息设为 $u(nT) = u(t) \cdot \delta(nT)$,为一个数字信号序列。对于这种从实际系统中采样得到的数字信号序列,必然满足级数收敛条件 $\sum_{k=-\infty}^{+\infty} |x(kT)| < \infty$,因此完全可以对其进行傅里叶变换。采样得到的离散数字信号经过离散傅里叶变换后可以表示为

$$U(k) = \sum_{n=0}^{N-1} u(n) \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}kn}, k = (0, 1, 2, \dots, N-1) \quad (1)$$

离散傅里叶变换是信号处理中最常用的算法之一,但一般情况下,采样点数 $N(N=2^k, k=1, 2, 3, \dots)$ 较大,计算量很大,需要进一步简化。快速傅里叶变换是离散傅里叶变换的快速算法,输入的电压值为实数序列,计算时,将其按序数进行奇偶项分离^[5-6]。设奇数序号序列构成新序列 $c(n)$,偶数序号序列构成序列 $d(n)$,其对应的傅

收稿日期:2010-12-17;修订日期:2011-03-16

通信作者简介:吴振升(1974-),男,山东潍坊人,北京交通大学副教授,研究方向:专业电力系统自动化,E-mail:wuzhengsheng1@163.com.

里叶变换分别为 $C(k)$ 和 $D(k)$, 根据 Cooley - Turkey 的理论

$$\begin{cases} U(k) = C(k) + W_{N/2}^k D(k) \\ U(k + N/2) = C(k) - W_{N/2}^k D(k) \end{cases} \quad (2)$$

计算 $C(k)$ 和 $D(k)$ 时, 再次对 $c(n)$ 和 $d(n)$ 进行相同的拆解运算, 直到拆成仅仅含有两个点的傅里叶变换为止。

分解后的电压值可以表示为

$$u(t) = a_0 + \sum_{i=1}^k A_n \cdot \cos(2\pi n f_0 / f_s + \varphi_i), \quad (n = 1, 2, 3, \dots, k) \quad (3)$$

式中: a_0 代表直流分量; f_0 为主频; 其他的 $n f_0$ 项为谐波; A_n 为各次波的幅度; f_s 为采样频率。与采样间隔类似, 频域相邻采样点间也存在频率间隔 $\Delta f = f_s / N$, 代表相邻谱线间的间隔, 又称为分辨率。

1.2 加窗后的 FFT 运算

在电压信号的处理工程中必然会遇到数据截短的问题, 将长序列截短变成有限长度的短序列会出现频率分辨率问题和频谱泄漏问题。频率分辨率问题是由于频谱主瓣过宽, 边瓣过大造成的, 频谱泄漏是由于边瓣的影响造成的。为了解决这些问题, 一般要对信号进行加窗处理^[7-9]。窗函数的主瓣宽度决定了被截短后序列的频域分辨率, 而边瓣可能淹没信号频谱分量小的部分。因此, 对窗函数的要求是主瓣尽可能窄, 边瓣尽可能小。汉宁窗是一种典型的余弦二项窗, 其时域表达式 $w(n) = 0.5 - 0.5 \cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right)$, ($n = 1, 2, \dots, N-1$)。

汉宁窗的主瓣稍宽, 但其边瓣很小且具有最大的边瓣衰减度, 因而成为使用最为广泛的窗函数。在离散傅里叶变换中, 直接实现对输入序列 $u(n)$ 的汉宁窗加权时, 可不在时域进行 $u(n)$ 与 $w(n)$ 相乘, 而在输出的频谱使用线性组合来实现。

假设加汉宁窗后 $U_w(k)$ 为:

$$\begin{aligned} U_w(k) &= \sum_{n=0}^{N-1} w(n) u(n) e^{-j \frac{2\pi}{N} kn} \\ &= 0.5 \sum_{n=0}^{N-1} u(n) e^{-j \frac{2\pi}{N} kn} - 0.25 \sum_{n=0}^{N-1} u(n) e^{-j \frac{2\pi}{N} (k-1)n} - \\ &\quad 0.25 \sum_{n=0}^{N-1} u(n) e^{-j \frac{2\pi}{N} (k+1)n} \end{aligned} \quad (4)$$

在非整周期采样的情况下, f_0 不是 Δf 的整数

倍(Δf 是频率间隔)。而对于离散频谱, k 仅能取 $0 \sim N-1$ 之间的整数。因此可设 f_0 在频率 $x\Delta f$ 与 $(x+1)\Delta f$ 之间(x 为整数), 即 $f = (x + \Delta x)\Delta f$, 就能得到信号的实际频率。

由于进行了加窗的处理, 在频域计算主频时, 必须要考虑到加窗后的影响。因此必须对运算后的结果进行相应调整。如果使用矩形窗, $w(n) = 1$, ($n = 0, 1, \dots, N-1$), 其离散傅里叶变换为:

$$W_0(k) = W(k) e^{-j\pi k \frac{N-1}{N}} \frac{\sin(\pi k)}{\sin \frac{\pi k}{N}}$$

由前面分析可知,

$$\begin{aligned} U(k) &= \sum_{n=0}^{N-1} A e^{2\pi j f_0 n - j \frac{2\pi}{N} kn} \\ &= A \sum_{n=0}^{N-1} \frac{e^{-j\pi(k-Nf_0)} [e^{j\pi(k-Nf_0)} - e^{-j\pi(k-Nf_0)}]}{e^{\frac{-j\pi(k-Nf_0)}{N}} [e^{\frac{j\pi(k-Nf_0)}{N}} - e^{\frac{-j\pi(k-Nf_0)}{N}}]} \\ &= A e^{\frac{-j\pi(k-Nf_0)(N-1)}{N}} \frac{\sin[\pi(k-Nf_0)]}{\sin[\frac{\pi(k-Nf_0)}{N}]} \\ &= AF(k-Nf_0) = AF(k-f_0/\Delta f) \end{aligned} \quad (5)$$

由式(5)可知, $U(x+n) = AF(x+n-f_0/\Delta f)$ (6)

因为 $f_0 = (x + \Delta x)\Delta f$, 所以 $\Delta x = f_0/\Delta f - x$, 那么 $U(x+n) = AF(n - \Delta x)$

最终可得出: $U_w(x+n) = 0.5A\{F(n-\Delta x) - 0.5[F(n-\Delta x-1) + F(n-\Delta x+1)]\}$ (7)

对于笔者使用的汉宁窗, 要首先找到对应最大幅频特性的点位置 x_0 , 然后进行调整, 通过推导获得频率的计算公式如(8)所示。由于 $\frac{P_{k+1}}{P_k} =$

$\frac{x_k - x_0 - 1}{x_0 - x_k - 2}$, 因此, $x_0 = \frac{2p_{k+1} - p_k}{p_{k+1} + p_{sk}} + x_k$, 得出主频计算公式:

$$f_0 = \left(\frac{2p_{k+1} - p_k}{p_{k+1} + p_{sk}} + x_k \right) \cdot \Delta f \quad (8)$$

2 实现方法与仿真实验

2.1 硬件模块介绍

图1为本方法使用的采集系统的硬件结构示意图。数据采集设备采用了荷兰 TIEPIE 公司的 HANDY SCOPE HS4 数据采集卡, 该型数据采集卡利用 USB 借口实现数据传输, 易于携带安装, 该采集卡有 4 个数据通道, 使用其中一个。在使用前对数据采集卡功能进行配置, 将传输方式设置为实时传输, 数据采集卡的工作流程如图所示。

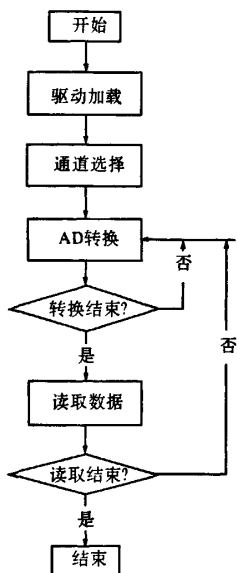


图1 硬件部分流程

Fig.1 Flow chart of hardware

2.2 软件部分介绍

程序实现时,首先消去监测信号的直流偏移分量然后使用其自带的信号处理工具包中的FFT峰值-相位谱模块完成信号的快速傅里叶变换工作,获得其“峰值-频率”信息^[10].对于计算出的频谱数组信息,找出其元素中最大值所对应的索引号,假定为 k ,然后找到数组中的次高幅值,用这两个元素作为计算区间.进而对原先所加汉宁窗进行处理,对计算的频率值在此进行调整.在界面中,时域和频域图形显示也随着采集及程序处理实时进行.

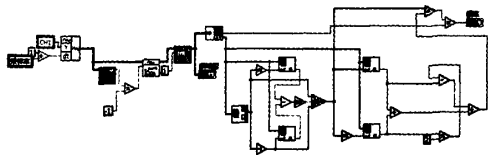


图2 软件部分程序图

Fig.2 Program in the part of soft ware

2.3 仿真实验

通过调整硬件与软件的配合方式,可以实现实时采集和计算.笔者使用信号发生器发出带有噪声和谐波的信号进行仿真处理,原理如图3所示.

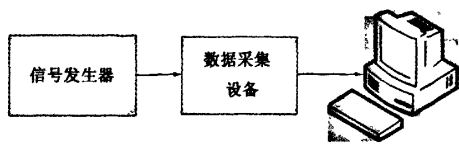


图3 系统整体原理

Fig.3 The principle of the whole system

仿真实验采集了2 028个采样点对电压进行分析.得到的时域图形和频域分析图形如图4,5,6,7所示.

从图1的频域图可以明显看出除了主频以外的3次谐波分量,从图2可以看出除主频以外仍然带有的幅度较大的3次谐波和5次谐波分量,而图3的频域图则基本看不出除主频以外的其他分量,一般属于噪声行列,符合实际情况,从图4中可明显看出主频以及3次、5次和7次谐波的分布情况.

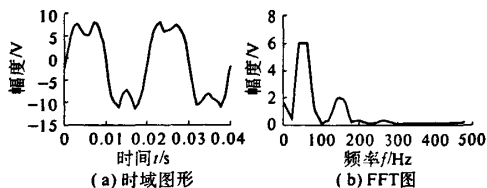


图4 所测电压信号含有3次谐波及噪声

干扰的时域和频域图

Fig.4 Time-domain waveform and Spectrum Graph of FFT Containing Third Harmonic Wave and Noise

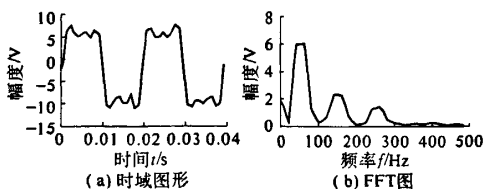


图5 同时含有3次谐波、5次谐波和噪声

时的时域和频域图形

Fig.5 Time-domain waveform and spectrum graph of FFT containing third and fifth harmonic waves

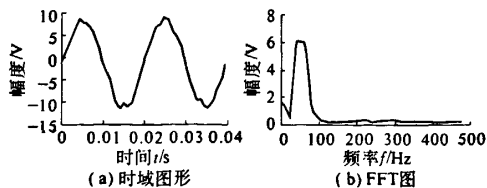


图6 测得的电压信号混入噪声时的时域和频域图

Fig.6 Time-domain waveform and spectrum graph of FFT containing noise

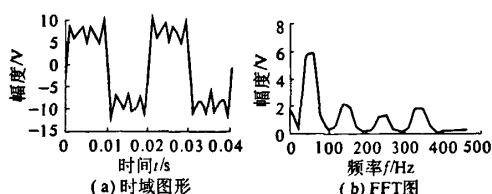


图7 测得的信号混入3次谐波,5次谐波,
7次谐波及噪声时的时域和频域图

Fig.7 Time-domain waveform and Spectrum Graph
of FFT Containing Third, Fifth and Seventh
Harmonic Waves and Noise

表1为混入不同类型干扰时计算的电力系统频率。频率从表中和以上几组仿真实验得到的图形可以看出,该方法有效避免了传统方法由于过零点造成的误差过大问题。抑制了电力系统中谐波和噪声干扰带来的影响,计算的误差很小,计算精度完全达到了监控所需要的要求,同时便于进行实时性监控。

表1 混入不同类型干扰时计算出的电力系统频率

Tab.1 Calculated conclusion of principal frequency

电压主频/ Hz	干扰类型	测试主频/ Hz	误差/ %
50	3次谐波	50.14	0.288 9
50	3次谐波,5次谐波, 普通噪声	50.13	0.294 7
50	普通噪声	50.30	0.594 1
50	3次谐波,5次谐波,7次 谐波,普通噪声	50.34	0.675 8

3 结论

理论分析和仿真结果表明,基于本FFT算法

的测频方法受谐波影响小,精度高。在采样不同步的情况下仍能达到很高的测量精度。本算法采用改进的FFT算法,FFT运算结果可以很方便地用来进行谐波分析。该算法原理简单,易于软硬件实现,特别是随着在线检测技术的不断提升,具有很高的实用价值。

参考文献:

- [1] 车强,车刚.浅析电力系统的频率调整[J].大众科技,2005,82(8):38-39.
- [2] 索南加乐,葛耀中,王安定,等.一种不受电压过零点影响的新型频率测量方法[J].西安交通大学学报:自然科学版,1995,29(3):84-87.
- [3] 许庆强,索南加乐,施敬辉,等.一种减小误差影响的电力系统快速测频方法[J].西安交通大学学报:自然科学版,2001,35(6):560-562.
- [4] 王东,毕潇映,王元利.一种电力系统频率的实时估算方法[J].继电器,2004,2(18):17-19.
- [5] 赵健,李勇.数字信号处理[M].北京:清华大学出版社,2006:89-109.
- [6] 胡全书.数字信号处理理论、算法与实现[M].2版.北京:清华大学出版社,2003:169-192.
- [7] 陈春玲,邵艳杰,曹英丽.基于FFT的电力系统谐波分析[J].农业科技与装备,2009,181(1):57-59.
- [8] 荣海舟,粟时平,逯塔兵,等.一种改进型FFT谐波分析方法[J].电力系统及其自动化学报,2009,21(1):124-127.
- [9] 梁中华,郑坤,沈建华.基于加窗插值FFT的非同步谐波测量[J].沈阳工业大学学报:自然科学版,2009,31(1):26-29.
- [10] 龙脉工作室,岂兴明,周建兴,等.LabVIEW 8.2中文版入门与典型实例[M].北京:人民邮电出版社,2008:237-266.

New On-line Frequency Calculation Method Based on FFT

WANG Tian-jian, WU Zhen-sheng, WANG Hui, LIU Dong

(School of Electrical Engineering, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China)

Abstract: This paper presents a method to monitor the frequency of electric system which is based on fast Fourier transform. Using fast Fourier transform can avoid the influence factor caused by denominator voltage crossing-zero point of denominator and un-whole cycle sampling. Theoretical analysis and simulation demonstrates that this method is easy to implement, and has the advantage of high processing rate, and high precision. It can also decrease the errors introduced by noise and harmonic. This method can meet the requirements of on-line frequency estimation.

Key words: fast Fourier transform; windows function; LabVIEW; electric system; frequency