

一种基于傅氏变换算法的系统频率变化求取方法

王拔群, 周孟然

(安徽理工大学, 安徽 淮南 232001)

摘要: 通过对正弦信号经傅氏算法变换后的结果分析, 发现随着数据窗的推移, 傅氏算法得到的相量实部和虚部满足一个恒等式, 由此提出了一种基于傅氏变换算法的系统频率变化求取方法, 该方法能够精确测量电力系统的基波频率。为了验证算法的有效性, 分别对信号中不含谐波、信号中含有谐波和频率动态变化三种情况进行了仿真, 测试结果证明该方法实现简单、准确, 能够满足电力系统对频率测量精度及实时性的要求。

关键词: 电力系统; 频率变化; 傅氏变换算法; 新算法

An algorithm for striking method of system frequency changes based on Fourier transform

WANG Ba-qun, ZHOU Meng-ran

(Anhui University of Science and Technology, Huainan 232001, China)

Abstract: The information of the sine signal filtered by Fourier algorithm is analyzed and the conclusion is achieved that the real part and imaginary part of the phasor gained by Fourier algorithm satisfy an identical equation with the shifting of the data window. Based on which, this paper proposes an algorithm for striking method of system frequency changes based on Fourier that can accurately measure the power system fundamental frequency. In order to verify the effectiveness of the algorithm, signals of non-harmonic, signals containing harmonics, and frequency of dynamic changes are simulated respectively. The test results prove that the method is simple, accurate, and is able to meet the power system frequency measurement accuracy and real-time requirements.

Key words: power system; frequency changes; Fourier transform algorithm; new algorithm

中图分类号: TM714 文献标识码: A 文章编号: 1674-3415(2009)23-0054-04

0 引言

频率是反映电力系统运行特性的重要参数。通过及时、准确地测量系统频率, 可以预测系统是否将失去稳定, 从而通过切机、切负荷控制等来保证系统的安全运行。

目前, 测频方法主要可分为两类, 分别基于硬件及软件。软件方法往往是纯数字算法, 使用灵活, 投资较少, 因而获得了广泛的重视, 目前测量频率的数字化算法主要有:

(1) 周期法 通过测量信号波形相继过零点间的时间宽度来计算频率。该方法物理概念清晰、易于实现, 但精度低, 受谐波、噪声和非周期分量的影响, 实时性不好。典型的改进算法有水平交算法、高次修正函数法和最小二乘多项式曲线拟合法。

(2) 解析法 对信号观测模型进行数学变换, 将待测量表示为样本值的显函数来估计。该方法涉及复杂的数学推导, 实用中只能采用简单的信号观测模型, 难以考虑谐波、非周期分量和噪声影响。

(3) 误差最小化原理算法 算法设计以最小化误差的某种范数为目标, 由于数学分析和信号处理领域对此类算法有详细的阐述, 故问题的关键在于将测量求解化为相应的标准式, 并减少计算量。主要有最小二乘算法、最小绝对值近似、牛顿类算法和离散卡尔曼滤波算法等。

(4) 小波变换法和人工神经网络法 小波变换具有时域和频域局部特性, 可在含有高次谐波、随机噪声或某些确定性噪声的信号中捕捉基波信号。神经网络具有记忆功能, 可实现测频的实时性, 但因 BP 网络的隐含层单元数的选取很复杂, 它的数目多少直接影响计算精度和学习时间, 存在局部最优, 合理地选择网络的结构特别是隐含层单元数就显得尤为重要。

(5) 傅里叶算法 傅氏算法具有内在的不敏感于谐波分量的特性, 电力系统保护中又常常采用该算法计算基波向量。如能在傅氏算法的基础进一步探求准确、快速的测频方法, 无疑是很有意义的。Sidhu, Phadke 等人提出了利用电压相量相角的变化

来测量频率的方法, 但是如果频率真实值未知, 用来计算相角的傅氏算法本身就不可能得到相角真实值, 因此, 该方法存在原理误差。且为了测量的精度, 通常在傅氏算法的一个周波时间窗以外, 还需要较长时间(比如一个周波), 待相角拉开到一定程度后才能得到较准确的值, 这又直接影响了算法的快速性。

本文仔细研究了正弦信号经傅氏算法变换后的结果, 发现随着数据窗的推移, 傅氏算法得到相量的实部和虚部满足一个恒等式, 由此得到一种新的测频方法, 无需计算相量的相角, 无需自适应调整采样频率, 仅需 20 ms 左右的时间, 在存在噪声和谐波的情况下, 仍能准确求出基波频率。

1 新算法的原理

假设系统中仅含有基波分量, 其额定频率为 f_0 , 由于系统真实频率 f 未知, 因此只能根据 f_0 进行采样, 不妨设每周波采样点数为 N 。若用 Δf 表示频差, 则系统的真实频率 f 可表示为:

$$f = f_0 + \Delta f \quad (1)$$

则电压信号:

$$u(t) = U \sin(2\pi f t + \phi) = U \sin(2\pi f_0 t + 2\pi \Delta f t + \phi) \quad (2)$$

其中: U 和 ϕ 分别表示基波电压的幅值和相角。对 $u(t)$ 使用傅立叶算法, 由于真实频率未知, 只能假定频率为额定值 f_0 , 则对于时间窗 $[0, T_0]$ 有:

$$U_{R0} = \frac{2}{T_0} \int_0^{T_0} u(t) \sin(2\pi f_0 t) dt = \frac{U}{T_0} \left(\int_0^{T_0} \cos(2\pi \Delta f t + \phi) dt - \int_0^{T_0} \cos(4\pi f_0 t + 2\pi \Delta f t + \phi) dt \right) = \frac{2U f_0 \sin(\pi \Delta f T_0)}{\pi T_0 \Delta f (2f_0 + \Delta f)} \cdot \cos(\pi \Delta f T_0 + \phi) \quad (3)$$

$$U_{I0} = \frac{2}{T_0} \int_0^{T_0} u(t) \cos(2\pi f_0 t) dt = \frac{U}{T_0} \left(\int_0^{T_0} \sin(2\pi \Delta f t + \phi) dt + \int_0^{T_0} \sin(4\pi f_0 t + 2\pi \Delta f t + \phi) dt \right) = \frac{2U(f_0 + \Delta f) \sin(\pi \Delta f T_0)}{\pi T_0 \Delta f (2f_0 + \Delta f)} \cdot \sin(\pi \Delta f T_0 + \phi) \quad (4)$$

$$\text{令 } K = \frac{2U \sin(\pi \Delta f T_0)}{\pi T_0 \Delta f (2f_0 + \Delta f)} \quad (5)$$

我们发现式(3)、(4)以及式(5)有一定的关系, 即:

$$\left(\frac{U_{R0}}{f_0} \right)^2 + \left(\frac{U_{I0}}{f_0 + \Delta f} \right)^2 = K^2 \quad (6)$$

当时间窗向前推移一点时, 即对于时间窗

$$\left[\frac{T_0}{N}, T_0 + \frac{T_0}{N} \right], \text{ 类似的有:}$$

$$U_{R1} = \frac{2}{T_0} \int_0^{T_0} u\left(t + \frac{T_0}{N}\right) \sin(2\pi f_0 t) dt = \frac{U}{T_0} \left(\int_0^{T_0} \cos(2\pi \Delta f t + \phi + 2\pi f \frac{T_0}{N}) dt - \int_0^{T_0} \cos(4\pi f_0 t + 2\pi \Delta f t + \phi + 2\pi f \frac{T_0}{N}) dt \right) = \frac{2U f_0 \sin(\pi \Delta f T_0)}{\pi T_0 \Delta f (2f_0 + \Delta f)} \cos(\pi \Delta f T_0 + \phi + 2\pi f \frac{T_0}{N}) \quad (7)$$

$$U_{I1} = \frac{2}{T_0} \int_0^{T_0} u\left(t + \frac{T_0}{N}\right) \cos(2\pi f_0 t) dt = \frac{U}{T_0} \left(\int_0^{T_0} \sin(2\pi \Delta f t + \phi + 2\pi f \frac{T_0}{N}) dt + \int_0^{T_0} \sin(4\pi f_0 t + 2\pi \Delta f t + \phi + 2\pi f \frac{T_0}{N}) dt \right) = \frac{2U f_0 \sin(\pi \Delta f T_0)}{\pi T_0 \Delta f (2f_0 + \Delta f)} \sin(\pi \Delta f T_0 + \phi + 2\pi f \frac{T_0}{N}) \quad (8)$$

同样我们发现:

$$\left(\frac{U_{R1}}{f_0} \right)^2 + \left(\frac{U_{I1}}{f_0 + \Delta f} \right)^2 = K^2 \quad (9)$$

将式(9)代入到式(6), 通过化简可得:

$$\left(\frac{f_0 + \Delta f}{f_0} \right)^2 = \frac{U_{I1}^2 - U_{I0}^2}{U_{R0}^2 - U_{R1}^2} = \frac{f^2}{f_0^2} \quad (10)$$

这样我们就得到:

$$f = f_0 \sqrt{\frac{U_{I1}^2 - U_{I0}^2}{U_{R0}^2 - U_{R1}^2}} = f_0 \sqrt{\frac{(U_{I1} - U_{I0})(U_{I1} + U_{I0})}{(U_{R0} - U_{R1})(U_{R0} + U_{R1})}} \quad (11)$$

通过式(11)我们不难发现, 只要全波傅氏再加一个点即可准确求出系统真实频率。同时可以看到, 这个求解过程所需的计算量是很少的, 如果将式(11)进一步展开, 计算量还能够进一步减少, 从而更易于工程实现及实时应用。

需注意的是, 若相邻两次计算所得的实部绝对值比较接近, 按照本方法计算出的频率值可能误差较大, 因此必须进行另外处理。为了消除 $U_{R0}^2 - U_{R1}^2 = 0$ 的点带来的巨大误差, 利用等比定理:

$$\text{如: } \frac{a}{b} = \frac{c}{d} = \frac{e}{f} > 0 \quad (12)$$

$$\text{则有: } \frac{a}{b} = \frac{|a| + |c| + |e|}{|b| + |d| + |f|} \quad (13)$$

因此式(11)可以进一步表示为:

$$f = f_0 \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^M |U_{Li}^2 - U_{L(i-1)}^2|}{\sum_{i=1}^M |U_{R(i-1)}^2 - U_{Ri}^2|}} \quad M \geq 2 \quad (14)$$

可根据具体情况来选择。显然对于单次计算, $|U_{R(i-1)}^2 - U_{Ri}^2|$ 可能较小甚至为 0, 但对于连续 M 点而言, 式(14)分母必不为 0, 且此时分子分母都比较大, 这就解决了分母过零点的问题。

2 新算法的仿真与分析

实际电力系统中, 原始信号中往往都含有一些谐波成分, 频率也往往动态变化, 针对上述情况, 我们分别对信号中不含谐波、信号中含有谐波以及频率动态变化三种情况做了仿真, 以此来验证新算法的可行性。

2.1 信号中不含谐波成分

当信号完全为正弦波时, 设电压信号 $u(t) = U \sin(2\pi ft + \phi)$, 其频率在 30~70 Hz 变化, 初相角随机选择, 每周波采样点分别为 $N = 32$ 和 $N = 128$ 点, 为避免过零点的影响, 设 $M = 3$, 其测量结果如表 1 所示。

表 1 信号中不含谐波时的仿真结果

Tab.1 Simulation result when the signal without harmonic component

真实频率 /Hz	32点采样时的测量频率/Hz	相对误差 / (%)	128点采样时的测量频率/Hz	相对误差 / (%)
30	30.120 9	0.40	30.009 1	0.03
40	40.093 0	0.31	40.006 0	0.01
50	50.000 0	0.00	50.000 0	0.00
60	59.840 3	-0.27	59.989 1	-0.02
70	69.577 1	-0.60	69.979 2	-0.04

从表 1 中我们可以看出, 128 点采样的计算效果要好于 32 点采样, 这是建立在硬件计算量增加基础上的, 其根本原因在于更高的采样率使得包括式(3)在内的离散化的积分值更接近于理论值, 从而直接提高了频率测量的精度。实际使用时可根据测量精度的要求对采样频率进行调整, 高精度测量时采用较高的采样频率, 精度要求不是很高时则可用较低的采样频率, 以减少硬件的计算量。

对于 128 点采样来讲, 计算精度为 0.04% 左右。而计算时间只需约 1 个基波周期(傅氏算法的数据窗长加消除过零点影响的 $M = 3$), 对于 50 Hz 的信号, 数据窗只需 20 ms 左右。

2.2 信号中含有谐波成分

为考察谐波条件下该算法的性能, 设原始信号

为:

$$u(t) = 0.1 + \sin(2\pi ft + \phi_1) + 0.2 \sin(2 \times 2\pi ft + \phi_2) + 0.1 \sin(3 \times 2\pi ft + \phi_3)$$

我们采用每周波 128 点采样, 各初相角随机, 为避免过零点带来的误差, 我们还是设 $M = 3$, 由于电力系统的频率差异变化不是很大, 我们假设认定频率在 48~52 Hz 进行变化, 其计算结果见表 2。

表 2 信号中含有谐波时的仿真结果

Tab.2 Simulation result when the signal with harmonic component

真实频率 /Hz	128点采样时的测量频率/Hz	相对误差 / (%)
48	47.920 4	-0.17
49	48.936 9	-0.13
50	50.000 0	0.00
51	51.056 8	0.11
52	52.090 1	0.17

通过表 2, 我们发现在有谐波成分的时候, 测量精度相对于没有谐波成分的时候有了一定的下降, 但是在总体上, 该算法的精度仍然令人较为满意。

2.3 在频率动态变化下的仿真

本文的算法推导实际是假定在某个固定的数据窗内电压信号的频率是不变的, 而事实上电力系统的频率往往是动态变化的, 为了验证该算法对频率变化的跟踪能力, 我们对一个变动的频率信号进行了仿真, 假设真实信号的频率如(图 1 中实线), 表达式为: $f = 50 + 3 \sin 4t$

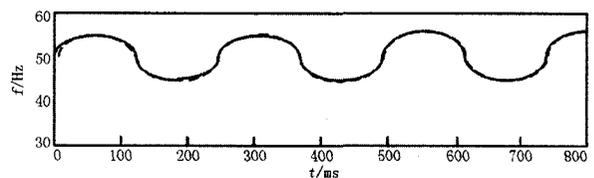


图 1 动态频率信号的测量结果

Fig.1 Measurement result of dynamic frequency signal

图 1 中横坐标代表时间 t , 单位为 ms, 纵坐标则代表频率 f , 单位为 Hz。由图 1 可见, 测量频率(图 1 中虚线)延迟了 20 ms 左右, 但非常好地跟踪了实线, 延迟是因为测频算法本身需要的数据窗。此外其它类型的频率变动也被用来对算法进行测试, 结果表明, 测量频率能够很好地对频率变化进行跟踪。

3 结论

本文提出的基于傅氏算法的新算法, 计算精度

较高, 谐波抑制能力强。即使存在谐波和频率动态变化, 仍能达到很高的计算精度, 原理简单, 易于软硬件实现, 具有较高的应用价值。

参考文献

- [1] Phadk A G, Thorp J S, Adamiak M G. A New Measurement Technique for Tracking Voltage Phase, Local System Frequency, and Rate of Change of Frequency[J]. IEEE Trans on Power Apparatus & System, 1983, 102(3).
- [2] 吴镇扬. 数字信号处理的原理与实现[M]. 南京: 东南大学出版社, 2002.
WU Zhen-yang. Principle and Realize of Digital Signal Processing[M]. Nanjing: Southeast University Press, 2002.
- [3] Terzija V, Djuric M, Kovcevic B, et al. A New Self-tuning Algorithm for the Frequency Estimation of Distorted Signals[J]. IEEE Trans on Power Delivery, 1995, 10(4): 1779-1785.
- [4] Sidhu T S, Sachdev M S. An Iterative Technique for Fast Frequency[J]. IEEE Trans on Power Delivery, 1998, 13(1): 109-115.
- [5] Begovic M M, Djuric P M, Dunlap S, et al. Frequency Tracking in Power Networks in the Presence of Harmonics[J]. IEEE Trans on Power Delivery, 1993, 6(2): 480-486.
- [6] 郭彦东, 张占江. 一种新的电力系统频率实时测量方法[J]. 仪器仪表与检测技术, 2006, 25(16): 62-64.
GUO Yan-dong, ZHANG Zhan-jiang. An Real-time Measurement of the Power System Frequency[J]. Instrumentation and Measurement, 2006, 25(16): 62-64.
- [7] 磨少清, 李啸骢. 一种高精度的改进傅里叶测频算法[J]. 电力系统自动化, 2003, 27(12): 48-54.
MO Shao-qing, LI Xiao-cong. An Improved High-accuracy Algorithm for Frequency Measurement Based on Fourier Transform[J]. Automation of Electric Power Systems, 2003, 27(12): 48-54.
- [8] 周卫平, 吴正国, 夏立. 基波相位和频率的高精度检测及在有源电力滤波器中的应用[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(4): 91-96.
ZHOU Wei-ping, WU Zheng-guo, XIA Li. Harmonic and Reactive Current Detection in APF Based on High-accuracy Phase and Frequency Detection[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(4): 91-96.
-
- 收稿日期: 2008-12-08; 修回日期: 2009-03-31
作者简介:
王拔群(1979-), 男, 硕士研究生, 研究方向为智能控制、智能检测与信息处理。E-Mail: wbq526@163.com
-
- (上接第 27 页 continued from page 27)
- HUANG Hai-tao, ZHENG Hua, ZHANG Li-zi. Study of Available Transfer Capability Based on Improved Particle Swarm Optimization[J]. Proceedings of the Chinese Society for Electrical, 2006, 26(20): 45-49.
- [8] 赵波, 曹一家. 电力系统无功优化的多智能体粒子群优化算法[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(5): 1-7.
ZHAO Bo, CAO Yi-jia. A Multi-agent Particle Swarm Optimization Algorithm for Reactive Power Optimization[J]. Proceedings of the Chinese Society for Electrical, 2005, 25(5): 1-7.
- [9] Jacobs J, Detjen D, Karipidis C U, et al. Rapid Prototyping Tools for Power Electronic Systems, Demonstration with Shunt Active Power Filters[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2004, 19(2): 500-507.
- [10] Yang J, Wang Y, Wang Z. A DSP Controlled Hybrid Power Filter Used to Compensate the Harmonics and Reactive Power Caused by Electrical Traction Loads[A]. in: Proceedings of Power Engineering Society General Meeting[C]. Toronto, Canada. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2003. 1615-1620.
- [11] Snider G, Shackleford B, Carter R J. Attacking the Semantic Gap Between Application Programming Languages and Configurable Hardware[A]. in: Submitted to 2001 ACM/SIGDA Eighth International Symposium on Field Programmable Gate Arrays[C]. 2001.
- [12] 舒泽亮, 郭育华. 连级三基于 FPGA 的 APF 控制器的硬件结构优化[J]. 电力系统自动化, 2006, 30(18): 55-59.
SHU Ze-liang, GUO Yu-hua, LIAN Ji-san. Hardware Architecture Optimization for FPGA Based Active Power Filter Controller[J]. Automation of Electric Power Systems, 2006, 30(18): 55-59.
- [13] 郑翔, 周志杰, 张文强. 电力线载波线路调制 FPGA 实现[J]. 电力系统自动化, 2005, 29(9): 93-96.
ZHENG Xiang, ZHOU Zhi-jie, ZHANG Wen-qiang. Implementation of Line Modulation of PLC Using FPGA[J]. Automation of Electric Power Systems, 2006, 30(18): 55-59.
- [14] Gaing Z L. A Partial Swarm Optimization Approach for Optimum Design of PID Control in AVR System [J]. IEEE Trans on Energy Conversion (S0885-8969), 2004, 19(2): 384-391.
-
- 收稿日期: 2008-12-04; 修回日期: 2008-12-20
作者简介:
袁慧梅(1971-), 女, 副教授, 博士, 主要研究方向为电力系统及其自动化;
陈文(1983-), 男, 硕士研究生, 主要研究方向为电力系统智能控制及其自动化; E-mail: chenwencnu@yahoo.com.cn
陈卫华(1972-), 男, 硕士研究生, 主要研究方向为通信与信息系统。