

一种实用的电力系统频率实时测量方法

肖朵艳¹, 谭卫斌², 张维²

(1. 西南石油大学, 四川 成都 610500; 2. 珠海许继电气有限公司, 广东 珠海 519060)

摘要: 为解决非同步定频采样系统对电力系统频率测量时存在的运算复杂、实时性不好等问题, 提出了一种实用的频率实时测量方法。该方法是基于周期过零点插值原理, 通过对 A/D 采样的离散序列进行 FIR 带通数字滤波, 然后对相邻的同方向过零点进行插值求取频率的估计值。针对电力系统待测信号中不含谐波、含有 2-16 次谐波以及含有随机噪声的不同情况, 分别进行了仿真验证, 最后与离散傅里叶变换 (DFT) 测频算法的结果进行了对比。结果表明该方法抗干扰性和测量精度都要优于 DFT 测频算法, 而且该方法计算量少、实用性强、实时性好、测量精度高, 能满足电力系统频率测量要求。

关键词: 电力系统; 频率测量; 周期过零点; 谐波; DFT; FIR (数字滤波器)

A practical method of real-time measurement for power system frequency

XIAO Duo-yan¹, TAN Wei-bin², ZHANG Wei²

(1. Southwest Petroleum University, Chengdu 610500, China; 2. Zhuhai XJ Electric Co., Ltd., Zhuhai 519060, China)

Abstract: To solve the problem of asynchronous frequency-fixed and sampling system's complex computation and weak real-time for power system frequency measurement, a practical real-time frequency measurement algorithm is proposed. This method is based on the interpolation principle of periodic zero-crossing point, the frequency estimated value is calculated by digital filtering of FIR band-pass for A/D sampling discrete sequence and by interpolating for adjacent zero-crossing point with the same direction. The signal under test in power system is simulated and verified under three different circumstances: excluding harmonic, including second to sixteenth harmonic and the random noise. The simulation result is compared with that of Discrete Fourier Transform (DFT) method. The result shows that this method is superior to DFT in anti-interference and measurement accuracy, it can satisfy the requirement of frequency measurement for power system due to its simplicity, strong practicability, high instantaneity and measurement accuracy.

Key words: power system; frequency measurement; periodic zero-crossing point; harmonic; DFT; finite impulse response (FIR)

中图分类号: TM77 文献标识码: A 文章编号: 1674-3415(2014)21-0029-05

0 引言

电网频率偏差是电力系统电能质量^[1]中一个重要的指标。随着数字信号处理技术和嵌入式微机系统在电力系统中的广泛应用, 电力行业对于电力系统频率的测量精度要求越来越高。尤其是在一些继电器保护和自动装置中, 要求不仅能够实时测量电力系统频率, 还要求具备较高的测量精度。

目前, 测量频率的软件算法主要有 DFT(离散傅里叶变换)法^[2-4]、三点法^[5]、误差最小化原理算法^[6]、自适应法^[7]等。因 DFT 算法具有测量精度高、抗干扰性强的特点, 故在电力系统中应用得最为广泛。

但是, DFT 算法在非同步采样系统中存在着严重的频谱泄露和栅栏效应问题^[8], 因此应用于非同步采样的实时嵌入式微机测量控制系统时存在其局限性。尤其是在一些继电器快速保护和自动装置中, 使用定频非同步采样, 在只采集少于 2 个周波时间的电力系统信号数据的情况下, 采用傅里叶变换来测量频率的软件算法已经不能满足其高精度和实时性要求。而改进的 FFT 算法^[9-10]以及其他高级算法^[11], 由于算法复杂且计算量大, 也不能广泛地应用于电力系统自控微机中。

对于上述情况, 原始周期法因具备算法简单, 计算量小、对数据量要求低的特点更能充分体现出其应用的优势。原始的周期过零相位比较法的基本

原理是从周期的定义出发, 通过测量信号波形两个同方向相继过零点间的时间宽度来计算频率。本文就针对非同步采样系统提出了一种基于周期过零相位插值的实用的电力系统频率高精度实时测量新方法。

1 测量的基本原理

设一幅值为 A , 初始相位为 φ , 频率为 f 的单一频率交流被测信号: $y(t) = A\sin(2\pi ft + \varphi)$ 。该信号经过频率为 f_s 的 ADC 采样后, 得到离散序列: $y(n) = A\sin(2\pi fn\Delta t + \varphi)$, 其中采样间隔时间 $\Delta t = \frac{1}{f_s}$, 采样连续的 2 个周波工频信号的示意图如图 1 所示。

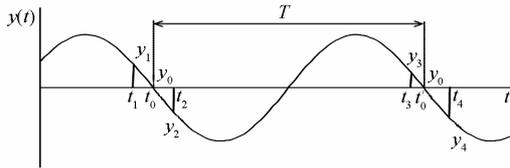


图 1 被测信号与采样序列图

Fig. 1 Measured signal and sampling sequence diagram

当采样频率和被测信号频率不同步时, 在图 1 所示的实际采样时刻 t_1 和 t_2 之间其被测信号的实际过零点 t_0 不能被采样到。同样地, 在下一被测信号幅值由正值到负值变化的 t_3 和 t_4 时刻之间, 也采集不到被测信号的真实过零点 t'_0 的幅值。但是, 系统通过定采样能够得到 t_1 、 t_2 和 t_3 、 t_4 时刻对应的离散采样幅值 y_1 、 y_2 、 y_3 、 y_4 以及对应的序列编号 N_1 、 N_2 、 N_3 和 N_4 。如果采样频率刚好是被测信号频率的整数倍 (同步采样) 时, 在 t_1 和 t_3 时刻采样到的被测信号的相位相等, 则直接根据频率计算公式:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{(N_3 - N_1) \times \Delta t}, \text{ 可以得到被测信号的频率}$$

值。当采样频率不等于被测信号频率的整数倍 (非同步采样) 时, 被测信号的周期时间 T 就不能简单地由 t_1 和 t_3 时刻间的采样间隔数来求取, 实际的准确被测信号周期 $T = t'_0 - t_0$ 。由于采样频率一般为被测信号频率的 4 倍以上, 包含实际过零点的两个连续采样点的幅值曲线可以近似为一条直线。那么, 根据三角形相似原理有:

$$\because \Delta y_1 t_1 t_0 \sim \Delta y_2 t_2 t'_0, T_{t_1-t_0} + T_{t_0-t_2} = \Delta t = \frac{1}{f_s}$$

$$\therefore \frac{T_{t_1-t_0}}{T_{t_0-t_2}} = \frac{y_1}{y_2}$$

$$\Rightarrow T_{t_1-t_0} = \frac{y_1}{y_2 + y_1} \times \Delta t \quad (1)$$

$$\text{同理, } \because \Delta y_3 t_3 t'_0 \sim \Delta y_4 t_4 t'_0, T_{t_3-t'_0} + T_{t'_0-t_4} = \frac{1}{f_s}$$

$$\therefore \frac{T_{t_3-t'_0}}{T_{t'_0-t_4}} = \frac{y_3}{y_4}, \Rightarrow T_{t_3-t'_0} = \frac{y_3}{y_3 + y_4} \times \Delta t \quad (2)$$

$$\text{又 } t'_0 = t_3 + T_{t_3-t'_0} \quad t_0 = t_1 + T_{t_1-t_0},$$

$$\Rightarrow T = t'_0 - t_0 = (t_3 + T_{t_3-t'_0}) - (t_1 + T_{t_1-t_0}) \quad (3)$$

$$\Rightarrow T = t_3 - t_1 + \frac{y_3}{y_3 + y_4} \times \Delta t - \frac{y_1}{y_2 + y_1} \times \Delta t \quad (4)$$

而 $t_3 - t_1 = N_{3-1} \times \Delta t$, 所以

$$T = \Delta t \times (N_{3-1} + \frac{y_3}{y_3 + y_4} - \frac{y_1}{y_2 + y_1}) \quad (5)$$

其中, $N_{3-1} = N_3 - N_1$ 。由此, 在固定采样频率的情况下, 可求得待测信号的频率公式为

$$f = \frac{1}{T} = \frac{f_s}{(N_{3-1} + \frac{y_3}{y_3 + y_4} - \frac{y_1}{y_2 + y_1})} \quad (6)$$

由上述推导可知, 采样频率越高, 采样点之间的相位差就越小, 包含过零点的两个连续采样点与采样幅值组成的三角形的相似度越高, 则测量精度越高。在不提高采样频率的情况下, 实际测量中采用连续测量多个周期取平均也能有效地提高测量精度。

2 滤波器设计

原始的周期检测法是频率测量的本质方法, 本文采用的周期过零点相位插值方法的核心是通过测量出插值的两个相邻的同相过零点间的时间宽度, 进而推算出被测信号的频率。该算法的重点是检测出被测信号的过零点的位置, 由于电力系统被测信号中除了基波工频信号外, 还存在直流分量、各阶整次和非整次谐波、非周期分量以及系统噪声等。这样, 对电力系统的待测信号运用上述原理进行频率测量前需要先经过数字滤波处理, 滤除高频噪声和谐波信号以便提取出较纯净的基频信号。

常用的数字滤波器有 FIR 滤波器和 IIR 滤波器两种, 由于 FIR 数字滤波器具有严格的线性相位、稳定性高、非递归结构、误差小的特点^[12], 因而比 IIR 数字滤波器应用得更加广泛, 并且更加适合于对电力系统待测信号中基波工频信号的提取。本文以工频信号每周波采样 32 点 (即采样频率等于 1.6 kHz) 的采样系统为例, 设计了一个 8 阶的 FIR 带通数字滤波器。其传递函数为

$$H(z) = \sum_{k=0}^7 h(k)Z^{-k}$$

为减轻设计量, 本文直接采用 Matlab 软件中的 FDAtools 工具箱, 应用“Bartlett-Hanning”窗函数设计法可求得通带频率为 40~60 Hz 的 8 阶 FIR 数字滤波器传递函数系数值为

$$k[8]=\{0.02712, 0.09165, 0.17275, 0.23402, 0.23402, 0.17275, 0.09165, 0.02712\}$$

故滤波器的差分方程表达式为

$$y(n) = 0.02712x(n) + 0.09165x(n-1) + 0.17275x(n-2) + 0.23402x(n-3) + 0.23402x(n-4) + 0.17275x(n-5) + 0.09165x(n-6) + 0.02712x(n-7)$$

3 软件测频方法

电力系统中的待测信号首先要经过 PT 或 CT 的隔离耦合, 首先会滤除掉直流成分, 然后通过 A/D 转换采样, 经过上述设计的 FIR 带通滤波处理后可以应用基于采样值序列的过零点相位插值公式来计算待测信号的基频频率。软件测频总体实施方案如图 2 所示。

在过零点处进行插值的程序流程图如图 3 所示, 其主要思路是通过检测出采样序列中包含过零点的采样值, 采用式(1)和式(2)对其包含的过零点进行插值, 最后运用式(6)求出待测信号的频率。



图 2 软件测频总体设计方案

Fig. 2 Overall design scheme of software frequency measurement

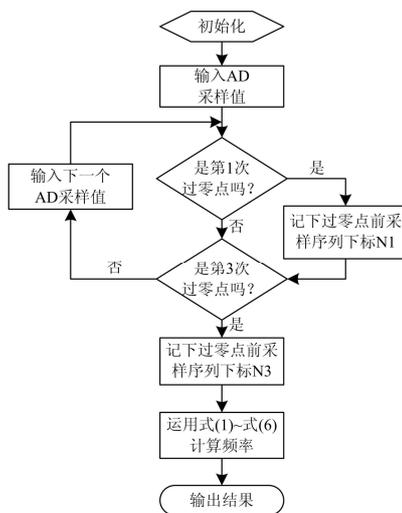


图 3 软件测频程序流程图

Fig. 3 Program flow chart of software frequency measurement

过零点的检测具体表现为: 只要判断前一个采样值和后一个采样值的符号位是否一致, 如果恰好相反则为过零点, 否则为不过零点。

4 算法仿真与分析

为了检验本文提出的测频方法的测量效果, 针对待测信号中不含谐波、含有 2~16 次谐波分量、以及同时含有系统随机噪声的不同情况, 分别应用本测频算法和 DFT 测频算法进行仿真, 并对计算结果进行对比分析。以下各仿真示例中, 每周波采样点数 $N=32$, 采样频率为 1600 Hz, 采用矩形窗截取连续 2 个周波 64 个采样数据进行软件测频处理。

示例 1: 待测信号不含谐波。设输入的信号为

$$y = 220\sqrt{2} \sin(2\pi f_0 t + \varphi_0)$$

式中, f_0 在 45~55 Hz 变化, 变化步长为 0.1 Hz, 初始相位 $\varphi_0 = 30^\circ$, 测量结果如表 1。

表 1 待测信号中不含谐波时的测频仿真结果

Table 1 Frequency measurement and simulation results of the under-test signal excluding harmonic

频率/Hz	DFT 算法/Hz	绝对误差/Hz	本文算法/Hz	绝对误差/Hz
45	45.473 2	0.473 2	44.998 8	0.001 2
46	46.268 2	0.268 2	46.000 9	0.000 9
47	47.097 7	0.097 7	47.000 1	0.000 1
48	48.008 4	0.008 4	48.001 1	0.001 1
49	48.992 6	0.007 4	48.998 8	0.001 2
50	50.000 0	0.000 0	50.000 0	0.000 0
51	50.980 9	0.019 1	50.998 3	0.001 7
52	51.925 0	0.075 0	51.998 9	0.001 1
53	52.867 6	0.132 4	53.000 0	0.000 0
54	53.872 1	0.127 9	53.998 0	0.002 0
55	55.003 1	0.003 1	55.000 6	0.000 6

其中采用 DFT 测频算法求得频率的最大绝对误差值为 0.4732 Hz, 而本文提出的过零点插值测频算法测得的频率最大绝对误差为 0.0020 Hz, 由此可见该算法结果更加接近于真实测量值, 测量的精度远高于 DFT 测频算法。分析其原因是由于基波频率存在偏移导致与采样频率不同步, 扩大栅栏效应的影响, 导致离散傅里叶变换的测量出现较大误差。

示例 2: 待测信号中含有 2~16 次谐波分量, 各次谐波含有量为 5%。设输入信号为

$$y = 220\sqrt{2} \sin(2\pi f_0 t + \varphi_0) + \sum_{k=2}^{16} 5\% \times 220\sqrt{2} \sin(2\pi k f_0 t + \varphi_k)$$

其中 f_0 、 φ_0 同示例 1, k 取值为 2~16 的整数, 测量结果如表 2 所示。

表 2 信号中含有 2~16 次谐波时的仿真测频结果
Table 2 Simulation and frequency measurement results of the under-test signal including second to sixteenth harmonic

频率/Hz	DFT 算法/Hz	绝对误 差/Hz	本文算 法/Hz	绝对误 差/Hz
45	45.426 8	0.426 8	44.998 8	0.001 2
46	46.241 5	0.241 5	46.000 5	0.000 5
47	47.086 1	0.086 1	47.000 0	0.000 0
48	48.005 5	0.005 5	48.001 2	0.001 2
49	48.992 4	0.007 6	48.999 0	0.001 0
50	50.000 0	0.000 0	50.000 0	0.000 0
51	50.981 7	0.018 3	50.998 8	0.001 2
52	51.917 1	0.082 9	51.998 7	0.001 3
53	52.853 1	0.146 9	53.000 4	0.000 4
54	53.977 4	0.022 6	53.997 8	0.002 2
55	55.196 0	0.196 0	55.000 8	0.000 8

由表 2 可知,采用 DFT 测频算法求得的频率最大绝对误差值为 0.426 8 Hz,而本文提出的过零点插值测频算法测得的频率最大绝对误差为 0.002 2 Hz。后者比前者的测量精度高 2 个数量级。由此可以得知,本文设计的 FIR 带通滤波器对 A/D 采样值的滤波作用十分明显,有效滤除了各次谐波分量的影响,利于基波信号的提取,克服了传统周期测频法在应用时容易受谐波分量干扰的缺点。

示例 3:考虑到实际应用中待测信基波信号中除了各次谐波信号的干扰外,还需要考虑其它因素如电磁干扰、信号采样通道的误差及量化过程等引入的白噪声^[13]对频率测量带来的影响。文中假定引入系统的白噪声最大值是常用 12 位 A/D 转换器量化误差的 32 倍,那么 A/D 误差为:

$2^5 \times U_m \times Rand / 2^{11}$,其中 U_m 为最大基波幅值, Rand 是产生的 0~1 之间的随机数。此外,考虑待测信号中还同时含有 2~16 次叠加的谐波分量的情况。设输入信号为

$$y = 220\sqrt{2} \sin(2\pi f_0 t + \varphi_0) + \sum_{k=2}^{16} 5\% \times 220\sqrt{2} \sin(2\pi k f_0 t + \varphi_1) + 2^5 \times 220\sqrt{2} \times Rand / 2^{11}$$

各个参数同示例 2,测量结果如表 3 所示。从表 3 可以得出,采用 DFT 测频算法求得频率的最大绝对误差值为 0.425 1 Hz,而本文提出的测频算法测得的频率最大绝对误差为 0.037 7 Hz,测量结果的精度仍然比前者高,而且实用性更强。

表 3 测量结果对比

Table 3 Comparison of measurement result

频率/Hz	DFT 算法/Hz	绝对误 差/Hz	本文算 法/Hz	绝对误 差/Hz
45	45.425 1	0.425 1	44.998 4	0.001 6
46	46.242 5	0.242 5	45.989 1	0.010 9
47	47.089 9	0.089 9	47.017 4	0.017 4
48	48.010 1	0.010 1	48.003 3	0.003 3
49	48.964 7	0.035 3	49.023 3	0.023 3
50	50.010 0	0.010 0	50.000 8	0.000 8
51	50.962 8	0.037 2	51.020 3	0.020 3
52	51.907 3	0.092 7	51.975 1	0.024 9
53	52.830 7	0.169 3	52.999 1	0.000 9
54	53.968 0	0.032 0	54.037 7	0.037 7
55	55.198 7	0.198 7	54.999 2	0.000 8

5 结论

本文提出的一种实用的电力系统频率实时测量方法,实时性强,理论上采用半个周波就能计算出系统的基波频率;该设计方法在周期过零点相位插值测频算法前先经过了一个 FIR 带通滤波器进行数字滤波,能有效地消除各次谐波和随机白噪声对测量结果的影响,克服了周期测频法易受到系统谐波、噪声和非周期分量影响的缺点;此外,该设计方法简单、计算量少、测量精度高,在相同条件下本设计方法测量精度远高于 DFT 测频算法,即使是在引入白噪声的最大值为量化误差的 32 倍的情况下,其测量误差仍在 ± 0.05 Hz 以内,能满足电力系统高精度频率测量的要求。仿真和实际应用表明,该测频方法具有较高的测量精度,实用性强,适用于电力系统实时性频率测量和监控的场合。

本文提出的软件测频方法已在分布式电源接入装置的控制中进行了实际应用验证,不但省去了控制器频率测量的硬件电路设计,降低了产品成本,而且频率测量的实时性好、精度高,大大降低微控制器对频率测量数据处理的复杂度,减少了运算处理时间。

参考文献

- [1] 中国国家标准化管理委员会. GB/T 15945—2008 电能质量 电力系统频率偏差[S]. 北京: 中国电力出版社, 2008.
China National Standardization Management Committee. GB/T 15945—2008 power quality frequency deviation of power system[S]. Beijing: China Electric Power Press, 2008.

- [2] NGUYEN T T, LI X J. A fast and accurate method for estimating power systems phasors using DFT with interpolation[C] // Proceedings of 2006 IEEE Power Engineering Society General Meeting, Montreal, Canada, 2006, 8: 15-17.
- [3] 郁祎琳, 徐永海, 刘晓博. 滑窗迭代 DFT 的谐波电流检测方法[J]. 电力系统保护与控制, 2011, 39(13): 78-82.
YU Wei-lin, XU Yong-hai, LIU Xiao-bo. Study of harmonic current detection based on sliding-window iterative algorithm of DFT[J]. Power System Protection and Control, 2011, 39(13): 78-82.
- [4] 李学太, 张沛超. 基于 DFT 梯形积分修正法的谐波测量算法[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(19): 65-69.
LI Xue-tai, ZHANG Pei-chao. A harmonic measurement algorithm based on a correction method for DFT trapezoidal integration[J]. Power System Protection and Control, 2010, 38(19): 65-69.
- [5] 田明, 吴军基, 应展烽. 基于三点法的电网频率检测误差抑制的最优算法[J]. 电工技术, 2010, 25(4): 6-8.
TIAN Ming, WU Jun-ji, YING Zhan-feng. The optimal algorithm of grid frequency detection error restraining based on the three points method[J]. Electrotechnology, 2010(4): 6-8.
- [6] SACHDEV M S, GRITAY M M. A least error square technique for determining power system frequency[J]. IEEE Trans on PAS, 1985, 104(2): 25-28.
- [7] 刘亚栋, 杨洪耕, 马超, 等. 一种频率信号的自适应测量法[J]. 电工技术学报, 2012, 27(11): 263-270.
LIU Ya-dong, YANG Hong-geng, MA Chao, et al. An adaptive measuring method for frequency signal[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(11): 263-270.
- [8] 张利霞, 张孟, 张介秋. 有效值及有功功率测量的谱泄漏对消算法[J]. 电工技术学报, 2012, 27(6): 205-209.
ZHANG Li-xia, ZHANG Meng, ZHANG Jie-qiu. Spectral leakage cancellation algorithm in measurement of rms value and active power[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(6): 205-209.
- [9] 曾博, 滕召胜, 周毅波. 改进 FFT 非稳态电力谐波分析及应用[J]. 电工技术学报, 2012, 27(11): 256-262.
ZENG Bo, TENG Zhao-sheng, ZHOU Yi-bo. Power and its application based on improved FFT method[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(11): 256-262.
- [10] 王刘旺, 黄建才, 孙建新, 等. 基于加汉宁窗的 FFT 高精度谐波检测改进算法[J]. 电力系统保护与控制, 2012, 40(24): 28-33.
WANG Liu-wang, HUANG Jian-cai, SUN Jian-xin, et al. An improved precise algorithm for harmonic analysis based on Hanning-windowed FFT[J]. Power System Protection and Control, 2012, 40(24): 28-33.
- [11] 王凯亮, 曾江, 王克英. 一种基于 BP 神经网络的谐波检测方案[J]. 电力系统保护与控制, 2013, 41(17): 44-48.
WANG Kai-liang, ZENG Jiang, WANG Ke-ying. A harmonic detecting scheme based on BP neural network[J]. Power System Protection and Control, 2013, 41(17): 44-48.
- [12] 胡广书. 数字信号处理[M]. 北京: 清华大学出版社, 2001.
HU Guang-shu. Digital signal processing[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2001.
- [13] 王东, 毕潇昞, 王元利. 一种电力系统频率的实时估算方法[J]. 继电器, 2004, 32(18): 17-19.
WANG Dong, BI Xiao-yi, WANG Yuan-li. A new method of real-time estimation for power system frequency[J]. Relay, 2004, 32(18): 17-19.

收稿日期: 2014-02-24; 修回日期: 2014-05-29

作者简介:

肖朵艳(1990-), 女, 硕士研究生, 主要研究方向为油气藏地质学与成藏动力学;

谭卫斌(1986-), 男, 硕士, 工程师, 主要从事电力系统馈线自动化和继电保护方面的研究和开发工作; E-mail: vip_yahoo123@163.com

张维(1983-), 男, 硕士, 工程师, 主要从事电力系统馈线自动化和继电保护方面的研究和开发工作。