

智能电器电参量测量的采样不同步误差的研究

李 玲, 金国彬, 梁 锦, 黄绍平

(湖南工程学院电气与信息工程系, 湖南 湘潭 411101)

摘要: 针对智能电器电参量测量存在采样不同步误差的现状, 提出一种基于自适应窗长傅立叶变换的电参量测量新方法。该方法通过计算待测电信号的相关系数自适应地确定傅立叶变换的窗长, 从而实现无频谱泄漏的傅立叶变换, 即实现了电参量参数的精确测量。通过与全波傅氏算法仿真分析对比表明: 该方法对于存在谐波、间谐波信号以及基波频率偏移的电参量均能实现高精度的测量, 且具有强抗噪声性能。该方法简单、有效且易于智能电器工程实现。

关键词: 智能电器; 同步采样; 参数测量; 自适应窗长 DFT; 全波傅氏算法

Research on nonsynchronous sample error on parameters measurement of intelligent electrical apparatus

LI Ling, JIN Guo-bin, LIANG Jin, HUANG Shao-ping

(Dept. of Elect.Eng, Hunan Institute of Engineering, Xiangtan 411101, China)

Abstract: A novel method on parameters measurement of intelligent electrical apparatus based on adaptive window width DFT (AWDFT) is proposed in this paper with the research on nonsynchronous sample error. Firstly, the window width is calculated by calculating correlation of electrical signals to be measured. Then the AWDFT is independent on spectral leakage and high accurate measurement can be realized. It is revealed that parameters are detected accurately in harmonics, interharmonics, noise and frequency fluctuations by simulation analysis with full wave Fourier algorithm. This methods is simple and easy to be applied in engineering.

Key words: intelligent electrical apparatus; synchronous sample; parameters measurement; AWDFT; full wave Fourier algorithm

中图分类号: TM77 文献标识码: A 文章编号: 1674-3415(2009)02-0061-04

0 引言

智能电器在现场运行过程中要测量、显示的主要参数是监控和保护对象的各种电参量, 智能电器在电参量测量准确的前提下才能正确判断故障类型, 完成保护操作。

当前智能电器电参量的测量主要采用全波傅氏算法, 但由于实际电源频率的波动, 采样频率与电源频率不能始终保持整倍数的关系, 从而采样不同步误差不可避免^[1-4]。文献相继提出基于全波傅氏算法的采样不同步误差抑制措施: 硬件的解决方法主要采用锁相环倍频电路控制 A/D 转换器的采样, 但该种方法的硬件电路复杂; 软件的解决方法常采用实时检测电源频率的方法, 但都存在一定的局限性^[5-7]。同时, 以上方法中均未考虑间谐波的影响。

针对智能电器电参量测量的非同步采样误差研究的现状, 本文提出一种基于自适应窗长傅立叶变换的非同步采样误差抑制新方法。该方法基于待测电信号的自相关系数, 自适应的确定最合适的 DFT 窗长^[8], 实现无频谱泄漏的变换。该方法对于存在谐波、间谐波信号以及基波频率偏移的电参量均能实现智能电器电参量的精确测量。通过与全波傅氏算法仿真分析对比, 表明了该方法的有效性。

1 基于 DFT 的非同步采样误差分析

设信号 $x(t)$

$$x(t) = \sum_{m=1}^p A_m \cos(2\pi f_m t + \theta_m) \quad (1)$$

式中: A_m 、 f_m 、 θ_m 分别为第 m 个谐波分量的幅值、

频率和相位, f_1 为基频, p 为谐波分量个数, 对其进行傅立叶变换后得到:

$$x(f) = \sum_{m=1}^p \frac{A_m}{2} \left[\delta(f - f_m) e^{j\theta_m} + \delta(f + f_m) e^{-j\theta_m} \right] \quad (2)$$

取矩形窗:

$$w(t) = \begin{cases} 1 & 0 < t \leq T \\ 0 & t \leq 0, t > T \end{cases} \quad (3)$$

其中: T 为电源周期, 对 $x(t)$ 加窗截断后得:

$$y(t) = x(t)w(t) \quad (4)$$

将式(4)转换到频域内:

$$Y(f) = X(f) * W(f) = \sum_{m=1}^p \frac{A_m T}{2} \left[\frac{e^{-j\theta_m} e^{-jn(f-f_m)T} \text{sinc}(\pi(f-f_m)T) + e^{-j\theta_m} e^{-jn(f+f_m)T} \text{sinc}(\pi(f+f_m)T)}{2} \right] \quad (5)$$

则 DFT 求得的离散谱就是对上式进行离散抽样, 即

$$Y(n) = \frac{1}{T} Y(n\Delta f) \quad (6)$$

其中: 离散频谱间隔 $\Delta f = f_s / N$; f_s 为采样频率; N 为数据截取的长度。式(6)中, 若 $N = f_s / f_1$ 为一整数, 即时间窗的长度恰好等于信号周期的整数倍, 则为同步采样, DFT 变换将不会产生频谱泄漏; 若 $N = f_s / f_1$ 为非整数, 则出现采样不同步, 即截断的信号出现首尾不连续, 从而发生频谱泄漏^[9,10]。

2 采样不同步误差的抑制

根据第一节分析可知: 只要时间窗的长度 N 选取合适就不会产生采样不同步误差。以下就含有整数次谐波和非整数次谐波的信号分析 N 的选取。

2.1 含有谐波的信号同步采样

令

$$x(t) = \sum_{m=1}^2 A_m \cos(2\pi f_m t + \theta_m) \quad (7)$$

其中: f_2 为整数次谐波。

当 $N = f_s / f_1$ 为非整数时, 令 $N = p_1 / p_2$, 其中 p_1 、 p_2 为正整数, 且 p_1 、 p_2 仅具有一个最大的公约数 1, 令 $T_p = p_2 / f_1$, 则在 T_p 周期内采样点数:

$$N_p = p_2 f_s / f_1 \quad (8)$$

式中: N_p 为正整数, 此时为同步采样, DFT 变换

将不会产生频谱泄漏。

2.2 含有间谐波的信号同步采样

令

$$x(t) = \sum_{m=1}^2 A_m \cos(2\pi f_m t + \theta_m) \quad (9)$$

其中: $f_2 = \alpha f_1$ 。

当 α 为非整数时, 令 $\alpha = \alpha_1 / \alpha_2$, α_1 、 α_2 都是正整数且仅有一个最大公约数 1, 则有:

$$x(t) = A_1 \cos(2\pi \alpha_2 f_0 t + \theta_1) + A_2 \cos(2\pi \alpha_1 f_0 t + \theta_2) \quad (10)$$

其中: $f_0 = f_1 / \alpha_2$, f_0 为新的基频。

由此可见: 对于一个含有间谐波的信号, 通过选取新的基准频率, 仍然可以按照含有谐波信号的同步采样来进行分析, 从而确定自适应窗长 N_p 。

2.3 N_p 的确定

通过上面的分析可知, 要满足同步采样, 关键要确定自适应窗长 N_p 。本文采用相关系数法确定 N_p 。

取相邻两组离散采样信号构造两个同维数向量 f 、 g , 则两个向量的相关程度用相关系数表示为:

$$k = \frac{\langle f, g \rangle}{\|f\|_2 * \|g\|_2} \quad (11)$$

其中: $\langle f, g \rangle = \|f\|_2 * \|g\|_2 \cos \theta$, $\theta \in [0, \pi]$ 。则 $k \in [-1, 1]$ 。当 $k = -1$ 时, 两向量反向, 具有最小的相关性; 当 $k = 1$ 时, 两向量同向, 具有最大的相关性。此时向量 f 或 g 的维数即为 N_p 。

2.4 算法实现

N_p 的确定通过迭代算法实现。具体实现方法:

① 被测信号的离散采样点的有限序列记为 S

$$S = \{s_0, s_1, s_2, \dots, s_p, s_{p+1}, \dots, s_{2p}\}$$

$$\text{取 } X_p = \{s_0, s_1, \dots, s_{p-1}\}$$

$$Y_p = \{s_p, s_{p+2}, \dots, s_{2p-1}\}$$

② 计算 K_p

$$K_p = \frac{\langle X_p, Y_p \rangle}{\|X\|_2 * \|Y\|_2}$$

③ 判断是否满足 $|K_p - 1| \leq \Delta \delta$ ($\Delta \delta$ 为误差域值)

如果满足则窗长即为 N_p ; 否则令 $P = P+1$, 重复以上三个步骤, 直至满足判据为止。

这里 P 初始值取工频周期采样点数; $\Delta\delta$ 的选取综合考虑信噪比、智能电器允许的测量误差等因素。

3 仿真分析

利用 Matlab 仿真软件进行数值仿真分析。以信号

$$x(t) = \sin(2\pi ft) + 0.1\sin(2\pi fa_1 t) + 0.2\sin(2\pi fa_2 t) + 0.1\sin(2\pi fa_3 t) \quad (12)$$

为例针对含有谐波及间谐波, 基波频率偏移及有噪声干扰等五情形下的信号分别采用全波傅氏算法和本文提出的基于自适应窗长的傅立叶变换方法进行对比。仿真结果如表 1~表 5 所示, 其中采样频率均为 $f_s = 1$ kHz, 噪声的方差为 0.5, 其余参数参见表格, 表格中的幅值为归一化单位, 频率单位为 Hz。

表 1 谐波背景下信号的参数测量

Tab.1 Signal parameters measurement in harmonic

信号参数: $f=50$ Hz; $a_1=3, a_2=5, a_3=7, \Delta\delta=0.001$				
方法	参数	基波幅值	基波频率	窗长
全波傅氏		1	50	20
AWDFT		1	50	20

表 2 谐波、间谐波背景下信号的参数测量

Tab.2 Signal parameters measurement in harmonic, interharmonics

信号参数: $f=50$ Hz; $a_1=3.2, a_2=5, a_3=7, \Delta\delta=0.001$				
方法	参数	基波幅值	基波频率	窗长
全波傅氏		1.0035	50	20
AWDFT		1.0000	50	100

表 3 谐波、间谐波背景下基频偏高的信号参数测量

Tab.3 Signal for high frequency parameters measurement in harmonic, interharmonics

信号参数: $f=50.2$ Hz; $a_1=3.5, a_2=5.3, a_3=7, \Delta\delta=0.01$				
方法	参数	基波幅值	基波频率	窗长
全波傅氏		1.0011	50	20
AWDFT		1.0001	50.2513	199

表 4 谐波、间谐波背景下基频偏低的信号参数测量

Tab.4 Signal for low frequency parameters measurement in harmonic, interharmonics

信号参数: $f=49.5$ Hz; $a_1=3.5, a_2=5.3, a_3=7, \Delta\delta=0.01$				
方法	参数	基波幅值	基波频率	窗长
全波傅氏		1.0075	50	20
AWDFT		1.0000	49.505	202

表 5 有噪声时谐波、间谐波背景下基频偏移的信号参数测量

Tab.5 Signal for frequency offset parameters measurement in harmonic, interharmonics and noise

信号参数: $f=49.5$ Hz; $a_1=3.5, a_2=5.3, a_3=7, \Delta\delta=0.01$				
方法	参数	基波幅值	基波频率	窗长
全波傅氏		0.9260	50	20
AWDFT		0.9962	49.505	202

由仿真结果可得:

(1) 仅有整数次谐波背景下且工频无偏移时, 两种方法的检测精度相同, 窗长也均为 20, 均为同步采样。

(2) 间谐波存在时全波傅氏算法出现采样不同步误差; 而 AWDFT 方法自适应地选取了截断窗长, 因而实现了同步采样, 不存在检测误差。

(3) 间谐波背景下同时工频偏移时采用全波傅氏算法同样不能保证同步采样, 电参量参数测量出现误差; 而 AWDFT 方法仍然能自适应地选取截断窗长, 无论是基波频率还是基波的幅值都能实现很高精度的检测。

(4) 谐波、间谐波以及噪声均存在, 即最接近智能电器的实际工作状态时采用全波傅氏算法产生了很大的误差, 幅值误差接近 8%; 而 AWDFT 方法通过自适应地选取截断窗长, 同时实现了基波频率和基波幅值的高精度检测, 幅值误差不足 0.5%。

由此可见, 全波傅氏算法仅适用于谐波背景下且基波无频率偏移时的电参量参数的测量, 在谐波、间谐波、噪声和频偏均存在的实际工作状况下, 该方法测量误差较大; 采用本文提出的基于自适应窗长的傅立叶变换的测量方法能够在各种工况下实现电参量的高精度测量。

4 结论

本文针对智能电器电参量测量中采样不同步误差问题, 提出基于自适应窗长的傅立叶变换新方法。该方法对含有谐波、间谐波以及有噪声的干扰下基波频率有偏移的信号均能自适应选取截断窗长, 实现智能电器电参量的高精度测量, 仿真分析表明了该方法的有效性。该方法简单, 易于工程实现, 为智能电器产品的研究、开发提供了新的思路。

参考文献

- [1] 齐先军, 丁明, 温阳东. 一种完全滤除衰减直流分量的短数据窗改进全波傅氏算法[J]. 继电器, 2005, 17(33):14-16.
 QI Xian-jun, DING Ming, WEN Yang-dong. An Improved Short Data Window Full-wave Fourier

Algorithm for Completely Filtering Decaying DC Component[J]. Relay, 2005, 17(33):14-16.

[2] 何志勤,樊江涛. 基于 MATLAB 的全波傅氏算法仿真[J].华东交通大学学报, 2006, 1(23):113-116.
HE Zhi-qin, PAN Jiang-tao. Full-cycle Fourier Algorithm Emulation Based on MATLAB[J]. Journal of East China Jiaotong University, 2006, 1(23): 113-116.

[3] 李一泉,何奔腾. 基于傅氏滤波的频率测量新方法[J]. 电力系统及其自动化学报, 2006, 18(4):15-48.
LI Yi-quan, HE Ben-teng. New Algorithm for Measuring Frequency of Power System Based on Fourier Filter[J]. Proceedings of the Chinese Society of Universities for Electric Power System and Automation, 2006, 18(4):15-48.

[4] 胡海兵,祁才君,吕征宇. 一种基于非同步采样的 FFT 算法[J]. 中国电机工程学报, 2004, 12(24):13-17.
HU Hai-bing, QI Cai-jun, Lü Zheng-yu. A Novel FFT Algorithm for Nonsynchronous Sample[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 12(24):13-17.

[5] 张介秋,李爽,韩峰岩,等. 电力系统高精度频率估计的谱泄漏对消算法[J]. 电工技术学报, 2005, 12(20):30-35.
ZHANG Jie-qi, LI Shuang, HAN Feng-yan, et al. High-Accuracy Estimation of Power System Frequency Based on Spectral Leakage Cancellation Algorithm[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2005, 12(20):30-35.

[6] 胡晓菁,宋政湘,王建华,等. 基于高精度数字倍频原理实现电力系统频率跟踪的新技术[J]. 高压电器, 2007, 3(43):172-175.
HU Xiao-jing, SONG Zheng-xiang, WANG Jian-hua, et al. Novel Technique Based on Digital Frequency Multiplying Principle with High Accuracy in Power System Frequency Tracking[J]. High Voltage Apparatus, 2007, 3(43):172-175.

[7] 王汝文,宋政湘,杨伟. 电器智能化原理及应用[M]. 北京: 电子工业出版社, 2003. 68-91.
WANG Ru-wen, SONG Zheng-xiang, YANG Wei. Theory and Application for Intelligence of Electrical Apparatus[M]. Beijing: Electronic Industry Publish House, 2003. 68-91.

[8] Zhu T X. Exact Harmonics/Interharmonics Calculation Using Adaptive Window Width[J]. IEEE Transactions on POWER DELIVERY, 2007, 4(22):2279-2288.

[9] 易立强, 邝继顺. 一种基于 FFT 的实时谐波分析算法[J]. 电力系统及其自动化学报, 2007, 2(19): 98-102.
YI Li-qiang, GUANG Ji-shun. FFT-based Algorithm for Real-time Harmonic Analysis[J]. Proceedings of the Chinese Society of Universities for Electric Power System and Automation, 2007, 2(19): 98-102.

[10] 钱昊, 赵荣祥. 电力系统中谐波分析的高精度 FFT 算法[J]. 江南大学学报(自然科学版), 2006, 5(5): 547-551.
QIAN Hao, ZHAO Rong-xiang. FFT Algorithm with High Accuracy for Harmonic Analysis in Power System[J]. Journal of Southern Yangtze University (Natural Science Edition), 2006, 5(5): 547-551.

收稿日期: 2008-03-15; 修回日期: 2008-04-24

作者简介:

李玲(1978-), 女, 硕士, 研究方向为智能电器的应用与电能质量的研究; E-mail: muziwangling@126.com

金国彬(1977-), 男, 硕士, 研究方向为信号处理、非线性系统理论在电力系统应用方面的研究工作;

梁锦(1965-), 男, 副教授, 从事智能电器的教学与研究工作。

(上接第 60 页 continued from page 60)

QIAN Zheng, LI Tong-jie, ZHANG Xiang. Design and Realization of Calibration Method of Electronic Transformer[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2006.

[2] 张盎然, 陈明华, 杨扬. 基于准同步算法的谐波分析方法[J]. 电测与仪表, 2002.
ZHANG Ang-ran, CHEN Ming-hua, YANG Yang. An Approach of Analyzing Harmonics Based on Quasisynchronous Algorithm[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2002.

[3] IEC60044-8. Instrument Transformers-Part8: Electrical Current Transducers[S]. 2002.

收稿日期: 2008-03-10; 修回日期: 2008-05-26

作者简介:

卢璐先(1962-), 女, 副教授, 主要从事网络与信息处理及算法研究;

任立志(1981-), 男, 硕士研究生, 主要从事电子式互感器及电子式互感器校验仪的研究. E-mail: csrlz@163.com