

基于异步顺序采样值精确测量电量的方法

许珉, 张鸿博

(郑州大学电气工程学院, 河南 郑州 450002)

摘要: 利用离散频谱详细对比分析了 DFT 的频谱泄漏和加汉宁窗 DFT 的频谱泄漏现象, 讨论了用异步顺序采样值计算电量产生误差的原因, 提出了利用异步顺序采样值精确计算电量的方法, 实现了畸变电量的精确测量。仿真结果表明, 该方法具有很高的计算精度。

关键词: 异步顺序采样; 频谱泄漏; 栅栏效应

中图分类号: TM930.1 文献标识码: A 文章编号: 1003-4897(2005)15-0082-04

0 引言

电量的精确计算需要用与电力系统频率同步的电压和电流的同一时刻采样数据, 测量装置一般需要根据电力系统频率自适应调整采样频率 (采用锁相环或测频调整定时采样时间常数), 采用同时采样的硬件。用异步顺序采样值直接测量电量由于频谱泄漏和栅栏效应及电压和电流不是同一时刻的采样值 (顺序采样前后两路之间有时间差 t_s 它包含模入通道选择、采样保持、A/D 转换以及程序执行时间, 相应角度为 $\theta = 2\pi f t_s$ 此时间差对功率的计算会产生较大误差) 而产生较大的测量误差。常用的电量测量交流采样算法有: 均方根值算法和 FFT 法。均方根值算法的优点是它不仅对正弦波有效, 用同步同时采样值也可准确地测量波形畸变的电量。由于波形畸变的电量中含有高次谐波分量, 快速傅里叶变换 FFT 也是测量波形畸变的电量的有效方法。文献 [1, 2] 研究了谐波分析的高精度算法, 提高了谐波的测量精度。本文采用了一种基于 FFT 的用异步顺序采样值精确测量电量的方法, 有效地消除了用异步顺序采样值测量电量的误差, 经过仿真计算表明该测量方法有很高的精度。

1 异步采样信号频谱的特点

假定电压信号为: $u(t) = \sin(2\pi f t) + 0.3 \cdot \sin(6\pi f t) + 0.2 \sin(10\pi f t)$, f 为基波频率, 以固定频率 $f_s = 1/(0.02/16) = 800$ Hz 进行采样, 采样间隔 $T_s = 0.02/16$ s, 每个工频周期采样 16 点, 采样 64 点, 共 4 个周期 (相当于加矩形窗截断)。对电力系统频率为 50、52 和 48 Hz 时的采样信号进行 DFT, 其离散幅频特性如图 1 所示。谱线间隔即频率分辨率为: $F = 1/T = 1/(NT_s) = 1/0.08 = 12.5$ Hz, 对

应的数字频率间隔 $\Delta\omega = 2\pi FT_s = 2\pi/N$, 加矩形窗截断后的正弦信号其频谱泄漏的主瓣宽度为 $4\pi/N$, 既两个谱线间隔宽, 旁瓣每隔 $2\pi/N$, 过零一次。图 1(a) 中, 由于是同步采样, 可以看到信号基波及谐波的谱线, 在其它谱线上看到的是 $U(k)$ 的零值, 因栅栏效应 (DFT 的离散频谱只能得到频率为 kF 的谱线) 看不到泄漏的频谱。图 1(b)、(c) 中, 信号频率不等于采样频率的整倍数, 看到的是泄漏的频谱, 由于主瓣宽度是两个谱线间隔宽, 当基波及 3、5 次谐波的主瓣偏离中心谱线时, 可以看到主瓣上两条谱线 (主瓣上的两个点), 数值一个较大, 一个较小, 其余非零值是旁瓣产生的。可以明显看出基波幅值小于 1, 测量有误差。为减小频谱泄漏的影响, 可选择主瓣包含更多的能量而无旁瓣的汉宁窗函数^[6], 当 $N \gg 1$ 时, 其离散形式为:

$$w_H(n) = 0.5 \left[1 - \cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right) \right] R_N(n)$$

离散信号加汉宁窗在频域进行更简单:

$$U_H(k) = 0.5 \{ U(k) - 0.5 [U(k+1) + U(k-1)] \}$$

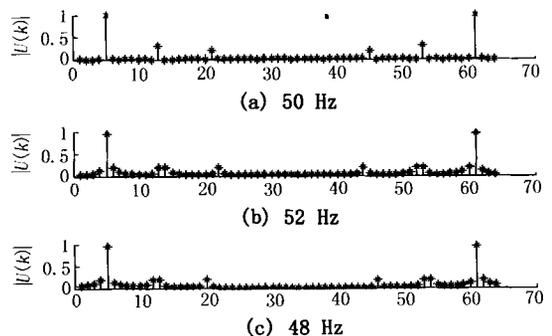


图 1 $u(t)$ 的离散频谱

Fig 1 Discrete spectrum of $u(t)$

加汉宁窗后的离散幅频特性如图 2 所示。汉宁

窗的主瓣宽度为 $8/N$, 即四个谱线间隔宽, 旁瓣能量很小, 减小了频谱泄漏的影响, 但频率分辨率下降。图 2(a)中, 虽是同步采样, 主瓣不偏离, 但由于主瓣宽度是四个谱线间隔宽, 可以看到对称的 3 条谱线, 即在基波及 3、5 次谐波的中心频率两侧还可以看到相等的泄漏的频谱谱线各一条, 其余的谱线是零值。这也说明截断产生频谱泄漏, 因基波及 3、5 次谐波的谱线就是准确频率的谱线, 故不影响测量精度。图 2(b)和 (c)中, 信号频率不等于采样频率的整数倍, 基波及 3、5 次谐波的主瓣偏离中心谱线, 由于主瓣宽度是四个谱线间隔宽, 可以看到四条谱线 (主瓣上的四个点)。当实际频率在两条谱线正中间时, 四条谱线对称, 有两个相等的最大值, 实际频率不在两条谱线正中间时, 谱线不再对称, 其中两条有最大值, 但无旁瓣延伸 (很弱), 减小了频谱泄漏的影响。因栅栏效应, 实际谱线看不到, 看到的是泄漏的频谱, 但实际谱线在两条有最大值的谱线中间, 其中实际谱线靠近的谱线有最大值, 另一条谱线有次最大值。从图 2 中可以看出, 当实际频率小于中心频率时, 实际谱线在 $U(k)$ 和 $U(k-1)$ 之间, 当实际频率大于中心频率时, 实际谱线在 $U(k)$ 和 $U(k+1)$ 之间。不存在的谐波分量其谱线为零值。根据以上分析, 各次谐波的实际谱线位置可按以下两种方法确定:

1) 根据基波频率的变化范围确定各次谐波的实际谱线范围, 如果测量电量基波频率变化范围定为 $\pm f$, 频率分辨率为 F , n 次谐波频率变化范围为 $\pm n f$, 实际谱线位置在中心频率的 $\pm k = \pm(n f / F + 1)$ (取整) 范围内, 在该范围内寻找两条最大谱线, 实际谱线在两条有最大值的谱线中间。

2) 计算实际基波频率 f , n 次谐波实际谱线位置在 $k = nf/F$ (取整) 和 $k+1$ 之间。

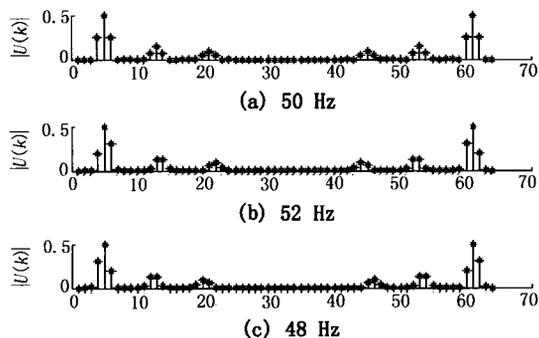


图 2 加汉宁窗后 $u(t)$ 的离散频谱

Fig 2 Discrete spectrum with Hanning window of $u(t)$

2 计算方法

2.1 利用 FFT 计算电压和电流

用离散傅里叶变换 DFT (FFT) 计算电量时, 利用 DFT 的共轭对称性, 通过计算一个 N 点的 DFT, 一次可以完成两个实序列的 N 点 DFT 变换

$$x(n) = u(n) + jv(n)$$

$$\text{DFT}[x(n)] = X_{\text{ep}}(k) + X_{\text{op}}(k)$$

$$X_{\text{ep}}(k) = \text{DFT}[u(n)] = \frac{1}{2} [X(k) + X^*(N-k)]$$

$$X_{\text{op}}(k) = \text{DFT}[jv(n)] = \frac{1}{2} [X(k) - X^*(N-k)]$$

经过幅度修正后, 各次谐波的电压和电流量向量为:

$$U_m(k) = \frac{2}{N} X_{\text{ep}}(k)$$

$$I_m(k) = \frac{2}{jN} X_{\text{op}}(k)$$

2.2 消除异步采样的影响

采用插值 FFT 算法^[1-3], 利用泄漏的谱线计算实际的电压电流量向, 可以消除异步采样的影响, 直接插值 FFT 算法由于频谱泄漏的原因, 误差较大, 加窗插值 FFT 算法可以得到较高的精度。

以电压为例, 设单频率电压信号为:

$$u(t) = U_m e^{j2\pi f t}$$

U_m 一般为复数, 反映了初相角, $f_r = (l+r)F$, 其中 $F = 1/(NT_s)$, T_s 为采样时间间隔, $0 < r < 1$ 。

对其采样值进行 DFT, 在频域加汉宁窗, 并做以下近似:

$$\text{当 } N \gg 1 \text{ 时, } \frac{N-1}{N} \approx 1, \sin\left(\frac{\pi}{N}\right) \approx \frac{\pi}{N}$$

得加汉宁窗后的频谱比值为:

$$= \frac{|U_H(l)|}{|U_H(l+1)|} = \frac{|r-2|}{|r+1|} = \frac{2-r}{r+1}$$

$$\text{则 } r = \frac{2}{\frac{2-r}{r+1} + 1}$$

当实际谱线靠近 $U_H(l)$ 时, $r \approx 2$, 当实际谱线靠近 $U_H(l+1)$ 时, $r \approx 0.5$, r 的变化范围: $0 < r < 1$ 。

校正后的电压向量为:

$$U_m = \frac{2}{\sin(r)} \frac{r(1-r^2)}{r+1} U_H(l) (\cos(r) - j\sin(r))$$

由 r 还可计算出基波电压的频率为 $f_r = (l+r)F$, l 为基波电压的位置。

根据 f_r 由 nf_r/F 寻找各高次谐波的位置从而计

算出电压的高次谐波分量。

2.3 进行顺序采样校正^[5]

将顺序采样的电压和电流校正为同一采样时刻的向量。如果电压在第 0 路采样, 电流在第 n 路采样, 设顺序采样值间隔时间为 t , 基波角频率为 ω , 对应的角度为 $\phi = \omega t$, 第 n 路电流基波和各高次谐波分量延时的角度为 $kn\phi$, k 为谐波次数, 则第 n 路电流延时后的值为:

$$i(t) = \sum_{k=1}^n I_m(k) \cos(k\omega t + kn\phi) + \sum_{k=1}^n I_m(k) \sin(k\omega t + kn\phi)$$

通过移相, 便能使第 n 路电流与第 0 路电压成为同一采样时刻的向量, 消除顺序采样的影响。同一采样时刻的各次谐波电流向量的实部和虚部按下式计算。

$$I_m(k) = I_m(k) \cos(kn\phi) - I_m(k) \sin(kn\phi)$$

$$I_m(k) = I_m(k) \cos(kn\phi) + I_m(k) \sin(kn\phi)$$

其中: $\cos(kn\phi)$ 和 $\sin(kn\phi)$ 随频率变化, 可根据计算得到的基波频率由 $\phi = 2\pi f_r t$ 计算出。

基波及各谐波电压、电流有效值和有功功率为:

$$U(k) = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{U_m^2(k) + U_{im}^2(k)}$$

表 1 计算结果

Tab 1 Calculation results

频率 /Hz	47	48	49	50	51	52	53
频率计算值	47.001 4	48.000 4	48.999 9	50	51.000 7	52.000 3	53.001
U	0.751 661 4	0.751 663 3	0.751 664 6	0.751 664 8	0.751 668	0.751 664	0.751 662 8
I	0.751 669 5	0.751 665 1	0.751 680 2	0.751 664 8	0.751 677 7	0.751 668	0.751 666 6
P	0.489 222 4	0.489 321 5	0.489 247 5	0.489 304 3	0.489 351 5	0.489 388 4	0.489 342 9
Q	0.282 639 5	0.282 468 4	0.282 621 3	0.282 5	0.282 444 3	0.282 376 5	0.282 432 9

从以上计算结果可以看出, 频率误差小于 0.01 Hz, 电压和电流有效值误差小于 0.01%, 有功功率误差小于 0.02%, 具有较高的精度。其中频率为 50 Hz 时的计算结果与均方根法精确计算结果相同。

4 结论

利用本文给出的方法, 以固定不变的采样频率顺序采样电压和电流进行电量测量, 可以得到很高的精度, 解决了采用异步顺序采样值精确测量电量的问题, 使得采用通用硬件电路精确测量电量成为可能。由于电力系统偶次谐波和 9 次以上谐波含量较小, 根据精度要求, 选择所要计算的谐波次数可以减小计算量, 如果采用 DSP 芯片, 可以更进一步提高计算速度。因此可以采用通用硬件电路, 只要 A/D

$$I(k) = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{I_m^2(k) + I_{im}^2(k)}$$

$$P(k) = \frac{1}{2} [U_m(k) I_m(k) + U_{im}(k) I_{im}(k)]$$

根据非正弦周期信号的理论及以上计算结果可得:

$$U = \sqrt{\sum_{k=1}^n U^2(k)} \quad I = \sqrt{\sum_{k=1}^n I^2(k)}$$

$$P = \sum_{k=1}^n P(k)$$

从而可计算出无功功率和功率因数。

3 仿真计算及分析

仿真计算的电压、电流为含有谐波分量的函数:

$$u(t) = \sin(2\pi ft) + 0.3 \sin(6\pi ft) + 0.2 \sin(10\pi ft)$$

假设电流与电压的采样时间相差 62 μ s, 采用 $\phi = 2\pi n f \times 0.000 062$ 模拟顺序采样的滞后。

$$i(t) = \sin(2\pi ft - \phi/6 + 2\pi f \times 0.000 062) + 0.3 \sin(6\pi ft - \phi/6 + 6\pi f \times 0.000 062) + 0.2 \sin(10\pi ft - \phi/6 + 10\pi f \times 0.000 062)$$

以固定频率 $f_s = 1/(0.02/32) = 1 600$ Hz 进行采样, 采样间隔 $T_s = 0.02/32$ s, 每个工频周期采样 32 点, 用 256 点进行了计算。计算结果如表 1。

转换器的速度满足要求, 都可以使用该方法, 不需要同时采样保持电路和频率自适应调整采样周期, 这对降低电力系统测量保护装置硬件成本, 提高电力系统测量保护装置的可靠性和测量精度有重要意义, 可用于远动、保护测量装置或电量表计中, 具有实用价值。

参考文献:

- [1] 张伏生, 耿中行, 葛耀中. 电力系统谐波分析的高精度 FFT 算法 [J]. 中国电机工程学报, 1999, 19(3): 63-66
ZHANG Fu-sheng, GENG Zhong-xing, GE Yao-zhong. FFT Algorithm with High Accuracy for Harmonic Analysis in Power System [J]. Proceedings of the CSEE, 1999, 19

- (3): 63-66
- [2] 薛蕙, 杨仁刚. 基于 FFT 的高精度谐波检测算法 [J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(12): 106-110.
XUE Hui, YANG Ren-gang. Precise Algorithms for Harmonic Analysis Based on FFT Algorithm [J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(12): 106-110.
- [3] Jain V K, Collins W L. High-accuracy Analog Measurements via Interpolated FFT [J]. IEEE Trans M, 1979, 28: 113-122.
- [4] Grandke T. Interpolation Algorithms for Discrete Fourier Transform of Weighted Signals [J]. IEEE Trans M, 1983, 32: 350-355.
- [5] 许珉. 用顺序采样值精确测量电量 [J]. 继电器, 2002, 30(1): 34-35.
XU Min. Accurate Measurement of Electrical Quantities

- Based on Sequence Sampling Value [J]. Relay, 2002, 30(1): 34-35.
- [6] 丁玉美, 高西全. 数字信号处理 [M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2001.
DING Yu-mei, GAO Xi-quan. Digital Signal Processing [M]. Xi'an: Xidian University Press, 2001.

收稿日期: 2004-11-17; 修回日期: 2005-02-18

作者简介:

许珉 (1956 -), 男, 副教授, 从事电力系统监视与控制的教學与研究; E-mail: xumin@zzu.edu.cn

张鸿博 (1980 -), 男, 硕士研究生, 从事电力系统监视与控制的研究。

Approach for the accurate measurement of electrical quantity based on a synchronous sequential sampling

XU Min, ZHANG Hong-bo

(School of Electrical Engineering, Zhengzhou University, Zhengzhou 450002, China)

Abstract: By means of the discrete frequency spectrum, the frequency spectrum leakages of the conventional DFT and the DFT with a Hanning window are comparatively analyzed in this paper. The error cause in the electrical quantity measurement using asynchronous sequence sampling is also discussed. Based on the technique of asynchronous sequential sampling, an accurate measurement approach is presented for the measurement of distortional electrical quantity. Simulation result shows that presented approach will provide much better computational precision.

Key words: asynchronous sequential sampling; frequency spectrum leakage; barrier effect

(上接第 61 页 continued from page 61)

- [9] Rinaldy R. An Efficient Load Model for Analyzing Demand Side Management Imports [J]. IEEE Trans on Power System, 1993, 8(3): 1219-1226.

刘 昌 (1982 -), 男, 硕士研究生, 主要从事电力市场及其技术支持系统的软件开发以及电力需求侧管理方向的研究; E-mail: liuchang-2000@etang.com

姚建刚 (1952 -), 男, 教授, 博士生导师, 主要从事电力市场、配电系统自动化和新型输电方式的研究;

姚文峰 (1980 -), 男, 硕士研究生, 主要从事电力市场方向研究。

收稿日期: 2004-11-15; 修回日期: 2005-01-11

作者简介:

Research of TOU power price model based on DSM

LU Chang¹, YAO Jian-gang¹, YAO Wen-feng¹, ZHANG Wu-yang¹, ZHANG Jia-q²

(1. College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha 410082, China;

2. Hunan HDHL Electric & Information Tech Co., Ltd, Changsha 410012, China)

Abstract: TOU (Time-of-use) power price is one of the effective measures in DSM (Demand Side Management). Through exerting the effect of price lever, power consumers will change their power consuming mode so as to be beneficial to flat the load curve. Based on the analysis of existing academic research, a new TOU power price model is developed whose originality lies in determining the price of peak load's period by using average MCP (market clearing price) in its period, then confirming the valley price based on last two aspects. An excellent approach of peak-valley time-period partitioning and TOU tariff setting is thus presented by optimizing the TOU price model as above of the performance function in DSM. The successful using of software based on this theory shows that the new model is feasible and reasonable.

Key words: market clearing price; demand side management; time-of-use power price