

基于离散傅立叶变换校正的 电参量微机测量新算法及应用研究

黄 纯

(湖南大学电气与信息工程学院, 湖南省 长沙市 410082)

IMPROVED SPECTRUM CORRECTION ALGORITHM OF ESTIMATING POWER ELECTRIC PARAMETERS AND ITS APPLICATIONS

HUANG Chun

(College of Electrical Engineering & Information Technology, Hunan University,
Hunan Province, Changsha 410082, China)

ABSTRACT: DFT is one of the most common measuring algorithms of estimating power electric parameters. However, because of leakage and picket-fence effect caused by asynchronous sampling, the error occurs as the traditional estimating algorithm is applied. According to the characteristics of power electric signals, a novel algorithm, which is based on the improved DFT spectrum correction technology and needs no synchronous sampling, is present. By choosing different length of data window, sampling frequency, and corresponding windows, the algorithm can meet the different demands of computing speed and precision at various applying situation, such as measurement, control, and protection in power system. The algorithm can be easily employed; both the simulation results and the practices show its feasibility and effectivity.

KEY WORDS: Electric Power engineering; DFT; Spectrum correction; Power electric parameter; Measuring algorithm; DSP

摘要: 离散傅立叶变换(DFT)是电参量微机测量的常用算法,但非同步采样引起的频谱泄漏及栅栏效应,使估计出的信号频率、幅值及相位有较大的误差。该文根据电气信号的频谱特点,对DFT频谱校正实现方法进行改进,提出了适合电参量微机测量的新算法,并通过选用不同的采样时间窗长度、采样点数及与之相适应的窗函数,使新算法可以满足高精度计量及快速电气测量等多种应用场合对测量精度、实时性等性能的不同要求。算法实现简单,速度快、精度高、通用性强,仿真分析和科研实践验证了其可行性和有效性。

关键词: 电力工程; 离散傅立叶变换; 频谱校正; 电参量; 测量算法; 数字信号处理

基金项目: 国家自然科学基金(50247006); 湖南省电力科技攻关课题(20003027)。

Project Supported by National Nature Science Foundation of China (50247006).

1 引言

DFT是电参量微机测量的最常用算法之一,它广泛应用于电力系统监视、计量、控制、保护等领域。但DFT算法要求对被测信号进行同步采样(或称整周期采样),否则由于功率泄漏及栅栏效应,估计出的信号频率、幅值、相位均有一定的误差。

减小DFT算法误差的方法主要有两大类。其1,尽可能地减小交流采样同步误差^[1-2]。但该类方法不能完全消除同步误差,且在某些应用场合由于条件限制实现困难。其2,在同步误差客观存在的情况下,采用改进的DFT算法或对DFT结果进行校正,如准同步离散DFT^[3-4]、加窗插值法^[5-9]和频谱校正法^[10-12]等。但这些算法在实现时信号观测时间较长,采样点数较多,计算量和响应时间难以满足电参量实时测量的要求,因此除应用于谐波测量外,很少用于其它电参量测量。

本文根据电气信号的频谱特点,在DFT频谱校正理论的基础上,提出了适合电参量微机测量的新算法。通过选用不同的信号采样时间窗长度、采样点数和与之相适应的窗函数,新算法可以满足高精度计量、一般电气测量、自动装置、继电保护等不同应用对测量精度、响应速度等的不同要求。本文给出了算法的原理、实现方法和应用实例。

2 离散傅立叶变换校正原理

以采样周期 T_s 将电气信号

$$x(t) = A \cos(2\pi f_1 t + \varphi) \quad (1)$$

离散化得序列 $x(n)$, 再加长 N 的窗序列 $w_N(n)$ 得

$$x_N(n) = \begin{cases} x(n) \cdot w_N(n) & n=0,1,2,\dots,N-1 \\ 0 & \text{其它} \end{cases} \quad (2)$$

$x_N(n)$ 的频谱 (DTFT) 为

$$X_N(f) = X(f) * W_N(f) \quad (3)$$

式中 $X(f)$ 、 $W_N(f)$ 分别为连续信号 $f(t)$ 的 FT 和窗序列 $w_N(n)$ 的 DTFT。

$$X(f) = \frac{A}{2} e^{j\varphi} \delta(f - f_1) + \frac{A}{2} e^{-j\varphi} \delta(f + f_1) \quad (4)$$

选择窗 $w_N(n)$, 使其频谱 $W_N(f)$ 可表示为

$$W_N(f) = W_N^0(f) e^{-j\pi f / \Delta f} \quad (5)$$

式中 $W_N^0(f)$ 为一实函数; $\Delta f = 1 / NT_s$ 。

综合式(3)(4)(5), $x_N(n)$ 的频谱为

$$X_N(f) = \frac{A}{2} W_N^0(f - f_1) e^{-j[\pi(f - f_1) / \Delta f - \varphi]} + \frac{A}{2} W_N^0(f + f_1) e^{-j[\pi(f + f_1) / \Delta f + \varphi]} \quad (6)$$

上式等号右边两项分别对应于窗函数的频谱 $W_N(f)$ 沿频率轴右移 f_1 和左移 f_1 得到的正频率分量和负频率分量。满足一定的条件, 可使负频率分量对正频率分量的影响很小, 仅考虑 $f \geq 0$ 时

$$X_N(f) = \frac{A}{2} W_N^0(f - f_1) e^{-j[\pi(f - f_1) / \Delta f - \varphi]} \quad (7)$$

用 DFT 对序列 $x_N(n)$ 作谱分析, 得到 $X_N(k)$, 它是 $X_N(f)$ 以 $\Delta f = f_s / N$ 抽样的结果, 即

$$X_N(k) = X_N(f) |_{f=k\Delta f} \quad (k=0,1,2,\dots,N-1) \quad (8)$$

假设采样非同步, f_1 将处于两根相邻的离散谱线之间。设 f_1 距第 k 根谱线的频率 $k\Delta f$ 最近, 即

$$f_1 = (k + \alpha)\Delta f \quad (-0.5 \leq \alpha \leq 0.5) \quad (9)$$

式中 α 为频率校正量。

若用第 k 根谱线 $X_N(k)$ 估计原信号的频谱, 则

$$X_N(k) = \frac{A}{2} W_N^0(-\alpha\Delta f) e^{j(\pi\alpha + \varphi)} \quad (10)$$

若知 α , 则可求得 $x(t)$ 的真实频率、幅值和相位

$$\begin{cases} f_1 = (k + \alpha)\Delta f \\ A = 2 |X_N(k)| / W_N^0(-\alpha\Delta f) \\ \varphi = \arg[X_N(k)] - \pi\alpha \end{cases} \quad (11)$$

频谱校正, 就是通过求解 α 来估计信号的真实频率、幅值和相位。常见的频谱校正方法有: 多点卷积幅值校正法、能量重心校正法、峰值搜寻法、比值公式法、相位差校正法等^[10-12]。

频谱校正是 DFT 及加窗插值 DFT 算法的发展, 在电工技术领域的应用较少: 因其一方面, 该算法

的计算量偏大, 难以满足电气信号实时测量的要求; 另一方面, 现有频谱校正的实现方法并不完全适合于电气信号的测量。本文根据电气信号的频谱特点, 对频谱校正的实现方法进行改进, 使其能有效用于电参量测量。

3 电参量测量的频谱校正算法

3.1 测量方法的考虑

电参量测量时, 一般只需测量电压、电流基波 (和/或谐波) 的频率、幅值和相位; 其它电参量, 可通过电压、电流间接求取。

电力系统中电压、电流信号的频谱, 属离散频谱, 由频率在 50Hz 左右的基波及频率为基波整数倍的谐波构成; 基波占主要成分, 谐波分量较小。

用频谱校正方法分析电气信号, 应选取时间窗长度为工频周期 T_e (0.02s) 的整数倍, 这样当信号频率为工频 f_e (50Hz) 时, 采样为同步采样, $\alpha = 0$; 信号频率偏移时, α 值也较小, 校正结果精度高。

电气信号中基波幅值一般最大或较大, 信噪比很高, 应选取基波对应谱线来求取 α 值。考虑到谐波频率总是基波频率的整数倍 (不考虑间谐波), 谐波参数也可由 α 进行校正。

基于上述思想和相位差校正法^[12], 给出下面适合电参量测量的频谱校正算法。

3.2 电参量的频谱校正算法

取时间窗 $T_w = mT_e$ (其中 m 为正整数), 采样点数为 N , 则 $\Delta f = f_e / m$, $T_s = mT_e / N$ 。

以采样周期 T_s 对式(1)信号采样 $N+l$ 点 ($l \leq N$), 取前 N 点构成序列 $x_1(n)$, 取后 N 点 (即第 l 至 $N+l-1$ 点) 构成序列 $x_2(n)$ 。 $x_2(n)$ 比 $x_1(n)$ 滞后 l 点, 即在时域上滞后 $\Delta t = lT_s$ 。也就是 $x_2(n)$ 对应的连续时间信号的初相角 φ_2 与 $x_1(n)$ 对应的连续时间信号的初相角 φ_1 有以下关系:

$$\varphi_2 - \varphi_1 = 2\pi f_1 \Delta t = 2\pi f_1 \cdot lT_s = \frac{2\pi f_1 l m T_e}{N} = \frac{2\pi l f_1}{N \Delta f} \quad (12)$$

将式(11)中 f_1 代入上式, 有

$$\varphi_2 - \varphi_1 = \frac{2\pi l (m + \alpha) \Delta f}{N \Delta f} = \frac{2\pi l (m + \alpha)}{N} \quad (13)$$

对 $x_1(n)$ 和 $x_2(n)$ 加相同窗后均作 N 点 DFT, 对于 f_1 对应的第 m 条谱线, 由(11)式得

$$\varphi_1 = \arg[X_1(m)] - \pi\alpha \quad (14)$$

$$\varphi_2 = \arg[X_2(m)] - \pi\alpha \quad (15)$$

$$\varphi_2 - \varphi_1 = \arg[X_2(m)] - \arg[X_1(m)] = \Delta\varphi \quad (16)$$

式中 $\Delta\varphi = \arg[X_2(m)] - \arg[X_1(m)]$ 。

根据式(13)和(16), 有

$$\alpha = \frac{\Delta\varphi - 2\pi lm/N}{2\pi l/N} = \frac{\Delta\Phi}{2\pi l/N} \quad (17)$$

式中 $\Delta\Phi = \Delta\varphi - 2\pi lm/N$ 。

注意计算时, 应使 $\Delta\Phi$ 的值在 $[-\pi, \pi)$ 区间内。

对式(17)可作如下物理解释: $\Delta\varphi$ 、 $2\pi lm/N$ 、 $2\pi l/N$ 分别是频率为 f_1 、 f_e 、 Δf 的信号时域间距 lT_s 所对应的相位差, $\Delta\Phi = \Delta\varphi - 2\pi lm/N$ 正比于 f_1 与 f_e 差值 ($f_1 - f_e$), 从而 $\alpha = \Delta\Phi/(2\pi l/N)$ 反映 ($f_1 - f_e$) 相对于 Δf 的归一值。

3.3 算法误差及窗序列选择

分析单频率信号时, 算法误差由其负频率分量的影响引起, 即负频率分量要延伸到 $f = f_1$ 附近, 使式(7)不能严格成立。误差大小取决于负频率分量在 $f = f_1$ 附近的值。

虽然算法是针对单频信号推导的, 但对于多频率信号, 可将其频谱看成是若干个单频率信号频谱的叠加, 在分析其中的某一频率分量时, 仍可采用该算法。当然, 信号中这一频率成分会受其余频率成份及其自身的负频率分量的影响, 算法误差取决于影响的大小, 而这时, 窗序列选择至关重要。

先讨论余弦窗函数, 其一般表达式为

$$w(n) = \sum_{h=0}^H (-1)^h a_h \cos\left(\frac{2\pi}{N} nh\right) \quad (n=0,1,\dots,N) \quad (18)$$

称 $H+1$ 为余弦窗的项数。1项余弦窗, 就是矩形窗, 其频谱称为Dirichlet核, 为

$$D(f) = \frac{\sin(\pi f / \Delta f)}{\sin(\pi f / N \Delta f)} e^{-j\pi \frac{N-1}{N} \frac{f}{\Delta f}} \quad (19)$$

当余弦窗系数满足 $\sum_{h=0}^H (-1)^h a_h = 0$ ($H \geq 1$) 时, 具有线性相位特性, 且其频谱为

$$W(f) = \sum_{h=0}^H (-1)^h \frac{a_h}{2} [D(f/\Delta f - h) + D(f/\Delta f + h)] = e^{-j\frac{\pi f}{\Delta f}} \cdot \sin\left(\frac{\pi f}{\Delta f}\right) \sum_{h=0}^H \frac{(-1)^h a_h \sin(2\pi f / N \Delta f)}{2 \sin\left[\frac{\pi}{N} \left(\frac{f}{\Delta f} - h\right)\right] \cdot \sin\left[\frac{\pi}{N} \left(\frac{f}{\Delta f} + h\right)\right]} \quad (20)$$

H 及系数 a_h 取不同的值, 即可构成不同性能的窗, 其中常见的具有线性相位特性的窗及其相关参数和特性见表1。(在表及后文中, Blackman-Harris窗简称为B-H窗。)

表1 余弦窗参数及特性

| Tab.1 Parameters of cosine windows | | | | | | |
|------------------------------------|----|---------|----------|---------|----------|-------------|
| 窗 | 项数 | a_0 | a_1 | a_2 | a_3 | 主瓣宽度 |
| 矩形窗 | 1 | 1 | — | — | — | $2\Delta f$ |
| Hann | 2 | 0.5 | -0.5 | — | — | $4\Delta f$ |
| Blackman | 3 | 0.42 | -0.5 | 0.08 | — | $6\Delta f$ |
| B-H | 4 | 0.35875 | -0.48829 | 0.14128 | -0.01168 | $8\Delta f$ |

Bartlett窗的时域和频域表达式分别为

$$w(n) = \begin{cases} \frac{2n}{N} & (0 \leq n \leq \frac{N}{2}) \\ 2 - \frac{2n}{N} & (\frac{N}{2} < n \leq N-1) \end{cases} \quad (21)$$

$$W(f) = \frac{2}{N} \cdot \frac{\sin^2(\pi f / 2\Delta f)}{\sin^2(\pi f / N \Delta f)} \cdot e^{-j\pi f / \Delta f} \quad (22)$$

由式(20)、(22)知, 余弦窗和 Bartlett 窗的频谱均满足式(5)。此外, 还具有这样的特性: 只要选取时间窗长度是信号周期的整数倍, 其频谱在各整数次谐波频率处幅值为零, 谐波之间不发生相互泄漏。即使信号频率作小范围波动, 泄漏误差也较小。

因此, 选择余弦窗和 Bartlett 窗, 再配合选取观测时间为信号周期的整数倍, 可以在求取信号某一频率的参数时, 其受自身负频率分量和其它频率分量的影响较小, 从而获得较高的测量精度。

4 算法实现、仿真及应用

4.1 两种算法

算法的性能与时间窗 T_w 长度密切相关。时间窗短, 反应速度快, 计算量小, 但频率分辨率 Δf 大, 不同频率分量间相互干扰大, 计算精度较低; 时间窗长, 精度高, 但实时性较差。 T_w 应根据工程实际要求适当选择, 并配合与之相适应的窗函数。下文人为将算法分为 T_w 为 $1T_e$ 或 $2T_e$ 的“短时间窗”算法以及 T_w 为 4 或 4 个以上 T_e 的“长时间窗”算法来加以讨论。

4.2 短时间窗算法

先取 $T_w = T_e$ 。这时, 算法多用于仅估计基波参数, 适合于测量速度要求特别快但精度要求不太高的场合, 或用于分析频率不够稳定, 只在短时间内可认为是周期性的信号。为使计算量较小, 采样频率可取 $10 \sim 20 f_e$ 。

$T_w = T_e$ 时, 频率分辨率 $\Delta f = f_e$ 。信号基波正、负频率分量的主瓣中心之间间隔 $2f_1$, 即约为 $2\Delta f$ 。窗函数可选取矩形窗或 Bartlett、Hann 窗。矩形窗主瓣宽度为 $2\Delta f$, $f = f_e$ 位于负频率分量的第 1 与

第 2 旁瓣的交接处，此处负频率分量为 0。Bartlett、Hann 窗主瓣宽度为 $4\Delta f$ ， $f = f_e$ 位于负频率分量的主瓣与第 1 旁瓣交接处，负频率分量也均为 0。当信号频率 f_1 偏移 f_e 不大时，负频率分量在 f_1 附近的值均较小，造成的测量误差并不大。

对单频信号 $x(t) = \cos(2\pi f_1 t + \pi/3)$ 分别加长 $N=16$ 的矩形、Bartlett 和 Hann 窗，取 $l = N/2$ ，当 f_1 在 45~55Hz 之间变化时，用校正算法计算的

频率误差如图 1 所示。易见，不管加哪种窗，精度都很高。尤其加 Bartlett 窗，信号频率在 49~51Hz 范围内时，误差几乎为 0。这是因为，Bartlett 窗频谱在其主瓣与第 1 旁瓣的交接处的导数为 0，从而负频率分量在频率 f_e 附近的值极小。图 2、3 分别是采用矩形窗和 Bartlett 窗计算的信号幅值、相位误差。加 Bartlett 窗时，当信号频率偏移工频较大时，幅值和相位的估计精度都很高。

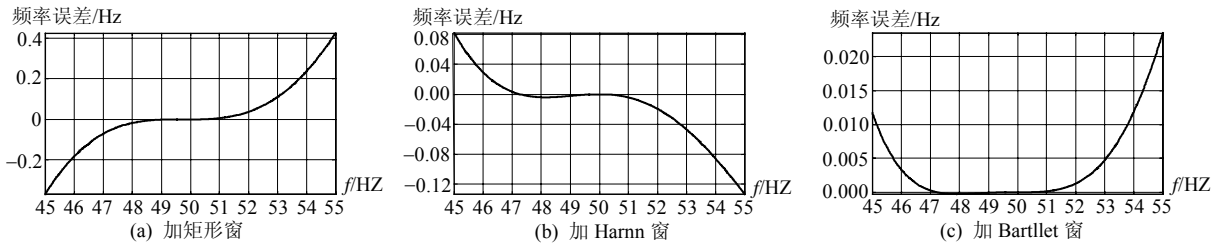


图 1 采用不同窗函数时的频率测量误差

Fig.1 Frequency measuring errors under different windows

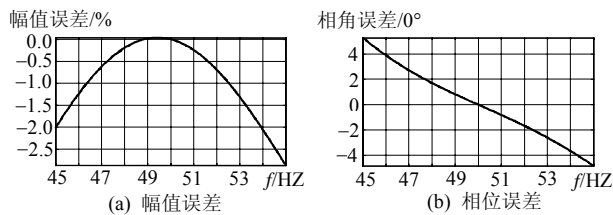


图 2 采用矩形窗时的幅值及相角测量误差

Fig.2 Measuring errors under rectangle window

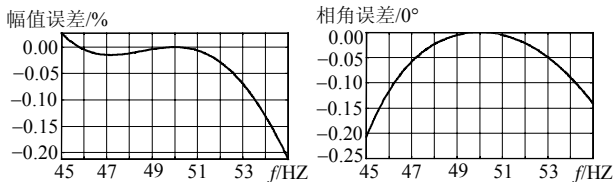


图 3 采用 Bartlett 窗时的幅值及相角测量误差

Fig.3 Measuring errors under Bartlett window

考虑信号中含有高次谐波。2 次谐波与基波间隔仅约 Δf ，对基波的影响最大。加矩形窗时， $f = f_e$ 位于 2 次谐波频谱的主瓣与第 1 旁瓣的交接处，2 次谐波在此处的值为 0，对基波分析影响较小，且其它高次谐波在 $f = f_e$ 处值也为 0。但若采用主瓣宽度为 $4\Delta f$ 的 Bartlett 或 Hann 窗， $f = f_e$ 处于 2 次谐波的主瓣范围内，2 次谐波在 $f = f_1$ 处的值较大，对基波影响大；且其它偶次谐波在 $f = f_e$ 处值也不为 0，都会影响基波参数的估计。不过，电气信号中偶次谐波的含量一般都很小。

对 $x(t) = \cos(2\pi f_1 t + \pi/3) + 0.01\cos(4\pi f_1 t + \pi/2)$ (含 2 次谐波的信号) 分别加长度 16 的矩形窗和 Bartlett 窗用校正算法进行分析，频率误差见图 4。

与图(1)比较，可以看出，即使含量较小的 2 次谐波，对测量精度的影响都较大。特别是加 Bartlett 窗，信号频率为 50Hz 时误差也不为 0。因此，若要采用 Bartlett 窗，须确定信号 2 次谐波含量很小，或预先滤除 2 次谐波。

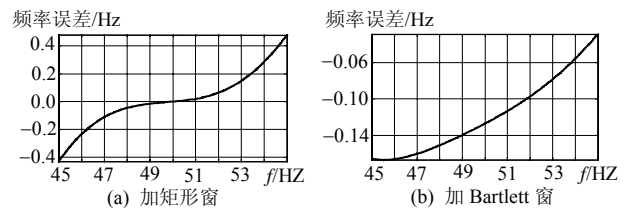


图 4 信号含有 2 次谐波时的频率测量误差

Fig.4 Frequency measuring errors with 2-th harmonic

考虑 $T_w = 2T_e$ 。取 $N=32$ ， $l = N/2$ ，加矩形、Bartlett 和 Hann 窗对上述含 2 次谐波的信号用校正算法分析，频率误差如图 5。此时，2 次谐波的影响显著减小；与图 3、4 比较，在 50Hz 附近测量精度进一步提高。

短时间窗算法适合于电网及电气设备的自动监视、控制、保护等要求反应速度特别快的场合，尤其适合信号频率偏移工频较大的情况。

算法已应用于准同期并列控制。并列装置需测量两个频率不等的电压信号，且发电机频率变化范围大，同时对两个信号实现同步采样难度大。本文算法不需改变采样频率，即可同时测量系统和发电机电压，实现简单，精度高。

该算法还可应用于电网事故时跟踪测量系统频率及频率变化率。



图 5 $T_w=2T_e$ 时的频率测量误差
Fig.5 Frequency measuring error when $T_w=2T_e$

4.3 长时间窗算法

在高精度计量，或测量某些受同步误差影响特别大的电参量时，需增加时间窗长度来提高算法精度，取 $T_w = mT_e \geq 4T_e$ 。

信号基波的微小同步偏差，会对高次谐波计算带来很大的误差。下面以谐波测量为例，讨论长时间窗算法的实现。

对于第 i 次谐波，由式(11a)，其频率为

$$f_i = if_i = i(m + \alpha)\Delta f = (mi + i\alpha)\Delta f$$

因此，若用第 mi 谱线来估计其参数，则频率校正量为 $i\alpha$ ，即应用 $\alpha' = i\alpha$ 替代公式中(11)的 α 。一般情况下， α 绝对值较小，如果谐波次数 i 不太高， α' 的值仍在 $[-0.5, 0.5]$ 的范围，校正精度很高。若 α' 超出 $[-0.5, 0.5]$ 的范围，则取

$$k' = \text{int}(mi + i\alpha) \\ \alpha' = i\alpha - \text{int}(i\alpha)$$

上式中 $\text{int}(\cdot)$ 表示四舍五入取整。用 DFT 计算第 k' 谱线参数；并用 α' 替代式(11)中的 α 来校正频谱，即可估计出第 i 次谐波的幅值和相位。

设某电气信号中基波（频率为 49.8Hz）及各次谐波的幅值和相位如表 2 所示。取 $T_w = 4T_e$ ，采样频率 $f_s = 128 \times 50 = 6400$ Hz，于是 $N = 512$ 。

表 2 各次谐波的频率、幅值和相位参数

| 谐波次数 | 1 | 2 | 3 | 5 | 7 | 13 | 19 | 25 | 39 |
|--------|-----|----|----|----|-----|-----|-----|-----|-----|
| 幅值 | 100 | 2 | 30 | 20 | 10 | 5 | 3 | 2 | 1 |
| 相角/(°) | 0 | 30 | 60 | 90 | 120 | 150 | 180 | -90 | -30 |

加 B-H 窗， l 取不同值时的 α 计算误差如表 3 所示。可以看出， α 计算精度与 l 的取值有关。一般 l 较大，校正精度较高。 $l \geq N/4$ （即 128），精度就能满足高精度测量要求。

表 3 l 取不同值时的 α 测量误差（加 B-H 窗）

| l | 1 | 8 | 32 | 64 | 128 | 256 | 512 |
|-------------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|
| α 误差 | 3.8e-6 | 6.5e-6 | 4.0e-6 | 2.4e-7 | 1.0e-8 | 8.3e-9 | 6.3e-9 |

取 $l=N/4$ 不变，加不同窗时同步误差 α 及信号

频率测量精度如表 4 所示。可见，测量精度与所加窗函数有关。矩形窗由于旁瓣衰减缓慢，精度较低。随着窗函数旁瓣幅度衰减的增快，校正精度提高。加 B-H 窗时参数测量结果精度较其它窗函数高。

表 4 α 及频率测量误差 ($l=N/4$)

| | 矩形窗 | Hann 窗 | Blackman 窗 | B-H 窗 |
|-------------|-----------|----------|------------|----------|
| α 误差 | -1.057e-4 | 4.649e-7 | 2.112e-7 | 1.01e-8 |
| 频率误差/Hz | -1.321e-3 | 5.812e-6 | 2.640e-6 | 1.262e-7 |

表 5、6 为用 DFT 和加不同窗用 DFT 校正方法仿真计算的各次谐波幅值和相角。可见，仅作 DFT 变换，如果未进行参数校正，求得的参数（特别是相位）误差较大。采用 DFT 校正，特别是加 B-H 窗时，测量精度大大提高，即使对于含量低且最易受基波频谱泄漏影响的 2 次谐波，以及受同步误差影响最大的 39 次谐波，测量精度均十分理想。

与文献[7-9]算法相比，本文算法求取 α 不需解高次方程，降低了计算的复杂度。且由于算法 α 求解与窗函数无关，即使采用项数更多的余弦窗或其它形式的复杂窗函数，也不会增加计算的复杂性。

表 5 谐波幅值测量误差/%

| 谐波次数 | DFT | 矩形窗 | Hann 窗 | Blackman | B-H 窗 |
|------|---------|---------|---------|----------|----------|
| 1 | -0.4725 | -0.4300 | 0.0062 | 0.0023 | 0.00018 |
| 2 | -9.218 | -9.0636 | 0.0164 | 0.0066 | 0.01090 |
| 3 | -0.7767 | -0.3946 | 0.0019 | 0.0012 | 0.00011 |
| 5 | -0.5554 | 0.5134 | -0.0029 | -0.0012 | -0.00007 |
| 7 | 0.7714 | 2.9096 | -0.0299 | -0.0117 | -0.00086 |
| 13 | -4.079 | 3.2031 | -0.0017 | -0.0007 | 0.00036 |
| 19 | -9.713 | 5.8550 | -0.0029 | -0.0012 | 0.00063 |
| 25 | -22.44 | 2.8820 | -0.0012 | -0.0005 | 0.00023 |
| 39 | -49.09 | 9.1835 | -0.0017 | -0.0006 | 0.00055 |

表 6 谐波相角测量误差/(°)

| 谐波次数 | DFT | 矩形窗 | Hann 窗 | Blackman 窗 | B-H 窗 |
|------|--------|---------|---------|------------|----------|
| 1 | -2.969 | -0.0698 | 0.0018 | 0.00063 | 0.00005 |
| 2 | -15.27 | -9.4756 | 0.6757 | 0.16083 | 0.01370 |
| 3 | -8.842 | -0.1449 | 0.0077 | 0.00282 | 0.00026 |
| 5 | -14.68 | -0.1858 | 0.0064 | 0.00251 | 0.00024 |
| 7 | -20.91 | -0.6177 | 0.0086 | 0.00344 | 0.00031 |
| 13 | -38.12 | -0.4333 | -0.0002 | -0.00004 | -0.00005 |
| 19 | -55.99 | -0.9136 | 0.0005 | -0.00005 | -0.00011 |
| 25 | -77.05 | -4.5836 | 0.0013 | -0.00002 | -0.00058 |
| 39 | -121.6 | -8.5900 | -0.0029 | -0.00130 | -0.00096 |

算法已应用于“基于虚拟仪器技术的电参量综合测试仪”的研制,实现时加B-H窗, N 、 f_s 、 l 设置与表5、6仿真相同。测试仪精度达到国家有关标准。

5 结论

(1) 电气信号一般认为是稳定的或缓变的单频信号或频率间隔较大的多频信号,适合用频谱校正方法来估计其参数,频谱校正理论在电气信号参数测量领域具有广阔的应用前景。

(2) 针对不同场合电参量测量的不同要求,确定合理的采样时间窗长度和采样频率,并选择与之相适应最优窗函数,是算法实现的关键。

(3) 对于要求测量速度快、精度要求不太高,或信号不稳定,只在短时间内可认为是周期性的信号,可采用时间窗长度为1(或2)个工频周期的短时间窗算法,加主瓣宽度较窄的矩形窗、Hann窗或Bartlett窗,但应该注意2次谐波的影响。

(4) 高精度计量,或某些受同步误差影响特别大的电参量的测量,可采用4或4个以上工频周期的长时间窗算法,加旁瓣衰减快的B-H窗。

(5) 根据电气信号的频谱特点,本文提出的基于频谱校正的电参数测量算法,大幅度减小采样点数,缩短采样时间窗,计算量小,响应快,精度高,满足大部分场合下电参量测量的要求。

参考文献

- [1] 黄纯,何怡刚,江亚群,等.交流采样同步方法的分析与改进[J].中国电机工程学报,2002,22(9):38-42.
Huang Chun, He Yigang, Jiang Yaqu *et al.* Analysis and improvement of synchronization technique for AC sampling [J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(9): 38-42.
- [2] 胡虔生,马宏忠.非正弦周期信号测量同步误差研究[J].中国电机工程学报,2000,20(9):35-40.
Hu Qiansheng, Ma Hongzhong. Research on the synchronous error in measurement of non-sinusoidal periodic signals[J]. Proceedings of the CSEE, 2000, 20(9): 35-40.
- [3] Dai Xianzhong, Gretscher R. Quasi-synchronous sampling algorithm and its applications[J]. IEEE Trans on IM, 1994, 43(2): 204-209.
- [4] 张建秋,陶然,沈毅,等.非整周期采样应用于周期信号的谐波分析[J].仪器仪表学报,1995,16(1):1-7.
Zhang Jianqiu, Tao Ran, Shen Yi *et al.* The application of non-integer-period sampling method in spectrum analysis of periodic signal [J]. Chinese journal of scientific instrument, 1995, 16(1): 1-7.
- [5] Harris F J. On the use of windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform[J]. Proc IEEE, 1978, 66(1): 51-83.
- [6] Heydt G T, Fjeld P S, Liu C C *et al.* Applications of the windowed FFT to electric power quality assessment[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 1999, 14(4): 1411-1416.
- [7] 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 Fusheng, Geng Zhongxing, Ge Yaozhong. FFT algorithm with high accuracy for harmonic analysis in power system [J]. Proceedings of the CSEE, 1999, 19(3): 63-66.
- [8] 赵文春,马伟明,胡安.电机测试中谐波分析的高精度FFT算法[J].中国电机工程学报,2001,21(12):83-87,92.
Zhao Wenchun, Ma Weiming, Hu An. FFT algorithm with high accuracy for harmonic analysis in the electric machine [J]. Proceedings of the CSEE, 2001, 21(12): 83-87,92.
- [9] 庞浩,李东霞,俎云霄,等.应用FFT进行电力系统谐波分析的改进算法[J].中国电机工程学报,2003,23(6):50-54.
Peng Hao, Li Dongxia, Zu Yunxiao *et al.* An improved algorithm for harmonic analysis of power system using FFT technique [J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(6): 50-54.
- [10] Xie Ming, Ding Kang. Correction for the frequency, amplitude and phase in FFT of harmonic signal[J]. Mechanical System and Signal Processing, 1996, 10(2): 211-221.
- [11] 丁康,张晓飞.频谱校正理论的发展[J].振动工程学报,2002,13(1):14-22.
Ding Kang, Zhang Xiaofei. Advances in spectrum correction theory [J]. Journal of Vibration Engineering, 2002, 13(1): 14-22.
- [12] 丁康,罗江凯,谢明.离散频谱时移相位差校正法[J].应用数学和力学,2002,23(7):729-735.
Ding Kang, Luo Jiangkai, Xie Ming. Time-shifting correcting method of phase difference on discrete spectrum[J]. Applied mathematics and mechanics, 2002, 23(7): 729-735.

收稿日期:2004-10-09。

作者简介:

黄纯(1966-),男,湖南沅江人,博士,教授,研究方向:电力系统自动化、电能质量分析与控制、数字信号处理等。