

无功补偿电容器组参数在线辨识方法

牛胜锁,梁志瑞,苏海锋,赵 飞

(华北电力大学 新能源电力系统国家重点实验室,河北 保定 071003)

摘要: 通过测量的投运电容器组电压、电流的基波及谐波相量,计算无功补偿电容器组参数。为了降低电网频率波动对测量结果的影响,利用加窗插值快速傅里叶变换(FFT)算法对采样数据进行分析,选择旁瓣性能良好的 8 项最小旁瓣窗作为加窗函数,应用多项式拟合求出了实用的插值修正公式。仿真结果表明,该算法克服了电网频率波动对测量结果的影响,在测量信号的信噪比较大时也具有较高的测量准确度。基于以上方法实现了一套电容器组参数在线辨识系统。现场运行结果表明所提方法可用于无功补偿电容器组参数的在线辨识。

关键词: 无功补偿电容器; 参数辨识; 谐波分析; 插值; 快速傅里叶变换

中图分类号: TM 93

文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2015.11.019

0 引言

电力系统中并联电容器组向系统提供无功补偿,提高节点电压,减少线路损耗。同时,为了限制合闸涌流及起到一定的谐波滤除作用,往往在电容器组中串联一定电抗率的电抗器。电容器组的正常运行对电力系统的安全稳定十分重要,因此,一般每年都要安排对其进行预防性试验,检测电容器组各项参数是否正常。进行预防性试验时,测量电容器需拆除连接线,不仅工作量大而且易损坏电容器。目前,也有专门的电力电容器容量测试仪,测量时不需拆除电容器的连接线,但也要停电加信号进行测试^[1]。电容器组参数的在线辨识可避免以上问题,同时,还可以在线分析电容器组的并联谐振问题^[2-4]及其有功损耗情况^[5],为实现设备的状态检修及智能电网的建设提供帮助。

本文对电容器组参数的在线辨识方法进行了研究,建立电容器组的基波及谐波模型,提出了通过同步测量投运电容器组的电压、电流,利用加窗插值快速傅里叶变换(FFT)分析基波和谐波信息,进而利用电压、电流的基波及谐波信息进行电容器组参数在线辨识的方法,仿真和现场试验验证了其可行性。

1 电容器组参数在线辨识理论算法

1.1 电容器组回路等效电路模型

串联电抗器的电容器组的单相等效电路模型^[5]如图 1 所示,图中, C 为无功补偿电容器的电容值; L 为串联的电抗器的电感值; R 为电容器和电抗器

的等效电阻。通过测量回路的电压、电流,分析基波和谐波相量,可得到各个参数。

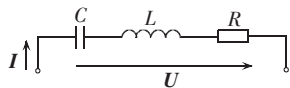


图 1 电容器组回路等效电路图

Fig.1 Equivalent circuit diagram of capacitor branch

1.2 电容器组参数辨识算法

测量电容器回路的电压和电流,并对其进行傅里叶变换,可以得到基波及各次谐波的电压、电流相量: $U_1, I_1, U_2, I_2, \dots, U_h, I_h$ 。通过以上数据,结合图 1 所示电路图可列出如下方程组:

$$\begin{cases} \frac{U_1}{I_1} = R + jX_1 \\ \frac{U_2}{I_2} = R + jX_2 \\ \vdots \\ \frac{U_h}{I_h} = R + jX_h \end{cases} \quad (1)$$

$$X_1 = \omega_1 L - 1 / (\omega_1 C)$$

$$\omega_1 = 2\pi f_1$$

$$X_h = \omega_h L - 1 / (\omega_h C)$$

$$\omega_h = 2\pi h f_1$$

其中, X_1 为回路对应的基波电抗值; $X_h(h=2,3,\dots)$ 为回路对应的 h 次谐波电抗值。

对于电阻值的测量,理论上可通过其中任何一个方程按 $R = \text{Re}(U_i / I_i)$ 求得电阻值,也可综合考虑基波及谐波信息进行冗余测量。但在实际测量中发现基波电压、电流测量的准确度要优于谐波电压、电流测量的准确度,因此电阻值按式(2)计算比综合利用基波和谐波信息计算有更高的测量精度。

$$R = \text{Re}(U_1 / I_1) \quad (2)$$

对于电容和电感值的测量,为了表述方便,记 $Z_i =$

收稿日期:2014-12-14;修回日期:2015-09-11

基金项目:中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(2014QN38)
Project supported by the Fundamental Research Funds for the Central Universities(2014QN38)

U_i/I_i , 则式(1)可写为:

$$\begin{bmatrix} Z_1 \\ Z_2 \\ \vdots \\ Z_h \\ \vdots \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & j\omega_1 & -\frac{j}{\omega_1} \\ 1 & j\omega_2 & -\frac{j}{\omega_2} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & j\omega_h & -\frac{j}{\omega_h} \\ \vdots & \vdots & \vdots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R \\ L \\ \frac{1}{C} \end{bmatrix} \tag{3}$$

R 可按式(2)计算, 则式(3)变为:

$$\begin{bmatrix} \text{Im}(Z_1) \\ \text{Im}(Z_2) \\ \vdots \\ \text{Im}(Z_h) \\ \vdots \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega_1 & -\frac{1}{\omega_1} \\ \omega_2 & -\frac{1}{\omega_2} \\ \vdots & \vdots \\ \omega_h & -\frac{1}{\omega_h} \\ \vdots & \vdots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L \\ \frac{1}{C} \end{bmatrix} \tag{4}$$

理论上, 在式(4)中, 选择基波和任何一次谐波相量或者选择任何 2 次谐波相量即可求解得出 L 和 $1/C$ 。但在实际测量中, 测得的基波及谐波相量均有误差, 只利用基波及某一次谐波相量信息计算所得结果的精度及稳定性受随机误差影响较大, 效果较差。为了增加测量的冗余度, 以便进一步提高测量结果的精度, 可将测得的基波及含量较大的各次谐波相量信息均用于电容器参数的辨识。当利用基波、2 次以上谐波相量信息计算参数时, 式(4)为超定方程组, 记:

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} \text{Im}(Z_1) \\ \text{Im}(Z_2) \\ \vdots \\ \text{Im}(Z_h) \\ \vdots \end{bmatrix}, \mathbf{H} = \begin{bmatrix} \omega_1 & -\frac{1}{\omega_1} \\ \omega_2 & -\frac{1}{\omega_2} \\ \vdots & \vdots \\ \omega_h & -\frac{1}{\omega_h} \\ \vdots & \vdots \end{bmatrix}, \mathbf{X} = \begin{bmatrix} L \\ \frac{1}{C} \end{bmatrix}$$

则式(4)可写为:

$$\mathbf{Z} = \mathbf{H}\mathbf{X} \tag{5}$$

其最小二乘解为:

$$\mathbf{X} = (\mathbf{H}^T\mathbf{H})^{-1}\mathbf{H}^T\mathbf{Z} \tag{6}$$

对离散采样的电压、电流数据进行分析可得基波及各次谐波的频率、幅值及相位, 则 $\mathbf{Z}$ 和 $\mathbf{H}$ 均可求得, 通过式(6)即可求得 L 和 $1/C$ 值。

在上述计算过程中, 准确地测量计算频率、基波及谐波相量对得到准确的电容器参数至关重要。在实际测量中, 系统频率总是在一定范围内波动, 由于非同步采样和数据截断时会产生频谱泄漏和栅栏效应^[6-7], 影响基波和谐波分析的精度, 进而影响

电容器参数测量的准确度。为了减小非同步采样和数据截断带来的误差, 通常采用加窗插值傅里叶变换算法^[8-14], 常用的窗函数有汉明窗^[8]、Blackman 窗^[9]、Blackman-Harris 窗^[10]等, 以上加窗插值 FFT 算法在减少谱泄漏引起的测量误差方面都取得了一定效果。为了进一步提高测量精度, 本文采用 8 项最小旁瓣余弦窗^[13]进行加窗插值 FFT, 测量结果精度较加经典的常用窗函数有较大提高。

2 采样数据的加窗插值 FFT 处理算法

2.1 窗函数的选择

为了降低频谱泄漏对测量带来的误差, 应选择旁瓣峰值电平小且旁瓣渐近衰减速率大的窗函数对信号进行处理。具有良好旁瓣性能的最小旁瓣窗是一种余弦组合窗, 其时域表达式为:

$$w_N(n) = \sum_{m=0}^{M-1} (-1)^m a_m \cos(2\pi nm/N) \tag{7}$$

其中, M 为窗函数的项数; $n=1, 2, \cdots, N-1$, 其中 N 为采样点数。

$$\text{式(7)应满足约束条件: } \sum_{m=0}^{M-1} a_m = 1, \sum_{m=0}^{M-1} (-1)^m a_m = 0.$$

几种旁瓣性能较好的最小旁瓣窗函数系数如表 1 所示^[13], 表 2 给出了最小旁瓣窗及其他余弦组合窗的旁瓣特性。

表 1 6、7、8 项最小旁瓣窗的系数
Table 1 Coefficients of 6-, 7- and 8-term minimum sidelobe windows

系数	最小旁瓣窗函数系数		
	6 项最小旁瓣	7 项最小旁瓣	8 项最小旁瓣
a_0	$2.935\,579 \times 10^{-1}$	$2.712\,204 \times 10^{-1}$	$2.533\,177 \times 10^{-1}$
a_1	$4.519\,358 \times 10^{-1}$	$4.334\,446 \times 10^{-1}$	$4.163\,269 \times 10^{-1}$
a_2	$2.014\,165 \times 10^{-1}$	$2.180\,041 \times 10^{-1}$	$2.288\,396 \times 10^{-1}$
a_3	$4.792\,611 \times 10^{-2}$	$6.578\,534 \times 10^{-2}$	$8.157\,508 \times 10^{-2}$
a_4	$5.026\,196 \times 10^{-3}$	$1.076\,187 \times 10^{-2}$	$1.773\,592 \times 10^{-2}$
a_5	$1.375\,556 \times 10^{-4}$	$7.700\,127 \times 10^{-4}$	$2.096\,703 \times 10^{-3}$
a_6		$1.368\,088 \times 10^{-5}$	$1.067\,741 \times 10^{-4}$
a_7			$1.280\,702 \times 10^{-6}$

表 2 余弦组合窗的旁瓣特性比较
Table 2 Comparison of sidelobe characteristics among cosine composite windows

窗类型	旁瓣峰值 电平/dB	渐近衰减速率/ (dB·oct ⁻¹)
Hanning	-31	18
Blackman	-59	18
Blackman-Harris	-92	6
4 项 3 阶 Nuttall	-83	30
4 项最大旁瓣衰减	-61	40
6 项最小旁瓣	-154	11
7 项最小旁瓣	-180	11
8 项最小旁瓣	-208	12

注: oct 为倍频程。

由表 2 可以看出 8 项最小旁瓣窗具有很小的

旁瓣峰值,且具有很大的主瓣宽度,本文选择该窗对被分析信号进行加窗处理,可以起到很好的频谱泄漏抑制效果。

2.2 加窗插值算法

以含整数次谐波分量的信号 $x(t)$ 为例进行分析, $x(t)$ 以采样频率 f_s 均匀采样得到的离散时间信号为:

$$x(n) = \sum_{i=1}^H A_i \sin\left(2\pi \frac{r_i f_i}{f_s} n + \varphi_i\right) \quad (8)$$

其中, H 为含有谐波分量的个数; f_s 为采样频率; 当 $i=1$ 时, $r_i=1$, f_i 、 A_i 、 φ_i 分别为基波信号的频率、幅值和初相位; 当 $i \neq 1$ 时, r_i 、 U_i 、 φ_i 分别为第 i 项谐波信号的次数、幅值和初相位; $n=1, 2, \dots, N$ 为采样点编号。

对 $x(n)$ 加如式(7)所示的余弦窗函数,可得到 $x_w(n) = x(n)w_N(n)$, 忽略负频点旁瓣的影响, $x_w(n)$ 的离散傅里叶变换为:

$$X_w(k) = \sum_{i=1}^H \frac{A_i}{2j} e^{j\varphi_i} W\left(k - \frac{f_i}{\Delta f}\right) \quad (9)$$

其中, $\Delta f = f_s/N$; $W(k)$ 为窗函数的离散傅里叶变换。

$$W(k) = \sin(\pi k) e^{-j\pi k} e^{j\pi k/N} \sum_{m=0}^{M-1} \left\{ (-1)^m \frac{a_m}{2} \times \left\{ \frac{e^{-j\pi m/N}}{\sin[\pi(k-m)/N]} + \frac{e^{j\pi m/N}}{\sin[\pi(k+m)/N]} \right\} \right\} \quad (10)$$

考虑到 $N \gg 1$, 式(10)可近似表示为:

$$W(k) = \frac{Nk \sin(\pi k)}{\pi} e^{-j\pi k} e^{j\pi k/N} \sum_{m=0}^{M-1} (-1)^m \frac{a_m}{k^2 - m^2} \quad (11)$$

为不失一般性,设需要测量的为第 i ($i \leq H$) 次谐波,为简单起见,忽略其余各次谐波对第 i 次谐波的泄漏影响,此时,式(9)变为:

$$X'_w(k) = \frac{A_i}{2j} e^{j\varphi_i} W\left(k - \frac{f_i}{\Delta f}\right) \quad (12)$$

对于第 i 次谐波,对信号非同步采样时,由于栅栏效应,信号的频率 $k_i \Delta f$ 很难正好位于抽样频点上,即 $k_i = f_i / \Delta f$ 一般不是整数。设在峰值频点 k_i 附近抽样得到的幅值最大谱线为 k_a , 其左边谱线为 k_{a-1} , 右边谱线为 k_{a+1} , 记 $\delta = k_i - k_a$, 则有 $-0.5 < \delta < 0.5$, 准确地求得 δ 是求解问题的关键。在非同步采样情况下,加窗 FFT 后幅值最大谱线及其左右谱线均具有较大幅值,说明含有丰富的与实际谱线相关的信息,3 根谱线的信息均可用于插值修正^[15]。记 $y_1 = |X'_w(k_{a-1})|$, $y_2 = |X'_w(k_a)|$, $y_3 = |X'_w(k_{a+1})|$, 另记:

$$\alpha = \frac{y_3 - y_1}{y_2} \quad (13)$$

由式(12)和式(13)可得:

$$\alpha = \frac{|W(1-\delta)| - |W(-1-\delta)|}{|W(-\delta)|} \quad (14)$$

当 N 较大时,式(14)一般可以简化为 $\alpha = g(\delta)$,

其反函数记为 $\delta = g^{-1}(\alpha)$ 。当窗函数 $w_N(n)$ 为实系数时,其幅频响应 $W(2\pi f)$ 是偶对称的,因此函数 $g(\cdot)$ 及其反函数 $g^{-1}(\cdot)$ 都是奇函数。计算 $\delta = g^{-1}(\alpha)$ 可采用多项式逼近方法。采用 8 项最小旁瓣窗函数,在 MATLAB 中通过仿真,用拟合函数 $\text{polyfit}(\cdot)$ 拟合可得:

$$\delta = 1.54358647\alpha - 0.10763629\alpha^3 + 0.01652015\alpha^5 - 0.00308690\alpha^7 \quad (15)$$

求得 δ 后,可求得信号 i 次谐波频率:

$$f_i = k_i \Delta f = (k_a + \delta) \Delta f \quad (16)$$

信号的幅值和相位也可通过关于 δ 的修正函数求得。

为了更准确地求得信号的幅值,将 y_1 、 y_2 和 y_3 用于幅值修正。通过对这 3 根谱线幅值进行加权平均计算出实际的峰值点的幅值。考虑到 y_2 为最大谱线幅值,在加权平均时给 y_2 以较大权重。由式(12)可得 $y_1 = 0.5A_i |W(-1-\delta)|$, $y_2 = 0.5A_i |W(-\delta)|$, $y_3 = 0.5A_i |W(1-\delta)|$, 从而有:

$$y_1 + 2y_2 + y_3 = 0.5A_i (|W(-1-\delta)| + 2|W(-\delta)| + |W(1-\delta)|) \quad (17)$$

由式(17)得:

$$A_i = \frac{2(y_1 + 2y_2 + y_3)}{|W(-1-\delta)| + 2|W(-\delta)| + |W(1-\delta)|} \quad (18)$$

对于一般的实系数窗函数,当 N 较大时,式(18)可表示为 $A_i = N^{-1}(y_1 + 2y_2 + y_3)v(\delta)$ 的形式,其中 $v(\cdot)$ 是偶函数。采用多项式逼近求出函数 $v(\cdot)$ 的近似计算公式,结果中将不含有奇次项。采用 8 项最小旁瓣窗时,在 MATLAB 环境下通过仿真,利用拟合函数 $\text{polyfit}(\cdot)$ 拟合可得:

$$v(\delta) = 2.16693575 + 0.35236013\delta^2 + 0.02969750\delta^4 + 0.00176787\delta^6 \quad (19)$$

信号的相位由式(12)可得:

$$\varphi_i = \arg[X'_w(k_a)] + \pi/2 - \arg[W(\delta)] \quad (20)$$

结合式(6),式(20)近似可表示为:

$$\varphi_i = \arg[X'_w(k_a)] + \pi/2 - \delta\pi \quad (21)$$

通过对输入的电压、电流信号用 8 项最小旁瓣窗函数进行加窗处理,进行 FFT,再按式(13)~(21)插值修正公式计算基波频率 f_1 及基波、谐波的电压、电流的幅值和相位后,即可按式(2)和式(6)计算得到电容器组回路参数 R 、 C 、 L 。

3 仿真试验

为了验证本文算法的可行性,在 MATLAB 环境下进行了仿真试验,图 1 所示模型中,电抗率取为较普遍的 12%,各元件取值为: $C=215 \mu\text{F}$, $L=5.66 \text{ mH}$, $R=0.05 \Omega$ 。所加电压信号表达式为:

$$u(t) = \sum_{i=1}^H U_i \cos(2\pi f_i t + \varphi_i) \quad (22)$$

各次电压幅值及相位如表 3 所示,对应的电流

信号表达式为:

$$i(t) = \sum_{i=1}^H \frac{U_i}{|Z_i|} \cos(2\pi f_i t + \varphi_i - \arg(Z_i)) \quad (23)$$

其中, Z_i 为回路的 i 次谐波阻抗。取 $f_1=50.5$ Hz, 采样频率 $f_s=12.8$ kHz, 采样点数 $N=2560$ 。

表 3 仿真信号电压的基波及谐波成分

Table 3 Fundamental and harmonic components of voltage simulation signal

i	U_i/V	$\varphi_i/(\text{^\circ})$
1	5 820.00	60.5
2	2.60	57.5
3	65.60	39.0
4	1.20	33.1
5	5.75	-52.7
6	0.75	-37.8
7	15.02	97.0
9	7.05	43.1

对输入的电压、电流信号分别用 Hanning 窗^[14]、Blackman 窗^[14]、Blackman-Harris 窗^[12]双谱线插值 FFT 和本文方法进行处理, 本文方法的仿真实验程序流程如图 2 所示, 图中, f_{u1} 、 f_{i1} 分别为基波电压和基波电流的频率; f_{uh} 、 f_{ih} 分别为第 h 次谐波电压和电流的频率。计算出基波频率 f_1 及基波和各次谐波的电压、电流的幅值和相位后去除含量较低的偶次谐波信息, 选择基波和含量相对较高的 3、5、7、9 次谐波相量信息按式(2)和式(6)计算电容器组回路参数 R 、 C 、 L 。仿真试验结果见表 4。

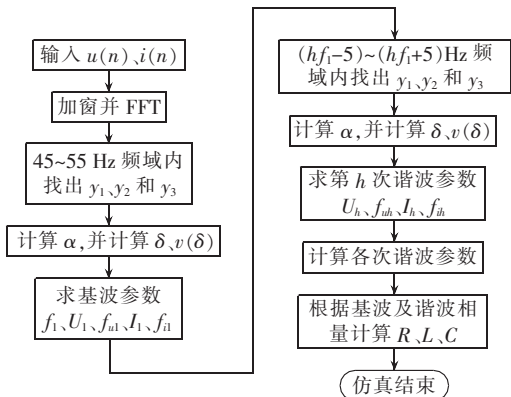


图 2 仿真程序流程图

Fig.2 Flowchart of simulation

表 4 R 、 L 、 C 相对误差比较

Table 4 Comparison of relative error of R , L and C

窗类型	$\varepsilon_R/\%$	$\varepsilon_L/\%$	$\varepsilon_C/\%$
Hanning ^[14]	-4.770 0	2.80×10^{-3}	8.35×10^{-4}
Blackman ^[14]	-2.490 0	1.23×10^{-3}	3.74×10^{-4}
Blackman-Harris ^[12]	-0.083 5	-4.24×10^{-3}	1.23×10^{-3}
本文方法	-1.32×10^{-6}	8.07×10^{-9}	5.13×10^{-10}

由表 4 数据可看出, 8 项最小旁瓣窗具有良好的频谱泄漏抑制作用, 本文方法测量结果与加 Hanning、Blackman 和 Blackman-Harris 双谱线插值算法相比

精度要高出几个数量级。

为了仿真实际测量情况, 对如式(22)和式(23)信号采样的离散数据加入白噪声干扰, 电压、电流信号的信噪比均为 70 dB(本文测量系统所用的 AD 转换器性能优于 70 dB), 电网频率为 49.50、49.75、50.00 和 50.25 Hz 时本文方法的单次测量结果误差见表 5。通过观察多次测量结果发现单次测量误差 $\varepsilon_R < 2\%$ 、 $\varepsilon_L < 1\%$ 、 $\varepsilon_C < 0.5\%$, 通过多次测量求平均值可获得更高精度。由此可以看出本文方法能有效克服电网基波频率变动对测量结果的影响, 同时在测量数据含有白噪声但信噪比足够大时也具有一定的测量精度, 可用于实际测量。

表 5 不同频率下测量结果的相对误差

Table 5 Relative error of measurements under different frequencies

频率/Hz	$\varepsilon_R/\%$	$\varepsilon_L/\%$	$\varepsilon_C/\%$
49.50	0.974	0.382	-0.075
49.75	-1.242	-0.674	0.190
50.00	0.569	0.322	-0.096
50.25	0.551	-0.090	-0.040

4 测量系统的硬件实现

基于本文算法, 在研制的电能质量监测仪上实现电容器组参数的在线辨识功能。测量系统的硬件结构如图 3 所示。

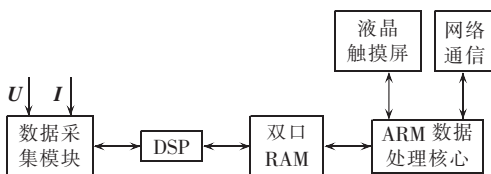


图 3 测量仪器硬件结构框图

Fig.3 Hardware framework of measuring equipment

数据采集模块主要由电压电流互感器、信号调理电路、抗混叠滤波器和 A/D 转换器等电路组成。A/D 转换器采用 ADI 公司的 16 位高速、6 通道同步采样芯片 ADS8364。装置对每通道的采样速率设定为 12.8 kHz。为了适应数据的高速采样, 采用双 CPU 结构。DSP 采用 TI 公司的数字信号处理芯片 TMS320F2812, 负责 ADC 转换数据的读取及放入双口 RAM。数据处理核心部分选择使用三星公司的 S3C2440AL-40ARM 芯片作为主控芯片, 它拥有一个 ARM9 内核, 稳定运行于 400 MHz, 负责数据的处理及通信等工作。

5 现场实际运行

在沧州地区电网某 220 kV 变电站进行了电容器组参数的现场实测, 该变电站无功补偿电容器组装在 10 kV 母线上, 10 kV 母线为单母线分段接

线,两段母线各装设 4 组电容器组。

首先给出 I 段母线 521 号电容器组参数的测量数据。该电容器组电容铭牌参数为 212 μF ,串联的电抗器的电抗率为 4.5%,据此可算出其电感值为 2.1507 mH。采样频率为 12.8 kHz,截取的数据采样点数 $N=2560$ 。对采样的电压、电流信号用第 2 节所述方法进行加窗插值 FFT 分析,某次测量计算得到的基波频率 $f_1=49.966\text{ Hz}$,电压和电流的基波及含量相对较大的 3、5、7 和 9 次谐波的幅值和相位如表 6 所示。

表 6 被测电压、电流信号的分析结果
Table 6 Results of signal analysis for measured voltage and current

i	电压		电流	
	幅值/V	相位/(°)	幅值/A	相位/(°)
1	6119.88	-9.35	423.100	79.56
3	36.82	-93.02	12.080	-8.20
5	1.52	-126.24	3.610	-175.52
7	3.71	-168.13	1.460	108.09
9	3.11	-0.18	0.714	-86.56

利用表 6 数据再根据第 1 节所述方法进行参数计算可得: $R=0.275\ \Omega$ 、 $C=210.52\ \mu\text{F}$ 、 $L=2.131\text{ mH}$,与铭牌值基本一致。

在参数实际测量时,取 20 次单次计算(利用 2 560 点的数据量进行 1 次计算)结果的平均值作为一次测量结果,可获得较为稳定的测量结果。I 段母线 4 组电容器组 A 相电容值的铭牌值、停电实测值及本文方法测量结果见表 7,本文方法在线实测结果与铭牌值和停电实测值较为接近,测量结果可以作为判断电容器性能的依据。

表 7 电容器组电容值实测结果与铭牌值和停电测量值对比
Table 7 Comparison of capacitance among online measurement,nameplate value and offline measurement for different capacitors

电容器编号	铭牌值/ μF	停电实测值/ μF	本文方法实测值/ μF
521	212	216.50	210.62
522	212	215.70	210.60
523	182	183.55	180.45
524	182	184.50	180.67

6 结论

本文提出了利用电压、电流基波及谐波相量进行电容器组参数在线辨识的方法,推导了加 8 项最小旁瓣窗函数的插值 FFT 算法,并将该算法应用于电容器组参数的在线辨识。仿真试验和现场实际运行验证了本文所提方法正确可行且具有较高的测量精度。设计的测量系统使用灵活方便,测量结果精确、稳定,可用于电容器组参数的在线辨识。

参考文献:

[1] 江鸿梅. 电解铝无功补偿电容器电容量测试方法探讨[J]. 青海电力,2011,30(2):14-16,39.
JIANG Hongmei. Discussion of capacity test method for reactive power compensation capacitors of electrolytic aluminum[J]. Qinghai Electric Power,2011,30(2):14-16,39.

[2] 盛小伟,黄梅. 无功补偿电容器组的并联谐振分析[J]. 电力电容器,2006(5):13-16.
SHENG Xiaowei,HUANG Mei. Analysis of parallel resonance of reactive power compensation shunt capacitor bank[J]. Power Capacitor,2006(5):13-16.

[3] 徐永海,肖湘宁,刘昊,等. 混合型有源电力滤波器与并联电容器组联合补偿技术研究[J]. 电工技术学报,2005,20(1):112-118.
XU Yonghai,XIAO Xiangning,LIU Hao,et al. Shunt hybrid filter for harmonic suppression and reactive power compensation [J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2005,20(1): 112-118.

[4] 刘书铭,李琼林,杜习周,等. 无功补偿电容器组串联电抗器的参数匹配[J]. 电力自动化设备,2012,32(4):145-150.
LIU Shuming,LI Qionglin,DU Xizhou,et al. Parameter matching of series reactor in reactive compensation capacitor bank [J]. Electric Power Automation Equipment,2012,32(4):145-150.

[5] 樊建宪. 计量并联电容器补偿装置有功损耗方法的探讨[J]. 电测与仪表,1998,35(395):14-18.
FAN Jianxian. Explore of reactive compensation capacitor active power loss measurement method[J]. Electrical Measurement & Instrumantation,1998,35(395):14-18.

[6] 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.

[7] 潘文,钱寿命,周鄂. 基于加窗插值 FFT 的电力谐波测量理论(Ⅱ) 双插值 FFT 理论[J]. 电工技术学报,1994,9(2):53-56.
PAN Wen,QIAN Yushou,ZHOU E. Power harmonics measurement based on windows and interpolated FFT(Ⅱ) dual interpolated FFT algorithms[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,1994, 9(2):53-56.

[8] 熊杰锋,王柏林,孙艳. 电力系统间谐波和谐波分析的海宁窗插值算法[J]. 自动化仪表,2010,31(4):25-26,33.
XIONG Jiefeng,WANG Bailin,SUN Yan. Hanning windowed interpolation algorithm for inter-harmonics and harmonics analysis of electric power system[J]. Process Automation Instrumentation, 2010,31(4):25-26,33.

[9] 邱海峰,周浩. 应用改进的布莱克曼插值算法精确估算介损角[J]. 高压电器,2008,44(3):236-238,269.
QIU Haifeng,ZHOU Hao. High-accuracy estimation of dielectric loss angle using the improved blackman-windowed interpolated algorithm[J]. High Voltage Apparatus,2008,44(3):236-238,269.

[10] 许珉,张鸿博. 基于 Blackman-Harris 窗的加窗 FFT 插值修正算法[J]. 郑州大学学报:工学版,2005,26(4):99-101.
XU Min,ZHANG Hongbo. The correction algorithm based on the Blackman-Harris windows and interpolated FFT[J]. Journal of Zhengzhou University:Engineering Science Edition,2005,26 (4):99-101.

- [11] 陈国志,陈隆道,蔡忠法. 基于 Nuttall 窗插值 FFT 的谐波分析方法[J]. 电力自动化设备,2011,31(4):27-31.
CHEN Guozhi, CHEN Longdao, CAI Zhongfa. Harmonic analysis based on Nuttall window interpolation FFT[J]. Electric Power Automation Equipment, 2011, 31(4): 27-31.
- [12] 孙浩云,牟龙华. 基于加窗小波变换的 HAPF 谐波检测[J]. 电力自动化设备,2010,30(11):69-72.
SUN Haoyun, MU Longhua. HAPF harmonic detection based on windowed wavelet transform[J]. Electric Power Automation Equipment, 2010, 30(11): 69-72.
- [13] ALBRECHT H H. A family of cosine-sum windows for high-resolution measurements[C]//IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. Salt Lake City, USA: IEEE, 2001: 3081-3084.
- [14] 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):49-54.
PANG 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): 49-54.

- [15] 牛胜锁,梁志瑞,张建华,等. 基于三谱线插值 FFT 的电力谐波分析算法[J]. 中国电机工程学报,2012,32(16):130-136.
NIU Shengsuo, LIANG Zhirui, ZHANG Jianhua, et al. An algorithm for electrical harmonic analysis based on triple-spectrum-line interpolation FFT[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(16): 130-136.

作者简介:



牛胜锁

牛胜锁(1980—),男,河北高邑人,讲师,博士,主要研究方向为广域测量技术与电能质量监测分析(E-mail:niushengsuo@163.com);

梁志瑞(1959—),男,河北磁县人,教授,从事电力系统自动化、电力系统监测与故障诊断技术方面的教学与研究工作;

苏海锋(1977—),男,河北栾城人,讲师,博士,主要从事电网规划方面的研究工作;

赵飞(1982—),男,河北阜平人,讲师,博士研究生,主要从事电力系统运行与控制方面的研究工作。

Online parameter identification for reactive power compensation capacitor branch

NIU Shengsuo, LIANG Zhirui, SU Haifeng, ZHAO Fei

(State Key Laboratory of Alternate Electrical Power System with Renewable Energy Sources,
North China Electric Power University, Baoding 071003, China)

Abstract: It is proposed to calculate the parameters of reactive power compensation capacitor branch according to the measurements of its fundamental voltage, current and harmonic phasor. The windowed interpolation FFT(Fast Fourier Transform) is adopted in the analysis of sampled data to reduce the influence of grid frequency fluctuation on the measurements, the eight-term minimum sidelobe window is selected as the window function due to its excellent performance and the polynomial fitting is used to deduce the practicable interpolation correction formula. The simulative results show that, the proposed algorithm is immune to the grid frequency fluctuation and has higher measuring accuracy even when the SNR(Signal-to-Noise Ratio) of measured signal is big. An online parameter identification system of reactive power compensation capacitor branch is implemented based on the proposed method and the results of its field operation show the parameters of reactive power compensation capacitor branch are online identified.

Key words: reactive compensation capacitor; parameter identification; harmonic analysis; interpolation; fast Fourier transforms