

基于谐波阻抗矩阵约束的系统侧谐波阻抗估计方法

郑 仙,肖先勇,王 杨

(四川大学 电气工程学院,四川 成都 610065)

摘要:谐波阻抗是谐波治理和谐波责任划分的重要参数,针对背景谐波波动的随机性,考虑基于诺顿等效电路方程的固有特点,提出一种基于谐波阻抗矩阵约束的谐波阻抗估计方法。针对复值信号在复数独立分量分析法的求解过程中存在的相角偏移问题,将谐波阻抗矩阵的结构加入复数独立分量分析的迭代过程中对其分离矩阵进行约束。分别基于符号判别法和比例缩放法解决次序不确定和幅值不确定性问题。所提方法对背景谐波波动适应性强,对数据点需求量少。仿真和实测结果说明了所提方法的正确性和有效性。

关键词:谐波分析;谐波阻抗;谐波阻抗矩阵约束;复数独立分量分析;背景谐波波动

中图分类号:TM 711

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202101022

0 引言

随着电力系统规模的扩大以及电力电子技术的发展,电力系统中的谐波源呈现爆发式增长,导致系统中谐波污染愈发严重,影响电网安全稳定运行并造成设备运行损失^[1]。为更好地进行谐波治理,需对公共连接点 PCC(Point of Common Coupling)系统侧和用户侧谐波发射水平进行评估。

当前谐波发射水平评估主要是基于诺顿等效电路和叠加定理,分析 PCC 处系统侧和用户侧谐波发射水平^[2]。在该问题中已知量为 PCC 处测量值,系统侧和用户侧谐波源以及谐波阻抗均为未知量,为欠定方程求解问题。系统侧谐波阻抗评估方法可分为干预式法和非干预式法 2 类。干预式法通过向电网主动注入谐波/间谐波电流,通过测量其在 PCC 处引起的响应计算谐波阻抗。该类方法虽然具有较高的准确性,但是注入扰动会影响系统的正常运行。非干预式法基于 PCC 处已有的监测数据对采集数据进行分析,从而估计系统侧谐波阻抗。

典型的非干预式法包括波动量法^[3]、线性回归法^[4-7]、随机矢量协方差法^[8]和独立分量分析法 ICA(Independent Component Analysis method)等。波动量法利用 PCC 处电压和电流波动量的比值计算谐波阻抗,在背景谐波波动时该方法将存在较大的误差。线性回归法通过建立 PCC 处谐波电压和谐波电流的线性回归方程,计算回归系数获得系统侧谐波阻抗,但是当谐波电压和谐波电流的线性关系不再成立时该方法将会失效。随机矢量协方差法根据系

统侧谐波源和 PCC 处谐波电流在系统侧谐波阻抗远小于用户侧谐波阻抗时呈弱相关性估算系统谐波阻抗,在该条件不成立时方法误差增大。文献^[9]指出谐波负荷波动量可以分解为慢速波动分量和快速波动分量,根据该特性可进行谐波阻抗估计,代表方法有稀疏成分分析法^[10]、ICA^[11-14]、联合对角化方法^[15]等盲源分离方法,该类方法的前提条件少、对背景谐波适应能力强。但 ICA 建立在中心极限定理的基础上,当原始信号不满足中心极限定理时,其将不再适用于信号分离^[16];此外,ICA 的性能易受到参与迭代的数据点数量的影响,在数据点数量较少时易陷入局部最优,每次运算均会得到不同的结果,估计效果欠佳。因此,针对新背景下的谐波阻抗估计问题,亟需提出一种鲁棒性更好的谐波阻抗估计方法。

本文提出一种基于谐波阻抗矩阵约束的系统侧谐波阻抗估计方法:基于诺顿等效电路建立谐波源和 PCC 监测数据之间的等式关系;利用谐波阻抗矩阵的固有属性,对复数独立分量分析法 CICA(Complex Independent Component Analysis method)的分离矩阵进行约束,实现分离矩阵的无相角偏移,从而更准确地求得与源信号高度吻合的分离信号,最后根据分离矩阵求取系统侧谐波阻抗。本文方法对背景谐波波动适应性强,在参与运算的样本点数量较少时也能获得较稳定的结果。利用 MATLAB/Simulink 搭建仿真模型以及钢铁厂的实测数据,将本文方法与 3 种已有方法进行对比,结果表明了本文方法的有效性。

1 谐波阻抗估计基本原理

1.1 谐波阻抗估计等效电路模型

本文分析主要基于如图 1 所示的诺顿等效电路。图中, I_s 、 I_c 分别为系统侧和用户侧谐波源的谐波发射电流; I_{pcc} 、 V_{pcc} 分别为 PCC 处测得的谐波电流、

收稿日期:2020-03-31;修回日期:2020-11-25

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51807126);国家电网公司科技项目(SGZJDK00DWJS1900033)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51807126) and the Science and Technology Project of SGCC(SGZJDK00DWJS1900033)

谐波电压; Z_s 、 Z_c 分别为系统侧和用户侧谐波阻抗。根据图1以及叠加定理,列写方程如下:

$$\begin{cases} V_{\text{pcc}} = \frac{Z_s Z_c}{Z_s + Z_c} I_s + \frac{Z_s Z_c}{Z_s + Z_c} I_c \\ I_{\text{pcc}} = \frac{Z_s}{Z_s + Z_c} I_s - \frac{Z_c}{Z_s + Z_c} I_c \end{cases} \quad (1)$$

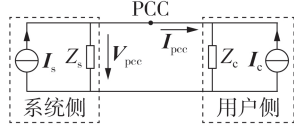


图1 诺顿等效电路

Fig.1 Norton equivalent circuit

1.2 CICA分离强弱混合信号的不足

根据 Lindeberg-Feller 定理^[17],假设 x_i 是均值为 ξ_i 、方差为 δ_i^2 的随机序列,记其部分和的形式为:

$$S_n = \sum_{i=1}^n x_i, v_n^2 = V_{\text{AR}}(S_n) = \sum_{i=1}^n \delta_i^2 \quad (2)$$

其中, $V_{\text{AR}}(\cdot)$ 表示求方差。

若对于所有 $\lambda > 0$, 序列满足式(3), 则说明该序列满足 Lindeberg-Feller 条件, 满足该条件的序列趋向于正态分布, 即 $S_n/v_n \rightarrow N(0, 1)$ 。

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{v_n^2} \sum_{i=1}^n E \left[x_i^2; \left\{ |x_i| > \lambda v_n \right\} \right] = 0 \quad (3)$$

其中, $E[\cdot]$ 表示求均值。

实际上, 式(3)所示条件为序列 x_i 满足正态分布的充要条件。Lindeberg-Feller 定理的本质是组成和序列的各个分序列的大小应该相当, 不能出现某一序列对和序列起主导作用; 从另一方面而言, 强弱混合信号可能不再严格满足中心极限定理, 而 CICA 正是建立在中心极限定理的基础上^[17], 这是 CICA 不适用于强弱混合信号分离的本质原因。在进行谐波阻抗评估时, 通常会在用户出口侧进行测量, 此时所得测量值中的系统侧谐波波动量通常会小于用户侧^[14], 不再满足传统 CICA 所需的准确分离信号的条件, 利用该信号进行系统侧谐波阻抗估计时, 可能会因信号分离不彻底导致估计结果不准确。

此外, 传统 CICA 想要得到稳定的计算结果, 就需要增加参加计算的样本点数量, 这意味着谐波阻抗估计的计算周期变长, 实际上系统侧谐波阻抗会随着系统运行模式发生改变^[9], 若谐波阻抗计算周期过长则谐波阻抗时效性变差, 因此需要找到一种可以减少样本点数量的方法用于系统侧谐波阻抗计算。

1.3 本文方法

已有研究指出可利用系统侧谐波先验信息解决上述问题, 先验信息通常选择为停机时刻 PCC 处测量得到的谐波电压和电流数据^[14, 18-19], 可以利用约束 CICA 从 PCC 处的混合信号中获取分离阻抗求解系

统侧谐波阻抗^[14]。该方法的缺陷在于将用户侧停机时刻 PCC 处的测量信号选取为系统侧先验信号, 即在长时间内会将系统侧谐波源默认为一个接近恒定的值。背景谐波源通常由 PCC 上游侧的非线性负荷组成, 会随着谐波负荷的波动而产生波动, 保证其在长时间内保持恒定非常困难。本文根据诺顿等效电路, 从谐波阻抗矩阵的固有特征出发, 结合约束 CICA, 提出一种基于谐波阻抗矩阵约束的系统侧谐波阻抗估计方法, 具体阐述如下。

CICA 应用的前提是源信号相互独立。根据文献[9], 利用线性滤波器可将 PCC 处测得的谐波电压和电流分解为快速波动量和慢速波动量两部分, 其中快速波动量部分被认为具有统计独立性。因此在利用 CICA 进行系统侧谐波阻抗估计时, 式(1)可表示为:

$$\begin{bmatrix} V_{\text{pcc-fast}} + V_{\text{pcc-slow}} \\ I_{\text{pcc-fast}} + I_{\text{pcc-slow}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Z_s Z_c}{Z_s + Z_c} & \frac{Z_s Z_c}{Z_s + Z_c} \\ \frac{Z_s}{Z_s + Z_c} & -\frac{Z_c}{Z_s + Z_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s-fast} + I_{s-slow} \\ I_{c-fast} + I_{c-slow} \end{bmatrix} \quad (4)$$

其中, 下标“fast”和“slow”分别表示对应谐波信号的快速波动分量和慢速波动分量。 $V_{\text{pcc-fast}}$ 和 $I_{\text{pcc-fast}}$ 具有统计独立性, 满足 CICA 适用条件。将式(4)中的快速波动分量部分单独表示为:

$$\begin{bmatrix} V_{\text{pcc-fast}} \\ I_{\text{pcc-fast}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Z_s Z_c}{Z_s + Z_c} & \frac{Z_s Z_c}{Z_s + Z_c} \\ \frac{Z_s}{Z_s + Z_c} & -\frac{Z_c}{Z_s + Z_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s-fast} \\ I_{c-fast} \end{bmatrix} \quad (5)$$

其中, $\begin{bmatrix} V_{\text{pcc-fast}} \\ I_{\text{pcc-fast}} \end{bmatrix}$ 为 CICA 模型中的观测信号矩阵;

$\begin{bmatrix} I_{s-fast} \\ I_{c-fast} \end{bmatrix}$ 为 CICA 模型中的源信号矩阵。

利用 CICA 对观测信号进行分离, 可得到分离矩阵和独立源信号。假设根据 CICA 得到的恢复信号为:

$$\begin{bmatrix} \tilde{I}_1 \\ \tilde{I}_2 \end{bmatrix} = \mathbf{W} \begin{bmatrix} V_{\text{pcc-fast}} \\ I_{\text{pcc-fast}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} w_{11} & w_{12} \\ w_{21} & w_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{\text{pcc-fast}} \\ I_{\text{pcc-fast}} \end{bmatrix} \quad (6)$$

其中, $\tilde{I}_1$ 和 $\tilde{I}_2$ 为恢复信号; $\mathbf{W}$ 为分离矩阵。

理想状态下, 将式(5)左乘谐波阻抗矩阵的逆矩阵(具体推导过程见附录 A)可得源信号矩阵和混合矩阵具有如下关系:

$$\begin{bmatrix} I_{s-fast} \\ I_{c-fast} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{Z_s} & 1 \\ \frac{1}{Z_c} & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{\text{pcc-fast}} \\ I_{\text{pcc-fast}} \end{bmatrix} \quad (7)$$

根据式(7), 假设 CICA 能对源信号进行准确的

恢复,则分离矩阵为该次谐波波下的谐波导纳矩阵,其第2列元素应为1或者-1。将式(6)转换为式(7)的形式可得:

$$\begin{bmatrix} \tilde{I}_1/w_{12} \\ \tilde{I}_2/w_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} w_{11}/w_{12} & 1 \\ w_{21}/w_{22} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{pcc-fast} \\ I_{pcc-fast} \end{bmatrix} \quad (8)$$

对比式(8)和式(6)可知,恢复信号是否存在相角偏移与 w_{12} 和 w_{22} 密切相关:若 w_{12} 和 w_{22} 为实数,则恢复信号和实际信号相比只存在幅值缩放;若 w_{12} 和 w_{22} 为复数,则恢复信号和实际信号相比,不仅存在幅值缩放还存在相角偏移。上述条件可表示为:

$$\begin{cases} \text{Im}(w_{12}) \approx 0 \\ \text{Im}(w_{22}) \approx 0 \end{cases} \quad (9)$$

CICA的计算原则为找寻彼此间相互独立的源信号,按照该原则所得寻优结果可能不会满足理想条件。不同于传统CICA将分离矩阵元素的初值设置为随机复数,本文将分离矩阵的第2列设置为随机实数,利用牛顿-拉夫逊算法进行迭代求解。结合约束CICA的思想,将式(9)作为约束条件,当分离矩阵满足式(9)时,输出此时得到分离矩阵和分离源信号,其原理如图2所示。

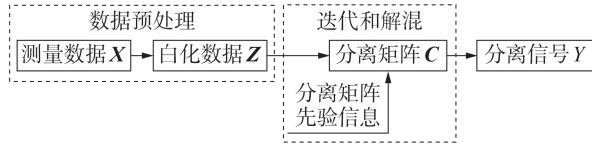


图2 基于谐波阻抗矩阵的约束CICA原理图

Fig.2 Principle diagram of constrained CICA based on harmonic impedance matrix

则基于谐波阻抗矩阵的约束CICA所得结果为:

$$\tilde{S} = C \begin{bmatrix} V_{pcc-fast} \\ I_{pcc-fast} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} \\ c_{21} & c_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{pcc-fast} \\ I_{pcc-fast} \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\tilde{S} = \begin{bmatrix} \tilde{I}_{1-fast} \\ \tilde{I}_{2-fast} \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} \\ c_{21} & c_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} + jb_{11} & a_{12} + j0 \\ a_{21} + jb_{21} & a_{22} + j0 \end{bmatrix}$$

其中, $\tilde{S}$ 为分离所得源信号; C 为分离矩阵; a_{11} 、 b_{11} 分别为 c_{11} 的实部和虚部,其他依此类推。

解混后的分离信号和真实源信号之间存在次序不确定性和幅值不确定性问题,即 $\tilde{I}_{1-fast}$ 、 $\tilde{I}_{2-fast}$ 和 I_{s-fast} 、 I_{c-fast} 之间的对应关系、缩放倍数不可知。假设分离出的源信号和真实源信号之间存在如下关系:

$$\begin{bmatrix} \tilde{I}_{1-fast} \\ \tilde{I}_{2-fast} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_1 I_{s-fast} \\ k_2 I_{c-fast} \end{bmatrix} \quad (11)$$

其中, k_1 和 k_2 分别为系统侧和用户侧源信号缩放系数。将式(11)代入式(10)可得:

$$\begin{bmatrix} k_1 I_{s-fast} \\ k_2 I_{c-fast} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} \\ c_{21} & c_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{pcc-fast} \\ I_{pcc-fast} \end{bmatrix} \quad (12)$$

从而有:

$$\begin{bmatrix} I_{s-fast} \\ I_{c-fast} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{c_{11}}{k_1} & \frac{c_{12}}{k_1} \\ \frac{c_{21}}{k_2} & \frac{c_{22}}{k_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{pcc-fast} \\ I_{pcc-fast} \end{bmatrix} \quad (13)$$

结合式(7)和式(13),可得:

$$\begin{cases} Z_s = \frac{c_{12}/k_1}{c_{11}/k_1} = \frac{c_{12}}{c_{11}} \\ -Z_c = \frac{c_{22}/k_2}{c_{21}/k_2} = \frac{c_{22}}{c_{21}} \end{cases} \quad (14)$$

由于 $\tilde{I}_{1-fast}$ 、 $\tilde{I}_{2-fast}$ 和 I_{s-fast} 、 I_{c-fast} 之间的对应关系为假定的,即系统侧源信号和用户侧源信号的分离顺序不确定,需要对式(14)的结果进行判定。由于阻抗的实部代表电阻部分,恒为正值,可据此形成构建条件,所得谐波阻抗计算结果如下:

$$Z_{s-final} = \begin{cases} Z_s & \text{Re}(Z_s) > 0 \\ -Z_c & \text{Re}(Z_s) < 0 \end{cases} \quad (15)$$

其中, $Z_{s-final}$ 为最终估计所得系统侧谐波阻抗值。

以上为提出的基于谐波阻抗矩阵约束的谐波阻抗估计算法。该方法将谐波阻抗矩阵的固有特性作为约束条件,利用约束CICA进行谐波阻抗计算,理想情况下算法输出的分离矩阵和分离信号只存在幅值的缩放而不存在相角偏移,因此可以更好地提高分离信号和原始信号间的吻合度,从而提高谐波阻抗计算精度。本文方法的流程图见图3,图中参数

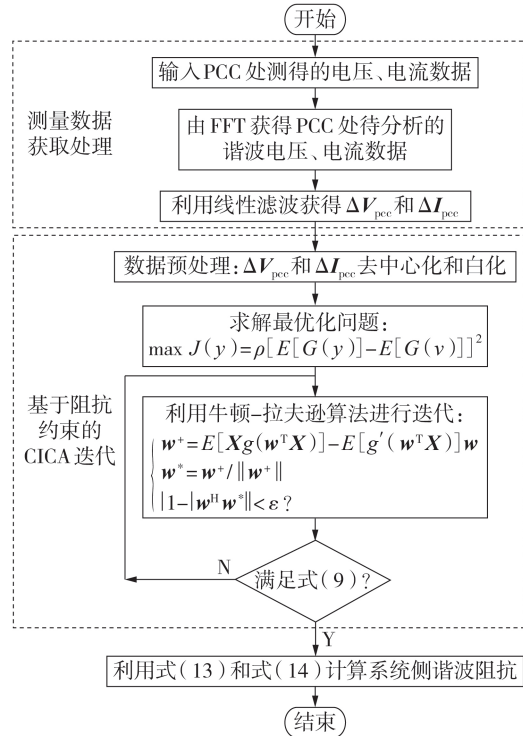


图3 基于谐波阻抗矩阵的约束CICA流程图

Fig.3 Flowchart of constrained CICA based on harmonic impedance matrix

定义见文献[11-12]。

2 仿真分析

2.1 仿真参数设置

为了对本文所提方法进行验证,利用MATLAB/Simulink搭建如图1所示的诺顿等效电路模型,按照式(1)获得 I_{pcc} 和 V_{pcc} 。具体仿真参数设置如下。

(1)谐波源。用户侧谐波源 I_c 由幅值为10 A、相角为 60° 的慢速稳态分量叠加具有拉普拉斯分布 $Lap(a, b)$ (a 为均值, b 为方差)的随机序列组成^[12];系统侧谐波源 I_s 的幅值(指幅值最大波动值)设置为 kI_c , k 为背景谐波相对波动程度,相角设置为 30° 。

(2)谐波阻抗。系统侧谐波阻抗 $Z_s=2+j10\ \Omega$,用户侧谐波阻抗设置2组参数,即 $Z_c=15+j100\ \Omega$ 和 $Z_c=8+j16\ \Omega$ 。系统侧和用户侧谐波阻抗均加上5%的随机扰动。

按照上述参数设置生成10 000个PCC数据,利用线性滤波对 I_{pcc} 和 V_{pcc} 进行处理以获得对应的快速波动分量 $I_{pcc-fast}$ 和 $V_{pcc-fast}$,分别利用4种方法进行谐波阻抗计算:方法1为二元线性回归法^[6];方法2为随机矢量协方差法^[8];方法3为CICA^[12];方法4为本文方法。谐波阻抗估计误差的计算公式^[10]为:

$$S_{error} = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \left| \frac{Z_{i,cal} - Z_{rel}}{Z_{rel}} \right| \times 100\% \quad (16)$$

其中, m 为数据子段数; $Z_{i,cal}$ 为第 i 个数据段的计算值; Z_{rel} 为正值。

2.2 估计结果误差分析

随着光伏、风电等新能源的不断发展,大量可再生能源通过并网逆变器接入电网。由于新能源电场侧滤波器的存在, $Z_s \ll Z_c$ 的假设在某些频次下不再成立。鉴于此,除了考虑不同程度的背景谐波波动(文中利用 k 进行描述)下本文方法的性能外,还考虑到两侧谐波阻抗接近时不同方法的性能比较。

(1) $Z_c=15+j100\ \Omega$ 时的误差分析。

在 $Z_s \ll Z_c$ 的情况下,针对不同程度的背景谐波波动,经多次计算获得系统侧谐波阻抗值,并计算4种方法的系统侧谐波阻抗估计误差,结果见图4。图中, S_{error}^{Re} 、 S_{error}^{Im} 分别为系统侧谐波阻抗实部、虚部误差。

从图4可知,方法1和方法2的准确性很低,并且随着背景谐波波动的增大,2种方法的误差急剧增加。对于方法1,二元线性回归要求背景谐波在计算过程中保持恒定,此外数据间的多重相关性也会对估计结果造成影响。方法2的基本前提是 $Z_s \ll Z_c$,只有当该前提成立时,PCC处的谐波电流才会和用户侧谐波电流呈强相关性。此外,背景谐波波动也会对该方法性能有一定影响。与方法1、2相比,方法3的估计结果准确性较高,但每次参与运算

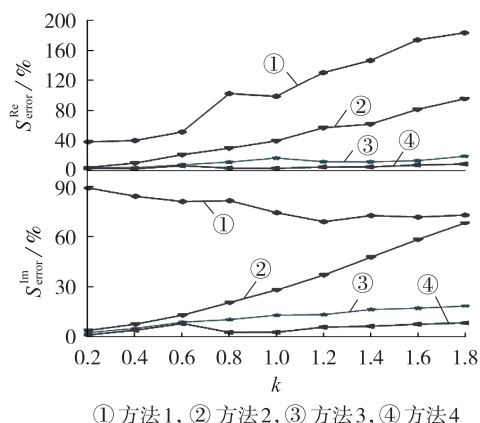


图4 $Z_c=15+j100\ \Omega$ 时的系统侧谐波阻抗估计误差

Fig.4 Estimation errors of utility harmonic impedance when $Z_c=15+j100\ \Omega$

数据点数量对估计结果有较大影响,当数据点较少时,由于数据统计特性缺乏,该方法将陷入局部最优点甚至迭代发散。方法4,即本文方法由于加入了谐波阻抗矩阵先验信息作为约束条件,在样本点较少时也能较为准确地估计系统侧谐波阻抗。

(2) $Z_c=8+j16\ \Omega$ 时的误差分析。

设置 $Z_c=8+j16\ \Omega$ 主要是针对由新能源场站中滤波器引起的某些频次下 Z_s 和 Z_c 接近的情况,针对不同程度的背景谐波波动进行多次计算获得系统侧谐波阻抗,并计算4种方法的系统侧谐波阻抗估计误差,结果见图5。由图5可见,与其他方法相比,方法4,即本文方法的误差最小,且误差随着背景谐波波动增大的变化最小。本文方法考虑了谐波阻抗矩阵的固有属性,将其用于约束CICA中作为约束条件,一定程度上能增加谐波源信号分离的准确性。由图5可看出随着背景谐波的增加,与其他方法相比,本文方法能够更加有效地抑制背景谐波干扰,尤其在两侧谐波源波动幅度相近($k=1$)时计算结果较准确。

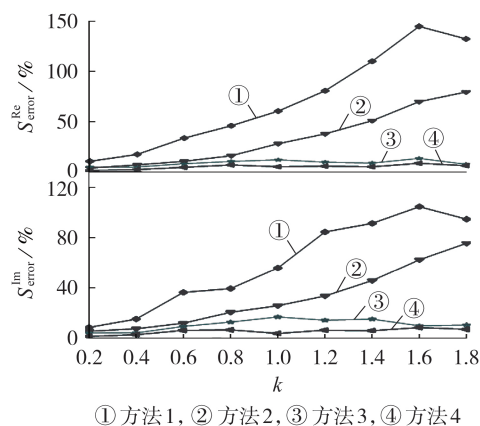


图5 $Z_c=8+j16\ \Omega$ 时的系统侧谐波阻抗估计误差

Fig.5 Estimation errors of utility harmonic impedance when $Z_c=8+j16\ \Omega$

2.3 CICA 误差分析

参与运算的样本点数量会对 CICA 的计算结果产生较大的影响。如果参与运算的样本点数量较少,则每次运行会得到不同的结果。如果每次运算能够有较多的样本点加入,则 CICA 的计算准确性将会大幅提高。然而,要获得更多的样本点就需要更多的监测时间,在此期间,系统侧谐波阻抗可能会变化。

CICA 的优化目标是统计量的非高斯最大化,通常利用负熵作为非高斯性的测度,而概率密度函数是计算负熵的重要参数。统计量样本点数量越多越利于其概率密度函数的估计。因此,样本点的数量对数据的概率密度函数估计有重要影响。此外,参与运算样本点数量较少可能会造成算法的局部最优或者发散,导致错误的估计结果。在系统侧和用户侧谐波源波动相当($k=1$)的情况下,在不同样本点宽度下多次运行 CICA 对系统侧谐波阻抗进行估计,得到的谐波阻抗估计误差见附录 B 图 B1。由图可见,当样本点规模较小时,CICA 的估计结果较为不稳定,每次运行会得到不同的结果且每次结果的误差变化范围较大。随着样本点数量的增加,计算的稳定性有所提高且估计误差有所减小。现有的电能质量检测装置所得谐波监测数据一般为每分钟 1 个样本点,如果每次参与运算的样本点数量较多,则意味着几小时甚至十几小时内系统侧谐波阻抗保持恒定,从而导致新的估计误差。

2.4 源信号恢复对比

利用谐波阻抗矩阵的固有特点,对 CICA 的分离矩阵进行约束,可以解决传统 CICA 在进行谐波阻抗估计时所需数据量大、易陷入局部最优等问题,利用约束可更好地恢复谐波源信号。设置 2 种模拟场景:① $Z_c = 10Z_s$, $\Delta I_{s-\max} = 0.05\Delta I_{c-\max}$;② $Z_c = 10Z_s$, $\Delta I_{s-\max} = 0.8\Delta I_{c-\max}$ 。分别在 2 种场景下,利用方法 3、4 获得分离矩阵,代入 PCC 处的测量数据中,以观察方法 3、4 对谐波源的分离效果。方法 3、4 得到的分离信号与源信号相比,可能存在幅值缩放和反相的问题,本文计及信号的缩放比例,若分离信号和源信号间存在反相,则通过处理使两者同相。

系统侧谐波源信号相角恢复情况如附录 B 图 B2 所示,在不计及幅值缩放的情况下,相角恢复意味着分离准确。从图 B2 可以看出,在 2 种场景下,与方法 4 相比,方法 3 所得的分离信号相角和实际基准相角间存在较大差异。在两侧信号差异较大的场景(场景①)下,方法 3、4 所得的分离信号相位与实际基准相角间的偏差分别约为 15° 、 3° ;在场景②下,方法 3、4 所得的分离信号相角与实际基准相角间的偏差分别约为 5° 、 0.8° 。综上所述,本文方法能够更好地恢复源信号。

3 实测数据验证

为进一步说明本文方法的工程适应性,利用华北某钢铁厂的实测数据对本文方法进行验证,实测数据取自该厂 100 MW 直流电弧炉的 150 kV 母线,该直流电弧炉连续工作 10 h 后停机 1 h。电能质量检测装置采样频率为 6.4 kHz,对每分钟的采样数据进行快速傅里叶变换,得到各次谐波测量值,在本文中以 3 次谐波为例进行计算,图 6 为 PCC 处 3 次谐波电压、电流的幅值和相角。10 h 的测量值经过处理后共有 600 个数据点,每小时计算一次系统侧谐波阻抗。为获得更多的计算数据,每 30 min 进行一次递推运算,即将 600 个数据点分为 1—60、31—90、…、511—570、541—600 这 19 个数据子段。

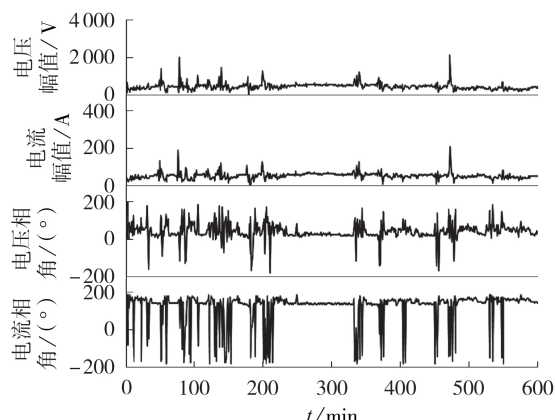


图6 PCC 处的 3 次谐波电压、电流

Fig.6 3rd-order harmonic voltage and current at PCC

利用方法 1—4 计算各个数据子段的系统侧谐波阻抗。由于无法预知真实的系统侧谐波阻抗,需要提供系统侧谐波阻抗参考值以检验方法效果。可根据停机前、后 PCC 处谐波电压和电流的波动量来计算系统谐波阻抗参考值 Z_{s-ref} ^[8],即:

$$Z_{s-ref} = \frac{V_{pcc-before} - V_{pcc-after}}{I_{pcc-before} - I_{pcc-after}} \quad (17)$$

其中,下标“before”、“after”分别表示停机前、后。

为滤除随机数据干扰,将停机前 20 min 和停机后 20 min 的数据取平均值作为式(17)的输入量。由于测量出口位于电弧炉出口母线处,且电弧炉容量很大,可认为电压、电流变化量由系统侧谐波阻抗引起,则可将参考值作为系统侧谐波阻抗的真实值。计算得到的 3 次谐波阻抗的幅值和相角参考值分别为 10Ω 和 70° ,将其作为基准值计算 4 种方法的误差,结果见表 1。表中,最值指偏离准确值最大的结果。

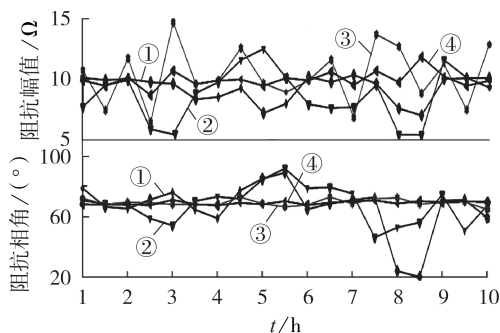
由表 1 可见,方法 1、2 的计算误差平均值较大,方法 3、4 的计算误差平均值均满足工程应用要求。但就最大误差而言,方法 3 的最大误差达到 47.1%。就单个计算结果而言,方法 3 的结果较为波动,如果不通过多次计算求平均值则容易造成较大的误差,

表1 系统侧3次谐波阻抗误差计算值
Table 1 Calculation errors of utility 3rd-order harmonic impedance

方法	阻抗幅值/ Ω		误差/%	
	最大值	平均值	最大值	平均值
1	7.00	9.28	30.0	7.2
2	5.22	8.90	47.8	11.0
3	14.71	10.37	47.1	3.7
4	11.83	9.89	18.3	1.1

难以满足工程应用要求。

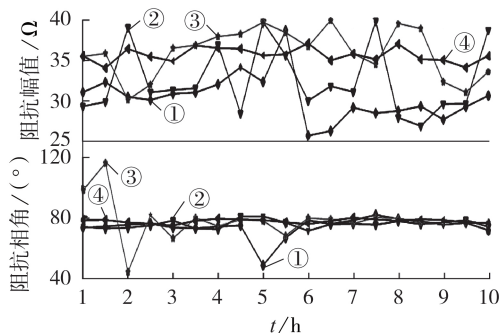
图7更为直观地显示了4种方法在19个数据子段的3次谐波阻抗的幅值和相角估计值。由图7可知,方法1—3的估计结果波动较大,而本文方法的计算结果波动较为平缓。系统侧谐波阻抗主要由系统的短路容量决定^[11-12]。且实测数据测量点位于电弧炉的出口,在系统平稳运行阶段,系统侧谐波阻抗的波动较小^[11-12],因此可认为本文方法更符合实际系统运行情况。根据同样的计算规则可计算其他频次谐波阻抗,图8为11次谐波阻抗计算结果,同样说明了本文方法的有效性。



①方法1, ②方法2, ③方法3, ④方法4

图7 系统侧3次谐波阻抗估算结果

Fig.7 Estimation results of utility 3rd-order harmonic impedance



①方法1, ②方法2, ③方法3, ④方法4

图8 系统侧11次谐波阻抗计算结果

Fig.8 Estimation results of utility 11th-order harmonic impedance

4 结论

(1)本文提出了一种基于谐波阻抗矩阵约束的

系统侧谐波阻抗估计方法。将谐波阻抗估计模型中谐波阻抗矩阵的固有特征代入CICA的迭代过程中,对分离矩阵进行约束,分离出与真实源信号高度吻合的恢复信号,从而准确估计系统侧谐波阻抗。

(2)仿真和实测验证结果说明,本文方法在背景谐波波动较大以及在样本点较少的情况下仍能实现系统侧谐波阻抗估计,从而可减少计算周期,适用于需要较为频繁地反馈系统谐波阻抗信息的场景。

(3)本文方法在一定程度上能够解决已有方法无法准确计算用户侧谐波阻抗的问题,但本文方法的稳定性能欠佳,如何稳定实现两侧谐波阻抗的准确计算需要进一步研究。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] 丁同,陈红坤,吴斌,等.多谐波源定位及谐波责任量化区分方法综述[J].电力自动化设备,2020,40(1):19-30.
DING Tong, CHEN Hongkun, WU Bin, et al. Overview on location and harmonic responsibility quantitative determination methods of multiple harmonic sources[J]. Electric Power Automation Equipment, 2020, 40(1): 19-30.
- [2] 谭鹏,杨洪耕,马晓阳,等.计及风电场侧谐波阻抗影响的谐波发射水平评估[J].电力自动化设备,2019,39(4):167-173.
TAN Peng, YANG Honggeng, MA Xiaoyang, et al. Assessment of harmonic emission level considering influence of harmonic impedance of wind farm[J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(4): 167-173.
- [3] 龚华麟,肖先勇,刘亚梅,等.基于主导波动量筛选原理的用户谐波发射水平估计方法[J].中国电机工程学报,2010,30(4):22-27.
GONG Hualin, XIAO Xianyong, LIU Yamei, et al. A method for assessing customer harmonic emission level based on the dominant fluctuation filtering principle[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(4): 22-27.
- [4] 刘苏婕,肖先勇,刘亚梅,等.基于IGG权重函数复数域多元线性回归算法的谐波责任分摊方法[J].电力自动化设备,2017,37(3):160-166.
LIU Sujie, XIAO Xianyong, LIU Yamei, et al. Harmonic responsibility allocation method based on complex field multiple linear regression algorithm with IGG weight function[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(3): 160-166.
- [5] 解绍锋.基于秩次回归的系统谐波阻抗分析与谐波评估方法[J].电力自动化设备,2010,30(11):29-33.
XIE Shaofeng. Harmonic impedance analysis and harmonic assessment based on rank regression[J]. Electric Power Automation Equipment, 2010, 30(11): 29-33.
- [6] 张巍,杨洪耕.基于二元线性回归的谐波发射水平估计方法[J].中国电机工程学报,2004,24(6):50-53.
ZHANG Wei, YANG Honggeng. A method for assessing harmonic emission level based on binary linear regression[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(6): 50-53.
- [7] 孙媛媛,尹志明.基于M估计稳健回归的多谐波源责任区分[J].中国电机工程学报,2012,32(31):166-173.
SUN Yuanyuan, YIN Zhiming. Quantifying harmonic responsibilities of multiple harmonic sources based on M estimation robust regression[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(31): 166-173.
- [8] HUI Jin, YANG Honggeng, LIN Shunfu, et al. Assessing utility

- harmonic impedance based on the covariance characteristic of random vectors[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2010, 25(3):1778-1786.
- [9] GURSOY E, NIEBUR D. Harmonic load identification using complex independent component analysis[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2008, 24(1):285-292.
- [10] 赵劲帅, 杨洪耕, 徐方维, 等. 基于稀疏成分分析的多直流馈入城市电网直流落点系统侧谐波阻抗计算方法[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(7):2016-2025.
- ZHAO Jinshuai, YANG Honggeng, XU Fangwei, et al. Method of calculating system-side harmonic impedance for DC drop point in city grid with multi-infeed DC system based on sparse component analysis[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(7):2016-2025.
- [11] ZHAO Xi, YANG Honggeng. A new method to calculate the utility harmonic impedance based on FastICA[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2016, 31(1):381-388.
- [12] KARIMZADEH F, ESMAEILI S, HOSSEINIAN H S. Method for determining utility and consumer harmonic contributions based on complex independent component analysis[J]. IET Generation Transmission & Distribution, 2016, 10(2):526-534.
- [13] 林顺富, 李扬, 汤波, 等. 基于改进FastICA及偏最小二乘法的系统谐波阻抗估计[J]. 电网技术, 2018, 42(1):308-314.
- LIN Shunfu, LI Yang, TANG Bo, et al. System harmonic impedance estimation based on improved FastICA and partial least squares[J]. Power System Technology, 2018, 42(1):308-314.
- [14] XIAO Xianyong, ZHENG Xian, WANG Ying, et al. A method for utility harmonic impedance estimation based on constrained complex independent component analysis[J]. Energies, 2018, 11(9):1-15.
- [15] 罗杰, 符玲, 臧天磊, 等. 基于联合对角化法与数据筛选的谐波责任划分[J]. 电力自动化设备, 2018, 38(11):79-84.
- LUO Jie, FU Ling, ZANG Tianlei, et al. Harmonic responsibility determination based on JADE and data filtering[J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(11):79-84.
- [16] 余先川, 胡丹. 盲源分离理论与应用[M]. 北京: 科学出版社, 2011:69-71.
- [17] BERCKMOES B, MOLENBERGHS G. Approximate central limit theorems[J]. Journal of Theoretical Probability, 2018, 31(3):1590-1605.
- [18] 赵熙, 杨洪耕. 基于贝叶斯定理的系统谐波阻抗估计[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(11):2935-2943.
- ZHAO Xi, YANG Honggeng. Utility harmonic impedance estimation based on Bayes theorem[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(11):2935-2943.
- [19] 惠锦, 杨洪耕, 叶茂清. 基于阻抗归一化趋势判别的谐波发射水平估计[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(10):73-80.
- HUI Jin, YANG Honggeng, YE Maoqing. Assessing harmonic emission level based on the impedance gathering trend discrimination[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(10):73-80.

作者简介:



郑 仙

郑 仙(1995—),女,四川眉山人,博士研究生,主要研究方向为电力系统谐波治理(E-mail:scuzxx@163.com);

肖先勇(1968—),男,四川宜宾人,博士研究生导师,博士,主要研究方向为电能质量与优质供电(E-mail:xiaoxianyong@163.com);

王 杨(1990—),男,浙江杭州人,博士,主要研究方向为电力系统谐波分析、滤波器设计(E-mail:fwang@scu.edu.cn)。

(编辑 任思思)

Utility harmonic impedance estimation method based on harmonic impedance matrix constrain

ZHENG Xian, XIAO Xianyong, WANG Yang

(College of Electrical Engineering, Sichuan University, Chengdu 610065, China)

Abstract: Harmonic impedance is an important parameter for harmonic contribution quantification and harmonic mitigation. Aiming at the randomness of the background harmonic fluctuations and considering the essential characteristics of the equation based on the Norton equivalent circuit, a utility harmonic impedance estimation method based on harmonic impedance matrix constrain is proposed. To solve the phase offset of the complex-value in the process of CICA (Complex Independent Component Analysis method), the impedance matrix is added to the iteration process of CICA to restrain the separation matrix. The order uncertainty and the scale uncertainty are respectively solved based on symbol discriminant method and proportional coefficient method. The proposed method is adaptable to background harmonic fluctuation and requires less data points. The results of simulation and field test illustrate the correctness and effectiveness of the proposed method.

Key words: harmonic analysis; harmonic impedance; harmonic impedance matrix constrain; complex independent component analysis; background harmonic fluctuation

附录 A

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_{\text{pcc-fast}} \\ \mathbf{I}_{\text{pcc-fast}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Z_s Z_c}{Z_s + Z_c} & \frac{Z_s Z_c}{Z_s + Z_c} \\ \frac{Z_s}{Z_s + Z_c} & -\frac{Z_c}{Z_s + Z_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{\text{s-fast}} \\ \mathbf{I}_{\text{c-fast}} \end{bmatrix} \quad (\text{A1})$$

其中, $\begin{bmatrix} \mathbf{V}_{\text{pcc-fast}} \\ \mathbf{I}_{\text{pcc-fast}} \end{bmatrix}$ 为测量所得 PCC 处谐波电压和谐波电流值的快速波动分量, 对应于 ICA 模型中的混合信号;

$\begin{bmatrix} \mathbf{I}_{\text{s-fast}} \\ \mathbf{I}_{\text{c-fast}} \end{bmatrix}$ 为两侧谐波源的快速波动分量, 对应于 ICA 模型中的源信号。ICA 的基本原理为根据测量所得的混合

信号求解源信号和分离矩阵。从而需将式 (A1) 表达为 ICA 模型的分离形式, 即将源信号单独求解出来。根

据线性代数理论, 在等式两端同时乘以混合矩阵 (阻抗矩阵) 逆矩阵, 可将 $\begin{bmatrix} \mathbf{I}_{\text{s-fast}} \\ \mathbf{I}_{\text{c-fast}} \end{bmatrix}$ 分离出来, 即:

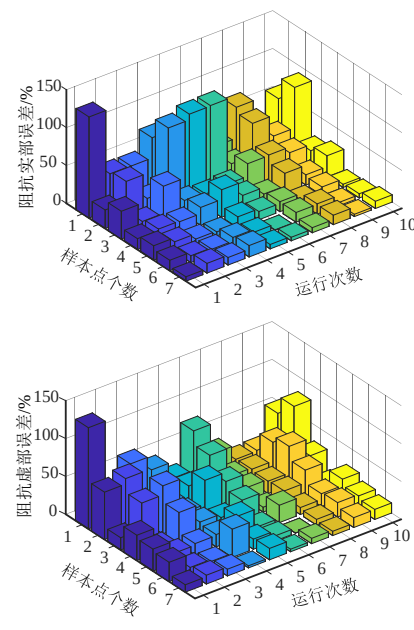
$$\mathbf{A} \begin{bmatrix} \frac{Z_s Z_c}{Z_s + Z_c} & \frac{Z_s Z_c}{Z_s + Z_c} \\ \frac{Z_s}{Z_s + Z_c} & -\frac{Z_c}{Z_s + Z_c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{Z_s Z_c}{Z_s + Z_c} & \frac{Z_s Z_c}{Z_s + Z_c} \\ \frac{Z_s}{Z_s + Z_c} & -\frac{Z_c}{Z_s + Z_c} \end{bmatrix} = \mathbf{E} \quad (\text{A2})$$

解式 (A2) 可得:

$$\begin{cases} A_{11} \frac{Z_s Z_c}{Z_s + Z_c} + A_{12} \frac{Z_s}{Z_s + Z_c} = 1 \\ A_{11} \frac{Z_s Z_c}{Z_s + Z_c} - A_{12} \frac{Z_c}{Z_s + Z_c} = 0 \\ A_{21} \frac{Z_s Z_c}{Z_s + Z_c} + A_{22} \frac{Z_c}{Z_s + Z_c} = 0 \\ A_{21} \frac{Z_s Z_c}{Z_s + Z_c} - A_{22} \frac{Z_s}{Z_s + Z_c} = 1 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} A_{11} = \frac{1}{Z_s} \\ A_{12} = 1 \\ A_{21} = \frac{1}{Z_c} \\ A_{22} = -1 \end{cases} \quad (\text{A3})$$

$$\text{即 } \mathbf{A} = \begin{bmatrix} \frac{1}{Z_s} & 1 \\ \frac{1}{Z_c} & -1 \end{bmatrix}, \text{ 从而得到 } \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{\text{s-fast}} \\ \mathbf{I}_{\text{c-fast}} \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{\text{pcc-fast}} \\ \mathbf{I}_{\text{pcc-fast}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{Z_s} & 1 \\ \frac{1}{Z_c} & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{\text{pcc-fast}} \\ \mathbf{I}_{\text{pcc-fast}} \end{bmatrix}.$$

附录 B



参与运算样本点个数:
1: 100 ; 2: 500 ; 3: 1000 ; 4: 3000 ; 5: 6000 ; 6: 9000 ;

图 B1 复数独立分量法误差对比
Fig.B1 Errors comparison of CICA

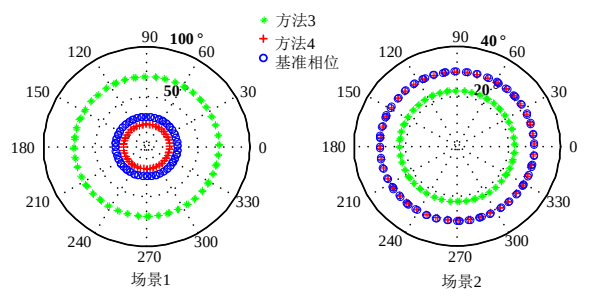


图 B2 系统侧谐波源相角估计值
Fig.B2 Estimated value of utility harmonic source phase