

基于SHIBSS方法和数据优选的系统侧谐波阻抗估算方法

刘子腾,徐永海,陶 顺

(华北电力大学 新能源电力系统国家重点实验室,北京 102206)

摘要:针对盲源分离类方法和传统数据筛选方法的不足,提出一种基于盲源分离的移位阻断(SHIBSS)方法和数据优选的系统谐波阻抗估计方法,对公共连接点处的谐波电压和谐波电流的采样数据采用SHIBSS方法分离出系统侧和用户侧谐波发射电流并计算谐波阻抗;针对谐波阻抗筛选步骤,证实了传统数据筛选方法具有失效率高的问题,提出依据数据优选法辨识系统侧谐波阻抗最优解的方法。仿真分析结果表明,与波动量法、线性回归类常用谐波阻抗估计方法及盲源分离类方法中应用较广泛的快速独立分量分析法相比,SHIBSS方法具有更高的估算精度,数据优选方法克服了传统数据筛选法存在的高失效率的问题,所提系统侧谐波阻抗估算方法具有较高的估计精度。

关键词:谐波;谐波阻抗;盲源分离;SHIBSS;数据筛选

中图分类号:TM 711

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202011019

0 引言

日益复杂的电网结构使得谐波问题越来越突出,谐波治理的前提是量化公共连接点PCC(Point of Common Coupling)处的谐波责任,再根据评估结果实施“奖惩性方案”^[1-2],而系统侧谐波阻抗是谐波责任划分中的关键参数^[3-4]。目前,谐波阻抗估算主要有“干预式”和“非干预式”2类方法,由于“干预式”方法通过开断系统某一支路、向系统强迫注入谐波或间谐波电流,测量相应产生的谐波电压以计算谐波阻抗,会破坏原有系统的运行方式,故大多数研究集中于“非干预式”方法^[5]。

“非干预式”方法主要包括波动量法^[6]、线性回归类方法^[7-10]、独立矢量协方差法^[11]和盲源分离类方法^[12-14]等。文献[6]提出波动量法,利用谐波电压和谐波电流波动量的比值计算系统侧谐波阻抗,但易受背景谐波电压波动影响;文献[7]和文献[8]分别提出偏最小二乘法和稳健回归法,通过求解等效电路方程的线性回归系数以求解谐波阻抗值,文献[9]和文献[10]在此基础上提出复数域偏最小二乘法和复数域稳健回归法,进一步提高阻抗估算精度,但当背景谐波电压波动增大时,其估算误差也增大。

由于盲源分离类方法能从混叠信号中分离出源信号,同时能在一定程度上克服噪声影响,故近年来,很多学者从盲源分离类方法的角度探究系统侧谐波阻抗的求解方法,其主要有2个步骤:①利用盲源分离类算法从PCC处谐波电压和谐波电流中分离出谐波发射电流并计算谐波阻抗,该谐波阻抗包括

系统侧谐波阻抗和用户侧谐波阻抗;②从计算结果中辨识系统阻抗解。

(1)对于步骤①,现有研究多集中于提高步骤①中盲源分离类方法对谐波发射电流的分离精度。独立分量分析ICA(Independent Component Analysis)是盲源分离类方法中的一类经典方法。文献[12]提出基于快速独立分量分析(FastICA)的系统侧谐波阻抗估计方法,FastICA方法相较于传统ICA方法具有收敛速度快、分离效果好和迭代稳定的优点;文献[13]在FastICA方法的基础上提出改进FastICA方法,其与原有FastICA方法的过程相似,仅改变了迭代公式以加快收敛速度,估算精度与原有FastICA方法相近;文献[14]提出了核ICA方法,其与传统ICA方法相比更稳健且估计精度更高,但与FastICA方法相比没有明显优势。

在获得谐波发射电流后,虽然可以进一步计算谐波阻抗解,但该类方法获得的4个谐波阻抗解中只有2个是系统侧谐波阻抗解,另外2个为用户侧谐波阻抗解的负数,且解的对应关系不确定,因此需要进行数据筛选。

(2)对于步骤②,即数据筛选步骤,现有研究通常依据正负性筛选系统侧谐波阻抗^[12-14],即以阻抗实部估计结果的正负性为判定依据,正值代表系统侧阻抗解,负值代表用户侧谐波阻抗解的负数。本文通过第2节理论分析和第3节实验证实,依据正负性判断的方法存在较高的失效性,其原因在于用户侧谐波阻抗估计结果通常不准确,这就导致了用户侧谐波阻抗的实部估计结果正负性不定,进而干扰了数据筛选的结果,使得传统数据筛选方法存在较高的失效性。

本文提出了基于盲源分离的移位阻断SHIBSS(SHifted blocks for Blind Source Separation)方法

收稿日期:2020-01-11;修回日期:2020-09-17

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51777066)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51777066)

和数据优选的系统侧谐波阻抗估计方法,主要有以下2个步骤。

(1)基于SHIBSS方法的谐波阻抗估算。SHIBSS方法属于基于四阶累积量的盲源分离类方法,其与ICA方法相比具有更高的分离精度,与特征矩阵的联合近似对角化JADE(Joint Approximate Diagonalization of Eigen-matrices)^[15]方法相比,具有计算量小和占用内存小的优点^[16],目前已经在通信系统和语音信号识别中得到应用,具有较好的分离效果^[17-18]。本文将SHIBSS方法引入谐波阻抗估算中,利用SHIBSS方法从PCC处谐波电压和谐波电流中分离出谐波发射电流,进而计算谐波阻抗值。

(2)基于数据优选法的系统侧谐波阻抗最优解辨识。本文提出一种数据优选法,其通过比较估计信号与PCC处谐波电流的相似性选出最优解,避免了盲源分离类方法筛选失效的问题。

1 基于SHIBSS方法的谐波阻抗估算原理

1.1 系统侧谐波阻抗估计模型

以 h 次谐波为例,系统侧谐波阻抗估计模型可以等效为图1所示的诺顿等效电路。图中, ΔU_{pcc} 和 ΔI_{pcc} 分别为PCC处谐波电压和谐波电流波动量; Z_s 和 Z_c 分别为系统侧和用户侧谐波阻抗值; ΔI_s 和 ΔI_c 分别为系统侧和用户侧谐波发射电流波动量。

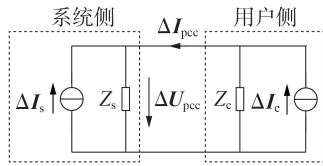


图1 系统侧谐波阻抗估计模型的诺顿等效电路图

Fig.1 Norton equivalent circuit diagram of estimation model of harmonic impedance on system side

由叠加定理可得关系式:

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

由式(1)可知 ΔU_{pcc} 和 ΔI_{pcc} 由 ΔI_s 和 ΔI_c 贡献所得。将式(1)中 ΔU_{pcc} 和 ΔI_{pcc} 的实部和虚部分开可得关系式为:

$$\begin{cases} \Delta U_{\text{pcc-x}} = a_{11} \Delta I_{c-x} + a_{12} \Delta I_{c-y} + a_{13} \Delta I_{s-x} + a_{14} \Delta I_{s-y} \\ \Delta U_{\text{pcc-y}} = a_{21} \Delta I_{c-x} + a_{22} \Delta I_{c-y} + a_{23} \Delta I_{s-x} + a_{24} \Delta I_{s-y} \\ \Delta I_{\text{pcc-x}} = a_{31} \Delta I_{c-x} + a_{32} \Delta I_{c-y} + a_{33} \Delta I_{s-x} + a_{34} \Delta I_{s-y} \\ \Delta I_{\text{pcc-y}} = a_{41} \Delta I_{c-x} + a_{42} \Delta I_{c-y} + a_{43} \Delta I_{s-x} + a_{44} \Delta I_{s-y} \end{cases} \quad (2)$$

其中,下标 x 和 y 分别表示对应矢量的实部和虚部;系数 a_{ij} ($i, j=1, 2, 3, 4$)只与谐波阻抗有关。

1.2 SHIBSS方法的原理

设 $S = [s_1, s_2, \dots, s_n]^T$ 由 n 个均值为0、统计独立

的源信号组成, $X = [x_1, x_2, \dots, x_m]^T$ 由 m 个观测信号组成, $m \geq n$ 。存在一个 $m \times n$ 维的列满秩矩阵 A 使得式(3)成立。

$$X = AS \quad (3)$$

SHIBSS方法能够在混合矩阵 A 未知的前提下解决从观测信号 X 中分离出信号 $I = [I_1, I_2, \dots, I_n]^T$,使得 I 与源信号 S 高度相似, I 又被称为估计信号。与其他盲源分离方法一样,该方法的分离结果存在2个不确定性:幅度不确定、排列顺序不确定,即 I 中不包含 S 的幅值信息,以及 I_i ($i=1, 2, \dots, n$)与 s_j ($j=1, 2, \dots, n$)的对应关系不确定。

SHIBSS方法属于盲源分离批处理类方法,该方法可对一段信号进行处理,而不是随着信号的不断输入作递归式处理。SHIBSS方法在JADE方法的基础上引入更加直接的Maxkurt方法,克服了JADE方法计算量大和占用内存大的缺点,且在盲源分离类方法中,SHIBSS方法有较高的分离精度,可使谐波阻抗估算结果更精确,故本文提出基于SHIBSS的谐波阻抗估算方法。SHIBSS方法的步骤如下。

(1)去均值后求白化矩阵 V ,使 $Z = VX$ 。

(2)选 p 个 $N \times N$ 维($p \ll N^2$)的矩阵 G_i ($i=1, 2, \dots, p$),对各 G_i 估计其四阶累积量矩阵 $Q_z(G_i)$,得到 p 个四阶累积量,再估计其正交阵 U ,使这些累积量矩阵联合对角化。其中四阶累积量矩阵的定义为:令 u 为白化后的 N 通道观察矢量 $u = [u_1, u_2, \dots, u_N]$, M 为任意 $N \times N$ 维矩阵, u 的四阶累积量矩阵 $Q_u(M)$ 为 $N \times N$ 维矩阵,其第 i 行、第 j 列的元素 $[Q_u(M)]_{ij}$ 如式(4)所示。

$$[Q_u(M)]_{ij} = \sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^N K_{ijkl}(u) m_{kl} \quad i, j=1, 2, \dots, N \quad (4)$$

其中, $K_{ijkl}(u)$ 为矢量 u 中第 i, j, k, l 个分量的四阶累积量; m_{kl} 为矩阵 M 的第 k 行、第 l 列的元素。

(3)如果 U 足够接近恒等变换,则转至步骤(4);否则对数据进行更新,即执行 $U^T Z \rightarrow Z$,返回步骤(2)。

(4)利用求得的分离矩阵 $P = VU$ 估计源信号 $S = PZ$ 。

1.3 基于SHIBSS方法的谐波阻抗估算

SHIBSS方法能够从式(2)所示的观测信号 $X = [\Delta U_{\text{pcc-x}}, \Delta U_{\text{pcc-y}}, \Delta I_{\text{pcc-x}}, \Delta I_{\text{pcc-y}}]^T$ 中分离出信号 $I = [I_1, I_2, I_3, I_4]^T$,使得 I 中的4个信号与源信号 $S = [\Delta I_{c-x}, \Delta I_{c-y}, \Delta I_{s-x}, \Delta I_{s-y}]^T$ 中的4个信号分别高度相似,但估计信号 I 不包含 S 的幅值信息,且4个信号的对应关系具有不确定性。

令 b_1 和 b_2 分别为系统侧谐波阻抗的实部和虚部, c_1 和 c_2 分别为用户侧谐波阻抗的实部和虚部,结

合式(1)和式(2)可得关系式如式(5)所示。

$$\begin{cases} a_{1j} = a_{3j}b_1 - a_{4j}b_2 & j = 1, 2 \\ a_{2j} = a_{3j}b_2 + a_{4j}b_1 & \\ a_{1j} = a_{3j}(-c_1) - a_{4j}(-c_2) & j = 3, 4 \\ a_{2j} = a_{3j}(-c_2) + a_{4j}(-c_1) & \end{cases} \quad (5)$$

进而可计算出系统侧和用户侧谐波阻抗值的实部和虚部,如式(6)所示。

$$\begin{cases} b_1 = \frac{a_{1j}a_{3j} + a_{2j}a_{4j}}{a_{3j}^2 + a_{4j}^2} & j = 1, 2 \\ b_2 = \frac{a_{2j}a_{3j} - a_{1j}a_{4j}}{a_{3j}^2 + a_{4j}^2} & \\ -c_1 = \frac{a_{1j}a_{3j} + a_{2j}a_{4j}}{a_{3j}^2 + a_{4j}^2} & j = 3, 4 \\ -c_2 = \frac{a_{2j}a_{3j} - a_{1j}a_{4j}}{a_{3j}^2 + a_{4j}^2} & \end{cases} \quad (6)$$

采用 SHIBSS 方法对观测信号 \mathbf{X} 进行分离,可获得估计信号 $\mathbf{I} = [I_1, I_2, I_3, I_4]^T$ 及其对应的混合矩阵 \mathbf{W} , 即:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \Delta U_{\text{pec-x}} \\ \Delta U_{\text{pec-y}} \\ \Delta I_{\text{pec-x}} \\ \Delta I_{\text{pec-y}} \end{bmatrix} = \mathbf{W} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{bmatrix} \\ \mathbf{W} = \begin{bmatrix} w_{11} & w_{12} & w_{13} & w_{14} \\ w_{21} & w_{22} & w_{23} & w_{24} \\ w_{31} & w_{32} & w_{33} & w_{34} \\ w_{41} & w_{42} & w_{43} & w_{44} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (7)$$

由于估计结果幅度、排列顺序均不确定,当假设 $I_1 = k_1 \Delta I_{c-x}, I_2 = k_2 \Delta I_{c-y}, I_3 = k_3 \Delta I_{s-x}, I_4 = k_4 \Delta I_{s-y}$ 时可得:

$$\begin{cases} \Delta U_{\text{pec-x}} = \frac{a_{11}}{k_1} I_1 + \frac{a_{12}}{k_2} I_2 + \frac{a_{13}}{k_3} I_3 + \frac{a_{14}}{k_4} I_4 \\ \Delta U_{\text{pec-y}} = \frac{a_{21}}{k_1} I_1 + \frac{a_{22}}{k_2} I_2 + \frac{a_{23}}{k_3} I_3 + \frac{a_{24}}{k_4} I_4 \\ \Delta I_{\text{pec-x}} = \frac{a_{31}}{k_1} I_1 + \frac{a_{32}}{k_2} I_2 + \frac{a_{33}}{k_3} I_3 + \frac{a_{34}}{k_4} I_4 \\ \Delta I_{\text{pec-y}} = \frac{a_{41}}{k_1} I_1 + \frac{a_{42}}{k_2} I_2 + \frac{a_{43}}{k_3} I_3 + \frac{a_{44}}{k_4} I_4 \end{cases} \quad (8)$$

由式(6)~(8)可知此时若 $j = 1, 2$, 则可得 2 组系统侧谐波阻抗解为:

$$\begin{cases} Z_x = \frac{w_{1j}w_{3j} + w_{2j}w_{4j}}{w_{3j}^2 + w_{4j}^2} \\ Z_y = \frac{w_{2j}w_{3j} - w_{1j}w_{4j}}{w_{3j}^2 + w_{4j}^2} \end{cases} \quad (9)$$

当假设 $I_4 = k_4 \Delta I_{c-x}, I_2 = k_2 \Delta I_{c-y}, I_3 = k_3 \Delta I_{s-x}, I_1 = k_1 \Delta I_{s-y}$ 时可得:

$$\begin{cases} \Delta U_{\text{pec-x}} = \frac{a_{14}}{k_1} I_1 + \frac{a_{12}}{k_2} I_2 + \frac{a_{13}}{k_3} I_3 + \frac{a_{11}}{k_4} I_4 \\ \Delta U_{\text{pec-x}} = \frac{a_{24}}{k_1} I_1 + \frac{a_{22}}{k_2} I_2 + \frac{a_{23}}{k_3} I_3 + \frac{a_{21}}{k_4} I_4 \\ \Delta I_{\text{pec-x}} = \frac{a_{34}}{k_1} I_1 + \frac{a_{32}}{k_2} I_2 + \frac{a_{33}}{k_3} I_3 + \frac{a_{31}}{k_4} I_4 \\ \Delta I_{\text{pec-x}} = \frac{a_{44}}{k_1} I_1 + \frac{a_{42}}{k_2} I_2 + \frac{a_{43}}{k_3} I_3 + \frac{a_{41}}{k_4} I_4 \end{cases} \quad (10)$$

由式(6)~(8)可知当 $j = 2, 4$ 时,可以获得 2 组系统侧谐波阻抗解。

由于估计信号和源信号对应关系不确定,系统侧谐波阻抗解对应的 j 值也不确定,故需要先求出 $j = 1, 2, 3, 4$ 时的 4 组谐波阻抗解(包含 2 组系统侧谐波阻抗解和 2 组用户侧谐波阻抗解的负数),再从中辨识出系统侧谐波阻抗解。

2 基于数据优选法的系统侧谐波阻抗最优解辨识

j 取 1~4 时分别对应 4 组不同的解,其中 2 组代表系统侧谐波阻抗,记为 $[b_{1,1}, b_{2,1}]$ 和 $[b_{1,2}, b_{2,2}]$,另 2 组代表用户侧谐波阻抗的负值,记为 $[-c_{1,1}, -c_{2,1}]$ 和 $[-c_{1,2}, -c_{2,2}]$ 。由于分离后的信号具有无序性,无法确定所得 4 组解中的哪 2 组是系统侧谐波阻抗解,数据筛选的目的就是找出其中的系统侧谐波阻抗解。

2.1 传统数据筛选方法失效性分析

传统数据筛选方法可以描述为^[12-14]:一般认为阻抗的实部为正数,所以理论上可以通过判断谐波阻抗实部估计结果 $b_{1,1}, b_{1,2}, -c_{1,1}$ 和 $-c_{1,2}$ 中为正的 2 组数为系统侧谐波阻抗解,将这 2 组解的实部和虚部分别求均值作为最终的系统侧谐波阻抗估计结果,如式(11)所示。

$$\begin{cases} b_1 = \frac{b_{1,1} + b_{1,2}}{2} \\ b_2 = \frac{b_{2,1} + b_{2,2}}{2} \end{cases} \quad (11)$$

但由文献[12-13]的仿真结论可以看出,假设系统侧谐波发射电流源幅值为用户侧的 k 倍时,随着 k 值的增加,系统侧谐波阻抗估算精度越来越低。实际上,当 k 足够小时,4 组计算数据都趋向于系统侧谐波阻抗值,当 k 足够大时,4 组计算数据都趋向于用户侧谐波阻抗的负值,其原因在于:当 k 足够小时,系统侧谐波发射电流波动量 $\Delta I_s \approx 0$,此时仅用户侧谐波发射电流波动,由图 1 可得关系式:

$$\Delta U_{\text{pec}} = Z_s \Delta I_{\text{pec}} + Z_s \Delta I_s \approx Z_s \Delta I_{\text{pec}} \quad (12)$$

此时若仍要分离出 4 组信号,则引入矢量误差 $\boldsymbol{\varepsilon}_1$ 和 $\boldsymbol{\varepsilon}_2$,式(1)可转化为:

$$\begin{cases} \Delta U_{\text{pec}} = \frac{Z_s Z_c}{Z_s + Z_c} \Delta I_c + \varepsilon_1 \\ \Delta I_{\text{pec}} = \frac{Z_c}{Z_s + Z_c} \Delta I_c + \varepsilon_2 \end{cases} \quad (13)$$

其中, ε_1 和 ε_2 的值趋向于0。结合式(12)可得 $\varepsilon_1 = Z_s \varepsilon_2$, 则式(13)可改写为:

$$\begin{cases} \Delta U_{\text{pec}} = \frac{Z_s Z_c}{Z_s + Z_c} \Delta I_c + \varepsilon_1 \\ \Delta I_{\text{pec}} = \frac{Z_c}{Z_s + Z_c} \Delta I_c + \frac{\varepsilon_1}{Z_s} \end{cases} \quad (14)$$

将式(14)的实部和虚部展开, 可得:

$$\begin{cases} \Delta U_{\text{pec-x}} = a_{11} \Delta I_{c-x} + a_{12} \Delta I_{c-y} + a_{13} \Delta \varepsilon_{1-x} + a_{14} \Delta \varepsilon_{1-y} \\ \Delta U_{\text{pec-y}} = a_{21} \Delta I_{c-x} + a_{22} \Delta I_{c-y} + a_{23} \Delta \varepsilon_{1-x} + a_{24} \Delta \varepsilon_{1-y} \\ \Delta I_{\text{pec-x}} = a_{31} \Delta I_{c-x} + a_{32} \Delta I_{c-y} + a_{33} \Delta \varepsilon_{1-x} + a_{34} \Delta \varepsilon_{1-y} \\ \Delta I_{\text{pec-y}} = a_{41} \Delta I_{c-x} + a_{42} \Delta I_{c-y} + a_{43} \Delta \varepsilon_{1-x} + a_{44} \Delta \varepsilon_{1-y} \end{cases} \quad (15)$$

根据式(14)、(15)可计算出系统侧谐波阻抗实部和虚部值如式(16)所示。

$$\begin{cases} b_1 = \frac{a_{1j} a_{3j} + a_{2j} a_{4j}}{a_{3j}^2 + a_{4j}^2} \\ b_2 = \frac{a_{2j} a_{3j} - a_{1j} a_{4j}}{a_{3j}^2 + a_{4j}^2} \end{cases} \quad j = 1, 2, 3, 4 \quad (16)$$

故当 k 足够小时, 4组计算数据都趋向于系统侧谐波阻抗值。因此, 当 k 较小时, 受式(1)和式(14)的双重影响, 用户侧谐波阻抗误差较大, 随着 k 值的增加, 系统侧谐波阻抗估算精度越来越低, 用户侧谐波阻抗估算精度越来越高, 当 k 足够大时, 4组计算数据都趋向于用户侧谐波阻抗的负值。这也解释了文献[12-13]中“随着 k 值增加, 系统侧谐波阻抗估算精度越来越低”的现象。

因此, 当 k 较小时, 用户侧谐波阻抗实部估算结果的正负性难以确定, 故导致无法通过判断谐波阻抗实部估计结果 $b_{1,1}$ 、 $b_{1,2}$ 、 $-c_{1,1}$ 和 $-c_{1,2}$ 的正负性筛选系统侧谐波阻抗。由于传统数据筛选方法本身默认4个解是两正两负, 以此来提取2个正数作为系统侧谐波阻抗的解, 本文将该方法的失效率 λ 定义为4组结果中没有出现两正两负的次数(失效次数) $T_{2,2}$ 与总实验次数 T_{total} 的比值, 如式(17)所示。

$$\lambda = \frac{T_{2,2}}{T_{\text{total}}} \quad (17)$$

2.2 数据优选法

为了克服传统数据筛选方法失效的问题, 本文提出了一种基于数据优选法的系统侧谐波阻抗最优解辨识方法。

文献[19]中已经证实: 一般认为系统侧谐波阻抗远小于用户侧谐波阻抗, 即 $Z_s \ll Z_c$, 在系统侧谐波发射电流波动量 ΔI_c 不远小于 ΔI_s 的情况下均可

得到:

$$\begin{aligned} \Delta I_{\text{pec}} &= \frac{\Delta I_c Z_c - \Delta I_s Z_s}{Z_c + Z_s} = \frac{1}{1 + Z_s/Z_c} \left(\Delta I_c - \Delta I_s \frac{Z_s}{Z_c} \right) = \\ &= \frac{1}{1 + Z_s/Z_c} \Delta I_c + \frac{-Z_s}{Z_s + Z_c} \Delta I_s = \Delta I_c + \varepsilon_s \end{aligned} \quad (18)$$

其中, ε_s 为系统侧波动等引起的误差。故PCC处的谐波电流主要来源于用户侧^[11, 19-20]。

由式(18)可得 ΔI_{pec} 主要由 ΔI_c 贡献而来, 故 ΔI_c 与 ΔI_{pec} 的波形相似度较高, 推广到式(2)可得 ΔI_{c-x} 和 ΔI_{c-y} 中的1个或2个与 $\Delta I_{\text{pec-x}}$ 或 $\Delta I_{\text{pec-y}}$ 的相似度较高。

因此, 本文提出的数据优选法首先利用式(19)求分离后的信号 I_i 与 $\Delta I_{\text{pec-x}}$ 和 $\Delta I_{\text{pec-y}}$ 的相关性系数并求和, 选出相关系数和最高的一组, 然后根据式(9)求其对应的谐波阻抗值, 即为最优系统侧谐波阻抗解。该方法的应用前提为系统侧谐波阻抗远小于用户侧谐波阻抗且用户侧谐波发射电流波动量不远小于系统侧谐波发射电流波动量, 在多数情况下这一前提是成立的^[19-20]。

$$r = \frac{\sum_{i=1}^n (X_i - \bar{X})(Y_i - \bar{Y})}{\sqrt{\sum_{i=1}^n (X_i - \bar{X})^2} \sqrt{\sum_{i=1}^n (Y_i - \bar{Y})^2}} \quad (19)$$

其中, \bar{X} 和 \bar{Y} 分别为变量 X_1, X_2, \dots, X_n 和 Y_1, Y_2, \dots, Y_n 的均值。本文提出的基于SHIBSS方法和数据优选法的系统侧谐波阻抗求解方法, 首先利用SHIBSS方法从PCC处的谐波电压和谐波电流信息中分离出系统侧和用户侧谐波发射电流, 由于估计信号具有顺序不确定性, 再利用数据优选法找出系统侧谐波阻抗最优解对应的位置, 最后根据式(9)计算系统侧谐波阻抗的值, 总体流程如附录中图A1所示。

3 仿真分析

在MATLAB软件中搭建如图1所示的仿真模型, 仿真参数设置参考文献[12]: I_c 的幅值 I_c 、相位分别设置为100 A、 -30° ; I_s 的幅值、相位分别设置为 kI_c 、 10° ; 分别在 I_c 和 I_s 的幅值上叠加30%的正弦波动和5%的随机扰动, 相位上叠加30%的正弦波动和20%的随机扰动; $Z_s = 15 + j20 \Omega$, $Z_c = 80 + j160 \Omega$ 。

3.1 传统数据筛选方法失效性验证

对于不同的 k 值, 每次实验取600个采样点, 分别采用FastICA方法和SHIBSS方法求解谐波阻抗值, 各进行100次实验, 统计谐波阻抗实部估计值 $b_{1,1}$ 、 $b_{1,2}$ 、 $-c_{1,1}$ 和 $-c_{1,2}$ 中分别有 x ($x=0, 1, \dots, 4$) 个正数的实验次数 T_x , 根据式(17)计算失效率, 计算结果分别如表1和表2所示。

由表1、2可知, 无论用哪种方法估计信号, 传统

表 1 采用 FastICA 方法求解谐波阻抗时,传统数据筛选方法的失效率

Table 1 Failure rate of traditional data filtering method when harmonic impedance is calculated by FastICA method

k	T_x					失效率 / %
	$x=0$	$x=1$	$x=2$	$x=3$	$x=4$	
0.1	0	0	4	17	79	96
0.3	0	0	14	41	45	86
0.5	0	0	17	52	31	83
0.7	0	0	27	50	23	73
0.9	0	0	39	50	11	61
1.1	0	0	48	44	8	52

表 2 采用 SHIBSS 方法求解谐波阻抗时,传统数据筛选方法的失效率

Table 2 Failure rate of traditional data filtering method when harmonic impedance is calculated by SHIBSS method

k	T_x					失效率 / %
	$x=0$	$x=1$	$x=2$	$x=3$	$x=4$	
0.1	0	0	8	35	57	92
0.3	0	0	29	46	25	71
0.5	0	0	38	52	10	62
0.7	0	0	44	45	11	56
0.9	0	0	53	43	4	47
1.1	0	0	58	37	5	42

数据筛选方法都存在 k 值越小失效率越高的问题,且总体失效率偏高,故不宜采用该方法进行数据筛选。

3.2 基于 SHIBSS 方法和数据优选法的系统侧谐波阻抗估计

为了减小偶然误差的影响,每次仿真均在 PCC 处获取谐波电压和谐波电流波动矢量各 6000 个点,每 600 个点作为 1 组,共有 10 组数据点;然后在不同的 k 值下,采用波动量方法(方法 1)、复数域偏最小二乘法方法(方法 2)、复数域稳健回归法(方法 3)、FastICA 方法(方法 4)、SHIBSS 方法(方法 5)求解这 10 组系统侧谐波阻抗的均值,并计算其相对误差,其中方法 4 和方法 5 采用本文提出的数据优选法确定筛选最优结果;针对每个 k 值各重复进行 10 次实验,计算 10 次实验得到的相对误差的方均根(RMS)值 E_{RMS} ,结果如表 3 和表 4 所示。

表 3 系统侧谐波阻抗实部估计的相对误差方均根值

Table 3 RMS values of relative error of real part estimation of harmonic impedance on system side

k	$E_{RMS} / \%$				
	方法 1	方法 2	方法 3	方法 4	方法 5
0.1	0.73	0.20	0.20	0.52	0.29
0.3	2.13	1.37	1.33	1.24	0.65
0.5	4.63	3.14	3.04	3.37	1.25
0.7	9.94	5.88	5.67	5.63	2.19
0.9	15.43	8.70	8.44	7.26	3.13
1.1	21.38	13.29	12.91	5.44	3.53

表 4 系统侧谐波阻抗虚部估计的相对误差方均根值

Table 4 RMS values of relative error of imaginary part estimation of harmonic impedance on system side

k	$E_{RMS} / \%$				
	方法 1	方法 2	方法 3	方法 4	方法 5
0.1	0.73	0.21	0.21	0.94	0.50
0.3	2.67	1.59	1.58	1.81	1.10
0.5	4.54	4.40	4.30	5.02	2.81
0.7	8.48	8.29	8.11	7.28	3.62
0.9	16.40	15.08	14.77	9.98	5.73
1.1	23.16	22.26	21.75	9.64	8.22

由表 3 和表 4 可知,本文提出的基于 SHIBSS 方法和数据优选法估计系统侧谐波阻抗的方法估计精度最高,证明了其有效性。

3.3 实测数据分析

从笔者参与研发的电能治理智能信息系统中获取某城市电网中 2 个地区的 7 次谐波电流有效值的稳态数据如图 2 所示。该采样数据共 6000 个点,分别作为系统侧和用户侧谐波发射电流幅值,注入图 1 的模型中。参数设置为: I_s 的相位为 30° ,叠加 30% 正弦波动和 $\pm 20\%$ 随机扰动; I_c 的相位为 -20° ,叠加 30% 正弦波动和 $\pm 20\%$ 随机扰动; $Z_s=15+j20 \Omega$, $Z_c=80+j160 \Omega$ 。

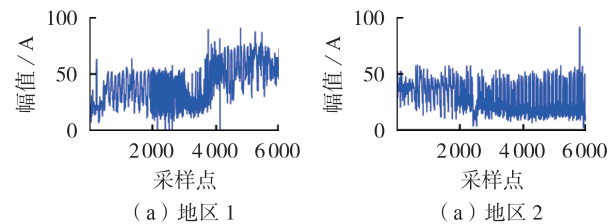


图 2 7 次谐波电流

Fig.2 7th harmonic current

在 PCC 处获取谐波电压和谐波电流波动矢量各 6000 个数据点,将其分成 6 组,每组 1000 个数据点,为减小偶然误差,每 100 个数据计算一次系统侧谐波阻抗,对每组数据分别求取 10 次估计结果的均值,其实部和虚部的估计结果如图 3 所示。图中, N_g

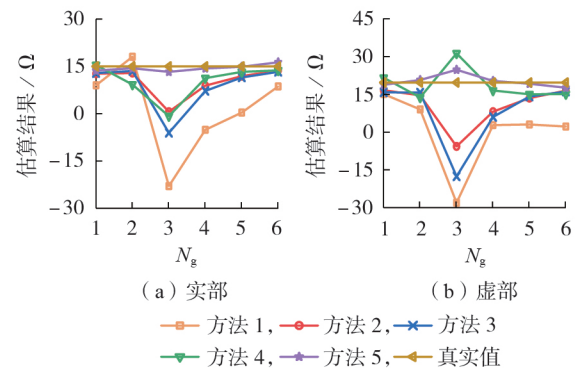


图 3 谐波阻抗实部和虚部估计结果

Fig.3 Estimation results of impedance real and imaginary parts of harmonic impedance

为数据组编号。

由图3可见: $N_g=3$ 附近出现了较大误差,观察图2中的系统侧谐波注入电流,发现 $N_g=3$ 附近对应的采样点区间为 $[2\ 000, 4\ 000]$,该区间内的波动更密集,而系统谐波发射电流波动过大会降低估计结果的准确性,导致较大误差;本文所提方法受到的干扰最小,说明本文方法有更高的稳健性。计算这6组数据相对误差的方均根值,结果如表5所示。

表5 系统侧谐波阻抗实部和虚部估计相对误差的均方根值

Table 5 RMS values of relative error of real and imaginary part estimation of harmonic impedance on system side

方法	$E_{RMS} / \%$		方法	$E_{RMS} / \%$	
	实部	虚部		实部	虚部
1	136.76	121.77	4	51.59	31.92
2	48.35	65.11	5	7.04	11.81
3	68.19	90.34			

由图3和表5可知,本文所提方法的估计精度最高,且具较高的稳健性,证明了基于SHIBSS方法和数据优选法估计系统侧谐波阻抗的有效性。

4 结语

本文提出了一种基于SHIBSS方法和数据优选法的系统侧谐波阻抗估计方法,通过SHIBSS方法从PCC处谐波电压和谐波电流中分离出系统侧和用户侧谐波发射电流,并利用数据优选法辨识系统侧谐波阻抗最优解,仿真和实测数据分析表明了SHIBSS方法相比传统方法和FastICA方法具有较高的估算精度,数据优选法通过寻求最优解克服了传统数据筛选方法失效率高的问题,验证了本文所提方法的有效性。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] 陈静,符玲,臧天磊,等. 考虑系统谐波阻抗改变的谐波责任定量划分方法[J]. 电力自动化设备,2016,36(6):215-222. CHEN Jing, FU Ling, ZANG Tianlei, et al. Harmonic contribution determination considering system harmonic impedance change[J]. Electric Power Automation Equipment, 2016, 36(6): 215-222.
- [2] 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):19-29. 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): 19-29.
- [3] 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.
- [4] HUI J, FREITAS W, VIEIRA J C M, et al. Utility harmonic impedance measurement based on data selection[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2012, 27(4): 2193-2202.
- [5] SUMNER M, PALETHORPE B, THOMAS D W P, et al. A technique for power supply harmonic impedance estimation using a controlled voltage disturbance[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, 17(2): 207-215.
- [6] YANG H, PIROTTE P, ROBERT A. Harmonic emission levels of industrial loads statistical assessment[C]//CIGRE Conference on Large High Voltage Electric Systems. Paris, France: CIGRE, 1996: 36-306.
- [7] 黄舜,徐永海. 基于偏最小二乘回归的系统谐波阻抗与谐波发射水平的评估方法[J]. 中国电机工程学报,2007,27(1): 93-97. HUANG Shun, XU Yonghai. Assessing harmonic impedance and the harmonic emission level based on partial least-squares regression method[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(1): 93-97.
- [8] 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.
- [9] 王辉,刘炜,李群湛,等. 基于复数域偏最小二乘法与等值法的多谐波源责任划分[J]. 电力系统自动化,2017,41(4): 78-85,119. WANG Hui, LIU Wei, LI Qunzhan, et al. Responsibility distinction for multiple harmonic sources based on partial least square in complex field and equivalent method[J]. Automation of Electric Power Systems, 2017, 41(4): 78-85, 119.
- [10] 贾秀芳,董立峰. 基于复数域稳健回归的多谐波源污染责任量化方法[J]. 太阳能学报,2019,40(5):1309-1315. JIA Xiufang, DONG Lifeng. Quantifying harmonic pollution responsibilities of multiple harmonic sources based on robust regression in complex domain[J]. Acta Energetica Solaris Sinica, 2019, 40(5): 1309-1315.
- [11] HUI J, YANG H G, LIN S F, 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.
- [12] 赵熙,杨洪耕. 基于快速独立分量分析的系统侧谐波阻抗计算方法[J]. 电力系统自动化,2015,39(23):139-144, 151. ZHAO Xi, YANG Honggeng. Method of calculating system-side harmonic impedance based on FastICA[J]. Automation of Electric Power Systems, 2015, 39(23): 139-144, 151.
- [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. LN 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] 杨雪萍,杨洪耕,马晓阳,等. 基于核独立分量分析的谐波责任划分[J]. 电力系统及其自动化学报,2016,28(12):109-114. YANG Xueping, YANG Honggeng, MA Xiaoyang, et al. Determination of harmonic contributions based on kernel independent component analysis[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2016, 28(12): 109-114.
- [15] 龚晓峰,毛蕾,林秋华,等. 基于四阶累积量张量联合对角化的多数据集联合盲源分离[J]. 电子与信息学报,2019,41(3): 509-515. GONG Xiaofeng, MAO Lei, LIN Qiuhua, et al. Joint blind source separation based on joint diagonalization of fourth-order

- cumulant tensors[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2019, 41(3): 509-515.
- [16] LIU X H, CARDOSO J F, RANDALL R B. Very fast blind source separation by signal to noise ratio based stopping threshold for the SHIBSS/SJAD algorithm[J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2010, 24(7): 2096-2103.
- [17] 王宏志, 孙树宇, 何斌, 等. 基于高阶统计量的MIMO系统辨识与均衡算法[J]. 吉林大学学报(理学版), 2009, 47(1): 115-119. WANG Hongzhi, SUN Shuyu, HE Bin, et al. Identification and equalization algorithm for MIMO system based on higher order statistics[J]. Journal of Jilin University(Science Edition), 2009, 47(1): 115-119.
- [18] 江川. 盲源分离算法及其在语音分离中的应用研究[D]. 江门: 五邑大学, 2009. JIANG Chuan. Blind source separation algorithm and its application in speech separation[D]. Jiangmen: Wuyi University, 2009.
- [19] 龚华麟, 肖先勇, 刘亚梅, 等. 基于主导波分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.
- [20] 徐方维, 郑鸿儒, 杨洪耕, 等. 基于无相位实测数据的系统侧谐波阻抗估计方法[J]. 电力系统自动化, 2019, 43(21): 170-176, 212. XU Fangwei, ZHENG Rongru, YANG Honggeng, et al. Harmonic impedance estimation method on system side based on measurement data without phase angle[J]. Automation of Electric Power Systems, 2019, 43(21): 170-176, 212.

作者简介:



刘子腾

刘子腾(1996—),女,安徽亳州人,硕士研究生,研究方向为谐波源定位与责任评估(**E-mail**:t627123563@163.com);

徐永海(1966—),男,河南新野人,教授,博士研究生导师,研究方向为电能质量分析与控制、电力电子变压器等(**E-mail**:yonghaixu@263.net);

陶顺(1972—),女,湖南长沙人,副教授,博士,通信作者,主要研究方向为智能配电网与电能质量等(**E-mail**:tao_shun@sina.com)。

(编辑 任思思)

Estimation method of harmonic impedance on system side based on SHIBSS method and data optimization

LIU Ziteng, XU Yonghai, TAO Shun

(State Key Laboratory of Alternate Electrical Power System with Renewable Energy Sources, North China Electric Power University, Beijing 102206, China)

Abstract: Aiming at the disadvantages of blind source separation and the traditional data filtering methods, an estimation method of harmonic impedance on system side based on SHIBSS (SHifted blocks for Blind Source Separation) method and data optimization is proposed. Firstly, SHIBSS method is used to separate the harmonic emission current of system side and consumer side from the sampling data of harmonic voltage and harmonic current of PCC (Point of Common Coupling) to calculate the harmonic impedance. Then, the problem of high failure rate of traditional data filtering methods in data filtering process is proved, and a method for selecting the optimal solution of harmonic impedance on system side based on data optimization is proposed. The results of simulation analysis show that, compared with the fluctuation quantity method, common harmonic impedance method based on linear regression and commonly used FastICA (Fast Independent Component Algorithm) method in blind source separation methods, the SHIBSS method has higher estimation accuracy, the problem of high failure rate of traditional data filtering methods is overcome by the proposed data optimization method and the proposed estimation method of harmonic impedance on system side has high estimation precision.

Key words: harmonics; harmonic impedance; blind source separation; SHIBSS; data filtering

附录

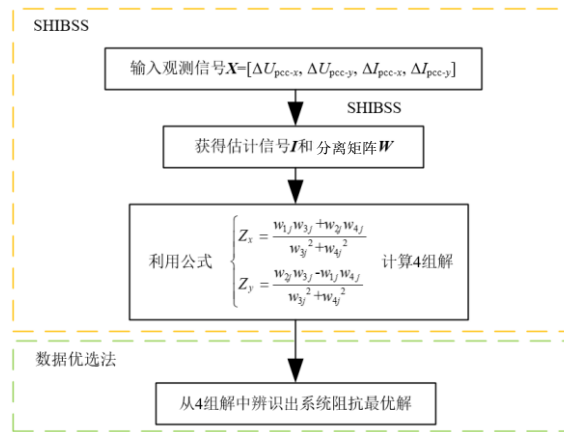


图 A1 本文方法流程

Fig.A1 Flowchart of proposed method