

# 基于子带分量分解与独立分量分析的系统谐波阻抗估计方法

林顺富<sup>1</sup>, 颜昕昱<sup>1</sup>, 钟良亮<sup>2</sup>, 李东东<sup>1</sup>, 符 杨<sup>1</sup>

(1. 上海电力大学 电气工程学院, 上海 200090; 2. 国网宁波供电公司, 浙江 宁波 315000)

**摘要:** 新能源的大量接入使得配电网的谐波污染愈发严重, 系统谐波阻抗的精确估计是准确判别谐波责任的关键。新能源并网逆变器发射的谐波与网侧谐波之间存在一定的相关性, 导致现有方法的精度降低甚至失效。为此, 提出一种基于子带分量分解与独立分量分析的系统谐波阻抗估计方法。首先, 通过小波包分解将并网连接点(PCC)处谐波电压、电流的观测信号分成各子带信号, 并计算得到各子带的互信息值; 然后, 选择互信息值最小的子带作为独立子带, 并在该子带上通过独立分量分析求得分离矩阵, 以实现相关谐波源信号的分离; 最后, 通过系数矩阵中各元素间的数学关系求得系统谐波阻抗值。仿真分析结果表明: 在PCC两侧发射谐波间存在一定相关性的场景下, 所提方法能够有效地减小网侧谐波带来的误差, 相较于已有方法拥有更好的估计精度与鲁棒性。

**关键词:** 电能质量; 系统谐波阻抗; 小波包分解; 独立分量分析; 谐波责任划分; 谐波分析

**中图分类号:** TM 711

**文献标志码:** A

**DOI:** 10.16081/j.epae.202010006

## 0 引言

随着国家能源转型的快速发展, 新能源发电的渗透率迅速增高, 令目前配电网中谐波源的状态更为复杂多变<sup>[1]</sup>。智能配电网的建设使得电网与用户均对电能质量提出了更高的要求, 谐波责任划分是改善电能质量的重要前提, 而其关键在于如何准确估计系统的谐波阻抗<sup>[2-4]</sup>。

现有的系统谐波阻抗估计方法有波动量法<sup>[5-6]</sup>、线性回归法<sup>[7-8]</sup>、协方差特征法<sup>[9-10]</sup>等。网侧谐波是影响上述方法估计精度的主要因素之一, 一方面网侧谐波剧烈波动会干扰并网连接点(PCC)处谐波电压与谐波电流之间的相关性<sup>[11-12]</sup>, 导致线性回归法的估计误差增大; 另一方面, 当网侧谐波的波动程度高于用户侧时, PCC处谐波电流与网侧谐波之间的协方差不再近似为0<sup>[10]</sup>, 可能令协方差特征法失效。波动量法认为网侧谐波的波动程度远低于用户侧, 故该方法的估计误差也会随着网侧谐波波动幅度的上升而增大。

电弧炉等传统工业谐波源按自身的特性发射谐波, 可认为与网侧谐波之间不存在必然的相关性, 能作为独立源处理。文献[13-14]基于该特征, 通过独

立分量分析法实现了PCC处用户侧发射谐波与网侧谐波的分离, 有效地降低了网侧谐波对系统谐波阻抗估计的影响。文献[15-16]对传统独立分量分析法的迭代过程进行了一定的改进, 提升了方法的收敛速度与估计精度。文献[17]在独立分量分析的基础上, 进一步通过稀疏分析实现了直流落点处系统谐波阻抗的估计。然而新能源并网逆变器的反馈控制系统使新能源发射的谐波与网侧谐波之间存在复杂的耦合关系, 令谐波信号间的相关程度上升, 无法将谐波源作为独立源处理<sup>[1, 18-19]</sup>, 使得独立分量分析法的估计精度下降, 甚至使方法失效<sup>[4]</sup>。文献[1]针对分布式电源并网场景下系统故障概率升高、网侧谐波波动剧烈等特征提出了一种基于复数域偏最小二乘法的多谐波源谐波责任量化方法, 说明了该场景下谐波源之间存在着一定的耦合关系, 但并未针对性地分析谐波源之间的耦合程度对系统谐波阻抗估计或谐波源责任评估的影响, 且谐波信号之间存在一定的耦合关系也可能令复数域偏最小二乘法中解释变量之间的相关性上升, 致使回归精度降低。

为此, 本文针对新能源并网场景下新能源逆变器发射谐波与网侧谐波间具备一定相关性的问题, 提出一种基于子带分量分解与独立分量分析的系统谐波阻抗估计方法。首先, 通过小波包分解将PCC处谐波电流与谐波电压的观测信号分解成若干子带信号, 并计算每条子带上观测信号的互信息值; 然后, 选择互信息值最小的子带, 并在该子带上通过独立分量分析法得到分离矩阵, 以从观测信号中解混出相关谐波源信号; 最后, 通过系数矩阵中系数之间的数学推导关系求得系统谐波阻抗。仿真案例分析

收稿日期: 2020-02-14; 修回日期: 2020-08-06

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51977128); 上海市科委研究项目(17020500800); 上海市人才发展资金资助项目(2018004)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51977128), the Research Program of Shanghai Science and Technology Commission(17020500800) and Shanghai Talent Development Fund(2018004)

结果表明,本文所提方法能够在用户侧发射谐波与网侧谐波之间存在一定相关性的场景下有效地降低网侧谐波及其波动对系统谐波阻抗估计产生的影响,相比现有方法具有更高的估计精度和更强的鲁棒性。

## 1 方法原理

本文所提方法的流程图如图1所示。



图1 所提方法的流程图

Fig.1 Flowchart of proposed method

本文基于诺顿等值电路模型(如图2所示)进行谐波分析。图2中, $Z_S$ 、 $Z_C$ 分别为网侧、用户侧的谐波阻抗; $I_S$ 、 $I_C$ 分别为网侧、用户侧的谐波电流; $U_{PCC}$ 、 $I_{PCC}$ 分别为PCC处的谐波电压、谐波电流。

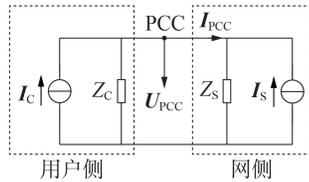


图2 诺顿等值电路模型

Fig.2 Norton equivalent circuit model

由叠加定理推导得到如下方程:

$$\begin{cases} \Delta U_{PCC} = \frac{Z_S Z_C}{Z_S + Z_C} \Delta I_C + \frac{Z_S Z_C}{Z_S + Z_C} \Delta I_S \\ \Delta I_{PCC} = \frac{Z_C}{Z_S + Z_C} \Delta I_C - \frac{Z_S}{Z_S + Z_C} \Delta I_S \end{cases} \quad (1)$$

其中, $\Delta I_C$ 、 $\Delta I_S$ 分别为用户侧、网侧谐波电流的波动量; $\Delta U_{PCC}$ 、 $\Delta I_{PCC}$ 分别为PCC处谐波电压、谐波电流的波动量。

分离式(1)的实部、虚部可得:

$$\mathbf{X} = \mathbf{Z} \mathbf{I} \quad (2)$$

$$\mathbf{X} = [\Delta U_{PCC_x} \quad \Delta U_{PCC_y} \quad \Delta I_{PCC_x} \quad \Delta I_{PCC_y}]^T \quad (3)$$

$$\mathbf{I} = [\Delta I_{C_x} \quad \Delta I_{C_y} \quad \Delta I_{S_x} \quad \Delta I_{S_y}]^T \quad (4)$$

其中, $\mathbf{X}$ 为观测信号矩阵; $\mathbf{I}$ 为谐波源矩阵; $\mathbf{Z}$ 为系数矩阵,其元素大小由 $Z_S$ 、 $Z_C$ 共同决定; $\Delta U_{PCC_x}$ 、 $\Delta U_{PCC_y}$ 分别为PCC处谐波电压波动量的实部、虚部; $\Delta I_{PCC_x}$ 、 $\Delta I_{PCC_y}$ 分别为PCC处谐波电流波动量的实部、虚部; $\Delta I_{C_x}$ 、 $\Delta I_{C_y}$ 分别为用户侧谐波电流波动量的实部、虚部; $\Delta I_{S_x}$ 、 $\Delta I_{S_y}$ 分别为网侧谐波电流波动量的实部、虚部。

本文认为矩阵 $\mathbf{X}$ 与矩阵 $\mathbf{I}$ 中的各元素均由各子带分量构成,即:

$$\mathbf{X}(t) = \sum_{i=1}^M \mathbf{X}_{sp_i}(t) \quad (5)$$

$$\mathbf{I}(t) = \sum_{i=1}^M \mathbf{I}_{sp_i}(t) \quad (6)$$

其中, $\mathbf{X}_{sp_i}(t)$ 、 $\mathbf{I}_{sp_i}(t)$ 分别为第 $t$ 个 $\mathbf{X}$ 、 $\mathbf{I}$ 的第 $i$ 个子带分量信号的数据点; $M$ 为子带总数。由独立分量分析原理可知,若用户侧发射谐波与网侧谐波之间存在一定的相关性,则可能会令盲源分离失效,故需找出用户侧发射谐波与网侧谐波相互独立或相关性较低的子带 $\mathbf{I}_{sp\_ind}$ ,并在该子带上应用独立分量分析求解得到分离矩阵。

由式(2)可得:

$$\mathbf{X}_{sp\_ind}(t) = \mathbf{Z} \mathbf{I}_{sp\_ind}(t) \quad (7)$$

其中, $\mathbf{X}_{sp\_ind}(t)$ 为由 $\mathbf{I}_{sp\_ind}(t)$ 经 $\mathbf{Z}$ 混合后构成的观测信号 $\mathbf{X}$ 的子带信号。

引入线性函数 $L_{ind}$ ,以搜寻独立性最强子带,如式(8)所示。

$$\begin{cases} \mathbf{I}_{sp\_ind}(t) = L_{ind}(\mathbf{I}(t)) \\ \mathbf{X}_{sp\_ind}(t) = L_{ind}(\mathbf{X}(t)) = L_{ind}(\mathbf{Z} \mathbf{I}(t)) = \mathbf{Z} \mathbf{I}_{sp\_ind}(t) \end{cases} \quad (8)$$

从式(8)中可发现,谐波源信号中独立性最强的子带 $\mathbf{I}_{sp\_ind}$ 经混合后得到的观测信号子空间 $\mathbf{X}_{sp\_ind}$ 仍为独立性最强的子带,因此可以利用不相关性最大这一特点得到 $\mathbf{X}_{sp\_ind}$ 。采用互信息值最小化准则选取 $\mathbf{X}_{sp\_ind}$ ,零均值信号 $x_1, x_2, \dots, x_m$ 的互信息值 $V_{MI}$ 定义如下:

$$\begin{aligned} V_{MI} = & \frac{1}{4} \sum_{i,j=1}^m C_{cum}^2(x_i, x_j) + \frac{1}{12} \sum_{i,j=1}^m [C_{cum}^2(x_i, x_i, x_j) + \\ & C_{cum}^2(x_i, x_j, x_j)] + \frac{1}{48} \sum_{i,j=1}^m [C_{cum}^2(x_i, x_i, x_i, x_j) + \\ & C_{cum}^2(x_i, x_i, x_j, x_j) + C_{cum}^2(x_i, x_j, x_j, x_j)] \end{aligned} \quad (9)$$

其中, $m$ 为零均值信号总数; $C_{cum}(\cdot)$ 为高阶累积量。

以式(7)作为盲源分离模型,在独立性最强的子带上通过独立分量分析法得到分离矩阵 $\mathbf{W}_{ind}$ 。本文以负熵的近似表达式作为独立分量分析的目标函数 $N_g(f)$ ,如式(10)所示。

$$N_g(f) \approx (E\{g(f)\} - E\{g(f_{gauss})\})^2 \quad (10)$$

其中, $f$ 为提取出的独立分量的估计值; $g(\cdot)$ 为非线性函数,本文取 $g(f) = \tanh(1.5f)$ ;  $E\{\cdot\}$ 为期望。

将观测信号 $\mathbf{X}(t)$ 左乘分离矩阵 $\mathbf{W}_{ind}$ 即可实现源信号 $\mathbf{I}(t)$ 的分离,得到分离信号矩阵 $\mathbf{S}(t)$ 如式(11)所示。

$$\mathbf{S}(t) = \mathbf{W}_{ind} \mathbf{X}(t) \quad (11)$$

记 $S_j(j=1, 2, 3, 4)$ 为通过上述步骤求解得到的分离信号,由于经独立分量分析解混求得的分离信号存在不确定性,故令:

$$\begin{cases} S_1 = c_1 \Delta I_{C_x}, S_2 = c_2 \Delta I_{C_y} \\ S_3 = c_3 \Delta I_{S_x}, S_4 = c_4 \Delta I_{S_y} \end{cases} \quad (12)$$

其中, $c_j(j=1, 2, 3, 4)$ 为实常数。

以观测信号矩阵  $X$  为因变量、分离信号矩阵  $S$  为自变量构建线性回归方程,如式(13)所示。

$$X(t) = AS(t) \quad (13)$$

其中,  $A$  为系数矩阵。由于被分离信号为相关信号,而偏最小二乘法能有效降低自变量之间的相关性对回归分析的影响,故本文通过偏最小二乘法求解得到矩阵  $A$ 。比较式(2)与式(12)可得矩阵  $A$  与矩阵  $Z$  的关系为:

$$A = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} & z_{13} & z_{14} \\ c_1 & c_2 & c_3 & c_4 \\ z_{21} & z_{22} & z_{23} & z_{24} \\ c_1 & c_2 & c_3 & c_4 \\ z_{31} & z_{32} & z_{33} & z_{34} \\ c_1 & c_2 & c_3 & c_4 \\ z_{41} & z_{42} & z_{43} & z_{44} \\ c_1 & c_2 & c_3 & c_4 \end{bmatrix} \quad (14)$$

其中,矩阵  $A$  的第  $i$  行第  $j$  列元素  $a_{ij} = z_{ij}/c_i$  ( $i, j = 1, 2, 3, 4$ ),  $z_{ij}$  为矩阵  $Z$  的第  $i$  行第  $j$  列元素。

参照式(1)和式(13)可以推导得到网侧的谐波阻抗为:

$$\begin{cases} Z_{s,1} = \frac{a_{11} + ja_{21}}{a_{31} + ja_{41}} \\ Z_{s,2} = \frac{a_{22} - ja_{12}}{a_{42} - ja_{32}} \end{cases} \quad (15)$$

为了减小误差,式(15)的2个子式取平均值,即:

$$Z_s = (Z_{s,1} + Z_{s,2})/2 \quad (16)$$

综上,本文所提系统谐波阻抗估计方法的具体流程图如图3所示。

## 2 基于有源阻尼逆变器模型的仿真分析

本节在 MATLAB 2016b 仿真平台上,采用基于状态反馈有源阻尼控制策略的 LCL 型新能源并网逆变器进行仿真测试,逆变器的具体参数设置见附录中表 A1。系统谐波阻抗的电阻值、电感值分别设置为  $0.6 \Omega$ 、 $1.0 \text{ mH}$ , 3、5、7、9、11、13 次网侧谐波电压分别设置为网侧基波电压的 12.5%、10%、7.5%、5%、2.5%、1.0%,并在各次谐波电压的幅值上附加  $\pm 10\%$  的随机扰动。以 5 次谐波为例进行测试分析,在 PCC 处分别测得 1000 个 5 次谐波电压与 5 次谐波电流数据点,如附录中图 A1 所示。

引入相关系数描述信号间的相关程度,随机信号  $l_1$  与  $l_2$  之间的相关系数  $\rho$  定义如下:

$$\rho(l_1, l_2) = \frac{C_{\text{cov}}(l_1, l_2)}{\sqrt{V_{\text{var}}(l_1)V_{\text{var}}(l_2)}} \quad (17)$$

其中,  $0 \leq \rho \leq 1$ ;  $C_{\text{cov}}(\cdot)$ 、 $V_{\text{var}}(\cdot)$  分别为信号段的协方差、方差。

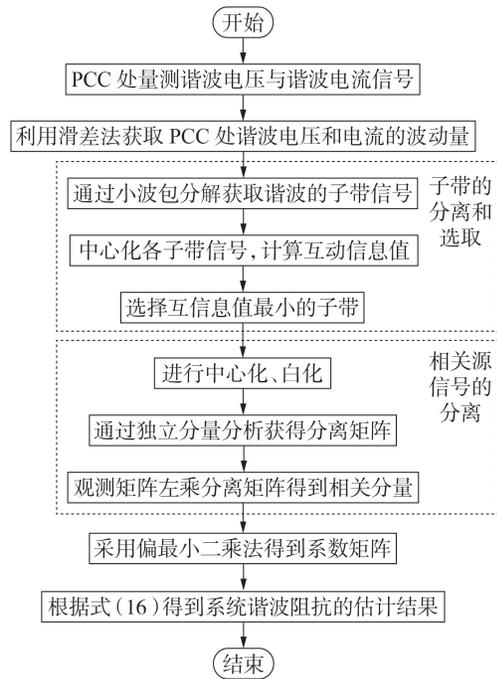


图3 所提系统谐波阻抗估计方法的流程图

Fig.3 Flowchart of proposed system harmonic impedance estimation method

在数据点总数为  $N$  的数据段中,以第  $i$  ( $i < N - s + 1$ ) 个数据点为数据段首端,以第  $i + s - 1$  个数据点为数据段末端,构造包含  $s$  个数据点的信号段。取  $s = 100$ ,参照式(17)计算第  $i$  段逆变器 5 次谐波发射水平与网侧 5 次谐波电压信号段间的相关系数,结果如图4所示。

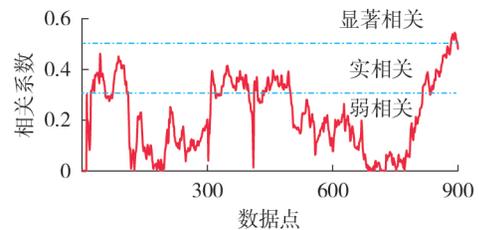


图4 5次谐波信号的相关系数曲线

Fig.4 Correlation coefficient curve between 5th harmonic signals

由图4可知,并网逆变器发射谐波与网侧谐波之间具备一定的相关性,谐波源无法被视为独立源。

采用以下4种方法估计系统谐波阻抗:方法1为波动量法<sup>[5]</sup>,方法2为协方差特征法<sup>[9]</sup>,方法3为独立分量分析法<sup>[13]</sup>,方法4为本文所提方法。

第  $i$  个数据点的估计误差  $e_i$  为:

$$e_i = \frac{|z_i - z_{\text{theory}}|}{z_{\text{theory}}} \times 100\% \quad (18)$$

其中,  $z_i$  为第  $i$  个数据点的估计值;  $z_{\text{theory}}$  为理论值。

则包含  $Q$  个数据点的第  $q$  组数据的总体估计误差  $\varepsilon_q$  为:

$$\varepsilon_q = \frac{1}{Q} \sum_{i=1}^Q |z_i - z_{\text{theory}}| \times 100\% \quad (19)$$

基于4种方法所得 $Z_s$ 幅值与相位的估计结果如附录中图A2所示。由图A2可知,方法1与方法3估计结果的离散程度较高;方法2的估计结果较集中,但估计值均偏离理论值;方法4估计结果的离散程度低,且更贴近理论值。4种方法所得系统谐波阻抗幅值与相位的总体估计误差如表1所示。

表1 4种方法所得系统谐波阻抗的总体估计误差

Table 1 Population estimation errors of system harmonic impedance calculated by four methods

方法	幅值总体估计误差 / %	相位总体估计误差 / %	方法	幅值总体估计误差 / %	相位总体估计误差 / %
1	20.10	10.78	3	11.86	10.59
2	13.87	12.43	4	5.12	5.40

由表1可知,方法4所得谐波阻抗幅值、相位的总体估计误差均低于其他3种方法,可见其在新能源逆变器接入配电网的场景下具有更高的估计精度。

### 3 基于诺顿等值电路的仿真分析

为了进一步验证本文所提方法的有效性,需要测试同一频率下伴随逆变器发射谐波与网侧谐波间相关程度不断上升过程中本文所提方法的估计精度与鲁棒性。然而,逆变器发射谐波与网侧谐波间的耦合关系相当复杂,通过改变逆变器参数或者网侧参数的方法来调控谐波信号间的相关程度并不实际,故本文参考文献[13-17],采用诺顿等值电路模型进行仿真分析。

令 $Z_s=10+j14 \Omega$ ,参考文献[20]中的结论:当网侧含有其他分布式新能源时, $Z_s$ 可能存在一定的微小扰动,故在 $Z_s$ 的实部与虚部均添加 $\pm 3\%$ 的随机波动与5%的正弦扰动。并网逆变器的滤波装置可能使 $Z_c$ 并非远大于 $Z_s$ [3,10],故令 $Z_c=20+j30 \Omega$ ,另一方面在实际场景中 $Z_c$ 可能存在较大的扰动,故在其实部与虚部均添加 $\pm 10\%$ 的随机波动与10%的正弦扰动。令用户侧的发射谐波电流 $I_c$ 为:

$$I_c = \eta(I_{c\_ind} + rI_s) \quad (20)$$

其中, $r$ 为仿真设置的实系数。 $I_{c\_ind}$ 的幅值 $|I_{c\_ind}|=100 \text{ A}$ ,相位设置为 $-15^\circ$ ,并在其幅值上添加 $\pm 5\%$ 的随机扰动与30%的正弦扰动,相位上添加 $\pm 20\%$ 的随机扰动与30%的正弦扰动;网侧发射谐波电流的幅值设置为 $k|I_{c\_ind}|$ ( $k$ 为两侧谐波幅值比例),相位设置为 $15^\circ$ ,并在其幅值上添加 $\pm 5\%$ 的随机扰动与30%的正弦扰动,相位上添加 $\pm 20\%$ 的随机扰动与30%的正弦扰动;为了使两侧发射谐波幅值间的比

例关系不会随着 $r$ 的增大而增大,故设置参数 $\eta$ 为:

$$\eta = |I_{c\_ind}| / |I_c| \quad (21)$$

根据上述参数设置方式,用户侧与网侧谐波间的相关系数 $\rho$ 与仿真设定系数 $k$ 及 $r$ 之间的关系如附录中图A3所示,具体数值如附录中表A2所示。由图A3可知,当 $k$ 一定时,谐波间的相关系数随着 $r$ 的增大而不断增大,可通过该参数设置方式研究源、网侧发射谐波在具有不同相关系数的情况下,本文所提方法的有效性。

取 $k=1.2$ 及 $k=0.3$ 以分别验证在网侧谐波较大及较小这2种情况下,伴随用户侧与网侧谐波间的相关程度不断上升过程中本文所提方法的有效性。 $k=1.2$ 、 $k=0.3$ 时4种方法所得误差分布分别如附录中图A4和图A5所示。由图A4和图A5可知,当网侧谐波较大时,伴随两侧发射谐波间相关程度的不断加强,方法1—3所得误差的大小与离散度也显著增大;在网侧谐波较大或较小的2种情况下,方法4所得幅值误差与相位误差均保持较低的水平,且随着相关程度的加强,误差增大的趋势较小,相比于其他3种方法其具有较高的估计精度且估计结果的稳定性较强。

4种方法的总体估计误差与 $k$ 及 $r$ 之间的关系如图5所示,具体误差数值结果见附录中表A3—A10。

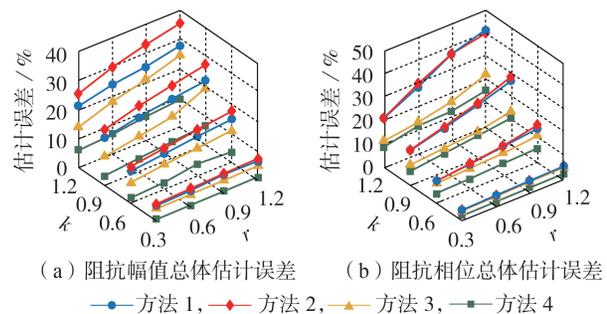


图5 4种方法的估计误差与 $k$ 和 $r$ 的关系

Fig.5 Relationship among estimation errors of four methods,  $k$  and  $r$

由图5可知,在 $k$ 一定的情况下,随着 $r$ 的增大,方法1—3的幅值与相位的总体估计误差不断增大,但方法4所得总体估计误差始终处于较低的水平。在 $k$ 取不同值的情况下,方法4所得幅值与相位的总体估计误差始终低于其他3种方法,且随着 $k$ 值的增大,误差上升的趋势减小。

### 4 基于IEEE 14节点系统的仿真分析

本节针对5次谐波,以分布式电源并网为例,采用IEEE 14节点系统进行仿真分析,测试系统模型如附录中图A6所示。在母线1—3、12处接入发电机组,在母线11处接入调相机组,在母线4、6、8处分

别接入非线性负荷 HL<sub>1</sub>、HL<sub>2</sub>、HL<sub>3</sub>。5 次谐波发射电流分别设置为 50∠-50°、30∠-60°、22∠-120° A,并在幅值上均附加 ±10% 的随机扰动。在母线 14 处并入分布式电源,分布式电源仍通过基于状态反馈的有源阻尼控制策略的 LCL 型逆变器并网。将母线 14 设置为关注节点,测得 5 次谐波电压与谐波电流共 5 000 组数据,具体如附录中图 A7 所示。

观测信号经过 1~5 层小波包变换后所得各子带的互信息值见附录中图 A8。为了能更直观地找到互信息值最小的子带,令:

$$V'_{M_i} = 1/V_{M_i} \quad (22)$$

则  $V'_{M_i}$  最大的子带即为相对独立子带。由图 A8 可知,第 24 条子带上信号的  $V'_{M_i}$  值相对较大,则选取该子带作为独立子带。

4 种方法所得系统谐波阻抗幅值与相位的估计结果如图 6 所示。

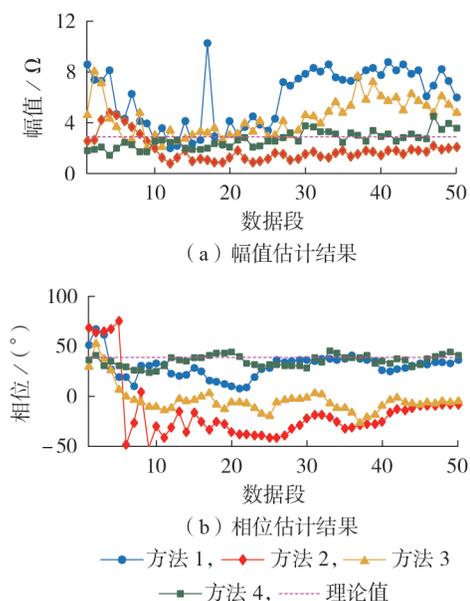


图 6 4 种方法所得系统谐波阻抗幅值与相位的估计结果

Fig.6 Estimation results of system harmonic impedance amplitude and angle calculated by four methods

由图 6(a) 可见,方法 1 所得阻抗幅值的误差极大;方法 2 所得幅值波动剧烈;方法 3 所得幅值较平稳,但估计值基本低于理论值;方法 4 所得幅值在理论值上下波动,且波动幅度较小,相较于其他 3 种方法,方法 4 的估计结果更准确。由图 6(b) 可见,方法 2 与方法 3 所得相位估计结果为负,呈容性,表明这 2 种方法失效,方法 1 与方法 4 所得相位结果均在理论值附近波动,但方法 4 的估计结果更为平稳。

根据式(19)计算得到的 5 次谐波阻抗估计误差结果见表 2(阻抗幅值、相位的理论值分别为 2.90 Ω、38.98°)。综合比较幅值与相位的估计值可见,本文所提方法的误差明显低于其他 3 种方法,其估计精度更高。

表 2 4 种方法的系统谐波阻抗估计结果

Table 2 Estimation results of system harmonic impedance calculated by four methods

方法	幅值 / Ω	幅值总体估计误差 / %	相位 / (°)	相位总体估计误差 / %
1	6.13	111.37	30.65	21.98
2	2.49	13.79	-16.47	141.20
3	4.67	61.37	-3.75	109.62
4	2.78	4.13	35.52	8.87

在图 A6 所示仿真系统的基础上,在母线 10 处并入另一台分布式电源,以分析多分布式电源并网时本文所提方法的可行性。

引入式(23)所示算法性能指标  $V_{PI}$  评价在该场景下本文所提方法性能的优劣。

$$V_{PI} = \sum_{i=1}^N \left( \sum_{j=1}^N \frac{|B_{ij}|}{\max |B_{iu}|} - 1 \right) + \sum_{j=1}^N \left( \sum_{i=1}^N \frac{|B_{ij}|}{\max |B_{uj}|} - 1 \right) \quad (23)$$

其中,  $B_{ij}$  为矩阵  $B$  的第  $i$  行第  $j$  列元素,  $B = WH$ ,  $W$  为分离矩阵,  $H$  为混合矩阵,  $N$  为矩阵  $B$  的行列数,在理想的分离情况下,矩阵  $B$  为广义排列矩阵<sup>[21]</sup>。  $V_{PI}$  的值越接近 0,表明算法的性能越好。一般认为,当  $V_{PI} < 0.01$  时,算法处理数据的性能较优。

为了验证本文所提方法在多分布式电源参与情况下的有效性,分别采用独立分量分析法与本文方法进行系统谐波阻抗估计,2 种方法的性能指标结果如图 7 所示。

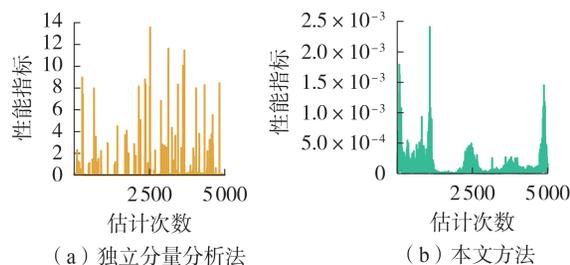


图 7 多分布式电源场景下 2 种方法的性能指标

Fig.7 Performance index of two methods under multiple distributed generations scenario

由图 7(a) 可知,独立分量分析法的性能指标大于 1 的情况发生频率较高,表明在多分布式电源并网场景下该方法的鲁棒性较低,算法性能较差;由图 7(b) 可知,本文所提方法在该场景下的性能指标始终低于  $2.5 \times 10^{-3}$ ,表明其能够较准确地实现相关谐波源信号的盲源分离,在多分布式电源并网场景下的性能较优。

## 5 结论

本文提出了一种可应用于新能源 PCC 处系统谐波阻抗的估计方法。该方法通过互信息值筛选出独立性最强的信号子带以降低新能源逆变器发射谐波

与网侧谐波间相关性对系统谐波阻抗估计带来的影响;且随着网侧谐波的增强,所提方法仍能保持较低的估计误差水平。

然而,当网侧发生故障或电网中其他新能源出力短时间内变化较大时,系统谐波阻抗存在较大的变化。后续工作将进一步研究如何在系统侧谐波阻抗变化较大时保持估计方法的估计精度与鲁棒性。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

## 参考文献:

- [1] 孙媛媛,李树荣,石访,等. 含分布式谐波源的配电网多谐波源责任划分[J]. 中国电机工程学报,2019,39(18):5389-5398,5586.  
SUN Yuanyuan,LI Shurong,SHI Fang,et al. Multiple harmonic source contribution determination in the active distribution network with distributed harmonic sources[J]. Proceedings of the CSEE,2019,39(18):5389-5398,5586.
- [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):19-30.  
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.
- [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] 赵永扬,徐方维,舒勤,等. 基于背景谐波最小波动能量的系统侧谐波阻抗估计[J]. 电力系统自动化,2019,43(24):142-148,200.  
ZHAO Yongyang,XU Fangwei,SHU Qin,et al. Harmonic impedance estimation on system side based on minimum fluctuation energy of background harmonic[J]. Automation of Electric Power Systems,2019,43(24):142-148,200.
- [5] YANG H,POROTTE P,ROBERT A. Harmonic emission levels of industrial loads statistical assessment[C]//CIGRE. [S.l.]: IEEE,1996:36-46.
- [6] 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.
- [7] 华回春,刘哲,贾秀芳. 谐波阻抗估计的非光滑部分线性回归方法[J]. 电力自动化设备,2016,36(9):120-126.  
HUA Huichun,LIU Zhe,JIA Xiufang. Unsmooth and partially linear regression model for harmonic impedance estimation[J]. Electric Power Automation Equipment,2016,36(9):120-126.
- [8] 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.
- [9] 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.
- [10] 吴雅玥,徐方维,张伟骏,等. 基于修正独立随机矢量的系统侧谐波阻抗估计[J]. 电力系统自动化,2019,43(20):146-152.  
WU Yayue,XU Fangwei,ZHANG Weijun,et al. System-side harmonic impedance estimation based on modified independent random vectors[J]. Automation of Electric Power Systems,2019,43(20):146-152.
- [11] 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.
- [12] 陈静,符玲,臧天磊,等. 考虑背景谐波波动的谐波责任划分方法[J]. 电力自动化设备,2016,36(5):61-66.  
CHEN Jing,FU Ling,ZANG Tianlei,et al. Harmonic responsibility determination considering background harmonic fluctuation[J]. Electric Power Automation Equipment,2016,36(5):61-66.
- [13] ZHAO X,YANG H G. A new method to calculate the utility harmonic impedance based on FastICA[J]. IEEE Transactions on Power Delivery,2016,31(1):381-388.
- [14] 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.
- [15] 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.
- [16] 陈飞宇,肖先勇,汪颖. 采用稳健独立分量分析的谐波发射水平评估方法[J]. 电网技术,2020,44(8):3007-3013.  
CHEN Feiyu,XIAO Xianyong,WANG Ying. A method for harmonic emission level assessment based on robust independent component analysis[J]. Power System Technology,2020,44(8):3007-3013.
- [17] 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):2016-2024.  
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):2016-2024.
- [18] 王攸然,张逸,邵振国,等. 谐波责任划分研究现状及在分布式电源并网条件下的展望[J]. 电工电能新技术,2019,38(1):61-69.  
WANG Youan,ZHANG Yi,SHAO Zhenguo,et al. Current status of harmonic responsibility division and prospects under grid-connected distributed generations condition[J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy,2019,38(1):61-69.
- [19] 汪颖,罗代军,肖先勇,等. 超高次谐波问题及其研究现状与趋势[J]. 电网技术,2018,42(2):353-365.  
WANG Ying,LUO Daijun,XIAO Xianyong,et al. Review and development tendency of research on 2~150 kHz supraharmonics[J]. Power System Technology,2018,42(2):353-365.

- [20] 罗杰,臧天磊,符玲,等. 一种含光伏接入的配电网谐波责任划分方法[J]. 电网技术,2019,43(11):4074-4079.  
LUO Jie,ZANG Tianlei,FU Ling,et al. A method of harmonic responsibility determination for power distribution network including photovoltaic system[J]. Power System Technology, 2019,43(11):4074-4079.
- [21] 张天骐,马宝泽,强幸子,等. 带自适应动量因子的变步长盲源分离方法[J]. 通信学报,2017,38(3):16-24.  
ZHANG Tianqi,MA Baoze,QIANG Xingzi,et al. Variable-step blind source separation method with adaptive momentum factor[J]. Journal on Communications,2017,38(3):16-24.

#### 作者简介:

林顺富(1983—),男,河南周口人,教授,博士研究生导师,通信作者,主要从事电能质量、智能配用电方面的研究工作(E-mail:shunfulin@shiep.edu.cn);



林顺富

颜昕昱(1995—),男,山东济南人,硕士研究生,研究方向为配电网谐波责任划分与系统谐波阻抗估计(E-mail:teufelyan@163.com);

钟良亮(1973—),男,浙江宁波人,高级工程师,硕士,主要从事电力工业与自动化技术方面的研究工作(E-mail:z2liang@139.com);

李东东(1976—),男,安徽阜阳人,教授,博士研究生导师,主要从事电力系统稳定控制等方面的研究工作(E-mail:powerlidd@163.com);

符 杨(1968—),男,江苏南通人,教授,博士研究生导师,主要从事海上风电和主动配电网等方面的研究工作(E-mail:mfudong@126.com)。

(编辑 陆丹)

## System harmonic impedance estimation method based on sub-band component decomposition and independent component analysis

LIN Shunfu<sup>1</sup>, YAN Xinyu<sup>1</sup>, ZHONG Liangliang<sup>2</sup>, LI Dongdong<sup>1</sup>, FU Yang<sup>1</sup>

(1. College of Electrical Engineering, Shanghai University of Electric Power, Shanghai 200090, China;

2. State Grid Ningbo Power Supply Company, Ningbo 315000, China)

**Abstract:** The extensive access of renewable energy sources makes the harmonic pollution of distribution network more serious, and the accurate estimation of system harmonic impedance is the key to accurately determine the harmonic responsibility. There is a certain correlation between the harmonic emitted by grid-connected inverter of renewable energy sources and the grid-side harmonics, which results in the accuracy decrease or even failure of the existing methods. Therefore, a system harmonic impedance estimation method based on sub-band component decomposition and independent component analysis is proposed. Firstly, the observed signals of harmonic voltage and current at PCC (Point of Common Coupling) are divided into several sub-band signals by wavelet packet decomposition, and the mutual information value of each sub-band is calculated. Then, the sub-band with the minimum mutual information value is selected as the independent sub-band, and the separation matrix is obtained through independent component analysis in this sub-band, so as to realize the separation of related harmonic source signals. Finally, the system harmonic impedance is calculated by the mathematical relationship among the elements in the coefficient matrix. Simulative results show that the proposed method can effectively reduce the error caused by grid-side harmonics in the scenario where there is a certain correlation between the emitted harmonics of both sides of PCC, and has better estimation accuracy and robustness compared with the existing methods.

**Key words:** power quality; system harmonic impedance; wavelet packet decomposition; independent component analysis; harmonic responsibility determination; harmonic analysis

# 附录

表 A1 并网逆变器的参数

Table A1 Parameters of grid-connected inverter

参数	取值	参数	取值
输出功率 $P_0/\text{kW}$	30	逆变器侧电感 $L_1/\text{mH}$	0.6
开关频率 $f_{sw}/\text{kHz}$	5	电感串联电阻 $R_1/\Omega$	0.15
采样频率 $f_s/\text{kHz}$	20	网侧电感 $L_2/\text{mH}$	0.1
反馈系数 $k_1$	0.2619	电感串联电阻 $R_2/\Omega$	0.03
反馈系数 $k_2$	-0.026	滤波电容 $C/\mu\text{F}$	30
反馈系数 $k_3$	0.1622	比例系数 $K_p$	0.001
谐振带宽 $\omega_c/(\text{rad}\cdot\text{s}^{-1})$	0.5	谐振系数 $K_r$	30

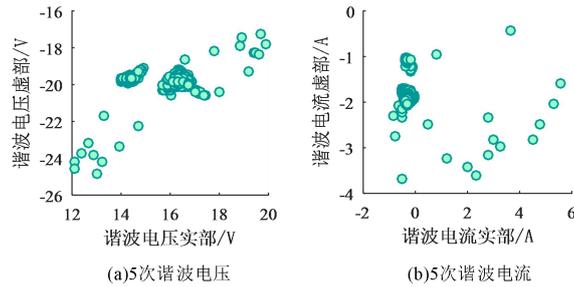


图 A1 PCC 处 5 次谐波电压与谐波电流

Fig.A1 5th harmonic voltage and harmonic current at PCC

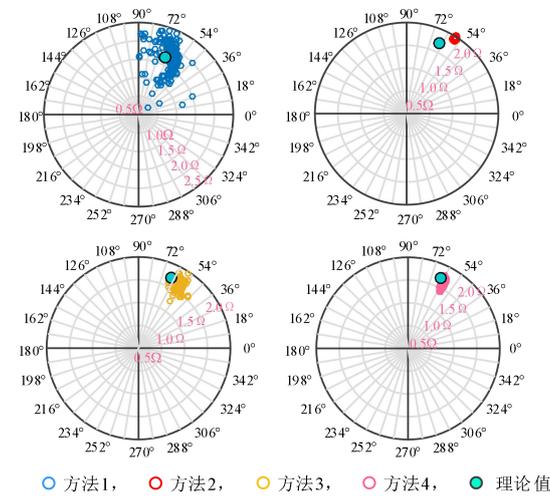


图 A2 4 种方法所得 5 次系统谐波阻抗的估计结果

Fig.A2 Estimation results of 5th system harmonic impedance calculated by four methods

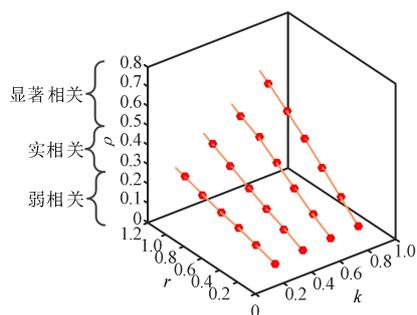


图 A3 谐波信号相关系数趋势图

Fig.A3 Related coefficient trends of harmonic signals

表 A2  $r$  与  $k$  取不同值时谐波信号的相关系数值

Table A2 Related coefficient values of harmonic signals with different  $r$  and  $k$

$r$	$\rho$			
	$k=0.2$	$k=0.4$	$k=0.6$	$k=0.8$
0.1	0.07	0.08	0.09	0.09
0.3	0.10	0.13	0.15	0.18
0.5	0.13	0.17	0.22	0.27
0.7	0.15	0.22	0.29	0.36
0.9	0.18	0.27	0.36	0.44
1.1	0.21	0.32	0.41	0.52

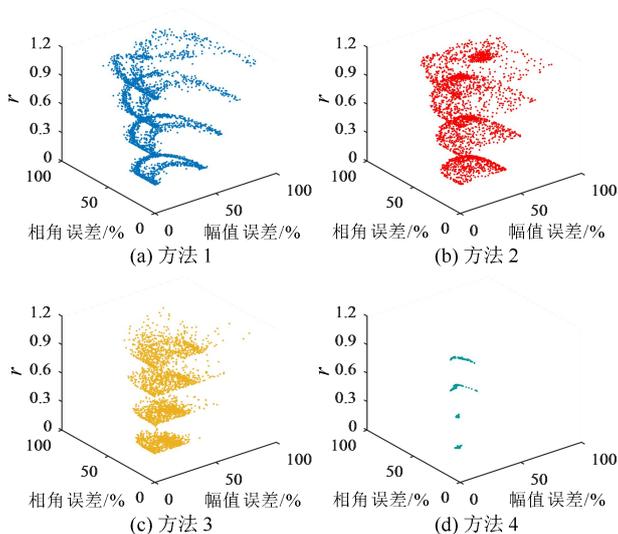


图 A4  $k=1.2$  时 4 种方法的估计误差

Fig.A4 Estimation error of four methods when  $k=1.2$

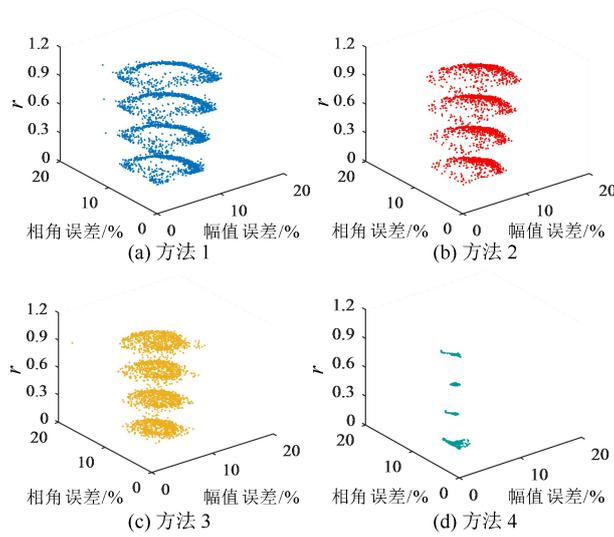


图 A5  $k=0.3$  时 4 种方法的估计误差

Fig.A5 Estimation error of four methods when  $k=0.3$

表 A3  $k=0.3$  时阻抗幅值估计误差

Table A3 Estimation error of impedance amplitude when  $k=0.3$

$r$	阻抗幅值估计误差/%			
	方法 1	方法 2	方法 3	方法 4
0.3	5.23	5.83	4.13	0.49
0.6	5.65	6.34	4.4	0.68
0.9	6.60	6.89	4.56	0.81
1.2	6.46	7.33	4.85	1.01

表 A4  $k=0.6$  时阻抗幅值估计误差

Table A4 Estimation error of impedance amplitude when  $k=0.6$

$r$	阻抗幅值估计误差/%			
	方法 1	方法 2	方法 3	方法 4
0.3	10.97	12.55	7.06	1.74
0.6	12.25	14.18	8.52	2.44
0.9	13.65	16.01	9.65	4.21
1.2	14.79	17.54	10.93	3.57

表 A5  $k=0.9$  时阻抗幅值估计误差

Table A5 Estimation error of impedance amplitude when  $k=0.9$

$r$	阻抗幅值估计误差/%			
	方法 1	方法 2	方法 3	方法 4
0.3	16.38	19.21	9.89	3.28
0.6	18.75	22.51	12.01	4.52
0.9	20.42	25.06	14.21	5.66
1.2	21.89	27.48	19.52	6.64

表 A6  $k=1.2$  时阻抗幅值估计误差

Table A6 Estimation error of impedance amplitude when  $k=1.2$

$r$	阻抗幅值估计误差/%			
	方法 1	方法 2	方法 3	方法 4
0.3	21.18	25.45	13.95	5.98
0.6	23.87	29.89	18.03	6.78
0.9	25.39	32.98	20.92	8.23
1.2	27.90	35.57	24.59	9.36

表 A7  $k=0.3$  时阻抗相角估计误差

Table A7 Estimation error of impedance angle when  $k=0.3$

$r$	阻抗相角估计误差/%			
	方法 1	方法 2	方法 3	方法 4
0.3	4.23	4.14	3.96	1.76
0.6	4.68	4.55	4.23	1.96
0.9	5.07	5.01	4.61	2.08
1.2	5.42	5.40	4.88	2.24

表 A8  $k=0.6$  时阻抗相角估计误差

Table A8 Estimation error of impedance angle when  $k=0.6$

$r$	阻抗相角估计误差/%			
	方法 1	方法 2	方法 3	方法 4
0.3	9.05	9.03	7.93	3.80
0.6	10.48	10.68	8.75	4.21
0.9	12.26	12.60	9.36	4.96
1.2	14.00	15.52	10.93	5.60

表 A9  $k=0.9$  时阻抗相角估计误差

Table A9 Estimation error of impedance angle when  $k=0.9$

$r$	阻抗相角估计误差/%			
	方法 1	方法 2	方法 3	方法 4
0.3	14.53	14.77	8.34	5.66
0.6	18.38	18.93	9.71	7.42
0.9	22.3	23.34	10.94	9.17
1.2	27.05	28.85	13.96	11.05

表 A10  $k=1.2$  时阻抗相角估计误差

Table A10 Estimation error of impedance angle when  $k=1.2$

$r$	阻抗相角估计误差/%			
	方法 1	方法 2	方法 3	方法 4
0.3	21.03	21.12	11.12	8.54
0.6	28.34	29.76	13.22	11.66
0.9	36.80	36.82	16.29	12.19
1.2	39.33	39.71	21.98	15.11

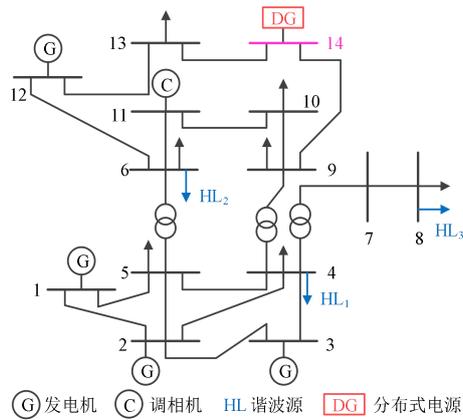


图 A6 IEEE 14 节点测试系统  
 Fig.A6 IEEE 14-bus test system

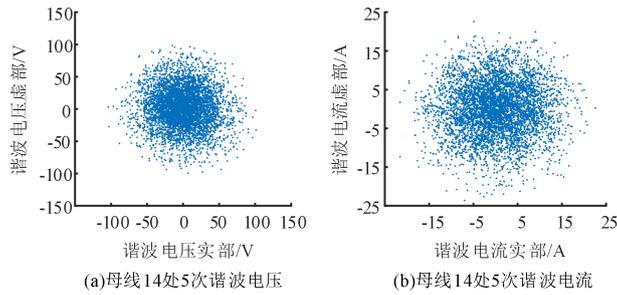


图 A7 母线 14 处 5 次谐波电压与谐波电流测量结果

Fig.A7 Measurement results of 5th harmonic voltage harmonic current at bus 14

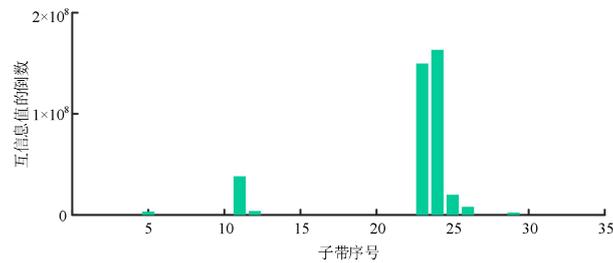


图 A8 观测信号各子带的互信息值

Fig.A8 Mutual information values of sub-bands of observed signals