

一种计及频率偏移的谐波与邻近间谐波估计方法

罗忠游¹, 赵普志², 侯冰², 徐方维³

(1. 国网新疆电力有限公司电力科学研究院, 新疆 乌鲁木齐 830011;

2. 国网新疆电力有限公司, 新疆 乌鲁木齐 830000;

3. 四川大学电气工程学院, 四川 成都 610065)

摘要: 新能源大规模并网会诱导电力信号中出现关于基波/谐波对称的邻近间谐波对或单个邻近间谐波。对信号中各频率成分进行参数估计时, 往往需要获知邻近间谐波的类型以构建准确的计算模型。而当电网频率偏离额定值时, 频谱泄漏干扰将使该要求难以实现。为此, 文中提出一种在频率偏移时依然有效的邻近间谐波类型判据及基于此判据的谐波与邻近间谐波参数估计方法。首先, 通过分析频率偏移与泄漏谱线的映射关系, 抑制基波与谐波的频谱泄漏以提取邻近间谐波谱线; 然后, 通过对比不同类型邻近间谐波的频谱差异, 提出利用谱线比值作为邻近间谐波类型判据; 最后, 基于邻近间谐波类型信息, 构建邻近间谐波谱线方程以精准估计谐波及邻近间谐波参数。文中所提方法在频率偏移时仍能准确判断邻近间谐波的类型, 并能实现更精准的参数估计。仿真验证了所提方法的准确性。

关键词: 频谱泄漏; 邻近间谐波; 频率偏移; 谱线差异; 邻近间谐波类型判据; 邻近间谐波谱线方程

中图分类号: TM935

文献标志码: A

文章编号: 2096-3203(2023)06-0223-09

0 引言

随着我国新能源发电技术的快速发展与电力电子设备的大量使用, 电力系统中的谐波与间谐波含量剧增^[1-3]。大量谐波与间谐波会导致系统损耗增加、致使保护装置误动、干扰通信线路甚至引发系统谐振, 严重危害电力系统的安全运行^[4-5]。精准估计谐波/间谐波参数是谐波治理的首要环节, 对于提高电能质量与保证电力系统安全稳定运行具有重要意义^[6]。

快速傅里叶变换是最常用的频域分析方法, 但易受到频谱泄漏的干扰。相关改进方法包括窗函数法^[7-9]、插值傅里叶法^[10]、迭代傅里叶法^[11-12]、全相位傅里叶法^[13]等。窗函数法通过对采样信号施加不同的窗函数降低采样窗两端信号的幅值来抑制非整周期截断带来的频谱泄漏现象, 但该方法效果通常十分有限; 插值傅里叶法通常利用各次谐波主谱线附近的3条或5条谱线插值拟合真实谱线以抑制频谱泄漏干扰, 但该方法通常无法剔除邻近间谐波的主瓣, 无法抑制邻近间谐波带来的频谱泄漏干扰; 迭代傅里叶法通常基于插值傅里叶法, 逐次对各次谐波进行迭代计算以取得更高精度, 同样受到邻近间谐波干扰较大; 全相傅里叶法将多段连续采样信号循环排列相加, 使泄漏谱线具有更快的衰

减速度, 但因邻近间谐波与谐波频率接近, 无法有效抑制邻近间谐波带来频谱泄漏。综上, 基于快速傅里叶变换改进的方法能有效减小频谱泄漏干扰, 但当存在邻近间谐波时往往失效, 尤其当系统频率偏离额定值(50 Hz)时, 邻近间谐波的频谱会与谐波的泄漏频谱混叠, 导致难以从频谱形状上分辨谐波与邻近间谐波, 无法构建正确的计算模型从而带来巨大误差。另一类现代谱分析算法包括Pony法^[14-16]、旋转不变技术(estimating signal parameter via rotational invariance techniques, ESPRIT)法^[17-18]与Matrix Pencil法^[19-20]等。Prony法建立带有衰减因子的信号模型, 构造差分方程并求解得出频率参数。ESPRIT法构建采样信号的自相关矩阵与互相关矩阵, 利用不同频率信号的正交性提取各频率成分(frequency component, FC), 通过广义特征值分解获得频率参数。Matrix Pencil法构造采样信号的Hank矩阵, 通过广义特征值分解获得频率参数。由于仅在时域进行分析, 现代谱分析算法不会受到频谱泄漏与栅栏效应的影响, 但通常需要正确的预置计算模型阶数, 受噪声影响较大且求解的幅值与相位参数不够准确^[21-23]。针对包含邻近间谐波时各频率成分参数难以准确估计的问题, 文献[24]提出采用补零的方法将谐波与邻近间谐波频谱分离, 其原理与调频Z变换^[25]相同, 都是通过插值描绘离散时间傅里叶变换的包络线, 本质上无法提高离散傅里叶变换的频率分辨率, 因此效果十分有限。文献

[26-27]指出邻近间谐波通常为对称邻近间谐波或对单个邻近间谐波,提出利用谱线幅值差判断邻近间谐波的类型并构建相应的谱线方程,通过求解该方程进行谐波与邻近间谐波的参数估计。但该方法要求基波频率为额定频率,当系统发生频率偏移时,该方法失效。

针对系统频率偏离 50 Hz 时现有方法无法准确估计谐波及邻近间谐波参数的问题,文中在第 1 章中首先构建含有邻近间谐波测量信号的频域模型,采用多层插值法^[28]估计频率偏移量并利用频率偏移与泄漏谱线的映射关系抑制谐波的频谱泄漏干扰;然后提出以谱线幅值比作为邻近间谐波的类型判据并基于邻近间谐波类型信息构建相应的邻近间谐波谱线方程;最后求解该方程估计谐波与邻近间谐波参数。在第 2 章中,文中设计仿真获取邻近间谐波类型判据的阈值取值、研究阈值与噪声的关系,并采用仿真验证文中所提判据与算法的准确性。结果表明,文中所提方法能够准确判断邻近间谐波的类型并精准估计谐波与邻近间谐波的参数。

1 谐波与邻近间谐波的参数估计算法

文中所提谐波与邻近间谐波的参数估计算法主要包括以下 4 个部分。1.1 节建立含有邻近间谐波测量信号的频域模型;1.2 节研究多层插值法用于估计频域模型中的基波频率与频率偏移量;1.3 节提出利用频率偏移量进行邻近间谐波类型判断的方法;1.4 节基于邻近间谐波类型信息构建邻近间谐波谱线方程,求解后获取谐波与邻近间谐波的参数。

1.1 含有邻近间谐波测量信号的频域模型

电力系统中包含邻近间谐波的信号可表示为:

$$x(t) = \sum_{i=1}^M x_i(t) = \sum_{i=1}^M a_i \sin(2\pi f_i t + \varphi_i) \quad (1)$$

式中: t 为连续时间; $x_i(t)$ 为第 i 个基波、谐波或邻近间谐波信号在 t 时刻的采样值; M 为信号中基波、谐波与邻近间谐波的总数目; a_i 、 f_i 、 φ_i 分别为 $x_i(t)$ 的幅值、频率与相位。

信号 $x(t)$ 经过离散采样后表示为 $x[n]$:

$$x[n] = \sum_{i=1}^M a_i \sin(2\pi f_i \Delta t n + \varphi_i) \quad (2)$$

式中: Δt 为采样间隔,是采样频率 f_s 的倒数。根据标准 IEC 61000-4-7,采样窗长度应为 200 ms。将采样数目记为 N 。

利用欧拉公式将采样信号 $x[n]$ 分解为指数函数表示的正频部分与负频部分,并做离散傅里叶变换(discrete Fourier transform, DFT)获得对应的频域

分量 $x[k]$:

$$x[k] = \frac{1}{2jN} \sum_{i=1}^M \left[a_i e^{j\varphi_i} e^{j\pi \frac{N-1}{N} \left(\frac{f_i}{\Delta f} - k \right)} \frac{\sin(\pi(f_i/\Delta f - k))}{\sin((f_i/\Delta f - k)\pi/N)} - a_i e^{-j\varphi_i} e^{-j\pi \frac{N-1}{N} \left(\frac{f_i}{\Delta f} + k \right)} \frac{\sin(\pi(f_i/\Delta f + k))}{\sin((f_i/\Delta f + k)\pi/N)} \right] \approx \frac{1}{2jN} \sum_{i=1}^{M^*} a_i e^{j\varphi_i} e^{j\pi \frac{N-1}{N} \left(\frac{f_i}{\Delta f} - k \right)} \frac{\sin(\pi(f_i/\Delta f - k))}{\sin((f_i/\Delta f - k)\pi/N)} \quad (3)$$

式中: k 为频域索引,表示第 k 根谱线; Δf 为频率分辨率,通常为 5 Hz。由于负频分量对正频分量的影响通常较小,因此忽略负频部分。各次谐波的泄漏分量会快速衰减,因此可近似认为某次谐波附近的 $x[k]$ 由 M^* 个频率成分(谐波与邻近间谐波)矢量叠加构成。当没有邻近间谐波时 $M^* = 1$,存在单个邻近间谐波时 $M^* = 2$,存在对称邻近间谐波时 $M^* = 3$ 。

1.2 多层插值法

由于电力系统中基波的幅值较大,当发生频率偏移时,基波产生的频谱泄漏会严重干扰幅值较小的谐波与间谐波。因此,应当首先准确估计基波参数,从频谱中剔除基波后再估计谐波与间谐波。

采样数目 N 通常为一个较大的常数,可将式(3)分母化简。同时,注意到式(3)中 $x[k]$ 的相位随着 k 变化而改变,定义相位旋转因子 $p = \exp(j\pi(N-1)k/N)$,使用 p 统一 $x[k]$ 的相位并记为 $x^{(r)}[k]$:

$$x^{(r)}[k] = px[k] \approx \sum_{i=1}^{M^*} \frac{a_i e^{j\varphi_i}}{2j\pi} e^{j\pi \frac{N-1}{N} \times \frac{f_i}{\Delta f}} \frac{\sin(\pi(f_i/\Delta f - k))}{f_i/\Delta f - k} = \frac{a_1 e^{j\varphi_1}}{2j\pi} e^{j\pi \frac{N-1}{N} \times \frac{f_1}{\Delta f}} \frac{\sin(\pi(f_1/\Delta f - k))}{f_1/\Delta f - k} + \Delta[k] \quad (4)$$

式中: a_1 、 f_1 、 φ_1 分别为基波的幅值、频率与相位参数; $\Delta[k]$ 为基波以外的频率成分。在基波谱线附近 k 递增且下标 $i \neq 1$ 时, $(f_i/\Delta f - k)^{-1}$ 近似保持不变, $\sin(\pi(f_i/\Delta f - k))$ 符号正负交替变化。因此有:

$$\Delta[k] = -\Delta[k+1] \quad (5)$$

根据式(4)与式(5),若基波的主谱线的标识记为 k_1 ,则有:

$$x^{(r)}[k_1] + x^{(r)}[k_1+1] = \frac{1}{2j} a_1 e^{j\varphi_1} e^{j\pi \frac{N-1}{N} \times \frac{f_1}{\Delta f}} \times \sin(\pi(f_1/\Delta f - k_1)) \times \left[\frac{1}{\pi(f_1/\Delta f - k_1)} - \frac{1}{\pi(f_1/\Delta f - k_1 - 1)} \right] \quad (6)$$

$$x^{(r)}[k_1] + x^{(r)}[k_1 - 1] = \frac{1}{2j} a_1 e^{j\varphi_1} e^{j\pi \frac{N-1}{N} \times \frac{f_1}{\Delta f}} \times \sin(\pi(f_1/\Delta f - k_1)) \times \left[\frac{1}{\pi(f_1/\Delta f - k_1)} - \frac{1}{\pi(f_1/\Delta f - k_1 + 1)} \right] \quad (7)$$

$$R = \frac{x^{(r)}[k_1] + x^{(r)}[k_1 + 1]}{x^{(r)}[k_1] + x^{(r)}[k_1 - 1]} = \frac{f_1/\Delta f - k_1 + 1}{f_1/\Delta f - k_1 - 1} \quad (8)$$

基波参数可通过式(9)计算, $\text{abs}(\cdot)$ 为取模值运算, $\text{arg}(\cdot)$ 为取相位运算。

$$\begin{cases} a_1 = 2\text{abs}\left(\frac{x[k_1] \pi(f_1/\Delta f - k_1)}{\sin(\pi(f_1/\Delta f - k_1))}\right) \\ f_1 = \Delta f \frac{R(k_1 + 1) - k_1 + 1}{R - 1} \\ \varphi_1 = \arg\left(x[k_1] e^{-j\pi \frac{N-1}{N} \left(\frac{f_1}{\Delta f} - k_1\right)}\right) + \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (9)$$

1.3 谐波频谱泄漏抑制与邻近间谐波类别判据

当存在单个邻近间谐波时,谐波主谱线两侧的谱线(后文简称为谐波侧谱线)会存在谱线幅值差,可将此差值作为邻近间谐波类型判据^[23]。但此时假设系统频率恒为 50 Hz,当系统发生频率偏移时,此判据失效。假设电力系统基波频率为 50.3 Hz,频率分辨率为 5 Hz,以 5 次谐波为例说明失败原因:(1) 5 次谐波频率为 251.5 Hz,将在频谱 245 Hz 与 255 Hz 处产生幅值不同的泄漏频谱,即便不存在任何邻近间谐波也会有明显的谱线幅值差;(2) 假设存在对称邻近间谐波对,频率分别为 247.5 Hz 与 255.5 Hz,根据式(3),2 个间谐波分别在频谱 245 Hz 与 255 Hz 处产生谱线的幅值并不相等,5 次谐波的侧谱线仍会存在明显幅值差。而文中所提判据能够克服频率偏移的影响,将在下文详细推导说明。

在求解出基波参数后,剔除基波频谱 $x_1^{(r)}[k]$,将剔除基波频谱后的频域信号用 $y^{(r)}[k]$ 表示:

$$y^{(r)}[k] = x^{(r)}[k] - x_1^{(r)}[k] \quad (10)$$

当谐波附近存在邻近间谐波时,其频谱如图 1 所示。注意到,由于系统频率偏移,无论为何种邻近间谐波,侧谱线的幅值并不相等。通常间谐波的幅值要小于谐波的幅值,则邻近间谐波的泄漏谱线一般远小于谐波的主谱线,因此先不考虑间谐波的影响,记 $y^{(r)}[k_i]$ 为某次谐波的主谱线, $y^{(r)}[k_i + 1]$ 与 $y^{(r)}[k_i - 1]$ 为 $y^{(r)}[k_i]$ 的侧谱线,应当满足:

$$\begin{cases} \frac{y^{(r)}[k_i + 1]}{y^{(r)}[k_i]} = -\frac{f_i/\Delta f - k_i}{f_i/\Delta f - k_i - 1} \\ \frac{y^{(r)}[k_i - 1]}{y^{(r)}[k_i]} = -\frac{f_i/\Delta f - k_i}{f_i/\Delta f - k_i + 1} \end{cases} \quad (11)$$

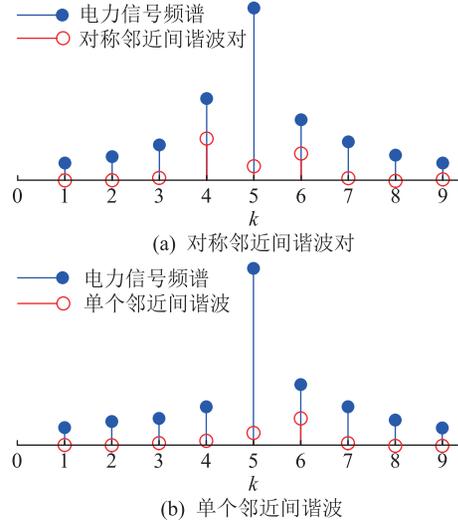


图 1 邻近间谐波频谱

Fig.1 Spectrum of adjacent interharmonics

计及邻近间谐波,根据式(11)可得削弱谐波频谱泄漏影响后的间谐波谱线为:

$$\begin{cases} z[k_i + 1] = y^{(r)}[k_i + 1] + \frac{f_i/\Delta f - k_i}{f_i/\Delta f - k_i - 1} y^{(r)}[k_i] \\ z[k_i - 1] = y^{(r)}[k_i - 1] + \frac{f_i/\Delta f - k_i}{f_i/\Delta f - k_i + 1} y^{(r)}[k_i] \end{cases} \quad (12)$$

根据图 1,对于不同类型的邻近间谐波,侧谱线 $z[k_i + 1]$ 与 $z[k_i - 1]$ 存在一定的幅值差异。文中采用幅值比 $\text{abs}(z[k_i + 1])/z[k_i - 1]$ 作为邻近间谐波类型判据。考虑到白噪声的影响,当 $\text{abs}(z[k_i - 1])/a_1$ 与 $\text{abs}(z[k_i + 1])/a_1$ 都小于一个阈值 λ_1 时,则认为 $z[k_i - 1]$ 与 $z[k_i + 1]$ 为噪声谱线,谐波附近不存在邻近间谐波,否则存在邻近间谐波。存在邻近间谐波时,若 $\text{abs}(z[k_i - 1])/z[k_i + 1]$ 与 $\text{abs}(z[k_i + 1])/z[k_i - 1]$ 均小于阈值 λ_2 ,则邻近间谐波为对称邻近间谐波对,否则为单个邻近间谐波。文中所提判据流程如图 2 所示,阈值 λ_1 与 λ_2 的取值将在后文讨论。

1.4 邻近间谐波谱线方程

记:

$$\begin{cases} A_i(k) = \frac{1}{2j\pi} a_i e^{j\varphi_i} e^{j\pi \frac{N-1}{N} \times \frac{f_i}{\Delta f}} \sin\left(\pi\left(\frac{f_i}{\Delta f} - k\right)\right) \\ B_i(k) = \frac{f_i}{\Delta f} \end{cases} \quad (13)$$

利用 $(-1)^k$ 消除 $A_i(k)$ 与 k 的关系,根据式(3)与式(10)有:

$$\prod_{i=1}^{M^*} (B_i - k) y^{(r)}[k] = \sum_{i=1}^{M^*} \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq i}}^{M^*} (-1)^k (B_i - k) A_i \quad (14)$$

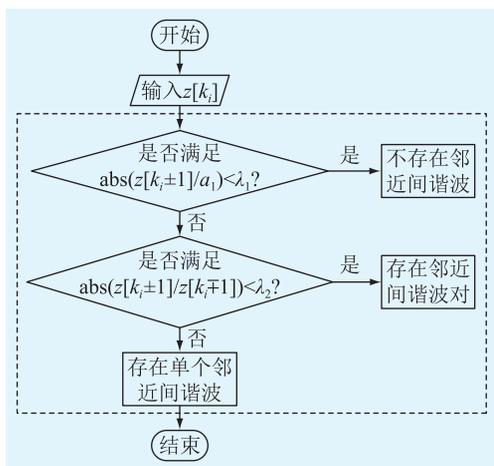


图2 邻近间谐波类型判断流程

Fig.2 Flow chart to determine the types of adjacent interharmonics

将式(14)等式两边展开,记左、右边多项式系数分别为 C_l 、 C_r ,构建邻近间谐波谱线方程(15)。

$$\begin{bmatrix} y^{(r)}[k]k^{M^*-1} & \cdots & y^{(r)}k+U^{M^*-1} \\ \vdots & & \vdots \\ y^{(r)}[k]k^0 & \cdots & y^{(r)}k+U^0 \\ -k^{M^*-1} & \cdots & -(k+U)^{M^*-1} \\ \vdots & & \vdots \\ -k^0 & \cdots & -(k+U)^0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} C_{l(M^*-1)} \\ \vdots \\ C_{l(0)} \\ C_{r(M^*-1)} \\ \vdots \\ C_{r(0)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -C_{l(M^*)}k^{M^*}y^{(r)}[k] \\ \vdots \\ -C_{r(M^*)}(k+U)^{M^*}y^{(r)}[k+U] \end{bmatrix} \quad (15)$$

式中: $U = 2M^* - 1$ 。当 $M^* = 3$ 时, $C_{l(3)} = (-1)^3$, $C_{l(2)} = \sum_{i=1}^3 B_i$, $C_{l(1)} = -\sum_{i=1}^3 \prod_{i \neq l} B_i$, $C_{l(0)} = \prod_{i=1}^3 B_i$; 当

$M^* = 2$ 时, $C_{l(2)} = (-1)^2$, $C_{l(1)} = -\sum_{i=1}^2 \prod_{i \neq l} B_i$, $C_{l(0)} =$

$\prod_{i=1}^2 B_i$ 。求解式(15)获得 C_l 参数。因谐波的频率为基波频率的整数倍,式(8)估计出基波频率后谐波频率已知,结合 C_l 表达式可求 B_i 参数。同时有:

$$\begin{bmatrix} \frac{(-1)^{k_1}}{B_1 - k_1} & \cdots & \frac{(-1)^{k_1}}{B_{M^*} - k_1} \\ \vdots & & \vdots \\ \frac{(-1)^{k_{M^*}}}{B_1 - k_{M^*}} & \cdots & \frac{(-1)^{k_{M^*}}}{B_{M^*} - k_{M^*}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1 \\ \vdots \\ A_{M^*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y^{(r)}[k_1] \\ \vdots \\ y^{(r)}[k_{M^*}] \end{bmatrix} \quad (16)$$

式中: A_i 为谐波主谱线附近 A_i 个谱线的索引。求解式(16)获得 A_i 参数,谐波与邻近间谐波的幅值、频率与相位参数估计值按式(17)求解。文中方法流程如图3所示。

$$\begin{cases} a_i = 2\pi \text{abs}(A_i) / \sin(\pi f_i / \Delta f) \\ f_i = B_i \Delta f \\ \varphi_i = \arg(A_i / \sin(\pi f_i / \Delta f)) - \pi(N-1)B_i / N + \pi / 2 \end{cases} \quad (17)$$

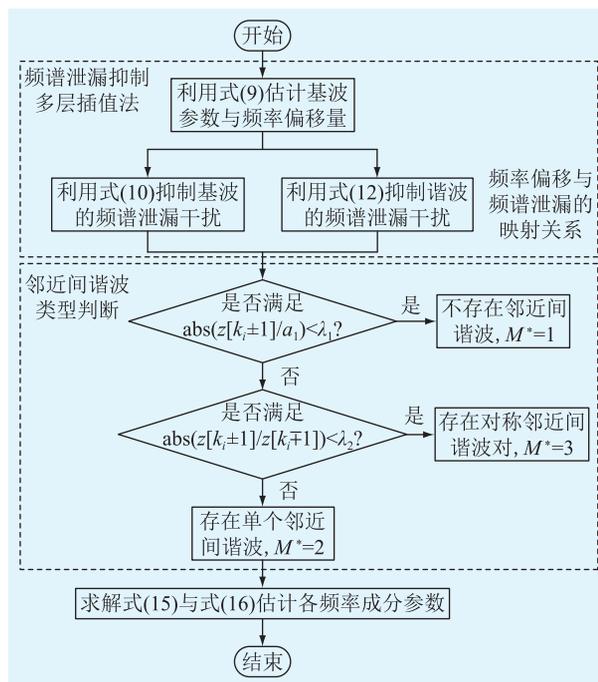


图3 文中方法流程

Fig.3 Flow chart of the proposed method

2 仿真测试

2.1 节考虑噪声影响,进行仿真实验获得阈值 λ_1 的取值;2.2 节考虑间谐波幅值大小、邻近间谐波与谐波的频率间隔以及信号中噪声大小的影响,进行仿真实验获得阈值 λ_2 的取值;2.3 节进行噪声测试,测试白噪声对阈值选取的影响;2.4 节验证了文中方法的有效性,并与其他方法进行对比。

2.1 确定阈值 λ_1

文中所提判据的阈值 λ_1 与 λ_2 主要与间谐波幅值大小、邻近间谐波与谐波的频率间隔以及信号中噪声大小有关。因此,首先设置基波与谐波仿真信号参数如表1所示,基波频率偏移为0.1 Hz。

阈值 λ_1 主要用于排除噪声的影响,电力系统主网中噪声的信噪比一般不小于40 dB^[26],因此在仿真信号中加入40 dB白噪声。首先利用多层插值法计算基波参数,然后分别利用式(9)和式(11)剔除基波与谐波频谱泄漏的干扰。记 $z[k_i]$ 为第 i 次谐

表 1 仿真信号参数

Table 1 Parameters of the simulation signal

参数	基波	谐波			
		3次	5次	7次	9次
幅值/%	100	5	4	3	2
频率/Hz	50.1	150.3	250.5	350.7	450.9
相位/rad	0	0	0	0	0

波的主谱线, $z[k_i - 1]$ 与 $z[k_i + 1]$ 为侧谱线。重复 50 次仿真, 计算每个谐波侧谱线幅值与基波幅值的比值 $\text{abs}(z[k_i - 1])/a_1$ 与 $\text{abs}(z[k_i + 1])/a_1$, 如图 4 所示。仿真发现, 各次谐波的 $\text{abs}(z[k_i - 1])/a_1$ 与 $\text{abs}(z[k_i + 1])/a_1$ 分布类似。综合各次谐波频率处的得到的最大 $\text{abs}(z[k_i + 1])/a_1$, 选取其中的最大值作为 λ_1 , 即 λ_1 为 0.002 5。

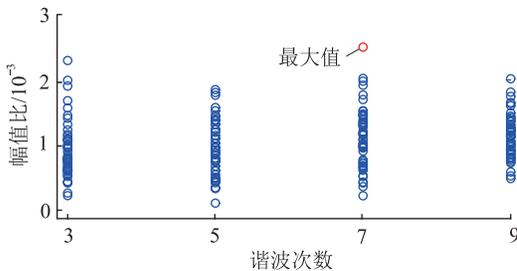


图 4 幅值比 $\text{abs}(z[k_i \pm 1])/a_1$

Fig.4 The amplitude ratio $\text{abs}(z[k_i \pm 1])/a_1$

2.2 确定阈值 λ_2

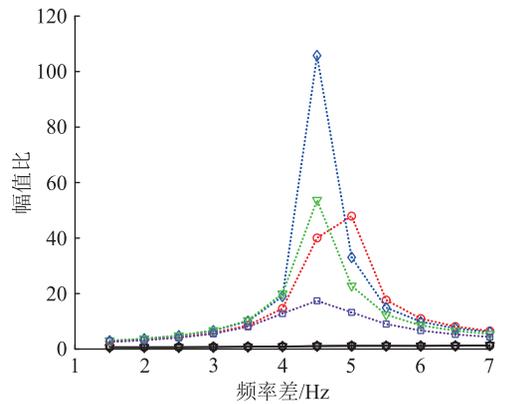
在表 1 数据的基础上, 依次在各次谐波处设置对称邻近间谐波对, 间谐波的幅值为该次谐波幅值的 1/2, 并设置邻近间谐波与谐波之间的频率差在 1.5~7 Hz 之间变化。计算侧谱线幅值比 $\text{abs}(z[k_1 - 1])/z[k_1 + 1]$ 与 $\text{abs}(z[k_1 + 1])/z[k_1 - 1]$, 选取二者中的最大值作为幅值比, 选择幅值比中的最大值作为阈值 λ_2 。为了检验该指标的准确性, 以相同参数设置单个邻近间谐波作为对照实验, 结果如图 5(a) 所示。同时, 使用文献[26]所提判据重复上述仿真, 结果如图 5(b) 所示。

根据图 5(a) 可知, 当存在频率偏移时, 文中所提判据能够明显区分 2 种邻近间谐波的差异, 从而准确判断邻近间谐波的类型。根据图 5(b) 可知, 对于 2 种邻近间谐波, 文献[26]所提判据有交叉部分, 即该判据失效。选取最大的幅值比作为阈值 λ_2 , 即 λ_2 为 1.44。

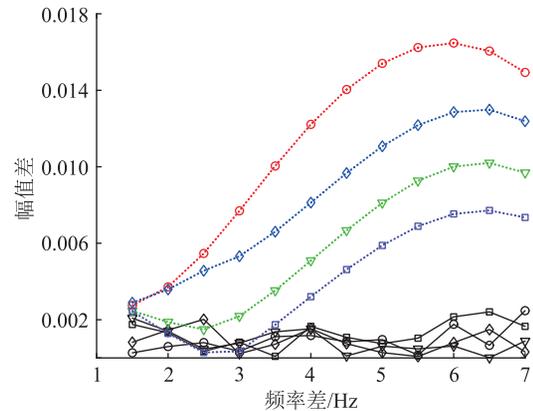
2.3 噪声对阈值 λ_1 与 λ_2 影响分析

为分析测试白噪声对阈值选取的影响, 设置白噪声信噪比由 80 dB 逐渐减小到 30 dB, 以同样的方法计算阈值 λ_1 与 λ_2 , 结果如图 6 所示。

根据图 6 分析, 阈值 λ_1 用于判断谱线是否由噪



(a) 文中所提判据



(b) 文献[26]所提判据

- 3次谐波处存在单个邻近间谐波
- ◇— 5次谐波处存在单个邻近间谐波
- ▽— 7次谐波处存在单个邻近间谐波
- 9次谐波处存在单个邻近间谐波
- 3次谐波处存在对称邻近间谐波对
- ◇— 5次谐波处存在对称邻近间谐波对
- ▽— 7次谐波处存在对称邻近间谐波对
- 9次谐波处存在对称邻近间谐波对

图 5 文中所提判据与文献[26]所提判据

Fig.5 The criterion proposed in this paper and the criterion proposed in reference [26]

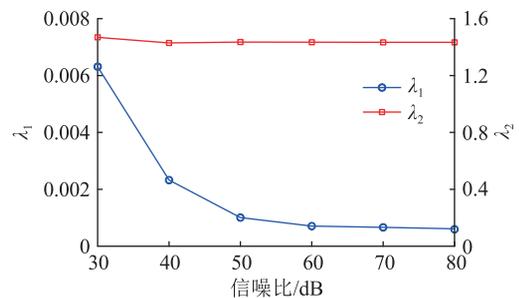


图 6 不同信噪比时的 λ_1 与 λ_2

Fig.6 λ_1 and λ_2 in different values of SNR

声引起, 因此阈值 λ_1 随噪声变化波动略大, 而阈值 λ_2 几乎不受噪声影响。可以根据实际信噪比大小与图 6 结论适当调整阈值 λ_1 取值, 以提高判据的适用性。

2.4 谐波与邻近间谐波参数估计

为验证文中所提出的估计算法的准确性, 设置

一组包含谐波与邻近间谐波信号,如表 2 所示,将其简记为 FC 并编号。频率成分 1(FC1)为基波,存在 0.1 Hz 的频率偏移,频率成分 2—4(FC2—FC4)为谐波,频率成分 5—9(FC5—FC9)为邻近间谐波,其中 FC5、FC6 为关于 FC2 对称的邻近间谐波对,FC8、FC9 为关于 FC4 对称的邻近间谐波对,FC7 为单个邻近间谐波。

表 2 仿真信号参数

Table 2 Parameters of the simulation signal

参数	频率成分				
	FC1	FC2	FC3	FC4	FC5
幅值/%	100	5	3	2	2
频率/Hz	50.1	150.3	250.5	350.7	145.3
相位/rad	0	1.57	0.78	1.57	1.05

参数	频率成分			
	FC6	FC7	FC8	FC9
幅值/%	2	1.5	1	1
频率/Hz	155.3	255.5	345.7	355.7
相位/rad	1.05	0.78	0.63	0.63

采用文中所提方法(方法 1)计算各频率成分参数,将三点插值法(方法 2)、多层插值法(方法 3)、文献[26]方法(方法 4)、Matrix Pencil 法(方法 5)作为对比。方法 1 判断邻近间谐波类型结果以 3 次谐波与 5 次谐波为例,如图 7 所示,为离散采样时信号 $x[n]$ 经傅里叶变换后频域信号 $x[k]$ 的频谱,图中频域索引 k 对应的频率为 $\Delta f k$ 。首先按照式(10)与式(12)进行基波与谐波的频谱泄漏抑制,提取出邻近间谐波谱线,然后计算侧谱线的幅值比并与前文 λ_2 进行对比。3 次谐波处幅值比为 1.06,小于阈值 1.44,因此存在对称邻近间谐波对;5 次谐波处幅值比为 26.4,大于阈值 1.44,因此为单个邻近间谐波。

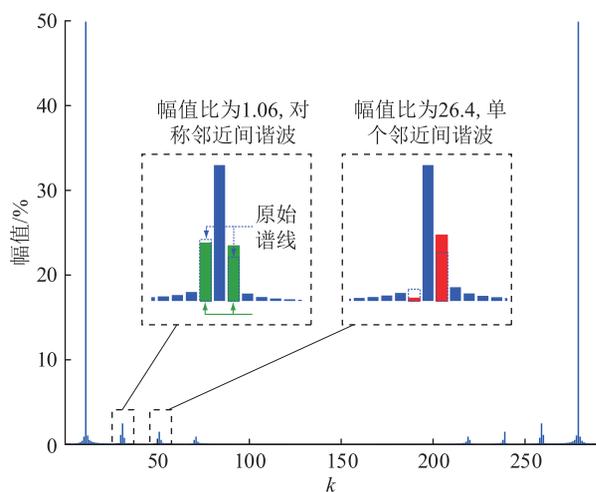


图 7 判断邻近间谐波类型

Fig.7 Determine the type of adjacent interharmonics

各方法的参数估计结果如表 3—表 5 所示,绝对误差如图 8 所示。

表 3 谐波与邻近间谐波的幅值估计值

Table 3 Amplitudes estimation of the harmonics and adjacent interharmonics

方法	频率成分				
	FC1	FC2	FC3	FC4	FC5
方法 1	100.00	4.98	3.00	2.00	2.00
方法 2	100.00	3.41	2.53	1.57	1.42
方法 3	100.00	3.45	3.33	1.63	2.40
方法 4	100.00	7.77	3.00	2.00	4.73
方法 5	100.00	5.00	3.00	2.38	2.00

方法	频率成分			
	FC6	FC7	FC8	FC9
方法 1	1.97	1.50	1.00	1.02
方法 2	1.69	0.75	0.91	1.16
方法 3	1.78	1.29	1.10	0.86
方法 4		1.50	0.99	1.01
方法 5	2.00	1.50	1.03	4.64

表 4 谐波与邻近间谐波的频率估计值

Table 4 Frequencies estimation of the harmonics and adjacent interharmonics

方法	频率成分				
	FC1	FC2	FC3	FC4	FC5
方法 1	50.10	150.29	250.50	350.71	145.30
方法 2	50.10	150.29	251.71	350.42	147.97
方法 3	50.10	149.25	246.37	350.80	147.10
方法 4	50.10	149.35	250.50	350.71	147.22
方法 5	50.10	150.30	250.50	350.70	145.30

方法	频率成分			
	FC6	FC7	FC8	FC9
方法 1	155.31	255.50	345.70	355.70
方法 2	157.70	261.31	347.06	357.17
方法 3	155.53	255.81	346.79	356.07
方法 4		255.49	345.69	355.68
方法 5	155.30	255.50	345.70	355.70

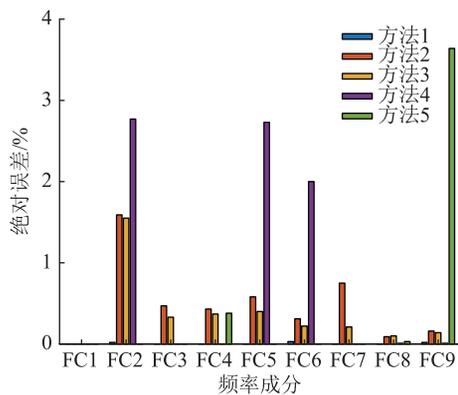
注意,方法 2 与方法 3 无法判断谐波附近是否存在邻近间谐波,在计算谐波分量时无法剔除邻近间谐波的干扰,由此会产生较大计算误差。同时,由于谐波参数计算不准确,方法 2 与方法 3 无法判断谐波附近的谱线是否由谐波频谱泄漏产生,简单将该谱线视为间谐波也存在较大误差,因此邻近间谐波的估计也不准确;方法 4 假定基波频率为标称频率(50 Hz),利用谐波主谱线两侧谱线的幅值差判断邻近间谐波的类型,但在基波频率偏离标称值时,频谱泄漏干扰会在各谱线上产生不同的幅值差异,严重干扰了邻近间谐波类型的判断,导致方法 4

表 5 谐波与邻近间谐波的相位估计值
Table 5 Phases estimation of the harmonics and adjacent interharmoncs

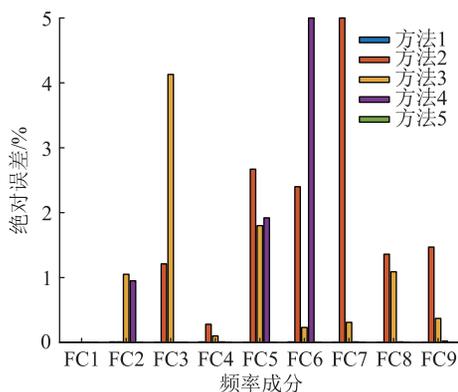
方法	频率成分				
	FC1	FC2	FC3	FC4	FC5
方法 1	0	1.57	0.78	1.57	1.05
方法 2	0	1.88	1.76	2.28	1.53
方法 3	0	2.52	3.36	2.02	0
方法 4	0	2.08	0.77	1.56	1.81
方法 5	0	1.57	0.78	1.63	1.05

方法	频率成分			
	FC6	FC7	FC8	FC9
方法 1	1.05	0.78	0.63	0.59
方法 2	-2.28	0.29	1.46	-1.55
方法 3	0.87	0.60	0.09	0.16
方法 4		0.82	0.63	0.52
方法 5	1.05	0.78	0.51	-1.63

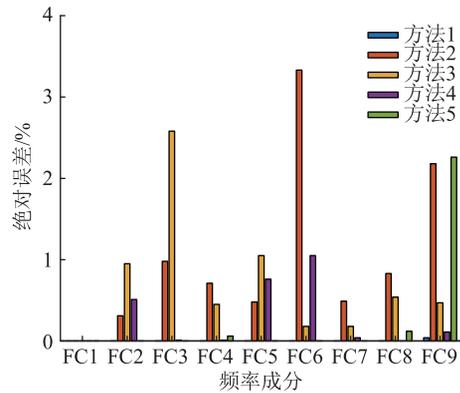
存在较大误差;方法 5 在计算频率时大都具有较高精度,但在进行广义特征值分解时会产生一些幅值极大或极小的虚假频率成分,这些难以识别和剔除的虚假频率成分会对方程的求解产生干扰,从而导致个别频率成分的幅值与相位计算不够精确。文中所提方法考虑并抑制了基波与谐波的频谱泄漏干扰,在发生频率偏移时也能准确判断邻近间谐波的类型,从而能够构建更加精准的计算方程,因此所提方法的估计精度高于其他方法。



(a) 幅值估计绝对误差



(b) 频率估计绝对误差



(c) 相位估计绝对误差

图 8 谐波与邻近间谐波估计值的绝对误差

Fig.8 Absolute errors of the harmonics and adjacent interharmoncs estimation

3 结语

针对电力系统频率偏移时谐波及邻近间谐波参数难以准确估计的问题,文中提出一种在频率偏移时依然有效的邻近间谐波类型判据以及一种精准的谐波与邻近间谐波估计方法。所提判据在频率偏移时能够首先消除基波与谐波带来的频谱泄漏干扰,因此能够精准判断邻近间谐波的类型。所提估计方法基于邻近间谐波类型构建邻近间谐波谱线方程,能够准确估计谐波及其邻近间谐波参数,解决了现有方法在存在邻近间谐波时估计不准甚至失效的问题。

致谢

本文得到国网新疆电力有限公司科技项目“基于电能质量数据的电缆绝缘状态在线监测方法研究”(5230DK22000M)资助,谨此致谢!

参考文献:

- [1] 崔永林,席燕辉,张小东. 基于自适应卡尔曼滤波残差分析的谐波检测[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(24): 92-100.
CUI Yonglin, XI Yanhui, ZHANG Xiaodong. Detection of harmonic based on residual analysis using adaptive Kalman filter [J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(24): 92-100.
- [2] 徐方维,王川,郭凯,等. 基于无相位实测数据的系统侧谐波阻抗估计方法改进[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(9): 3149-3158.
XU Fangwei, WANG Chuan, GUO Kai, et al. An improved utility harmonic impedance estimation method based on measurement data without phase angle [J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(9): 3149-3158.
- [3] 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 Hongru, 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.
- [4] 孟安波, 蔡涌烽, 符嘉晋, 等. 基于 CSO-SVR 的低压架空线路谐波损耗评估 [J]. 电力工程技术, 2022, 41(3):202-208.
MENG Anbo, CAI Yongfeng, FU Jiajin, et al. Harmonic loss evaluation of low voltage overhead lines based on CSO-SVR model [J]. Electric Power Engineering Technology, 2022, 41(3):202-208.
- [5] 陈佳浩, 王琦, 朱鑫豪, 等. 谐波附加控制抑制直流输电连续换相失败研究 [J]. 电力工程技术, 2021, 40(2):86-92.
CHEN Jiahao, WANG Qi, ZHU Xinyao, et al. Suppressing HVDC continuous commutation failure by additional harmonic control [J]. Electric Power Engineering Technology, 2021, 40(2):86-92.
- [6] LI Y X, TENG Z S, TANG Q, et al. Detection of interharmonics using sparse signal decomposition based on ICA-MP [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2021, 70:1-9.
- [7] 彭丽, 赵伟, 陈垒, 等. 电网信号谐波分析算法计算性能比较研究 [J]. 电测与仪表, 2020, 57(1):1-20.
PENG Li, ZHAO Wei, CHEN Lei, et al. Research on the performance comparison of harmonic analysis algorithms for power grid signals [J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2020, 57(1):1-20.
- [8] 喻玲, 符玲, 熊思宇, 等. 基于最优 Kaiser 窗的动态同步相量测量算法 [J]. 电网技术, 2022, 46(3):1100-1108.
YU Ling, FU Ling, XIONG Siyu, et al. A dynamic synchrophasor estimation algorithm based on optimal Kaiser window [J]. Power System Technology, 2022, 46(3):1100-1108.
- [9] 陈向群, 高云鹏, 李典卿, 等. 基于 Blackman-Nuttall 窗改进 FFT 校正的新型三相动态谐波电能表设计 [J]. 电测与仪表, 2020, 57(9):132-139.
CHEN Xiangqun, GAO Yunpeng, LI Dianqing, et al. Design of a new three-phase dynamic harmonic energy meter based on Blackman-Nuttall window and the improved FFT correction [J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2020, 57(9):132-139.
- [10] 熊德智, 肖宇, 胡军华, 等. 矩形窗三点插值傅里叶变换高精度频率估计方法 [J/OL]. 中国测试:1-6 [2023-3-17]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/51.1714.TB.20220627.1137.002.html>.
XIONG Zhide, XIAO Yu, HU Junhua, et al. Rectangular window three-point interpolation Fourier transform high-precision frequency estimation method [J/OL]. China Measurement & Test:1-6 [2023-3-17]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/51.1714.TB.20220627.1137.002.html>.
- [11] 杨超, 李波, 胡绪权, 等. 基于迭代离散时间傅里叶变换插值的高精度频率估计 [J]. 电网技术, 2021, 45(10):3955-3964.
YANG Chao, LI Bo, HU Xuquan, et al. High-precision frequency estimation based on iterative DFT interpolation [J]. Power System Technology, 2021, 45(10):3955-3964.
- [12] DERVIŠKADI Ć A, ROMANO P, PAOLONE M. Iterative-interpolated DFT for synchrophasor estimation; a single algorithm for P- and M-class compliant PMUs [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2018, 67(3):547-558.
- [13] 谭保华, 张文宇, 黄程旭, 等. 基于全相位 FFT 三谱线校正的电网谐波与间谐波检测算法 [J]. 华中师范大学学报(自然科学版), 2021, 55(6):1044-1050.
TAN Baohua, ZHANG Wenyu, HUANG Chengxu, et al. Harmonic and interharmonic detection algorithm based on all-phase FFT triple spectrum line correction [J]. Journal of Central China Normal University (Natural Sciences), 2021, 55(6):1044-1050.
- [14] 杜伟静, 赵峰, 高锋阳. 基于 EEMD-RobustICA 和 Prony 算法的谐波和间谐波检测方法 [J]. 计算机科学, 2018, 45(S2):564-568.
DU Weijing, ZHAO Feng, GAO Fengyang. Harmonic and interharmonic detection method based on EEMD-RobustICA and Prony algorithm [J]. Computer Science, 2018, 45(S2):564-568.
- [15] 郭成, 尹轲, 张艳萍, 等. 一种基于综合 DFT 和 Prony 算法的谐波与间谐波分析方法 [J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(17):1-9.
GUO Cheng, YIN Ke, ZHANG Yanping, et al. A harmonic and interharmonic analysis method based on integrated DFT and Prony algorithm [J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(17):1-9.
- [16] 丁铭, 陈红卫. 基于 APFFT 和快速 TLS-ESPRIT 的间谐波检测方法 [J]. 电测与仪表, 2019, 56(17):121-127.
DING Ming, CHEN Hongwei. An inter-harmonic detection method based on APFFT and fast TLE-ESPRIT [J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2019, 56(17):121-127.
- [17] 庄双勇, 赵伟, 赵东芳, 等. 一种基于滑窗 TLS-ESPRIT 算法的超谐波动态分析方法 [J]. 计量学报, 2020, 41(4):475-483.
ZHUANG Shuangyong, ZHAO Wei, ZHAO Dongfang, et al. A supraharmonics dynamic analysis method based on sliding-window TLS-ESPRIT algorithm [J]. Acta Metrologica Sinica, 2020, 41(4):475-483.
- [18] JAIN S K, SINGH S N. Exact model order ESPRIT technique for harmonics and interharmonics estimation [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2012, 61(7):1915-1923.
- [19] TERRICHE Y, LAIB A, LASHAB A, et al. A frequency independent technique to estimate harmonics and interharmonics in shipboard microgrids [J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2022, 13(2):888-899.
- [20] 陶顺, 郭傲, 刘云博, 等. 基于矩阵束和奇异值分解的间谐波检测算法 [J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(2):57-64.
TAO Shun, GUO Ao, LIU Yunbo, et al. Interharmonic detection algorithm based on a matrix pencil and singular value decom-

- position[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(2):57-64.
- [21] 郑春菊,孟鑫,周群,等. 三相多驱动系统带移相电流控制的谐波消除方法[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(12):114-123.
ZHENG Chunju, MENG Xin, ZHOU Qun, et al. Harmonic elimination method with phase-shifted current control in a three-phase multi-drive system[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(12):114-123.
- [22] 李国欣,费骏韬,朱堂宇,等. 基于自适应变分模态分解的谐波检测算法[J]. 供用电, 2021, 38(11):1-8, 13.
LI Guoxin, FEI Juntao, ZHU Tangyu, et al. Harmonic detection algorithm based on adaptive variational modal decomposition[J]. Distribution & Utilization, 2021, 38(11):1-8, 13.
- [23] JIN Z S, ZHANG H X, SHI F, et al. A robust and adaptive detection scheme for interharmonics in active distribution network[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2018, 33(5):2524-2534.
- [24] 曾宪东,肖辉,李文俊,等. 基于三次样条插值信号重构的谐波间谐波检测算法[J]. 智慧电力, 2018, 46(5):78-83.
ZENG Xiandong, XIAO Hui, LI Wenjun, et al. Interharmonic harmonic detection algorithm based on cubic spline interpolation signal reconstruction[J]. Smart Power, 2018, 46(5):78-83.
- [25] 王楠,肖先勇,曾颂崎,等. 基于插值线性调频 Z 变换的间谐波分析方法[J]. 电网技术, 2007, 31(18):43-47.
WANG Nan, XIAO Xianyong, ZENG Songqi, et al. An interharmonic estimation method based on interpolation chirp Z transform[J]. Power System Technology, 2007, 31(18):43-47.
- [26] 段晨,杨洪耕. 邻近基波/谐波的间谐波检测算法[J]. 电网技术, 2019, 43(5):1818-1825.
DUAN Chen, YANG Honggeng. An algorithm for detecting interharmonics adjacent to fundamental/harmonic components[J]. Power System Technology, 2019, 43(5):1818-1825.
- [27] 李博强,刘开培,林焱,等. 间谐波源对地导纳对配电网并联谐振影响研究[J]. 电力科学与技术学报, 2022, 37(3):94-101.
LI Boqiang, LIU Kaipei, LIN Yan, et al. Research on influence of admittance of inter-harmonic sources to ground on parallel resonance of distribution network[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2022, 37(3):94-101.
- [28] 刘亚梅,惠锦,杨洪耕. 电力系统谐波分析的多层 DFT 插值校正法[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(25):182-188, 25.
LIU Yamei, HUI Jin, YANG Honggeng. Multilayer DFT interpolation correction approach for power system harmonic analysis[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(25):182-188, 25.

作者简介:



罗忠游

罗忠游(1976),男,硕士,高级工程师,从事电能质量管理工作(E-mail:2810850247@qq.com);

赵普志(1983),男,硕士,工程师,从事变电设备检修和监测工作;

侯冰(1988),男,硕士,高级工程师,从事电能质量管理工作。

A harmonic and adjacent interharmonics estimation method considering frequency deviation

LUO Zhongyou¹, ZHAO Puzhi², HOU Bing², XU Fangwei³

(1. Electric Power Research Institute, State Grid Xinjiang Electric Power Company, Urumqi 830011, China;

2. State Grid Xinjiang Electric Power Co., Ltd., Urumqi 830000, China;

3. College of Electrical Engineering, Sichuan University, Chengdu 610065, China)

Abstract: The adjacent interharmonic pairs or single adjacent interharmonic symmetrical to the fundamental/harmonic component can be caused by the large-scale grid connection of renewable energy. It is usually necessary to confirm the type of adjacent interharmonics to build an accurate calculation model when estimating the frequency components in electric signal. However, the spectrum leakage interferences caused by the grid frequency deviation makes that requirement hard to achieve. Towards the problem, an effective criterion to confirm the type of the adjacent interharmonics and an accurate estimation method of the harmonics and adjacent interharmonics based on the criterion even there is frequency deviation are proposed. Firstly, the spectrum leakage interferences are suppressed to obtain the adjacent interharmonic spectral lines by analysing the relationship of the frequency deviation and spectral lines. Then, the type criterion of the adjacent interharmonics is proposed by comparing the spectrum difference between each type of adjacent interharmonics. Finally, the spectral line equation for each type of adjacent interharmonics are constructed according to the confirmed type to accurately estimate the harmonics and adjacent interharmonics. Even there is frequency deviation, the type of the adjacent interharmonics can be confirmed accurately and a more precise estimation of the harmonics and adjacent interharmonics can be achieved with the proposed method. The accuracy of the proposed method is verified by the simulation.

Keywords: spectrum leakage; adjacent interharmonics; frequency deviation; spectrum difference; criterion of adjacent interharmonics types; spectral line equations of the adjacent interharmonics

(编辑 钱悦)