

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.250102

基于矫正窗函数 IFFT 和最小二乘法的宽频振荡检测方法

肖先勇¹, 刘子菁¹, 马晓阳¹, 袁泽惠¹, 鄂志君², 李树鹏², 刘涛²

(1. 四川大学电气工程学院, 四川 成都 610065; 2. 国网天津市电力公司, 天津 300010)

摘要: 准确估计电力系统中的宽频振荡参数能够为振荡抑制提供技术支撑。然而, 由于宽频振荡与谐波、间谐波的频率范围相近, 在将现有的次/超同步振荡估计扩展到宽频振荡估计时, 除了需要克服来自基波的频谱泄漏, 还要考虑宽频振荡的耦合特性和阻尼特性。对此, 提出了一种基于矫正窗函数的插值快速傅里叶变换(interpolated fast Fourier transform, IFFT)和最小二乘(least squares, LS)法的宽频振荡检测方法。首先, 将窗函数经旋转因子矫正, 并通过相邻谱线矢量相消方式, 插值获取频率值。然后, 根据振荡特性, 通过峰值提取函数, 求解成分数目并识别振荡成分。最后, 通过泰勒级数逼近振荡并求解伪逆矩阵, 得到 LS 法修正后的结果。仿真结果表明, 所提出的方法能够克服多成分干扰, 实现 4 Hz 至 2.4 kHz 频率范围内随机宽频振荡参数的精确估计。

关键词: 宽频振荡; 插值快速傅里叶变换; 信号检测; 最小二乘; 阻尼因子

Wideband oscillation detection method based on window-adjusted IFFT and least squares algorithm

XIAO Xianyong¹, LIU Zijing¹, MA Xiaoyang¹, YUAN Zehui¹, E Zhijun², LI Shupeng², LIU Tao²

(1. College of Electrical Engineering, Sichuan University, Chengdu 610065, China;

2. State Grid Tianjin Electric Power Company, Tianjin 300010, China)

Abstract: Accurate estimation of wideband oscillation parameters in power systems can provide essential technical support for oscillation suppression. However, because wideband oscillations share similar frequency ranges with harmonics and interharmonics, extending existing subsynchronous/supersynchronous oscillation estimation to wideband oscillation estimation requires not only overcoming spectrum leakage from the fundamental frequency, but also addressing the coupling and damping characteristics of wideband oscillations. To this end, a window-adjusted interpolated fast Fourier transform (IFFT) and least squares (LS) method are proposed for wideband oscillation estimation. First, the window function is adjusted using a rotation factor, and adjacent spectral-line vector cancellation is applied to obtain interpolated frequency values. Then, based on oscillation characteristics, a peak-extraction function is used to determine the number of components and identify oscillatory components. Finally, LS corrected results are obtained by Taylor series approximation and pseudoinverse matrix solving. Simulation results show that the proposed method can effectively overcome multi-component interference and achieve accurate estimation of random wideband oscillation parameters in the 4 Hz to 2.4 kHz frequency range.

This work is supported by the Management Science and Technology Project of the Headquarters of State Grid Corporation of China (No. 5100-202312421A-3-2-ZN).

Key words: wideband oscillation; interpolated fast Fourier transform; signal measurement; least squares; damping factor

0 引言

近年来, 大量换流器、逆变器新型电力电子化装置随新能源接入电网, 二者之间的耦合互动会诱发以宽频带、多模态为特点的宽频振荡问题, 影

响电力系统的安全稳定运行^[1-2]。电力系统的振荡特征已经不再局限于用低频振荡、次/超同步振荡(sub-/super-synchronous oscillation, SSO)表征, 而是朝着频率更宽的方向发展^[3-5]。宽频振荡和谐波、间谐波在相对重叠的频率范围内随机发生, 各个成分之间存在的能量泄漏问题增加了准确分析宽频振荡信号的难度。因此, 亟需开展对含有随机数目的宽频振荡成分和间谐波成分的信号参数估计的研究。

基金项目: 国家电网有限公司总部管理科技项目资助(5100-202312421A-3-2-ZN)

宽频振荡参数的准确检测能够为振荡的自适应主动抑制提供关键信息^[6]。一方面,通过宽频振荡检测算法获取的准确振荡参数能够为振荡抑制提供关键信息支撑,实现振荡发生后的针对性抑制^[7-8]。另一方面,可基于振荡检测得到的海量信息,通过数据-物理融合的方法制定扰动后的控制措施^[9-10]。

振荡特征通常用指数阻尼正弦(exponentially damped sinusoid, EDS)模型来表征。将信号建模为 EDS 分量之和的信号估计问题已经出现在许多不同的应用领域^[11]。这类文献通常以强噪声背景下的 EDS 估计作为研究目标。然而,当研究场景变为电力系统中的振荡问题时,会有一些特殊的问题,如由于基波和 SSO 的能量有数十倍的差距,来自基波的频谱泄漏量有淹没待测振荡量的风险^[12]。

当振荡的频率范围扩展到 100 Hz 以上时,谐波、间谐波的能量泄漏将作为新的振荡估计误差来源。信号中振荡成分和非振荡成分的数目、发生频段均较为随机。同时,谐波和间谐波的正弦模型得到了广泛的应用^[13]。应将振荡项取作 EDS 模型,非振荡项取作正弦模型。这是电力系统宽频振荡估计和其他领域中的 EDS 估计问题的另一不同点^[14]。

相较于其他频段的振荡估计,以强迫振荡为典型的低频振荡估计所面临的难点有所不同^[15]。具体而言,低频振荡的振荡频率在 0.02~4 Hz 之间,因此,对低频振荡的估计不仅要满足对频率分辨率的较高要求,还要应对来自负频率频谱泄漏的干扰。而这些在更高频段的振荡估计中并非主要关注点。鉴于此,本文所讨论的宽频振荡估计指的是不含低频振荡的估计,即包含 SSO 及频率介于 100 Hz~2.4 kHz 之间的中高频振荡的估计。

考虑到谐波、间谐波估计方法在一定程度上可以迁移到频率区间与之相近的宽频振荡估计,并且其思路对多成分解耦也起到重要的参考意义,因此本文也将此类方法进行总结整理。目前,电力系统中的 EDS 估计可以分为以下 3 类。

首先,离散傅里叶变换(discrete Fourier transform, DFT)作为谐波间谐波测量标准^[16]中推荐的算法,在工程中得到了广泛应用。然而,由于同步采样的困难,DFT 往往存在频谱泄漏问题。对此,文献[17-18]比较和评估了多种窗函数缓解这些问题的有效性。基于窗函数的插值快速傅里叶变换(interpolated fast Fourier transform, IFFT)已经在 EDS 估计中发挥了很大作用^[19-20]。尽管如此,这些方法的动态性能仍有待提高。在针对动态性能的优化方面,文献[21]提出了泰勒-傅里叶变换,为动态条件下的相量检测提供了一种基于模型的方法。

第二类方法为现代谱估计方法,由空间谱估计和参数谱估计组成,包括 Prony 法^[22]、矩阵束法(matrix pencil, MP)^[23]等。文献[24]提出一种基于变分模态分解和压缩感知的自适应宽频振荡监测方法,在随机噪声的情况下仍能保持宽频振荡监测的质量。文献[25]提出了基于分辨率增强的滑动 MP 的谐波检测方法,其精度不受间谐波的影响。然而,这类方法中的奇异值分解等策略在抑制噪声的同时,引入了高阶矩阵运算,增加了计算负担。同时,阶数等先决条件的估计也对这类技术的广泛应用构成了实际限制。

最后,以人工智能为代表的新兴技术与时频域分析方法相结合,构成了第三类方法^[26-27]。这类方法对系统模型的依赖程度低,能够适应随机时变环境。文献[26]通过将自适应变分模态分解的多尺度模糊熵和变量预测模型相结合的方式,实现了较准确的宽频振荡分类检测。文献[27]通过交替执行无源聚集粒子群优化器和最小二乘(least squares, LS)法来减少估计误差,但存在陷入局部最优解的风险。如何对这类算法合理运用以实现信号参数的准确分析有待进一步探索。

上述方法在其各自研究领域均展现出了良好的性能,然而,将它们应用于宽频振荡估计时,往往会面临着测量精度降低或动态性能下降的问题。文献[28]设计了一种用于高频振荡估计的多音有限冲激响应滤波器(multi-tone finite impulse response, MTFIR),该滤波器由多个不同中心频率的 FIR 滤波器组成。这种方法的响应时间较短,然而,这种方法对不同成分的影响考虑不足。文献[29]将改进的 MP 和 LS 法进行结合,在多种宽频带测试环境下都有较好的测量精度。然而,当信号成分之间的能量差较大时,该方法的检测精度不能得到保证。

总的来说,在将现有的 SSO 估计扩展到宽频振荡估计时,除了需要克服来自基波的频谱泄漏,还要考虑宽频振荡的耦合特性和阻尼特性。一方面,当振荡成分和间谐波的频率间隔较小时,二者的解耦将较为困难;另一方面,振荡的阻尼特性使其与其他成分模型不同。针对上述问题,本文提出了一种基于矫正窗函数的插值快速傅里叶变换和最小二乘(window-adjusted IFFT-LS, WAI-LS)的宽频振荡检测方法。首先,所提方法将组合余弦窗通过旋转因子进行矫正,并通过插值集中各成分的能量;其次,通过峰值提取和 LS 法修正了振荡参数的估计结果,避免了振荡项和非振荡项建模不同的问题;随后,通过选取合适的窗函数阶数、峰值提取函数和分段系数,提高了算法的有效性。最后,仿真验

证了算法的准确性。

1 基于修正窗函数的 IFFT

1.1 组合余弦窗的修正

H 阶余弦窗 $w(n)$ 的表达式为

$$w(n) = \sum_{h=0}^{H-1} (-1)^h a_h \cos(2\pi n h / N) \quad (1)$$

式中: $n=0,1,\dots,N-1$ 为各采样点, N 为采样点总数; $h=0,1,\dots,H-1$ 为窗函数各项, H 为窗函数总阶数。窗函数系数 a_h 为^[30]

$$a_0 = \frac{C^{H-1}}{2^{2H-2}}, a_h = \frac{C^{H-h-1}}{2^{2H-3}}, h=1,2,\dots,H-1 \quad (2)$$

式中: 表达式 C_q^p 被定义为 $C_q^p = q! / ((q-p)! p!)$, p 为自变量, 在式(2)中分别取作 $H-1$ 、 $H-h-1$, q 与之同理。对 $w(n)$ 进行 FFT 运算, 可得频域窗函数 $W(\lambda)$ 为

$$W(\lambda) = \sin(\pi\lambda) \cdot e^{-j\pi\lambda} \cdot e^{j\pi\lambda/N} \cdot \sum_{h=0}^{H-1} (-1)^h \cdot \frac{a_h}{2} \left[\frac{e^{-j\pi h/N}}{\sin(\pi(\lambda-h)/N)} + \frac{e^{j\pi h/N}}{\sin(\pi(\lambda+h)/N)} \right] \quad (3)$$

式中: λ 为每条谱线对应的归一化频率。根据文献[31], 可定义实函数 $\overline{W}(\lambda)$, 并将式(3)简化为

$$W(\lambda) = \overline{W}(\lambda) \cdot e^{-j\pi\lambda(N-1)/N} = \frac{(2H-2)!}{2^{2H-2} \cdot \pi\lambda} \cdot \frac{N \sin(\pi\lambda)}{\prod_{h=1}^{H-1} (h^2 - \lambda^2)} \cdot e^{-j\pi\lambda} \cdot e^{j\pi\lambda/N} \quad (4)$$

式(4)通过将 $W(\lambda)$ 的实数部分用 $\overline{W}(\lambda)$ 表示, 实现 $W(\lambda)$ 实数部分和虚数部分的分离。考虑含有单一非振荡成分 m 的信号 $x(n)$ 为

$$x(n) = A_m \cos(2\pi f_m n T_s + \varphi_m) \quad (5)$$

式中: A_m 、 f_m 、 φ_m 分别为该信号的幅值(V)、频率(Hz)、初相位($^\circ$); 采样周期 $T_s = 1/f_s$, f_s 为采样频率。式(5)的相量形式 P_m 为

$$P_m = A_m e^{j\varphi_m} = A_m \cos(\varphi_m) + j A_m \sin(\varphi_m) = b_m + j c_m \quad (6)$$

式中: $b_m = A_m \cos(\varphi_m)$; $c_m = A_m \sin(\varphi_m)$ 。对 $x(n)$ 进行加窗处理, 可得其加窗后的时域值 $x_w(n)$ 和频域值 $X_w(k)$ 分别为

$$x_w(n) = x(n) \cdot w(n) \quad (7)$$

$$X_w(k) = \frac{1}{2} A_m [e^{+j\varphi_m} W(k-k_m) + e^{-j\varphi_m} W(k+k_m)] \quad (8)$$

式中: $W(k-k_m)$ 为成分 m 的正频率在谱线 k 处的频域窗函数值, $W(k+k_m)$ 与之同理, k 为频谱, $k=0,1,\dots,N-1$, k_m 表示 f_m 对应的频谱归一化值, $k_m = f_m \cdot N/f_s = f_m/\Delta f$, Δf 表示频率分辨率。

若窗函数 $W(\lambda)$ 的频谱旁瓣是可以忽略的, 且谱线之间的最小距离大于主瓣宽度^[31], 则对于 $k_i \cong k_m$, 有

$$X_w(k_i) = \frac{1}{2} A_m e^{j\varphi_m} W(k_i - k_m) + \Delta(k_i) \quad (9)$$

式中: k_i 对应于第 i 条整数谱线, 即成分 m 对应的最大幅值整数频谱; $X_w(k_i)$ 为成分 m 在谱线 k_i 对应的信号频域值; $\Delta(k_i)$ 表示成分 m 的负频率和其他可能存在的信号成分在 k_i 处频谱泄漏的叠加值。将 $W(\lambda)$ 经旋转因子调整, 得到调整后的窗函数 $W'(-\delta)$ 为

$$W'(-\delta) = W(-\delta) \cdot e^{j\pi k_m (N-1)/N} = \overline{W}(-\delta) \cdot e^{j\pi(k_m - k_i)(N-1)/N} \cdot e^{j\pi k_i (N-1)/N} \quad (10)$$

式中: $-\delta$ 表示整数谱线 k_i 与实际频谱归一化值 k_m 之间的距离, $-\delta = k_i - k_m$ 。如图 1 所示, $W'(-\delta)$ 的主旁瓣特性如下^[32]: 主瓣范围内, 邻近谱线符号相同; 旁瓣范围内, 相邻谱线符号相反, 大小相近。这种性质在低阶余弦窗中较为明显。因此, 有 $\Delta(k_i) + \Delta(k_i + 1) \approx 0$ 。 k_i 处调整后的信号频谱 $X'_w(k_i)$ 为

$$X'_w(k_i) = X_w(k_i) \cdot e^{j\pi k_i (N-1)/N} \quad (11)$$

由式(9)可得

$$\frac{1}{2} A_m e^{j\varphi_m} \approx \frac{X'_w(k_i) + X'_w(k_i + 1)}{W'(k_i - k_m) + W'(k_i - k_m + 1)} \quad (12)$$

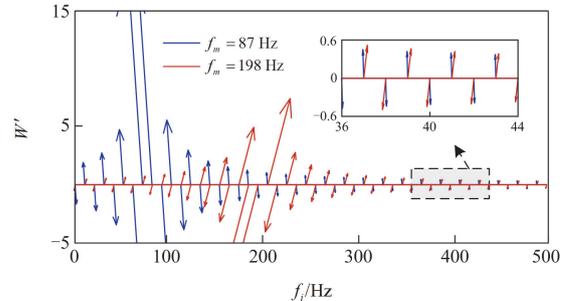


图 1 经旋转因子修正后的窗函数频谱矢量图

Fig. 1 Spectrogram of the window function adjusted by rotation factor

1.2 基于修正窗函数的插值方法

根据窗函数的主旁瓣特性, 通过相邻谱线矢量相消的方式得到的三谱线插值因子 r 为

$$r = \frac{X'_w(k_i) + X'_w(k_i - 1)}{X'_w(k_i) + X'_w(k_i + 1)} \approx \frac{W'(-\delta) + W'(-1 - \delta)}{W'(-\delta) + W'(1 - \delta)} = \frac{(1 - \delta)F(1 - \delta)[\delta \cdot F(\delta) + (-1 - \delta) \cdot F(1 + \delta)]}{(-1 - \delta)F(1 + \delta)[\delta \cdot F(\delta) + (1 - \delta) \cdot F(1 - \delta)]} = \frac{H - \delta}{H + \delta} \quad (13)$$

式中: 表达式 $F(x_1)$ 被定义为 $F(x_1) = \prod_{\kappa=1}^{H-1} (\kappa^2 - x_1^2)$, x_1 为自变量, $x_1 = 1 - \delta$, $1 + \delta$, δ 。式(13)的化简过程借助了数学归纳法。反解式(13)可得

$$\delta = \frac{H \cdot (1-r)}{1+r} = \frac{H \cdot [X'_w(k_i+1) + X'_w(k_i-1)]}{X'_w(k_i-1) + 2X'_w(k_i) + X'_w(k_i+1)} \quad (14)$$

对式(14)的推导可以从文献[33]中找到类似的证明过程。则频率估计值 \hat{f}_m 为

$$\hat{f}_m = (k_i + \delta)\Delta f \quad (15)$$

由式(10)可得

$$\begin{aligned} & \overline{W}(-1-\delta) + 2\overline{W}(-\delta) + \overline{W}(1-\delta) = \\ & \frac{N \cdot (2H-2)!}{2^{2H-2} \pi} \cdot [G(1+\delta) + 2 \cdot G(\delta) + G(1-\delta)] = \quad (16) \\ & \frac{N \cdot (2H-2)! \cdot \sin(\pi\delta) \cdot 2H \cdot (2H-1)}{2^{2H-2} \pi \cdot \delta \cdot F(\delta)} \end{aligned}$$

式中: $G(x_1)$ 被定义为 $G(x_1) = \sin(\pi x_1) / (x_1 \cdot F(x_1))$ 。

根据文献[34], 有

$$\begin{aligned} & X'_w(k_i-1) + 2X'_w(k_i) + X'_w(k_i+1) = \\ & \frac{1}{2} \hat{A}_m e^{i\hat{\phi}_m} e^{j\hat{f}_m \frac{N-1}{N}} [\overline{W}(-1-\delta_i) + 2\overline{W}(-\delta_i) + \overline{W}(1-\delta_i)] = \\ & \hat{A}_m e^{i\hat{\phi}_m} e^{j\hat{f}_m \frac{N-1}{N}} \cdot \frac{(2H-2)! N \sin(\pi\delta) \cdot (2H-1) \cdot H}{2^{2H-2} \pi \delta \cdot F(\delta)} \quad (17) \end{aligned}$$

由此可得幅值估计值 \hat{A}_m 、相位估计值 $\hat{\phi}_m$ 。

2 多成分宽频振荡信号检测方法

基于矫正窗函数的 IFFT 的求解结果为单一成分对应的频率值。考虑宽频振荡信号 $y(n)$ 中含有的非振荡成分和振荡成分数目未知, 本节通过峰值提取获取信号成分数目, 并结合振荡成分的发散/收敛特性确定相应频率值。根据上述结果, 构建宽频振荡信号的宽频-泰勒模型, 并通过 LS 法进行求解。

2.1 信号频谱的峰值提取

信号频谱能够直观反映出信号所含成分的数目和频段等信息, 然而, 电力系统中的背景噪声会影响频谱峰值提取的效果。在文献[35]中, 有效的峰值提取是通过平滑信号的一阶导数并找到向下过零点来实现的。即仅对所需峰值进行提取, 而忽略大多数太小、太宽或太窄的峰值。因此, 借助峰值提取函数得到的 X'_w 的峰值数目即为信号所包含的总成分数目 \hat{L} , 相应的频谱记作 \hat{F} 。

考虑到振荡成分具有随时间推移而增强或减弱的发散/收敛特性, 分别取 $y(n)$ 的前或后 τ 个点进行加窗 FFT。变换前后的信号为 $y'(n)$ 、 $y''(n)$ 和 Y'_w 、 Y''_w , τ 为分段系数。峰值提取函数的幅度阈值 ε 为

$$\varepsilon = 2\mu + \nu \quad (18)$$

式中: Y_d 为由 Y'_w 和 Y''_w 作差后取绝对值得到的频谱; μ 为 Y_d 的均值; ν 为 Y_d 的标准差。在该幅值阈值约束下, 通过峰值提取函数得到 Y_d 的峰值数目即为信号所包含的振荡成分数目 \hat{V} , 相应的振荡频谱记作 \hat{F}_v 。

2.2 宽频-泰勒模型的构建与 LS 法求解

将非振荡成分记作 $X(n)$, 振荡成分记作 $D_s(n)$, 则信号 $y(n)$ 可表示为

$$\begin{cases} y(n) = X(n) + D_s(n) \\ X(n) = \sum_{u=1}^U A_u \cos(2\pi f_u n T_s + \varphi_u) \\ D_s(n) = \sum_{v=1}^V A_v e^{\sigma_v n T_s} \cos(2\pi f_v n T_s + \varphi_v) \end{cases} \quad (19)$$

式中: A_v 、 f_v 、 φ_v 、 σ_v 分别为振荡成分的幅值(V)、频率(Hz)、初相位($^\circ$)、阻尼因子; A_u 、 f_u 、 φ_u 分别为非振荡成分的幅值(V)、频率(Hz)、初相位($^\circ$); V 、 U 分别为振荡成分和非振荡成分的数目。 $X(n)$ 可展开为

$$\begin{aligned} X(n) &= [b_1 -c_1 \cdots b_u -c_u \cdots b_U -c_U] \cdot \\ [B_1(n) C_1(n) B_u(n) C_u(n) \cdots B_U(n) C_U(n)] &= X_1 \cdot X_2(n) \quad (20) \end{aligned}$$

式中: $B_u(n) = \cos(2\pi f_u n T_s)$; $C_u(n) = \sin(2\pi f_u n T_s)$ 。
 $D_s(n)$ 可近似地通过其二阶泰勒展开式表示为

$$D_s(n) = \sum_{v=1}^V (d_{0v} + d_{1v} n T_s + d_{2v} n^2 T_s^2) = \mathbf{D}_1 \cdot \mathbf{D}_2(n) \quad (21)$$

$$\begin{cases} \mathbf{D}_{0v} = [1 \quad -1 \quad -\sigma_v \quad \sigma_v \quad \sigma_v^2 \quad -\sigma_v^2]^T \\ \mathbf{D}_1 = [\xi_1 \mathbf{D}_{01} \quad \cdots \quad \xi_v \mathbf{D}_{0v} \quad \cdots \quad \xi_V \mathbf{D}_{0V}] \\ \mathbf{D}_2(n) = [U_v(n) \quad n T_s U_v(n) \quad 0.5 n^2 T_s^2 U_v(n)]^T \end{cases} \quad (22)$$

式中: d_{0v} 、 d_{1v} 、 d_{2v} 分别为 $D_s(n)$ 中第 v 项的零阶、一阶、二阶导数, $d_{0v} = b_v B_v(n) - c_v C_v(n)$, $d_{1v} = -\sigma_v d_{0v}$, $d_{2v} = 0.5 \sigma_v^2 d_{0v}$; $\xi_v = [b_v \quad c_v]$; $U_u(n) = [B_u(n) \quad C_u(n)]$ 。

由式(20)一式(22)可得信号的宽频-泰勒模型为

$$\begin{aligned} \mathbf{Y} &= [y(0) \cdots y(n) \cdots y(N-1)] = \mathbf{Q} \cdot \mathbf{\Gamma} = \\ & [\mathbf{X}_1 \quad \mathbf{D}_1] \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{X}_2(0) \cdots \mathbf{X}_2(n) \cdots \mathbf{X}_2(N-1) \\ \mathbf{D}_2(0) \cdots \mathbf{D}_2(n) \cdots \mathbf{D}_2(N-1) \end{bmatrix} \quad (23) \end{aligned}$$

式中: \mathbf{Y} 的阶数为 $1 \times N$; \mathbf{Q} 的阶数为 $1 \times (2U + 6V)$; $\mathbf{\Gamma}$ 的阶数为 $(2U + 6V) \times N$ 。由 2.1 节可得, $\mathbf{\Gamma}$ 为已知矩阵。

根据文献[36], 在 $U + V \ll N$ 的情况下, 通过 LS 法可得到式(23)的最优估计, 此时误差最小。此时, 系数矩阵 \mathbf{Q} 可通过式(24)求得

$$\mathbf{Q} = \mathbf{Y} \cdot \mathbf{\Gamma}^\dagger \quad (24)$$

式中: \dagger 表示 Moore-Penrose 伪逆, $\mathbf{\Gamma}^\dagger = (\mathbf{\Gamma}^T \mathbf{\Gamma})^{-1} \mathbf{\Gamma}^T$ 。根据式(6), 非振荡成分 $X(n)$ 的相量形式 P_u 可通过式(25)求得。

$$P_u = b_u + jc_u = \sum_{k=0}^{N-1} y(k) \cdot (\gamma_{2u-1,k+1}^\dagger + j\gamma_{2u,k+1}^\dagger) \quad (25)$$

式中: $\gamma_{2u-1,k+1}^\dagger$ 和 $\gamma_{2u,k+1}^\dagger$ 分别表示 $\mathbf{\Gamma}^\dagger$ 的第 $2u-1$ 、 $2u$ 列的第 $k+1$ 项。第 v 个振荡成分的幅值估计值 \hat{A}_v 、相位估计值 $\hat{\phi}_v$ 、阻尼因子估计值 $\hat{\sigma}_v$ 为

$$\hat{A}_v = \sqrt{\left[\sum_{k=0}^{N-1} y(k) \cdot \gamma_{2u+v,k+1}^\dagger \right]^2 + \left[\sum_{k=0}^{N-1} y(k) \cdot \gamma_{2u+v,k+1}^\dagger \right]^2} \quad (26)$$

$$\hat{\phi}_v = \arccos \left(\frac{1}{\hat{A}_v} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} y(k) \cdot \gamma_{2u+v,k+1}^\dagger \right) \quad (27)$$

$$\hat{\sigma}_v = \frac{\sum_{k=0}^{N-1} y(k) \cdot \gamma_{2u+3v,k+1}^\dagger}{\hat{A}_v \cos \hat{\phi}_v} \quad (28)$$

综上所述, WAI-LS 的流程如表 1 所示。所提算法可分为 3 个部分: 1) 信号成分数目和频段信息提取; 2) 基于修正窗函数的 IFFT, 求解各成分频率; 3) 通过 LS 法, 修正振荡成分参数。

表 1 所提算法的实施步骤

Table 1 Implementation steps of the proposed method

1 信号成分数目和频段信息的提取	
1)	输入信号 $y(n)$, 设置参数 H 、 τ 、斜率阈值、初始幅度阈值、光滑宽度和自适应宽度。
2)	对 $y(n)$ 进行加窗 FFT, 得到频域信号 $X_w(k)$ 。
3)	根据式(11), 得到经旋转因子修正的频域信号 $X'_w(k)$ 。
4)	通过峰值提取函数得到总成分数目 \hat{L} 和相应的频谱 \hat{F} 。
5)	根据分段系数 τ , 取 $y'(n)$ 和 $y''(n)$ 进行加窗 FFT, 得到相应的 Y'_w 和 Y''_w 。根据式(18), 求解并设置幅度阈值 ε 。
6)	通过峰值提取函数得到振荡成分数目 \hat{V} 和相应的频谱 \hat{F}_v 。
2 基于修正窗函数的 IFFT, 求解各成分频率	
1)	在所得到的 \hat{F} 的基础上, 根据式(14), 求解各成分对应频谱的中间变量 δ 。
2)	根据式(15), 求解信号所含成分的频率估计值 \hat{F}' 和振荡成分对应的频率估计值 \hat{F}'_v 。
3)	根据式(17), 求解信号所含成分的幅值、相位参数。
3 通过 LS 法, 修正振荡成分参数	
1)	在所得到的 \hat{F}' 和 \hat{F}'_v 的基础上, 根据式(20)一式(22), 得到信号的宽频-泰勒模型。
2)	根据式(24), 求解矩阵 \mathbf{Q} 。
3)	根据式(25), 求得修正后的非振荡成分的幅值, 根据式(26)一式(28), 求得修正后的振荡参数。

3 参数选择

算法的参数选择可以从以下两个方面考虑。一方面, 针对参数对单一成分检测精度带来的影响,

需考虑组合余弦窗的阶数, 以及包含采样频率和采样点数内的采样参数; 另一方面, 针对参数对成分数目提取效果带来的影响, 需考虑峰值提取函数和分段系数 τ 的选择。

3.1 窗函数阶数和采样参数的选择

选择合适的组合余弦窗阶数和采样参数能够有效地提高相量测量精度。经旋转因子修正后的低阶窗函数具有和高阶窗函数相似的检测精度。同时, 基于修正窗函数的 IFFT 能够抑制信号中各成分的频谱泄漏, 从而避免多成分信号检测中频谱的耦合干扰。考虑到旋转因子修正在 $H < 3$ 时的修正效果较为明显, 本文将窗函数阶数 H 取作 2。

本文选用的采样频率 f_s 和时间窗 T_w , 是针对 4 Hz~2.4 kHz 频率内宽频振荡检测所给出的建议采样参数。 f_s 取作 5 kHz, T_w 取作 20 个标称周期, 即 0.4 s。在没有特殊说明的情况下, 本文呈现的所有测试都是在上述参数下进行的。

在实际应用中, 可以根据检测目标对采样参数进行调整。根据奈奎斯特采样定理, f_s 需不低于最高待测频率的 2 倍。对于 T_w , 可通过增大 T_w 降低振荡频率可测下限。本文所提算法以三谱线插值为基础求取振荡频率, 因此, 振荡频率的检测下限直接受限于频率分辨率。当延长时间窗时, 频率分辨能力提升, 离散频谱更密集, 因此, 可以检测到频率更低的振荡。

3.2 峰值提取函数和分段系数的选择

选择合适的峰值提取函数和分段系数能够有效地提高成分数目识别和振荡成分判断的准确性, 进而影响检测精度。选取文献[35]中的峰值提取函数 `findpeaksG`、`findpeaksx` 和 MATLAB 中给出的峰值提取函数 `findpeaks` 进行比较。对于 `findpeaksG`、`findpeaksx` 函数, 通过调整斜率阈值、幅度阈值、光滑宽度和自适应宽度 4 个参数以约束寻峰最终的结果。其中, 斜率阈值设置为 0.0001, 初始幅度阈值设置为 0.005, 光滑宽度设置为 1, 自适应宽度设置为 2。选取测试信号模型如式(19)所示, 测试信号参数如表 2 所示。考虑电网在基频偏移下的情况, 将基频设置为 51.5 Hz, 并引入加性高斯白噪声。

表 2 测试信号参数

Table 2 Parameters of test signal

序号	频率/Hz	幅值/p.u.	相位/(°)	阻尼因子
1	20.6	0.05	-60	—
2	51.5	1.00	25	—
3	103.0	0.07	100	—
4	154.5	0.05	134	—
5	195.7	0.10	34	0.7
6	226.6	0.12	14	—
7	257.5	0.06	80	—
8	278.1	0.09	125	0.7
9	329.6	0.08	76	—

为了比较信噪比对峰值提取正确率的影响，设置信噪比在 20~80 dB 的范围内，以 10 dB 为步长进行变化。分段系数 τ 取 2。在每组测试下进行 100 次蒙特卡洛实验，比较不同峰值提取函数得到的平均提取数目。

在 20 dB 的噪声干扰下，3 种峰值提取方法对总成分数目的识别均伴有较大的误差，其中，findpeaksG 的误差最小。在噪声干扰取 30 dB 以上时，仅 findpeaks 在 30 dB 时获得了 99% 的正确率，其他情况下，各个方法均能实现对总成分数目的正确识别。表 3 为不同峰值提取函数在多种噪声条件下对振荡成分数目的识别正确率。总体来看，findpeaksG 和 findpeaks 的噪声抑制能力较强。

表 3 振荡成分数目识别正确率

Table 3 Accuracy rate of component number identification

信噪比/dB	findpeaksG/%	findpeaksx/%	findpeaks/%
20	30	1	0
30	51	14	82
40	99	87	100
50	100	93	100
60	100	96	100
70	100	100	100
80	100	100	100

除背景噪声强度外，阻尼因子的大小也会影响振荡成分数目的识别效果。调整表 3 中振荡成分阻尼因子的大小，即设置阻尼因子在 0.2 至 3.0 的范围内，以 0.2 为步长进行变化。 τ 取 2，噪声信噪比取 30 dB。当误差大于 10 时，将误差数目记作 10。

图 2 为不同峰值提取函数在多种阻尼因子条件下对振荡成分数目和总成分数目的识别结果。当阻尼因子较小时，振荡的频域变化并不明显，而这会

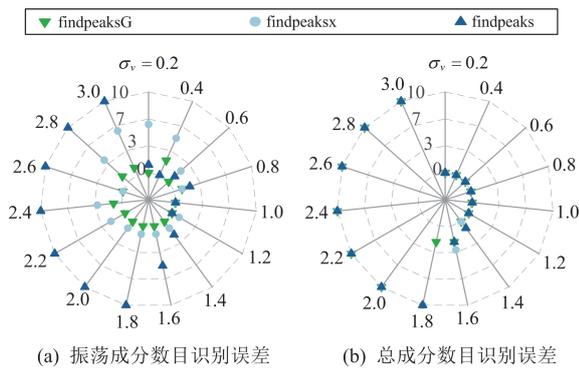


图 2 不同峰值提取函数在多种阻尼因子条件下对振荡成分数目和总成分数目的识别结果

Fig. 2 Identification results of oscillation components' number and the total number of the signal by different peak extraction functions under multiple damping factors

为振荡成分的识别带来困难。当阻尼因子较大时，分段后的频域信号会因频谱泄漏问题导致成分的错误识别。findpeaksG 在振荡成分数目识别中的误差较小，在大多数情况下能够取得准确的成分估计结果。findpeaksx 和 findpeaks 分别在阻尼因子较强和较弱时具有较差的振荡识别能力。综合考虑上述因素，将 findpeaksG 取为选用的峰值提取函数。

分段系数的选择对振荡成分数目的识别影响较大。将分段系数 τ 分别设置为 2, 4, 8, 10, 评估其在不同阻尼因子和噪声信噪比条件下的识别效果。其中，设置阻尼因子在 0.2~3.0 的范围内，以 0.2 为步长进行变化。信噪比在 20~80 dB 的范围内，以 10 dB 为步长进行变化。

图 3 给出了不同 τ 对应的振荡成分数目的识别误差。当 $\tau = 4$ 或 $\tau = 8$ 时，振荡在噪声较弱的情况下仍伴随一定的识别误差。当 $\tau = 2$ 时，振荡仅信噪比取 20 dB 时误差较大。当 $\tau = 10$ 时，基于 findpeaksG 的方法具有较强的振荡识别能力，仅在信噪比为 20 dB 且阻尼因子大于 2.5 时伴有识别误差。

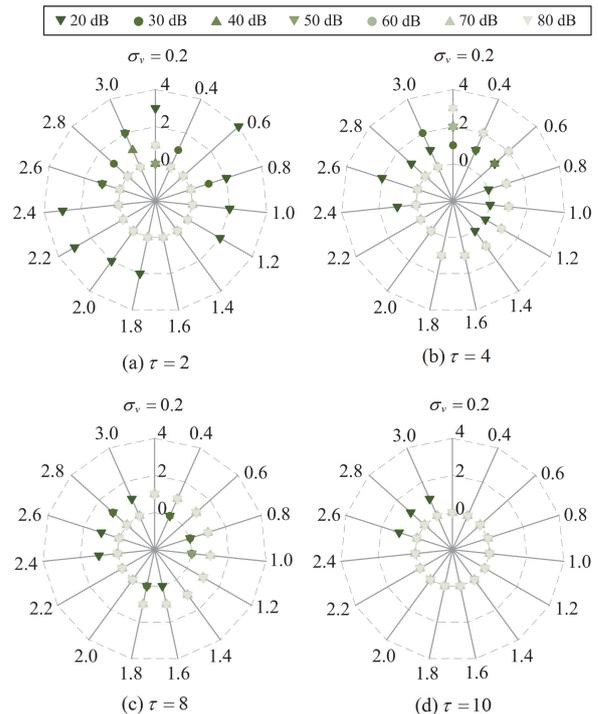


图 3 不同分段系数在多种阻尼因子和信噪比条件下对振荡成分数目的识别结果

Fig. 3 Identification results of oscillation components' number with different segmentation coefficients under multiple damping factors and signal-to-noise ratio

综上所述，基于 findpeaksG 及相关参数(斜率阈值、幅度阈值、光滑宽度、自适应宽度和分段系数)

的提取方法, 当噪声强度不高于 30 dB、阻尼因子小于 3 时, 可实现各个成分的稳定、准确识别及振荡成分的有效区分, 在实际使用中不需要进行额外的参数调整。

4 算法仿真

本节测试了所提 WAI-LS 在基本性能测试、各频段宽频振荡测试、谐波失真、基波/谐波频率偏移、动态调制条件下的性能。

在估计结果中, 采用振荡成分的频率误差(Hz)、幅值相对误差(%)、相位误差(°)和阻尼因子相对误差(%)作为评价指标。选取 Prony^[22]、MTFIR^[28]和双谱线插值-最小二乘法(double-spectrum-line interpolation and least squares, DI-LS)作为对比算法。Prony 中的模型阶数取作 20。DI-LS 是通过将提出的方法中的修正窗函数 IFFT 部分替换为双谱线插值得到的, 其中, 窗函数选为 Hann 窗, 插值方式参考文献[37]中的两点对称 IpDFT 和文献[38]。中高频振荡幅值、频率估计器 MTFIR 的参数选取和适用频段将参考文献[28], 其中, 采样频率取作 10 kHz, 并将其幅值、频率估计结果与本文提出的方法进行对比。其余对比算法的测试条件与所提算法的条件相同。

4.1 基本性能测试

为了验证提出算法的准确性, 对含多振荡成分的信号进行检测, 信号参数选取如表 2 所示。设置两组测试, 分别加入信噪比为 30 dB 和 60 dB 的加性高斯白噪声。测试结果如表 4 和表 5 所示。

在对各个成分的检测中, 30 dB 噪声干扰下的最大频率、幅值、相位误差分别为 2.39×10^{-2} Hz、3.22%、3.27°, 此时两个振荡成分的阻尼因子检测值分别为 0.67 和 0.43。

在 60 dB 噪声干扰下, 各个成分频率、幅值、相位的最大检测误差分别为 2.70×10^{-7} Hz、0.153%、

表 4 30 dB 噪声干扰下的基本性能测试结果

Table 4 Basic performance test results under 30 dB noise

序号	频率误差/Hz	LS 法修正前 幅值误差/%	LS 法修正后 幅值误差/%	相位误差/(°)
1	2.39×10^{-2}	1.43	6.68×10^{-2}	3.27
2	1.91×10^{-4}	9.47×10^{-2}	3.91×10^{-3}	9.59×10^{-3}
3	6.21×10^{-3}	1.85×10^{-1}	2.66×10^{-1}	1.35
4	1.67×10^{-2}	1.28	1.20	1.59
5	6.38×10^{-3}	14.8	7.10×10^{-1}	2.45×10^{-1}
6	2.32×10^{-2}	1.19×10^{-1}	1.62×10^{-2}	1.60
7	1.60×10^{-3}	3.57	3.22	5.01×10^{-1}
8	6.26×10^{-3}	14.7	2.48	5.62×10^{-1}
9	2.18×10^{-2}	3.94×10^{-1}	2.24×10^{-1}	1.93

表 5 60 dB 噪声干扰下的基本性能测试结果

Table 5 Basic performance test results under 60 dB noise

序号	频率误差/Hz	LS 法修正前的 幅值误差/%	幅值误差/%	相位误差/(°)
1	2.70×10^{-3}	1.44×10^{-1}	8.92×10^{-2}	1.08×10^{-1}
2	5.30×10^{-4}	3.77×10^{-2}	6.00×10^{-3}	5.27×10^{-2}
3	2.20×10^{-5}	2.69×10^{-2}	4.76×10^{-2}	1.04×10^{-1}
4	1.49×10^{-3}	9.30×10^{-2}	1.53×10^{-1}	1.88×10^{-2}
5	4.27×10^{-4}	1.51×10^1	2.91×10^{-2}	4.36×10^{-1}
6	1.13×10^{-3}	8.82×10^{-4}	1.48×10^{-2}	4.83×10^{-3}
7	7.67×10^{-4}	5.64×10^{-2}	1.89×10^{-2}	1.31×10^{-1}
8	3.23×10^{-4}	1.51×10^1	2.95×10^{-2}	4.56×10^{-1}
9	5.38×10^{-4}	1.26×10^{-2}	1.47×10^{-2}	3.44×10^{-2}

0.456°, 此时的两个振荡成分的阻尼因子检测误差分别为 2.31%和 1.45%。

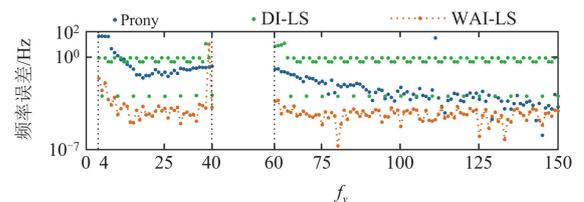
同时, 在 30 dB 噪声干扰下, LS 法修正前后的最大幅值误差为 14.8%和 3.22%; 在 60 dB 噪声干扰下, LS 法修正前后的最大幅值误差为 15.1%和 0.153%。由此可得, 修正窗函数的 IFFT 与 LS 法的结合能够有效提升各成分的幅值估计精度。

4.2 宽频振荡测试

宽频振荡频带覆盖几赫兹至数千赫兹^[3]。在本节中, 振荡频率的范围取作 4 Hz~2 kHz, 排除受基波影响较大的 40~60 Hz 频段。标称频率 f_1 取作 50 Hz, 基波幅值 A_1 取作 1 p.u., 基波和振荡相位取 $(-\pi, \pi)$ 范围内的随机值, 阻尼因子 σ_v 取作 1。

考虑到实际电力系统中振荡检测难点在低频和中高频中的差异, 即低频段受基波影响大, 中高频段幅值小易被噪声干扰等问题, 分别进行低频段和中高频段的性能测试。对于 150 Hz 内的振荡成分, 振荡幅值 A_v 取作基波的 10%, 频率步长取作 1 Hz; 在 150 Hz~2.4 kHz 频段内, 振荡幅值取作基波的 1%, 频率步长取作 10 Hz。信号中加入了信噪比为 80 dB 的加性高斯白噪声。

图 4 为 WAI-LS、DI-LS、Prony 3 种算法在低频振荡检测中的误差。当振荡频率低于 10 Hz 或处于基频附近时, 提出的算法仍有较高的检测精度。由于 WAI-LS 是以三谱线插值为基础的振荡参数求解, 振荡频率的检测下限直接受限于频率分辨率。在当前的采样参数条件下, WAI-LS 的最小稳定可测



(a) 频率误差

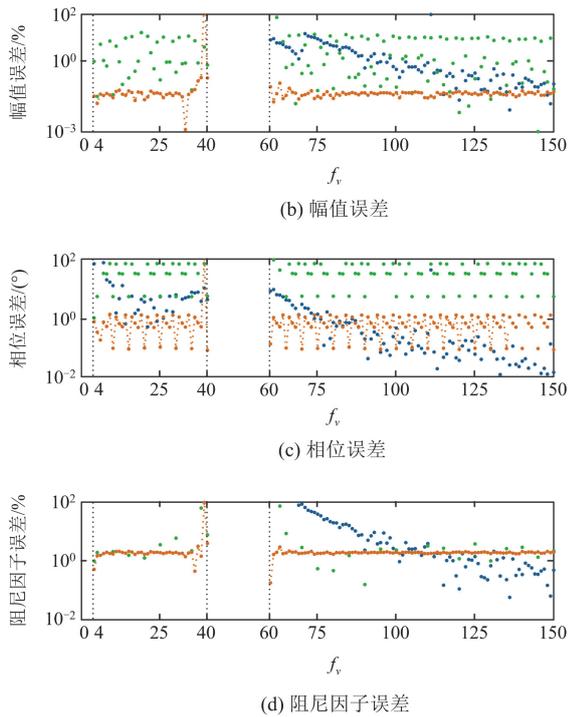


图 4 WAI-LS、DI-LS 和 Prony 在 4~150 Hz(不包括 40~60 Hz)频段内的检测误差图

Fig. 4 Estimation error obtained by WAI-LS, DI-LS, and Prony in the frequency range of 4~150 Hz (excluding 40~60 Hz)

边界为 4 Hz。此外，在强阻尼条件下，当阻尼因子的绝对值小于 3.5 时，算法能保持频率误差小于 0.005 Hz、幅值误差低于 5%、相位误差在 5°以内。

图 5 为中高频振荡检测误差。Prony 的阻尼因子误差较小，但在采样频率相同时，Prony 的检测范围有限，为采样频率的 0.25 倍^[22]。在本测试中，当振荡频率超过 1250 Hz 时，Prony 方法难以获得有效的检测结果。本文提出的 WAI-LS 算法存在某些振荡频率的估计误差明显低于其他振荡频率的现象。该现象是由基波相位、振荡相位、随机噪声共同作用导致的，其中，振荡相位的影响起决定性作用。在相同相位条件下，中高频振荡的频率估计误差随着振荡频率的增加先减小后增大，最后趋于平缓；振荡频率估计误差存在极值点，且该极值点随着振荡相位的增大而增大。在此基础上，随机噪声为估计误差引入小范围波动，若基波相位和振荡相位相近，则使极值点的出现频段更密集。

频率耦合特性是宽频振荡检测中需要考虑的一个重要特性，能够揭示多个振荡成分的共存状态以及它们之间的相互作用机制^[39-41]。为考虑频率耦合特性，尤其是由频率耦合特征导致的振荡中同时存在 2 个关于基频对称的振荡成分，本文参考文献^[42]设置如下测试。 f_1 取作 50 Hz， A_1 取作 1 p.u.，基波

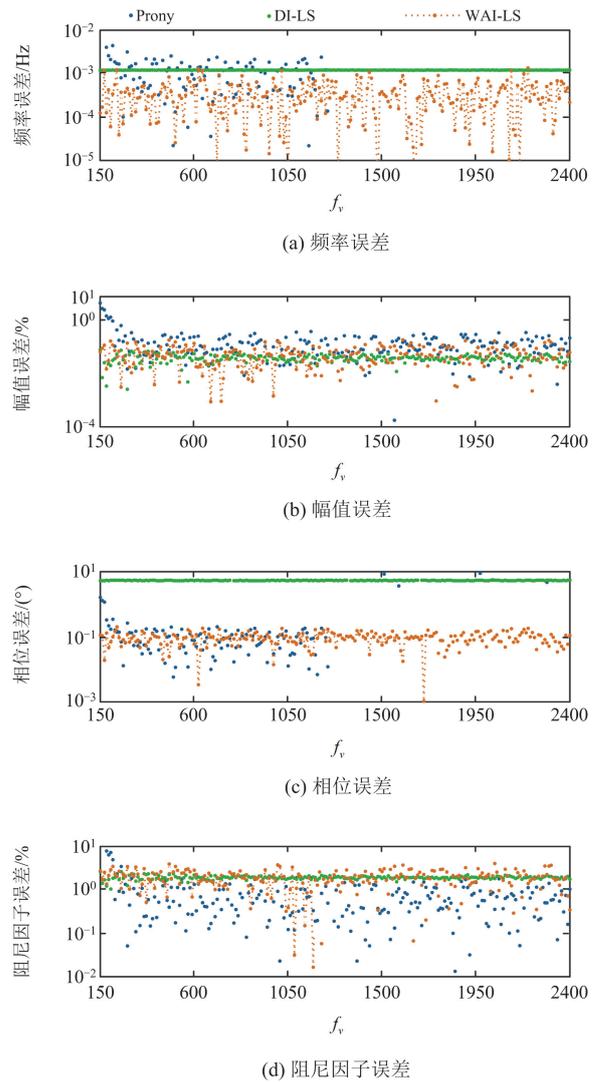


图 5 WAI-LS、DI-LS 和 Prony 在 150~2400 Hz 频段内的检测误差图

Fig. 5 Estimation error obtained by WAI-LS, DI-LS, and Prony in the frequency range of 150~2400 Hz

和振荡相位取作 $(-\pi, \pi)$ 范围内的随机值，阻尼因子 σ_v 取作 1。次同步振荡和超同步振荡的幅值 A_i 相同，以 5% 的步长从基波的 5% 增加到 130%。次同步振荡的频率以 1 Hz 的步长从 10~35 Hz 变化，超同步振荡的频率相应地设置为 90~65 Hz，步长为 -1 Hz，并在信号中加入 80 dB 加性高斯白噪声。

如图 6 所示，相较于针对单一振荡成分的宽频振荡检测，在考虑频率耦合特性的振荡检测中，频率和相位检测受到的影响较小，幅值和阻尼因子检测受影响较大。随着两个振荡成分与基波频率间隔的缩小，幅值和阻尼因子的检测误差明显上升。因此，考虑频率耦合特性时，为有效排除受基波影响

显著的频段需进一步扩大。

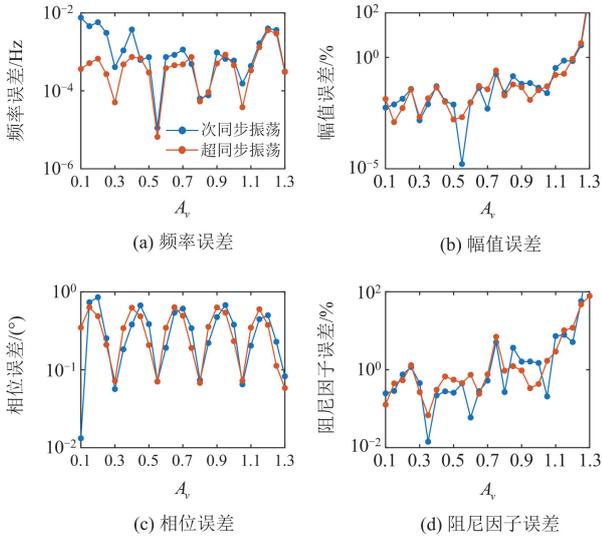


图 6 WAI-LS 在考虑频率耦合特性下的振荡检测误差图
Fig. 6 Oscillation estimation error obtained by WAI-LS considering frequency coupling characteristic

综合上述低频振荡、中高频振荡、考虑频率耦合特性下的振荡检测情况, 本文提出的 WAI-LS 算法在各个频段中均能获得较高精度的检测结果, 可用于宽频范围内的振荡检测。

4.3 谐波失真和基波/谐波频率偏移

本节在考虑背景谐波和频率偏移对振荡检测影响的基础上进行测试。信号模型如式(29)所示, 其中, A_v 、 f_v 、 φ_v 、 σ_v 分别为振荡成分的幅值(V)、频率(Hz)、初相位(°)、阻尼因子, A_1 、 f_1 、 φ_1 分别为基波的幅值(V)、标称频率(Hz)、初相位(°), A_r 、 φ_r 分别为 r 次谐波的幅值(V)、初相位(°), R 为谐波阶数, Δ_f 为频率偏移值。

$$y(t) = A_1 \cos(2\pi(f_1 + \Delta_f)t + \varphi_1) + A_v e^{\sigma_v t} \cos(2\pi f_v t + \varphi_v) + \sum_{r=2}^R A_r \cos(2\pi r(f_1 + \Delta_f)t + \varphi_r) \quad (t \geq 0) \quad (29)$$

1) 谐波失真

由于非线性负载的存在, 电网中往往含有一定比例的背景谐波。本节的检测对象是同时包含了谐波和振荡的复合扰动, 用于评估所提出的算法在谐波干扰条件下的性能。

在式(29)中, 取 $R=15$, 即谐波频次取作 2~15 次。 A_v 和 A_r 取作基波的 5%, $f_1 = 50$, $\Delta_f = 0$, $\sigma_v = 1$, 各成分的相位取作 $(-\pi, \pi)$ 范围内的随机值。 f_v 取 $[rf_1 + 10, rf_1 + 40]$ 频段内的整数, 即频率步长取作

1 Hz, 其中, $r \in [2, 15]$, r 为整数。此时, 信号中的成分数目较多, 而过高的阶数会为 Prony 算法带来较大的负担和误差。因此, 选取 MTFIR 和 DI-LS 与提出的方法进行对比测试。

图 7 为 WAI-LS、DI-LS、MTFIR 3 种算法的误差图。在同一频段内, 振荡频率的变化伴随着频率估计精度的波动。当频率分辨率为振荡频率整数倍数时, WAI-LS 的频率精度明显提升。当振荡频率接近 $rf_1 + 40$ 时, WAI-LS 存在振荡成分错误识别的情况。尽管如此, 该算法对振荡参数估计精度的提升仍是显著的, 谐波干扰对其影响较小。

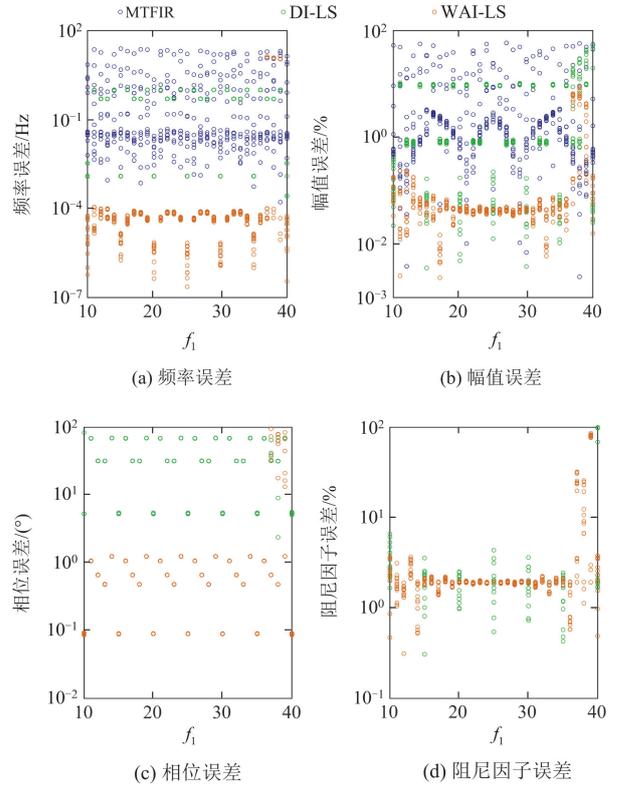


图 7 WAI-LS、DI-LS 和 MTFIR 在谐波失真条件下得到的检测误差图

Fig. 7 Estimation error obtained by WAI-LS, DI-LS, and MTFIR under harmonic distortion conditions

2) 频率偏移

考虑基波频率与标称频率存在偏差的情况, 使用一组非标称频率信号来评估提出算法此时的性能。在谐波失真测试的基础上, 令 Δ_f 以 0.1 Hz 的步长逐渐从 -1 Hz 变化到 1 Hz。为了更加清晰地对结果进行讨论, 将振荡频率 f_v 取作 620 Hz。

WAI-LS、DI-LS、MTFIR 的频率、幅值精度随频率偏移的变化如图 8 所示。当频率偏移值 Δ_f 为 0 时, 3 种算法的频率检测精度均较高。随着 Δ_f 的变

化, 检测精度有所下降。尽管如此, WAI-LS 的检测精度始终维持在较高水平。

此外, WAI-LS 具有较为稳定的相位和阻尼因子检测能力。对于相位检测, 误差基本维持在 0.1° , 当 $\Delta f = 1$ 时, 相位误差最大, 为 1.75° ; 随着频率偏移大小的变化, 其阻尼因子检测结果基本维持在 0.98 Hz , 误差为 2% 左右。

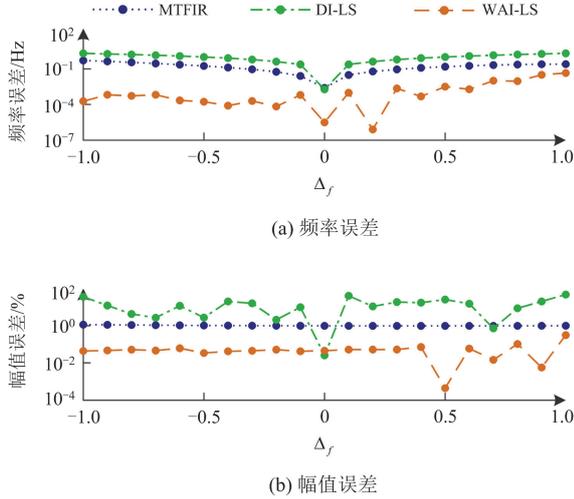


图 8 WAI-LS、DI-LS 和 MTFIR 在频率偏差条件下得到的检测误差图

Fig. 8 Estimation error obtained by WAI-LS, DI-LS, and MTFIR under frequency deviation conditions

4.4 动态调制测试

为了评估该算法在功率波动下的性能, 测试了所提算法在幅值和相位调制条件下的结果。调制信号的模型如式(30)所示。

$$y(t) = A_v e^{\sigma_v t} \cos(2\pi f_v t + \varphi_v) + A_1 (1 + k_x \cos(2\pi f_{m_1} t)) \cos(2\pi f_1 t + k_a \cos(2\pi f_{m_1} t - \pi)) \quad (30)$$

式中: f_{m_1} 表示调制频率, 以 0.1 Hz 的步长逐渐从 0.1 Hz 变化到 2 Hz ; k_x 和 k_a 分别表示幅度和相位调制度, 取 $k_x = 0.1$, $k_a = 0.1$; 振荡相位 φ_v 取作 30° , 阻尼因子 σ_v 取作 1 , 基波幅值 A_1 和振荡幅值 A_v 分别取作 1 和 0.1 。振荡频率 f_v 以 2 Hz 为步进, 从 70 Hz 增加到 150 Hz 。

由于检测误差随调制频率的变化趋势在每 10 Hz 频率区间内的变化趋势相似, 为了清晰地评估功率波动对振荡检测的影响, 如图 9 所示, 绘制 f_v 取 $70 \sim 80 \text{ Hz}$ 和 $100 \sim 110 \text{ Hz}$ 时检测误差随调制频率的变化情况。其中, 图 9(a)~图 9(b)为频率误差, 当振荡频率大于 90 Hz 时, 以 10 Hz 为步进的检测结果与图 9(b)相近, 即频率分辨率整数倍的振荡频

率具有较高的检测精度。图 9(c)~图 9(d)为幅值误差, 当幅值误差随着功率波动的增加而变大, 两组测试中最大检测误差分别为 13.8% 和 5.24% 。图 9(e)~图 9(f)为相位误差, 提出方法的相位误差随调制频率的改变变化较小, 具有较为稳定的相位检测能力。阻尼因子误差随调制频率的改变变化较大, 如图 9(g)~图 9(h)所示。具体而言, 随着调制频率的增大, 检测得到的阻尼因子逐渐减小。当振荡频率 f_v 为 100 Hz 、 f_{m_1} 取 1 Hz 和 2 Hz 时, 得到的阻尼因子检测结果分别为 0.81 和 0.55 。

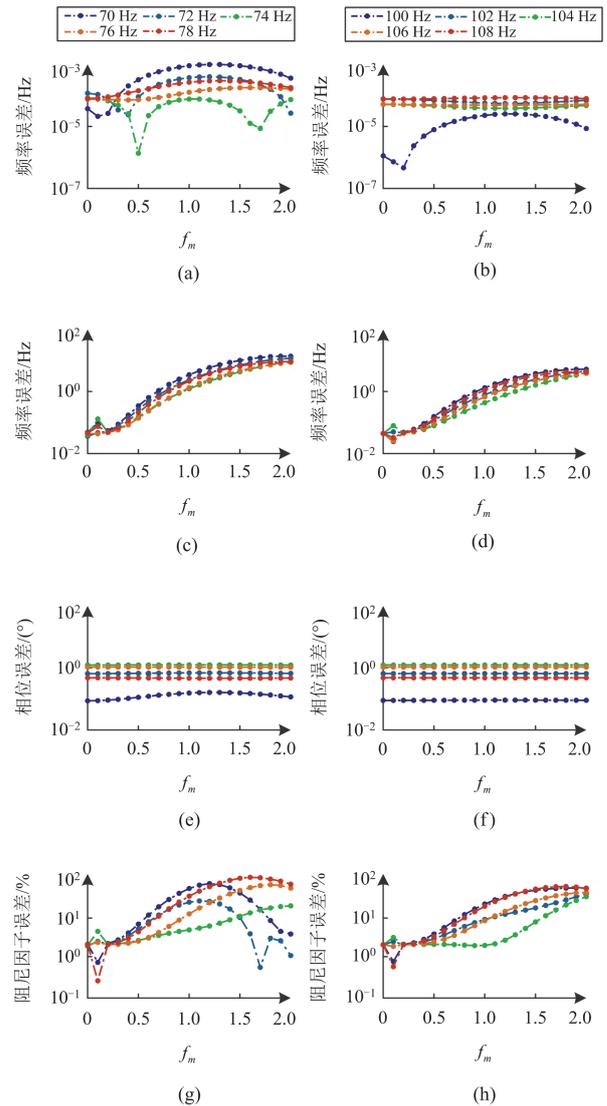


图 9 WAI-LS 在功率波动条件下得到的检测误差图

Fig. 9 Estimation error obtained by WAI-LS under power swing conditions

4.5 算法计算耗时

本文的仿真测试在一台 64 位 Windows 10 系统的计算机上开展, CPU 型号为 $i5-3230M$, 主频为

2.6 GHz, 内存为 8 GB, 并基于 MATLAB R2020b 软件环境进行测试。本节统计了各项测试的计算耗时, 如表 6 所示。针对运算次数相对较少的测试, 通过增加运行次数的方式提升结果可靠性。

表 6 本文所提算法的计算耗时统计

Table 6 Computing time statistics of the proposed algorithm

测试组	所含信号成分数目	总运算次数	总耗时/s	平均耗时/s
4.1 基本性能测试	9	1000	53.15	0.053
4.2 宽频振荡测试	2	1000	33.97	0.034
4.3.1 谐波失真	16	434	40.59	0.094
4.3.2 谐波频率偏移	16	1000	96.89	0.097
4.4 动态调制测试	2	861	34.89	0.040

由表 6 可得, 所含信号的成分数目直接影响计算耗时。一方面, 成分数目会影响基于修正窗函数的插值次数; 另一方面, 信号成分数目和宽频-泰勒模型的阶数有关, 在利用 LS 法求解伪逆矩阵的过程中, 较高的模型阶数会导致计算耗时增加。因此, 在实际应用中, 可通过设定阈值的方式限制最大检测信号成分数目。本文所提检测算法能够用于宽频振荡监测系统中, 从理论角度指导宽频振荡监测系统的开发。

4.6 宽频振荡现场数据测试

为验证本文所提算法在现场数据分析中的有效性, 本节基于真实电网数据展开如下测试。以国内某 220 kV 光伏电站为例, 图 10 给出了其单相电流的录波数据。

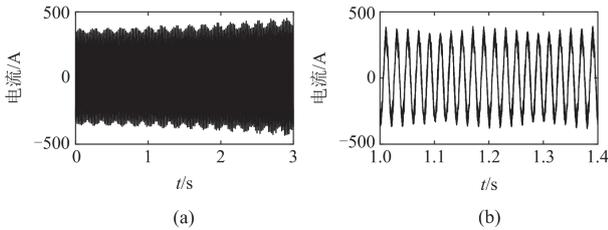


图 10 录波电流波形

Fig. 10 Waveforms of recording current

基于本文所提算法的信号成分检测结果如表 7 所示。根据图 11, 基于检测结果得到的拟合信号与录

表 7 基于 WAI-LS 得到的检测结果

Table 7 Estimation results obtained by WAI-LS

频率/Hz	幅值/A	相位/(°)	阻尼因子
50.05	312.354	147.83	—
250.25	10.451	68.16	—
350.35	14.120	-128.51	—
1618.30	27.099	-170.75	0.362
1713.08	21.934	-110.48	0.148

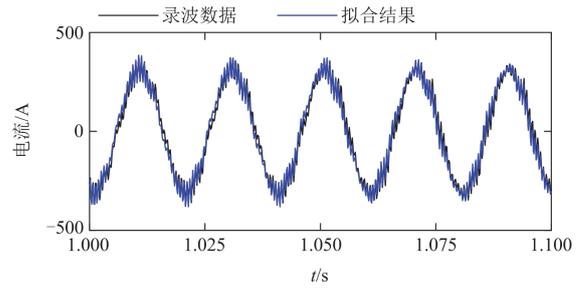


图 11 基于检测结果得到的拟合信号与录波的对比图

Fig. 11 Comparison of the fitted signal based on the estimation results and the waveform

波信号较为匹配。本文所提方法能够有效识别实际信号中包含的工频(50.05 Hz)及振荡成分(1618.30 Hz、1713.08 Hz), 具有一定的工程实用性。

5 结论

本文兼顾振荡在高低频段的检测难点以及振荡的耦合特性和阻尼特性, 提出了一种基于修正窗函数的插值快速傅里叶变换和 LS 法的宽频振荡检测方法。主要结论如下:

1) 旋转因子的引入为抑制频谱泄漏提供了应用高阶窗函数之外的简单手段, 基于修正窗函数的 IFFT 能够通过抑制信号中各成分的频谱泄漏避免多成分信号检测中频谱的耦合干扰; 选择合适的峰值提取函数和分段系数能够在较强噪声背景下实现信号成分的有效识别。

2) 当信号中含有随机数目的振荡成分和非振荡成分时, 提出的算法能够实现振荡成分的有效识别和振荡参数的准确检测。

3) 提出的算法能够兼顾不同频段振荡面临的困难, 得到准确的检测结果; 在谐波失真、基波/谐波频率偏移、动态调制条件下, 提出的算法的检测精度始终维持在较高水平。

对于中高频段内由振荡相位引发的频率估计误差波动问题, 其具体机理尚不明确。后续研究将从理论层面探究其成因, 进而实现算法性能的优化提升。

参考文献

- [1] 郭贤珊, 刘斌, 梅红明, 等. 渝鄂直流背靠背联网工程交直流系统谐振分析与抑制[J]. 电力系统自动化, 2020, 44(20): 157-164.
GUO Xianshan, LIU Bin, MEI Hongming, et al. Analysis and suppression of resonance between AC and DC systems in Chongqing-Hubei back-to-back HVDC project of China[J]. Automation of Electric Power Systems, 2020, 44(20): 157-164.
- [2] 周于清, 李大虎, 姚伟, 等. 受端近区光伏电站对 LCC-HVDC 系统稳定性影响分析[J]. 中国电力, 2024, 57(3):

- 170-182.
- ZHOU Yuqing, LI Dahu, YAO Wei, et al. Stability analysis of LCC-HVDC with PV station at the receiving end[J]. *Electric Power*, 2024, 57(3): 170-182.
- [3] CHEN Lei, XIE Xiaorong, HE Jingbo, et al. Wideband oscillation monitoring in power systems with high-penetration of renewable energy sources and power electronics: a review[J]. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2023, 175.
- [4] 张思彤, 梁纪峰, 马燕峰, 等. 直驱风电场经柔性直流输电并网的宽频振荡特性分析[J]. *电力系统保护与控制*, 2022, 50(14): 33-42.
- ZHANG Sitong, LIANG Jifeng, MA Yanfeng, et al. Broadband oscillation characteristics analysis of a VSC-HVDC connected direct drive wind farm[J]. *Power System Protection and Control*, 2022, 50(14): 33-42.
- [5] 程静, 苏乐, 岳雷. 双馈风电并网系统的宽频振荡机理分析与抑制[J]. *电力系统保护与控制*, 2023, 51(12): 1-13.
- CHENG Jing, SU Le, YUE Lei. Mechanism analysis and suppression of broadband oscillation in a DFIG wind power grid-connected system[J]. *Power System Protection and Control*, 2023, 51(12): 1-13.
- [6] 伍双喜, 陈垒, 杨银国, 等. 面向宽频振荡抑制的宽频相量测量装置[J]. *电力自动化设备*, 2022, 42(8): 215-220.
- WU Shuangxi, CHEN Lei, YANG Yinguo, et al. Wideband phasor measurement device for wideband oscillation mitigation[J]. *Electric Power Automation Equipment*, 2022, 42(8): 215-220.
- [7] 李海盼, 年珩, 胡彬, 等. 风电并网系统宽频振荡分析与抑制方法综述[J]. *新型电力系统*, 2023, 1(3): 237-255.
- LI Haipan, NIAN Heng, HU Bin, et al. Review of analysis and suppression methods for wide-band oscillation in wind power grid-connected systems[J]. *New Type Power Systems*, 2023, 1(3): 237-255.
- [8] MAN Jiufang, CHEN Lei, TERZIJA V, et al. Mitigating high-frequency resonance in MMC-HVDC systems using adaptive notch filters[J]. *IEEE Transactions on Power Systems*, 2022, 37(3): 2086-2096.
- [9] 余明, 姚伟, 赵一帆, 等. 基于短时傅里叶变换和两阶段深度迁移学习的多频段振荡源定位[J]. *电力系统保护与控制*, 2025, 53(3): 81-94.
- YU Ming, YAO Wei, ZHAO Yifan, et al. Multi-frequency band oscillation source location based on STFT and two-stage deep transfer learning[J]. *Power System Protection and Control*, 2025, 53(3): 81-94.
- [10] TAN Weitao, ZHANG Tianhan, MA Yuanqian, et al. Curvature quantified Douglas-Peucker-based phasor measurement unit data compression method for power system situational awareness[J]. *Protection and Control of Modern Power Systems*, 2024, 9(2): 128-137.
- [11] DIAO Ruipeng, MENG Qingfeng. An interpolation algorithm for discrete Fourier transforms of weighted damped sinusoidal signals[J]. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2014, 63(6): 1505-1513.
- [12] YANG Xiaomei, YANG Lin, XIAO Xianyong, et al. A novel detection method for supersynchronous resonance from synchrophasor data[J]. *IEEE Transactions on Power Systems*, 2023, 38(4): 3694-3706.
- [13] TESTA A, AKRAM M F, BURCH R, et al. Interharmonics: theory and modeling[J]. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2007, 22(4): 2335-2348.
- [14] WANG Kai, WEN He, XU Li, et al. Two points interpolated DFT algorithm for accurate estimation of damping factor and frequency[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2021, 28: 499-502.
- [15] GHORBANIPARVAR M. Survey on forced oscillations in power system[J]. *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*, 2017, 5(5): 671-82.
- [16] IEC. Electromagnetic compatibility (EMC)—part 4-7: testing and measurement techniques—general guide on harmonics and interharmonics measurements and instrumentation, for power supply systems and equipment connected thereto: IEC 61000-4-7[S]. 2009.
- [17] ZENG Bo, TENG Zhaosheng, CAI Yulian, et al. Harmonic phasor analysis based on improved FFT algorithm[J]. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 2011, 2(1): 51-9.
- [18] 聂欣昊, 唐文虎, 李杰, 等. 计及频率偏移和谐波干扰的谐波相量估计方法[J]. *电力系统保护与控制*, 2024, 52(24): 44-52.
- NIE Xinhao, TANG Wenhui, LI Jie, et al. Harmonic phasor estimation method considering frequency deviation and harmonic interference[J]. *Power System Protection and Control*, 2024, 52(24): 44-52.
- [19] SONG Jian, MINGOTTI A, ZHANG Junhao, et al. Accurate damping factor and frequency estimation for damped real-valued sinusoidal signals[J]. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2022, 71: 1-4.
- [20] 孙冬雪, 王江波, 姚国盛, 等. 基于余弦平顶窗的谐波相量测量[J]. *电力系统保护与控制*, 2023, 51(1): 139-147.
- SUN Dongxue, WANG Jiangbo, YAO Guosheng, et al. Harmonic phasor measurement based on a cosine flat-top window[J]. *Power System Protection and Control*, 2023, 51(1): 139-147.
- [21] PLATAS-GARZA M A, DE LA O SERNA J A. Dynamic harmonic analysis through Taylor-fourier transform[J]. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2011, 60(3): 804-813.
- [22] 杨玉坤, 杨明玉. Prony 算法在谐波、间谐波参数辨识中的应用[J]. *电力系统及其自动化学报*, 2012, 24(3): 121-126.
- YANG Yukun, YANG Mingyu. Application of Prony algorithm in harmonic and interharmonic parameter identification[J]. *Proceedings of the CSU-EPSA*, 2012, 24(3): 121-126.
- [23] 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 decomposition[J]. *Power System Protection and Control*, 2021, 49(2): 57-64.

- [24] 陈志同, 徐晋, 李国杰, 等. 基于变分模态分解和压缩感知的电力系统宽频振荡监测方法[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(23): 63-74.
CHEN Zhitong, XU Jin, LI Guojie, et al. Monitoring method of power system wide-band oscillation based on variational mode decomposition and compressive sensing[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(23): 63-74.
- [25] TERRICHE Y, MUTARRAF M U, LAIB A, et al. A resolution-enhanced sliding matrix pencil method for evaluation of harmonics distortion in shipboard microgrids[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2020, 6(3): 1290-1300.
- [26] 赵妍, 潘怡, 李亚波, 等. 基于 AVMD 多尺度模糊熵和 VPMCD 算法的宽频振荡分类[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(13): 179-187.
ZHAO Yan, PAN Yi, LI Yabo, et al. Broadband oscillation classification based on AVMD multi-scale fuzzy entropy and the VPMCD algorithm[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(13): 179-187.
- [27] LU Z, JI T, TANG W, et al. Optimal harmonic estimation using a particle swarm optimizer[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2008, 23(2): 1166-1174.
- [28] CHEN Lei, XIE Xiaorong, SONG Mingshu, et al. Estimation of high-frequency oscillation's magnitude and frequency based on multi-tone FIR filter[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2023, 38(1): 528-536.
- [29] ZHAO Dongfang, LI Shisong, WANG Fuping, et al. Estimation of wideband multi-component phasors considering signal damping[J]. Sensors, 2023, 23(16).
- [30] BELEGA D, DALLET D, PETRI D. Accuracy of sine wave frequency estimation by multipoint interpolated DFT approach[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2010, 59(11): 2808-2815.
- [31] BELEGA D, DALLET D. Estimation of the multifrequency signal parameters by interpolated DFT method with maximum sidelobe decay[C] // 4th IEEE Workshop on Intelligent Data Acquisition and Advanced Computing Systems: Technology and Applications, September 6-8, 2007, Dortmund, Germany: 294-299.
- [32] 惠锦, 杨洪耕. 用于谐波/间谐波分析的奇数频点插值修正法[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(16): 67-72.
HUI Jin, YANG Honggeng. An approach for harmonic/inter-harmonic analysis based on the odd points interpolation correction[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(16): 67-72.
- [33] BELEGA D, DALLET D. Multipoint interpolated DFT method for frequency estimation[C] // 6th International Multi-conference on Systems, Signals and Devices, March 23-26, 2009, Djerba, Tunisia: 249-264.
- [34] AGREZ D. Weighted multipoint interpolated DFT to improve amplitude estimation of multifrequency signal[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2002, 51(2): 287-292.
- [35] O'HAVER T. A pragmatic introduction to signal processing with applications in scientific measurement[D]. Maryland, USA: University of Maryland at College Park, 2018.
- [36] HWANG J K, LEE C S. Fault current phasor estimation below one cycle using Fourier analysis of decaying DC component[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2022, 37(5): 3657-3568.
- [37] WEN He, LI Chengcheng, YAO Wenxuan. Power system frequency estimation of sine-wave corrupted with noise by windowed three-point interpolated DFT[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2018, 9(5): 5163-5172.
- [38] 庞浩, 李东霞, 俎云霄, 等. 应用 FFT 进行电力系统谐波分析的改进算法[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(6): 50-54.
PANG Hao, LI Dongxia, ZU Yunxiao, et al. An improved algorithm for harmonic analysis of power system using FFT technique[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(6): 50-54.
- [39] 年珩, 徐韵扬, 陈亮, 等. 并网逆变器频率耦合特性建模及系统稳定性分析[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(5): 1421-1432.
NIAN Heng, XU Yunyang, CHEN Liang, et al. Frequency coupling characteristic modeling of grid-connected inverter and system stability analysis[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(5): 1421-1432.
- [40] 王杨, 王超群, 晁苗苗, 等. 基于同步相量数据幅频特征的次超同步振荡模式辨识[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(19): 1-11.
WANG Yang, WANG Chaoqun, CHAO Miaomiao, et al. Sub- and super-synchronous oscillation mode identification based on amplitude and frequency characteristics of synchronous phasor data[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(19): 1-11.
- [41] 年珩, 李萌, 陈亮, 等. 采用多正弦信号注入的宽频带并网逆变器频率耦合特性测量方法[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(22): 7408-7419.
NIAN Heng, LI Meng, CHEN Liang, et al. Measurement method for broadband frequency coupling characteristics of grid-connected inverter using multi-sine signal injection[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(22): 7408-7419.
- [42] CHEN Lei, ZHAO Wei, WANG Fuping, et al. An interharmonic phasor and frequency estimator for subsynchronous oscillation identification and monitoring[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2019, 68(6): 1714-1723.

收稿日期: 2025-01-24; 修回日期: 2025-06-13

作者简介:

肖先勇(1968—), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 长期从事电能质量与智能电网的教学和研究; E-mail: xiaoxianyong@163.com

刘子菁(2002—), 女, 硕士研究生, 研究方向为电能质量分析与振荡检测; E-mail: kkkjchangying@foxmail.com

马晓阳(1991—), 男, 通信作者, 博士, 副教授, 硕士生导师, 研究方向为电能质量分析与谐波检测。E-mail: mxy_scu@163.com

(编辑 石晋美)