

DOI:10.19783/j.cnki.pspc.250121

注入式与非注入式协同的逆变器阻抗估计

汪颖¹, 罗宇岑¹, 殷毓杉¹, 马晓阳¹, 贾施儒¹, 王歆玥¹, 陈卫东², 郭敏²

(1. 四川大学电气工程学院, 四川 成都 610065; 2. 广西电网有限责任公司电力科学研究院, 广西 南宁 530023)

摘要: 准确的逆变器阻抗信息是分析和解决新能源并网稳定性、电能质量等问题的关键。针对注入式阻抗量测成本高、向系统注入扰动存在安全风险和非注入式阻抗估计准确率低等问题, 提出注入式与非注入式协同的逆变器阻抗估计方法。首先, 构建逆变器参数估计模型, 以历史阻抗量测数据为输入, 以阻抗估计值和实测值差值最小为目标, 考虑滤波电路和控制回路等约束条件, 求解最优逆变器参数。其次, 提出动态阻抗聚类方法, 以求解的逆变器参数为特征进行阻抗量测数据的分类聚合, 聚类结果以表征逆变器分工况特性。然后, 提出逆变器阻抗估计方法, 基于历史阻抗量测数据构建分工况的特征矩阵, 应用非注入式量测实时获取的功率数据, 与特征矩阵的元素进行特征匹配, 实现实时逆变器阻抗估计。最后, 仿真结果验证了所提阻抗估计方法具备较强的抗干扰能力, 且比单一注入式方法与非注入式方法准确率高、对系统影响小, 具有一定的工程应用价值。

关键词: 电能质量; 参数估计; 阻抗聚类; 阻抗估计; 宽频带

Coordinated injected and non-injected inverter impedance estimation

WANG Ying¹, LUO Yucen¹, YIN Yushan¹, MA Xiaoyang¹, JIA Shiru¹, WANG Xinyue¹, CHEN Weidong², GUO Min²

(1. College of Electrical Engineering, Sichuan University, Chengdu 610065, China; 2. Electric Power Research Institute of Guangxi Power Grid Company Limited, Nanning 530023, China)

Abstract: Accurate inverter impedance information is essential for analyzing and solving issues related to the stability and power quality of new energy grid integration. To address the high cost and safety risks of injected impedance measurement, where disturbances are intentionally injected into the system, as well as the low accuracy of non-injected impedance estimation, a coordinated injected and non-injected inverter impedance estimation method is proposed. First, an inverter parameter estimation model is constructed, using historical impedance measurement data as input and minimizing the deviation between the estimated and measured impedance values as the objective. Considering constraints from the filtering circuitry and control loops, optimal inverter parameters are obtained. Second, a dynamic impedance clustering method is proposed, which uses the solved inverter parameters as features to classify and aggregate impedance measurement data, while the clustering results characterize inverter operating sub-conditions. Then, an inverter impedance estimation method is proposed to construct the feature matrix of sub-conditions based on historical impedance measurements, and real-time power data acquired from non-injected measurements are matched with elements of the feature matrix to estimate inverter impedance in real time. Finally, simulation results verify that the proposed impedance estimation method has strong anti-interference ability, achieves higher accuracy than either injected-only or non-injected-only methods, imposes less impact on the system, and holds practical engineering value.

This work is supported by the National Key Research and Development Program of China (No. 2023YFB2407600).

Key words: power quality; parameter estimation; impedance clustering; impedance estimation; wideband

0 引言

随着新型电力系统的建设, 风光储等新型资源

占比不断增加, 逆变器作为主要的并网接口装置^[1-3], 与电网直接相连, 其非线性、复杂控制特性、多工况随机性可能导致出现谐波^[4-5]、系统不稳定性^[6-7]等问题。准确掌握逆变器阻抗信息, 是分析和解决上述问题的关键。

基金项目: 国家重点研发计划项目资助(2023YFB2407600)

逆变器的阻抗特性可通过3种方法获取,包括阻抗建模法、注入式阻抗测量法以及非注入式阻抗估计法。阻抗建模法主要包括 dq 轴建模和序阻抗建模方法。文献[8]在 dq 轴下,考虑了电流内环、电压外环对逆变器阻抗的影响,推导了 dq 轴等效阻抗模型;进一步,学者们分析了锁相环、功率环等控制环节对阻抗特性的影响^[9-10],以实现从交流动态响应和功率传输特性的角度,精准推导逆变器 dq 等效阻抗模型。但是, dq 轴等效阻抗模型存在物理意义不明确、应用形式较为复杂等问题^[11-12],学术界采用了序阻抗建模方法推导正负序阻抗模型,以适应稳定性分析的应用需求。文献[13]采用谐波线性化方法,推导了电流型逆变器的正负序阻抗模型,并分析了其稳定性。文献[14]在此基础上,考虑了功率环的影响,进一步推导了三相电压型逆变器的序阻抗模型。阻抗建模方法在逆变器参数已知的场景下可获得较精确的结果,但在实际工程中,逆变器的控制和滤波参数可能随着运行工况不同而实时变化,会直接影响建模精度。

进一步地,学者们研究注入式阻抗测量方法,以实现实时获取阻抗信息。注入式量测方法是通过向逆变器注入某频率的扰动电压或电流,通过注入前后该频率电流或电压的变化,计算该频率的谐波阻抗。扫频法^[15]是比较基础的方法,通过注入单正弦扰动信号以测量该频率的阻抗,文献[16]通过非对称 Park 变化处理扰动注入后的电压电流响应数据,优化了阻抗测量过程。扫频法精度高,但效率低、耗时长。为此,学者们提出宽频带扰动信号设计方法,仅通过一次测量即可获得多个扰动信号频率下的阻抗,文献[17]提出基于啁啾信号技术的宽频扰动信号注入方法,解决了宽频信号不能精准均匀发出的问题。文献[18]基于 Chirp-PWM 控制信号,提出了测量频带可控制的阻抗测量方法。文献[19]采用伪随机二进制序列信号作为扰动信号,并应用三阶段插值方法,减小了因电压不平衡、频率偏差等问题所导致的测量误差。上述宽频带扰动信号设计方法,其输出为频率均匀分布的信号,无法自适应调整其频率间隔,若间隔过大,难免出现漏测谐振频率点的情况;且不能单独设定各频率下的扰动幅值,使得注入扰动后,某些频率的谐波电压、电流变化不明显,影响测量精度。为解决上述问题,文献[20-21]提出了多正弦波注入的方法,单独设计各正弦波的幅值、频率、相位,以叠加信号形式进行注入。注入式阻抗测量法需要向系统持续注入扰动信号,以获取不同频率的电压电流变化值,进行阻抗计算,持续的扰动注入可能影响系统的安全稳

定,不宜长期在线运行。

为此,学者们提出基于非注入式的阻抗估计方法,以避免注入式方法可能导致的稳定性或电能质量问题,实现实时获取阻抗信息。非注入式阻抗估计基于高精度电压、电流录波数据,采用数理方法进行阻抗估计。文献[22]采用典型相关性法,筛选线性相关程度高的电压电流数据,基于波动量法,根据电压电流变化量比值计算谐波阻抗。文献[23]根据系统和用户等值电路,推导回归方程,求解谐波阻抗。但典型波动量法与线性回归法的精度受到数据段波形稳定性、用户侧和系统侧谐波阻抗关系等影响,一方面,非注入式方法对数据稳定性要求很高,如果存在背景谐波波动,会影响估计精度。为了截取稳定的电压、电流数据进行阻抗估计,文献[24]提出了独立分量(independent component analysis, ICA)法,实现混合信号的分离,并结合混合寻优算法和分离信号一致性判断法,以降低解混后变量弱相关性带来的误差。文献[25]提出独立随机矢量法,假设在公共连接点(point of common coupling, PCC)处谐波电压与谐波电流呈现弱相关性,基于此假设进行阻抗估计,在一定程度上降低了背景谐波的影响。另一方面,阻抗估计的正确性,建立在用户侧谐波阻抗远大于系统侧谐波阻抗的前提下。随着新型配电网的建设,光储充等大量接入用户侧,电力电子设备的无源滤波器使得在调谐频率下,用户侧呈现低阻抗特性,上述假设前提可能不再成立。为解决上述问题,文献[26]在传统 ICA 基础上,将电压和电流分解为快速变化和缓慢变化的分量,考虑用户侧与系统侧的影响计算两侧阻抗。文献[27]提出稀疏 ICA,求解欠定盲源分离模型,进一步提升阻抗估计精度。文献[28]对 PCC 点谐波数据的相关性进行分析,筛选弱相关数据段,在用户侧阻抗并非远大于系统侧阻抗的场景下,实现准确的阻抗估计。但是,上述非注入式阻抗估计方法,适用于估计谐波幅值较高频次下的阻抗,上述文献一般为5次谐波等特征次频率的阻抗估计,谐波幅值较低时,非特征次谐波阻抗的估计精度仍有待提高,目前难以实现宽频阻抗估计。

注入式方法测量精度高、频带宽,但成本高,向系统注入扰动存在影响系统安全稳定运行的风险。非注入式方法可测量特征次谐波阻抗、成本低,但受背景谐波和应用场景影响大。实际工程中,如果能够综合两种方法的优点、避免其缺点,就能实现少注入、宽频带、低成本的阻抗估计,具有重要的工程应用价值。

为此,本文提出了一种注入式与非注入式协同

的逆变器阻抗估计方法。首先，提出基于数据-物理驱动的逆变器参数估计方法。基于典型物理结构的逆变器阻抗表达式，构建了逆变器控制参数和滤波参数的估计模型，应用注入式方法测量得到的大量历史阻抗数据，求解逆变器参数，解决实际工程中逆变器参数难以获取导致的阻抗估计不准确的问题。其次，提出动态阻抗聚类方法，基于求解的逆变器参数，将大量的历史阻抗测量数据聚类为典型工况下的代表性阻抗集合，支撑后续分工况的阻抗估计，有效提升了估计的准确度。然后，提出基于特征矩阵的逆变器阻抗估计方法。应用历史量测数据估计逆变器参数，建立特征矩阵进行特征匹配，实现仅依赖功率数据监测的非注入式阻抗估计，解决传统非注入阻抗估计法难以宽频化和易受扰的问题。最后，搭建并网逆变器仿真模型验证所提方法的有效性和准确性。

1 总体思路

本文提出的注入式与非注入式协同的逆变器阻抗估计方法，在逆变器并网运行时，基于注入式方法得到历史阻抗量测样本，求解逆变器参数，构建特征矩阵，在后期仅需利用电能质量监测装置获取的功率数据进行计算，可有效减少注入式方法的扰动影响，同时，通过特征匹配实现非注入式的宽频阻抗估计，分为3个步骤，如图1所示，其中橙色框代表来自注入式测量和非注入式测量的两类输入数据，蓝色框表示计算结果。

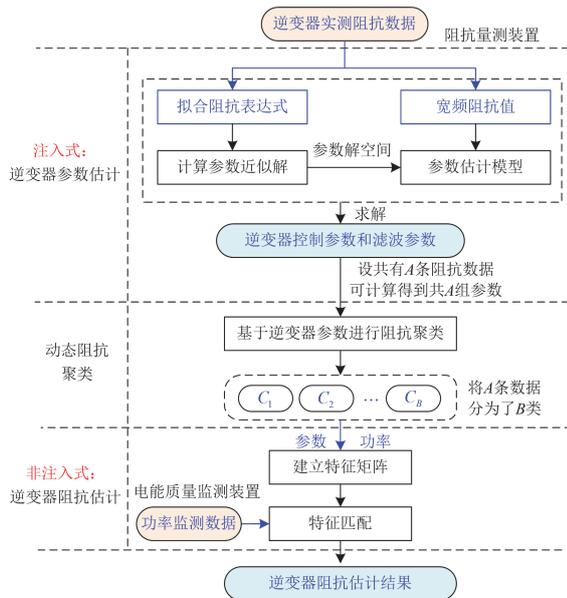


图1 注入式与非注入式协同的逆变器阻抗估计流程图

Fig. 1 Flowchart of inverter impedance estimation for synergistic injection and non-injection approaches

步骤 1：基于数据-物理驱动的逆变器参数估计。基于逆变器理论阻抗表达式，构建其参数估计模型，以注入式方法测得的逆变器历史阻抗数据为输入，求解逆变器控制参数和滤波参数，将其作为步骤 2 的输入数据。

步骤 2：动态阻抗聚类。基于逆变器参数，对测量得到的 A 条阻抗数据进行聚类，得到 B 类代表性阻抗，以各类代表性阻抗集合内的参数及输出功率作为步骤 3 特征矩阵的输入数据。

步骤 3：基于特征矩阵的逆变器阻抗估计。基于步骤 2 的输出数据建立特征矩阵，在阻抗量测装置(impedance measurement unit, IMU)撤除后，基于电能质量监测装置(power quality monitor, PQM)得到功率监测数据，与特征矩阵的功率特征进行匹配，实现非注入式的长期在线逆变器阻抗估计。

2 数据-物理驱动的逆变器参数估计方法

2.1 基于典型物理结构的逆变器阻抗表达

图 2 展示了单相并网逆变器的典型模型，左侧红框为逆变器模型，右侧蓝框为电网模型。电网等值为电压源 V_g 与电网阻抗串联的戴维南电路。逆变器模型主要包括与直流电源连接的变流元件和滤波元件，LCL 滤波和控制参数会影响阻抗特性^[29]。设直流侧电压 V_{dc} 恒定。在复频域中进行滤波和控制环节的分析，比例谐振控制器 $G_c(s)$ 进行电流环控制，控制环输出增益为 $K_{PWM} = 1/V_{dc}$ 。

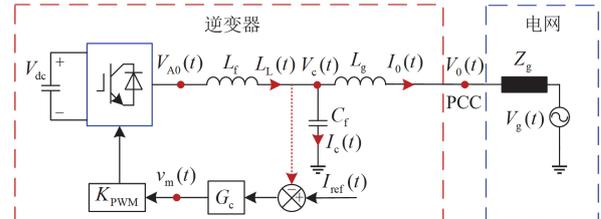


图 2 单相并网逆变器模型

Fig. 2 Single-phase grid-connected inverter model

1) 滤波回路

图 2 中逆变器交流侧电压 $V_{A0}(s)$ 为输出电压 $V_0(s)$ 、逆变器侧电感 L_f 电压、网侧电感 L_g 电压之和，即

$$V_{A0}(s) = sL_f I_L(s) + sL_g I_0(s) + V_0(s) \quad (1)$$

式中： s 为拉普拉斯算子； $I_L(s)$ 为电感电流； $I_0(s)$ 为输出电流。

根据滤波电容 C_f 所在支路的电容电压 $V_c(s)$ 与电容电流的关系，以及逆变器侧电感 L_f 所在支路的电容电压 $V_c(s)$ 与输出电压 $V_0(s)$ 的关系，将式(1)中

$I_L(s)$ 用 $V_0(s)$ 与 $I_0(s)$ 表示, 可推导 $V_{A0}(s)$ 为^[30]

$$V_{A0}(s) = sL_f(s^2L_gC_fI_0(s) + V_0(s)sC_f + I_0(s)) + sL_gI_0(s) + V_0(s) \quad (2)$$

2) 控制回路

交流侧电压 $V_{A0}(s)$ 与控制环调制电压 $V_m(s)$ 近似相等。因此, 交流侧电压可表示为

$$V_{A0}(s) = G_c(s)(I_{ref}(s) - I_L(s)) \quad (3)$$

式中: $I_{ref}(s)$ 为参考电流。

联立式(2)、式(3), 可得到输出电压 $V_0(s)$ 与输出电流 $I_0(s)$ 的关系式为

$$V_0(s)(s^2L_fC_f + 1) = I_0(s)(-s^3L_fL_gC_f - sL_f - sL_g - G_c(s)) + G_c(s)I_{ref}(s) \quad (4)$$

令式(4)中 $I_{ref}(s) = 0$, 可得到逆变器阻抗为

$$Z_0(s) = \frac{V_0(s)}{I_0(s)} \Big|_{I_{ref}(s)=0} \quad (5)$$

将式(5)表示为五阶表达式的形式, 如式(6)所示。

$$Z_0(s) = \frac{\sum_{\delta=0}^5 a_{\delta} s^{\delta}}{\sum_{\varepsilon=0}^4 b_{\varepsilon} s^{\varepsilon}} = \frac{N_0(s)}{D_0(s)} \quad (6)$$

式中: $N_0(s)$ 、 $D_0(s)$ 分别为分子、分母多项式; a_{δ} 、 b_{ε} 表示各阶系数; δ 、 ε 分别表示分子、分母的阶次。各阶系数包括 4 个逆变器控制参数 (k_i 、 k_p 、 ω_g 、 ω_{pr}) 和 3 个滤波参数 (L_f 、 L_g 、 C_f), 具体表达式如表 1。由式(5)可知, 逆变器阻抗即为关于 7 个控制参数和滤波参数的函数。在实际运行中, 由于电网条件^[31]、负载变化^[32]等原因, 逆变器通过自适应地调节滤波参数与控制参数, 确保其运行持续稳定且高效。

表 1 逆变器阻抗表达式系数

Table 1 Inverter impedance expression coefficients

系数	值	系数	值
a_0	$-k_p \omega_g^2$	b_0	ω_g^2
a_1	$-2k_p \omega_{pr} - 2k_i \omega_{pr} - L_f \omega_g^2 - L_g \omega_g^2$	b_1	$C_f k_p \omega_g^2 + 2\omega_{pr}$
a_2	$-C_f L_f L_g \omega_g^2 - k_p - 2L_f \omega_{pr} - 2L_g \omega_{pr}$	b_2	$C_f L_f \omega_g^2 + 2C_f k_i \omega_{pr} + 2C_f k_p \omega_{pr} + 1$
a_3	$-C_f L_f L_g \omega_g^2 - L_f - L_g - 2C_f L_g k_i \omega_{pr} - 2C_f L_f k_p \omega_{pr}$	b_3	$C_f k_p + 2C_f L_f \omega_{pr}$
a_4	$-C_f L_g k_p - 2C_f L_f L_g \omega_{pr}$	b_4	$C_f L_f$
a_5	$-C_f L_f L_g$	—	—

而实际工程中, 控制参数和滤波参数等是由逆变器厂家设置, 其通常为保密数据, 难以获取。已有注入式阻抗测量方法, 可以在扰动注入条件下, 获取实测阻抗数据。根据式(6)与表 1 可以发现, 逆变器阻抗可表示为关于控制参数和滤波参数的函数, 因此, 以实测阻抗数据估计难获取的逆变器参数是可行的。

2.2 基于实测阻抗数据的逆变器参数估计

现有基于实测阻抗数据进行逆变器参数估计时, 通常直接搭建参数估计优化模型, 但是寻优空间过大, 可能导致局部优化、求解速度慢等问题。事实上, 通过进行大量扰动注入, 可获取几十、上百条实测阻抗数据, 通过对每条阻抗数据拟合, 均可表示为式(6)的形式, 并可以等效为一个超定方程, 即初步求解的结果为近似解, 本文拟以该近似解作为基准, 缩小逆变器参数的解空间, 优化逆变器参数估计过程。本文提出的基于实测阻抗数据的逆变器参数估计方法, 主要包括 2 个步骤, 如图 3 所示。

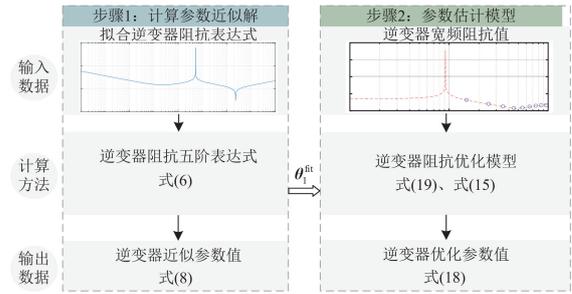


图 3 逆变器参数估计流程图

Fig. 3 Flowchart of inverter parameter estimation

1) 步骤 1: 计算逆变器参数近似解。基于拟合的逆变器阻抗表达式进行系数等效, 求解得到逆变器滤波参数和控制参数的近似解, 作为步骤 2 的约束条件, 缩小解空间。

2) 步骤 2: 构建逆变器参数估计模型。以阻抗实测值和计算值的差值最小为目标, 以参数合理的范围、步骤 1 的参数近似解等为参数约束条件, 进行逆变器参数估计。

2.2.1 计算逆变器参数近似解

在实际工程中, 通过 IMU 装置注入宽频扰动可在短时间内测得宽频阻抗^[20], 以式(6)所示阻抗表达式为拟合目标, 基于向量拟合算法^[33], 对测量的离散阻抗数据进行逼近, 得到拟合阻抗 $Z_{fit}(s)$ 表达式为

$$Z_{fit}(s) = \frac{\sum_{\delta=0}^{n_c} e_{\delta} s^{\delta}}{\sum_{\varepsilon=0}^{n_g} g_{\varepsilon} s^{\varepsilon}} \quad (7)$$

式中: n_e 、 n_g 为估计的阻抗表达式阶数, 本文以图 2 并网逆变器为例, 取 $n_e = 5$ 、 $n_g = 4$, 所提方法应用在其他类型逆变器时, n_e 和 n_g 的取值可以进行更新; e_δ 、 g_ε 表示各阶系数。

将式(6)与式(7)进行系数等效, 得到含 11 个方程、7 个未知参数的超定方程组, 求解超定方程组, 得到逆变器控制和滤波参数近似解 θ_1^{fit} , 如式(8)所示。

$$\theta_1^{\text{fit}} = [k_i \ k_p \ \omega_g \ \omega_{pr} \ L_f \ L_g \ C_f] \quad (8)$$

在进行后续参数估计时, 认为接近该近似解的参数值更趋于实际值, 以此缩小参数估计解空间。

2.2.2 构建逆变器参数估计模型

1) 目标函数

逆变器谐波阻抗模型的准确性可以由模型求解阻抗值与实际测量阻抗值的近似程度反映, 误差越小, 模型越准确。通过不断调整模型的参数, 最小化模型误差, 可使模型计算得到的阻抗值无限逼近真实阻抗值, 从而求得逆变器最优参数。本文基于此构建参数估计的目标函数, 如式(9)所示。

$$\min \sum_{k=1}^{n_f} \left| W(\omega_k) \left(Z_2^M(\omega_k) - \frac{N_0(\omega_k)}{D_0(\omega_k)} \right) \right|^2 \quad (9)$$

设考虑最高次谐波为 n_{\max} 次, 电力系统中多数情况仅考虑奇数次谐波, 则有 n_f 次的误差数据累加, 其中 $n_f = (n_{\max} - 1)/2$, 例如本文算例中考虑到第 19 次谐波, 则 $n_f = 9$ 。 $N_0(\omega_k)/D_0(\omega_k)$ 为参数优化集代入式(6)后, 求得的阻抗计算值。 $Z_2^M(\omega_k)$ 为阻抗实测值, $\omega_k = 2\pi f_1 \times (2k + 1)$, 其中 f_1 为电网基频, 例如 $Z_2^M(\omega_1)$ 代表实际测量到的 3 次(即 150 Hz)谐波阻抗。

$W(\omega_k)$ 是各次阻抗误差的权重, 将其定义为某次谐波电流含量占 $3 - n_{\max}$ 奇次谐波电流和的比值, 如式(10)所示, 其中, $I_{h,2k+1}$ 、 $I_{h,2y+1}$ 分别为实际测量时, 记录的第 $2k + 1$ 和 $2y + 1$ 次的谐波电流。

$$W(\omega_k) = \frac{I_{h,2k+1}}{\sum_{y=1}^{n_f} I_{h,2y+1}} \quad (10)$$

当各次谐波阻抗的计算值和实际值累积误差最小时, 即可求得逆变器参数最优解。

2) 约束条件

(1) 滤波电路约束条件

滤波电路包括逆变器侧电感 L_f 、网侧电感 L_g 、滤波电容 C_f 。滤波电路约束由各参数约束条件组成, 包括总电感约束、谐振频率约束、滤波电容约

束^[34-35], 如式(11)一式(13)所示。

$$\frac{V_{dc}}{4\sqrt{3}\Delta i_r f_{sw}} \leq L_f + L_g \leq \frac{\sqrt{V_{dc}^2/3 - E_m^2}}{\omega_0 I_m} \quad (11)$$

$$10f_1 \leq \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_f + L_g}{L_f L_g C_f}} \leq \frac{1}{2} f_{sw} \quad (12)$$

$$C_f \leq \frac{5\%P_N}{3\omega_0 V_g} \quad (13)$$

式中: Δi_r 为最大纹波电流; f_{sw} 为开关频率; E_m 为相电压峰值; I_m 为相电流峰值; ω_0 为基波角频率; f_1 为电网基频; P_N 为输出有功功率。

(2) 控制回路约束条件

控制参数的约束主要受逆变器运行稳定性约束, 当式(6)所示模型的极点均位于复平面的左半平面时, 认为逆变器稳定运行。

$$\text{Rm}(\text{Zero}(D(\theta_2^{\text{fit}}))) < 0 \quad (14)$$

式中: θ_2^{fit} 为逆变器参数优化值; $\text{Rm}(\cdot)$ 表示复数的实部; $\text{Zero}(\cdot)$ 表示使得式(6)中多项式 $D(\cdot)$ 为 0 的逆变器参数 θ_2^{fit} 的值。

(3) 近似解约束条件

上述为逆变器参数本身的约束条件。2.2.1 节中已得到逆变器参数近似解。该近似解由实测阻抗数据求得, 理论上应接近实际参数。但是由于拟合误差以及超定方程的特性, 该近似解与精确的逆变器参数相比存在一定的误差。本文以该近似解作为基准值, 设置参数变动范围, 以缩小解空间。

$$\theta_1^{\text{fit}}/k_s \leq \theta_2^{\text{fit}} \leq k_s \theta_1^{\text{fit}} \quad (15)$$

式中: k_s 为设定的参数最大变动范围。引入近似解约束可缩小寻优空间, 从而提升求解效率与精度。

2.2.3 参数优化的求解方法

含约束的优化问题, 通常可采用惩罚函数法、可行性规则、多目标优化方法和混合方法等策略对约束条件进行处理。可行性规则不需设置参数, 简单易行, 因此, 本文采用基于可行性规则的粒子群优化算法来求解所提模型, 其求解过程如下。

步骤 1: 根据式(8)的近似参数, 进行种群初始化, 粒子位置为式(8)中逆变器的各个待求参数。计算每个粒子的个体极值 $\mathbf{p}_{\text{Best},\eta}$ 和当前种群的全局极值 \mathbf{g}_{Best} 。

步骤 2: 根据 $\mathbf{p}_{\text{Best},\eta}$ 和 \mathbf{g}_{Best} 更新每个粒子的速度和位置, 如式(16)、式(17)所示。

$$\mathbf{v}_\eta(t+1) = u\mathbf{v}_\eta(t) + h_{c1}r_1(\mathbf{p}_{\text{Best},\eta}(t) - \mathbf{x}_{L,\eta}(t)) + h_{c2}r_2(\mathbf{g}_{\text{Best}}(t) - \mathbf{x}_{L,\eta}(t)) \quad (16)$$

$$\mathbf{x}_{L,\eta}(t+1) = \mathbf{x}_{L,\eta}(t) + \mathbf{v}_\eta(t+1) \quad (17)$$

式中: $\mathbf{v}_\eta(t+1)$ 为第 η 个粒子在 $t+1$ 次迭代的速度; $\mathbf{x}_{L,\eta}(t+1)$ 为第 η 个粒子在 $t+1$ 次迭代的位置; u 为惯性权重; h_{c1} 和 h_{c2} 为学习因子; r_1 和 r_2 为 $0\sim 1$ 之间的随机数。

步骤 3: 根据可行性规则, 再次更新 $\mathbf{p}_{\text{Best},\eta}$ 和 \mathbf{g}_{Best} 。

步骤 4: 重复步骤 2、步骤 3, 直至满足设定的迭代次数。

循环上述步骤, 最终得到使目标函数式(9)最小的解, 此时的解集, 即为最优的逆变器参数值, 表示为

$$\boldsymbol{\theta}_2^{\text{fit}} = [k_i k_p \omega_g \omega_{pr} L_r L_g C_r] \quad (18)$$

3 动态阻抗聚类方法

上述逆变器参数估计方法将单次测量得到的逆变器阻抗作为输入, 求得对应的一组逆变器参数。通常, 在采用 IMU 进行阻抗测量时, 需长时间、多工况测量, 以覆盖可能的负载工况, 全面获取逆变器不同运行状态或运行工况下的阻抗特性。设本次安装注入式阻抗量测装置后, 在测量周期内, 反复进行测试, 共测得了 A 组逆变器阻抗, 则可通过上述方法得到 A 组逆变器参数, 每组参数包含 7 个控制参数和滤波参数。

A 的数量大小, 主要由安装注入式阻抗量测装置后进行总体测量的时间 T_1 、完成单次全频带阻抗测量的时间 T_2 共同决定。在不间断工作情况下, 大致满足 $A = T_1 / T_2$ 。通过延长 T_1 , 可使测量周期内, 尽量包含逆变器所有的运行状态或运行工况; 而当 T_1 足够长时, 测量得到的 A 组阻抗值中, 也会包含相似工况下的阻抗值。本文提出动态阻抗的聚类方法, 将测得的 A 组阻抗值聚类为 B 组, 其中 $B \ll A$, 以 B 组的代表性阻抗来表征受测逆变器在所有可能工况下的阻抗值。应用获取的 B 组代表性阻抗, 可在撤除注入式阻抗量测装置后, 进行后续的非注入式阻抗估计。

以控制参数或滤波参数作为阻抗聚类的特征数据, 将 A 组阻抗值聚类为 B 组代表性阻抗值的具体步骤如下。

步骤 1: 特征数据筛选

由式(6)可知, 逆变器阻抗表达式由 7 个逆变器参数组成, 阻抗对于 7 个参数的灵敏性不同, 在进行阻抗聚类前, 可先通过专家经验筛选关键参数, 提升聚类速度与准确性。针对本文的控制策略, 根据文献[30], 灵敏参数为控制参数 k_p 、 ω_g 与滤波参数 L_r 、

L_g 、 C_r 。因此, 本文选择上述 5 个参数作为特征参数, 其他控制策略下, 灵敏参数可能不同, 可根据具体策略进行选择。

步骤 2: 聚类中心选择

设逆变器有 p 种运行状态或运行工况, 从 A 组逆变器阻抗特征中, 任选其中 p 组特征作为各类的聚类中心, 第 m 个聚类中心 $\boldsymbol{\theta}_{z,m}$ 可由式(19)表示。

$$\boldsymbol{\theta}_{z,m} = [k_p \omega_g L_r L_g C_r] \quad (19)$$

式中: $m = \{1, 2, \dots, p\}$, 其中, $p = 2, 3, \dots, A$ 。在执行步骤 2 时, p 值随着循环次数, 依次加 1, 执行多次计算后, 比较不同 p 值下的聚类效果, 以确定最优 p 值。

步骤 3: 阻抗聚类

采用欧式距离(Euclidean distance, ED)法计算各组特征的相似程度, 以进行特征聚类。假设 $\boldsymbol{\theta}_{z,1}$ 、 $\boldsymbol{\theta}_{z,2}$ 是两组逆变器阻抗特征, 则两组特征的 ED 为

$$d_{\text{ED}}(\boldsymbol{\theta}_{z,1}, \boldsymbol{\theta}_{z,2}) = \sqrt{\sum_{\xi=1}^5 (\boldsymbol{\theta}_{z,1}^\xi - \boldsymbol{\theta}_{z,2}^\xi)^2} \quad (20)$$

式中: ξ 表示控制参数和滤波参数的 5 个特征数据的计数。

依次计算各个聚类中心的逆变器阻抗特征与其余阻抗特征的 ED, 根据 ED 进行阻抗聚类^[36]。

步骤 4: 聚类中心调整

在步骤 3 阻抗聚类后, 需要计算新的聚类中心, 使得每个簇的 ED 之和最小。新的聚类中心, 如式(21)所示。

$$\boldsymbol{\theta}_{C_i} = \frac{1}{N_{C_i}} \sum_{C_i} \mathbf{x}_{C_i} \quad (21)$$

式中: $\boldsymbol{\theta}_{C_i}$ 为 C_i 簇对应的新的聚类中心; \mathbf{x}_{C_i} 为 C_i 簇内的阻抗特征; N_{C_i} 为 C_i 簇内的阻抗曲线数量。其中, $\boldsymbol{\theta}_{C_i}$ 为计算得到的聚类中心, 并非某真实阻抗曲线对应的特征。

根据新的聚类中心, 重复步骤 3 和步骤 4, 直到相邻两次计算得到的聚类中心 ED 小于设定阈值, A 组阻抗特征的聚类完成, 将其分为 p 组代表性阻抗。

步骤 5: 逆变器运行状态数计算

为了得到逆变器运行状态数, 本节引入轮廓系数(silhouette coefficient, SC)^[31]。SC 是一种用于评估聚类质量的指标, 能够判断聚类结果的紧密度和分离度, SC 值越接近 1, 聚类结果越合理。令运行状态数 $p = 2, 3, \dots, A$, 计算各 p 值下聚类结果的 SC, 当 SC 最接近 1 时, 对应 p 的取值为逆变器最可能的运行状态数, 即代表性阻抗集合的数量。SC 可通过

式(22)、式(23)计算得到。

$$S_{h,\gamma} = \frac{b_{h,\gamma} - a_{h,\gamma}}{\max(a_{h,\gamma}, b_{h,\gamma})} \quad (22)$$

$$S_{SC} = \frac{1}{N_{SC}} \sum_{\gamma=1}^{N_{SC}} S_{h,\gamma} \quad (23)$$

式中: $S_{h,\gamma}$ 为第 γ 个阻抗特征的轮廓值; $a_{h,\gamma}$ 为内聚度, 表示第 γ 个阻抗特征与所在簇内其他阻抗特征的 ED; $b_{h,\gamma}$ 为分离度, 表示第 γ 个阻抗特征与所在簇外其他簇的阻抗特征的最小平均 ED; S_{SC} 为最终计算的整个阻抗特征的 SC 值; N_{SC} 表示测量的阻抗特征组数, $N_{SC} = A$ 。

步骤 6: 识别结果

假设步骤 5 计算得到代表性阻抗集合的数量 B , 即可将 A 组逆变器阻抗曲线聚类为 B 类, 从而实现逆变器动态阻抗聚类, 如式(24)所示。

$$C = \{C_1, \dots, C_i, \dots, C_B\} \quad (24)$$

式中: C_i 为聚类后的簇, 代表第 i 组代表性阻抗集合。各阻抗集合的逆变器参数、功率等特征, 用于构建第 4.2 节的特征矩阵。

4 基于特征矩阵的逆变器阻抗估计

4.1 阻抗估计的必要性与思路

在关注节点安装注入式 IMU, 获取实时阻抗值, 是研究风电场^[38]、铁路^[39]等场景的宽频振荡、谐振风险等问题的有效方法。但是, 注入式阻抗量测装置的本质是持续向系统注入扰动功率, 不仅存在影响系统安全稳定的风险, 也没有必要在获取全部可能阻抗值后长期运行、持续注入扰动。本文方法基于可获取的代表性阻抗, 应用常规监测可得功率数据进行阻抗估计, 即充分应用先验数据的遍历优势, 在后期实现低成本、无扰动注入的阻抗准确估计。

将注入式量测得到的 A 条阻抗数据, 聚类为 B 组代表性阻抗, 各组内的阻抗数据具有相似特性。而相似的阻抗特性是由逆变器相似的运行工况所决定, 相似的运行工况往往呈现为大致相同的输出功率。所以, 本文在 IMU 撤除后, 将常规监测装置(例如电能质量监测装置 PQM)测得的功率与 B 组代表性阻抗下的功率特征进行匹配, 找到与实时功率特征最接近的第 i 组代表性阻抗的功率特征, 将第 i 组代表性阻抗的逆变器参数代入式(6)进行计算, 即可实现逆变器阻抗估计。

4.2 建立特征矩阵

基于以上分析结果, 本节提出逆变器阻抗特征

矩阵构建方法, 以刻画代表性阻抗的特性, 主要包括逆变器参数以及功率数据。

1) 参数特征

因测量误差等原因, 应用同一组代表性阻抗集合内的各条阻抗曲线, 计算得到的逆变器参数存在一定偏差, 为减小测量误差的影响, 本节以每个代表性阻抗集合内逆变器参数均值来表示该集合的逆变器参数, 则第 i 组代表性阻抗集合下的逆变器参数, 可通过式(21)计算其均值, 用 $\theta_{avg}^{C_i}$ 表示。

2) 功率特征

如前文所述, 完成单次全频带阻抗测量的时间为 T_2 , 在测量时段内可获取 N_{T_2} 个功率采样值, 那么对于第 i 组阻抗集合中的共 N_{C_i} 条阻抗曲线, 可得 $N_{C_i} \times N_{T_2}$ 个功率采样值。理论上, 同一个阻抗集合内的数据是在逆变器相似工况下产生, $N_{C_i} \times N_{T_2}$ 个功率采样值应该在某一有限范围内波动, 本文采用正态分布来表示该阻抗集合下的功率波动情况, 如式(25)所示。

$$F_{P_{1,i}}(x_{P1}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_i} e^{-\frac{(x_{P1,i} - \mu_i)^2}{2\sigma_i^2}} \quad (25)$$

式中: $x_{P1,i}$ 表示第 i 组阻抗集合内共 $N_{C_i} \times N_{T_2}$ 个功率采样值; μ_i 、 σ_i 分别表示阻抗集合内功率数据的均值与标准差。

3) 特征矩阵

将参数特征 $\theta_{avg}^{C_i}$ 和式(25)的功率特征数据构建为特征矩阵形式, 表征通过注入式方法获得的所有历史阻抗测量数据的遍历特性, 如式(26)所示。

$$H = \begin{bmatrix} \theta_{avg}^{C_1} & \mu_{P,1} & \sigma_{P,1} & \mu_{Q,1} & \sigma_{Q,1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \theta_{avg}^{C_i} & \mu_{P,i} & \sigma_{P,i} & \mu_{Q,i} & \sigma_{Q,i} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \theta_{avg}^{C_B} & \mu_{P,B} & \sigma_{P,B} & \mu_{Q,B} & \sigma_{Q,B} \end{bmatrix} \quad (26)$$

式中: H 为 $B \times 11$ 的特征矩阵, 第 i 行元素代表第 i 组阻抗集合的特性, 其中前 7 列元素由 $\theta_{avg}^{C_i}$ 表示, 代表该集合的逆变器参数; 后 4 列元素代表逆变器在第 i 组代表性阻抗集合内有功和无功的分布特性; $\mu_{P,i}$ 、 $\mu_{Q,i}$ 和 $\sigma_{P,i}$ 、 $\sigma_{Q,i}$ 分别表示第 i 组阻抗集合内的有功功率和无功功率的均值和标准差。

4.3 逆变器阻抗估计方法

在 IMU 退出后, 通过 PQM 可测得实时的逆变器功率数据, 将该实时功率数据与特征矩阵中的功率特征进行匹配, 可提取当前时刻逆变器的参数,

从而实现非注入式逆变器阻抗估计。本文提出的逆变器阻抗估计方法具体步骤如下。

步骤 1: 设定阻抗估计的时间尺度。

设 PQM 装置进行功率量测的步长为 T_3 ; 根据用户或电网需求, 设阻抗估计的时间步长为 T_4 , 则每次进行计算的功率采样点数量为 M , 如式(27)所示。

$$M = \frac{T_4}{T_3} \quad (27)$$

步骤 2: 识别功率数据的多工况特性。

在一个计算周期 T_4 内, 可能出现逆变器工况变化的情况, 使得该测量周期内的 M 个功率数据实际属于两个或多个逆变器运行工况。为有效识别上述情况, 本文基于高斯混合模型(Gaussian mixture model, GMM)应用实测功率数据构建概率分布曲线, 通过求解多个均值与标准差, 实现多运行工况的识别, 如式(28)所示。

$$F_{P_2}(x) = \sum_{j=1}^{N_{P_2}} \alpha_j F_{P,j}(x_{P_2} | \mu_{M,j}, \sigma_{M,j}), \quad \sum_{j=1}^{N_{P_2}} \alpha_j = 1 \quad (28)$$

式中: N_{P_2} 为工况数; x_{P_2} 为 T_4 时段内测得的功率数据; α_j 为加权系数; $F_{P,j}$ 为第 j 个工况的正态分布函数; $\mu_{M,j}$ 、 $\sigma_{M,j}$ 分别为 M 个功率数据中的第 j 个工况下的均值和标准差。其中, x_{P_2} 为输入功率数据, α_j 、 $\mu_{M,j}$ 、 $\sigma_{M,j}$ 为待求解量, 可通过文献[40]所提方法进行求解。

步骤 3: 特征匹配。

步骤 2 得到的一组或多组均值和标准差, 代表不同运行工况下逆变器的功率特征, 如式(29)所示。

$$\lambda_j = \{\mu_{M,j}, \sigma_{M,j}\}, \quad j = 1, 2, \dots, N_{P_2} \quad (29)$$

式中: λ_j 表示 M 个功率数据对应的第 j 个功率特征。式(29)中均值与标准差的 95%置信区间分别如式(30)、式(31)所示。

$$D_{\mu,j} = [\mu_{M,j} - 1.96 \frac{\sigma_{M,j}}{\sqrt{n_{M,j}}}, \mu_{M,j} + 1.96 \frac{\sigma_{M,j}}{\sqrt{n_{M,j}}}] \quad (30)$$

$$D_{\sigma,j} = \left[\frac{\sqrt{n_{M,j}} - 1 \sigma_{M,j}}{\sqrt{\chi_{\beta/2}^2(n_{M,j} - 1)}}, \frac{\sqrt{n_{M,j}} - 1 \sigma_{M,j}}{\sqrt{\chi_{1-\beta/2}^2(n_{M,j} - 1)}} \right] \quad (31)$$

式中: $D_{\mu,j}$ 与 $D_{\sigma,j}$ 分别为测量得到的 M 个功率数据中第 j 个工况的均值与标准差的 95%置信区间; $n_{M,j}$ 为第 j 个工况的样本数量, 根据式(28), $n_{M,j} = \alpha_j \times M$; χ^2 为卡方分布; β 为显著性水平, 求解 95%置信区间时, $\beta = 0.05$ 。

将式(26)特征矩阵中第 8—11 列的功率特征数

据与式(30)、式(31)的 95%置信区间进行匹配, 若特征矩阵中第 i 个代表性阻抗集合的功率特征数据 $\mu_i \in D_{\mu,j}$ 且 $\sigma_i \in D_{\sigma,j}$, 即可认为第 j 个工况下的逆变器阻抗可归类为第 i 个代表性阻抗集合。

此时, 若特征矩阵中多行功率特征数据同时处于第 j 个工况的 95%置信区间中, 可基于式(20), 计算第 j 个工况的功率特征 λ_j 与特征矩阵中功率特征数据的 ED, 将第 j 个工况归类于 ED 最小的代表性阻抗集合。

步骤 4: 阻抗估计。

特征匹配后得到 M 个功率数据分别对应的代表性阻抗集合, 从而定位到式(26)特征矩阵的对应行, 提取特征矩阵中该行第 1—7 列的参数, 代入式(6)逆变器阻抗表达式, 即可实现当前运行状态下的逆变器阻抗估计。

5 算例分析

5.1 系统模型与关键参数

1) 系统信息

本文在 MATLAB/Simulink 平台搭建逆变器并网模型, 验证所提方法的有效性和适用性。模型如图 4 所示, 包括并网逆变器、注入式阻抗量测装置及公用电网。根据文献[30]搭建并网逆变器模型, 其中控制策略为图 2 模型的控制策略, 直流侧电压 $V_{dc} = 800$ V, 开关频率 $f_{sw} = 5$ kHz, 其他内容此处不再赘述。应用文献[20]所提扰动信号注入方法, 快速测量逆变器阻抗。公用电网建模为电压源和系统阻抗串联。

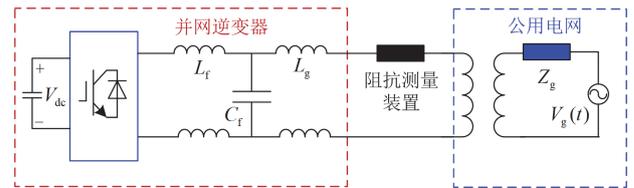


图 4 逆变器并网模型示意图

Fig. 4 Schematic diagram of inverter grid-connected model

2) 参数信息与运行状态设置

在并网逆变器实际运行过程中, 电网阻抗、非线性负载、输出功率等呈现时变特性, 以上情况在电能质量监测下, 均体现为逆变器输出电压、电流的变化。本文以短路比(short circuit ratio, SCR)的变化来表征上述时变特性。

设 SCR 在 3~15 之间随机变化。改变逆变器参数, 设置 9 种逆变器运行状态, 如表 2 所示。9 种运行状态下, SCR 均在设定范围内, 且并网点电能质量符合要求。

3) 生成阻抗数据

进行阻抗测量时,注入频率为1~10 000 Hz、幅值为6 V的正弦扰动信号。针对上述9种运行状态,每一种运行状态测量10次逆变器阻抗,以减小逆变器阻抗测量误差对结果的影响,共得到90组阻抗量测数据。

表2 逆变器滤波器和控制器参数

Table 2 Inverter filter and controller parameters

状态	k_p	k_i	ω_g	ω_{pr}	L_f/mH	L_g/mH	$C_f/\mu F$
1	5	400	314	1	18	0.9	5
2	5	400	314	1	18	0.9	10
3	5	600	314	1	18	0.9	10
4	15	400	314	1	25	0.9	5
5	15	600	314	1	25	0.9	5
6	15	400	314	2	25	0.9	5
7	20	400	314	1	18	0.9	20
8	20	600	314	2	18	0.9	20
9	20	600	314	1	18	0.9	20

5.2 结果 1: 参数估计

1) 参数估计结果

运用所提参数估计方法,基于90组阻抗数据与推导的阻抗表达式,构建式(9)所示的目标函数,计算上述9种运行状态下的逆变器参数,每组运行状态下计算得到10组参数,共90组参数。

本文以每种运行状态下10组参数的平均值代表估计结果,如图5所示。

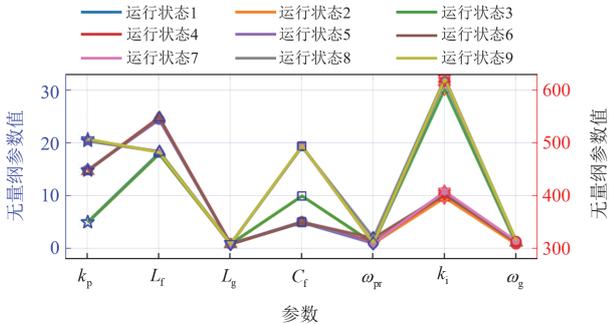


图5 参数估计结果

Fig. 5 Parameter estimation results

以无量纲参数值作为结果展示,不考虑参数单位。因7个参数数值大小存在一定差距,故采用双坐标;其中有5个参数以蓝色纵坐标表示,分别为五角星表示的 k_p 、上三角形表示的 L_f 、下三角形表示的 L_g 、正方形表示的 C_f 以及菱形表示的 ω_{pr} ;有2个参数以红色纵坐标表示,分别为六角形表示的 k_i 以及圆形表示的 ω_g 。粗略观察图5中数据分布,可知9种运行状态的估计结果与表2状态设置的情

况相符。

参数估计的定量分析如表3所示。表中各元素分别为9种运行状态下的平均参数估计相对误差。

表3 参数估计相对误差

Table 3 Relative error of parameter estimation

状态	k_p	k_i	ω_g	ω_{pr}	L_f	L_g	C_f	%
1	1.89	0.03	2.47	3.26	0.98	2.22	0.89	
2	0.1	0.81	1.82	0.54	0.04	0.4	0.04	
3	0.17	0.54	1.75	0.43	0.01	0.47	0.01	
4	0.9	1.1	0.66	2.68	0.36	0.75	0.46	
5	0.33	2.95	0.66	2	2.14	2.16	2.59	
6	1.57	1.06	0.65	0.55	0.67	1.41	0.78	
7	2.5	2.12	0.07	2.5	2.29	2.22	2.89	
8	2	2.89	0.03	3.06	2.56	1.11	3.12	
9	2.97	2.68	0.05	1.8	1.68	2.22	2.58	

其中,运行状态1的 ω_{pr} 参数的相对误差最大,为3.26%。主要由于该参数本身数值较小,进行相对误差计算时,分母较小;且根据第3节的分析,该参数对阻抗的影响不明显,在进行参数寻优时,对式(9)的目标函数最小化的贡献度较小,所以在参数估计时即使 ω_{pr} 参数存在一定误差,也能使目标函数最小化。由上述分析可知,在无噪声干扰的情况下,本文所提参数估计方法的精确性较高。

2) 所提方法抗噪分析

本节对噪声影响进行分析,对9种运行状态下3—19次共9个奇次谐波阻抗测量值添加25 dB的高斯白噪声,共生成90组新的阻抗数据。运用所提参数估计方法得到上述90组阻抗参数的相对误差,如表4所示。

表4 噪声干扰下的阻抗参数估计相对误差

Table 4 Relative error of parameter estimation under noise interference

状态	k_p	k_i	ω_g	ω_{pr}	L_f	L_g	C_f	%
1	2.12	0.11	1.47	1.31	1.28	1.29	5.11	
2	0.78	0.51	0.31	1.77	0.44	0.35	6.94	
3	0.61	0.56	0.19	1.69	1.74	1.35	5.06	
4	0.39	1.18	10.29	0.62	0.31	0.01	5.52	
5	0.96	3.11	10.39	0.71	0.38	0.58	2.76	
6	1.89	1.39	11.9	0.63	2.15	1.36	9.4	
7	7.28	2.26	9.43	0.16	3.93	2.28	7.32	
8	8.78	3.87	5.67	0.33	4.79	1.65	6.21	
9	6.81	3.82	3.96	0.12	4.39	0.03	5.57	

表4中9种运行状态下,除运行状态4、运行状态5及运行状态6的 ω_g 参数估计相对误差在10%

左右外, 其余所有运行状态的参数估计误差均在 10% 以下, 表明本文所提方法的抗干扰能力较强。

5.3 结果 2: 阻抗聚类

1) 聚类结果

表 2 所设 9 种运行状态下, 测量得到的 90 条阻抗曲线如图 6 所示。因逆变器参数的改变, 90 条阻抗曲线的谐振峰幅值、谐振点以及阻抗曲线的幅值均发生了一定程度的变化。

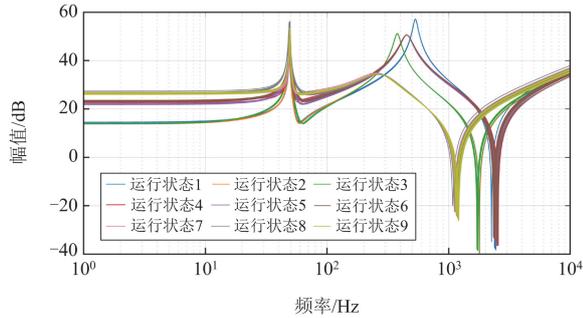


图 6 逆变器阻抗曲线

Fig. 6 Inverter impedance curve

90 条阻抗曲线中, 存在阻抗特性相似的曲线, 因此有必要将测量的阻抗聚类为几种代表性阻抗集合, 以表征逆变器所有可能工况下的阻抗值。基于所提动态阻抗聚类方法, 对上述 90 条阻抗曲线进行聚类。

图 7 为聚类的评价指标 SC, SC 越接近于 1, 表示聚类效果越好。

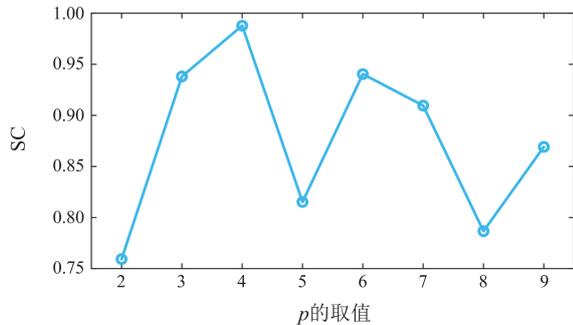


图 7 轮廓系数

Fig. 7 Silhouette coefficient

5.1 节通过改变逆变器参数设定 9 种初始运行状态, 因此设置逆变器最优运行状态数 $p = 2, 3, \dots, 9$ 分别进行聚类, 从图 7 中可以看出, 当 $p = 4$ 时, SC 值最接近于 1, 此时将逆变器 9 种运行状态聚类为 4 类代表性阻抗集合。

表 5 为 4 类代表性阻抗集合下阻抗谐振点的范围。由表 5 可知, 4 个阻抗集合的谐振点的差异主要集中于谐振点 2 和 3, 同一阻抗集合内的 3 个谐

振点处于同一范围内, 说明所提基于参数特征进行逆变器动态阻抗聚类的方法有效实现了相似阻抗特性的聚合。

表 5 代表性阻抗集合谐振点范围

Table 5 Resonant point range of representative impedance set

代表性阻抗集合	谐振点 1/Hz	谐振点 2/Hz	谐振点 3/Hz
集合 1	40~60	500~560	2190~2600
集合 2	40~60	350~390	1600~1870
集合 3	40~60	420~480	2190~2600
集合 4	40~60	210~310	970~1200

2) 方法对比

为验证动态阻抗聚类方法的适用性与正确性, 将本文所提方法与其他 2 种聚类方法进行比较, 如表 6 所示。

表 6 聚类方法对比

Table 6 Comparison of clustering methods

聚类方法	阻抗集合数	SC	时间复杂度	核心超参数个数
方法 1	4	0.9878	$O(N_z N_{clu} N_t)$	1
方法 2	9	0.9026	$O(N_z N_{clu} N_t)$	1
方法 3	4	0.9878	$O(N_z^2)$	2

其中, 方法 1、2、3 分别为本文所提方法、无特征筛选的 k-means 聚类方法、含特征筛选的基于密度的带噪声应用空间聚类(density-based spatial clustering of applications with noise, DBSCAN)。从阻抗集合数、SC、时间复杂度、超参数个数 4 个维度进行比较。相对比方法 2, 本文所提方法 1 将预设的 9 种运行状态聚类为 4 种代表性阻抗集合, SC 值为 0.9878, 代表各阻抗集合的内聚度小, 分离度大, 聚类准确。而方法 2 聚类结果为 9 类, 未能有效实现相似阻抗特性的聚合, 其 SC 值为 0.9026, 聚类准确性较低。对比方法 1 和方法 3, 两种方法都进行了特征筛选, 所以聚类结果一致, 都能实现有效聚合。一般情况下, 簇数 N_{clu} 与迭代次数可视为常数, 方法 1 的时间复杂度近似与样本个数 N_z 成正比, 而方法 3 的时间复杂度为 N_z^2 , 且方法 1 主要调整簇数一个超参数, 方法 3 需要调整临域半径、最小点数两个超参数。因此, 在保证聚类准确性的前提下, 本文方法计算简单、耗时短。

5.4 结果 3: 阻抗估计

5.4.1 功率特征匹配

在本文研究中, 假设逆变器只有 5.1 节所设的 9 种运行状态, 共 4 类代表性阻抗, 即通过前期的阻抗测量工作, 已经测得了逆变器所有可能的阻抗。

在注入式阻抗量测装置撤除后, 通过电能质量

监测装置测量功率数据，功率量测步长为 10 ms，每量测 4 s 进行一次阻抗估计。在计算周期 4 s 内，理想状态下只包含 1 类代表性阻抗，但可能在这 4 s 内发生了运行状态改变，使得计算周期内出现多类代表性阻抗，为验证本文功率特征匹配的适用性与准确性，本节设置 3 种场景，涉及 4 类代表性阻抗。

场景 1：运行状态 1(0~4 s)。

场景 2：运行状态 2(0~2 s)+运行状态 4(2~4 s)。

场景 3：运行状态 3(0~2 s)+运行状态 5(2~3 s)+运行状态 7(3~4 s)。

表 7 为 3 种场景下功率特征 λ 的计算值及其 95%置信区间。经计算，场景 1、2、3 各包含 1、2、3 个功率特征，与预设场景情况相符。

表 7 功率特征及其置信区间

Table 7 Power characteristics and confidence intervals

场景	λ_i	(μ, σ)	置信区间	
			μ	σ
1	λ_1	(211.52, 2.93)	(209.54, 213.49)	(2.8, 3.09)
2	λ_1	(287.97, 3.15)	(285.85, 290.09)	(3.01, 3.31)
	λ_2	(200.27, 1.73)	(199.1, 201.43)	(1.65, 1.82)
3	λ_1	(288.67, 3.09)	(286.58, 290.76)	(2.96, 3.26)
	λ_2	(199.77, 1.59)	(198.69, 200.83)	(1.52, 1.67)
	λ_3	(437.32, 2.07)	(435.92, 438.72)	(1.98, 2.18)

图 8 为功率匹配结果，橙色、绿色、黄色、蓝色圆点分别代表阻抗集合 1—4。紫色、绿色、红色矩形框分别代表场景 1—3。根据图 8 中矩形框与圆点的匹配情况可知，场景 1 匹配结果为阻抗集合 1，场景 2 匹配结果为阻抗集合 2、3，场景 3 匹配结果为阻抗集合 2、3 和 4。上述结论与预设场景相符，证明本文功率匹配方法即便在计算周期内出现了运行状态变化的情况，也能够准确估计逆变器阻抗，具有较强的鲁棒性。

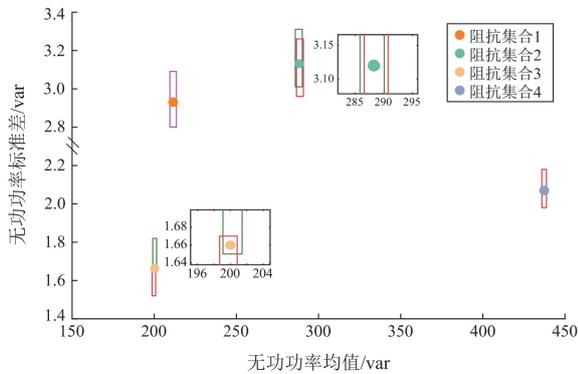


图 8 功率匹配结果

Fig. 8 Power matching results

5.4.2 阻抗估计结果

1) 误差指标定义

为验证本文所提阻抗估计方法的准确性，算例采用基于平均值的归一化均方根误差(normalized root mean squared error, NRMSE)来衡量估计阻抗曲线与理论阻抗曲线的拟合准确率，其百分比形式如式(32)所示。

$$F_{fit} = 100 \times \left(1 - \frac{\sqrt{\frac{1}{n_{fit}} \sum_{d=1}^{n_{fit}} (Z_{dis,d} - Z_{ref,d})^2}}{\bar{Z}_{ref}} \right) \quad (32)$$

式中： F_{fit} 为准确率， F_{fit} 越接近于 100 表示拟合程度越高； n_{fit} 为离散阻抗值数，算例频率范围为 1~10 000 Hz，共 50 000 个阻抗值； $Z_{dis,d}$ 为估计的第 d 个离散阻抗值； $Z_{ref,d}$ 为第 d 个理论的离散阻抗值； \bar{Z}_{ref} 为理论的离散阻抗值平均值。

2) 方法对比

将 5.4.1 节中匹配的代表性阻抗集合内的逆变器参数代入阻抗表达式(6)，即可得到逆变器阻抗。因篇幅限制，且 3 种场景的阻抗估计方法相同，故本节以场景 1 的阻抗估计结果为例进行分析。

图 9 为场景 1 的阻抗估计结果，方法一为本文所提阻抗估计方法，方法二为文献[20]所提的注入式方法，方法三为文献[26]所提的非注入式方法，因为非注入式方法只能计算特征次谐波阻抗，故本文在估计得到 3—19 次奇次谐波阻抗后，拟合得到阻抗曲线，用以进行后续稳定性分析。 $F_{fit,1}$ — $F_{fit,3}$ 分别为方法一、二和三的准确率， $F_{fit,3M}$ 为方法三测量得到的 9 个奇次谐波阻抗的准确率。

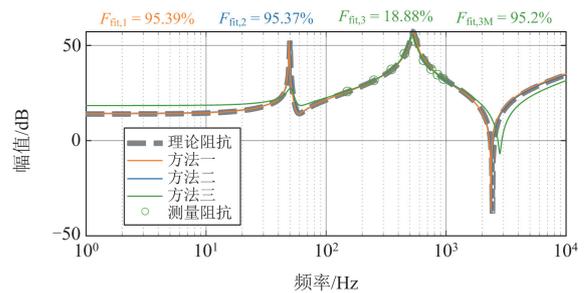


图 9 场景 1 阻抗估计结果

Fig. 9 Impedance estimation results in Scenario 1

由图 9 可知，方法一与方法二的准确率均在 95%以上，证明本文所提阻抗估计方法能保持与注入式方法相当的准确率。本文的阻抗估计仅需前期进行注入式测量，在后期只需通过电能质量监测装置获取功率数据进行相关计算，可实现少注入、高

精度的测量。

方法三测量的奇次谐波阻抗准确率为 95.2%，但拟合得到全频带阻抗时的准确率仅为 18.88%，这是因为特征次谐波频率与另外两个谐振点的频率 (43 Hz、2300 Hz) 差距过大，导致拟合误差较大。本文方法 1，通过历史阻抗量测数据构建特征矩阵，将非注入全频带阻抗估计的准确率从 18.88% 提高到了 95.39%，极大地提升了非注入式全频带阻抗估计的准确性。

6 结论

本文提出了一种注入式与非注入式协同的逆变器阻抗估计方法，实现了少注入、宽频带、低成本的长期阻抗在线估计，具有重要的工程应用价值，得到以下结论。

1) 所提数据-物理驱动的逆变器参数估计方法，以注入式阻抗量测的历史数据为输入，求解最优逆变器参数，在无噪声干扰情况下，所有参数的相对估计误差控制在 4% 范围内，其中误差最大的为运行状态 1 的控制参数 ω_{pr} ，估计误差为 3.26%。在噪声干扰下，大部分参数的估计误差在 10% 以内，证明所提参数估计方法适应能力强、估计精度高，具有较高的工程实用性。

2) 所提动态阻抗聚类方法，实现了相似阻抗特性的聚类，针对算例中设置 9 种不同运行状态，仿真得到的 90 条阻抗曲线可有效聚类为 4 个代表性阻抗集合，便于分工况的阻抗估计，提升阻抗估计的准确性。

3) 所提基于特征矩阵的逆变器阻抗估计方法，充分利用注入式先验数据，实现非注入式的阻抗估计，仿真验证在多工况切换的场景下，仍能准确估计逆变器阻抗，以本文所设场景 1 为例，本文方法准确率为 95.39%，且只需注入一次扰动。相比注入式方法与传统非注入式方法，本文所提方法准确率高、对系统影响小，具有较高的应用价值。

参考文献

- [1] 王立强, 陶军, 阿敏夫, 等. 抑制新能源并网系统谐振的逆变器阻抗适配支路参数设计方法[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(11): 74-83.
- WANG Liqiang, TAO Jun, A Minfu, et al. Parameter design method for the impedance adaptation branch of an inverter to suppress resonance in new energy grid-connected systems[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(11): 74-83.
- [2] 方健, 李辉. 基于状态重构谐振扩张状态观测器的 LCL 型并网逆变器电流控制策略研究[J]. 发电技术,

- 2024, 45(1): 170-179.
- FANG Jian, LI Hui. Research on current control strategy of the LCL-type grid-connected inverter based on state reconfiguration with quasi resonant-extended state observer[J]. Power Generation Technology, 2024, 45(1): 170-179.
- [3] 高鹏飞, 郑铭哲, 郭磊磊, 等. 基于滑模观测器的 LCL 型并网逆变器鲁棒预测控制研究[J]. 智慧电力, 2023, 51(1): 54-60, 93.
- GAO Pengfei, ZHENG Mingzhe, GUO Leilei, et al. Robust predictive control of grid-connected inverter with LCL filter based on sliding mode observer[J]. Smart Power, 2023, 51(1): 54-60, 93.
- [4] 陈林, 徐永海, 王天泽, 等. 弱电网下计及背景谐波的多并网逆变器阻抗重塑谐振抑制方法[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(1): 59-72.
- CHEN Lin, XU Yonghai, WANG Tianze, et al. Resonance suppression method for multiple grid-connected inverters with impedance remodeling with background harmonics in a weak power grid[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(1): 59-72.
- [5] 刘道兵, 樊煜, 李世春. 基于改进金枪鱼优化粒子滤波算法的谐波估计[J]. 电网与清洁能源, 2023, 39(4): 37-46.
- LIU Daobing, FAN Yu, LI Shichun. Harmonic estimation based on improved tuna optimization particle filter algorithm[J]. Power System and Clean Energy, 2023, 39(4): 37-46.
- [6] 肖泽坤, 涂春鸣, 肖凡, 等. 基于 SVG 主动调控的弱电网下 VSG 并网系统稳定性提升方法[J]. 供用电, 2023, 40(5): 25-33.
- XIAO Zekun, TU Chunming, XIAO Fan, et al. Stability improvement method of VSG grid-connected system under weak current network based on SVG active regulation[J]. Distribution & Utilization, 2023, 40(5): 25-33.
- [7] 陈博, 曾成碧, 苗虹. 提高并网逆变器在弱电网下稳定性的虚拟阻抗附加相角补偿控制[J]. 电测与仪表, 2023, 60(2): 132-137.
- CHEN Bo, ZENG Chengbi, MIAO Hong. Virtual impedance additional phase angle compensation control to improve the stability of grid-connected inverter in weak grid[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2023, 60(2): 132-137.
- [8] 岳菁鹏, 安然然, 高家元, 等. 基于电流正负反馈环效应的弱电网下并网逆变器稳定性分析[J]. 电网技术, 2023, 47(6): 2423-2433.
- YUE Jingpeng, AN Ranran, GAO Jiayuan, et al. Stability analysis of grid-connected inverter based on current positive and negative feedback loop effects under weak

- grid[J]. Power System Technology, 2023, 47(6): 2423-2432.
- [9] WEN B, BOROYEVIVH D, BURGOS R, et al. Analysis of D-Q small-signal impedance of grid-tied inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(1): 675-687.
- [10] 肖垒, 蔺红. 直驱风电场经交流并网系统 dq 阻抗模型及稳定性分析[J]. 电测与仪表, 2023, 60(12): 65-70.
XIAO Lei, LIN Hong. DQ impedance model and stability analysis of direct-drive wind farm via AC grid-connected system[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2023, 60(12): 65-70.
- [11] 李元昊, 王新环, 李孟奇. 基于新型锁相环下并网逆变器的优化控制策略[J]. 供用电, 2024, 41(9): 107-116.
LI Yuanhao, WANG Xinhuan, LI Mengqi. Optimal control strategy of grid connected inverters based on a novel phase-locked loop[J]. Distribution & Utilization, 2024, 41(9): 107-116.
- [12] 王赞程, 陈新, 陈杰, 等. 基于谐波线性化的三相 LCL 型并网逆变器正负序阻抗建模分析[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(21): 5890-5898, 6033.
WANG Yuncheng, CHEN Xin, CHEN Jie, et al. Analysis of positive-sequence and negative-sequence impedance modeling of three-phase LCL-type grid-connected inverters based on harmonic linearization[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(21): 5890-5898, 6033.
- [13] CESPEDES M, SUN Jian. Impedance modeling and analysis of grid-connected voltage-source converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(3): 1254-1261.
- [14] 陈杰, 闫震宇, 赵冰, 等. 下垂控制三相逆变器阻抗建模与并网特性分析[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(16): 4846-4856, 4986.
CHEN Jie, YAN Zhenyu, ZHAO Bing, et al. On the impedance modelling and grid-connected characteristics of the three-phase droop controlled inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(16): 4846-4856, 4986.
- [15] LIU Zipeng, LIU Jinjun, LIU Zeng. A sampling optimized method for frequency response measurement in power electronics systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(7): 8447-8464.
- [16] 潘鹏宇, 胡海涛, 肖冬华, 等. 高速列车变流器“扫频式”DQ 阻抗测量中的频率耦合干扰机理及抑制策略[J]. 电工技术学报, 2022, 37(4): 990-999, 1009.
PAN Pengyu, HU Haitao, XIAO Donghua, et al. Frequency coupling interference mechanism and suppression strategy for frequency-sweeping-based DQ impedance measurement of high-speed train converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(4): 990-999, 1009.
- [17] PAN Pengyu, HU Haitao, XIAO Donghua, et al. An improved controlled-frequency-band impedance measurement scheme for railway traction power system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(3): 2184-2195.
- [18] 潘鹏宇, 宋依桐, 何正友. 可控测量频带的牵引供电系统频域阻抗测量方法[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(18): 5399-5405, 5587.
PAN Pengyu, SONG Yitong, HE Zhengyou. Impedance measurement for traction power system at the controlled frequency band[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(18): 5399-5405, 5587.
- [19] ZHONG Peijun, SUN Jianjun, QU Lifeng, et al. An improved PRBS-injection-based grid impedance measurement method considering nonideal grid conditions[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(6): 6452-6456.
- [20] WANG Ying, TU Dajie, WANG Qing, et al. Multi-stage design method of broadband perturbation signal for impedance measurement[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2024, 73.
- [21] 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): 7408-7420.
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): 7408-7420.
- [22] 汤波, 林顺富, 陈光, 等. 居民配电网负荷谐波电流发射水平评估方法[J]. 电工技术学报, 2018, 33(3): 533-542.
TANG Bo, LIN Shunfu, CHNE Guang, et al. The harmonic current emission level of the residential loads in the distribution network[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(3): 533-542.
- [23] 张巍, 杨洪耕. 基于二元线性回归的谐波发射水平估计方法[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(6): 54-57.
ZHANG Wei, YANG Honggeng. A method for assessing harmonic emission level based on binary linear regression[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(6): 54-57.
- [24] 林顺富, 李育坤, 李寅, 等. 基于混合寻优算法及分离一致性判断的系统谐波阻抗估计[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(20): 106-116.
LIN Shunfu, LI Yukun, LI Yin, et al. Harmonic impedance estimation based on a hybrid optimization algorithm and separation consistency screening[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(20): 106-116.
- [25] HUI Jin, YANG Honggeng, LIN Shunfu, et al. Assessing utility harmonic impedance based on the covariance characteristic of random vectors[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2010, 25(3): 1778-1786.

- [26] ZHAO Xi, YANG Honggeng. A new method to calculate the utility harmonic impedance based on fastICA[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2016, 31(1): 381-388.
- [27] DING Tong, CHEN Hongkun, CHEN Lei, et al. Improved sparse component analysis for multi-point harmonic contribution evaluation under incomplete measurements[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2022, 37(5): 4019-4031.
- [28] SHU Qin, WU Yayue, XU Fangwei, et al. Estimate utility harmonic impedance via the correlation of harmonic measurements in different time intervals[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2020, 35(4): 2060-2067.
- [29] 孙沐紫, 马文忠, 王玉生, 等. 基于重复控制的 MMC 交直流阻抗建模与稳定性分析[J]. 电力系统保护与控制, 2025, 53(2): 163-175.
- SUN Muzi, MA Wenzhong, WANG Yusheng, et al. Impedance modeling and stability analysis of MMC AC/DC system based on repetitive control[J]. Power System Protection and Control, 2025, 53(2): 163-175.
- [30] IAN P G, FREDRICK M M, HENDRIK J V. Parameter estimation of a grid-tied inverter using in situ pseudo-random perturbation sources[J]. Energies, 2023, 16(3).
- [31] 高家元, 黄帅, 姜飞, 等. 弱电网下基于比例权重的控制环参数自适应调整并网逆变器稳定性提升方法[J]. 电工技术学报, 2024, 39(24): 7846-7859.
- GAO Jiayuan, HUANG Shuai, JIANG Fei, et al. Stability improvement method of grid-connected inverter based on proportional weight control loop parameters adaptive adjustment under weak grid[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(24): 7846-7859.
- [32] 李雪萍, 王自力, 陈燕东, 等. 基于虚拟惯量模糊自适应的新能源逆变器频率主动支撑策略[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(20): 25-37.
- LI Xueping, WANG Zili, CHEN Yandong, et al. Active frequency support strategy for new energy inverters based on virtual inertia fuzzy adaptive control[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(20): 25-37.
- [33] GUSTAVSEN B. Improving the pole relocating properties of vector fitting[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2006, 21(3): 1587-1592.
- [34] 黄亦欣, 汤亚芳, 于淼, 等. 并网逆变器 LCL 滤波器的参数优化设计[J]. 电测与仪表, 2019, 56(12): 85-89.
- HUANG Yixin, TANG Yafang, YU Miao, et al. Parameter optimization design of grid-connected inverter LCL filter[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2019, 56(12): 85-89.
- [35] 刘建锋, 李美玉, 余光正, 等. 考虑 VSC 系统谐波稳定条件下的 LCL 滤波器参数优化设计方法[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(13): 80-90.
- LIU Jianfeng, LI Meiyu, YU Guangzheng, et al. Optimization design method of LCL filter parameters considering harmonic stability of VSC system[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(13): 80-90.
- [36] 刘思, 李林芝, 吴浩, 等. 基于特性指标降维的日负荷曲线聚类分析[J]. 电网技术, 2016, 40(3): 797-803.
- LIU Si, LI Linzhi, WU Hao, et al. Cluster analysis of daily load curves using load pattern indexes to reduce dimensions[J]. Power System Technology, 2016, 40(3): 797-803.
- [37] 宣文博, 李慧, 柳璐, 等. 考虑深度嵌入聚类多场景的城市输电网规划综合评估方法[J]. 智慧电力, 2023, 51(5): 36-43.
- XUAN Wenbo, LI Hui, LIU Lu, et al. Comprehensive evaluation method for urban transmission power grid planning considering multi-scenarios based on deep embedding clustering[J]. Smart Power, 2023, 51(5): 36-43.
- [38] 陈继开, 李平, 常旗峰, 等. 含 SVG 的双馈风场风速变化条件下高频谐振问题分析[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(5): 38-50.
- CHEN Jikai, LI Ping, CHANG Qifeng, et al. Analysis of high frequency resonance problem in doubly-fed wind field systems with SVG with wind speed variation[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(5): 38-50.
- [39] 肖冬华, 胡海涛, 潘鹏宇, 等. 高速列车 dq 阻抗测量方法及其装置设计[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(22): 7230-7240.
- XIAO Donghua, HU Haitao, PAN Pengyu, et al. DQ impedance measurement method and its device design of high-speed train[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(22): 7230-7240.
- [40] 邢长征, 苑聪. 一种快速、贪心的高斯混合模型 EM 算法研究[J]. 计算机工程与应用, 2015, 51(20): 111-115.
- XING Changzheng, YUAN Cong. Rapid greedy EM algorithm research based on Gaussian mixture model[J]. Computer Engineering and Applications, 2015, 51(20): 111-115.

收稿日期: 2025-02-05; 修回日期: 2025-04-29

作者简介:

汪颖(1981—), 女, 博士, 教授, 博导, 研究方向为电能质量与优质供电; E-mail: tuantuan1125@scu.edu.cn

罗宇岑(1999—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电能质量与新能源; E-mail: 744973035@qq.com

马晓阳(1991—), 男, 通信作者, 博士, 副教授, 硕导, 研究方向为新能源并网控制、电能质量分析和新型电力系统稳定性分析。E-mail: mxy_scu@163.com

(编辑 许威)