

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.250760

融合模型驱动与信号分析的逆变器开路故障诊断方法

孙天誉¹, 陈超波², 代佳伟¹, 张彬彬², 高嵩²

(1. 西安工业大学机电工程学院, 陕西 西安 710021; 2. 西安工业大学电子信息工程学院, 陕西 西安 710021)

摘要: 针对目前逆变器开路故障诊断方法中阈值主观设定、特征信号与故障信息匹配困难的问题, 提出融合模型驱动与信号分析的逆变器开路故障诊断方法。首先, 构建一阶微分跟踪器, 并采用小波分析法对逆变器输出三相电压进行噪声滤除与扰动解耦。滤除噪声扰动后的三相电压与基于广义状态空间平均法的三相电压标称值相减获得残差。其次, 引入基于短时傅里叶变换的电压残差评价函数, 计算电压时频特征与报警阈值, 通过比较实现故障诊断。同时, 推导并总结电压残差离散傅里叶系数的代数与极性特征关系, 辨识具体故障功率开关器件。最后, 根据一系列仿真实验与硬件在环实验平台结果, 验证所提方法的实时响应能力与诊断精准性。

关键词: 逆变器; 开路故障; 微分跟踪器; 电压残差评价; 离散傅里叶系数

An inverter open-circuit fault diagnosis method integrating model-driven and signal analysis

SUN Tianyu¹, CHEN Chaobo², DAI Jiawei¹, ZHANG Binbin², GAO Song²

(1. School of Mechatronic Engineering, Xi'an Technological University, Xi'an 710021, China; 2. School of Information Engineering, Xi'an Technological University, Xi'an 710021, China)

Abstract: To address the issue of subjective threshold setting and the difficulty in aligning feature signals with fault information in existing inverter open-circuit fault diagnosis methods, this paper proposes a novel diagnostic approach integrating model-driven and signal analysis techniques. First, a first-order differential tracker is constructed, and a wavelet analysis method is applied to denoise and decouple disturbances from the three-phase output voltages of the inverter. The residuals are then obtained by subtracting the nominal three-phase voltages, after filtering out noise disturbances and derived from the generalized state-space averaging method. Second, a voltage residual evaluation function based on short-time Fourier transform is introduced to calculate voltage time-frequency features and determine alarm thresholds, enabling fault detection through comparison. Meanwhile, the algebraic and polar relationships of the discrete Fourier coefficients of the voltage residuals are derived and summarized to identify the specific faulty power switch devices. Finally, a series of simulation results and hardware-in-the-loop experimental results verify the real-time response capability and diagnostic accuracy of the proposed method.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 52572487).

Key words: inverter; open-circuit fault; differential tracker; voltage residual evaluation; discrete Fourier coefficients

0 引言

在逆变器众多故障类型中, 功率开关器件开路故障具有持续时间长、次生故障频发等特点。此故障工况会导致系统性能大幅度降低, 同时需要更高的维修成本。目前的功率器件开路故障诊断方法,

核心目标不仅是判定有无故障发生, 还需要实现实时快速的故障诊断、精准的故障定位, 并确保在噪声干扰及不同负载条件下具备良好的鲁棒性。

目前针对功率开关器件的开路故障诊断方法可划分为: 模型驱动、信号处理以及数据驱动-人工智能框架。其中, 在数据驱动-人工智能框架下的诊断方法存在诊断结果滞后且缺乏物理可解释性的问题, 在实施过程中具有一定局限性。相比之下, 在确定逆变器具体拓扑结构与参数的情况下, 可开展基于模型驱动与信号处理的诊断方案, 实现快速、精准且具备可解释性的故障诊断与定位。

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(52572487); 陕西省重点研发计划项目-重点产业创新链(群)-工业领域资助(2024GX-ZDCYL-03-06); 陕西高校青年创新团队项目资助(2023997); 国防科工局基础科研项目资助(G20230823)

基于模型驱动的逆变器功率器件诊断方法分为残差分析法^[1-3]和模型因子法^[4]。在基于残差分析法的诊断框架下,文献[5]针对多电平变换器开关器件开路故障,设定电容电压上下阈值构建故障事件触发机制,依据故障后电容电流极性变化与误差信号定位具体故障器件。然而,事件触发机制中阈值设定依据先验知识,缺少机理分析。在基于模型因子法的诊断框架下,文献[6]通过构建故障后的逆变器电流模型,估计单个开关发生故障的相电流,根据电流残差代数特征与极性定位故障功率器件。在文献[5-6]的基础上,文献[7]通过联合电路模型与残差特征构建诊断框架,分别构建电网侧、故障前、故障后换流侧的平均相电压模型,同时估计不同开路故障下的相电压,根据平均相电压的残差极性与特征进行故障定位。综上所述,在现有基于模型驱动的诊断框架下,故障报警阈值的设定是一个亟待解决的问题^[8]。以往研究中大多采用基于先验设定的报警阈值,导致故障漏报、误判事件频发^[2]。残差评价技术依据残差数值及概率特性计算阈值,可有效避免阈值因先验设定导致的故障误报或虚警问题。

采用信号处理的逆变器功率器件诊断方法分为时域分析法^[9-11]、电流矢量特征法^[12]以及频域分析法^[13-15]。在基于时域分析法的诊断框架下,文献[16]针对H型逆变器开路故障检测所存在的对角线开关管故障特征相似,故障器件难以辨识的问题,提出基于时域状态特性的检测方法,输出电压和负载电流用于检测和识别开关故障。在基于电流矢量特征法的诊断框架下,文献[17]在两个正交子空间下,提出平均电流 Park 矢量模值的故障检测方法,用于六相容错永磁同步电机驱动器的开路故障检测。在文献[16-17]的基础上,文献[18]将电流及其平均值的幅值与相位作为诊断依据,实现逆变器开关管的快速故障诊断。在基于频域分析法的诊断框架下,文献[19]提出基于短时傅里叶变换和通道调节卷积神经网络的电机故障检测模型。短时傅里叶变换的引入增强了该诊断模型在嘈杂条件下的性能。针对电机短路故障,文献[20]提出基于经验模态分解和Wigner-Ville分布的检测方案。该方案以定子电流的模式函数和时频分布特性作为诊断依据。然而,采用信号处理的诊断方法对部分健康状态数据的处理效率低下,导致无法直接分析表征故障指标的相关变量,致使故障诊断决策滞后。模型驱动下的残差作为诊断指标之一,可直接反映故障大小及来源^[8]。因此,通过对残差进行信号分析用于后期诊断,可规避信号处理中的冗余计算环节,从而提高诊断速率与准确性。

针对模型驱动与信号处理诊断框架尚存在先验阈值设定与信号计算分析效率低下的问题,本文提出融合模型驱动与信号分析的逆变器开路故障诊断方法。首先,构建微分跟踪器,并采用小波分析法对逆变器输出的三相电压进行噪声滤除与扰动解耦。其次,构建健康工况下基于广义状态空间平均法的逆变器数学模型,获得相电压标称值。经噪声滤除后的实测三相电压与标称值相减获得电压残差。然后,根据短时傅里叶变换,定义基于时频域的电压残差评价函数,并计算报警阈值,通过比较时频域评价特征与阈值实现故障诊断。最后,根据电压残差离散傅里叶系数的代数与极性特征关系,辨识具体故障器件,实现故障功率器件的精准定位。

1 所提逆变器诊断方法主要框架

融合模型驱动与信号分析的逆变器开路故障诊断方法整体框架如图1所示。

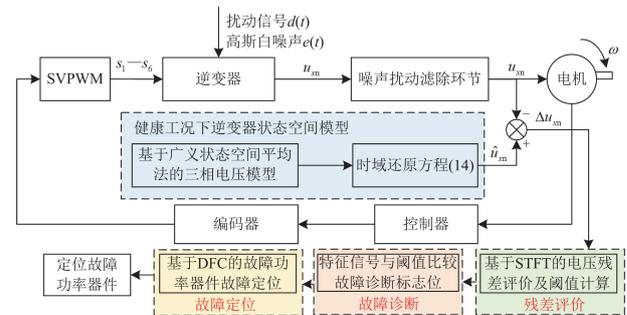


图1 融合模型驱动与信号分析的逆变器开路故障诊断框架

Fig. 1 Diagram of the inverter open-circuit fault diagnosis method via model driven and signal analysis

如图1所示,首先,采用一阶微分跟踪器(first-order differential tracker, FDT)与小波分析法(wavelet packet analysis, WPA)对逆变器输出三相电压进行噪声滤除与扰动解耦。滤除噪声扰动后的三相电压与基于广义状态空间平均法(generalized state space average method, GSSA)的三相电压标称值相减获得残差。其次,根据短时傅里叶变换(short time Fourier transform, STFT),引入基于时频域的电压残差评价函数并计算报警阈值,通过比较时频特征信号与阈值实现故障诊断。最终,推导电压残差离散傅里叶系数(discrete Fourier coefficients, DFC)的代数与极性特征关系,辨识具体故障器件,实现故障定位。

2 基于 FDT-WPA-GSSA 的电压残差生成

2.1 基于微分跟踪器与小波分析的电压噪声扰动解耦方案

携带噪声与未知扰动的实测三相电压表示为

$$G_x(t) = u_{xm}(t) + e(t) + d(t) \quad (x = a, b, c) \quad (1)$$

式中: $G_x(t)$ 为实测三相电压; $u_{xm}(t)$ 为逆变器输出三相电压; $e(t)$ 表示均值为 0、方差为 σ^2 的高斯白噪声; $d(t)$ 为过程干扰信号。且式(1)中的 $G_x(t)$ 、 $e(t)$ 与 $d(t)$ 还需满足式(2)所示要求。

$$\begin{cases} \|\ddot{G}_x(t)\| < L \\ \|d(t)\|_\infty, \|e(t)\|_\infty \leq \varepsilon \end{cases} \quad (2)$$

式中: $\|\cdot\|$ 、 $\|\cdot\|_\infty$ 分别表示 L_1 、 L_∞ 范数; $\ddot{G}_x(t)$ 为三相电压的二阶导数; L 为 Lipschitz 常数; ε 为一确定上界, 表示噪声与扰动是有界可测的。

一阶微分跟踪器表达式如式(3)所示。

$$\begin{cases} \dot{\sigma}_0 = y(t) - G_x(t) \\ \dot{u}_1 = -\tanh(\sigma_0) \\ u = -\gamma_1 |\sigma_0|^{\frac{1}{2}} \tanh(\sigma_0) + \gamma_2 u_1 \\ \dot{y}(t) = u \end{cases} \quad (3)$$

式中: $y(t)$ 为输出信号; u_1 、 σ_0 、 u 为中间变量; γ_1 、 γ_2 为微分器增益参数, 由 Lipschitz 常数 L 确定, 其关系如式(4)所示。

$$\begin{cases} \gamma_1^2 \geq 4L \frac{\gamma_2 + L}{\gamma_2 - L} \\ \gamma_2 > L \end{cases} \quad (4)$$

经 FDT 的输出信号 $y(t)$ 可表示为

$$y(t) = u_{xm}(t) + \varepsilon_c(t) + \varepsilon_d(t) \quad (5)$$

式中: $\varepsilon_c(t)$ 、 $\varepsilon_d(t)$ 分别表示经 FDT 后未去除的残余噪声与扰动分量。

随后, $y(t)$ 输入基于软阈值法的小波分析去噪框架, 通过计算各层小波系数对应阈值, 并采用软阈值函数对各层小波系数处理, 实现对三相电压中的残余噪声及扰动解耦, 具体关系如式(6)所示。

$$\begin{cases} \delta_i = \lambda_i \sqrt{2 \ln N_i} \\ T(w_i, \delta_i) = \text{sign}(w_i) \max(|w_i| - \delta_i, 0) \end{cases} \quad (6)$$

式中: δ_i 为第 i 层小波系数对应的阈值; w_i 、 λ_i 、 N_i 分别为第 i 层小波系数幅值、小波系数标准差及数据长度; T 为软阈值函数。

根据各层阈值及设定的软阈值函数, 当小波系数绝对值小于阈值时置 0, 大于等于阈值时对系数进行收缩处理, 再将处理后的小波系数进行逆变换重构三相电压信号, 实现残余噪声与扰动解耦。

2.2 基于 GSSA 的电压残差生成

两电平三相逆变器电路拓扑结构如图 2 所示。

图 2 中, U_{dc} 为直流电压源, n 为公共端点, o 为接

地点, R 为三相绕组, L 为滤波电感。VT₁—VT₆ 为 6 个功率开关器件, D₁—D₆ 为 6 个反向二极管, S₁—S₆ 为开关, i_a 、 i_b 、 i_c 为三相电流。

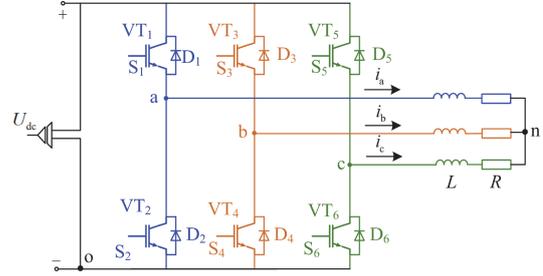


图 2 两电平三相逆变器拓扑结构

Fig. 2 Topological structure of two-level three-phase inverter

首先, 对三相电流与三相电压 i_x 、 u_{xm} 进行一阶傅里叶级数展开^[21], 表达式为

$$\begin{cases} i_a = \langle i_a \rangle_{-1} e^{-j\omega t} + \langle i_a \rangle_0 + \langle i_a \rangle_1 e^{j\omega t} \\ i_b = \langle i_b \rangle_{-1} e^{-j\omega t} + \langle i_b \rangle_0 + \langle i_b \rangle_1 e^{j\omega t} \\ i_c = \langle i_c \rangle_{-1} e^{-j\omega t} + \langle i_c \rangle_0 + \langle i_c \rangle_1 e^{j\omega t} \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} u_{an} = \langle u_{an} \rangle_{-1} e^{-j\omega t} + \langle u_{an} \rangle_0 + \langle u_{an} \rangle_1 e^{j\omega t} \\ u_{bn} = \langle u_{bn} \rangle_{-1} e^{-j\omega t} + \langle u_{bn} \rangle_0 + \langle u_{bn} \rangle_1 e^{j\omega t} \\ u_{cn} = \langle u_{cn} \rangle_{-1} e^{-j\omega t} + \langle u_{cn} \rangle_0 + \langle u_{cn} \rangle_1 e^{j\omega t} \end{cases} \quad (8)$$

式中: ω 为基波角频率; $\langle i_x \rangle_\alpha$ 、 $\langle u_{xm} \rangle_\alpha$ ($\alpha = -1, 0, 1$) 分别为三相电流及三相电压的 α 阶傅里叶系数, 分解系数可得基于 GSSA 模型的状态变量^[21], 表示为

$$\begin{cases} \langle i_a \rangle_1 = x_1 + jx_2 & \langle i_a \rangle_{-1} = \langle i_a \rangle_1^* \\ \langle i_b \rangle_1 = x_3 + jx_4 & \langle i_b \rangle_{-1} = \langle i_b \rangle_1^* \\ \langle i_c \rangle_1 = x_5 + jx_6 & \langle i_c \rangle_{-1} = \langle i_c \rangle_1^* \\ \langle i_a \rangle_0 = x_7 & \langle i_b \rangle_0 = x_8 & \langle i_c \rangle_0 = x_9 \end{cases} \quad (9)$$

$$\begin{cases} \langle u_{an} \rangle_1 = x_{11} + jx_{12} & \langle u_{an} \rangle_{-1} = \langle u_{an} \rangle_1^* \\ \langle u_{bn} \rangle_1 = x_{13} + jx_{14} & \langle u_{bn} \rangle_{-1} = \langle u_{bn} \rangle_1^* \\ \langle u_{cn} \rangle_1 = x_{15} + jx_{16} & \langle u_{cn} \rangle_{-1} = \langle u_{cn} \rangle_1^* \\ \langle u_{an} \rangle_0 = x_{17} & \langle u_{bn} \rangle_0 = x_{18} & \langle u_{cn} \rangle_0 = x_{19} \end{cases} \quad (10)$$

式中: x_p 、 x_{1q} 分别为基于 GSSA 的三相电流及三相电压的状态变量, p 、 $q = 1, 2, \dots, 9$; “*” 表示共轭运算。

根据图 2, 三相逆变器负载端电路约束方程为

$$u_{xm} = Ri_x + L \frac{di_x}{dt} \quad (11)$$

依照 GSSA 的微分特性^[21-22], 式(11)改写为

$$\langle u_{xm} \rangle_1 = R \langle i_x \rangle_1 + L \frac{d}{dt} \langle i_x \rangle_1 + j\omega L \langle i_x \rangle_1 \quad (12)$$

将式(9)、式(10)代入式(12), 得到基于 GSSA 的三相电压状态空间表达式为

$$\begin{cases} \begin{pmatrix} x_{11} \\ x_{12} \\ \vdots \\ x_{16} \end{pmatrix} = R \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_6 \end{pmatrix} + L \begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \vdots \\ \dot{x}_6 \end{pmatrix} - \omega L \begin{pmatrix} x_2 \\ -x_1 \\ x_4 \\ -x_3 \\ x_6 \\ -x_5 \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} x_{17} \\ x_{18} \\ x_{19} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_7 \\ x_8 \\ x_9 \end{pmatrix} + L \begin{pmatrix} \dot{x}_7 \\ \dot{x}_8 \\ \dot{x}_9 \end{pmatrix} \end{cases} \quad (13)$$

联立式(8)、式(10)得到三相电压还原方程, 将基于傅里叶系数的状态变量还原为时域状态变量, 表示为

$$\begin{cases} \hat{u}_{an} = 2x_{11} \cos(\omega t) - 2x_{12} \sin(\omega t) + x_{17} \\ \hat{u}_{bn} = 2x_{13} \cos(\omega t) - 2x_{14} \sin(\omega t) + x_{18} \\ \hat{u}_{cn} = 2x_{15} \cos(\omega t) - 2x_{16} \sin(\omega t) + x_{19} \end{cases} \quad (14)$$

式中: \hat{u}_{xn} 为基于 GSSA 状态空间模型得到的三相电压标称值。

将基于 GSSA 计算得到的电压标称值与基于 WPA 噪声解耦后得到的纯净测量值相减, 得到三相电压残差 Δu_{xn} , 表示为

$$\Delta u_{xn} = \hat{u}_{xn} - u_{xn} \quad (15)$$

3 基于短时傅里叶变换的电压残差时频特征开路故障诊断方法

三相电压残差 Δu_{xn} 的短时傅里叶变换表示为

$$s_x(k, \omega) = \sum_{k=-\infty}^{k=+\infty} \Delta u_{xn}(k) w(k-l) e^{-jk\omega} \quad (16)$$

式中: $s_x(k, \omega)$ 为三相电压残差短时傅里叶变换的幅值; k 为序列索引; w 、 l 分别为窗函数及其中心。

在时频域内, 定义三相电压残差评价函数为

$$J(\Delta u_{xn}) = 20 \times \log_{10} |s_x(k, \omega)| \quad (17)$$

式中: $J(\Delta u_{xn})$ 为三相电压残差的时频评价指标, 其物理量纲为 dB。

故障诊断阈值 J_{th} 设定为

$$J_{th} = 20 \times \log_{10} [\max s_x(k, \omega)_{\text{Fault-Free}}] \quad (18)$$

式中: Fault-Free 表示无故障状态。

根据上述所提评价函数与所定义阈值, 故障决策逻辑定义为

$$\begin{cases} J(\Delta u_{xn}) < J_{th} & \text{无故障} \\ J(\Delta u_{xn}) \geq J_{th} & \text{故障标志位抬升} \end{cases} \quad (19)$$

基于所提残差评价函数及阈值, 结合故障决策逻辑式(19), 可得故障诊断时间表示为

$$t_f = \min_{x \in \{a, b, c\}} \{t | J(\Delta u_{xn}) \geq J_{th}\} - t_0 \quad (20)$$

式中: t_f 为故障诊断时间; t_0 为开路故障发生时间。

4 基于电压残差离散傅里叶系数的开路故障定位方法

4.1 VT₃ 开路故障下离散傅里叶系数的代数特征

三相电压残差的离散傅里叶系数表示为

$$\begin{cases} a_0 = \frac{2}{N_0} \sum_{k=1}^{N_0} \Delta u_{xn}(k) \\ a_m = \frac{2}{N_0} \sum_{k=1}^{N_0} \Delta u_{xn}(k) \cos(2\pi f_0 km) \quad (m=1, 2, \dots) \\ b_m = \frac{2}{N_0} \sum_{k=1}^{N_0} \Delta u_{xn}(k) \sin(2\pi f_0 km) \quad (m=1, 2, \dots) \end{cases} \quad (21)$$

式中: N_0 为基波周期对应离散采样点总数; f_0 为基波频率; a_0 为直流分量系数; m 为傅里叶系数阶次; a_m 为 m 阶余弦系数; b_m 为 m 阶正弦系数。

定义控制三相逆变器 6 个功率开关器件的开关信号为 τ_j ($j=1, 2, \dots, 6$), 赋值关系为

$$\tau_j \triangleq \begin{cases} 1 & \text{开关器件导通状态} \\ 0 & \text{开关器件截止状态} \end{cases} \quad (22)$$

为刻画逆变器负载端电流流向, 引入辅助因子 η_x , 赋值关系为

$$\eta_x \triangleq \begin{cases} 1 & \text{流出负载侧} \\ 0 & \text{流入负载侧} \end{cases} \quad (23)$$

VT₃ 开路故障下 b 相电路电流流向如图 3 所示。

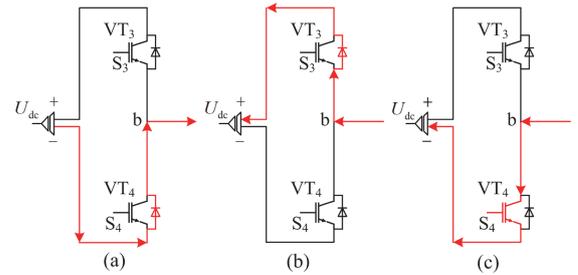


图 3 VT₃ 开路故障下的电流流向路径

Fig. 3 Current flow path of under VT₃ open-circuit fault

根据图 3 所示 VT₃ 开路故障下的电流流向路径, 可得 VT₃ 开路故障下开关信号 τ_j 、辅助因子 η_x 与 b 相对地电压 $F_{-}u_{bo}$ 的真值表, 如表 1 所示。

根据表 1, 故障状态下 b 相对地电压 $F_{-}u_{bo}$ 为

$$F_{-}u_{bo} = U_{dc} \bar{\tau}_4 \bar{\eta}_b \quad (24)$$

式中: $\bar{\tau}_j$ 、 $\bar{\eta}_x$ 分别为开关信号 τ_j 与辅助因子 η_x 的非信号。

表 1 VT₃ 开路故障下 b 相对地电压的真值表

Table 1 Truth table of phase-b voltage to ground under

VT ₃ open circuit fault			
τ_3	τ_4	η_b	$F_{-u_{bo}}$
0	0	1	0
0	1	1	0
1	0	1	0
0	0	0	U_{dc}
0	1	0	0
1	0	0	U_{dc}

同理, 正常工况下 b 相对地电压 u_{bo} 表达式为

$$u_{bo} = U_{dc} \bar{\tau}_4 (\tau_3 + \bar{\tau}_3 \bar{\eta}_b) \quad (25)$$

相似地, 正常工况下 a、c 相对地电压 u_{ao} 、 u_{co} 分别为

$$\begin{cases} u_{ao} = U_{dc} \bar{\tau}_2 (\tau_1 + \bar{\tau}_1 \bar{\eta}_a) \\ u_{co} = U_{dc} \bar{\tau}_6 (\tau_5 + \bar{\tau}_5 \bar{\eta}_c) \end{cases} \quad (26)$$

依据图 3, 正常工况下三相电压的表达式为

$$\begin{bmatrix} u_{an} \\ u_{bn} \\ u_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{\tau}_2 (\tau_1 + \bar{\tau}_1 \bar{\eta}_a) \\ \bar{\tau}_4 (\tau_3 + \bar{\tau}_3 \bar{\eta}_b) \\ \bar{\tau}_6 (\tau_5 + \bar{\tau}_5 \bar{\eta}_c) \end{bmatrix} \quad (27)$$

将式(24)代入式(27)中, 得到 VT₃ 开路故障下三相电压 $F_{-u_{xn}}$ 的表达式为

$$\begin{bmatrix} F_{-u_{an}} \\ F_{-u_{bn}} \\ F_{-u_{cn}} \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{\tau}_2 (\tau_1 + \bar{\tau}_1 \bar{\eta}_a) \\ \bar{\tau}_4 \bar{\eta}_b \\ \bar{\tau}_6 (\tau_5 + \bar{\tau}_5 \bar{\eta}_c) \end{bmatrix} \quad (28)$$

依据式(15), 将式(27)与式(28)相减, 得到 VT₃ 开路故障下的三相电压残差 Δu_{xn} 为

$$\begin{cases} \Delta u_{an} = -\frac{1}{3} U_{dc} \bar{\tau}_4 \tau_3 \eta_b \leq 0 \\ \Delta u_{bn} = \frac{2}{3} U_{dc} \bar{\tau}_4 \tau_3 \eta_b \geq 0 \\ \Delta u_{cn} = -\frac{1}{3} U_{dc} \bar{\tau}_4 \tau_3 \eta_b \leq 0 \end{cases} \quad (29)$$

根据式(29), 三相电压残差的组成变量包含直流侧母线电压、开关信号、电流流向辅助因子以及电路矩阵, 电压残差不受负载初始状态值的影响。

根据式(21), 计算三相电压残差 Δu_{xn} 的直流分量系数 $a_0_{-}\Delta u_{xn}$ 为

$$\begin{cases} a_0_{-}\Delta u_{an} = -\frac{2U_{dc}}{3N_0} \sum_{k=1}^{N_0} \bar{\tau}_4 \tau_3 \eta_b \leq 0 \\ a_0_{-}\Delta u_{bn} = \frac{4U_{dc}}{3N_0} \sum_{k=1}^{N_0} \bar{\tau}_4 \tau_3 \eta_b \geq 0 \\ a_0_{-}\Delta u_{cn} = -\frac{2U_{dc}}{3N_0} \sum_{k=1}^{N_0} \bar{\tau}_4 \tau_3 \eta_b \leq 0 \end{cases} \quad (30)$$

根据式(30), VT₃ 开路故障下三相电压残差的直流分量系数 $a_0_{-}\Delta u_{xn}$ 数值与极性特征为

$$\begin{cases} a_0_{-}\Delta u_{bn} = -2a_0_{-}\Delta u_{an} = -2a_0_{-}\Delta u_{cn} \geq 0 \\ a_0_{-}\Delta u_{bn} = -(a_0_{-}\Delta u_{an} + a_0_{-}\Delta u_{cn}) \end{cases} \quad (31)$$

如式(31)所示, VT₃ 开路故障下三相电压残差的直流分量系数, 在数值上呈现倍数与和差两种关系。并且三相电压残差的直流分量系数具备不同极性。具体而言, $a_0_{-}\Delta u_{bn}$ 数值大于等于 0, $a_0_{-}\Delta u_{an}$ 与 $a_0_{-}\Delta u_{cn}$ 数值小于等于 0; $a_0_{-}\Delta u_{an}$ 与 $a_0_{-}\Delta u_{cn}$ 有相同幅值, $a_0_{-}\Delta u_{bn}$ 的幅值是 $a_0_{-}\Delta u_{an}$ 、 $a_0_{-}\Delta u_{cn}$ 的 2 倍。

当阶次 $m \geq 1$, 三相电压残差的 m 阶余、正弦基系数 $a_m_{-}\Delta u_{xn}$ 、 $b_m_{-}\Delta u_{xn}$ 分别表示为

$$\begin{cases} a_m_{-}\Delta u_{an} = -\frac{2U_{dc}}{3N_0} \sum_{k=1}^{N_0} \bar{\tau}_4 \tau_3 \eta_b \cos(2\pi m f_0 k) \\ a_m_{-}\Delta u_{bn} = \frac{4U_{dc}}{3N_0} \sum_{k=1}^{N_0} \bar{\tau}_4 \tau_3 \eta_b \cos(2\pi m f_0 k) \\ a_m_{-}\Delta u_{cn} = -\frac{2U_{dc}}{3N_0} \sum_{k=1}^{N_0} \bar{\tau}_4 \tau_3 \eta_b \cos(2\pi m f_0 k) \end{cases} \quad (32)$$

$$\begin{cases} b_m_{-}\Delta u_{an} = -\frac{2U_{dc}}{3N_0} \sum_{k=1}^{N_0} \bar{\tau}_4 \tau_3 \eta_b \sin(2\pi m f_0 k) \\ b_m_{-}\Delta u_{bn} = \frac{4U_{dc}}{3N_0} \sum_{k=1}^{N_0} \bar{\tau}_4 \tau_3 \eta_b \sin(2\pi m f_0 k) \\ b_m_{-}\Delta u_{cn} = -\frac{2U_{dc}}{3N_0} \sum_{k=1}^{N_0} \bar{\tau}_4 \tau_3 \eta_b \sin(2\pi m f_0 k) \end{cases} \quad (33)$$

如式(32)和式(33)所示, 三相电压残差 m 阶余、正弦基系数 $a_m_{-}\Delta u_{xn}$ 、 $b_m_{-}\Delta u_{xn}$ 数值关系分别为

$$\begin{cases} a_m_{-}\Delta u_{bn} = -2a_m_{-}\Delta u_{an} = -2a_m_{-}\Delta u_{cn} \\ a_m_{-}\Delta u_{bn} = -(a_m_{-}\Delta u_{an} + a_m_{-}\Delta u_{cn}) \end{cases} \quad (34)$$

$$\begin{cases} b_m_{-}\Delta u_{bn} = -2b_m_{-}\Delta u_{an} = -2b_m_{-}\Delta u_{cn} \\ b_m_{-}\Delta u_{bn} = -(b_m_{-}\Delta u_{an} + b_m_{-}\Delta u_{cn}) \end{cases} \quad (35)$$

如式(34)和式(35)所示, 三相电压残差 m 阶余、正弦基系数在数值上依然呈现与式(31)相同的倍数与和差两种关系, 但系数极性不再具备单一性。

4.2 电压残差正余弦基系数解析式、数值极性特征

采用与 4.1 节相同的计算分析过程, 表 2 总结各个功率开关器件开路故障情况下, 三相电压残差直流分量系数 $a_0_{-}\Delta u_{xn}$, m 阶余、正弦基系数 $a_m_{-}\Delta u_{xn}$ 、 $b_m_{-}\Delta u_{xn}$ 的具体解析表达式。

在表 2 的基础上, 表 3 进一步凝练直流分量系数 $a_0_{-}\Delta u_{xn}$, 余、正弦基系数 $a_m_{-}\Delta u_{xn}$ 、 $b_m_{-}\Delta u_{xn}$ 的代数与极性特征, 作为逆变器功率器件开路故障定位的直接依据。

表 2 各功率开关器件开路故障下电压残差离散傅里叶系数解析表达式

Table 2 Expression of discrete Fourier coefficients for voltage residuals of power switch devices under open-circuit faults

故障功率 开关器件	$a_0_ \Delta u_{xn}$ 解析式	$a_m_ \Delta u_{xn}$ 解析式	$b_m_ \Delta u_{xn}$ 解析式
VT ₁	$a_0_ \Delta u_{an} = \frac{4U_{dc}}{3N_0} \sum_{k=1}^{N_0} \bar{\tau}_2 \tau_1 \eta_a$ $a_0_ \Delta u_{bn} = -a_0_ \Delta u_{an} / 2$ $a_0_ \Delta u_{cn} = -a_0_ \Delta u_{an} / 2$	$a_m_ \Delta u_{an} = \frac{4U_{dc}}{3N_0} \sum_{k=1}^{N_0} \bar{\tau}_2 \tau_1 \eta_a \cos(2\pi m f_0 k)$ $a_m_ \Delta u_{bn} = -a_m_ \Delta u_{an} / 2$ $a_m_ \Delta u_{cn} = -a_m_ \Delta u_{an} / 2$	$b_m_ \Delta u_{an} = \frac{4U_{dc}}{3N_0} \sum_{k=1}^{N_0} \bar{\tau}_2 \tau_1 \eta_a \sin(2\pi m f_0 k)$ $b_m_ \Delta u_{bn} = -b_m_ \Delta u_{an} / 2$ $b_m_ \Delta u_{cn} = -b_m_ \Delta u_{an} / 2$
VT ₂	$a_0_ \Delta u_{an} = -\frac{4U_{dc}}{3N_0} \sum_{k=1}^{N_0} \tau_2 (\tau_1 + \bar{\tau}_1 \bar{\eta}_a)$ $a_0_ \Delta u_{bn} = -a_0_ \Delta u_{an} / 2$ $a_0_ \Delta u_{cn} = -a_0_ \Delta u_{an} / 2$	$a_m_ \Delta u_{an} = -\frac{4U_{dc}}{3N_0} \sum_{k=1}^{N_0} \tau_2 (\tau_1 + \bar{\tau}_1 \bar{\eta}_a) \cos(2\pi m f_0 k)$ $a_m_ \Delta u_{bn} = -a_m_ \Delta u_{an} / 2$ $a_m_ \Delta u_{cn} = -a_m_ \Delta u_{an} / 2$	$b_m_ \Delta u_{an} = -\frac{4U_{dc}}{3N_0} \sum_{k=1}^{N_0} \tau_2 (\tau_1 + \bar{\tau}_1 \bar{\eta}_a) \sin(2\pi m f_0 k)$ $b_m_ \Delta u_{bn} = -b_m_ \Delta u_{an} / 2$ $b_m_ \Delta u_{cn} = -b_m_ \Delta u_{an} / 2$
VT ₃	$a_0_ \Delta u_{an} = -\frac{2U_{dc}}{3N_0} \sum_{k=1}^{N_0} \bar{\tau}_4 \tau_3 \eta_b$ $a_0_ \Delta u_{bn} = -2a_0_ \Delta u_{an}$ $a_0_ \Delta u_{cn} = a_0_ \Delta u_{an}$	$a_m_ \Delta u_{an} = -\frac{2U_{dc}}{3N_0} \sum_{k=1}^{N_0} \bar{\tau}_4 \tau_3 \eta_b \cos(2\pi m f_0 k)$ $a_m_ \Delta u_{bn} = -2a_m_ \Delta u_{an}$ $a_m_ \Delta u_{cn} = a_m_ \Delta u_{an}$	$b_m_ \Delta u_{an} = -\frac{2U_{dc}}{3N_0} \sum_{k=1}^{N_0} \bar{\tau}_4 \tau_3 \eta_b \sin(2\pi m f_0 k)$ $b_m_ \Delta u_{bn} = -2b_m_ \Delta u_{an}$ $b_m_ \Delta u_{cn} = b_m_ \Delta u_{an}$
VT ₄	$a_0_ \Delta u_{an} = \frac{2U_{dc}}{3N_0} \sum_{k=1}^{N_0} \tau_4 (\tau_3 + \bar{\tau}_3 \bar{\eta}_b)$ $a_0_ \Delta u_{bn} = -2a_0_ \Delta u_{an}$ $a_0_ \Delta u_{cn} = a_0_ \Delta u_{an}$	$a_m_ \Delta u_{an} = \frac{2U_{dc}}{3N_0} \sum_{k=1}^{N_0} \tau_4 (\tau_3 + \bar{\tau}_3 \bar{\eta}_b) \cos(2\pi m f_0 k)$ $a_m_ \Delta u_{bn} = -2a_m_ \Delta u_{an}$ $a_m_ \Delta u_{cn} = a_m_ \Delta u_{an}$	$b_m_ \Delta u_{an} = \frac{2U_{dc}}{3N_0} \sum_{k=1}^{N_0} \tau_4 (\tau_3 + \bar{\tau}_3 \bar{\eta}_b) \sin(2\pi m f_0 k)$ $b_m_ \Delta u_{bn} = -2b_m_ \Delta u_{an}$ $b_m_ \Delta u_{cn} = b_m_ \Delta u_{an}$
VT ₅	$a_0_ \Delta u_{an} = -\frac{2U_{dc}}{3N_0} \sum_{k=1}^{N_0} \bar{\tau}_6 \tau_5 \eta_c$ $a_0_ \Delta u_{bn} = a_0_ \Delta u_{an}$ $a_0_ \Delta u_{cn} = -2a_0_ \Delta u_{an}$	$a_m_ \Delta u_{an} = -\frac{2U_{dc}}{3N_0} \sum_{k=1}^{N_0} \bar{\tau}_6 \tau_5 \eta_c \cos(2\pi m f_0 k)$ $a_m_ \Delta u_{bn} = a_m_ \Delta u_{an}$ $a_m_ \Delta u_{cn} = -2a_m_ \Delta u_{an}$	$b_m_ \Delta u_{an} = -\frac{2U_{dc}}{3N_0} \sum_{k=1}^{N_0} \bar{\tau}_6 \tau_5 \eta_c \sin(2\pi m f_0 k)$ $b_m_ \Delta u_{bn} = -b_m_ \Delta u_{an}$ $b_m_ \Delta u_{cn} = -2b_m_ \Delta u_{an}$
VT ₆	$a_0_ \Delta u_{an} = \frac{2U_{dc}}{3N_0} \sum_{k=1}^{N_0} \tau_6 (\tau_5 + \bar{\tau}_5 \bar{\eta}_c)$ $a_0_ \Delta u_{bn} = a_0_ \Delta u_{an}$ $a_0_ \Delta u_{cn} = -2a_0_ \Delta u_{an}$	$a_m_ \Delta u_{an} = \frac{2U_{dc}}{3N_0} \sum_{k=1}^{N_0} \tau_6 (\tau_5 + \bar{\tau}_5 \bar{\eta}_c) \cos(2\pi m f_0 k)$ $a_m_ \Delta u_{bn} = a_m_ \Delta u_{an}$ $a_m_ \Delta u_{cn} = -2a_m_ \Delta u_{an}$	$b_m_ \Delta u_{an} = \frac{2U_{dc}}{3N_0} \sum_{k=1}^{N_0} \tau_6 (\tau_5 + \bar{\tau}_5 \bar{\eta}_c) \sin(2\pi m f_0 k)$ $b_m_ \Delta u_{bn} = b_m_ \Delta u_{an}$ $b_m_ \Delta u_{cn} = -2b_m_ \Delta u_{an}$

表 3 电压残差离散傅里叶系数代数与极性特征信息表

Table 3 Discrete Fourier coefficient algebra and polarity characteristics of voltage residuals

故障管	$a_0_ \Delta u_{xn}$ 代数与极性特征	$a_m_ \Delta u_{xn}$ 代数特征	$b_m_ \Delta u_{xn}$ 代数特征
VT ₁	$a_0_ \Delta u_{an} = -2a_0_ \Delta u_{bn} = -2a_0_ \Delta u_{cn} \geq 0$ $a_0_ \Delta u_{an} = -(a_0_ \Delta u_{bn} + a_0_ \Delta u_{cn})$	$a_m_ \Delta u_{an} = -2a_m_ \Delta u_{bn} = -2a_m_ \Delta u_{cn}$ $a_m_ \Delta u_{an} = -(a_m_ \Delta u_{bn} + a_m_ \Delta u_{cn})$	$b_m_ \Delta u_{an} = -2b_m_ \Delta u_{bn} = -2b_m_ \Delta u_{cn}$ $b_m_ \Delta u_{an} = -(b_m_ \Delta u_{bn} + b_m_ \Delta u_{cn})$
VT ₂	$a_0_ \Delta u_{an} = -2a_0_ \Delta u_{bn} = -2a_0_ \Delta u_{cn} \leq 0$ $a_0_ \Delta u_{an} = -(a_0_ \Delta u_{bn} + a_0_ \Delta u_{cn})$	$a_m_ \Delta u_{an} = -2a_m_ \Delta u_{bn} = -2a_m_ \Delta u_{cn}$ $a_m_ \Delta u_{an} = -(a_m_ \Delta u_{bn} + a_m_ \Delta u_{cn})$	$b_m_ \Delta u_{an} = -2b_m_ \Delta u_{bn} = -2b_m_ \Delta u_{cn}$ $b_m_ \Delta u_{an} = -(b_m_ \Delta u_{bn} + b_m_ \Delta u_{cn})$
VT ₃	$a_0_ \Delta u_{bn} = -2a_0_ \Delta u_{an} = -2a_0_ \Delta u_{cn} \geq 0$ $a_0_ \Delta u_{bn} = -(a_0_ \Delta u_{an} + a_0_ \Delta u_{cn})$	$a_m_ \Delta u_{bn} = -2a_m_ \Delta u_{an} = -2a_m_ \Delta u_{cn}$ $a_m_ \Delta u_{bn} = -(a_m_ \Delta u_{an} + a_m_ \Delta u_{cn})$	$b_m_ \Delta u_{bn} = -2b_m_ \Delta u_{an} = -2b_m_ \Delta u_{cn}$ $b_m_ \Delta u_{bn} = -(b_m_ \Delta u_{an} + b_m_ \Delta u_{cn})$
VT ₄	$a_0_ \Delta u_{bn} = -2a_0_ \Delta u_{an} = -2a_0_ \Delta u_{cn} \leq 0$ $a_0_ \Delta u_{bn} = -(a_0_ \Delta u_{an} + a_0_ \Delta u_{cn})$	$a_m_ \Delta u_{bn} = -2a_m_ \Delta u_{an} = -2a_m_ \Delta u_{cn}$ $a_m_ \Delta u_{bn} = -(a_m_ \Delta u_{an} + a_m_ \Delta u_{cn})$	$b_m_ \Delta u_{bn} = -2b_m_ \Delta u_{an} = -2b_m_ \Delta u_{cn}$ $b_m_ \Delta u_{bn} = -(b_m_ \Delta u_{an} + b_m_ \Delta u_{cn})$
VT ₅	$a_0_ \Delta u_{cn} = -2a_0_ \Delta u_{an} = -2a_0_ \Delta u_{bn} \geq 0$ $a_0_ \Delta u_{cn} = -(a_0_ \Delta u_{an} + a_0_ \Delta u_{bn})$	$a_m_ \Delta u_{cn} = -2a_m_ \Delta u_{an} = -2a_m_ \Delta u_{bn}$ $a_m_ \Delta u_{cn} = -(a_m_ \Delta u_{an} + a_m_ \Delta u_{bn})$	$b_m_ \Delta u_{cn} = -2b_m_ \Delta u_{an} = -2b_m_ \Delta u_{bn}$ $b_m_ \Delta u_{cn} = -(b_m_ \Delta u_{an} + b_m_ \Delta u_{bn})$
VT ₆	$a_0_ \Delta u_{cn} = -2a_0_ \Delta u_{an} = -2a_0_ \Delta u_{bn} \leq 0$ $a_0_ \Delta u_{cn} = -(a_0_ \Delta u_{an} + a_0_ \Delta u_{bn})$	$a_m_ \Delta u_{cn} = -2a_m_ \Delta u_{an} = -2a_m_ \Delta u_{bn}$ $a_m_ \Delta u_{cn} = -(a_m_ \Delta u_{an} + a_m_ \Delta u_{bn})$	$b_m_ \Delta u_{cn} = -2b_m_ \Delta u_{an} = -2b_m_ \Delta u_{bn}$ $b_m_ \Delta u_{cn} = -(b_m_ \Delta u_{an} + b_m_ \Delta u_{bn})$

依据表 3 所总结的傅里叶系数代数与极性特征，结合所提基于短时傅里叶变换的故障诊断方案，基于模型驱动与信号分析的逆变器开路故障诊断及定位方案流程如图 4 所示。

5 仿真与实验验证

5.1 基于 FDT-WPA-GSSA 的电压残差仿真验证

为验证基于 FDT-WPA 的噪声滤除方案的有效

性，采用与文献[23]相似的实验分析手段，选定信噪比在-5 dB 至 5 dB 区间内，依次获得基于 FDT-WPA 的三相电压重构值与理想实测值间的误差最大及最小值。不同信噪比下重构误差结果如图 5 所示。

如图 5 所示，在信噪比由-5 dB 增长至 5 dB 的过程中，基于 FDT-WPA 的电压重构最大与最小误差均呈现下降趋势。特别地，在-5 dB 的低信噪比环境下，最大重构误差为 1.0027 V，在 5 dB 的高信

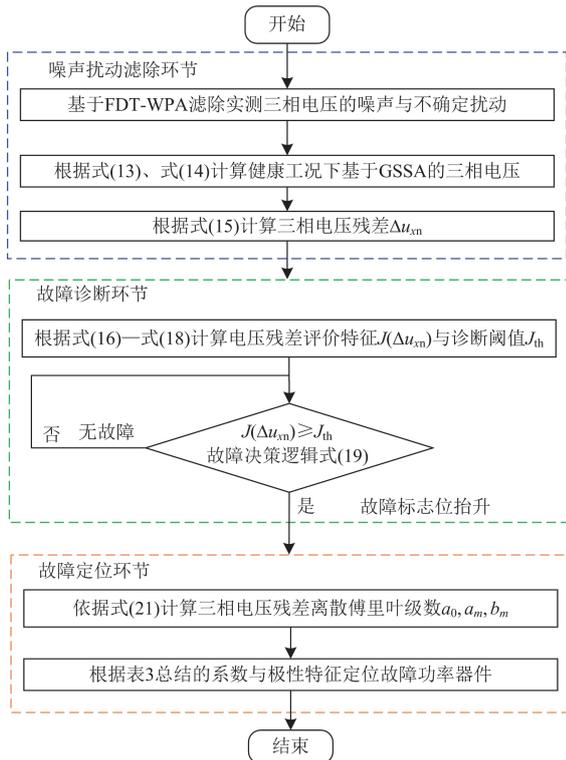


图4 本文所提逆变器开路故障诊断与定位方案流程框图
Fig. 4 Flowchart of the inverter open circuit fault diagnosis and location scheme

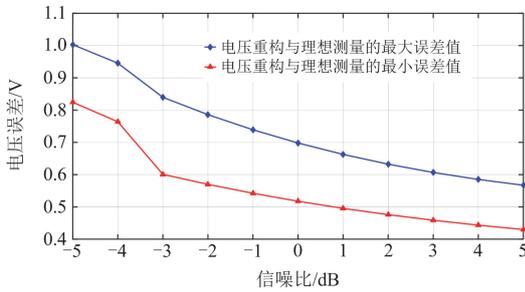


图5 不同信噪比下电压重构误差

Fig. 5 Voltage reconstruction error under different SNRs

噪比环境下, 最大误差降至 0.5671 V。重构误差的下降趋势表明所提 FDT-WPA 噪声滤除方案在高信噪比环境下具有良好的重构能力。

为验证所提基于 FDT-WPA 噪声扰动滤除方案的有效性, 以 VT_3 管开路故障为例, 在高斯噪声信噪比为 -5 dB, 过程扰动为 $d(t) = 1 + \sin(\pi t)$ 的条件下, 对比未实施噪声扰动滤除与采用本文所提基于 FDT-WPA 的三相电压残差, 仿真结果如图 6 所示。

根据图 6 所示, 未采取任何噪声扰动滤除方案得到的电压残差含有大量噪声与扰动成分, 而采用基于 FDT-WPA 的方法对电压残差进行处理, 有效滤除了其中的高斯高频噪声和低频正弦扰动, 从而

获得纯净的电压残差, 用于后续的故障诊断与定位。

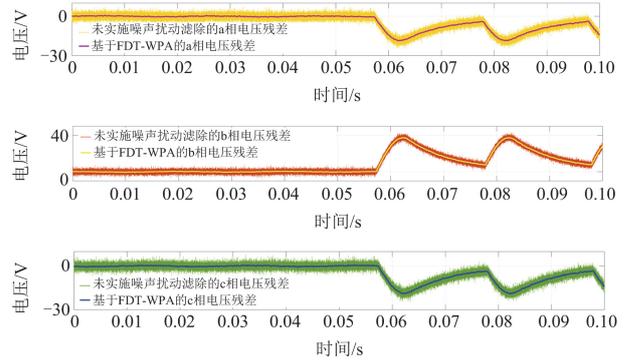


图6 VT_3 开路故障下未实施噪声扰动滤除与基于 FDT-WPA 的电压残差对比结果

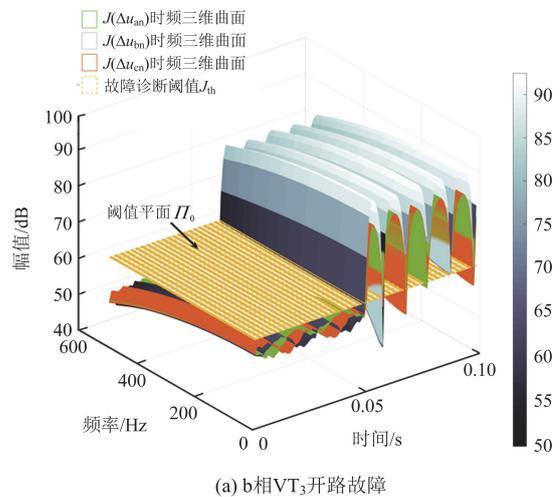
Fig. 6 Comparison result of voltage residuals based on FDT-WPA and without noise-disturbance-filter under VT_3 open-circuit fault

5.2 基于短时傅里叶变换的开路故障诊断及基于离散傅里叶系数的故障定位方法仿真验证

以三相逆变器 b 相功率器件 VT_3 、 VT_3 、 VT_4 开路故障为例, 设定仿真时长为 0.1 s, 并设定开路故障发生时间 $t_0 = 0.05$ s, 三相电压残差评价特征的时频三维曲面及阈值平面如图 7 所示。

图 7(a)为 b 相功率器件 VT_3 在 t_0 时刻发生开路故障的仿真结果, 在 t_0 时刻之前, 三相电压残差评价特征曲面均位于阈值平面以下, 根据故障决策逻辑式(19), 无故障事件; 在 t_0 时刻后, 三相电压残差评价特征曲面超越阈值平面, 根据诊断时间计算式(20), 诊断所需时间为 7.344 ms。相似地, 图 7(b)表征的 VT_3 、 VT_4 开路故障所需诊断时间为 0.176 ms。

为衡量所提故障诊断方法的响应速度, 表 4 列举出不同故障时间下 6 类单管故障所需诊断时间。



(a) b相 VT_3 开路故障

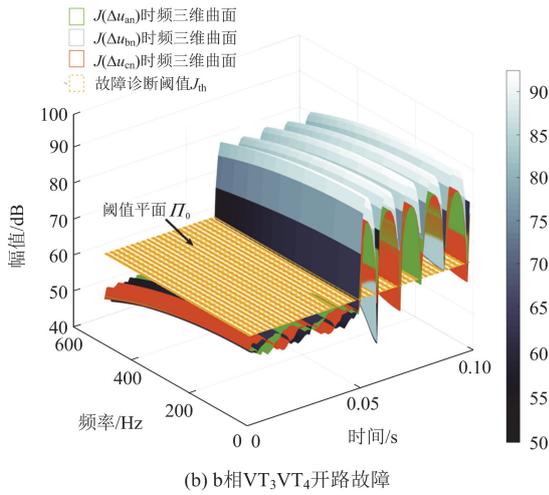


图 7 两种具体故障下残差评价特征的时频三维及阈值平面
Fig. 7 Time-frequency 3D surface and threshold plane of residual evaluation characteristics under two fault conditions

表 4 不同故障时间下 6 类单管故障情况诊断时间

Table 4 Diagnosis time for six single-tube fault conditions under varying fault occurrence times

故障时间	ms					
	VT ₁	VT ₂	VT ₃	VT ₄	VT ₅	VT ₆
5	0.12	9.336	0.12	1.44	6.264	0.12
10	0.24	4.336	7.408	0.24	1.264	0.24
15	8.552	0.36	2.408	0.36	0.36	5.48
20	3.552	0.544	0.544	7.648	0.48	0.48
25	0.6	8.792	0.6	2.648	5.72	0.424
30	4.4	3.792	6.864	0.304	0.72	0.72
35	9.032	0.8	1.864	0.8	0.184	0.8
40	4.032	0.1	0.064	7.104	0.1	0.96
45	0.968	9.272	0.056	2.104	6.2	0.056
50	0.176	4.272	7.344	0.176	1.2	4.944

如表 4 所示，最大诊断时间出现在 VT₂ 管 5 ms 时出现故障的情况，此时诊断时间为 9.336 ms，最短故障诊断时间出现在 VT₃ 管 45 ms 时出现故障的情况，此时诊断时间为 0.056 ms。最大故障诊断时间未超过输出电压基波周期的一半。进一步地，观察表 4 中的诊断时间可发现，诊断时间最长的 3 种故障情况分别为故障时间 5 ms 及 45 ms 时 VT₂ 故障，故障时间 35 ms 时 VT₁ 故障。结合实验结果分析可得，造成诊断时间延长的原因在于故障时间并不一直包含在故障功率器件的开关导通周期内，造成故障后电压与残差信号均未变化，致使在此时间段内残差时频特征未超过阈值，导致诊断时间延长。

同时，为探究逆变器负载变化对诊断时间及故障标志位的影响，在逆变器额定电阻 $R_0 = 0.435 \Omega$ 、

滤波电感 $L_0 = 4 \text{ mH}$ 的情况下，逐渐增加电阻负载数值，范围为 $R_0 \sim 10R_0$ ，得到在该设定负载变化范围内 6 类单管故障的诊断时间，如表 5 所示。

表 5 不同负载情况下 6 类单管故障情况所需诊断时间

Table 5 Diagnosis time for six types of single-tube fault conditions under different load conditions

负载电阻	ms					
	VT ₁	VT ₂	VT ₃	VT ₄	VT ₅	VT ₆
R_0	0.176	4.272	7.344	0.176	1.200	4.944
$2R_0$	0.176	3.248	6.320	0.175	0.908	3.416
$3R_0$	0.174	2.224	6.320	0.175	0.825	3.392
$4R_0$	0.173	2.224	5.296	0.174	0.779	3.368
$5R_0$	0.173	2.224	5.296	0.174	0.714	3.368
$6R_0$	0.172	1.200	5.296	0.174	0.509	3.366
$7R_0$	0.172	1.200	4.272	0.173	0.422	3.366
$8R_0$	0.172	1.200	4.272	0.173	0.316	2.200
$9R_0$	0.172	1.200	4.272	0.173	0.179	2.200
$10R_0$	0.171	1.180	4.272	0.173	0.178	2.200

如表 5 所示，随着负载电阻不断增大，6 类单管故障情况所需诊断时间均逐渐缩短。其中对于诊断时间较长的 VT₂、VT₃ 和 VT₆ 故障情况，负载由 R_0 增加至 $10R_0$ 的过程中，诊断时间分别缩短 3.092 ms、3.072 ms 和 2.744 ms；对于诊断时间较短的 VT₁、VT₄ 和 VT₅ 故障情况，诊断时间分别缩短 0.005 ms、0.003 ms 和 1.022 ms。造成诊断时间缩短的主要原因在于负载增加导致故障特征出现时间提前，致使残差跃变时刻早于额定负载下的跃变时刻。

在以上所得实验数据的基础上，引入诊断速度性能指标，量化故障响应速度，定义为

$$\eta_f = \frac{t_f}{T_0} \times 100\% \quad (36)$$

式中： η_f 为诊断速度性能指标； T_0 为电压基波周期。

根据表 5 所得不同负载下的诊断时间，结合式 (36)，6 类单管故障情况下诊断速度性能指标 η_f 的可视化结果如图 8 所示。

根据图 8，VT₁、VT₄ 两类开路故障下， η_f 在不同负载情况下均维持在 1% 以下，且不受负载波动的影响。VT₅ 故障的速度性能指标在不同负载情况下表现出轻微波动，同时随着负载持续增大， η_f 逐渐减小，VT₃、VT₅ 发生故障时，也呈现出相同的变化趋势。

为衡量基于离散傅里叶系数故障定位方案的精确度，通过故障定位准确数量刻画故障定位精确度。具体而言，在 10 次不同负载情况下开展每类故障情

况定位实验, 获得每一类故障对应的累计准确数量。基于此, 6 类单管故障情况下的定位精确度性能指标可视化结果如图 9 所示。

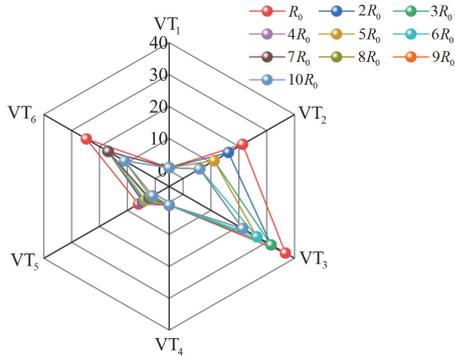


图 8 6 类单管故障下诊断速度性能指标雷达图

Fig. 8 Radar chart of diagnostic speed performance index for six single-tube fault conditions

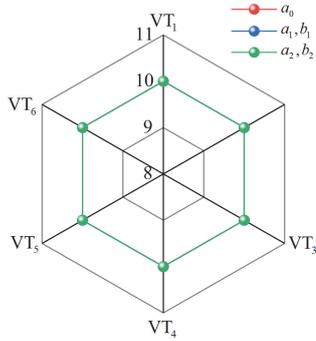


图 9 6 类单管故障下定位精确度性能指标雷达图

Fig. 9 Radar chart of location accuracy performance index for six single-tube fault conditions

根据图 9, 在 10 次不同负载情况下开展的 6 类单管故障实验中, 采用直流分量系数, 一阶余、正弦基系数以及二阶余、正弦基系数的累计准确数量均为 10, 未出现误定位。根据实验结果, 采用基于离散傅里叶系数的定位方案可实现精准故障定位。

5.3 所提诊断方案综合仿真验证

本节以 b 相功率器件 VT₃、VT₃VT₄ 开路故障为示例, 对本文所提诊断与定位方法进行仿真, 分析并验证所提方案的诊断快速性与精确性, 仿真结果如图 10、图 11 所示。

在图 10(a)中, VT₃ 开路故障后实测 u_{bn} 正半周期截止, 且故障电压幅值达至 50 V, 同时 u_{an} 、 u_{cn} 出现不同程度畸变。图 10(b)显示电压残差时频特征 $J(\Delta u_{cm})$ 与阈值 J_{th} 。结合图 10(c)分析可知, 在故障发生后, 残差时频特征在 7.344 ms 后超越 J_{th} , 触发故障报警。在报警后 2.08 ms, 依据表 3 所归纳的

傅里叶系数代数与极性特征确定 VT₃ 管故障。

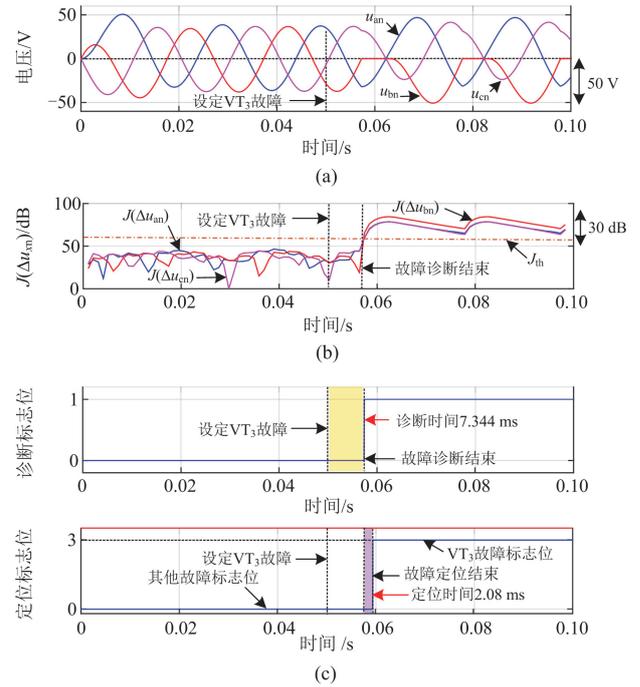


图 10 VT₃ 开路故障下所提方案仿真验证

Fig. 10 Simulation of the proposed scheme in VT₃ fault

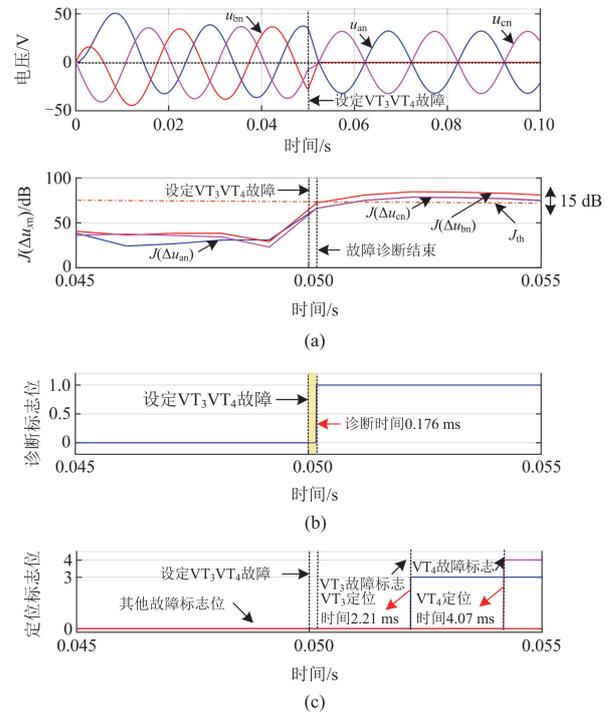


图 11 VT₃VT₄ 开路故障下所提方案仿真验证

Fig. 11 Simulation of the proposed scheme in VT₃VT₄ fault

在图 11(a)中, VT₃VT₄ 开路故障后 $u_{bn} \approx 0$, 同时 u_{an} 、 u_{cn} 也出现幅值缩减。根据图 11(b)、图 11(c)

分析可知,在故障发生后,残差时频特征在 0.176 ms 后超越 J_{th} , 触发故障报警。在报警后 2.21 ms, 故障 VT_3 管率先被定位, 最终在报警信号后 4.07 ms, 确定 VT_4 管发生故障。

5.4 硬件在环实验平台验证

图 12 为逆变器开路故障诊断系统的硬件在环实验平台, 包括上位机、可编程直流电源、硬件在环实验平台 RT-Lab 以及示波器。采用与 5.2 节、5.3 节相同的开路故障实例, 测量正常工况以及 VT_3 、 VT_3VT_4 开路故障下的三相电压, 如图 13—图 15 所示。

根据图 13, 正常工况下三相电压保持稳定正弦波输出。图 14 中 VT_3 开路故障下, b 相电压正半周期出现截止失真。图 15 中 VT_3VT_4 开路故障下, b 相电压为 0, 其余两相电压虽然保持正弦波输出, 但与正常工况相比, 幅值出现变化。 VT_3 、 VT_3VT_4 开路故障下实测三相电压残差分别如图 16 和图 17 所示。



图 12 硬件在环实验平台

Fig. 12 Hardware-in-the-loop experiment platform

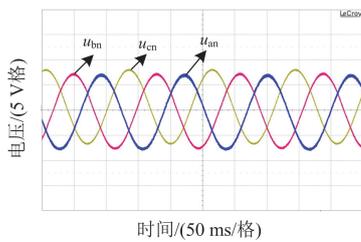


图 13 正常工况实测三相电压

Fig. 13 Three-phase voltage under normal condition

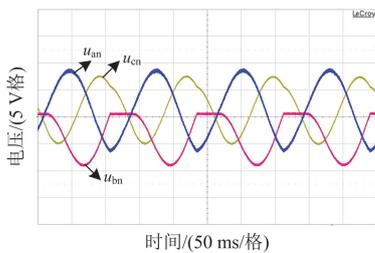


图 14 b 相 VT_3 故障情况下的三相电压

Fig.14 Three-phase voltage under VT_3 fault in phase b

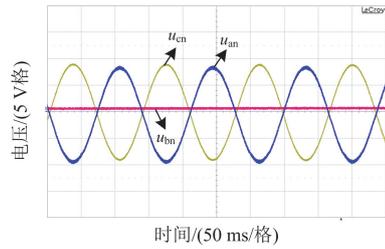


图 15 b 相 VT_3VT_4 故障情况下的三相电压

Fig. 15 Three-phase voltage under VT_3VT_4 fault in phase b

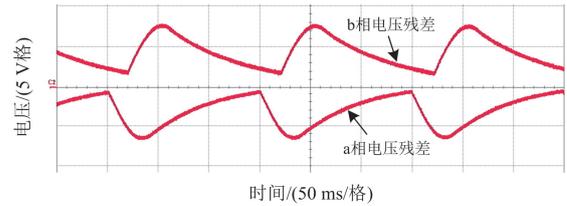


图 16 VT_3 开路故障下基于硬件在环的 a、b 相电压残差

Fig. 16 Voltage residuals of phases a and b based on hardware-in-the-loop under VT_3 open-circuit fault

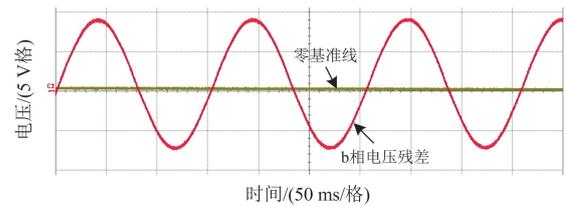


图 17 VT_3VT_4 开路故障下基于硬件在环的 b 相电压残差

Fig. 17 Voltage residuals of phase b based on hardware-in-the-loop under VT_3VT_4 open-circuit fault

图 16 和图 17 中, VT_3 开路故障下, b 相电压残差为正极性, a 相电压残差为负极性。 VT_3VT_4 开路故障下, b 相电压残差为标准正弦波。两类具体故障下的电压残差实验结果与逆变器电路机理及仿真结果吻合。综上, 根据硬件在环平台所得电压残差, 采用本文所提诊断及定位方法, 可实现逆变器开路故障的实时报警与精准定位。

5.5 诊断方案对比分析

将本文所提开路故障诊断方案与目前已提出的几种方案在同等研究对象条件下, 分别比较故障诊断变量个数、阈值设定模式、鲁棒性实施方案以及诊断时间, 对比结果如表 6 所示。

根据表 6 中已有方案在所给定 4 个角度的对比, 可以看出所提诊断方案具备以下的优势: 1) 所提方案中拥有独立的抗干扰部分——基于 FDT-WPA 的电压噪声扰动滤除, 确保后续诊断方案参与变量的可用性以及整个诊断系统的鲁棒性; 2) 所提方案诊断时间均小于等于半个基波周期, 在确保鲁棒性的

基础上, 使得诊断系统具备实时响应特性。

表 6 故障诊断方案性能比较

Table 6 Performance comparison of fault diagnosis schemes

方法	诊断变量 个数	故障诊断 阈值设定	鲁棒性实施 方案	诊断速度 性能指标 η_t
文献[1]	6	自适应阈值	集员估计法	$\leq 1/2$
文献[9]	10	计算设定	—	≤ 4
文献[24]	5	先验设定		$\leq 1/2$
文献[25]	6	计算设定	无具体	≥ 1
文献[26]	6	先验设定	实施方案	≤ 2
文献[27]	7			未讨论
本文方法	5	计算设定	微分跟踪器 + 小波分析法	$\leq 1/2$

6 结论

针对现有故障诊断方案中存在阈值主观设定、特征信号与故障信息匹配困难的问题, 提出融合模型驱动与信号分析的逆变器开路故障诊断方法。

在残差生成环节, 采用微分跟踪器与小波分析法滤除三相电压中的噪声及扰动信号。在故障诊断环节, 利用短时傅里叶变换引入电压残差评价函数, 根据残差时频特征计算阈值实现故障诊断。在额定及不同负载条件下的实验结果显示, 所需诊断时间最长未超过电压基波周期的一半。在故障定位环节, 依据电压残差离散傅里叶系数辨识故障器件。在实际工程应用中, 本方案无需添置额外传感器, 不仅降低成本开销, 而且规避潜在故障源的引入, 为逆变器系统的定期维修与器件更换提供有效依据。

参考文献

- [1] 朱燕飞, 汪振杰, 李传江, 等. 集员估计在 PMSM 逆变器开路故障诊断中的应用[J/OL]. 控制理论与应用: 1-6[2025-07-12]. <https://link.cnki.net/urlid/44.1240.TP.20241010.1711.036>
ZHU Yanfei, WANG Zhenjie, LI Chuanjiang, et al. Application of set-membership estimation for open circuit fault diagnosis of PMSM inverters[J/OL]. Control Theory & Applications: 1-6[2025-07-12]. <https://link.cnki.net/urlid/44.1240.TP.20241010.1711.036>
- [2] 陈超波, 代佳伟, 孙天誉, 等. 面向残差评价的中点钳位型逆变器开路故障诊断方法[J]. 电工技术学报, 2024, 39(21): 6877-6895.
CHEN Chaobo, DAI Jiawei, SUN Tianyu, et al. NPC type inverter open circuit fault diagnosis method based on residual performance evaluation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(21): 6877-6895.
- [3] 季亮, 殷佳明, 姜恩宇, 等. 基于混合量测状态估计的配电网故障定位方法[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(12): 58-68.
JI Liang, YIN Jiaming, JIANG Enyu, et al. A fault location method based on hybrid measurement state estimation for a distribution network[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(12): 58-68.
- [4] 马晓军, 李敏裕, 魏曙光, 等. T 型逆变器开路故障诊断[J]. 电工技术学报, 2018, 33(10): 2324-2333.
MA Xiaojun, LI Minyu, WEI Shuguang, et al. Open circuit fault diagnosis of T-type inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(10): 2324-2333.
- [5] LIU Z, XIAO L, WANG Q, et al. Open-circuit fault diagnosis for MMC based on event-triggered and capacitor current state observation[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2022, 69(2): 534-538.
- [6] SUI C, HE Y, LI Z, et al. The post-fault current model of voltage source converter and its application in fault diagnosis[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(2): 1209-1214.
- [7] ZHANG W, HE Y, WANG C, et al. A Multiple open-circuit fault diagnosis method for two-level three-phase voltage source converters based on average-phase voltage mode[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(1): 1138-1152.
- [8] DING S. Model-based fault diagnosis techniques: design schemes, algorithms and tools[M]. London: Springer London, 2013.
- [9] 罗屿, 李凯迪, 陈春阳, 等. 基于模型参数辨识的逆变器故障诊断方法[J]. 铁道科学与工程学报, 2024, 21(5): 2119-2130.
LUO Yu, LI Kaidi, CHEN Chunyang, et al. Model parameter identification-based inverter fault diagnosis method[J]. Journal of Railway Science and Engineering, 2024, 21(5): 2119-2130.
- [10] 杨兴武, 卢愿, 徐浩文, 等. 基于电容电压预测误差优化的 MMC 多管开路故障诊断策略[J]. 电力系统保护与控制, 2025, 53(7): 63-74.
YANG Xingwu, LU Yuan, XU Haowen, et al. Multiple IGBT open-circuit fault diagnosis strategy for an MMC based on capacitor voltage prediction error optimization[J]. Power System Protection and Control, 2025, 53(7): 63-74.
- [11] ZHAO Y, SONG Z, LI D, et al. Wind turbine gearbox fault diagnosis based on multi-sensor signals fusion[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2024, 9(4): 96-109.
- [12] 陈勇, 刘志龙, 陈章勇. 基于电流矢量特征分析的逆变器开路故障快速诊断与定位方法[J]. 电工技术学报, 2018, 33(4): 883-891.
CHEN Yong, LIU Zhilong, CHEN Zhangyong. Fast diagnosis and location method for open-circuit fault in inverter based on current vector character analysis[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(4): 883-891.

- [13] 孙章, 金炜东, 吴帆, 等. 考虑非平稳特性的 Vienna 整流器鲁棒故障诊断方法[J]. 电力系统保护与控制, 2025, 53(17): 102-113.
SUN Zhang, JIN Weidong, WU Fan, et al. Robust fault diagnosis method for Vienna rectifiers considering non-stationary characteristics[J]. Power System Protection and Control, 2025, 53(17): 102-113.
- [14] 张雅晖, 杨凯, 杨帆. 基于小波包能量分析和信号融合的异步电机转子故障诊断[J]. 电测与仪表, 2024, 61(4): 161-168.
ZHANG Yahui, YANG Kai, YANG Fan. Rotor fault diagnosis of induction motor based on wavelet packet energy analysis and signal fusion[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2024, 61(4): 161-168.
- [15] 毕贵红, 张靖超, 赵四洪, 等. 基于小波散射变换与 IRCA-ICA-Res 结合的电压源控制型静止同步补偿系统的故障诊断[J]. 电力系统保护与控制, 2025, 53(8): 144-158.
BI Guihong, ZHANG Jingchao, ZHAO Sihong, et al. Fault diagnosis of voltage source controlled static synchronous compensator based on combination of wavelet scattering transform and IRCA-ICA-Res[J]. Power System Protection and Control, 2025, 53(8): 144-158.
- [16] KUMAR M. Open circuit fault detection and switch identification for LS-PWM H-bridge inverter[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2021, 68(4): 1363-1367.
- [17] GUO H, GUO S, XU J, et al. Power switch open-circuit fault diagnosis of six-phase fault tolerant permanent magnet synchronous motor system under normal and fault-tolerant operation conditions using the average current Park's vector approach[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(3): 2641-2660.
- [18] 申永鹏, 马梓洋, 金楠, 等. 三相电压源型逆变器单传感器相电流重构故障诊断策略[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(10): 135-146.
SHEN Yongpeng, MA Ziyang, JIN Nan, et al. Fault diagnosis strategy for three-phase voltage source inverter based on single sensor phase current reconstruction[J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(10): 135-146.
- [19] ALIKHANI A, JAMSHIDPOUR E, DHALE S, et al. Fault diagnosis of electric motors by a channel-wise regulated CNN and differential of STFT[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2025, 61(2): 3066-3077.
- [20] ROSERO J, ROMERAL L, ORTEGA J, et al. Short-circuit detection by means of empirical mode decomposition and Wigner-Ville distribution for PMSM running under dynamic condition[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(11): 4534-4547.
- [21] 孙天誉, 陈超波, 张彬彬, 等. 基于通用平均技术的开关变换器建模研究[J]. 现代电子技术, 2023, 46(22): 83-88.
SUN Tianyu, CHEN Chaobo, ZHANG Binbin, et al. Research on switching converter modeling based on general average technology[J]. Modern Electronics Technique, 2023, 46(22): 83-88.
- [22] KAZEM M, SHOKROLLAH S, MEHDI A. A new generalized state-space averaged model, control design and stability analysis for three phase grid-connected quasi-Z-source inverters[J]. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2024, 158: 1-18.
- [23] REN Y, ZHANG L, SHI P. Fault diagnosis method for ship power-system DC-DC converter using augmented WPD and multi-branch CNN-BiLSTM network[J]. Journal of the Franklin Institute, 2025, 362(9): 1-18.
- [24] TIAN L, WU F, SHI Y, et al. A current dynamic analysis based open-circuit fault diagnosis method in voltage-source inverter fed induction motors[J]. Journal of Power Electronics, 2017, 17(3): 725-732.
- [25] WANG Z, YE Z, YANG G, et al. A fast diagnosis method for power switch faults in inverter based on DC voltage waveform[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(7): 8686-8695.
- [26] 罗屿, 陈春阳, 石英春, 等. 基于电流值分析的三相逆变器开关管开路故障诊断方法[J]. 铁道科学与工程学报, 2024, 21(10): 4370-4382.
LUO Yu, CHEN Chunyang, SHI Yingchun, et al. Fault diagnosis method for open-circuit switches in three-phase inverters based on current value analysis[J]. Journal of Railway Science and Engineering, 2024, 21(10): 4370-4382.
- [27] 李江伟, 石瑞才, 王愚, 等. UPS 系统中电压型逆变器开路故障诊断研究[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(23): 148-153.
LI Jiangwei, SHI Ruicai, WANG Yu, et al. Open-circuit fault diagnosis of a voltage-source inverter in a UPS system[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(23): 148-153.

收稿日期: 2025-07-13; 修回日期: 2025-09-16

作者简介:

孙天誉(1999—), 男, 博士研究生, 研究方向为电机驱动系统故障诊断与容错控制; E-mail: suntianyu@st.xatu.edu.cn

陈超波(1978—), 男, 通信作者, 博士, 教授, 研究方向为智能控制、分数阶系统、故障诊断与容错控制; E-mail: chenchao@xatu.edu.cn

代佳伟(1998—), 女, 博士研究生, 研究方向为电机驱动系统脉冲矢量控制策略、故障诊断与容错控制。E-mail: daijiawei@xatu.edu.cn

(编辑 许威)