

四川电力技术

SICHUAN ELECTRIC POWER TECHNOLOGY

第48卷第**1**期

2025年02月

四川省电机工程学会

四川电力科学研究院

二零二五年
第四十八卷
第一期



ISSN 1003-6954



《四川电力技术》公众号



《四川电力技术》官网

- 四川省一级期刊
- 万方数字化期刊群入网期刊
- 中国学术期刊（光盘版）入编期刊
- 中国期刊全文数据库收录期刊
- 首届《CAJ-CD规范》执行优秀奖获奖期刊
- 中国学术期刊综合评价数据库统计源期刊
- 重庆维普中文科技期刊数据库收录期刊
- 超星数字图书馆入网期刊
- 中国核心期刊（遴选）数据库收录期刊

“水风光多能互补优化运行” 专栏征稿启事

随着全球能源转型的加速推进，中国正积极构建新能源体系，水风光等可再生能源的开发利用进入了规模化、高效化的全新阶段。水风光跨时空多能互补优化运行成为提升能源结构清洁度、保障电力供应安全的关键路径。然而，随着风光新能源快速开发与接入，如何实现水风光多能系统的安全高效优化运行，成为当前新型电力系统建设面临的重大挑战。一方面，水、风、光能源特性各异，特别是风光出力的间歇性和波动性，给系统的供需平衡、稳定控制带来了巨大挑战。如何精准进行水风光出力预测、优化资源配置，进而实现不同时间、空间尺度下多能互补协调运行，成为提升系统整体效能的关键。另一方面，随着大规模风光新能源并网，其不确定性给系统的灵活调节能力和故障应对能力提出了更高要求。如何提升系统调节能力，在保障系统安全稳定运行的前提下，最大化利用可再生能源，减少弃风、弃光和弃水现象，是当前亟需解决的技术难题。

为了推动水风光多能互补优化运行相关技术的创新与发展，集中呈现和交流研究成果，《四川电力技术》特邀国网四川省电力公司电力科学研究院正高级工程师陈刚、清华四川能源互联网研究院副研究员罗彬和四川大学山区河流保护与治理全国重点实验室副研究员陈仕军作为特约主编，主持“水风光多能互补优化运行”专栏，希望与作者和广大读者一起探讨水风光多能互补优化运行领域存在的关键技术问题。诚邀从事相关研究的专家学者和科研人员积极投稿。

1. 专栏征稿范围（包括但不限于）：

- (1) 水、风、光多能源系统气象分析与预测方法
- (2) 水风光多能互补系统灵活组网与优化配置技术
- (3) 水风光多能互补系统联合控制与优化调度技术
- (4) 水风光多能互补接入系统稳定性分析与控制方法
- (5) 储能（含抽水蓄能）优化配置与运行技术
- (6) 含高比例水风光可再生能源的电力系统灵活调节技术

2. 截止时间

2025年7月15日截稿，并在《四川电力技术》择期刊出。

3. 投稿要求

- (1) 所投稿件须是未公开发表的原创性论文，未一稿多投，不涉及署名争议，具有较强的理论性、前瞻性和技术性；作者对论文内容的真实性和客观性负责。
- (2) 论文引言中研究目的清晰明确，详细介绍国内外研究背景，对现有其他研究者的工作进行客观的评述；阐述自己的观点，并对自己的研究思路进行总体介绍。论文研究设计和方法叙述清楚，数据合理并被正确地分析和解释；比较所提出的方法和现有方法的优缺点。
- (3) 正文部分要求层次清晰、重点突出、论述严谨、文字简练，避免长篇公式推导，字数以不超过8000字(包括图表)、正文部分6~8页为宜。
- (4) 结论部分应概括文章研究工作，给出具有创新性、指导性的结论。
- (5) 来稿请用Word排版，格式、摘要、作者信息请参考《四川电力技术》投稿网站首页的论文模板。

4. 投稿方式

请登录《四川电力技术》投稿网站<https://scdljs.ijournals.cn/scdljs/home>进行作者注册后在线投稿，投稿栏目请选择“水风光多能互补优化运行”专题。

5. 投稿联系人

陈老师：15308040901

程老师：028-69995169

罗老师：028-69995168

《四川电力技术》
编辑委员会

主任委员 胡海舰
副主任委员 刘俊勇
委 员(按姓氏笔画笔形为序)
马芳平 王 卓 王渝红
司马文霞 年 珩 朱 康
何正友 余 熙 吴广宁
张安安 李 旻 李 建
李富祥 李镇义 杨迎春
汪康康 肖 欣 肖先勇
苏少春 邹见效 陈 峰
唐万斌 梅生伟 黄 琦
董秀成 蒋兴良 韩晓言
廖学静 滕予非
秘 书 贺含峰
程文婷

目 次

· 电网技术 ·

基于特征系统实现算法的改进次同步振荡参数辨识
..... 曾雪洋,陈 刚,刘一霖,张 放,史华勃,王 曦(1)
新能源送出线路非全相运行机理及其对保护的影响研究
..... 罗易萍,张永杰,周文越,杨 琪,向 博,曾 奕(10)
短导体并联下的三相电流不平衡机理分析
..... 张 纯,钟 威,石 涛,林 波,苏明虹,熊 攀(18)
考虑多风电机组关联特性的超短期功率预测方法
..... 朱 童,王彦洋,叶 希,黄格超,李 甘,朱琳俐,张 巍,王渝红(23)

· 电力运检技术 ·

基于语义分割数据增强与可变形卷积的输变电缺陷检测
..... 王译萱,向思屿,梁晖辉,邝俊威,张菊玲,刘松嘉(32)
特高压换流变阀侧油浸表带触指腐蚀特征与快速检测
..... 黄志成,刘 凡,胡仕红,董仲明,王 燕,程华润,徐 赟,夏琅雨(41)
基于 FFRLS-UKF 的储能电池荷电状态在线评估
..... 罗 飞,饶俊星,王江林,李立秋,陈 瑶,肖 军,张 波,袁啟锋(47)
基于智能图像处理的线路覆冰厚度检测技术研究
..... 曾寒焯,李庆东,刘成斌,黎柏城,李亚伟(57)
融合 BiFPN 和注意力机制的电力设备异常检测算法
..... 邹 琬,杨玥坪,廖文龙,刘 睿,王振宇,孙 璐,唐 浩(63)
电力用防火封堵材料发展现状
..... 曾晓亮,兰新生,李文雄,郭德明,王 燕,赵海波(72)

· 电力设计与优化 ·

考虑条件风险价值的配电网开关规划最优模型
..... 江 均,芦 杨,杨 涛,周龙翔,邓道强(77)
三相关型功率放大器设计及零序环流抑制研究 徐 琳,刘 畅,路子豪(85)
高频电磁耦合电流传感器调理电路设计与实现
..... 刘苏婕,莫锦涛,吴金根,李福超(93)

· 经验交流 ·

GIS 内置特高频传感器响应特性试验及结果分析
..... 何宇航,张铸林,张 劲,姚 晓,苏明虹,薛志航(99)
一起 500 kV 架空线路地线金具发热分析与研究
..... 吕品雷,赵福平,郭利瑞,卢金奎,陈 俊,邱中华,张宗喜,朱轲(105)

四川电力技术

双月刊 1978 年创刊

中国标准连续出版物号:

ISSN 1003-6954

CN 51-1315/TM

2025 年第 48 卷第 1 期(总 295 期)

主管单位:四川省电力公司

主办单位:四川省电机工程学会

四川电力科学研究院

发行范围:公开

主 编:李富祥

副 主 编:程文婷

编辑出版:《四川电力技术》编辑部

发 行:四川电力科学研究院

地 址:成都市高新区锦晖西二街 16 号

邮政编码:610041

电话:(028)69995169/5168/5165

邮箱:cdsdljs@163.com

设 计:四川科锐得实业集团有限公司
文化传播分公司

印 刷:四川和乐印务有限责任公司

国内定价:每册 12.00 元

[期刊基本参数]CN 51-1315/TM * 1978 *

b * A4 * 112 * zh * P * ¥12.00 * 3000 * 15

* 2025-2

CONTENTS

· Power System Technology ·

- Improved Subsynchronous Oscillation Parameter Identification Based on Eigensystem Realization Algorithm
 ZENG Xueyang, CHEN Gang, LIU Yilin, ZHANG Fang, SHI Huabo, WANG Xi(1)
- Research on Open-phase Operation Mechanism of Transmission Lines Connected to Renewable Power Sources and Its Impact on Protection
 LUO Yiping, ZHANG Yongjie, ZHOU Wenyue, YANG Qi, XIANG Bo, ZENG Yi(10)
- Analysis on Three-phase Current Unbalance Mechanism under Parallel Connection of Short Conductors
 ZHANG Chun, ZHONG Wei, SHI Tao, LIN Bo, SU Minghong, XIONG Pan(18)
- Ultra-short-term Power Prediction Method Considering Correlation Characteristics of Multiple Wind Turbines
 ZHU Tong, WANG Yanfeng, YE Xi, HUANG Gechao, LI Gan, ZHU Linli, ZHANG Wei, WANG Yuhong(23)

· Operation and Maintenance Technology ·

- Defect Detection for Transmission and Transformation Lines Based on SAM Data Augmentation and Deformable Convolution
 WANG Yixuan, XIANG Siyu, LIANG Huihui, KUANG Junwei, ZHANG Juling, LIU Songjia(32)
- Corrosion Analysis and Rapid Detection of Contact Strips in Valve-side Ascending Flange of UHV Converter Transformer
 HUANG Zhicheng, LIU Fan, HU Shihong, DONG Zhongming, WANG Yan, CHENG Huarun, XU Yun, XIA Langyu(41)
- Online Assessment for State of Charge of Energy Storage Battery Based on FRLS-UKF
 LUO Fei, RAO Junxing, WANG Jianglin, LI Liqiu, CHEN Yao, XIAO Jun, ZHANG Bo, YUAN Qifeng(47)
- Research on Line Icing Thickness Detection Technology Based on Intelligent Image Processing
 ZENG Hanye, LI Qingdong, LIU Chengcheng, LI Bocheng, LI Yawei(57)
- An Anomaly Detection Algorithm for Power Equipment Integrating BiFPN and Attention Mechanism
 ZOU Wan, YANG Yueping, LIAO Wenlong, LIU Rui, WANG Zhenyu, SUN Lu, TANG Hao(63)
- Development Status of Fireproof Sealing Materials for Power Grid
 ZENG Xiaoliang, LAN Xinsheng, LI Wenxiong, GUO Deming, WANG Yan, ZHAO Haibo(72)

· Electric Power Design and Optimization ·

- Optimal Switch Planning Model of Distribution Network Considering Conditional Value at Risk
 JIANG Jun, LU Yang, YANG Tao, ZHOU Longxiang, DENG Daoqiang(77)
- Design of Three-phase Switching Power Amplifier and Research on Zero-sequence Circulating Current Suppression
 XU Lin, LIU Chang, LU Zihao(85)
- Design and Implementation of Conditioning Circuit for High Frequency Magnetolectric Coupling Current Sensor
 LIU Sujie, MO Jintao, WU Jingen, LI Fuchao(93)

· Experience Sharing ·

- Response Characteristics Test for Built-in UHF Sensor of GIS and Its Result Analysis
 HE Yuhang, ZHANG Zhulin, ZHANG Jing, YAO Xiao, SU Minghong, XUE Zhihang(99)
- Analysis and Research on Heating of Fittings of Ground Wire of 500 kV Overhead Transmission Line
 LYU Pinlei, ZHAO Fuping, GUO Lirui, LU Jinkui, CHEN Jun, QIU Zhonghua, ZHANG Zongxi, ZHU Ke(105)

SICHUAN ELECTRIC POWER
 TECHNOLOGY

2025 Vol.48 No.1

(Ser. No. 295)

Bimonthly, Started in 1978

Address: No. 16, 2ND Jinhui West Street, High-tech Zone,
 Chengdu, Sichuan, China

Postcode: 610041

Sponsor:

Sichuan Society of Electrical Engineering
 Sichuan Electric Power Research Institute

Editor in chief: LI Fuxiang

Editor & Publisher:

Editorial Department of SICHUAN ELECTRIC POWER
 TECHNOLOGY

基于特征系统实现算法的改进次同步振荡参数辨识

曾雪洋^{1,2}, 陈刚^{1,2}, 刘一霖³, 张放³, 史华勃^{1,2}, 王曦^{1,2}

(1. 国网四川省电力公司电力科学研究院, 四川 成都 610041; 2. 电力物联网四川省重点实验室, 四川 成都 610041; 3. 北京交通大学电气工程学院, 北京 100044)

摘要:基于特征系统实现算法(eigensystem realization algorithm, ERA)求解简便、运算量小的优点,提出了一种改进的次同步振荡参数辨识方法。改进的算法先通过拼接同步相量的实部矩阵和虚部矩阵构造实数域汉克尔矩阵,并对其进行矩阵分解得到系统矩阵,再求系统矩阵的特征值从而实现次同步振荡角频率的提取,仅利用200 ms的同步相量序列即可实现次同步振荡参数的高效辨识。改进的ERA有效解决了现有ERA在辨识过程中未考虑基波分量和振荡分量的角频率两两共轭约束的局限。再分别利用合成和实际测量的同步相量测量终端数据对改进的ERA进行验证研究,结果表明所提算法可以准确提取基波和次同步/超同步振荡参数,并有效实现次同步振荡的动态实时监测。

关键词:同步相量; 次同步振荡; 参数辨识; 特征系统实现算法

中图分类号: TM 712 文献标志码: A 文章编号: 1003-6954(2025)01-0001-09

DOI: 10.16527/j.issn.1003-6954.20250101

Improved Subsynchronous Oscillation Parameter Identification Based on Eigensystem Realization Algorithm

ZENG Xueyang^{1,2}, CHEN Gang^{1,2}, LIU Yilin³, ZHANG Fang³, SHI Huabo^{1,2}, WANG Xi^{1,2}

(1. State Grid Sichuan Electric Power Research Institute, Chengdu 610041, Sichuan, China; 2. Power Internet of Things Key Laboratory of Sichuan Province, Chengdu 610041, Sichuan, China; 3. School of Electrical Engineering, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China)

Abstract: Based on the simplicity and low computational cost of eigensystem realization algorithm (ERA), an improved parameter identification method for subsynchronous oscillation is proposed. The improved algorithm constructs the real domain Hankel matrix by splicing the real part matrix and the imaginary part matrix of synchrophasor and decomposes it to get the system matrix, and then it calculates the eigenvalues of system matrix so as to extract the angular frequency of subsynchronous oscillations. The efficient identification of subsynchronous oscillations parameters can be realized only by using the synchrophasor sequence of 200 ms. The improved ERA effectively solves the limitations that the pairwise conjugate constraints of angular frequency of fundamental and oscillatory components are not considered in the identification process of existing ERA. Finally, the improved ERA is verified by using the synthetic and actual synchrophasor measurement terminal data, and the results show that the proposed algorithm can accurately extract the fundamental and subsynchronous/supersynchronous oscillation parameters, and effectively realize the dynamic real-time monitoring of the subsynchronous oscillations.

Key words: synchrophasor; subsynchronous oscillation; parameter identification; eigensystem realization algorithm

0 引言

随着新能源发电的大规模并网集成,以及各种大容量电力电子装置的广泛应用,电网中的次同步

基金项目: 国家电网有限公司科技项目(521997230001)

振荡(subsynchronous oscillation, SSO)问题正逐渐成为潜在的重大风险。SSO不仅会降低系统的传输能力,还可能危及系统的安全运行,甚至导致系统振荡失稳。因此,对电力系统中SSO的动态过程进行持续、密切的监测,并在发现潜在风险时采取有效措施,显得尤为关键^[1-2]。

SSO 动态过程的检测方法已有很多。文献[3]利用数字故障记录器对 SSO 进行在线监测,并证明了电气和机械信号都可以用于 SSO 监测。文献[4]介绍了一种基于模型的参数辨识方法——普罗尼(Prony)分析法,该方法在信噪比高时精度较高,但计算量大、计算时间长。以上方法都需要用到故障记录器提供的瞬时数据,但由于故障记录器安装在不同的总线上,及时收集这些数据具有挑战性。

目前,广域测量系统(wide-area measurement system, WAMS)及同步相量测量终端(phasor measurement unit, PMU)已经在电力系统中大范围应用。基于同步相量数据进行 SSO 分析的最大优势在于不同厂站测量的数据因具有统一时标而有可比性。现有的基于同步相量进行 SSO 参数识别的方法,可以按是否基于离散傅里叶变换(discrete Fourier transform, DFT)来分类。

在基于 DFT 的算法中,文献[5]利用 WAMS/PMU,分析了同步相量的快速傅里叶变换算法和采样率对其幅值谱的影响,并给出了同步相量幅值谱的修正比例,实现了 SSO 参数的辨识。但是该方法需要较大的数据窗口(10 s)来准确地提取 SSO 分量的参数,在识别快速变化的 SSO 时其实时性和可靠性较低。因此,文献[6]提出了一种结合汉宁窗口(Hanning window)的插值 DFT 方法,不仅将数据窗缩短到 2 s,而且可以有效地消除频谱混叠的影响。文献[7]在文献[5]的基础上提出了基于加阻尼莱夫-文森特(Rife-Vincent) M 阶窗函数的插值方法对同步相量进行频谱分析,进一步提高了 SSO 辨识精度,并将数据窗口缩短至 2 s。

在非 DFT 算法中主要有两种模态参数提取算法,即矩阵束方法^[8]和特征系统实现算法^[9]。非 DFT 算法受频谱分辨率的限制小,因此在缩短时间窗口至 2 s 时,这种方法仍能保持较高的参数辨识精度。虽然上述基于同步相量的 SSO 参数识别方法在一定程度上保证了识别 SSO 参数的准确性,但是 2 s 仍是一个较长的时间窗口。此外,上述方法没有考虑基波分量以及振荡分量的正、负分量的角频率共轭约束,这会导致 SSO 参数辨识的准确性降低。

在 SSO 参数辨识领域中,特征系统实现算法(eigensystem realization algorithm, ERA)是一种经典的模态参数提取算法,它将模态参数提取转化为矩

阵分解,求解简单。但它也有明显的缺点,其一是需要 1 s 的数据窗口以确保参数辨识结果的精确度;其二是未考虑角频率共轭约束。在研究过程中通常基于模型固定不变进行分析,但在实际应用中这些模型往往会受多种因素影响而发生变化。较长的数据窗口会更加局限于模型固定的假设。因此,基于实际应用,缩短数据窗是必要的;但缩短数据窗后改进 ERA 的辨识精度会大大降低,需对算法进行改进,使其在较短的数据窗也能保持较高的精确度。

下面从汉克尔矩阵的构造方面对现有 ERA 进行改进,以解决现有 ERA 得到的角频率不能总是满足两两共轭的问题。同时,改进后的 ERA 将数据窗口缩短至 200 ms,可以较好地弱化假定模型不变带来的局限。使用合成和实际测量的 PMU 数据对所改进的 ERA 方法进行仿真验证,结果表明所提方法不仅可以将数据窗口缩短至 200 ms,还保证了 SSO 参数辨识的精确度。

1 同步相量模型和模态参数提取

1.1 同步相量的模态模型

首先,建立电力系统的电流或电压的瞬时信号模型,并假设该模型在所选取的数据窗口内保持固定不变,记作 $x(t)$ 。

$$x(t) = x_0 \cos(2\pi f_0 t + \phi_0) + x_{\text{sub}} \cos(2\pi f_{\text{sub}} t + \phi_{\text{sub}}) + x_{\text{sup}} \cos(2\pi f_{\text{sup}} t + \phi_{\text{sup}}) \quad (1)$$

式中: f 、 x 、 ϕ 分别为频率、幅值、初相位;下标“0、sub、sup”分别表示基波、次同步、超同步分量。

根据 IEEE std C37.118 标准规定,对式(1)进行 DFT,得到与瞬时信号 $x(t)$ 相对应的同步相量序列 $\dot{X}(k)$ ^[10],如式(2)所示。

$$\dot{X}(k) = (e^{jk\pi}) \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(t) e^{-j\frac{2\pi}{N}n} = \dot{X}_0(k) + \dot{X}_{\text{sub}}(k) + \dot{X}_{\text{sup}}(k) \quad (2)$$

式中, N 为根据瞬时值计算同步相量时的数据采样点总数。通常选择在一个基波周期 $1/f_N$ (f_N 为电力系统的额定频率) 内的瞬时值采样点数,因此瞬时值的采样率是 Nf_N 。

对式(2)应用欧拉公式,将不同分量对应的同步相量分成正频率分量和负频率分量。以超同步分量为例,其分解过程为

$$\begin{aligned} \dot{X}_{\text{sup}}(k) &= (e^{jk\pi}) \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_{\text{sup}} \cos(2\pi f_{\text{sup}} t + \phi_{\text{sup}}) e^{-j\frac{2\pi}{N}n} = \\ & Q(f_{\text{sup}}, -1) x_{\text{sup}} e^{j\phi_{\text{sup}}} e^{j\frac{2\pi(f_{\text{sup}}-f_N)k}{f_s}} + \\ & Q^*(f_{\text{sup}}, +1) x_{\text{sup}} e^{-j\phi_{\text{sup}}} e^{-j\frac{2\pi(f_N-f_{\text{sup}})k}{f_s}} \end{aligned} \quad (3)$$

式中:上标“*”表示共轭; f_s 为同步相量数据的上传频率,且 $f_s=2f_N$ 。

引入了函数 $Q(f,l)$ 表示同步相量的计算过程, f 为各分量的频率, l 为+1或-1分别表示正频率或负频率,其函数表达式为

$$Q(f,l) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{(j\frac{2\pi f}{f_N} + j\frac{2\pi l}{N})n} \quad (4)$$

基波分量、次同步分量和超同步分量中均包含正频率分量和负频率分量。因此同步相量各分量的表达式如下:

$$\begin{cases} \dot{X}_0^+(k) = Q^*(f_0, +1) x_0 e^{-j\phi_0} e^{j\omega_0 k} \\ \dot{X}_0^-(k) = Q(f_0, -1) x_0 e^{j\phi_0} e^{-j\omega_0^* k} \end{cases} \quad (5)$$

$$\begin{cases} \dot{X}_{\text{sub}}^+(k) = Q^*(f_{\text{sub}}, +1) x_{\text{sub}} e^{-j\phi_{\text{sub}}} e^{j\omega_{\text{sub}} k} \\ \dot{X}_{\text{sub}}^-(k) = Q(f_{\text{sub}}, -1) x_{\text{sub}} e^{j\phi_{\text{sub}}} e^{-j\omega_{\text{sub}}^* k} \end{cases} \quad (6)$$

$$\begin{cases} \dot{X}_{\text{sup}}^+(k) = Q(f_{\text{sup}}, -1) x_{\text{sup}} e^{j\phi_{\text{sup}}} e^{j\omega_{\text{sup}} k} \\ \dot{X}_{\text{sup}}^-(k) = Q^*(f_{\text{sup}}, +1) x_{\text{sup}} e^{-j\phi_{\text{sup}}} e^{-j\omega_{\text{sup}}^* k} \end{cases} \quad (7)$$

式中,上标“+、-”表示各分量的正频率和负频率分量。

在式(5)一式(7)中引入了各分量的角频率,其表达式为

$$\begin{cases} \omega_0 = 2\pi \frac{f_N - f_0}{f_s} \\ \omega_{\text{sub}} = 2\pi \frac{f_N - f_{\text{sub}}}{f_s} \\ \omega_{\text{sup}} = 2\pi \frac{f_{\text{sup}} - f_N}{f_s} \end{cases} \quad (8)$$

由于次同步分量和超同步分量是一对频率耦合的振荡分量,且基波分量的频率 f_0 接近于 f_N ,因此二者频率满足的关系可用式(9)表示。

$$f_{\text{sub}} + f_{\text{sup}} = 2f_N \quad (9)$$

基于式(9),可以推导出 $\omega_{\text{sub}} = \omega_{\text{sup}}^*$ 和 $\omega_{\text{sup}} = \omega_{\text{sub}}^*$,为简化公式,令:

$$\begin{cases} \alpha = \omega_0 \\ \beta = \omega_{\text{sub}} = \omega_{\text{sup}}^* \end{cases} \quad (10)$$

又因为次同步分量和超同步分量的正、负频率部分频率相同,可以将二者合并成振荡分量以简化同步相量序列 $\dot{X}(k)$,则有:

$$\begin{aligned} \dot{X}(k) &= \dot{X}_0^+(k) + \dot{X}_0^-(k) + \dot{X}_{\text{sub}}^+(k) + \\ & \dot{X}_{\text{sub}}^-(k) + \dot{X}_{\text{sup}}^+(k) + \dot{X}_{\text{sup}}^-(k) = \\ & \dot{X}_0^+(k) + \dot{X}_0^-(k) + \dot{X}_s^+(k) + \dot{X}_s^-(k) \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{cases} \dot{X}_0^+(k) = Q^*(f_0, +1) x_0 e^{-j\phi_0} e^{j\alpha k} \\ \dot{X}_0^-(k) = Q(f_0, -1) x_0 e^{j\phi_0} e^{-j\alpha k} \end{cases} \quad (12)$$

$$\begin{cases} \dot{X}_s^+(k) = Q^*(f_{\text{sub}}, +1) x_{\text{sub}} e^{-j\phi_{\text{sub}}} e^{j\beta k} + \\ \quad Q(f_{\text{sup}}, -1) x_{\text{sup}} e^{j\phi_{\text{sup}}} e^{j\beta k} \\ \dot{X}_s^-(k) = Q(f_{\text{sub}}, -1) x_{\text{sub}} e^{j\phi_{\text{sub}}} e^{-j\beta k} + \\ \quad Q^*(f_{\text{sup}}, +1) x_{\text{sup}} e^{-j\phi_{\text{sup}}} e^{-j\beta k} \end{cases} \quad (13)$$

式中, α, β 分别为基波分量和振荡分量的角频率。

鉴于 ERA 是一种模态参数提取算法,因此研究了同步相量的模态模型。依据文献[11],可将同步相量表示成 4 个模态相加的形式:

$$\dot{X}(k) = \sum_{m=1}^4 R_m e^{\omega_m k} \quad (14)$$

$$\begin{cases} R_1 = Q^*(f_0, +1) x_0 e^{-j\phi_0} \\ R_2 = Q(f_0, -1) x_0 e^{j\phi_0} \\ R_3 = Q^*(f_{\text{sub}}, +1) x_{\text{sub}} e^{-j\phi_{\text{sub}}} + Q(f_{\text{sup}}, -1) x_{\text{sup}} e^{j\phi_{\text{sup}}} \\ R_4 = Q(f_{\text{sub}}, -1) x_{\text{sub}} e^{j\phi_{\text{sub}}} + Q^*(f_{\text{sup}}, +1) x_{\text{sup}} e^{-j\phi_{\text{sup}}} \end{cases} \quad (15)$$

$$\omega_1 = j\alpha, \omega_2 = -j\alpha, \omega_3 = j\beta, \omega_4 = -j\beta \quad (16)$$

式中: ω_m 为角频率; R_m 为 $k=0$ 时 m 模态的基准值; k 为角频率随时间变化的特征。

由式(14)一式(16)可知,SSO 下的同步相量序列 $\dot{X}(k)$ 是由 4 个模态构成的模型,即 4 个复指数和 4 个常参数线性组合而成的模态模型。

1.2 模态参数提取问题

从海量的同步相量数据中提取 SSO 的角频率参数是一个典型的模态参数提取问题,而 ERA 是一种经典模态参数提取算法。它通过构造汉克尔矩阵和系统矩阵将提取模态参数转化为矩阵分解。这种方法可以直接确定基波分量和振荡分量的角频率,计算成本低,求解效率高。

ERA 巧妙地利用了同步相量序列的时间连续性,通过构建两个具有特定移位的汉克尔矩阵来提取信息。利用两个移位汉克尔矩阵之间的关系,可以得到系统矩阵,即 $\text{diag}(e^{\omega_1}, e^{\omega_2}, e^{\omega_3}, e^{\omega_4})$ 。然后依据式(16)对系统矩阵求解特征值,再进一步即可求出基波分量和振荡分量的角频率。

在 SSO 参数辨识领域,存在多种方法,但相比

之下,ERA 方法以其简洁的求解过程和高效的计算效率脱颖而出,因此选择基于 ERA 提出一种电网次同步振荡参数辨识方法。

2 基于改进 ERA 的 SSO 参数辨识

2.1 ERA 的基本原理

现有 ERA 基于同步相量模型的特征进行汉克尔矩阵的构造,它通过构造两个移位的汉克尔矩阵,并利用它们之间的特定关系,推导出系统矩阵。

利用同步相量序列 $\dot{X}(k)$ 构造两个移位汉克尔矩阵,将其记为 Y 和 Y' 。

$$Y = \begin{bmatrix} \dot{X}(0) & \dot{X}(1) & \cdots & \dot{X}(L) \\ \dot{X}(1) & \dot{X}(2) & \cdots & \dot{X}(L+1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \dot{X}(K-L-1) & \dot{X}(K-L) & \cdots & \dot{X}(K-1) \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$Y' = \begin{bmatrix} \dot{X}(1) & \dot{X}(2) & \cdots & \dot{X}(L+1) \\ \dot{X}(2) & \dot{X}(3) & \cdots & \dot{X}(L+2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \dot{X}(K-L) & \dot{X}(K-L+1) & \cdots & \dot{X}(K) \end{bmatrix} \quad (18)$$

式中: K 为同步相量的数目; $L+1$ 为矩阵的列数。汉克尔矩阵中每一行和每一列均具有时间连续性。

根据第 1.1 节可知,SSO 下的同步相量模型由 4 个模态线性组合而成。因此,将汉克尔矩阵 Y 进行奇异值分解,表示为:

$$Y = Z_1 R Z_2 \quad (19)$$

$$Z_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ e^{\omega_1} & e^{\omega_2} & e^{\omega_3} & e^{\omega_4} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ e^{\omega_1(K-L-1)} & e^{\omega_2(K-L-1)} & e^{\omega_3(K-L-1)} & e^{\omega_4(K-L-1)} \end{bmatrix}$$

$$Z_2 = \begin{bmatrix} 1 & e^{\omega_1} & \cdots & e^{\omega_1 L} \\ 1 & e^{\omega_2} & \cdots & e^{\omega_2 L} \\ 1 & e^{\omega_3} & \cdots & e^{\omega_3 L} \\ 1 & e^{\omega_4} & \cdots & e^{\omega_4 L} \end{bmatrix} \quad (20)$$

$$R = \text{diag}(R_1, R_2, R_3, R_4) \quad (21)$$

式中: Z_1 为左奇异矩阵; Z_2 为右奇异矩阵; R 为特征值矩阵。

依据两个移位汉克尔矩阵之间的特性,可将汉克尔矩阵 Y' 表示为

$$Y' = Z_1' R Z_2' = Z_1 R Z_0 Z_2 \quad (22)$$

式中, Z_0 为系统矩阵,可表示为 $\text{diag}(e^{\omega_1}, e^{\omega_2}, e^{\omega_3}, e^{\omega_4})$ 。

依据 Z_0 的表达式可知,4 个角频率的值只需要通过求解 Z_0 的特征值即可获得,因此得到 Z_0 是非常关键的。 Z_0 的表达式为

$$Z_0 = R^{-\frac{1}{2}} Z_1^{-1} Y' Z_2^{-1} R^{-\frac{1}{2}} \quad (23)$$

得到 Z_0 之后,对 Z_0 求解特征值即可得到 4 个复指数。对 4 个复指数取对数可以得到基波和振荡分量角频率。

从求解过程中可以看出,ERA 最大的优势是通过矩阵分解的形式来提取 SSO 的角频率参数,该过程运算量小,计算效率高,这使得它在处理快速变化的 SSO 信号时具有优势。但该算法在实际应用于辨识电力系统的 SSO 参数中仍存在缺陷。

2.2 现有 ERA 的缺陷

现有 ERA 直接基于复数域的同步相量构造汉克尔矩阵,得到复数域系统矩阵。求解复数域系统矩阵的特征值,可以得到 4 种模态的角频率。

从数学角度上讲,现有 ERA 方法在理想条件下可以精确辨识 SSO 参数。在求解复数域系统矩阵的特征值时,可以得到两两共轭的系统矩阵特征值。但是,在实际应用中瞬时信号里会有各种扰动,而直接求解复数域系统矩阵 Z_0 得到的特征值不再满足两两共轭关系,而且一对特征值距离共轭的理想情况偏差较大。

同样从数学角度讲,求解实数矩阵的特征值可以保证特征值无论在理想条件下还是在噪声条件下均满足两两共轭约束。那么,如果能够构造实数域汉克尔矩阵,在理论上,角频率共轭约束问题就可以解决。构造实数域汉克尔矩阵是所提方法的基本出发点,是改进 ERA 与现有 ERA 本质的差别。

2.3 改进 ERA 的基本思想

2.3.1 构造实数域汉克尔矩阵

1) 构造两个实数域移位汉克尔矩阵。

利用第 2.1 节中构造的复数域汉克尔矩阵 Y 和 Y' ,分别提取同步相量序列的实部和虚部,构造了两个实数域移位汉克尔矩阵 H 和 H' 。构造实数域汉克尔矩阵的详细过程如下:

首先,提取出同步相量序列的实部矩阵和虚部矩阵,如式(24)和式(25)所示。

$$\text{Re}(2Y) = \begin{bmatrix} 2\text{Re}[\dot{X}(0)] & 2\text{Re}[\dot{X}(1)] & \cdots & 2\text{Re}[\dot{X}(L)] \\ 2\text{Re}[\dot{X}(1)] & 2\text{Re}[\dot{X}(2)] & \cdots & 2\text{Re}[\dot{X}(L+1)] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 2\text{Re}[\dot{X}(K-L-1)] & 2\text{Re}[\dot{X}(K-L)] & \cdots & 2\text{Re}[\dot{X}(K-1)] \end{bmatrix} \quad (24)$$

$$\text{Im}(2Y) = \begin{bmatrix} 2\text{Im}[\dot{X}(0)] & 2\text{Im}[\dot{X}(1)] & \cdots & 2\text{Im}[\dot{X}(L)] \\ 2\text{Im}[\dot{X}(1)] & 2\text{Im}[\dot{X}(2)] & \cdots & 2\text{Im}[\dot{X}(L+1)] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 2\text{Im}[\dot{X}(K-L-1)] & 2\text{Im}[\dot{X}(K-L)] & \cdots & 2\text{Im}[\dot{X}(L-1)] \end{bmatrix} \quad (25)$$

式中,Re、Im 分别为同步相量的实部和虚部。

其次,将实部矩阵和虚部矩阵拼接构造实数域汉克尔矩阵。下面证明为何可以直接将实部矩阵和虚部矩阵拼接构造实数域汉克尔矩阵。

实部矩阵和虚部矩阵分别由同步相量序列的实部和虚部构成,因此需要进一步分析同步相量的实部和虚部的模态组成,分析过程如下:

依据式(11)、式(12)和式(15),基波分量的实部和虚部可以表示为:

$$\begin{aligned} 2\text{Re}[\dot{X}_0(k)] &= [\dot{X}_0(k) + \dot{X}_0^*(k)] = \\ &[(R_1 + R_2^*)e^{j\alpha k} + (R_2 + R_1^*)e^{-j\alpha k}] \\ 2\text{Im}[\dot{X}_0(k)] &= [\dot{X}_0(k) - \dot{X}_0^*(k)] = \\ &[(R_1 - R_2^*)e^{j\alpha k} + (R_2 - R_1^*)e^{-j\alpha k}] \end{aligned} \quad (26)$$

对式(26)可以进一步简化,令:

$$\begin{cases} R_{0+}^{(r)} = R_1 + R_2^*, & R_{0-}^{(r)} = R_2 + R_1^* \\ R_{0+}^{(i)} = R_1 - R_2^*, & R_{0-}^{(i)} = R_2 - R_1^* \end{cases} \quad (27)$$

观察式(27)可以发现引入的 4 个参数存在如下关系:

$$R_{0+}^{(r)} = R_{0-}^{(r)*}, \quad R_{0+}^{(i)} = R_{0-}^{(i)*} \quad (28)$$

同理,依据式(11)、式(13)和式(15),振荡分量的实部和虚部可以表示为:

$$\begin{aligned} 2\text{Re}[\dot{X}_s(k)] &= [\dot{X}_s(k) + \dot{X}_s^*(k)] = \\ &[(R_3 + R_4^*)e^{j\beta k} + (R_4 + R_3^*)e^{-j\beta k}] \\ 2\text{Im}[\dot{X}_s(k)] &= [\dot{X}_s(k) - \dot{X}_s^*(k)] = \\ &[(R_3 - R_4^*)e^{j\beta k} + (R_4 - R_3^*)e^{-j\beta k}] \end{aligned} \quad (29)$$

式(29)亦可以进一步简化,令:

$$\begin{cases} R_{s+}^{(r)} = R_3 + R_4^*, & R_{s-}^{(r)} = R_4 + R_3^* \\ R_{s+}^{(i)} = R_3 - R_4^*, & R_{s-}^{(i)} = R_4 - R_3^* \end{cases} \quad (30)$$

引入的这 4 个参数同样存在以下关系

$$R_{s+}^{(r)} = R_{s-}^{(r)*}, \quad R_{s+}^{(i)} = R_{s-}^{(i)*} \quad (31)$$

至此,结合式(11)、式(26)、式(28)、式(29)和式(31),同步相量的实部和虚部可表示为

$$\begin{aligned} 2\text{Re}[\dot{X}(k)] &= 2\text{Re}[\dot{X}_0(k)] + 2\text{Re}[\dot{X}_s(k)] = \\ &R_{0+}^{(r)}e^{j\alpha k} + R_{0+}^{(r)*}e^{-j\alpha k} + R_{s+}^{(r)}e^{j\beta k} + R_{s+}^{(r)*}e^{-j\beta k} \\ 2\text{Im}[\dot{X}(k)] &= 2\text{Im}[\dot{X}_0(k)] + 2\text{Im}[\dot{X}_s(k)] = \\ &R_{0+}^{(i)}e^{j\alpha k} + R_{0+}^{(i)*}e^{-j\alpha k} + R_{s+}^{(i)}e^{j\beta k} + R_{s+}^{(i)*}e^{-j\beta k} \end{aligned} \quad (32)$$

根据式(32),可确定同步相量拆分成的实部和虚部也是由 4 种模态组成。实部和虚部与完整的同步相量之间的差异仅仅体现在复指数前的常数不同,而模态模式相同,因此可以将同步相量的实部矩阵和虚部矩阵拼接构造实数域汉克尔矩阵。这部分内容是改进 ERA 方法最核心的理论支撑,也是所提改进最核心的贡献。

将实部矩阵和虚部矩阵直接拼接得到所提改进 ERA 方法中的实数域汉克尔矩阵,如式(33)所示。

$$\begin{aligned} H &= \begin{bmatrix} 2\text{Re}[\dot{X}(0)] & 2\text{Re}[\dot{X}(1)] & \cdots & 2\text{Re}[\dot{X}(L)] \\ 2\text{Re}[\dot{X}(1)] & 2\text{Re}[\dot{X}(2)] & \cdots & 2\text{Re}[\dot{X}(L+1)] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 2\text{Re}[\dot{X}(K-L-1)] & 2\text{Re}[\dot{X}(K-L)] & \cdots & 2\text{Re}[\dot{X}(K-1)] \\ 2\text{Im}[\dot{X}(0)] & 2\text{Im}[\dot{X}(1)] & \cdots & 2\text{Im}[\dot{X}(L)] \\ 2\text{Im}[\dot{X}(1)] & 2\text{Im}[\dot{X}(2)] & \cdots & 2\text{Im}[\dot{X}(L+1)] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 2\text{Im}[\dot{X}(K-L-1)] & 2\text{Im}[\dot{X}(K-L)] & \cdots & 2\text{Im}[\dot{X}(K-1)] \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \text{Re}(2Y) \\ \text{Im}(2Y) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (33)$$

同理,另一个实数域汉克尔矩阵 H' 为

$$H' = \begin{bmatrix} \text{Re}(2Y') \\ \text{Im}(2Y') \end{bmatrix} \quad (34)$$

从整体上来看,将实部矩阵和虚部矩阵拼接即得到了改进 ERA 方法中的实数域汉克尔矩阵 H 和 H' 。

2) 对实数域汉克尔矩阵进行奇异值分解并求解系统矩阵。

仿照式(19)的形式,将汉克尔矩阵 H 也进行奇异值分解,并写成 $H=URV$ 的形式,构造过程如下:

$\text{Re}[\dot{X}(k)]$ 和 $\text{Im}[\dot{X}(k)]$ 中基波分量的正、负分量的系数虽不相等但都是常数,可以通过一定的

倍数用 R_m 表示。因此,引入 4 个常数,表示同步相量实部和虚部的基波分量中的常参数与 $(R_1、R_2)$ 的倍数关系,表达式为

$$\begin{cases} \gamma_1^{(r)} R_1 = R_{0+}^{(r)}, & \gamma_2^{(r)} R_2 = R_{0+}^{(r)*} \\ \gamma_1^{(i)} R_1 = R_{0+}^{(i)}, & \gamma_2^{(i)} R_2 = R_{0+}^{(i)*} \end{cases} \quad (35)$$

式中, $\gamma_n^{(r)}$ 和 $\gamma_n^{(i)}$ ($n=1,2$) 即为 4 个常数。联立式(15)、式(27)和式(35),可以得到 $\gamma_n^{(r)}$ 和 $\gamma_n^{(i)}$ ($n=1,2$)。其中 $\gamma_1^{(r)}$ 的详细推导过程如式(36)所示。

$$\gamma_1^{(r)} = \frac{R_{0+}^{(r)}}{R_1} = \frac{R_1 + R_2^*}{R_1} = \frac{Q^*(f_0, +1) + Q^*(f_0, -1)}{Q^*(f_0, +1)} \quad (36)$$

同理,剩余 3 个常数的表达式如式(37)所示。

$$\begin{cases} \gamma_2^{(r)} = \frac{Q(f_0, +1) + Q(f_0, -1)}{Q(f_0, -1)} \\ \gamma_1^{(i)} = \frac{Q^*(f_0, +1) - Q^*(f_0, -1)}{Q^*(f_0, +1)} \\ \gamma_2^{(i)} = \frac{Q(f_0, -1) - Q(f_0, +1)}{Q(f_0, -1)} \end{cases} \quad (37)$$

同样地,引入另外 4 个常数,表示同步相量实部和虚部的振荡分量中常参数与 $(R_3、R_4)$ 的倍数关系,表达式为

$$\begin{cases} \gamma_3^{(r)} R_3 = R_{s+}^{(r)}, & \gamma_4^{(r)} R_4 = R_{s+}^{(r)*} \\ \gamma_3^{(i)} R_3 = R_{s+}^{(i)}, & \gamma_4^{(i)} R_4 = R_{s+}^{(i)*} \end{cases} \quad (38)$$

式中, $\gamma_n^{(r)}$ 和 $\gamma_n^{(i)}$ ($n=3,4$) 是 4 个常数。联立式(15)、式(30)和式(38),可以得到 $\gamma_n^{(r)}$ 和 $\gamma_n^{(i)}$ ($n=3,4$)。其中 $\gamma_3^{(r)}$ 的详细推导过程如式(39)所示。

$$\begin{aligned} \gamma_3^{(r)} &= \frac{R_{s+}^{(r)}}{R_3} = \frac{R_3 + R_4^*}{R_3} = \\ & \frac{Q^*(f_{\text{sub}}, +1)x_{\text{sub}}e^{-j\phi_{\text{sub}}} + Q(f_{\text{sup}}, -1)x_{\text{sup}}e^{j\phi_{\text{sup}}}}{Q^*(f_{\text{sub}}, +1)x_{\text{sub}}e^{-j\phi_{\text{sub}}} + Q(f_{\text{sup}}, -1)x_{\text{sup}}e^{j\phi_{\text{sup}}}} + \\ & \frac{Q^*(f_{\text{sub}}, -1)x_{\text{sub}}e^{-j\phi_{\text{sub}}} + Q(f_{\text{sup}}, +1)x_{\text{sup}}e^{j\phi_{\text{sup}}}}{Q^*(f_{\text{sub}}, +1)x_{\text{sub}}e^{-j\phi_{\text{sub}}} + Q(f_{\text{sup}}, -1)x_{\text{sup}}e^{j\phi_{\text{sup}}}} = \\ & \frac{[Q^*(f_{\text{sub}}, +1) + Q^*(f_{\text{sub}}, -1)]x_{\text{sub}}e^{-j\phi_{\text{sub}}}}{Q^*(f_{\text{sub}}, +1)x_{\text{sub}}e^{-j\phi_{\text{sub}}} + Q(f_{\text{sup}}, -1)x_{\text{sup}}e^{j\phi_{\text{sup}}}} + \\ & \frac{[Q(f_{\text{sup}}, -1) + Q(f_{\text{sup}}, +1)]x_{\text{sup}}e^{j\phi_{\text{sup}}}}{Q^*(f_{\text{sub}}, +1)x_{\text{sub}}e^{-j\phi_{\text{sub}}} + Q(f_{\text{sup}}, -1)x_{\text{sup}}e^{j\phi_{\text{sup}}}} \end{aligned} \quad (39)$$

同理,剩下 3 个常数的表达式如式(40)所示。

$$\begin{cases} \gamma_4^{(r)} = \frac{[Q(f_{\text{sub}}, +1) + Q(f_{\text{sub}}, -1)]x_{\text{sub}}e^{j\phi_{\text{sub}}}}{Q(f_{\text{sub}}, -1)x_{\text{sub}}e^{j\phi_{\text{sub}}} + Q^*(f_{\text{sup}}, +1)x_{\text{sup}}e^{-j\phi_{\text{sup}}}} + \\ \frac{[Q^*(f_{\text{sup}}, -1) + Q^*(f_{\text{sup}}, +1)]x_{\text{sup}}e^{-j\phi_{\text{sup}}}}{Q(f_{\text{sub}}, -1)x_{\text{sub}}e^{j\phi_{\text{sub}}} + Q^*(f_{\text{sup}}, +1)x_{\text{sup}}e^{-j\phi_{\text{sup}}}} \\ \gamma_3^{(i)} = \frac{[Q^*(f_{\text{sub}}, +1) - Q^*(f_{\text{sub}}, -1)]x_{\text{sub}}e^{-j\phi_{\text{sub}}}}{Q^*(f_{\text{sub}}, +1)x_{\text{sub}}e^{-j\phi_{\text{sub}}} + Q(f_{\text{sup}}, -1)x_{\text{sup}}e^{j\phi_{\text{sup}}}} + \\ \frac{[Q(f_{\text{sup}}, -1) - Q(f_{\text{sup}}, +1)]x_{\text{sup}}e^{j\phi_{\text{sup}}}}{Q^*(f_{\text{sub}}, +1)x_{\text{sub}}e^{-j\phi_{\text{sub}}} + Q(f_{\text{sup}}, -1)x_{\text{sup}}e^{j\phi_{\text{sup}}}} \\ \gamma_4^{(i)} = \frac{[Q(f_{\text{sub}}, +1) - Q(f_{\text{sub}}, -1)]x_{\text{sub}}e^{j\phi_{\text{sub}}}}{Q(f_{\text{sub}}, -1)x_{\text{sub}}e^{j\phi_{\text{sub}}} + Q^*(f_{\text{sup}}, +1)x_{\text{sup}}e^{-j\phi_{\text{sup}}}} + \\ \frac{[Q^*(f_{\text{sup}}, -1) - Q^*(f_{\text{sup}}, +1)]x_{\text{sup}}e^{-j\phi_{\text{sup}}}}{Q(f_{\text{sub}}, -1)x_{\text{sub}}e^{j\phi_{\text{sub}}} + Q^*(f_{\text{sup}}, +1)x_{\text{sup}}e^{-j\phi_{\text{sup}}}} \end{cases} \quad (40)$$

依据式(29)、式(35)和式(37),同步相量的实部和虚部又可表示为

$$\begin{aligned} 2\text{Re}[\dot{X}(k)] &= (\gamma_1^{(r)} R_1 e^{j\alpha k} + \gamma_2^{(r)} R_2 e^{-j\alpha k} + \\ & \gamma_3^{(r)} R_3 e^{j\beta k} + \gamma_4^{(r)} R_4 e^{-j\beta k}) \\ 2\text{Im}[\dot{X}(k)] &= (\gamma_1^{(i)} R_1 e^{j\alpha k} + \gamma_2^{(i)} R_2 e^{-j\alpha k} + \\ & \gamma_3^{(i)} R_3 e^{j\beta k} + \gamma_4^{(i)} R_4 e^{-j\beta k}) \end{aligned} \quad (41)$$

新引入的 8 个常参数在实际求解的过程中并不需要计算出数值,在这里将其引入只是为了更形象地表示 SSO 下的同步相量在拆成实部和虚部之后,它的实部和虚部也可以写成 4 个模态线性组合的形式。

根据式(36)和式(41),可以将实数域汉克尔矩阵 \mathbf{H} 进行奇异值分解,写成 $\mathbf{H} = \mathbf{URV}$ 的形式,如图 1 所示。

结合式(36)、式(37)和式(41),可以发现实数域汉克尔矩阵 \mathbf{H} 和 \mathbf{H}' 具有与复数域汉克尔矩阵 \mathbf{Y} 和 \mathbf{Y}' 相似的特性。因此,理论上可以将汉克尔矩阵 \mathbf{H}' 表示成如式(42)所示的形式。

$$\mathbf{H}' = \mathbf{U}'\mathbf{R}'\mathbf{V}' = \mathbf{URAV} \quad (42)$$

式中, $\mathbf{A} = \text{diag}(e^{\omega_1}, e^{\omega_2}, e^{\omega_3}, e^{\omega_4})$, 为系统矩阵。

至此,已构造了两个移位的实数域汉克尔矩阵。

2.3.2 SSO 参数的求解

ERA 将提取 SSO 参数转化成矩阵分解。因此,首先需要求解出系统矩阵 \mathbf{A} , 以便进一步得到 4 个角频率。根据式(42),可以推理得到系统矩阵 \mathbf{A} 的求解表达式为

$$\mathbf{A} = \mathbf{R}^{-\frac{1}{2}} \mathbf{U}'^{-1} \mathbf{H}' \mathbf{V}^{-1} \mathbf{R}^{-\frac{1}{2}} \quad (43)$$

在得到系统矩阵 \mathbf{A} 之后,即可求其特征值,并对其取对数得到 4 个角频率 $(\omega_1, \omega_2, \omega_3, \omega_4)$ 的值。无论在理想条件下还是在有噪声的情况下,得到的

$$H = \underbrace{\begin{bmatrix} \gamma_1^{(r)} \begin{pmatrix} 1 \\ e^{\omega_1} \\ \vdots \\ e^{\omega_1(K-L-1)} \end{pmatrix} & \gamma_2^{(r)} \begin{pmatrix} 1 \\ e^{\omega_2} \\ \vdots \\ e^{\omega_2(K-L-1)} \end{pmatrix} & \gamma_3^{(r)} \begin{pmatrix} 1 \\ e^{\omega_3} \\ \vdots \\ e^{\omega_3(K-L-1)} \end{pmatrix} & \gamma_4^{(r)} \begin{pmatrix} 1 \\ e^{\omega_4} \\ \vdots \\ e^{\omega_4(K-L-1)} \end{pmatrix} \\ \gamma_1^{(i)} \begin{pmatrix} 1 \\ e^{\omega_1} \\ \vdots \\ e^{\omega_1(K-L-1)} \end{pmatrix} & \gamma_2^{(i)} \begin{pmatrix} 1 \\ e^{\omega_2} \\ \vdots \\ e^{\omega_2(K-L-1)} \end{pmatrix} & \gamma_3^{(i)} \begin{pmatrix} 1 \\ e^{\omega_3} \\ \vdots \\ e^{\omega_3(K-L-1)} \end{pmatrix} & \gamma_4^{(i)} \begin{pmatrix} 1 \\ e^{\omega_4} \\ \vdots \\ e^{\omega_4(K-L-1)} \end{pmatrix} \end{bmatrix}}_U R \underbrace{\begin{bmatrix} (1 \ e^{\omega_1} \ \dots \ e^{\omega_1 L}) \\ (1 \ e^{\omega_2} \ \dots \ e^{\omega_2 L}) \\ (1 \ e^{\omega_3} \ \dots \ e^{\omega_3 L}) \\ (1 \ e^{\omega_4} \ \dots \ e^{\omega_4 L}) \end{bmatrix}}_V$$

图 1 汉克尔矩阵奇异值分解

角频率 ω_1 和 ω_2 均满足 $j\alpha$ 和 $-j\alpha$ 的共轭关系,同时 ω_3 和 ω_4 也满足 $j\beta$ 和 $-j\beta$ 的共轭关系。因此,改进的 ERA 解决了现有 ERA 中未考虑角频率两两共轭约束的问题。

得到 4 个角频率后,可进一步求解同步相量各分量的频率、幅值和相位,求解过程如下:

1) 根据式 (44) 可以求出 4 个模态的常参数 (R_1 、 R_2 、 R_3 、 R_4) 的数值。

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ e^{j\alpha} & e^{-j\alpha} & e^{j\beta} & e^{-j\beta} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ e^{j\alpha(K-1)} & e^{-j\alpha(K-1)} & e^{j\beta(K-1)} & e^{-j\beta(K-1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_1 \\ R_2 \\ R_3 \\ R_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{X}(0) \\ \dot{X}(1) \\ \vdots \\ \dot{X}(K-1) \end{bmatrix} \quad (44)$$

2) 确定基波和振荡分量的正、负频率分量的计算值。

$$\begin{cases} \dot{X}_0^+(k) = R_1 e^{j\alpha}, & \dot{X}_0^-(k) = R_2 e^{-j\alpha} \\ \dot{X}_s^+(k) = R_3 e^{j\beta}, & \dot{X}_s^-(k) = R_4 e^{-j\beta} \end{cases} \quad (45)$$

3) 确定基波分量的频率、幅值和相位。

$$f_0 = \begin{cases} f_N - \frac{\alpha}{2\pi} f_s, & \|\dot{X}_0^+(k)\|_2 < \|\dot{X}_0^-(k)\|_2 \\ f_N + \frac{\alpha}{2\pi} f_s, & \|\dot{X}_0^+(k)\|_2 > \|\dot{X}_0^-(k)\|_2 \end{cases} \quad (46)$$

$$\begin{cases} Q(f_0, -1)x_0 e^{-j\phi_0} = \dot{X}_0^-(k), & \|\dot{X}_0^+(k)\|_2 < \|\dot{X}_0^-(k)\|_2 \\ Q^*(f_0, +1)x_0 e^{-j\phi_0} = \dot{X}_0^+(k), & \|\dot{X}_0^+(k)\|_2 \geq \|\dot{X}_0^-(k)\|_2 \end{cases} \quad (47)$$

4) 确定次同步和超同步分量的频率、幅值和相位。

$$\begin{cases} f_{\text{sub}} = f_N - \frac{\beta f_s}{2\pi} \\ f_{\text{sup}} = 2f_N - f_{\text{sub}} \end{cases}$$

$$\begin{bmatrix} Q^*(f_{\text{sub}}, +1) & Q(f_{\text{sup}}, -1) \\ Q^*(f_{\text{sub}}, -1) & Q(f_{\text{sup}}, +1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{\text{sub}} e^{-j\phi_{\text{sub}}} \\ x_{\text{sup}} e^{j\phi_{\text{sup}}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{X}_s^+(k) \\ \dot{X}_s^*(k) \end{bmatrix} \quad (48)$$

改进后的 ERA 方法更适合应用于处理实际电

力系统 SSO 参数的辨识,在 200 ms 的数据窗口条件下,其辨识精度明显优于现有 ERA。

3 仿真实验

为了验证所提出的基于系统特征实现算法的电网 SSO 参数辨识方法的正确性、可行性和实用性,分别利用合成和实际测量的 PMU 数据在 Matlab 软件上对算法进行了验证。

选择合成 PMU 数据是因其能全面覆盖不同频率范围和振荡特性,模拟复杂多变的电网运行状态和故障情况。通过精确设定振荡参数,可模拟各种 SSO 场景,从而系统地评估算法性能,确保其在实际应用中的正确性和有效性。

选择实际 PMU 数据是因其能直接反映电力系统实际动态特性,有助于准确评估算法应用可行性,并深入了解系统动态,有助于验证算法在实际场景中的实用性和可行性。

3.1 合成 PMU 数据的验证

利用式 (1) 作为生成模拟 PMU 数据的瞬时信号模型。首先,对模拟的 PMU 数据设置初始参数。设置系统的额定频率 $f_N = 50$ Hz,基波分量的频率 f_0 的初始取值分别为 49.0、49.5、49.7、50.0、50.5、51.0、51.5 Hz;基波分量的其他参数设置为 $(x_0, \phi_0) = (100, \pi/3)$ 。次同步分量的初始参数设置为 $(f_{\text{sub}}, x_{\text{sub}}, \phi_{\text{sub}}) = (20, 20, \pi/2)$;超同步分量的初始参数设置为 $(f_{\text{sup}}, x_{\text{sup}}, \phi_{\text{sup}}) = (80, 30, \pi/4)$ 。

在验证过程中,瞬时数据的采样频率为 20 kHz,数据点数为 200。对采样的瞬时数据进行 DFT,得到合成 PMU 数据,其中合成 PMU 数据的上传频率为 100 Hz。在改进 ERA 的 SSO 参数辨识中,选取的数据窗口为 200 ms,即 21 个同步相量序列。对于现有 ERA 的 SSO 参数辨识则选取了 200 ms 和 1 s 的数据窗口,即 21 个同步相量序列和 101 个同步相

量序列。改进 ERA 与现有 ERA 在验证实验中的初始参数相同,仅数据窗口长度有区别。

依据文献[12], f_{sub} 和 x_{sub} 对 SSO 下同步相量参数辨识精度的影响最大。因此,使用控制变量的方法,分别让 f_{sub} 在 $[5, 45]$ Hz 范围内以 1 Hz 间隔变化, x_{sub} 在 $[5, 100]$ 范围内以 1 为间隔变化。在上述条件下生成 PMU 数据后,基于改进 ERA 方法对合成 PMU 数据进行 SSO 参数辨识。同时,为评估改进算法在噪声影响下的 SSO 参数辨识精度,在瞬时信号模型式(1)中加入了零均值白噪声,PMU 数据的测量信噪比(signal-to-noise ratio, SNR)在 45 dB 左右,因此选取了 40 dB 作为仿真的噪声条件。利用改进 ERA 方法(简称 IERA)与现有 ERA 方法(简称 ERA)分别对 SSO 参数进行辨识,辨识结果列于表 1。将 3 种算法的辨识结果进行对比分析。

1)在理想条件下,改进 ERA 的参数辨识相对误差在 $10^{-13}\% \sim 10^{-11}\%$ 之间,接近于数据窗口为 1 s 的 ERA 的辨识结果。而取 200 ms 数据窗口的 ERA 参数辨识的相对误差在 $10^{-12}\% \sim 10^{-8}\%$ 之间。比较可知,在 200 ms 数据窗口下,改进 ERA 方法较于 ERA 方法展现出了更小的辨识误差。

2)在 40 dB 的白噪声条件下,200 ms 和 1 s 数据窗口的 ERA 方法对 x_0 的辨识误差均在 5% 左右,主要因为未考虑角频率 ω_1 和 ω_2 满足 $j\alpha$ 和 $-j\alpha$ 的共

轭关系,因此导致基波参数辨识误差较大。改进 ERA 方法在 200 ms 的数据窗下可以将辨识结果的相对误差控制在 3.5% 以下,接近于取 1 s 数据窗口的 ERA 方法,且对参数 x_0 的辨识误差更小。然而,ERA 在 200 ms 数据窗口下辨识结果的相对误差基本在 5%~10% 之间,甚至对次同步分量的幅值 x_{sub} 的辨识相对误差超过了 12%。因此,可以证明在测量信噪比为 40 dB 时,改进 ERA 对 SSO 下同步相量参数的辨识结果比 ERA 更精确,验证了所提算法对辨识 SSO 下同步相量参数的正确性和可行性。

3.2 实际测量 PMU 数据的验证

为了进一步验证改进 ERA 辨识 SSO 下同步相量各参数的实用性,运用实际测量的 PMU 数据进行了仿真分析,该 PMU 数据是来自于华北电网一次 SSO 事件记录^[2]。实际测量 PMU 数据的电流瞬时信号和同步相量的幅值分别如图 2 和图 3 所示。从图 2 和图 3 中可以观察到,所选取的 10 s 数据窗口作为实际测量 PMU 数据的仿真对象,展现出了非常快速的 SSO 变化。

所提出的改进 ERA 方法选取的数据窗口为 200 ms。同时,增设了以 2 s 为数据窗口的插值 DFT 算法,理论上该方法的辨识结果精确度较高。因此,将插值 DFT 算法在 2 s 数据窗口下的辨识结果作为评估其他算法辨识精度的参考基准。此外,

表 1 在理想条件和噪声条件下改进 ERA 与 ERA 辨识的相对误差

单位:%

仿真条件	SNR	方法	$\frac{ \hat{f}_0 - f_0 }{f_0}$	$\frac{ \hat{x}_0 - x_0 }{x_0}$	$\frac{ \hat{f}_{\text{sub}} - f_{\text{sub}} }{f_{\text{sub}}}$	$\frac{ \hat{x}_{\text{sub}} - x_{\text{sub}} }{x_{\text{sub}}}$	$\frac{ \hat{\phi}_{\text{sub}} - \phi_{\text{sub}} }{\phi_{\text{sub}}}$	$\frac{ \hat{x}_{\text{sup}} - x_{\text{sup}} }{x_{\text{sup}}}$	$\frac{ \hat{\phi}_{\text{sup}} - \phi_{\text{sup}} }{\phi_{\text{sup}}}$
$f_{\text{sub}} \in [5, 45]$ Hz	∞	IERA 200 ms	10^{-13}	10^{-12}	10^{-12}	10^{-11}	10^{-11}	10^{-11}	10^{-11}
		ERA 200 ms	10^{-9}	10^{-8}	10^{-12}	10^{-8}	10^{-9}	10^{-8}	10^{-9}
		ERA 1 s	10^{-11}	10^{-10}	10^{-12}	10^{-11}	10^{-11}	10^{-10}	10^{-11}
	40 dB	IERA 200 ms	0.188 9	0.761 9	0.061 6	2.915 4	2.047 7	2.127 5	3.484 3
		ERA 200 ms	0.647 9	5.582 4	0.096 1	8.015 5	3.327 0	7.724 0	5.736 0
		ERA 1 s	0.132 2	5.857 5	0.005 6	1.355 8	1.571 7	2.995 7	1.807 4
$x_{\text{sub}} \in [5, 100]$	∞	IERA 200 ms	10^{-13}	10^{-12}	10^{-12}	10^{-12}	10^{-11}	10^{-12}	10^{-11}
		ERA 200 ms	10^{-10}	10^{-10}	10^{-12}	10^{-10}	10^{-10}	10^{-10}	10^{-10}
		ERA 1 s	10^{-12}	10^{-10}	10^{-13}	10^{-11}	10^{-11}	10^{-11}	10^{-11}
	40 dB	IERA 200 ms	0.011 4	0.056 1	0.022 9	0.318 0	0.827 5	0.263 0	0.453 3
		ERA 200 ms	0.748 4	5.362 1	0.032 3	12.326 4	8.887 5	6.909 8	6.273 4
		ERA 1 s	0.172 9	4.550 2	0.003 4	1.646 5	0.452 7	0.891 1	0.608 8

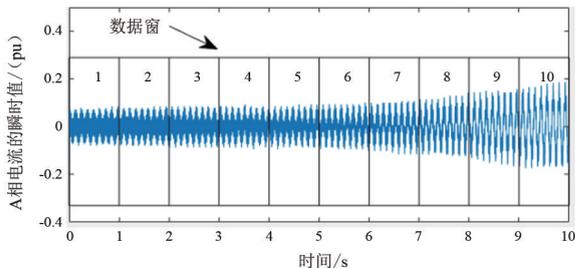


图 2 用于实际测量 PMU 数据的瞬时数据

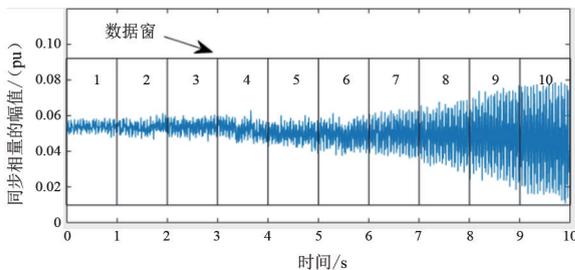


图 3 用于实际测量 PMU 数据的同步相量

还使用数据窗口长度分别为 1 s 和 200 ms 的 ERA 方法进行 SSO 参数辨识。

3 种方法对 SSO 下同步相量参数的辨识结果如图 4 所示。由于 3 种方法得到的基波分量的辨识结果差别不大,为节省篇幅,仅对振荡分量的辨识结果进行了详细介绍。另外,次同步分量和超同步分量是一对耦合分量,超同步分量辨识结果的精确性可以近似地用次同步分量的辨识结果表示,因此也省略了超同步分量的辨识结果。

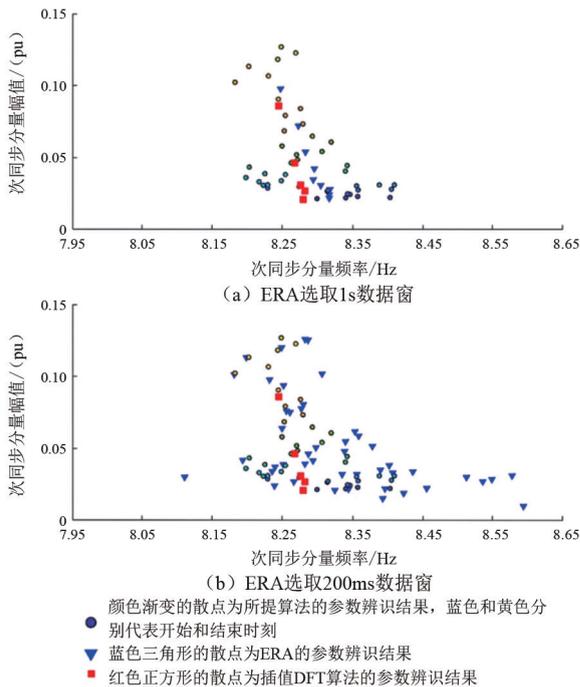


图 4 对实际测量 PMU 数据的次同步分量频率和幅值的辨识结果

从图 4(a)中可以看出 3 种方法的识别结果相

差不大。理论上,数据窗口越长,提取的信息量越多,辨识结果越准确,但实时性越差。ERA 和插值 DFT 算法的数据窗口长度分别为 1 s 和 2 s,而改进 ERA 只需 200 ms 的数据窗口即可得到精度与之相差不大的辨识结果。通过使用 200 ms 的超短数据窗口,改进 ERA 实现了对电网 SSO 的动态监测。

从图 4(b)中可以看出:在 200 ms 的数据窗口中,ERA 的辨识结果与插值 DFT 和改进 ERA 的辨识结果差别很大,改进 ERA 对频率 f_{sub} 的辨识结果集中在 8.18~8.40 Hz 之间,而 ERA 辨识结果最小的为 8.11 Hz、最大的接近 8.60 Hz 且有 5 次超过 8.50 Hz,这与插值 DFT 的辨识结果严重背离;3 种方法的 x_{sub} 识别结果差异不大。此外,200 ms 的数据窗口比 2 s 的数据窗口缩短了 90%,改进 ERA 更能反映 SSO 的实时特性。

4 结 论

上面利用 ERA 易于求解、计算量小、抗噪声能力强等优点,提出了一种改进的基于 ERA 的 SSO 参数辨识方法,实现了对电力系统 SSO 的动态实时监测。经过改进后的 ERA 通过引入实数汉克尔矩阵并证明构造过程的可行性,解决了角频率的共轭约束问题,使得参数辨识结果更加精确和可靠。该算法可以在 200 ms 的超短数据窗口下得到精确的参数辨识结果,增强了其在电力系统 SSO 分析中的应用价值。通过合成和实际测量的 PMU 数据对改进 ERA 方法进行了验证研究,结果表明:与 ERA 相比,改进 ERA 在 200 ms 的数据窗口下可以更准确地辨识参数,实现了对电力系统 SSO 的动态监测。

然而,改进 ERA 也存在一定的局限性。这种局限性是所有辨识方法普遍面临的挑战,即对于过于发散的信号处理能力有限。但所提出的算法通过缩短数据窗口的方式在最大程度上减少了信号发散对参数辨识结果的影响,实际上,改进 ERA 算法选取 200 ms 数据窗口,已经能够有效解决实际应用中大部分快速变化的振荡问题。

参考文献

[1] 毕天姝,孔永乐,肖仕武,等.大规模风电外送中的次同步振荡问题[J].电力科学与技术学报,2012,27(1): 10-15. (下转第 17 页)

新能源送出线路非全相运行机理及其对保护的影响研究

罗易萍¹,张永杰²,周文越¹,杨琪³,向博³,曾奕¹

(1. 国网四川省电力公司电力科学研究院,四川成都 610041;2. 国网四川省电力公司经济技术研究院,四川成都 610041;3. 国网四川省电力公司,四川成都 610041)

摘要:电力系统运行实践表明,新能源送出线路单相重合闸非全相运行过程中,新能源侧存在过电压和过电流,可能影响保护性能。为揭示送出线路非全相运行机理,首先推导了非全相运行状态下新能源侧电压和电流解析式,并利用实际故障录波数据验证了其有效性;然后,基于推导的解析式,研究了新能源控制方式、功率水平、送出线路长度对过电压、过电流的影响;最后,结合新能源送出系统保护配置情况,分析了送出线路保护和变压器保护对非全相运行状态的适应性。研究表明:非全相运行期间健全相电流约上升至额定电流的 $\sqrt{3}$ 倍,过电压幅值主要受断口阻抗和新能源电源正序等效阻抗的影响;由于同时存在较高的负序电压和过电流,变压器高压侧复合电压过电流保护可能误动作。

关键词:新能源;非全相运行;过电压;故障电流;保护适应性

中图分类号:TM 771 文献标志码:A 文章编号:1003-6954(2025)01-0010-08

DOI:10.16527/j.issn.1003-6954.20250102

Research on Open-phase Operation Mechanism of Outgoing Lines Connected to New Energy and Its Impact on Protection

LUO Yiping¹, ZHANG Yongjie², ZHOU Wenyue¹, YANG Qi³, XIANG Bo³, ZENG Yi¹

(1. State Grid Sichuan Electric Power Research Institute, Chengdu 610041, Sichuan, China;

2. State Grid Sichuan Economic Research Institute, Chengdu 610041, Sichuan, China;

3. State Grid Sichuan Electric Power Company, Chengdu 610041, Sichuan, China)

Abstract:The operation practice of power system has shown that overvoltage and overcurrent exist in the system during the open-phase operation of outgoing line connected to new energy, which may affect the performance of protection. To reveal the open-phase operation mechanism of outgoing line, the analytical expressions of voltage and current on new energy side are derived, and their effectiveness are verified using actual fault recording data. Based on the derived expressions, the effects of new energy control methods, power levels and outgoing line length on overvoltage and overcurrent are investigated. Combined with the protection configuration of the system, the adaptability of outgoing line protection and transformer protection to the open-phase operation state is also analyzed. Research results show that during the open-phase operation, the current of sound phase rises to about $\sqrt{3}$ times of the rated current, and the overvoltage amplitude is mainly affected by the transmission line's impedance and the equivalent positive-sequence impedance of new energy power. In addition, the compound voltage overcurrent protection on high voltage side of transformer may have malfunction due to the higher negative-sequence voltage and overcurrent.

Key words:new energy; open-phase operation; overvoltage; fault current; protection adaptability

0 引言

随着“双碳”目标的推进,电网中的新能源电源比例迅速增长。已有的新能源场站多采用集中式接

基金项目:国网四川省电力公司科技项目(521997230003)

入架构,多台新能源机组的电能经集电线汇集后再升压经送出线并入交流电网。送出线作为新能源电力外送的重要通道,其正常运行对于新能源场站具有重要意义^[1]。

非全相运行是新能源送出线的一种常见不对称运行状态。线路发生单相瞬时性接地故障后,故障

相跳闸且未重合、导线的一相发生断线、断路器触头接触电阻过大等因素均会导致系统处于非全相运行状态^[2-3]。与常规短路故障相比,非全相运行属于纵向不对称故障,两者的故障端口和故障电气量分布均有所不同。电网调度部门试验数据和新能源场站现场故障录波数据表明,送出线非全相运行状态下,系统存在过电压和过电流^[4-5],可能对送出系统保护产生影响。为此,有必要结合新能源特性开展送出线非全相运行机理和保护研究。

目前,针对电力系统非全相运行状态特性的研究大致可以分为以下 3 类:1) 常规交流线路非全相运行状态研究;2) 发电机组非全相运行状态研究;3) 新能源送出系统非全相运行状态研究。

对于常规交流线路非全相运行,文献[6]分析了线路序电流分量的变化情况,并研究了其对距离元件和方向元件特性的影响;文献[7]通过计算零序分支系数,分析了线路非全相运行对零序保护的影响。针对非全相运行后线路再故障的场景,文献[8]提出一种改进距离保护振荡闭锁方案。

对于发电机组非全相运行状态,文献[9]详细概述了发电机非全相运行带来的问题,包括产生转子倍频电流导致转子损坏、零序电流保护越级跳闸等,并提出了对应的解决措施;文献[10]研究了发电厂非全相运行时电气量的计算方法;文献[11]则提出了适用于发电机端断路器非全相运行的保护新判据。可见,针对常规交流线路和发电机组非全相运行特性和保护的研究已较为广泛,但由于新能源电源的控制原理、运行特性、阻抗特性等不同,其非全相运行特性也有所不同。

针对新能源送出系统非全相运行状态,文献[12]研究了风电场送出线非全相潜供电流特性,为送出线重合闸策略提供了理论基础。基于非全相运行过程中故障线路与非故障线路间的电容耦合电压与电感耦合电压特性,文献[13]提出一种自适应重合闸方法;文献[4,5,14]则分别研究了送出线非全相运行期间的暂态过电压和工频过电压及影响因素。

上述研究缺乏对故障后特征量的定量分析和保护的影响研究。下面通过解析推导送出线非全相运行电压、电流表达式,揭示新能源侧过电压、过电流机理及其主要影响因素,并结合保护配置、整定情况分析了送出线路保护及变压器保护对于非全相运行状态的适应性。

1 新能源送出线非全相运行电气特征

1.1 非全相运行故障等效电路

典型的新能源送出系统结构如图 1 所示。多台新能源机组通过箱式变压器连接到 35 kV 集电线,再通过 110 kV 或 220 kV 升压变压器连接至送出线路并网。为便于分析,此处 220 kV 以上电压等级的交流系统用等值电源 \dot{E}_s 和等值阻抗 Z_s 表示;升压变压器和箱式变压器通常采用 Y/Δ 接线以隔离零序电流,其阻抗分别为 Z_{1220} 和 Z_{135} ;220 kV 送出线和 35 kV 集电线阻抗分别为 Z_{1220} 和 Z_{135} ;多台新能源机组用阻抗 Z_w 和电源 \dot{E}_w 表示。

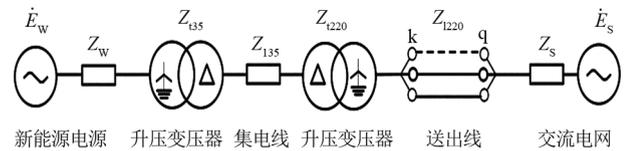


图 1 典型的新能源汇集系统结构

送出线单相故障重合闸非全相运行期间,系统的正、负、零序等效电路如图 2 所示。

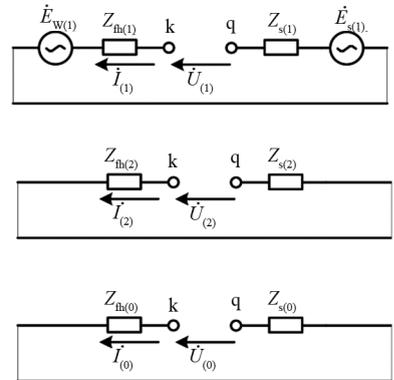


图 2 非全相运行正、负、零序等效电路

图中: \dot{U} 为序网络中的断口电压; \dot{i} 为流经序网络的电流; Z_n 为断口处看向新能源侧的等效正序、负序、零序阻抗;下标(1)、(2)、(0)分别表示该电气量的正、负、零序分量(后同)。

以图 1 中 A 相故障重合闸为例,可得到故障断口处电压、电流边界条件为

$$\begin{aligned} \dot{i}_a &= 0 \\ \dot{U}_b &= Z_{qk} \dot{i}_b \\ \dot{U}_c &= Z_{qk} \dot{i}_c \end{aligned} \quad (1)$$

式中: \dot{i}_a 、 \dot{i}_b 、 \dot{i}_c 分别为三相电流; \dot{U}_a 、 \dot{U}_b 、 \dot{U}_c 分别为断口两端三相电压; Z_{qk} 为断口间的线路阻抗。

将式(1)转换为序分量, 可得断口处序电压电流关系, 据此画出 A 相故障重合闸非全相运行复合序网络, 如图 3 所示。其中, $Z_{(1)}$ 、 $Z_{(2)}$ 、 $Z_{(0)}$ 分别为从断口处看进去的系统等效正、负、零序阻抗。

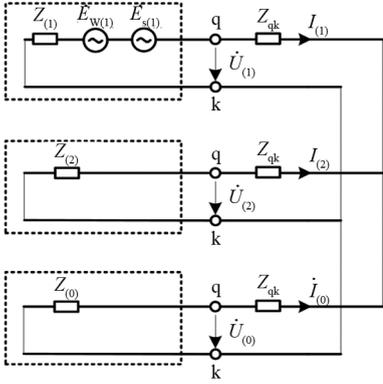


图 3 送出线非全相运行复合序网络

根据图 3 所示的复合序网络图, 可得到非全相运行断口处的序电流和电压表达式分别为

$$\begin{cases} \dot{i}_{(1)} = \frac{\dot{E}_{s(1)} - \dot{E}_{w(1)}}{(Z_{(1)} + Z_{qk}) + \frac{(Z_{(2)} + Z_{qk})(Z_{(0)} + Z_{qk})}{Z_{(2)} + Z_{(0)} + 2Z_{qk}}} \\ \dot{i}_{(2)} = -\frac{Z_{(0)} + Z_{qk}}{Z_{(2)} + Z_{(0)} + 2Z_{qk}} \dot{i}_{(1)} \\ \dot{i}_{(0)} = -\frac{Z_{(2)} + Z_{qk}}{Z_{(2)} + Z_{(0)} + 2Z_{qk}} \dot{i}_{(1)} \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} \dot{U}_{(1)} = -Z_{(1)} \dot{i}_{(1)} + \dot{E}_{s(1)} - \dot{E}_{w(1)} \\ \dot{U}_{(2)} = -\dot{i}_{(2)} Z_{(2)} \\ \dot{U}_{(0)} = -\dot{i}_{(0)} Z_{(0)} \end{cases} \quad (3)$$

1.2 新能源机组特性

对于全功率逆变型新能源机组, 正常运行情况下并网逆变器通常采用恒 PQ 控制或恒功率因数控制^[15-16], 联络线非全相运行过程中, 不涉及控制策略切换, 因此可以将新能源机组等效为恒定的 PQ 负载, 则 $\dot{E}_{w(1)} = 0$ 。在输出阻抗特性方面, 为抑制新能源并网变流器功率二倍频波动, 新能源并网变流器控制策略中通常配置了负序电流抑制或负序滤波环节^[17], 因此新能源机组输出负序阻抗 $Z_{w(2)}$ 远大于

于正序阻抗 $Z_{w(1)}$ 。此外, 由于新能源场站升压变压器中性点直接接地, 系统零序阻抗 $Z_{(0)}$ 较小。

结合新能源机组特性和故障等效电路可对新能源送出系统过电压、过电流机理进行分析。

1.3 新能源电源侧过电压机理

考虑非全相运行过程中, 系统侧(q 侧)电压不变, 结合图 3 可得 k 侧序电压为

$$\begin{cases} \dot{U}_{k(1)} = Z_{(1)} \dot{i}_{(1)} \\ \dot{U}_{k(2)} = -Z_{(2)} \frac{Z_{(0)} + Z_{qk}}{Z_{(2)} + Z_{(0)} + 2Z_{qk}} \dot{i}_{(1)} \\ \dot{U}_{k(0)} = -Z_{(0)} \frac{Z_{(2)} + Z_{qk}}{Z_{(2)} + Z_{(0)} + 2Z_{qk}} \dot{i}_{(1)} \end{cases} \quad (4)$$

由于断口阻抗 Z_{qk} 相对与新能源负序阻抗 $Z_{(2)}$ 较小, 因此 k 侧负序和零序电压可近似表示为

$$\begin{cases} \dot{U}_{k(2)} = [-Z_{(2)} \parallel (Z_{(0)} + Z_{qk})] \dot{i}_{(1)} \\ \dot{U}_{k(0)} = [-Z_{(0)} \parallel (Z_{(2)} + Z_{qk})] \dot{i}_{(1)} \end{cases} \quad (5)$$

式中, 符号“ \parallel ”表示两个阻抗并联。

进一步地, 考虑 $Z_{(2)}$ 远大于 $Z_{(0)}$ 和 Z_{qk} , 则有

$$\begin{cases} \dot{U}_{k(2)} = -(Z_{(0)} + Z_{qk}) \dot{i}_{(1)} \\ \dot{U}_{k(0)} = -Z_{(0)} \dot{i}_{(1)} \end{cases} \quad (6)$$

联立式(4)和式(6), 可得 k 侧三序电压的幅值关系为

$$\begin{cases} \dot{U}_{k(2)} = -\dot{U}_{k(1)} (Z_{(0)} + Z_{qk}) / Z_{(1)} \\ \dot{U}_{k(0)} = -\dot{U}_{k(1)} Z_{(0)} / Z_{(1)} \end{cases} \quad (7)$$

k 侧三序电压的相角关系为

$$\begin{aligned} \arg \dot{U}_{k(2)} &\approx \arg \dot{U}_{k(0)} \approx \\ &(\arg Z_{(1)} - \arg Z_{(0)}) + \arg \dot{U}_{k(1)} \end{aligned} \quad (8)$$

结合式(7), 可画出送出线非全相运行状态下升压变压器高压侧电压相量图, 如图 4 所示, $a = e^{j120^\circ}$ 。

由图 4 可知, 由于存在负序和零序电压分量, 送出线非全相运行期间, 主变压器高压侧电压三相不平衡。其中, 负序电压与正序电压的相位差 θ 决定了三相电压中具体哪相电压升高或降低, 负序和零序电压的幅值决定了电压升高或降低的幅度。

由于新能源机组正常运行时功率因数约为 1,

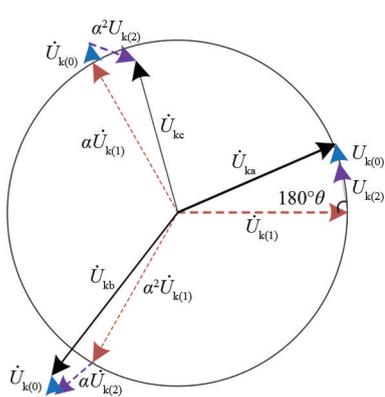


图 4 k 侧电压相量

从主变压器高压侧往新能源机侧看, $Z_{(1)}$ 相角接近 180° ; $Z_{(0)}$ 相角与新能源机组无关, 一般情况下灵敏角为 80° ; Z_{qk} 为线路等效阻抗, 其正序灵敏角约为 80° 。结合式 (8) 分析可知, k 侧负序电压超前 k 侧正序电压约 100° ($\theta = 100^\circ$), 负序电压与零序电压几乎同相位。因此, k 侧 A 相电压 \dot{U}_{ka} 幅值与正序电压 $\dot{U}_{k(1)}$ 幅值基本相同, B 相电压 \dot{U}_{kb} 高于正序电压, C 相电压 \dot{U}_{kc} 低于正序电压。考虑到系统侧连接至大电网, 因此可认为断线前后送出线正序电压幅值基本不变, 送出线 A 相故障重合闸非全相运行将导致主变压器高压侧 B 相产生过电压, C 相产生低电压。

1.4 新能源电源侧过电流机理

由于 Z_{qk} 相对 $Z_{(2)}$ 较小, 根据式 (3), 负序电流和零序电流可近似表示为

$$\begin{cases} \dot{i}_{(2)} = -\frac{Z_{(0)} + Z_{qk}}{Z_{(2)} + (Z_{(0)} + Z_{qk})} \dot{i}_{(1)} \\ \dot{i}_{(0)} = -\frac{Z_{(2)} + Z_{qk}}{Z_{(0)} + (Z_{(2)} + Z_{qk})} \dot{i}_{(1)} \end{cases} \quad (9)$$

根据式 (9) 可知, 负序电流 $\dot{i}_{(2)}$ 为阻抗 $Z_{(0)} + Z_{qk}$ 和阻抗 $Z_{(2)}$ 并联分流, 零序电流 $\dot{i}_{(0)}$ 为阻抗 $Z_{(2)} + Z_{qk}$ 和阻抗 $Z_{(0)}$ 并联分流。由于 $Z_{(2)}$ 远大于 $Z_{(0)}$, 则负序电流 $\dot{i}_{(2)}$ 远小于零序电流 $\dot{i}_{(0)}$ 。

忽略负序电流的影响时, 正序电流和零序电流几乎等大反向。则送出线路三相电流可表示为

$$\begin{cases} \dot{i}_a = 0 \\ \dot{i}_b = a^2 \dot{i}_{(1)} - \dot{i}_{(1)} = \sqrt{3} e^{j150^\circ} \dot{i}_{(1)} \\ \dot{i}_c = a \dot{i}_{(1)} - \dot{i}_{(1)} = \sqrt{3} e^{-j150^\circ} \dot{i}_{(1)} \end{cases} \quad (10)$$

根据式 (10), 可画出非全相运行时送出线电流相量图, 如图 5 所示。

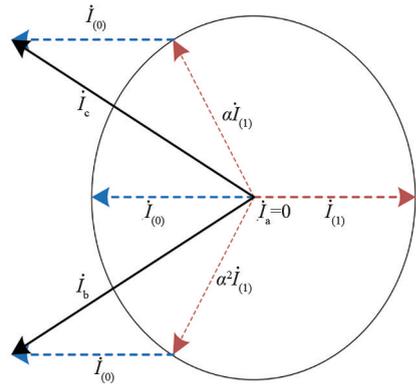


图 5 k 侧电流相量

结合图 5 和图 3 分析可知, 由于系统零序阻抗与负序阻抗并联阻抗也较小, 在复合序网络中分流较小, 可近似认为非全相运行前后系统正序电流幅值未发生变化。在不考虑负序电流影响情况下, 断线后联络线零序电流与正序电流等大反向, 健全相电流幅值约为正序电流的 $\sqrt{3}$ 倍。

在常规交流系统中, 送出线非全相运行时断口处也存在负序电压, 导致 A、B、C 三相不平衡, 在相电压上将反应为过电压和低电压。在电流特征方面, 由于发电机正、负序阻抗较小, 零序阻抗占主导作用^[12], 通过对式 (2) 的简化推导可知, 非全相运行时健全相电流小于正常运行时的正序电流, 这也是常规交流系统送出线非全相运行区别于新能源送出线路非全相运行最显著的特征。

需要注意的是, 所做分析中假设新能源机组配置了负序抑制或负序滤波环节, 输出负序电为 0, 但其实际输出负序电流和机组具体控制策略及其控制效果有关, 因此该假设可能引入一定的误差。此外, 将新能源机组等效为恒定的 PQ 负载未考虑非全相运行过程中新能源出力的变化, 仅适用于逆变型的新能源机组, 如永磁直驱风电机组、光伏。

1.5 过电压、过电流机理验证

以某直驱风电场的实测故障录波数据对上述过电压、过电流机理进行验证。图 6 给出了该风电场 220 kV 联络线 C 相单相瞬时故障后非全相运行过程中升压变压器高压侧电压、电流波形。表 1 为故障前后主变压器高压侧电压、电流的相分量和序分量实测数据。

由图 6 和表 1 分析可知, 非全相运行期间, 正序电压幅值 (59.97 V) 与正常运行时 (59.40 V) 几乎相

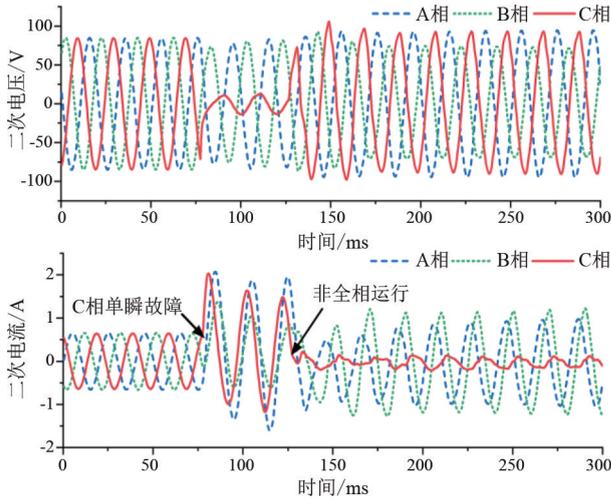


图 6 主变压器高压侧电压、电流波形

表 1 主变压器高压侧电压、电流实测数据(二次值)

实测分量	正常运行		非全相运行	
	电压/V	电流/A	电压/V	电流/A
A 相	59.95 $\angle 0^\circ$	0.46 $\angle -168.3^\circ$	66.54 $\angle -9.6^\circ$	0.70 $\angle 162.3^\circ$
B 相	60.13 $\angle -120.0^\circ$	0.46 $\angle 72.4^\circ$	51.48 $\angle -127.8^\circ$	0.83 $\angle 97.1^\circ$
C 相	59.85 $\angle 120.2^\circ$	0.45 $\angle -47.9^\circ$	64.21 $\angle 136.4^\circ$	0.09 $\angle 19.6^\circ$
C 相正序	59.97 $\angle 0^\circ$	0.46 $\angle -167.9^\circ$	59.40 $\angle 0^\circ$	0.46 $\angle -164.5^\circ$
C 相负序	0.05 $\angle 40.3^\circ$	0 $\angle -91.3^\circ$	13.46 $\angle -39.8^\circ$	0.02 $\angle -62.4^\circ$
C 相零序	0.05 $\angle -158.6^\circ$	0 $\angle 126.4^\circ$	4.83 $\angle -149.0^\circ$	0.42 $\angle 122.9^\circ$

等,系统中产生了较大的负序电压(13.46 V),零序电压(4.83 V)则较小。由于负序电压存在,B相电压幅值降低,A相电压幅值升高,电压序分量和相分量变化趋势与理论分析一致。根据表 1 的实测数据计算得到:系统零序等值阻抗相角为 88° ,正序等值阻抗相角为 168° 。利用式(8)计算可知,C相负序电压与正序电压相角差理论值为 $168^\circ - 88^\circ = 80^\circ$,C相负序电压与零序电压相角差为 0 。实测 C 相负序电压与正序电压相角差为 80.2° ,C 相负序电压与零序电压相角差为 10.8° 。电压的幅值、相角变化情况与理论分析基本一致。

非全相运行期间,正序电流幅值(0.46 A)与正常运行时(0.46 A)相等,负序电流较小(0.02 A),零序电流较大(0.42 A),零序电流与正序电流幅值接近。故障后 A、B 相电流(分别为 0.70 A、0.83 A)分别上升至故障前正序电流的 $0.88\sqrt{3}$ 倍、 $1.04\sqrt{3}$ 倍。A 相电流超前 C 相正序电流 153.2° ,B 相电流滞后 C 相正序电流 141.6° 。电流的幅值、相角变化情况与理论分析基本一致。

2 过电压、过电流影响因素分析

2.1 仿真模型

为分析非全相运行过电压、过电流机理的影响因素,在 PSCAD 中建立了如图 1 所示的风电场送出系统仿真模型。其中,风电场容量为 200 MW,220 kV 以上电压等级系统采用戴维南等效电路模拟,短路容量为 63 kA。220 kV 送出线和 35 kV 集电线采用贝瑞龙模型,长度分别为 40 km 和 1 km,系统参数如表 2 所示。

表 2 仿真模型参数

元件	正序阻抗/ ($\Omega \cdot \text{km}^{-1}$)	零序阻抗/ ($\Omega \cdot \text{km}^{-1}$)	元件	组别	漏抗/ (pu)
220 kV 送出线	0.066+j0.31	0.198+j0.93	220 kV 升压变压器	Yn/D	0.10
35 kV 集电线	0.1+j0.37	0.3+j1.11	35 kV 升压变压器	D/Yg	0.08

2.2 并网逆变器控制方式的影响

在风电场满功率出力情况下,设定并网逆变器 q 轴外环分别采用定无功功率、定功率因数、定交流电压控制方式,其中无功功率参考值为 0 MVar,功率因数和交流电压参考值(标么值)均为 1。仿真得到 A 相单相瞬时故障非全相运行期间,主变压器高压侧电压、电流幅值变化情况如表 3 所示。

表 3 不同控制方式下非全相运行电压电流值

仿真参数	定无功	定功率因数	定交流电压
稳态电压/(pu)	1.00	1.00	0.99
A 相电压/(pu)	1.03	1.03	0.93
B 相电压/(pu)	1.05	1.05	1.03
C 相电压/(pu)	0.95	0.95	0.91
稳态电流/(pu)	1.00	1.00	1.22
B 相电流/(pu)	1.53	1.54	1.90
C 相电流/(pu)	1.75	1.75	2.13

由表 3 可知,在定无功和定功率因数控制方式下,A 相单相瞬时故障非全相运行时,在 B 相上产生过电压,在 C 相上产生低电压,B、C 相电流幅值约为稳态运行电流的 $\sqrt{3}$ 倍,仿真数据变化趋势与第 1.5 节的实测录波数据一致,与理论分析基本一致。

采用定交流电压控制方式时,为维持并网点交流电压恒定,逆变器需要从电网吸收一定的无功,当有功功率定值不变时,逆变器输出稳态视在功率大于 1 pu,导致主变压器高压侧稳态电压低于 1 pu,稳态电流高于 1 pu。由于稳态电压低于 1 pu,非全相运行时,B 相过电压水平(1.03 pu)低于其他两种控

制方式(1.05 pu)。但由于输出视在功率增加,从断口看向逆变器的正序阻抗幅值减小,导致三相电压不平衡度增加,高于其余两种控制方式。在电流方面,采用定功率因数控制时,B、C相电流幅值分别为稳态电流的1.56倍、1.75倍,上升幅度与采用定无功和定功率因数时基本一致。

2.3 新能源电源无功出力的影响

在风电场有功出力恒定情况下,改变无功功率定值,仿真得到A相单相瞬时故障非全相运行期间,主变压器高压侧电压、电流幅值变化情况如图7所示。

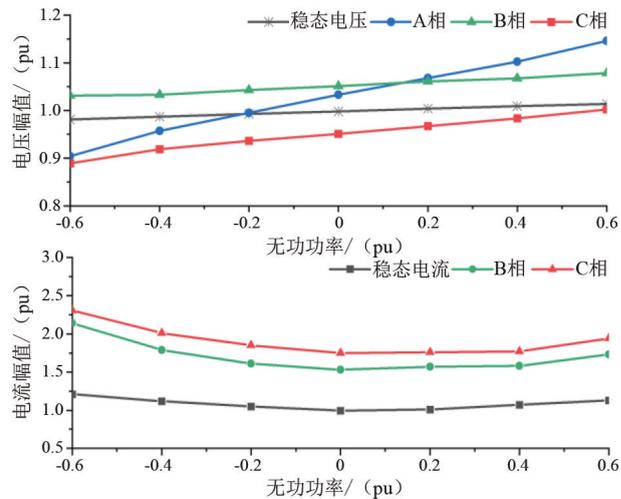


图7 新能源不同无功出力下主变压器高压侧电压、电流幅值变化

由图7可知,在电压特征方面,随着新能源电源输出的无功功率增加,稳态电压和B、C相电压幅值有所上升,但总体变化较小,这是因为正序阻抗 $Z_{(1)}$ 幅值相角变化会同时导致负序电压和零序电压也变化,在两者的共同作用下,B、C相电压幅值变化不明显。由于负序电压和零序电压同相位,结合图4可知, $Z_{(1)}$ 幅值、相角变化对A相电压幅值影响最大。随着新能源电源输出的无功功率的增大,从断口看向新能源电源的正序阻抗角 $\arg(Z_{(1)})$ 减小。根据式(8),负序电压超前正序电压的角度 θ 减小,结合图4可知, θ 减小将导致断口处新能源侧A相电压 \dot{U}_{kA} 幅值增大。在电流特征方面,随着吸收/发出无功功率水平增加,视在功率增加,稳态电流增大,健全相过电流幅值也随之增大,但过电流与稳态电流幅值的比值变化较小。

综上,不同的并网逆变器控制方式和不同新能源电源无功出力主要是通过改变新能源电源正序阻抗的幅值和角度来对过电压产生影响。而由于负序

阻抗始终较大,零序阻抗较小,负序电流的影响较小,健全相过电流增长倍数受并网逆变器控制方式和新能源电源无功出力影响较小。

2.4 送出线路长度的影响

设置220 kV送出线路长度从10 km增加至60 km,送出线A相单相瞬时故障非全相运行期间主变压器高压侧电压、电流幅值变化趋势如图8所示。

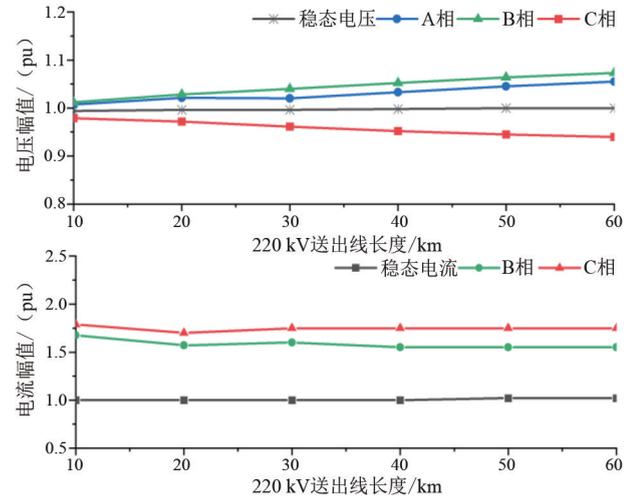


图8 不同送出线路长度下主变压器高压侧电压、电流幅值变化

当送出线长度增加时,断口阻抗 Z_{qk} 增大,结合式(8)和图4可知,此时负序电压角度不变、幅值上升,三相电压不平衡度增加,将导致A、B相电压幅值上升而C相电压下降。由图8可知,随着220 kV送出线长度的增加,A、B两相电压幅值上升,而C相幅值下降,与理论分析结果一致。

根据式(9),随着断口阻抗 Z_{qk} 增大,负序电流和零序电流幅值有所上升,但由于负序电流总体较小,送出线长度变化时,过电流幅值变化较小。

3 保护适应性分析

3.1 保护配置

新能源送出线路两端一般配置光纤差动保护为主保护,系统侧还配置了距离、零序后备保护,而场站侧则仅配置了差动保护。220 kV主变压器配置差动保护为主保护,其高压侧配置复合电压过流保护、零序过流保护为后备保护。

3.2 送出线保护适应性

3.2.1 纵联电流差动保护

纵联电流差动保护基于基尔霍夫电流定律原理,通过比较线路两侧电流矢量和与矢量差的大小

来判断区内、外故障。非全相运行时,健全相线路两侧差流为 0,制动电流较大,差动保护可靠不动作。

3.2.2 距离保护

距离保护通过判断测量阻抗是否位于动作区内来识别区内、外故障。根据第 1 章的分析,送出线路非全相运行时,健全相可能产生过电压或低压,且相电流增加至 $\sqrt{3}$ 倍,因此测量阻抗与正常运行时测量阻抗不同。考虑到电压变化幅度较小,因此非全相运行情况下,可以视作健全相产生了过负荷。依据 Q/GDW 1161—2014 线路保护规范,距离保护应采取防止线路过负荷导致保护误动的措施^[18]。现有符合该规范的线路保护装置均配备了自适应负荷限制判据,可躲过线路实际运行可达到的最大负荷功率,因此,非全相运行不会对送出线距离保护产生影响。

3.2.3 零序电流保护

根据第 1.4 节分析,送出线非全相运行期间,送出线零序电流增大,其幅值近似等于正序电流幅值,若零序过流保护动作时延小于送出线非全相运行状态时间则可能导致保护误动作。这一问题在常规线路非全相运行中同样存在^[7]。为此,在现有线路保护中,检测到线路非全相运行状态后将退出零序方向相关的保护,仅保留一个延时可躲过线路单相重合闸非全相运行周期且取消方向控制的零序过流后备段,可有效避免零序过流保护误动问题。

3.3 变压器保护适应性

3.3.1 差动保护

变压器纵差保护基于磁势平衡原理,反映的是变压器内部以及电流互感器与变压器之间的引出线的故障。由于非全相运行时变压器纵差保护区内无故障点,变压器各侧电流保持平衡,因此不受非全相运行特性影响。

3.3.2 复合电压过流保护

复合电压闭锁(方向)过流保护为变压器的后备保护,当相间电压低于定值或负序电压高于定值时,复合电压元件起动,同时电流超过整定值时(含方向闭锁的还须满足方向判据),经固定时限后复合电压过流保护动作。实际运行的 220 kV 变压器负序电压闭锁定值(二次值,电压互感器变比为 220 kV/100 V)约为 4~6 V,即 0.069~0.104 倍额定电压,过电流保护整定值通常为 1.5~2 倍额定电流。

常规交流线路非全相运行时,由于负序阻抗较小,负序电压较低,且非全相运行健全相电流小于负

荷电流,因此主变压器高压侧复合电压过流保护不会动作。但新能源机组负序阻抗大,负序电压高,在表 1 所示的实测数据中,负序电压幅值达到了额定电压的 22.4%,远超负序电压启动定值。同时,健全相过流幅值约为 1.732 倍额定电流,容易满足现有的主变压器高压侧复合电压过流保护判据。目前,针对新能源送出系统主变压器高压侧复合电压过流后备保护动作时限的整定未考虑非全相运行状态,若该后备保护时限低于送出线非全相运行状态时间,将导致主变压器高压侧复合电压过流保护误动作。

4 结 论

上面研究了新能源送出线非全相运行机理及其对保护的影响,得到以上结论。

1) 新能源送出线单相重合闸非全相运行时负序电压分量与正序电压分量的相位差决定了三相电压中具体哪相电压升高或降低,负序和零序电压的幅值决定了电压升高或降低的幅度。

2) 新能源电源并网逆变器不同控制方式和无功出力主要通过改变等效正序阻抗的幅值和角度来对过电压产生影响。不同送出线路长度主要通过改变断口阻抗对过电压产生影响,随着送出线路长度增加,过电压水平上升。

3) 新能源送出线单相重合闸非全相运行期间,主变压器高压侧复合电压过流保护存在不适应性,在进行主变压器高压侧复合电压过流后备保护动作时限整定时,应躲过送出线单相重合闸非全相运行状态时间。

参考文献

- [1] 舒印彪,赵勇,赵良,等. “双碳”目标下我国能源电力低碳转型路径[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(5): 1663-1672.
- [2] 曹雪兰,李本瑜,沈燕华,等. 发变组主变高压侧非全相运行电气特征及其对保护的影响[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(15): 34-38.
- [3] 孔宁,程昭龙. 220 kV 线路非全相运行事故分析[J]. 山东电力技术, 2018, 45(8): 41-45.
- [4] 于思奇,孙大卫,吴林林,等. 新能源汇集系统短路故障清除后的暂态过电压机理[J]. 电力自动化设备, 2023, 43(9): 179-185.
- [5] 吴林林,王潇,杨艳晨,等. 新能源汇集系统单瞬故障清除后的非全相运行过程工频过电压[J]. 高电压

技术, 2022, 48(11):4362-4373.

- [6] 袁浩, 王琰, 倪益民, 等. 高压线路保护非全相运行状态下的考虑[J]. 电力系统自动化, 2010, 34(20): 103-107.
- [7] 郝奕华, 陈朝晖, 何进锋, 等. 非全相运行对线路零序电流保护的影响分析[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(18):10-17.
- [8] 魏曜, 薛明军. 一种适用于高压线路非全相运行时的距离保护振荡闭锁的开放方案[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(19):70-75.
- [9] 卫琳, 张健康, 粟小华, 等. 大型发电机组非全相保护存在问题及对策[J]. 电网技术, 2020, 44(6): 2336-2342.
- [10] 朱子娇, 杨涛, 王慧芳, 等. 发电厂非全相运行电气量计算方法及保护方案[J]. 电力系统及其自动化学报, 2018, 30(10):97-103.
- [11] 贺儒飞, 李荷婷. 发电机机端断路器非全相保护新型判据的研究[J]. 电力系统保护与控制, 2018, 46(17):165-170.
- [12] 王婷, 李凤婷, 王宾, 等. 风电场送出线非全相运行潜供特性[J]. 电力自动化设备, 2016, 36(2):169-174.
- [13] 王月林, 李凤婷, 王洪涛, 等. 基于风电联络线恢复电压的自适应单相重合闸[J]. 电测与仪表, 2017, 54(7):69-74.

- [14] 杨大业, 项祖涛, 马世英, 等. 新能源接入系统暂态过电压产生机理及主要影响因素[J]. 电力电容器与无功补偿, 2022, 43(3):127-134.
- [15] 徐潜, 王彤, 王增平. 计及锁相环和电流内环暂态过程的逆变器型电源故障电流解析方法[J]. 电网技术, 2024, 48(6):2603-2612.
- [16] FANG Y, JIA K, YANG Z, et al. Impact of inverter-interfaced renewable energy generators on distance protection and an improved scheme[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(9):7078-7088.
- [17] 李红, 粟时平, 唐铭泽, 等. 不对称故障下考虑电压跌落程度的新能源逆变器控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(1):21-32.
- [18] 国家电力调度控制中心. 线路保护及辅助装置标准化设计规范: Q/GDW 1161—2014[S]. 北京: 中国电力出版社, 2014:8-9.

作者简介:

罗易萍(1995),女,博士,工程师,研究方向为新型电力系统保护与控制、交直流混联电网保护与控制;

张永杰(1995),男,博士,工程师,研究方向为电力系统规划及配电网保护;

周文越(1989)男,硕士,高级工程师,从事电力系统继电保护相关工作。

(收稿日期:2024-07-12)

(上接第 9 页)

- [2] WANG Liang, XIE Xiaorong, JIANG Qirong, et al. Investigation of SSR in practical DFIG-based wind farms connected to a series-compensated power system [J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2015, 30(5): 2772-2779.
- [3] KHALILINIA H, VENKATASUBRAMANIAN V. Subsynchronous resonance monitoring using ambient high speed sensor data [J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2016, 31(2):1073-1083.
- [4] NETTO M, MILI L. A robust Prony method for power system electromechanical modes identification [C]// 2017 IEEE Power and Energy Society General Meeting, July 16-20, 2017, Chicago, USA. IEEE, 2017.
- [5] ZHANG Fang, CHENG Lin, GAO Wenzhong, et al. Synchrophasors-based identification for subsynchronous oscillations in power systems [J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2019, 10(2):2224-2233.
- [6] ZHANG Fang, LI Jiabin, LIU Jun, et al. An improved interpolated DFT-based parameter identification for sub-/super-synchronous oscillations with synchrophasors [J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2023, 38(2): 1714-1727.
- [7] 马钺, 蔡东升, 黄琦. 基于 Rife-Vincent 窗和同步相量测

量数据的风电次同步振荡参数辨识 [J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(3):790-803.

- [8] 王杨, 晁苗苗, 谢小荣, 等. 基于同步相量数据的次同步振荡参数辨识与实测验证 [J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(3):899-909.
- [9] JUANG J N, PAPPA R S. An eigensystem realization algorithm for modal parameter identification and model reduction [J]. Journal of Guidance Control and Dynamics, 1985, 8(5):620-627.
- [10] WANG Yang, JIANG Xiaolong, XIE Xiaolong, et al. Identifying sources of subsynchronous resonance using wide-area phasor measurements [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2021, 36(5):3242-3254.
- [11] ZHANG Xiaoxue, ZHANG Fang, GAO Wenzhong, et al. Improved subsynchronous oscillation parameter identification with synchrophasor based on matrix pencil method in power systems [J]. Journal of Modern Power Systems and Clean Energy, 2024, 12(1):22-33.
- [12] 张放, 刘军, 李佳欣, 等. 基于同步相量轨迹拟合的电力系统次同步/超同步振荡的实时参数辨识 [J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(4):1413-1426.

作者简介:

曾雪洋(1992),博士,高级工程师,从事电力系统稳定与控制、抽水蓄能和新能源并网控制、直流输电的研究工作。

(收稿日期:2024-06-18)

短导体并联下的三相电流不平衡机理分析

张纯^{1,2}, 钟威¹, 石涛¹, 林波¹, 苏明虹^{1,2}, 熊攀³

(1. 四川蜀能电科能源技术有限公司, 四川成都 611430; 2. 国网四川省电力公司电力科学研究院, 四川成都 610041; 3. 国网四川省电力公司泸州供电公司, 四川泸州 646000)

摘要:针对电力系统中短导体并联引发的三相电流不平衡现象因缺乏标准规范约束给生产运维所带来的困扰,从阻抗参数差异角度揭示了短导体并联下三相电流不平衡的机理,指出其本质为并联回路间三相阻抗比例不匹配引起的分流差异,并通过四川电网典型案例(同塔双回、非同塔双回、混合组塔线路及开关场内部导体)进行了仿真研究。研究表明,通过调整相序排布或换相措施可有效改善电流平衡度。研究结果为短距离并联导体设计与运维提供了理论依据及实践参考,建议在并联导体规划中注重三相阻抗一致性或阻抗比例匹配。

关键词:短导体并联; 三相电流不平衡; 阻抗匹配; 相序优化

中图分类号: TM 743 文献标志码: A 文章编号: 1003-6954(2025)01-0018-05

DOI: 10.16527/j.issn.1003-6954.20250103

Analysis on Three-phase Current Unbalance Mechanism under Parallel Connection of Short Conductors

ZHANG Chun^{1,2}, ZHONG Wei¹, SHI Tao¹, LIN Bo¹, SU Minghong^{1,2}, XIONG Pan³

(1. Sichuan Shuneng Electric Energy Technology Co., Ltd., Chengdu 610041, Sichuan, China;
2. State Grid Sichuan Electric Power Research Institute, Chengdu 610041, Sichuan, China;
3. State Grid Louzhou Electric Power Supply Company, Luzhou 646000, Sichuan, China)

Abstract: Aiming at the troubles in production and operation brought by three-phase current unbalance caused by the parallel connection of short conductors in power system due to the lack of standard specification constraints, the mechanism of three-phase current unbalance mechanism under parallel connection of short conductors is revealed from the perspective of impedance parameter differences, and it is pointed out that the essence is the differences in current distribution caused by the mismatch in the ratio of three-phase impedances in parallel circuits. The simulation research is carried out through the typical cases in Sichuan power grid, such as double-circuit transmission line on the same tower, double-circuit transmission line on separate towers, hybrid tower line and conductors inside the switchyard, and it shows that the current balance degree can be improved effectively through phase sequence adjustment or phase commutation measures. The research findings provide theoretical basis and practical references for the design and operation and maintenance of short-distance parallel conductors. It is recommended to pay attention to the consistency of three-phase impedance or the matching of impedance ratios in the planning of parallel conductors.

Key words: short conductors in parallel; three-phase current unbalance; impedance matching; phase sequence optimization

0 引言

电力系统中的各级高压输配电网络均采用三相制系统,电压和电流的三相对称性是电力系统安全优质运行的基本要求^[1]。电压的三相对称度是电能质量的重要考核指标,国家标准已有明确要求;但电流的三相对称性问题,目前尚无相关标准规范提

出明确要求。通常,为保证电流的三相对称性,电网中的各类元件参数需要三相基本一致。其中,发电机、变压器、无功补偿设备等元件在生产制造环节实现三相参数的平衡;输电线路、电缆则通过换位、交叉互联等方式使三相参数基本平衡。所以排除负载的三相严重不对称情况,电流的三相对称性一般也能得到保证。然而在实际电网中,当线路较短未进行换位、交叉互联、多导体并联运行时,由于相间阻

抗差异引起的三相电流不平衡现象时有发生^[2-4],给正常运行带来困扰。三相电流不平衡主要带来两方面问题:一是干扰继电保护正常运行,二是引起线路损耗增大。这种短导体并联情况下三相电流不平衡产生的原因在现行规范、标准中属于尚无约束的盲区。目前,对同塔多回线路三相电流不平衡的研究大多采用仿真模拟方法进行穷举归纳^[5-7],对其本质机理的揭示还不够深入。文献[8]从环流电势和穿越电势的角度剖析了同塔多回线路三相电流不平衡的机理,是对同塔多回线路三相电流不平衡的一种机理解释。下面从并联阻抗分流的角度对这一类电流不平衡问题的机理进行阐释,并结合四川电网近几年出现的案例,给出同塔双回并列输电线路、非同塔双回并列输电线路、混合组合塔并列输电线路以及开关场内部开关电流三相电流不平衡问题的实例分析,为短距离并联输电线路以及发电厂、变电站场站内部并联导体在设计过程中避免三相不平衡电流提供理论遵循与案例参考。

1 短导体并联三相电流不平衡机理

单回线路两端传输系统如图1所示,其中 S_1 和 S_2 分别代表两端的等值系统; Z_{s1} 和 Z_{s2} 为系统的等值内阻抗; Z_a 、 Z_b 、 Z_c 分别为联络线三相正序阻抗。

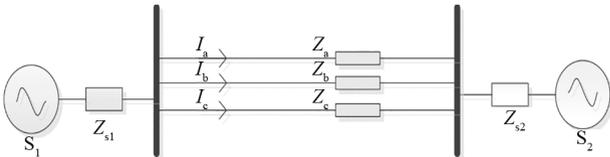


图1 单回线路两端传输系统

联络线上的电流为

$$\begin{cases} \dot{i}_a = \frac{\dot{U}_{s1} - \dot{U}_{s2}}{Z_{s1} + Z_{s2} + Z_a} \\ \dot{i}_b = \frac{\dot{U}_{s1} - \dot{U}_{s2}}{Z_{s1} + Z_{s2} + Z_b} \\ \dot{i}_c = \frac{\dot{U}_{s1} - \dot{U}_{s2}}{Z_{s1} + Z_{s2} + Z_c} \end{cases} \quad (1)$$

当联络线较短时, Z_a 、 Z_b 、 Z_c 远小于 Z_{s1} 、 Z_{s2} ,线路阻抗对电流的影响很小,近似忽略线路阻抗在串联回路中的影响,可认为三相电流幅值 I_a 、 I_b 、 I_c 近似相等。

$$|\dot{i}_a| = |\dot{i}_b| = |\dot{i}_c| \approx \frac{\dot{U}_{s1} - \dot{U}_{s2}}{Z_{s1} + Z_{s2}} \quad (2)$$

若联络线足够长, Z_a 、 Z_b 、 Z_c 远小于 Z_{s1} 、 Z_{s2} 这一前提不再满足,一般需要采取一定的措施来保证三相参数平衡进而确保三相电流平衡,例如DL/T 5562—2019《换流站阀系统设计技术规程》中规定:“对于110 kV~750 kV线路,长度超过100 km的线路宜换位”,以此来保证三相参数对称。

双回线路并联的两端传输系统如图2所示,假定线路1、2三相正序阻抗分别为 Z_{a1} 、 Z_{b1} 、 Z_{c1} 和 Z_{a2} 、 Z_{b2} 、 Z_{c2} 。当线路较短时,式(2)对于图2所示的传输系统仍然成立,即三相电流 I_a 、 I_b 、 I_c 幅值相等。

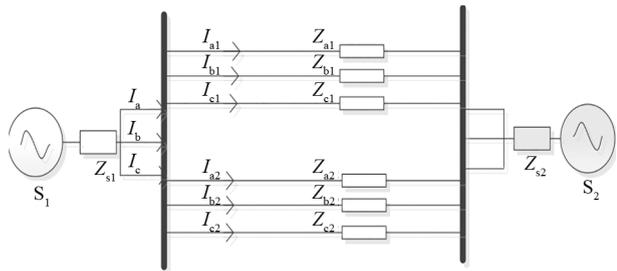


图2 双回线路并联两端传输系统

根据电路原理,在两回线路之间存在的分流关系为

$$\begin{aligned} \dot{i}_{a1} &= \frac{Z_{a2}}{Z_{a1} + Z_{a2}} \dot{i}_a, \dot{i}_{a2} = \frac{Z_{a1}}{Z_{a1} + Z_{a2}} \dot{i}_a \\ \dot{i}_{b1} &= \frac{Z_{b2}}{Z_{b1} + Z_{b2}} \dot{i}_b, \dot{i}_{b2} = \frac{Z_{b1}}{Z_{b1} + Z_{b2}} \dot{i}_b \\ \dot{i}_{c1} &= \frac{Z_{c2}}{Z_{c1} + Z_{c2}} \dot{i}_c, \dot{i}_{c2} = \frac{Z_{c1}}{Z_{c1} + Z_{c2}} \dot{i}_c \end{aligned} \quad (3)$$

当线路之间阻抗存在差异时,会引起两回线之间不均匀分流,假定线路阻抗存在如式(4)所示的关系,

$$\begin{cases} |Z_{a1}| > |Z_{a2}| \\ |Z_{b1}| = |Z_{b2}| \\ |Z_{c1}| < |Z_{c2}| \end{cases} \quad (4)$$

则两回线路的三相电流会呈现式(5)所示的不平衡关系。

$$\begin{aligned} |\dot{i}_{a1}| &< |\dot{i}_{b1}| < |\dot{i}_{c1}| \\ |\dot{i}_{a2}| &> |\dot{i}_{b2}| > |\dot{i}_{c2}| \end{aligned} \quad (5)$$

由于这种三相电流不平衡仅存在于并联的两回线路内部,两回线路的总电流是平衡的,因此节点电压也并不会受到影响。但此类不平衡还是会加剧线路损耗并干扰继电器保护。

2 短导体并联三相电流不平衡案例

2.1 同塔双回线路

500 kV 月锦双回线长度为 12.5 km, 同塔双回架设, 全线不换位, 相序配合如图 3 所示。月锦线投运后, 大负荷期间出现较大不平衡电流, 如表 1 所示。

表 1 月锦双线不平衡电流 单位: A

线路名称	I_a	I_b	I_c
月锦 I 线	2279	2189	2067
月锦 II 线	2086	2157	2259

从数据可以看到月锦双线的不平衡电流分布呈现“同相互补、总和平衡”特征, 月锦 I、II 线电流分布规律为: 月锦 I 线 $I_a > I_b > I_c$, 月锦 II 线 $I_c > I_b > I_a$ 。从空间位置分布看, 电流均为中相最大、上相次之、下相最小, 电流幅值的分布与空间位置分布呈现出较强的联系。

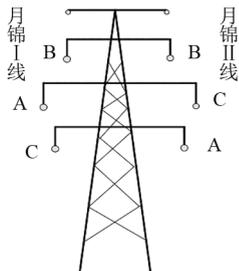


图 3 月锦线同塔双回导线排布

采用如下方法计算线路参数: 首先, 依据其几何尺寸及导线规格建立杆塔模型, 得到线路的阻抗矩阵; 然后, 为两回线路施加正序电压, 进而得到正序电流; 最后, 通过电压和电流的相量相除得到线路正序阻抗。表 2 为计算得到 6 种不同相序布置下的正序电感, 其中: 第 1、2 种挂线方式为异相序(第 1 种方式即为月锦线原本采用的方式), 其特点是两回线路中某一相阻抗相等, 其他两相阻抗大小关系互异, 根据式(3)并联分流关系可知线路三相电流将出现不平衡; 第 3、4 种方式为同相序挂线方式, 虽然各相阻抗大小不同, 但 I 线与 II 线之间同一相的阻抗相等, 三相电流在两回线路之间的分流比例为 1:1, 因此三相电流基本平衡; 第 5、6 种方式为逆相序, 三相之间的阻抗差异很小, 并且 I、II 线之间同名相的阻抗基本相等, 因此三相电流基本平衡。

从阻抗计算结果可以看出, 异相序排布的同塔双回导线, 如不采取换位措施, 将出现线路电流的三

相不平衡。搭建仿真模型对表 2 列出的 6 种导线排布方式进行仿真, 结果如表 3 所示, 不同导线排布方式下的电流分布规律与前述理论分析吻合。

表 2 月锦双线采用不同相序排布时的线路电感

序号	月锦 I、II 线 导线排布	A、B、C 相导线电感/mH	
		月锦 I 线	月锦 II 线
1	BAC/BCA	9.3、11.3、10.5	10.5、11.3、9.3
2	ABC/CAB	10.2、9.3、9.5	9.3、10.2、9.5
3	BAC/BAC	9.5、11.4、11.2	9.5、11.4、11.2
4	ABC/ABC	11.4、9.5、11.2	11.4、9.5、11.2
5	ABC/CBA	9.3、9.5、9.3	9.3、9.5、9.3
6	BCA/ACB	9.3、9.3、9.5	9.3、9.3、9.5

表 3 月锦双线不同相序排布时的电流仿真结果

序号	月锦 I、II 线 导线排布	ABC 相电流/A	
		月锦 I 线	月锦 II 线
1	BAC/BCA	2245、2136、2035	2068、2125、2245
2	ABC/CAB	2051、2206、2183	2215、2053、2154
3	BAC/BAC	2138、2134、2127	2138、2134、2127
4	ABC/ABC	2124、2124、2150	2124、2124、2151
5	ABC/CBA	2138、2123、2144	2125、2132、2144
6	BCA/ACB	2146、2124、2135	2136、2121、2143

此后, 月锦双线调整了相序布置, 采用 I 线 BCA、II 线 ACB 的逆相序挂线, 解决了三相电流不平衡问题, 调整后实测三相电流如表 4 所示。

表 4 月锦双线调整为逆相序后的电流 单位: A

线路名称	I_a	I_b	I_c
月锦 I 线	336.9	320.3	337.3
月锦 II 线	338.8	319.5	336.5

2.2 非同塔双回并列线路

500 kV 宾复线长度约 13.5 km, 全线按两个单回线路架设, 导线水平布置, 全线不换位。宾复双线投运后出现三相电流不平衡, 如表 5 所示。

表 5 宾复双线不平衡电流 单位: A

线路名称	I_a	I_b	I_c
宾复一线	1332	1235	1356
宾复二线	1282	1380	1255

图 4 为宾复双线相序配合示意图, 宾复一线为从左至右依次为 ACB 相, 宾复二线从左至右为 ABC 相。

宾复双线为两个水平布置的单回线, 回间距离约 80 m, 远大于相间距离, 因此不考虑一、二回之间的互感。建立水平排布导线的杆塔模型, 计算宾复双线的正序电感, 结果如表 6 所示。其中第 1 种方式

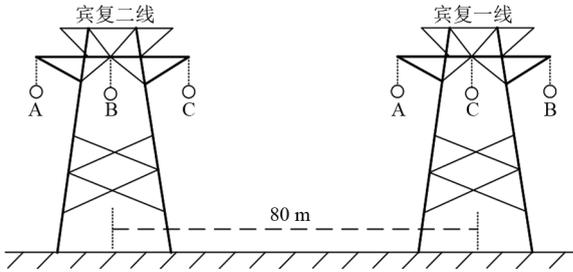


图 4 宾复双线导线排布

为当前方式,第 2 种方式为同相序,第 3 种方式为逆相序。可以看到,水平布置的单回输电线路的中相电感比边相电感略小,从而导致该回线路中间相与另一回线路的边相并联时分得更大的电流。

仿真 3 种不同相序配合关系下的双回线电流,结果如表 7 所示,表 7 中的电流与表 6 中的电感数量关系吻合。可以看出,宾复双线电流三相不平衡的机理与月锦线案例相似,水平异相序排布方式导致三相电流不平衡。

表 6 宾复双线不同排布下的正序电感

序号	宾复一、二线 导线排布	ABC 相导线电感/mH	
		宾复一线	宾复二线
1	ACB/ABC	10.0, 10.2, 9.3	10.2, 9.3, 10.0
2	ABC/ABC	10.1, 9.3, 10.2	10.1, 9.3, 10.2
3	CBA/ABC	10.0, 9.3, 10.2	10.2, 9.3, 10.0

表 7 宾复双线不同排布下的电流仿真结果

序号	宾复一、二线 导线排布	ABC 相电流/A	
		宾复一线	宾复二线
1	ACB/ABC	1310, 1251, 1345	1287, 1363, 1252
2	ABC/ABC	1299, 1299, 1298	1299, 1299, 1299
3	CBA/ABC	1313, 1299, 1313	1284, 1299, 1313

此后,宾复线采取了换相措施,改接方式为:宾复一线 CBA,宾复二线 ABC,改接后电流不平衡明显改善,如表 8 所示。

表 8 宾复双线换相后三相电流 单位:A

线路名称	I_a	I_b	I_c
宾复一线	277	282	278
宾复二线	276	281	279

2.3 异塔双回导线并联

500 kV 姜雅双线由原大岗山至雅安双线路开 π 形成,大岗山至雅安双回 500 kV 线路开断接入姜城开关站,形成 500 kV 大姜一、二线和 500 kV 姜雅一、二线共计 4 回线路。其中,姜雅双回线路总长约 29.5 km,核心段长度 25.6 km 为混合组塔架设,大姜一线与姜雅二线同塔,大姜二线与姜雅一线同塔。

相序配合关系如图 5 所示。该段线路中姜雅一、二线的挂线方式为异塔异相序,其三相电流存在不平衡现象,如表 9 所示。

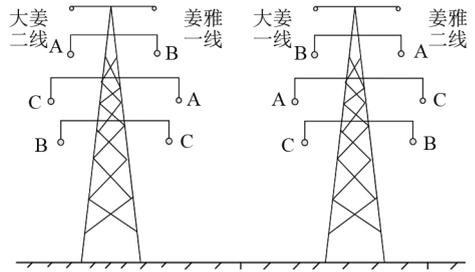


图 5 同塔段导线排布

表 9 姜雅双线不平衡电流 单位:A

线路名称	I_a	I_b	I_c
姜雅一线	941	920	859
姜雅二线	824	840	931

由表 9 数据可以看出,姜雅双线的三相电流不平衡也是典型的短线路并列相间分流系数不均引起的三相电流不平衡。搭建杆塔模型,计算姜雅双回线路的三相电感及对应的电流分布,同时保持大姜线排列方式为当前方式不变,调整姜雅双线的导线相序排布,结果如表 10、表 11 所示。应当指出,由于混合组塔,大姜线电流情况对姜雅线的参数有直接影响,此处的计算结果为大姜线与姜雅线负荷电流近似相等、相位差约 170° 条件下的。

表 10 姜雅双线电感计算结果 单位:mH

序号	大姜二线/ 姜雅一线 导线排布	大姜一线/ 姜雅二线 导线排布	姜雅一线 ABC 相电感	姜雅二线 ABC 相电感
1	ACB/BAC	BAC/ACB	20.2, 23.8, 22.0	23.5, 24.5, 20.2
2	ACB/BAC	BAC/BAC	20.2, 23.8, 22.0	20.3, 20.5, 21.0
3	ACB/CAB	BAC/BAC	20.3, 20.6, 24.2	20.3, 20.5, 21.0

表 11 姜雅双线不平衡电流 单位:A

序号	大姜二线/ 姜雅一线 导线排布	大姜一线/ 姜雅二线 导线排布	姜雅一线 ABC 相电流	姜雅二线 ABC 相电流
1	ACB/BAC	BAC/ACB	956, 906, 849	844, 860, 958
2	ACB/BAC	BAC/BAC	901, 849, 870	907, 962, 924
3	ACB/CAB	BAC/BAC	898, 914, 871	902, 916, 924

表 10、表 11 中第 1 种方式为当前挂线方式,仿真计算得到的电流结果与表 9 实测结果基本吻合,电流分配关系与电感大小关系对应吻合。调整相序排布后,导线电流分布相应改变,表 10、表 11 中第 2、3 种方式分别为异塔同相序和异塔逆相序,电流平衡度均有明显改善,但由于混合组塔受到大姜线电流耦合影响,并没有达到完全改善三相不平衡的效果。

2.4 开关场内部引流导体长度不一致

雅砻江换流站投运后,发现交流开关场第 11、第 12 串断路器电流三相严重不平衡,如表 12 所示。1 号母线(1M)侧和 2 号母线(2M)侧的断路器三相不平衡电流表现出“同相互补、总体平衡”特点,符合短导体并联三相电流不平衡特征。

表 12 雅砻江换流站后台断路器实测电流 单位:A

断路器编号	A 相	B 相	C 相
5133	730	596	706
5123	328	258	193
5113	915	845	789
5103	449	431	403
5132	86	117	106
5122	191	139	44
5112	292	350	411
5102	449	432	402
5131	212	235	259
5121	618	677	776
5111	291	349	411
5101	788	804	843

排查设备发现,雅砻江站 GIS 母线为垂直排列,1M 侧从上至下分别为 ABC 相,2M 侧从上至下为 CBA 相。断路器采用一字型排列,与母线平行。因此,交流场边断路器与母线之间的连接段长度存在差异,1M 侧 A 相最长、C 相最短,2M 侧正好相反是 C 相最长、A 相最短,如图 6 所示,连接段相邻两相之间的长度差约为 3.2 m。

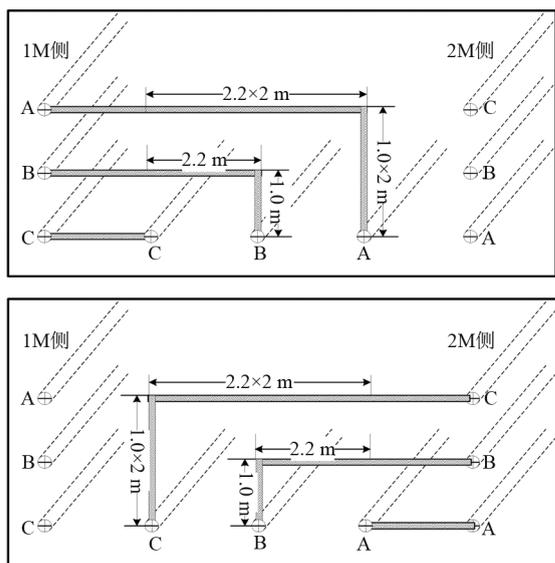


图 6 雅砻江站交流开关场 500 kV 母线空间布置

GIS 导体长度决定阻抗,长度差异导致阻抗差异。雅砻江站开关场第 10~13 串接线如图 7 所示,其中间隔 1 至间隔 4 为 4 条 500 kV 线路,间隔 5、间

隔 6 均为换流变压器。第 12、13 串接入 4 回线路是一个相对集中的潮流受入点,由此受入的潮流向其他间隔传输时可沿 1 号母线和 2 号母线两个方向不同路径传输。

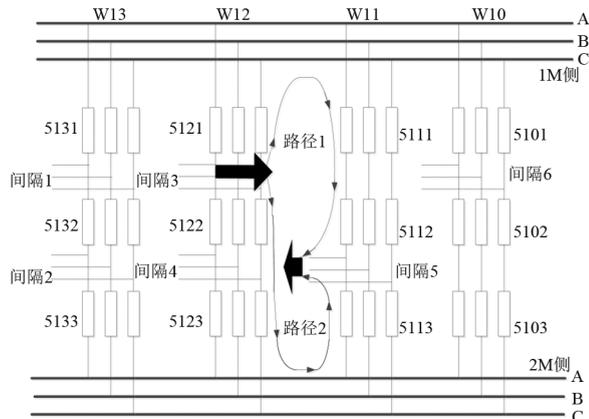


图 7 雅砻江站第 11、12 串电流路径

以间隔 3 流入电流向间隔 5 传播为例,电流可沿路径 1 和路径 2 两条路径传输,在路径 1 中:A 相阻抗>B 相阻抗>C 相阻抗;在路径 2 中:C 相阻抗>B 相阻抗>A 相阻抗,这种阻抗差异,导致电流在向两侧母线分流时三相电流的分流比例不一致。按照阻抗并联分流原理,电流与阻抗成反比,因此应当有:流经 1M 侧的电流 $I_a < I_b < I_c$,流经 2M 侧的电流 $I_a > I_b > I_c$ 。参照表 12 现场实测数据可知,现场断路器电流实际情况与理论分析吻合。事实上,这一电流分布规律在雅砻江站交流场普遍存在,而在第 11 串和 12 串中最为突出,原因是第 11、12 串间隔相邻且交换功率大,母线与边断路器之间连接的三相不平衡阻抗在整个回路中所占的比例高,因此这两串断路器电流的不平衡也就最为突出。

按照雅砻江站 GIS 实际拓扑及各部分导体长度对开关场进行建模,计算得到的第 10~13 串电流如表 13 所示,仿真得到的电流水平及三相之间的大小关系与表 12 中实测数据基本吻合,印证了前述分析。

3 结论

短导体并联参数匹配不当引起三相电流不平衡的机理,本质是各相电流在两回线之间的分流比例不一致,在各回线内部表现出三相电流不平衡。这种三相电流不平衡仅存在于各回线路内部,两回线

(下转第 56 页)

考虑多风电机组关联特性的超短期功率预测方法

朱童¹,王彦泮¹,叶希¹,黄格超¹,李甘¹,朱琳俐²,张巍²,王渝红²

(1. 国网四川省电力公司,四川成都 610041;2. 四川大学电气工程学院,四川成都 610065)

摘要:由于邻近多风电机组间存在复杂的关联关系,深度挖掘多风电机组的空间特征有利于提高风电功率的预测精度。因此,提出了一种考虑多风电机组关联特性的超短期功率预测方法。首先,基于能量谷优化算法对变分模态分解的关键参数进行优化,将原始风电功率数据分解为多个利于预测的模式分量;随后,在双向门控循环单元时序预测网络中引入时序注意力机制,充分提取多风电机组间的复杂联系,从时空角度对各模式分量进行精准预测;最后,对各模式分量预测值进行重构得到多台风机的风电功率预测。实验结果表明,与其他预测模型相比,所提方法不仅能有效提高多风电机组的超短期功率预测精度,同时也能缩短训练时间。

关键词:能量谷优化算法;变分模态分解;双向门控循环单元;时序注意力机制;风电功率预测

中图分类号:TM 715 **文献标志码:**A **文章编号:**1003-6954(2025)01-0023-09

DOI:10.16527/j.issn.1003-6954.20250104

Ultra-short-term Power Prediction Method Considering Correlation Characteristics of Multiple Wind Turbines

ZHU Tong¹, WANG Yanfeng¹, YE Xi¹, HUANG Gechao¹, LI Gan¹, ZHU Linli²,
ZHANG Wei², WANG Yuhong²

(1. State Grid Sichuan Electric Power Company, Chengdu 610041, Sichuan, China;2. College of Electrical Engineering, Sichuan University, Chengdu 610065, Sichuan, China)

Abstract: Due to the complex correlations among neighboring wind turbines, deeply exploring the spatial features of multiple wind turbines is beneficial for improving wind power prediction accuracy. Therefore, an ultra-short-term power prediction method considering the correlation characteristics of multiple wind turbines is proposed. Firstly, the energy valley optimization (EVO) algorithm is employed to optimize the key parameters of variational mode decomposition (VMD), which decomposes the original wind power data into multiple mode components that are more conducive to prediction. And then, a temporal attention mechanism is introduced into the bidirectional gated recurrent unit (BiGRU) sequence prediction network to fully extract the complex relationships among multiple wind turbines and accurately predict each mode component from a spatiotemporal perspective. Finally, the predicted values of each mode component are reconstructed to obtain the wind power prediction for multiple turbines. Experimental results show that, compared to other prediction models, the proposed method not only effectively can improve the ultra-short-term power prediction accuracy for multiple wind turbines, but also can reduce the training time.

Key words: energy valley optimization algorithm; variational mode decomposition; bidirectional gated recurrent unit; temporal attention mechanism; wind power prediction

0 引言

在全球追求碳达峰和碳中和的“双碳”目标背景下,风能因其清洁和无污染的特性在可再生资源

基金项目:国家电网有限公司科技项目(52199723001G)

中占据了重要地位^[1]。但风电因其间歇性和随机性特征,其功率难以准确预测,这构成了对风电高效利用以及电力系统稳定运行的挑战^[2]。所以,提高风电功率预测的准确性不仅可以增加风电资源的利用效率,还有助于维护电网的稳定并推动全球能源系统向低碳化转型^[3]。

当前的风电功率预测方法主要有三类:物理驱动法^[4]、统计分析法^[5]和组合预测法^[6]。物理驱动方法利用数字天气预报和风电场数据预测风电功率,此方法依赖于收集大量的地理和历史气象数据^[7],建模复杂、成本高且计算也具有一定难度^[8]。传统的统计分析法,如自回归积分移动平均法^[9]和贝叶斯回归法^[10],则利用风电场历史数据来提取线性特征。然而,这些线性模型难以处理非线性和非平稳的数据变化,限制了其预测效果。随着信息技术和人工智能的进步,机器学习技术如人工神经网络^[11]和支持向量机^[12],在风电预测领域展现出显著的优势,它们能够有效地处理复杂数据模式和提高预测的准确性。尽管机器学习技术在多方面超越了传统的统计方法,但在处理含有不规则空缺和噪声的实际风电功率数据时,这些技术在数据量不充分的情况下预测准确性仍受限^[13]。为了增强预测的精度,研究者们提出了组合预测技术,主要包括两种策略:一种策略是结合多种算法,并通过分配不同的权重来强化关键信息的作用,如将注意力机制集成到双向长短期记忆网络(bi-directional long short-term memory, BiLSTM)或双向门控循环单元(bi-directional gated recurrent unit, BiGRU)的隐藏状态以提高预测准确性,但这种方法可能存在泛化性能的问题;另一种策略是对风电功率序列进行分解后再进行预测,其中常用的分解技术包括小波变换、经验模态分解和变分模态分解等^[14]。

文献[15]引入经验模态分解提取固有模式函数,实现降低神经网络的预测难度,但存在模态混叠问题^[16]。文献[17]将原始功率信号通过变分模态分解(variational mode decomposition, VMD)算法分解为多个子序列,然后使用蝴蝶优化算法优化最小二乘支持向量机,对各子序列进行预测,但该模型存在关键参数难以确定的问题。因此,确定 VMD 算法中最优的固有模式函数(intrinsic mode function, IMF)分解数量 K 和惩罚因子 δ 的参数组合是关键。文献[18]通过中心频率观察法选择 K 值,而 δ 值则仍需人工设置。文献[19]通过粒子群算法优化 VMD 参数,并将其应用于磁瓦声振信号的分析,但粒子群算法可能会陷入局部最优问题。文献[20]中的能量谷优化算法(energy valley optimizer, EVO)受到物理学中粒子寻求最低能量状态的现象启发,提供了一种解决复杂系统优化问题的新策略。该算法能

够避免传统优化技术常见的局部最优陷阱,使得在更广阔的参数空间中找到到更有效的解决方案成为可能。文献[21]通过卷积神经网络(convolutional neural networks, CNN)进行特征提取,并使用 LSTM 处理多变量时间序列建模,相较于单一网络模型精确度有所提升,但是 LSTM 结构相对复杂,需要较长的训练时间。文献[22]采用时间卷积网络(temporal convolutional network, TCN)提取时间序列特征,并结合门控循环单元进行非线性动态建模,显著提升了预测精度。然而,TCN 在处理长时间依赖时存在特征稀疏问题,且模型结构需要精细调参,增加了计算复杂度。文献[23]使用注意力机制(attention mechanism, AM)以提高对关键信息的影响力,为门控循环单元神经网络的隐藏状态分配不同的权重。文献[24]采用时序注意力机制增强了模型对时间序列相关性的依赖,但传统注意力机制仅为单台风机的输出功率在时间序列中分配权重,未能捕捉到多台风机之间的关系。文献[25]介绍了时间模式注意力(temporal pattern attention, TPA)机制,它通过对隐藏状态进行卷积计算,可以探索多风机之间的复杂关联。此外,考虑到每台风机的特性不同,TPA 机制还能在不同时间步骤为它们分配差异化的权重^[26]。

综上所述,当前风电功率预测方法尽管取得了一定进展,但仍存在未解决的问题。物理驱动方法依赖大量气象和地理数据,建模复杂且成本高;传统统计方法难以处理非线性和非平稳数据,预测效果受限;机器学习和深度学习技术虽然处理复杂数据模式表现优异,但在面对含有不规则空缺和噪声的数据时预测准确性不足。此外,组合预测技术虽然提高了预测精度,但对多风电机组关联特性的利用仍不足,且关键参数优化复杂,容易陷入局部最优解。下面提出一种风电功率预测方法:通过 EVO 优化 VMD 参数,增强对复杂数据的处理能力,避免了局部最优陷阱;利用 BiGRU 和 TPA 机制有效捕捉多风电机组之间的 IMF 时序关联,充分利用其关联特性;通过优化关键参数组合,提高了预测精度和可靠性。通过与其他 5 种模型的预测性能对比分析,验证了所提方法在实际应用中的优越性和有效性。

1 预测模型原理

1.1 VMD 原理

VMD 是一种创新的信号处理方法,专为解决复

杂信号的非线性和非平稳性问题而设计。这种方法基于一组自适应的维纳滤波器,通过构建变分问题并求最优解,从而实现信号的高效分解。与传统的经验模态分解和小波分解相比,VMD 在信号重构和抗噪性能方面表现更佳,能够将原信号 $f(t)$ 精确分解为 K 个具有不同中心频率的稳定子信号 $u_k(t)$,每个子信号均表现出良好的相对正交性,无模态混叠问题,如式(1)所示。

$$\begin{cases} \min_{\{u_k\}, \{\omega_k\}} \left\{ \sum_{k=1}^K \left\| \partial_t \left[\left(F(t) + \frac{j}{\pi t} \right) * u_k(t) \right] e^{-j\omega_k t} \right\|_2^2 \right\} \\ \text{s.t. } \sum_{k=1}^K u_k = f(t) \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_k 、 ω_k 分别为第 k 个模态分量和其中心频率; $F(t)$ 表示狄拉克分布;* 为卷积运算符。

通过引入二次惩罚因子 δ 和拉格朗日乘子 λ , 可将式(1)初步的约束问题, 转换成一个更易于处理的无约束问题, 如式(2)所示。

$$\begin{aligned} L(\{u_k\}, \{\omega_k\}, \lambda) = & \left\| f(t) - \sum_{k=1}^K u_k(t) \right\|_2^2 + \\ & \delta \sum_{k=1}^K \left\| \partial_t \left[\left(F(t) + \frac{j}{\pi t} \right) * u_k(t) \right] e^{-j\omega_k t} \right\|_2^2 + \\ & \left\langle \lambda(t), f(t) - \sum_{k=1}^K u_k(t) \right\rangle \end{aligned} \quad (2)$$

式中: $L(\cdot)$ 为拉格朗日函数; $\langle \cdot, \cdot \rangle$ 为内积运算符号。

为了获得最优解,使用交替方向乘子法来更新各个模态分量 u_k 及其对应的中心频率 ω_k , 以及拉格朗日乘子 λ 。更新公式如式(3)所示。

$$\begin{cases} \hat{u}_{k,n+1} = \frac{\hat{f}(\omega) - \sum_{i \neq k} \hat{u}_{i,n}(\omega) + \hat{\lambda}_n(\omega)/2}{1 + 2\delta(\omega - \omega_{k,n})^2} \\ \omega_{k,n+1} = \frac{\int_0^\infty \omega |\hat{u}_{k,n+1}(\omega)|^2 d\omega}{\int_0^\infty |\hat{u}_{k,n+1}(\omega)|^2 d\omega} \\ \hat{\lambda}_{n+1}(\omega) = \hat{\lambda}_n(\omega) + \tau \left(\hat{f}(\omega) - \sum_{k=1}^K \hat{u}_{k,n+1}(\omega) \right) \end{cases} \quad (3)$$

式中: n 为迭代次数; τ 为更新步长;上标 $\hat{\cdot}$ 表示该量为对应信号的傅里叶变换。

1.2 EVO 优化算法

鉴于实际信号的复杂性,手动设定 VMD 方法中的分解数量 K 和惩罚因子 δ 不仅困难,而且可能

造成结果的不稳定性。为了解决这一问题,采用了 EVO 算法来自动优化这些参数,从而提高分解效果的稳定性。

EVO 算法受物理粒子寻找最低能量状态的启发,为解决复杂系统优化问题提供了一种新颖方法。该算法通过模拟粒子在能量势场中的运动来探索解空间,过程如下:

1) 初始化过程。在这一阶段,候选解 X 被假设为具有不同稳定性水平的粒子,粒子的初始化位置由式(4)给出:

$$\begin{cases} X = \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ \vdots \\ X_b \\ \vdots \\ X_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{1,1} & x_{1,2} & \cdots & x_{1,c} & \cdots & x_{1,d} \\ x_{2,1} & x_{2,2} & \cdots & x_{2,c} & \cdots & x_{2,d} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{b,1} & x_{b,2} & \cdots & x_{b,c} & \cdots & x_{b,d} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{m,1} & x_{m,2} & \cdots & x_{m,c} & \cdots & x_{m,d} \end{bmatrix} \begin{cases} b = 1, 2, \dots, m \\ c = 1, 2, \dots, d \end{cases} \\ x_{b,c} = x_{b,c \min} + \xi \cdot (x_{b,c \max} - x_{b,c \min}) \end{cases} \quad (4)$$

式中: m 为粒子的总数; d 为所考虑问题的维度; $x_{b,c}$ 为第 b 个粒子在第 c 个维度上的位置值; $x_{b,c \max}$ 和 $x_{b,c \min}$ 为第 b 个粒子中第 c 个维度的上、下限; ξ 为 $[0, 1]$ 范围内均匀分布的随机数; X 为粒子群(候选解集合)的初始位置; X_b 为种群中第 b 个粒子的当前位置向量。

2) 确定粒子的富集边界,用于考虑富中子粒子和贫中子粒子之间的差异。将每个粒子的中子富集水平计算出来,用于区分富中子和贫中子粒子,进而确定富集边界,计算公式为

$$E_B = \frac{\sum_{b=1}^m N_{Lb}}{m}, \quad b = 1, 2, \dots, m \quad (5)$$

式中: N_{Lb} 为第 b 个粒子的中子富集水平; E_B 为粒子种群中粒子的富集边界。

3) 根据目标函数的评估结果,确定粒子的稳定性等级,如式(6)所示。

$$S_{Lb} = \frac{N_{Lb} - B_S}{W_S - B_S}, \quad b = 1, 2, \dots, m \quad (6)$$

式中: S_{Lb} 为第 b 个粒子的稳定度; B_S 和 W_S 分别为种群中稳定性最好和最差的粒子,相当于迄今发现的目标函数值的最小值和最大值。基于目标函数的评估,可计算得到粒子的稳定程度。

如果粒子的中子富集水平高于富集边界 E_B , 则需要通过 α 、 β 或 γ 衰变来降低能量。如果粒子的稳定性水平高于稳定性界限, 则认为发生了 α 和 γ 衰变, 因为对于稳定性水平较高的粒子来说, 这两种衰变是可能发生的。 α 衰变是一种放射性衰变过程, 其中原子核释放 α 粒子, 使得原子核转变为更稳定的状态。在数学上, 可将其表述为 EVO 中的一种位置更新策略。该策略涉及生成两个随机整数作为 $[1, d]$ 范围内的 α 指标 α_I , 表示发射光线的数量, 以及 $[1, \alpha_I]$ 范围内的 α 指标 α_{II} , 它定义了要发射的 α 射线。这些 α 射线代表候选解中的决策变量, 在更新中, 它们被从当前粒子或具有最佳稳定性水平的候选粒子中移除并替换。在数学上表述如下:

$$\mathbf{X}_b^{\text{New1}} = \mathbf{X}_b[\mathbf{X}_{B_s}(x_{b,c})], \begin{cases} b = 1, 2, \dots, m \\ c = \alpha_{II} \end{cases} \quad (7)$$

式中: $\mathbf{X}_b^{\text{New1}}$ 为种群中新生成的通过 α 衰变位置更新得到的粒子; \mathbf{X}_{B_s} 为稳定性水平最好的粒子的位置向量。

γ 衰变过程与 α 衰变类似, 此处不再赘述。其数学表述如下:

$$\mathbf{X}_b^{\text{New2}} = \mathbf{X}_b[\mathbf{X}_{N_g}(x_{b,c})], \begin{cases} b = 1, 2, \dots, m \\ c = \gamma_{II} \end{cases} \quad (8)$$

式中: $\mathbf{X}_b^{\text{New2}}$ 为种群中新生成的通过 γ 衰变位置更新得到的粒子; \mathbf{X}_{N_g} 为第 b 个粒子周围邻近粒子的位置向量。

如果粒子的稳定性水平低于稳定性界限, 则认为会发生 β 衰变, 因为这种类型的衰变发生在稳定性水平较低的更不稳定的粒子中, 表达式为:

$$\mathbf{X}_{CP} = \frac{\sum_{b=1}^m \mathbf{X}_b}{m}, \quad b = 1, 2, \dots, m \quad (9)$$

$$\mathbf{X}_b^{\text{New1}} = \mathbf{X}_b + \frac{(r_1 \times \mathbf{X}_{B_s} - r_2 \times \mathbf{X}_{CP})}{S_{Lb}}, \quad b = 1, 2, \dots, m \quad (10)$$

式中: \mathbf{X}_{CP} 为粒子中心的位置向量; r_1 和 r_2 为 $[0, 1]$ 范围内的两个随机数, 决定粒子的移动量。

为了提高算法的开发和探索水平, 对采用 β 衰变的粒子进行了另一种位置更新过程。在此过程中, 向具有最佳稳定性水平的粒子 (\mathbf{X}_{B_s}) 或候选粒子及其邻近的粒子 (\mathbf{X}_{N_g}) 或候选粒子进行受控移动, 而粒子的稳定性水平不会影响移动过程。数学表达式为

$$\mathbf{X}_b^{\text{New2}} = \mathbf{X}_b + (r_3 \times \mathbf{X}_{B_s} - r_4 \times \mathbf{X}_{N_g}), \quad b = 1, 2, \dots, m \quad (11)$$

式中, r_3 和 r_4 为 $[0, 1]$ 范围内的两个随机数, 决定粒子的移动量。

如果粒子的中子富集水平低于富集界限, 则假定粒子具有较小的中子数与质子数之比, 因此粒子倾向于经历电子捕获或正电子发射以向稳定带移动。在这方面, 确定搜索空间中的随机移动以考虑这些类型的运动, 如式 (12) 所示。

$$\mathbf{X}_b^{\text{New}} = \mathbf{X}_b + r, \quad b = 1, 2, \dots, m \quad (12)$$

式中: $\mathbf{X}_b^{\text{New}}$ 为种群中第 b 个粒子 (候选解) 即将到来的位置向量; r 是 $[0, 1]$ 范围内的随机数, 它决定粒子的移动量。

在 EVO 主循环结束时, 如果粒子的富集水平高于富集边界, 则每个粒子只有两个新生成的位置向量 $\mathbf{X}_b^{\text{New1}}$ 和 $\mathbf{X}_b^{\text{New2}}$, 而对于具有较低的富集水平, 仅生成 $\mathbf{X}_b^{\text{New}}$ 作为新的位置向量。这些新生成的向量与当前种群合并, 形成新的候选解集, 并由最佳粒子引导进入算法的下一轮搜索循环。对于超出预定上限和下限的决策变量确定边界违规标记, 同时可以利用目标函数评估的最大次数或迭代的最大次数作为终止准则。

最佳 VMD 参数 K 和 δ 的求解过程如下:

- 1) 初始化 EVO 算法的参数以及种群。
- 2) 为每个粒子计算其中子富集水平 N_{Lb} , 确定种群中粒子的富集边界 E_B 。
- 3) 通过目标函数 (VMD 的残差范数) 计算每个粒子的稳定度, 找出稳定性最好 (B_s) 和最差 (W_s) 的粒子。
- 4) 根据粒子的中子富集水平和稳定度, 决定采用哪种衰变 (α 、 β 或 γ) 来更新粒子的位置。将新位置向量与现有种群合并, 形成新一代种群。
- 5) 经过多次迭代, 从中选出具有最佳目标函数值的粒子, 该粒子的位置代表了最优的 VMD 参数 K 和 δ 。

1.3 BiGRU 原理

BiGRU 模型是一种循环神经网络, 它由两个独立的 GRU 单元组成, 一个按照时间序列正向处理数据, 另一个按照时间序列逆向处理数据。通过这种双向结构, BiGRU 模型能够同时捕捉序列数据的前向和后向信息, 从而更好地理解 and 预测序列中的模式。BiGRU 结构如图 1 所示。图 1 中, x_t 为 t 时刻的

输入序列数据; y_t 为 t 时刻 GRU 单元输出的结果。

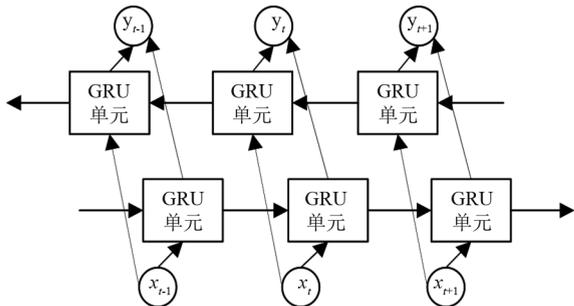


图 1 BiGRU 结构

BiGRU 通过输入正序列与其反序列到前向和后向 GRU 中,能够并行训练两个网络。前向 GRU 根据历史数据预测未来,而后向 GRU 则是依据未来数据来推断过去,最终的预测结果是综合这两个网络输出的结果。因为 BiGRU 能够有效处理对前后文信息都敏感的时间序列数据,所以可以结合风力发电功率数据使用 BiGRU 进行了双向预测。

1.4 TPA 原理

注意力机制在自然语言处理、图像和语音识别等领域有着广泛的应用,近年来也被用于各种预测问题。传统的注意力机制主要考虑各时刻的权值分布,且该方法仅适用于每一时刻仅有一种情形。但是,考虑到区域内多台风机的功率预测,各阶段均含有多个不同的变量,且各变量间具有复杂的非线性关系,并且各变量具有自身的特性与周期性,难以将单个时间步长作为研究对象。为了解决这个问题,提出了 TPA 结构,该结构采用多个一维 CNN 滤波器,通过对 BiGRU 隐含的行向量进行特征抽取,从而实现多个变量在时间步长上的相关性学习。TPA 结构如图 2 所示。

原始时间序列经 BiGRU 处理后,得到的隐藏状态向量表示为 $y_{t-w}—y_t$,其中 w 为时间序列的长度,表示输入数据中包含的时间步数量。定义隐藏状态

矩阵 $Y = \{y_{t-w}, y_{t-w+1}, \dots, y_{t-1}\}$,其中每列向量代表了同一时间步下 BiGRU 内部门神经元参数的变化情况,每行向量则表示了单个变量在所有时间步下的状态。

图 2 中,不同颜色的矩阵表示了隐藏状态矩阵 Y 中的不同一维卷积核,对 Y 的 r 个特征进行一维卷积,可提取出可变信号模型的时间模式矩阵 $Y_{p,q}^C$ 。

$$Y_{p,q}^C = \sum_{l=1}^w Y_{p,(t-w-1+l)} * C_{q,T-w+l} \quad (13)$$

式中: $Y_{p,q}^C$ 为特征一维积累后得到的时间模式矩阵 Y^C 中第 p 行、第 q 列的元素; $Y_{p,(t-w-1+l)}$ 为隐藏状态矩阵 Y 中第 p 行、第 $t-w+l$ 列的元素; $C_{q,T-w+l}$ 为加权系数,对应时间窗口内第 $T-w+l$ 个时间步的权重;符号 $*$ 表示卷积运算。一维滤波器的卷积核有 s 个。

将以下函数用来计算 Y_p^C 与 y_t 相关性:

$$f(Y_p^C, y_t) = (Y_p^C)^T W_a y_t \quad (14)$$

$$\alpha_p = \sigma(f(Y_p^C, y_p)) \quad (15)$$

式中: Y_p^C 为 Y^C 的行向量; W_a 为 $r \times s$ 的权重矩阵; α_p 为注意力权重,表示 Y_p^C 和 y_t 的相关性; $\sigma(\cdot)$ 为激活函数,用于对相关性进行归一化处理。利用 α_p 与 Y^C 加权求和,得到注意力向量 v_t 。

$$v_t = \sum_{p=1}^r \alpha_p Y_p^C \quad (16)$$

将注意力向量 v_t 与 y_t 按式(17)和式(18)处理后得到最终预测值。

$$y'_t = (W_y y_t + W_v v_t) \quad (17)$$

$$y_{t-1+\Delta} = W_y'(W_y y_t + W_v v_t) \quad (18)$$

式中: y'_t 为时间步 t 的最终预测值; $y_{t-1+\Delta}$ 为预测未来时间步 $t+\Delta$ 的结果; W_p, W_y, W_y' 分别为模型中对应的权重矩阵。

传统的注意力机制只能针对单个序列的时域特性,且没有考虑到时序间的相关性。隐藏状态矩阵具有多个时序序列之间的复杂联系,将 CNN 对隐藏

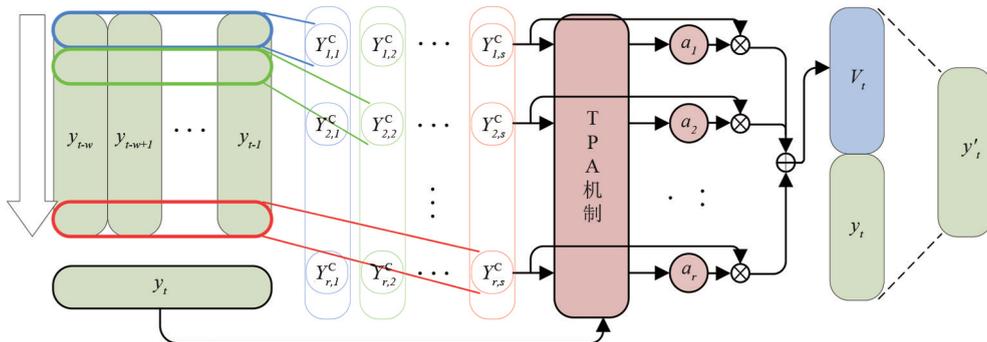


图 2 TPA 结构

状态矩阵行向量进行特征抽取,可以反映出时序序列的内在联系和各变量之间的复杂关系。由于 v_i 结合了时序信息,所以该模型可以在不同的时间步长中选取相关的信息。TPA 技术可以有效地解决多台风机组之间的耦合关系,在多台风机的超短期功率预测中具有明显的优越性。

2 多风电机组功率预测

针对目前风电超短期功率预测所存在的问题,提出了基于 TPA 机制的 EVO-VMD-BiGRU 预测模型。首先,通过 EVO 算法对 VMD 的关键参数 K 和 δ 进行优化,以便利用 VMD 进行特征提取。BiGRU 模型凭借其双向信息流的特性,在时间序列分析领域展现出卓越的处理能力和鲁棒性。虽然传统注意力机制在分析单变量时间序列数据方面效果显著,但当面临具有多重特性和复杂相互作用的风力发电机组功率预测问题时,其性能显得不足。采用 TPA 机制有助于有效识别并利用风电机组之间的复杂动态关系,通过对各特性进行适当的加权处理,提高预测准确度。

2.1 预测模型概述

基于 TPA 机制的 EVO-VMD-BiGRU 多风电机组功率预测流程如图 3 所示。

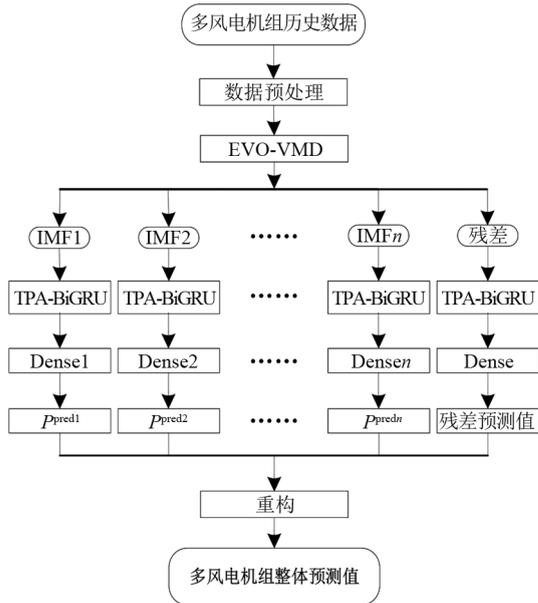


图 3 基于 TPA 机制的 EVO-VMD-BiGRU 多风电机组功率预测流程

为了加快神经网络训练的收敛速度,提高模型训练效率和预测准确性,同时避免数据中的量纲差

异导致的偏差,对时间序列长度为 w 的各风电机组功率按式(19)作如下归一化处理。

$$P'_o = \frac{P_o - P_{o\min}}{P_{o\max} - P_{o\min}} \quad (19)$$

式中: P'_o 和 P_o 分别为第 o 台风电机组归一化功率输出和实际功率输出; $P_{o\max}$ 和 $P_{o\min}$ 分别为第 o 台风电机组输出功率的最大值和最小值。

预处理后的数据首先经过 EVO-VMD 分解,从而获得各风机的 IMF 和残差,这些 IMF 随后被送入 TPA-BiGRU 网络进行分析。TPA 利用隐藏状态向量来生成注意力向量 v_i ,将其与隐状态行向量进行线性映射相加,从而获得各风机各模态的预测值 P^{pred} 和残差预测值,最后经过重构得到各风机的预测值。

多台风机的第 g 个模态功率预测模型如图 4 所示。

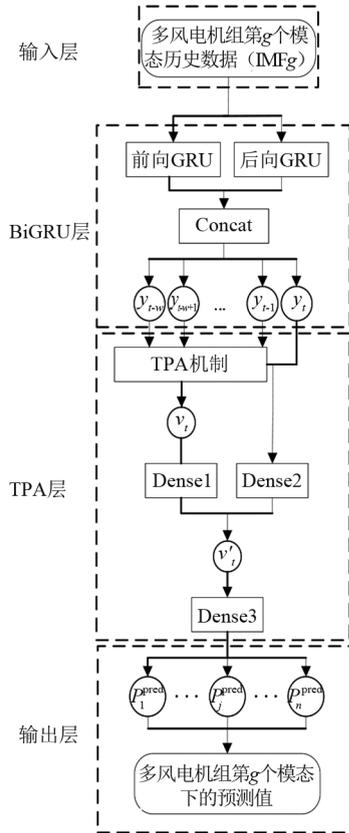


图 4 基于 TPA 机制的 EVO-VMD-BiGRU 多风电机组第 g 个模态功率预测模型

2.2 评估指标

为全面评估所提出预测模型的有效性,采用了均方根误 (root mean squared error, RMSE) 和平均绝对误差 (mean absolute error, MAE) 作为评价指标。

$$E_{\text{RMSE}} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{g=1}^N (P_g - P^{\text{pred}g})^2} \quad (20)$$

$$E_{\text{MAE}} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |P_g - P^{\text{predg}}| \quad (21)$$

式中: N 为预测序列的时间长度; P_g 和 P^{predg} 分别为预测序列在第 g 个时刻的风电机组输出功率真实值和预测值。

3 算例分析

使用分散在某区域的 14 台风电机组的功率数据,采样间隔为 15 min。数据集包括 4277 组训练样本和 1000 组测试样本,每个样本输入不同风机各模态时间序列,下一时间点的风机功率值作为输出,时间序列长度设定为 24。所有实验均在 Intel(R) UHD Graphics 770 上进行。

3.1 EVO-VMD 优化结果分析

3.1.1 基于 EVO 算法的 VMD 参数优化

通过使用最小包络熵作为适应度函数,并运用 EVO 算法优化,得到 VMD 分解的最佳参数 $[K, \delta]$ 。种群数量设置为 20,最大迭代 30 次,分解层数 K 的范围是 2 至 10,惩罚因子 δ 的范围是 1000 至 3000。EVO 算法优化的 VMD 迭代过程如图 5 所示,全局最优适应度值为 8.370 8,且最优参数为 $K=6$, $\delta=1241$ 。

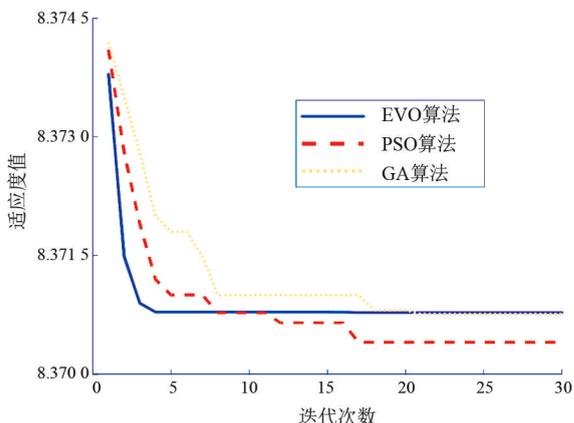


图 5 EVO、PSO 和 GA 算法的收敛曲线对比

图 5 中的迭代曲线显示, EVO 算法在较少的迭代次数内(约 5 次)就达到了全局最优适应度值,说明其具有快速收敛的特点。相比之下,其他两种优化算法,即粒子群优化算法 (particle swarm optimization, PSO) 和遗传算法 (genetic algorithm, GA),在前期收敛速度较慢,且适应度值波动较大。从图中可以看出, PSO 算法在约 10 次迭代后逐渐接近 EVO 算法的适应度值,但收敛速度明显较慢。

而 GA 算法初期存在较大的波动性,收敛速度最慢,最终适应度值略高于 EVO 和 PSO。

总体来看, EVO 算法通过模拟粒子在能量谷中的运动,有效避免了陷入局部最优解的问题,曲线平滑且稳定,表明其在搜索过程中保持了较好的全局搜索能力,能够在更广阔参数空间中找到更优的解。此外,曲线没有出现明显的振荡和回退,说明 EVO 算法有效避免了传统优化算法中常见的局部最优陷阱问题,保持了连续的优化进程。

3.1.2 风电数据 VMD 结果分析

根据前一节优化的参数结果,设定生成的 IMF 数量为 6,惩罚参数 δ 设置为 1241。使用这些参数对一段时间内风机的输出功率进行 VMD 分解。图 6 分别展示第 4 台和第 11 台风机的 VMD 分解结果。

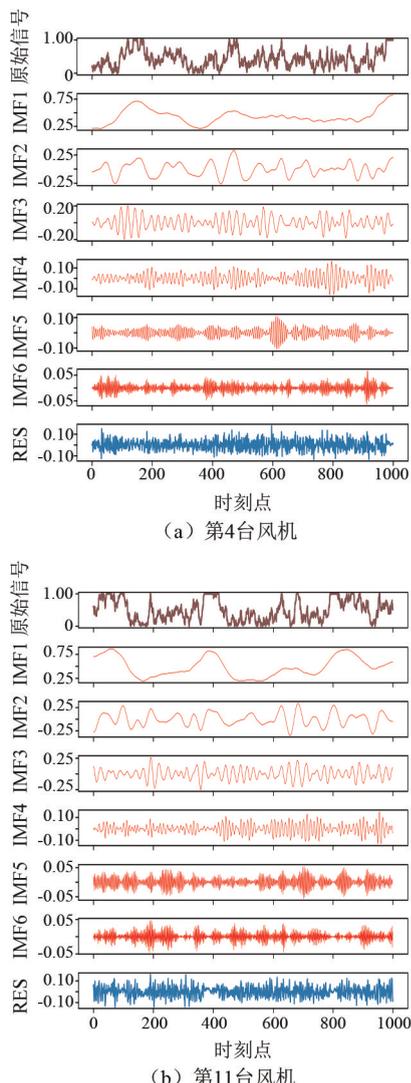


图 6 风电功率 VMD 分解结果

在图 6 中,初始序列展示了风电功率的原始信

号,接下来的序列则呈现了 VMD 分解所得的各个模态 (IMF1 至 IMF6) 以及残差值 (residual, RES)。IMF1 和 IMF2 呈现出较为缓慢的变化和较弱的波动,反映了风机在某段时间内的基本发电情况。IMF3 和 IMF4 的波动频率相对较低,但波动周期性明显,有助于揭示风电功率的周期性波动情况。而 IMF5、IMF6 以及 RES 的频率较高,波动更为剧烈,这在一定程度上展现了风电功率的随机波动特征。

每个 IMF 均突出了风力发电独有的特点,尤其是其低频模态波动更小,使得预测效果更好。由上述分析可知,整体预测的误差主要由后两个高频模态的预测误差所决定。而 VMD 可以克服直接使用原始风机功率预测造成的负面影响,降低模型的计算复杂性,进而提高 GRU 神经网络的预测精度。

3.2 风电机组功率预测结果分析

3.2.1 VMD 子序列预测效果

将第 6 台风机的各模态训练 20 代,输入时间序列长度为 300。损失函数选用 RMSE 和 MAE。表 1 列出了从 IMF1 到 IMF6 的预测误差。各模态经训练后,用于预测 300 个时间点的值。各模态的预测值如图 7 所示,将其进行叠加后,即可得到完整的风机功率预测序列。

表 1 不同模态下的预测误差

模态	RMSE	MAE
IMF1	0.004 07	0.003 35
IMF2	0.012 18	0.010 33
IMF3	0.011 31	0.009 15
IMF4	0.006 30	0.005 04
IMF5	0.006 82	0.005 48
IMF6	0.010 58	0.008 52
RES	0.039 26	0.030 90

3.2.2 风电机组整体功率预测效果分析

为进一步验证所提模型的性能,分别将 VMD-TPA-BiLSTM 模型、VMD-TCN-BiLSTM 模型、VMD-AM-BiGRU 模型、TPA-BiGRU 模型和 CNN-GRU 模型与所提模型作为对比,结果如图 8 所示。

表 2 详细描述了不同模型的预测误差以及训练模型所用时间。

从表 2 中可知,各种模型在风电功率预测中的表现存在显著差异。首先,VMD-TPA-BiGRU 模型表现最佳,具有最低的 RMSE 和 MAE,表明其预测

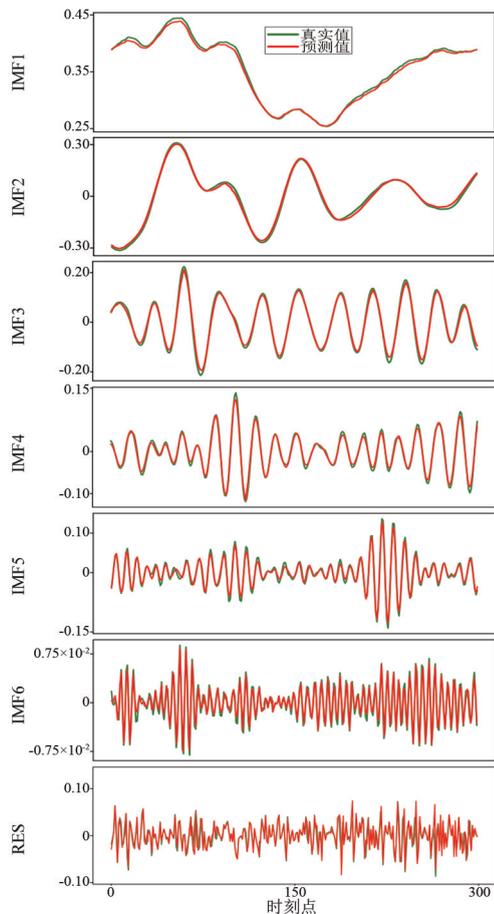


图 7 风机各模态分量预测

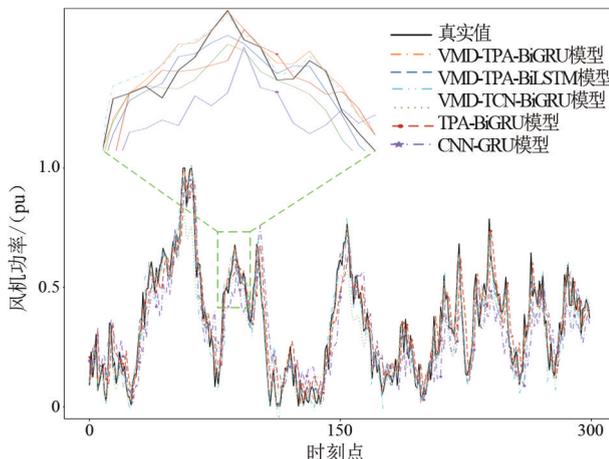


图 8 第 6 台风机功率预测结果

表 2 不同模型下的预测误差及训练用时

预测模型	RMSE	MAE	用时/s
VMD-TPA-BiGRU (所提)	0.041 31	0.033 06	0.481 40
VMD-TCN-BiGRU	0.063 95	0.047 96	0.463 72
VMD-TPA-BiLSTM	0.041 96	0.033 53	0.519 19
VMD-AM-BiGRU	0.096 91	0.077 28	0.355 11
TPA-BiGRU	0.078 10	0.056 54	0.380 59
CNN-GRU	0.131 51	0.104 22	0.536 58

误差最小。这得益于 VMD 分解减少了原始数据的噪声和非平稳性,TPA 机制捕捉关键时间步信息,BiGRU 处理双向依赖关系,三者结合显著提升了预测精度。尽管其训练时间相对较长,但预测准确性表现出色。相比之下,VMD-TCN-BiGRU 模型虽然预测误差略大,但训练时间更短,显示出 TCN 在并行处理方面的优势。然而,TCN 在捕捉多风机关联特性方面不及 TPA 机制,因此预测精度稍逊。VMD-TPA-BiLSTM 的 RMSE 和 MAE 接近于 VMD-TPA-BiGRU,但由于 BiLSTM 结构复杂、参数更多,其训练时间更长。VMD-AM-BiGRU 模型用时最短,但预测误差较高,说明 AM 机制在捕捉多风机关联特性方面不如 TPA。TPA-BiGRU 模型未使用 VMD 分解,训练时间较短,但预测误差更大,验证了 VMD 分解在提升预测精度中的重要作用。CNN-GRU 模型在所有对比模型中表现最差,其预测误差最大且训练时间最长,表明其不适合处理风电功率预测这一复杂时间序列任务。

尽管 VMD-TPA-BiGRU 在预测精度和可靠性方面表现出色,但其复杂性和计算成本不可忽视。EVO 算法用于优化 VMD 参数的搜索过程增加了复杂度,VMD 分解和 BiGRU 的双向依赖处理也提高了计算量。TPA 机制虽显著提升了预测精度,但也延长了训练时间。表 2 显示,该模型的训练时间略高于 VMD-TCN-BiGRU 和 TPA-BiGRU,但低于 VMD-TPA-BiLSTM 和 CNN-GRU。

因此,在实际应用中需要权衡预测精度与计算成本,以满足实时预测需求。未来研究可通过优化模型结构和提升算法效率来降低计算成本和复杂度,从而进一步提高实际应用性能。

4 结 论

针对多风电机组之间存在复杂联系的特性,上面提出了一种新的方法,利用 EVO 算法来优化 VMD 参数,并结合 TPA 机制的 BiGRU 网络进行超短期功率预测。主要结论如下:

1) 通过采用 EVO 算法优化 VMD 参数,能够更有效地从原始信号中提取有用信息,提高信号处理的精度和效率。VMD 分解所获得的各频带内的 IMF 分布有规律可循,这为 BiGRU 神经网络的预测降低了困难。BiGRU 将正向和逆向信息相结合,

充分利用数据中的时间序列信息,提高了预测的准确性。

2) 采用 TPA 机制,从隐含的 BiGRU 中抽取出多台风机间的复杂关系,并实现了不同特性的风机在不同时刻选取所需信息。与传统的注意力机制相比,该算法对多台风机的功率预测具有更高的准确性。

3) 所提模型相较于其他 5 种模型,不仅具有较短的训练时间,而且能显著提高多风电机组功率超短期预测的精度。

参考文献

- [1] YANG J B, LIU Q Y, LI X, et al. Overview of wind power in China: Status and future [J]. Sustainability, 2017, 9(8):1-12.
- [2] 吴肃霜,蔡小路,李俊贤. 风电功率预测方法与最新技术发展研究[J]. 水电与新能源, 2024, 38(3):38-41.
- [3] 吕云龙,胡琴,熊俊杰,等. 基于时空注意力卷积模型的超短期风电功率预测[J]. 电网技术, 2024, 48(5):2064-2073.
- [4] 杨茂,王达,王小海,等. 基于数据物理混合驱动的超短期风电功率预测模型[J]. 高电压技术, 2024, 50(11):5132-5141.
- [5] 崔杨,陈正洪,刘丽珺. 弃风限电条件下复杂地形风电场短期风功率预测对比分析[J]. 太阳能学报, 2017, 38(12):3376-3384.
- [6] 代佳琨,向月,刘俊勇,等. 基于数字孪生的区域气象关联风电预测模型[J]. 四川电力技术, 2023, 46(2):32-38.
- [7] ZHANG J H, YAN J, INFIELD D, et al. Short-term forecasting and uncertainty analysis of wind turbine power based on long short-term memory network and Gaussian mixture model [J]. Applied Energy, 2019, 241:229-244.
- [8] YIN H, OU Z H, HUANG S Q, et al. A cascaded deep learning wind power prediction approach based on a two-layer of mode decomposition [J]. Energy, 2019, 189:116316.
- [9] 孙蓉,李强,罗海峰,等. 基于自适应移动平滑与时间卷积网络误差修正的风电功率预测[J]. 全球能源互联网, 2022, 5(1):11-22.
- [10] WANG G, JIA R, LIU J H, et al. A hybrid wind power forecasting approach based on Bayesian model averaging and ensemble learning [J]. Renewable energy, 2020, 145:2426-2434.

基于语义分割数据增强与可变形卷积的 输变电线路缺陷检测

王译萱^{1,2,3}, 向思屿^{1,2}, 梁晖辉^{1,2}, 邝俊威⁴, 张菊玲^{1,2}, 刘松嘉⁵

(1. 国网四川省电力公司电力科学研究院, 四川 成都 610041; 2. 电力物联网四川省重点实验室, 四川 成都 610041; 3. 华北电力大学计算机系, 河北 保定 071003; 4. 国网四川省电力公司泸州供电公司, 四川 泸州 646000; 5. 国网四川省电力公司自贡供电公司, 四川 自贡 643000)

摘要:为提高输变电线路在长期运行和自然环境影响下产生的各类缺陷的检测精度和效率,提出了基于YOLOv8和可变形卷积的改进算法。针对各类缺陷样本数量差距较大导致的长尾分布问题,提出使用分割一切模型对数据进行扩充以提高数据平衡性;在主干网络中引入DCNv2结构,通过动态调整卷积核的形状适应各类样本包含的特征以提高泛化能力,并结合multi-CA注意力机制使网络注重各通道的融合信息;使用损失函数WIoU引导模型学习,以适应不同质量的锚框。将改进的算法与其他算法进行比较,结果表明改进算法增加了对输变电缺陷检测的精度。

关键词:DCNv2; YOLOv8; 分割一切模型; WIoU; multi-CA

中图分类号:TM 755 文献标志码:A 文章编号:1003-6954(2025)01-0032-09

DOI:10.16527/j.issn.1003-6954.20250105

Defect Detection for Transmission and Transformation Lines Based on SAM Data Augmentation and Deformable Convolution

WANG Yixuan^{1,2,3}, XIANG Siyu^{1,2}, LIANG Huihui^{1,2}, KUANG Junwei⁴, ZHANG Juling^{1,2}, LIU Songjia⁵

(1. State Grid Sichuan Electric Power Research Institute, Chengdu 610041, Sichuan, China; 2. Power Internet of Things Key Laboratory of Sichuan Province, Chengdu 610041, Sichuan, China; 3. Department of Computer Science, North China Electric Power University, Baoding 071003, Hebei, China; 4. State Grid Luzhou Electric Power Supply Company, Luzhou 646000, Sichuan, China; 5. State Grid Zigong Electric Power Supply Company, Zigong 643000, Sichuan, China)

Abstract:In order to enhance the detection precision and efficiency of various defects in transmission and transformation lines under the influence of long-term operation and natural environments, an improved algorithm based on YOLOv8 and deformable convolution is proposed. Aiming at long-tail distribution problem caused by the significant disparity in the quantity of various defect samples, the segment anything model (SAM) is proposed to augment the data so as to enhance data balance. Within the Backbone, DCNv2 is introduced to dynamically adjust the shape of convolutional kernels to adapt to the features contained in various samples, thus enhancing generalization capability. Moreover, the integration of multi-CA attention mechanism guides the network to focus on the fusion information of each channel, and WIoU is utilized to guide the model learning, which enables adaptation to anchor boxes of different qualities. Comparative analysis with other algorithms shows an increase in detection accuracy for the defects in transmission and transformation lines achieved by the proposed improved algorithm.

Key words:DCNv2; YOLOv8; segment anything model; WIoU; multi-CA

0 引言

输变电设备是电力系统中的重要组成部分,负责将高压电能转换为低压电能,并进行输送和分配。然而,长期无休运行和受自然环境因素的影响可能导致输变电设备产生各种缺陷,如绝缘子破损、线路异物和设备老化等。如若这些缺陷不能及时检测和修复,可能会导致设备故障、电力损失等不可估计的事故。

目前,输变电设备缺陷检测的方法主要包括人工巡检和基于技术手段的智能检测。传统的人工巡检方法主要由检测人员对输变电设备进行目视检查,通过排查设备可视状态、温度、是否有异响等特征来判断是否存在缺陷^[1]。然而,这种方法对检测人员的素质要求高,存在检测效率和结果受检测人员主观影响等不可控因素。

目前基于大数据和人工智能技术的快速发展,特征识别技术取得了巨大的进展,被应用于各个领域。在电力系统的智能化和信息化管理中,采用目标检测方法利用无人机技术进行巡检并结合深度学习算法对输电线路进行智能故障检测,已经成为不可或缺的重要技术手段^[2]。这不仅可提升检测准确性与效率,亦可降低人力成本。

目标检测通常分为两种范式:一阶段方法和二阶段方法。一阶段方法将目标检测当作一个任务完成,直接从采集的图像中识别并定位目标的位置和类别,同时执行定位和分类。典型的一阶段方法包括 YOLO(You only look once)算法和单步多框目标检测(single shot multiBox detector, SSD)算法等,这类方法通常具有较快的检测速度和较为简单的网络结构,适用于对目标数量较多且目标大小变化较大的场景。二阶段方法先是通过一种算法将包含检测目标的区域进行提取,再将这些候选区域送入另一个网络进行分类和精确定位^[3]。典型的二阶段方法包括快速基于区域的卷积神经网络(faster region-based convolutional neural network, faster R-CNN)和掩膜基于区域的卷积神经网络(mask region-based convolutional neural network, mask R-CNN)等。二阶段方法的准确性更高,但与此同时计算量也更大,网络结构更加复杂,适用于对目标定位和缺陷识别精度要求高的场景^[4]。

YOLO 算法在缺陷检测方面取得了一些研究进展,并在不同领域的缺陷检测任务中展示了较好的性能,如在绝缘子破损检测、金属结构缺陷检测、输变电设备缺陷检测上^[5]都有显著成绩。由于输变电线路中的故障种类多样且数据量较大,为了提高对输变电线路缺陷检测的准确度,并提升检测的效率,下面采用改进的 YOLOv8 算法对输变电线路上的故障进行诊断。

1 YOLOv8 算法结构

1.1 网络结构

YOLOv8 模型的结构如图 1 所示,该模型由输入端开始,经过主干网络和特征融合网络最终到达输出端。在主干网络(Backbone)方面,借鉴了 YOLOv7 的高效层聚合网络(efficient layer aggregation networks, ELAN)结构的设计思想^[6],对 YOLOv5 的 C3 结构进行了改进,通过使用 C2f 结构使得模型梯度流变得更加丰富,同时针对不同尺度的模型对通道数也进行了不同的设计。

Head 部分相对于 YOLOv5 有两项重大改进:首先,区别于 YOLOv5 的单一目标检测头,YOLOv8 将分类和检测头分离开来,使用了解耦头结构;其次,不再依赖锚框(Anchor),而是使用 Anchor-Free 的方式,得以更灵活地处理目标的位置和形状,从而提高模型的性能和适应能力。YOLOv8 在损失函数方面采用了新的方法,摒弃了传统的交并比(intersection over union, IoU)匹配或单边比例的样本分配方式,采用了任务对齐分配器(task-aligned assigner)的正负样本匹配策略。此外,引入了分布焦点损失(distribution focal loss, DFL)函数来解决类别数量差距大和难易样本不平衡的问题^[7]。通过分布感知机制以及焦点损失机制的引入优化模型,达到提高目标检测性能的目的。在训练过程中,YOLOv8 借鉴了 YOLOX 的方法,在最后的 10 个轮次(epoch)关闭马赛克(Mosaic)增强操作。该改进有效地减少了过拟合的可能性,简化了训练过程,降低了数据相关性,并且提升了模型的泛化能力及精度。

1.2 C2f 模块

YOLOv8 中将主流 YOLOv5 模型使用的 C3 模块更改为更加轻量化的 C2f 模块。基于跨阶段部分网络(cross stage partial network, CSPNet)的提取分

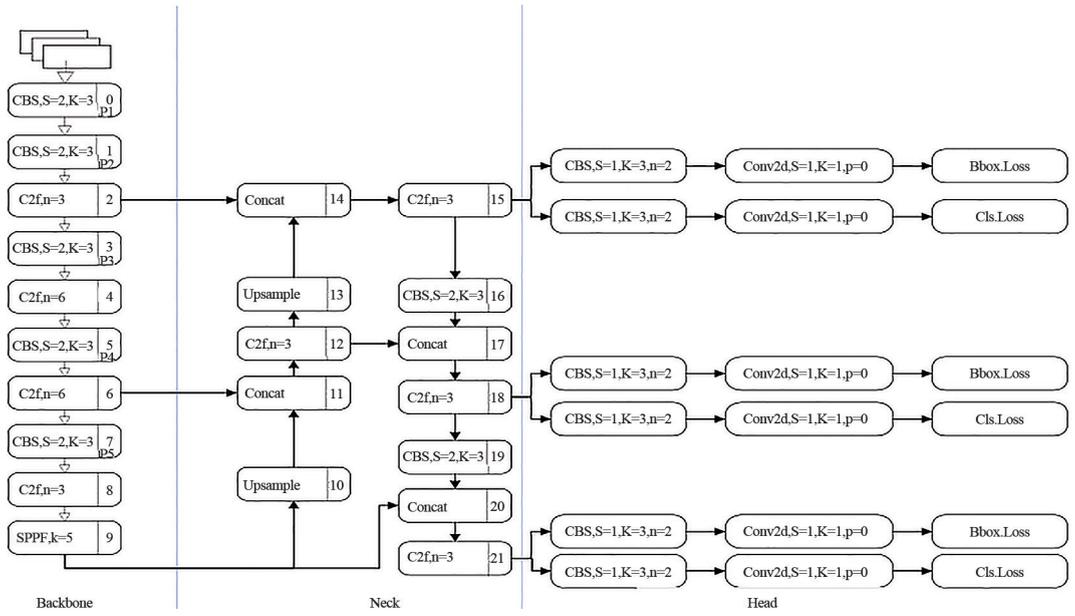


图 1 YOLOv8 结构

流思想,使用 n 个 Bottleneck 模块的堆叠(其中 n 是根据参数规模而自行变化的),再融合残差结构构造了 C3 模块。C3 模块由 3 个卷积层组成,如图 2 所示,图中 CBS 模块分别为卷积层(convolution, Conv)、批量归一化层(batch norm, BN)、SiLu 激活层,即 CBS = Conv + BN + SiLu,以及 n 个 Bottleneck。C2f 模块的设计是基于 C3 模块的思想以及 ELAN 的改进思想进行设计,使得 YOLOv8 在更加轻量化的同时拥有更全面的梯度流信息。C2f 模块如图 3 所示。

BCE) 损失函数来衡量模型的性能, BCE 损失函数的公式如式(1)所示。由于去除了对象损失,置信度分数最大值的选取也从 YOLOv5 的先取最大值再输出对应的最大类别,到 YOLOv8 的输出所有置信度的分数再选取最大值。对于回归分支,采用 DFL 函数中提出的积分形式表示法,优化和真实值最为相近的左右位置概率,使得网络可以更加快速地关注到目标附近, DFL 函数如式(2)所示。结合完全交并比(complete intersection over union, CIoU)损失函数,来捕捉目标位置的回归误差。这两种损失函数通过一定的权重比例加权,以平衡它们在训练过程中的影响。综上所述,通过这种损失函数的设计,可以更好地训练目标检测模型,提高其在检测任务中的性能表现。

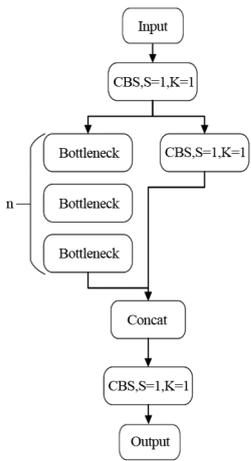


图 2 C3 模块

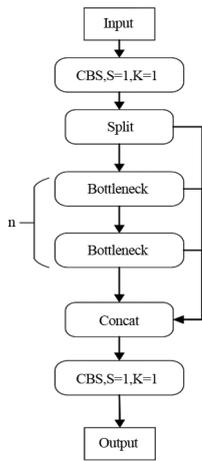


图 3 C2f 模块

1.3 损失计算

YOLOv8 的损失函数由两部分构成,分类损失和回归损失,不再包括之前的对象损失分支,由是否包含对象细致到是否包含此类别的对象。对于分类分支,仍然使用二元交叉熵(binary cross entropy,

$$L = \frac{1}{N} \sum_i L_i = \frac{1}{N} \sum_i - [y_i \lg p_i + (1 - y_i) \lg (1 - p_i)] \tag{1}$$

式中: L_i 为二元交叉熵损失函数; N 为模型预测数据总组数; y_i 为第 i 组数据真实的二元标签,即 0 或 1; p_i 为第 i 组数据预测标签。

$$L_{DFL}(S_i, S_{i+1}) = - [(y_{i+1} - y) \lg S_i + (y - y_i) \lg S_{i+1}] \tag{2}$$

式中: S_i 和 S_{i+1} 为网络聚焦位于标签附近的两个预测值 y_i 与 y_{i+1} 对应的概率; y 为类别信息真实值; y_i 为第 i 组数据单边预测值。

2 算法改进

2.1 可变形卷积网络 v2

传统的卷积神经网络 (convolutional neural network, CNN) 受限于其固定的几何结构,这使得它们主要应用于对模型需要处理复杂及预测结果多样且未知的输入数据进行建模。由于 CNN 模型在设计时其卷积单元只以固定的窗口大小和步长进行滑动,池化层的比例也通常不会发生变化导致空间分辨率变化单一^[8]。基于以上结构特点,使得 CNN 网络无法对于不同尺度和位置的变换进行鲁棒性建模。在可变形卷积中,基于两个新模块的引入,使得 CNN 可以对具有几何变换的模型适应力显著增强。可变形卷积允许卷积核根据输入特征图中的局部结构进行动态调整,从而能够更好地适应目标物体的非刚性形变和复杂结构^[9]。这样的设计使得 CNN 能够更灵活地捕捉图像中的几何变换,进而提高了模型的感知能力。可变形卷积,即在标准卷积中加入对常规网格采样区域的偏移,使采样网络能够更加自由地变形。可变形卷积通过为感兴趣区域 (region of interest, RoI) 池化中的每个空间箱 (bin) 位置添加偏移量,实现了对卷积核采样位置的自适应调整。这使得模型能够更好地适应不同形状的目标,并更精确地捕捉其局部特征。传统的 RoI 池化方法存在固定处理方式的局限性,无法很好地适应非矩形目标区域。可变形卷积通过引入偏移量,提供了更灵活、更精确的处理不同形状目标的方法,从而提高了模型在目标检测等任务中的性能和泛化能力。

基于具有偏移学习功能的卷积层的增加,可变形卷积网络 v2 (deformable convolution networks v2, DCNv2) 能够使卷积核根据局部结构动态调整位置,从而灵活适应复杂场景,提升了模型的性能和泛化能力,特别是在处理几何变换方面取得了显著的改进^[10]。基于调制机制的引入,使得网络对空间支持区域也具有更强大的控制能力。这个调制机制使得样本具有通过学习到的偏移或学习的特征幅度进行调整的能力。这说明网络模块不仅能够调整感知输入特征的位置偏移,还能够调整不同空间位置的输入特征的强度或振幅。当输入处于最为极端的情况时,该模块可以将特征的振幅调整为 0,这样就可以

有选择性地屏蔽特定位置的信号^[11]。因此,来自这些位置的图像内容对模块输出的影响将会被显著地减少甚至完全消除。这意味着调制机制为网络模块提供了额外的灵活性,使其能够调整其对空间支持区域的影响,如式(3)所示。

$$y(p) = \sum_{k=1}^K w_k \cdot x(p + p_k + \Delta p_k) \cdot \Delta m_k \quad (3)$$

式中: $y(\cdot)$ 为输出特征图; p 为当前输出位置; p_k 为卷积核的偏移量,通常表示卷积核相对于中心点的位置; w_k 为第 k 个位置的卷积核权重; K 为卷积核大小; x 为输入特征图; Δp_k 为第 k 个位置的可学习偏移; Δm_k 为学习到的权重因子。 Δp_k 和 Δm_k 均由将相同输入特征图应用于单独的卷积层来获得。

2.2 多通道注意力机制

通道注意力 (channel-wise attention, CA) 机制专注于调整神经网络中不同通道之间的关系,以使网络能够更有效地利用输入特征图中的信息。它的主要目标是根据输入数据动态地学习每个通道的重要性,并据此调整通道间的信息流^[12]。CA 机制通过全局信息捕捉、注意力权重计算、特征加权、缩放和归一化使得网络更加关注对当前任务重要的特征通道,从而提高网络的表征能力和性能。传统的 CA 机制仅注意单通道的数据,将 CA 与多通道进行结合再嵌入到 DCNv2 中,可以使得可变形卷积网络注意各通道的信息,以达到更好的信息融合的作用,加入正则化以防止模型过拟合并提高泛化能力。将 CA 机制融合到 DCNv2 结构中的结构图如图 4 所示。

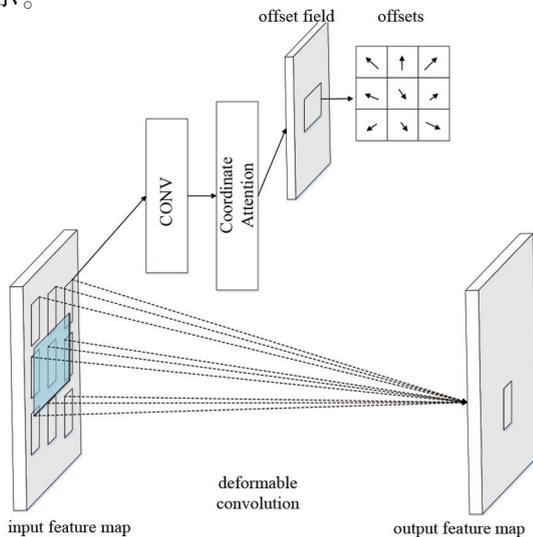


图 4 DCNv2-CA 结构

原始 CA 机制结构如图 5 所示。在原始 CA 机制的基础上,增加通道之间的融合,使各通道信息更好地交互。再将多通道注意力(multi channel-wise attention, multi-CA)机制加入到 DCNv2 中,可以使网络更加充分地提取各路特征,改进的 multi-CA 注意力机制如图 6 所示。

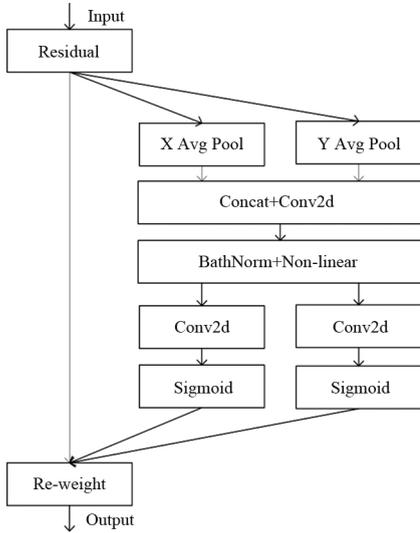


图 5 CA 机制结构

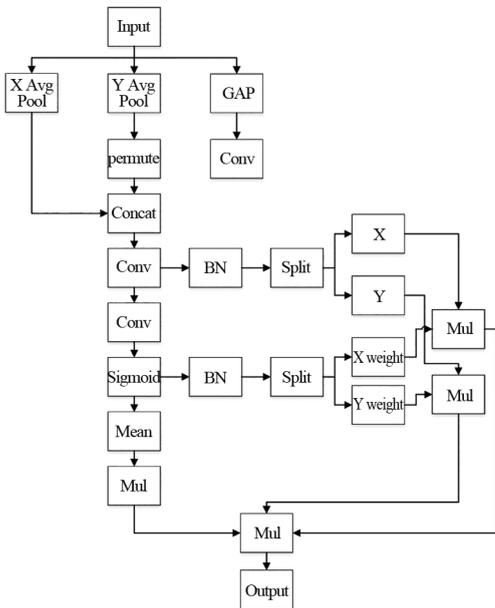


图 6 multi-CA 机制

2.3 加权交并比损失函数

YOLOv8 的边界框损失函数为 CIoU,公式如式(4)所示。

$$C_{IoU-loss} = 1 - I_{ou} + \frac{\rho^2(b, b_{gt})}{c_1^2} + \alpha v \quad (4)$$

式中: I_{ou} 为交并比; b 为预测中心坐标的参数; b_{gt} 为真实目标边界框中心的参数; ρ 为 b 和 b_{gt} 之间的欧氏距离; c_1 为两个矩形的最小外接矩形对角线长

度; α 为权重函数; v 为度量长宽比相似性函数^[13]。 α 和 v 计算分别如式(5)和式(6)所示。

$$v = \frac{4}{\pi^2} \left(\arctan \frac{w_{gt}}{h_{gt}} - \arctan \frac{w}{h} \right)^2 \quad (5)$$

$$\alpha = \frac{v}{(1 - I_{ou}) + v} \quad (6)$$

式中: w 、 h 分别为预测框的宽度和高度; w_{gt} 、 h_{gt} 分别为真实框的宽度和高度。

尽管 CIoU 在一些情况下相对于传统的 IoU 和 GIoU 有一些改进,但它仍然存在一些缺点:计算复杂度高,对目标框的中心点、宽度和高度的归一化等操作也会增加也会导致量随之提高;CIoU 对于边界框的调整非常敏感,这意味着即使较小的边界框调整也会对损失函数产生较大的影响。这可能导致模型在训练过程中过度关注边界框的微小变化,而忽略了目标区域的重要性。这种情况下,模型可能会在边界框调整方面过度拟合,而忽略了更重要的目标检测任务;对小目标不敏感,在处理小目标时可能不如其他损失函数表现好。由于绝缘子缺陷一般都属于小目标检测,所以使用 CIoU 损失函数的效果并不十分理想。

下面使用基于动态非单调的聚焦机制的边界框损失函数加权交并比(weighted IoU, WIoU)代替 CIoU。动态非单调聚焦机制通过使用“离群度(outlierness)”代替传统的 IoU 来评估锚框的质量。更少的人为干预模型训练,可以使模型的泛化能力得到有效提高。这种方法使得模型更有效地找到最具信息量的锚框,增加目标检测准确性和效率。离群度可以更加综合地考虑传统 IoU 较容易忽略的如目标大小、目标所处位置、目标是否受到遮挡等因素。此外,该机制还采用了一种更有效的梯度增益分配策略,以便更好地调整模型的注意力。基于这种策略的使用,使得模型可以更精确地学习到不同类型、不同质量的锚框,使得目标检测模型得以更加有效率的检测。

结合了离群度评估和梯度增益分配的动态非单调聚焦机制,能够更灵活地适应各类复杂场景下的目标检测任务,并取得更为显著的检测成果。在保留更多高质量锚框的同时还可以做到削减低质量锚框太多而生成有害梯度。通过使用 WIoU 可以使模型更加关注普通质量的锚框即绝大部分正常的锚框,最终可以达到提高模型整体能力的作用。WIoU 分为 3 个版本,其中 v1 版本是基于注意力的边界框损失, v2 和 v3 版本附加了聚焦机制。这里使用 WIoU-v3 并嵌套最小点距离交并比(minimum point

distance intersection over union, MPD-IoU), 通过动态调整梯度增益, 更有效地引导模型学习, 以适应不同质量的锚框, 从而提高目标检测的性能。WIoU-v1 计算方式如式(7)所示, 其 Wiou 的总体损失函数如式(8)所示。离群度的大小代表锚框的质量, 离群度越小代表锚框的质量越高, 离群度 β 的计算公式如式(9)所示。式(10)为 Wiou-v3 的计算方式^[14], 式(11)为 MPD-IoU 的计算公式, 基于 L_{IoU} 的动态变化使得锚框的质量划分标准也在动态变化, 从而可以帮助 Wiou-v3 在每个时刻都能得到最符合当前状态的梯度增益分配策略。

$$L_{WIoUv1} = R_{WIoU} L_{IoU} \quad (7)$$

$$R_{WIoU} = \exp \left[\frac{(a - a_{gt})^2 + (b - b_{gt})^2}{(W_g^2 + H_g^2)^*} \right] \quad (8)$$

$$\beta = \frac{L_{IoU}^*}{L_{IoU}} \in [0, +\infty) \quad (9)$$

$$L_{WIoUv3} = r L_{WIoUv1}, \quad r = \frac{\beta}{\delta \alpha^{\beta - \delta}} \quad (10)$$

$$d_1^2 = (x_1^{prd} - x_1^{gt})^2 + (y_1^{prd} - y_1^{gt})^2$$

$$d_2^2 = (x_2^{prd} - x_2^{gt})^2 + (y_2^{prd} - y_2^{gt})^2$$

$$L_{MPD-IoU} = I_{oU} - \frac{d_1^2}{w^2 + h^2} - \frac{d_2^2}{w^2 + h^2} \quad (11)$$

式中: L_{WIoUv1} 为 Wiou-v1 版损失函数; R_{WIoU} 为重新加权交并比; L_{IoU} 为位置交并比; a 、 b 为锚框预测值; a_{gt} 、 b_{gt} 分为锚框真实值; W_g 和 H_g 为最小框的宽度和高度; L_{IoU}^* 为 L_{IoU} 的单调聚焦系数; L_{WIoUv3} 为 Wiou-v3 版损失函数; r 为非单调聚焦系数; α 和 δ 为超参数; x_1 和 y_1 分别为真实框和预测框左上顶点的坐标; x_2 和 y_2 对应真实框和预测框框右下顶点的坐标; d_1 为真实框与预测框左上顶点的欧几里得距离; d_2 为真实框与预测框右下顶点的欧几里得距离; prd 表示预测框; gt 表示真实框。

3 实验

3.1 实验环境配置与数据处理

3.1.1 实验环境配置

实验软件环境为 python 3.8、torch 1.7.1、cuda 10.1 等, 硬件环境为 NVIDIA GeForce RTX 3090 显卡。所有实验都在相同超参数下进行。以下是对所提供名词的替代定义: mAP@0.5 表示 IoU 为 0.5 时所有类别待检测目标的平均检测精度; GFLOPs 为每秒进行的十亿次浮点运算数, 用于衡量算法的复杂度。

3.1.2 数据预处理

所用输电线路数据主要由无人机对现场状态的

采集构成, 全部数据由人工进行标注和清洗。由于原始数据量庞大、数据类型繁多且各类数据数量差异较大^[15], 前期的数据处理十分必要。原始数据中绝缘子故障只有一种分类, 在对数据集进行清洗过程中发现图片间缺陷差别较大, 于是将其细分为绝缘子自爆、瓷质绝缘子破裂、绝缘子弯曲, 并使用分割一切模型(segment anything model, SAM) 将样本数量较少的后两类缺陷进行数据扩充。数据处理步骤为:

1) 无人机图像采集;

2) 利用 SAM 模型提取缺陷部分掩码;

3) 对缺陷部分使用缩放、变形、裁减、旋转以及添加高斯噪声等方式进行数据加强;

4) 结合数据集中其他背景部分进行数据扩充;

5) 使用 Labellmg 进行数据标注。

下面基于 SAM 模型对数据进行扩充。SAM 模型作为图像编码器, 主要功能为生成图像嵌入。该模型由两种信息源组成输入数据, 一种是用于将图像信息嵌入到模型中的编码器, 另一种则是文字信息或输入框信息嵌入的编码器。这两类信息源由一种轻量级的掩码解码器组合在一起, 最终达到预测分割掩码的目的^[16]。SAM 模型结构如图 7 所示。在预训练阶段, 模型先接受关于点、边框和掩码的信息, 然后输出相应的分割结果, 并将其和实际数据加以对比。相较于传统方法, SAM 模型采用了交互式分割, 能够一次性提供多种可能的合理结果, 无需多轮交互或多次标注选择^[17]。此外, SAM 模型属于零样本学习的一种形式, 通过在不同的下游任务中应用不同的提示, 展现出卓越的泛化性能。与多任务分割方法相比, SAM 模型通过单一模型同时处理多个任务, 而不是将多个模型组合在一起处理各自的子任务^[18]。输入图像由掩码自编码器(masked auto encoders, MAE) 预训练的视觉变换器(vision transformer, ViT)^[19] 图像编码器进行处理。ViT 模型首先分割图像为固定大小的块, 并将每个块进行位置嵌入先行处理后, 将输出的向量序列输入进 Transformer 编码器; 然后, 将图像映射至特征空间, 生成一次性图像嵌入, 这些图像嵌入可以被视为图像的紧凑特征表示, 能够有效地保留输入图像的关键信息; 接着, 输入的提示(例如点提示和方框提示使用位置编码的形式, 文本提示则直接使用 CLIP 的文本编码器^[20]) 经过提示编码器处理后, 生成对应的提示嵌入; 最后, 将图像嵌入与提示嵌入结合,

并输入至轻量级的掩码解码器,从而生成相应的分割掩码。通过不断使用绝缘子数据对 SAM 模型进行微调,使得该模型能够更好地适应当前的应用场景。

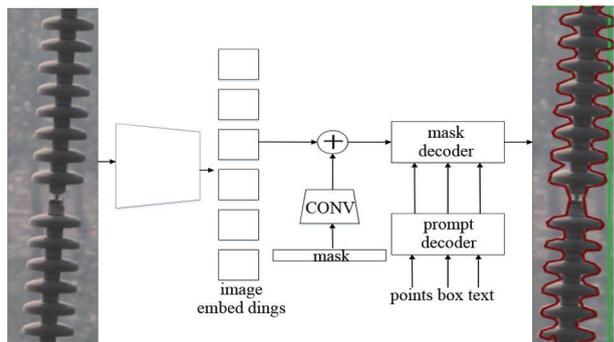
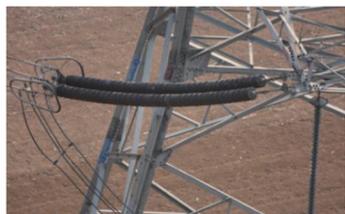
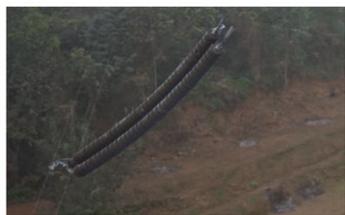


图 7 SAM 模型结构

数据的扩充步骤为:首先使用 SAM 将图片中目标对象的掩码自动进行分割,使用数据集中其他图片的背景,将分割出的包含缺陷的绝缘子串掩码进行缩放、变形、裁剪、旋转^[21]后再嵌入其中。扩充结果为:由原始的约 600 张图片扩展到 900 张;对绝缘子部分数据集进行处理前 mAP@0.5 为 0.492、mAP@0.95 为 0.285,处理后 mAP@0.5 提升到 0.781、mAP@0.95 提升到 0.462,相较处理前有显著的提升。原图和处理后的图片示例如图 8 所示,分别展示旋转、缩放处理后的结果。



(a) 原图



(b) 旋转扩充图



(c) 缩放扩充图

图 8 瓷质绝缘子破裂图片处理

除绝缘子缺陷外,数据集中还包括防震锤锈蚀、重锤锈蚀和塔身异物。原始数据集中存在数据量过大且有重复的现象,对数据进行清洗后保留了总计 5711 张图片,按照 8:1:1 分为训练集、测试集和验证集。

3.2 消融实验

为证明所提出各改进模块均具有有效性,设计了消融实验。实验结果如表 1 所示,模型 A 为基础 YOLOv8-n 模型,模型 B 为在骨干网络中加入 DCNv2;模型 C 为将 multi-CA 机制加入 DCNv2 中;模型 D 为将 CIoU 更改为 WIoU。表 1 数据均为各模型在同一环境下训练 100 轮次的结果。由表 1 可见,在参数量并未大幅度提高的前提下,相较于初始的 YOLOv8 模型,所提方法的 mAP@0.5 和召回率都有显著提升,其中 mAP@0.5 提高了 5.92%,召回率提高了 7.5%,结果如图 9 所示。改进后的热力图对比如图 10 所示,由图可知:YOLOv8 基础模型对缺陷产生位置的关注度仍有偏差且无法关注到大部分缺陷;加入 DCNv2 后,虽能检测出大多数缺陷但会出现误检状况,将 multi-CA 机制加入 DCNv2 中误检情况减少;加入 WIoU 后模型可基本识别到图片中的所有缺陷且关注度较为集中在缺陷区域。

表 1 消融实验结果

模型	mAP@0.5	参数量/ 10^6	GFLOPs	Recall
A	0.808	3.00	8.2	0.760
B	0.825	3.03	8.0	0.791
C	0.842	3.04	8.0	0.803
D	0.860	3.04	8.0	0.835

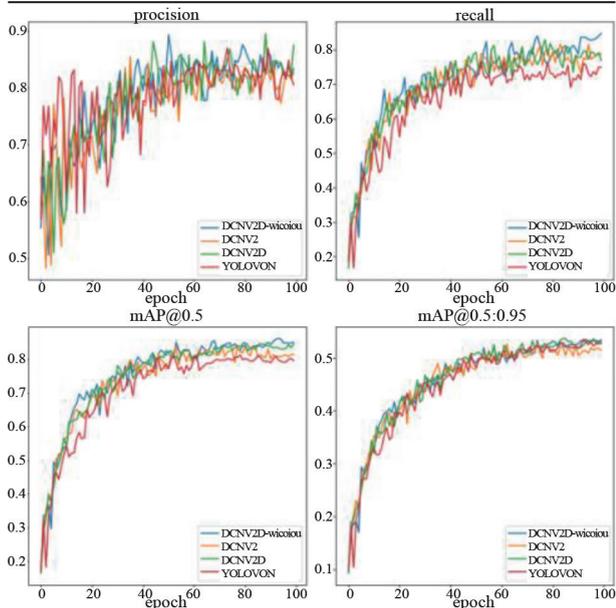
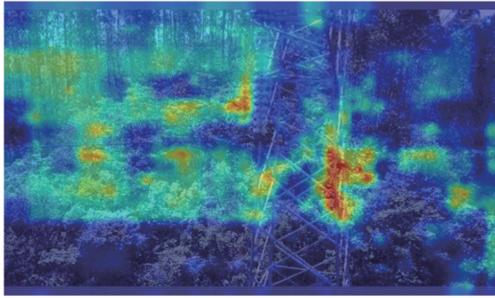
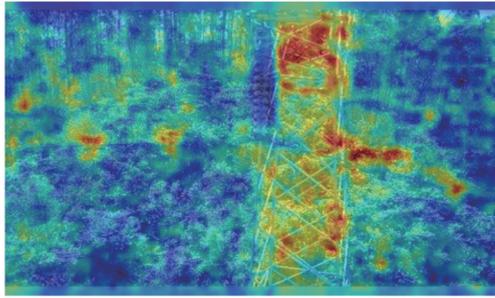


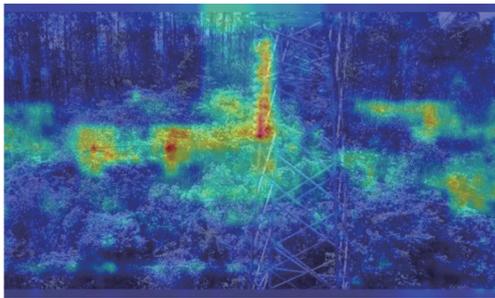
图 9 各项结果



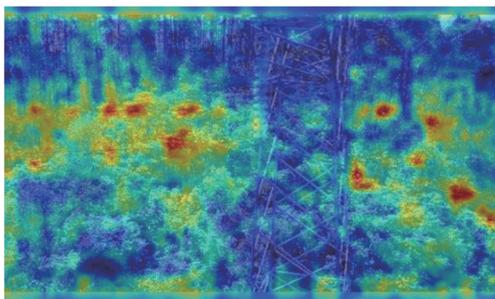
(a) YOLOv8



(b) YOLOv8+DCNv2



(c) DCNv2+multi-CA



(d) DCNv2+multi-CA+WIoU



(e) 标注结果

图 10 消融实验热力图对比

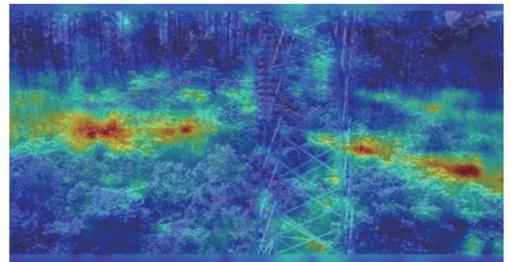
3.3 对比实验

为了体现所提算法在检测精度及参数量上的优

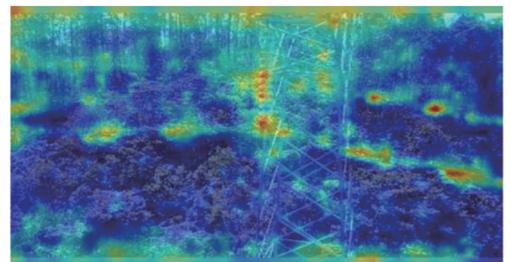
越性, 和主流可变形卷积网络进行对比, 例如 DCNv2-dyhead、DCNv2、DCNv3 以及可变形卷积注意力机制 Dattention^[22], 在相同数据集和软硬件条件下进行比较, 验证所提算法模型所作改进的有效性。对比结果如表 2 所示, 模型 E 为 Dattention; 模型 F 为 DCNv2-dyhead; 模型 G 为 DCNv3; 模型 H 为 DCNv2; 模型 I 为所提出的 DCNv2+Multi-CA。由表中数据可得, 相较于其他相似算法, 所提出的方法在 mAP@0.5 及召回率指标上皆处于领先位置。用于对比的其他模型热力图对比如图 11 所示, Dattention 对缺陷的检测有遗漏部分, DCNv2 存在少量误检现象, DCNv3 对大量位置关注度过高。

表 2 对比实验结果

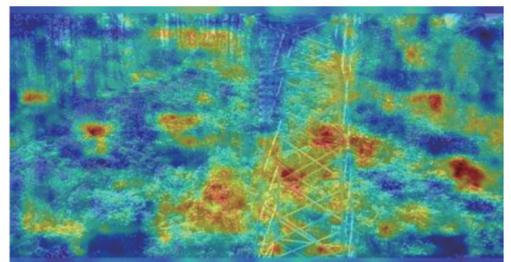
模型	mAP@0.5	参数量/10 ⁶	GFLOPs	Recall
E	0.825	3.07	8.1	0.758
F	0.827	3.03	8.0	0.791
G	0.819	2.89	8.0	0.749
H	0.825	3.03	8.0	0.719
I	0.842	3.04	8.0	0.803



(a) Dattention



(b) DCNv2-dyhead



(c) DCNv3

图 11 对比实验热力图对比

4 结 论

针对输变电线路上故障各类数量悬殊的问题,提出使用 SAM 模型和各图片变化方式相结合的形式以增加样本数量和质量,针对目标大小不一且检测正确率低的问题提出使用可变形卷积网络 DCNv2,由于原始的 DCNv2 只考虑单通道特征,在其中加入 multi-CA 注意力机制以达到特征更好融合的作用,将 CIoU 损失函数改为 WIoU 达到引导模型学习以适应不同质量的锚框,从而提高目标检测的性能。最终模型的 mAP@0.5 达到 0.86,相较于扩充数据前增加了 36.80%,相较于基础 YOLOv8 模型提高了 5.92%,与其他同类型算法相比具有优越性。

下一步的主要研究方向有两方面,一是增加缺陷的类型,使模型对更多缺陷类型都能达到较好的识别效果,适应于各类不同大小的样本;二是将模型进行轻量化处理包括但不限于嵌入轻量化模块、更改轻量化的主干网络等,使模型在参数量减少的情况下保持准确率。

参考文献

[1] 李冰,赵宽,白云山,等.融合注意力的多尺度光伏板缺陷检测方法[J].电力科学与工程,2023,39(8):1-10.

[2] 陈伟.基于无人机巡检图像的电力系统故障智能检测技术研究[D].哈尔滨:哈尔滨工业大学,2021.

[3] 邓亚平,李迎江.YOLO 算法及其在自动驾驶场景中目标检测综述[J].计算机应用,2024,44(6):1949-1958.

[4] 张明.单阶段无锚框目标检测算法研究[D].太原:山西大学,2023.

[5] REDMON J, DIWALA S, GIRSHICK R, et al. You only look once: Unified, real-time object detection [C]//2016 IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR), June 27-30, 2016, Las Vegas, NV, USA. IEEE, 2016:779-788.

[6] BLOICE M D, ROTH P M, HOLZINGER A. Biomedical image augmentation using Augmentor [J]. Bioinformatics, 2019,35(21):4522-4524.

[7] WANG C Y, BOCHKOVSKIY A, LIAO H Y M. YOLOv7: Trainable bag-of-freebies sets new state-of-the-art for real-time object detectors [C]//2023 IEEE/CVF Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR), June 17-24, 2023, Vancouver, BC, Canada. IEEE, 2023:7464-7475.

[8] 陈鹏,包倍源,陈旭.基于多尺度特征融合与重要性排序损失的遥感图像匹配网络[J].激光与光电子学进展,2024,61(18):276-284.

[9] 王永生,姬嗣愚.基于深度学习的目标检测算法综述[J].计算机与数字工程,2023,51(6):1231-1237.

[10] DAI J F, QI H Z, XIONG Y W, et al. Deformable convolutional Networks [C]//2017 IEEE International Conference on Computer Vision (ICCV), October 22-29, 2017, Venice, Italy. IEEE, 2017:764-773.

[11] ZHU X Z, HU H, LIN S, et al. Deformable ConvNets V2: More deformable, better results [C]//2019 IEEE/CVF Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR), June 15-20, 2019, Long Beach, CA, USA. IEEE, 2019:9300-9308.

[12] 刘向举,刘洋,蒋社想.基于 SimAM 注意力机制的 DCN-YOLOv5 水下目标检测[J/OL].重庆工商大学学报(自然科学版),1-9[2024-03-06].<http://kns.cnki.net/kcms/detail/50.1155.n.20231020.1542.004.html>.

[13] 赵继达,甄国涌,储成群.基于 YOLOv8 的无人机图像目标检测算法[J].计算机工程,2024,50(4):113-120.

[14] REZATOFI H, TSOI N, GWAK J. Generalized intersection over union: A metric and a loss for bounding box regression [C]//2019 IEEE/CVF Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR), June 15-20, 2019, Long Beach, CA, USA. IEEE, 2019:658-666.

[15] HOU Q B, ZHOU D Q, FENG J S. Coordinate attention for efficient mobile network design [C]//2021 IEEE/CVF Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR), June 20-25, 2021, Nashville, TN, USA. IEEE, 2021:13708-13717.

[16] 康泰安,王宝莉,刘少航,等.输电线路金具及其缺陷深度学习检测方法综述[J].电力信息与通信技术,2022,20(11):1-12.

[17] 苏海军,薛任谦.基于图像分割及修复的数据生成[J].邮电设计技术,2023(7):49-53.

[18] 赵振兵,冯烁,席悦,等.大模型时代:电力视觉技术新起点[J].高电压技术,2024,50(5):1813-1825.

[19] KIRILLOV A, MINTUN E, RAVI N, et al. Segment Anything [C]//2023 IEEE/CVF International Conference on Computer Vision (ICCV), June 18-22, 2023, Paris, France. IEEE, 2023:3992-4003.

[20] DOSOVITSKIY A, BEYER L, KOLESNIKOV A. An image is worth 16x16 words: Transformers for image recognition at scale [EB/OL]. [2024-03-14]. <https://doi.org/10.485501/arXiv.2010.11929>. (下转第 84 页)

特高压换流变压器阀侧油浸表带触指 腐蚀特征与快速检测

黄志成^{1,2}, 刘凡^{1,2}, 胡仕红^{1,2}, 董仲明^{1,2}, 王燕^{1,2}, 程华润³, 徐赞³, 夏琅雨³

(1. 国网四川省电力公司电力科学研究院, 四川 成都 610041; 2. 电力物联网四川省重点实验室, 四川 成都 610041; 3. 西南交通大学电气工程学院, 四川 成都 611756)

摘要:特高压换流变压器阀侧油中表带触指作为实现绕组引出线与阀侧套管电气连接的关键部件,长期服役在高电压、大电流、高环温等严苛条件下,难以避免出现腐蚀、劣化等情况。以在役表带触指劣化故障实例为基础,通过扫描电子显微镜、能量色散光谱仪、X射线衍射仪等检测手段探究了表带触指表面腐蚀产物的微观形貌演变,分析了腐蚀层主要成分及含量,后经由显微切片与表面磨抛观测探究了其腐蚀产物的分布特征。研究表明:腐蚀产物大多数仅附着于表带触指表面,未向内侵蚀,推断腐蚀产物 Cu_2S 主要由油中Cu离子与腐蚀性硫化物结合沉积而来。最后,提出了一种基于机器学习结合激光诱导光谱信号的快速检测分析方法,实现了对触指4类不同腐蚀程度的有效识别,准确度可达到99.25%。

关键词:换流变压器; 表带触指; 腐蚀; 激光诱导击穿光谱

中图分类号:TM 721.1 文献标志码:A 文章编号:1003-6954(2025)01-0041-06

DOI:10.16527/j.issn.1003-6954.20250106

Corrosion Characteristics and Rapid Detection of Oil-immersed Contact Strips in Valve-side of UHV Converter Transformer

HUANG Zhicheng^{1,2}, LIU Fan^{1,2}, HU Shihong^{1,2}, DONG Zhongming^{1,2}, WANG Yan^{1,2},
CHENG Huarun³, XU Yun³, XIA Langyu³

(1. State Grid Sichuan Electric Power Research Institute, Chengdu 610041, Sichuan, China; 2. Power Internet of Things Key Laboratory of Sichuan Province, Chengdu 610041, Sichuan, China; 3. School of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu 611756, Sichuan, China)

Abstract:The strap contacts in the oil of valve-side of UHV converter transformer serves as a key component to achieve the electrical connection between the winding lead-out line and the valve-side bushing. Operating under harsh conditions such as high voltage, large current, and high ambient temperatures in long-term service, it is difficult to avoid issues such as corrosion and degradation. Based on a case of degradation failure of strap contacts in the oil of valve-side of an in-service UHVDC converter transformer, the microscopic morphological evolution and the main components and content of corrosion products on the surface of strap contacts are investigated using scanning electron microscopy, energy-dispersive X-ray spectroscopy, X-ray diffraction, and other detection methods. At the same time, the distribution characteristics of corrosion products are investigated through the cross-section and surface polishing. The research results show that the majority of corrosion products adheres only to the surface of strap contacts, and it is inferred that the corrosion product Cu_2S is mainly deposited by the combination of Cu ions and corrosive sulfides in the oil. Finally, a rapid detection and analysis method based on machine learning algorithms combined with laser-induced spectroscopic signals is proposed, which achieves an effective identification of four different levels of corrosion on strap contacts, with an accuracy up to 99.25%.

Key words: converter transformer; strap contacts; corrosion; laser-induced breakdown spectroscopy (LIBS)

0 引言

“十四五”规划期间,特高压直流输电技术被认为是解决远距离能源传输中能量损耗和电力稳定性等问题的关键技术,截止到 2023 年年底,中国正式投运的特高压直流输电工程已达 20 项^[1-2]。换流变压器作为特高压直流输电工程中的核心设备,承担了电能转换的核心任务,运行过程中承受着系统高电压和大电流的双重负担,经受长期的电、热、力联合作用,一旦出现故障可能导致严重的电力中断和损失^[3-5]。特高压换流变压器中表带触指是常用的电接触部件,凭借其结构简单、安装方便、触点众多以及导电能力强等优点广泛应用于特高压系统中^[6]。特高压换流变压器阀侧升高座是主体油箱的附加装置,用以安装套管,实现特高压换流变压器箱体内部电流的对外引出,其内主要有套管尾部插头、阀侧引出线插头、双端插套、多层纸板围屏等结构。而位于阀侧升高座内的表带触指是组成绕组引出线与阀侧套管电气连接的关键部分,其呈环状安装于套管尾部插头与绕组引出线插头,完成与双端插套的电气连接。升高座内整体结构浸泡于绝缘油中。表带触指结构上分为两部分,即不锈钢龙骨带与铜基镀银触指片,分别实现表带触指的弹性接触力与电气载流^[7-9]。

通常表带触指在设计上具备较大的理论载流量和设计裕度,实际运行中其寿命却远低于理论值^[10-11]。长期以来,表带触指在特高压系统中面临着缓慢的劣化,主要受到磨损和腐蚀联合作用的影响。由于特高压系统套管内部结构的复杂性,导杆插接结构缺少轴向约束,表带触指与导杆接触面会在套管热胀冷缩引起的周期性相对位移中遭受挤压和磨损,从而影响其电接触性能^[12-13]。表带触指电接触性能的下降最开始会导致系统发热问题的加剧,而高温引起表带触指的腐蚀,腐蚀又进一步导致电接触性能下降,形成了一个恶性循环。文献[14]对表带触指失效前后的表面和断面进行形貌分析和成分分析,提出表带触指在套管内的劣化机理,发现长期的机械磨损和 SF₆ 气体分解产物对触指的腐蚀是导致劣化的重要因素。文献[15]在对特高压直流穿墙套管支撑绝缘子闪络故障进行解剖分析时发现,套管内弹簧触指结构相对位移产生的细微金属

颗粒是故障发生的主要原因。文献[16]在弹簧触指结构电接触性能的研究进展中重点分析了触指的结构特点,以及插拔特性、磨损性能、接触电阻和接触温升等性能特征。

然而,当前的研究多集中于气氛环境条件下的电接触特性,而对于油中表带触指腐蚀特性及其检测方法尚有待开展。通过对油中表带触指腐蚀产物组成成分、分布形态、腐蚀过程等方面的研究,可以深入了解油中表带触指腐蚀行为的潜在机制,为进一步改善电接触元件的设计和使用提供基础。同时,了解腐蚀产物的形貌演变及其成分变化有助于评估表带触指的腐蚀状态,预测其剩余寿命,提高设备的可靠性。因此,对表带触指在特高压换流变压器阀侧油中的劣化腐蚀特性进行深入研究以及发展新的快速检测技术对腐蚀状态评估具有重要的理论和实际意义。

下面以某特高压换流站变压器阀侧油中劣化表带触指为研究对象,对现场劣化触指片腐蚀程度进行研究。采用扫描电子显微镜(scanning electron microscope, SEM)、能谱仪(energy dispersive spectrometer, EDS)、X 射线衍射仪(X-ray diffractometer, XRD)等工具,测试油中表带触指表面腐蚀产物的团聚过程微观形貌演变、主要成分及含量。同时,结合腐蚀触指片的显微切片与表面磨抛观测,明确腐蚀产物的分布状态,并结合相关理论分析油中电接触系统腐蚀过程。同时,搭建了实验室模拟平台开展热老化试验。最后,搭建激光诱导光谱测试平台,结合机器学习方法实现了对触指 4 类不同腐蚀程度的有效识别。

1 表带触指腐蚀特征分析

1.1 腐蚀表带触指表面形态分析

某特高压换流站进行年度检查期间,发现多台双极高端换流变压器的阀侧绕组和套管电阻超标,均明显高于出厂值和上一年度的检测结果,被判定为不合格,严重威胁该直流输电工程的运行安全,为此针对该类故障换流变压器开展了为期数月的停运检修。期间对故障换流变压器阀侧升高座区域进行拆解,发现多个阀侧升高座内的电接触部件(即表带触指)存在明显腐蚀迹象,经回路检测以及拆解分步检测后比较分析,确认上述腐蚀后的表带触指

是此次特高压换流变压器阀侧直流电阻超标的主要原因。

图 1 为存在腐蚀迹象的现场拆解表带触指照片,从图中可以看出部分触指片出现不同程度的颜色变化,包括黄色、棕色、黑色等,同时部分触指片仍保持亮银色,触指片本身为镀银结构。

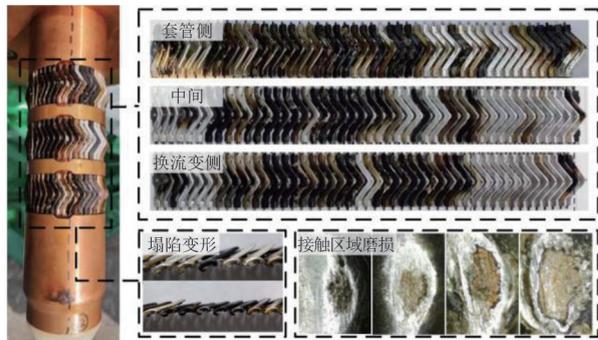


图 1 现场劣化表带触指表现劣化特征

在整条表带触指中,发黑触指片主要集中于表带触指中部,即环状安装结构的上半环区域,同时触指片的腐蚀变色特征与其他劣化特征也具有 consistency,通常发黑触指片的塌陷变形与接触区域磨损也更为严重。表带触指伴随腐蚀程度的加深,表面颜色也会按照银-黄-棕-黑的顺序逐渐加深,同时值得注意的是,部分腐蚀严重触指片可能出现了局部的镀银层剥离现象。参照油中铜片腐蚀标准比色卡^[17],将上述不同腐蚀形态的表带触指分为 4 类,如图 2 所示。



图 2 触指片 4 类腐蚀形态

1.2 腐蚀产物微观形貌演变

对图 2 中的 4 类触指片分别进行微观形貌扫描分析,结果如图 3 对应所示。图 3(a)可以看出表带触指初始状态的微观表面较为平滑,仅有少量划痕,其对应的宏观形态为亮银色。随着表带触指表面开始被腐蚀,腐蚀区域表面开始出现随机分布的苞状颗粒物,推断这些颗粒物为腐蚀产物团聚而成。图 3(b)所示苞状颗粒物直径大多在 1 μm 以内,触指表面变得粗糙,其外观形态表现为黄色。随腐蚀

程度进一步加深,如图 3(c)所示,腐蚀区域内苞状颗粒物在不断纵向萌生,逐渐交织成薄薄的一层稀疏腐蚀层完全附着于触指片表面,此时触指片表面基本不存在平滑区域,其表现为棕色。腐蚀程度进一步加深,如图 3(d)所示,苞状颗粒产物不断沉积团聚,所形成腐蚀层也逐渐增厚,大型苞状颗粒物直径可以生长到 4 μm 以上,此时腐蚀附着层可能会出现层状剥落。

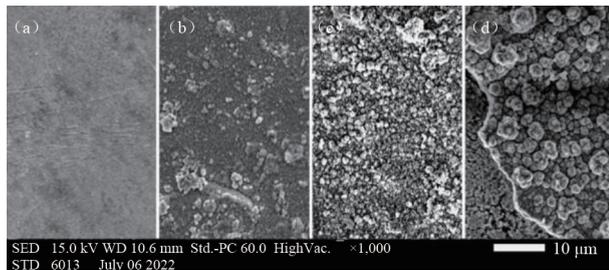


图 3 表带触指腐蚀微观形貌演变

1.3 腐蚀产物成分特征

为了进一步分析被腐蚀触指片表面腐蚀层的材料成分,对腐蚀触指片拆解过程中剥落的腐蚀产物进行了收集和研磨。使用 XRD 检测腐蚀产物粉末的成分,测试结果如图 4 所示。结果表明,腐蚀产物的衍射谱线与硫化亚铜(Cu₂S)衍射光谱高度一致。同时使用 EDS 测得腐蚀层成分元素主要包括 Cu、S、C、O 等元素,可以确认触指片表面腐蚀层的主要成分为 Cu₂S 与绝缘油裂解产生的碳氧化合物。

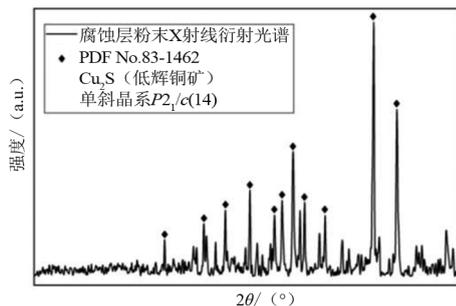


图 4 腐蚀层粉末 X 射线衍射光谱

2 腐蚀产物分布特征

为进一步判断腐蚀产物在触指片上的分布特征,探究其生成过程,对腐蚀附着层剥落区域进行重点分析。图 5 为 EDS 扫描触指片腐蚀附着层自然剥落区域的元素分布图。结果表明,腐蚀层剥落区域与覆盖区域存在明显分界,图中暗色区域为腐蚀

层覆盖区域,主要存在 Cu、S、C、O 等元素,基本不含 Ag 元素;绿色区域为腐蚀层剥落区域,该区域内 Ag 元素占绝大部分,同时含有少量的 Cu、S 元素,腐蚀层的剥落将触指片镀银层重新裸露,但镀银层表面仍有少量腐蚀产物残留。腐蚀层较易剥落表明, Cu_2S 未和镀银层形成有效结合。进一步,对腐蚀触指片进行切片观测以及磨抛观测。图 6 为对腐蚀触指片横截面的光学显微镜观察结果,图中腐蚀层厚度约 $5.7\ \mu\text{m}$,中间镀银层厚度约 $15\ \mu\text{m}$,3 层材料的界面清晰,镀银层完好,腐蚀产物未向触指片内部侵入。

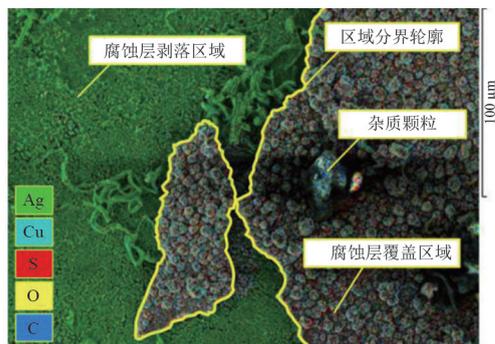


图 5 触指片腐蚀附着层自然剥落区域元素分布

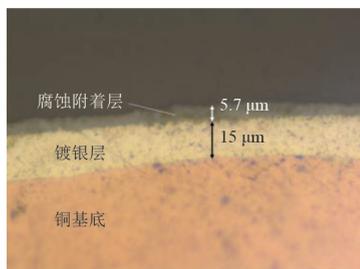


图 6 光学显微镜观察触指片横截面

图 7 为腐蚀触指片磨抛前后对比显微观察结果,以及对磨抛后表面元素含量检测。通过对比发现,初始腐蚀触指片呈棕色,表面呈现腐蚀痕迹,存在区域性擦痕,而在触指片字母标记沟壑内积聚了更多腐蚀产物,呈现出黑色。在进行磨抛处理后触指片恢复为亮银色,即去除腐蚀附着物后露出镀银层,镀银层表面存在少许微孔。对其进行 EDS 元素分析检测,表面几乎全为 Ag 元素,微孔内也不含 Cu、S 等腐蚀层元素,推断微孔为触指片生产镀银过程中形成的缺陷。腐蚀触指片的磨抛对比观测进一步证实了镀银层的完整性,排除铜元素穿透镀银层进行迁移的可能,表明腐蚀产物 Cu_2S 中的铜元素来自于绝缘油。通过电感耦合等离子体质谱仪检测出全新油样 (Diala GX, 与现场

油样型号一致) 中 Cu 元素含量约为 $0.05\ \text{mg}/\text{kg}$, 高于正常经验值 ($0.02\ \text{mg}/\text{kg}$), 且现场表带触指安装插头插套均为裸露铜质,高温运行条件下插头插套与绝缘油发生腐蚀反应而使铜离子溶于油中^[18]。同时目前对变压器油硫腐蚀的大量研究表明,硫主要来源于作为抗氧化剂被添加到绝缘油中的含硫化合物,如二苄基二硫 (DBDS) 等^[19]。综上推断腐蚀产物 Cu_2S 应为绝缘油中腐蚀性硫化物与 Cu 离子结合沉积在表带触指上,过热条件增加了油中腐蚀性硫化物的含量及活性,加速了腐蚀产物 Cu_2S 的生成沉积过程,最终造成局部触指片的严重腐蚀^[20-21]。

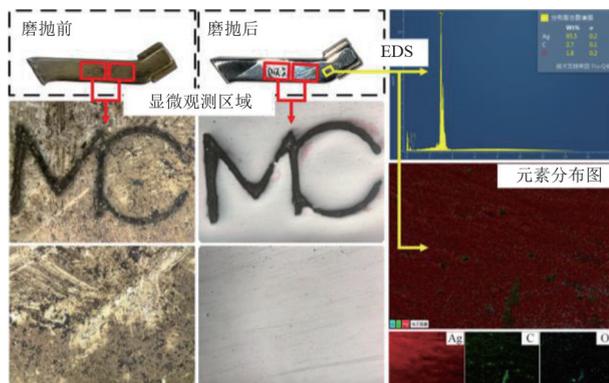


图 7 腐蚀触指片磨抛前后对比显微观察及磨抛后表面元素成分及含量检测

3 表带触指实验室热老化试验

拆解 3 片全新触指片作为试样进行油中热老化试验,油样选用 Diala GX (与现场一致),试验前油样进行脱水脱气处理。为探究温度因素对触指片腐蚀过程的加速作用,3 片样品的试验温度分别设置为 $150\ ^\circ\text{C}$ 、 $200\ ^\circ\text{C}$ 、 $250\ ^\circ\text{C}$,试验时长设置为 7 天。热老化试验结束后 3 片样品分别呈现不同程度的变色,试样 1 为黄色,试样 2 为棕色,试样 3 为黑青色。将热老化试验后触指片样品进行 EDS 测试,检测其表面腐蚀产物元素成分,并与现场黄、棕、黑 3 类不同腐蚀程度触指片进行对比,结果如图 8 所示。试样 1—3 (黄、棕、深青色) 的元素质量分数变化规律与现场拆解表带上不同腐蚀程度 (黄、棕、黑色) 触指片的元素质量分数变化规律高度一致,基本实现了高温条件下绝缘油中触指片表面腐蚀产物 Cu_2S 的实验室生成,其试验温度越高,对触指片腐蚀过程的加速作用就越强。

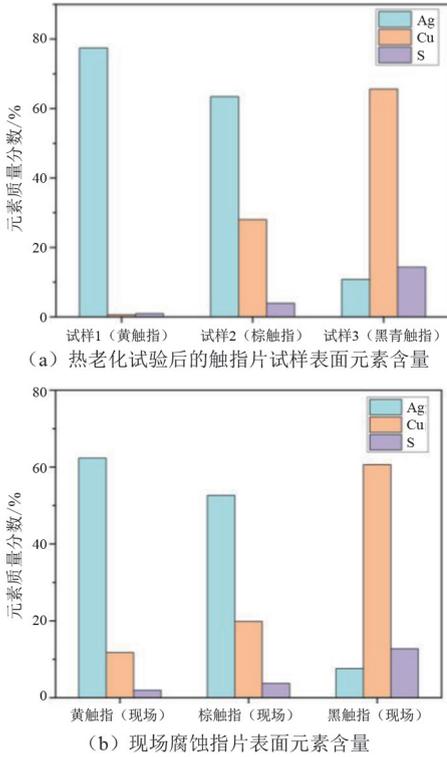


图 8 热腐蚀试验触指片与现场腐蚀触指片表面元素对比

4 基于激光诱导击穿光谱结合机器学习的触指腐蚀程度预测

基于激光诱导击穿光谱技术,采集了 4 类不同腐蚀程度触指片的典型光谱图,如图 9 所示。从图中可以看出,随着腐蚀程度的逐渐上升,铜元素的谱线,包括 Cu 324.7 nm、Cu 327.4 nm、Cu 300.8 nm,呈明显上升趋势,而 Cu 360.2 nm 的谱线有较弱上升趋势,这是由于样品中腐蚀层的主要成分是 Cu_2S ,随着腐蚀程度的加剧,样品中的铜元素含量升高,导致光谱中的铜谱线强度升高,而银元素的谱线强度,包括 Ag 328.1 nm、Ag 338.3 nm,没有较大变化,印证说明了镀银层的完好性,其成分含量未有变化。

使用了 4 种机器学习算法,包括反向传播神经网络 (back propagation, BP)、支持向量机 (support vector machine, SVM)、随机森林 (random forest, RF) 和 K 近邻算法 (K-nearest neighbor, KNN)。这些机器学习算法具有不同的原理,能从不同的角度对触指片的腐蚀程度进行区分,从而优选出更适合对触指片腐蚀程度进行区分的算法。

在对机器学习模型进行训练之前,共采集了 1000 幅光谱样品,其中 600 个样本用于训练模型,

400 个样本用于测试模型的最终性能,以正确率作为模型的损失函数对模型进行训练,模型的正确率如图 10 和表 1 所示,混淆矩阵如图 11 所示。

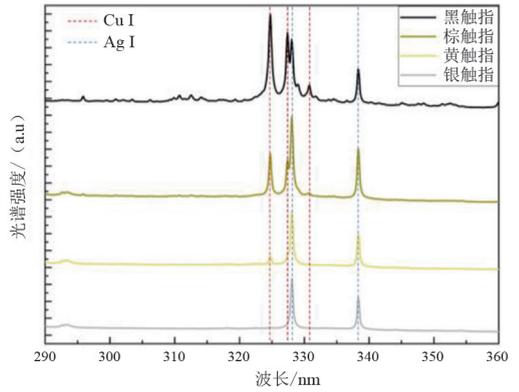


图 9 不同腐蚀程度触指片的激光诱导击穿光谱信号

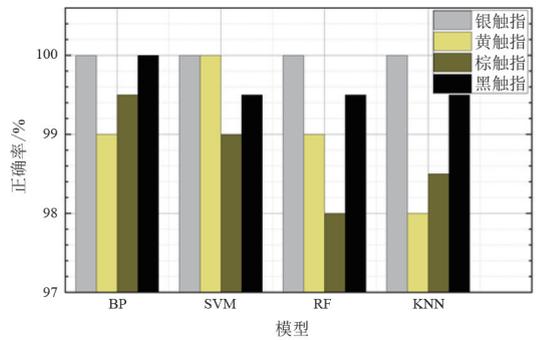


图 10 不同机器学习算法预测不同腐蚀程度触指片的正确率

表 1 4 种机器学习算法的总体正确率

机器学习算法	BP	SVM	RF	KNN
正确率/%	99.25	99.25	98.25	98.00

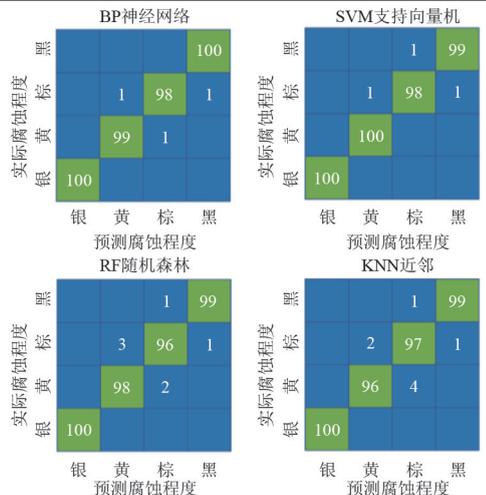


图 11 不同机器学习算法的分类混淆矩阵

从图中可以看出, BP 和 SVM 的正确率最为显著,均超过了 99%,相比于 RF 和 KNN 更适合于触指腐蚀程度的预测任务。BP 的分类错误集中在黄

色触指片和棕色触指片之间;SVM 的分类错误集中在棕色触指片和黑色触指片之间,而 RF 和 KNN 的错误集中在黄、棕、黑色触指片之间,总体而言,并没有模型将银色触指片分类错误,说明腐蚀和未腐蚀的光谱可以很好地被机器学习模型区分,这对于表带触指的安全运行状态具有重要作用。

5 结 论

上面主要以在役特高压换流变压器阀侧油中表带触指腐蚀劣化问题为研究对象,通过 SEM、EDS、XRD 等检测手段探究了油中表带触指表面腐蚀产物的微观形貌演变,分析其腐蚀层主要成分及含量,同时探究分析了腐蚀触指片的显微切片与表面磨抛状态,明确了腐蚀产物的分布状态。研究发现,表面腐蚀层最厚处约达到 5.7 μm ;腐蚀产物的主要成分为 Cu_2S ,其中铜元素可能仅来自于油中杂质。所提出的基于机器学习算法结合激光诱导光谱信号的快速检测分析方法,能够实现对 4 类不同腐蚀程度触指片的有效识别,其中应用 BP 与 SVM 算法的评估模型准确度可达到 99.25%。

参考文献

- [1] 任智慧.我国能源电力装备十年成就回顾及“十四五”发展展望—访国家能源局原监管总监李冶[J].电气时代,2022(11):12-15.
- [2] 李晓丽,李先志. ± 1100 kV 特高压直流输电线路导线结构参数研究[J].四川电力技术,2015,38(2):6-9.
- [3] 刘鹏,任汀,谢韬,等.换流变阀侧套管表带触指接触电阻数值计算[J].高电压技术,2023,49(3):1184-1193.
- [4] 田汇冬,靳守锋,谢韬,等.高压套管表带触指 SF_6 气氛中高温腐蚀特性研究[J/OL].高压电器:1-12[2023-12-28].<http://kns.cnki.net/kcms/detail/61.1127.TM.20231016.1712.002.html>. DOI: 10.13296/j.1001-1609.hva.2024.10.018.
- [5] 马金财,刘刚,何龙.基于电-热-力耦合的螺旋弹簧触指稳态温升分布仿真研究[J].高压电器,2023,59(8):223-231.
- [6] 谢强,陈云龙,毛宝俊,等. ± 800 kV 换流变压器阀侧套管表带触指型电连接结构地震响应分析[J].高电压技术,2023,49(12):4948-4959.
- [7] 段昊,汤浩,刘凯,等.特高压换流变压器阀侧升高座区域弹性电接触部件电阻异常原因分析[J].电网技术,2023,47(11):4810-4819.

- [8] 郑劲,文闯成.换流变压器阀侧套管出线装置绝缘分析[J].高电压技术,2010,36(5):1184-1190.
- [9] 庄一豪,毛宝俊,谢强.特高压换流变压器套管电连接结构地震累积效应评估方法研究[J].四川电力技术,2022,45(6):7-15.
- [10] TIAN Huidong, LIU Peng, ZHOU Shiyi, et al. Research on the deterioration process of electrical contact structure inside the ± 500 kV converter transformer RIP bushings and its prediction strategy[J]. IET Generation, Transmission & Distribution, 2019, 13(12):2391-2400.
- [11] Stäubli. The multilam principle of multifunctional contact interface[M]. Switzerland: Pläffikon, 2017.
- [12] 刘新龙.电接触条件下的微动磨损性能影响因素研究[D].成都:西南交通大学,2018.
- [13] 陈巍,郑冀.电接触材料腐蚀机制研究进展[J].电工材料,2010(3):3-8.
- [14] 田汇冬,靳守锋,龚傲,等.换流变阀侧干式套管表带触指失效过程分析[J].中国电机工程学报,2021,41(3):1146-1156.
- [15] 刘杉,宋胜利,卢理成,等. ± 800 kV 特高压直流穿墙套管故障分析及设计改进[J].高电压技术,2019,45(9):2928-2935.
- [16] 范文博,周哲峰,罗福彪,等.弹簧触指结构电接触性能的研究进展[J].电工材料,2018(2):19-22.
- [17] Standard Test Method for Corrosiveness to Copper from Petroleum Products by Copper Strip Test; ASTM D130—2004e1[S]. 2019.
- [18] WIKLUND P, LEVIN M, PAHLAVANPOUR B. Copper dissolution and metal passivators in insulating oil[J]. IEEE Electrical Insulation Magazine, 2007, 23(4):6-14.
- [19] YUAN Y, GAO X, ZHOU J, et al. A review: research on corrosive sulphur in electrical power equipment[J]. High Voltage, 2021, 7(2):209-221.
- [20] SCATIGGIO F, TUMIATTI V, MAINA R, et al. Corrosive sulfur in insulating oils: Its detection and correlated power apparatus failures [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2008, 23(1):508-509.
- [21] TOYAMA S, TANIMURA J, YAMADA N, et al. Highly sensitive detection method of dibenzyl disulfide and the elucidation of the mechanism[J]. IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, 2009, 16(2):509-515.

作者简介:

黄志成(1993),男,博士,工程师,研究方向为高电压绝缘与试验技术;

刘凡(1978),男,博士,教授级高级工程师,研究方向为高电压绝缘与试验技术。(收稿日期:2024-02-26)

基于 FFRLS-UKF 的储能电池荷电状态在线评估

罗飞¹, 饶俊星¹, 王江林², 李立秋¹, 陈瑶¹, 肖军¹, 张波¹, 袁啟鋒¹

(1. 国网四川省电力公司自贡供电公司, 四川 自贡 643000;

2. 重庆邮电大学自动化学院, 重庆 400065)

摘要: 对储能锂离子电池荷电状态(state of charge, SOC)的准确估计, 能保障储能锂电池系统安全稳定运行。针对储能锂电池等效电路模型参数不准确以及储能复杂环境噪声不确定的问题, 基于戴维南等效电路模型, 在实际测得的间隔恒流放电数据基础上利用带遗忘因子的递推最小二乘法进行等效电路参数辨识, 将辨识后参数计算得到的电压与试验电压进行比较分析, 验证所辨识模型的优劣并获取模型最优参数, 在此基础上, 提出一种基于无迹卡尔曼滤波算法对电池 SOC 进行准确估计。将所提算法与扩展卡尔曼滤波算法和安培小时积分法进行比较, 并分析不同初始 SOC 对估计结果的影响。结果表明, 所提方法在不同初始 SOC 条件下均可快速收敛并准确估计 SOC, 在初始 SOC 与模型参数无误差的条件下, 估计精度高达 99.2%。

关键词: 储能系统; 荷电状态; 模型驱动; 无迹卡尔曼滤波

中图分类号: TM 91 文献标志码: A 文章编号: 1003-6954(2025)01-0047-10

DOI: 10.16527/j.issn.1003-6954.20250107

Online Assessment for State of Charge of Energy Storage Battery Based on FFRLS-UKF

LUO Fei¹, RAO Junxing¹, WANG Jianglin², LI Liqiu¹, CHEN Yao¹,

XIAO Jun¹, ZHANG Bo¹, YUAN Qifeng¹

(1. State Grid Zigong Electric Power Supply Company, Zigong 643000, Sichuan, China; 2. School of Automation, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

Abstract: The accurate estimation of state of charge (SOC) can make the battery management system more stable and reliable, which is of great significance to ensure the safe and stable operation of lithium ion battery system for energy storage. For the problems of inaccurate parameters of equivalent circuit model of energy storage lithium battery and uncertain complex environmental noise of energy storage, first of all, the interval constant current discharge data is measured, and recursive least square method with forgetting factor is used for parameter recognition of Thevenin equivalent circuit. Comparing the calculated voltage after recognition with the test voltage, the advantages and disadvantages of the recognition model are verified and the best parameters of the model are obtained. The algorithm based on unscented Kalman filtering is proposed for accurate estimation of battery SOC. The proposed method is compared with the extended Kalman filter algorithm and the Ampere-hour integration method, and the effects of different initial SOC on the estimation results are analyzed. The experimental results show that the proposed method can quickly converge at different initial SOC, and under the conditions without errors of initial SOC and model parameters, the estimated accuracy is as high as 99.2%.

Key words: energy storage system; state of charge; model-driven; unscented Kalman filtering

0 引言

随着工业社会的进步,风电、光伏等清洁能源近年来不断发展,但新能源发电存在电能质量较差和供电可靠性不高的问题,这使得储能技术受到了广泛关注^[1]。锂离子电池以其高安全性、优良电化学性能、长循环寿命以及环境友好性已成为储能单元的主要选择^[2]。由于集装箱式锂离子电池储能系统相对密闭的工作环境及有限的散热条件,使得锂离子电池在过充和过放后极容易产生热量的积聚,造成储能电站安全事故^[3]。因此,准确估计储能系统锂离子电池荷电状态(state of charge, SOC)这一关键指标,对掌握锂离子电池的工作状态,保障电站及电网安全稳定运行有着积极的意义^[4]。

目前,针对于锂离子电池 SOC 估计的方法主要分为开路电压法^[5]、安培小时积分法^[6]、神经网络算法^[7]、卡尔曼滤波(Kalman filter, KF)^[8]等。开路电压法可以通过查表法获得较高的精度,但测量集装箱式储能电站开路电压(open circuit voltage, OCV)需要其长时间静置,占用电池储能系统大量时间^[9]。安培小时积分法简单易行且适应低功耗条件,但在实际应用中依赖于集装箱式储能电站初始 SOC 的准确性和传感器精度,容易受到电流测量误差和积分漂移等因素的影响,导致累积误差的叠加,使得结果严重偏离实际值^[10]。常用的锂离子电池神经网络方法主要包括支持向量机(support vector machines, SVM)、浅层神经网络和深度学习。虽然 SVM 和浅层神经网络在简单非线性关系方面表现出色,但不适用于电池高度非线性系统^[11];而基于深度学习的方法依赖于大规模长时间运行数据,需要对电池进行大量的实验数据训练^[12]。

KF 通常结合电池等效电路模型进行 SOC 估计,但传统 KF 适用于一般线性问题,在锂离子电池高度非线性系统的应用效果不理想。为此,文献[13]在 KF 的基础上利用扩展卡尔曼滤波(extended Kalman filter, EKF)处理电池非线性进行 SOC 估算;文献[14]将双 EKF 合并联合 OCV-SOC 曲线,以准确估计电池 SOC;文献[15]将神经网络与 EKF 相结合,大大提高了 SOC 估计精度;文献[16]对 EKF 方法进行了改进,提高了 EKF 的估计精度。然而,由于在非线性近似中忽略了高阶项,EKF 类

方法在处理较强的非线性系统时存在着较大的系统误差。

无迹卡尔曼滤波(unscented Kalman filter, UKF)算法因其能对非线性系统准确描述,广泛应用于电池 SOC 估计。文献[17]提出的 OCV+UKF 方法使用了电流脉冲测试和 OCV 数据识别参数,但未能实现在线辨识。文献[18]利用 UKF 结合高斯回归算法获得 SOC 估计值,但未充分考虑模型参数对结果的影响。文献[19]提出了基于蚁狮优化器(ant lion optimizer, ALO)的 ALO+UKF 方法实现电池模型参数辨识,但由于涉及参数过多,模型结构过于复杂。文献[20]采用鲸鱼优化(whale optimization algorithm, WOA)与 UKF 相结合的方法对电池模型参数进行识别,但该方法对初始种群选择过于依赖,易导致收敛速度较慢或陷入局部最优解。文献[21]提出了多群粒子群优化(multi-swarm particle swarm optimization, MPSO)与 UKF 相结合的方法,尽管能够优化模型参数,但对初始条件敏感,可能导致收敛到局部最优解而非全局最优。为考虑模型参数影响,通常采用最小二乘法(least square, LS)及其改进算法等对电池等效电路模型的参数进行辨识。文献[22]利用 EKF 和递推最小二乘法(recursive least square, RLS)相结合来估算特种机器人锂离子电池 SOC,获得了较好的精度。

考虑现有方法所存在的问题,下面搭建了储能锂离子电池戴维南等效电路模型,使用带遗忘因子的递推最小二乘法(forgetting factor recursive least square, FFRLS)进行模型辨识,基于戴维南模型和 FFRLS-UKF 算法对储能电池进行 SOC 估计研究。通过对比实验,以广泛使用的电流积分法和 EKF 作为对比方法,结合平均误差(mean error, ME)、均方误差(mean square error, MSE)和准确率等评价指标验证了模型的准确率,并利用实验分析不同初始 SOC 误差下的估计结果,验证模型鲁棒性。

1 等效电路模型建立与参数辨识

1.1 OCV-SOC 曲线

电池的开路电压即电池经过充放电充分稳定后所测得的电池端电压值。电池的开路电压与所需要估计的 SOC 具有对应的关系。因此,研究开路电压特性,得到电池 OCV-SOC 曲线对模型参数辨识和

SOC 准确估计具有数据支撑作用。

在室温下对电池进行恒流脉冲间隔放电,放电后将电池静置足够时间以获取电池充分弛豫之后的开路电压。首先,将电池充满至截止电压,并静置足够长时间以获得 SOC 为 1.00 时的开路电压;然后,采用 1 倍率额定容量的恒流脉冲电流进行 20 次放电,每次放出 5% 的额定容量,静置 900 s 后,得到 SOC 为 0.95、0.90、0.85、…、0 时电池充分弛豫后的开路电压。实验中电池放电时的 SOC 变化及电流、电压波形如图 1 和图 2 所示。

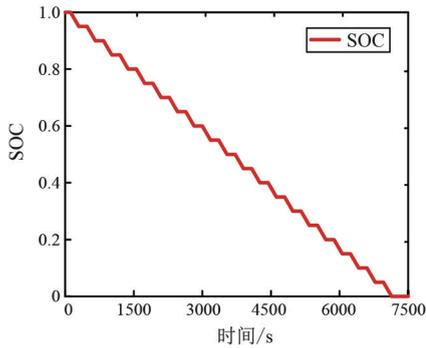


图 1 恒流间隔放电 SOC 曲线

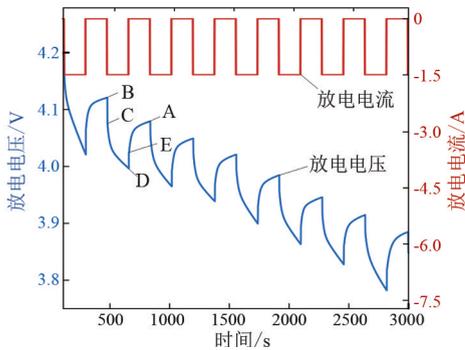


图 2 恒流间隔放电电压电流曲线

根据以上实验数据,绘制得到 OCV-SOC 关系的散点图和拟合曲线如图 3 所示。利用散点图对这些散点进行多项式拟合,所得到的 OCV-SOC 的六阶多项式函数关系为

$$V_{OCV} = A + A_0 S_{OC}^0 + A_1 S_{OC}^1 + A_2 S_{OC}^2 + A_3 S_{OC}^3 + A_4 S_{OC}^4 + A_5 S_{OC}^5 + A_6 S_{OC}^6 \quad (1)$$

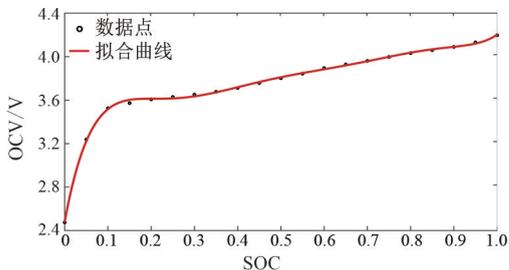


图 3 OCV-SOC 关系拟合曲线

式中: S_{OC} 为荷电状态; V_{OCV} 为电池开路电压; A 、 A_0 、 A_1 、 A_2 、 A_3 、 A_4 、 A_5 、 A_6 分别为多项式拟合的系数。根据数据点拟合得到的多项式系数为: $A = 240.465 3$, $A_0 = 2.482 3$, $A_1 = 21.539 9$, $A_2 = -162.546 3$, $A_3 = 622.987 8$, $A_4 = 1 308.538 9$, $A_5 = 1 538.686 9$, $A_6 = -950.874 9$ 。

OCV-SOC 曲线可以用于基于模型驱动方法中等效模型参数辨识。如从图 2 可得,在 1 个 5% 额定容量的放电周期内,B 点为上一个放电周期结束后电池稳定的状态,同时也是下一个放电周期开始点,直至 A 点结束。在 BC 段和 DE 段出现直线下降以及直线上升的趋势,这是由于电池内部欧姆内阻的作用,而由于电池极化内阻的作用,导致电压出现“迟滞效应”,使得电池在放电阶段 CD 和 EA 段呈现缓慢减小或增加的趋势。因此,建立等效模型时,可以将电池的内阻等效为欧姆内阻与极化阻抗的某种组合,并利用不同阶段的电压辨识出对应时刻欧姆内阻和极化内阻的具体数值。

1.2 一阶戴维南模型建立

电池系统参数辨识及电池 SOC 估计需要基于准确的电池模型。目前常用的锂离子电池模型包括 n -RC 模型、PNGV 模型、Rint 模型和戴维南模型等。等效电路模型中并联的 RC 环节的数目越多,模型的精度越高;但计算成本也会需要更多,且在复杂环境下易出现不收敛和辨识精度提高不显著的问题。其中,Rint 模型未考虑极化效应,导致模型估计精度不准确;而二阶 RC 及 PNGV 模型需要辨识的参数较多,结合所采集的集装箱式储能电站数据以及实际建模情况,效果较差且无法实现收敛。相比之下,戴维南模型具有计算成本较低,能够满足实时性要求较高的储能应用场景,且戴维南模型在稳态和瞬态响应方面表现良好,能够准确反映电池的静态和动态特性,能有效描述上述欧姆内阻和极化内阻产生的电池特性。因此,选用戴维南模型作为电池等效电路模型。

戴维南模型是在 Rint 模型上增加了 RC 电路,解决了 Rint 模型未考虑到电池极化效应的问题,能够直接反映抽象的动态响应问题,其电路方程如式(2)、式(3)所示。图 4 为戴维南等效电路模型原理图,在模型中电容 C_1 用来描述电池在充放电过程中的瞬态响应。

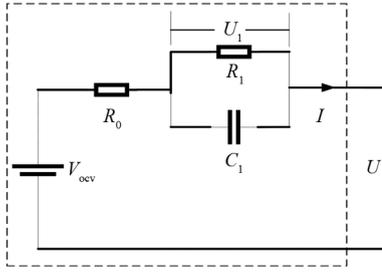


图 4 戴维南等效电路模型

$$\dot{U}_1 = \frac{I}{C_1} + \left(-\frac{U_1}{R_1 C_1}\right) \quad (2)$$

$$U = V_{ocv} - IR_0 - U_1 \quad (3)$$

式中: R_1 为电池的极化内阻; U_1 为极化电容两端的电压; U 为电池的端电压; I 为电池负载电流; R_0 为电池内阻。

等效模型中未确定的参数有 R_0 、 R_1 、 C_1 , 需通过算法对模型进行参数辨识。

1.3 等效模型参数辨识

集装箱式储能锂离子电池在实际参与电网调度及应急使用等工作时, 表现为一个高度非线性时变系统。采用离线参数辨识时, 所辨识参数难以跟随系统时序变化, 造成电池的等效模型参数与实际参数不匹配, 导致辨识精度偏低。因此, 需要引入在线参数辨识方法, 通过采集电池运行中可测数据, 根据电路模型动态解析各参数之间的数学关系, 最后利用算法对系统的各参数进行实时在线辨识。

利用实时采集的参数更新等效模型, 可以减小模型参数随时间变化造成的估计误差。在线辨识的参数可以准确反映当前时刻戴维南等效模型各个参数的值, 在一定程度上减小模型估计误差, 以提高 SOC 估计精度。这里采用 FFRLS 对戴维南等效电路模型进行在线参数辨识, 以应对电池长期运行过程中能量、寿命衰减的问题。

由式(2)和式(3)可得戴维南模型各个参数之间的关系, 通过拉氏变换得到的储能电池戴维南模型在频域下的传递函数为

$$G(s) = \frac{U_{oc}(s) - U_1(s)}{I(s)} = R_0 + \frac{R_1}{sR_1 C_1 + 1} \quad (4)$$

式中: s 为复变量; U_{oc} 为电池的开路电压; U_1 为电池在负载下的端电压; I 为电池的电流。

为保证该系统离散化前后一致, 采用双线性变换对式(4)进行离散化, 将式(5)代入式(4)中可得离散后的传递函数式(6)。

$$s = \frac{2(1 - z^{-1})}{T(1 + z^{-1})} \quad (5)$$

$$G(z^{-1}) = \frac{U_{oc}(z^{-1}) - U_1(z^{-1})}{I(z^{-1})} = \frac{c_2 + c_3 z^{-1}}{1 + c_1 z^{-1}} \quad (6)$$

其中:

$$c_1 = \frac{T - 2R_1 C_1}{T + 2R_1 C_1} \quad (7)$$

$$c_2 = \frac{R_0 T + R_1 T + 2R_0 R_1 C_1}{T + 2R_1 C_1} \quad (8)$$

$$c_3 = \frac{R_0 T + R_1 T - 2R_0 R_1 C_1}{T + 2R_1 C_1} \quad (9)$$

式中: z 为 Z 变换的复变量; T 为采样周期, 用于将连续系统离散化的时间间隔。

将式(6)转换到时域中的传递函数为

$$(U_{oc,k} - U_{1,k}) = -c_1(U_{oc,k-1} - U_{1,k-1}) + c_2 I_k + c_3 I_{k-1} \quad (10)$$

式中: $U_{oc,k}$ 为 k 时刻电池的开路电压; $U_{1,k}$ 为 k 时刻电池的端电压; I_k 为 k 时刻电池的负载电流。

令:

$$\begin{cases} y_k = U_{oc,k} - U_{1,k} \\ \theta_k = [c_1 \quad c_2 \quad c_3] \\ \phi_k = [-y_{k-1} \quad I_k \quad I_{k-1}]^T \end{cases} \quad (11)$$

则式(10)可以表示为

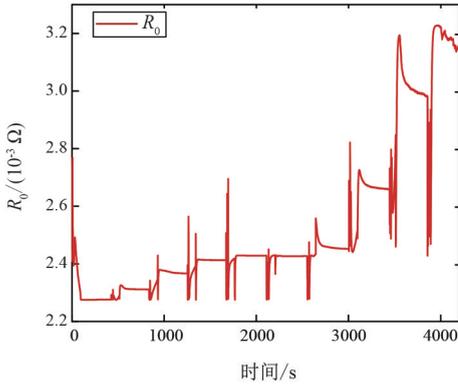
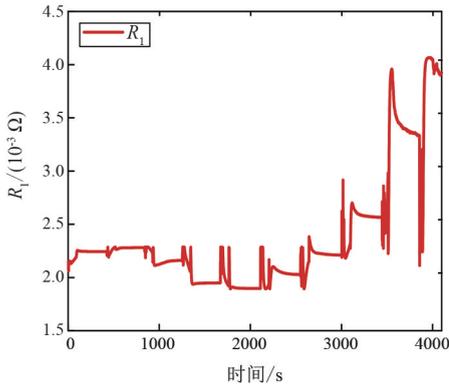
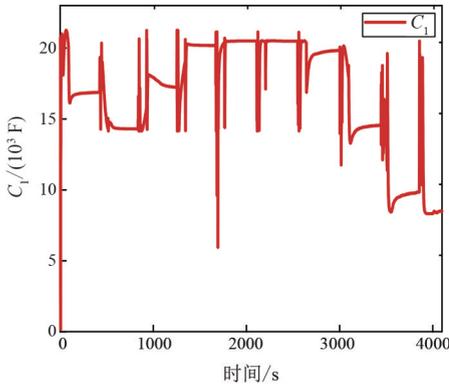
$$y_k = \theta_k \phi_k \quad (12)$$

由 FFRLS 算法可以求得参数 c_1 、 c_2 与 c_3 , 通过这些参数的求解, 即可进一步辨识出欧姆内阻 R_0 、电池极化内阻 R_1 和电池极化电容 C_1 。

$$\begin{cases} R_0 = \frac{c_2 - c_3}{1 - c_1} \\ R_1 = \frac{c_2 + c_3}{1 + c_1} - R_0 \\ C_1 = \frac{T(1 - c_1) / 2(1 + c_1)}{R_1} \end{cases} \quad (13)$$

对储能系统单体电池进行间隔恒流放电实验, 利用 FFRLS(遗忘因子为 0.95) 辨识戴维南模型的欧姆内阻、极化内阻与极化电容, 辨识结果如图 5、图 6 和图 7 所示。

由图 5—图 7 可知: 在储能电池放电初期, 由于所设置的启动初值的影响, 电池 R_0 和 C_1 值偏小; 当储能电池继续放电, 系统根据所测得的误差对协方差矩阵进行及时调整, 使辨识值更新到当前时刻实际参数较为接近的位置。

图 5 电池内阻 R_0 辨识值图 6 电池极化内阻 R_1 辨识值图 7 电池极化电容 C_1 辨识值

为了验证所辨识模型参数的准确性,将上述参数辨识所得到的参数值代入所建立的戴维南模型中,利用所代入参数得到的电压值与实际放电电压值进行比较。辨识模型输出电压与实际电压如图 8 所示,辨识模型电压误差如图 9 所示。

由图 8 和图 9 可知,辨识模型的电压与实际电压曲线较为贴合,误差较小,均控制在 0.1 V 以内。实验结果可以证明,利用 FFRLS 在线辨识的参数具有较高的辨识精度,能够满足实验要求,模型可以对实际放电行为进行准确仿真。

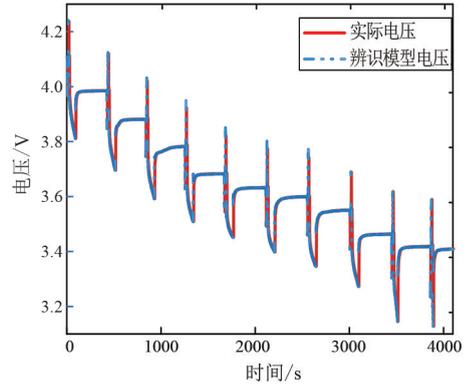


图 8 辨识模型电压与实际电压曲线

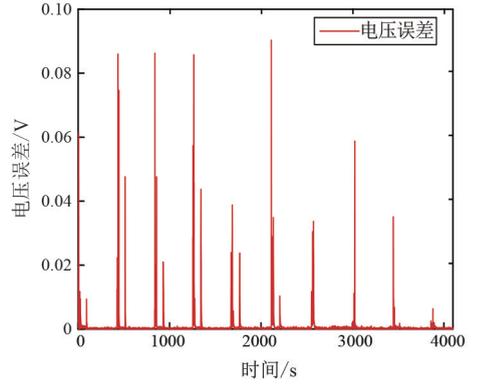


图 9 辨识模型电压误差曲线

2 基于 FFRLS-UKF 算法的储能电池 SOC 估计

2.1 UKF 算法

基于等效电路模型的储能锂离子电池 SOC 估计主要利用在线参数辨识所得到的模型参数,采用 UKF 算法对电池 SOC 进行估计。UKF 算法基于卡尔曼滤波算法,并采用无迹变换(unscented transform, UT)处理,可以很好地描述储能锂离子电池非线性特性,进而得到高精度的 SOC 估计。

戴维南等效电路模型的线性系统方程为

$$\begin{cases} \mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{A}\mathbf{x}_k + \mathbf{B}\mathbf{u}_k + \mathbf{w}_k \\ \mathbf{y}_k = \mathbf{C}\mathbf{x}_k + \mathbf{D}\mathbf{u}_k + v_k \end{cases} \quad (14)$$

式中: \mathbf{x}_k 为系统状态向量,描述系统在 k 时刻的状态; \mathbf{u}_k 为 k 时刻输入变量向量,表示外部对系统的控制或影响; \mathbf{w}_k 为过程噪声,描述模型的不确定性; \mathbf{y}_k 为 k 时刻系统输出向量,表示系统的测量输出; v_k 为 k 时刻测量噪声,描述测量过程中的不确定性; \mathbf{A} 、 \mathbf{B} 、 \mathbf{C} 、 \mathbf{D} 为系统矩阵,定义了系统的状态转移和输出特性。

选取 SOC 与 U_1 为系统状态变量,电流 I 为输

入变量, 电池端电压 U 为输出变量。由所建立的仿真电路戴维南模型, 得到如下系统离散状态方程。

$$\begin{bmatrix} S_{\text{Ock}+1} \\ U_{1,k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \exp - \frac{T}{R_1 C_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{\text{Ock}+1} \\ U_{1,k} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T}{Q_0} \\ R_0 \left(1 - \exp - \frac{T}{R_1 C_1} \right) \end{bmatrix} I_k + \begin{bmatrix} w_{1k} \\ w_{2k} \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$U_k = F(S_{\text{Ock}}) - U_{1,k} - I_k R_{0,k} + v_k \quad (16)$$

式中: S_{Ock} 为 k 时刻的荷电状态; $U_{1,k}$ 为 k 时刻极化电容两端的电压; $R_{0,k}$ 为 k 时刻的欧姆内阻; w_{1k} 和 w_{2k} 均为过程噪声, 描述模型的不确定性; Q_0 为电池的额定容量; $F(S_{\text{Ock}})$ 为状态空间方程的函数, 描述系统在 k 时刻的状态与输入之间的关系。

状态空间模型的系数矩阵可表示为:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \exp - \frac{T}{R_1 C_1} \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{T}{Q_0} \\ R_0 \left(1 - \exp - \frac{T}{R_1 C_1} \right) \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} \frac{\partial F(S_{\text{Ock}})}{\partial S_{\text{Ock}}} & -1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D} = R_{0,k} \quad (19)$$

sigma 点是一组有代表性的采样点, 用于捕捉系统状态的均值和方差特征。UKF 主要通过 UT 变换保证 sigma 点与状态变量特征, 并对电池非线性系统进行处理。UKF 由状态变量均值和方差得到 sigma 点集, 将点集按状态空间模型进行传递运算得到新的点集, 通过加权运算得到状态变量的最优估计, 然后重复前面的运算过程进行迭代, 有效捕捉电池非线性动态特性, 从而对电池的 SOC 进行精确估计和校正。主要计算过程如下:

1) 参数值初始化, 初始变量为 S_{Oco} 和 U_1

$$\begin{cases} \mathbf{x}_0 = \begin{bmatrix} S_{\text{Oco}} \\ U_1 \end{bmatrix} \\ \hat{\mathbf{x}}_0 = E(\mathbf{x}_0) \\ \mathbf{P}_0 = D(\mathbf{x}_0) \end{cases} \quad (20)$$

式中: \mathbf{x}_0 为系统的初始状态向量, 包括系统在 $k=0$

时刻的所有状态变量, 例如初始荷电状态 S_{Oco} 和极化电压 U_1 ; $\hat{\mathbf{x}}_0$ 为初始状态的估计值, 表示对系统初始状态的期望; $E(\mathbf{x}_0)$ 为状态向量 \mathbf{x}_0 的数学期望, 用于量化初始状态的中心趋势; $D(\mathbf{x}_0)$ 为状态向量 \mathbf{x}_0 的方差, 描述初始状态的不确定性; \mathbf{P}_0 为初始状态协方差矩阵, 用于量化对初始状态估计的置信度及其关联性。

2) 状态变量估计

$$\begin{cases} \bar{x}_i(k+1) = f[x_i(k)], i = 1, 2, \dots, 2n \\ \bar{x}(k+1) = \sum_{i=0}^{2n} \omega_{m,i} f[x_i(k)] \end{cases} \quad (21)$$

式中: $x_i(k)$ 为系统在 k 时刻的第 i 个状态变量; $\bar{x}(k+1)$ 为 $k+1$ 时刻的状态均值估计; $f(\cdot)$ 为状态转移函数, 描述系统从 k 时刻到 $k+1$ 时刻的动态演化过程; $\omega_{m,i}$ 为与第 i 个 sigma 点对应的权重, 用于对状态估计的均值进行加权; n 为系统状态变量的总数。

3) 测量值预测

$$\begin{cases} \bar{y}_i(k+1) = h[x_i(k)] \\ \bar{y}(k+1) = \sum_{i=0}^{2n} \omega_{m,i} h[x_i(k)] \end{cases} \quad (22)$$

式中: $\bar{y}_i(k+1)$ 为 $k+1$ 时刻由第 i 个 sigma 点计算得到的测量值; $h(\cdot)$ 为测量函数, 用于描述系统状态如何映射为测量输出; $\bar{y}(k+1)$ 为 $k+1$ 时刻的测量均值估计, 通过对所有 sigma 点的测量结果进行加权求和得到。

4) 误差协方差更新及计算卡尔曼增益

$$\begin{cases} \mathbf{P}_y(k+1) = \sum_0^{2n} \omega_{c,i} [\bar{y}_i(k+1) - \bar{y}(k+1)] \cdot \\ \quad [\bar{y}_i(k+1) - \bar{y}(k+1)]^T + \mathbf{R}(k) \\ \mathbf{P}_{xy}(k+1) = \sum_0^{2n} \omega_{c,i} [\bar{x}_i(k+1) - \bar{x}(k+1)] \cdot \\ \quad [\bar{x}_i(k+1) - \bar{x}(k+1)]^T \end{cases} \quad (23)$$

$$\mathbf{K}(k+1) = \mathbf{P}_{xy}(k+1) [\mathbf{P}_y(k+1)]^{-1} \quad (24)$$

式中: $\mathbf{P}_y(k+1)$ 为 $k+1$ 时刻测量值的预测误差协方差矩阵; $\mathbf{R}(k)$ 为 $k+1$ 时刻测量噪声协方差矩阵; $\mathbf{P}_{xy}(k+1)$ 为 $k+1$ 时刻状态与测量值之间的协方差矩阵; $\mathbf{K}(k+1)$ 为 $k+1$ 时刻卡尔曼增益矩阵; $\omega_{c,i}$ 为第 i 个 sigma 点的加权系数, 用于计算预测和更新阶段的协方差。

5) 状态变量更新和协方差更新

$$\begin{cases} \hat{x}(k+1) = \bar{x}(k+1) + K(k+1)[y(k+1) - \bar{y}(k+1)] \\ P(k+1) = \bar{P}(k+1) - K(k+1)P_y(k+1) \cdot K^T(k+1) \end{cases} \quad (25)$$

式中: $P(k+1)$ 为更新后的状态误差协方差矩阵,用于量化更新后的状态估计的不确定性; $\bar{P}(k+1)$ 为预测的状态误差协方差矩阵,描述了在 $k+1$ 时刻预测阶段的状态估计不确定性。

2.2 FFRLS-UKF 估计储能电池 SOC

如图 10 所示,基于 FFRLS-UKF 等效电路模型对 SOC 进行估计,首先,需要通过 Simulink 软件搭建戴维南电路模型,并利用实测电池 OCV-SOC 曲线以及 FFRLS 在线辨识算法对电路参数进行辨识;然后,需要构造储能电池状态空间方程,采用先进的 UKF 算法对 SOC 进行估计。该方法可以应对电池放电数据变化幅度较大、变化趋势周期性不强、非线性程度较高、SOC 估计难度较大等问题。

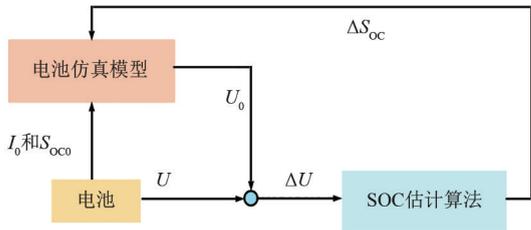


图 10 等效电路模型方法原理

SOC 估计流程如图 11 所示:首先,将电池端的初始电流 I_0 和初始荷电状态 S_{oc0} 输入到电池仿真模型端;然后,电池仿真模型通过参数辨识后输出端电压 U_0 ,并与电池端实际端电压 U 进行比较,得到端电压偏差 ΔU ;最后,采用所提出的 SOC 估计方法进行计算,利用所输出的估计差值 ΔS_{oc} 对每个采样时刻的 SOC 估计值进行修正,并将校正后的 SOC 输入电池仿真模型用作计算下一时刻的端电压。

3 实验验证与分析

3.1 准确性验证

不同的电池管理系统由于各自算法设计、硬件电路、电流采样芯片选择的不同,其电池 SOC 估算的精度也各不相同。下面以集装箱式储能电站广泛使用的电流积分法作为对比方法,选用的实验对象为 18 650 储能电池,在经过 FFRLS 参数辨识之后的

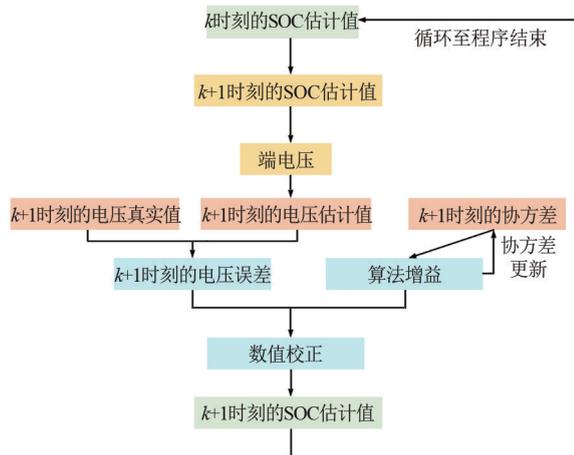


图 11 算法估计流程

戴维南模型基础上,采用如图 12 所示的电池充放电曲线,对比安培小时积分(AH)、EKF、UKF 算法对储能电池的 SOC 估计。设置总采样次数 N 为 13 000,初始 SOC 值为 1.0,SOC 估计过程中的噪声方差为 1×10^{-9} ,过程噪声方差为 1×10^{-7} ,观测噪声方差为 0.01,上述 3 种方法估计的 SOC 曲线如图 13 所示。

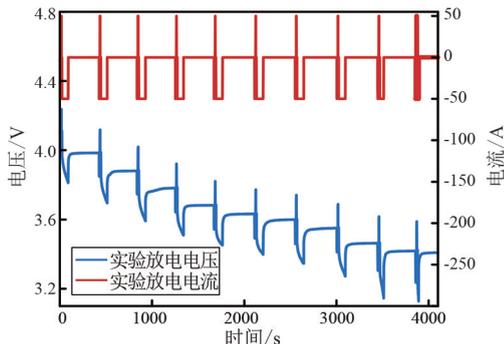


图 12 实验电压与电流曲线

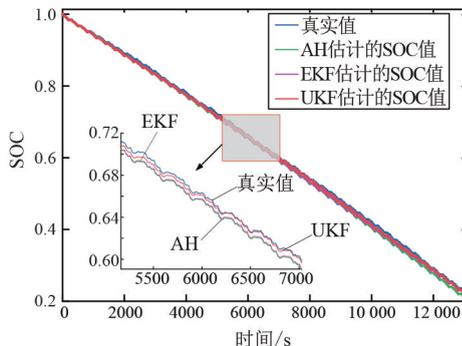


图 13 各算法 SOC 估计曲线

从图 13 可以看出,在 SOC 初始值为 1.0 的条件下,所采用的 FFRLS-UKF 方法与其他算法相比,在整个放电过程中曲线更加贴近于真实的 SOC 曲线。图 14 所示为各算法 SOC 估计值与电池放电过程中实际 SOC 的绝对误差。由图可知,在相同的工作条件下,所提算法误差在整个放电周期内均低于其他算法。

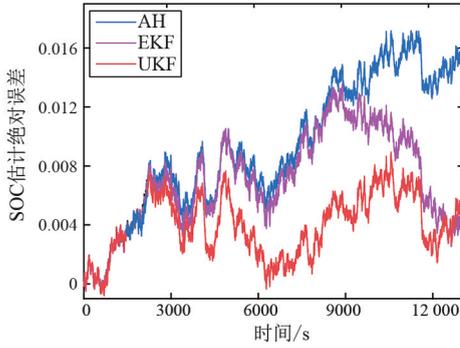


图 14 各算法 SOC 估计绝对误差

表 1 为不同算法所估计 SOC 的评价指标,可以看出,所提方法在放电周期内 ME 相对于 EKF 和 AH 算法均有较大提升,表明其预测值与真实值之间的平均差异较小。所提方法的 MSE 和准确率也均优于其他方法,说明所提方法可以在电池放电条件下进行准确的在线 SOC 估计。

表 1 各算法 SOC 估计评价指标

算法	ME/%	MSE/%	准确率/%
AH	0.933 7	0.108 2	97.93
EKF	0.705 1	0.060 2	98.61
UKF	0.399 7	0.020 1	99.20

3.2 鲁棒性验证

为了探究所提算法的鲁棒性,通过设置不同的储能电池 SOC 初始值,观察不同算法表现。分别设置初始 SOC 为 1.00、0.75 和 0.50,得到所提算法模型在未知初始 SOC 情况下的 SOC 估计图和绝对误差。由于安培小时积分法过度依赖 SOC 初始值,在未知 SOC 初始值时不能预估电池的变化,所以不纳入本次对比实验。初始 SOC 为 1.00、0.75 和 0.50 电池放电时,各算法的 SOC 估计曲线分别如图 13、图 15 和图 17 所示,SOC 估计的绝对误差分别如图 14、图 16 和图 18 所示。

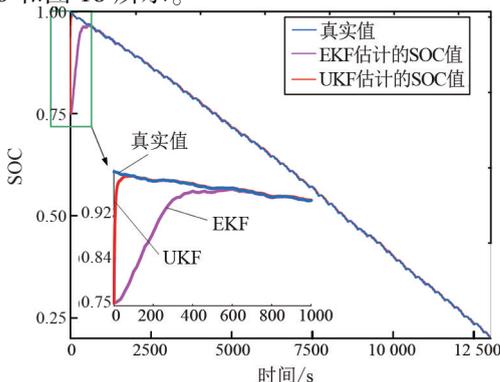


图 15 初始 SOC 为 0.75 时各算法估计曲线

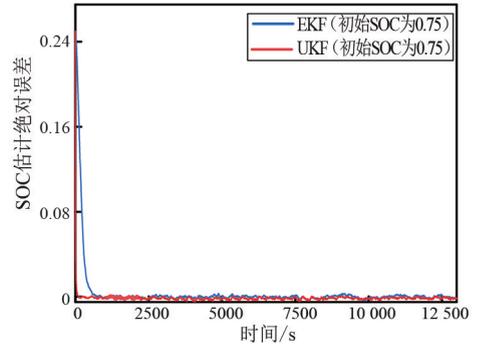


图 16 初始 SOC 为 0.75 各算法 SOC 估计绝对误差

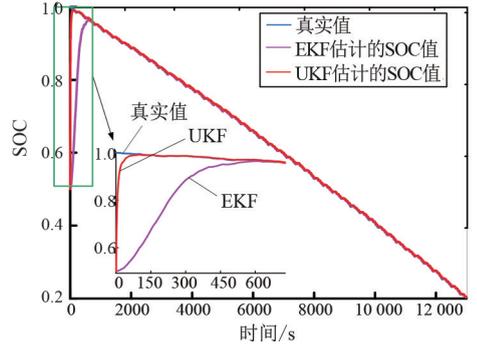


图 17 初始 SOC 为 0.50 时各算法估计曲线

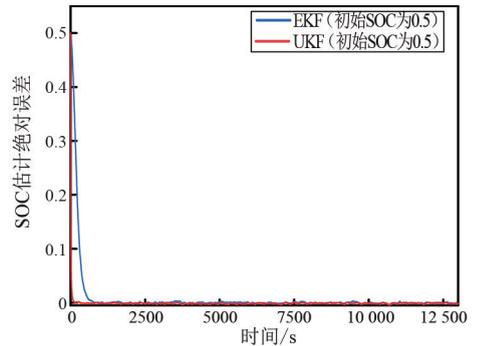


图 18 初始 SOC 为 0.50 各算法 SOC 估计绝对误差

由图可知,在给定不同初始 SOC 下,所提 FFRLS-UKF 算法在短暂调整后较好地跟踪实际 SOC 值,而 EKF 算法估计偏差较大,调整时间较长。当给定 SOC 初始值为 0.50 的情况下,所提算法在第 133 步时可以调整收敛到实际 SOC 曲线附近,而 EKF 需要 722 步才能收敛到曲线。当给定 SOC 初始值为 0.75 时,所提算法在 104 步即可收敛到真实值曲线,对比模型,EKF 则需要 690 步才收敛到真实值。

综上所述,初始 SOC 直接影响模型收敛速度以及估计精度,所提算法在不同 SOC 初始值下,都能快速收敛到真实值且曲线较 EKF 更加贴合真实曲线。这是因为所提算法可以根据测量端电压与估计端电压之间的误差及时对卡尔曼增益进行调整。较大的端电压估计误差可以产生更大的卡尔曼增益矩阵对 SOC 估计值进行校正。故即使实际的电池初

始 SOC 与模型存在误差,所提算法也能在较短时间内获得准确的 SOC 估计结果。

4 结 论

针对集装箱式储能系统电池实时 SOC 估计方法存在的问题,上面提出了一种基于 FFRLS-UKF 的等效电路模型方法。首先,选取戴维南模型作为仿真模型,采用 FFRLS 对模型参数进行辨识并验证了辨识模型的准确性。然后,在此基础上,采用 UKF 算法对电池放电时 SOC 进行实时估计。通过与 EKF 算法、安培小时积分法的实验验证对比,结果表明,所提算法在不同环境下均具有更高的精度和更强的鲁棒性及适用性,能更广泛地对不同复杂现场环境的储能系统进行 SOC 估计。

参考文献

- [1] WANG Z, XIAO Y L, WAN Y, et al. Research on energy management strategy of photovoltaic-battery energy storage system[J]. *International Journal of Low-Carbon Technologies*, 2022, 17:488-493.
- [2] 徐谦,孙轶恺,刘亮东,等. 储能电站功能及典型应用场景分析[J]. *浙江电力*, 2019, 38(5):3-10.
- [3] 袁小明,程时杰,文劲宇. 储能技术在解决大规模风电并网问题中的应用前景分析[J]. *电力系统自动化*, 2013, 37(1):14-18.
- [4] 梅简,张杰,刘双宇,等. 电池储能技术发展现状[J]. *浙江电力*, 2020, 39(3):75-81.
- [5] MENG J H, STROE D-I, RICCO M, et al. A novel multiple correction approach for fast open circuit voltage prediction of lithium-ion battery[J]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2019, 34(2):1115-1123.
- [6] ZHAO C Y, ANDERSEN P B, TRAEHOLT C, et al. Grid-connected battery energy storage system: A review on application and integration[J]. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2023, 182:113400.
- [7] DING S Y, DONG C Y, ZHAO T Y, et al. A meta-learning based multimodal neural network for multistep ahead battery thermal runaway forecasting[J]. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2021, 17(7):4503-4511.
- [8] HASSAN M U I, SAHA S, HAQUE Md E, et al. A comprehensive review of battery state of charge estimation techniques[J]. *Sustainable Energy Technologies and Assessments*, 2022, 54:102801.
- [9] BIAN C, HE H L, YANG S K. Stacked bidirectional long short-term memory networks for state-of-charge estimation of lithium-ion batteries[J]. *Energy*, 2020, 191:116538.
- [10] MENG J H, RICCO M, LUO G Z, et al. An overview and comparison of online implementable SOC estimation methods for lithium-ion battery[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2018, 54(2):1583-1591.
- [11] ANTÓN J C A, NIETO P J G, VIEJO C B, et al. Support vector machines used to estimate the battery state of charge[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2013, 28(12):5919-5926.
- [12] HU X S, SUN F C, ZOU Y. Comparison between two model-based algorithms for Li-ion battery SoC estimation in electric vehicles[J]. *Simulation Modelling Practice and Theory*, 2013, 34:1-11.
- [13] XU H, HU X F, ZHANG Q. An EKF algorithm for lithium-ion battery SOC estimation based on an equivalent circuit model[C]//2022 IEEE International Conference on Power Systems and Electrical Technology, October 13-15, 2022, Aalborg, Denmark. *IEEE*, 2022:17-22.
- [14] LEE S J, KIM J H, LEE J M, et al. The state and parameter estimation of an Li-ion battery using a new OCV-SOC concept[C]//2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference, June 17-21, 2007, Orlando, FL, USA. *IEEE*, 2007:2799-2803.
- [15] CHARKHGARD M, FARROKHI M. State-of-charge estimation for lithium-ion batteries using neural networks and EKF[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2010, 57(12):4178-4187.
- [16] HUANG Z J, FANG Y S, XU J J. SOC estimation of li-ion battery based on improved EKF algorithm[J]. *International Journal of Automotive Technology* 2021, 22:335-340.
- [17] ZHOU J Z, ZHANG X W. Power battery SOC estimation with combination method based on UKF and open circuit voltage[J]. *International Journal of Electric and Hybrid Vehicles*, 2014, 6(3):215-226.
- [18] LI Q, MIAO S G, LIU S Z, et al. A joint state estimation framework for lithium-ion batteries based on hybrid method[J]. *Journal of Physics: Conference Series*, 2022, 2276:012023.
- [19] LIAN G Q, YE M, WANG Q, et al. A BP neural network-Ant lion optimizer and UKF method for SOC estimation of lithium-ion batteries[J]. *Journal of Physics: Conference Series*, 2022, 2369:012072.
- [20] WU Z Q, WANG G Y, XIE Z K, et al. Lithium battery

SOC estimation based on whale optimization algorithm and unscented Kalman filter[J]. Journal of Renewable Sustainable Energy, 2020, 23: 065501.

- [21] HUANG C, WANG Z H, ZHAO Z H, et al. Robustness evaluation of extended and unscented Kalman filter for battery state of charge estimation[J]. IEEE Access, 2018, 6:27617-27628.
- [22] NASERI F, SCHALTZ E, STROE D-I, et al. An enhanced equivalent circuit model with real-time parameter identification for battery state-of-charge estimation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(4):3743-3751.

作者简介:

罗飞(1974),男,硕士,高级工程师,研究方向为电力负荷预测管理、电网稳定运行控制、电力设备状态检修等;

(上接第 22 页)

表 13 雅砻江换流站 GIS 电流仿真结果 单位:A

开关编号	A 相	B 相	C 相
5133	736	716	700
5123	338	255	168
5113	939	852	767
5103	453	430	412
5132	79	96	110
5122	202	119	33
5112	285	361	440
5102	453	430	412
5131	207	227	243
5121	609	690	776
5111	285	361	440
5101	809	828	855

并联的电流总和是三相平衡的,因此不会引起系统节点电压的三相不平衡。在电力系统中,类似短距离输电线路乃至开关场内部的引流线这类短导体,由于其阻抗绝对量值小,三相之间的阻抗差异时常不被重视。但当两回短线并联时,若阻抗匹配不当,就会引起三相电流不平衡,给生产运维带来现实的困扰。由于缺乏相应的标准规范约束,这类问题在电力系统中多有发生。为避免这类问题的产生,应当在并联短距离输电线路或短导体形成环网时,尽量使三相导体阻抗一致;不能保证三相导体阻抗一致时,也应尽量保证并联的两回导体之间三相阻抗的比例一致,避免三相不平衡电流产生。

参考文献

- [1] 全国电压电流等级和频率标准化技术委员会.电能质量三相电压不平衡:GB/T 15543—2008[S].北京:中

饶俊星(1990),男,硕士,高级工程师,研究方向为电力负荷预测管理、电力设备状态检修;

王江林(1997),男,硕士,研究方向为储能锂离子电池阵列状态估计;

李立秋(1970),女,硕士,高级工程师,研究方向为电力负荷预测管理、电网稳定运行控制、电力设备状态检修等;

陈瑶(1992),女,硕士,工程师,研究方向为电力负荷预测管理、电费电价研究;

肖军(1983),男,硕士,高级工程师,研究方向为电力负荷预测管理、电网规划运行控制、电网运行管理控制等;

张波(1985),男,硕士,高级工程师,研究方向为电力负荷预测管理、电力设备运维检修等;

袁啟锋(1984),男,高级工程师,研究方向为电力负荷预测管理、变电设备状态检修等。

(收稿日期:2024-03-31)

国标准化出版社,2008.

- [2] 孙旭威.某电厂 500 kV 输电线路三相电流不平衡原因分析[J].东北电力技术,2021,42(8):45-48.

- [3] 孟恒信,梁建伟,薛磊,等.山西 500 kV 长久三回线路电流不平衡原因分析及改造研究[J].电网技术,2013, 37(3):641-646.

- [4] 唐明,张纯,丁理杰,等.同塔双回输电线路电流不平衡机理分析[J].四川电力技术,2015,38(5):29-32.

- [5] 周雷,薛飞,李宏强,等.同塔四回输电线路三相不平衡电流仿真分析[J].宁夏电力,2023(3):16-22.

- [6] 董尔佳,郭袅,金镇山,等.220 kV 同塔双回输电线路电流不平衡问题研究[J].黑龙江电力,2013,35(1):9-12.

- [7] 吴成.江西电网 220 kV 同塔双回线不平衡问题研究[D].南昌:南昌大学,2018.

- [8] 赵艳军,陈晓科,陈迅,等.同塔多回输电线路三相电流不平衡的机理及解决方法[J].广东电力,2015, 28(6):75-81.

作者简介:

张纯(1985),男,硕士,高级工程师,研究方向为电力系统控制与保护;

钟威(1988),男,学士,工程师,主要研究方向为电力系统调试与设备检测技术;

石涛(1985),男,学士,工程师,主要研究方向为电力系统分析与调试技术;

林波(1987),男,学士,工程师,主要研究方向为电力系统分析与调试技术;

苏明虹(1975),男,硕士,高级工程师,主要研究方向为电力系统工程调试技术;

熊攀(1983),男,学士,高级工程师,主要研究方向为电力系统运维检修技术。

(收稿日期:2024-03-24)

基于智能图像处理的线路覆冰厚度 检测技术研究

曾寒焯¹, 李庆东², 刘成铖¹, 黎柏城³, 李亚伟³

(1. 云南电网有限责任公司昭通永善供电局, 云南 永善 657300; 2. 云南电网有限责任公司
昭通供电局, 云南 昭通 657000; 3. 西南民族大学电气工程学院, 四川 成都 610041)

摘要:针对雨雪天气严重影响线路覆冰图像质量与标准覆冰厚度计算的问题, 提出一种基于智能图像处理的线路覆冰厚度检测方法, 并在实验室对导线进行人工覆冰并模拟人工冷雾, 采集有雾和无雾条件下的覆冰图像, 用所提方法检测导线覆冰厚度。对采集的图像通过去雾、灰度化、直方图均衡化和空间滤波进行预处理, 采用多种算子对处理后的图像进行边缘检测, 计算出覆冰厚度。结果表明, 覆冰图像去雾处理后采用直方图均衡化和空间滤波可较好地改善图像质量, 配合使用 Canny 算法进行导线覆冰图像边缘检测时更具优势, 即使在有雾的情况下, 也可以得到较为准确的覆冰厚度检测结果。

关键词:输电线路; 覆冰厚度; 图像处理; 边缘检测

中图分类号: TM 755 文献标志码: A 文章编号: 1003-6954(2025)01-0057-06

DOI: 10.16527/j.issn.1003-6954.20250108

Research on Line Icing Thickness Detection Technology Based on Intelligent Image Processing

ZENG Hanye¹, LI Qingdong², LIU Chengcheng¹, LI Bocheng³, LI Yawei³

(1. Zhaotong Yongshan Power Supply Bureau of Yunnan Power Grid Co., Ltd., Yongshan 657300, Yunnan, China; 2. Zhaotong Power Supply Bureau of Yunnan Power Grid Co., Ltd., Zhaotong 657000, Yunnan, China; 3. School of Electrical Engineering, Southwest Minzu University, Chengdu 610041, Sichuan, China)

Abstract: In order to solve the problem that rain and snow weather seriously affect the quality of line icing image and the calculation of standard icing thickness, a line icing thickness detection method based on intelligent image processing is proposed. The wire is manually iced and simulated in the laboratory, and artificial cold fog is simulated. The icing images under foggy and fog-free conditions are collected, and the proposed method is used to detect the wire icing thickness. The pre-processing for these collected images is carried out through defogging, grayscale processing, histogram equalization and spatial filtering, and the edge detection of the processed images is also carried out by a variety of operators to calculate the icing thickness. The results show that histogram equalization and spatial filtering can improve the image quality after defogging icing images, and Canny algorithm is proven to have more advantages to detect the edges of icing images, which can obtain more accurate detection results of icing thickness even in foggy conditions.

Key words: transmission line; icing thickness; image processing; edge detection

0 引言

近年来, 中国架空输电线路的数量与规模不断扩大, 覆冰事故也随之增多, 严重危及电力系统的安全稳定运行^[1-2]。

当架空输电线路出现覆冰现象时, 如何实时、准确地掌握架空输电线路的覆冰状态至关重要, 尤其

是其覆冰厚度。目前, 国内外对研究覆冰状态的检测方法有模型法、导线倾角-弧垂测量法、光学测量法、模拟导线法以及深度学习法等^[3-7]。然而这些方法在实际运用中都存在着一些问题: 模型法由于存在不确定变量, 使得模型的检测准确度不高; 导线倾角-弧垂测量法在较大间距的杆塔之间以及进行远距离观测时才具备较高的精确度; 光学测量法受环境影响较大, 且设备成本较高; 模拟导线法无法很

好地模拟出实际输电线路实时状态,所以得到的覆冰状态精确度和可信度依然比较低;深度学习法应用于覆冰厚度计算时,也存在一定的局限性。

图像处理法因其非接触、高精度、设备成本低廉和实时性好的特点^[8],已在国内外得到广泛研究与应用。因此,下面基于智能图像处理开展覆冰厚度检测技术研究,旨在更加精确地计算覆冰厚度,进而准确掌握输电线路的覆冰状态,为预防覆冰事故的发生以及电力系统的安全稳定运行提供依据。

1 智能图像处理及覆冰厚度计算原理

1.1 图像预处理

在图像采集过程中,受到雾霾、风沙等客观条件的限制,所采集的图像可能并不理想,对图像识别、边缘检测等后续处理产生负面影响。为了解决这些问题,需对采集的图像进行图像去雾、图像灰度化、直方图均衡化和图像空间滤波等一系列预处理。

1.1.1 图像去雾

图像去雾技术是一种在图像处理中广泛应用的技术,主要用于改善因雾、霾等天气条件导致的图像质量下降问题。而架空输电线路由于天气、环境等因素的影响,采集到的覆冰图像往往会出现模糊、对比度低等问题,导致图像质量下降。采用图像去雾算法对图像进行处理,可以提高图像的质量和清晰度。该算法以大气散射模型为基础,通过精确地估计大气光和传输图,有效地恢复清晰的无雾图像。

首先,依据颜色衰减先验理论获取场景 a 的深度,再选择图像亮度前 0.1% 的像素点,计算其最大亮度值作为大气光值;最后,根据式(1)恢复无雾图像。

$$H(a) = F(a)t(a) + A_0[1 - t(a)] \quad (1)$$

其中,

$$t(a) = e^{-rd(a)} \quad (2)$$

式中: $H(a)$ 为去雾图像; $F(a)$ 为无雾图像; $t(a)$ 为介质传输率,即透射率; $d(a)$ 为场景深度; A_0 为全球大气光成分; r 为散射系数,取值一般为 $1^{[9]}$ 。

1.1.2 图像灰度化

灰度化处理是将彩色图像转换为灰度图像,使每个像素只有一个亮度信息,而不再包含色彩信息。对于覆冰厚度检测来说,由于所采集的彩色图像数据量相对较大,为了简化后续处理过程,通常需要将图像转换为灰度图像。灰度化处理有助于突出输电线路的轮廓信息,因为轮廓的对比度在灰度图像中

往往更加明显。

在图像处理中,当红、绿、蓝三原色的灰度值相同时,即为灰度颜色。灰度图像包含 $2^8 = 256$ 个灰度级,灰度值范围为 $0 \sim 255$,如图 1 所示。



图 1 $0 \sim 255$ 的灰度条

将彩色图像转换为灰度图像的主要方法有平均值法、最大值法和加权平均值法^[10]。为更准确得到彩色图像转换后的灰度值,提出采用加权平均值法来进行灰度化操作,灰度值的计算式^[11]为

$$Y = 0.299R + 0.587G + 0.144B \quad (3)$$

式中: Y 为彩色图像转换后的灰度值; R 、 G 、 B 分别为红、绿、蓝三原色的灰度值。

1.1.3 直方图均衡化

直方图均衡化是通过调整图像的像素值分布,使得图像的直方图尽可能均匀分布,从而提高图像的对比度。电力传输线覆冰前后图像受外部因素干扰,需妥善处理光照问题。通过调整灰度分布,使图像灰度值均匀分布,增强图像效果。直方图均衡化方法可提高图像整体对比度,使细节更加清晰。

在进行直方图均衡化时,假设原始图像在 (x, y) 处的灰度为 f ,增强后图像的灰度为 g 。图像增强函数定义为 $g = A(f)$ 。为确保增强效果,映射函数需满足两个条件:

1) 在定义域 $[0, 255]$ 上, $A(f)$ 应为严格的单值单增函数,以确保增强后灰度值的排列顺序不变;

2) 原始图像的灰度 f 与增强后图像的灰度 g 均应在 $[0, 255]$ 内,确保变换前后灰度值的动态范围一致。

1.1.4 图像空间滤波

图像空间滤波是通过对图像中的像素值进行空间域的运算,以达到平滑图像、减少噪声等目的。

某些噪声源于特定的气候条件,如降雪和风沙,这些噪声会干扰传输线的识别。均值滤波法算法简单,易于实现,不会丢失过多的图像细节,且对于一些噪声点密集的情况有明显的抑制效果,故提出采用均值滤波法对图像进行处理,计算式为

$$g(x, y) = \frac{A}{(2K + 1)^2} \quad (4)$$

$$A = \sum_x \sum_y f(x, y) \quad (5)$$

式中: $g(x, y)$ 为滤波后的像素值; $f(x, y)$ 为原始图

像的像素值; K 为滤波窗口半径; A 为原始函数; $(2K+1)^2$ 为图像 $f(x,y)$ 的均值滤波窗口。

1.2 图像边缘检测

图像边缘检测是对图像中的边缘信息进行提取,为后续的计算提供关键的数据支持。主要运用3种方法:一阶微分算子法、二阶微分算子法及Canny算子法。这些方法的核心步骤在于首先提取图像的梯度模,然后通过设定合理的阈值对图像进行分割处理,以准确识别边缘信息。

1.2.1 一阶微分算子

一阶微分法通过设定阈值对图像梯度进行二值化处理,从而有效检测图像边缘,梯度表达式为

$$\nabla f = \left(\frac{\partial f}{\partial x}, \frac{\partial f}{\partial y} \right) \quad (6)$$

为了精确地描述图像的梯度,采用差分运算来近似函数的偏导数。图像函数 $f(x,y)$ 在 x 和 y 方向上的一阶差分可表达为

$$\begin{cases} f_x = f(x+1,y) - f(x,y), x \text{ 方向} \\ f_y = f(x,y+1) - f(x,y), y \text{ 方向} \end{cases} \quad (7)$$

经典的一阶微分算子有Sobel算子、Roberts算子和Prewitt算子^[12]。

Sobel算子包含两组 3×3 矩阵,一组用于横向计算,另一组用于纵向计算。在 3×3 的领域范围内,该算子可以分别在 x 方向和 y 方向计算偏导数 s_x 、 s_y ,表达式为:

$$s_x = f(x+1,y-1) + f(x+1,y) + f(x+1,y+1) - \{f(x-1,y-1) + f(x-1,y) + f(x-1,y+1)\} \quad (8)$$

$$s_y = f(x-1,y+1) + f(x,y+1) + f(x+1,y+1) - \{f(x-1,y-1) + f(x,y-1) + f(x+1,y-1)\} \quad (9)$$

在式(8)与式(9)中 $f(x,y)$ 的梯度模为

$$|\nabla f| \approx s = \sqrt{s_x^2 + s_y^2} \text{ 或 } |\nabla f| \approx s = |s_x| + |s_y| \quad (10)$$

Roberts算子是在 2×2 大小的邻域内计算对角导数。式(11)代表在点 (x,y) 处, $f(x,y)$ 的近似梯度模,其通过方向差分的均方差进行近似表示。

$$|\nabla f| = |f(x,y) - f(x+1,y+1)| + |f(x,y+1) - f(x+1,y)| \quad (11)$$

Prewitt算子通过检测像素点上下、左右相邻像素间灰度差的极值来识别边缘,对图像中的噪声具有一定的抑制作用。

1.2.2 二阶微分算子

图像边缘与图像梯度函数一阶微分的极大值点

有关,而边缘也对应于二阶微分的过零点。因此,可以利用二阶微分算子提取图像边缘信息。对图像 $f(x,y)$ 进行二阶微分,其运算可表达为

$$\nabla^2 f(x,y) = \frac{\partial^2 f(x,y)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 f(x,y)}{\partial y^2} \quad (12)$$

常用的二阶微分算子是LOG算子,其表达式如式(13)所示。

$$\nabla G_\sigma(x,y) = \frac{\partial^2 G_\sigma(x,y)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 G_\sigma(x,y)}{\partial y^2} = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \frac{x^2 + y^2 - 2\sigma^2}{\sigma^4} e^{-(x^2+y^2)/2\sigma^2} \quad (13)$$

式中: $\nabla G_\sigma(x,y)$ 为LOG算子,又称为高斯拉普拉斯算子; σ 为高斯标准差。

1.2.3 Canny算子

Canny算子具有高信噪比、精确识别目标边缘和优异的噪声抑制能力的特点。具体检测步骤如下^[13]:

1) 设定标准差 σ ,并用高斯滤波器对图像进行滤波处理。

2) 计算梯度幅值和方向,采用一阶有限差分近似梯度,获得偏导数矩阵。

3) 搜索局部极大值,抑制非极大值元素,再采用带有滞后作用的双阈值 T_a 和 T_b ($T_a < T_b$) 进行处理。如果边缘像素的对比度较高,其值将大于 T_b ;如果对比度较低,其值将位于 T_a 至 T_b 之间。

4) 采用双阈值算法进行边缘检测,并将弱像素连接到强像素,以完成边缘连接。

1.3 覆冰厚度计算方式

所提出的计算覆冰厚度的方法为:首先,将覆冰线路划分为若干个等长区段,并计算每个区段输电线路的平均轮廓宽度;然后,将所有区段输电线路的平均轮廓宽度进行汇总,并求其平均值得到覆冰输电线路的直径;接着,从覆冰输电线路的直径中减去原始输电线路的直径,得到上下两个方向覆冰厚度的总和,并除以2得到平均覆冰厚度。这种方法能有效避免局部误差对整体结果的影响,并能通过观察各区段平均值的差异和变化,预估覆冰的均匀性和形态特点。例如,平均值均匀则覆冰分布均匀,差异大则分布不均。特定规律如小值区段包围大值区段,可能意味着产生了冰吊现象。

将图像中的覆冰导线分为 n 个长为 i 像素的区段,其中某一段如图2中 $\{(x_1, y_1), (x'_1, y'_1)\}$, $\{(x_i, y_i), (x'_i, y'_i)\}$ 所示。区段中横坐标为 x_k ($k=1, 2, \dots, i$) 的截面的直径,即该处轮廓的宽度

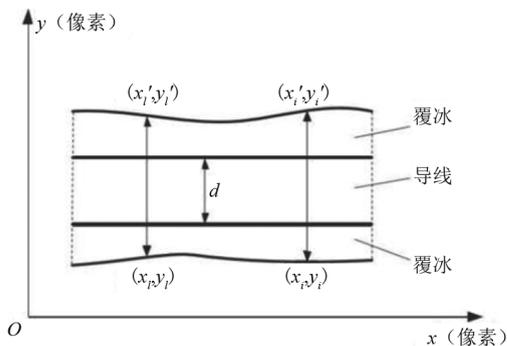


图 2 覆冰厚度计算方法

为 $(y'_k - y_k)$, 此区段输电线路轮廓的平均宽度 D_q 为

$$D_q = \frac{1}{i} \sum_{k=1}^i (y'_k - y_k) \quad (14)$$

式中, D_q 为 q 区段输电线路轮廓的平均宽度。

根据式(14)可得 n 个区段的输电线路轮廓平均宽度为

$$\bar{D} = \frac{1}{n} \sum_{q=1}^n D_q \quad (15)$$

若线路原始直径为 d , 则线路覆冰平均厚度 T_m 的计算式为

$$T_m = \frac{1}{2}(\bar{D} - d) \quad (16)$$

2 覆冰图像处理及覆冰厚度计算

2.1 人工覆冰及图像采集

实验场地选在一个可以监测气象参数的室内环境, 确保实验过程中温度、湿度等参数的稳定性。

首先, 准备 4 根不同型号的架空交联聚乙烯绝缘铝芯电缆, 线径从小到大依次为 13 mm、16 mm、19 mm 和 20 mm。将 4 根导线模型悬挂于实验场地并保持在自然状态, 以便模拟真实环境中导线的覆冰情况。

然后, 为模拟自然环境中导线遭遇到的水滴对导线进行喷水, 喷水过程中需特别注意喷水均匀性和控制喷水量。喷水每 30 min 进行一次, 以模拟不同时间段的覆冰情况, 并采集图像。实验中所采集图像的分辨率为 4032×3024 , JPEG 格式。图 3 为无雾状态下覆冰导线。

完成导线覆冰后, 利用超声波起雾装置模拟自然环境中的雾气条件, 并采集图像, 如图 4 所示。

2.2 图像预处理分析

2.2.1 图像去雾

根据第 1.1.1 节介绍的图像去雾方法, 用 Matlab

软件进行去雾操作, 结果如图 5 所示。

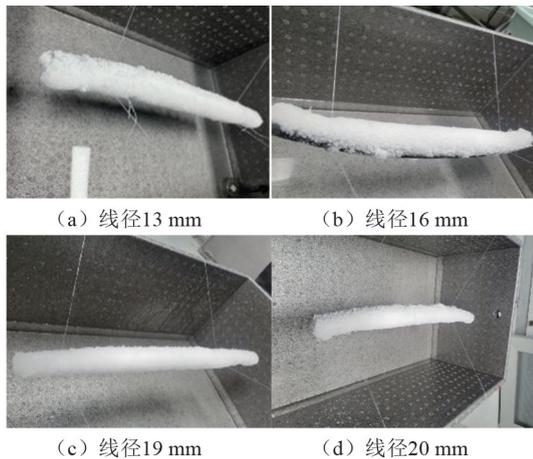


图 3 无雾的覆冰导线图像

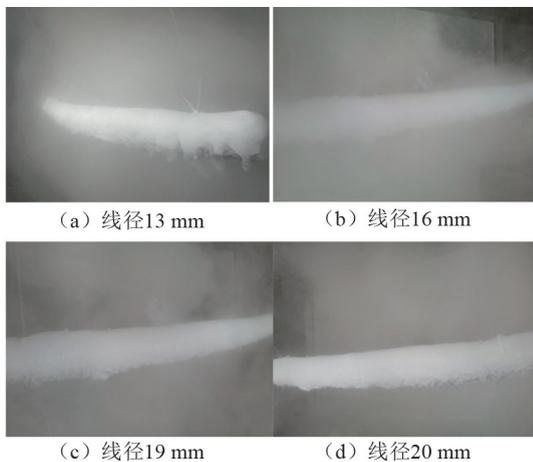


图 4 有雾的覆冰导线图像

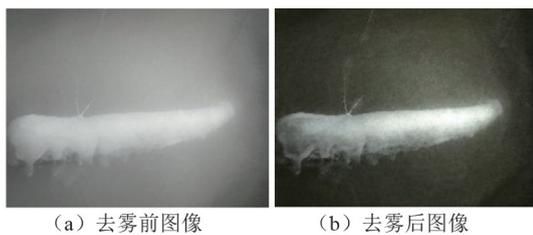


图 5 去雾运行结果

从图 5 可以看出, 经过去雾处理, 原本因雾气影响而模糊不清的图像变得更为清晰。清晰的图像能够更准确地反映输电线路的覆冰情况, 为后续的图像处理和覆冰厚度检测工作提供更为可靠的基础。

2.2.2 灰度化处理

根据第 1.1.2 节介绍的灰度化处理方法在 Matlab 软件中进行灰度化处理, 处理后的结果如图 6 所示。

从图 6 可以看到处理后的灰度图像从原本丰富的色彩信息已经被转化为单一的亮度信息, 图像中的每个像素只代表一个亮度值。这样的转换不仅简化了图像的信息量, 也降低了后续处理的计算复杂度。

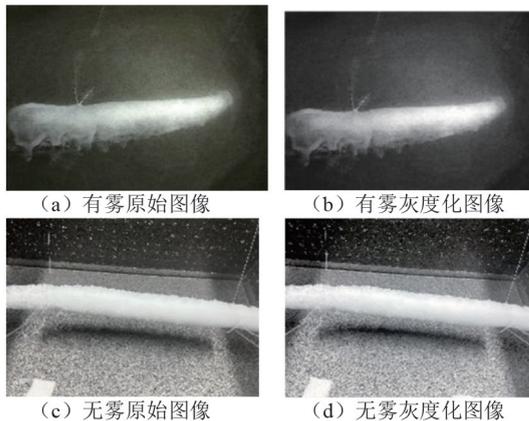
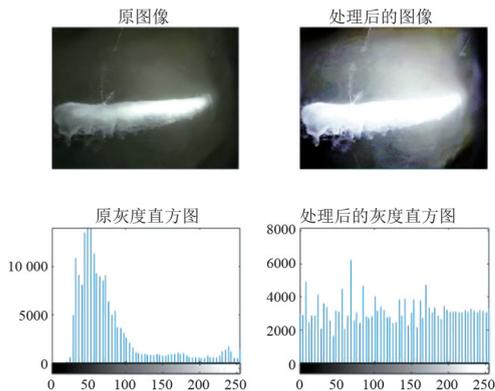


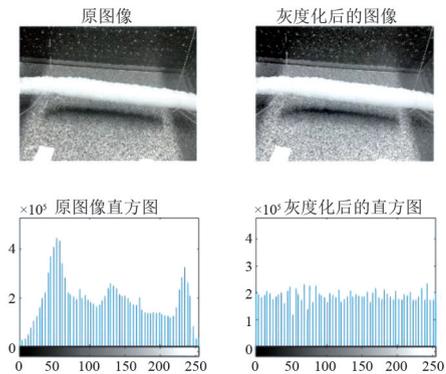
图 6 灰度化运行结果

2.2.3 直方图均衡化

对于覆冰厚度检测来说,直方图均衡化有助于改善图像的亮度分布,使得图像的细节信息更加突出。在 Matlab 软件中进行直方图均衡化处理,处理后的结果如图 7 所示。



(a) 有雾图像均衡化结果



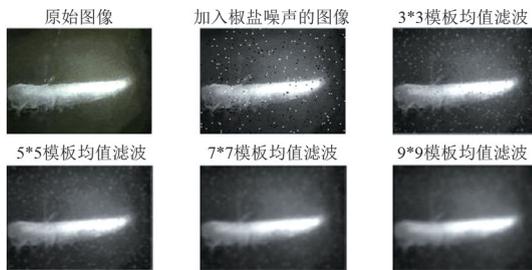
(b) 无雾图像均衡化结果

图 7 直方图均衡化运行结果

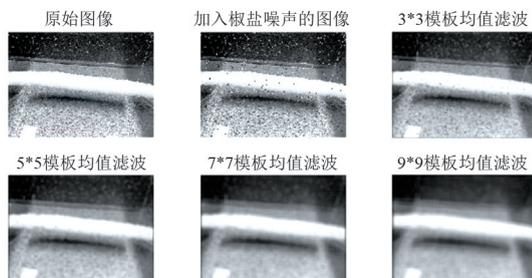
在图 7 中,可以看到经过直方图均衡化处理后,原本亮度分布不均匀的图像被调整为均匀分布,图像的对比度得到了显著提升。这样的处理有助于后续的覆冰厚度检测工作,因为更加清晰的图像轮廓信息可以使得检测结果更加准确。

2.2.4 图像空间滤波

对于覆冰厚度检测而言,图像空间滤波可以有效减少图像中的噪声干扰,提高图像的质量。根据第 1.1.4 节介绍的均值滤波方法在 Matlab 软件中进行图像空间滤波处理,结果如图 8 所示。



(a) 有雾图像均值滤波结果



(b) 无雾图像均值滤波结果

图 8 图像空间滤波运行结果

从图 8 可以看出,经过图像空间滤波处理后,图像中的噪声得到了有效的抑制,图像质量得到了提升。这对于后续的覆冰厚度检测工作是有益的,因为更加平滑的图像可以减少噪声对检测结果的影响,从而提高检测的准确性和稳定性。

2.3 边缘检测分析

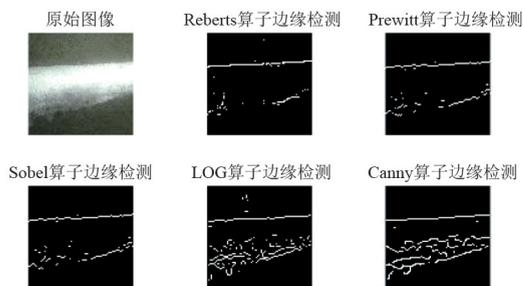
边缘检测是覆冰厚度计算中至关重要的一步,通过捕捉图像中被检测物体与背景间的差异性来实现。根据第 1.2 节介绍的几种算法对图像进行边缘检测,并对结果进行比较分析。在 Matlab 软件进行边缘检测运行结果如图 9 所示。

从图 9 的对比结果来看,Canny 算法在边缘定位和噪声抑制方面表现更为出色,能够更准确地提取出覆冰输电线路的边缘信息。

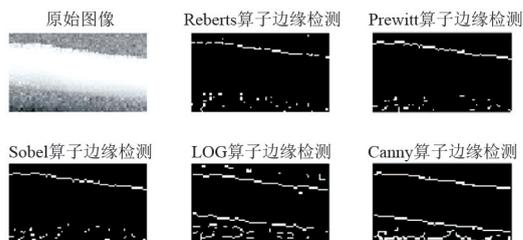
2.4 覆冰厚度检测结果

根据第 1.3 节提出的覆冰厚度计算方式,结合智能图像处理结果,进行覆冰厚度计算,计算结果如表 1 所示。

从表 1 的结果可以看出,无论是有雾还是无雾的情况下,通过智能图像处理方法计算得到的覆冰厚度与实际测量的覆冰厚度之间存在一定的误差,这种误差可能源自多个因素,例如图像处理过程中



(a) 有雾图像边缘检测结果



(b) 无雾图像边缘检测结果

图 9 图像边缘检测运行结果

表 1 覆冰厚度计算结果

导线组别	图像有雾时的覆冰厚度/mm	图像无雾时的覆冰厚度/mm	实际测量厚度/mm	有雾时的计算误差/%	无雾时的计算误差/%
1	16.979	17.348	18.055	5.96	3.92
2	13.137	13.494	14.309	8.19	5.69
3	10.935	11.144	11.920	8.26	6.51
4	9.898	10.344	10.982	9.87	5.81

的噪声影响、边缘检测的精确度局限以及覆冰厚度计算模型的简化等,相对而言,这些误差并不显著。

在有雾条件下,覆冰厚度检测的平均误差为 8.07%,最大误差为 9.87%。在无雾情况下,覆冰厚度检测的平均误差为 5.48%,最高为 6.51%。相对而言,无雾情况下的计算误差较小,但两者误差均在可接受的范围内。

3 结 论

上面对输电线路覆冰厚度检测进行了深入探讨,通过运用图像处理技术,将复杂的图像信息转化为可处理的数字信号,进而精确检测覆冰厚度,得到的主要结论如下:

1) 去雾处理和灰度化,以及使用直方图均衡化和空间滤波可有效消除图像中的噪声,提高图像质量,便于进行覆冰边缘检测。

2) Canny 算法在边缘定位和噪声抑制方面优于一阶微分算子和二阶微分算子,更适用于模糊背景下的覆冰图像边缘检测。

3) 覆冰图像采用直方图均衡化和空间滤波可较好地改善图像质量,配合使用 Canny 算法进行导线覆冰图像边缘检测。在有雾的条件下,其覆冰厚度检测误差也未超过 10%,完全满足现场应用要求。

参考文献

- [1] 李红坤,陈芳芳,高鑫. 架空线路覆冰研究现状综述[J]. 电气技术, 2017(10):13-15.
- [2] 胡毅,刘凯,吴田,等. 输电线路运行安全影响因素分析及防治措施[J]. 高电压技术, 2014, 40(11): 3491-3499.
- [3] 韩叶良,苏国锋,袁宏永,等. 基于粗糙集的电网覆冰事故预警模型[J]. 清华大学学报(自然科学版), 2010, 50(12):1930-1933.
- [4] 刘杰. 基于弧垂的输电线路等值覆冰厚度监测方法研究[D]. 重庆:重庆大学, 2021.
- [5] 武剑,刘佳,张午阳,等. 基于光学成像和测距原理的测定架空输电导线覆冰厚度的装置及其方法[J]. 电测与仪表, 2015, 52(2):105-111.
- [6] 王小朋. 应用图像法在线监测输电线路覆冰厚度研究[D]. 重庆:重庆大学, 2009.
- [7] 罗会兰,陈鸿坤. 基于深度学习的目标检测研究综述[J]. 电子学报, 2020, 48(6):1230-1239.
- [8] 李昊,王俊裸. 基于图像处理的输电线路冰区发展趋势估计方法[J]. 现代电子技术, 2017, 40(22): 98-100.
- [9] 张国强,杨燕,李一菲. 基于构造简化模型和局部大气光遮盖的去雾算法[J]. 测控技术, 2021, 40(2): 64-69.
- [10] 徐恒. 基于图像处理的输电线路覆冰厚度检测方法研究[D]. 长沙:长沙理工大学, 2018.
- [11] 冯玲,黄新波,朱永灿. 基于图像处理的输电线路覆冰厚度测量[J]. 电力自动化设备, 2011, 31(10): 76-80.
- [12] 刘鹏. 基于图像处理的输电线路覆冰检测方法研究[D]. 武汉:华中科技大学, 2012.
- [13] 李斌,宋人杰,赵立权. 基于 Canny 算子的高压输电铁塔图像边缘检测研究[J]. 无线互联科技, 2016(18): 145-146.

作者简介:

曾寒焯(1984),男,硕士,工程师,研究方向为配电网的故障检测与诊断技术;

李庆东(1987),男,工程师,研究方向为配电网在线监测;

刘成斌(1992),男,工程师,从事配电网运维工作。

(收稿日期:2024-05-19)

融合 BiFPN 和注意力机制的电力设备 异常检测算法

邹琬¹, 杨玥坪², 廖文龙², 刘睿², 王振宇², 孙璐³, 唐浩³

(1. 国网四川省电力公司, 四川成都 610041; 2. 国网四川省电力公司电力科学研究院, 四川成都 610041; 3. 西南交通大学信息科学与技术学院, 四川成都 611756)

摘要:为提高电力设备异常检测的精度,提出以融合双向加权特征金字塔网络(BiFPN)和三重注意力(TA)机制改进 Yolov5s 的电力设备异常检测方法。首先,融合 BiFPN 是在特征融合结构中加入跨尺度连接线以保留更多深层的语义信息,可以有效促进目标的分类识别和位置精确定位;然后,加入采用三支结构的注意力机制能够更好地提取空间交互注意力和通道空间交互注意力,抑制无用的特征信息;最后,通过采用 Soft NMS 来取代传统的 NMS 算法可以有效减少目标的遗漏,并提升检测的准确性。实验数据显示,改进后的 YOLOv5s 网络模型相较于原始 YOLOv5s 模型,精确率从 88.3% 提升至 90%,召回率从 89% 提升至 93%,mAP@0.5 值从 88.7% 提升至 92.8%,有效地提高了检测精度。

关键词:YOLOv5s 模型;深度学习;注意力机制;目标检测

中图分类号:TP 183 文献标志码:A 文章编号:1003-6954(2025)01-0063-09

DOI:10.16527/j.issn.1003-6954.20250109

An Anomaly Detection Algorithm for Power Equipment Integrating BiFPN and Attention Mechanism

ZOU Wan¹, YANG Yueping², LIAO Wenlong², LIU Rui², WANG Zhenyu², SUN Lu³, TANG Hao³

(1. State Grid Sichuan Electric Power Company, Chengdu 610041, Sichuan, China;

2. State Grid Sichuan Electric Power Research Institute, Chengdu 610041, Sichuan,

China; 3. School of Information Science and Technology, Southwest Jiaotong

University, Chengdu 611756, Sichuan, China)

Abstract:In order to improve the accuracy of anomaly detection of power equipment, an improved Yolov5s anomaly detection method for power equipment by combining bidirectional weighted feature pyramid network (BiFPN) and triplet attention (TA) mechanism is proposed. In the integrated BiFPN, the cross-scale connection lines are added into the feature fusion structure to retain more deep semantic information, which can effectively promote the classification and accurate location of the target. The addition of three-branch structure of TA mechanism can better extract the spatial interactive attention and channel spatial interactive attention, and suppress the useless feature information. Finally, using Soft NMS to replace the traditional NMS algorithm can effectively reduce the omission of the target and improve the accuracy of detection. Experimental data show that compared with the original YOLOv5s model, the accuracy rate of the improved YOLOv5s network model has been increased from 88.3% to 90%, the recall rate has been increased from 89% to 93%, and the mAP@0.5 value has been increased from 88.7% to 92.8%, which effectively improves the detection accuracy.

Key words:YOLOv5s model; deep learning; attention mechanism; object detection

0 引言

为了保障输电系统的稳定性和安全性,对电力

基金项目:国网四川省电力公司科技项目“基于异常事件驱动的变电站智能巡检技术研究”(521997230014)

设备的异常进行检测已成为电力系统巡检工作中的一项重要任务。当前,深度学习目标检测模型主要分为两类:一类是没有候选框的单阶段(one-stage)检测模型,这种方法可以直接对图像中的目标进行预测和分类,而不需要事先生成候选框。常见的 one-stage 模型包括单次多框检测器(single shot

multibox detector, SSD)、YOLOv4 等改进模型。另一类是基于候选区域的两阶段(two-stage)检测算法,这种方法首先通过算法生成一些候选框,然后再对这些候选区域进行分类和位置修正。区域卷积神经网络(region-based convolutional neural networks, R-CNN)、更快区域卷积神经网络(faster R-CNN)等模型是 two-stage 方法的代表。目前,针对变电站设备异常检测方面已有大量研究。文献[1]为进一步提高电力设备异常检测方法对设备信息的利用率,通过时间序列自回归模型和自组织映射神经网络将连续的电力设备数据离散为单个序列,计算状态变量在时间轴上的转移概率,通过状态转移概率和聚类算法快速检测数据异常。文献[2]针对绝缘子缺陷目标区域小的问题,提出了卷积块中嵌入协同注意力(coordinate attention, CA)^[3]和多特征融合的改进方式,增强特征图的表征能力,检测的精度和每秒帧数(frames per second, FPS)分别达到了 93.4%和 25.4 Hz。文献[4]针对文献[5]添加了深度可分离卷积^[6]以替换传统的卷积操作,有助于减少网络的总体计算需求,并增加了网络的检测效率,从而提高了检测速度。文献[7]利用文献[8]中的通道混洗模块,引入新的通道拆分网络,减少模型检测的碎片化操作以提高检测速度。文献[9]提出了整合卷积网络、区域提议网络和目标检测模块等用于识别绝缘子中损伤区域的检测方法。尽管这种方法在检测精度上取得了提高,但其两阶段的检测流程导致了较高的计算资源消耗和较长的处理时间。文献[10]为实现各类巡检机器人、无人机等智能电力巡检设备所携红外热像仪采集的红外图像自动检测,提出基于改进 SSD 的电力设备红外图像异常自动检测方法。文献[11]在 YOLOv5 中融合了双向加权特征金字塔网络(bidirectional weighted feature pyramid network, BiFPN)后,减少了特征融合时小目标信息的损失。文献[12]利用三重注重力(triplet attention, TA)增加背景与建筑物的区分度,解决了检测区域背景复杂导致误检的问题。文献[13]将 faster R-CNN 中的后处理程序换为柔性非极大值抑制(soft non-maximum suppression, Soft NMS)算法,减少了同类别检测框重叠时的漏检情况。随着 YOLOv4 和 YOLOv5 等方法的提出,不论是检测精度还是速度,one-stage 均大幅度优于 two-stage。由于单阶段检测器推理速度快,所以 YOLO 系列模型在电力系统巡

检中得到了广泛运用。

尽管先前的研究在检测精度方面取得了显著进步,但仍然存在着电力设备数据集目标单一、检测效果误检和漏检率高的问题。此外,当前针对电力设备智能巡检所捕获的图像不够清晰,造成现有的目标检测算法无法充分提取特征,容易导致目标丢失和错误识别的情况发生。下面提出了一种基于 YOLOv5s 改良版本的电力设备异常检测模型。该模型旨在提高对几类常规电力设备异常的检测精度,对 YOLOv5s 模型进行了三方面的优化。首先,改进网络中的颈部(Neck)部分,将原有的特征融合结构替换为 BiFPN 结构,减少了特征融合时小目标信息的损失,可利用这个结构的特点对原始的特征融合方式进行改进,以增强模型的特征表示能力;其次,引入了 TA 机制,这是一种新型的注意力机制,电力设备所处背景通常比较复杂,TA 注意力机制可以通过 3 个分支的结构来捕捉跨维度的交互,从而以较低的计算成本提高了注意力权重的计算效率,并通过强调了多维交互的重要性,同时不牺牲任何维度,进一步提升模型的检测精度;最后,考虑到数据集中异常类型的密集分布特点,为了防止小目标的丢失,将 YOLOv5s 中的非极大值抑制(non-maximum suppression, NMS)算法替换为 Soft NMS,以提升检测性能。实验结果表明,这些改进显著提高了对电力设备异常类型的检测精度。

1 改进的 YOLOv5s 检测模型

1.1 特征融合模式改进

YOLOv5 特征融合网络采用特征金字塔网络(feature pyramid networks, FPN)加路径聚合网络(path aggregation network, PAN)的特征融合模式。底层特征图包含较强的定位特征信息,语义特征信息相对较弱。PAN 网络是通过自底向上的方式融合,可以有效传递精确的位置特征信息。而 FPN 网络则采用自顶向下的融合策略,通过上采样方法将高层次的语义信息进行传播和整合,以此来强化语义特征的表达。然而,由于输入特征分辨率的差异可能导致重要特征被忽略。此外,各类电力设备异常的尺度变化较大,因此传统的特征融合技术可能会破坏不同尺度特征的一致性。为解决这一问题,利用 BiFPN 网络结构对原始的特征融合方式进行

改进, BiFPN 的结构如图 1 所示。

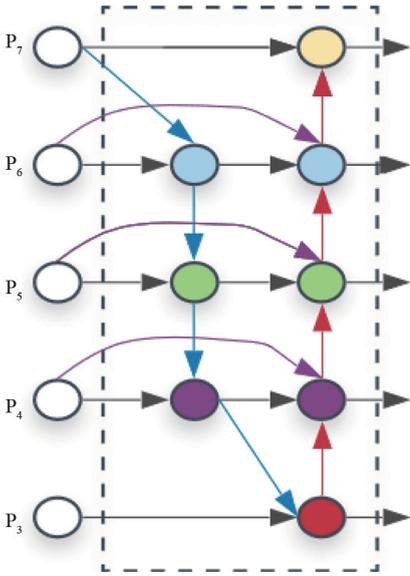


图 1 BiFPN 结构

BiFPN 是一种用于目标检测和语义分割任务的特征金字塔网络^[17], 它引入了双向连接和加权融合来处理不同尺度输入特征信息。BiFPN 旨在解决传统的特征金字塔网络在处理多尺度特征时存在的信息丢失和冗余的问题, 主要包括两个关键的特征: 双向连接和加权融合。首先, 通过双向连接, BiFPN 在特征金字塔网络中引入了从高分辨率到低分辨率和从低分辨率到高分辨率的连接, 以便在不同尺度之间传播信息并促进特征的跨层融合; 其次, BiFPN 使用加权融合来学习不同尺度输入特征信息的重要性, 并对重要的特征信息进行融合, 从而调节了不同尺度特征图的贡献度, 增强了模型对不同尺度目标的检测能力。总的来说, BiFPN 能够更好地学习和利用不同尺度的特征信息, 从而改善了目标检测任务的性能。BiFPN 加权特征融合公式为

$$O = \sum_i \frac{W_i}{e + \sum_j W_j} I_i \quad (1)$$

式中: O 为输出值; W_i 和 W_j 为可学习权重, 是特征图在不同层级的融合过程中的权重系数; e 为极小值学习率, 用于约束数值的震荡; I_i 为特征图。该方法通过类似于归一化指数函数 (Softmax 函数) 的操作, 将每个归一化权重调整至 $0 \sim 1$, 这种基于 Softmax 函数的融合方式展现出了与 Softmax 函数相似的学习特性和准确度, 同时具备快速高效的训练优势。

1.2 加入注意力机制

为了提高电力设备异常检测任务的准确性, 加

入了一种三支结构的 TA 注意力机制。该注意力机制通过捕获不同维度之间的交互作用来计算注意力权重, 同时还建立了维度之间的依赖关系, 可以更有效地编码通道和空间信息, 并且保持较低的计算成本。TA 注意力机制既考虑了维度间复杂的交互, 又优化了计算效率, 从而提高了模型的性能^[18]。其结构如图 2 所示。

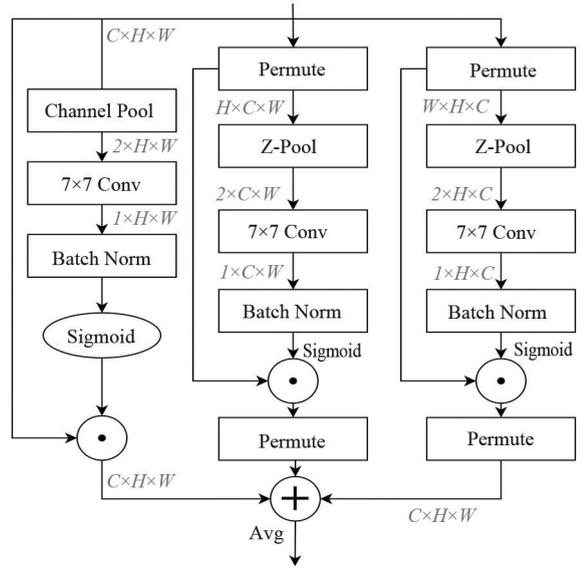


图 2 TA 网络结构

图 2 中, 从左往右第 1 条分支为空间注意力计算分支, 该分支首先将输入特征经过通道池化处理, 特征图形状大小发生变化, 转换为 $2 \times H \times W$ 的大小; 然后, 通过 Conv 层和 Batch Norm 层, 并由激活函数处理; 最后, 将注意力权重与原始特征图相乘, 使其恢复到与输入特征图相同的维度^[19]。第 2 条分支的操作是对通道 C 和空间 W 维度进行交叉捕捉; 第 3 条分支的操作是对通道 C 与空间 H 维度进行交叉捕捉。第 2 条和第 3 条分支与第 1 条分支操作类似, 但在其中加入了组合池化 (Z-Pool) 技术, 它结合了最大池化和平均池化的优点, 从而增强了特征提取的能力。最后, 将 3 个分支结果进行相加求平均后输出。TA 注意力机制通过这种方式实现了对各个通道信息的有效利用, 并促进了通道与空间之间的交互, 显著提升了对图像信息的综合利用效率。改进后的 YOLOv5s 网络结构如图 3 所示。

1.3 NMS 改进

原始网络中采用的是 NMS 算法用来筛选预测框, 其主要是抑制冗余的预测框的重叠度, 如果重叠度高于一定阈值, 则将该候选框删除。这样就可以

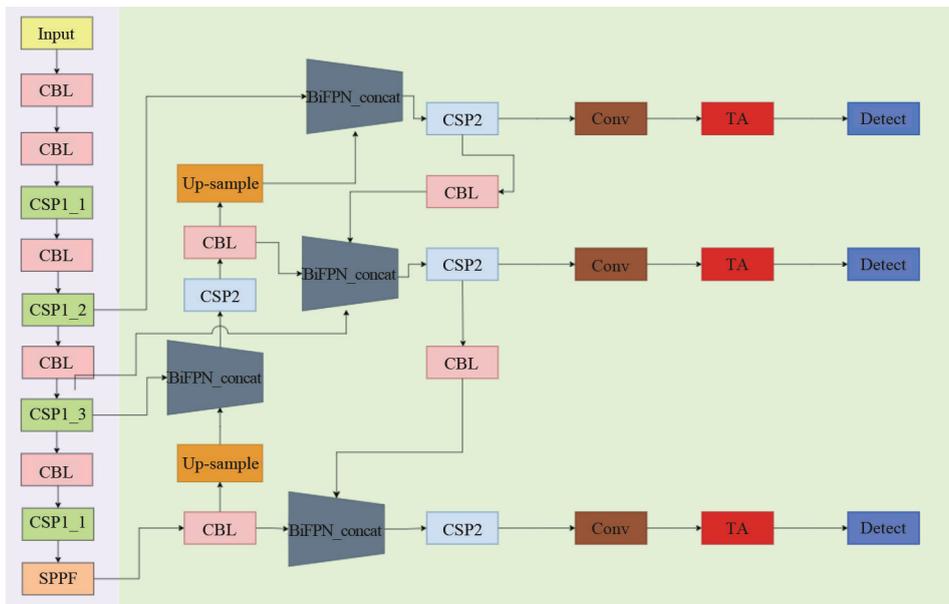


图 3 改进后的 YOLOv5s 网络结构

过滤掉多余的候选框,确保每个目标只被保留一个最具代表性的候选框。因此,NMS 存在一定的局限性,特别是在两个目标相互靠近并有重叠的情况下,仅仅通过筛选掉得分较低且重合度较高的框,可能会引发遗漏检测的问题。而由于绝缘子数据集密集,并且异常类型之间距离很近导致漏检这个问题引入 Soft NMS,该方法与传统 NMS 方法相比,区别在于它不会直接把交并比(intersection over union, IoU)超出特定阈值的边框得分设置为 0,而是通过减少这些边框的得分来处理。在应用 Soft NMS 时,一旦选出一个参考边框,当其他的预测边框的 IoU 超过了设定的阈值,这种算法不会简单地将它们剔除,而是选择性地通过降低其置信度来减弱它们的影响力。这样的处理手段有助于保留那些可能被错误丢弃的有效检测,从而在复杂场景下提升了目标检测的性能和可靠性。然后保留置信度最高的检测框,并将次高的检测框作为新的基准。按照这种循环方式,最终得到一组经过综合筛选的最优预测框,其数学表达式为

$$s_i = \begin{cases} s_i, & i_{ou}(M, b_i) < N_t \\ s_i(1 - i_{ou}(M, b_i)), & i_{ou}(M, b_i) \geq N_t \end{cases} \quad (2)$$

式中: M 为得分较高的候选先验框; b_i 为要处理的候选先验框; N_t 为设定的阈值; i_{ou} 为衰减高分的候选先验框与前一帧候选先验框的重叠分数; s_i 为剩余的第 i 个候选先验框的分数。

2 实验数据处理

2.1 数据集处理

目前,关于电力设备异常缺陷的数据集相对较为稀缺,主要来源于现场拍摄的图片以及变电站智能巡检系统历年来保存的图片人工筛选后得到。数据集缺陷类型涵盖了陶瓷绝缘子破损、陶瓷绝缘子闪络、表计破损、表计模糊、设备漏油 5 类情况,其中绝缘子原始图像仅为 422 张。由于绝缘子缺陷的尺寸较小,考虑到数据量的限制可能会影响网络模型训练的效果,因此对绝缘子数据进行了数据扩充。具体的图像增强方法如下:

- 1) 翻转:对图片进行翻转。
- 2) 亮度:对图片的亮度进行变换。
- 3) 噪声:对图片进行高斯噪声添加。

通过数据增强后最终获得 3541 张包含 5 种缺陷的电力设备异常数据集,其中绝缘子数据图片 1688 张,表盘数据图片 1064 张,漏油数据图片 789 张。在网络训练前将数据集按照训练集、测试集、验证集以 7:2:1 的比例划分。

2.2 数据标注

采用了 LabelImg 工具对电力设备图像数据集进行标记,通过人工标注的方式对数据集进行标签标注。由于数据集中的图像特点是密集分布,其中包括尺寸较小的破损和闪络异常目标,以及这些异常目标之间距离相近的情况,因此在进行异常类型

标注时需要格外细致。标注过程完成之后,每一幅图像都会生成一个与其文件名相匹配的.xml 文件,该文件记录了被标注目标的名称(name)和该目标左上角及右下角的坐标信息。标注标签为:陶瓷绝缘子损坏(jyz_sh),缺陷数量为 1260;陶瓷绝缘子闪络(jyz_sl),缺陷数量为 2723;表计模糊(bj_mh),缺陷数量为 459;表计破损(bj_ps),缺陷数量为 605;设备漏油(ly),缺陷数量为 1318。各类缺陷的样本如图 4 所示。



(a) 绝缘子闪络 (b) 绝缘子破损

(c) 表计模糊 (d) 表计破损 (e) 设备漏油

图 4 异常类型样本

3 实验结果及分析

3.1 训练参数

实验的软件环境为 Ubuntu 16.04, Pytorch 2.0.1, Torchvision 0.15.2, CUDA 10.2, 编程语言为 Python, 实验硬件环境如表 1 所示。训练使用余弦学习率衰减方法使模型精确收敛,最大学习率为 0.01,最小学习率为 0.000 1, batch size 设置为 8, epoch 设置为 100。

表 1 实验硬件环境

硬件名称	型号	数量
CPU	IntelCore i7-6800k	1
内存/GB	31.3	1
显卡	GeForce GTX 1080Ti	1
硬盘/GB	520	1

3.2 评价指标

选择使用训练后模型检测的交并比 IoU 精确率、召回率 R 、单类别平均精度值 A_p 、平均精度 m_{AP} 作为模型检测精度的评价指标^[18],其计算公式为

$$I_{oU} = \frac{A \cap B}{A \cup B} \quad (3)$$

$$P = \frac{T_p}{T_p + F_p} \quad (4)$$

$$R = \frac{T_p}{T_p + F_N} \quad (5)$$

$$A_p = \int_0^1 P(r) dr \quad (6)$$

$$m_{AP} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n A_{p_i} \quad (7)$$

式中: A 为实际的边框; B 为模型预测出的边框; T_p 为真正例的数量,即那些正确被识别为正例的情况; F_p 为假正例的数量,即错误地将负例识别为正例的情况; F_N 为假负例的数量,即那些错误地被判定为负例的正例; A_p 为根据 $P(r)$ 即精确率-召回率曲线计算的面积; m_{AP} 为不同类别中 A_p 值的平均值,它的高低直接反映了检测模型整体的精确性水平, m_{AP} 值越高意味着模型的准确度越高,下面的实验中采用交并比为 0.5 时的平均精度来评价,表示为 $mAP@0.5$ 。

3.3 消融实验

为验证所提出的几种改进方法是否有效,使用所获得数据集进行消融实验,分别测试每种改进以及混合使用的效果。实验结果如表 2 所示,“√”表示模块混合改进,可用于证明各添加模块的正面影响。通过实验结果可知,原始网络结构的精确率为 88.3%,召回率为 89%,平均精度为 88.7%。以此为基准,比较改进方法的有效性。实验 1 是将原始的 Yolov5s 中 Neck 的特征融合方式替换为 BiFPN 结构。实验 2 是在原始基础模型中加入 TA,引入这种注意力机制能够在提取物体特征信息的过程中,更加有效地筛选输出通道,从而传递更有价值的信息,以此来提升检测的准确度。实验 3 是将原始模型中 NMS 改进为 Soft NMS,由于绝缘子缺陷数据较为密集,破损绝缘子及闪络绝缘子与正常绝缘子之间距离较小,因此引入 Soft NMS 解决该问题。实验 4 是同时加入了 BiFPN 结构和 TA。实验 5 是加入了 TA 以及替换为 Soft NMS。实验 6 是对模型加入了 BiFPN 结构以及替换为了 Soft NMS。实验 7 是同时将 3 种方式一起改进原始模型。改进后的网络结构有效提升了各类设备异常的检测精度。由消融实验结果可知,3 种改进方式对原网络检测精度均有正面影响,并且 3 种改进方式同时加入到模型中时使最终的电力设备异常检测效果达到最好。

表 2 YOLOv5s 改进模型的消融实验结果比较

模型	BiFPN	TA	Soft NMS	P/%	R/%	mAP@0.5/%
原模型				88.3	89	88.7
实验 1	✓			88.7	91	91.8
实验 2		✓		90.7	97	91.9
实验 3			✓	91.1	97	90.9
实验 4	✓	✓		90.4	97	92.5
实验 5		✓	✓	90.4	92	92.2
实验 6	✓		✓	92.0	92	91.9
实验 7	✓	✓	✓	90.0	93	92.8

3.4 对比实验

3.4.1 与主流模型对比分析

为了验证模型的有效性,将模型和其他主流检测模型同时以相同的超参数进行训练,用上述评价指标进行对比,对比模型包括 SSD、YOLOv4、faster R-CNN、YOLOv5s,结果见表 3。可以看出与其他主流算法相比,所提模型检测精度最高,平均精度 m_{AP} 达到了 92.8%,特别是相较于原始 YOLOv5s 模型,其 m_{AP} 值提高了 4.1 个百分点。同时对比其他模型,单个类别的检测精度也是最好,特别是相较于

原始 YOLOv5s 模型,所提模型陶瓷绝缘子闪络、陶瓷绝缘子损坏、设备漏油异常、表计破损异常、表计模糊异常等类型的 A_p 值分别提升了 4.2、4.5、4.6、1.3、5.5 个百分点。该对比实验结果验证了所提模型对于变电站设备异常检测精度提升的有效性。

表 3 模型对比实验结果

算法	mAP@0.5/%	A_p				
		jyz_sl	jyz_sh	ly	bj_ps	bj_mh
SSD	79.4	75.2	82.4	79.1	81.3	78.9
YOLOv4	81.2	78.1	81.6	87.0	82.8	76.4
YOLOv5s	88.7	86.5	91.7	91.9	89.9	83.6
faster R-CNN	79.9	79.2	83.1	76.9	82.1	78.4
所提算法	92.8	90.7	96.2	96.5	91.2	89.1

3.4.2 与基线模型对比分析

将 YOLOv5s 基线模型与改进的模型进行详细对比,结果如图 5 所示。在检测结果中,基线模型将第 1 组的表计破损错误识别成表计模糊,还将第 4 组中的绝缘子损坏位置检测错误。在加入 BiFPN

原图

原始模型检测结果

改进后的模型检测结果

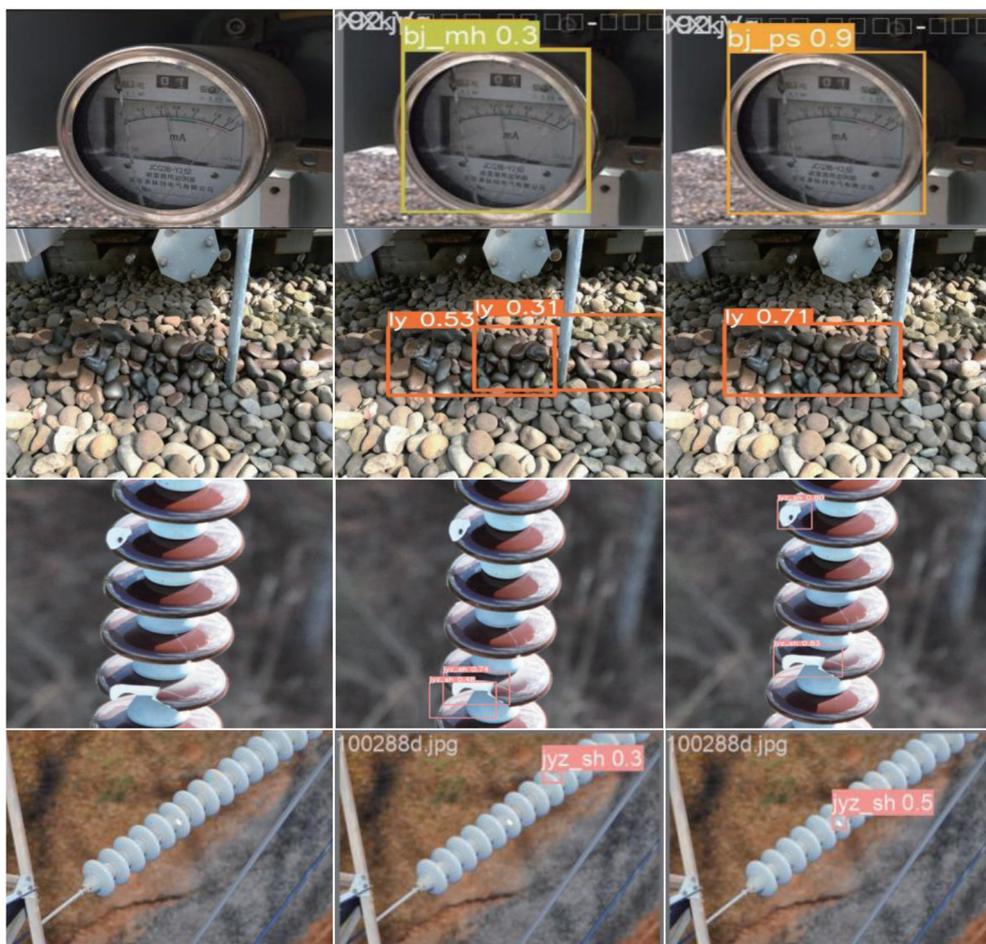


图 5 检测效果对比

特征融合模块后,由于该模块能够对不同尺度的特征进行加权融合,避免了特征融合过程中的信息丢失,从而使模型的目标误检率和漏检率有所下降。在第 2 组结果中,加入 Soft NMS 解决密集目标之间距离过近导致检测精度低的问题,提高了检测精度。在第 3 组中,原始基线模型对绝缘子破损发生了漏检,并发生检测框重复的错误,在模型中加入了 TA 机制使得模型更好地关注目标特征,降低了漏检率。如图 5 所示,所提模型在电力设备异常目标检测中效果优于原始基线模型。

3.5 DOTA 数据集对比试验

为了验证模型的泛化性,实验采用 DOTA^[27] 数据集来训练和评估模型,DOTA 数据集 v1.0 共收录 2806 张 4000×4000 的图片,总共包含 188 282 个目标。数据集中共有 15 个类别如表 4 所列。将原始模型和改进后的模型在相同的参数设置和硬件环境下进行训练。通过对训练结果的分析,评估所提算法的检测能力。由表 4 结果可以看出,所提算法在 DOTA 数据集上相较于基线模型,mAP@0.5 指标从 76% 提升到了 78.8%。

表 4 DOTA 数据集各类别目标 AP 对比

类别	YOLOv5	所提算法
小型车辆	0.807	0.810
大型车辆	0.883	0.897
飞机	0.939	0.951
储罐	0.702	0.707
轮船	0.900	0.910
港口	0.867	0.881
田径场	0.396	0.547
足球场	0.458	0.542
网球场	0.971	0.976
游泳池	0.822	0.835
棒球场	0.847	0.847
环形交叉路口	0.505	0.602
蓝球场	0.823	0.834
桥梁	0.585	0.608
直升机	0.886	0.874
所有类别	0.760	0.788

再进一步对所提改进方法和原始模型在 DOTA 数据集上的目标检测结果进行展示。从图 6 的结果可以看出,在第 1 组和第 2 组对比结果中,原始模型将原本属于轮船(ship)和足球场(soccer-ball-field)的目标漏检,而所提改进方法能够正确检测,其相较于原始基线模型降低了漏检率;在第 3 组和第 4 组对比结果中,原始模型将不属于网球场(tennis-court)

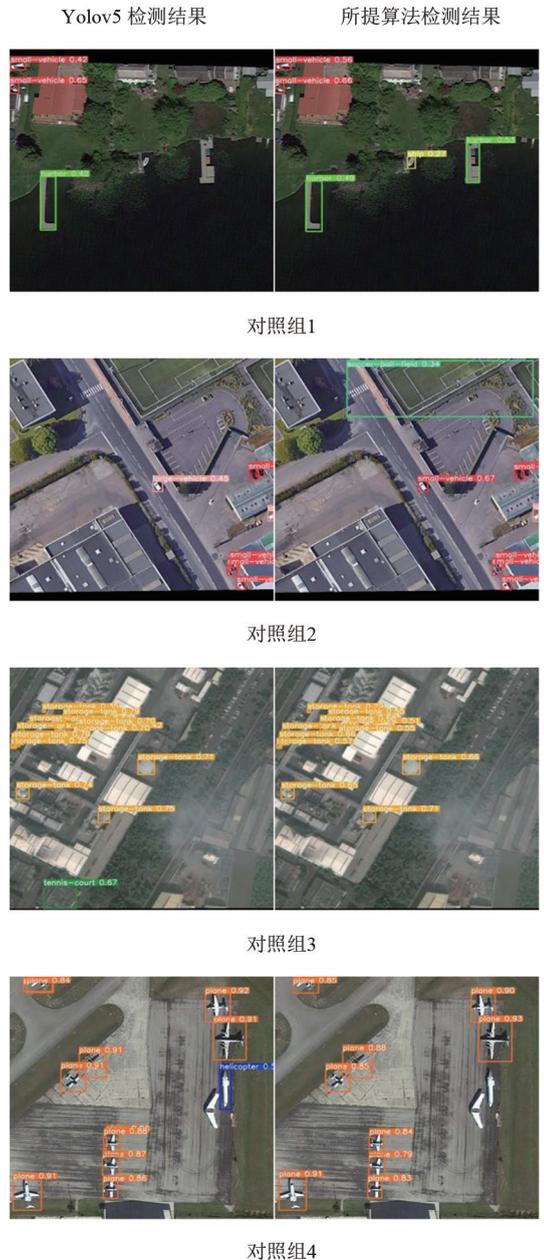


图 6 DOTA 数据集可视化结果对比

和直升机(helicopter)类别的目标错检,而所改进方法没有发生错检结果。所提改进方法相较于原始基线模型降低了错检率。综上,改进方法在一定程度上能够降低漏检和错检率,从而提高了检测精度。

4 结 论

上面针对电力设备异常目标尺度大小不一致的问题,将原始模型中特征融合模块改进为 BiFPN 特征融合模块,使其能够适应不同的输入分辨率和目标大小,可用于各种不同的目标检测任务,在不增加过多计算成本的情况下提高了检测精度。将 TA 注

注意力机制融合到 YOLOv5s 模型中,有效提升了模型在复杂场景下的检测性能。最后,针对数据集中绝缘子异常目标之间距离过近容易漏检的问题,引入 Soft NMS 替换原本的 NMS,提高了检测精度。从实验验证结果可以看出,改进后的电力设备异常检测模型相对于原始检测模型检测精度、精确率、召回率均有所提升,因此,改进模型能够更好地在智能巡检平台上实现对变电站设备异常的实时检测。

参考文献

- [1] 丁江桥,文屹,吕黔苏,等.基于时间序列和神经网络的电力设备状态异常检测方法[J].电测与仪表,2024,61(2):185-190.
- [2] 马学森,马吉,蒋功辉,等.基于注意力机制和多尺度特征融合的绝缘子缺陷检测方法[J].南京大学学报(自然科学),2022,58(6):1020-1029.
- [3] GU R, WANG G T, SONG T, et al. CA-Net: Comprehensive attention convolutional neural networks for explainable medical image segmentation[J]. IEEE Transactions on Medical Imaging, 2021, 40(2):699-711.
- [4] 王道霖,张世恒,袁斌霞,等.基于改进 YOLOv5 的轻量化玻璃绝缘子自爆缺陷检测研究[J].高电压技术,2023,49(10):4382-4390.
- [5] BOCHKOVSKI A, WANG C Y, LIAO H Y M. Yolov4: Optimal speed and accuracy of object detection[EB/OL]. [2023-04-13]. <https://doi.org/10.48550/arXiv.2004.10934>.
- [6] HOWARD A G, ZHU M, CHEN B, et al. Mobilenets: Efficient convolutional neural networks for mobile vision applications[EB/OL]. [2023-04-13]. <https://doi.org/10.48550/arXiv.1704.04861>.
- [7] 陈奎,刘晓,贾立娇,等.基于轻量化网络与增强多尺度特征融合的绝缘子缺陷检测[J].高电压技术,2024,50(3):1289-1300.
- [8] MA N N, ZHANG X Y, ZHENG H T, et al. Shufflenet V2: Practical guidelines for efficient CNN architecture design[C]//European Conference on Computer Vision (ECCV), September 8-14, 2018, Munich, Germany. 2018:122-138.
- [9] LIU X Y, JIANG H, CHEN J, et al. Insulator detection in aerial images based on faster regions with convolutional neural network[C]//2018 IEEE 14th International Conference on Control and Automation (ICCA), June 12-15, 2018, Anchorage, USA. IEEE, 2018:1082-1086.
- [10] 王旭红,李浩,樊绍胜,等.基于改进 SSD 的电力设备红外图像异常自动检测方法[J].电工技术学报,2020,35(增刊1):302-310.
- [11] 尚明鹏,周敏,陈燕军,等.融合 BiFPN 与 YOLOv5 网络的工厂火灾检测[J].智能计算机与应用,2023,13(10):137-141.
- [12] 张晶,吕京国,张济勇,等.边缘约束的遥感影像建筑物施工变化检测[J].测绘科学,2023,48(12):130-142.
- [13] 赵云龙,田生祥,李岩,等.基于注意力模型和 Soft-NMS 的输电线路小目标检测方法[J].电子科技大学学报,2023,52(6):906-914.
- [14] 齐冬莲,韩译锋,周自强,等.基于视频图像的输变电设备外部缺陷检测技术及其应用现状[J].电子与信息学报,2022,44(11):3709-3720.
- [15] 严宇,张宏伟,肖奕,等.基于轻量级卷积网络的电力绝缘子视觉检测[J].电力科学与工程,2022,38(12):38-46.
- [16] 叶树芬,施振华,苏成悦,等.基于 YOLOv5 的电力线和杆塔实时检测算法研究[J].计算机测量与控制,2022,30(11):77-84.
- [17] TAN M X, PANG R M, LE Q V. Efficientdet: Scalable and efficient object detection[C]//2020 IEEE/CVF Conference on Computer Vision and Pattern Recognition, June 13-19, 2020, Seattle, USA. IEEE, 2020:10781-10790.
- [18] MISRA D, NALAMADA T, ARASANIPALAI A U, et al. Rotate to attend: Convolutional triplet attention module[C]//2021 IEEE Winter Conference on Applications of Computer Vision(WACV), Jan.3-8, 2021, Waikoloa, USA. IEEE, 2021:3139-3148.
- [19] ZHANG T, ZHANG Y N, XIN M L, et al. A lightweight network for small insulator and defect detection using UAV imaging based on improved YOLOv5[J]. Sensors,2023,23(11):5249.
- [20] 王瑞婷,王海燕,陈晓,等.基于混合卷积与三重注意力的高光谱图像分类网络[J].智能系统学报,2023,18(2):260-269.
- [21] 蔡嘉磊,茅智慧,李君,等.基于深度学习的目标检测算法与应用综述[J].网络安全技术与应用,2023(11):41-45.
- [22] JIANG B R, LUO R X, MAO J Y, et al. Acquisition of localization confidence for accurate object detection[C]//European Conference on Computer Vision (ECCV), September 8-14, Munich, Germany.2018:816-832.
- [23] 苟军年,杜慷慷,王世铎,等.轻量化特征融合的 CenterNet 输电线路绝缘子自爆缺陷检测[J].北京

航空航天大学学报,2024,50(7):2161-2171.

[24] 赵大贺,姚晓通.基于轻量级卷积网络的复杂背景下接触网绝缘子识别[J].电瓷避雷器,2022(3):172-178.

[25] DUAN K W, BAI S, XIE L X, et al. CenterNet: Keypoint triplets for object detection[C]//2019 IEEE/CVF International Conference on Computer Vision (ICCV), Oct. 27 - Nov. 2, 2019, Seoul, Korea. IEEE, 2019: 6569-6578.

[26] HOWARD A G, ZHU M L, CHEN B, et al. Mobilenets: Efficient convolutional neural networks for mobile vision applications[EB/OL].[2023-04-13].https://doi.org/10.48550/arXiv.1704.04861.

[27] XIA G S, BAI X, DING J, et al. DOTA: A large-scale dataset for object detection in aerial images[C]//2018 IEEE/CVF Conference on Computer Vision and Pattern Recognition, June 18 - 23, 2018, Salt Lake City, USA. IEEE, 2018:3974-3983.

—————
(上接第 31 页)

[11] SUN W, WANG Y W. Short-term wind speed forecasting based on fast ensemble empirical mode decomposition, phase space reconstruction, sample entropy and improved back-propagation neural network[J]. Energy Conversion and Management, 2018, 157:1-12.

[12] YU C J, LI Y L, BAO Y L, et al. A novel framework for wind speed prediction based on recurrent neural networks and support vector machine [J]. Energy Conversion and Management, 2018, 178:137-145.

[13] 孙荣富,张涛,和青,等.风电功率预测关键技术及应用综述[J].高电压技术,2021,47(4):1129-1143.

[14] 王瑞,李虹锐,逯静,等.基于VMD-LILGWO-LSSVM短期风电功率预测[J].河南理工大学学报(自然科学版),2024,43(2):128-136.

[15] 程先龙,保佑智,何度江,等.基于EMD-ELM-LSTM的短期风电功率预测[J].昆明理工大学学报(自然科学版),2023,48(6):78-87.

[16] 黄睿,朱伶俐,高峰,等.基于变分模态分解的卷积长短时记忆网络短期电力负荷预测方法[J].现代电力,2024,41(1):97-105.

[17] 史彭珍,魏霞,张春梅,等.基于VMD-BOA-LSSVM-AdaBoost的短期风电功率预测[J].太阳能学报,2024,45(1):226-233.

[18] 唐贵基,刘尚坤.基于VMD和谱峭度的滚动轴承早期故障诊断方法[J].中国测试,2017,43(9):112-117.

[19] 冉茂霞,黄沁元,刘鑫,等.基于优化变分模态分解

[28] LI K, WANG G, CHENG G, et al. Object detection in optical remote sensing images: A survey and a new Benchmark [J]. ISPRS Journal of Photogrammetry and Remote Sensing, 2020, 159:296-307.

作者简介:

邹璇(1976),男,硕士,高级工程师,主要从事变电运维及设备监控运行管理及技术研究;

杨玥坪(1997),男,硕士,助理工程师,研究方向为电网设备在线监测及故障诊断技术;

廖文龙(1989),男,硕士,高级工程师,主要从事电力设备多物理场仿真、在线监测及运维检修技术研究;

刘睿(1974),女,正高级工程师,主要从事变压器监测诊断技术研究;

王振宇(1998),男,硕士,助理工程师,主要从事电力设备在线监测及故障诊断技术研究;

孙璐(1999),女,硕士研究生,研究方向为目标检测;

唐浩(1998),男,硕士研究生,研究方向为目标检测与图像处理。

(收稿日期:2024-05-21)

—————
的磁瓦内部缺陷检测[J].浙江大学学报(工学版),2020,54(11):2158-2168.

[20] AZIZI M, AICKELIN U, A. KHORSHIDE H A, et al. Energy valley optimizer: A novel metaheuristic algorithm for global and engineering optimization [J]. Scientific Reports, 2023, 13:226.

[21] 李艳,彭春华,傅裕,等.基于CNN-LSTM网络模型的风电功率短期预测研究[J].华东交通大学学报,2020,37(4):109-115.

[22] 徐灵.基于EMD-TCN-GRU超短期电力负荷预测[J].船电技术,2024,44(10):50-54.

[23] 赵兵,王增平,纪维佳,等.基于注意力机制的CNN-GRU短期电力负荷预测方法[J].电网技术,2019,43(12):4370-4376.

[24] 孟安波,陈顺,王陈恩,等.基于混沌CSO优化时序注意力GRU模型的超短期风电功率预测[J].电网技术,2021,45(12):4692-4700.

[25] SHIH Shun-Yao, SUN Fan-Keng, LEE Hung-yi. Temporal pattern attention for multivariate time series forecasting[J]. Machine Learning, 2019, 108(8):1421-1441.

[26] 王渝红,史云翔,周旭,等.基于时间模式注意力机制的BiLSTM多风电机组超短期功率预测[J].高电压技术,2022,48(5):1884-1892.

作者简介:

朱童(1992),男,硕士,工程师,研究方向为电力系统运行与控制。

(收稿日期:2024-05-13)

电力用防火封堵材料发展现状

曾晓亮^{1,2}, 兰新生^{1,2}, 李文雄³, 郭德明³, 王 燕^{1,2}, 赵海波³

(1. 国网四川省电力公司电力科学研究院, 四川 成都 610041; 2. 电力物联网四川省重点实验室, 四川 成都 610041; 3. 四川大学建筑与环境学院 环境与火安全高分子材料协同创新中心 高分子材料国家重点实验室 环保型高分子材料国家地方联合工程实验室, 四川 成都 610064)

摘要:对电力系统中防火封堵材料的发展历程进行了系统性的回顾,并探讨其在不同应用场景下的适用性及未来发展趋势。首先,对电力防火封堵材料进行了分类,并详细阐述了各类材料的特性及其单独或组合使用的优势;其次,通过具体案例分析,针对不同功能建筑、电力设施及封堵部位,探讨了适宜的封堵材料选择策略;最后,结合国家相关标准和近期研究进展,对电力防火封堵材料的未来发展方向进行了展望。

关键词:防火封堵材料; 类型演变; 场景适配

中图分类号:X 92 **文献标志码:**B **文章编号:**1003-6954(2025)01-0072-05

DOI:10.16527/j.issn.1003-6954.20250110

Development Status of Firestop Materials for Power System

ZENG Xiaoliang^{1,2}, LAN Xinsheng^{1,2}, LI Wenxiong³, GUO Deming³, WANG Yan^{1,2}, ZHAO Haibo³

(1. State Grid Sichuan Electric Power Research Institute, Chengdu 610041, Sichuan, China; 2. Power Internet of Things Key Laboratory of Sichuan Province, Chengdu 610041, Sichuan, China; 3. College of Architecture and Environment, The Collaborative Innovation Center for Eco-Friendly and Fire-Safety Polymeric Materials (MoE), State Key Laboratory of Polymer Materials Engineering, National Engineering Laboratory of Eco-Friendly Polymeric Materials (Sichuan), Sichuan University, Chengdu 610064, Sichuan, China)

Abstract: The development history of firestop materials in electrical systems is systematically reviewed, and their applicability in different scenarios as well as future trends are discussed. Firstly, firestop materials used in electrical systems are categorized, and the characteristics of each type of material and the advantages of their individual or combined use are described in detail. Secondly, through case analysis, the appropriate selection strategies of firestop materials for buildings with different functions, electrical facilities and sealing locations are discussed. Finally, the future development direction of firestop materials in electrical systems is prospected combined with national standards and recent research progress.

Key words: firestop materials; type evolution; scene adaptation

0 引言

电力是国家能源体系的重要支柱,发电厂、变电站等电力设施作为电力输送的核心枢纽点,对保障电力可靠供应和经济社会高质量发展至关重要。然而部分电力设备可能因过载、老化或故障而引发着火,甚至蔓延成灾。因电力设备设施火灾具有发展

速度快、破坏力大等特点,一旦发生,可能会造成严重的经济损失和不良社会影响。

为了预防电力系统火灾事故,阻断火势蔓延及其连锁反应,防火封堵材料等被动防火措施应运而生。它们可在火灾发生和蔓延过程中,利用材料或构筑物自身的阻燃性、分隔性、耐火性等特性,将火势控制在小范围内,使经济损失和不良影响降到最低^[1-4]。防火封堵材料广泛用于封堵各种贯穿孔,如穿墙套管、电缆穿过防火隔断、电缆进出等形成的

各种开口以及电缆桥架的防火分隔,以免火势通过这些开口及缝隙扩散。近年来,针对电力设备设施防火封堵需求,许多研究机构和生产企业在新材料研发、封堵构造优化、施工与工程应用等方面开展了诸多卓有成效的工作。

1 电力防火封堵材料的类型演变

1.1 同种防火封堵材料单独使用

20世纪70年代,电力系统防火封堵才在国内得到重视,当时所用材料主要依赖进口^[2]。到了20世纪80年代,第一代无机防火封堵材料和有机防火封堵材料被四川和上海消防研究所成功研制^[3]。1989年,国产阻燃包问世,并逐渐应用到电力电信、民用建筑等领域^[5],但此时的阻燃包在烟气密封、防潮耐久、绿色环保等方面存在严重问题,无法满足一些行业的特殊要求。1998年,一种耐水耐油、施工简便、耐火隔热且可在不破坏的情况下重复拆卸使用的塑性防火封堵材料和防火枕研制成功,在天津市电话局、长信大厦以及百货大楼新厦的应用中效果良好^[3]。

直到21世纪初,主流的电力防火封堵材料依旧为前述3类^[4,6-8]:1)有机防火封堵材料、塑性防火封堵材料和防火泥,以有机合成树脂为粘接剂,加入防火剂和大量填料制得,特点是柔韧、可塑且施工方便;2)无机防火封堵材料和速固防火封堵材料,以速干水泥为基料,加入防火剂和耐火填料制得,特点是耐火极限与机械强度较高;3)阻燃包、防火包和耐火包,以不燃或阻燃的纤维布为包装材料,填入阻燃剂制得,特点是可以封堵较大的孔洞且拆换方便。

根据环保的大趋势以及“资源节约型、环境友好型和工业化”的功能要求,上述防火封堵材料在实际应用中均存在一定的局限性。基于热膨胀防火机制,上海消防所研发出两种环保型热膨胀防火封堵材料^[9]。一是无卤膨胀有机封堵材料。该材料具有一定的柔软性和弹性,在热流中体积可膨胀超过3倍,且生成的炭质隔热层强度较高,因此可以填充贯穿孔洞及狭小缝隙,阻止火势蔓延,抵挡一定压强的水压冲击,耐火极限大于4h。值得一提的是无卤膨胀有机封堵材料在高温下产生的有毒烟气较少,优于传统的有机封堵材料。二是复合膨胀防火板。该材料作为一种新型的防火封堵材料,在火焰作用下

可膨胀10~20倍,且膨胀层具有一定强度,耐火时间同样大于4h。复合膨胀防火板可任意切割,便于现场安装,且可重复使用。另外,环保型阻燃膨胀模块也值得关注,其在火场中可以快速膨胀形成具有优异隔热能力的膨胀体,其特点包括质轻环保、耐候耐久、有效期长、耐火时间长、防鼠咬等^[10]。

后来随着国家标准GB 23864—2009《防火封堵材料》的颁布,防火封堵材料才逐渐演变成了目前常用的板材、泡沫、岩棉、阻燃模块、防火密封胶、柔性有机封堵材料、无机封堵材料、阻燃包等^[11]。其中,防火泡沫在高温环境可以迅速膨胀封堵孔口,自身柔韧性较好且质轻;防火密封胶可粘结多种建材,既能防火又能密封^[12]。

当然,还有一些特殊的电力防火封堵材料值得关注。其中,多电缆穿隔系统(multi-cable-transit, MCT)电缆密封装置是预制的标准组件,由金属框架和橡胶模块组成,内部的锁紧装置在电缆嵌入后可以改变内径大小,起到密封的作用,从而阻止火焰、烟气等通过,具有拆卸方便的特点^[13];防火密封板是一种硬质不燃板材,防火隔热性能好,承载能力强,方便切割和钻孔,适合封堵大型贯穿孔洞。电缆护套在发生火灾时极易软化熔融,可能引起短路或其他连锁反应,因此,一般将电缆放置在耐火的电缆桥架中。防火密封板在用作电缆桥架时具有抗爆性能好、强度高、耐高温、耐老化等优点,而传统的不燃无机复合板则不具备抗爆能力,温度较高时易炸裂^[14];美国STI特种技术有限公司开发出了多种兼具耐火和气密性且环保的防火封堵材料产品,包括同时具备隔热、阻烟以及隔音能力的LC防火密封胶和反复拉伸不脆化的FPS162防火涂层板等^[2]。

1.2 多种防火封堵材料组合使用

当前防火封堵材料种类繁多,在实际应用中,对于同一个贯穿孔口或电缆缝隙,一种防火封堵材料往往难以达到较高的防火封堵要求,需要多种防火封堵材料的组合使用^[15]。

1)电缆穿楼板孔洞的防火封堵^[6]。对于这种较为规则的孔洞,首先,在楼板底部用防火隔板按照孔洞尺寸加工出对应的方形;然后,用有机防火封堵材料包裹住电缆周边,在楼板中间用防火包填满;最后,在楼板上平面用有机防火封堵材料密封填堵洞口,电缆和防火包之间的缝隙用有机封堵材料填堵,如图1所示。另外,预留孔洞用岩棉封堵,下部仍然

用防火隔板隔断。

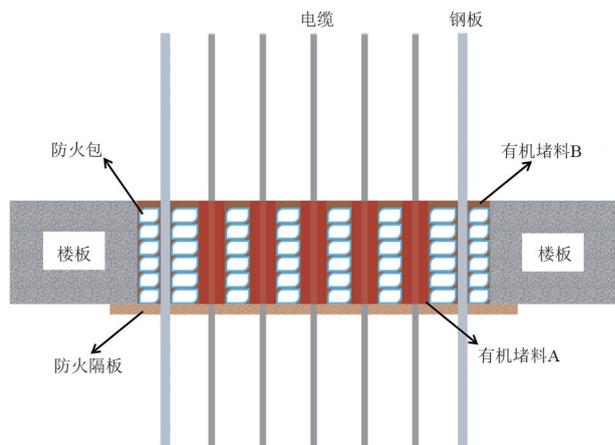


图 1 电缆穿楼板孔防火封堵

2) 电缆沟的防火封堵^[16]。如图 2 所示,可以采用设置阻火墙的方式对电缆沟进行封堵,阻火墙由防火隔板、防火包、无机防火砖和有机封堵材料筑成。首先,安置防火隔板;然后,砌入无机防火砖;接着,用有机封堵材料均匀包裹电缆,在其余空隙位置堆入防火包,再用有机封堵材料填补所有缝隙;最后,对阻火墙两侧的电缆刷涂防火涂料。

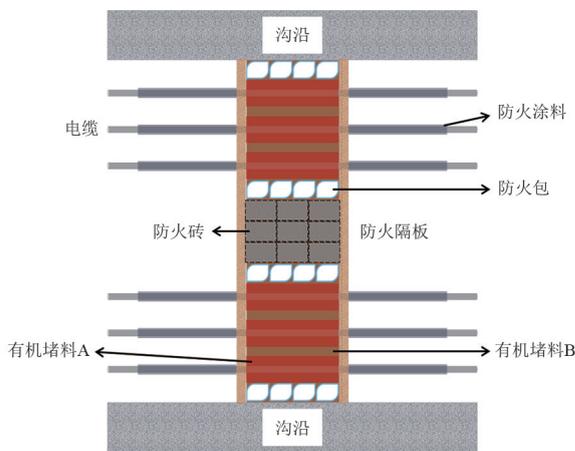


图 2 电缆沟阻火墙

2 电力防火封堵材料的场景适配

防火封堵材料的选择以及构造形式需与实际电力工程场景匹配,才能充分发挥防火封堵措施的最大效能,电力系统不同封堵场景的分类如图 3 所示。

2.1 不同功能建筑

电力系统中存在不同类型的发电站,比如水力发电站、火力发电站和核电站等。其中,水电站内油泵房、油库区等火灾风险较大场所的电缆应穿管敷设,管口应进行防火封堵,电缆桥架上应设置阻火

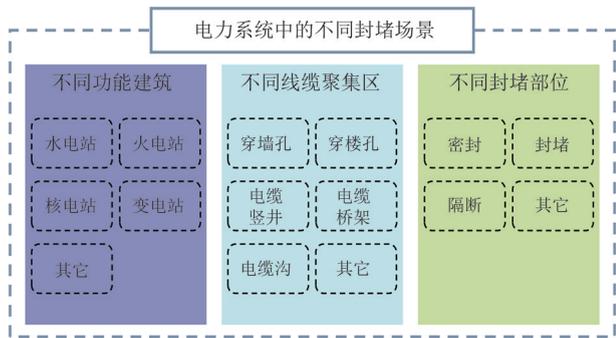


图 3 电力系统防火封堵场景分类

网。电缆沟应采用阻火墙设置防火分隔点,电缆穿孔、电缆桥架穿孔等孔洞封堵方式与普通穿墙孔封堵方式类似^[17]。

火电站一般选用常规防火封堵材料,包括无机封堵材料、有机封堵材料、阻火包和阻火模块等,其中阻火模块的主要成分为无机膨胀材料,其特点是具备凹凸自锁功能,机械性能好,不易变形坍塌,一般用来封堵大型孔洞。在施工过程中,通常采用与水电站相似的施工方式。

核电站因其功能特殊性,在电力火灾发生时,不仅可能导致区域性停电,还可能造成放射性物质泄漏,从而引起环境污染和人员伤亡。其主要采用的防火封堵材料包括防火水泥、硅橡胶或泡沫、MCT 水密阻火模块^[18]等,其中含铅硅泡沫用于对存在放射性位置的封堵。核电站的防火封堵施工方式需要结合现场电缆的敷设情况进行改进,工艺更为复杂。另外,核电站的封堵要求更为苛刻,除了需要达到一般的电缆防火封堵标准以外,生物屏蔽能力也作为一项重要指标^[19]。

在变电站(换流站)的防火封堵施工中,换流站阀厅穿墙套管防火封堵要求最为特殊。目前国内换流变压器均与阀厅毗邻布置,换流变压器阀侧套管/升高座贯穿防火墙进入阀厅内,贯穿处产生洞口,待换流变压器安装完毕之后需对该洞口实施防火封堵,不仅需满足结构抗爆需求,还应具有较高的耐火极限^[20]。此外,电力电缆通道、信息机房、配电房等典型电力场所均存在防火封堵需求,且对防火封堵材料耐候性等较高要求。

2.2 不同电力设施

同一类型建筑物内不同电力设施选用的防火封堵材料不同^[21-22]。

对于换流站阀厅穿墙套管的防火抗爆封堵,通常采用 5 层孔洞封堵结构材料,典型的由内而外分

别为不锈钢面硅酸铝复合防火板、镁质防火板、不锈钢龙骨、不锈钢面硅酸铝复合防火板以及镁质防火板^[23],或者岩棉板、纤维抗爆板、不锈钢龙骨、纤维抗爆板以及岩棉板,后者同时具有优异的抗爆能力^[24]。

对于电缆穿墙孔洞封堵,若孔洞较小,可直接使用有机封堵材料进行封堵。对于穿楼孔洞、电缆竖井等孔洞封堵,一般是将防火隔板、阻火包、有机封堵材料和无机封堵材料组合使用,还应确保电缆通过部位的厚度和强度要满足要求。对于电缆保护管,孔壁和保护管之间的缝隙以及保护管和两端电缆之间的缝隙均采用柔性有机封堵材料封堵,必要时在保护管两端使用阻火圈。对于电缆沟,主体封堵材料可选用防火板、耐水无机封堵材料或防火包,其中防火板中间夹不燃纤维,底部安装排水管,缝隙采用柔性有机封堵材料,耐水无机封堵材料与防火包类似,但防火包不适用于存在积水的电缆沟。对于电气盘柜底部,主要使用防火板、硅橡胶防火封堵材料进行封堵。

2.3 不同封堵部位

1) 选用耐火材料构造封闭空间对目标电缆进行密封保护。其中,典型的密封场景为电缆桥架中电缆的防火封堵。当线缆完全被密封结构包裹后,由于密封材料自身的耐火以及受热膨胀特性,即便被包裹电缆发生故障而起火,也会因为环境氧浓度过低而熄灭,不仅如此,外部火势也难以突破难燃或不燃的密封结构,从而保障了内部电缆的安全运行。

2) 选用无机封堵材料、有机封堵材料或防火包等对线缆穿墙或穿楼孔洞进行封堵。如果空隙较小,可选用有机封堵材料进行封堵,若较大,则可选无机封堵材料或防火包。其中,有机封堵材料在遭遇高热火焰时,会生成硬质膨胀炭层,起到较好的阻燃、隔烟以及隔热作用。

3) 选用防火隔板等对电缆通道中的大型孔洞进行隔断分区。利用防火板热膨胀后形成的硬质层进行隔断,可以借此在电缆竖井、电缆沟等适当位置设置防火段,从而将较大的孔洞通路进行封闭和隔断^[14]。

3 电力防火封堵材料的未来趋势

最新国家标准 GB/T 51410—2020《建筑防火封

堵应用技术标准》^[25]中对“电气线路贯穿孔口的封堵”的规定有:对于高压电缆,应采用具有弹性的防火封堵材料;使用时存在振动的场所或者高压电缆槽盒,应采用具有弹性的防火封堵材料封堵。此外,电缆通道一般为高湿高热环境,对防火封堵材料的耐候耐久性要求较高。传统的柔性有机封堵材料在封堵面积较大时封堵不易垮塌^[26],力学性能较差易变形,在高温环境下容易抽丝滴流、风干易开裂,而在低温环境下容易脱落而失效^[27],耐老化能力较差,需要经常更换^[28]。实地调研有机封堵材料封堵情况的现场照片如图 4 所示,足以说明其难以满足上述要求和规定。因此,具有优异回弹性能的有机硅弹性体材料用于防火封堵受到越来越多的关注^[29]。有机硅弹性体作为一种柔弹性有机防火封堵材料,具备绝缘抗震、耐高低温、疏水防潮、防污耐候等先天优势^[30],与现役柔性有机封堵材料防火泥有着本质不同,因其一体成型、弹性优异、水密气密性更好,便于施工以及更换,并且其热稳定性优异、阻燃耐火、使用期限长,可替代传统的柔性有机封堵材料用于贯穿孔口的防火封堵。



图 4 某变电站内有机封堵材料的现场照片

文献[31]报道了一种硅酮防火封堵材料,通过模拟试验发现其耐火隔热性和完整性均较优,能达到 2 h 的耐火极限。目前,在中广核“华龙一号”核电站已经使用多种有机硅弹性体作为电缆的防火封堵材料,包括低密度 RTV-2 硅橡胶泡沫、中高密度 RTV-2 硅橡胶、高密度柔性 RTV-2 硅橡胶、硅橡胶防火布和 RTV-1 防火密封胶,并正在尝试推广^[32-33]。不仅是核电站,还包括火电站、海上发电平台^[12]、变电站^[34]以及换流站^[35]等场所均可采用有机硅弹性体材料对孔洞进行封堵。区别在于,核电厂更为特殊,普通防火封堵可以选用低密度有机硅泡沫柔性防火封堵材料,如果是有生物屏蔽防护要求的防火封堵,则须采用高密度有机硅橡胶进行封堵。

有机硅弹性体自身的阻燃抑烟以及耐火性能并不佳,在电气火灾发生时,有机硅弹性体将被点燃,在持续的高温火焰灼烧后,仅留下疏松脆弱易坍塌的二氧化硅残余物,无法抵御高温热流的冲刷。为提升其防火性能,文献[34]已经开发出一种用于变电站的阻燃有机硅橡胶防火封堵材料,通过向硅橡胶中加入三聚氰胺和氢氧化铝获得了良好的阻燃效果,具有方便施工、封堵效果好等特点。文献[36]采用34%甲基乙烯基硅橡胶、35%阻燃剂、12%陶瓷微粉、10%白炭黑、7%硼纤维、2%树木灰烬以及微量硫化剂和羟基硅油制备出一种阻燃硅橡胶材料,通过结构设计与金属材料结合应用于电力电缆孔洞防火、防水封堵,拥有较高的阻燃性。四川大学、应急管理部四川消防研究所等单位基于陶瓷化阻燃硅橡胶,开展了大量研究工作,制备出了低烟低毒的防火封堵材料,耐火极限达到2 h以上,但在模块化封堵构造和封堵系统综合性能提升上有待进一步研究。

4 结 论

1)在电力系统中,防火封堵材料的性能不仅取决于其固有特性,还受到其结构形式、施工技术、环境适应性以及防爆性能等因素的影响。因此,在对不同电力场所和设施进行防火封堵时,必须全面考虑这些因素,以确保防火封堵的有效性。

2)目前防火封堵材料研究多聚焦于材料合成制备与应用、产品设计与性能升级等方面,较少剖析原料组分对耐火性能及其他各项性能的作用规律与影响机制、电力火灾等特殊升温条件下防火封堵材料耐火性能演变规律等,有必要全面探索相关演变规律,进一步指导防火封堵材料的研发和制备,满足相关场景应用需求。

3)目前对于防火封堵材料在不同服役环境下的长效服役安全性研究较少,尤其缺少针对电力领域典型服役环境下的防火封堵材料老化的研究,例如换流站、变电站、电缆沟道等典型场景。需进一步研究高耐候性防火封堵材料,提升其耐湿热性能、耐紫外辐照性能、耐高低温性能等。

参考文献

[1] IRCLAND B. The fires within: Firestop systems education

for electrical engineers and contractors [J]. *Electrical Construction and Maintenance*, 2013, 112(5):18-23.

- [2] 雷蕾,严恩泽,杨卫国,等. 电气线路贯穿孔口防火封堵应用现状研究[J]. *安全*, 2020, 41(2):17-26.
- [3] 韩伟平,郝凤朝,徐桦. 防火封堵材料[J]. *天津科技*, 1998(4):40.
- [4] 李富强,殷友好,姚斌. 防火封堵材料在电缆竖井封堵中的应用[J]. *安徽消防*, 2000(12):31.
- [5] 于忠伟. 国内外电缆防火材料施工工艺比较[J]. *吉林电力*, 2007, 35(4):42-43.
- [6] 朱保汉,李晖. 电缆防火封堵设计[J]. *建筑电气*, 2007, 26(9):61-64.
- [7] 罗勇. 防火封堵材料在电缆竖井封堵中的重要性及其应用[J]. *广西民族大学学报(自然科学版)*, 2007, 13(增刊1):13-14.
- [8] 杜竹青. 电缆竖井封堵中防火封堵材料的重要作用分析[J]. *江西建材*, 2014(3):229.
- [9] 陈栋梁,边福利. 热膨胀型电缆防火封堵材料研究[J]. *消防技术与产品信息*, 2003(3):25-26.
- [10] 张茜茹. 环保型电缆防火材料在变电站中的应用[J]. *科技情报开发与经济*, 2010, 20(32):168-170.
- [11] 全国消防标准化技术委员会第七分技术委员会. 防火封堵材料: GB 23864—2009[S]. 北京:中国标准出版社, 2009.
- [12] 罗琼瑶,甘子琼,彭波. 高层建筑防火封堵研究综述[C]//2021年中国消防协会科学技术年会论文集. 北京:中国消防协会, 2021:493-496.
- [13] 肖立娟. 海上发电平台电缆防火封堵研究[J]. *建筑经济*, 2020, 41(增刊2):328-330.
- [14] SUN Zhuo-er, ZHOU Yang. Discussion on fire-proof sealing technology and product [J]. *Procedia Engineering*, 2016, 135:644-648.
- [15] 徐志明. 高层建筑的电气专业防火封堵探讨[J]. *工程技术研究*, 2016(7):242-243.
- [16] 邵珠芬,姜如洋. 仙居抽水蓄能电站电缆防火封堵探究[J]. *工程技术研究*, 2019(22):161-162.
- [17] 陈婷. 浅谈水电站电缆防火及封堵设施设计[J]. *水电站设计*, 2002, 18(1):46-47.
- [18] 李海青,王金栋,丁云,等. 高温气冷堆核岛电缆孔洞封堵方案研究[J]. *消防科学与技术*, 2023, 42(8):1063-1066.
- [19] 潘鹏. 浅析核岛电缆防火封堵设计与火电站差异[J]. *科技创新与应用*, 2016(26):174.
- [20] 钟波,蒋亚强,张佳庆,等. 特高压换流站阀厅新型防火防爆封堵系统研究[J]. *消防科学与技术*, 2021, 40(2):231-234.

(下转第 110 页)

考虑条件风险价值的配电网开关规划最优模型

江均, 芦杨, 杨涛, 周龙翔, 邓道强

(国网四川省电力公司泸州供电公司, 四川 泸州 646000)

摘要: 安装开关设备能够有效提升配电网可靠性, 减少系统停电损失成本, 但是故障发生的随机性给开关规划方案的价值带来投资风险, 为此提出了考虑条件风险价值的配电网开关规划模型。该模型可以规划开关的数量和配置点位, 使期望利润最大化并最小化投资风险, 其中: 故障的随机性利用序贯蒙特卡洛模拟法和快速前代消除技术建模; 风险利用条件风险价值表示, 通过风险偏好系数将期望利润和条件风险价值整合到同一目标函数中以考虑电网公司的风险偏好。该模型被建模成混合整数线性模型的形式, 能够利用 CPLEX 等商业求解器在有效的运行时间内求解。最后, 以 RBTS4 配电系统作为算例进行仿真分析。结果表明了在开关规划问题中考虑条件风险价值的必要性, 并分析了不同关键参数对开关规划方案的影响。

关键词: 配电网; 条件风险价值; 开关规划; 可靠性; 混合整数线性规划

中图分类号: TM 76 **文献标志码:** A **文章编号:** 1003-6954(2025)01-0077-08

DOI: 10.16527/j.issn.1003-6954.20250111

Optimal Switch Planning Model of Distribution Network Considering Conditional Value at Risk

JIANG Jun, LU Yang, YANG Tao, ZHOU Longxiang, DENG Daoqiang

(State Grid Luzhou Electric Power Supply Company, Luzhou 646000, Sichuan, China)

Abstract: The installation of switch equipment can effectively improve the reliability of distribution network and reduce the cost of power outages. However, the random of failures will affect the value of switch planning scheme, which will bring financial risks. Therefore, an optimal switch planning model of distribution network considering conditional value at risk is proposed to deal with this risk. The model can plan the number and configuration location of switches, which can maximize the expected profit and minimize the financial risk. Among them, the random of failures is modeled by sequential Monte-Carlo simulation and fast forward reduction technology, and the risk is expressed by the conditional value at risk. The expected profit and the conditional value at risk are integrated into the same objective function through the risk index to consider the risk appetite of grid company. The model is modeled as a mixed integer linear model, which can be solved within effective runtime by using commercial solvers such as CPLEX. Finally, the RBTS4 distribution system is taken as a case for simulation analysis. The result shows the necessity of considering conditional value at risk in optimal switch planning problem, and the influence of different key parameters on switch planning scheme is analyzed.

Key words: distribution network; conditional value at risk; switch planning; reliability; mixed integer linear programming

0 引言

用户对供电可靠性的要求越来越高^[1-2], 在配电网中规划开关设备可以通过减少故障定位时间和故障隔离时间提高系统可靠性, 但同时也会带来投

基金项目: 国网四川省电力公司科技项目(521912230001)

资、安装与维护成本, 降低配电系统的经济性。因此有必要通过成本/收益分析确定开关设备的最优规划方案^[3-4]。同时, 故障事件发生的随机性可能会给安装开关设备的收益带来很大的不确定性, 这种不确定性给电网公司造成了巨大的投资风险^[5], 会极大地影响开关规划方案的价值。因此有必要在开关规划问题中考虑电网公司的投资风险。

目前,国内外已经有很多学者对配电网开关规划问题进行了研究,所采用的方法大体可以分为两大类:启发式算法^[6-12]和数学规划方法^[13-16]。启发式算法中:文献[6]对配电网供电可靠性与馈线自动化终端配置的敏感性进行了分析,采用故障模式与后果分析法,提出了基于配电网可靠性发展目标的配电终端规划方法;文献[7]研究了考虑配电自动化的配电网可靠性评估方法,提出了一种配电自动化终端布局科学规划方法并用遗传算法进行求解;文献[8]提出了一种基于粒子群算法的辐射状配电网多目标开关优化布置方法,能够提供一组完整的解决方案;文献[9]以用户停电成本和开关投资成本之和最小为目标,利用免疫算法得到了配电网最佳开关规划方案。尽管上述文献能够利用启发式算法得到合理的开关规划数量和位置,但并不能保证全局最优解,并且在大规模系统中实施会有较大的计算负担,不利于实际应用。因此有学者利用数学规划方法,特别是混合整数线性规划模型寻找最佳解决方案,如:文献[13]提出了计及远程自动开关故障率和负荷增长率的配电系统开关优化配置策略,并将该策略描述为混合整数线性模型,保证解的最优性;文献[14]考虑了故障发生的随机性,以混合整数线性模型的方式提出了配电网自动开关规划方法;文献[15]提出了一种新的含配电自动化终端的可靠性分析方法,实现了可靠性计算与优化求解的分离,并采用商业求解器求解;文献[16]提出了主动配电网中考虑条件风险价值的智能软开关的规划方法,将模型建立为二阶锥模型以快速求解,但其目的是提高配电网的灵活性、经济性与稳定性,并未考虑在故障场景下开关的隔离、转供作用。

上述研究虽然从不同侧面研究了开关规划问题,但是并没有基于混合整数线性模型在开关规划问题中考虑故障随机性的影响以及相关的投资风险。在实际系统中,不同的开关规划设计方案会导致不同的初期投资成本和后续运维成本。开关设备发生故障是不可避免的,而故障发生的时间和严重程度存在不确定性。因此,在实际的开关规划中投资与回报存在不确定性,需要考虑风险偏好以及风险规避等因素,在满足可靠性、灵活性等前提下提高经济性。为此,提出了考虑条件风险价值(conditional value at risk, CVaR)的配电网开关规划模型。CVaR用于投资风险量化,其含义为在某一置信度下,风险

损失大于给定的风险价值(value at risk, VaR)临界值的风险平均损失值,克服了 VaR 不能满足一致性、尾部损失测量的非充分性以及不能正确识别风险和缺乏次可加性等缺点。CVaR 已经应用于电力系统风险决策以及电力市场方面^[17],但尚未被考虑在基于混合整数线性模型的配电网开关规划问题中。下面首先介绍了故障场景集的生成方法,并利用快速前代消除技术进行故障场景缩减以提高求解效率;其次,提出了考虑 CVaR 的配电网开关规划模型,以最大化期望利润并最小化投资风险;最后,以 RBTS4 配电系统作为算例进行仿真分析,表明了开关规划问题中考虑 CVaR 的必要性,并分析了不同关键参数对开关规划方案的影响。

1 故障场景集生成方法

配电网中有许多不确定性来源,比如故障发生时刻的随机性和故障修复时间的不确定性等,这些不确定性会严重影响开关规划方案的价值。下面采用多场景的方法应对故障不确定性,每个场景代表了不确定参数的可能状态,即故障时刻和不同设备的修复时间。虽然场景数量越多,计算结果会越准确,但计算负担也会越重。因此通常选取在准确性和计算负担间的折中方案。下面利用序贯蒙特卡洛模拟方法生成大量场景,再利用快速前代消除技术进行场景缩减,在保持开关规划方案准确性的基础上极大地减轻了计算负担。

1.1 故障场景生成

采用序贯蒙特卡洛模拟法生成故障场景^[18],在规划周期内,为了全面模拟所有系统元件的正常运行与故障状态,设计了以下故障场景生成流程:

1) 元件选择与故障时刻采样:从系统中随机选择一个元件作为起点,并利用标准均匀分布生成的随机数,结合该元件故障统计数据概率密度函数,来随机确定该元件的故障发生时刻。这一步骤确保了故障时刻的采样既随机又符合实际故障概率分布。

2) 修复时间采样:一旦某元件被确定为故障状态,接下来需对其修复时间进行随机采样。同样地,采用标准均匀分布生成的随机数,并结合相应的修复时间概率密度函数,来模拟该元件从故障到恢复正常的所需时间。

3) 周期覆盖检查:重复上述元件选择与故障/

修复时间采样的过程,直至该元件在整个规划周期内的正常/故障状态变化均被充分采样并记录下来。这确保了每个元件的状态变化在规划周期内得到全面反映。

4) 元件遍历:在完成单个元件的状态采样后,继续对系统中的其他元件重复执行步骤 1 至步骤 3,直至所有元件均被遍历一遍,且各自的状态变化均被详细记录。

5) 故障场景构建:基于以上步骤生成的元件状态数据,按照时间顺序排列。首先,识别出第一个故障的元件及其修复时间;随后,在第一个元件修复完成后,继续追踪并确定下一个故障的元件及其修复情况,如此循环,直至覆盖整个规划周期。这一过程中,仅考虑单重故障情况,以反映实际生产中较为常见的故障模式。

6) 场景数量扩充:为了增强故障场景的多样性和代表性,重复执行步骤 1 至步骤 5,直至生成足够数量的不同故障场景,以供后续分析或风险评估使用。

1.2 故障场景缩减

在序贯蒙特卡洛模拟方法中,研究的准确性随着生成场景数量的增加而提高,但也极大地提高了模型的复杂度,因此必须使用场景缩减技术,以选择能够有效代表原始集合的场景子集。文献[19]讨论了常见的故障场景缩减方法,并验证了快速前代消除技术在场景缩减方面适用性较好、准确性较高。因此采用快速前代消除技术进行故障场景缩减,步骤如下:

1) 设置 Ω_0 为原始场景集, Ω_s 为故障缩减场景,初始为空集,按照式(1)计算各场景之间的欧式距离,按照式(2)计算各场景的加权距离,并选择加权距离最小的场景将其添加到 Ω_s 中,并从中 Ω_0 删除。

$$v_{w,s} = \|v_w - v_s\| \quad \forall w, s \in \Omega_0 \quad (1)$$

$$d_w = \sum_{s \in \Omega_0} \pi_s v_{w,s} \quad \forall w \in \Omega_0 \quad (2)$$

式中: $v_{w,s}$ 为步骤 1 中场景 w 和场景 s 之间的欧式距离; v_w 为场景 w 中系统总成本; v_s 为场景 s 中系统总成本; d_w 为场景 w 的加权距离; π_s 为场景 s 的概率,在步骤 1 中为场景数目的倒数。

2) 当选择到 Ω_s 中的场景数量未达到预先设定值时,重复执行步骤 1,直至场景数量达到预设值。

3) 将加权距离最小的场景作为舍弃场景,并将舍弃场景的概率分配给选择的场景,按照式(3)重新计算缩减后场景集中各场景的出现概率,得到缩

减后的场景子集及各场景的概率。

$$\pi'_w = \pi_w + \sum_{s \in \Omega_s} \pi_s \quad \Omega_s = \{s \in \Omega_0 \mid d_w = g_s\} \quad (3)$$

式中: g_s 为场景集 Ω_s 中与场景 s 最小的加权距离; π_w 为缩减后场景子集中 w 场景的出现概率; π'_w 为修正缩减后场景子集中 w 场景的出现概率。

2 配电网开关规划模型

2.1 目标函数

所提出的配电网开关规划模型考虑了由于故障事件的不确定性带来的投资风险,并利用 CVaR 来量化该风险。由于电网公司通常希望以较低的风险获得较高的利润,因此该模型的目标函数是期望利润和 CVaR 的加权总和最大化,如式(4)所示。

$$\max [(1 - \beta) \times P_r + \beta \times C_{V,\alpha}] \quad (4)$$

式中: P_r 为安装开关设备后的期望利润; $C_{V,\alpha}$ 为在置信度为 α 下的 CVaR; β 为风险偏好系数,用于平衡期望利润和 CVaR。 β 可根据电网公司的风险偏好进行设置,激进型电网公司可能会将 β 设置为 0 以获得最高的期望利润,而不考虑风险;保守型电网公司可能会将 β 设置为 1,以使投资风险最小化。

配电网期望利润的计算方法为

$$P_r = \sum_{w \in \Omega_s} \pi_w (C_{w0-R} - C_{w-R} - C_R) \quad (5)$$

式中: C_{w0-R} 为故障场景 w 中不安装开关设备时故障停电造成的经济损失成本; C_{w-R} 为故障场景 w 中安装开关设备时的经济损失成本; C_R 为安装开关设备总成本的现值。式(5)的含义是故障场景 w 中的期望利润可以通过降低的经济损失成本减去安装开关设备相关成本来计算。

C_{w0-R} 和 C_{w-R} 的计算方法如式(5)、式(6)所示。

$$C_{w0-R} = \sum_{c \in C_w} \sum_{j \in J} \sum_{k \in K} L_{f,j,k} L_{\text{ossf},j,k} t_{w0,f_c,i_c,j,k} \quad \forall f = f_c \quad (6)$$

$$C_{w-R} = \sum_{c \in C_w} \sum_{j \in J} \sum_{k \in K} L_{f,j,k} L_{\text{ossf},j,k} t_{w,f_c,i_c,j,k} \quad \forall f = f_c \quad (7)$$

式中: C_w 为故障场景 w 中的故障集合; J 为负荷点集合; K 为用户类型集合; $L_{f,j,k}$ 为馈线 f 中负荷点 j 处 k 类用户的负荷大小; $L_{\text{ossf},j,k}$ 为馈线 f 中负荷点 j 处 k 类用户的单位停电损失费用; $t_{w0,f_c,i_c,j,k}$ 和 $t_{w,f_c,i_c,j,k}$ 分别为安装开关设备前和安装开关设备后负荷点 j 处 k 类用户因馈线 f_c 中 i_c 分段故障导致的停电时长,其

具体计算方法将在第 2.2 节详细描述。

C_R 的计算方法为:

$$C_R = C_{I_R} + I_{C_R} + M_{C_R} \quad (8)$$

$$C_{I_R} = \sum_{f \in F} \sum_{s \in S} X_{R,f,s} C_{I_{R,f,s}} \quad (9)$$

$$I_{C_R} = \sum_{f \in F} \sum_{s \in S} X_{R,f,s} I_{C_{R,f,s}} \quad (10)$$

$$M_{C_R} = \sum_{t \in T} \sum_{f \in F} \sum_{s \in S} \frac{1}{(1 + D_R)^{t-1}} X_{R,f,s} M_{C_{R,f,s}} \quad (11)$$

式中: C_{I_R} 为开关设备总投资成本; F 为配电馈线集合; S 为开关安装候选位置集合; $C_{I_{R,f,s}}$ 为开关设备单位投资成本; $X_{R,f,s}$ 为二元变量,表示是否在馈线 f 的候选位置 s 上安装开关设备; I_{C_R} 为开关设备总安装成本; $I_{C_{R,f,s}}$ 为开关设备单位安装成本; M_{C_R} 为开关设备总维护成本; D_R 为贴现率,反映了投资者对资金时间价值的认知和对风险的补偿要求,在评估长期投资或项目时,需要将未来的预期收益(或成本)折现到当前时点,以计算其现值; $M_{C_{R,f,s}}$ 为开关设备单位维护成本。

CVaR 作为 VaR 的一种补充,其含义为超过 VaR 部分的条件期望,即

$$C_{V,\alpha} = \frac{1}{1 - \alpha} \int_{f(x,y) > \xi} f(x,y) \rho(y) dy = \xi + \frac{1}{1 - \alpha} \int [f(x,y) - \alpha]^+ \rho(y) dy \quad (12)$$

式中: x 和 y 分别为决策变量和随机变量; $f(x,y)$ 为风险损失函数; $\rho(y)$ 为 y 的概率密度函数; ξ 为置信度水平 α 下的 VaR 值; $[f(x,y) - \alpha]^+$ 表示 $\max[f(x,y) - \alpha, 0]$ 。

在式(12)的基础上,引入虚拟辅助变量 η_w , 风险度量成本可以表示为

$$C_{V,\alpha} = \xi + \frac{1}{1 - \alpha} \sum_{w \in \Omega} \pi_w \eta_w \quad (13)$$

2.2 约束条件

2.2.1 负荷点停电时间计算

负荷点停电时间取决于多种因素,比如网络拓扑、开关动作时间和故障修复时间等。以图 1 中的典型配电网结构为例说明安装开关设备对负荷点停电持续时间的影响。

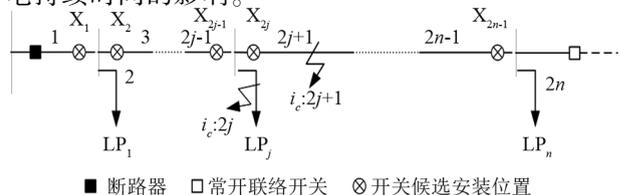


图 1 典型配电网结构

假设 i_c 部分出现故障。故障后,馈线首端的断路器断开,该馈线所有负荷点停电,可以根据负荷点与故障间是否存在开关设备将负荷恢复供电分为 3 种方式:1) 如果负荷点与故障区域间存在自动开关,则负荷点停电时间不少于自动开关动作时间,如式(14)所示;2) 如果负荷点与故障区域间存在手动开关,则负荷点停电时间不少于手动开关动作时间,如式(15)、式(16)所示;3) 如果负荷点与故障区域间不存在开关设备,则负荷点停电时间不少于故障修复所需时间,如式(17)一式(19)所示。通过以下公式表达了上述 3 种供电恢复方式。

$$t_{w,f_c,i_c,j,k} \geq T_{RCS}, \quad \forall w \in \Omega, c \in C_w, f=f_c, j \in J, k \in K \quad (14)$$

$$t_{w,f_c,i_c,j,k} \geq T_{MCS} \left(1 - \sum_{s=2j}^{i_c-1} X_{RCS,f,s}\right), \quad \forall w \in \Omega, c \in C_w, f=f_c, 2j < i_c, k \in K \quad (15)$$

$$t_{w,f_c,i_c,j,k} \geq T_{MCS} \left(1 - v_f \sum_{s=i_c}^{2j-1} X_{RCS,f,s}\right), \quad \forall w \in \Omega, c \in C_w, f=f_c, 2j > i_c, k \in K \quad (16)$$

$$t_{w,f_c,i_c,j,k} \geq T_{RE,f_c,i_c} \left(1 - \sum_{s=2j}^{i_c-1} X_{RCS,f,s} - \sum_{s=2j}^{i_c-1} X_{MS,f,s}\right), \quad \forall w \in \Omega, c \in C_w, f=f_c, 2j < i_c, k \in K \quad (17)$$

$$t_{w,f_c,i_c,j,k} \geq T_{RE,f_c,i_c} \left(1 - v_f \sum_{s=2j}^{i_c-1} X_{RCS,f,s} - v_f \sum_{s=2j}^{i_c-1} X_{MS,f,s}\right), \quad \forall w \in \Omega, c \in C_w, f=f_c, 2j > i_c, k \in K \quad (18)$$

$$t_{w,f_c,i_c,j,k} \geq T_{RE,f_c,i_c}, \quad \forall w \in \Omega, c \in C_w, f=f_c, 2j = i_c, k \in K \quad (19)$$

式中: T_{RCS} 为自动开关的动作时间,默认自动开关可进行远程控制; T_{MCS} 为手动开关的动作时间; $X_{MS,f,s}$ 为二元变量,表示在馈线 f 的候选位置 s 上是否安装了手动开关; T_{RE,f_c,i_c} 为故障所需的修复时间; v_f 为二元变量,表示馈线 f 与其他馈线间是否存在联络。式(15)、式(17)对应故障上游隔离区,故障上游隔离区是指从故障点开始,沿电力网络向上游(即电源侧)追溯,直到能够安全隔离故障点所需的全部设备或线路所组成的区域。隔离速度越快,停电影响的范围就越小,恢复供电的时间也就越短。式(16)、式(18)对应故障下游转供区,故障下游转供区是指故障被隔离后,受影响的下流(即负荷侧)需要通过其他供电路径恢复供电的区域,故障下游转供区的转供能力和效率决定了停电时间的长短。式(19)对应故障区域。

2.2.2 开关安装约束

在同一开关候选位置中,不能同时安装自动开关与手动开关。

$$X_{RCS,f,s} + X_{MCS,f,s} \leq 1, \quad \forall f \in F, s \in S \quad (20)$$

2.2.3 开关预算约束

安装开关设备需要巨大的投资成本,因此其投资预算应考虑进开关规划模型中。

$$\sum_{f \in F} \sum_{s \in S} (X_{RCS,f,s} + X_{MCS,f,s}) \leq N, \quad \forall f \in F, s \in S \quad (21)$$

式中, N 为电网公司能够承担的开关设备最大规模数量。

将配电网开关规划模型建模成为混合整数线性模型的形式,其优势在于能够在 CPLEX 等商用求解器中调用分支-切割算法进行求解,一方面减少了编程复杂度,仅需按照 CPLEX 等商业求解器固定格式编程即可;另一方面求解速度相比智能算法更快,能够在有效运行时间内完成求解^[20]。

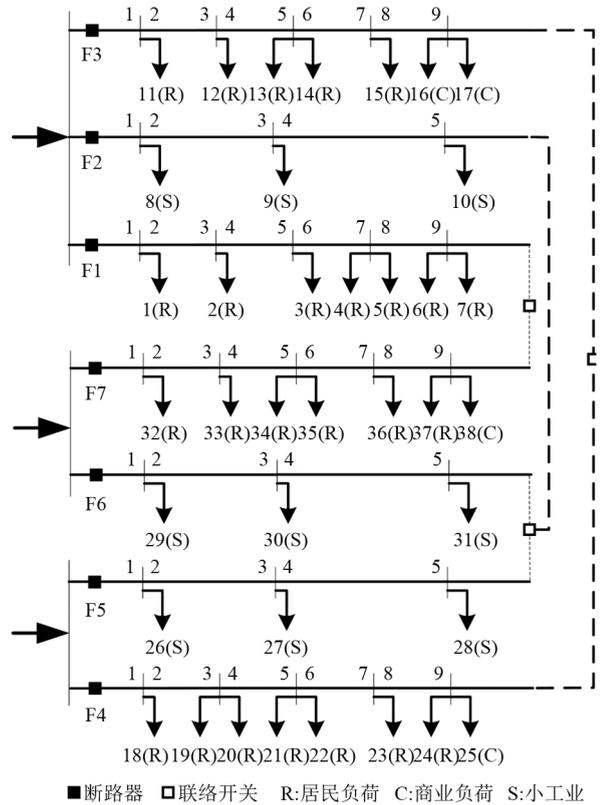


图 2 RBTS4 配电网结构

表 2 可靠性相关参数

元件	平均故障率/ (次/台(km)·a)	平均维修 时间/h	平均更换 时间/h
母线	0.001	2	8
断路器	0.002	4	10
线路	0.032	5	11
变压器	0.004	3	5

3 算例分析

3.1 算例概况

采用 RBTS4 配电网作为算例验证模型的有效性,该系统已被广泛应用于可靠性评估和开关规划问题中,其网络拓扑如图 2 所示,负荷数据如表 1 所示,元件的故障率、维修时间等参数如表 2 所示^[21]。设定每个自动开关设备的投资和安装成本为 3.3 万元,年维护成本为安装成本的 2%。在 15 年的规划周期内,负荷年增长率和折现率分别为 3% 和 8%。设定 CVaR 的置信度为 0.95,利用蒙特卡洛模拟法生成 10 000 个故障场景,再通过快速前代消除技术将场景缩减为 5000 个,采用 GAMS 平台的 CPLEX 求解器进行求解。

表 1 RBTS4 配电系统负荷数据

负荷点	负荷 类型	负荷/ MW	用户 数量	单位停电 损失费用/ (元·MWh ⁻¹)
1-4,11-13,18-21,32-35	居民	0.545	220	520
5,14,15,22,23,36,37	居民	0.500	200	520
8,10,26-30	小工业	1.000	1	1620
9,31	小工业	1.500	1	1620
6,7,16,17,24,25,38	商业	0.415	10	1150

3.2 算例结果分析

设置 3 种场景进行算例结果分析,并在表 3—表 5 给出了开关规划结果。

场景 1:从激进型电网公司的角度进行开关规划研究,将风险偏好系数设置为 0,在不考虑投资风险的情况下最大化期望利润。从表 3 可以看出,系统中安装了 21 个自动开关,在馈线 1、3、4、7 中分别安装了 2 个开关为大量的商业和住宅用户供电,在馈线 2、5、6 中安装了多个自动开关为小用户供电。

表 3 场景 1 开关安装位置

馈线	位置	馈线	位置
1	5,9	5	1,2,4,5
2	1,2,3,4	6	1,2,3,4,5
3	5,9	7	5,9
4	4,9		

场景 2:从保守型电网公司的角度进行开关规

划研究,将风险偏好系数设为 1,使 CVaR 最大化。从表 4 可以看出,系统共安装了 10 个自动开关,以最大程度降低投资风险。在馈线 2、5、6 中安装了 2 个自动开关为小用户供电,其余 4 个自动开关在馈线 1、3、4、7 中平均分配,均安装在连接高单位停电损失成本用户的馈线末端。

表 4 场景 2 开关安装位置

馈线	位置	馈线	位置
1	9	5	2,5
2	3,4	6	2,5
3	9	7	9
4	9		

场景 3:从理智型电网公司的角度进行开关规划研究,将风险偏好系数设置为 0.5,在期望利润和投资风险之间进行权衡。从表 5 可以看出,系统中共安装了 11 个自动开关,虽然数量与场景 2 类似,但是规划位置不同,馈线 4 多安装了一个自动开关,馈线 5、6 中开关的位置也发生了改变。

表 5 场景 3 开关安装位置

馈线	位置	馈线	位置
1	9	5	3,5
2	3,4	6	3,5
3	9	7	9
4	4,9		

表 6 列出了 3 种场景下的期望利润和 CVaR。与激进型电网公司相比,保守型电网公司将投资风险降低了近 33.1%,而期望利润减少了 2.3%,可以看出激进型电网公司面临着客观的期望利润和不可避免的投资风险。而理智型电网公司的期望利润比可实现的最高期望利润低 1.8%,CVaR 也比可实现的最高 CVaR 低 1.5%,因此在场景 3 中实现了期望利润和投资风险之间的平衡。

表 6 3 种场景下规划结果

场景	开关数量	期望利润/万元	CVaR/万元
1	21	343	78
2	10	334	104
3	11	336	103

3.3 算例关键参数影响分析

3.3.1 风险偏好系数

为研究风险偏好系数的影响,将其从 0 逐渐增大到 1,由图 3 可以看出,增大风险偏好系数会降低期望利润,同时 CVaR 随着风险偏好系数的增加而增加,说明投资风险也降低了。此外,随着风险偏好系数的增加,规划的自动开关也减少了。因此可得

出结论:偏向规避风险的电网公司较少开展开关规划项目。图 3 中还可以看出,期望利润的微小偏差可能会导致投资风险发生较大的变化,具体来说,期望利润由 341 万元到 339 万元仅降低了 1.4%,而投资风险由 103 万元到 86 万元降低了 17.8%。同时,自动开关的最优规划数量也从 17 个减少到了 11 个,从而使电网公司的投资成本降低。

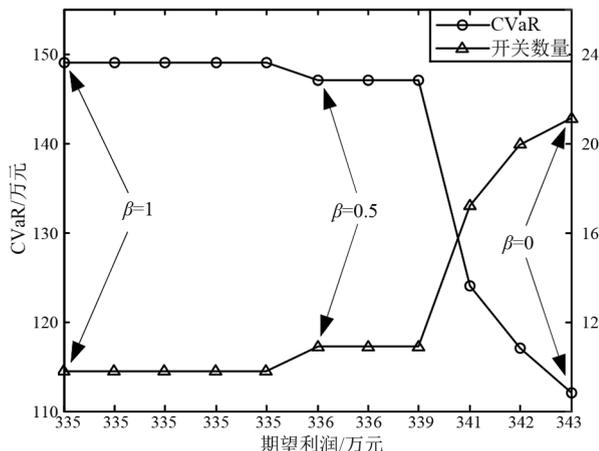


图 3 风险偏好系数对开关规划结果的影响

3.3.2 置信度

置信水平在衡量 CVaR 中起到至关重要的作用,不同风险偏好的电网公司会选择不同的置信度。为分析置信度的影响,对各种置信度下的开关规划问题进行了仿真。由图 4 可知,场景 1 中,自动开关的最优规划数量保持不变,这是因为激进型电网公司在规划时不考虑投资风险的影响,因此更改置信度不会对其决策产生影响。场景 2 和场景 3 中,自动开关的最优规划数量会随着置信度增大而减少。当置信度设置为 1 时,场景 2 和场景 3 中自动开关的数量分别收敛到 8 和 10。同时可以看出,风险偏好系数的增加,自动开关最优规划数量的波动也会加大。因此,置信度的设置对开关规划问题具有较大的影响。

3.3.3 单位停电损失费用

为研究单位停电损失费用对开关规划结果的影响,将单位停电损失费用线性倍增至 10 倍,结果如图 5 所示。可以看出,当单位停电损失费用增加时,开关规划数量也会增加,并且激进型电网公司比保守型电网公司更愿意安装开关。同时,随着单位停电损失费用的增加,3 种类型电网公司间规划开关的数量差别在减小。因此当用户停电敏感度较低时,在开关规划问题中考虑电网公司风险偏好系数

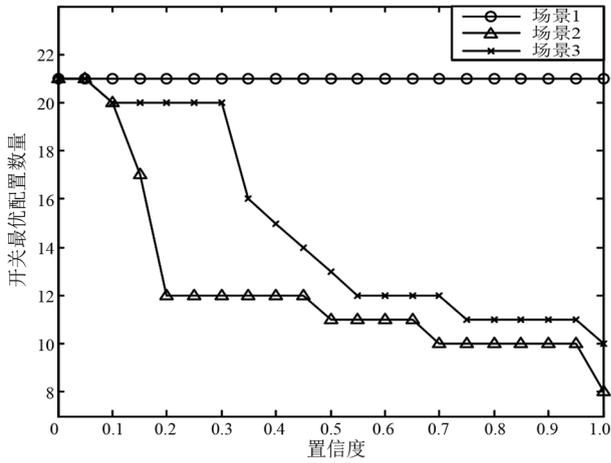


图 4 置信度对开关规划结果的影响

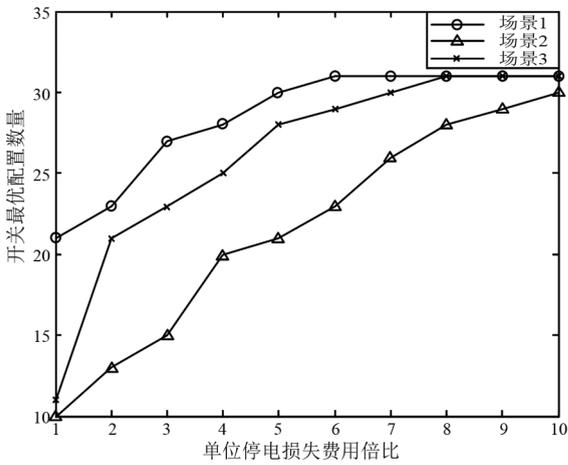


图 5 单位停电损失费用对开关规划结果的影响

更为重要。表 7 列出了不同情况下的期望利润和 CVaR。可以看出,当单位停电损失费用增加时,期望利润和 CVaR 都会增长。随着单位停电损失费用由 1 倍增长到 9 倍,3 种场景的期望利润分别增长至 11.2 倍、11.4 倍和 11.4 倍, CVaR 急剧增长至 17.5 倍、13.2 倍和 13.4 倍,说明随着单位停电损失费用增加,理智型电网公司的选择更加合适。

3.3.4 故障场景数量

为研究缩减故障场景数量对开关规划结果的准确性和运行时间的影响,将故障场景数量分别设置为 10 000、7500、5000 和 2500 对场景 1 进行仿真,结果如表 8 所示。可以看出,与最准确的期望利润相比,缩减故障场景数量会导致期望利润的误差增大。同时,当故障场景数量缩减到 2500 时,最优开关规划数量也发生了改变。但是当故障场景数量减少时,仿真时间也随之缩短,最多降低了 93%。此外,表 9 展示了不同故障场景数量下自动开关规划的位置。可以看出,只有场景数量为 2500 时,开关的数

量和位置发生了变化,馈线 6 的首端不再规划开关。因此,所提出的故障场景缩减方法是非常有效的,同时为取得结果准确性和仿真时间之间的平衡,将故障场景数量设置为 5000 个。

表 7 单位停电损失费用对期望利润和 CVaR 的影响

单位:万元

倍比	场景 1		场景 2		场景 3	
	期望利润	CVaR	期望利润	CVaR	期望利润	CVaR
1	343	78	334	104	336	103
3	1203	387	1131	403	1200	397
5	2080	711	2042	722	2075	718
7	2961	1040	2927	1046	2954	1048
9	3842	1373	3829	1377	3834	1381

表 8 故障场景数量对期望利润和求解时间的影响

场景数量	开关数量	期望利润/万元	利润误差/%	求解时间/s	时间误差/%
10 000	21	347.6	—	398	—
7500	21	347.2	0.11	199	50
5000	21	343.1	1.33	99	75
2500	20	341.4	1.76	29	92

表 9 故障场景数量对开关规划位置的影响

馈线	场景数量			
	2500	5000	7500	10 000
1	5,9	5,9	5,9	5,9
2	1,2,3,4	1,2,3,4	1,2,3,4	1,2,3,4
3	5,9	5,9	5,9	5,9
4	4,9	4,9	4,9	4,9
5	1,2,4,5	1,2,4,5	1,2,4,5	1,2,4,5
6	2,3,4,5	1,2,3,4,5	1,2,3,4,5	1,2,3,4,5
7	5,9	5,9	5,9	5,9

4 结 论

上面在开关规划问题中考虑了不确定参数所带来的投资风险,并将其建模为混合整数线性模型,以通过成熟的商业求解器求解。研究结果表明:

- 1) 电网公司的风险偏好会显著影响开关的规划数量与位置,所提出的模型能够很好地根据其风险偏好平衡期望利润和投资风险;
- 2) 合理设置风险偏好系数和置信度能够显著降低投资风险而不会对期望利润产生很大影响;
- 3) 所提出的故障场景缩减方法具有较高的准确性,能够兼顾规划结果的精确性和仿真时长。

参考文献

- [1] 蒋玮,王铭华,陈锦铭,等.基于 Neo4j 图数据库的配电网供电可靠性计算[J].电力系统自动化,2022,46(15):104-111.
- [2] 郑博文,杨隽,杨承辰,等.基于风险性指标的主动配电网理论可靠性评估[J].供用电,2019,36(85):53-58.
- [3] 张伯明,陈寿孙,严正,等.高等电力网络分析[M].北京:清华大学出版社,2007.
- [4] 李子韵,成乐祥,王自桢,等.考配电自动化终端布局规划方法[J].电网技术,2016,40(4):1271-1276.
- [5] LZADI M, SATDARTAN A. A MIP model for risk constrained switch placement in distribution networks[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2019, 10(4): 4543-4553.
- [6] 张笑弟,高强,潘弘.面向态势全感知的高弹性配电网一二次协同规划问题研究[J].供用电,2022,39(3):3-8.
- [7] 郑玲玲,王铮,杨丽徙.不同网络结构及可靠性要求环境下 FTU 的最优配置[J].电力系统保护与控制,2015,43(24):69-74.
- [8] BEZERRA J R, BARROSO G C, LEO R P S, et al. Multi-objective optimization algorithm for switch placement in radial power distribution networks[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2015, 30(2): 545-552.
- [9] CHEN C S, LIN C H, CHUANG H J, et al. Optimal placement of line switches for distribution automation systems using Immune algorithm[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2006, 21(3): 1209-1217.
- [10] 于腾凯,李晓军.基于 LCC 和改进 BDE 法的配电网开关优化配置[J].电测与仪表,2015,52(13):96-100.
- [11] HEIDARI A, AGELIDIS V G, KIA M. Considerations of sectionalizing switches in distribution networks with distributed generation[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2015, 30(3): 1401-1409.
- [12] 袁月,王守相,蒋菱,等.适应自愈要求的配电网开关优化配置[J].中国电力,2016,49(3):76-82.
- [13] 孙磊,杨贺钧,丁明.配电系统开关优化配置的混合整数线性规划模型[J].电力系统自动化,2018,42(16):87-95.
- [14] LZADI M, SAFDARIAN A. Financial risk evaluation of RCS deployment in distribution systems[J]. IEEE Systems Journal, 2019, 13(1): 692-701.
- [15] ABIRL-JAHROMI A, FOTUHI-FIRUZABAD M, PARVANLA M, et al. Optimized sectionalizing switch placement strategy in distribution systems[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2012, 27(1): 362-370.
- [16] 王杰,王维庆,王海云,等.主动配电网中考虑条件风险价值的智能软开关的规划方法[J].电力系统保护与控制,2022,50(2):1-11.
- [17] 郑益,朱俊澎,袁越,等.基于条件风险价值的风柴储孤岛微网经济风险评估[J].电力自动化设备,2019,39(11):57-63.
- [18] 孙昊.考虑差异可靠性与故障后负荷响应的主动配电网供电能力评估[D].天津:天津大学,2018.
- [19] GROWE-KUSKA N, HEITSCH H, ROMISCH W. Scenario reduction and scenario tree construction for power management problems[C]//2003 IEEE Bologna Power Technology Conference Proceedings, June 23-26, 2003, Bologna, Italy. IEEE, 2003: 1-7.
- [20] 张成昊.考虑微能源网支撑作用的配电网韧性评估方法和提升策略研究[D].天津:天津大学,2019.
- [21] ALLAL R N, BILLINTON R, SJARIEF I, et al. A reliability test system for educational purposes-basic distribution system data and results[J]. IEEE Transactions on Power System, 1991, 6(2): 813-820.

作者简介:

江均(1981),男,硕士,高级工程师、高级经济师,研究方向为电网规划建设与项目管理等。

(收稿日期:2024-03-26)

(上接第 40 页)

- [21] RADFORD A, KIM J W, HALLACY C, et al. Learning transferable visual models from natural language supervision[EB/OL]. [2024-03-14]. <https://arxiv.org/pdf/2103.00020>.
- [22] XIA Z F, PAN X R, SONG S J, et al. Vision transformer with deformable attention[C]//2022 IEEE/CVF Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR), June 18-24, 2022, New Orleans, LA, USA. IEEE, 2022:4784-4793.

作者简介:

王译莹(2000),女,硕士研究生,从事输变电缺陷检测、

人工智能技术研究;

向思屿(1992),女,硕士,工程师,从事人工智能技术研究;

梁晖辉(1982),男,博士,高级工程师,从事电力信息安全;

邝俊威(1995),男,硕士,工程师,从事人工智能技术研究;

张菊玲(1990),女,高级工程师,从事网络安全技术研究;

刘松嘉(1996),男,硕士,助理工程师,从事电力人工智能、网络安全与数据管理研究。

(收稿日期:2024-04-28)

三相开关型功率放大器设计及零序环流抑制研究

徐琳^{1,2}, 刘畅^{1,2}, 路子豪³

(1. 国网四川省电力公司电力科学研究院, 四川 成都 610041; 2. 电力物联网四川省重点实验室, 四川 成都 610041; 3. 武汉大学电气与自动化学院, 湖北 武汉 430072)

摘要: 为了满足硬件在环测试、并网变换器测试等需求,设计了一种交-直-交三相功率放大器,并在逆变侧采用并联交错T型多电平拓扑,满足了高开关频率、大功率等级以及低损耗等需求。此外,分析了三相开关型功率放大器中零序环流的流通路径,提出了零序环流的等效模型,给出了零序环流的数学表达式,并在仿真实验中进行了验证。最后,提出采用共模电感代替工频变压器抑制环流,大大减小了装置体积,节约了成本,并在仿真实验中验证了该措施的有效性。

关键词: 开关型功率放大器; 并联交错; 零序环流; 环流抑制

中图分类号: TM 464 **文献标志码:** A **文章编号:** 1003-6954(2025)01-0085-08

DOI: 10.16527/j.issn.1003-6954.20250112

Design of Three-phase Switching Power Amplifier and Research on Zero-sequence Circulating Current Suppression

XU Lin^{1,2}, LIU Chang^{1,2}, LU Zihao³

(1. State Grid Sichuan Electric Power Research Institute, Chengdu 610041, Sichuan, China;

2. Power Internet of Things Key Laboratory of Sichuan Province, Chengdu 610041, Sichuan, China;

3. School of Electrical Engineering and Automation, Wuhan University, Wuhan 430072, Hubei, China)

Abstract: In order to meet the requirements of hardware-in-the-loop testing and grid-connected converter testing, an AC-DC-AC three-phase power amplifier is designed, and a parallel interleaved T-type multilevel topology on inverter side is adopted to meet high switching frequency, high power level and low loss requirements. In addition, the flow path of zero-sequence circulating current in three-phase switching power amplifier is analyzed, an equivalent model of zero-sequence circulating current is proposed, and the mathematical expression of zero-sequence circulating current is given, which is verified in simulation experiment. Finally, common-mode inductor is proposed to replace power frequency transformer to suppress circulating current, which can greatly reduce the device size and save cost, and the effectiveness of this measure is verified in the simulation experiment.

Key words: switching power amplifier; parallel interleaving; zero-sequence circulating current; circulating current suppression

0 引言

在电力系统中,交流功率放大器可用于硬件在环测试、电网故障模拟复现、并网变换器测试等场合。未来配电系统将出现超过1 kHz的基频,需要

具有输出千瓦级功率的超高带宽(大于100 kHz)功率放大器来模拟谐波失真以及电压、频率的变化。受制于开关器件的功率等级和开关频率,现有的开关型功率放大器难以满足输出大功率大带宽的要求^[1]。因此,研究大功率、低损耗和高开关频率应用场合下的开关型功率放大器对提高电力系统稳定具有重要意义。

为了满足高电压、大容量及高开关频率需求,目

前主要采用多电平手段和多重化手段。典型的三电平拓扑包括飞跨电容型拓扑(flying capacitor, FC)、中点钳位型拓扑(neutral point clamped, NPC)和 T 型拓扑。为了提升效率减小损耗,学者们在此基础上研制出了更多电平的拓扑,然而也存在一些问题,如:NPC 多电平拓扑存在中点电位不平衡、开关管损耗不均等缺点^[2];FC 多电平拓扑随着电平数的增加,所需的飞跨电容也显著增多,降低了系统的可靠性^[3]。多重化手段包括变压器多重化和级联 H 桥,然而因需要多个变压器或多个独立直流电源,导致装置体积较大、结构复杂且成本昂贵,这两种方案较少采用^[4]。相比而言,T 型三电平拓扑调制和控制简单、开关器件少且损耗均匀^[5],能满足功率放大器的高压大功率应用场合,功率密度及可靠性更高。

一般的单模块功率放大器系统为三相三线制结构,没有零序环流通道,所以不存在零序环流问题。但若采用模块并联技术,如不加以抑制,就会引起严重的环流问题^[6-8]。当存在载波不同步、控制参数差异、器件参数差异等情况时,将会产生环流,导致功率器件的损坏和输出电流畸变^[9]。由于环流在并联模块间流动,而不体现在功率放大器输出的总电流中,因此会降低系统的有效容量,增加电路的损耗,降低了系统的效率^[10-11]。因此,环流抑制问题是采用并联模块技术的功率放大器必须要解决的问题。

目前对环流的抑制包括硬件和软件两种方法。文献[12]采用交流侧带隔离变压器的方案,阻断了环路流通路径,但增加了系统的体积和成本;文献[13]提出采用独立的直流电压源方案,但因会增加系统体积和费用而较少采用;文献[14]将两并联变换器当作一个整体来控制,然而该控制方法复杂,难以推广到多模块并联情景。

针对以上问题,首先,设计了一种基于并联交错多电平变换器的开关型功率放大器,通过功率单元间的并联交错,可实现兆赫兹级的等效开关频率以及 100 kHz 的大带宽,同时开关损耗保持在较低水平;然后,分析了开关型功率放大器中的零序环流,建立了并联系统的零序环流模型,并采用共模电感抑制零序环流;最后,通过仿真及实验验证了方案的可行性。

1 三相开关型功率放大器拓扑设计

开关型功率放大器的工作原理如图 1 所示。

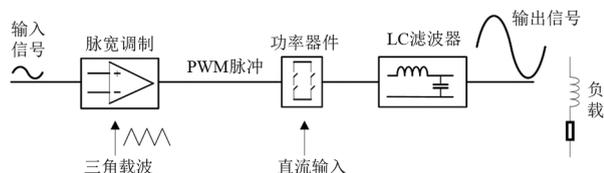


图 1 开关型功率放大器基本原理

为了达到所需的超过 100 kHz 的大信号带宽、拥有足够的控制器带宽和符合输出电压谐波标准的要求,功率放大器的开关频率需要比带宽大 20~50 倍,即需要在 2~5 MHz 之间。为此,设计了一个可行的变换器拓扑,在保证损耗较低的情况下达到所需的等效开关频率,主要的技术指标如表 1 所示。

表 1 设计的开关型功率放大器技术指标

参数	数值
直流侧电压 V_{dc}/V	650
输出频率 f_{out}/kHz	0~100
单相输出功率 P_{out}/kW	10
输出电压峰值 V_{out_peak}/V	311
输出电流峰值 I_{out_peak}/A	65
开关频率 f_{sw}/kHz	100
等效开关频率 f_{sw_eff}/MHz	4.8

1.1 并联交错多电平变换器拓扑

典型的多电平变换器拓扑结构如图 2 所示。

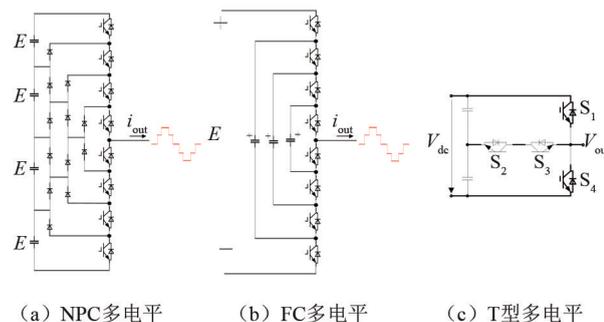


图 2 多电平变换器拓扑

考虑到所要求的大功率、低损耗、高开关频率的应用场合,结合各个多电平变换器拓扑的优缺点,将多电平变换器和并联交错两种方式结合起来得到并联交错多电平变换器结构,如图 3 所示。其中功率单元均采用 T 型三电平拓扑,那么在输出节点处的电平数 D^* 为

$$D^* = (D - 1) \cdot N + 1 \quad (1)$$

等效开关频率为

$$f_e = (D - 1) \cdot N \cdot f_{sw} \quad (2)$$

式中: D 为输出电平数; N 为桥臂数量; f_{sw} 为每个功

率器件的开关频率。

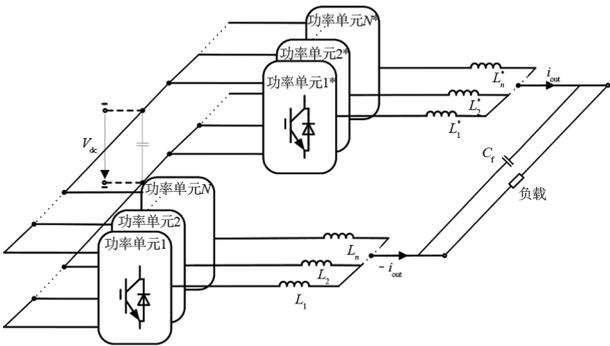


图 3 并联交错多电平变换器拓扑

采用该拓扑的优势在于:

1) 该组合方式突破了功率器件的物理开关频率限制,保证了非常高的等效开关频率,减小了整体的开关损耗;

2) 各功率单元间采用载波移相调制(CPS-SPWM)控制开关管的导通与关断,此时输出总电流 |纹波是各桥臂输出电流纹波存在一定相位差的

交错叠加,降低了总输出电流纹波的幅值,减小了电磁干扰及系统损耗;

3) 由多级拓扑将电压应力分散在多个开关之间,并联交错形式将电流应力分散在并联桥臂之间,因此该组合方式在损耗和应力分布方面提供了额外的自由度。

1.2 三相功率放大器整体拓扑

所设计的三相功率放大器整体结构如图 4 所示。图中: $L_{ix}(i=a,b,c;x=1,2,3)$ 为网侧电感; $C_{ix}(i=a,b,c;x=1,2,3)$ 为网侧电容; $S_{ix}(i=a,b,c;x=1,2)$ 为整流器各相的上下开关管; $S_{jx}(j=A,B,C;x=1,2,3)$ 为逆变侧电容。整流器采用传统的三相两电平桥式拓扑,提供一个稳定的直流电压,逆变器采用并联交错多电平变换器(见图 3)。

2 零序环流分析与抑制

单个多电平变换器由于容量不足,难以应用于

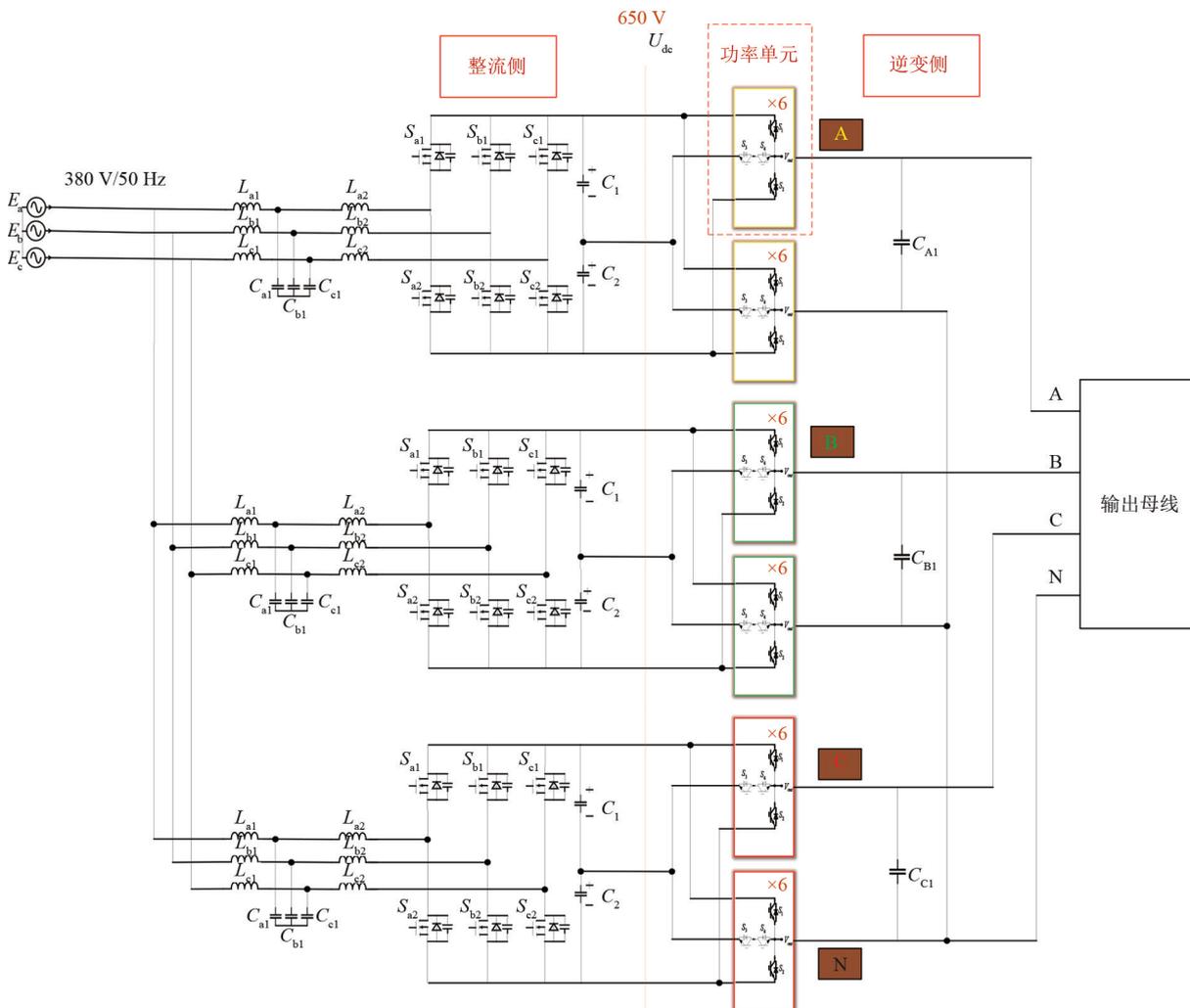


图 4 三相功率放大器整体结构

大功率场合,而并联交错结构很好地解决了这一问题,提升了装置的功率等级,分散了电压应力。然而,由于各功率单元共享整流侧交流母线,装置内存在零序环流的流电路径^[15]。当各模块脉冲宽度调制(pulse width modulation, PWM)驱动信号不一致时,逆变侧各桥臂的开关状态也不一致,会引起环流问题。交错并联模块间的环流会对系统产生不利影响,比如增加系统损耗,降低系统效率,使电压电流波形发生畸变,在环流过大时甚至可能超过设备的功率等级^[14,16]。因此,对零序环流的研究是所提三相功率放大器研究的重要内容。下面将建立零序环流的等效模型,分析零序环流的产生机理和影响因素。

零序环流的抑制方法中,在并网交流测采用多绕组隔离变压器的应用较为广泛,其直接使用硬件来隔断环流的通路,从而达到消除环流的目的,但这样做系统体积和成本会大大增加^[17-18]。因此,提出采用共模电感来抑制零序环流,不仅大大减小了系统体积,对零序环流抑制效果也十分明显。

2.1 零序环流的等效模型

为了建立三相功率放大器中零序环流的等效模型,提出了周期平均等效模型,即将一个周期内随开关器件变化的电压和电流转换为由占空比控制的受控源产生的电压和电流,如图 5 所示。由于受控源的控制量与零序电压和零序电流无关,因此零序电压和电流不会受到模型等效的影响。

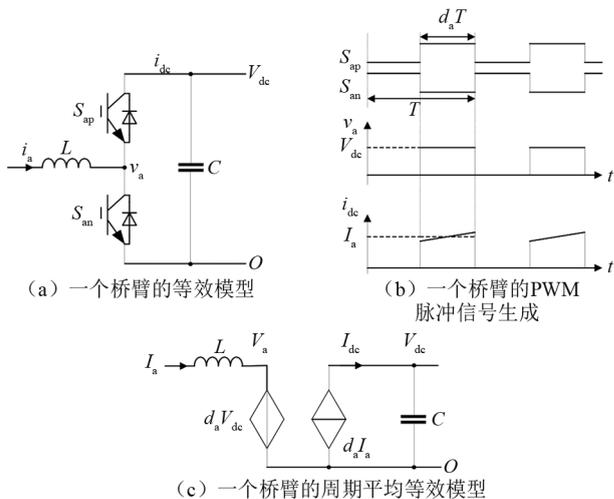


图 5 一个桥臂的周期平均等效模型

图 5(a) 为一个桥臂的等效模型示意图。以 A 相为例, S_{ap} 和 S_{an} 分别为同一桥臂的上下两个开关管; v_a 为桥臂中点电压; i_a 为桥臂中点电流; v_{dc} 和 i_{dc}

分别为直流侧电压和电流; 设置下桥臂 O 点作为电压的参考零电位。

图 5(b) 为一个桥臂的 PWM 脉冲信号生成示意图, 其中开关管 S_{ap} 和 S_{an} 的导通时间相互补, A 相占空比为 d_a , 在一个开关周期内, 桥臂中点电压 v_a 为

$$v_a = s_a \cdot V_{dc} \quad (3)$$

式中: V_{dc} 为直流侧电压; s_a 为该桥臂的开关函数。当该桥臂的上管 S_{ap} 导通时, $s_a = 1$; 当该桥臂的下管 S_{an} 导通时, $s_a = 0$ 。

同理可得, 直流侧电流 i_{dc} 为

$$i_{dc} = s_a \cdot i_a \quad (4)$$

式中, i_a 为桥臂中点电流。

在一个载波周期求输出电压和直流侧电流的平均值, 即

$$V_a = \frac{1}{T} \left[\int_0^{t_{on}} (s_a \cdot v_{dc}) dt \right] = d_a \cdot V_{dc} \quad (5)$$

$$I_{dc} = \frac{1}{T} \left[\int_0^{t_{on}} (s_a \cdot i_a) dt \right] = d_a \cdot I_a \quad (6)$$

式中: t_{on} 为一个载波周期中桥臂上管导通时间; T 为一个载波周期; d_a 为该桥臂的占空比; V_a 和 I_{dc} 分别为输出电压和直流侧电流的平均值。由规则采样可得, 占空比 d_a 为

$$d_a = \frac{t_{on}}{T} = \frac{1 + M \sin \omega t}{2} \quad (7)$$

式中: M 为调制比; ω 为角频率。

根据式(6)及式(7), 可以画出一个桥臂的周期平均等效模型, 如图 5(c) 所示。将得到的周期平均等效模型分别应用到三相功率放大器的整流侧和逆变侧, 可以得到如图 6 所示的等效模型。图中: d_x ($i = a, b, c; x = 1, 2, 3$) 为各桥臂占空比; L_i ($i = A, B, C$) 为逆变侧电感。

在三相功率放大器中, 零序环流的流电路径共有 3 条, 如图 6 所示。定义零序环流为单个整流侧中三相相电流之和, 即:

$$\begin{cases} i_{z1} = i_{a1} + i_{b1} + i_{c1} \\ i_{z2} = i_{a2} + i_{b2} + i_{c2} \\ i_{z3} = i_{a3} + i_{b3} + i_{c3} \end{cases} \quad (8)$$

对于整流侧, 在平衡条件下稳态时占空比 d_a 、 d_b 、 d_c 均为正弦, 因此 d_a 、 d_b 、 d_c 之和应为 0。然而当并联模块的 PWM 驱动信号不一致时, 会产生环流导致占空比之和不为 0, 此时定义零序占空比 d_z 为

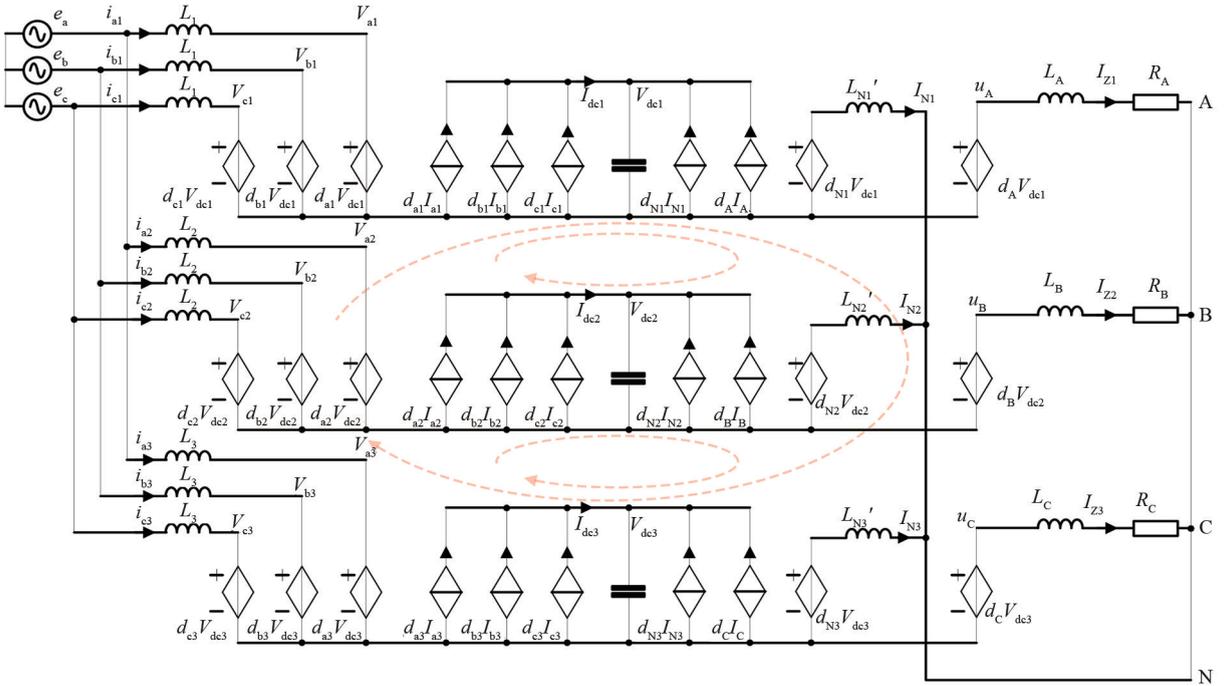


图 6 三相开关型功率放大器环流模型

各占空比之和,即:

$$\begin{cases} d_{z1} = d_{a1} + d_{b1} + d_{c1} \\ d_{z2} = d_{a2} + d_{b2} + d_{c2} \\ d_{z3} = d_{a3} + d_{b3} + d_{c3} \end{cases} \quad (9)$$

以三相功率放大器 A 相和 B 相之间的零序环流为例进行分析,共存在 3 条回路,其电压回路方程为

$$\begin{cases} d_{a1}V_{dc1} - L_1 \frac{dI_{a1}}{dt} - L_A \frac{dI_{z1}}{dt} - R_1 I_{a1} - R_A I_{z1} - d_A V_{dc1} = \\ d_{a2}V_{dc2} - L_2 \frac{dI_{a2}}{dt} - L_B \frac{dI_{z2}}{dt} - R_2 I_{a2} - R_B I_{z2} - d_B V_{dc2} = \\ d_{a3}V_{dc3} - L_3 \frac{dI_{a3}}{dt} - L_C \frac{dI_{z3}}{dt} - R_2 I_{a3} - R_C I_{z3} - d_C V_{dc3} \\ d_{b1}V_{dc1} - L_1 \frac{dI_{b1}}{dt} - L_A \frac{dI_{z1}}{dt} - R_1 I_{b1} - R_A I_{z1} - d_A V_{dc1} = \\ d_{b2}V_{dc2} - L_2 \frac{dI_{b2}}{dt} - L_B \frac{dI_{z2}}{dt} - R_2 I_{b2} - R_B I_{z2} - d_B V_{dc2} = \\ d_{b3}V_{dc3} - L_3 \frac{dI_{b3}}{dt} - L_C \frac{dI_{z3}}{dt} - R_2 I_{b3} - R_C I_{z3} - d_C V_{dc3} \\ d_{c1}V_{dc1} - L_1 \frac{dI_{c1}}{dt} - L_A \frac{dI_{z1}}{dt} - R_1 I_{c1} - R_A I_{z1} - d_A V_{dc1} = \\ d_{c2}V_{dc2} - L_2 \frac{dI_{c2}}{dt} - L_B \frac{dI_{z2}}{dt} - R_2 I_{c2} - R_B I_{z2} - d_B V_{dc2} = \\ d_{c3}V_{dc3} - L_3 \frac{dI_{c3}}{dt} - L_C \frac{dI_{z3}}{dt} - R_2 I_{c3} - R_C I_{z3} - d_C V_{dc3} \end{cases} \quad (10)$$

联立式(8)~式(10)得

$$\begin{cases} (d_{z1} - 3d_A)V_{dc1} - (L_1 + 3L_A) \frac{dI_{z1}}{dt} - (R_1 + 3R_A)I_{z1} = \\ (d_{z2} - 3d_B)V_{dc2} - (L_2 + 3L_B) \frac{dI_{z2}}{dt} - (R_2 + 3R_B)I_{z2} = \\ (d_{z3} - 3d_C)V_{dc3} - (L_3 + 3L_C) \frac{dI_{z3}}{dt} - (R_3 + 3R_C)I_{z3} \end{cases} \quad (11)$$

转化为等效模型,如图 7 所示。

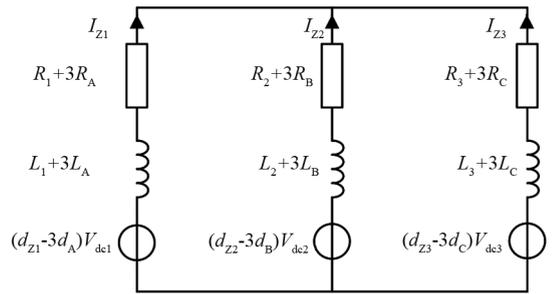


图 7 零序环流等效模型

2.2 零序环流的产生机理

为了更深入地分析零序环流的产生机理,有必要对零序环流建立更精细的数学模型。

对图 7 中所示的等效电路进行进一步简化,令:

$$u_{zi\varphi} = (d_{zi} - 3d_{\varphi})V_{dci} \quad (12)$$

$$Z_{i\varphi} = (R_i + 3R_{\varphi}) + jw(L_i + 3L_{\varphi}) \quad (13)$$

式中: $i=1,2,3$; $\varphi=A,B,C$; $u_{zi\varphi}$ 为整流器 i 对应的逆变器 φ 相零序环流激励源; $Z_{i\varphi}$ 为零序等效阻抗。

由基尔霍夫电压定律和基尔霍夫电流定律,得:

$$\begin{cases} I_{z1} = \frac{Z_{2B}(u_{z1A} - u_{z3C}) + Z_{3C}(u_{z1A} - u_{z2B})}{Z_{1A}Z_{2B} + Z_{1A}Z_{3C} + Z_{2B}Z_{3C}} \\ I_{z2} = \frac{Z_{1A}(u_{z2B} - u_{z3C}) + Z_{3C}(u_{z2B} - u_{z1A})}{Z_{1A}Z_{2B} + Z_{1A}Z_{3C} + Z_{2B}Z_{3C}} \\ I_{z3} = \frac{Z_{1A}(u_{z3C} - u_{z2B}) + Z_{2B}(u_{z3C} - u_{z1A})}{Z_{1A}Z_{2B} + Z_{1A}Z_{3C} + Z_{2B}Z_{3C}} \end{cases} \quad (14)$$

对于所研究的三相功率放大器,可以近似认为其各相阻抗相等,直流侧电压相等,即:

$$Z = Z_{1A} = Z_{2B} = Z_{3C} = (R + 3R') + j\omega(L + 3L') \quad (15)$$

$$V_{dc} = V_{dc1} = V_{dc2} = V_{dc3} \quad (16)$$

式中: $R=R_1=R_2=R_3$; $R'=R_A=R_B=R_C$; $L=L_1=L_2=L_3$; $L'=L_A=L_B=L_C$ 。

以 I_{z1} 为例,将式(15)代入式(14)得

$$I_{z1} = \frac{(u_{z1A} - u_{z2B}) + (u_{z1A} - u_{z3C})}{3Z} = \frac{-\frac{3}{2}MV_{dc}\sin\omega t}{(R + 3R') + j\omega(L + 3L')} \quad (17)$$

同理可以得到 I_{z2} 和 I_{z3} , 此处不再赘述。

由式(17)可知,零序环流的幅值与直流侧电压 V_{dc} 及调制比 M 成正比,与各桥臂整流侧串联电抗器和线路杂散阻抗及逆变侧负载 $(R + 3R') + j\omega(L + 3L')$ 成反比。

2.3 零序环流的抑制措施

为了抑制零序环流,在输出侧加入共模电感,不仅能避免在两并联桥臂开关状态相反时造成直流母线直通短路的情况,而且还能增大零序环流回路的阻抗,从而抑制零序环流。

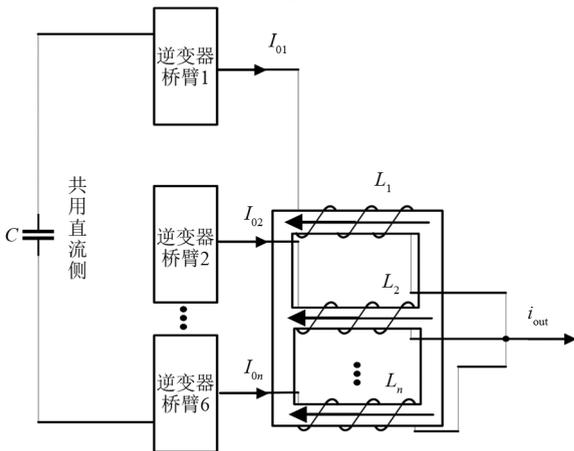


图 8 并联逆变器接耦合电感输出

接入共模电感时,设 L_1 、 L_2 、 L_3 为各桥臂的自感系数; M_L 为各桥臂的互感系数; K_{ij} 为 L_i 与 L_j 之间的耦合系数,且有 $K_{ij} = M_L / \sqrt{L_i L_j}$ ($0 < K_{ij} < 1$), 则式(17)可以改写为

$$|I_{z1}| = \left| \frac{-\frac{3}{2}MV_{dc}\sin\omega t}{(R + 3R') + j\omega[(1 + K)L + 3L']} \right| \quad (18)$$

3 仿真验证

为了验证上述零序环流模型的准确性,在 Matlab/Simulink 下搭建了仿真模型。主电路拓扑如图 4 所示,仿真参数如表 2 所示。

表 2 仿真参数

参数	数值
线路电感 L/mH	16
线路电阻 R/Ω	0.9
直流侧电容 C_1 、 C_2/mF	20
调制比 M	0.9
直流侧电压 V_{dc}/V	650
逆变侧滤波电感 $L_f/\mu\text{H}$	2.41
逆变侧滤波电容 C_f/nF	65.5
逆变侧开关频率 f/kHz	100

首先对输出侧接入普通电感的零序环流进行仿真分析。

接入普通电感后输出频率为 50 Hz 时,A 相环流波形如图 9 所示,A 相环流快速傅里叶变换 (fast Fourier transform, FFT) 频谱如图 10 所示。由式(17)可得,A 相环流的基波幅值理论值为 57.35 A; 由图 10 可得,A 相环流的基波幅值仿真结果为 59.22 A, 理论值与仿真结果的偏差仅为 3.2%, 验证了所提环流数学模型在输出低频电压时的准确性。

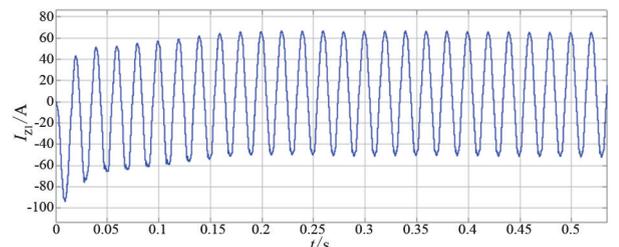


图 9 接入普通电感后输出频率 50 Hz 时 A 相环流波形

接入普通电感后输出频率为 1000 Hz 时,A 相环流波形如图 11 所示,A 相环流 FFT 频谱如图 12 所示。由式(17)可得,A 相环流的基波幅值理论值

为 8.60 A;由图 12 可得,A 相环流的基波幅值仿真结果为 9.13 A,理论值与仿真结果的偏差仅为 5.8%,验证了所提环流数学模型在输出高频电压时的准确性。

47.90 A;由图 14 可得,A 相环流的基波幅值仿真结果为 42.45 A,理论值与仿真结果基本一致,验证了所提接入共模电感后的环流数学模型在输出低频电压时的准确性。

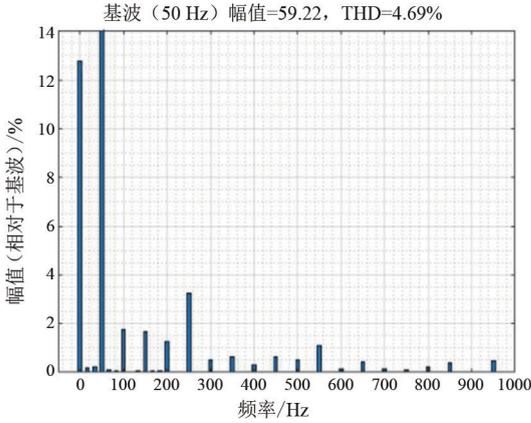


图 10 接入普通电感后输出频率 50 Hz 时 A 相环流 FFT 分析

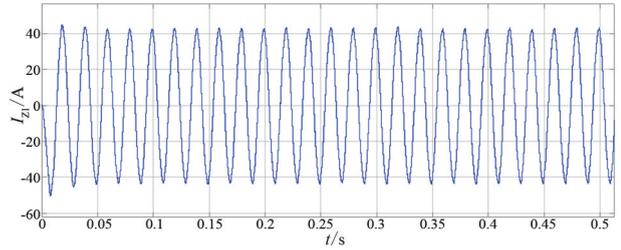


图 13 接入共模电感后输出频率 50 Hz 时 A 相环流波形

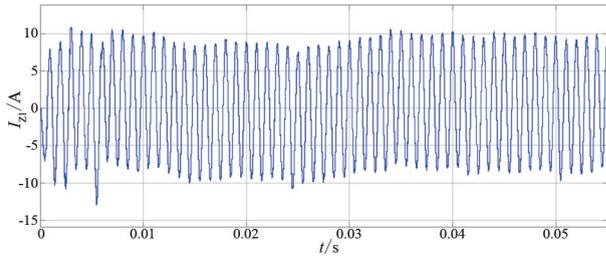


图 11 接入普通电感后输出频率 1000 Hz 时 A 相环流波形

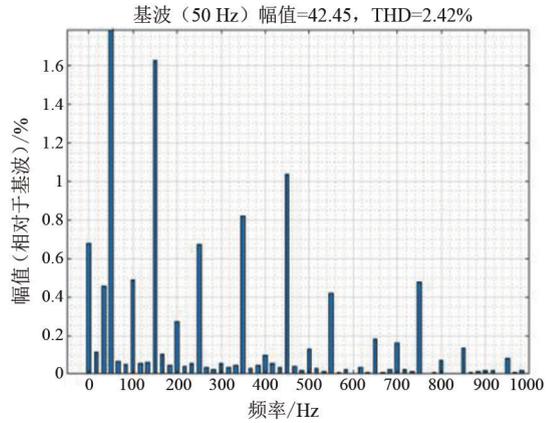


图 14 接入共模电感后输出频率 50 Hz 时 A 相环流 FFT 分析

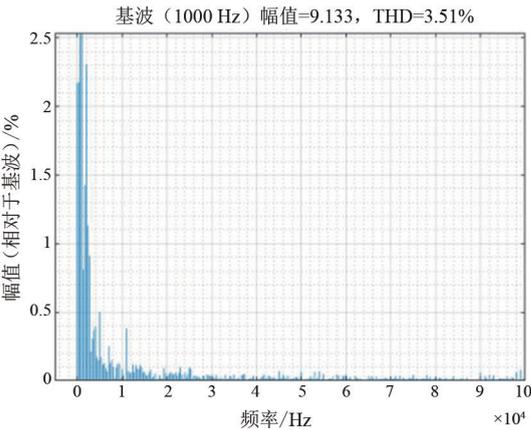


图 12 接入普通电感后输出频率 1000 Hz 时 A 相环流 FFT 分析

接入共模电感后输出频率为 1000 Hz 时,A 相环流波形如图 15 所示,A 相环流 FFT 频谱如图 16 所示。由式(18)可得,A 相环流的基波幅值理论值为 4.34 A;由图 16 可得,A 相环流的基波幅值仿真结果为 4.94 A,理论值与仿真结果基本一致,验证了所提接入共模电感后的环流数学模型在输出高频电压时的准确性。

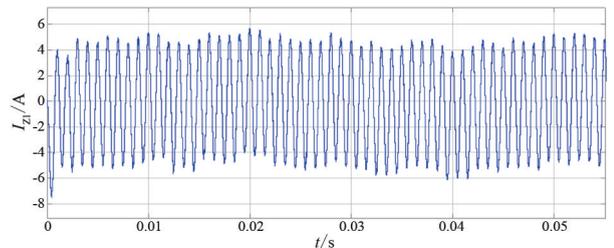


图 15 接入共模电感后输出频率 1000 Hz 时 A 相环流波形

为验证所提共模电感对零序环流的抑制效果,接下来将仿真模型中输出侧的普通电感替换为共模电感。

接入共模电感后输出频率为 50 Hz 时,A 相环流波形如图 13 所示,A 相环流 FFT 频谱如图 14 所示。由式(18)可得,A 相环流的基波幅值理论值为

对比图 10、图 14 及图 12、图 16 可得,当输出频率为 50 Hz 时,A 相环流基波幅值从接入普通电感时的 59.22 A 下降至接入共模电感时的 42.45 A;当输出频率为 1000 Hz 时,A 相环流基波幅值从接入

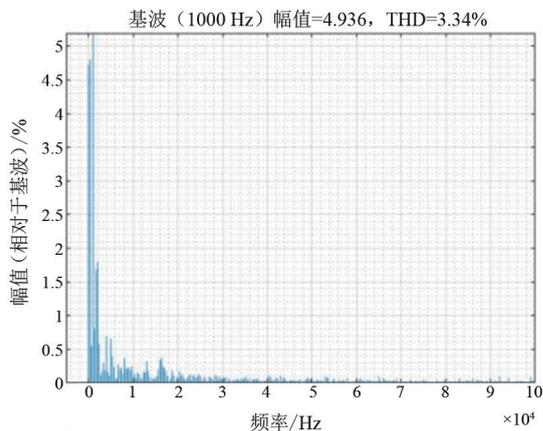


图 16 接入共模电感后输出频率 1000 Hz 时
A 相环流 FFT 分析

普通电感时的 9.13 A 下降至接入共模电感时的 4.94 A。由此可得,接入共模电感可以有效抑制三相功率放大器中的零序环流。

综上所述,仿真结果验证了所提零序环流数学模型在低频和低频输出时的准确性,且验证了共模电感对零序环流抑制的有效性。

4 结 论

上面设计了一种基于并联交错多电平变换器的三相功率放大器,并且对其系统中的零序环流进行了分析,利用仿真得出了以下结论:

- 1) 所设计的三相功率放大器电路输出波形质量高、带宽大、响应速度快以及功率损耗低;
- 2) 所建立的系统内零序环流的等效模型及提出的零序环流数学表达式,经仿真验证了其有效性;
- 3) 所提采用共模电感抑制零序环流的方案经仿真验证了可行性。采用共模电感大大缩小了系统的体积,节约了成本,并有效抑制了零序环流。

参考文献

[1] 杨丹. 高效率的线性功率放大器设计[D]. 南京: 东南大学, 2018.

[2] NABAE A, TAKAHASHI I, AKAGI H. A new neutral-point clamped PWM inverter[J]. IEEE Transaction on Industry Applications, 1981, 17(5): 518-523.

[3] MEYNARD T A, FOCH H. Multi-level conversion: High voltage choppers and voltage-source inverters [C]// PESC'92 Record. 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialist Conference, June 29 - July 3, 1992, Toledo, Spain. IEEE, 1992.

[4] 曹宇, 李睿, 蔡旭, 等. 一种交错并联型九电平光伏逆变器[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(11): 3602-3613.

[5] 邢相洋, 陈阿莲, 张子成, 等. 并联 T 型三电平逆变器环流抑制和中点平衡研究[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(14): 3909-3920.

[6] YE Zhihong, Boroyevich D, CHOI Jaeyoung, et al. Control of circulating current in two parallel three-phase boost rectifiers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, 17(5): 609-615.

[7] 张宇, 段善旭, 康勇, 等. 三相逆变器并联系统中零序环流的研究[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(13): 62-67.

[8] 于玮, 徐德鸿, 周朝阳. 并联 UPS 系统均流控制[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(21): 63-67.

[9] 张健文, 王鹏, 王晗, 等. 多逆变器并联的均流控制策略[J]. 电工技术学报, 2015, 30(18): 61-68.

[10] 陈甜甜. 交错并联三电平逆变器环流及中点平衡控制研究[D]. 合肥: 合肥工业大学, 2020.

[11] 肖怡. 三相并联 PWM 逆变器的环流分析及控制方法研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2017.

[12] ZHANG Y, KANG Y, CHEN J. The zero-sequence circulating currents between parallel three-phase inverters with three-pole transformers and reactors [C]// 21st Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, March 19 - 23, 2006, Dallas, TX, USA. IEEE, 2006.

[13] 陈阿莲, 何湘宁, 赵荣祥. 一种改进的级联型多电平变换器拓扑[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(11): 9-12.

[14] YOSHIHIRO K. Cross current control for parallel operating three phase inverter [C]. Proceedings of 1994 Power Electronics Specialists Conference, June 20-25, 1994, Taipei, China. IEEE, 1994: 943-950.

[15] 张宇. 三相逆变器动态特性及其并联系统环流抑制的研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2005.

[16] 陈良亮. 无输出隔离变压器的逆变器并联系统研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2005.

[17] 沈泽微. 基于双逆变器的主动共模抑制策略及应用研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2020.

[18] 武生祥. 并联 T 型三电平逆变器环流抑制及中点平衡控制策略研究[D]. 西安: 西安理工大学, 2018.

作者简介:

徐琳(1984), 女, 博士, 正高级工程师, 研究方向为电力电子和电能质量;

刘畅(1993), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为电能质量;

路子豪(1999), 男, 硕士研究生, 研究方向为多电平逆变器。
(收稿日期: 2024-03-27)

高频磁电耦合电流传感器调理电路设计与实现

刘苏婕¹, 莫锦涛², 吴金根², 李福超¹

(1. 国网四川省电力公司营销服务中心, 四川 成都 610045; 2. 西安交通大学电子科学与工程学院 电子陶瓷与器件教育部重点实验室, 陕西 西安 710049)

摘要:针对新型电力系统中兆赫兹级高频暂态电流分量的探测需求,介绍了一款剪切模式高频磁电耦合电流传感器的敏感机理和结构设计。为有效提升该电流传感器的灵敏度、探测极限等核心性能,设计并研制了一款高频调理电路,通过仿真分析对其性能做出判断,进一步搭建了一套高频电流试验系统对其进行了试验验证。试验结果表明,经过调理后的灵敏度达到 14.24 mV/mA,线性拟合度(R 平方)达到 0.999 68,0.9~1.1 MHz 频率范围内输出信号有效值的变化波动小于 3%,探测极限达到 10 μ A 以内。该调理电路显著提升了磁电耦合电流传感器的高频探测性能,对于新型电力系统中高达 MHz 频率的高频暂态电流分量探测具有很好的应用潜力。

关键词:磁电耦合; 电流传感器; 高频电流; 调理电路

中图分类号:TP 212 **文献标志码:**A **文章编号:**1003-6954(2025)01-0093-06

DOI:10.16527/j.issn.1003-6954.20250113

Design and Implementation of Conditioning Circuit for High-frequency Magnetolectric Coupling Current Sensor

LIU Sujie¹, MO Jintao², WU Jingen², LI Fuchao¹

(1. State Grid Sichuan Electric Power Company Marketing Service Center, Chengdu 610045, Sichuan, China;
2. Electronic Materials Research Laboratory, Key Laboratory of the Ministry of Education, School of Electronic Science and Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, Shaanxi, China)

Abstract: The sensing mechanism and structure design of a d_{15} mode high-frequency magnetolectric coupling current sensor is introduced for detection needs of high-frequency transient current component up to MHz level in new power system. In order to effectively improve sensitivity, detection limit and other core performances of current sensor, a high-frequency conditioning circuit is designed and developed, and its performances are estimated by simulation. Furthermore, a high-frequency current test system is established to verify its performances. The experimental result shows that the sensitivity under conditioning reaches 14.24 mV/mA, the linear regression coefficient reaches 0.999 68, the fluctuation of output signal RMS is less than 3% within the frequency range of 0.9 MHz to 1.1 MHz, and the detection limit is within 10 μ A. This conditioning circuit significantly improves the high-frequency detection performance of magnetolectric coupling current sensor, which has great potential for high-frequency transient current component detection up to MHz frequency in new power system.

Key words: magnetolectric coupling; current sensor; high-frequency current; conditioning circuit

0 引言

在新型电力系统中,为了实现对系统扰动的快速感知以及电力设备故障的协同诊断,针对高频暂

态电流分量的探测需求日益迫切。电磁式互感器、直流分流器等传统技术能够很好地实现工频和直流电流的探测^[1],但难以满足诸如谐波电流、雷击电流、故障电弧电流、特快速暂态电流等高频暂态电流分量的探测需求^[2]。罗氏线圈、全光纤电流传感器等已有的高频电流探测手段,存在弱信号探测能力不足、成本较高、安装维护难度大等缺点。磁电耦

合电流传感器基于磁电复合材料的磁-力-电多场耦合效应,具有高灵敏度、低功耗、低成本、安装维护便捷等突出优势,近年来在高频电流探测领域受到关注^[3]。

目前,国内外已有一部分学者开展了磁电耦合电流传感器的研究。文献[4]提出了一种基于自偏置磁电耦合效应的电流传感器,该传感器采用了 $\text{SrFe}_{12}\text{O}_{19}/\text{FeCuNbSiB}/\text{PZT}$ 磁电复合材料,对工频电流探测的灵敏度达到 198.91 mV/A ,分辨率为 0.01 A 。文献[5]在环形电流传感器的基础上,研究了一种用于检测载流电缆或导体涡流磁场的环形磁电耦合电流传感器,该传感器在 $1\text{ Hz}\sim 30\text{ kHz}$ 的频率范围内具有 12.6 mV/A 的非谐振灵敏度,在 67 kHz 时具有 92.2 mV/A 的谐振灵敏度。文献[6]研究了一种零偏置磁电耦合电流传感器,该电流传感器无需外界供能,可用于 50 Hz 工频输电线路电流检测,在 $0\sim 10\text{ A}$ 电流范围内灵敏度达到 330 mV/A 。文献[7]基于环形磁电复合材料设计了一款极高灵敏度的电流传感器,在 174.4 kHz 频率下的灵敏度达到 5.426 V/A ,探测极限达到 $10\text{ }\mu\text{A}$ 。文献[8]设计并制造了一种基于T-T型圆盘式磁电复合材料的大量程直流电流传感器,通过设计反馈电路可将非线性输入输出映射到 $0\sim 500\text{ A}$ 的线性范围,最终实现对 $0\sim 1000\text{ A}$ 大量程范围直流电流的线性探测,灵敏度为 1.014 mV/A 。总体而言,国内外在磁电耦合电流传感器领域已开展的研究主要集中于敏感机理及器件制备方面,并且频率范围主要是面向 0 至几百千赫兹的频段,对于 1 MHz 及以上频段的传感器件及其调理电路方面的研究较少。

下面针对兆赫兹级高频电流的探测需求,介绍了高频磁电耦合传感元件^[9]的敏感机理和电流探测原理,针对性地设计了一款高频调理电路,通过仿真分析了调理电路的性能,进一步研制出调理电路板,并开展了试验验证。

1 高频磁电耦合电流传感器设计

由于磁电耦合传感元件在谐振频率下具有超高灵敏度的特殊优势,因此可以充分利用这种选频特性,使单个传感器工作在谐振频率下,进一步使用不同谐振频率的多个传感器进行组合拓宽探测频率范围。据此思路,以 1 MHz 作为目标谐振频率典型

值,设计了一款磁电耦合传感器。该传感器的敏感元件是由1个磁致伸缩层、2个压电层和1个刚性层组成的磁电复合多层结构。其中磁致伸缩层由12层金属玻璃非晶合金层逐层结合在一起,压电层选用钨酸铅压电陶瓷,2个压电层夹在磁致伸缩层和刚性层之间,通过环氧树脂粘接并在室温下固化 24 h 。制备完成的敏感元件总长度约为 15 mm ,总厚度小于 5 mm 。该敏感元件工作在剪切模式(d_{15})下,当敏感元件暴露于外部磁场中时,其磁致伸缩层在磁场激励作用下产生长度纵向振动,进一步作用于压电材料产生厚度剪切振动,此时连接到2个压电层的顶表面和底表面的柔性电极将产生差分电压信号输出,该传感器的准静态磁电耦合系数(mV/cm Oe)可表达为

$$\alpha_{\text{ME},15} = kd_{33,m}Eg_{15}/[2(1+\nu)] \quad (1)$$

式中: k 为压电陶瓷和非晶合金之间的界面耦合系数, $0\leq k\leq 1$; $d_{33,m}$ 为非晶合金的纵向压电应变系数; E 为压电陶瓷的弹性模量; g_{15} 为压电陶瓷的压电电压系数; ν 为压电陶瓷的泊松比。由此,可实现磁场到电信号的变换。

为准确探测电流,进一步设计并制备了带气隙的聚磁环,聚磁环材料选用了锰锌铁氧体,内径为 25 mm ,外径为 44.3 mm ,厚度为 14.3 mm 。将上述的磁电耦合敏感元件置于聚磁环气隙中,形成了完整的磁电耦合电流传感器,如图1所示。

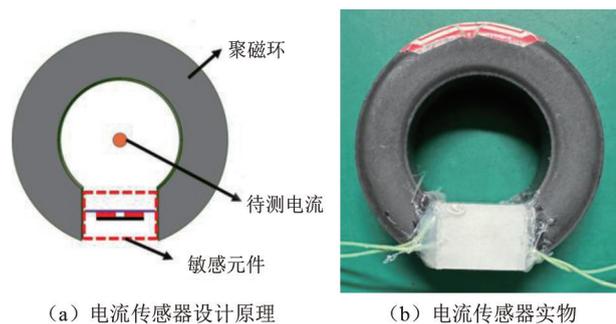


图1 高频磁电耦合电流传感器

通过性能试验研究可知,该磁电耦合电流传感器对于兆赫兹级高频电流信号具有良好的线性响应,并在 1.029 MHz 附近达到明显的谐振峰,但灵敏度仅有 11.42 mV/A 。这是因为当锰锌铁氧体聚磁环工作于高频磁场中时,其涡流损耗和法拉第效应显著增大,对传感器的灵敏度产生了一定程度的削弱。另外,由于电路噪声的影响,磁电耦合电流传感器的输出电压波形在波峰和波谷处显示出轻微的信

号毛刺。为获得更好的输出特性,先后制备了多只磁电耦合电流传感器,其中性能最优的传感器灵敏度达到约 35 mV/A。但对于高频弱信号探测而言,该灵敏度仍未达到理想范围。

从上述研究结论可以看出,虽然所研制的磁电耦合电流传感器能够实现兆赫兹级高频电流信号的探测,但仍需进一步提升灵敏度、探测极限等性能指标。同时,磁电耦合敏感元件的输出信号为高阻抗的电荷信号,难以直接匹配后续电路。因此,设计了一款具有深度负反馈的低噪声调理电路,对传感器输出信号进行进一步放大、噪声抑制和直流偏置补偿,并将传感器输出信号转换为低阻抗的电压信号,以满足实际工程中对于高频电流探测的应用需求。

2 高频调理电路设计与实现

2.1 放大电路设计

所设计高频磁电耦合电流传感器的谐振频率为 1 MHz,因此需采用高频模拟器件设计放大电路以满足工作频率范围的要求,并保证放大电路在 1 MHz 附近具有平坦的响应。所设计放大电路,单级放大增益设计为 20 倍左右,如图 2 所示。该电路采用了 ADI 公司生产的 AD8421 仪表放大器,该放大器芯片具有成本、低功耗、极低噪声、超低偏置电流、高处理速度等优点,芯片共有 8 个引脚,其中引脚 1 和 4 用于接收传感器输出信号。该电路中磁电耦合元件的输出电压信号和接地端分别串联 1 个 20 Ω 电阻后连接到引脚 4 和引脚 1,以减小过冲信号。引脚 2 和 3 连接可调电阻器 R_3 ,用于调节放大倍数。引脚 5 和 8 是芯片电源,分别连接 VCC 和 VEE,引脚 7 是放大电路输出信号,连接到由 R_8 和 C_6 组成的高通滤波器用于去除低频噪声,高通滤波器截止频率根据式(2)计算。

$$f = \frac{1}{2\pi R_8 C_6} \quad (2)$$

式中: f 为低频截止频率,取值 80 kHz; R_8 为 100 Ω 。则根据式(2)可以计算电容 C_6 为 20 nF,同时电容 C_6 可以隔断直流信号。由于无源带通滤波器的频率响应通常不够平坦,所设计的放大电路采用了具有合适高频截止频率的仪表放大器芯片来实现带通滤波,实际选用的 AD8421 仪表放大器的高频截止频率在 4.9 MHz,满足设计需求。

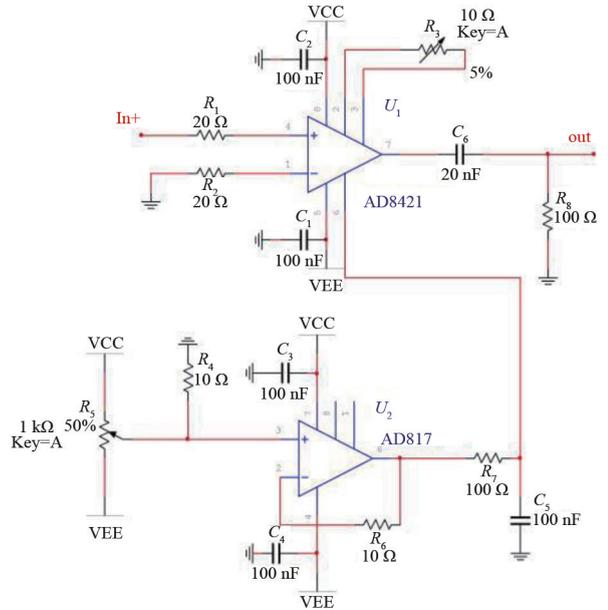


图 2 高频调理电路

2.2 直流偏置调节电路设计

为实现放大电路的直流偏置调节,选用 AD817 运算放大器构建了一个电压跟随器,通过固定电阻 R_4 和可调电阻 R_5 构成电压调节回路,连接到 AD817 的引脚 3,如图 2 所示。AD817 的引脚 6 为输出,通过电阻 R_6 连接到引脚 2 构成负反馈。输出信号通过 R_7 与 C_5 构成的低通滤波器,连接到放大电路 AD8421 的引脚 6。由此,可通过调整可调电阻 R_5 的值来调整放大电路输出信号的直流偏置电压。

2.3 调理电路仿真分析

为验证所设计调理电路的响应特性,使用 Multisim 仿真软件对调理电路的频率响应和时域波形进行了仿真分析。首先,使用 Multisim 中的频域扫描分析(AC sweep)进行了频域仿真,起始频率设置为 1 Hz,终结频率设置为 10 MHz。调理电路的 R_3 设置为 500 Ω ,根据理论计算,调理电路在 1 MHz 频率下的放大倍数为 20.3 倍。实际仿真结果如图 3 所示,可以看出调理电路在 1 MHz 下的放大倍数仿真结果为 20.36,与理论放大倍数接近,-3 dB 带宽为 80 kHz~4.9 MHz。同时,仿真结果显示该调理电路具有良好的噪声抑制效果。

其次,使用 Multisim 中的交互仿真(Interactive simulation)进行了时域波形仿真。输入信号的有效值设置为 2 mV,频率设置为 1 MHz。仿真结果如图 4 所示,可以看出输入信号经过调理电路进行了有效放大,波形未失真,输出电压幅值是输入电压的 20.56 倍,接近理论放大倍数。

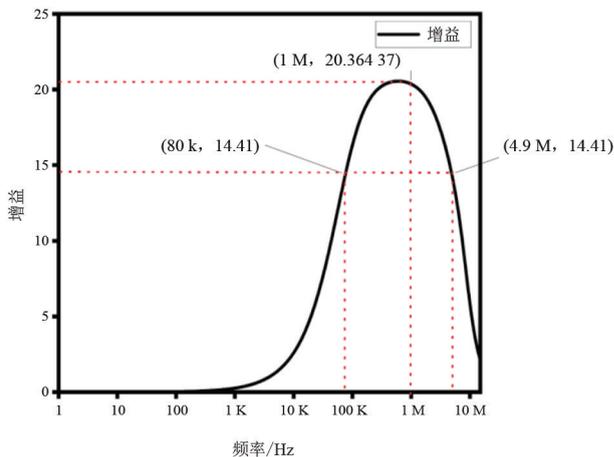


图 3 调理电路的频率响应仿真

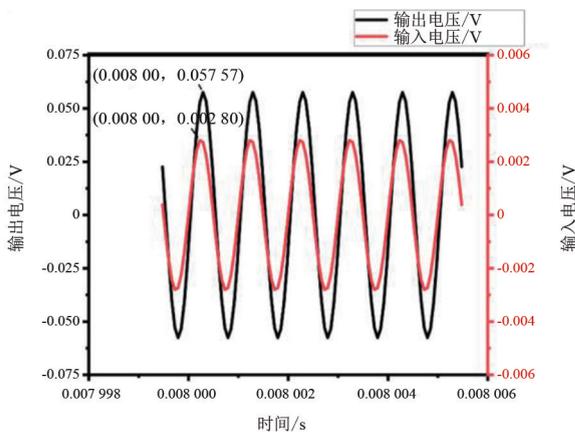


图 4 调理电路的时域波形仿真

2.4 传感器及调理电路整体等效电路分析

所设计的磁电耦合电流传感器等效电路为一个 RLC 回路与等效电容的并联,如图 5 所示。其中 R_9 、 L_1 及 C_7 形成 RLC 串联回路,在频率达到谐振频率处时, C_7 与 L_1 发生谐振,阻抗抵消,进而使输出电压增大形成谐振峰。根据磁电耦合敏感元件的各项物理特性,通过计算得出各等效元件参数为: $C_7 = 14.6 \text{ pF}$, $L_1 = 1.542 \text{ mH}$, $R_9 = 130.15 \text{ } \Omega$, $C_8 = 2.536 \text{ pF}$ 。

将传感器等效电路与调理电路结合,得到整体等效电路,如图 6 所示。通过对整体等效电路进行频率响应特性仿真分析,并以谐振频率输出为参考值,做归一化处理,结果如图 7 所示。仿真结果显示,传感器及调理电路整体的谐振频率为 1.07 MHz,而上述传感器性能试验测得的谐振频率为 1.029 MHz,可以看出调理电路与传感器的频率特性实现了较好的匹配。

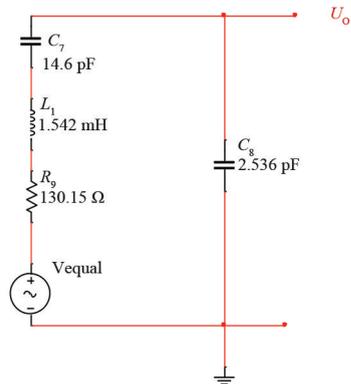


图 5 前端器件的等效电路

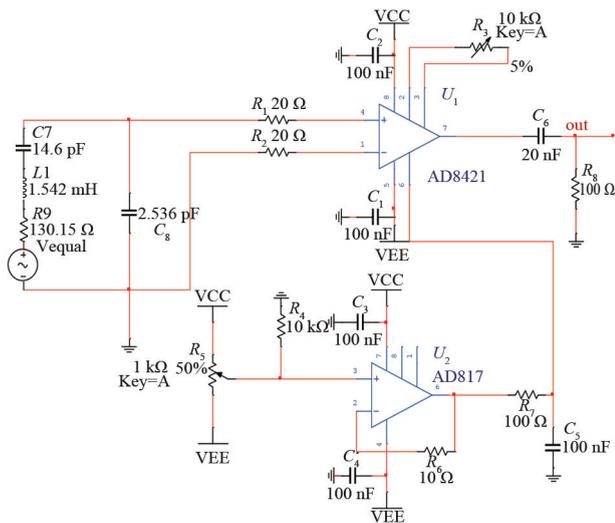


图 6 传感器及调理电路整体等效电路

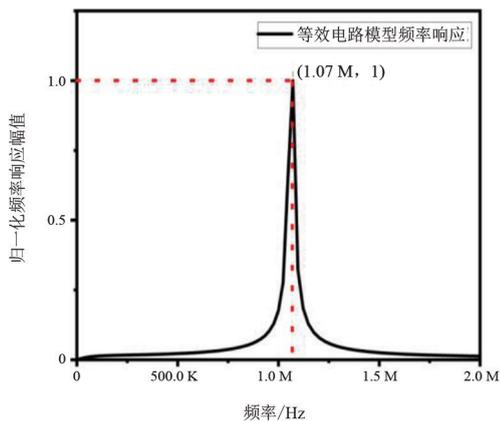


图 7 传感器及调理电路整体等效电路频率响应仿真

综上所述,所设计的调理电路能够有效满足磁电耦合电流传感器的频率范围和单级放大增益。通过放大电路级联,能够将磁电耦合电流传感器的输出信号放大至满足要求的范围,并与后端 AD 采样电路实现阻抗匹配。实际制备出的调理电路板如图 8 所示。在实际工程应用中,可将 2 块调理电路板进行级联,实现 400 倍以上的放大增益。

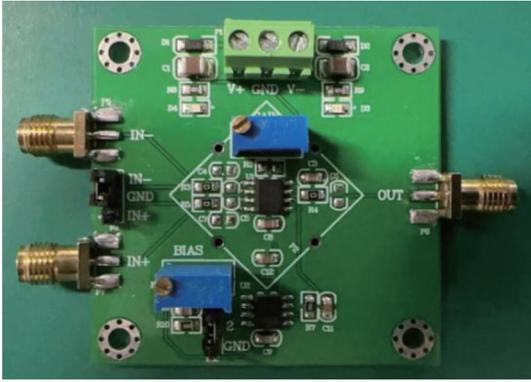


图 8 调理电路板实物

3 高频调理电路性能试验研究

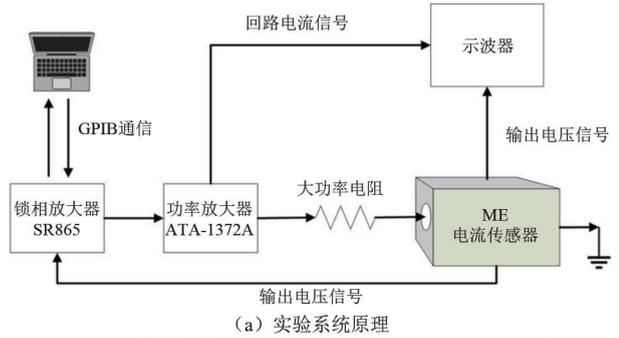
为验证所设计高频调理电路的实际性能,将磁电耦合电流传感器和 2 级级联的高频调理电路板集成为一整套电流检测单元,并搭建了高频电流试验系统,对电流检测单元的灵敏度、频率范围、探测极限等核心性能参数进行了验证。该试验系统由锁相放大器、功率放大器、示波器、大功率电阻等设备组成,原理框图如图 9(a)所示,实际场景如图 9(b)所示,为了减小外界信号的干扰,整套电流检测单元放置于屏蔽测试腔体当中。

3.1 灵敏度测试

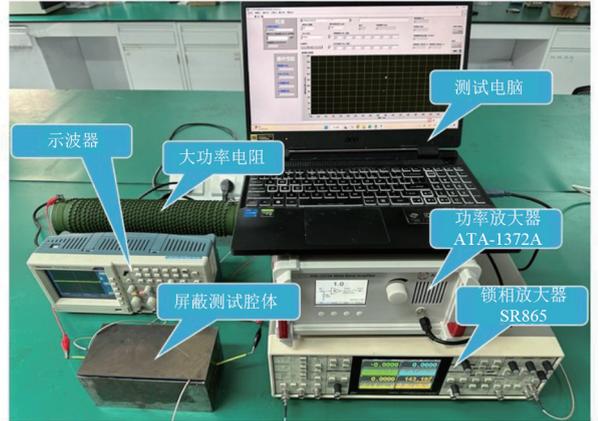
按照图 9(a)所示的试验原理,使用锁相放大器产生高频信号并通过功率放大器放大后作为待测电流信号,将载有待测电流的导线穿过高频磁电耦合电流传感器。试验中,将待测电流的频率设置为 1 MHz,幅值以 25 mA 的间隔从 50 mA 逐步增加至 200 mA。同时,使用示波器的通道 1、通道 2 分别连接功率放大器的电流检测接口和第 2 级调理电路的输出端口,分别测量并记录待测电流及电流检测单元输出信号的有效值。完成测试试验后,将测得的数据点做线性拟合并提取斜率值,得到灵敏度的测试结果。灵敏度计算公式为

$$\beta = V_{out}/I \quad (3)$$

式中: β 为电流检测单元整体灵敏度, mV/mA; V_{out} 为电流检测单元输出电压有效值, mV; I 为被测电流有效值, mA。从图 10 显示的测试结果可以看出,电流检测单元的整体灵敏度达到 14.24 mV/mA,线性拟合度(R 平方)达到 0.999 68,该结果表明经过信号调理后的电流检测单元对高频电流具备了良好检测能力。



(a) 实验系统原理



(b) 实验系统实物

图 9 高频电流试验系统

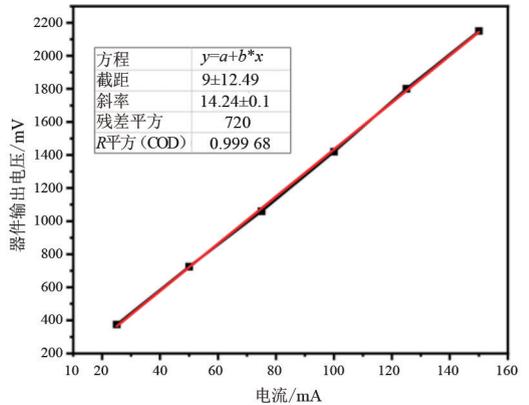


图 10 灵敏度测试结果

3.2 谐振频率响应测试

按照图 9(a)所示的测试原理,使用锁相放大器产生高频信号并通过功率放大器放大后作为待测电流信号,将载有待测电流的导线穿过高频磁电耦合电流传感器。试验中,调节锁相放大器的输出,使待测电流的有效值保持 100 mA,并在上位机中通过程序控制锁相放大器输出信号的频率。为验证传感器在谐振频率(1 MHz)附近的响应是否平坦,试验中将待测电流频率设置为以 0.01 MHz 的间隔从 0.90 MHz 向 1.10 MHz 连续改变。同时,使用示波器的通道 1 连接功率放大器的电流检测接口以测量待测电流有效值,使用锁相放大器的检测端口

连接第 2 级调理电路的输出端以测量并记录电流检测单元输出信号的有效值。

完成测试试验后,以 1 MHz 作为中心频率,按照式(4)绘制频率响应曲线。

$$\gamma = (V_{\text{out}}/V_{1\text{MHz}} - 1) \times 100\% \quad (4)$$

式中: V_{out} 为电流检测单元输出信号的有效值; $V_{1\text{MHz}}$ 为电流检测单元在中心频率(1 MHz)下的输出信号有效值; γ 为幅值波动百分比。从图 11 显示的测试结果可以看出,0.90~1.10 MHz 频率范围内电流检测单元输出信号有效值的变化波动在 3% 以内。

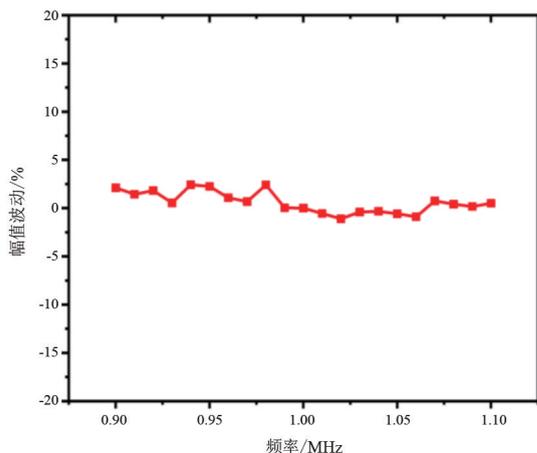


图 11 频率范围测试结果

3.3 探测极限测试

按照图 9(a) 所示的测试原理,使用锁相放大器产生高频信号并通过功率放大器放大后作为待测电流信号,将载有待测电流的导线穿过高频磁电耦合电流传感器。试验中,通过上位机程序控制锁相放大器输出信号的频率固定在 1 MHz,待测电流有效值从 1 mA 开始逐步减小。同时,使用示波器的通道 1 连接功率放大器的电流检测接口以测量待测电流有效值,使用锁相放大器的检测端口连接第 2 级调理电路的输出端以测量并记录电流检测单元输出信号的有效值。

完成测试试验后,将待测电流的有效值、电流检测单元输出信号有效值的实验数据导出,并在计算机中进行数据处理,将电流检测单元输出信号数据绘制为曲线,计算输出电压随电流信号的线性变化终止点,该点对应的电流值,即为探测极限。从图 12 显示的测试结果可以看出,电流检测单元输出信号在待测电流降低至 10 μA 以下时仍呈现线性响应特性,由此可知电流检测单元的整体探测极限达到 10 μA 。

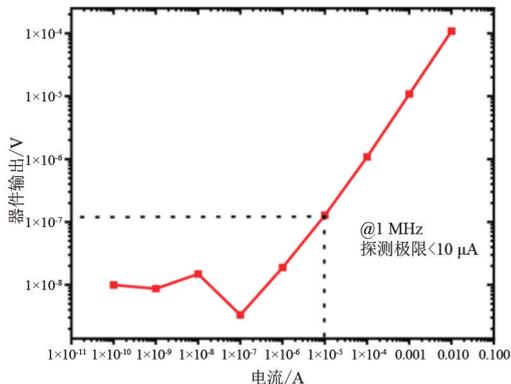


图 12 探测极限测试结果

4 结论

上面针对新型电力系统中兆赫兹频段高频电流的探测需求,介绍了一款工作在剪切模式的高频磁电耦合电流传感器的敏感机理和电流探测原理;针对该电流传感器灵敏度、探测极限等性能提升需求,研制了一款高频调理电路并对其进行了仿真分析,进一步搭建了高频电流试验系统,对高频磁电耦合电流传感器和 2 级高频调理电路组成的电流检测单元的整体性能进行了试验验证。试验结果表明,经过调理后的灵敏度达到 14.24 mV/mA,线性拟合度(R 平方)达到 0.999 68,0.90~1.10 MHz 频率范围内输出信号有效值的变化波动小于 3%,探测极限达到 10 μA 。可以看出,所提出的调理电路有效提升了磁电耦合电流传感器的高频探测性能,对于新型电力系统中高达 MHz 频率的高频暂态电流分量探测具有很好的应用潜力。

参考文献

- [1] 周峰,李鹤,李文婷,等.大电流测量传感技术综述[J].高电压技术,2021,47(6):1905-1920.
- [2] 朱鸿,沙致远,李佳讯,等.基于法拉第效应的宽频光学电流传感器研制及其性能研究[J].高电压技术 2024,50(5):2198-2206.
- [3] 卢诗华,于歆杰,楼国锋.一种基于磁电层合材料的新结构大电流传感器[J].电工技术学报,2016,31(23):70-76.
- [4] 吴宇,杨爱超,欧正宇,等.基于自偏置磁-机-电耦合效应的电流传感器研究[J].传感技术学报,2019,32(1):62-66.

GIS 内置特高频传感器响应特性试验及结果分析

何宇航¹, 张铸林², 张劲¹, 姚晓¹, 苏明虹², 薛志航¹

(1. 国网四川省电力公司电力科学研究院, 四川 成都 610041;

2. 四川蜀能电力有限公司高新分公司, 四川 成都 610041)

摘要:为确保安装使用内置特高频传感器的气体绝缘金属封闭开关设备局部放电监测系统可靠工作,使用吉赫兹横电磁波室试验平台,对四川电网新建 1000 kV 及 500 kV 输变电工程气体绝缘金属封闭开关设备所使用的 665 只内置特高频传感器开展了频率响应特性试验,并且使用可调制脉冲发生装置对部分已经完成现场安装的传感器开展了检测灵敏度试验。结合传感器原理及安装要求对试验结果进行了分析,并据此对内置特高频传感器及局部放电监测系统现场应用提出了建议。

关键词:内置特高频传感器; 吉赫兹横电磁波室; 频率响应特性; 检测灵敏度

中图分类号: TM 937 **文献标志码:** A **文章编号:** 1003-6954(2025)01-0099-06

DOI: 10.16527/j.issn.1003-6954.20250114

Response Characteristics Test for Built-in UHF Sensor of GIS and Its Result Analysis

HE Yuhang¹, ZHANG Zhulin², ZHANG Jing¹, YAO Xiao¹, SU Minghong², XUE Zhihang¹

(1. State Grid Sichuan Electric Power Research Institute, Chengdu 610041, Sichuan, China;

2. High-tech Branch of Sichuan Shuneng Electric Power Co., Ltd., Chengdu 610041, Sichuan, China)

Abstract: In order to guarantee the reliability of partial discharge monitoring system in gas insulated metal enclosed switchgear (GIS) installed with built-in ultra-high frequency (UHF) sensors, the tests for frequency response characteristics of 665 built-in sensors used in newly-built 1000 kV and 500 kV power transmission and transformation projects are carried out through the gigahertz transverse electromagnetic (GTEM) platform, and the detection sensitivity test is carried out by using a modulated pulse generator for some sensors already installed on GIS. Based on the principle of sensors design and installation requirements, the test results are analyzed, and the suggestions are proposed for the application of built-in UHF sensors and partial discharge monitoring systems.

Key words: built-in ultra-high frequency sensor; gigahertz transverse electromagnetic cell; frequency response characteristics; detection sensitivity

0 引言

近年来,随着四川电网电压等级提高和设备规模扩大,仅依靠技术人员定期开展局部放电特高频带电检测已无法满足“重要设备全覆盖、缺陷隐患跟踪监视、差异化状态检修”的工作要求。在这样的背景下,需要提升重要设备局部放电特高频“在线监测+带电检测”的应用效果,充分发挥在线监测技术缺陷预警和跟踪能力,提升电网设备安全水平。

基金项目: 国网四川省电力公司科技项目“超/特高压 GIS 设备内置式局部放电监测装置性能评估关键技术研究”(52199723001A)

特高频局部放电在线监测根据其传感器安装位置可分为外置式和内置式两种方案。其中,内置式方案的局部放电特高频传感器与气体绝缘金属封闭开关设备(gas insulated metal enclosed switchgear, GIS)主体同步设计生产安装,具有抗干扰性能好、监测灵敏度高等优点,适用于大规模长时监测,是实现在线监测的主要手段,但内置式方案对盆式绝缘子、外露绝缘件等带电检测测点采取了全屏蔽措施,内置传感器成为局部放电特高频检测唯一通道^[1]。因此,必须在 GIS 设备交接试验前,对内置传感器开展响应特性和检测灵敏度试验,避免因传感器性能不足、监测点位设置不合理等问题导致局部放电异常监测

灵敏度降低、出现监测盲区,甚至引发设备故障被迫停运的事故^[2-4]。

下面对近期四川电网内新建 1000 kV 及 500 kV 输变电工程使用的 665 只内置传感器开展响应特性和检测灵敏度试验。

1 传感器响应特性试验

1.1 传感器响应特性

特高频传感器在给定频率下的电压响应幅值和安装位置入射电场强度的比值被定义为传感器的有效高度,一般用传感器在工作频率范围内各频点有效高度的算术平均值,即平均有效高度来评价传感器频率响应特性。

吉赫兹横电磁波(gigahertz transverse electromagnetic, GTEM)室采用非对称矩形传输线原理,通过同轴输入端向小室注入陡脉冲激励信号,在中心导体和底板之间形成相对均匀的电磁场,并在后壁使用锥形吸波材料消除后端反射,具有工作频段宽、内部场强均匀、屏蔽性能好等特点,可用于开展特高频传感器频率响应特性试验^[5]。

所开展试验要求传感器在 300~2000 MHz 工作频率范围内平均有效高度不小于 8 mm,最小有效高度不小于 3 mm,同时考察传感器有效高度不小于 6 mm 时的有效工作频段。

1.2 传感器响应特性试验方法

根据第 1.1 节给出的传感器平均有效高度定义,需在各频率点同步测量传感器安装位置的入射电场强度 E_i 和电压响应幅值,计算得到平均有效高度。但是测量入射电场强度存在困难:一方面引入电场测量系统会造成测量位置电场畸变,无法直接测量;另一方面则因为 GTEM 小室内部电场分布并不是完全均匀的,无法根据其他位置场强间接推算。因此,为避免误差风险,所开展试验采用基于标准传感器响应特性的时域参考测量法^[5-7],检测系统如图 1 所示。

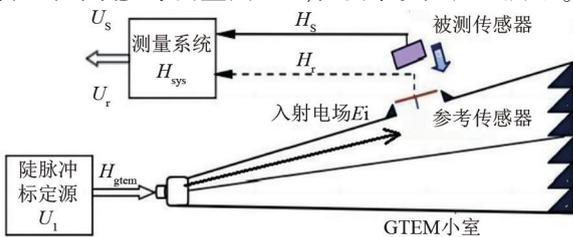


图 1 时域参考法检测系统

GTEM 小室、标准传感器、被测传感器和测量系统的传递函数分别为 H_{gtem} 、 H_r 、 H_s 和 H_{sys} ,激励信号 U_1 注入后,被测传感器和参考传感器在 GTEM 试验平台的响应 U_r 和 U_s 为

$$\begin{cases} U_r = U_1 \cdot H_{gtem} \cdot H_r \cdot H_{sys} \\ U_s = U_1 \cdot H_{gtem} \cdot H_s \cdot H_{sys} \end{cases} \quad (1)$$

标准传感器的传递函数 H_r 和响应特性 U_r 已知,被测传感器响应 U_s 可以通过测量系统检测,由此,根据式(1)可以计算得到被测传感器传递函数 H_s 。

$$H_s = \frac{U_s}{U_r} H_r \quad (2)$$

1.3 传感器响应特性试验平台

试验平台由脉冲标定源、GTEM 小室、标准传感器和测量系统组成。陡脉冲标定源、GTEM 小室技术参数如表 1、表 2 所示。

表 1 脉冲标定源参数

参数	性能指标
输出电压波形	双指数充放电波形 上升沿时间(20%~80%) ≤ 300 ps 下降沿时间 4.5~5.5 ns
输出电压幅值	电压输出 0~200 V,连续调节步长 0.1 V,幅值误差 ≤ ±5%

表 2 GTEM 小室参数(校准值)

参数	性能指标
尺寸(长×宽×高)/m	4.2×2.2×1.5
频带	DC 至 3 GHz
最大电压驻波比	1.37(2000 MHz)
最大输入阻抗/Ω	50.6(2000 MHz)

标准传感器为 25 mm 单极探针,探针实测高度(校准值)与理论高度对比如表 3 所示。

表 3 单极标准探针有效高度数据

频率/MHz	理论高度/mm	实测高度/mm
300	0.6	0.57
500	1.1	1.11
800	1.7	1.72
1200	2.8	2.78
1500	4.0	3.96
1700	5.0	4.95

1.4 传感器响应特性试验

为叙述方便,统一使用型号代码表示被测的 3 类原理 5 个型号传感器,传感器信息如表 4 所示。

试验得到各型号传感器平均有效高度、有效工作频段等响应特性如表 5 所示。

“1”型传感器响应特性如图 2 所示,传感器采

表 4 被测传感器信息

型号代码	安装位置	传感器原理	数量/只
1	500 kV 母线手孔	单极子天线	344
	500 kV 断路器盖板		
2	500 kV 断路器盖板	电容耦合天线	51
3-1	1000 kV 断路器盖板	圆盘天线	9
3-2	1000 kV 母线手孔	圆盘天线	196
3-3	1000 kV 分支母线手孔	圆盘天线	65

表 5 被测传感器响应特性

型号	平均有效高度 /mm		≥3 mm 频率/MHz	截止频率/MHz	
	最大值	最小值		下限	上限
1	14.950	10.050	467.9	499.9	1 567.8
2	9.289	8.568	189.0	321.9	1 403.8
3-1	13.520	13.060	325.9	377.9	1 819.8
3-2	11.880	11.060	88.0	116.0	1 221.8
3-3	11.440	10.930	253.0	279.1	1 409.8

用单极子天线原理。通过试验结果可以看出,传感器低频有效高度不满足要求。结合其天线类型和安装位置初步分析,传感器为满足 GIS 设备安装要求而采取小型化设计,单极子天线的天线辐射体长度和半径尺寸主要限制了低频响应特性^[8],因此传感器低频响应特性差。在现场监测中,对于放电能量主要集中在中低频段的缺陷,如固体绝缘气隙、沿面等系统,可能存在监测灵敏度不足的情况。实际应用中应当针对性地设计更高的低频段动态增益并且分段调整信号阈值,以保证监测效果。

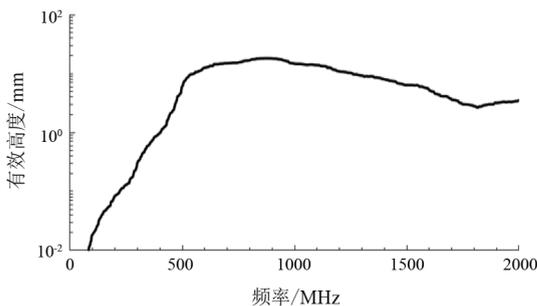


图 2 “1”型传感器响应曲线

“2”型传感器响应特性如图 3 所示,传感器采用电容式天线原理。从表 5 可以看出,“2”型传感器在更高频段仍然能够保持有效高度不小于 5 mm,响应特性良好。

“3”型传感器响应特性如图 4 所示。“3”型传感器采用圆盘天线原理,天线的谐振频率和工作带宽与圆盘等效半径、介质层介电常数相关,圆盘等效半径越大、介电常数越大,得到的传感器谐振频率越低,但介电常数增大会缩窄传感器工作带宽。所有

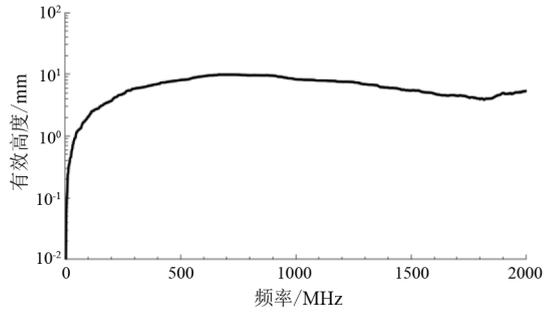


图 3 “2”型传感器响应曲线

传感器中,“3-1”型传感器圆盘等效半径和介电常数最小,因此传感器低频段特性最差而工作频带最宽;部分传感器在低于 300 MHz 频段仍然保持较高的有效高度,由于该频段还包含空气电晕、电机等其他现场电气噪声,因此在实际应用中应设计合理的滤波器来降低系统噪声风险,以保证监测效果。

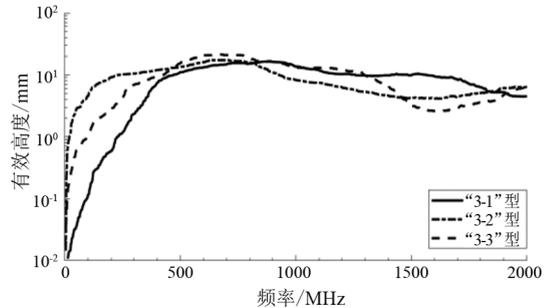


图 4 “3”型传感器响应曲线

1.5 传感器响应特性试验总结

使用 GTEM 试验平台开展 3 种不同原理内置特高频传感器响应特性试验,所有传感器总体响应特性满足要求,但是由于天线原理和结构特性限制,部分天线存在低频段响应特性差的情况。

2 传感器检测灵敏度试验

2.1 传感器检测灵敏度试验方法

使用 CIGRE TF 15/33.03.05 工作组推荐的等效脉冲注入检验方法^[9]现场开展传感器检测灵敏度试验,试验方法如图 5 所示。

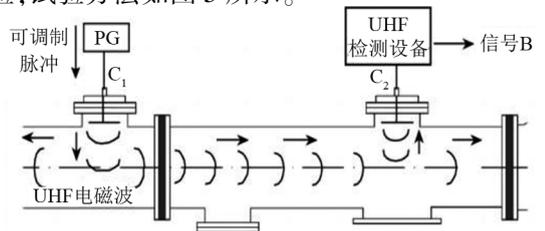


图 5 等效脉冲注入检验方法

试验时,通过内置传感器 C_1 注入调制脉冲电压信号,脉冲电压联合传感器天线在设备中建立起与局部放电激发特高频信号等效的电磁波信号传输,在相邻传感器 C_2 位置检测响应情况,以确定检测系统相邻传感器能够检测到 GIS 内部任一位置的局部放电信号。

2.2 注入脉冲信号等效性确认

脉冲电压联合天线产生的特高频信号与缺陷局部放电激发的特高频信号之间的等效性,是等效脉冲注入检验方法成功的关键。所开展注入脉冲信号等效性试验方法为:使用高压针尖模型模拟 GIS 导体上的毛刺放电缺陷,注入传感器 C_1 和监测传感器 C_2 均使用“1”型传感器,使用 WR8254M 高速示波器监视采集特高频信号,前置增益设置为 20 dB。

试验过程为:1) 外施交流电压,交流电压在毛刺放电缺陷位置激发局部放电,使用脉冲电流法在试验平台校验螺杆位置测量局部放电视在放电量,在监测传感器 C_2 监视并采集特高频信号 UHF1; 2) 停止升压并充分放电后,在注入传感器 C_1 注入脉冲信号,在监测传感器 C_2 监视并采集特高频信号 UHF2; 3) 比较 UHF1 与 UHF2 时频特性,验证脉冲注入信号等效性; 4) 调整脉冲源参数并重复以上步骤,得到满足等效性要求的脉冲信号。

验证试验中,在监测传感器 C_2 能够稳定触发检测的局部放电视在放电量为 10 pC,由此确定的脉冲电压上升沿为 615 ps,减去前置增益后的脉冲幅值为 32 mV。缺陷激发特高频信号和脉冲响应特高频信号时域波形对比如图 6 所示,其频域波形对比如图 7 所示。

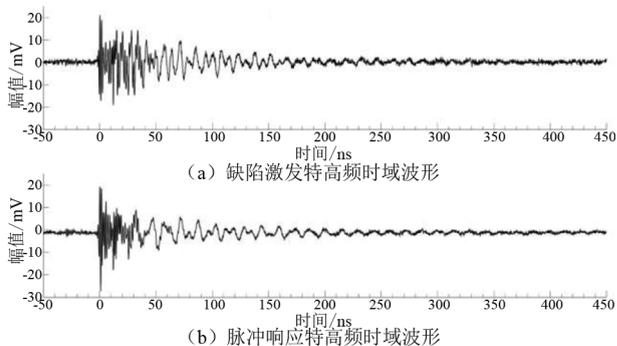


图 6 缺陷激发与脉冲响应特高频信号时域波形对比

时域特性方面:放电激发特高频信号峰峰值为 38 mV,信号持续时间约 190 ns,但是信号振荡衰减过程比较长;脉冲响应特高频信号峰峰值为 39 mV,信号持续时间约 175 ns,信号振荡衰减过程比较短。

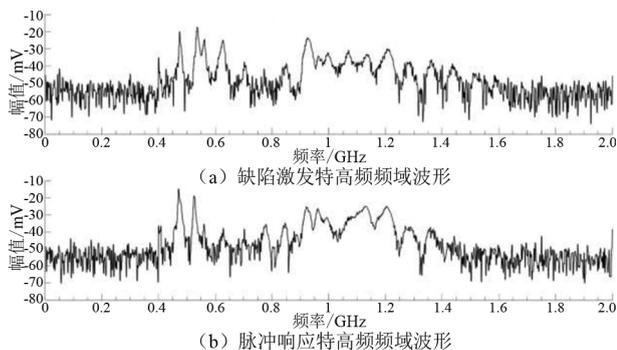


图 7 缺陷激发与脉冲响应特高频信号频域波形对比

频域特性方面:放电激发特高频信号与脉冲响应特高频信号频谱分布特性基本一致,脉冲响应特高频信号仅在 600~650 MHz 范围内缺少一个能量尖峰。

2.3 传感器灵敏度现场试验

以安装有“1”型内置传感器的某 500 kV GIS 设备为试验对象,试验时以断路器、分支母线、主母线气室的内置传感器作为注入测点 C_1 ,再选取与之相邻的内置传感器作为响应测点 C_2 ,按照第 2.1 节给出的试验方法,在 C_1 注入脉冲信号,同时监视注入测点与响应测点,若在 C_2 能够检测到明显信号响应,则根据注入的脉冲幅值推算两个测点之间局部放电检测灵敏度。

注入测点和响应测点设置如表 6 所示。

表 6 检测灵敏度试验测点设置

C_1	C_2	测点之间结构特性
断路器	断路器	断路器、隔离开关均合闸:间距 11.8 m、2 个盆子、3 个拐角、没有断口
		断路器合闸、隔离开关分闸:间距 11.8 m、2 个盆子、3 个拐角、2 个断口
断路器	分支母线	断路器、隔离开关均分闸:间距 11.8 m、2 个盆子、4 个断口、3 个拐角
		最长的分支母线:间距 36.0 m、3 个盆子、4 个拐角
断路器	主母线	最短的分支母线:间距 12.5 m、2 个盆子、3 个拐角
		间距 18.8 m、2 个盆子、2 个拐角
主母线	主母线	间距 20.6 m、2 个盆子、没有拐角

2.3.1 断路器-断路器

当测点之间的断路器、隔离开关均为合闸状态时,监测得到的注入信号与响应信号如图 8 所示,此时注入脉冲幅值 42 mV,计算得到局部放电检测灵敏度约为 13 pC。

当测点之间的断路器、隔离开关均为分闸状态时,监测得到的注入信号与响应信号如图 9 所示,此时触发采集得到的两簇激励与响应信号,从时延判断两簇信号具有一致性,此时注入脉冲幅值 49 mV,

计算得到局部放电检测灵敏度约为 16 pC。

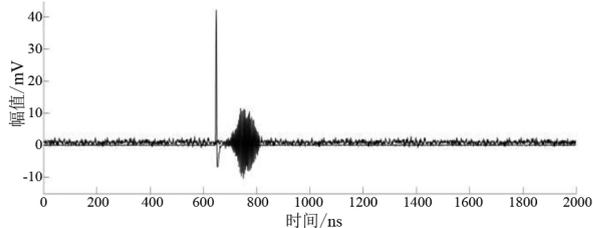


图 8 断路器-隔离开关合闸灵敏度试验波形

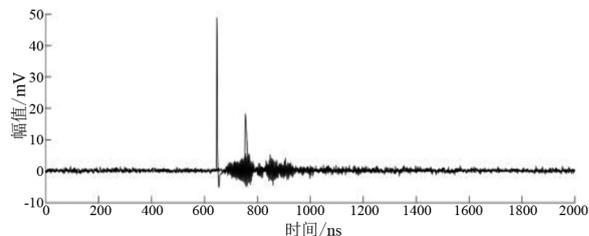


图 9 断路器-隔离开关分闸灵敏度试验波形

当测点之间的断路器为合闸、隔离开关为分闸状态时,监测得到的注入信号与响应信号如图 10 所示,此时注入脉冲幅值 44 mV,计算得到局部放电检测灵敏度约为 14 pC。

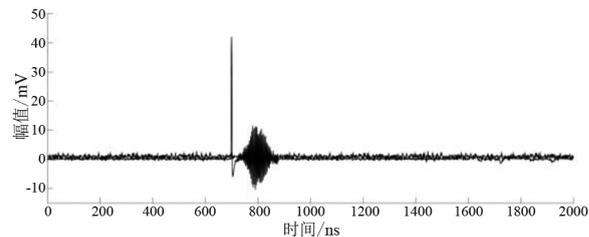


图 10 断路器合闸-隔离开关分闸灵敏度试验波形

2.3.2 断路器-分支母线

当响应测点 C_2 位于较长的分支母线出线端部(出线套管下方)时,监测得到的注入信号与响应信号如图 11 所示,检测得到的响应信号波形呈纺锤包络衰减形状且幅值不足 5 mV,此时注入脉冲幅值为 100 mV,计算得到局部放电检测灵敏度约为 32 pC。同时在注入测点 C_1 注入信号约 800 ns 后检测到反射信号,反射信号与响应信号幅值接近,表明此时检测系统存在信号混叠风险。

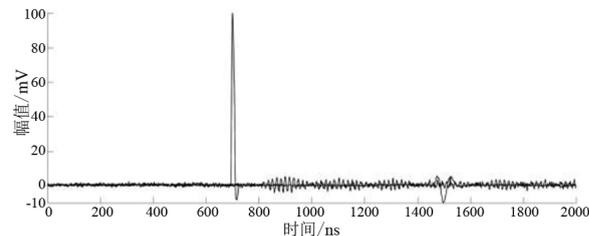


图 11 断路器-长分支母线灵敏度试验波形

当响应测点 C_2 位于较短的分支母线出线中部时,监测得到的注入信号与响应信号如图 12 所示,

此时注入脉冲幅值 41 mV,计算得到局部放电检测灵敏度约为 13 pC。

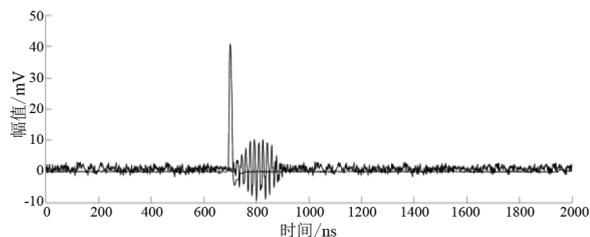


图 12 断路器-短分支母线灵敏度试验波形

2.3.3 断路器-主母线

在断路器和主母线监测得到的注入信号与响应信号如图 13 所示,响应信号波形幅值总体较小且上升沿特征不明显,并且从响应信号持续时间来看,可能存在多个响应信号叠加传输,此时注入脉冲幅值为 46 mV,计算得到局部放电检测灵敏度约为 15 pC。

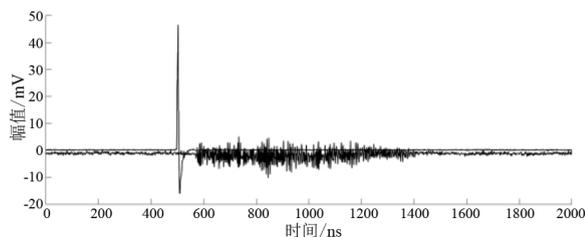


图 13 断路器-主母线灵敏度试验波形

2.3.4 主母线相邻测点

主母线相邻测点监测信号如图 14 所示,注入脉冲幅值为 45 mV 时响应端口 C_2 能够检测到响应信号,计算得到局部放电检测灵敏度约为 15 pC。

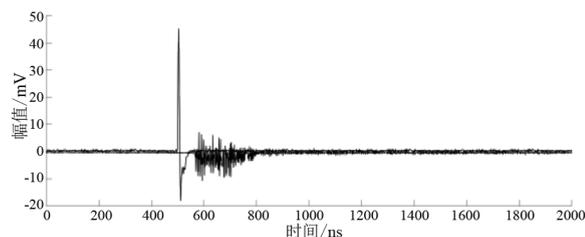


图 14 主母线-主母线灵敏度试验波形

2.4 传感器检测灵敏度试验

使用 GIS 局部放电仿真试验平台对脉冲电压信号联合天线建立的特高频信号与缺陷局部放电激发特高频信号等效性进行了验证,确定等效 10 pC 局部放电的脉冲波形,并以此为基础在安装有“1”型传感器的 500 kV GIS 设备开展了相邻传感器检验灵敏度试验。

试验发现,对于如“断路器-长分支母线”这样相邻传感器之间距离很长的情况,响应信号衰减明显并且存在激励反射信号与响应信号混合叠加的情

况,此时应在分支母线增加测点,对于如“断路器-主母线”这样距离较长且结构较复杂的情况,应考虑适当减少传感器间距。

3 结 论

上面针对近期四川电网 1000 kV 及 500 kV 输变电新建工程使用的局部放电特高频内置传感器开展了响应特性试验和检测灵敏度试验,得到以下结论:

1)所有参与试验的传感器平均有效高度均满足要求。但是部分采用单极子天线原理的内置传感器为满足 GIS 安装要求采取了小型化设计,限制了传感器低频带性能。同时,部分采用圆盘天线原理的内置传感器辐射体尺寸和介质层介电常数选择不佳,导致传感器在低频段仍然有较大的有效高度。在实际应用中,低频段有效高度不足会降低监测系统对于固体绝缘等缺陷的监测灵敏度,而低频段较大的有效高度可能会为监测系统引入空气电晕等噪声风险。

2)相邻传感器检测灵敏度试验结果表明,当相邻测点之间距离较大且设备结构比较复杂时,会降低内置传感器检测灵敏度。

在后续工作中,一是要提高等效性验证试验精细度,完成注入脉冲信号与 5 pC 视在放电量的等效性验证;二是要针对悬浮、固体绝缘、沿面等其他典型缺陷开展验证试验,完善等效脉冲注入信号模型;三是要进一步开展包含互感器、伸缩节、避雷器等设备和结构的验证试验。

(上接第 98 页)

- [5] LEUNG C M, OR S W, ZHANG S Y, et al. Ring-type electric current sensor based on ring-shaped magnetoelectric laminate of epoxy-bonded $Tb_{0.3}Dy_{0.7}Fe_{1.92}$ short-fiber/ $NdFeB$ magnet magnetostrictive composite and $Pb(Zr, Ti)O_3$ piezoelectric ceramic[J]. Journal of Applied Physics, 2010, 107(9):09D918.
- [6] LU C J, LI P, WEN Y M, et al. Zero-biased magnetoelectric composite $Fe_{73.5}Cu_1Nb_3Si_{13.5}B_9/Ni/Pb(Zr_{1-x}Ti_x)O_3$ for current sensing[J]. Journal of Alloys & Compounds, 2014, 589:498-501.
- [7] GIANG D H T, TAM H A, KHANH V T N, et al. Magnetoelectric vortex magnetic field sensors based on the metglas/PZT laminates[J]. Sensors, 2020, 20(10):2810.
- [8] GUO X R, YU X J, LOU G F. A wide range DC current

参考文献

- [1] 许谱名,李欣,崔建华,等. GIS 智能在线监测系统设计与应用研究[J]. 自动化仪表, 2022, 43(8):102-106.
- [2] 冯新岩,孟庆承,李凯,等. GIS 特高频局部放电检测定位方法[J]. 山东电力技术, 2016, 43(10):72-74.
- [3] 任志刚,李伟,徐兴全,等. 不同电压等级 GIS 局部放电 UHF 信号传播特性仿真研究[J]. 高压电器, 2019, 55(5):88-93.
- [4] 丁然,聂鹏飞,李意. 内置式特高频传感器在 GIS 设备上安装布点方案研究[J]. 高压电器, 2017, 53(9):78-84.
- [5] JUDD M D, FARISH O. A pulsed GTEM system for UHF sensor calibration[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 1998, 47(4):875-880.
- [6] 李兴旺,黎量,唐志国,等. 外置式 UHF 校验信号注入方法的可行性研究[J]. 高压电器, 2015, 51(5):71-76.
- [7] 王异凡,龚金龙,蒋建玲,等. 基于 GTEM 的局部放电 UHF 标定的场强溯源研究[J]. 高压电器, 2019, 55(2):61-68.
- [8] 张国治,陈康,田晗绿,等. 超小型内置柔性宽频带 UHF 单极子天线传感技术[J]. 高电压技术, 2023, 49(4):1475-1485.
- [9] CIGRE JTF15/33.03.05. Partial discharge detection system for GIS: sensitivity verification for the UHF method and the acoustic method[R]. Electra, 1999.

作者简介:

何宇航(1990), 硕士, 工程师, 从事输变电设备状态检测工作。

(收稿日期:2024-08-20)

sensor based on disk-type magnetoelectric laminate composite with a feedback circuit [C]//2017 IEEE SENSOR, Oct.29-Nov.1, 2017, Glasgow, UK. IEEE, 2017.

- [9] LI F C, WU J G, LIU S J, et al. Magnetoelectric sensor operating in d15 thickness-shear mode for high-frequency current detection[J]. Sensors, 2024, 24:2396.

作者简介:

刘苏婕(1990), 女, 硕士, 工程师, 研究方向为传感与测量技术;

莫锦涛(1998), 男, 硕士, 研究方向为磁电耦合原理的电流传感器;

吴金根(1991), 男, 博士, 副教授, 研究方向为压电器件、磁电器件;

李福超(1987), 男, 硕士, 高级工程师, 研究方向为电测量传感器技术、数字化测量技术。(收稿日期:2024-04-25)

一起 500 kV 架空线路地线金具发热分析与研究

吕品雷¹, 赵福平¹, 郭利瑞², 卢金奎², 陈俊², 邱中华³, 张宗喜¹, 朱轲¹

(1. 国网四川省电力公司电力科学研究院, 四川 成都 610041; 2. 国网四川省电力公司, 四川 成都 610041; 3. 国网四川省电力公司超高压分公司, 四川 成都 610041)

摘要:近年来, 时有地线挂点金具发热、烧融导致地线断线进而危害线路稳定运行的事故发生。针对四川 500 kV 架空输电线路地线金具发热问题, 通过理论分析与仿真研究发热原因, 提出预防措施以保障线路安全。首先, 通过 EMTP 仿真建模, 获得了线路稳定运行状态下地线的感应电压与电流随负荷的变化规律; 随后, 搭建三维有限元仿真模型, 计算了接触电阻、感应电流、风速等参数对金具发热的影响规律; 最后, 结合仿真结果分析发现其异常发热的主要原因为耐张段上出现两个及以上接地点后构成异常感应回路, 使接触电阻处持续流过较大电流, 导致金具异常发热。针对这一类型问题提出了可行的解决方案及预防控制措施, 为架空输电线路的安全运行提供保障。

关键词:架空地线; 发热; 感应电势; 接触电阻

中图分类号: TM 726.3 **文献标志码:** A **文章编号:** 1003-6954(2025)01-0105-06

DOI: 10.16527/j.issn.1003-6954.20250115

Analysis and Research on Heating of Fittings of Ground Wire of 500 kV Overhead Transmission Line

LYU Pinlei¹, ZHAO Fuping¹, GUO Lirui², LU Jinkui², CHEN Jun², QIU Zhonghua³, ZHANG Zongxi¹, ZHU Ke¹

(1. State Grid Sichuan Electric Power Research Institute, Chengdu 610041, Sichuan, China; 2. State Grid Sichuan Electric Power Company, Chengdu 610041, Sichuan, China; 3. State Grid Sichuan Extra High Voltage Company, Chengdu 610041, Sichuan, China)

Abstract: Heating and melting incidents of ground wire fitting are a frequent occurrence in recent years, leading to wire breaks and endangering line stability. Aiming at the heating issue of a 500 kV overhead transmission line in Sichuan, through theoretical analysis and simulation, the preventive measures are proposed for line safety. Firstly, through EMTP simulation modeling, the law of induced voltage and current changeing with load is obtained. And then, a 3D finite element model is established to calculate the impacts of contact resistance, induced current and wind speed on fitting heating. Finally, the analysis reveals abnormal heating due to an abnormal induced circuit formed by multiple grounding points on the tension section, causing large currents and heating. It offers the solutions and preventive measures for such typical heating issues, and will ensure the safe operation of overhead transmission lines.

Key words: overhead ground wire; heating; induced potential; contact resistance

0 引言

500 kV 输电线路是电力系统的重要组成部分, 而架空地线具有保障电网的安全稳定运行、最大程度地减小雷电对架空线路影响的作用^[1-3]。目前, 架空地线主要采用逐塔接地和分段绝缘单点接地两种接地方式^[4], 架空地线会通过接地引下线与杆

塔、地网相连, 正常情况下流过金具的电流不会引起架空地线的连接金具发热^[5]。但是在日常运维及无人机红外飞巡过程中, 有时会遇到架空地线金具异常发热的情况。若金具长期在大电流及高温下运行, 可能会导致挂点金具被烧红甚至烧熔, 进而引发架空地线断线并造成严重后果^[6-8]。因此, 为确保输电线路的安全稳定运行, 有必要深入分析研究架空地线金具异常发热的原因, 并针对问题找出切实可行的解决方案和预防控制措施。

目前国内专家已对架空地线金具异常发热的原

基金项目: 国网四川省电力公司科技项目“瓷绝缘子机电联合老化机理及劣化绝缘子检测方法研究”(521997240008)

因进行了定性分析并提出了相应的措施。如文献[9]结合现场金具发热情况,推导某 500 kV 线路的地线挂点金具发热原因为金具磨损、锈蚀氧化产生不导电产物使接触电阻值增大,进而在电流作用下产生焦耳热。文献[10]结合架空地线接地方式,分析某 500 kV 架空地线金具发热异常原因为电流回路及接触电阻的共同作用。这些研究多通过定性的理论推导对异常原因进行分析,而基于仿真建模方法对地线金具发热原因的定量分析较少。

在学习总结已有研究的基础上,下面对四川电网某 500 kV 架空地线金具异常发热进行了具体分析,通过电磁暂态程序(electromagnetic transient program, EMTP)和有限元仿真软件建模的单一变量定量研究方法,研究了线路负荷、接触电阻、风速等参数对感应电流及金具发热温度的影响。最后,通过详细的变量分析论证了金具异常发热及烧蚀的主要原因,并针对性地提出了改进建议。

1 发热缺陷详情

1.1 异常发热点位情况

2023 年 6 月 30 日,对某 500 kV 线路开展无人机红外测温时,发现该 500 kV 线路 103 号铁塔左挂点金具串(右侧为光缆)异常发热,金具串最高温度为 202.5 °C,最低温度为 34.3 °C,温差达到 168.2 °C,判定为危急缺陷。通过精细化飞巡照片可以发现,左联挂点金具串的放电间隙出现肉眼可见的短接状态,右联挂点金具串无异常。现场照片如图 1、图 2 所示。

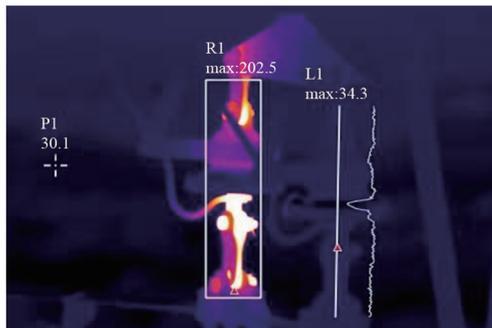


图 1 103 号铁塔左侧地线测温照片

通过对精细化飞巡照片(图 3)进行对比发现,103 号地线悬垂金具串有明显电腐蚀痕迹,且平行挂板与联板接口有烧灼痕迹,烧灼痕迹较新。下部金具中存在大量焊渣,说明地线与金具连接处可能存在电弧放电,地线可能出现熔断事故。



图 2 103 号铁塔左侧地线飞巡照片



图 3 103 号铁塔左侧地线联板照片

1.2 线路接地情况

该 500 kV 线路右侧架空地线为光纤复合架空地线,采用逐基接地的方式;左侧架空地线为钢绞线,采用分段绝缘单点接地的方式,如图 4 所示。按设计手册,左侧地线分为不同耐张段,每段的接地点均在大号侧。发热点位 103 号塔位于 102 号—110 号耐张段区间内,102 号(耐张塔)大号侧安装有放电间隙且无并沟线夹进行接地,110 号(耐张塔)为双联悬垂且直接接地,耐张段内其余杆塔处均安装有放电间隙。

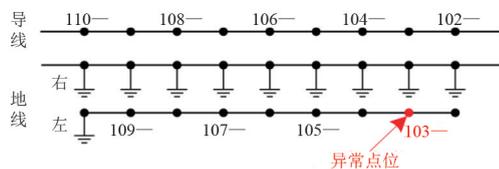


图 4 故障塔位

在天气晴朗的条件下对该 500 kV 线路 103 号铁塔所在耐张段 103 号—110 号铁塔接地电阻进行测量,结果如表 1 所示,接地电阻值均在设计值范围内。

2 发热缺陷分析

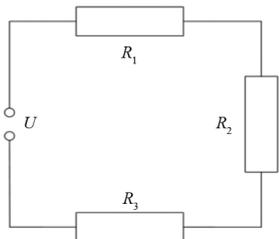
2.1 等效电路

为了说明地线感应电压和地线金具连接处接触电阻对架空地线挂点金具发热的影响,结合异常点

表 1 103 号—110 号铁塔接地电阻 单位:Ω

杆塔号	检测时间	天气情况	A 腿检测值	B 腿检测值	C 腿检测值	D 腿检测值
103 号	2023-07-04	晴	1.39	1.23	1.31	0.95
104 号	2023-07-04	晴	0.97	1.79	1.76	1.66
105 号	2023-07-04	晴	1.91	0.79	0.97	1.17
106 号	2023-07-05	晴	2.27	2.17	2.06	2.51
107 号	2023-07-04	晴	4.39	3.58	4.71	5.77
108 号	2023-07-04	晴	2.96	2.93	2.97	2.99
109 号	2023-07-04	晴	1.14	1.15	1.27	1.17
110 号	2023-07-04	晴	0.62	0.56	0.63	0.64

位耐张区段的详情,建立了简单的等效回路模型,如图 5 所示。图中 R_1 为各金具接触电阻之和; R_2 为 103、110 号两基塔的接地电阻之和; R_3 为 103 号—110 号范围内的架空地线等效电阻,可近似忽略。即在感应电压的作用下,感应电流流过接触电阻与接地电阻;在电流作用下,接触电阻发热,进而出现图 1 所示异常现象。下面采用仿真分析的方法,对感应电压电流及接触电阻发热进行分析研究。



U—感应电压; R_1 —连接金具接触电阻; R_2 —接地电阻;
 R_3 —架空地线等效电阻。

图 5 等效回路模型

2.2 回路感应电流仿真分析

2.2.1 仿真模型

根据该 500 kV 线路塔位明细,简化线路输电模型:所有杆塔均统一采用与 103 号杆塔相同的 ZVM1 塔型及绝缘子/金具结构;将整条线路分为包括故障点耐张段及前后耐张段在内的 5 段,5 段线路分别长 49.92 km、0.71 km、2.74 km(故障点位段)、1.03 km、9.50 km;忽略地线电阻、杆塔电阻等电阻,直接简化为故障点接触电阻、103 号杆塔接地电阻(平均值 1.22 Ω)、110 号杆塔接地电阻(平均值 0.62 Ω)3 个电阻的和。

采用 ATP-EMTP 仿真软件搭建仿真模型如图 6 所示。5 段输电线路(LCC)分别表示简化后的 5 段耐张段,每段的地线单点接地;故障点的一根地线两端均接地,模拟该耐张段地线在 103 号和 110 号两基杆塔处均接地的情况。

2.2.2 仿真结果

使用电压源和电流源模拟系统负荷,采用发现异常当日的平均负荷电流 159.9 A 作为仿真基本参数,采用单一变量方法,计算 103 号—110 号耐张段地线在不同回路电阻、负荷电流、相角情况下的感应电压与电流,得到不同参数的影响规律。

1) 相角和回路电阻的影响

当接触点断开时,断点处的电压即为悬浮电压,可以看作感应回路的最大电压。设置负荷电流 159.9 A,负荷相角从 $0^\circ \sim 90^\circ$ 单调增大,计算获得悬浮电压随相角的变化如图 7 所示。随着相角的增大,悬浮电压逐渐减小并趋于稳定。

由第 2.1 节可知,回路电阻为接触电阻与接地电阻之和。虽然当日测得 103 号杆塔接地电阻平均值为 1.22 Ω、110 号杆塔接地电阻平均值为 0.61 Ω,但因受天气和降水影响^[11],计算回路电阻影响时,扩大了回路电阻范围,得到回路电阻与相角的影响如图 8 和图 9 所示。随着相角的增大,感应电流与回路电阻消耗的功率均逐渐减小。而随着回路电阻的逐渐增大,感应电流逐渐减小,而回路电阻消耗的功率先增大后减小,在回路电阻为 4 Ω 时达到最大值。

2) 负荷电流的影响

经查询获知 6 月 25 日—7 月 5 日期间,该条线路的负荷电流最大值为 1196 A。在相角为 0 的情况下,进一步分析不同负荷电流的影响,得到结果如图 10 和图 11 所示。随着线路负荷电流的增大,悬浮电压和相同回路电阻下的感应电流均近似线性的单调增大。由 $P=I^2R$,随着线路负荷电流的增大,回路电阻消耗的功率成平方倍增大。

2.3 接触电阻发热仿真分析

2.3.1 仿真模型

为了方便仿真计算,对图 1 所示的金具接触电

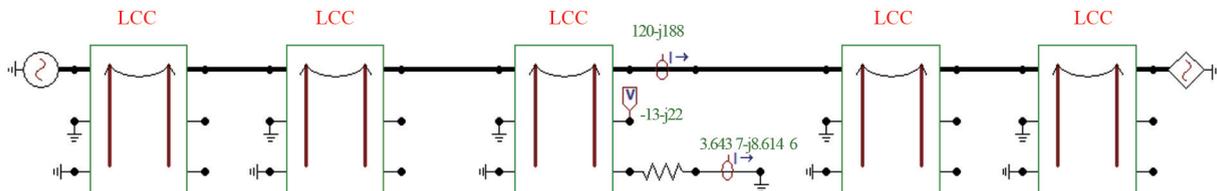


图 6 ATP-EMTP 仿真模型

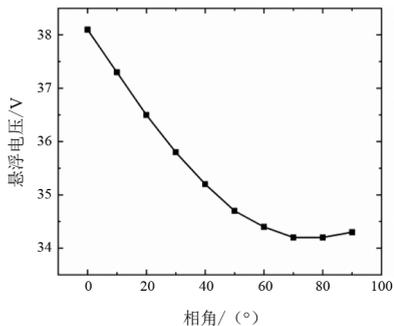


图 7 相角对悬浮电压的影响

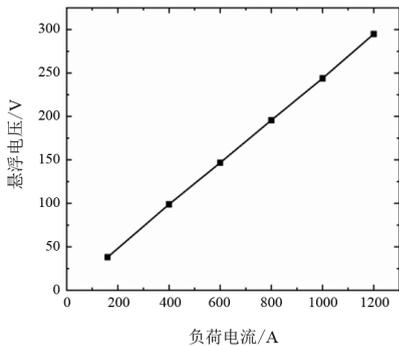


图 10 负荷电流对悬浮电压的影响

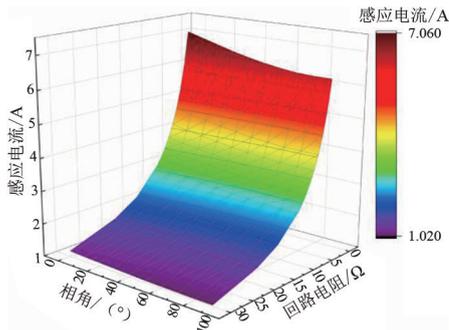


图 8 相角和电阻对感应电流的影响

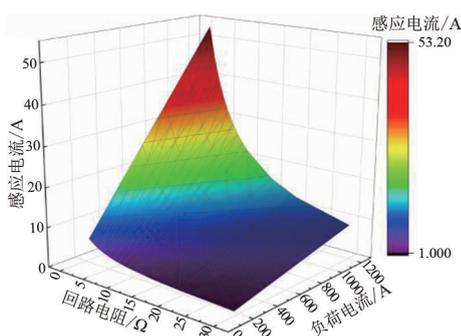


图 11 负荷电流对感应电流的影响

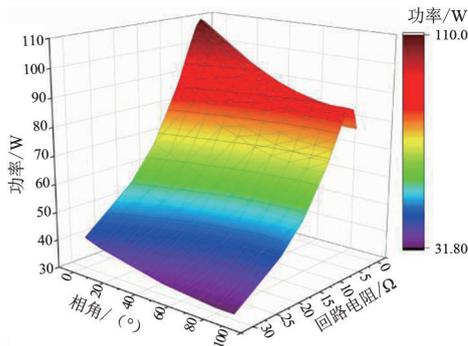


图 9 相角和电阻对功率的影响

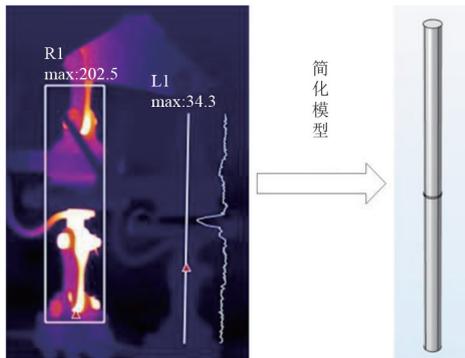


图 12 发热模型简化

阻发热结构进行简化:首先,将几何结构简化为三段发热金属棒模型,中间一段模拟接触电阻,通过调整电导率获得不同的接触电阻;其次,简化散热模型,仅考虑对流热通量对温度的影响,计算在不同风速条件下接触电阻的发热情况。采用有限元仿真软件,构建了简化后的发热模型(如图 12 所示),耦合电流场与热场,模拟分析接触电阻在不同情况下的发热状态。

2.3.2 仿真结果

采用第 2.1 节中的等效电路,在第 2.2 节中当日平均负荷电流为 159.9 A 情况下的感应电流与回路电阻的关系的基础上,由回路电阻减去两基杆塔的接地电阻,获得接触电阻值与感应电流的关系。采用单一变量方法,仿真获得感应电流、风速等对接触电阻发热情况的影响规律。

1) 固定风速下接触电阻的发热规律
 设置风速为 5 m/s,代入不同接触电阻与感应电流,计算不同接触电阻的发热情况,获得最高温度随电阻的变化规律如图 13 所示。随着接触电阻的增大,电阻的最高温度先增大后减小,当风速为 5 m/s、接触电阻为 4.16 Ω(回路电阻 6 Ω)时,温度分布如图 14 所示,最高温度为 509.40 K(236.25 ℃)。

2) 不同风速下接触电阻的发热规律
 接触电阻为 4.16 Ω(回路电阻 6 Ω)时,计算得到不同风速下的发热最高温度,如图 11 所示。随着风速的增大,对流散热效果逐渐增强,温度最大值逐渐降低。

2.4 异常原因总结

该 500 kV 输电线路的左侧架空地线采用分段

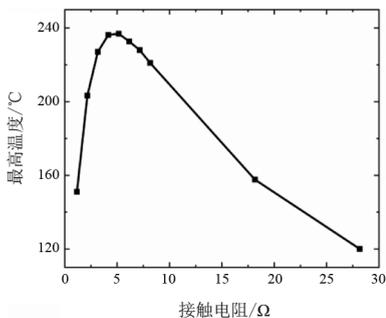


图 13 不同接触电阻的最高温度

温度分布/K

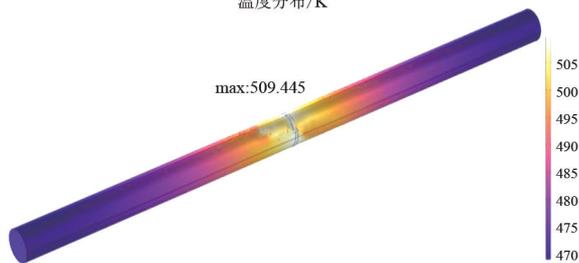


图 14 5 m/s 风速条件下模型的温度分布

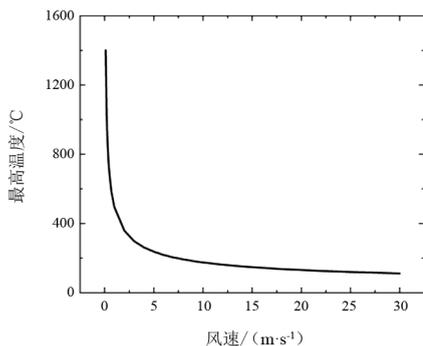


图 15 不同风速条件下模型的最高温度

绝缘单点接地的方式。当输电线路正常运行情况下,导线周围会产生电磁场,地线与导线之间会产生电磁和静电场耦合,产生感应电压。当一个耐张段上出现两个及以上接地点后,架空地线将通过接地点与大地形成回路,进而产生感应电流,结合第 2.2 节中的仿真结果可知,悬浮电压可达数十伏,感应电流可达数十安培。而架空地线与杆塔直接连接,地线上的这些感应电流全部通过接地挂点金具泄入大地。

此外,在微风作用下,架空地线带着挂点金具作无规律变化,导致金具接触面在无规律变化,进而接触电阻的大小也在不断变化(该接触点可能出现短路和断开两种状态,即接触电阻可能在零到无穷大的范围内变化)。当感应电压一直存在,接触电阻不停变化时,金具的发热状态也不停变化。此外,挂点金具在长期运行下产生锈蚀,如图 3 所示:一方面

将增大金具接触电阻,导致金具严重发热;另一方面也将改变接触处的电场分布。当架空地线带着挂点金具作无规律变化的某个瞬间,金具的某个接触点出现分离,将在金具接触处(磨损处)产生电弧,造成金具局部烧蚀,而金具连接处的电弧放电将加速金具和地线的磨损,进一步威胁金具与地线的机械稳定性。

2.5 改进建议

该 500 kV 线路 103 号杆塔出现的金具串异常发热问题是输电线路中常见的典型问题。电流长期通过金具,在感应电压电流、微风的共同作用下,电弧、发热风险长期存在,导致地线存在断线的风险。结合上述原因分析,建议采取以下改进措施:

1) 严格按照设计要求,加强输电线路地线状态的运行维护,对于设计中非接地点的杆塔,严格确保标准中线间隙的设计要求,结合日常运维工作重点排查间隙的状态;

2) 在大负荷运行期间加强对直接接地的架空地线挂点金具的运行情况监测,充分发挥无人机的机动灵活和快速高效的特性,利用红外测温仪定期进行测温,并使用高清无人机摄像头对金具进行拍照检查;

3) 加强停电消缺,结合运维发现金具、线夹等过热缺陷,统筹安排线路停电计划,将缺陷应消尽消,及时更换烧蚀、磨损的金具串,防止线路故障。

3 结论

架空地线金具发热在运行中较为常见,且存在着异常发热导致地线断线的可能性,一旦地线掉落将导致导线单相或多相故障,进而造成线路严重事故。上面对一起 500 kV 架空线路地线挂点金具异常发热现象进行了分析。通过仿真分析,定量地获得了各种参数对地线金具发热的影响规律,论证了地线感应电压/电流及金具连接处的接触电阻对金具发热的显著影响;此外,当金具在风力的作用下使接触点不停振动,当接触点断开时,过大的感应电压可能导致金具出现电弧烧蚀。但是所做模型简化较多,且线路负荷、接触电阻均随时间不停变化,导致实际情况比仿真分析结果更加复杂。后续将进一步结合现场实际工况,对异常发热现象进行深入研究。

参考文献

- [1] 汪立锋,陈庆吟,蔡新华,等. ± 800 kV 架空地线断股分析研究[J].浙江电力,2017,36(1):11-13.
- [2] 陈桂阳.关于深圳电网 500 kV 鹏深甲线多处地线金具发热的原因分析及控制措施探讨[J].电子测试,2014(7):102-103.
- [3] 麦俊佳.一起 220 kV 架空线路地线金具发热分析及对策探讨[J].广东电力,2018,31(7):135-139.
- [4] 李燕军,孟令增,王东育,等.750 kV 双回输电线路架空地线接地方式分析研究[J].电气技术,2015(5):82-84.
- [5] 肖明伟.一起 220 kV 线路避雷线金具发热的原因分析及处理[J].华电技术,2017,39(7):52-53.
- [6] 汪立锋,谈佳栋,陈庆吟,等.220 kV 地线连接金具断裂事故分析[J].浙江电力,2019,38(6):101-105.
- [7] 应函霖,黄旭骏,方琪.架空地线连接金具熔断掉落事故的预防[J].浙江电力,2013,32(9):16-18.
- [8] 叶建锋,周学明,沈祎依.某输电线路地线金具断裂分析[J].湖北电力,2021,45(3):43-48.
- [9] 王祥祥,谭永殿,龙振海,等.500 kV 输电线路架空地线直接接地挂点金具发热磨损原因分析[J].红水河,2020,39(6):86-90.
- [10] 黄巍,程泳,董建新,等.500 kV 架空地线金具发热的分析与对策[J].浙江电力,2013,32(11):36-39.
- [11] 王孝波,曾昌军,邓春林,等.接地电阻随季节及天气过程变化规律分析[J].气象科学,2013,33(6):648-652.
- 作者简介:**
 吕品雷(1993),男,博士,工程师,从事输电线路方面工作;
 赵福平(1993),男,硕士,工程师,从事输电线路方面工作;
 郭利瑞(1980),男,硕士,高级工程师,从事输电线路方面工作;
 卢金奎(1981),男,硕士,高级工程师,从事输电线路方面工作;
 陈俊(1973),男,硕士,高级工程师,从事输电线路方面工作;
 邱中华(1986),男,硕士,高级工程师,从事输电线路运行检修方面工作;
 张宗喜(1984),男,硕士,高级工程师,从事输电线路方面工作;
 朱轲(1978),男,硕士,高级工程师,从事输电线路方面工作。
- (收稿日期:2024-04-19)
- (上接第 76 页)
- [21] 李云浩,沈金波.我国电线电缆防火封堵现状[J].消防技术与产品信息,2011(5):51-53.
- [22] 夏超.变配电所内电缆防火阻燃设计要点[J].一重技术,2022(2):69-72.
- [23] 潘志城,邓军,张良,等.换流变压器阀厅防火墙孔洞封堵结构材料耐火极限研究[J].粘接,2022,49(11):72-77.
- [24] 钟波,张佳庆,刘晓圣,等.特高压换流站阀厅防火封堵系统防火与抗爆性能分析[J].安全与环境学报,2022,22(1):161-166.
- [25] 应急管理部天津消防研究所.建筑防火封堵应用技术标准:GB/T 51410—2020[S].北京:中国计划出版社,2020.
- [26] 陈金平,何潇,夏水英,等.浅析变电站封堵存在的问题及优化措施[J].中国新技术新产品,2014(24):181.
- [27] 朱俊.综述高层建筑缆线的电气防火封堵[J].科技与企业,2014(13):281.
- [28] 杨佳庆.有机防火封堵材料使用寿命研究[J].消防科学与技术,2013,32(7):774-777.
- [29] 张俊,祁祺.硅酮防火封堵材料对电缆载流量的影响分析[J].工程建设与设计,2017(6):57-58.
- [30] 李文雄,汪秀丽,赵海波,等.层状双氢氧化物对有机硅泡沫高温陶瓷化演变的影响研究[J].高分子学报,2023,54(3):381-389.
- [31] 闫照健,胡海涛,高立堂.某新型电缆井防火封堵材料的试验研究[J].工程建设,2013,45(6):15-18.
- [32] 袁炜,邵江,段佳巍,等.硅橡胶防火封堵材料在核电领域的应用[J].有机硅材料,2020,34(1):59-63.
- [33] 付明星,克磊,于海燕,等.中广核“华龙一号”核岛电气防火封堵有机硅材料应用要求[J].有机硅材料,2022,36(4):37-42.
- [34] 王猛,谭明甜,王彪.一种用于变电站的新型高分子防火封堵材料的研制[J].电工技术,2020(8):128-129.
- [35] 刘晓圣,姬军,张彩有,等.换流变阀侧套管封堵结构耐火极限研究[J].消防科学与技术,2020,39(10):1415-1417.
- [36] 余立平,车晓涛,白云,等.金属及软性阻燃硅橡胶材料在电力电缆孔洞防火、防水封堵中的应用[J].低碳世界,2017,(18):84-85.
- 作者简介:**
 曾晓亮(1991),男,博士,高级工程师,主要从事六氟化硫气体分析检测和电网消防检测工作;
 兰新生(1979),男,硕士,教授级高级工程师,从事电网环境保护和化学专业技术及管理管理工作;
 李文雄(1994),男,博士研究生,主要研究方向为高性能防火封堵新材料的研制及机理分析。
- (收稿日期:2024-03-27)

“柔性直流输电系统运行控制与故障防御” 专栏征稿启事



随着中国双碳战略的加快推进，新型电力系统建设进入关键期，新能源发展迈入大规模、高比例新阶段。柔性直流输电系统作为支撑新能源并网、远距离输送及电网灵活控制的重要手段，其应用规模不断扩大。当前，柔性直流多类型换流器设备渗透率、送电容量和电压等级正持续提升，接入形式更加多样化、复杂化，为其高效稳定运行与安全防御带来重大挑战。一方面，多类型换流器设备大量接入，电力系统转动惯量和频率调节能力持续下降，电压调控能力弱化，电网频率稳定、电压稳定和宽频带振荡等问题进一步凸显，严重威胁着系统稳定和设备安全。另一方面，柔性直流固有的弱阻尼特征导致故障电流上升速度快、峰值高，随着送电容量和电压等级的进一步提升，对柔性直流故障防御能力提出了更高要求。随着新型电力系统建设提速，亟需加强在柔性直流输电系统主动支撑技术、故障防御技术等关键领域的研究与应用。

为了促进柔性直流输电系统运行控制与故障防御技术的发展与应用，集中呈现和交流研究成果，《四川电力技术》特邀**国网四川省电力公司电力科学研究院正高级工程师李小鹏**与**国网经济技术研究院有限公司高级工程师徐莹**作为特约主编，主持“柔性直流输电系统运行控制与故障防御”专栏，希望与作者和广大读者一起探讨柔性直流输电领域的关键技术和应用问题。诚邀从事相关研究的专家学者和科研人员积极投稿。

一、征稿内容（包括但不限于）

- (1) 柔性直流输电系统跟网、构网控制技术
- (2) 柔性直流输电系统优化运行及控制方法
- (3) 柔性直流输电系统宽频振荡分析与控制技术
- (4) 柔性直流输电系统稳定性分析
- (5) 柔性直流输电系统故障分析与保护新原理

二、截止时间

2025年4月30日截稿，并在《四川电力技术》择期刊出。

三、投稿要求

- (1) 论文应具有原创性，未公开发表，未一稿多投，不涉及署名争议，不涉及侵犯他人知识产权和泄露国家机密的内容，作者对论文内容的真实性和客观性负责。
- (2) 摘要250~300字为宜，须包含四要素，即目的、方法、结果、结论，同时应着重说明文章的创新点。
- (3) 论文引言中研究目的清晰明确，详细介绍国内外研究背景，对现有其他研究者的工作进行客观的评述；阐述自己的观点，并对自己的研究思路做总体介绍。论文研究设计和方法叙述清楚，数据合理并被正确地分析和解释；比较所提出的方法和现有方法的优缺点。
- (4) 正文部分要求层次清晰、重点突出、论述严谨、文字简练，避免长篇公式推导，字数以不超过6000字（包括图表）为宜。

四、投稿方式

请登录《四川电力技术》投稿网站<https://scdljs.ijournals.cn/scdljs/home>，注册作者用户名和密码进行投稿，投稿栏目请选择“**柔性直流输电系统运行控制与故障防御**”专题。

五、投稿联系人

李老师：18116560616

程老师：028-69995169

罗老师：028-69995168

公益



“
ENERGY
CONSERVATION
节能
降碳
绿色生活
地球熄灯
一小时
EARTH
HOUR
”

熄灯一小时

节能用电 点亮希望