



中国期刊方阵双效期刊

中国科技核心期刊

日本JST收录期刊

中国学术期刊(光盘版)、中国核心期刊(遴选)数据库、国家科技期刊开放平台全文收录

ISSN 1001-2095

CN 12-1067/TP

电气传动

DIANQI CHUANDONG

ELECTRIC DRIVE

4

2023年4月

第53卷第4期(总第426期)

电气传动

第五十三卷

第四期

二〇二三年四月

ELECTRIC DRIVE

Vol.53

No.4

Apr.

2023



TAC1系列变频驱动系统产品



变频器

逆变器

基本整流

回馈整流

有源整流

制动单元

工程型传动、复杂应用场合的最佳解决方案

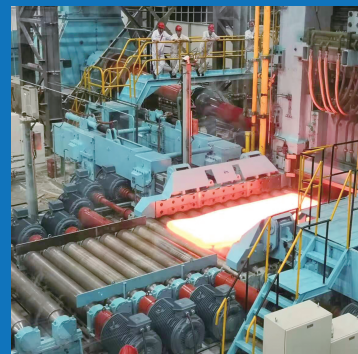
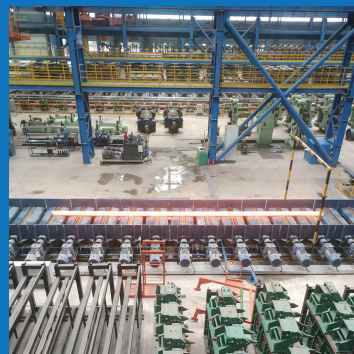
【应用广泛】:特别适合高性能、大容量、恶劣环境的工业现场

【规格齐全】:功率范围 5~4600 kW

【高性能的控制核心】:控制器性能卓越,方便操作人员上手

【紧凑型功率组件】:功耗更低、过载能力更强、器件体积更小

【高效的冷却系统】:热仿真技术实现独特的功率单元风道设计



ISSN 1001-2095

TAC1 服务热线:022-84376321

地址:天津市河东区津塘路174号

网站:www.tried.com.cn



广告

电气传动

DIANQI CHUANDONG

月刊

2023年第53卷第4期
(总第426期)

中国科技核心期刊 中国期刊方阵 双效期刊
RCCSE 准核心期刊 天津市优秀期刊 一级期刊

主管 天津电气科学研究院有限公司
主办 天津电气科学研究院有限公司
中国自动化学会

编辑出版 《电气传动》编辑部

地址 天津市河东区津塘路174号

邮政编码 300180

电话 (022)84376191(编辑部)

(022)84376192(广告部)

E-mail mde@tried.com.cn(编辑部)

ad@tried.com.cn(广告部)

投稿网址 www.au365.cn

印刷 天津市云海科贸开发有限公司

发行范围 国内外公开发行

国内总发行 天津市邮政局

订购处 全国各地邮局

邮发代号 6-85

国外总发行 中国国际图书贸易集团
有限公司

国外发行代号 M5835

创刊 1959年

出版日期 2023年4月20日

中国标准连续 ISSN 1001-2095

出版物号 CN 12-1067/TP

编委会顾问 陈伯时 马小亮

编委会主任 刘国林

编委会学术主任 徐殿国

编委会委员 李永东 张承慧 谭国俊 刘国林

杨斌 张兴 汪镭 刘国海 郭宏 高强

王跃 倚鹏 解仑 张和生 花为 蔡旭

王有云 杨明

主编 王建房

副主编 刘娟 刘舒慧

责任编辑 徐德树

广告联系人 韩旭

广告经营许可证

津工商广字 1201024000025号

零售价 15.00元



官方微信号

目次

* 电气传动及其控制 *

电动阀门中BLDC的改进自抗扰控制研究

..... 王诗心,余波,袁勇,等(3)

基于动态转矩反馈的机械臂柔性系统振动

抑制 李佩颖,夏加宽,万成超(9)

Halbach结构永磁电机的电磁振动与噪声

分析 卢希浩,乔鸣忠,张弛(15)

基于改进蚁群优化神经网络反推控制的IM

鲁棒控制 李冰然,傅洪全,陈曦(23)

* 电力电子 *

LCL型有源滤波器采样延时补偿策略及

阻抗分析 查海涛,徐可心,李小文,等(31)

一种带引导磁芯的齿轮状松耦合变压器

..... 董艺,周玉斐,刘帅,等(39)

IGCT三电平变流器故障识别及状态监测

方法 田凯,李凤生,楚子林,等(45)

基于协同机器学习的电力系统可靠性预测

模型 王军龙,钱旭军,李永祥,等(51)

* 综合能源与数字电网 *

考虑沿暂降域边界线故障分布的电压暂降

随机预估方法 张匡翼,刘海涛,马丙泰,等(57)

基于特征选择的电网调度控制指令自动

推送系统 孟超,王联智,谢敏,等(65)

计及热网热惯性的沼气热电联产发电灵

活性评估 何伟,赵伟哲,饶臻,等(71)

* 可靠性与诊断 *

数字化电能表信息采样中的反向电量异常

识别方法 杨艳芳,梁中豪,张美玲,等(78)

基于小波近似熵及BP神经网络的直流电网

短路故障识别方法 张贺,曹天陞,李先允(84)

* 工业应用 *

浇注模定量倾倒机构的分段变脉冲积分化

控制 赖永波,卢俊,李华荣(91)

ELECTRIC DRIVE

Monthly

Vol.53 No.4 2023 Total No.426

致作者:本刊由中国知网《中国学术期刊(光盘版)》、万方数据——数字化期刊群、维普《中文科技期刊数据库》、国家科技期刊开放平台、超星期刊域出版平台、博看网、中邮阅读网全文收录。作者著作权使用费与本刊稿酬一次性给付,如作者不同意将文章收入,请来稿时注明。

Sponsored by Tianjin Research Institute of

Electric Science Co.,Ltd.

Edited and Published by Editorial Office

of 《Electric Drive》

Addr No.174 Jintang Road Hedong District

Tianjin China

Postcode 300180

Tel (022)84376191

(022)84376192

E-mail mde@tried.com.cn

ad@tried.com.cn

Web www.au365.cn

Printed by Yunhai S&T Development Co.,Ltd.

Distributed Range China and Abroad

Domestic Distributor Distributor of Post

Tianjin

Subscription Local Post Office

Periodical Code 6-85

Foreign Distributed by China International

Book Trading Corporation

Foreign Distributing Code M5835

Started Publication in 1959

Published Date April 20,2023

Journal Code ISSN 1001-2095

CN 12-1067/TP

Chief Editor WANG Jianfeng

Vice Chief Editor LIU Juan LIU Shuhui

Editor XU Deshu

Advertising Manager HAN Xu

CONTENTS

- Research on Improved Active Disturbance Rejection Control of BLDC
in Electric Valve WANG Shixin, YU Bo, YUAN Yong, et al(3)
- Vibration Suppression of Flexible Manipulator System Based on Dynamic
Torque Feedback LI Peiying, XIA Jiakuan, WAN Chengchao(9)
- Electromagnetic Vibration and Noise Analysis of Halbach Permanent
Magnet Motor LU Xihao, QIAO Mingzhong, ZHANG Chi(15)
- Advanced Ant Colony Optimized Neural Network Based Backstepping
Robust Control for Induction Motors
..... LI Bingran, FU Hongquan, CHEN Xi(23)
- Research on Digital Sampling Delay Compensation Strategy and
Impedance Analysis for LCL Type Active Power Filter
..... ZHA Haitao, XU Kexin, LI Xiaowen, et al(31)
- A Gear-shaped Loosely Coupled Transformer with Guiding Magnetic
Core DONG Yi, ZHOU Yufei, LIU Shuai, et al(39)
- A Method of IGCT Three-level Converter Fault Identification and
Condition Monitoring ... TIAN Kai, LI Fengsheng, CHU Zilin, et al(45)
- Power System Reliability Prediction Model Based on Collaborative
Machine Learning
..... WANG Junlong, QIAN Xujun, LI Yongxiang, et al(51)
- Stochastic Assessment Method of Voltage Sag Considering the Influence
of Fault Distribution Along Boundary Line of Vulnerable Area
..... ZHANG Kuangyi, LIU Haitao, MA Bingtai, et al(57)
- Automatic Push System of Power Grid Dispatching Control Commands
Based on Feature Selection
..... MENG Chao, WANG Lianzhi, XIE Min, et al(65)
- Flexibility Evaluation of Biogas Driven Combined Heat and Power
Considering the Thermal Inertia of District Heating Systems ...
..... HE Wei, ZHAO Weizhe, RAO Zhen, et al(71)
- Reverse Power Anomaly Identification Method in Information Sampling
of Digital Electric Energy Meter
..... YANG Yanfang, LIANG Zhonghao, ZHANG Meiling, et al(78)
- Short-circuit Fault Identification Method of DC Distribution Network
Based on Wavelet Approximate Entropy and BP Neural Network ...
..... ZHANG He, CAO Tianbi, LI Xianyun(84)
- Piecewise Varying Impulse Integral Control for Casting Mould
Quantitative Pouring Device LAI Yongbo, LU Jun, LI Huarong(91)

电动阀门中BLDC的改进自抗扰控制研究

王诗心¹,余波²,袁勇³,司国雷¹,代锦⁴,曹太强⁵

(1.四川航天烽火伺服控制技术有限公司,四川 成都 611130;2.西华大学 能源与动力工程学院,四川 成都 610039;3.成都盟升电子技术股份有限公司,四川 成都 611731;
4.绵阳富临精工股份有限公司,四川 绵阳 621000;5.西华大学
电气与电子信息学院,四川 成都 610039)

摘要:电动阀门调节时要求电机具有响应速度快、高精度控制、无超调、抗干扰性能强等特点。采用一种基于前馈补偿的自抗扰算法控制无刷直流电机(BLDC),将位置误差作为系统的输入,通过非线性扩张状态观测器来观测系统总扰动,对扰动进行前馈补偿,减小扰动对系统的影响,从而优化了传统自抗扰算法,提高了系统响应速度、控制精度及抗干扰能力。理论分析、仿真和实验结果表明:所设计的改进自抗扰控制器比传统自抗扰算法提高了系统的响应速度及控制精度,位置响应速度提升了2.73%;同时与PID控制相比,位置响应速度也提升了7.76%,且位置控制精度和抗扰能力都得到明显提升。

关键词:电动阀门;前馈补偿;无刷直流电机;改进自抗扰

中图分类号:TM301 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqcd24030

Research on Improved Active Disturbance Rejection Control of BLDC in Electric Valve

WANG Shixin¹, YU Bo², YUAN Yong³, SI Guolei¹, DAI Jin⁴, CAO Taiqiang⁵

(1.Sichuan Aerospace Fenghuo Servo Control Technology Co.,Ltd., Chengdu 611130, Sichuan, China;
2.School of Energy and Power Engineering, Xihua University, Chengdu 610039, Sichuan, China;
3.Chengdu M&S Electronics Technology Corp, Chengdu 611731, Sichuan, China;
4.Mianyang Fulin Precision Machining Co., Ltd., Mianyang 621000, Sichuan,
China; 5.School of Electrical and Electronic Information,
Xihua University, Chengdu 610039, Sichuan, China)

Abstract: Electric valve regulation requires fast response speed, high precision control, no overshoot and strong anti-interference performance. An active disturbance rejection algorithm based on feedforward compensation was used to control the brushless DC motor (BLDC), and the position error was taken as the input of the system. The nonlinear extended state observer was used to observe the total disturbance of the system, and the disturbance was fed forward compensation to reduce the influence of the disturbance on the system, so the traditional active disturbance rejection algorithm was optimized, and the response speed, control accuracy and anti-interference ability of the system were improved. Theoretical analysis, simulation and experimental results show that the improved active disturbance rejection controller (ADRC) improves the response speed and control precision of the system, and the position response speed is improved by 2.73% compared with the traditional ADRC algorithm. At the same time, compared with PID control, the position response speed is improved by 7.76%, and the position control accuracy and disturbance rejection ability are improved obviously.

Key words: electric valve; feedforward compensation; brushless DC motor (BLDC); improved active disturbance rejection

随着我国工业智能制造快速发展,阀门从传统的手动、电动已经发展成为智能电动阀门。电动阀门由阀门和电动执行器组成,主要是通过电动执行器控制阀门的开启和关闭以控制流量和

基金项目:四川省科技计划项目(2022YFG0061;2022ZHCG0015);2021年成都市科技项目(2021-YF08-00004-GX);

2019年成都市科技项目(2019-YF08-00265-GX)

作者简介:王诗心(1997—),女,硕士,Email:645344434@qq.com

通讯作者:曹太强(1969—),男,博士,教授,Email:ctq815@126.com

截断流体流动,从而保证着相关系统的安全、可靠运行,极大地降低了系统运行的人工成本,达到智能控制的目的。电动执行器是电动阀门的核心控制部分,主要包括电机、驱动电路、位置传感模块和传动结构。目前工业控制中用的电动阀门多数采用的是三相异步电机,这种电机尺寸较大,平稳性和可靠性较差。本文采用无刷直流电机(BLDC)作为电动阀门的驱动电机,它结构简单、体积小、启动转矩大,并且还具有良好的调速特性。无刷直流电机作为电动阀门的驱动机构,提高其控制精度是实现阀门位置高精度控制的关键。

传统的PID控制在旋转电机控制中能满足系统的需要,由于BLDC运行期间参数的变化、控制模型中的非线性因素以及负载的变化,使得PID控制无法在高性能状态指标下满足电动阀门工程应用的控制精度。近年来,相关文献提出了许多先进的控制方法应用于BLDC的控制,例如自适应控制、模糊控制、滑模控制、神经网络控制等。虽然这些控制策略在控制电机时能得到较为满意的结果,但是控制器的运算量往往较大,需要高性能微处理器支持,控制系统成本较高,并且设计难度大,不易在实际工程中得到推广和应用。

自抗扰控制(active disturbance rejection control, ADRC)算法是在改进PID算法缺陷基础上结合现代控制理论提出的一种新型控制算法。由于具有不依赖系统模型、响应速度快、可靠性高等优点,ADRC在电机控制领域得到了广泛的应用^[1]。文献[2]中研究了基于ADRC的BLDC控制方案,设计了两个一阶ADRC对BLDC的转速和电流环进行控制,抑制了BLDC运行时的转矩波动,提高了BLDC转速的控制精度,但是两个ADRC控制器需要整定的参数较多,增加了调试难度,不便于工程应用。文献[3-5]中研究了模糊ADRC,利用模糊算法解决参数调整困难、控制器繁杂的问题,但是模糊算法无法定义控制目标,且简单的模糊信息处理反而会降低系统的控制精度。文献[6]研究了基于粒子群优化的ADRC,结合改进粒子群算法,降低了参数整定的工作量,但是粒子群算法网络权重的编码和遗传算子的选择比较麻烦,对于离散的优化问题处理不佳,容易陷入局部最优。

基于上述控制方法的优缺点,本文采用一种

基于前馈补偿的改进自抗扰控制策略。由于电动阀门执行机构的控制要求对阀门位置的精确控制,采用位置-转速-电流三闭环的控制策略,位置环采用基于前馈补偿的改进ADRC进行控制,转速和电流环采用PI控制。这种控制方式与采用双自抗扰控制器系统相比,性能基本不变,但是参数整定更加简易。改进的ADRC算法将传统算法重构,减少了参数整定的个数,进行了微分前馈补偿,有效提升了系统的快速性和抗扰性,提高了位置控制的精度。

1 无刷直流电机数学模型

本文对三相无刷直流电机建立数学模型,电机定子绕组为Y型连接,有三个霍尔传感器,在空间上间隔120°对称放置。在此结构基础上,假设电机的磁路不饱和,不计涡流损耗、磁滞损耗及电枢反应;忽略齿槽效应;逆变电路的功率管和续流二极管均为理想开关器件。其电压平衡方程为

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: u_a, u_b, u_c 为三相电压; i_a, i_b, i_c 为三相电流; R, L, M 分别为电阻、自感、互感; e_a, e_b, e_c 为三相反电动势。电磁转矩方程为

$$T_e = \frac{1}{\omega} (e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c) \quad (2)$$

式中: T_e 为电磁转矩, N·m; ω 为角速度, rad/s。

运动方程为

$$T_e = T_L + B\omega + J \frac{d\omega}{dt} = T_L + B\omega + Jp\omega \quad (3)$$

式中: B 为阻尼系数, N·m·s/rad; T_L 为负载转矩, N·m; p 为微分算子; J 为转动惯量, kg·m²。

2 自抗扰控制

2.1 传统自抗扰控制

自抗扰控制不依赖系统的数学模型,在传统PID控制的基础上,采用现代控制理论中观测和补偿相结合的方法,并且采用非线性的反馈方式,有效处理了系统的不确定性,提高了控制器的动态性能。它实时地对整体的状态变量和总扰动信号进行估计,然后对扰动进行补偿,达到

很好的主动抗扰效果。自抗扰控制主要由三部分组成,即跟踪-微分器(track-differentiator, TD)、扩张状态观测器(extended state observer, ESO)和非线性状态误差反馈控制律(nonlinear state error feedback control law, NLSEF)。TD对输入参数进行过渡处理,得到平滑的输入信号,并提取其微分信号。ESO是ADRC的核心,可以估计系统对象,得到每个状态变量的估计,还可以估计总扰动。将TD的输出与ESO输出的状态变量估计值之间的误差作为状态变量误差,这个误差经过NLSEF后的输出与ESO对未知扰动估计的补偿量组成了系统的控制量。这就是利用NLSEF把非线性系统变成积分串联型线性系统。

本文的控制对象是电动阀门中的无刷直流电机,需要实时地对位置精确控制,同时还需要快速跟踪给定位置指令变化,所以跟踪-微分器安排的过渡过程可以省略,可以不使用跟踪-微分器。一阶自抗扰算法结构如图1所示。

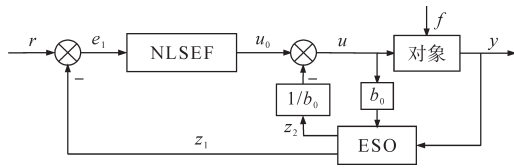


图1 一阶自抗扰算法结构图

Fig.1 Structure diagram of the first-order active disturbance rejection algorithm

无刷直流电机控制系统通常采用双闭环控制,即转速-电流环控制。电流子系统和转速子系统串联对象方程由下式可得:

$$\begin{cases} \dot{i} = -\frac{ri}{L-M} + \omega_1(t) \\ \dot{\omega} = -\frac{B\omega}{J} + \frac{2k_e p_n i}{J} + \omega_2(t) \end{cases} \quad (4)$$

其中

$$\begin{cases} \omega_1(t) = \frac{u_s}{2(L-M)} - \frac{e}{2(L-M)} \\ \omega_2(t) = -\frac{T_l}{J} \end{cases} \quad (5)$$

式中: r 为给定位置信号; i 为电枢电流; k_e 为电动势系数; p_n 为极对数; $\omega_1(t)$ 、 $\omega_2(t)$ 分别为电流和转速子系统的扰动; u_s 为加于两相导通绕组电压; e 为两相导通绕组感应电动势。

在式(4)中,电流环可以近似地看为一阶积分环节,用PI控制器控制即可。转速环子系统也可以采用PI控制器克服来自负载转矩以及其他

扰动所引起的转速波动。而对于电动阀门执行机构,最主要的是对阀门位置的控制,所以需要引入位置闭环。位置环、转速环和电流环串联,形成位置-转速-电流三闭环控制系统,如图2所示。本文采用一阶自抗扰控制器作为位置环的调节器,将位置环子系统近似地变成积分串联型线性环节,对位置扰动进行实时补偿,实现位置的高精度控制。

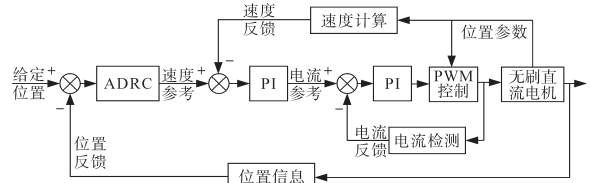


图2 无刷直流电机三闭环控制框图

Fig.2 Three closed-loop control block diagram of BLDC

一阶自抗扰算法数学模型如下:

1)扩张状态观测器:

$$\begin{cases} \dot{\varepsilon}_0 = z_1 - y \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1 fal(\varepsilon_0, \alpha_1, \delta_1) + b_0 u \\ \dot{z}_2 = -\beta_2 fal(\varepsilon_0, \alpha_2, \delta_1) \end{cases} \quad (6)$$

2)非线性反馈控制律:

$$\begin{cases} \varepsilon_1 = r - z_1 \\ u_0 = \beta_3 fal(\varepsilon_1, \alpha_3, \delta_2) \\ u = u_0 - z_2 / b_0 \end{cases} \quad (7)$$

3)非线性函数fal:

$$fal(\varepsilon, \alpha, \delta) = \begin{cases} |\varepsilon|^\alpha \operatorname{sgn}(\varepsilon) & |\varepsilon| > \delta \\ \varepsilon / \delta^{1-\alpha} & |\varepsilon| \leq \delta \end{cases} \quad (8)$$

式中: y 为系统输出; z_1 、 z_2 分别为输出 y 的观测值和总扰动的观测值; b_0 为控制增益估计值; α 、 α_1 、 α_2 、 α_3 决定非线性函数fal的非线性度,是0~1之间的数; β_1 、 β_2 、 β_3 、 δ_1 、 δ_2 为观测器系数; ε 为输入误差; δ 为线性段区间长度。

2.2 基于前馈补偿的改进自抗扰控制

通过以上分析可知,位置环采用一阶自抗扰算法进行控制,一阶系统公式如下:

$$\dot{y} = bu + f \quad (9)$$

式中: u 为系统输入; f 为系统总扰动; b 为控制增益。

通过文献[7]来改变ADRC的算法结构,得到一种改进的自抗扰控制器。将输出位置信号和给定位置信号 r 的差值 e 作为状态变量,与总扰动 f 一起输入ESO进行实时观测,从而重新构建新的自抗扰结构。

将位置误差 $e = r - y$ 代入式(9),则有:

$$\dot{e} = \dot{r} - \dot{f} - bu \quad (10)$$

选取状态变量 $x_1 = e, x_2 = \dot{r} - \dot{f}$, 式(10)转化为

$$\dot{e} = x_2 - bu \quad (11)$$

根据式(11), 构造ESO为

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = z_{21} - e \\ \dot{z}_{21} = z_{22} - b_0 u - \beta_1 fal(e_1, a_1, \delta) \\ \dot{z}_{22} = -\beta_2 fal(e_1, a_2, \delta) \end{cases} \quad (12)$$

式中: z_{21} 为误差 e 的观测值; z_{22} 为广义总扰动 x_2 的观测值。

根据经验值, 可取 $a_1 = 0.5, a_2 = 0.25$, 也可根据系统的实际情况进行整定。

为消除干扰, 选择NLSEF为

$$\begin{cases} u_0 = k_p fal(e_1, a_3, \delta) \\ u = u_0 + \frac{z_{22}}{b_0} \end{cases} \quad (13)$$

当忽略ESO的观测效果良好时, 可认为 $z_{22} \approx x_2$, 则式(13)可表示为

$$u = k_p fal(e_1, a_3, \delta) + \frac{\dot{r}}{b_0} - \frac{\dot{f}}{b_0} \quad (14)$$

由式(14)得到改进后的自抗扰算法, 其结构如图3所示。与传统ADRC相比较, 它采用位置误差作为ADRC的输入, ESO通过同时观测给定信号的微分和系统总扰动, 并且引入了输入微分前馈, 实现了实时扰动补偿, 从而提高了动静态稳定性和响应速度。

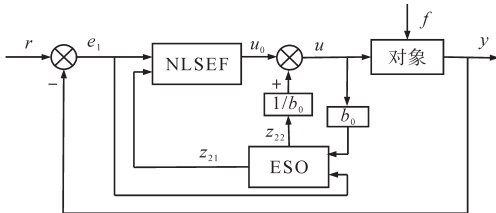


图3 改进后的自抗扰算法结构

Fig.3 Improved active disturbance rejection algorithm structure

3 仿真与实验

3.1 仿真分析

本文利用Matlab/Simulink搭建了无刷直流电机位置-转速-电流三环控制系统的模型, 并进行了仿真。无刷直流电机参数为: 额定功率 $P_N = 120 \text{ W}$, 额定电压 $U_N = 24 \text{ V}$, 额定电流 $I_N = 6.6 \text{ A}$, 额定转矩 $T_N = 0.32 \text{ N} \cdot \text{m}$, 额定转速 $n_N = 3000 \text{ r/min}$, 极对数 $p_n = 4$, 线电阻 $R = 0.42 \Omega$, 线电感 $L = 1.12 \text{ mH}$ 。电流和转速环都采用PID算法, 位置环分别用PID算法、传统ADRC和改进后的ADRC进行调节。

传统ADRC控制参数: $\beta_1 = 400, \beta_2 = 400, \beta_3 = 1.1, \delta_1 = 10, \delta_2 = 10, b_0 = 0.55$; 电流环 $K_{pi} = 0.1, K_{ii} = 1$; 转速环 $K_{pn} = 0.07, K_{in} = 1.2$ 。

改进ADRC控制参数: $\beta_1 = 100, \beta_2 = 200, k_p = 0.005, \delta = 1, b_0 = 0.59$; 电流环 $K_{pi} = 0.1, K_{ii} = 1$; 转速环 $K_{pn} = 0.1, K_{in} = 10$ 。

设定电机目标转速为 300 r/min , 电机最终位置设定为 1800° , 即电机转动5圈。图4和图5是无刷直流电机在空载情况下, PID算法、传统ADRC和改进ADRC的转速和位置仿真曲线, 图6为位置仿真曲线的局部放大图。由图4可知, PID控制在 0.098 s 到达给定转速 300 r/min , 传统ADRC在 0.09 s 到达给定转速, 而改进ADRC在 0.06 s 到达给定转速。

当转速为 300 r/min 时, 到达给定位置 1800° 需要 1 s 的时间。由图6可以得到, PID控制在 1.185 s 到达给定位置, 传统ADRC在 1.15 s 到达给定位置, 而改进ADRC在 1.1 s 就到达了给定位置, 与理论值只相差了 0.1 s 。改进后的ADRC响应速度相比于PID控制提高了 7.17% , 相对传统ADRC提高了 4.34% 。

系统设定的目标位置为 1800° , PID控制最终到达的位置是 1802.67° , 传统ADRC的最终位置为 1799.77° , 改进ADRC最终位置为 1800.01° 。可以看出, 改进ADRC的位置控制精度比传统ADRC和PID控制的精度都更高。

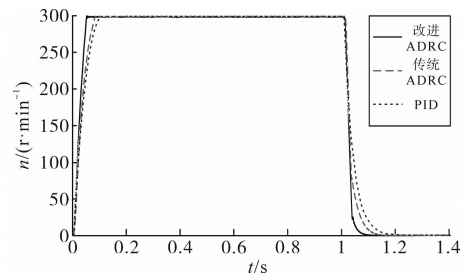


图4 电机转速仿真波形图

Fig.4 Simulation waveforms of motor speed

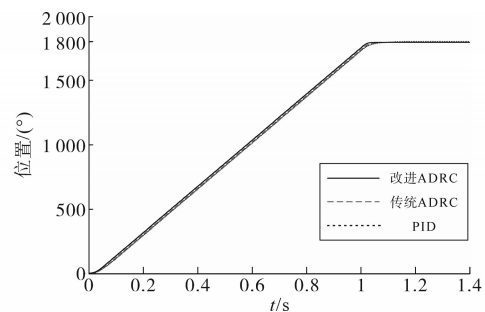


图5 电机位置仿真波形图

Fig.5 Simulation waveforms of motor position

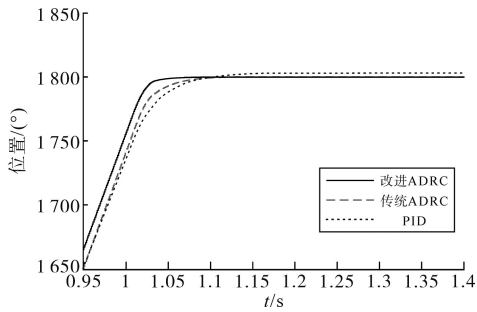


图6 电机位置仿真波形局部放大图

Fig.6 Partial enlarged view of motor position simulation waveforms

假定拖动阀门所需要的转矩为 $5 \text{ N}\cdot\text{m}$, 减速比为 $1:20$, 那么电机需要输出的转矩为 $0.25 \text{ N}\cdot\text{m}$ 。在 $t = 0.2 \text{ s}$ 时, 对上述仿真模型中的电机突加 $0.25 \text{ N}\cdot\text{m}$ 的负载。由图7和图8可知, PID控制在 0.11 s 后达到稳定, 转速最大下降到 286.44 r/min 。传统ADRC在 0.03 s 后达到稳定, 转速最大下降到 297.65 r/min 。而改进ADRC在 0.02 s 后就达到稳定, 转速最大下降到 297.5 r/min 。改进后的ADRC动态响应速度相比于PID控制提高了 81.8% , 相比于传统ADRC提高了 33.3% ; 抗扰能力明显优于PID控制器, 与传统ADRC基本一致。

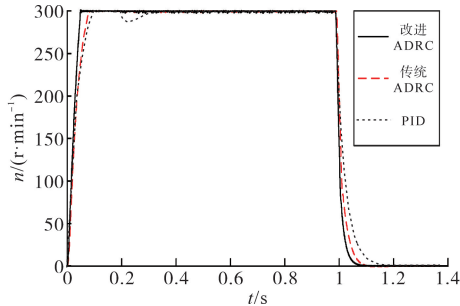


图7 突加负载转速仿真波形图

Fig.7 Simulation waveforms diagram of sudden load speed

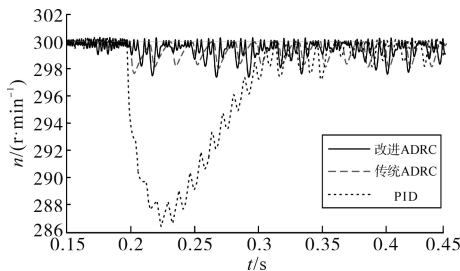


图8 突加负载转速仿真波形局部放大图

Fig.8 Partial enlarged view of the simulation waveforms of the speed of sudden load

为了验证改进ADRC的位置控制效果, 在仿真中将给定目标位置分别设定为 360° , 720° , 1080° , 1440° 和 1800° , 得到不同给定位置的转速和位置的仿真波形图, 如图9和图10所示。可以看出, 改进ADRC可以让电机精确地到达不同的给定位置。电机位置控制的效果好, 在机械传

动结构设计良好的情况下, 就可以通过电机精确地控制阀门的开度。

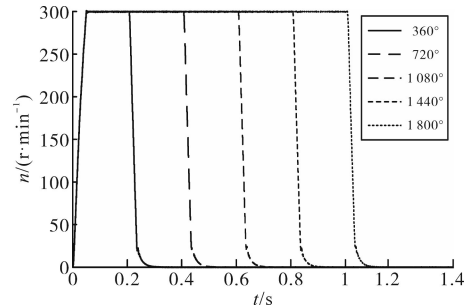


图9 不同给定位置改进ADRC转速仿真波形图

Fig.9 Improved ADRC speed simulation waveforms diagram for different given positions

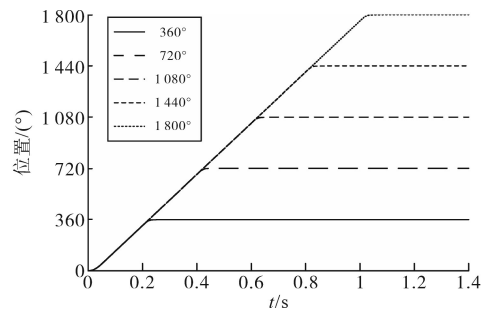


图10 不同给定位置改进ADRC位置仿真波形图

Fig.10 Improved ADRC position simulation waveforms diagram for different given positions

3.2 实验验证

为了验证以上理论和仿真分析的正确性, 搭建了无刷直流电机实验平台, 如图11所示。电机参数与仿真电机相同, 采用增量式编码器采集输出轴实时的位置信息, 输出轴转一圈, 编码器计数值为 4000 。选用STM32F407作为主控芯片对电机进行控制, 用串口将实时位置和转速信号传输给上位机, 通过上位机采集波形。



图11 无刷直流电机实验平台

Fig.11 Brushless DC motor experiment platform

电机转速设置为 300 r/min , 电机最终位置设定为 5 转, 编码器计数值为 20000 。图12为空载情况下, PID算法、传统ADRC和改进ADRC的转速波形图。从图中可以看出, 改进ADRC的响应速度最快, 在 0.05 s 就到达给定转速 300 r/min , 比

传统ADRC快0.04 s,比PID控制快0.08 s。在稳态时,电机转速抖动约为4 r/min,转速曲线比传统ADRC和PID控制更平稳,与仿真结果一致。

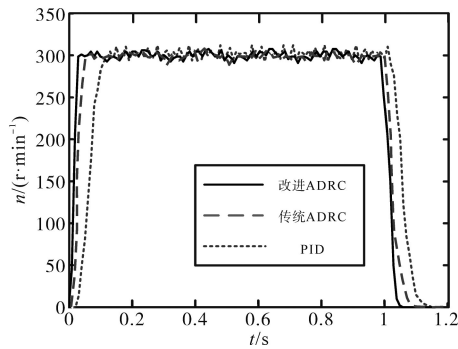


图12 电机转速实验波形图

Fig.12 Motor speed experiment waveforms

图13和图14为空载情况下的位置实验波形图和波形放大图。由图可知,改进ADRC在1.07 s到达给定位置,相比于PID控制提高了7.76%,相对传统自抗扰控制提高了2.73%。PID控制最终到达的位置的编码器计数值为20 026,即1 802.34°,传统ADRC的最终位置的编码器计数值为19 996,即1 799.64°,而改进ADRC最终位置的编码器计数值为20 001,即1 800.09°,与仿真结果一致。

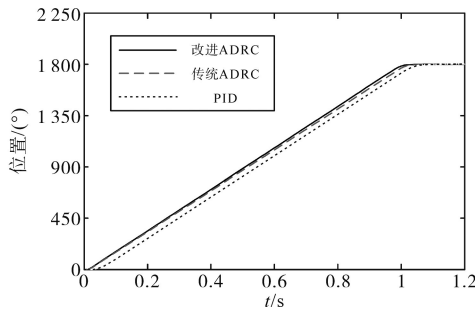


图13 电机位置实验波形图

Fig.13 Motor position experiment waveforms

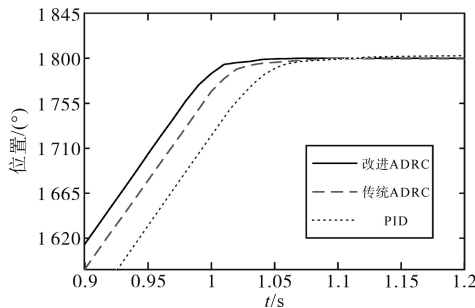


图14 电机位置实验波形局部放大图

Fig.14 Partial enlarged view of motor position experiment waveforms

由实验结果可知,改进ADRC控制方式的响应速度和精度都优于另两种方式,达到了快速且高精度控制的目的。

4 结论

本文通过对传统ADRC的算法进行重构,采用一种基于前馈补偿的BLDC自抗扰控制策略,实现了电动阀门位置的精确快速控制。通过仿真分析,对所设计的改进ADRC和PID算法以及传统ADRC进行了比较分析,并搭建了无刷直流电机实验平台进行了验证,改进ADRC比传统ADRC的位置响应速度提升了2.73%;与PID控制相比,位置响应速度提升了7.76%,并且位置控制精度和抗扰能力都有明显提升。改进的ADRC控制算法易控制,提高了系统的响应速度和位置控制精度,具有更好的鲁棒性,改善了系统的稳态性能和动态性能,为工业电动阀门执行器工程应用提供了一定的指导作用,同时本文的控制方法为其它电机控制提供了借鉴。

参考文献

- [1] 韩京清. 自抗扰控制技术:估计补偿不确定因素的控制技术[M]. 北京:国防工业出版社,2008:245-297.
HAN Jingqing. Active disturbance rejection control technique-the technique for estimating and compensating the uncertainties [M]. Beijing:National Defense Industry Press, 2008:245-297.
- [2] 夏长亮,俞卫,李志强. 永磁无刷直流电机转矩波动的自抗扰控制[J]. 中国电机工程学报,2006(24):137-142.
XIA Changliang, YU Wei, LI Zhiqiang. Torque ripple reduction of PM brushless DC motors based on auto-disturbances-rejection controller[J]. Proceedings of the CSEE, 2006 (24) : 137-142.
- [3] 陈增强,程贻,孙明玮,等. 线性自抗扰控制理论及工程应用的若干进展[J]. 信息与控制,2017,46(3):257-266.
CHEN Zengqiang, CHENG Yun, SUN Mingwei, et al. Surveys on theory and engineering applications for linear active disturbance rejection control[J]. Information and Control, 2017, 46 (3):257-266.
- [4] 饶选辉,刘卫国. 基于模糊自抗扰的无刷直流电机直接转矩控制研究[J]. 微电机,2014,47(5):36-40,92.
RAO Xuanhui, LIU Weigu. Study of fuzzy ADRC brushless DC motor direct torque control[J]. Micromotors, 2014, 47(5) : 36-40,92.
- [5] 李孟秋,汪亮,黄庆,等. 自抗扰参数模糊自整定无刷直流电机控制研究[J]. 湖南大学学报(自然科学版),2014,41(5):71-78.
LI Mengqiu, WANG Liang, HUANG Qing, et al. Brushless DC motor control based on fuzzy self-tuning of active-disturbance rejection parameters[J]. Journal of Hunan University (Natural Sciences), 2014,41(5):71-78.

(下转第83页)

基于动态转矩反馈的机械臂柔性系统振动抑制

李佩颖¹, 夏加宽¹, 万成超²

(1. 沈阳工业大学 电气工程学院, 辽宁 沈阳 110870;

2. 沈阳裕衡驱动科技有限公司, 辽宁 沈阳 110027)

摘要:针对机械臂关节伺服系统由于谐波减速器、齿皮带等柔性环节的存在使系统发生机械振动现象,建立了考虑刚度系数变化和大减速比的数学模型,分析机械谐振产生机理,提出了一种动态转矩反馈的控制策略,由扰动观测器实时观测动态转矩构成动态转矩闭环。为进一步抑制振动现象,增强系统鲁棒性和抗扰能力,研究了随动态转矩实时调整的转速变增益PI控制方法。仿真表明,采用动态转矩反馈的转速变增益PI控制策略能够很好地抑制机械振动且有较强的抗扰能力和动态响应性能。

关键词:机械谐振;变增益PI控制;动态转矩反馈;扰动观测器

中图分类号:TM351 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqcd24126

Vibration Suppression of Flexible Manipulator System Based on Dynamic Torque Feedback

LI Peiying¹, XIA Jiakuan¹, WAN Chengchao²

(1. School of Electrical Engineering, Shenyang University of Technology, Shenyang 110870, Liaoning, China;

2. Shenyang Yuheng Drive Technology Co., Ltd., Shenyang 110027, Liaoning, China)

Abstract: In view of the mechanical vibration of the manipulator joint servo system due to the existence of flexible links such as harmonic reducer and toothed belt, a mathematical model considering the change of stiffness coefficient and large reduction ratio was established, the mechanism of mechanical resonance was analyzed, and a dynamic torque feedback control strategy was proposed. The dynamic torque was observed in real time by a disturbance observer to form a dynamic torque closed loop. In order to further suppress the vibration phenomenon and enhance the robustness and disturbance rejection ability of the system, the speed variable gain PI control method adjusted in real time with dynamic torque was studied. Simulation results show that the speed variable gain PI control strategy with dynamic torque feedback can suppress mechanical vibration well, and has strong anti-disturbance ability and dynamic response performance.

Key words: mechanical resonance; variable gain PI control; dynamic torque feedback; disturbance observer

电驱动机械臂关节传动系统由驱动电机、谐波减速器或RV减速器、齿皮带、负载等部分组成^[1]。尽管用于不同负载或不同自由度数目的机械臂各关节组成有所差异,但是电机与负载间并不是理想的刚性连接,由于大减速比、连接装置本身固有属性等因素会产生一定柔性^[2-6],柔性的存在会引发机械振动现象,从而影响机械臂的控制精度,严重情况下还会造成整个伺服系统发散^[7]。

机械臂在垂直运动过程中负载不断变化或因某一位置受到扰动导致中间环节刚度系数变化。传统PI控制下,转速无法快速跟随负载变

化,导致速度波动,位置精度降低。为保证输出大转矩,往往存在大减速比的情况,会更加恶化系统的振动。

传统设计中,人们通常忽略中间环节的柔性,将其视作理想刚性体,或不考虑大减速比,将柔性环节抽象为固定刚度系数的扭簧,进而采用主动或被动控制方式对谐振进行抑制,使机械臂等对精度要求极高的伺服系统不稳定^[8-9]。文献[10]在分析柔性关节或柔性连杆机械臂伺服系统PI控制器参数与系统零极点的关系基础上,分别给出了两对极点阻尼系数相同、两对极点幅值相

基金项目:辽宁省高等学校产业技术研究院重大项目(201834011)

作者简介:李佩颖(1997—),女,硕士,Email:L15542258343@163.com

通讯作者:夏加宽(1962—),男,博士,教授,Email:sygdjxk@163.com

等和两对极点实部相等的极点配置PI参数的整定方法。但基于极点配置方法仅对大负载惯量比和低刚度系数伺服系统有较好的效果。文献[11]设计了龙贝格状态观测器进行状态反馈控制以抑制振动,仿真结果验证了引入状态反馈的有效性,但是并未针对某一特定场合进行研究,并未在建模过程中考虑大减速比的存在和伺服系统在运行过程中的抗扰能力。文献[12]以在重载工况下的机械臂为研究对象,为克服不同轴之间的振动频率不同的问题,提出了一种鲁棒性较强的输入整形器来解决末端抖振问题,但输入整形技术仅仅停留在研究阶段,难以应用到实处。

综上,本文提出了一种动态转矩反馈的控制策略,在此基础上研究了随动态转矩实时调整的转速变增益PI控制方法,进一步增强了系统的鲁棒性和抗扰能力。考虑机械臂在垂直运动过程中负载转矩不断变化带来的刚度变化及大减速比的影响,建立了机械臂柔性关节数学模型,分析了产生机械振动的原因。在原有三环控制的基础上,以扰动观测器观测出的动态转矩作为反馈环节构成转矩闭环。分析了轴转矩与转速PI控制器参数的关系,研究了随动态转矩实时调整的转速变增益PI控制方法,给出了PI参数调节规律。仿真结果表明,采用动态转矩反馈与转速变增益PI控制相结合的控制策略能够很好地抑制柔性带来的振动。

1 关节伺服系统振动原理分析

机械臂的柔性包括臂杆的柔性和关节的柔性^[13]。而关节的柔性在机械臂中占比极大,因此本文将机械臂的臂杆视为刚性,研究关节柔性对系统造成的影响。机械臂关节伺服系统包括伺服电机、减速器、齿皮带、负载等环节。如图1所示,整个关节可以抽象为电机+传动装置+负载的二质量系统。图中包括三部分:A部分为驱动电机(惯量1)、B部分为由传动装置等效的可变刚度系数扭簧、C部分为负载(惯量2)。

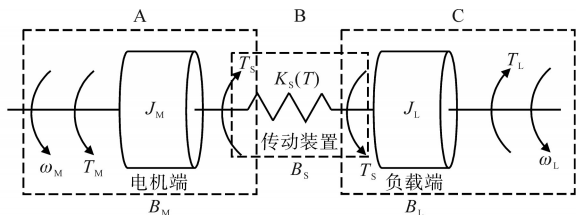


图1 关节伺服系统等效模型

Fig.1 Equivalent model of joint servo system

1.1 平衡方程的建立

根据图1建立各部分相关数学模型。对于A部分,电机作为动力源,扭簧的一侧视为负载,有如下机械运动方程:

$$J_M \frac{d\omega_M}{dt} = T_M - \frac{T_S}{i} - B_M \omega_M \quad (1)$$

式中: J_M 为电机转动惯量; ω_M 为电机机械角速度; T_M 为电机的电磁转矩; T_S 为轴转矩; i 为减速器的减速比; B_M 为与电机机械角速度相关联的阻尼系数。

对于B部分,有如下转矩平衡方程:

$$T_S = K_S(T)(\theta_M/i - \theta_L) + B_S(\omega_M/i - \omega_L) \quad (2)$$

式中: $K_S(T)$ 为随转矩变化的等效刚度系数; θ_M, θ_L 分别为转子位置角和负载位置角; B_S 为中间传动装置的等效阻尼系数; ω_L 为负载侧的机械角速度。

对于C部分,等效的扭簧认为是驱动端,负载为制动端,转矩平衡方程如下:

$$J_L \frac{d\omega_L}{dt} = T_S - T_L - B_L \omega_L \quad (3)$$

式中: J_L 为负载侧转动惯量; T_L 为负载转矩,包括臂杆转矩和物料转矩; B_L 为负载端的等效阻尼系数。

多数情况下,各部分的阻尼系数很小,忽略掉阻尼系数的平衡方程如下:

$$\begin{cases} J_M \ddot{\theta}_M = T_M - T_S/i \\ T_S = K_S(\theta_M/i - \theta_L) \\ J_L \ddot{\theta}_L = T_S - T_L \end{cases} \quad (4)$$

1.2 振动产生机理

忽略阻尼系数的影响,电磁转矩到电机转速的传递函数为

$$\begin{aligned} G_{\omega_T}(s) &= \frac{J_L s^2 + K_S(T)}{J_M J_L s^3 + K_S(T)(J_M + J_L/i^2)s} \\ &= \frac{1}{(J_M + J'_L)s} \cdot \frac{J_L s^2 + K_S(T)}{J_P s^2 + K_S(T)} \\ &= G_R(s) \cdot G_F(s) \end{aligned} \quad (5)$$

其中

$$\begin{aligned} G_R(s) &= 1/(J_M + J'_L)s \\ G_F(s) &= [J_L s^2 + K_S(T)]/[J_P s^2 + K_S(T)] \\ J'_L &= J_L/i^2 \\ J_P &= J_M J_L/(J_M + J'_L) \end{aligned}$$

式中: $G_R(s)$ 为刚性系统传递函数; $G_F(s)$ 为引入柔性环节后产生含有双二阶项的附加传递函数。

使得式(5)取得极大值对应的角频率 $\omega_{res} = \sqrt{K_S(T)/J_P}$ 称为谐振角频率;使得式(5)取得极小值对应的角频率 $\omega_{ares} = \sqrt{K_S(T)/J_L}$ 称为反谐振角频率。

由上述分析可知,由于谐振环节的引入,系统在谐振频率附近幅值大幅度增加,幅值裕度减小,导致了系统的振荡。

2 动态转矩反馈谐振抑制

2.1 负载转矩及运动过程分析

小臂关节转矩分析结果如图2所示,设小臂水平位置为 $0 \text{ rad} (\pi \text{ rad})$,垂直位置为 $\pi/2 \text{ rad} (-\pi/2 \text{ rad})$,针对实际搬运过程,本文研究负载位置变化情况为 $0 \text{ rad} \rightarrow \pi/3 \text{ rad} \rightarrow 0 \text{ rad} \rightarrow -\pi/3 \text{ rad} \rightarrow 0 \text{ rad}$ 。转矩随负载位置变化,刚度系数随负载转矩变化,假设小臂质量分布均匀,则电机的负载转矩为

$$T_L = T_{L1} + T_{L2} = [G_{L1} \cdot (R/2) + G_{L2} \cdot R] \cdot \cos\theta \quad (6)$$

其中

$$T_{L1} = G_{L1} \cdot (R/2) \cdot \cos\theta$$

$$T_{L2} = G_{L2} \cdot R \cdot \cos\theta$$

式中: G_{L1} , G_{L2} 分别为小臂重力和物料重力; R 为小臂长度(物料到电机转子中心长度); θ 为物料所处位置角; T_{L1} 为小臂力矩; T_{L2} 为物料力矩。

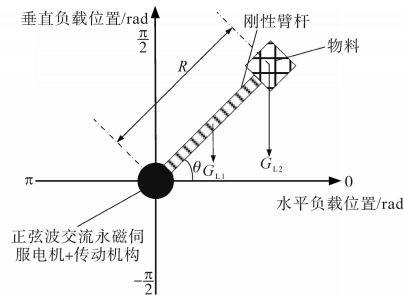


图2 小臂关节转矩分析

Fig.2 Torque analysis of the forearm joint

负载转矩(不含物料)和电机转子位置变化曲线如图3所示。

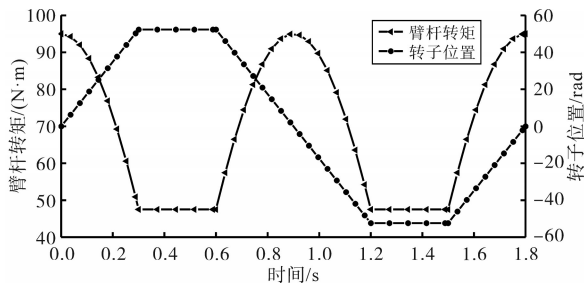


图3 臂杆转矩和转子位置变化曲线

Fig.3 Curves of boom torque and rotor position

2.2 基于动态转矩反馈的振动抑制方法

忽略阻尼力矩影响,定义动态转矩 ΔT 如下:

$$\Delta T = J_M \dot{\omega}_M = T_M - T_S \quad (7)$$

由于柔性环节存在会直接导致系统转速产生波动,进而影响位置控制精度,因此本文以转

速波动来衡量系统的振动。在传统三闭环控制中,转速因柔性环节存在、负载转矩变化等因素出现实时动态变化,当采用 $i_d=0$ 控制时,转速发生波动后,通过转速控制器调整转矩电流分量 i_q ,给定相对应的电磁转矩值,将电流环近似等效为电磁转矩环,以达到稳定转速目的。显然,对于机械臂等精度要求较高且长期存在动态运行的场合,通过调整电磁转矩来调整转速不能达到快速响应、减小转速波动的要求。由式(1)可知,转速的变化实质上对应的是动态转矩的变化,电磁转矩只是一个间接调整转速的量,转速控制器的输出若为动态转矩给定,则对应关系准确。因此,本文为改善动态性能,减小系统振动,转速控制器输出为动态转矩,且引入动态转矩控制器,在原有三环控制系统中嵌入动转矩环。

图4为基于动态转矩反馈的谐振抑制原理框图。当转速因柔性环节或负载扰动发生波动后,因动转矩环响应速度快,首先进行调整,根据动态转矩的变化而给定相应的转矩电流。

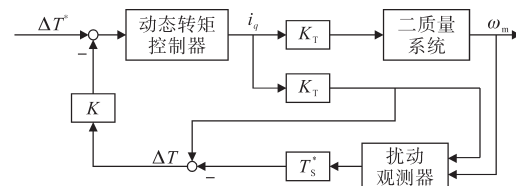


图4 基于动态转矩反馈的谐振抑制原理

Fig.4 Based on dynamic torque feedback resonance suppression principle

图4中,转速控制器的输出为动态转矩的给定 ΔT^* ,动态转矩 ΔT 经反馈系数 K 负反馈至给定的 ΔT^* ,嵌入动态转矩控制器实现动转矩闭环。转矩控制器采用PI控制器,可根据动态转矩的变化准确给定电磁转矩电流分量,增强抗扰能力。由于转矩传感器占用空间大、成本高,轴转矩 T_S 采用扰动观测器获取。

动转矩环响应速度远大于转速环,将转矩控制器环节等效为1,此时电磁转矩到电机转速的传递函数变为

$$\begin{aligned} G'_{\omega T}(s) &= \frac{J_L s^2 + K_S(T)}{(1+K)J_M J_L s^3 + K_S(T)[(1+K)J_M + J_L/i^2]s} \\ &= \frac{1}{(J_M + J'_L)s} \cdot \frac{J_L s^2 + K_S(T)}{(1+K)J_p s^2 + (1+KJ_p/J_L)K_S(T)} \\ &= G_R(s) \cdot G'_F(s) \end{aligned} \quad (8)$$

其中

$$G'_F(s) = \frac{J_L s^2 + K_S(T)}{(1+K)J_P s^2 + (1+KJ_P/J_L)K_S(T)} \quad (9)$$

由式(8)可以得出,引入动态转矩反馈后,谐振角频率变为

$$\omega'_{res} = \sqrt{\frac{(1+KJ_P/J_L) \cdot K_S(T)}{(1+K) \cdot J_P}} \quad (10)$$

由上述分析可知,通过调整动态转矩反馈系数,增加了电机转动惯量,进而增加了系统刚度,从而使谐振频率处的幅值减小。动态转矩反馈系数越大,振动抑制效果越明显,转速波动越小,但是在启动和受到扰动后转速超调量会明显增加。

3 基于转速的变增益PI控制

3.1 轴转矩与转速PI控制器参数关系

由上述分析可知,机械臂负载随臂杆运动而变化,采用传统的固定增益PI控制器系统需多次调整才能恢复平衡状态,导致系统响应滞后,从而使转速产生实时波动,影响机械臂运行质量。因此PI参数需根据偏差大小进行实时调整,从而增强抗扰能力。

图5为柔性连接伺服系统速度控制框图,考虑到电流环和检测环节响应速度比转速环大得多,将其等效为1。

图5中, ω^* 为转速给定值; $G_s(s)$ 为速度控制器传递函数, $G_s(s) = k_p + k_i/s$; K_T 为转矩常数;虚线框内为式(4)对应的二质量系统。

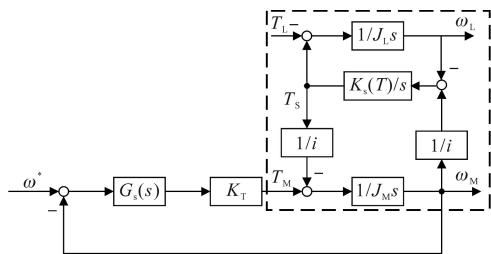


图5 柔性连接伺服系统速度控制框图

Fig.5 Speed control block diagram of flexible connection servo system

由图5可以得到由轴转矩 T_s 到电机输出转速的传递函数为

$$G_T(s) = \frac{s}{J_M s^2 + K_T k_p s + K_T k_i} \quad (11)$$

式中: k_p, k_i 分别为速度控制器比例、积分系数。

令转矩常数和电机转动惯量为常数,根据式(10)绘制出轴转矩幅频特性曲线如图6所示。

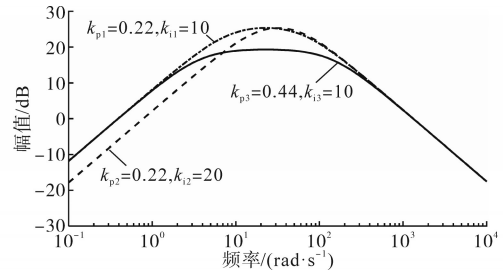


图6 不同PI控制器参数下的轴转矩幅频特性

Fig.6 Amplitude-frequency characteristics of axial torque under different PI controller parameters

3.2 转速环PI变增益控制

由图6可以看出,在保证 k_p 不变的情况下,随着 k_i 的增加,低频幅值增益降低且幅频增益最大值稍有右移,但过大的 k_i 会导致系统超调增加;保证 k_i 不变,随着 k_p 的增加,幅频增益最大值显著下降,提高了系统的刚性,但过大的 k_p 会造成系统不稳定。因此合理选取 k_p 和 k_i 能有效抑制转速波动。

由式(1)及图3可知,负载转矩或轴转矩近似呈现周期性变化规律,会带来较大的速度偏差。文献[14]和文献[15]都是在转速产生偏差之后再行PI参数的设计,无法在转速发生波动前进行调节。动转矩环的响应速度远快于转速环,以动态转矩作为PI参数的调整依据可达到更好的控制效果。将上述控制系统得到的动转矩输入到转速PI控制器中,当转速偏差逐渐趋于零时, k_p 随之减小,且当转速偏差接近零时, k_p 加速减小。相反,当转速偏差逐渐增加时, k_p 随之增加,且当偏差距零点很远时, k_p 加速增加。

考虑到 k_i 会影响超调和稳态精度,随着偏差的逐渐减小,积分作用应逐渐增加,反之逐渐减小。

定义 k_p 和 k_i 的系数分别为 $f(\Delta T)$ 和 $g(\Delta T)$, 则变PI参数的变化规律为

$$f(\Delta T) = \begin{cases} m_1 & \Delta T \leq a \\ \sqrt[3]{\Delta T} & a < \Delta T < b \\ n_1 & \Delta T \geq b \end{cases} \quad (12)$$

$$g(\Delta T) = \begin{cases} m_2 & \Delta T \leq a \\ k\Delta T & a < \Delta T < b \\ n_2 & \Delta T \geq b \end{cases} \quad (13)$$

式中: m_1, m_2, n_1, n_2, a, b 为非负常数; k 为线性函数的斜率。

$f(\Delta T)$ 和 $g(\Delta T)$ 对应的函数图像如图7所示。通过合理选择非负实数和积分增益系数的斜率,可减小转速波动,增强抗扰能力。

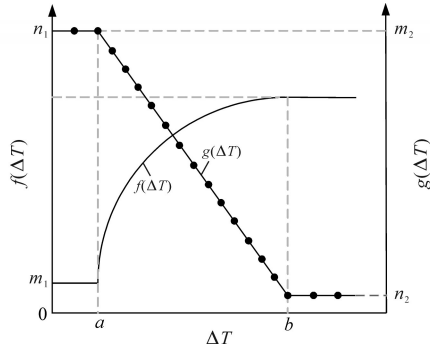


图7 比例、积分增益系数函数变化规律
Fig.7 Variation rule of proportional and integral gain coefficient function

4 仿真结果与对比分析

在 Matlab/Simulink 中搭建机械臂柔性关节伺服系统的传统固定增益 PI 控制、动态转矩反馈控制和动态转矩反馈的变增益 PI 控制仿真模型, 给定图 3 所示负载转矩变化情况和转子位置, 对机械臂垂直运动状态进行仿真分析。为进一步验证抗扰能力, 分别在 30° (正转速、反转速), -30°, -60° 四个位置突加 70 N·m 的负载扰动, 设置仿真时间为 1.8 s, 相关仿真参数如下: 额定功率 750 W, 额定转矩 2.4 N·m, 电机端转动惯量 $1.2 \times 10^{-4} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, 负载端转动惯量 $6.0 \times 10^{-4} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, 转子磁链 0.082 T, 交、直流电感 $9.828 \times 10^{-3} \text{ H}$, 减速比 50, 最大等效刚度系数 1 100 N·m/rad, 采样频率 50 kHz。

传统固定增益 PI 控制的转速响应曲线如图 8 所示。由仿真结果可以看出, 机械臂在不同位置时, 转速波动大, 抗扰能力差, 难以满足实际运行需求。图 9 为引入动态转矩反馈控制的转速响应曲线。由图 9 可知, 转速波动较传统固定增益 PI 控制大大减小。

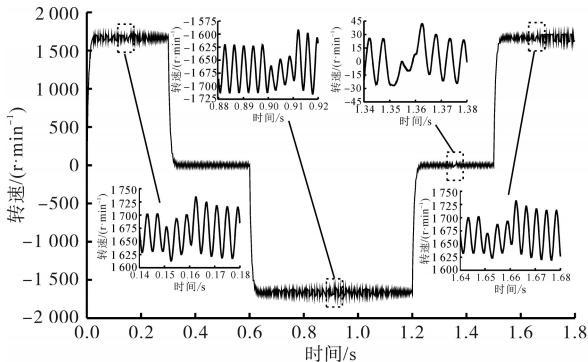


图8 固定增益PI控制转速响应
Fig.8 Speed response controlled by fixed gain PI

在动态转矩反馈控制的基础上引入转速变增益 PI 后的转速响应曲线和转子位置变化曲线

分别如图 10 和图 11 所示。由图可知, 转速波动进一步减小, 受扰后超调量小且能够迅速回到稳态值, 位置最大偏差仅为 1.1 rad。

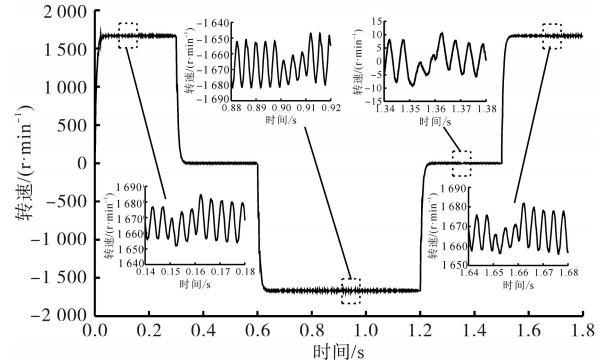


图9 动态转矩反馈控制转速响应

Fig.9 Dynamic torque feedback control speed response

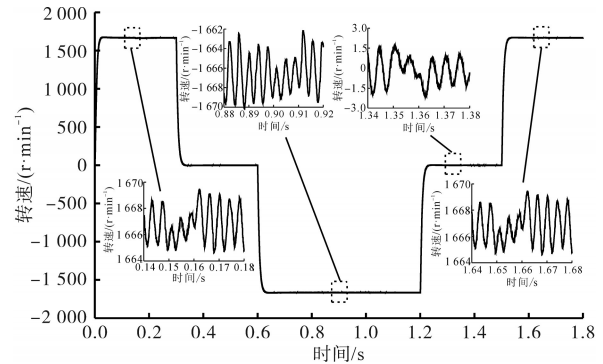


图10 动态转矩反馈控制+变增益PI控制转速响应

Fig.10 Dynamic torque feedback control + variable gain PI control speed response

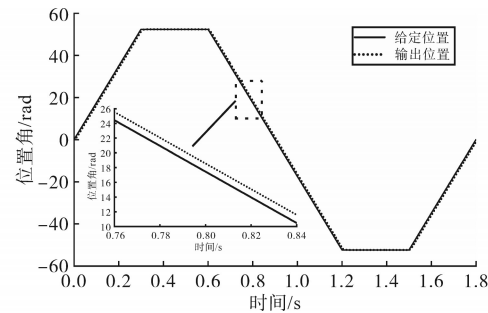


图11 转子位置变化曲线

Fig.11 Rotor position change curve

由于转速为零时的波动较小, 因此仅对比不同控制方式下转速不为零时的波动情况。定义未受扰动时稳态下的转速波动 k_ω 为

$$k_\omega = (\omega_{\max} - \omega_{\min}) / \omega_M \times 100\% \quad (14)$$

式中: ω_{\max} , ω_{\min} 分别为对应平均转速为 ω_M 的最大转速和最小转速。

根据转速响应曲线得到不同控制方式下的 k_ω 和受扰动后的超调量 M_p 如表 1 所示。

由仿真结果对比可知, 采用动态转矩反馈的转速变增益 PI 控制策略能够大幅度减小由于柔

性连接带来的转速波动,且可以保证位置的精确控制,提高了机械臂系统的抗扰能力与动态响应。

表1 仿真结果对比

Tab.1 Comparison of simulation results

控制策略	$k_{\omega}/\%$	M_p
固定增益PI控制	8.19	59.6
动态转矩反馈控制	1.32	18.2
动态转矩反馈控制+变增益PI控制	0.24	2.70

5 结论

针对机械臂关节伺服系统柔性连接产生的机械谐振现象,考虑刚度随负载转矩变化及大减速比的情况下,对关节伺服系统进行了数学模型的建立,提出了一种动态转矩反馈的振动抑制控制策略,动态转矩经扰动观测器观测后反馈到转速控制器的输出构成动转矩环,增加了系统的刚度。针对转速固定增益PI控制器不能满足机械臂的工作需求,通过分析轴转矩与PI参数的关系,设计了随动态转矩变化的变增益PI控制器,进一步抑制系统振动。通过对不同控制方式下柔性关节伺服系统仿真,验证了本文所提出的基于动态转矩反馈的转速变增益PI控制策略的有效性,不仅可以减小系统振动且动态性能良好。

参考文献

[1] 刘极峰,丁继斌. 机器人技术基础[M]. 第2版. 北京:高等教育出版社,2012.
LIU Jifeng, DING Jibin. Ji qi ren ji shu ji chu[M]. 2nd Edition. Beijing: Higher Education Press, 2012.

[2] ELLIS G, GAO Z. Cures for low-frequency mechanical resonance in industrial servo systems[C]//Industry Applications Conference, IEEE, 2001.

[3] 杨影,李之珂,王爽,等. 基于轴转矩扰动观测器的伺服系统扭振抑制研究[J]. 电工技术学报, 2018, 33(15): 3556-3563.
YANG Ying, LI Zhike, WANG Shuang, et al. Research on torsional vibration suppression of servo system based on shaft torque disturbance observer[J]. Transactions of China Electro-technical Society, 2018, 33(15): 3556-3563.

[4] CARRIERE S, CAUX S, FADEL M. Optimised speed control in state space for PMSM direct drives[J]. IET Electric Power Applications, 2010, 4(3): 158-168.

[5] CHOI H H, VU T T, JUNG J W. Digital implementation of an adaptive speed regulator for a PMSM[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 26(1): 3-8.

[6] 黄梁松,曲道奎,徐方,等. 基于可调惯量比的伺服系统低频谐振控制[J]. 电气传动, 2010, 40(7): 61-65.
HUANG Liangsong, QU Daokui, XU Fang, et al. Servo control

strategy for low-frequency resonance suppression base on adjustable inertia ratio[J]. Electric Drive, 2010, 40(7): 61-65.

[7] 咸明辉,罗欣,沈安文,等. 基于扰动转矩反馈的机械谐振抑制方法[J]. 电气传动, 2016, 46(1): 45-49.
XIAN Minghui, LUO Xin, SHEN Anwen, et al. Suppression of mechanical resonance based on disturbance torque feedback[J]. Electric Drive, 2016, 46(1): 45-49.

[8] 王璨,杨明,徐殿国. 基于PI控制的双惯量弹性系统机械谐振的抑制[J]. 电气传动, 2015, 45(1): 49-53.
WANG Can, YANG Ming, XU Dianguo. Mechanical resonance suppression of the elastic two-inertia system based on PI control [J]. Electric Drive, 2015, 45(1): 49-53.

[9] 巩凤娇. 伺服系统中抑制机械谐振方法的研究[D]. 北京:北京理工大学, 2016.
GONG Fengjiao. Research on mechanical resonance suppressing for servo system[D]. Beijing: Beijing Institute of Technology, 2016.

[10] 丁有爽,肖曦. 基于极点配置的永磁同步电机驱动柔性负载PI调节器参数确定方法[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(4): 1225-1239.
DING Youshuang, XIAO Xi. Parameter tuning methods based on pole placement for PI controllers of flexible loads driven by PMSM[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(4): 1225-1239.

[11] 潘珩. 双惯量系统振动抑制算法研究[J]. 安徽电子信息职业技术学院学报, 2020, 19(1): 15-20.
PAN Heng. Research on the vibration suppression algorithm of two-inertia system[J]. Journal of Anhui Vocational College of Electronics & Information Technology, 2020, 19(1): 15-20.

[12] GHAO Y, CHCN W, TANG T, et al. Gero time delay input shaping for smooth settling of industrial robots[C]//2016 IEEE international Conference on Automation Science and Engineering (CASE), Fort Worth, TX, USA, 2016: 620-625.

[13] 杨益波. 柔性关节柔性臂杆机械臂动力学建模与振动抑制研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学, 2015.
YANG Yibo. The dynamics modeling and vibration suppression research of flexible joint-flexible link manipulator[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2015.

[14] 肖卫文,熊芝耀,李世春,等. 基于变参数PI的永磁同步电动机矢量控制系统[J]. 电力电子技术, 2009, 43(4): 32-33.
XIAO Weiwen, XIONG Zhiyao, LI Shichun, et al. Vector control system of permanent magnet synchronous motor based on variable arguments PI controller[J]. Power Electronics, 2009, 43(4): 32-33.

[15] 吴一祥,曾岳南. 直线电机速度伺服系统的变增益PI控制[J]. 组合机床与自动化加工技术, 2010(11): 60-63.
WU Yixiang, ZENG Yuenan. Variable gain PI control of linear motor velocity servo system[J]. Modular Machine Tool & Automatic Manufacturing Technique, 2010(11): 60-63.

收稿日期:2021-12-09

修改稿日期:2022-01-21

Halbach 结构永磁电机的电磁振动与噪声分析

卢希浩, 乔鸣忠, 张弛

(海军工程大学 电气工程学院, 湖北 武汉 430000)

摘要: 针对转子为 Halbach 结构的永磁电机进行额定功率下的电磁振动和噪声分析, 建立了永磁电机径向力波的解析表达式, 并分析了引起振动和噪声的两类主要力波, 通过解析法确定了电机的主要噪声源。为了表征 Halbach 结构电机的电机特点及其振动噪声性能, 比较了 Halbach 结构和普通径向充磁结构的两台电机, 针对这两台电机分别进行气隙磁密的分析, 以及振动和噪声的比较。对比分析结果表明, Halbach 结构的永磁电机转子轭部更薄, 重量更轻, 气隙磁密正弦度更高。但由于径向气隙磁密 3 次谐波含量的不同, Halbach 结构永磁电机的主要激振频率下的振动加速度幅值相比传统径向充磁结构的永磁电机高出 9.56%, 总声压级高出 0.65 dB。分析结果为机泵一体化装备的电机选择和设计提供了研究基础。

关键词: Halbach 结构充磁; 传统径向充磁; 永磁同步电机; 振动; 噪声

中图分类号: TM351 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed23510

Electromagnetic Vibration and Noise Analysis of Halbach Permanent Magnet Motor

LU Xihao, QIAO Mingzhong, ZHANG Chi

(College of Electrical Engineering, Naval Engineering University, Wuhan 430000, Hubei, China)

Abstract: In view of the electromagnetic vibration and noise analysis of permanent magnet motor with Halbach structure at rated power, the analytical expression of radial force wave of permanent magnet motor was established, and two kinds of main force waves which cause vibration and noise were analyzed. The main noise sources of the motor were determined by analytic method. In order to characterize the motor characteristics of the Halbach structure motor and its vibration and noise performance, two motors of Halbach structure and common radial magnetization structure were compared. For these two motors, the analysis of the air gap flux density and the comparison of vibration and noise were carried out. The comparative analysis results show that the permanent magnet motor rotor yoke of Halbach structure is thinner, lighter, and the air gap flux density is more sinusoidal. However, due to the different third harmonic content of radial air gap flux density, the vibration acceleration amplitude under main excitation frequency of Halbach permanent magnet motor are 9.56% higher than those of traditional radial magnetization permanent magnet motor, and the total sound pressure level is 0.65 dB higher. The analysis results provide a research foundation for the selection and design of the motor of the integrated pump-mechanical equipment.

Key words: Halbach structure magnetization; traditional radial magnetization; permanent magnet synchronous motor; vibration; noise

液体泵是舰艇上的重要设备, 现有的液体泵都是采用传统结构, 电机通过传动轴带动泵叶转动, 将液体输送出去。这种传统结构体积大、噪声高, 不利于舰艇的空间优化设计和舰艇隐身^[1]。本课题组设计的新型一体化泵, 泵叶直接与转子内表面相接, 省去了传动轴, 工作时液体直接通过转子内径流出去, 从根本上解决了液体泵占用

空间大的问题, 新型一体化泵的机械结构及其应用环境如图 1 所示。

对于电磁噪声问题, 主要取决于电机的设计和电机控制方式, 做好电磁噪声的分析和计算, 对于舰艇的隐身性具有重大意义。国内外对永磁电机电磁振动问题的研究方法主要有解析法、有限元法和实验法^[2]。磁场解析法能够较为方便

基金项目: 国家自然科学基金(51877212)

作者简介: 卢希浩(1997—), 男, 硕士, Email: 1029352613@qq.com

通讯作者: 乔鸣忠(1971—), 男, 博士, 教授, Email: qiaomingzhong@126.com

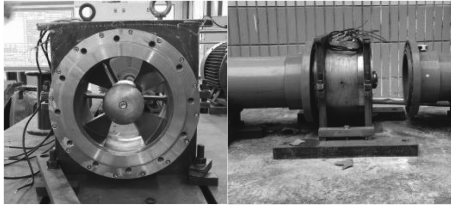


图1 新型一体化泵及其应用环境
Fig.1 New integrated pump and its application

地获得电机的齿槽转矩和电磁激振力波等相关的电磁性能,因此在电机气隙磁场计算中被广泛应用。但由于采用解析法会简化很多实际条件,尤其是不能考虑定子复杂齿槽结构的影响,因此该方法准确度不高^[3]。文献[4-8]采用有限元法对永磁同步电动机的电磁力、振动和噪声进行了分析和计算,总结了电机设计的各种参数对于振动和噪声的影响。采用有限元法能够准确得到电磁力波各个分量,并且可以查看电机的具体振动情况与噪声分布情况,但是有限元计算耗时长,不能确定磁动势与气隙磁导的具体数值,并且难以确定引起电磁力波的因素,不利于电机的降噪设计。因此,在解析法的基础上,本文通过排出力波表的形式快速确定引起电机振动和噪声的主要因素,通过有限元法来准确查看具体的响应结果,两者结合对电机的优化设计以及振动和噪声计算具有重要意义。

电磁噪声是电机最主要的噪声源,此外电机噪声还包含了空气动力噪声和机械噪声^[9-11]。当电机的固有模态和固有频率与电磁力的阶次和频率相同或者接近时会发生共振,国内外学者获得固有模态和固有频率一般采用有限元法或者实验法。文献[12]利用有限元法对电机的固有模态和频率、共振的影响做了探讨。浙江大学的陈永校教授在文献[13]中用击锤实验法测量了电机的固有模态和频率。实践表明,有限元法和实验法均能取得较好的结果。

基于以上分析,本文以一台11 kW的Halbach结构的永磁电机为研究对象,应用解析法建立了永磁电机额定状态下的径向力波数学模型,直接给出了引起电机振动噪声的主要力波频率和阶次。为了更直观地反映Halbach结构永磁电机的优缺点,本文将该Halbach结构永磁电机与一台参数基本相同的传统径向充磁结构的永磁同步电机作对比,利用有限元法探究了Halbach结构与传统径向充磁结构的永磁同步电机在气隙磁密、振动和噪声方面的差异。

1 电机结构

本文研究的应用于舰艇液体泵的永磁同步电机是一台20极24槽Halbach转子结构永磁同步电机。Halbach结构的永磁电机转子轭部磁通很小,因此可以相应少用或不用转子轭部,这可以减少电机的体积和重量。与其进行对比的是一台20极24槽的传统径向充磁结构永磁同步电机。两台电机仅在转子结构上不同,其他所有参数均相同。两台电机的截面图如图2所示,两台电机的具体参数如表1所示。

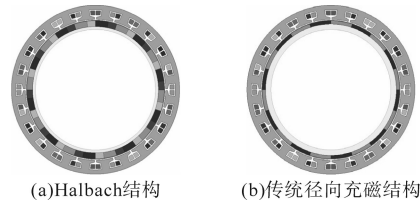


图2 永磁同步电机截面图

Fig.2 Cross section of permanent magnet synchronous motor

表1 永磁同步电机的具体参数

Tab.1 Specific parameters of PMSM

参数	Halbach结构	传统径向充磁结构
额定功率/kW	11	11
额定电压/V	380	380
额定转速/(r·min ⁻¹)	1 000	1 000
槽数/极数	24/20	24/20
定子外径/mm	350	350
定子内径/mm	292	292
转子外径/mm	288	288
转子内径/mm	250	250
电机轴向长度/mm	56	56

另外,定子铁心材料为叠压系数为0.95的硅钢片,型号为B35A270;转子永磁体材料为钕铁硼,型号为N38UH;两台电机的转子轭部有所区别,Halbach结构永磁电机的转子轭部为不导磁的不锈钢材料,传统径向充磁电机的转子轭部为导磁的结构钢材料。

2 电磁力计算及分析

永磁同步电机气隙中的磁密主要是径向磁密,切向磁密分量很小,忽略切向磁密,电机的径向力密度表达式可由麦克斯韦定律求得,即

$$p_n(\theta,t) \approx \frac{b^2(\theta,t)}{2\mu_0} \quad (1)$$

式中: $p_n(\theta,t)$ 为径向电磁力密度; $b(\theta,t)$ 为气隙磁密的径向分量; μ_0 为真空磁导率,大小为 $4\pi \times 10^{-7}$ H/m。

额定功率下的电机气隙磁场可以看做是3种磁场的叠加,第1部分是均匀气隙的主极磁场;第2部分是由于定子开槽使气隙磁导发生周期性变化而导致干扰主极磁场时的附加磁场;第3部分是由负载定子电流所产生的电枢反应磁场。电机气隙的径向磁密表达式如下式所示:

$$b(\theta,t)=\sum_{\mu} B_{\mu} \bar{A}_0 \cos(\mu \frac{\omega_1}{p} t - \mu \theta) + \sum_{\mu} \sum_k (-1)^{k+1} \cdot \frac{1}{2} B_{\mu} \bar{A}_k \cos[\mu \frac{\omega_1}{p} t - (\mu \pm k Z_1) \theta] + \sum_v B_v \cos[\omega_1 t - v \theta - (\phi + 90^{\circ})] \quad (2)$$

式中: p 为电机极对数; Z_1 为定子槽数; ω_1 为基波电角频率; B 为气隙磁密; μ 为主极磁场谐波极对数; k 为谐波磁导的次序; v 为电枢磁场谐波极对数; ϕ 为电枢反应磁场的初相角; \bar{A}_k 为 k 次谐波气隙比磁导。

两台电机在额定功率时的气隙磁密的傅里叶分解如图3所示。

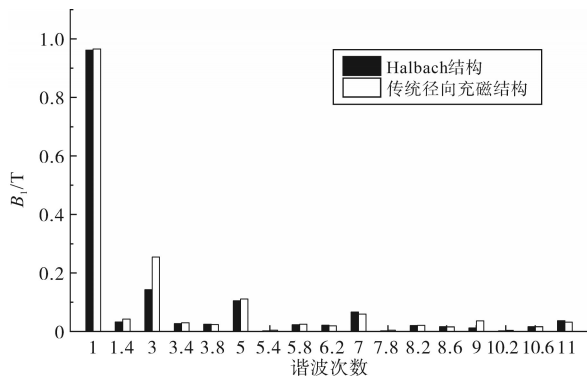


图3 两台电机在额定功率时的气隙磁密

Fig.3 Air gap flux density of two motors at rated power

从图3中可以看出, Halbach结构的永磁电机与传统径向充磁结构的永磁同步电机的气隙磁密差别主要在3次谐波上, Halbach结构的永磁电机3次谐波含量更小;基波以及其他阶次的谐波差别不大,总体上 Halbach结构的永磁电机的气隙磁场正弦度更好。

将式(2)代入到式(1)中,就可以得到电机径向力密度的展开式。根据该展开式,负载时,电磁力波的频率为2倍定子电流频率的整数倍^[14]。其中,有两类径向力波引起的振动和噪声需要注意:一类是2倍定子电流频率(333.3 Hz)的振动,它主要是由气隙磁密的基波磁场产生,产生的力波幅值最大。但是电机的振动不仅仅和力波幅值相关,和力波的阶次也相关,力波阶次越

高,电机的振动越小^[15]。本文中的两台电机均为10对极电机,因此基波磁场会产生20阶的力波,该力波幅值很大,但该力波属于高次力波,对电机振动的影响不能定性分析,具体影响可通过仿真结果来查看。另一类是转子主极磁场和1阶齿谐波磁场相互作用而产生的径向力波引起的振动。同步电机的主极磁场 μ 次谐波中极对数 μ 与定子槽数最接近的2个谐波或3个谐波与1阶齿谐波($v = p \pm Z_1$)之间相互作用所产生的低阶次力波,就其幅值与力波极对数而言,是负载时产生电磁噪声的主要成分^[16]。

在此,可以通过排出力波表的方式来分析出引起噪声的主要力波成分,由于两台电机的极对数和槽数相同,因此两台电机的气隙磁场谐波成分是不同的,引起噪声的主要力波成分也相同。力波的主要成分分析表如表2所示,其中, $\mu = (2r + 1)p$, $v = (6i/d + 1)p$ 。当 $n = \mu + v$ 时, $f = 2(r + 1)f_1$; 当 $n = \mu - v$ 时, $f = 2rf_1$, f_1 为定子电流频率(166.7 Hz),每极每相槽数 $q = b + c/d$ 。

表2 力波的主要成分分析表

Tab.2 Analysis table of main components of force wave

r	v	i					
		0	-1	+1	-2	+2	-3
		μ					
		10	-2	22	-14	34	-26
0	10				-4		
1	30					-4	
2	50						

由表2的分析可知,主极磁场和电枢反应磁场相互作用而产生的径向力波主要成分有2个:其中一个由10对极的主极磁场和-14对极的齿谐波磁场相互作用所形成,频率为2倍的定子电流频率,即333.3 Hz;另一个由30对极的主极磁场和34对极的齿谐波磁场相互作用所形成,频率同样为333.3 Hz。

3 电机模态分析

当电磁力波的阶数和频率与电机机体的固有模态阶数和固有频率相同或者接近时,电机会发生共振,产生比较大的振动和噪声^[17-18]。通过仿真分析出电机定子的模态阶数及其对应的频率,结合力波的阶次和频率,就可以提前判断电机是否有可能发生共振。本文采用有限元法对电机定子的模态进行求解,由于两台电机仅在转子结构上有区别,定子的结构和所用材料完全相同,因此两台电机定子的固有模态及其对应的固有频

率也是完全相同的。模态固有频率和轭环厚与半径之比有关,轭环厚而细,刚度就大,模态固有频率就会越高;轭环薄而粗,刚度就小,模态固有频率就会越低^[19]。本文两台电机定子是典型的轭环薄而粗结构,初步判断该定子的模态固有频率比较小。

通过 ANSYS 有限元仿真,得到定子各阶固有模态及其对应的固有频率如图 4 所示。

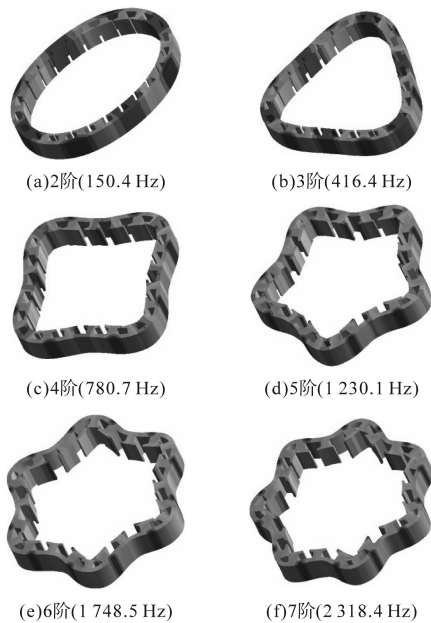


图4 定子的固有模态和固有频率

Fig.4 Natural mode and natural frequency of stator

由仿真结果可以看出,2~6阶固有模态的固有频率距离电机的2倍电流频率的整数倍相差很多。7阶固有模态的固有频率为2 318.4 Hz,接近2 333.3 Hz的力波频率,理论上容易发生共振,但实际上本文中的两台电机均不会出现奇数次力波,而且2 333.3 Hz的力波的幅值很小,因此该频率下不会发生严重共振。除了上述列出的低阶固有模态及其对应的固有频率,由于力波频率比较高时,力波的幅值会变得非常小,对电机振动和噪声的影响并不大^[20],因此本文的两台电机均不会发生严重的共振。

4 电机振动和噪声分析

经过第2节分析,引起电机振动和噪声的频率只能是2倍电流频率的整数倍,因此在下文中为了缩短有限元计算时间,仅仅扫描2倍电流频率整数倍的频率,查看频率范围为333.3 Hz至8 333.3 Hz,共25个力波频率。将有限元法计算的电磁力作为载荷,分析电机定子在该电磁力作用下在各个频率下的振动形变响应。

图5为333.3 Hz时定子的总变形情况。根据图5显示的定子总变形情况,可以推断出333.3 Hz频率下,定子的变形主要是由4阶或-4阶力波引起的,通过有限元计算结果显示的力波旋转方向最终可以判断力波阶数为-4阶。通过查看所有频率下的定子总变形情况,可以发现333.3 Hz下的总变形是最大的,这说明电磁力333.3 Hz的-4阶力波是引起振动和噪声的主要成分,计算结果与第2节的解析法分析一致,有限元计算验证了解析法的有效性。值得注意的是,Halbach结构电机的气隙磁密虽然正弦度比较好,然而由于径向磁密的3次谐波对2倍电流频率的电磁力有削弱作用,这会导致Halbach结构在333.3 Hz时的形变反而略大于普通径向充磁结构。

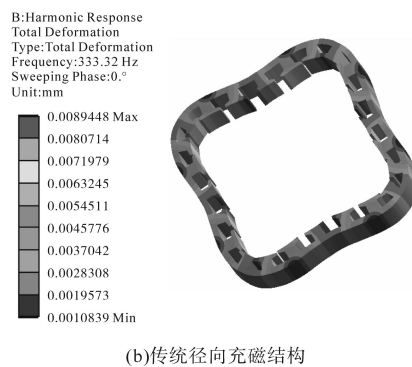
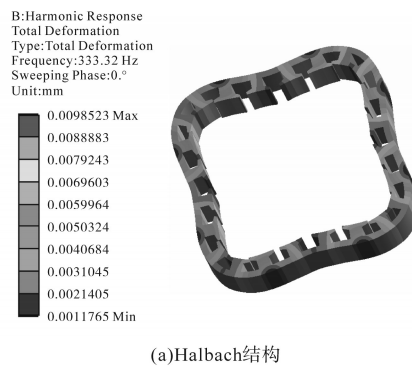


图5 333.3 Hz时的定子总变形

Fig.5 Total stator deformation at 333.3 Hz

图6为两台电机定子某个齿部的振动加速度频谱图。从图6中可以看出:

1)两台电机的振动加速度响应均在333.3 Hz时最大,其中Halbach结构的永磁电机振动加速度幅值为29 799 mm/s²,传统径向充磁结构的永磁电机振动加速度幅值为26 945 mm/s²,Halbach结构的永磁电机在该频率下的响应幅值比传统径向充磁结构的永磁电机高出9.56%;

2)振动加速度响应幅值较大的频率主要集中在低频段,4 000 Hz之后的振动加速度响应很小;

3) 振动加速度响应幅值较大的频率点还有 666.7 Hz, 1 666.7 Hz 和 2 666.7 Hz, Halbach 结构的永磁电机在这些频率下的响应幅值比传统径向充磁结构的永磁电机分别高出了 28.45%, -56.89%, -7.21%;

4) 两台电机的振动加速度整体相差不大,但 Halbach 结构的永磁电机振动性能稍微差一些。

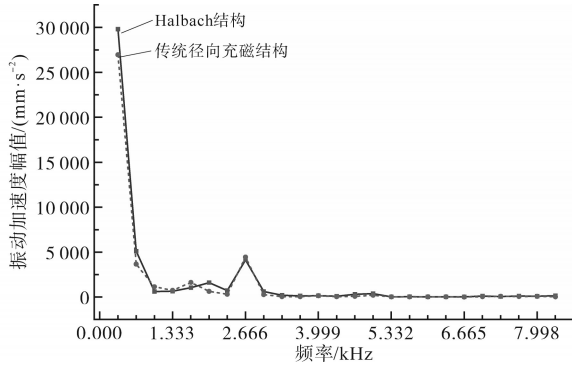


图6 振动加速度频谱图

Fig.6 Spectrum of vibration acceleration

由于空气域中各个点的噪声声压差别很大,因此本文选取距离电机定子表面 0.01 m 的位置为声压测量点,该测量点的测量结果误差较小。图7为两台电机的噪声声压级频谱图。

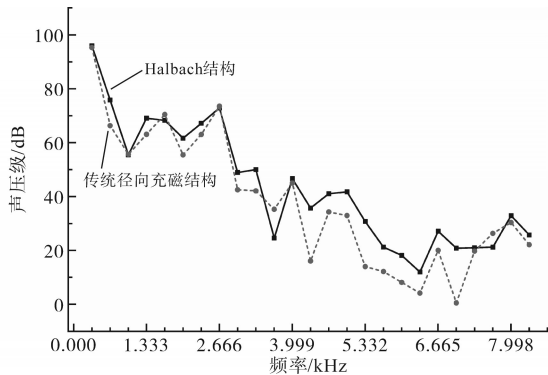


图7 噪声声压级频谱图

Fig.7 Spectrum of noise sound pressure level

由图7可知:

1) 两台电机的声压级响应均在 333.3 Hz 时最大,其中 Halbach 结构的永磁电机声压级为 95.925 dB,传统径向充磁结构的永磁电机声压级为 95.337 dB, Halbach 结构的响应结果仅高出 0.61%。虽然 Halbach 结构振动响应结果高出的 9.56%,但反映在噪声声压级上,两台电机的差别很小;

2) 声压级响应较大的频率还有 666.7 Hz, 1 666.7 Hz 和 2 666.7 Hz, Halbach 结构的永磁电机在这些频率下的声压级响应比传统径向充磁结构的永磁同步电机分别高出了 9.442 dB, -2.158 dB, -0.599 dB;

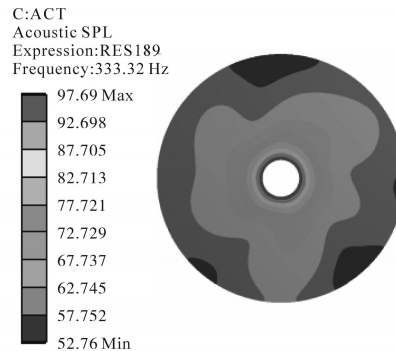
3) 噪声主要集中在低频段,4 000 Hz 之后的声压级响应很小,在 4 000 Hz 之前两台电机的声压级响应非常接近,4 000 Hz 之后 Halbach 结构的永磁电机噪声明显更大一些;

4) 根据声压级的叠加公式,总声压级计算如下式所示:

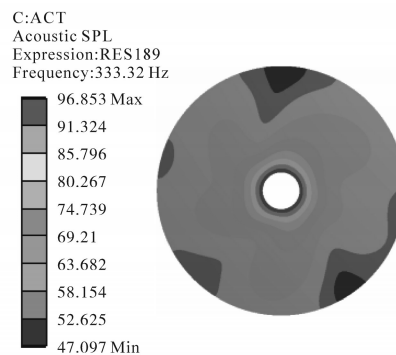
$$L_p = 10 \lg \left[\sum_{i=1}^{n'} 10^{\frac{L_{pi}}{10}} \right] \quad (3)$$

式中: L_p 为总声压级; L_{pi} 为第*i*个频率产生的声压级。总的声压级主要由声压级较大的几个频率的噪声所决定,声压级较小的噪声源对总声压级的贡献极小,几乎可以忽略^[21]。叠加 333.3 Hz 至 2 666.7 Hz 的噪声, Halbach 结构的总声压级为 96.04 dB,传统径向充磁结构的总声压级为 95.39 dB。从结果可以看出,总声压级主要取决于 333.3 Hz 的噪声声压级, Halbach 结构的总声压级比传统径向充磁结构的总声压级高出 0.65 dB,两台电机在噪声方面的差别很小。

图8~图10为两台电机在主要噪声频率点的具体声压分布图。在图8~图10中,噪声传播域为空气,圆环半径为 1 m。从两台电机噪声的声压级分布图可以看出,两台电机的声压级分布比较相似,在距离电机定子表面 1 m 处噪声声压级已经衰减到较小的范围内。



(a) Halbach 结构



(b) 传统径向充磁结构

图8 333.3 Hz 时噪声声压级分布

Fig.8 Distribution of noise sound pressure level at 333.3 Hz

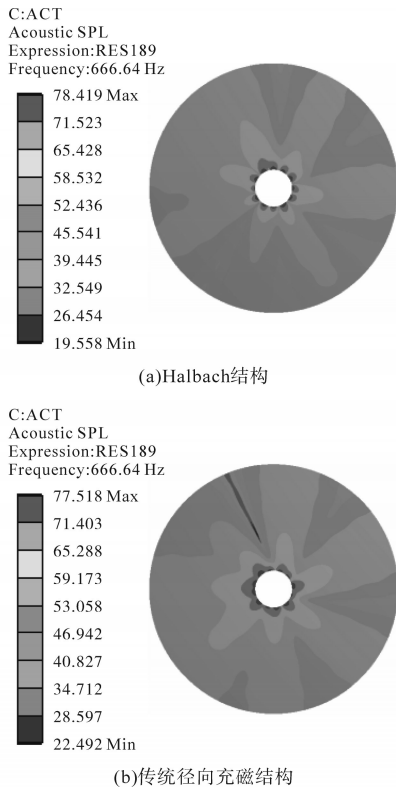


图9 666.7 Hz时噪声声压级分布

Fig.9 Distribution of noise sound pressure level at 666.7 Hz

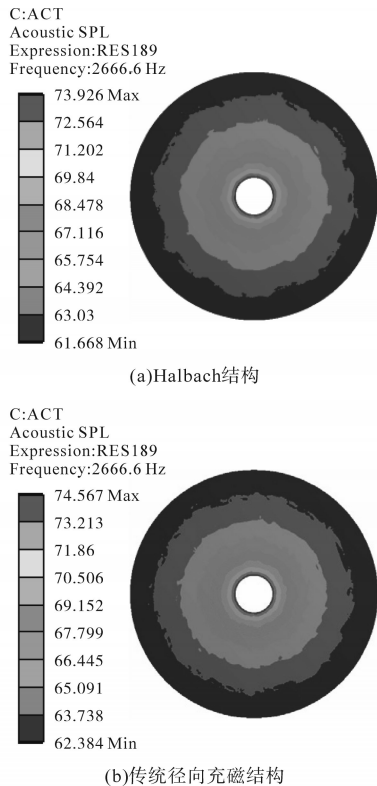


图10 2666.7 Hz时噪声声压级分布

Fig.10 Distribution of noise sound pressure level at 2666.7 Hz

5 实验结果

在第2节的解析法计算和第4节的有限元计

算中,电机中电流为正弦波,而一般变频器供电时的电流谐波畸变率很高。电流的谐波畸变对振动和噪声的影响很大,为了使实验与仿真保持一致,电机不能直接采用一般的变频器直接供电,本文设计的实验思路如下:

1)测量Halbach结构的永磁电机振动时, Halbach结构的永磁电机由传统径向充磁的永磁同步电机来拖动,拖动转速为1 000 r/min,被拖动的Halbach结构的永磁同步电机的三相分别接入三相纯电阻负载,使电机的输出功率刚好达到11 kW,此时的Halbach结构永磁电机的定子电流接近正弦电流。在该条件下,测量Halbach结构永磁电机定子外表面的振动数据。

2)测量传统径向充磁结构的永磁同步电机振动时,传统径向充磁结构的永磁同步电机由Halbach结构的永磁电机来拖动,其它实验步骤与测量方法与上述内容相同。

所搭建的实验平台如图11所示。

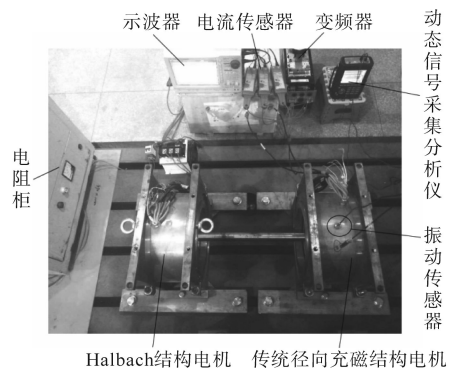


图11 振动测试实验平台

Fig.11 Vibration test platform

按照以上实验步骤得到的两台电机A相的电流波形及其傅里叶分解如图12和图13所示,由电流波形的傅里叶分解图可以看出,两台电机的定子电流基本接近正弦。

在定子电流为正弦电流的情况下,测量此时电机定子表面的振动加速度信号,两台电机的测量结果如图14所示。

由图14可知:

1)两台电机的振动加速度响应均在333.3 Hz时最大,其中Halbach结构的永磁同步电机振动加速度幅值为499.33 mm/s²,传统径向充磁结构的永磁同步电机振动加速度幅值为488.54 mm/s², Halbach结构的永磁电机在该频率下的响应幅值比传统径向充磁结构的永磁同步电机高出2.16%;

2)振动加速度响应幅值较大的频率主要集

中在低频段,4 000 Hz之后的振动加速度响应很小;

3) 两台电机的振动加速度整体相差不大,但Halbach结构的永磁电机振动性能稍微差一些;

4) 相比仿真结果不同的是,振动的频谱中出现了1 166.6 Hz,1 949.9 Hz等振动信号,这些信号并不是333.3 Hz的整数倍,因此此类振动信号有可能为空气动力噪声或者机械噪声;

5) 受测量点选择的影响,仿真与实验的振动测试结果存在差异,但实验结论基本一致。

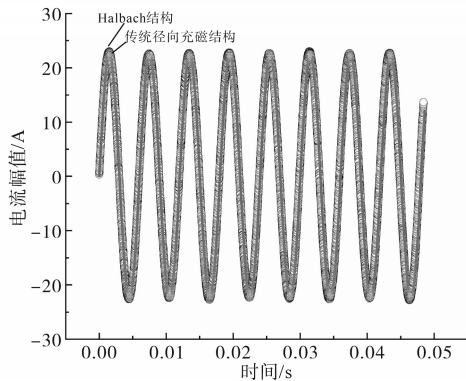


图12 两台电机A相电流

Fig.12 Phase A current of two motors

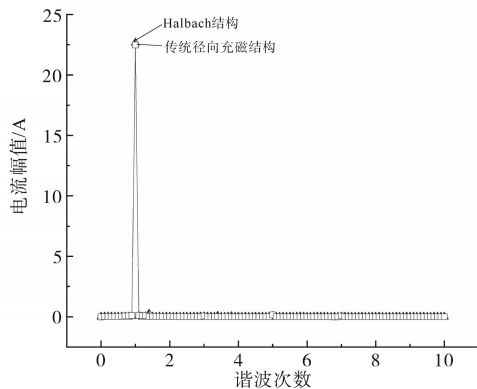


图13 两台电机A相电流的傅里叶分解

Fig.13 Fourier decomposition of phase A current of two motors

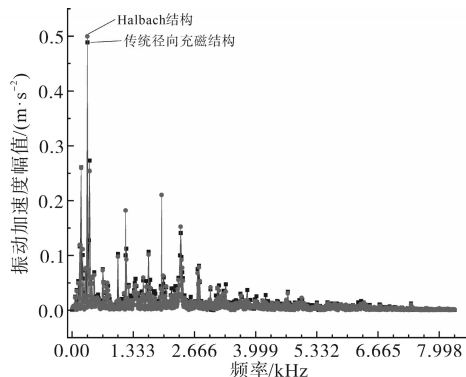


图14 两台电机的振动对比

Fig.14 Vibration comparison of two motors

6 结论

本文以一台11 kW的Halbach结构的永磁电机为研究对象,应用解析法建立了永磁电机额定运行时的径向力波数学模型,分析出了永磁同步电机径向电磁力的来源、阶次和频率。在原Halbach结构永磁电机的基础上,探究了Halbach结构与传统径向充磁结构的永磁同步电机在转子结构、气隙磁密、振动和噪声方面的差异,得到了以下结论:

1) Halbach结构的永磁电机,转子轭部可以做得更薄,相比传统径向充磁结构的电机质量更小。

2) Halbach结构的永磁电机气隙磁场正弦度较高,谐波幅值更小。

3) 只要确定电机的极对数和定子槽数,就可以从理论上快速确定引起该电机振动和噪声的主要力波的阶次和频率,该结论适合所有永磁同步电机,空载和负载均适用。经理论分析和实验验证,引起本文两台电机振动和噪声的主要力波为-4阶力波,频率为333.3 Hz。

4) 有限元计算表明, Halbach结构的永磁电机在主要激振频率下的振动加速度幅值比传统径向充磁结构的永磁电机高出9.56%; Halbach结构的总声压级比传统径向充磁结构的总声压级高出0.65 dB, 两台电机声压级分布相似度较高, Halbach结构永磁电机整体上振动和噪声性能稍差。

5) Halbach结构在333.3 Hz时的变形量之所以大于传统径向充磁结构,是因为径向磁密的3次谐波对2倍电流频率的电磁力有削弱作用,这说明气隙正弦性高并不一定意味着振动噪声性能好。

6) 在机泵一体化装备的电机选择和设计上,应当从电机电磁性能、电机质量、电机体积、振动和噪声方面综合考虑。

参考文献

[1] 蒋超, 乔鸣忠, 彭威, 等. 舰用泵高功率密度永磁同步电机设计与分析[J]. 微电机, 2019, 52(11): 1-6.
JIANG Chao, QIAO Mingzhong, PENG Wei, et al. Design and analysis of high power density permanent magnet synchronous motor for warship pump[J]. Micromotors, 2019, 52(11): 1-6.

[2] 王晓远, 贺晓钰, 高鹏. 电动汽车用V型磁钢转子永磁电机的电磁振动噪声削弱方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(16): 4919-4926.
WANG Xiaoyuan, HE Xiaoyu, GAO Peng. Research on electro-

- magnetic vibration and noise reduction method of V type magnet rotor permanent magnet motor electric vehicles[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(16):4919-4926.
- [3] 邢泽智,王秀和,赵文良,等.表贴式永磁同步电机电磁激励力波计算与定子振动特性分析[J].中国电机工程学报, 2021, 41(14):5004-5013.
XING Zezhi, WANG Xiuhe, ZHAO Wenliang, et al. Calculation of electromagnetic force waves and analysis of stator vibration characteristics of surface mount permanent magnet synchronous motor[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(14):5004-5013.
- [4] 王玉娟,王华强.转子分段斜极永磁同步电机电磁振动噪声研究[J].电气传动, 2021, 51(2):75-80.
WANG Yujuan, WANG Huaqiang. Research on electromagnetic vibration and noise of permanent magnet synchronous motor with rotor step skewing[J]. Electric Drive, 2021, 51(2):75-80.
- [5] CHEN Y S, ZHU Z Q, HOWE D. Vibration of PM brushless machines having a fractional number of slots per pole[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2006, 42(10):3395-3397.
- [6] LIN F, ZUO S, DENG W, et al. Modeling and analysis of electromagnetic force, vibration and noise in permanent magnet synchronous motor considering current harmonics[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(12):7455-7466.
- [7] BARZEGARAN M R, MOHAMMED O A. 3-D FE wire modeling and analysis of electromagnetic signatures from electric power drive components and systems[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2013, 49(5):1937-1940.
- [8] PARK S, KIM W, KIM S. A numerical prediction model for vibration and noise of axial flux motors[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(10):5757-5762.
- [9] SUN T, KIM J M, LEE G H, et al. Effect of pole and slot combination on noise and vibration in permanent magnet synchronous motor[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2011, 47(5):1038-1041.
- [10] 杨玉龙,龚时华,虞洋.频繁启停下步进电机运动规划及振动抑制[J].电气传动, 2014, 44(10):35-39.
YANG Yulong, GONG Shihua, YU Yang. Stepper motor motion planning and the vibration suppression under working condition of frequent starting and stopping[J]. Electric Drive, 2014, 44(10):35-39.
- [11] KUROISHI M, SAITO A. Effects of magnetostriction on electromagnetic motor vibration at sideband frequencies[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2018, 54(2):1-8.
- [12] YANG H, CHEN Y. Influence of radial force harmonics with low mode number on electromagnetic vibration of PMSM[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2014, 29(1):38-45.
- [13] 陈永校,诸自强,应善成.电机噪声的分析与控制[M].杭州:浙江大学出版社,1987.
CHEN Yongxiao, ZHU Ziqiang, YING Shancheng. Dian ji zao sheng de fen xi yu kong zhi[M]. Hangzhou: Zhejiang University Press, 1987.
- [14] 高鹏,孙汐彬,谭顺乐,等.电动汽车用永磁同步电机电磁振动噪声分析及优化[J].微电机, 2019, 52(12):7-12.
GAO Peng, SUN Xibin, TAN Shunle, et al. Research on electromagnetic vibration and noise analysis and optimization of permanent magnet synchronous motor for electric vehicle[J]. Micromotors, 2019, 52(12):7-12.
- [15] 杨浩东,陈阳生,邓志奇.永磁同步电机常用齿槽配合的电磁振动[J].电工技术学报, 2011, 26(9):24-30.
YANG Haodong, CHEN Yangsheng, DENG Zhiqi. Electromagnetic vibration of PM synchronous motors with different combinations of slot and pole number[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(9):24-30.
- [16] 李全峰,黄苏融,黄厚佳.不等极弧结构永磁同步电机噪声和转矩特性[J].浙江大学学报(工学版), 2018, 52(11):2210-2217.
LI Quanfeng, HUANG Surong, HUANG Houjia. Noise and torque characteristics of permanent magnet synchronous motor with unequal pole arc structure[J]. Journal of Zhejiang University (Engineering Edition), 2018, 52(11):2210-2217.
- [17] 贲彤,陈龙,闫荣格,等.考虑磁化及磁致伸缩特性各向异性的感应电机铁心电磁应力分析[J].电工技术学报, 2019, 34(1):66-74.
BEN Tong, CHEN Long, YAN Rongge, et al. Stress analysis of induction motor core considering anisotropic magnetic and magnetostrictive properties[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(1):66-74.
- [18] 路春晓,卜文绍,祖从林.无轴承异步电机的不平衡振动补偿控制[J].电气传动, 2015, 45(5):70-74.
LU Chunxiao, BU Wenshao, ZU Conglin. Unbalanced vibration compensation control of bearingless induction motor[J]. Electric Drive, 2015, 45(5):70-74.
- [19] 梁艳萍,刘金鹏,陈晶.大型感应电动机单相短路故障动态力计算[J].中国电机工程学报, 2012, 32(9):109-115.
LIANG Yanping, LIU Jinpeng, CHEN Jing. Dynamic electromagnetic force calculation for single-phase short circuit fault of large induction motors[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(9):109-115.
- [20] 蒙亮,罗应立,刘晓芳,等.汽轮发电机转子铁心表面电磁力分布的实例研究[J].中国电机工程学报, 2005, 25(1):81-86.
MENG Liang, LUO Yingli, LIU Xiaofang, et al. A case study of electromagnetic force distribution on rotor core surface of turbo-generator[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(1):81-86.
- [21] PEREIRA L A, LOCATELLI E R, ZOLET G, et al. Single phase permanent-magnet motors. I. parameter determination and mathematical model[C]//IEEE International Electric Machines & Drives Conference, IEEE, 2002.

收稿日期:2021-05-18

修改稿日期:2021-07-01

基于改进蚁群优化神经网络反推控制的 IM鲁棒控制

李冰然¹,傅洪全¹,陈曦^{1,2}

- (1. 国家电网江苏省电力有限公司 技能培训中心,江苏 苏州 215000;
2. 华北电力大学 高压与电磁兼容北京重点实验室,北京 102206)

摘要:针对六相铜转子感应电机(SpCRIM)在不确定扰动条件下的鲁棒控制,提出一种基于改进蚁群优化(AACO)递归罗曼诺夫斯基多项式神经网络(RRoPNN)的反推控制策略。首先,基于反推控制理论设计了SpCRIM的控制律,并提出了一种改进的具有自适应律的RRoPNN,以实现反推控制律中的总不确定度进行估计;然后设计了相应的误差估计律对网络观测误差进行补偿,同时实现在线参数调节;为防止早熟并加快所提RRoPNN的收敛速度,提出了AACO算法对RRoPNN连接权值学习率进行调整;通过Lyapunov稳定性理论证明了所提控制方法的鲁棒性;最后,对所提出控制器的位置跟踪性能进行了实验验证,并与经典PI控制器及基于开关函数的反推控制器进行了对比。结果表明,所提控制方法具有更为良好的位置跟踪精度和鲁棒性。

关键词:六相感应电机;多项式神经网络;反推控制;蚁群优化算法;鲁棒控制

中图分类号:TM346 **文献标识码:**A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqcd22795

Advanced Ant Colony Optimized Neural Network Based Backstepping Robust Control for Induction Motors

LI Bingran¹, FU Hongquan¹, CHEN Xi^{1,2}

- (1. Skills Training Center, State Grid Jiangsu Electric Power Co., Ltd., Suzhou 215000, Jiangsu, China; 2. Beijing Key Laboratory of High Voltage and EMC, North China Electric Power University, Beijing 102206, China)

Abstract: Aiming at robust control of six-phase copper rotor induction motors (SpCRIM) under uncertain disturbances, a new backstepping control strategy based on advanced ant colony optimized (AACO) recursive Romanovski polynomial neural network (RRoPNN) was proposed. Based on the theory of backstepping control theory, the control law for SpCRIM was firstly designed, and an improved RRoPNN with adaptive law was proposed to estimate the lump uncertainty in the backstepping control law. The error estimation law was then designed to compensate the network observation error and to realize on-line parameter adjustment. In order to prevent precocity and accelerate the convergence rate of the proposed RRoPNN, an AACO algorithm was proposed to adjust the learning rate of RRoPNN connection weights. The robustness of the proposed control method was proved based on Lyapunov stability theory. Finally, the position tracking performance of the proposed controller was verified by experiments and compared with the classical PI controller and the switch function based backstepping controller. The results show that the proposed control method has better position tracking accuracy and robustness.

Key words: six-phase induction motor; polynomial neural network; backstepping control; ant colony optimization algorithm; robust control

六相铜转子感应电动机(six-phase copper rotor induction motor, SpCRIM)具有低转矩脉动、高可靠性和高效率等特点,广泛应用于高功率、高电流工业驱动,如船舶推进、电动汽车等^[1-2]。在

实际应用场景中,确保SpCRIM控制驱动系统在内外多种不确定性因素的干扰下具有优良的位置跟踪性能,是提升SpCRIM控制性能的关键。

反推设计是对真实控制输入结果的一种反

基金项目:国网江苏省电力有限公司科技项目(J2019124)

作者简介:李冰然(1990—),男,硕士,Email:bob_155@163.com

有增益进行如下设置:闭环比例增益 $k_{pc}=14.5$,闭环积分增益 $k_{ic}=k_{pc}/T_{ic}=5.2$, T_{ic} 为积分时间常数^[12-13]。正弦脉宽调制器采用15 kHz开关频率。联锁和隔离电路由RC充电电路、运算放大器(operational amplifier, OPA)电路和光耦电路组成。采用数字信号处理器(digital signal processor, DSP)实现位置/速度控制。间接磁场定向控制由 $\sin\theta_1/\cos\theta_1$ 生成器(θ_1 为转子角度)、查询表生成器、坐标变换器和PI电流控制器组成。采用混合信号现场可编程门阵列(field-programmable gate array, FPGA)系统实现间接磁场定向控制。 $d-q$ 静止坐标系中的参考电流和实际电流由FPGA系统进行间接磁场定向控制。

2 SpCRIM 控制系统设计

将式(8)改写为包括参数变化和外部负载扰动在内的实际SpCRIM驱动系统的方程:

$$\begin{aligned} \dot{g}_1 &= a_1 g_1 + b_1 h_1 + c_1 T_1 + \Delta a_1 g_1 + \Delta b_1 f_1 \\ &= a_1 g_1 + b_1 h_1 + w_1 \end{aligned} \quad (9)$$

其中 $a_1 = -B_1/J_1$ $b_1 = k_t/J_1 > 0$

$$c_1 = -1/J_1 \quad w_1 \equiv \Delta a_1 g_1 + \Delta b_1 h_1 + c_1 T_1$$

式中: g_1 为SpCRIM的转子转速, $g_1 = \omega_1 = \dot{\theta}_1$; $\Delta a_1, \Delta b_1$ 分别为系统参数 J_1 和 B_1 的不确定度; h_1 为SpCRIM驱动系统的控制输入,即转矩电流 i_{q1}^* ; w_1 为总不确定度。

控制系统的设计目标是在非线性不确定性干扰下,使SpCRIM驱动系统具有更好的位置跟踪性能。位置跟踪误差为 $e_f = \theta^* - \theta_1$,其中 $\theta^* = g_d(t)$,为参考轨迹。 e_f 的导数为 $\dot{e}_f = \dot{\theta}^* - \dot{\theta}_1 = \dot{g}_d - g_1$ 。定义虚拟跟踪误差为

$$e_h = g_1 - x_1 \quad (10)$$

其中

$$x_1 = \dot{g}_d + d_1 e_f + d_2 e_g \quad (11)$$

式中: x_1 为虚拟控制律; d_1, d_2 为正常数; e_g 为 e_f 的积分函数。

取式(11)的导数,并将 g_1 的导数和式(11)的导数代入式(10)的导数,可得出:

$$\begin{aligned} \dot{e}_h &= \dot{g}_1 - \dot{x}_1 \\ &= (a_1 g_1 + b_1 h_1 + w_1) - (\dot{g}_d + d_1 \dot{e}_f + d_2 \dot{e}_g) \end{aligned} \quad (12)$$

初步选择Lyapunov候选函数为

$$L_{y1} = e_f^2/2 \quad (13)$$

将 e_f ,式(10)和式(11)的导数代入式(13)的导数,得出:

$$\dot{L}_{y1} = e_f \dot{e}_f = -d_1 e_f^2 - d_2 e_f e_g - e_f e_h \quad (14)$$

进一步,重新确定Lyapunov候选函数为

$$L_{y2} = L_{y1} + d_2 e_g^2/2 + e_h^2/2 \quad (15)$$

将式(12)、式(14)及 $e_g = \int e_f(\tau) d\tau$ 和 $\dot{e}_g = e_f$ 代入式(15)的导数,得出:

$$\begin{aligned} \dot{L}_{y2} &= \dot{L}_{y1} + d_2 e_g \dot{e}_g + e_h \dot{e}_h \\ &= -d_1 e_f^2 - e_f e_h + e_h [(a_1 g_1 + b_1 h_1 + w_1) - \\ &\quad (\ddot{g}_d + d_1 \dot{e}_f + d_2 \dot{e}_g)] \end{aligned} \quad (16)$$

2.1 基于开关函数的反推控制器(SFBBC)

假设总不确定度 w_1 有界,即 $|w_1| \leq \bar{w}_1$ (\bar{w}_1 为 w_1 上界),则基于开关函数的反推控制方程可表示为

$$\begin{aligned} h_1 &= i_{q1}^* \\ &= b_1^{-1} [\ddot{g}_d + d_1 \dot{e}_f + d_2 \dot{e}_g + e_f - a_1 g_1 - \\ &\quad \bar{w}_1 \text{sgn}(e_h) - d_3 e_h] \end{aligned} \quad (17)$$

式中: d_3 为正常数。

根据总不确定度的有界性,将式(17)代入式(16),并引入如下函数:

$$\mu(t) = d_1 e_f^2 + d_3 e_h^2 \leq -\dot{L}_{y2}(e_f, e_h) \quad (18)$$

则有:

$$\int_0^t \mu(\tau) d\tau \leq L_{y2}[e_f(0), e_g(0)] - L_{y2}[e_f(t), e_g(t)] \quad (19)$$

由于 $L_{y2}[e_f(0), e_g(0)]$ 有界, $L_{y2}[e_f(t), e_h(t)]$ 非增有界,则有 $\lim_{t \rightarrow \infty} \int_0^t \mu(\tau) d\tau < \infty$ 。同时,由于 $\mu(t)$ 有界,且 $\mu(t)$ 一致连续有界^[14],根据Barbalat引理^[15], $\lim_{t \rightarrow \infty} \mu(t) = 0$,即当 $t \rightarrow \infty$ 时, e_f 和 e_g 将收敛到零。此外, $\lim_{t \rightarrow \infty} \omega_r = \dot{g}_d$ 且 $\lim_{t \rightarrow \infty} \theta_r = g_d$,其中 $\theta_r = \int \omega_r dt$,因此,可以保证SFBBC的稳定性。

由于 w_1 在实际中是未知的,其上界 \bar{w}_1 难以确定,同时, w_1 的估计值 \hat{w}_1 也难以准确地进行实时计算。然而,经典的SFBBC本质上采用的是静态补偿思想,无法对不确定性(误差)进行动态、自适应补偿,限制了其跟踪精度。同时,由于采用了非连续开关函数,致使控制输入可能存在明显的抖振现象,降低了电机的使用寿命。为此,提出了基于AACO-RRoPNN的SpCRIM反推控制策略,避免了经典SFBBC的上述缺陷。

2.2 基于AACO-RRoPNN的SpCRIM反推控制

2.2.1 改进的RRoPNN

图2为三层改进RRoPNN结构,网络节点信息描述如下:

$$v_i^1(N) = u_i^1 \left[\prod_k v_i^1(N) q_{ik}^1 v_k^3(N-1) \right] \quad i = 1, 2 \quad (20)$$

$$\begin{cases} na_j^2(N) = \sum_{i=1}^2 v_i^1(N) + \varepsilon v_j^2(N-1) \\ v_j^2(N) = u_i^2[na_j^2(N)] = R_j^{(\alpha,\beta)}[na_j^2(N)] \\ j = 0,1,2,\dots,(m-1) \end{cases} \quad (21)$$

$$v_k^3(N) = u_j^3 \left[\sum_{j=0}^{m-1} q_{kj}^2 v_j^2(N) \right] \quad k = 1 \quad (22)$$

式中: u_1^1 为跟踪误差, $u_1^1 = e_t$; u_2^1 为跟踪误差增量, $u_2^1 = e_t(1 - z^{-1}) = \Delta e_t$; N 为迭代次数; q_{ik}^2 为输出层和输入层间的权重; q_{kj}^2 为隐藏层和输出层间的连接权重; $v_i^1(N), v_j^2(N), v_k^3(N)$ 分别为输入层、隐藏层与输出层的输出值; ε 为隐藏层的自反馈增益; $R_j^{(\alpha,\beta)}(x)$ 为罗曼诺夫斯基多项式(Romanovski polynomial, RoP)^[16],其中 $-1 < x < 1$, j 为多项式阶数, α 和 β 为多项式参数; m 为节点数。

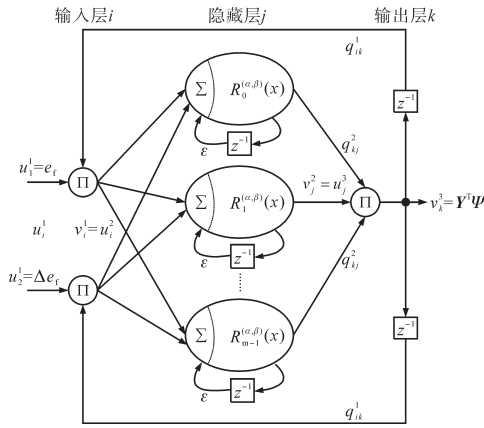


图2 所提出的改进RRoPNN拓扑结构

Fig.2 Topology of the proposed advanced RRoPNN

高阶 RoP 可由如下递推公式生成^[8]:

$$2(\beta+j)(1+x^2) \frac{dR_j^{(\alpha,\beta)}(x)}{dx} = (2\beta+j-1) \{ R_{j+1}^{(\alpha,\beta)}(x) - [2(\beta+j)x + \alpha] R_j^{(\alpha,\beta)}(x) \} \quad (23)$$

其中,零阶、一阶和二阶 RoP 可显式表示为

$$\begin{cases} R_0^{(\alpha,\beta)}(x) = 1 \\ R_1^{(\alpha,\beta)}(x) = 2\beta x + \alpha \\ R_2^{(\alpha,\beta)}(x) = (2\beta+1)(2\beta+2)x^2 + 2\alpha(2\beta+1)x + (\alpha^2 + 2\beta+2) \end{cases} \quad (24)$$

$v_i^1(N)$ 和 $v_k^3(N)$ 为线性激活函数,RRoPNN 的输出值 $v_k^3(N)$ 可表示为

$$v_k^3(N) = Y^T \Psi \quad (25)$$

$$\text{其中 } Y = [q_{01}^2 \quad q_{11}^2 \quad \dots \quad q_{m-1,1}^2] \quad \Psi = [u_0^3 \quad u_1^3 \quad \dots \quad u_{m-1}^3]^T$$

式中: Y 为RRoPNN的可调参数集合; $u_j^3(N)$ 为输出层节点的第 j 个输入, $u_j^3(N) = v_j^2(N)$, $v_j^2(N)$ 由选定的RoP确定,且 $-1 \leq v_j^2(N) \leq 1$ 。

2.2.2 AACO算法原理

基本蚁群算法中,解的概率选择和信息素的更新对算法的性能有重要影响^[17]。信息素更新受两个因素的影响,即挥发率和最佳行程长度。本文中,解的概率选择规则采用如下方式:

$$\begin{cases} p(c_{ij'}|p^s) = (\rho_{ij'})^{\alpha'} (\eta_{ij'})^{\beta'} / \left[\sum_{c_{ij'} \in M(p^s)} (\rho_{ij'})^{\alpha'} (\eta_{ij'})^{\beta'} \right] \\ \forall c_{ij'} \in M(p^s) \end{cases} \quad (26)$$

式中: $M(p^s)$ 为当前部分解 p^s 的可行邻域; $\rho_{ij'}$, $\eta_{ij'}$ 分别为与解成分 $c_{ij'}$ 相关的信息素浓度值和启发信息值; α, β 为正参数,分别决定了信息素浓度和启发信息的相对重要性。

通过从顶点 i' 移动到顶点 j' ,蚂蚁将相关的解成分 $c_{ij'}$ 添加到部分解 p^s 中,直至其到达终端顶点并得出候选解。对候选解进行评估,并用于更新信息素浓度值,方法如下:

$$\rho_{ij'} = (1 - \phi) \rho_{ij'} + \phi \Delta \rho_{\text{best},ij'} \quad (27)$$

式中: ϕ 为挥发率, $\phi \in (0, 1]$ 。

如果幸运蚂蚁在运动过程中经过了边 (i', j') ,则 $\Delta \rho_{\text{best},ij'} = 1/L_{\text{best}}$,其中 L_{best} 为最优路径长度,反之则 $\Delta \rho_{\text{best},ij'} = 0$ 。

当达到某种停止准则后,通过对图上 $\rho_{ij'}$ 和 $\eta_{ij'}$ 的值进行编码,获得问题的最终解。

本文所采用的AACO方法原理如下:在每次试验中,首先将蚂蚁的状态进行随机初始化,所有启发式值设置为1。可以看出,在上述条件下,式(26)中的 $\eta_{ij'}$ 将消失。同时,由于 α' 和 β' 的值调节了信息素浓度 $\rho_{m',ij'}$ 和启发式值 $\eta_{ij'}$ 的相对重要性,因此可以消除 $\eta_{ij'}$ 消失的影响。此时,蚂蚁 k' 处于从顶点 i' 移动至顶点 j' 的概率为

$$\begin{cases} p_{m',k'}(c_{ij'}|p^s) = (\rho_{m',ij'}) / \sum_{l \in U_i(p^s)} (\rho_{m',il}) \quad m' = 1, 2 \\ \forall c_{ij'} \in U_i(p^s) \end{cases} \quad (28)$$

式中: $U_i(p^s)$ 为动作集。

进一步,根据如下规则更新信息素:

$$\begin{cases} \rho_{m',ij'}(N'+1) = (1 - \phi_{m'}) \rho_{m',ij'}(N') + \phi_{m'} \sum_{k'=1}^M \Delta \rho_{m',k',\text{best},ij'} \\ m' = 1, 2 \\ \forall c_{ij'} \in M(p^s) \in S_{\text{iter}} \end{cases} \quad (29)$$

式中: $\phi_{m'}$ 为学习速率 $\rho_{m',ij'}$ 的挥发率, $\phi_{m'} \in (0, 1]$; N' 为迭代次数; M 为蚂蚁数量; S_{iter} 为所有候选解决方案的集合; $\Delta \rho_{m',k',\text{best},ij'}$ 为蚂蚁 k' 在其访问过的

顶点上沉积的信息素量。

$\Delta\rho_{m',k',best,j'}$ 定义如下:

$$\Delta\rho_{m',k',best,j'} = \frac{1}{\sqrt{[t_{m',k'} - (1 - s_m)]s_{m'}}} - \frac{1}{\sqrt{[t_{m',max} - (1 - s_m)]s_{m'}}}$$

$$m' = 1, 2 \quad (30)$$

式中: $t_{m',k'}$ 为达到目标状态所需的时间; s_m 为采样时间; $t_{m',max}$ 为试验所设定的最大步数。

式(30)中的第二项确保当试验进行至规定时间停止且蚂蚁尚未达到目标状态时,信息素不会更新。显然,如果所有蚂蚁都搜索到最短路径,则信息素沉积总量达到最大值。

2.2.3 自适应控制律和误差估计

将最小重构误差 e_m 定义为

$$e_m = w_1 - w_1(Y^*) = w_1 - (Y^*)^T \Psi \quad (31)$$

式中: Y^* 为实现最小重建误差的最佳权重向量; $w_1(Y^*)$ 为 w_1 的估计值。

假设 e_m 满足条件 $|e_m| \leq \bar{e}_m$, \bar{e}_m 为一个小正数。为建立改进RRoPNN的自适应律和误差估计律,再次选择Lyapunov候选函数为

$$L_{\gamma 4} = L_{\gamma 2} + (\hat{e}_m - e_m)^2 / (2\gamma) + (Y - Y^*)^T (Y - Y^*) / (2\rho_1) \quad (32)$$

式中: γ, ρ_1 为正数; \hat{e}_m 为 e_m 的估计值。

且有 $\dot{Y} = \rho_1 e_h \Psi$ 及 $\dot{\hat{e}}_m = \gamma e_h$ 。

采用改进的RRoPNN和AACO算法设计了反推控制系统:

$$h_1 = i_{q1}^* = b_1^{-1} [\ddot{g}_d + d_1 \dot{e}_r + d_2 \dot{e}_g + e_r - a_1 g_1 - \hat{e}_m - v_k^3(N) - d_3 e_h] \quad (33)$$

对式(32)求导,并将式(31)及式(33)代入,可得出:

$$\dot{L}_{\gamma 4} = -d_1 e_r^2 - d_3 e_h^2 = \mu(t) \leq 0 \quad (34)$$

利用Barbalat引理^[14-15],有 $\lim_{t \rightarrow \infty} \mu(t) = 0$,即当 $t \rightarrow \infty$ 时, e_r 和 e_h 收敛到零,且有 $\lim_{t \rightarrow \infty} \omega_r = \dot{g}_d$ 及 $\lim_{t \rightarrow \infty} \theta_r = g_d$ 。因此,使用改进的RRoPNN和AACO算法可以保证反推控制系统的稳定性。

2.2.4 在线训练算法

为描述改进RRoPNN的在线训练算法,定义如下的代价函数:

$$Z_1 = e_h^2 / 2 \quad (35)$$

用梯度下降法求连接权重的自适应律表示为

$$\dot{q}_{kj}^1 = \rho_1 e_h \Psi \triangleq -\rho_1 \frac{\partial Z_1}{\partial v_k^3} \frac{\partial v_k^3}{\partial q_{kj}^1} = -\rho_1 \frac{\partial Z_1}{\partial v_k^3} v_j^2 \quad (36)$$

上述受控系统的雅可比项可改写为 $\partial Z_1 / \partial v_k^3 = -e_h$ 。递归权重受控系统的雅可比项可更新为

$$\begin{aligned} \dot{q}_{ik}^1 &\equiv -\rho_2 \partial Z_1 / \partial q_{ik}^1 \\ &= \rho_2 e_h q_{kj}^2 R_j^{(\alpha, \beta)}(\cdot) u_i^1(N) v_k^3(N-1) \end{aligned} \quad (37)$$

式中: ρ_2 为与 ρ_1 相关的正系数。

为了改进RRoPNN的收敛性并获得最优的权值学习率,利用算法式(28)~式(30)对改进RRoPNN连接权值式(36)及式(37)进行优化调整,可避免网络出现早熟,加快计算收敛速度。同时,依据文献[18]定理8.3.1,可基于Lyapunov理论证明相应的候选函数在连接权值向量超平面内的某个紧子集外部为负,故而利用AACO调整后的RRoPNN连接权重误差上有界,进一步保证了算法的高收敛速度。

3 实验结果与讨论

基于图1所示的SpCRIM驱动系统框图,设计了相应的实验装置。实验中,通过电磁制动器提供参数扰动和转矩扰动。使用混合信号FPGA系统和DSP控制系统(由一个主程序和一个辅助中断程序(secondary interrupt routine, SIR))组成的实时控制方案流程图如图3所示。

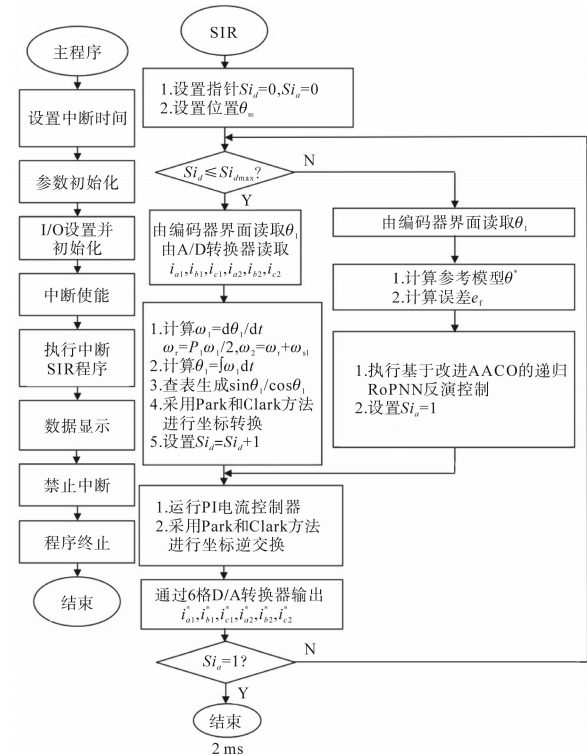


图3 SpCRIM控制系统执行流程

Fig.3 Execution flowchart of the driving system for SpCRIM

在主程序中,首先进行参数和输入输出的初始化,然后设置SIR的中断间隔。启用中断后,主程序用于监控控制数据。利用采样间隔为2ms

的SIR从编码器和A/D转换器的三相电流中读取SpCRIM的转子位置,计算参考模型和位置误差,执行查表和坐标转换。采用AACO-RRoPNN实现反推控制系统,并将六相电流指令输出到正弦PWM电路中。SpCRIM的规格为:6相,2极,60 Hz,48 V,1.5 kW,3 000 r/min。SpCRIM的参数为: $r_s = 2.2 \Omega, r_r' = 1.8 \Omega, L_{ls} = 1.88 \text{ mH}, L_{ss} = 4.52 \text{ mH}, L_{lr} = 1.68 \text{ mH}, L_{rr} = 4.32 \text{ mH}, L_M = 2.64 \text{ mH}, \bar{J}_1 = 45.15 \times 10^{-3} \text{ N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}^2, \bar{B}_1 = 2.12 \times 10^{-3} \text{ N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}/\text{rad}; \bar{J}_1, \bar{B}_1$ 分别为 J_1 和 B_1 的标称值。

在如下两种工况下进行三类控制驱动方法对比实验:1)标称工况;2) $J_1 = 4\bar{J}_1$ 以及 $B_1 = 4\bar{B}_1$ 的扰动工况。所涉及的控制方法包括经典的PI控制、SFBBC以及所提出的基于AACO-RRoPNN的反推控制。经典PI控制器的比例增益 $k_p = 5.5$,积分增益 $k_i = k_p/T_i = 2.8, T_i$ 为积分时间常数。SFBBC参数设置为 $d_1 = 2.2, d_2 = 1.7, d_3 = 2.3, \bar{w}_1 = 7.5^{[19]}$ 。

图4、图5分别为在正弦参考信号下,上述控制器在标称工况下的实验结果图。根据相应的启发信息^[20],所提AACO-RRoPNN反推控制器

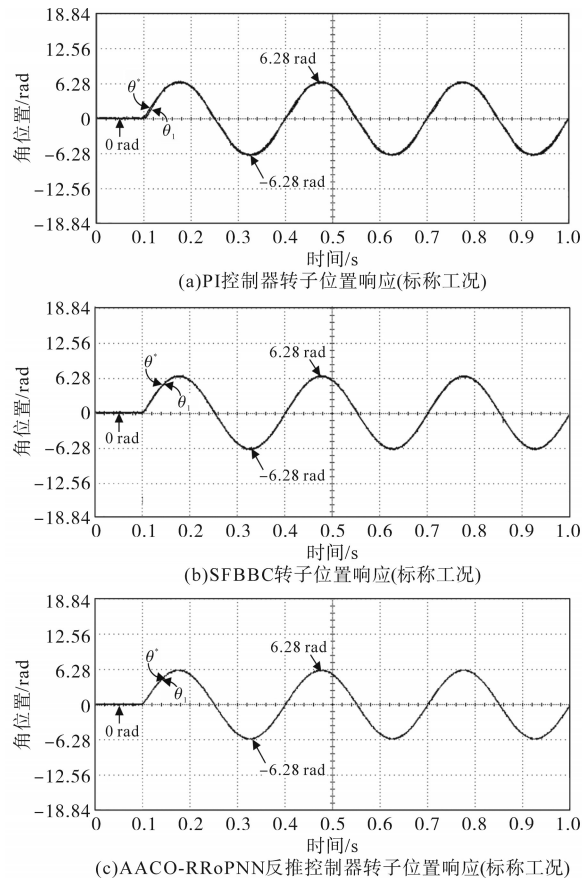


图4 标称工况下三类控制器驱动的SpCRIM转子位置响应曲线
Fig.4 Rotor positions response curves of the SpCRIM driven by the three controllers under nominal condition

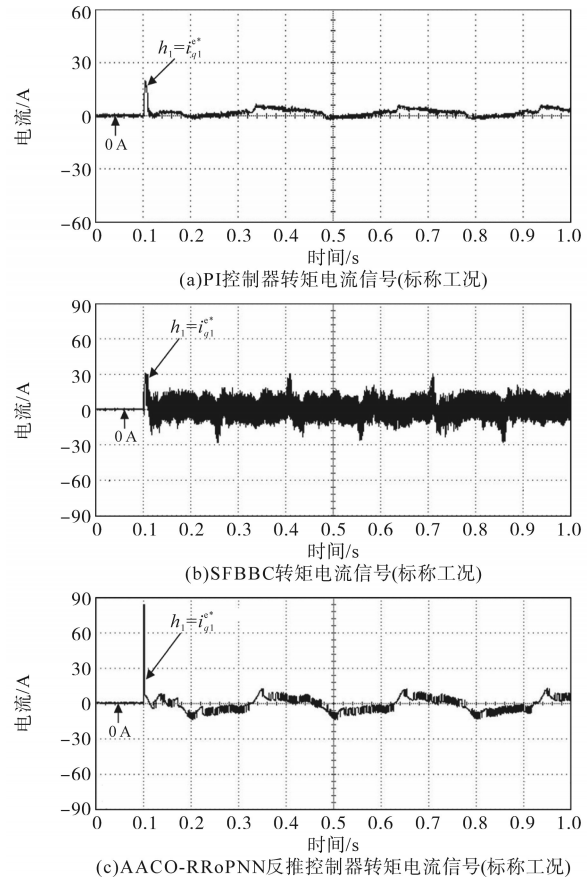


图5 标称工况下三类控制器驱动的SpCRIM转矩电流信号

Fig.5 Torque current signals of the SpCRIM driven by the three controllers under nominal condition
的参数设置为 $d_1 = 2.2, d_2 = 1.7, d_3 = 2.3, \gamma = 0.1, \varepsilon = 0.5$ 。此外,为了证明控制器在少量神经元情况下的有效性,RoPNN的输入层、隐藏层和输出层分别有2个、4个和1个神经元,同时,在实验过程中实时进行参数调整。如图4所示,在标称工况下,采用三类控制器均可以获得良好的位置跟踪响应。然而,对于基于开关函数的反推控制而言,由于采用了非连续的开关函数,使得控制输入信号出现非常严重的抖振,从而可能导致SpCRIM轴承的严重磨损,降低电机的使用寿命。

图6和图7分别显示了在正弦参考信号下,三类控制器在扰动工况下的实验结果。如图6所示,当存在较大的非线性扰动时,由于未采用适当的增益调节,传统PI控制的位置跟踪效果出现迟滞劣化,而基于开关函数的反推控制器以及所提出的AACO-RRoPNN反推控制器均可以获得良好的位置跟踪响应。同时,如图7所示,基于开关函数的反推控制器的控制输入信号抖振现象依然明显。相较于其他两种控制器,基于AACO-RRoPNN的反推控制器在两类工况下可以获得最佳的位置跟踪响应,在较大的非线性干扰下,所

提控制器的优势更为明显。

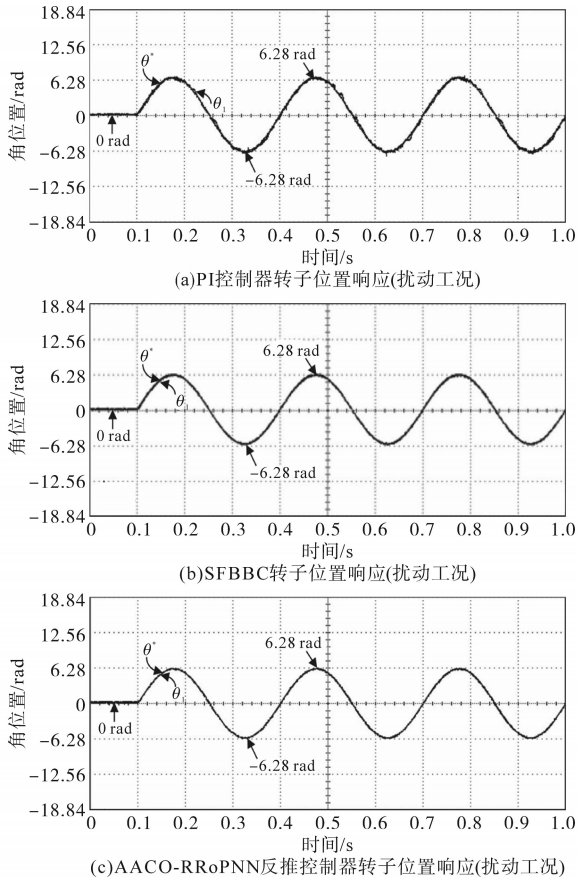


图6 扰动工况下三类控制器驱动的SpCRIM转子位置响应曲线

Fig.6 Rotor positions response curves of the SpCRIM driven by the three controllers under disturbing condition

进一步,为定量比较上述三种控制器在两类工况下的控制效果,给出了各控制器的最大跟踪误差(maximum tracking errors, MTEs)、平均跟踪误差(mean tracking errors, MeTEs)以及跟踪误差的标准差(standard deviations of tracking error, SDTE),如表1所示。

表1 三类控制器控制效果的定量对比

Tab.1 Quantitative comparisons of the control effects of the three controllers

		PI	SFBBC	AACO-RRoPNN
标称 工况	MTEs/rad	0.68	0.61	0.52
	MeTEs/rad	0.41	0.35	0.30
	SDTE/rad	0.21	0.15	0.11
扰动 工况	MTEs/rad	1.26	0.64	0.56
	MeTEs/rad	0.52	0.44	0.38
	SDTE/rad	0.29	0.19	0.13

由定量对比结果可以看出,由于采用在线自适应参数调整策略,基于AACO-RRoPNN的反推控制器的瞬态性能和鲁棒性优于前两类控制器。并且,在获得最优的转子位置跟踪效果前提下,相比于SFBBC,AACO-RRoPNN反推控制器所产生

的抖振较小。然而,由于所提出AACO-RRoPNN反推控制器复杂程度较高,因此与其他控制器相比,所需控制输入信号(转矩电流)的峰值差异较大,在一定程度上增加了控制能耗。

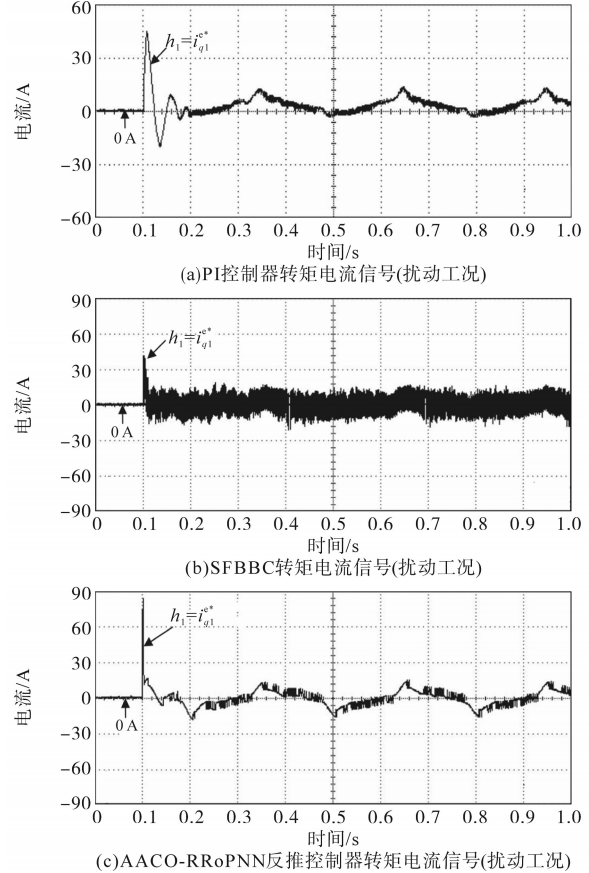


图7 扰动工况下三类控制器驱动的SpCRIM转矩电流信号

Fig.7 Torque current signals of the SpCRIM driven by the three controllers under disturbing condition

最后,图8给出了在负载转矩扰动下所提控制方法的转子位置响应实验结果,扰动量为 $2\text{ N}\cdot\text{m}$,进一步显示了所提出的基于AACO-RRoPNN的反推控制器在扰动工况下的鲁棒性。

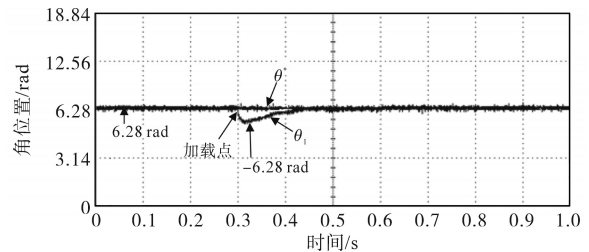


图8 负载转矩扰动下采用所提控制器驱动的SpCRIM转子位置信号

Fig.8 Position signals of the SpCRIM driven by the proposed method under load torque disturbing condition

4 结论

针对SpCRIM的在不确定干扰条件下的鲁棒、

实时控制问题,提出了一种基于AACO-RRoPNN的反推控制器,以实现在参数扰动和负载转矩扰动的情况下电机转子位置的高动态、高精度跟踪。提出了改进的RRoPNN模型,用以对反推控制律中的总不确定性进行近似估计。设计了相应的误差估计律,并对网络的观测误差进行补偿,同时实现在线参数调节,并基于AACO算法对网络连接权重的学习率进行优化,加快了RRoPNN的计算收敛速度。所提控制器将AACO-RRoPNN与反推控制相融合,确保了SpCRIM驱动控制的鲁棒性和精确性。最后,进行了相应的对比实验验证,结果表明:与经典的PI控制器和SFBBC相比,所提出的AACO-RRoPNN反推控制器具有更小的跟踪误差和更优良的抗干扰能力。

参考文献

- [1] 王贤明,程晗,何露,等. 六相双Y30°绕组感应电机建模与控制技术研究[J]. 舰船科学技术,2020,42(15):140-144.
WANG Xianming, CHENG Han, HE Lu, et al. Research on modeling and control technology of six-phase induction motor with double Y-connected 3-phase symmetrical windings displaced in turn by 30°[J]. Ship Science and Technology, 2020, 42(15): 140-144.
- [2] 李永岗,赖鄯,祝琳,等. 电动汽车用六相感应电机开路故障容错控制[J]. 微特电机,2020,48(1):44-48,52.
LI Yonggang, LAI Zou, ZHU Lin, et al. Open-circuit fault-tolerant control of six-phase induction machine for electric vehicle[J]. Small & Special Electrical Machines, 2020, 48(1): 44-48, 52.
- [3] COBAN R. Dynamical adaptive integral backstepping variable structure controller design for uncertain systems and experimental application[J]. International Journal of Robust and Nonlinear Control, 2017, 27(18): 4522-4540.
- [4] 俞沛宙,杨刚,杨继辉,等. 基于自适应反推的永磁同步电动机转速控制策略[J]. 电气工程学报,2020,15(3):38-43.
YU Peizhou, YANG Gang, YANG Jihui, et al. Speed control strategy of permanent magnet synchronous motor based on adaptive backstepping[J]. Journal of Electrical Engineering, 2020, 15(3): 38-43.
- [5] TONG S, ZHANG L, LI Y. Observed-based adaptive fuzzy decentralized tracking control for switched uncertain nonlinear large-scale systems with dead zones[J]. IEEE Transactions on Systems Man & Cybernetics Systems, 2016, 46(1): 37-47.
- [6] 李强,车文龙. 基于改进粒子群优化神经网络的电机故障诊断[J]. 电气传动,2020,50(1):103-108.
LI Qiang, CHE Wenlong. Motor fault diagnosis based on improved particle swarm optimization neural network[J]. Electric Drive, 2020, 50(1): 103-108.
- [7] 王燕燕,王宏伟. 基于粒子群的后件多项式RBF神经网络算法[J]. 计算机工程与应用,2019,55(12):72-76,144.
WANG Yanyan, WANG Hongwei. Post-partial polynomial RBF neural network algorithm based on particle swarm optimization [J]. Computer Engineering and Applications, 2019, 55(12): 72-76, 144.
- [8] RAPOSO A P, WEBER H J, ALVAREZ-CASTILLO D E, et al. Romanovski polynomials in selected physics problems[J]. Central European Journal of Physics, 2007, 5(3): 253-284.
- [9] 荆禄宗,吴钦木. 基于递归神经网络的永磁同步电机参数辨识研究[J]. 电气传动,2020,50(3):87-91,101.
JING Luzong, WU Qinmu. Research on identification of PMSM based on recurrent neural network[J]. Electric Drive, 2020, 50(3): 87-91, 101.
- [10] SINGH G K, NAM K, LIM S K. A simple indirect field-oriented control scheme for multiphase induction machine[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52(4): 1177-1184.
- [11] BOJOI R, LAZZARI M, PROFUMO F, et al. Digital field-oriented control for dual three-phase induction motor drives[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(3): 752-760.
- [12] HAGGLUND T, ASTROM K J. Revisiting the ziegler-nichols tuning rules for PI control[J]. Asian Journal of Control, 2002, 4(4): 364-380.
- [13] HAGGLUND T, ASTROM K J. Revisiting the ziegler-nichols tuning rules for PI control—part II : the frequency response method[J]. Asian Journal of Control, 2004, 6(4): 469-482.
- [14] SLOTINE J J E, LI W. Applied nonlinear control[M]. New Jersey: Prentice-Hall, 1991.
- [15] ASTROM K J, WITTENMARK B. Adaptive control[M]. New York: Addison-Wesley, 1995.
- [16] HAYATI M, REZAEI A, ZARGHAMI S, et al. Application of artificial neural network and adaptive neuro-fuzzy inference system for the modelling and simulation of QCA circuits[J]. IETE Journal of Research, 2017, 63(6): 784-794.
- [17] DORIGO M, MANIEZZO V, COLORNI A. The ant system: optimization by a colony of cooperating agents[J]. IEEE Transactions Systems, Man, and Cybernetics-Part B, 1996, 26(1): 29-41.
- [18] LEWIS F L, CAMPOS J, SELMIC R. Neuro-fuzzy control of industrial systems with actuator nonlinearities[M]. Pennsylvania: Society for Industrial and Applied Mathematics, Philadelphia, 2002.
- [19] KANELLAKOPOULES I, KOKOTOVIC P V, MORSE A S. Systematic design of adaptive controllers for feedback linearizable systems[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2002, 36(11): 1241-1253.
- [20] BARTOLINI G, FERRARA A. Properties of a combined adaptive/second-order sliding mode control algorithm for some classes of uncertain nonlinear systems[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2000, 45(7): 1334-1341.

收稿日期:2020-12-10

修改稿日期:2021-05-12

LCL型有源滤波器采样延时补偿策略及阻抗分析

查海涛¹,徐可心²,李小文³,刘斌²

(1. 国网江西电力有限公司 拓林水电厂, 江西 南昌 332000;

2. 南昌航空大学 信息工程学院, 江西 南昌 300063;

3. 国网南昌市昌北供电公司, 江西 南昌 300096)

摘要:有源电力滤波器(APF)是消除电网谐波质量问题的主要途径之一,而LCL是目前APF连接电网的常用滤波器。为抑制LCL滤波器所引发的谐振问题,基于电容电流反馈的有源阻尼是常用的手段。有源阻尼可有效抑制LCL滤波器引起的谐振,在模拟控制下可等效为并联在滤波电容上的电阻。但因电容电流采样滞后,将使该虚拟电阻阻值为负,呈现负阻尼特性,反而影响系统稳定性。为此,从预测占空比的角度对该问题进行了研究,分别提出了三种针对电容电流采样滞后补偿方法。针对每一种方法计算系统传递函数,并就其对应的虚拟阻抗进行分析。从结果可以看出第二种补偿方法效果最好。最后,以三相LCL型有源电力滤波器为例,通过仿真和实验验证此控制器的可行性。

关键词:有源电力滤波器;数字延时;电容电流;预测占空比

中图分类号:TM464 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed24025

Research on Digital Sampling Delay Compensation Strategy and Impedance Analysis for LCL Type Active Power Filter

ZHA Haitao¹, XU Kexin², LI Xiaowen³, LIU Bin²

(1. *Tuolin Hydropower Plant, State Grid Jiangxi Electric Power Co., Ltd., Nanchang 332000, Jiangxi, China*; 2. *School of Information and Engineering, Nanchang Hangkong University, Nanchang 300063, Jiangxi, China*; 3. *State Grid Nanchang Changbei Power Supply Company, Nanchang 300096, Jiangxi, China*)

Abstract: Active power filter (APF) is one of the main ways to eliminate harmonic quality problems in power grid, and LCL filter is commonly used to connect APF to power grid. In order to suppress the resonance problem caused by LCL filter, active damping based on capacitor current feedback is a common method. Active damping can effectively suppress the resonance caused by LCL filter, which can be equivalent to the resistance parallel to the filter capacitor under simulation control. However, due to the delay of capacitance current sampling, the virtual resistance will be negative, showing negative damping characteristics, which will affect the system stability. Therefore, the problem was studied from the perspective of duty cycle prediction, and three methods for capacitance current sampling delay compensation were proposed. The transfer function of the system was calculated for each method, and the corresponding virtual impedance was analyzed. It can be seen from the results that the second compensation method has the best effect. Finally, taking the three-phase LCL type active power filter as an example, the feasibility of this controller was verified by simulation and experiment.

Key words: active power filter(APF); digital delay; capacitance current; duty cycle prediction

随着非线性负载逐渐增多,大量的非线性谐波流入公用电网,电网电能质量问题日益严峻。为了降低电网谐波,有源电力滤波器^[1]应运而生。并网逆变是整个有源电力滤波器系统的核心部分,其采用的高频开关管产生高次的纹波电流^[2]

会造成电网谐波进一步污染^[3],因此并网逆变器与电网之间需要加入滤波器将其滤除。LCL型并网逆变器作为当今分布式发电系统的核心装置,受到了学者和专家的广泛关注^[4-6]。但LCL型逆变器为低阻尼的三阶系统^[7],易产生高频谐振,影

基金项目:国家自然科学基金(61963030)

作者简介:查海涛(1978—),男,本科,高级工程师,Email:546697305@qq.com

响系统稳定性,因此需要增大谐振频率处的阻尼作用来抑制系统的谐振^[8]。电容电流反馈有源阻尼策略的引入可以有效抑制系统的谐振尖峰,然而数字控制系统中延时引入的相位滞后问题,将影响并网逆变器的稳定性^[9-10]。

为解决逆变器在弱电网下不可忽略的控制延时问题,需对其补偿策略进行研究。文献[11]提出控制延时会改变电容电流反馈有源阻尼的特性。文献[12]提出修改采样方法,即电容电流即时采样的方法,将电容电流采样时间提前,减小电容电流反馈有源阻尼的延时控制,但在非三角载波处采样的波峰或波谷会引入高频噪声。文献[13]提出一种状态预估的延时补偿方法,通过串联预估环节达到矫正相位滞后的目的,但实际应用中电路参数的变化会影响预测偏差。文献[14]提出在电容电流反馈回路中引入相位超前补偿环节,消除电容电流控制的一拍延时,但会在奈奎斯特频率放大位置产生高频噪声。

本文首先建立了基于LCL滤波器的单相并网逆变器系统数学模型,分别在连续域和离散域下讨论其稳定性,说明在数字控制下采用电容电流时,因采样滞后将使系统虚拟电阻变负,影响稳定性。为此,本文提出几种通过预测的手段来修正系统实时占空比,消除由电容电流采样滞后引起的负阻尼,以及其对系统稳定性的影响。包括传递函数的推导、根轨迹以及系统阻尼的对比等,通过相关分析表明,本文提出的控制策略提高了系统的稳定性。最后,通过仿真和物理平台实验,验证了本文所提出方法的有效性。

1 系统建模

1.1 LCL滤波器状态空间数学模型

由于三相系统的对称性,故直接以单相LCL型逆变器为例,LCL型滤波器电路如图1所示,由电感 L_1 、 L_2 和电容 C 组成, i_1 、 i_2 为电感 L_1 、 L_2 上的电流, i_c 为电容 C 上的电流, u_{inv} 为全桥电路的输出电压, u_g 为电网电压。得到系统数学模型如下式所示:

$$u_{inv} - u_c = L_1 \frac{di_1}{dt} \quad (1)$$

$$u_c - u_g = L_2 \frac{di_2}{dt} \quad (2)$$

$$i_1 - i_2 = i_c = C \frac{du_c}{dt} \quad (3)$$

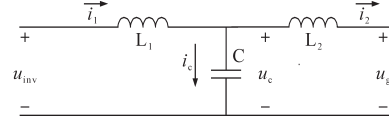


图1 单相LCL型滤波电路

Fig.1 Single-phase LCL filter circuit

1.2 传统LCL型滤波器在连续域下稳定性分析

不考虑有源阻抗时,得到系统的控制框图如图2所示。图中, $G_1(s)$ 为外环电流控制器。控制系统的开环传递函数为

$$G_{i2-1} = \frac{1}{CL_1L_2s^3 + (L_1 + L_2)s} \quad (4)$$

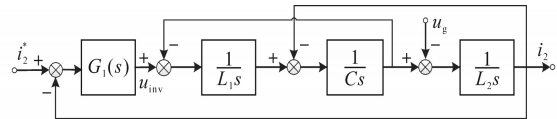
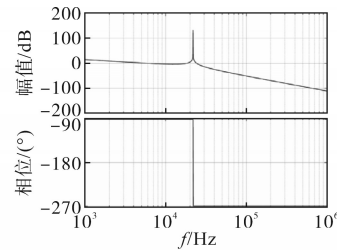


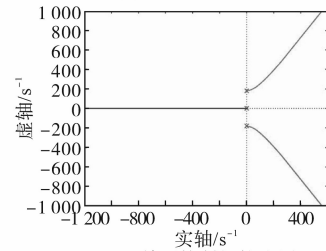
图2 LCL型滤波器在连续域下的控制模型

Fig.2 Control model of LCL filter in continuous

由传递函数求得其伯德图如图3a所示,在谐振频率点存在一个谐振频率,并且得出其根轨迹图如图3b所示,可知系统开环极点都位于虚轴上,系统处于临界稳定状态。



(a)单环开环伯德图



(b)单环控制根轨迹图

图3 网侧电流稳定性分析

Fig.3 Stability analysis of grid side current

2 引入有源阻尼的LCL型滤波器在连续域下的稳定性分析

取电容电流反馈设计有源阻尼,控制框图如图4所示。

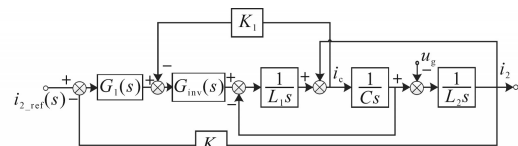


图4 LCL型滤波器引入有源阻尼等效控制框图

Fig.4 LCL filter introduces active damping equivalent control block diagram

以电容电流为反馈环节叠加在系统控制量上,其中,PWM等效增益环节为 $G_{inv}(s)$,考虑到电感电流本质上可看作占空比的积分,为简化分析,外环电流控制器 $G_1(s)$ 采用比例控制器。 K_1 为电容电流有源阻尼反馈系数, K_2 为网侧电流 i_2 的反馈系数。

根据图4可以得到开环传递函数为

$$G_{i2_2} = \frac{G_1(s) + G_{inv}(s)}{CL_1L_2s^3 + CL_2K_1s^2 + (L_1 + L_2)s + K_2} \quad (5)$$

根据式(5)可画出 G_{i2_2} 的伯德图如图5所示,谐波尖峰有明显的改善。图5b为根轨迹曲线,原来位于虚轴上的两个开环极点往虚轴左半平面移动,由此可知系统失稳。

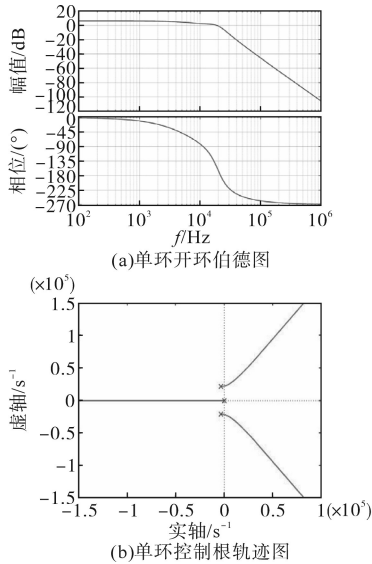


图5 有源阻尼开环伯德图

Fig.5 Open-loop Bode diagram of active damping

3 电容电流反馈在数字采样延时的稳定性分析

3.1 数字采样延时

在传统的电容电流反馈有源阻尼控制策略中,文献[15]提到的在数字控制下采用不对称规则采样正弦脉宽调制法,但该方法存在一个周期的延时。设定电容电流采样时刻与调制信号装载时刻之间的时间为 λT_s ,其中, T_s 为系统采样周期, λ 为延时拍数。

为了得到数字控制下电容电流有源阻尼等效并联阻抗,将图4的有源阻尼反馈点和电容电流采样点分别移到 $1/(Cs)$ 前后,得到图6所示的有源阻尼等效阻抗框图。

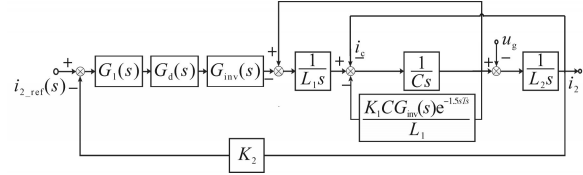


图6 数字延时有源阻尼等效阻抗框图

Fig.6 Digital delay active damping equivalent impedance block diagram

滤波电容并联阻抗 Z_{eq} 分解为电阻 R_{eq} 与电抗 X_{eq} 的数学表达式如下式:

$$\begin{cases} R_{eq} = \frac{L_1}{K_1 CG_{inv}(s) \cos(1.5\omega T_s)} \\ X_{eq} = \frac{L_1}{K_1 CG_{inv}(s) \sin(1.5\omega T_s)} \end{cases} \quad (6)$$

由式(6)可以求得电阻 R_{eq} 随频率变化的特性,如图7所示。由图可知,在 $(0, f_s/6)$ 频率内等效并联电阻 R_{eq} 为正,为系统提供正阻尼,抑制谐振;在 $(f_s/6, f_s/2)$ 频率内等效并联电阻 R_{eq} 为负,而负阻尼特性使相频多次穿越 -180° 致使系统振荡,影响系统稳定。

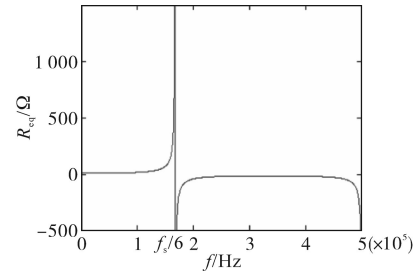


图7 $R_{eq}(\omega)$ 频率特性

Fig.7 $R_{eq}(\omega)$ frequency characteristics

3.2 传统数字采样延时稳定性分析

在数字控制下,考虑电容电流 i_c 有源阻尼在其采样滞后若干个采样周期时,会影响系统的稳定性。图8为电容电流反馈数字采样延时下的控制框图。 $G_1(z)$ 为电流环控制器, $G_{inv}(z)$ 为离散PWM等效增益环节,直接取 $G_1(z)=k_{p1}$, $G_{inv}(z)=k_{p3}z^{-\lambda}$ 。

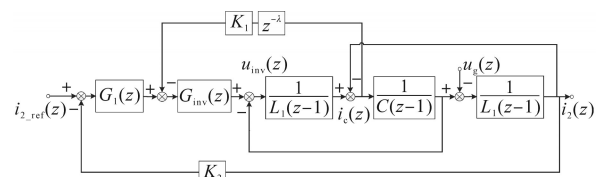


图8 LCL型滤波器电容电流反馈数字延时离散控制框图

Fig.8 Block diagram of digital delay discrete control for capacitive current feedback of LCL filter

图8对应的开环传递函数如下式:

$$G_{i2,3} = \frac{G_1(z)G_{inv}(z)z^3}{[CL_1L_2 + L_1 + L_2 + \frac{K_1G_{inv}(z)CL_2}{z^\lambda} + k_2]z^3 - [3CL_1L_2 + \frac{2CL_2K_1G_{inv}(z)}{z^\lambda} + L_1 + L_2]z^2 + [3CL_1L_2 + \frac{CL_2K_1G_{inv}(z)}{z^\lambda}]z - CL_1L_2} \quad (7)$$

图9为不同参数系统稳定性分析结果。当 $\lambda=0$ 和 $\lambda=1$ 时,式(7)的伯德图如图9a所示。分析可知,当 $\lambda=0$ 时系统LCL引入的谐振被抑制,而当 $\lambda=1$ 时又出现谐振,因此即使是引入了有源阻尼,电容电流采样滞后时,系统也会失稳。进一步研究 $\lambda=1$ 时,观察系统零极点随 k_{p1} 变化时的根轨迹(此处取 $K_1=0.5$),如图9b所示,可知当 $k_{p1}>4$ 时极点在单位圆外,系统已经失稳。

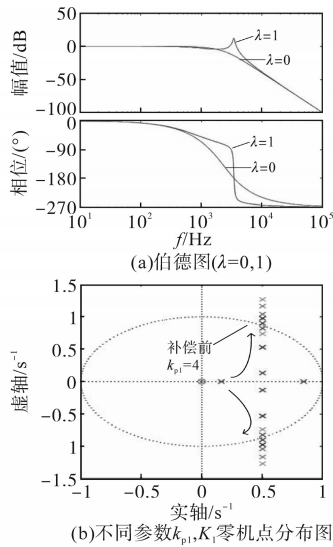


图9 不同参数系统稳定性分析

Fig.9 Stability analysis of systems with different parameters

4 电容电流反馈数字采样延时稳定性补偿策略

由上文可知,当谐振频率大于 $f_s/6$ 时, $R_{eq}<0$,这是导致采样滞后系统鲁棒性差的根本原因。本文将提出三种延时补偿策略,目的是使系统等效阻抗得到改善。传统的方法主要是对奈奎斯特曲线进行稳定性分析,本文在此基础上对各补偿策略的等效阻抗进行讨论,得到 R_{eq} 随频率变化的曲线。通过改善 R_{eq} 的大小,减少采样滞后对系统稳定性的影响。结合三种延时补偿策略对应

$$G_{z,G1} = \frac{2k_{p1}k_{p3}z^4 - k_{p1}k_{p3}z^3}{(CL_1L_2 + 2k_{p1}k_{p3}K_2 + L_1 + L_2)z^4 + (2CL_2K_1k_{p3} - 3CL_1L_2 - k_{p1}k_{p3}K_2 - L_1 - L_2)z^3 + (2L_1L_2 - 5CL_2K_1k_{p3})z^2 + (4CL_2K_1k_{p3} - CL_1L_2)z} \quad (10)$$

在此补偿策略下,将 k_{p1} 由0逐渐增大,得出

R_{eq} 的大小以及对应控制器增益的取值范围,选择出最适合的方案。

由3.3节分析可知,在电容电流反馈存在数字采样延时情况下,系统易处于不稳定状态。因系统存在采样延时,有源阻尼等效的虚拟阻抗不再为一个恒定的值,而是随着频率改变而改变,影响系统的相位特性导致其稳定性下降。因此增加了补偿控制器的控制框图如图10所示,其中 $G_c(z)$ 为数字延时补偿控制器。图11为针对图10的等效阻抗示意图。下文分析在不同类型补偿控制器情况下系统的稳定性。

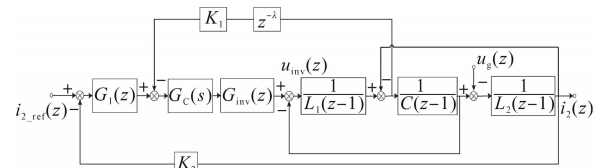


图10 加入补偿控制器后离散控制模型框图

Fig.10 Block diagram of discrete control model after adding compensation controller

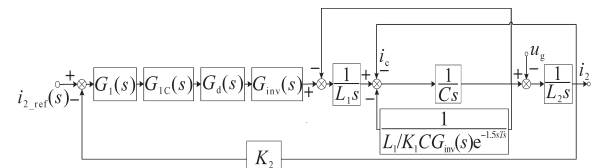


图11 补偿后等效并联阻抗

Fig.11 Equivalent parallel impedance after compensation

4.1 补偿控制器 $G_{1c}(z)$ 分析设计

设第 k 次采样周期控制器计算出来的占空比为 D_k ,第 $k-1$ 次采样周期控制器计算出来的占空比为 D_{k-1} ,利用线性预测的方法来补偿控制环路的延时,则修正第 k 次采样周期占空比 D_k ,如下式所示:

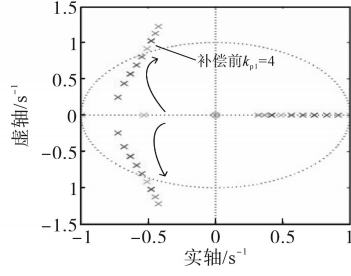
$$D_k = 2D_k - D_{k-1} \quad (8)$$

得到式(8)的传递函数如下式:

$$G_{1c}(z) = (2z - 1)/z \quad (9)$$

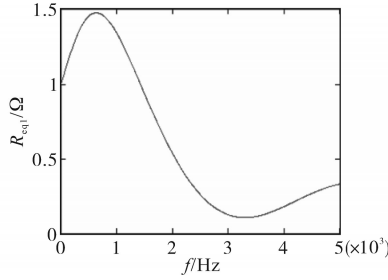
得到延时补偿后的传递函数如下式:

其零极点分布图如图12所示。

图12 加入补偿器 $G_{1C}(z)$ 后系统零极点分布图Fig.12 Distribution diagram of system zero and pole after adding compensator $G_{1C}(z)$

$$R_{eq1} = \frac{L_1}{K_1 CG_{inv}(j\omega)} \cdot \frac{2\cos(1.5\omega T_s) - \cos(1.5\omega T_s)\cos(\omega T_s) + \sin(1.5\omega T_s)\sin(\omega T_s)}{5 - 4\cos(\omega T)} \quad (12)$$

图13为等效电阻频率特性图。

图13 $R_{eq1}(\omega)$ 频率特性图Fig.13 $R_{eq1}(\omega)$ frequency characteristics

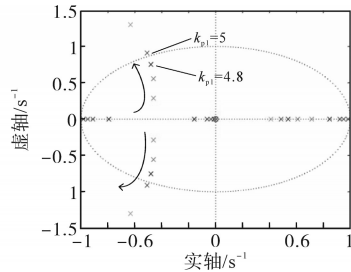
由图13可知,当谐振频率在 $(0, f/2)$ 内时,并联阻抗的电阻部分 $R_{eq1}(\omega)$ 恒为正值,有利于抑制

$$G_{i2_ref} = \frac{3k_{p1}k_{p3}z^4 - 2k_{p1}k_{p3}z^3}{(CL_1L_2 + 3k_{p1}k_{p3}K_2)z^4 + (3CL_2k_{p3}K_1 - 2k_{p1}k_{p3}K_2 - 3CL_1L_2 + L_1 + L_2)z^3 + (3CL_1L_2 - 8CL_2k_{p3}K_1 - L_1 - L_2)z^2 + (7CL_2K_1k_{p3} - CL_1L_2)z - 2CL_2K_1k_{p3}} \quad (15)$$

图14为加入补偿器 $G_{2C}(z)$ 后系统零极点分布图。由图14零极点分析,此时当 k_{p1} 逐渐由0增加到4.8时,极点都位于单位圆内,系统处于稳定状态。同理由图14可知在加入补偿控制器 $G_{2C}(z)$ 后系统的等效并联阻抗如下式:

$$R_{eq2} = \frac{L_1}{K_1 CG_{inv}(j\omega)} \cdot \frac{3\cos(2.5\omega T_s)\cos(\omega T_s) - 2\cos(2.5\omega T_s) + 3\sin(2.5\omega T_s)\sin(\omega T_s)}{[3\cos(\omega T_s) - 2]^2 + 9\sin^2(\omega T_s)} \quad (17)$$

图15为 $R_{eq2}(\omega)$ 频率特性图。

图14 加入补偿器 $G_{2C}(z)$ 后系统零极点分布图Fig.14 Zero-pole distribution of the system after adding compensator $G_{2C}(z)$

由图12可知,当外环电流控制器比例参数 k_{p1} 值由0增加到4时,系统极点都位于单位圆内,系统处于稳定状态。在加入补偿控制器 $G_{1C}(z)$ 后系统等效并联阻抗如下:

$$Z_{eq1} = \frac{L_1 e^{1.5sT_s}}{K_1 CG_{inv}(s)G_{1C}(s)} = \frac{L_1 e^{1.5sT_s}}{K_1 CG_{inv}(s)(2 - e^{-sT_s})} \quad (11)$$

令 $s=j\omega$,则可得 Z_{eq1} 的实部即为阻抗中的等效电阻 R_{eq1} ,如下式所示:

系统的谐振尖峰。

4.2 补偿控制器 $G_{2C}(z)$ 分析设计

进一步,在式(8)的基础上,加大对采样延时的修正力度,则第 k 次采样周期对应的占空比 D'_k 也可以设计如下式:

$$D'_k = D_k + 2(D_k - D_{k-1}) \quad (13)$$

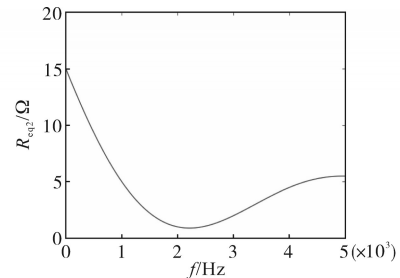
得到式(13)的传递函数如下式:

$$G_{2C}(z) = (3z - 2)/z \quad (14)$$

由于此时补偿控制器 $G_{2C}(z) = (3z - 2)/z$,因此在电容电流延时1拍时,补偿后传递函数如下式所示:

$$Z_{eq2} = \frac{L_1 e^{1.5sT_s}}{K_1 CG_{inv}(s)G_{2C}(s)} = \frac{L_1 e^{1.5sT_s}}{K_1 CG_{inv}(s)(3 - 2e^{-sT_s})} \quad (16)$$

令 $s=j\omega$,则可得出 Z_{eq2} 的实部即阻抗中等效电阻 R_{eq2} ,如下式:

图15 $R_{eq2}(\omega)$ 频率特性图Fig.15 $R_{eq2}(\omega)$ frequency characteristics

4.3 补偿控制器 $G_{3C}(z)$ 分析设计

与前两次补偿控制器设计类似,可以利用本

次和前两次控制器计算出来的占空比方法对实际占空比进行修正。修正第 k 次采样周期对应的占空比 D'_k 如下式:

$$D'_k = D_k + u(D_k - D_{k-1}) + (1-u)(D_{k-1} - D_{k-2}) \quad (18)$$

$$G_{23_ref} = \{(1+u)k_{p1}k_{p3}z^5 + (1-2u)k_{p1}k_{p3}z^4 + [(u-1)k_{p1}k_{p3}z^3]\} / \{[CL_1L_2 + (1+u)k_{p1}k_{p3}K_2]z^5 + [(1+u)k_{p3}K_1 + (1-2u)k_{p1}k_{p3}K_2 - 3CL_1L_2]z^4 + [3L_1L_2 + (u-1)k_{p1}k_{p3}K_2 - 2(1+u)k_{p3}K_1 + (1-2u)k_{p3}K_1 + L_1 + L_2]z^3 + [(1+u)k_{p3}K_1 + (4u-2)k_{p3}K_1 + (u-1)k_{p3}K_1 - CL_1L_2 - L_1 - L_2]z^2 + [(1-2u)k_{p3}K_1 + (2-2u)k_{p3}K_1]z + (u-1)k_{p3}K_1\} \quad (20)$$

R_{eq2} 随频率变化的曲线见图 15, 该图表明, 当加入补偿控制器 $G_{2c}(z)$ 后其等效并联电阻在 $(0, f_s/2)$ 频段内大于 0, 并联电阻呈现正电阻特性, 有利于谐振尖峰的抑制。由图 15 可知, 电流控制器比例系数 k_{p1} 的选取范围更大, $G_{2c}(z)$ 相比于控制器 $G_{1c}(z)$ 更利于提高系统的稳定性。

考虑到 u 取值越小, 式 (18) 中 $(D_k - D_{k-1})$ 所占比重则相应变低, 为提高占空比修正量的准确性, u 的取值应在 $(0.5, 1)$ 之间。当 $u=0.5$ 时, 求得其零极点分布图如图 16 所示, 可知在 $K_1=0.5$ 的情况下, 当 k_{p1} 逐渐增加至 1.5 时, 此时闭环极点位于单位圆外。当 $k_{p1}=2$ 时闭环极点刚好位于单位圆上, 继续增加到 $k_{p1}=4$ 时闭环极点依然分布在单位圆内。由图 16 分析得知, 当 k_{p1} 由 0 逐渐增加到 1.5 过程中, 系统由稳定状态向不稳定状态过渡; 当 $1.5 \leq k_{p1} \leq 2, K_1=0.5$ 时系统由稳定向临界稳定状态过渡; 当 $2 \leq k_{p1} \leq 4, K_1=0.5$ 时此系统处于稳定状

$$R_{eq3} = \frac{L_1}{K_1 CG_{inv}(j\omega)} \cdot \frac{[(1+u)\cos(2\omega T_s) + (1-2u)\cos(\omega T_s) + u - 1]\cos(3.5\omega T_s) + [(1+u)\sin(2\omega T_s) + (1-2u)\sin(\omega T_s) + u - 1]\sin(3.5\omega T_s)}{[(1+u)\cos(2\omega T_s) + (1-2u)\cos(\omega T_s) + u - 1]^2 - [(1+u)\sin(2\omega T_s) + (1-2u)\sin(\omega T_s)]} \quad (22)$$

得到其并联电阻频率特性图如图 17 所示。

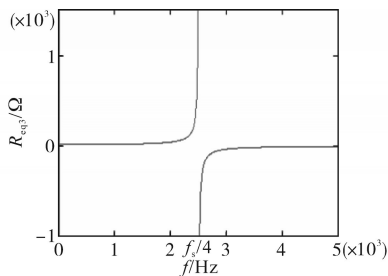


图 17 $R_{eq3}(\omega)$ 频率特性图

Fig.17 $R_{eq3}(\omega)$ frequency characteristics

可知当谐振频率 f_r 在 $(0, f_s/4)$ 频段内, 并联电阻呈现正电阻特性, 为系统提供正的阻尼, 抑制谐振尖峰。当 f_r 在 $(f_s/4, f_s/2)$ 内时, 电阻呈现负电阻特性, 为系统提供负的阻尼, 会放大谐振点的

得到传递函数如下式:

$$G_{3c}(z) = [(1+u)z^2 + (1-2u)z + u - 1] / z^2 \quad (19)$$

因此当加入补偿控制器 $G_{3c}(z)$ 时, 得到传递函数如下式所示:

态, 当 $k_{p1} > 2$ 时系统处于失稳状态。

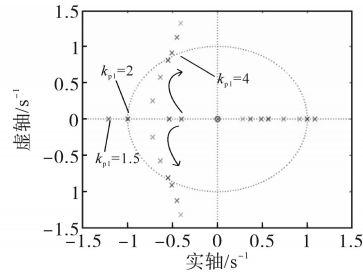


图 16 加入补偿器 $G_{3c}(z)$ 后系统零极点分布图

Fig.16 Distribution diagram of system zero and pole after adding compensator $G_{3c}(z)$

同理可以分析在加入补偿控制器 $G_{3c}(z)$ 后, 其等效并联阻抗为

$$Z_{eq3} = \frac{L_1 e^{3.5sT_s}}{K_1 CG_{inv}(s) [(1+u)e^{2sT_s} + (1-2u)e^{sT_s} + u - 1]} \quad (21)$$

求得等效并联电阻为如下式所示:

尖峰。因此谐振频率由 0 逐渐增加到 $f_s/2$ 时, 在 $(f_s/4, f_s/2)$ 频段内, 系统的谐振尖峰会被放大, 不利于抑制谐振。 $G_{1c}(z)$ 可使得系统在频率大于 $f_s/6$ 时 $R_{eq1} > 0$, 但较于由 $G_{2c}(z)$ 得到的 R_{eq2} , 其等效阻值较小, 且控制器参数取值范围也较小。而采用 $G_{3c}(z)$ 使得频率大于 $f_s/4$ 时等效电阻为负, 与 $G_{1c}(z)$, $G_{2c}(z)$ 相比稳定性更差。综合上述分析, $G_{2c}(z)$ 对应的等效电阻 R_{eq2} 为最优, 且对应控制器参数范围更大, 更有利于系统的稳定, 因此最终选取 $G_{2c}(z)$ 为系统的采样滞后补偿策略。

5 仿真与实验

上文对所提出来的补偿策略做了理论分析, 为了验证本文方案的可行性, 通过 Matlab/Simulink

平台和基于TMS320F28335芯片的物理平台分别对其进行仿真和实验验证。

5.1 仿真模型

图18为LCL型NPC三电平有源电力滤波器仿真平台,逆变侧三相电感和网侧三相电感分别为155 μH,387 μH,三相滤波电容为72 μF。三

相电压互相对称且相电压幅值为311 V。取网侧电感电流反馈系数 $K_2=1$,负载为三相不控整流型阻感非线性负载,Matlab/Simulink仿真参数设定为:三相电网电压311 V,直流侧电容电压800 V,直流侧电容1 000 μH,开关频率20 kHz,采样频率10 kHz。

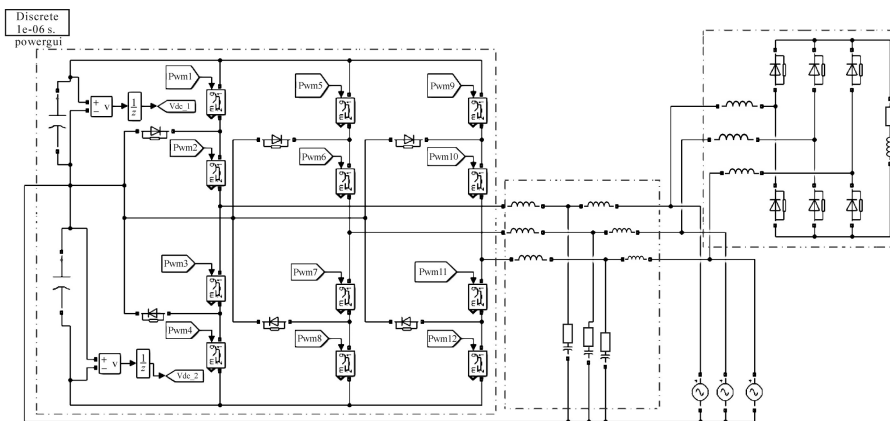


图18 LCL型有源电力滤波器原理框图

Fig.18 Principle block diagram of LCL active power filter

图19为加入电容电流反馈数字采样延时补偿策略前、后给定、反馈电流的仿真波形图。从图19a可看出在加入延时补偿控制策略前,由于控制采样延时导致电流控制效果差,经谐波补偿后反馈电流波形存在畸变,达不到系统补偿要求。从图19b可以看出,采用本文提出的数字补偿策略 $G_{2c}(z)$,补偿装置能够输出稳定的谐波补偿电流,反馈电流的跟踪效果好,没有明显畸变或振荡。此补偿策略很明显提高了LCL滤波器的稳定性,满足APF的补偿要求。

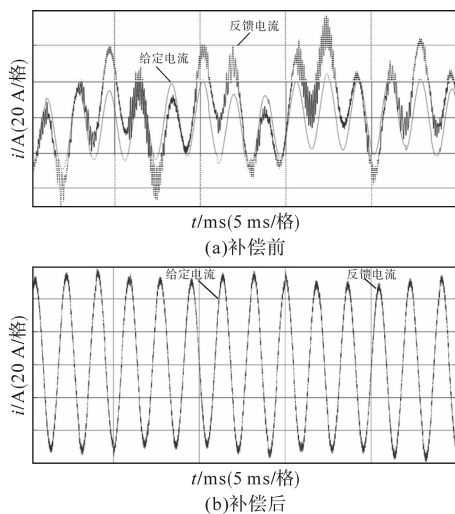


图19 补偿前、后给定、反馈电流波形

Fig.19 Given current and feedback current waveforms before and after compensation

5.2 实验验证

为了验证本文所提出的电容电流反馈数字采样延时补偿策略的有效性,实验搭建了额定容量75 kV·A的有源电力滤波器实验样机平台。系统的具体参数同仿真中一样。实验平台如图20所示,采用两个模块实行一发一补,即模块1(左)产生谐波电流,模块2(右)补偿发出来的谐波电流,以此来验证加入电容电流反馈延时补偿策略的有效性。

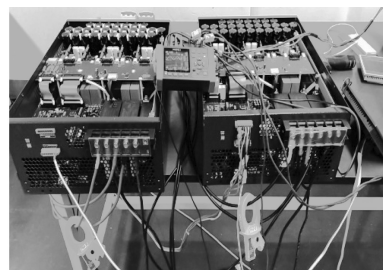


图20 有源滤波器互补对发实验平台

Fig.20 Active filter complementary counter experiment platform

为了达到实验前、后对比效果,先不加入延时补偿控制器环节,A相输出电流如图21a所示。补偿装置输出电流存在明显振荡,网侧波形畸变率高于国家标准5%,系统不稳定。

在加入了本文所提出来的电容电流反馈数字延时补偿策略后,图21b中, i_{load} 为模块1发出的5次谐波电流, i_{cap} 为模块2发出的补偿电流, i_{grid} 为网侧电流,网侧电流中的5次谐波基本消

除,可知采用延时补偿之后,网侧谐波电流得到较好抑制。

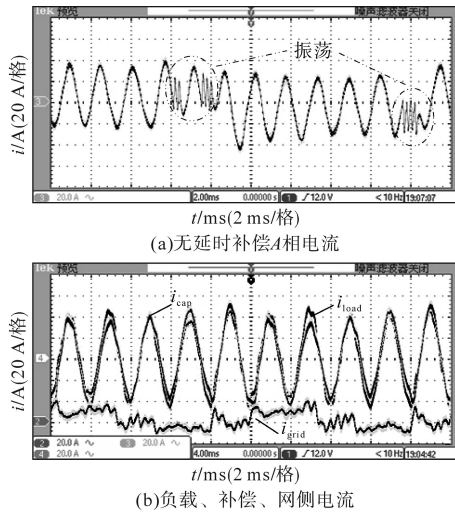


图21 补偿前、后电流对比图

Fig.21 Current comparison diagram before and after compensation

6 结论

本文在对传统有源阻尼策略分析的基础上,采用预测占空比补偿的策略方法,同时运用线性预测的方法提高补偿系统的稳定性。首先分析在加入补偿控制器前、后电容电流等效并联阻抗的频率特性。当带电容电流存在滞后的情况,系统将会出现负阻尼。利用针对电容电流反馈数字采样延时设计出三种补偿器,并通过改变其补偿控制器的离散类别,比较分析选取更有利于系统稳定的补偿控制器 $G_{2c}(z)$ 。最后对本文提出的补偿策略进行仿真和实验验证,证明了其可行性。

参考文献

[1] 李楠,胡艳梅.有源滤波器专利技术综述[J].电力学报,2016,31(6):480-485.
LI Nan, HU Yanmei. Overview of active power filter technology with patent analysis[J]. Journal of Electric Power, 2016, 31(6): 480-485.

[2] 张建忠,耿治,徐帅,等.一种有源电力滤波器的改进自适应谐波检测算法[J].电工技术学报,2019,34(20):4323-4333.
ZHANG Jianzhong, GENG Zhi, XU Shuai, et al. An improved adaptive harmonic detection algorithm for active power filter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(20): 4323-4333.

[3] 王坚锋,胥芳,潘国兵,等.一种新型有源滤波器网侧电流双闭环控制方法[J].电力电子技术,2020,54(5):43-46.
WANG Jianfeng, XU Fang, PAN Guobing, et al. A novel grid side current double closed-loop control strategy of active power

filter[J]. Power Electronics, 2020, 54(5): 43-46.

[4] GUO W M, MU L H. Control principles of micro-source inverters used in microgrid[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2016, 1(1): 56-62.

[5] 李媛,方番,肖先勇,等.基于输入/输出线性化的准Z源逆变器光伏并网控制策略[J].高电压技术,2019,45(7):2167-2176.
LI Yuan, FANG Fan, XIAO Xianyong, et al. Grid-connected photovoltaic control strategy based on input-output linearization for quasi-Z-source inverter[J]. High Voltage Engineering, 2019, 45(7): 2167-2176.

[6] 汪颖,罗代军,肖先勇,等.多逆变器并网下的超高次谐振特性分析[J].电力系统自动化,2020,44(1):192-199.
WANG Ying, LUO Daijun, XIAO Xianyong, et al. Analysis on supharmonic resonance characteristic with integration of multiple inverters[J]. Automation of Electric Power Systems, 2020, 44(1): 192-199.

[7] 潘国兵,郑智超,王坚锋,等.LCL有源电力滤波器分数阶快速型重复控制策略[J].电机与控制学报,2020,24(8):92-100.
PAN Guobing, ZHENG Zhichao, WANG Jianfeng, et al. Fractional fast repetitive control strategy for active power filter with LCL filter[J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(8): 92-100.

[8] 何国锋,徐德鸿.基于有源阻尼的多逆变器并网谐振抑制[J].电机与控制学报,2017,21(10):62-68.
HE Guofeng, XU Dehong. Resonance suppression for grid-connected multi-inverter based on active damping method[J]. Electric Machines and Control, 2017, 21(10): 62-68.

[9] LEI Y, ZHAO Z, HE F, et al. An improved virtual resistance damping method for grid-connected inverters with LCL filters [C]//Proceedings of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Phoenix, Arizona: IEEE, 2011: 3816-3822.

[10] 万晓凤,聂晓艺,廖志鹏,等.基于误差信号反馈的单相LCL型逆变器谐振抑制方法[J].电机与控制学报,2018,22(5):102-109.
WAN Xiaofeng, NIE Xiaoyi, LIAO Zhipeng, et al. Resonance damping method of single-phase inverter with LCL-filter based on error signal feedback[J]. Electric Machines and Control, 2018, 22(5): 102-109.

[11] 张宸宇,梅军,郑建勇,等.基于内置重复控制器改进无差拍的有源滤波器双滞环控制方法[J].电工技术学报,2015,30(22):124-132.
ZHANG Chenyu, MEI Jun, ZHENG Jianyong, et al. Active power filter double hysteresis method with improved deadbeat control based on built-in repetitive controller[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(22): 124-132.

[12] 杨东升,阮新波,吴恒.提高LCL型并网逆变器电流控制性能的双采样模式实时运算方法[J].中国电机工程学报,2015,35(6):1445-1454.
YANG Dongsheng, RUAN Xinbo, WU Heng. A real-time com-

(下转第44页)

一种带引导磁芯的齿轮状松耦合变压器

董艺,周玉斐,刘帅,王莹莹

(南京航空航天大学 电子信息工程学院,江苏 南京 210016)

摘要:感应耦合式无线电能传输系统中,松耦合变压器的耦合系数是影响系统变换效率的关键因素。为提高其耦合系数,针对普通圆盘型松耦合变压器,基于其磁场仿真结果建立等效的磁路模型并作分析,在此基础上对圆盘形磁芯先后采取挖通孔、加引导磁芯的方法进行优化,并结合多U型磁芯结构提出一种新型齿轮状变压器结构。通过仿真与实验验证了该结构能在降低变压器重量的同时,有效提高其耦合系数,且具有良好的旋转稳定性。

关键词:感应耦合无线电能传输;松耦合变压器;磁路模型;齿轮状磁芯

中图分类号: TM724 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed23937

A Gear-shaped Loosely Coupled Transformer with Guiding Magnetic Core

DONG Yi, ZHOU Yufei, LIU Shuai, WANG Yingying

(College of Electronic and Information Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, Jiangsu, China)

Abstract: The coupling coefficient of the loosely coupled transformer in the inductively coupled wireless power transmission (ICPT) system is a key parameter affecting the conversion efficiency of the wireless energy transmission system. To improve the coupling coefficient, an equivalent magnetic circuit model was established and analyzed based on the magnetic field simulation results of ordinary disc-shaped loosely coupled transformer. On this basis, the disc-shaped magnetic core was optimized by digging through holes and adding guide cores, and a new gear-shaped transformer structure was proposed combined with multi-U-shaped magnetic core structure. Simulations and experiments verify that the structure can effectively increase the coupling coefficient of the transformer while reducing the weight of the transformer, and has good rotation stability.

Key words: inductively coupled wireless power transmission (ICPT); loosely coupled transformer; magnetic circuit model; gear-shaped magnetic core

感应耦合无线电能传输(ICPT)通过电磁耦合的方式进行电能传输,该技术传输功率和效率都较高且较易实现,是目前无线电能传输领域研究的主要方向,在诸如人体植入医疗设备、电动汽车、机器人、手机等方面均获得了广泛应用^[1-5]。

松耦合变压器的耦合系数直接影响到无线电能传输系统的变换效率。因此,很多文献对松耦合变压器进行了研究。文献[6]采用一种改进的类工字型磁芯结构,磁芯两端增加了翼状结构,并将绕组分成并联的两部分,分布在磁芯两端,从而增强抗偏移能力,减少铜的用量,但其整体宽度明显较大,实际应用中可能会有所限制。文献[7]将长度依次递减的条状磁芯叠加,得到一个横截面积从中间到两端依次递减的整体磁芯,

从而使得磁芯内部场强分布较为均匀,以减少磁芯损耗。文献[8]提出一种边沿扩展平面U型非接触变压器,该结构增加了原、副边磁芯的正对面积,以增大全耦合磁通的比例,提高耦合系数。在此基础上文献[9]又提出一种带电磁屏蔽的绕组混合绕制非接触变压器,该结构采用平面绕组和垂直绕组结合的方法,不仅能维持平面变压器的耦合系数,还减小了整个变压器的尺寸。文献[10]设计出一种DLDD(double layer double D-type)结构,将4个D型线圈串联,并采用双田字型磁芯以降低重量,该结构具有较好的抗偏移能力。文献[11-12]将不同形状的磁条旋转排列以替代圆盘型磁芯,能够大大降低变压器重量,但耦合系数会有一定程度降低。文献[13]基于罐型磁芯提出

一种多U型盘式磁芯结构,可有效减少漏感,提高耦合系数。文献[14]提出一种“分串绕组+凹凸磁芯”复合型磁耦合结构,该结构具有良好的纵向抗偏移能力。

本文以普通圆盘型松耦合变压器为基础,对磁芯采取引入通孔,引导磁芯的方法进行优化,提出一种新型齿轮状磁芯结构。该结构可有效降低变压器的重量,提高耦合系数,且保留了圆盘型结构的旋转稳定性。

1 普通圆盘型变压器的分析

由于圆盘形结构截面的高度对称性,本文部分采用其截面的一半来呈现其结构,图1展示了圆盘型变压器过圆盘磁芯中心的截面,其尺寸参数如图中所示, r 为线圈内侧到圆盘中心的距离, w 为线圈宽度, g 为上下线圈之间的气隙大小。

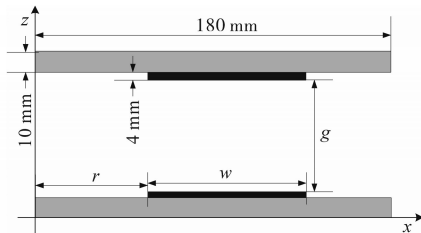


图1 圆盘型变压器结构截面示意图
Fig.1 Sectional diagram of disc-shaped transformer

图2给出变压器副边开路、原边电流为20 A(若无特殊说明,下文仿真中电流参数保持不变)、 r 取60 mm及 w 取80 mm的条件下Maxwell 2D静磁场仿真结果。可以看出,越靠近磁芯中心,分布的磁力线就越少,主要的互感磁力线分布于线圈覆盖下的外侧磁芯部分,最外侧磁力线分布稀疏。

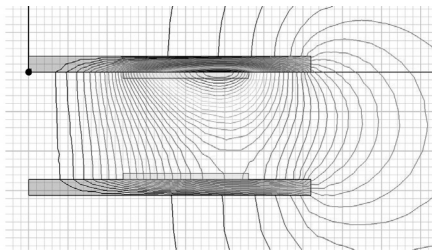


图2 磁场仿真结果
Fig.2 Electromagnetic field simulation results

图3给出磁通管分割示意图,磁通管形状为各个分区绕中心轴旋转一圈所得。从图3可以看出,影响各个磁通管截面积的一个共同因素是气隙,另外一个因素是线圈的位置。由于本文主要是为了改进磁芯的结构,因此暂时不考虑线圈的位置影响。

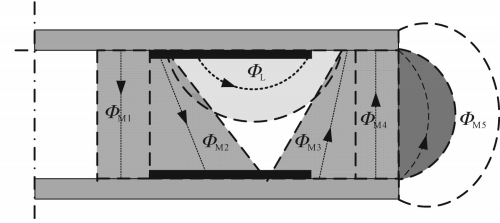


图3 磁通管分割示意图
Fig.3 Sketch of flux tube division

由于圆盘型磁芯的高度旋转对称性,在任意一个截面看到的磁场都是近乎相同的,因此可以将此变压器的结构从三维近似至二维,进而得到图4的磁路模型。各个磁通和磁阻在图3、图4中一一对应,其中, Φ_L 为漏磁通, Φ_{M_x} 为互感磁通, i 为线圈电流。

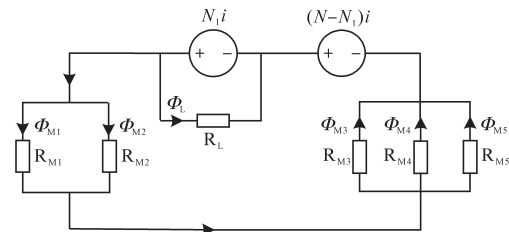


图4 圆盘型变压器磁路模型
Fig.4 Magnetic reluctance circuit

变压器的耦合系数定义为

$$k = \frac{M}{L_{Lp} + M} = \frac{1}{L_{Lp}/M + 1} \quad (1)$$

式中: L_{Lp} 为原边漏感; M 为互感。

假设原、副边绕组各 N 匝, Φ_L 只与 N_1 匝原边绕组匝链。由磁路欧姆定律可得磁路方程:

$$\begin{cases} N_1 i = \Phi_L R_L \\ \Phi_{M3} R_{M3} = \Phi_{M4} R_{M4} = \Phi_{M5} R_{M5} \\ \Phi_{M1} R_{M1} = \Phi_{M2} R_{M2} \\ \Phi_{M1} + \Phi_{M2} = \Phi_{M3} + \Phi_{M4} + \Phi_{M5} \\ \Phi_{M1} + \Phi_{M2} = \frac{Ni}{R_{M1} \parallel R_{M2} + R_{M3} \parallel R_{M4} \parallel R_{M5}} \end{cases} \quad (2)$$

由自感和互感的定义可得:

$$L_{Lp} i = N_1 \Phi_L = N_1^2 i / R_L \quad (3)$$

$$Mi = N(\Phi_{M1} + \Phi_{M2}) = \frac{N^2 i}{R_{M1} \parallel R_{M2} + R_{M3} \parallel R_{M4} \parallel R_{M5}} \quad (4)$$

式(3)、式(4)代入式(1)得到耦合系数表达式:

$$k = \frac{1}{\left(\frac{N_1}{N}\right)^2 \frac{R_{M1} \parallel R_{M2} + R_{M3} \parallel R_{M4} \parallel R_{M5}}{R_L} + 1} \quad (5)$$

气隙磁阻的计算公式一般为

$$R_m = \frac{l_p}{\mu_0 S_p} \quad (6)$$

式中: μ_0 为真空磁导率; l_p 为磁通管的平均长度; S_p 为磁通管的平均截面积。

考虑到 R_{M5} 所对应的磁通管体积和磁阻较大,磁通量较少,且不易集中,可以重点考虑从磁通管长度方面减小其余的互感磁阻,另外磁芯重量也需要进一步降低,具体优化内容在第2节。

2 磁芯结构的优化

本文用磁芯的体积来体现重量大小。耦合系数的比较基础为普通圆盘型变压器仿真结果, $k=0.52$,其中原、副边磁芯体积为 $1.02 \times 10^{-3} \text{ m}^3$ 。

2.1 引入中心通孔及引导磁芯

图5为气隙为60 mm时圆盘型变压器初级侧磁芯的磁感应强度标量图。从图中可以看到,磁芯中央的磁感应强度较低,考虑在磁芯中央挖出通孔,不仅有利于散热,也可在一定程度上降低重量。

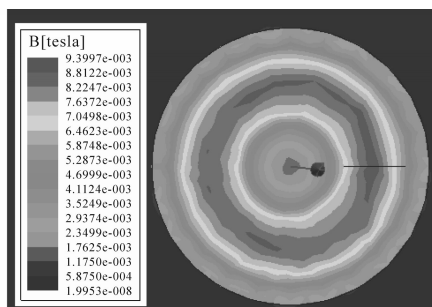


图5 圆盘型变压器初级侧磁芯磁感应强度标量图

Fig.5 Scalar diagram of magnetic induction intensity of magnetic core at primary side of disc-shaped transformer

文献[15]在外部增加引导磁芯,在增加少量磁芯的情况下提高了原、副边的耦合系数。结合第1节内容,考虑在带通孔磁芯的内、外侧各增加一圈引导磁芯,减小磁通管的平均长度以减小对应的互感磁阻。图6是引入引导磁芯后的变压器2D磁场仿真结果,引导磁芯的厚度与线圈厚度相同,不影响气隙的大小。与图2对比可以看出,引导磁芯聚集了周围的互感磁力线,使其更集中到

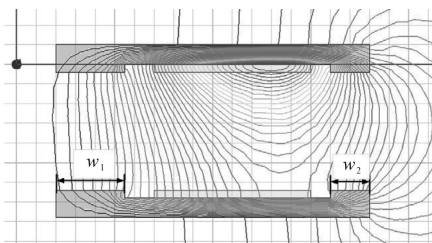


图6 带引导磁芯的圆盘型变压器2D磁场仿真结果

Fig.6 2D magnetic field simulation results of disc-shaped transformer with guide core

Φ_{M1} 和 Φ_{M4} ,且磁阻的磁通管平均长度减小,从而可以减小磁阻,提高互感。

引导磁芯主要影响的是磁阻 R_{M1} 和 R_{M4} ,其磁通管均为圆筒形。图7给出了统一化的磁通管截面,图中, t 和 $t+c$ 分别为内外两层磁通管壁到中心的距离, $g+8$ 为磁通管的平均长度,其磁阻计算公式如下:

$$R_m = \frac{g+8}{\mu_0 \pi (2tc + c^2)} \quad (7)$$

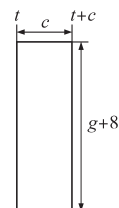


图7 磁通管截面

Fig.7 Section of the flux tube

引入内外引导磁芯后,磁通管的平均长度从 $g+8$ 变为 g ,互感磁阻也随之减小,从而增强互感,提高耦合系数。考虑到不同的内外引导磁芯宽度 w_1, w_2 对自感和互感磁力线的影响不同,引导磁芯宽度越大,覆盖的范围也越大,则减小磁通路径长度的效果也越大。但若自感磁通也在引导磁芯的范围之内,则自感磁通的磁通路径也会减小。保持其他条件不变,改变内外两圈引导磁芯的宽度,记录耦合系数的变化,如图8所示。

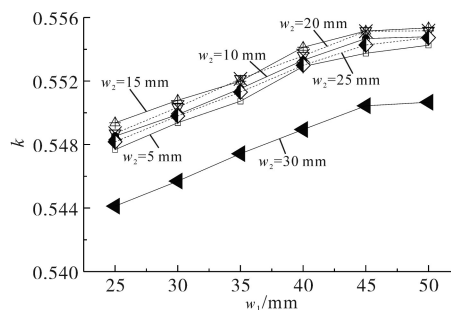


图8 耦合系数随内外层引导磁芯宽度的变化

Fig.8 Values of coupling coefficient against width of the guiding magnetic core

在之前多次仿真中,内侧互感磁通的覆盖范围均在原边磁芯55 mm到60 mm的半径内,在已挖去半径20 mm通孔的基础上, w_1 超过35 mm后也无法再覆盖更多的互感磁通,引导磁芯提高耦合系数的效果趋于饱和,因此图8中曲线在该处出现了拐点。 w_2 为30 mm时,变压器耦合系数相较于其他组合明显较低,这证明外侧引导磁芯宽度过大会减小自感部分的磁阻,从而降低耦合系

数。本节将磁芯结构定为内圈宽度45 mm,外圈宽度15 mm,该耦合系数为0.555,磁芯体积为 $1.12 \times 10^{-3} \text{ m}^3$ 。

2.2 齿轮状磁芯结构

引入通孔和引导磁芯后,该结构的磁感应强度矢量图的磁芯边缘处会间断出现明显较低的磁感应强度标量值,形似一个个小的缺口,如图9所示。

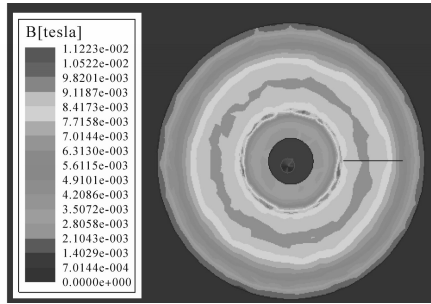


图9 加引导磁芯后原边磁芯的磁感应强度标量图
Fig.9 Scalar diagram of magnetic induction intensity of primary magnetic core with guide magnetic core

基于文献[13]的多U型盘式磁芯结构提出一种新型齿轮状变压器磁芯结构,如图10所示,位于中间一圈的灰色环形结构为线圈,其余为该磁芯结构。该结构内侧结构与2.1节中相同,通孔半径为20 mm,内侧引导磁芯宽度为35 mm;外侧相当于18个长度为150 mm的U型磁芯旋转排列后合并而成,自然形成齿轮状边缘,但向下突出的一圈引导磁芯宽度仍为15 mm,该结构可在保留圆盘型磁芯基本特性的基础上降低重量。

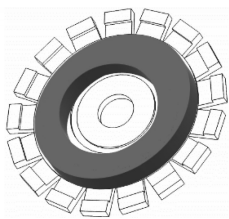


图10 齿轮状变压器结构示意图

Fig.10 Structure of gear-shaped transformer

由于组成齿轮状磁芯的U型磁条个数和宽度均会影响耦合系数,分别建立含有12,18,24和36个齿的磁芯模型,仿真得到耦合系数随U型磁条宽度的变化,如图11所示,其中 s 代表各个U型磁条的宽度。从图中可以看出,不同齿轮数下,耦合系数都随着齿轮宽度的增加有微小提高,但是其变化幅度仅限于小数点后第3位之后。因此可以得出,齿轮状结构在降低重量的同时对耦合系数影响甚小。

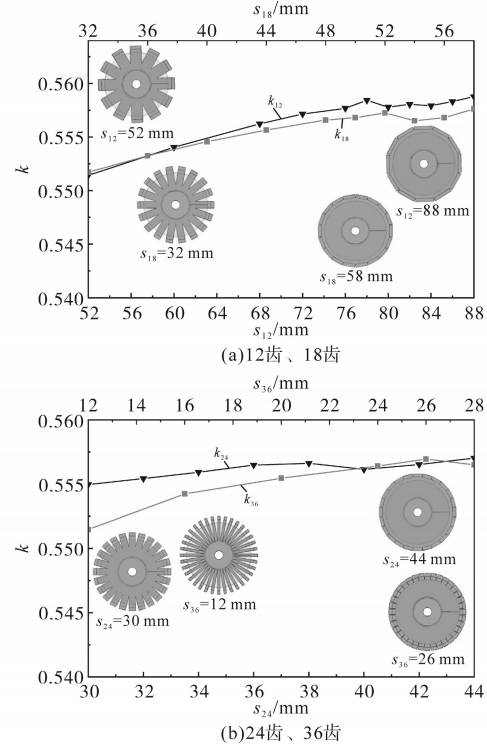


图11 四种齿轮状变压器的比较

Fig.11 Comparison of gear-shaped transformers

3 新型齿轮状变压器的分析

为了进一步比较与分析该新型结构的性能,表1选取了几个不同齿轮数磁芯的结构与普通圆盘型和带引导磁芯的结构进行比较,其中以体积代表重量的大小。

表1 不同变压器结构的比较

Tab.1 Comparison of different transformer structures

不同变压器结构	$V \times 10^{-3} / \text{m}^3$	k
普通圆盘	1.020 1	0.520
带引导磁芯	1.120 0	0.555
12齿	$s_{12}=60 \text{ mm}$	0.971 0
	$s_{12}=72 \text{ mm}$	1.061 7
	$s_{12}=78 \text{ mm}$	1.090 0
18齿	$s_{18}=40 \text{ mm}$	0.966 1
	$s_{18}=48 \text{ mm}$	1.054 0
	$s_{18}=52 \text{ mm}$	1.080 2
24齿	$s_{24}=30 \text{ mm}$	0.964 0
	$s_{24}=34 \text{ mm}$	1.026 3
36齿	$s_{36}=20 \text{ mm}$	0.963 0

从表1可以看出,与普通圆盘型结构相比,齿轮状结构不仅可以降低变压器重量,还可以有效提高耦合系数;与带引导磁芯的结构相比,齿轮状结构的变压器耦合系数变化微小,但重量降低较多。因此,该齿轮状结构可以较好地兼顾降低重量和提高耦合系数两大改进要求。

仿真得到不同气隙下新型齿轮状变压器与普通圆盘型变压器的耦合系数,结果如图12所示,齿轮状变压器为18齿,齿宽40 mm。可以看出,各个气隙下新型变压器的耦合系数比普通圆盘型变压器都有所提升。

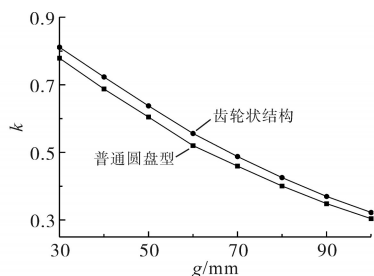


图12 两种结构变压器的耦合系数随气隙的变化

Fig.12 Variation of coupling coefficient versus air gap for two types of transformers

4 实验

本文制作了18齿齿轮状非接触变压器,如图13所示,整体直径90 mm,齿宽7 mm,重量71 g。与直径90 mm、重量86 g的普通圆盘型相比,质量降低了15 g。



图13 齿轮状变压器实物图

Fig.13 Physical diagram of gear-shaped transformer

测量两种结构不同气隙下的耦合系数如表2所示,各个气隙下该新型变压器的耦合系数均有所提高,气隙较小时,有0.05的提高,效果较好;由于耦合系数衰减较快,气隙较大时,有0.02的提高,效果有所减弱。另外,测量了原、副边相对旋转不同角度下的耦合系数,其变化幅度在0.005之内,表明该齿轮状变压器具有良好的旋转稳定性。

表2 不同气隙下的耦合系数对比

气隙/mm	k	
	普通圆盘型	18齿齿轮状
6	0.81	0.86
9	0.75	0.80
12	0.69	0.73
15	0.63	0.65
18	0.56	0.58

5 结论

本文基于圆盘型变压器的Maxwell静磁场仿真结果建立等效磁路模型,得到耦合系数的计算公式并分析,在此基础上,对磁芯采取挖通孔和添加引导磁芯的方法进行优化,在一定程度上提高了耦合系数。最后在引导磁芯结构的基础上,结合多U型盘式磁芯提出一种新型的齿轮状变压器磁芯结构,实验数据表明,该结构可有效降低松耦合变压器的重量,提高其耦合系数,并具有良好的旋转稳定性。

参考文献

- [1] 高世萍,冯玉明.感应式和电场式结合的无线电能传输系统研究[J].电气传动,2020,50(12):88-92.
GAO Shiping, FENG Yuming. Research on an inductive and capacitive combined wireless power transfer system[J]. Electric Drive, 2020, 50(12): 88-92.
- [2] ZHOU Y J, LIU C H, HUANG Y C. Wireless power transfer for implanted medical application: a review[J]. Energies, 2020, 13(11):2837.
- [3] ZHANG Z, PANG H L, LEE C H T, et al. Comparative analysis and optimization of dynamic charging coils for roadway-powered electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2017, 53(11):1-6.
- [4] BARBRUNI G L, ROS P M, DEMARCHI D, et al. Miniaturised wireless power transfer systems for neurostimulation: a review [J]. IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, 2020, 14(6):1160-1178.
- [5] 薛明,杨庆新,章鹏程,等.无线电能传输技术应用研究现状与关键问题[J].电工技术学报,2021,36(8):1547-1568.
XUE Ming, YANG Qingxin, ZHANG Pengcheng, et al. Application status and key issues of wireless power transmission technology[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(8):1547-1568.
- [6] BUDHIA M, COVIC G, BOYS J T. A new IPT magnetic coupler for electric vehicle charging systems[C]/IECON 2010-36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, Glendale, AZ, 2010:2487-2492.
- [7] PARK C, LEE S, CHO G, et al. Innovative 5-m-off-distance inductive power transfer systems with optimally shaped dipole coils[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(2): 817-827.
- [8] 张巍,陈乾宏, WONG S C, 等.新型非接触变压器的磁路模型及其优化[J].中国电机工程学报,2010,30(27):108-116.
ZHANG Wei, CHEN Qianhong, WONG S C, et al. Reluctance circuit and optimization of a novel contactless transformer[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(27): 108-116.
- [9] 侯佳,陈乾宏,任小永.一种带电磁屏蔽的绕组混合绕制非接触变压器[J].电力系统自动化,2016,40(18):91-96.

HOU Jia, CHEN Qianhong, REN Xiaoyong. Loosely coupled transformer with mixed winding and electromagnetic shielding [J]. Automation of Electric Power Systems, 2016, 40(18): 91-96.

[10] 王智慧,胡超,孙跃,等. 基于输出能效特性的IPT系统磁耦合机构设计[J]. 电工技术学报, 2015, 30(19): 26-31.
WANG Zhihui, HU Chao, SUN Yue, et al. Design of magnetic coupler for inductive power transfer system based on output power and efficiency[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(19): 26-31.

[11] BUDHIA M, COVIC G A, BOYS J T. Design and optimization of magnetic structures for lumped inductive power transfer systems[C]//IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, San Jose, CA, 2009: 2081-2088.

[12] BUDHIA M, COVIC G A, BOYS J T. Design and optimization of circular magnetic structures for lumped inductive power transfer systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(11): 3096-3108.

[13] 黄伟义. 应用于旋转式无线励磁电源的松耦合变压器研究[D]. 阜新: 辽宁工程技术大学, 2018.
HUANG Weiyi. Research on loosely coupled transformer for rotating wireless excitation power supply[D]. Fuxin: Liaoning Technical University, 2018.

[14] 吴新刚,田阳,刘羽,等. 一种新型电动汽车无线充电系统磁耦合机构[J]. 广东电力, 2018, 31(11): 72-78.
WU Xingang, TIAN Yang, LIU Yu, et al. A novel magnetic coupling mechanism for wireless charging system of electric vehicle[J]. Guangdong Electric Power, 2018, 31(11): 72-78.

[15] 唐云宇,祝帆,马皓. 应用于汽车无线充电的松散耦合变压器优化设计[J]. 电力电子技术, 2015, 49(10): 1-3.
TANG Yunyu, ZHU Fan, MA Hao. Optimization design of loosely coupled transformer for wireless charging in vehicle applications[J]. Power Electronics, 2015, 49(10): 1-3.

收稿日期:2021-08-13

修改稿日期:2021-12-27

~~~~~  
(上接第 38 页)

putation method with dual sampling modes to improve the current control performance of the LCL-type grid-connected inverter [J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(6): 1445-1454.

[13] 谢文浩,刘一琦,王建曠,等. 提高LCL型并网逆变器阻抗重塑控制鲁棒性的延时补偿方法[J]. 电工技术学报, 2017, 32(S1): 178-185.  
XIE Wenhao, LIU Yiqi, WANG Jianzhu, et al. A delay compensation method of the grid-connected inverter with LCL filter to improve robustness of the impedance shaping control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(S1): 178-185.

[14] 方天治,黄淳,陈乃铭,等. 一种提高弱电网下LCL型并网逆变器鲁棒性的相位超前补偿策略[J]. 电工技术学报, 2018, 33(20): 4813-4820.  
FANG Tianzhi, HUANG Chun, CHEN Naming, et al. A phase-lead compensation strategy on enhancing robustness of LCL-type grid-tied inverters under weak grid conditions[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(20): 4813-4820.

[15] HE Yuying, WANG Xuehua, RUAN Xinbo, et al. Capacitor-current proportional-integral positive feedback active damping for LCL-type grid-connected inverter to achieve high robustness against grid impedance variation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(12): 12423-12436.

收稿日期:2021-10-14

修改稿日期:2022-02-09

# IGCT三电平变流器故障识别及状态监测方法

田凯<sup>1,2</sup>,李凤生<sup>1,2</sup>,楚子林<sup>1,2</sup>,俞智斌<sup>1,2</sup>,李腾<sup>1,2</sup>,王明玥<sup>1,2</sup>

(1.天津电气科学研究院有限公司,天津 300180;

2.电气传动国家工程研究中心,天津 300180)

**摘要:**针对以IGCT为核心的中压三电平变流器短路故障保护以及运行过程中主回路器件参数变化监测的问题,提出一种同时实现IGCT三电平变流器故障识别及主回路运行状态监测方法。通过硬件电路检测其电感后端的电压波形并结合器件开关状态来预判是否发生短路故障,筛选电压波形数据中峰值电压与峰值电压时间作为特征值,推导主回路电气参数与峰值电压、峰值电压时间关系,形成对应数据训练神经网络权重构建数值拟合观测器,将实时采样波形数据输入数值拟合观测器在线辨识变流器主回路参数,实现当器件因虚焊、老化、发热等异常原因导致参数变化时予以报警提示。

**关键词:**三电平;集成门极换流晶闸管;故障识别;状态监测

**中图分类号:**TM28 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqcd24597

## A Method of IGCT Three-level Converter Fault Identification and Condition Monitoring

TIAN Kai<sup>1,2</sup>, LI Fengsheng<sup>1,2</sup>, CHU Zilin<sup>1,2</sup>, YU Zhibin<sup>1,2</sup>, LI Teng<sup>1,2</sup>, WANG Mingyue<sup>1,2</sup>

(1. Tianjin Research Institute of Electric Science Co., Ltd., Tianjin 300180, China; 2. National

Engineering Research Center for Electric Drive, Tianjin 300180, China)

**Abstract:** Aiming at the short circuit fault protection of medium voltage three-level converter with IGCT as the core and the monitoring of changes in main circuit device parameters during operation, a method was proposed to simultaneously realize fault identification of IGCT three-level converter and monitoring of main circuit operation status. The voltage waveform at the back end of the inductance was detected by the hardware circuit and combined with the switching state of the device to predict whether there is a short circuit fault. The peak voltage and peak voltage time in the voltage waveform data were selected as the characteristic values, and the relationship between the electrical parameters of the main circuit and the peak voltage and peak voltage time was derived to form the corresponding data training neural network weight to build a numerical fitting observer, real-time sampled waveform data was fed into the numerical fitting observer to identify the main circuit parameters of the converter online, so as to give an alarm when the parameters change due to abnormal reasons such as faulty soldering, aging, heating, etc.

**Key words:** three-level inverter; integrated gate commutated thyristors (IGCT); fault identification; condition monitoring

集成门极换流晶闸管(integrated gate commutated thyristors, IGCT)是一种新型电力电子器件,综合了晶体管的稳定关断能力和晶闸管低通态损耗的优点。围绕其开发的电力电子设备具有装机容量大、过载能力强、动态响应快等特点,是冶金生产的核心装备<sup>[1-2]</sup>。功率器件可靠使用需要保证其运行在设计安全区域范围,由于IGCT器件存在一个最大可关断电流,当电流超过此

值,器件便出现“短路直通”现象无法关断,功率二极管也有最大电流变化率的限制,需要配合缓冲吸收电路将电流变化率限制在可控范围,同时还需合理的电路参数保证动态过渡时间小于器件最小开关时间,且关断电压尖峰在器件可承受电压范围内。因此在IGCT变流器设计及应用中,短路故障检测与保护、主回路运行状态监控,一直是变流器在实际运用中的热点和难点<sup>[3-7]</sup>。

**基金项目:**天津电气科学研究院有限公司科研基金(YF2022ZL002);国机研究院青年科研基金(TD2021ZK003)

**作者简介:**田凯(1987—),男,本科,高级工程师,主要研究方向为电力电子技术交流变频传动,Email:15620132012@163.com



近年来,已开展关于保护IGCT安全运行的相关工作,特别是缓冲吸收回路参数的变化直接影响IGCT关断过程的电压,对IGCT的安全运行至关重要<sup>[8-10]</sup>。而目前市面上的IGCT变流器产品对于缓冲回路异常状态和短路故障均缺少有效的保护手段。实际工程中应用较多的是增加撬棒保护回路的方式,在短路故障发生后触发晶闸管导通,利用电阻释放掉直流电容能量,由于撬棒电路中电阻要求足够小,才能尽可能多的分流,因此该方法存在较大不足,在大功率场合较难实现。为避免上述不利因素,ABB公司在其IGCT中压变流器中采用器件全开保护策略<sup>[11-13]</sup>,即某个器件故障后,将设备中所有IGCT全部导通,将能量分配到系统各个支路。但是考虑杂散参数差异可能导致某个器件过载和损坏,同时该方法要求主回路拓扑使用公共电感且对调制策略也有较高要求。

针对上述问题,本文开展IGCT短路故障及主回路运行状态监测方法研究。通过对三电平主回路拓扑分析,阐述其状态检测原理并形成具体计算方法,最后通过仿真验证了本方法在不同工况下的可行性。

### 1 三电平PWM逆变器缓冲回路原理分析

图1示出了三电平PWM变流器单相桥臂缓冲吸收回路拓扑。其中电压参考点选为电容中点N,通过测量负载电流 $I_L$ 及电感末端A/B位置上的电压波形实现设备在线状态感知与短路故障检测。

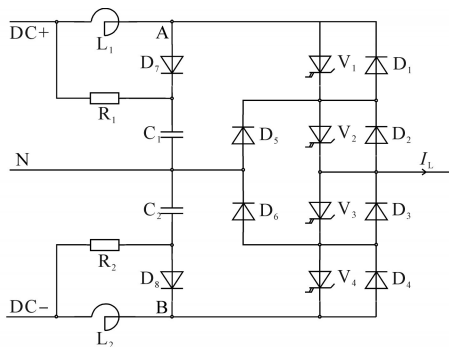


图1 缓冲回路原理图

Fig.1 Schematic of the buffer absorption loop

图1中,DC+,N,DC-为正、零、负直流端电压; $I_L$ 为输出电流; $V_1 \sim V_4$ 为开关器件; $D_1 \sim D_6$ 为续流二极管; $D_7, D_8$ 为正负半组二极管; $L_1, L_2$ 为正、负半组缓冲电感; $R_1, R_2$ 为正、负半组缓冲电阻;

$C_1, C_2$ 为正、负半组缓冲电容。

由于缓冲吸收回路中电感 $L_1$ 和 $L_2$ 的存在,限制了开关时刻功率器件的电流变化率。IGCT关断后电感 $L_1, L_2$ 上的电流会通过二极管充到缓冲吸收电容 $C_1, C_2$ 上,造成关断时刻的暂时性电压上升。该阶段功率器件的管压降有2个过压尖峰电压 $V_{DSP}$ 和 $V_{DM}$ ,如图2所示<sup>[12]</sup>。

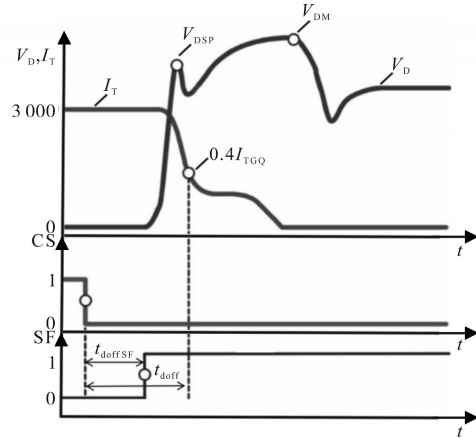


图2 IGCT关断过压波形

Fig.2 IGCT turn off overvoltage waveforms

图2中,第一个过压尖峰电压 $V_{DSP}$ 主要由连接铜排的杂散电感引起,第二个过压尖峰电压 $V_{DM}$ 主要由缓冲电路电感、电容、电阻参数影响。

将三电平逆变器关断尖峰电压与开关状态及电流方向之间关系影响总结,如表1所示。

表1 关断尖峰电压受开关状态及电流影响情况

Tab.1 The off spike voltage affected by switching state and current

| 电流极性      | 开关状态         | 尖峰电压            |
|-----------|--------------|-----------------|
| $I_L > 0$ | 1->0 或 0->-1 | $V_1, V_2$ 存在过压 |
| $I_L > 0$ | 0->1 或 -1->0 | 无影响             |
| $I_L < 0$ | 1->0 或 0->-1 | 无影响             |
| $I_L < 0$ | 0->1 或 -1->0 | $V_3, V_4$ 存在过压 |

### 2 短路故障检测及计算

这部分主要介绍短路故障检测原理和短路故障判定具体实施方法。

#### 2.1 短路故障检测原理

一般在IGCT开通时,由于缓冲吸收电感 $L$ 的存在,其电流变化率 $di/dt = U_{dc}/L$ ,其中 $U_{dc}$ 是正、负半组直流电压。

如图3所示,当负载电流 $I_L > 0$ ,即向外流时,若开关管状态变为 $V_3$ 关断、 $V_1$ 导通,此时输出电流会从 $D_5$ 换流至 $V_1$ ,此换流过程持续时间 $t_L$ 遵循下式:

$$t_L = I_L \cdot L / U_{dc} \quad (1)$$

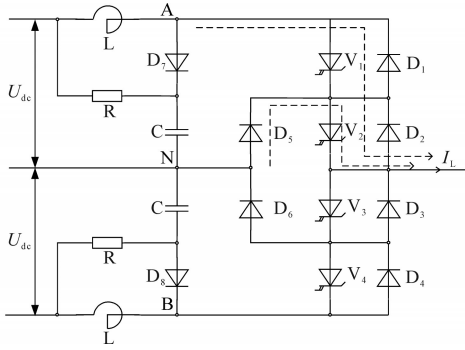


图3 短路故障检测原理图

Fig.3 Short circuit fault detection schematic

根据器件选型,  $t$  通常范围为  $0 \sim 6 \mu\text{s}$ , 且在这个过程中电感后端与中点之间电压  $U_{AN} \approx 0$ 。而当IGCT发生桥臂短路时,  $U_{AN}$  或  $U_{BN}$  则持续保持为零, 因此可根据检测换流时间判断是否发生IGCT短路故障。

## 2.2 短路故障判定方法

首先根据式(1)计算IGCT理论换流时间  $t_L$ , 在  $V_1$  导通、 $V_3$  关断时, 检测  $U_{AN}$  幅值小于  $0.1U_{dc}$  的持续时间  $T_1$ , 若  $T_1 < 1.5t_L$  则装置正常, 否则判定为异常状态。在  $V_2$  导通、 $V_4$  关断时, 检测  $U_{BN}$  幅值小于  $0.1U_{dc}$  的持续时间  $T_2$ , 若  $T_2 < 1.5t_L$  则装置正常, 否则判定为异常状态。

## 3 主回路电气参数监测方法

本节主要介绍主回路电气参数检测原理、参数判定流程、数值拟合观测器选取计算方法。

### 3.1 主回路参数检测原理

在IGCT关断时, 缓冲电感上的电流会通过二极管充到缓冲吸收电容中, 造成关断时刻IGCT两端的电压暂时性上升。关断电压上升的波形与缓冲吸收电路中的电感  $L$ 、电容  $C$ 、电阻  $R$  的参数密切相关, 下面给出定量分析<sup>[7]</sup>:

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{1}{2RC}\right)^2} \quad (2)$$

$$o = -\frac{1}{2RC} \quad (3)$$

$$Q = \arctan(2\omega RC) \quad (4)$$

$$V_{DM} = I_L \cdot L \cdot \sqrt{\omega^2 + o^2} \cdot e^{-\frac{Q}{\tan Q}} \quad (5)$$

$$T_{DM} = \frac{Q}{\omega} \quad (6)$$

其中,  $\omega$ ,  $o$ ,  $Q$  是计算公式里面的中间变量, 从式(5)、式(6)可知主回路电感  $L$ 、电容  $C$ 、电阻  $R$  直接影响峰值电压  $V_{DM}$  和峰值电压时间  $T_{DM}$ , 双方之间存在一个非线性对应关系, 故理论上可以根据

IGCT关断过压波形来反推出主回路电气参数。这里需要构造一个反向拟合的数值观测器实现对应关系重构, 再通过FPGA(field programmable gate array)实时采集缓冲回路电压波形, 在不同的输出电流状态下, 提取波形中的过压尖峰  $V_{DM}$  和峰值电压时间  $T_{DM}$  作为特征值, 将数据送入数值拟合观测器, 估计出缓冲电路中电容  $C$  和电阻  $R$  在当前运行状态下的实际数值, 最后结合参数初始值和判定流程辨别主回路是否处于正常运行状态。

### 3.2 参数判定流程

通过器件每次关断过程的持续检测完成阻容参数辨识和故障监控, 其判定流程图如图4所示。

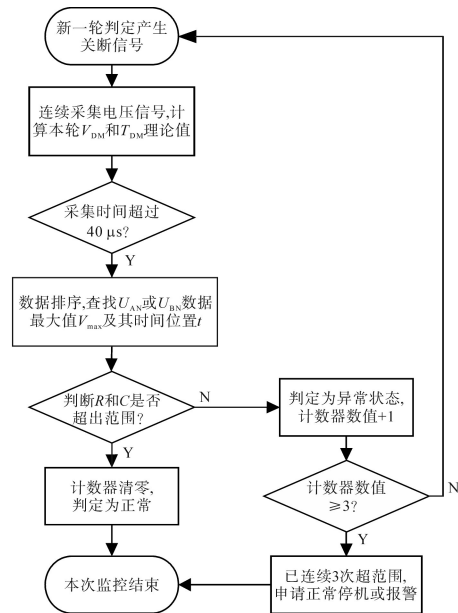


图4 判定流程图

Fig.4 Decision flow chart

如图4所示, 实时采集负载电流  $I_L$  和直流侧监控点电压  $U_{AN}$ ,  $U_{BN}$  和直流半组电压  $U_{dc}$ , 结合开关状态将采集到的电压数值排序, 得到峰值电压  $V_{DM}$  和峰值电压时间  $T_{DM}$ , 代入数值拟合观测器得到电阻、电容估计值, 将估计值与初始值对比其是否超出范围, 若连续超过3次对比结果超出范围, 申请正常停机或报警。

### 3.3 数值拟合观测器构建方法

数值拟合观测器的选取与要拟合的被控对象非线性程度相关。因此首先通过理论计算得到电容值、电阻值与峰值电压、峰值电压时间的对应关系, 具体如图5所示。根据其非线性程度选取合适的观测器结构。

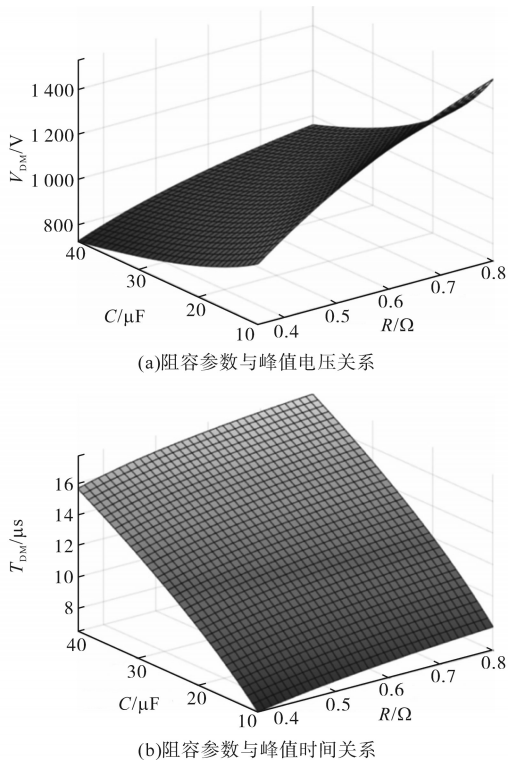


图5 特征曲面图  
Fig.5 Characteristic surface diagram

图5中,将不同 $R, C$ 参数与所提取的特征值 $V_{DM}, T_{DM}$ 绘制对应图分析,可知其非线性程度较小。考虑到浅层神经网络算法在拟合函数方面的优势,本方法中数值拟合观测器结构及权重计算优选采用2个输入层、2个输出层、4个隐层结构的神经网络,以达到较好的拟合精度,同时计算量仍较小。

由式(2)~式(6)可计算得到不同 $R, C$ 参数下对应的 $V_{DM}$ 和 $T_{DM}$ 数值序列,再用 $V_{DM}, T_{DM}$ 作为输入, $R, C$ 估计值作为目标输出,训练数值拟合观测器的权值和阈值,形成如图6所示的数值拟合观测器结构。

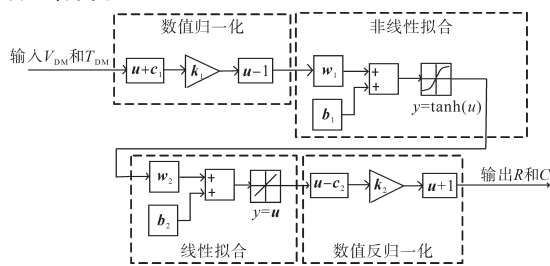


图6 数值拟合观测器原理图  
Fig.6 Schematic of numerically fitted observer

以某一具体电路举例,负载电流 $I_L=4\ 000\text{ A}$ ,电感 $L=4\ \mu\text{H}$ ,对应图6给出数值拟合观测器训练完成后的数值如下:

$$c_1 = \begin{bmatrix} 673.752 \\ 7.209 \end{bmatrix}, k_1 = \begin{bmatrix} 0.0012707 & 0 \\ 0 & 0.0934143 \end{bmatrix}$$

$$w_1 = \begin{bmatrix} -1.1119 & -0.9913 \\ -0.2584 & 0.2288 \\ -0.4415 & 0.2385 \\ -0.2226 & 0.5995 \end{bmatrix}, b_1 = \begin{bmatrix} 1.2612 \\ -0.7123 \\ -0.1384 \\ 0.2996 \end{bmatrix}$$

$$w_2 = \begin{bmatrix} -3.0487 & -1.1691 & -2.1667 & 1.6904 \\ -0.0788 & 7.8670 & -2.3327 & 0.7116 \end{bmatrix}$$

$$b_2 = \begin{bmatrix} 1.2107 \\ 4.1196 \end{bmatrix}, k_2 = \begin{bmatrix} 0.6 & 0 \\ 0 & 27.5 \end{bmatrix}, c_2 = \begin{bmatrix} 0.3 \\ 12.5 \end{bmatrix}$$

当电阻 $R=0.9\ \Omega$ 、电容 $C=12.5\ \mu\text{F}$ 时,将此值代入式(2)~式(6),可得对应理论峰值电压 $V_{DM}=1\ 495.4\text{ V}$ ,峰值时间 $T_{DM}=9.32\ \mu\text{s}$ ,再将其输入数值拟合观测器到主回路电阻、电容参数的估计值 $0.925\ 7\ \Omega$ 和 $12.4\ \mu\text{F}$ ,与实际值 $0.9\ \Omega$ 和 $12.5\ \mu\text{F}$ 相差很小。

因此当阻容参数的估计值与实际初始值差异小于10%时,可判定系统正常,否则判定为异常状态,提示检修维护。

#### 4 仿真验证

由于电阻电容受环境温度、负荷电流、器件寿命影响较大,电感受外界影响较小,仅将电阻、电容值作为辨识对象。为验证本文所提方法的有效性,对该方法进行了两种不同级别的仿真验证。

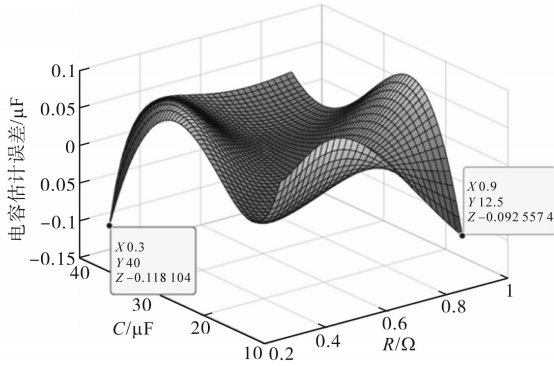
级别一仿真,在不同阻容范围下,对比数值拟合观测器理论估计误差(暂不考虑采样离散误差),结果如图7所示。选取电感 $4\ \mu\text{H}$ ,电阻范围 $0.2\sim 1.0\ \Omega$ ,电容范围 $10\sim 40\ \mu\text{F}$ 。

从仿真对比结果可知,上述数值拟合观测器在全范围内电阻、电容估计误差均较小,电容误差约 $\pm 0.1\ \mu\text{F}$ ,电阻误差约 $\pm 0.02\ \Omega$ 。

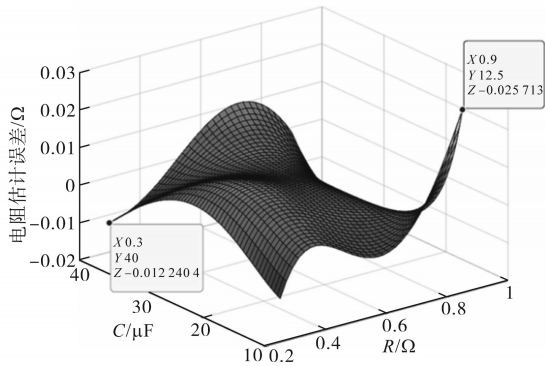
级别二仿真,通过两组不同参数,对比不同离散采样时间对辨识结果的影响,结果如图8和表2所示。

参数组1:输出电流 $4\ 000\text{ A}$ ,吸收电阻 $0.65\ \Omega$ ,吸收电容 $15\ \mu\text{F}$ ,缓冲电感 $4\ \mu\text{H}$ ;参数组2:输出电流 $5\ 500\text{ A}$ ,吸收电阻 $0.5\ \Omega$ ,吸收电容 $34\ \mu\text{F}$ ,缓冲电感 $3.5\ \mu\text{H}$ ;采样周期分别设置为 $0.25\ \mu\text{s}$ , $0.5\ \mu\text{s}$ , $1.0\ \mu\text{s}$ 。其中,级别二仿真涵盖了从离散采样、排序、数值拟合等各个环节对于辨识结果影响,并采用多周期加权统计以提升辨识精度。

从表2、图8可知,不同离散采样时间对于峰值电压、峰值电压时间的检测存在一定影响。其中不同采样时间对于峰值电压检测影响可以忽略,但是对峰值电压时间检测存在一定影响。



(a)不同阻容参数下观测器电容误差



(b)不同阻容参数下观测器电阻误差

图7 数值拟合观测器误差图

Fig.7 Numerically fitted observer error plot

表2 不同因素对于误差影响情况

Tab.2 Different factors affect the error table

| 参数 | 峰值电压/峰值时间<br>(理论值)            | 采样时间/<br>$\mu\text{s}$ | 峰值电压/峰值时间<br>(检测值)             |
|----|-------------------------------|------------------------|--------------------------------|
| 组1 | 1 249.9 V/9.81 $\mu\text{s}$  | 0.25                   | 1 249.8 V /9.75 $\mu\text{s}$  |
|    |                               | 0.5                    | 1 249.4 V /10 $\mu\text{s}$    |
|    |                               | 1.0                    | 1 249.4 V /10 $\mu\text{s}$    |
| 组2 | 1 158.6 V/14.33 $\mu\text{s}$ | 0.25                   | 1 158.6 V /14.25 $\mu\text{s}$ |
|    |                               | 0.5                    | 1 158.3 V /14.25 $\mu\text{s}$ |
|    |                               | 1.0                    | 1 158.2 V /14.0 $\mu\text{s}$  |

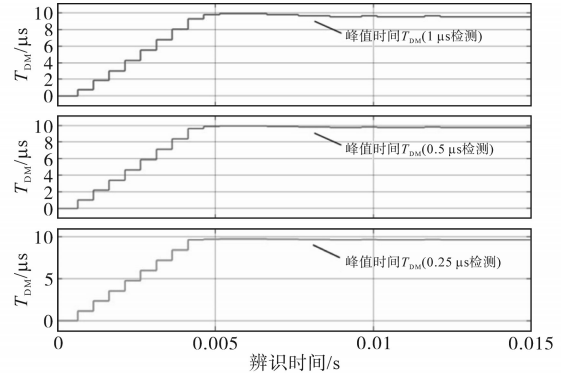
选取误差相对较大的1.0  $\mu\text{s}$ 采样时间下的检测数据送入数值拟合观测器进行辨识估计,结果如图9和表3所示。

从表3、图9可知,在此情况下对于主回路电阻、电容参数最终估计值仍然保有较高精度,其中,电容相对估计误差在3%左右,电阻相对估计误差范围为2%~3%。

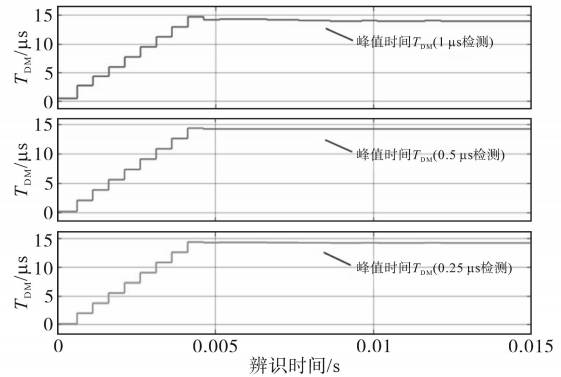
表3 辨识结果对比

Tab.3 Comparison of identification results

| 参数 | 理论值                             | 估计值                                   |
|----|---------------------------------|---------------------------------------|
| 组1 | 0.65 $\Omega$ /15 $\mu\text{F}$ | 0.662 3 $\Omega$ /15.45 $\mu\text{F}$ |
| 组2 | 0.5 $\Omega$ /34 $\mu\text{F}$  | 0.485 5 $\Omega$ /32.94 $\mu\text{F}$ |



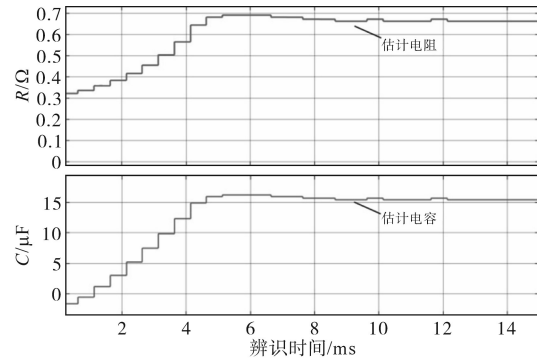
(a)参数组1不同采样时间对比



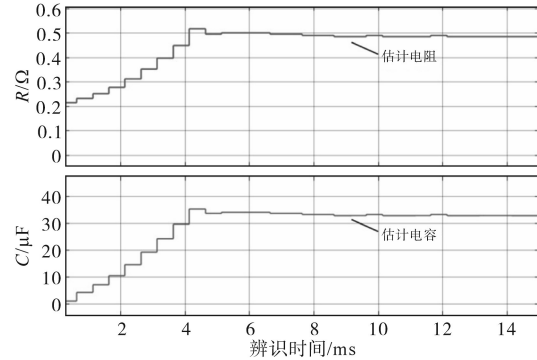
(b)参数组2不同采样时间对比

图8 不同采样时间误差图

Fig.8 Error diagram of different sampling time



(a)参数组1阻容辨识过程



(b)参数组2阻容辨识过程

图9 阻容辨识结果

Fig.9 Identification results of resistance and capacitance

## 5 结论

本文提出的IGCT三电平短路故障及主回路



状态监测方法,采用理论计算结果训练神经网络权重及阈值,形成具体的数值拟合观测器。通过采集电感后端的电压数据波形,筛选峰值电压与峰值电压时间作为特征值,送入数值拟合观测器得到当前主回路电容、电阻的估计值,同时根据电感后端电压波形、开关状态、换流时间判断是否发生短路故障。

该方法通过硬件部署及软件算法实现短路故障预判和主回路电气参数在线辨识,为IGCT三电平变流器短路故障保护以及运行过程中主回路器件参数变化监测问题提供了一种新的解决思路。

#### 参考文献

- [1] YANG Pei, LI Chongjian, LAN Zhiming. The subsection synchronous modulation strategy for high power NPC/H-bridge inverter[C]/ICEMS, 2014: 1416-1419.
- [2] 杨培, 李崇坚. 基于IGCT的20 MV·A NPC/H桥变流器研究[J]. 电气传动, 2017, 47(4): 35-39.  
YANG Pei, LI Chongjian. Research on the 20 MV·A NPC/H-bridge inverter based IGCT[J]. Electric Drive, 2017, 47(4): 35-39.
- [3] 宋明轩. NPC三电平逆变器瞬态过程在线监测方法研究[D]. 徐州: 中国矿业大学, 2022.  
SONG Mingxuan. Restarch on on-line monitoring method of transient process in NPC three-level inverter[D]. Xuzhou: China University of Mining and Technology, 2022.
- [4] 李宁, 王跃, 张长松, 等. 大功率IGCT变流器钳位电路参数的设计方法[J]. 电网技术, 2014, 38(6): 1621-1626  
LI Ning, WANG Yue, ZHANG Changsong, et al. Design method of clamping circuit parameters for IGCT used in high power application[J]. Power System Technology, 2014, 38(6): 1621-1626.
- [5] 李海山. 基于IGCT的中压大容量三电平NPC逆变器PWM技术和缓冲电路的研究[D]. 北京: 中科院电工研究所, 2005: 1-120.  
LI Haishan. Research on PWM technique and snubber circuit for medium voltage large capacity three-level NPC inverter with IGCT device[D]. Beijing: Institute of Electrical Chinese Academy of Sciences, 2005: 1-120.
- [6] 马振宇, 邹扬举, 黄杨, 等. IGCT相模块吸收回路分析与参数匹配研究[J]. 电力电子技术, 2016, 50(7): 96-100.  
MA Zhenyu, ZOU Yangju, HUANG Yang, et al. IGCT converter module snubber circuit analyzing and matching[J]. Power electronics, 2016, 50(7): 96-100.
- [7] 谢路耀, 金新民, 童亦斌. IGCT变流器吸收钳位电路的参数设计[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(12): 67-74.  
XIE Luyao, JIN Xinmin, TONG Yibin. Design of clamping circuit parameters for IGCT converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(12): 67-74.
- [8] HE Renwang, QIU Wanying. Design and simulation of RC-snubber circuits for igcts in series[C]/2012 Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference, 2012: 1-3.
- [9] 赵争鸣, 张海涛, 袁立强, 等. 基于IGCT的高压三电平变频器失效机理及保护策略[J]. 电工技术学报, 2006, 21(5): 1-6.  
ZHAO Zhengming, ZHANG Haitao, YUAN Liqiang, et al. Failure mechanism and protection strategy of high voltage three-level inverter based on IGCT[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2006, 21(5): 1-6.
- [10] 王佳蕊, 孔力, 周亚星, 等. IGCT变流器钳位电路分析及参数设计[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(15): 4463-4471, 4588.  
WANG Jiarui, KONG Li, ZHOU Yaxing, et al. Analysis and parameters design of clamping circuit for IGCT converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(5): 4463-4471, 4588.
- [11] ABB Switzerland Ltd. Applying IGCT gate units[S]. Switzerland: ABB Switzerland Ltd, 2013.
- [12] ABB Switzerland Ltd. Applying IGCTs[S]. Switzerland, 2013.
- [13] 黄杨. IGCT三电平中压变流装置器件保护与负面效应抑制[D]. 成都: 西南交通大学, 2016.  
HUANG Yang. Device protection and adverse effects countermeasures of medium voltage high power NPC three level converters based on IGCTs[D]. Chengdu: Southwest Jiaotong University, 2016.

收稿日期: 2022-08-31

修改稿日期: 2022-12-02

# 基于协同机器学习的电力系统可靠性预测模型

王军龙,钱旭军,李永祥,王守长

(国网安徽省电力有限公司 宣城供电公司,安徽 宣城 242099)

**摘要:**众所周知,电力系统运行过程中会出现需要显性只是预测困难等问题,构建了基于连续协同机器学习算法的电力系统运行可靠性预测模型。首先,构建连续协同机器学习算法机制实现电力系统运行可靠性精准预测;然后,构建时间正序下的电力系统运行可靠性核心要素样本精准预测机制;最后,借助电力系统运行可靠性预测函数输出最优预测结果。开展了模型工程应用实践验证,验证结果表明,模型满足电力系统运行可靠性预测智慧化改造需求,大幅度优化了电力系统运行可靠性预测智慧可控感知机制,电力系统运行可靠性预测模型核心参数符合工程实践要求。

**关键词:**电力系统运行;可靠性预测;连续协同机器学习算法;LSTM算法;深度卷积神经网络算法

**中图分类号:**TP391.9 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqcd23929

## Power System Reliability Prediction Model Based on Collaborative Machine Learning

WANG Junlong, QIAN Xujun, LI Yongxiang, WANG Shouchang

(Xuancheng Power Supply Company, State Grid Anhui Electric Power Co., Ltd.,  
Xuancheng 242099, Anhui, China)

**Abstract:** It is well known that the power system operation process will appear to require explicit just prediction difficulties and other problems, the power system operation reliability prediction model based on continuous collaborative machine learning algorithm was constructed. First, the continuous collaborative machine learning algorithm mechanism was constructed to achieve accurate prediction of power system operation reliability. Then, the sample accurate prediction mechanism for core elements of power system operation reliability under positive time sequence was constructed. Finally, the optimal prediction result was output by means of the power system operation reliability prediction function. The verification results show that the model meets the needs of intelligent transformation of power system operation reliability prediction, greatly optimizes the intelligent controllable perception mechanism of power system operation reliability prediction, and the core parameters of power system operation reliability prediction model meet the requirements of engineering practice.

**Key words:** power system operation; reliability prediction; continuous collaborative machine learning algorithm; long short-term memory (LSTM) algorithm; deep convolution neural network (DCNN) algorithm

电力系统运行可靠性是一个系统性概念,涵盖充裕度和安全性两个层面,定量化评价指标主要包括缺电概率、缺电时间期望、缺电频率、缺电持续时间、期望缺供电力、期望缺供电量、元件敏感度等,表征了电网的稳态性能。国内外诸多学者对电力系统运行可靠性预测问题进行了深入研究并取得了若干有益成果,选取具有代表性的简述如下:文献[1]采取基于改进的蒙特卡洛法,提出基于改进的蒙特卡洛模拟法来分析电力系

统元件中的时间状态,通过多维度仿真验证,实现了对电力系统的可靠性进行快速评估;文献[2]提出了一种新的可靠性跟踪方法及相应的准则,完整给出了考虑削负荷责任分摊的电力系统可靠性跟踪方法,在 RTS-79 系统环境下进行了有效性验证;文献[3]使用一种大数据与多参数组合的方法来配置每个电网负荷预测方法,应用回归方法归纳出各类型负荷的典型单位曲线,实现各类负荷的单独预测,然后通过实际算例分析验证

**基金项目:**国网安徽省电力有限公司科技项目(52120018005C);国网安徽省电力有限公司科技项目(SGAHXT00TKJS2000033);

国家自然科学基金(61876097)

**作者简介:**王军龙(1966—),男,本科,教授级高级工程师,Email:c95087213@126.com

了方法的可行性。

本文构建了基于连续协同机器学习算法的电力系统运行可靠性预测模型,利用国网安徽省电力有限公司下辖某换流站历史可靠性核心要素数据集开展了模型先验环境下的仿真验证,选取该换流站为工程实践分析载体,开发了典型需求场景下的电力系统运行可靠性预测演示系统<sup>[4]</sup>,开展了模型工程应用实践验证。基于该换流站的特性,将现有的软件技术和硬件设备进行嵌套组合,同时通过硬件平台和软件界面共同设计为基准,在多种角度进行,比如:定性和定量的方法进行,从而从不同的角度上证明我们的平台和方法的有效作用。

## 1 可靠性架构设计

通过将目标作为导向,一步一步地分解任务,重点关注电力系统的可靠性要素、电力系统的精准预测和运行时数据集的可靠性<sup>[5]</sup>。样本池化处理是维持电力系统可靠运行的核心,其最大功能是确保电力系统运行能够完成核心要素样本的收集、运输、计算等工作,并且完成数据池对测试集与训练集的自定义数据集划分,从而进一步保证未来三年的电力系统以精准预测与电力系统运行息息相关的可靠性数据集,且为自主精准预测提供一致的数据支持。通过对电力系统核心要素样本的精确预测以及对其处在较长周期内子架构的精确预测,我们可将长短期记忆(LSTM)模型引入算法,构建要素特征和可靠性之间的物理映射,从而实现时间正序下的电力系统,对其核心要素样本进行精准的预测分析,从而为电力系统运行可靠性数据自主精准预测提供学习数据集<sup>[6]</sup>。

电力系统运行可靠性数据集自主精准预测子架构主要完成电力系统运行的可靠性数据预测,数据池测试集分区的隐性知识感知实验则应用深度神经网络(DCNN)算法来完成。主要包含两个内涵:一是逻辑修正,二是最优输出。逻辑修正实验依赖于学习数据集,最优预测结果的输出则依赖于电力系统运行可靠性预测函数。

## 2 算法设计

### 2.1 预测算法

未来核心样本主要包括缺电概率、缺电时间期望、缺电频率、缺电持续时间、期望缺供电力、

期望缺供电量、元件敏感度等,表征了电网的稳态性能。未来三年内电力系统核心要素样本的精确预测是核心样本预测算法的主要应用领域。通过引入LSTM完成数据池训练集分区的特征辨别,建造可靠性与要素特征之间的物理映射机制<sup>[7]</sup>,以完成时间正序下电力系统核心要素的精确预测。同时,为电力系统可靠性数据自主精准预测提供可靠的学习数据。通过初始化LSTM层数及节点数、学习率、网络序列长度等超参数,使LSTM能够完成时间正序下数据池训练集的分区分训练,并且通过内部的自我监督系统进行微调,迭代更替,如此往复,从而实现较长的电力系统核心要素样本预测<sup>[8]</sup>,加速深度LSTM收敛,规避梯度消失及爆炸等现象。

通过粒子群优化(particle swarm optimization, PSO)算法对LSTM初始参数进行反复迭代优化。算法先将LSTM中的隐藏层数、学习率、迭代次数epochs等参数设为优化值,并给予取值最大值与最小值。同时,利用PSO根据超参数初始化各粒子的位置空间信息并建立网络,将网络通过验证集的预测结果作为粒子的适应度值不断迭代更新优化,从而满足最大迭代次数时算法停止更新优化参数,从而得到LSTM的最优权值。其中,粒子群的位置和速度在M维搜索空间随机初始化,粒子群的数量设置为20,加速因子设置为 $c_1=c_2=2$ ,惯性因子为0.8,epochs设置为400,当粒子的适应度值不再随迭代次数明显变化时停止算法。

定义LSTM预测误差均方差值为适应度函数,不妨用MSE表示,LSTM预测局部最优解均方差 $MSE_i$ 和LSTM预测全局最优解 $MSE_g$ 分别为

$$MSE_i = \frac{1}{p} \sum_{s=1}^p \sum_{j=1}^N (d_{isj} - y_{isj})^2 \quad (1)$$

$$\begin{aligned} MSE_g &= \min_{i=1}^n (MSE_i) \\ &= \min_{i=1}^n \frac{1}{p} \sum_{s=1}^p \sum_{j=1}^N (d_{isj} - y_{isj})^2 \end{aligned} \quad (2)$$

式中:n为PSO算法的粒子数目;p为数据池训练集分区的数据数;N为LSTM的节点数; $d_{isj}, y_{isj}$ 分别为预测数据集和真实数据集<sup>[9]</sup>。

式(2)构建了要素特征与可靠性的物理映射机制,定义 $YCJ_{t+}$ 表征时间正序下的电力系统核心要素样本精准预测生成集合,因此有:

$$YCJ_{t+} = \min_{i=1}^n \sum_{s=1}^p \sum_{j=1}^N (d_{isj} - y_{isj})^2 P_i^{ref} c(t) \Delta t \quad (3)$$

式中: $P_i^{ref}$ 为数据校正因子,数据基本逻辑格式会



对数据集进行初步筛选并过滤其中的无效预测数据; $c(t)$ 为时间校正因子<sup>[10]</sup>,以确保数据集由始至终都能够按照时间正序完成预测; $\Delta t$ 为预测数据集与特征识别数据集之间的换算系数,以确保预测数据集与训练数据集的密度维持在同一平面。

式(2)是构建 PSO 种群分层结构的核心算法,式(3)则用于甄选出最佳适应值。其原理是抓取全局最佳粒子位置以获得最佳 LSTM 权重值,在时间正序下生成电力系统核心要素样本数据集的精确预测。

## 2.2 电力系统运行可靠性数据集自主精准预测算法

时间正序下,由 LSTM 模型生成的电力系统核心要素预测集将作为电力系统运行的可靠性数据的学习数据集<sup>[11]</sup>,使得电力系统运行可靠性数据集自主预测成为现实,DCNN 模型的引入则能够实现数据池测试集分区的隐性感知,再通过学习数据集修正隐性知识,后运用电力系统运行可靠性预测函数得到最佳预测结果。初始 DCNN 的输入策略块为  $16 \times 16$ , 32 个  $5 \times 5$  的卷积核,卷积步长初始值为 1;训练中每个卷积核的参数为  $p \times q$ ,卷积输入数据集为  $X$ ,卷积核集合为  $Z$ ,卷积步长为  $\lambda_1$  和  $\lambda_2$ ,则建于学习数据集的训练卷积层可表示为

$$C(y,z) = \sum_p \sum_q Z(p,q) X(y-p+\lambda_1, z-q+\lambda_2) \quad (4)$$

式中: $z$ 为某一个卷积核。

为改善式(4)的反向传递性能<sup>[12]</sup>,增大 DCNN 网络的梯度值,将门控机制算法引进各层神经元之中,再经过耦合第  $i$  层与  $i-k$  层的聚合信息,促使正则化效果生成,以减少 DCNN 的误差,增加训练的收敛。此间,应用优化版 DCNN 对数据池测试集进行隐性感知,再通过预测数据集修正隐性知识<sup>[13]</sup>。

定义测试集分区隐性知识输出为  $Y(j,k)$ ,修正过的测试集分区隐性知识输出为  $X(j,k)$ ,DCNN 的激活函数为 Sigmoid 且定义为  $f$ ,则

$$Y(j,k) = f[C(j,k)] \left( \sum_{i \in p_j} k_{i,j}^d \otimes y_i^{d-1} + b_j^d \right) \quad (5)$$

$$X(j,k) = \text{down}[Y(j,k)] \beta_j^d \quad (6)$$

式中: $d$ 为 DCNN 的深度; $k_{i,j}$ 为卷积核; $\otimes$ 为平面卷积操作; $y_i$ 为上一层卷积特征图; $b_j$ 为偏置误差; $p_j$ 为输入的隐性知识数据集; $\beta$ 为修正权重; $\text{down}()$

为池化偏置误差函数。

式(6)为修正后的数据池测试集分区隐性知识输出的函数,能够精确抓取潜在大数据后的隐性知识<sup>[14]</sup>,对电力系统运行可靠性数据集自主精准预测有着强大的支撑。

定义电力系统预测函数为  $R$ ,通过引入多特征融合算法和深度层权重来降低非核心参数的干扰。根据电力系统核心要素样本预测生成的贡献度,并且将在 DCNN 模型的各连接层附上各参数的贡献权重值,则权重有如下表达式:

$$\mu^n = \frac{1/e^n}{\sum_{i=1}^N (1/e^i)} \quad (7)$$

式中: $n$ 为卷积的层数; $e^i, e^n$ 分别为参数  $i, n$  的误差; $\mu^n$ 为参数  $n$  的权重。

$e^n$ 越小的参数其权重越高,则电力系统运行可靠性预测函数表示为

$$R = \sum_{n=1}^N \mu^n y^n \quad (8)$$

式中: $y^n$ 为参数为  $n$  的上一层误差。

## 2.3 实验环节

引入 16 层的 DCNN 模型,借缓冲池机制之便,改善 LSTM 模型预测收敛缓滞情况<sup>[15]</sup>,设置 Action Value CNN 和 Target-action Value CNN,在现状态输入 Action Value 以获取 eval Q 值,运用后者中输入值的现状态输出 Next Q 值,完成电力系统运行可靠性数据集的自主精准预测。另外,选取国网安徽省电力有限公司下辖某换流站电力系统核心要素数据构建仿真数据集,选择其中的 1.6 万例数据为算法训练集,再选择仿真数据集的 0.86 万例数据为算法测试集,以 Python3.8 为语言编程桥梁、PyCharm 为集成环境完成图形化仿真。最终结果如图 1、图 2 所示。

基于图 1 给出的显著对比信息,未来核心要素样本精准预测算法可以较好地实现时间正序下的电力系统核心要素样本数据集精准预测,特别是引入 PSO 优化机制后,模型训练迭代 200 000 次后,数据集预测误差率趋于 3% 以下,符合模型对数据集的质量要求。基于图 2 给出的显著对比信息,电力系统运行可靠性数据集自主精准预测算法可以较好地实现电力系统运行可靠性预测数据集自主生成,在 DCNN 各层 CNN 之间引入门控机制后,电力系统运行可靠性数据集自主精准预测算法有效率大幅度提高,达到可靠性阈值所



需的模型训练迭代次数进一步压缩,提高了电力系统运行可靠性预测数据集自主生成的效率,从

原理上优化了电力系统运行可靠性预测智慧可控感知机制。

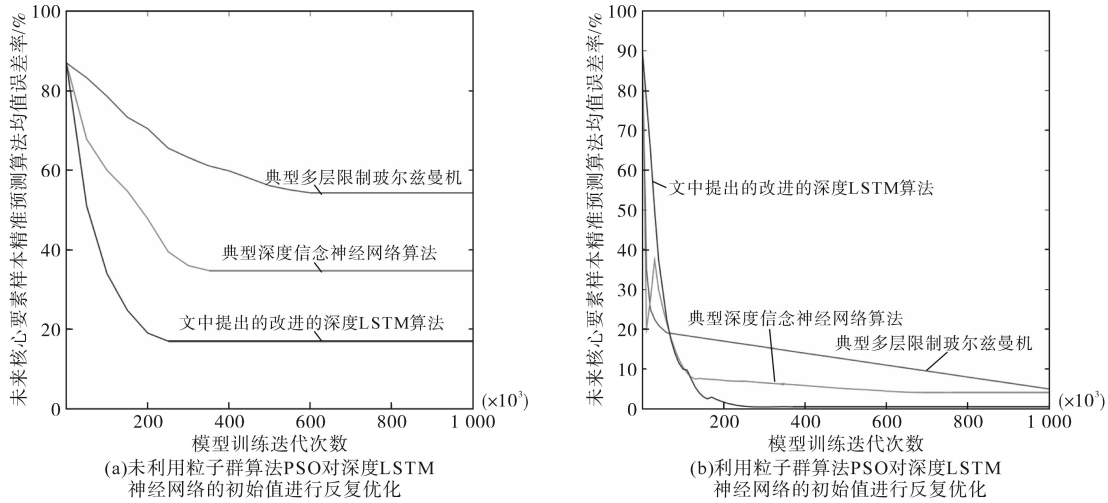


图1 基于深度LSTM神经网络的未来核心要素样本精准预测算法性能仿真图

Fig.1 Performance simulation diagram of accurate prediction algorithm for future core element samples based on deep LSTM neural network

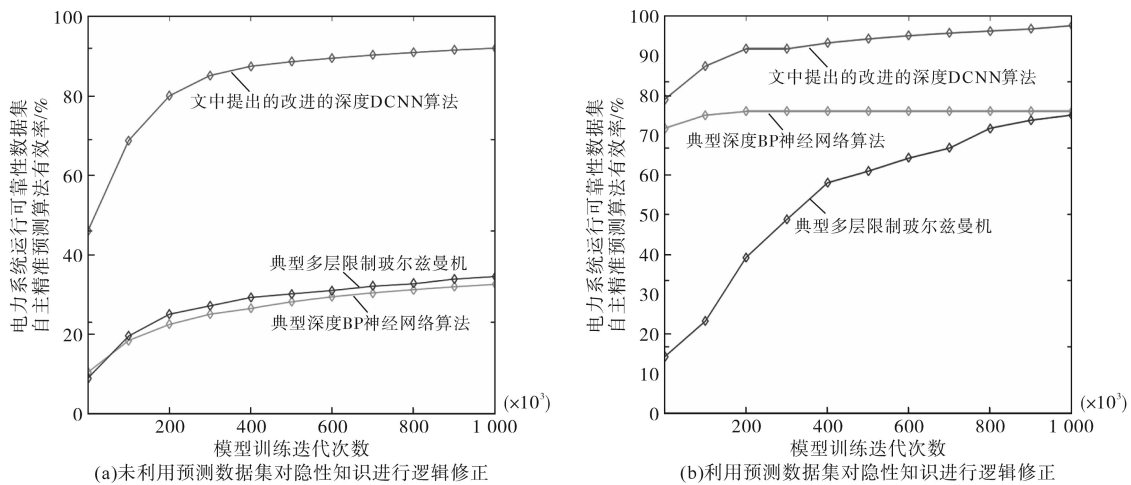


图2 基于深度卷积神经网络的电力系统运行可靠性数据集自主精准预测算法性能仿真图

Fig.2 Performance simulation diagram of autonomous and accurate prediction algorithm for power system operation reliability data set based on DCNN

### 3 实验分析

通过图1和图2可知,其从多维度传达了电力系统运行预测的有效性及算法的可行性;从原理角度说明了未来核心要素样本精准预测算法、电力系统运行可靠性数据集自主精准预测算法的定量化建模过程,理清了电力系统运行可靠性预测模型内部数据流及控制流时间正序下的逻辑走向,为开展电力系统运行可靠性预测模型工程实践效能分析提供了理论依据。电力系统运行可靠性预测模型理论上适用于任意规模的电力系统运行可靠性预测,不失一般性,选取国网

安徽省电力有限公司下辖某换流站电力系统作为工程实践效率的分析载体。模型算法实验验证同步开展,具体措施为:使用现有的某换流站电力系统,搭建实验需要的验证环境。在某换流站电力系统平台上装备电力运行系统,辅以可视化实时监测平台,能够增加核心要素样本特征数据池、未来核心要素样本预测、数据集自主预测三个软件子进程<sup>[16]</sup>。另外,通过软件系统平台对进程数据实时在人机交互界面显示操作。其中,核心要素样本数据池生成子进程对底层核心要素样本监测集群采集的多源异构核心要素样本特征数据进行暂存与计算,形成融合前置训练集

和后置测试集的核心要素样本特征数据池;未来核心要素样本精准预测子进程引入LSTM对数据池前置训练集进行特征辨识,构建时间正序下的电力系统核心要素样本精准预测机制;可靠性数据集自主精准预测子进程引入DCNN对数据池后置测试集进行隐性知识感知,借助电力系统运行

可靠性预测函数输出最优预测结果。从数据流层面上看,以上三个软件子进程属于可视化实时监测平台,其独立性在控制流层面得到较清晰的体现,能够实现对本样本预测、数据集预测及数据池形成的自主控制与判断。图3为电力系统运行可靠性预测模型工程实践效能分析环境逻辑图。

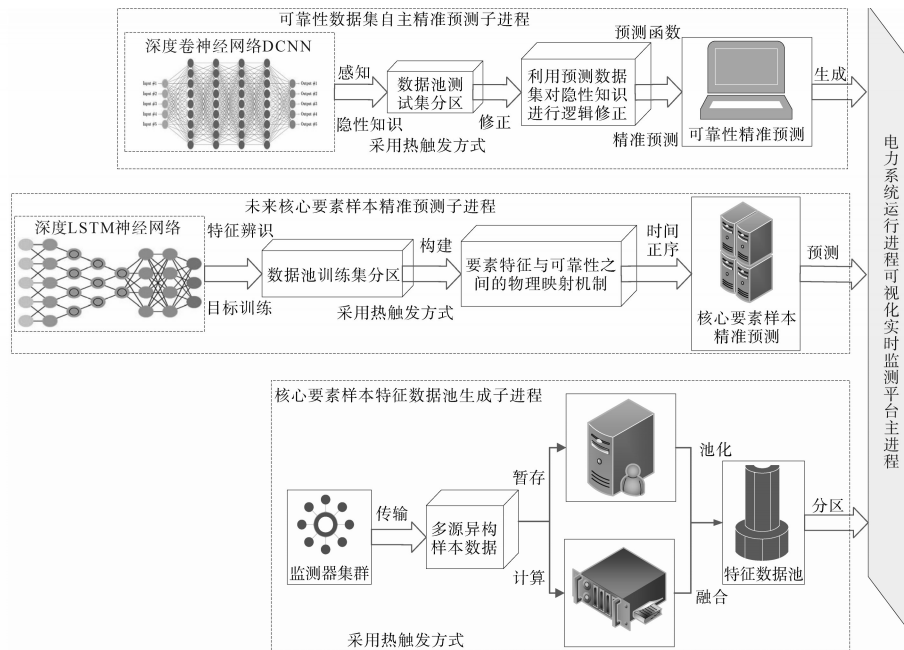


图3 电力系统运行可靠性预测模型工程实践效能分析环境逻辑图

Fig.3 Power system operation reliability prediction model engineering practice efficiency analysis environment logic diagram

如图3所示,从网络模型角度对比和分析电力系统运行可靠性模型的综合应用效能。选取国网安徽省电力有限公司下辖某换流站绝缘子告警进程为算例分析数据源头,对未来核心要素样本精准子进程和可靠性数据自主预测子进程核心参数进行差异化设置。选取了某换流站电力系统平台目前装备的电力系统运行进程可视化实时监测平台作为对照系统,选取核心参数差异化设置的电力系统运行可靠性预测模型为实验系统,利用某换流站绝缘子告警进程可靠性先验及数据构建效能融合数据池进行比对,连续地从可靠性数据集自主预测有效率(YX)、模型核心要素样本特征数据集预测精准率(JZ)、感知覆盖率(FG)等角度进行定量的评析,从人际互动友好度(JH)、动态警示提醒推送通知(YC)、电力系统运行可靠性预测智慧化程度(ZH)等角度进行定性的评析,结果见表1。由表1可知,对比传统的显示知识的电力系统运行可靠性预测机制在工程实践运用中的效果,电力系统运行可靠性预测算法的优势较为明显,满足电力系统运行可靠

性预测智慧化改造需求,大幅度优化了电力系统运行可靠性预测智慧可控感知机制,电力系统运行可靠性预测模型核心参数符合工程实践要求。

表1 电力系统运行可靠性预测模型工程实践效能分析对比表

Tab.1 Power system operation reliability prediction model engineering practice performance analysis comparison table

| 对比系统 | JZ/%  | FG/%  | YX/%  | JH | ZH | YC |
|------|-------|-------|-------|----|----|----|
| 验证系统 | 93.11 | 94.28 | 92.61 | 很好 | 很好 | 较好 |
| 跟随系统 | 73.56 | 81.42 | 79.87 | 较好 | 一般 | 较差 |
| 对照系统 | 92.97 | 94.19 | 91.93 | 很好 | 很好 | 较好 |

## 4 结论

针对电网运行过程中出现的预测性不可靠等问题,应用连续协同算法完成了电力系统的精确预测,与此同时构架了一种基于连续协同机器的电力系统运行可靠性预测算法。应用软件进程扩建的方法构架了电力系统运行可靠性预测模型工程实践效能分析验证环境,通过比较验证系统、跟随系统和对照系统预测模型的结果。验证系统的JZ为93.11%,高于跟随系统JZ的73.56%和对照系统JZ的92.97%;验证系统的FG

为94.28%,高于跟随系统FG的81.42%和对照系统FG的94.19%;验证系统的YX为92.61%,高于跟随系统YX的79.87%和对照系统YX的91.93%。由此可见,较传统显性知识在电力系统运行可靠性预测机制在工程实践方面的应用而言,电力系统运行可靠性算法有较明显的优势,规避了前者部分的不足及问题,满足电力系统运行可靠性预测智慧化改造需求,大幅度优化了电力系统运行可靠性预测智慧可控感知机制,电力系统运行可靠性预测模型核心参数符合工程实践要求,具有较好的应用前景。

#### 参考文献

- [1] 赵永生,张健,凌松,等.基于改进蒙特卡洛法的电力系统可靠性评估[J].微型电脑应用,2021,37(4):121-123.  
ZHAO Yongsheng, ZHANG Jian, LING Song, et al. Power system reliability evaluation based on improved Monte Carlo method[J]. Microcomputer Applications, 2021, 37(4): 121-123.
- [2] 胡博,周家浩,王蕾报,等.考虑削负荷责任分摊的电力系统可靠性跟踪方法[J].电力系统自动化,2020,44(23):64-71.  
HU Bo, ZHOU Jiahao, WANG Leibao, et al. Reliability tracking method for power system considering responsibility allocation of load shedding[J]. Automation of Electric Power Systems, 2020, 44(23): 64-71.
- [3] 李富鹏,沈秋英,王森,等.基于大数据和多因素组合分析的单元制配电网精细化负荷预测[J].智慧电力,2020,48(1):55-62.  
LI Fupeng, SHEN Qiuying, WANG Sen, et al. Refined load forecasting method for distribution network considering differences based on image processing[J]. Smart Power, 2020, 48(1): 55-62.
- [4] DIWAKER C, TOMAR P, SOLANKI A, et al. A new model for predicting component-based software reliability using soft computing[J]. IEEE Access, 2019, 180(7): 147191-147203.
- [5] 武晔卿,刘凯强,彭耀光.基于隐患概率分析的嵌入式系统可靠性设计方法[J].单片机与嵌入式系统应用,2020,20(9):14-16.  
WU Yeqing, LIU Kaiqiang, PENG Yaoguang. Reliability design method of embedded system based on hidden danger probability analysis[J]. Microcontrollers & Embedded Systems, 2020, 20(9): 14-16.
- [6] 郭一帆,唐家银.基于机器学习算法的寿命预测与故障诊断技术的发展综述[J].计算机测量与控制,2019,27(3):7-13.  
GUO Yifan, TANG Jiayin. A review of the development of life prediction and fault diagnosis technology based on machine learning algorithm[J]. Computer Measurement & Control, 2019, 27(3): 7-13.
- [7] 曾路,汪浩.基于机器学习的虚拟仪器软件缺陷预测模型研究[J].自动化与仪器仪表,2020,247(5):59-62.  
ZENG Lu, WANG Hao. Research on software defect prediction model of virtual instrument based on machine learning[J]. Automation & Instrumentation, 2020, 247(5): 59-62.
- [8] KARA Ahmet. Multi-step influenza outbreak forecasting using deep LSTM network and genetic algorithm[J]. Expert Systems with Applications, 2021, 180(4): 81-87.
- [9] 吴晓锐,龚文兰,吴宁,等.考虑大规模风电接入的电力系统备用容量评估方法[J].广西电力,2021,44(2):27-32.  
WU Xiaorui, GONG Wenlan, WU Ning, et al. A reserve capacity evaluation method considering large-scale wind power integration[J]. Guangxi Electric Power, 2021, 44(2): 27-32.
- [10] 孙小龙,李成家,李佳,等.风电场功率预测系统运行可靠性和预测精度提升的实践[J].东北电力技术,2021,42(4):55-58.  
SUN Xiaolong, LI Chengjia, LI Jia, et al. Practice on operational reliability and forecasting accuracy improvement in wind power forecasting system[J]. Northeast Electric Power Technology, 2021, 42(4): 55-58.
- [11] JABEEN G, LUO P, AFZAL W. An improved software reliability prediction model by using high precision error iterative analysis method[J]. Software Testing, Verification and Reliability, 2019, 29(6): 97-108.
- [12] 谢阳腾,丘东元,谢帆.基于多尺度思想的模块化多电平变流器可靠性分析综述[J].电网技术,2020,44(5):1852-1862.  
XIE Yangteng, QIU Dongyuan, XIE Fan. Review of reliability analysis of modular multilevel converter based on multiscale theory[J]. Power System Technology, 2020, 44(5): 1852-1862.
- [13] 褚敏,李小波,王睿轶,等.基于灰色优化的地铁牵引逆变器系统可靠性预测[J].计算机仿真,2020,37(7):168-171.  
CHU Min, LI Xiaobo, WANG Ruiyi, et al. Reliability prediction of metro traction inverter system based on grey optimization[J]. Computer Simulation, 2020, 37(7): 168-171.
- [14] KALIRAJ S, VIVEK D, KANNAN M, et al. Critical review on software reliability models: importance and application of reliability analysis in software development[J]. Materials Today: Proceedings, 2020, 37(8): 131-144.
- [15] 韩俊,谢珍建,黄河,等.基于停电损失计算与成本分析的配电网单元制供电网络可靠性规划[J].智慧电力,2020,48(1):63-68,117.  
HAN Jun, XIE Zhenjian, HUANG He, et al. Unit mesh reliability planning for distribution network based on outage cost calculation and cost analysis[J]. Smart Power, 2020, 48(1): 63-68, 117.
- [16] 魏振华,王黎黎,任敏华,等.基于NARX神经网络的核电汽轮机超速保护系统可靠性实时预测[J].华北电力大学学报(自然科学版),2021,48(2):80-88.  
WEI Zhenhua, WANG Lili, REN Minhua, et al. Real time reliability of nuclear turbine overspeed protection system based on NARX neural network[J]. Journal of North China Electric Power University (Natural Science Edition), 2021, 48(2): 80-88.

收稿日期:2021-08-06

修改稿日期:2022-04-19

# 考虑沿暂降域边界线故障分布的电压暂降 随机预估方法

张匡翼<sup>1</sup>, 刘海涛<sup>1,2</sup>, 马丙泰<sup>1</sup>, 张埕瑜<sup>1</sup>

(1. 南京工程学院 电力工程学院, 江苏 南京 211167;

2. 江苏省配电网智能技术与装备协同创新中心, 江苏 南京 211167)

**摘要:** 当前实际配电网线路沿线存在多种故障分布, 但现有电压暂降随机预估方法仅单一考虑均匀故障分布。针对沿线不同故障分布特性, 提出了考虑沿电压暂降域边界线故障分布的电压暂降随机预估方法。根据给定的电压暂降阈值, 通过求解发生故障时系统线路的临界点, 计算敏感负荷母线的电压暂降域。在确定的暂降域范围内分析边界线的分布情况, 沿边界线分别采用三类常见线路故障分布(指数分布、正态分布与均匀分布)计算敏感负荷母线的电压暂降频次, 并对预估结果进行对比。最后, 以IEEE30节点标准测试系统为算例, 验证了所提电压暂降随机预估方法的有效性。

**关键词:** 电压暂降; 随机预估; 边界线; 故障分布; 暂降域

**中图分类号:** TM71 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed24153

## Stochastic Assessment Method of Voltage Sag Considering the Influence of Fault Distribution Along Boundary Line of Vulnerable Area

ZHANG Kuangyi<sup>1</sup>, LIU Haitao<sup>1,2</sup>, MA Bingtai<sup>1</sup>, ZHANG Chengyu<sup>1</sup>

(1. School of Electric Power Engineering, Nanjing Institute of Technology, Nanjing 211167, Jiangsu, China; 2. Jiangsu Collaborative Innovation Center for Smart Distribution Network, Nanjing 211167, Jiangsu, China)

**Abstract:** There are many fault distributions along the actual distribution network lines, but the existing voltage sag stochastic assessment methods only consider the uniform fault distribution. According to the different fault distribution characteristics along the line, a stochastic assessment method of voltage sag was proposed, which considers the influence of fault distribution along boundary line of vulnerable area. The critical points of system lines were calculated according to the given voltage sag threshold and the vulnerable area of bus which connected sensitivity load was formulated. The distribution of boundary lines was analyzed within the determined vulnerable area and three fault distribution (uniform distribution, exponential distribution and normal distribution) along the boundary line were simulated to assess the expected sag frequency. Finally, the proposed method was verified valid by taking the IEEE30 bus system as an example.

**Key words:** voltage sag; stochastic assessment; boundary line; fault distribution; vulnerable area

随着电力系统中电力电子设备的占比日益趋增, 电压暂降问题受到广泛关注<sup>[1-3]</sup>。敏感设备易受电压暂降的影响, 因此准确评估敏感负荷用户侧电压暂降频次是合理制定电压暂降治理措施并减少经济损失的前提。

目前, 电压暂降评估方法主要包括实时监测

法和随机预估法<sup>[4]</sup>。实时监测法通过监测装置直接获取电压暂降的所有信息<sup>[5]</sup>。然而, 这种方法的缺点在于<sup>[6-7]</sup>: 需要很长时间的监测才能得到较高的精度; 提取电压暂降相关特征量可能会十分困难且耗时极长; 难以评估当系统(网络结构、发电机运行方式、负载条件等)发生变化时带来的

**基金项目:** 国家自然科学基金(51777197); 2018江苏省高校重大项目(18KJA470002)

**作者简介:** 张匡翼(1996—), 男, 硕士, Email: 419430116@qq.com

**通讯作者:** 刘海涛(1972—), 女, 博士, 教授, Email: 13851424346@163.com



影响;在全网布置电压暂降监测装置的成本很高。

随机预估法是目前最常用的电压暂降评估方法,其中暂降域是电压暂降随机预估的前提与基础。电压暂降域指系统中的一个区域,在该区域内发生故障会导致敏感负荷节点电压低于某一阈值<sup>[8]</sup>。暂降域识别方法主要包括临界距离法、故障点法和解析法。文献[9]提出的临界距离法根据电压分配器模型估计电压暂降幅值,但该方法只适用于简单辐射型网络,不能用于环网<sup>[10]</sup>。文献[11]通过在线路上设置若干故障点,利用仿真得到相关节点的暂降特征。故障点法若要达到1%的精度,需要在线路上设置100个故障点,因此,该方法在大规模电网中的应用效率较低,并且如何合理设置故障点没有统一的标准,在故障点选取上具有盲目性。解析法的关键在于求解电压暂降幅值和故障位置的高阶非线性方程。文献[12]通过二次插值法和迭代法求解电压暂降幅值与故障位置的高阶非线性方程,实现全网暂降域的计算。文献[13]利用BP神经网络的非线性拟合特性,建立电压暂降幅值和故障位置的非线性模型,通过对该模型的求解识别暂降域。文献[14]通过判断敏感负荷节点电压曲线是否具有单调性将线路分为两类,并分别采用不同的方法进行求解。

在对暂降域进行准确识别的基础上,可以进一步对相关母线的电压暂降频次进行评估。文献[15]基于信息技术工业协会(information technology industry council, ITIC)曲线预估暂降域中所有母线的电压暂降频次。文献[16]基于电压暂降在网络中的传播特性,结合不同故障类型与线路故障率计算相应的电压暂降特征量。文献[17]通过考虑交叠效应的电压暂降域层级模型,实现了对配电网电压暂降脆弱区域的量化评估。

上述方法在预估电压暂降频次时只考虑沿线路故障均匀分布的情况,而在实际配电网中,由于受到多种外部因素的影响,输电线路沿线各处的故障概率可能并不相同。特别是在预估因部分位于电压暂降域内的边界线故障引起的电压暂降频次时,沿线不同故障概率分布对预估结果的影响较大。针对上述问题,本文提出一种考虑沿暂降域边界线故障分布的电压暂降随机预估方法。首先计算各敏感负荷的电压暂降域,并根据暂降域范围识别系统中所有边界线。然后沿边界线分别采用指数故障分布、正态故障分布

和均匀故障分布,结合故障类型、母线及线路故障率等数据,计算敏感负荷接入母线处的总预估暂降频次并将结果进行对比。最后,在Matlab中以IEEE30标准节点测试系统为算例,对文中方法进行验证。

## 1 电压暂降域分析

### 1.1 残余电压计算

短路计算是精确识别暂降域的基础,由故障引起的残余电压值可以通过建立三序阻抗矩阵来进行求解。图1为线路F—T发生故障示意图。

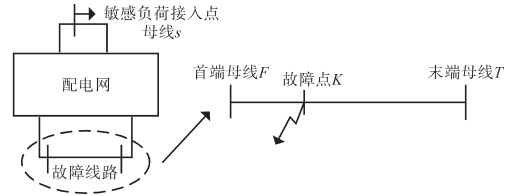


图1 线路F—T故障

Fig.1 Occurrence of fault on F—T

故障点K在线路上的位置用变量 $p$ 表示,表达式如下:

$$p = \frac{l_{FK}}{l_{FT}} \quad (1)$$

式中: $l_{FK}$ 为线路首端母线F与故障点K之间的距离; $l_{FT}$ 为线路两端母线F和T之间的距离。

故障点K的各序自阻抗表达式如下:

$$Z_{KK}^{012} = (Z_{FF}^{012} + Z_{TT}^{012} - 2Z_{FT}^{012} - Z_C^{012})p^2 + [Z_C^{012} - 2(Z_{FF}^{012} - Z_{FT}^{012})]p + Z_{FF}^{012} \quad (2)$$

式中: $Z_{FF}^{012}, Z_{TT}^{012}$ 分别为线路两端母线F和T的各序自阻抗; $Z_{FT}^{012}$ 为母线F和母线T的各序互阻抗; $Z_C^{012}$ 为线路F—T的各序阻抗。

故障点K与接入敏感负荷的母线s之间的各序互阻抗表达式如下:

$$Z_{sK}^{012} = Z_{sF}^{012} + (Z_{sT}^{012} - Z_{sF}^{012})p \quad (3)$$

式中: $Z_{sF}^{012}$ 为母线s与母线F之间的各序互阻抗; $Z_{sT}^{012}$ 为母线s与母线T之间的各序互阻抗。

故障点K故障前电压表达式如下:

$$V_F^{pf} = V_F^{pf} + (V_T^{pf} - V_F^{pf})p \quad (4)$$

式中: $V_F^{pf}, V_T^{pf}$ 分别为母线F和母线T故障前电压。

文献[15]给出了四类故障时敏感负荷接入母线处的残余电压表达式,由于单相接地短路故障和三相短路故障分别为线路发生最频繁和最严重的短路故障,故文中以计算上述两类典型故障的A相暂降域为例。敏感负荷接入点残余电压的一般表达式为

$$V_{A,s}^f = V_{A,s}^{pf} + \Delta V_A \quad (5)$$

式中:  $V_{A,s}^{pf}$  为母线  $s$  故障前电压;  $\Delta V_A$  为发生不同类型故障时  $A$  相电压的变化量。

发生单相接地短路故障( $A$ 相)时,  $\Delta V_A$  的表达式为

$$\Delta V_A = -\frac{Z_{sK}^0 + Z_{sK}^1 + Z_{sK}^2}{Z_{KK}^0 + Z_{KK}^1 + Z_{KK}^2} V_K^{pf} \quad (6)$$

发生三相短路故障时,  $\Delta V_A$  的表达式为

$$\Delta V_A = -\frac{Z_{sK}^1}{Z_{KK}^1} V_K^{pf} \quad (7)$$

## 1.2 线路临界点计算

线路临界点是指在发生该点故障时敏感负荷所在母线的残余电压值等于给定电压阈值。因此,将所给电压阈值  $V_{th}$  替换式(5)中的  $V_{A,s}^f$ ,此时式(5)就转化为敏感负荷母线电压阈值与故障位置的高阶非线性方程,求解该方程就可以得到线路临界点的位置。在临界点计算中引入判别矩阵  $BVI$  和  $LVI$ ,能够准确判断线路临界点的个数。由式(5)~式(7)可以计算出系统各母线故障时敏感负荷母线的残余电压幅值。母线残余电压幅值矩阵  $V_{mag}$  和残余电压差值矩阵  $\Delta V_{mag}$  如下:

$$V_{mag} = \begin{bmatrix} V_s^{L,1} \\ \vdots \\ V_s^{L,i} \\ \vdots \\ V_s^{L,n} \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\Delta V_{mag} = \begin{bmatrix} \Delta V_{mag,1} \\ \vdots \\ \Delta V_{mag,i} \\ \vdots \\ \Delta V_{mag,n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_s^{L,1} \\ \vdots \\ V_s^{L,i} \\ \vdots \\ V_s^{L,n} \end{bmatrix} - [V_{th}] \quad (9)$$

式中:  $V_s^{L,i}$  为母线  $i$  故障时母线  $s$  的残余电压值;  $n$  为系统中的母线数。

可以根据  $\Delta V_{mag}$  定义母线判别矩阵  $BVI$ ,计算如下:

$$BVI = \begin{bmatrix} BVI_1 \\ \vdots \\ BVI_i \\ \vdots \\ BVI_n \end{bmatrix} \quad (10)$$

其中

$$BVI_i = \begin{cases} 1 & \Delta V_{mag,i} \leq 0 \\ 0 & \Delta V_{mag,i} > 0 \end{cases}$$

$BVI_i = 1$  表示母线  $i$  位于暂降域内,  $BVI_i = 0$  表示母线  $i$  位于暂降域外。

由母线判别矩阵可以定义线路判别矩阵  $LVI$ ,计算如下:

$$LVI = \begin{bmatrix} LVI_1 \\ \vdots \\ LVI_j \\ \vdots \\ LVI_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} BVI_{F_1} \\ \vdots \\ BVI_{F_j} \\ \vdots \\ BVI_{F_m} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} BVI_{T_1} \\ \vdots \\ BVI_{T_j} \\ \vdots \\ BVI_{T_m} \end{bmatrix} \quad (11)$$

式中:  $BVI_{F_j}$ ,  $BVI_{T_j}$  分别为线路  $j$  首端母线  $F_j$  和末端母线  $T_j$  的判别值 ( $j = 1, 2, \dots, m$ );  $m$  为系统中的线路数。

准确计算线路临界点位置的过程如下:

1) 当  $LVI_j = 1$  时,线路有 1 个临界点,采用插值法和二分法求取变量  $p_1$  的值,该值满足  $|V_s^f(p_1) - V_{th}| < \varepsilon$ ,其中  $\varepsilon$  为收敛阈值,则  $p_1$  为线路临界点的位置。

2) 当  $LVI_j = 2$  时,首先求取敏感负荷母线残余电压的最大值  $V_s^{\max}$ 。若  $V_s^{\max} \leq V_{th}$ ,则线路完全位于暂降域内;若  $V_s^{\max} > V_{th}$ ,则线路有 2 个临界点,采用插值法和二分法求取变量  $p_2$  和  $p_3$  的值,满足  $|V_s^f(p_2) - V_{th}| < \varepsilon$  和  $|V_s^f(p_3) - V_{th}| < \varepsilon$ ,则  $p_2$  和  $p_3$  为线路两个临界点的位置。

## 2 考虑沿边界线故障分布的电压暂降频次分析

电压暂降域边界线为系统中存在临界点的线路,沿这些线路不同的故障分布将会导致敏感负荷母线的暂降频次发生变化。通常,恶劣的环境和天气条件会导致线路某一部分的故障率往往高于其他位置,这会对相关母线的电压暂降频次估计造成比较大的影响<sup>[18-19]</sup>。

根据概率函数的定义,位于暂降域内的线路故障分布概率计算如下:

$$P(p_a \leq p \leq p_b) = \int_{p_a}^{p_b} g(p) dp \quad (12)$$

式中:  $g(p)$  为与沿线故障分布相关的概率密度函数;  $p_a, p_b$  分别为线路暂降域内的任意两个故障点。

如图 2 所示,实际电网中常见 3 种线路故障分布,包括均匀分布、指数分布和正态分布<sup>[20]</sup>。

均匀分布的概率密度函数表示为

$$g(p) = 1 \quad 0 < p < 1 \quad (13)$$

指数分布的概率密度函数表示为

$$g(p) = 2e^{-2p} \quad 0 < p < 1 \quad (14)$$

正态分布的概率密度函数表示为

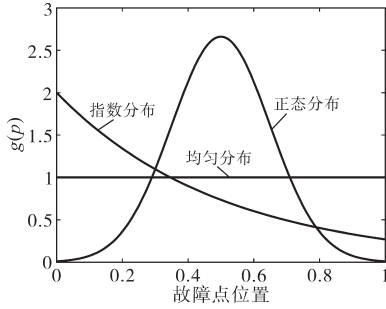


图2 三种故障分布

Fig.2 Three types of fault distribution

$$g(p) = \frac{1}{0.15\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(p-0.5)^2}{0.045}} \quad 0 < p < 1 \quad (15)$$

由于整条线路的故障总数不受沿线故障分布的影响,因此完全位于暂降域内的线路故障,敏感负荷母线处预估暂降频次  $ESF_{Cl}$  计算如下:

$$ESF_{Cl} = lf_t \quad (16)$$

式中: $t$ 为短路故障类型; $f_t$ 为线路在第 $t$ 类故障下的故障率; $l$ 为线路长度。

对于只有1个临界点的边界线故障,敏感负荷母线处预估暂降频次  $ESF_{P11}$  计算如下:

$$ESF_{P11} = l_{P1} f_t [ BVI_{PIF} \int_0^{p_1} g(p) dp + BVI_{PIT} \int_{p_1}^1 g(p) dp ] \quad (17)$$

式中: $l_{P1}$ 为边界线位于暂降域内部分的长度; $BVI_{PIF}, BVI_{PIT}$ 分别为边界线首端母线 $F$ 和末端母线 $T$ 的母线判别值; $p_1$ 为边界线的临界点。

对于有2个临界点的边界线故障,敏感负荷母线处预估暂降频次  $ESF_{P12}$  计算如下:

$$ESF_{P12} = f_t [ l_{P12} \int_0^{p_2} g(p) dp + l_{P13} \int_{p_3}^1 g(p) dp ] \quad (18)$$

式中: $p_2, p_3$ 分别为边界线的2个临界点; $l_{P12}$ 为线路首端母线至临界点 $p_2$ 的距离; $l_{P13}$ 为线路末端母线至临界点 $p_3$ 的距离。

敏感负荷母线总预估暂降频次  $ESF$  为

$$ESF = ESF_{Cl} + ESF_{P11} + ESF_{P12} + \sum_{B=1}^M f_{Bt} \quad (19)$$

式中: $M$ 为暂降域内母线总数; $f_{Bt}$ 为母线 $B$ 在第 $t$ 类故障下的故障率。

分析沿边界线不同故障分布对电压暂降频次预估的影响,流程如图3所示,具体步骤如下:

1) 设置敏感负荷接入母线节点,根据式(5)~式(7)计算各母线故障时敏感负荷接入点的残余电压,根据式(8)~式(11)判断线路临界点的个数。

2) 根据线路临界点个数的不同,分别采用不同的方法对临界点进行求取,具体计算流程如图4所示。对于  $LVI_j = 1$  的线路,采用插值法和二分

法计算线路临界点。对于  $LVI_j = 2$  的线路,先计算敏感负荷接入点残余电压的最大值,然后与给定电压阈值比较,若残余电压最大值大于阈值,则采用插值法和二分法计算线路临界点;若小于阈值,说明整条线路位于暂降域内。

3) 遍历系统中的所有线路,得到最终的暂降域计算结果。

4) 对于完全位于暂降域内的线路,根据式(16)计算敏感负荷母线的暂降频次。选取暂降域内所有边界线,沿线分别选取指数故障分布、正态故障分布和均匀故障分布,结合线路及母线故障率,根据式(17)和式(18)计算敏感负荷母线的暂降频次。

5) 遍历暂降域内的所有线路,由式(19)得到敏感负荷母线总预估暂降频次。

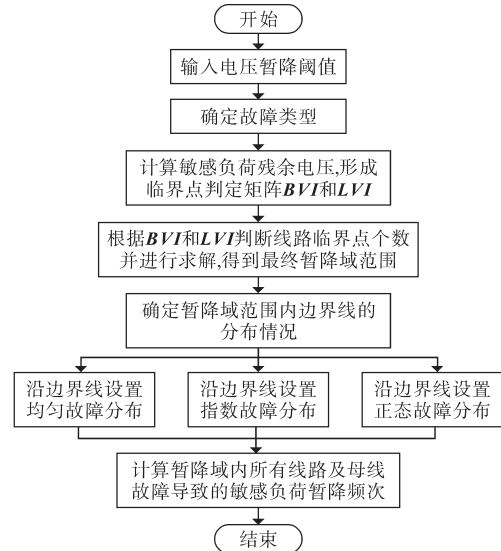


图3 电压暂降频次预估流程

Fig.3 The process of voltage sag estimation

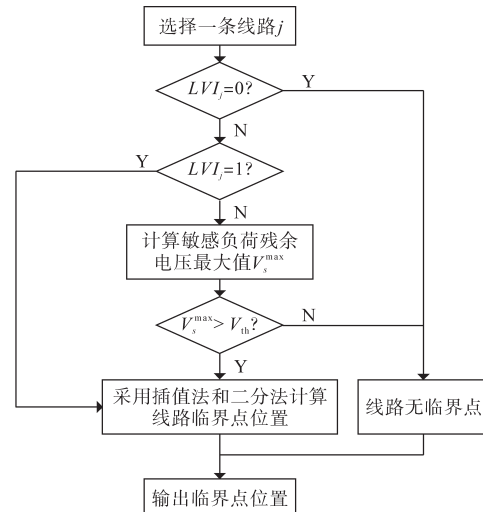


图4 步骤2)计算流程

Fig.4 The calculation process of step 2)

### 3 算例分析

采用IEEE30节点标准测试系统在Matlab中进行仿真验证。如图5所示,该系统包括6台发电机、4个变压器、30个节点母线和37条线路,其详细参数见文献[15]和文献[21]。假定节点母线21为敏感负荷接入点,以发生单相接地故障(A相)和三相短路故障为例,根据文中所提方法预估敏感负荷电压暂降频次。表1为线路或母线发生两类故障的概率<sup>[15]</sup>。

表1 线路及母线故障概率

Tab.1 Failure rate for lines and buses

| 故障类型   | 母线故障率/(次·a <sup>-1</sup> ) | 线路故障率/(次·a <sup>-1</sup> ) |
|--------|----------------------------|----------------------------|
| 单相接地故障 | 0.064                      | 2.000                      |
| 三相短路故障 | 0.003                      | 0.100                      |

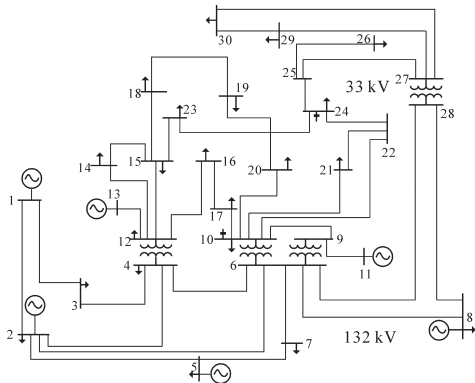


图5 IEEE30节点系统

Fig.5 IEEE30 bus test system

#### 3.1 暂降域及边界线分析

敏感负荷电压暂降阈值(标么值)分别设为0.3,0.4,0.5,0.6,0.7与0.8。根据文中所提的暂降域计算方法,得到了敏感负荷在两类故障下各临界点位置。为方便表述,对系统中的所有线路进行编号,如表2所示。

此处仅给出敏感负荷暂降阈值为0.3和0.7

表2 系统线路编号

Tab.2 Number of system lines

| 线路编号 | 线路 F-T | 线路编号 | 线路 F-T | 线路编号 | 线路 F-T |
|------|--------|------|--------|------|--------|
| 1    | 1-2    | 14   | 12-14  | 27   | 15-23  |
| 2    | 1-3    | 15   | 12-15  | 28   | 22-24  |
| 3    | 2-4    | 16   | 12-16  | 29   | 23-24  |
| 4    | 3-4    | 17   | 14-15  | 30   | 24-25  |
| 5    | 2-5    | 18   | 16-17  | 31   | 25-26  |
| 6    | 2-6    | 19   | 15-18  | 32   | 25-27  |
| 7    | 4-6    | 20   | 18-19  | 33   | 27-29  |
| 8    | 5-7    | 21   | 19-20  | 34   | 27-30  |
| 9    | 6-7    | 22   | 10-20  | 35   | 29-30  |
| 10   | 6-8    | 23   | 10-17  | 36   | 8-28   |
| 11   | 9-11   | 24   | 10-21  | 37   | 6-28   |
| 12   | 9-10   | 25   | 10-22  |      |        |
| 13   | 12-13  | 26   | 21-22  |      |        |

时的单相接地故障和三相短路故障电压暂降域示意图,分别如图6和图7所示。

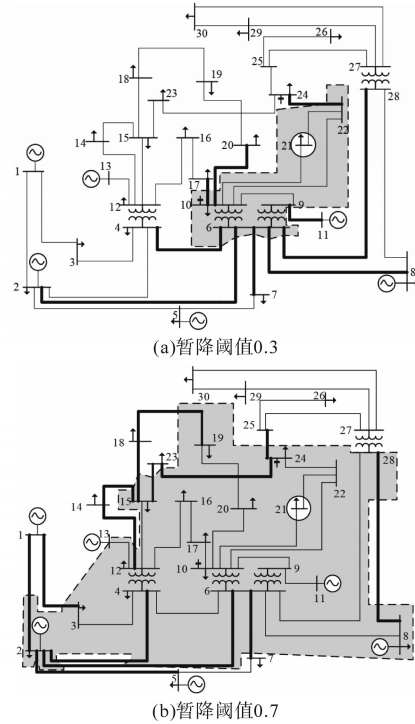


图6 单相接地故障时的电压暂降域

Fig.6 Vulnerable area under single line to ground faults

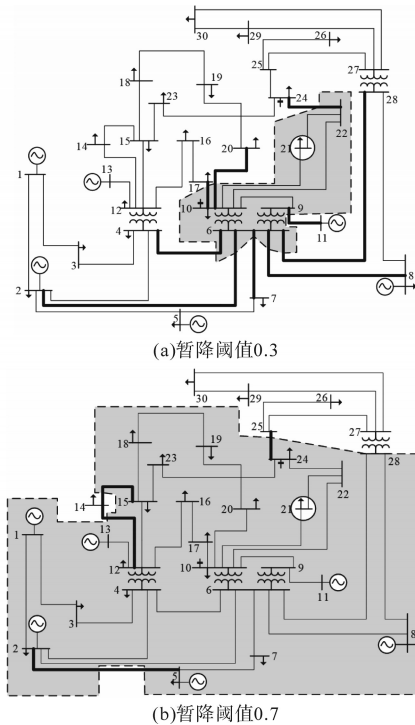


图7 三相短路故障时的电压暂降域

Fig.7 Vulnerable area under three phase faults

图中,阴影区域为敏感负荷电压暂降域范围,加粗线路为部分位于暂降域内的边界线。

从电压暂降域示意图中可以直观地看出系统所有边界线的分布。例如由图6a可知,系统中



共有9条边界线,分别为线路6,7,9,10,11,22,23,28与37。

表3为两类故障时各暂降阈值下系统所有边界线的分布情况。

表3 系统边界线分布

Tab.3 Distribution of system boundary lines

| 故障分布   | 敏感负荷暂降阈值 $V_{th}$ (标么值) |                           |                                       |                                         |                                     |                  |
|--------|-------------------------|---------------------------|---------------------------------------|-----------------------------------------|-------------------------------------|------------------|
|        | 0.3                     | 0.4                       | 0.5                                   | 0.6                                     | 0.7                                 | 0.8              |
| 单相接地故障 | 6,7,9,10,11,12,23,28,37 | 6,7,9,11,23,22,28,36,37   | 3,4,6,9,11,18,22,28,36,37             | 1,3,4,6,9,11,13,14,15,16,18,22,29,30,36 | 1,2,3,5,6,9,14,17,19,20,27,29,30,36 | 5,14,17,31,33,34 |
| 三相短路故障 | 6,7,9,10,11,22,23,28,37 | 3,4,6,9,10,11,18,22,28,37 | 3,4,6,9,11,13,14,15,16,18,22,29,30,36 | 1,2,3,5,8,11,13,14,17,19,20,27,29,30,36 | 5,14,17,30                          | 31,33,34         |

### 3.2 电压暂降频次计算

计算完全位于暂降域内的线路故障和各母线故障时敏感负荷处的暂降频次,结果如图8所示。结合图6~图8分析可知,随着电压暂降阈值的提高,暂降域范围逐渐增大,从而使得有更多的线路完全位于暂降域内,导致敏感负荷母线处的暂降频次增加。

结果差异较大。例如线路7仅末端位于暂降域内,且由于指数分布与正态分布线路末端故障概率较低,因此线路故障均匀分布时的暂降频次高于指数分布和正态分布。

表4 单相故障下敏感负荷阈值为0.3的暂降频次

Tab.4 Expected sag frequency under single line to ground faults when threshold is 0.3

| 线路编号 | 暂降频次/(次·a <sup>-1</sup> ) |       |       |
|------|---------------------------|-------|-------|
|      | 均匀分布                      | 指数分布  | 正态分布  |
| 6    | 0.037                     | 0.010 | 0.000 |
| 7    | 0.185                     | 0.056 | 0.008 |
| 9    | 0.068                     | 0.131 | 0.001 |
| 10   | 0.172                     | 0.310 | 0.006 |
| 11   | 0.005                     | 0.009 | 0.000 |
| 22   | 0.073                     | 0.119 | 0.010 |
| 23   | 0.147                     | 0.173 | 0.180 |
| 28   | 0.089                     | 0.134 | 0.026 |
| 37   | 0.096                     | 0.181 | 0.002 |
| 总计   | 0.872                     | 1.124 | 0.233 |

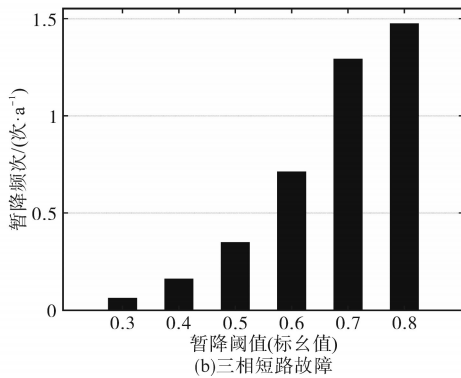
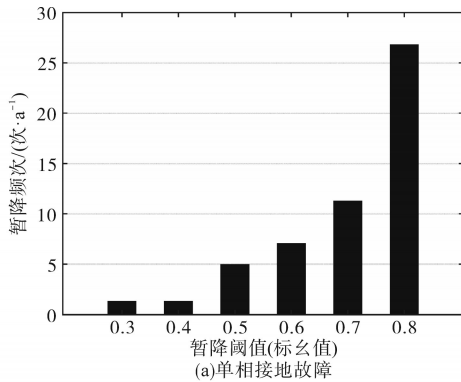


图8 暂降域内线路及母线故障时的暂降频次预估结果

Fig.8 Results of the expected sag frequency in case of lines and buses faults in the vulnerable area

假设沿边界线的故障分布为均匀分布、指数分布和正态分布,计算敏感负荷母线在不同故障分布下的暂降频次。表4为单相接地故障下敏感负荷暂降阈值为0.3时的暂降频次。由图6a和表4可知,各边界线位于暂降域内的位置及长度均不相同,从而导致在三种故障分布下频次的预估

图9为两种故障下敏感负荷不同阈值时的暂降频次。从图9的预估结果可以看出,沿边界线不同故障分布会显著影响敏感负荷母线处的暂降频次。结合表3和图9分析可知,系统中存在的边界线越多,故障分布对暂降频次的影响就越大。

图10为敏感负荷母线总暂降频次。从图中可以看出在各暂降阈值下,当线路故障为正态分布时,敏感负荷总暂降频次均为最小。例如当发生单相接地故障时,总电压暂降频次在线路故障为正态分布时分别为0.233,1.800,1.527,3.279,5.087,0.820,单位:次/a,均匀分布时分别为0.872,2.791,2.524,4.039,7.388,1.386,单位:次/a,指数分布时分别为1.124,3.014,2.668,3.469,6.305,1.448,单位:次/a。线路故障正态分布时的总暂降频次均为三种故障分布下的最小值,因此总暂降频次受正态分布的影响最小,主要受指数分布与

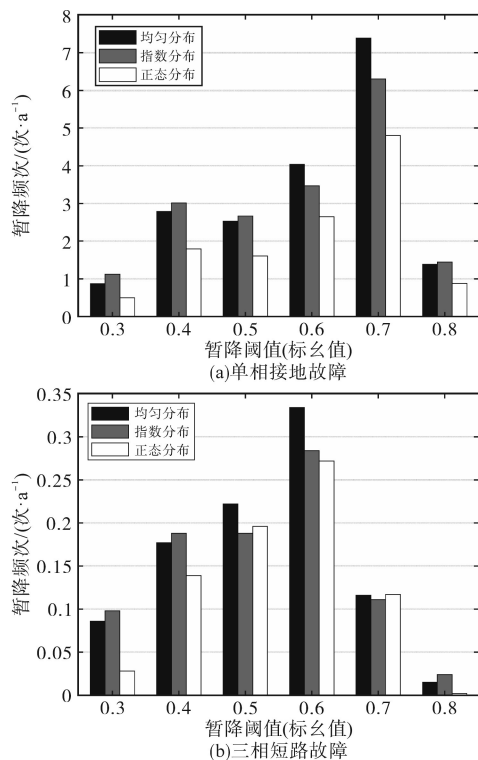


图9 不同故障分布下的暂降频次预估结果

Fig.9 Results of the expected sag frequency under different fault distribution

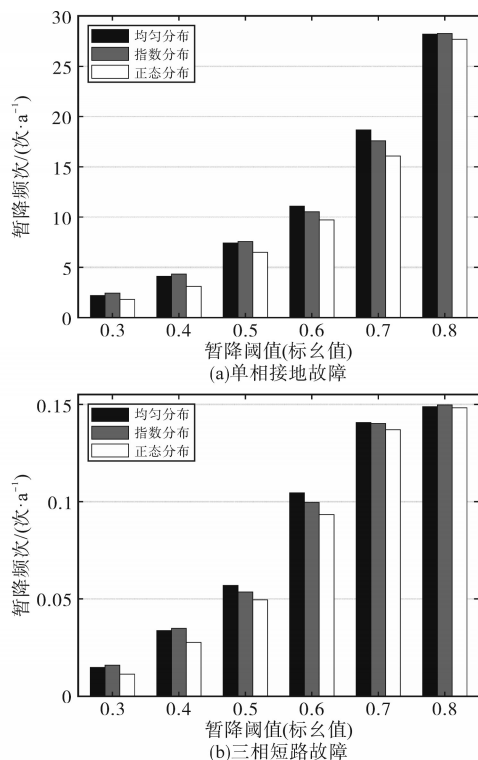


图10 总暂降频次预估结果

Fig.10 Results of the total expected sag frequency

均匀分布的影响。若采用传统随机预估方法,仅能计算出线路故障均匀分布的情况,若实际线路故障分布为指数分布或正态分布,将会使得最终的

频次预估结果产生误差,从而影响后续电压暂降的治理。因此,本文所提方法能够考虑沿线故障分布的影响并对敏感负荷电压暂降频次进行有效预估,弥补了传统随机预估方法仅考虑均匀故障分布的缺点。

## 4 结论

本文基于沿线不同故障分布特性,提出了一种考虑沿暂降域边界线故障分布的电压暂降随机预估方法。通过计算得到了不同电压暂降阈值下敏感负荷所在母线的暂降域。根据得到的暂降域范围确定了边界线分布,最后沿边界线设置指数故障分布、正态故障分布及均匀故障分布,分别对不同故障分布下敏感负荷母线的暂降频次进行了对比分析。

算例结果表明,不同暂降阈值或不同故障类型会形成不同的电压暂降域范围。在同一暂降域范围内,沿暂降域边界线不同故障分布特性会影响敏感负荷电压暂降频次。通过对暂降域边界线的识别,能够快速定位需考虑沿线故障分布特性的线路。针对传统电压暂降随机预估方法只适用于沿线故障均匀分布的问题,本文所提方法可根据实际线路故障分布特性对敏感负荷电压暂降频次进行预估,预估流程更具灵活性,计算结果更加准确,可为电压暂降治理提供参考。

## 参考文献

- [1] 徐悦,李博,孙建军,等.基于运行韧性评价的配电网电压暂降治理评估[J].电力系统自动化,2021,45(5):104-110.  
XU Yue, LI Bo, SUN Jianjun, et al. Evaluation of voltage sag management in distribution network based on operation resilience assessment[J]. Automation of Electric Power Systems, 2021, 45(5): 104-110.
- [2] 王建勋,张逸,陈晶腾,等.省级电网电压暂降评估与工业用户潜在供电点优选[J].电力自动化设备,2021,41(8):201-207,224.  
WANG Jianxun, ZHANG Yi, CHEN Jingteng, et al. Evaluation of provincial power grid voltage sag and optimal selection of potential power supply points for industrial users[J]. Electric Power Automation Equipment, 2021, 41(8): 201-207, 224.
- [3] 刘海涛,叶筱怡,吕干云,等.引入调节因子改进S变换电压暂降源识别[J].电气传动,2021,51(18):59-64.  
LIU Haitao, YE Xiaoyi, LÜ Ganyun, et al. Modified S-transform voltage sag source identification by introducing regulation factor[J]. Electric Drive, 2021, 51(18): 59-64.
- [4] 胡文曦,肖先勇.电网结构对电压暂降传播的影响及其量化分析方法[J].电力自动化设备,2020,40(7):181-189.

- HU Wenxi, XIAO Xianyong. Influence of grid structure on voltage sag propagation and its quantitative analysis method[J]. *Electric Power Automation Equipment*, 2020, 40(7): 181-189.
- [5] LIAO H, MILANOVIĆ J V, RODRIGUES M, et al. Voltage sag estimation in sparsely monitored power systems based on deep learning and system area mapping[J]. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2018, 33(6): 3162-3172.
- [6] XAVIER Zambrano, ARACELI Hernandez, MOHAMED Izzeddine, et al. Estimation of voltage sags from a limited set of monitors in power systems[J]. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2017, 32(2): 656-665.
- [7] 浦雨婷, 杨洪耕, 马晓阳. 基于数据挖掘与改进灰靶的电压暂降严重度分析与评估[J]. *电力系统自动化*, 2020, 44(2): 198-206.
- PU Yuting, YANG Honggeng, MA Xiaoyang. Analysis and evaluation of voltage sag severity based on data mining and improved grey target theory[J]. *Automation of Electric Power Systems*, 2020, 44(2): 198-206.
- [8] 郎福龙, 田立军, 王滕藤. 基于电压暂降监测点优化配置的同轴松弛凹陷域分析[J]. *电力系统保护与控制*, 2017, 45(18): 96-101.
- LANG Fulong, TIAN Lijun, WANG Tengting. An analysis to the concentric relaxation vulnerability area of voltage sag based on optimal allocation of voltage sag monitors[J]. *Power System Protection and Control*, 2017, 45(18): 96-101.
- [9] BOLLEN M. Understanding power quality problem: voltage sag and interruption[M]. NJ: IEEE Press, 2000.
- [10] 王晞, 唐权, 陈礼频, 等. 基于多种数值分析方法的电压暂降凹陷域快速算法[J]. *电测与仪表*, 2018, 55(8): 35-40.
- WANG Xi, TANG Quan, CHEN Lipin, et al. Fast algorithm for vulnerable area of voltage sag based on multiple numerical analysis methods[J]. *Electrical Measurement & Instrumentation*, 2018, 55(8): 35-40.
- [11] CARAMIA P, DI Mambro E, VARILONE P, et al. Impact of distributed generation on the voltage sag performance of transmission systems[J]. *Energies*, 2017, 10(7): 959.
- [12] PARK C H, JANG G. Systematic method to identify an area of vulnerability to voltage sags[J]. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2017, 32(3): 1583-1591.
- [13] 甄超, 康健, 白天宇, 等. 基于BP神经网络的暂降域识别方法[J]. *科学技术与工程*, 2020, 20(13): 5161-5166.
- ZHEN Chao, KANG Jian, BAI Tianyu, et al. Method to identify voltage sag exposed area based on back propagation neural network[J]. *Science Technology and Engineering*, 2020, 20(13): 5161-5166.
- [14] 王建波, 张艳丽, 刘长荣, 等. 基于电压曲线特征的电压暂降凹陷域快速计算[J]. *电力电容器与无功补偿*, 2021, 42(4): 209-214.
- WANG Jianbo, ZHANG Yanli, LIU Changrong, et al. Fast calculation of voltage sag vulnerable area based on voltage curve characteristics[J]. *Power Capacitor & Reactive Power Compensation*, 2021, 42(4): 209-214.
- [15] PARK C H, JANG G. Stochastic estimation of voltage sags in a large meshed network[J]. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2007, 22(3): 1655-1664.
- [16] 谢伟伦, 薛峰, 黄志威. 基于网络传播特性的配电网电压暂降随机预估方法[J]. *电力系统保护与控制*, 2020, 48(8): 163-171.
- XIE Weilun, XUE Feng, HUANG Zhiwei. Stochastic estimation method of voltage sags for a distribution network based on network propagation property[J]. *Power System Protection and Control*, 2020, 48(8): 163-171.
- [17] 冯澎湃, 肖楚鹏, 郭松, 等. 考虑含多敏感负荷的配电网电压暂降脆弱区域辨识方法研究[J]. *电力系统保护与控制*, 2020, 48(11): 36-44.
- FENG Pengpai, XIAO Chupeng, GUO Song, et al. Voltage sag vulnerable area identification of a distribution grid with multiple sensitive loads[J]. *Power System Protection and Control*, 2020, 48(11): 36-44.
- [18] AUNG M T, MILANOVIĆ J V, GUPTA C P. Propagation of asymmetrical sags and the influence of boundary crossing lines on voltage sag prediction[J]. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2004, 19(4): 1819-1827.
- [19] ELISA Espinosa Juárez, ARACELI Hernández. An analytical approach for stochastic assessment of balanced and unbalanced voltage sags in large systems[J]. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2006, 21(3): 1493-1500.
- [20] MILANOVIĆ J V, AUNG Thu Myo, GUPTA C P. The influence of fault distribution on stochastic prediction of voltage sags[J]. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2005, 20(1): 278-285.
- [21] University of Washington Electrical Engineering. IEEE 30-bus test case[EB/OL]. [2021-12-30]. [http://www.ee.washington.edu/research/pstca/pf30/pg\\_tca30bus.html](http://www.ee.washington.edu/research/pstca/pf30/pg_tca30bus.html).

收稿日期:2021-12-30

修改稿日期:2022-03-01

# 基于特征选择的电网调度控制指令自动推送系统

孟超,王联智,谢敏,符艺超

(南方电网海南数字电网研究院有限公司,海南 海口 570100)

**摘要:**由于已有系统未能对电网调度控制指令推送过程进行评估,导致推送延时和能量损耗等增加。提出一种基于特征选择的电网调度控制指令自动推送系统,根据电网调度控制指令特性对控制指令自动推送过程进行多维度评估,通过特征选择方法对电网调度指令进行层级分类,再根据对不同类别的指令进行多维度分析,加入匹配节点传输功率,构建控制指令自动推送模型,分别在不同层级进行指令传输。在上述基础上,结合系统的需求,给出电网调度控制指令自动推送系统的设计方案,对系统的工作流程和任务模块进行详细分析和介绍。经实验测试证明,所设计系统能够有效降低推送延迟和能量损耗,同时丢包率和拥堵时间也相应减少。

**关键词:**特征选择;电网调度;控制指令;自动推送系统

**中图分类号:**TP393 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqcd24057

## Automatic Push System of Power Grid Dispatching Control Commands Based on Feature Selection

MENG Chao, WANG Lianzhi, XIE Min, FU Yichao

(Hainan Digital Grid Research Institute, China Southern Power Grid, Haikou 570100, Hainan, China)

**Abstract:** As the existing system fails to evaluate the process of pushing the power grid dispatch control instructions, the push delay and energy loss increase. A feature selection-based automatic push system for power grid dispatch control commands was proposed. According to the characteristics of power grid dispatch control commands, the automatic push process of control commands was evaluated in multiple dimensions. Hierarchical classification of power grid dispatching instructions by feature selection method. The instructions were analyzed in multiple dimensions, the transmission power of matching nodes were added, and the automatic push model of operating instructions was built, and the instructions were transmitted at different levels. On the basis of the above, combined with the requirements of the system, a design scheme for the automatic push system of power grid dispatching control commands was given, and the working process and task modules of the system were analyzed and introduced in detail. Experimental tests prove that the designed system can effectively reduce the push delay and energy loss, while the packet loss rate and congestion time are also reduced accordingly.

**Key words:** feature selection; power grid dispatching; operating instructions; automatic push system

随着我国经济的持续发展,电力领域管理自动化水平快速提升<sup>[1]</sup>,传统的变电系统已经无法满足当前社会的发展需求。国外学者提出未来的变电站将摆脱仅有的硬件保护和自动化系统,取而代之的是运行虚拟服务的软件定义控制系统<sup>[2]</sup>。经过互联网数字化时代的推进,数字化变电站成为了现阶段电网管理的关注焦点。最近几年以来,我国相继研究出了一些新型的变电设备。其中,判断变电设备的操作流程和步骤是否

正确,是现阶段电力调度工作人员的首要任务,尤其是在多站协同的变电操作中,如果电网调度控制指令推送错误将会导致停电事故发生,给国家和人民带来巨大的经济损失。为了确保电网调度控制指令自动推送的质量,满足生产生活中的供电需求,对电网调度指令提出了更高的要求。国内相关专家也给出了一些较好的研究成果。侯敏等人<sup>[3]</sup>设计了海洋观测数据推送系统,采用改进的消息队列遥测传输协议(message

**基金项目:**中国南方电网公司科技项目(ZBKJXM20180617)

**作者简介:**孟超(1988—),男,本科,工程师,主要研究方向为电网调度技术,Email:mcmc1949@163.com



queuing telemetry transport, MQTT)对推送数据进行加密,设计消息队列管理模块,结合手机客户端的连接,实现实时数据的推送。但是该方法并未对消息控制指令进行评估,导致信息推送过程中容易产生多路径同时传输情况,产生信号干扰从而增加推送延迟时间;于毅等人<sup>[4]</sup>研究一种切削数据主动推送系统,设计信息通信模块,根据超文本传输协议(hyper text transfer protocol, HTTP)和MQTT协议,设计一旦出现相关信息就立即进行实时切削数据推送的系统。但是该方法算法相对复杂,系统运行中能量损耗较大,因此实用性不高。

针对现有方法的不足,本文提出一种基于特征选择的电网调度控制指令自动推送系统,对控制指令自动推送过程进行多维度评估,构建基于特征选择的电网调度控制指令自动推送模型,实现指令的自动推送。经实验测试证明,所设计系统能够快速准确地完成电网调度控制指令的自动推送,同时可以有效降低推送延迟和能量损耗,具有较好的应用性能。

## 1 基于特征选择的电网调度控制指令自动推送系统设计

### 1.1 硬件设计

在本文提出的基于特征选择的电网调度控制指令自动推送系统的硬件设计中,将主控芯片与拓展服务器作为系统运行的主要支撑。

**主控芯片:**系统采用STM(ST micro ecectics)作为设计系统的主控芯片,基于ARM(acorn RISC machine)内核,使得系统的数据处理能力得到提高。在设计系统运行时,时速可达84 MHz。同时,装载了高速集成的数据存储单元,可以适应256 KB数据的同时处理,扩展性较高,使系统的运行与数据处理能力具有一定程度的提升。

**拓展服务器:**系统采用IBM Fast T600型号的拓展服务器,是用于构建数据信息资源组的一种储存设备,可用于存储数据信息和相关数据文件,具有较好的性能。

### 1.2 软件设计

系统主要通过载波集中器和低电压力线载波和推送端进行通信,其中系统的采集终端主要采用485总线和用户的电表进行连接,进而得到不同类型的电力数据,图1给出电网调度控制指令自动推送系统的组成结构图。

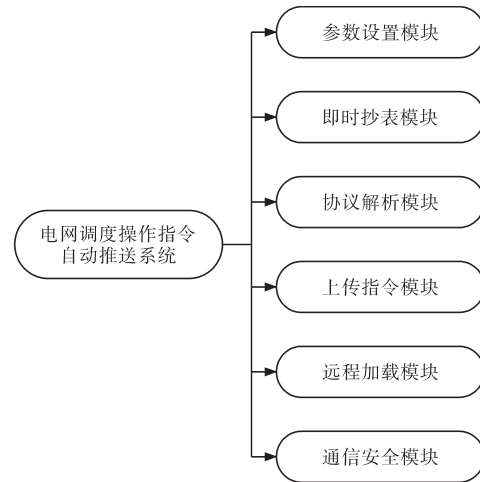


图1 电网调度控制指令自动推送系统

Fig.1 Automatic push system of power grid dispatching operation instructions

参数设置模块主要负责电力系统主站下的集中器参数设定,其中重点包含推送路径选择以及数据存储<sup>[5-6]</sup>等相关操作。

即时抄表模块主要负责执行电网下达的抄表指令,在得到数据后直接下达对应的控制指令,并且将其推送至主站。

协议解析模块负责对主站下达的数据帧进行协议解析,精准分析电网调度指令,同时对得到的控制指令进行协议封装后再进行推送。

上传指令模块将电网设定的控制指令及时推送到主站服务器,同时也可以设定对应的推送任务参数。

远程加载模块主要是为了对系统中一直处于运行状态的软件进行实时更新和维护<sup>[7]</sup>。实时更新用户请求,结合相关请求制定电力设备更新方案,确保系统的工作效率得到有效提升。

通信安全功能能够确保电网调度指令的隐私性,同时也能够安全进行推送。

### 1.3 构建基于特征选择的电网调度控制指令自动推送模型

#### 1.3.1 模型构建原理

基于特征选择的电网调度控制指令自动推送模型是针对电网调度指令进行特征选择,建立一个通用的电网调度指令特征选择的框架,针对不同指令进行分类,按照不同类别指令层级进行自动推送,在推送前还需进行多维评估,避免数据丢失、多路径同时推送产生拥堵及延时、噪声干扰等情况发生。电网调度指令特征选择的框架如图2所示。

电网调度控制指令主要通过5G信号进行推

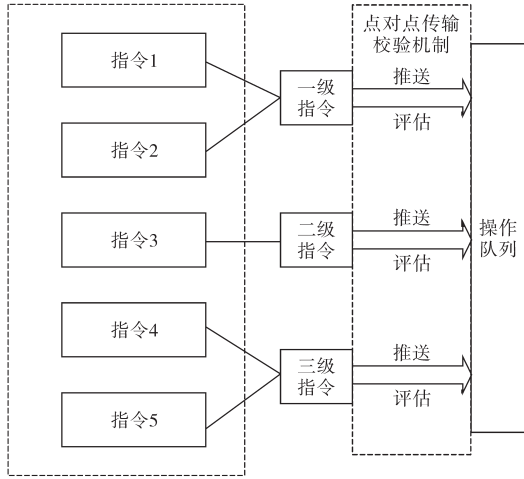


图2 电网调度指令特征选择的框架  
Fig.2 Framework of power grid dispatching command feature selection

送<sup>[8-9]</sup>,同时还具有可移动性。采用移动组网模式完成拓扑可连通性的检测,网络建立完成后主要通过点对点传输校验机制进行自动推送。控制指令在进行首次推送的过程中,需要对指令推送情况进行裁决,当确定稳定推动后,才可以进行下一次的电网调度控制指令自动推送。假设在推送过程中出现抖动,会导致部分指令丢失或者指令停止,需要重新启动推送过程,方便数据为接收端所获取。

图3给出了电力系统网络节点的部署情况。

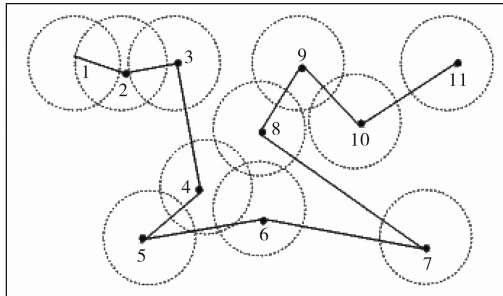


图3 电力系统网络节点部署  
Fig.3 Power system network node deployment

在分布区域内,节点均采用随机分布的形式进行部署,当电力系统中的节点完成数据组网后以及数据推送流程,中继节点需要依次确定数据推动质量,同时判断是否继续进行电网调度指令推送<sup>[10-11]</sup>。

### 1.3.2 控制指令多维度评估

在推送过程中可能存在链路抖动以及能量限制等多方面不利的因素,使得电网调度控制指令在自动推送过程中发生故障,在故障时间内电网调度控制指令自动推送将处于停滞状态。为了确保电网调度控制指令的正常推送,分别从多

个不同的方面展开分析和研究,对控制指令自动推送过程进行多维度评估<sup>[12-13]</sup>。

1)由于电网发射调度指令的过程中需要通过无线方式进行信号预成型,在推送过程中相邻节点可能会存在路径抖动的情况,促使下一跳节点无法同时进行数据检验,同时还会出现数据报文丢失的情况。针对上述情况,需要针对相邻节点间的信号衰减损耗进行评估<sup>[14-15]</sup>,有效降低电网调度控制指令自动推送的指令问题。

电网调度控制指令在推送过程中可能会存在源信号和信道附加信号,通常情况下,信号分布需要满足以下的约束条件:

$$P(\Psi) = \frac{1}{\phi\sigma^2} \exp\left(-\frac{m^2}{2\phi\sigma^2}\right) \Psi^2 \quad (1)$$

式中: $P(\Psi)$ 为信号分布函数; $\phi$ 为随机数; $\sigma$ 为电力系统的源信号; $m$ 为信道附加信号的传输周期值; $\Psi$ 为电力系统信号的标准差。

当电网调度的分布序列满足式(1)的约束条件后,需要通过计算获取统计平均值 $E[P(\Psi)]$ ,如下式:

$$E[P(\Psi)] = \int \frac{1}{\phi\sigma^2} \exp\left(-\frac{m^2}{2\phi\sigma^2}\right) \Psi^2 d\Psi \quad (2)$$

当电网中的节点处于移动状态时,需要确保弱分布和高斯分布条件保持一致,即需要对式(2)进行化简,则有:

$$E[P(\Psi)] = \sigma^2 \quad (3)$$

由式(3)可知,当推送端的信号能量 $\sigma^2$ 满足高斯分布过程,则借助衰减过程对随机数 $\phi$ 进行收敛。所以,通过以上计算公式能够确定电网信号衰减损耗 $\Omega$ ,即

$$\Omega = N(0, \sigma^2) \quad (4)$$

式中: $N$ 为电力系统中电力设备总信号能量。

2)在电网调度控制指令推送端移动的过程中还会存在多路径同时推送的情况,由于存在多条可推送链路,会出现节点互相串扰以及信号显著衰减等情况,产生拥堵,增加推送延时,降低工作效率。设定推送端数据推送初始化过程信号原始功率为 $P_0$ ,下一跳节点接收功率为 $P_{nest}$ ,则链路传输损耗 $\Omega_{get}$ 可以通过下式获取:

$$\Omega_{get} = \sum_{i=1} P_{nest}(i) \quad (5)$$

式中: $i$ 为链路按跳获取下一跳的节点。

通过网络任意节点功率代入式(5)中,即可得到当前时间段的链路传输损耗。在实际应用

的过程中,可以把链路推送进行分贝化处理,即对式(5)进行变形,具体的表达式如下:

$$[\Omega_{\text{get}}] \Delta P = [\text{eln} \sum_{i=1} \frac{P_0}{P_{\text{nest}}(i)}] \Delta P \quad (6)$$

式中: $\Delta P$ 为增益功率。

由于电网中的节点全部为制式节点,所以可以将当前网络中接收功率最低节点对应的功率设定为 $P_{\text{nest}}$ 的最小值,同时设定电网中最大跳数为 $k$ ,则式(6)可以转换为以下的形式:

$$[\Omega_{\text{get}}] \Delta P = [\text{eln} \sum_{i=1} \frac{kP_0}{P_{\text{nest}}}] \Delta P \quad (7)$$

3) 噪声干扰衰落损耗主要是由推送信道中噪声干扰形成,对功率损耗具有全局性影响,增加了能量消耗,同时还存在大量的制约性因素。结合莱斯噪声分布特性能够获取最大阈值 $\omega$ 对应的分布函数需要满足的约束条件:

$$G(\omega) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\phi}} \exp(-\frac{\omega^2}{2\phi\sigma^2}) \quad (8)$$

对式(8)中的莱斯噪声功率进行标准映射处理和归一化处理,进而能够得到:

$$G(\omega) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\phi}} \exp(-\frac{\omega^2}{2\phi}) \quad (9)$$

考虑到电网调度指令具有按照顺序推送的特性,可以通过阈值分布的方式进行调度指令自动推送,则推送链路中第 $n$ 个节点的接收信噪比 $\chi_n$ 如下式所示:

$$\chi_n = \frac{P_{\text{nest}}(n)}{\max G(n)} \quad (10)$$

式中: $P_{\text{nest}}(n)$ 为第 $n$ 个节点的接收功率; $\max G(n)$ 为噪声分布函数的最大值。

通过上述分析,实现对控制指令自动推送过程进行多维度评估,在评估结果中选择几个比较典型的指标,采用匹配节点传输功率,完成基于特征选择的电网调度控制指令自动推送模型的构建,实现指令自动推送。

## 2 实例验证

为了验证所提基于特征选择的电网调度控制指令自动推送系统的有效性,将本文设计系统与文献[3]和文献[4]提出的系统进行对比实验。选择某电网企业2020年第三季度电网数据进行实验,对三种不同系统的自动推送延时、丢包率、能量消耗和拥堵时间进行对比,以此验证本文系统的性能。

### 2.1 电网调度控制指令自动推送延时对比

将电网调度控制指令自动推送延时作为测试指标,使用同一数据进行5次实验测试,对比三种不同系统的推送延时,具体实验结果如图4所示。

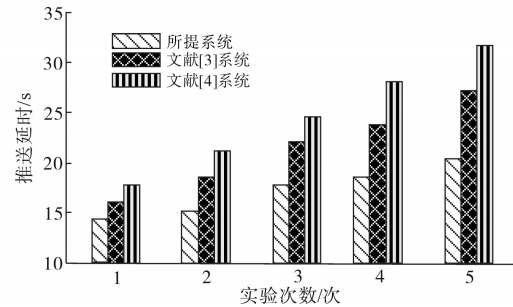


图4 不同系统的推送延时测试结果

Fig.4 Push delay test results of different systems

从图4可知,当实验次数逐渐增加,各个系统的推送延时也开始增加。文献[3]系统延时最高为27 s,文献[4]系统延时最高为32 s,和这两种系统相比,本文设计系统的推送延时最高为20 s,明显低于另外两种系统,有效验证了所提系统的优越性。这是因为所设计系统在控制指令自动推送过程中,对其进行多维度评估,多路径同时推送,减少了推送延时。

### 2.2 电网调度控制指令自动推送丢包率对比

在电网调度指令进行自动推送的过程中,会存在丢失的情况,实验主要采用丢包率衡量不同系统电网调度指令的丢失概率。使用同一数据进行5次实验测试,得到详细的实验结果如图5所示。

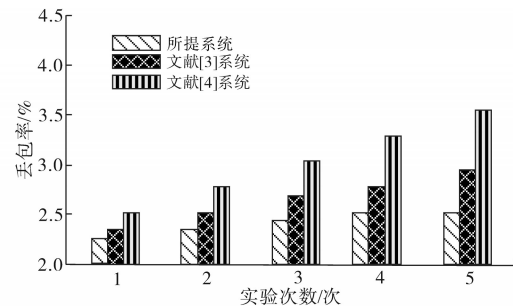


图5 不同系统的丢包率测试结果

Fig.5 Test results of packet loss rate of different systems

分析图5中的实验数据可知,文献[3]系统丢包率最高为3.0%,文献[4]系统丢包率最高为3.7%,本文系统的丢包率最高为2.5%,明显要比另外两种系统低,主要是因为所提系统在设计的过程中,针对控制指令自动推送过程进行多维度评估,结合评估结果选择对应的指标,这样能够全面增强系统的整体性能,有效降低丢包率。



### 2.3 电网调度控制指令自动推送能量消耗对比

为了进一步验证所设计系统的优越性,实验对比不同系统进行指令推送过程中的能量消耗情况,具体实验结果如图6所示。

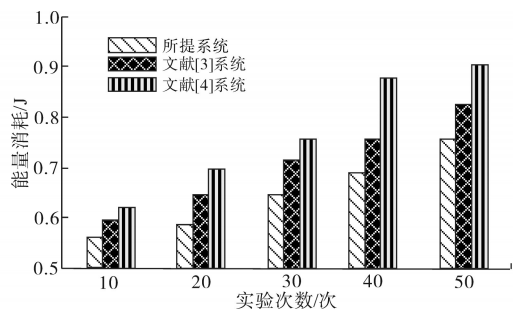


图6 不同系统的能量消耗测试结果

Fig.6 Energy consumption test results of different systems

由图6中的实验数据可知,文献[3]系统的能量消耗最高为0.82 J,文献[4]系统的能量消耗最高为0.9 J,所提系统的能量消耗在三种系统中为最低,最高能量消耗为0.72 J,充分验证了所提系统可以有效降低能量消耗的优越性。这是因为本文系统在进行多维评估时,降低了噪声干扰,对噪声功率进行标准映射处理和归一化处理,降低了能量消耗。

### 2.4 电网调度控制指令自动推送拥堵时间对比

实验对比三种不同系统在电网调度指令在推送过程中的拥堵时间。选择10条调度指令作为测试对象,将其编号为1~10,使用三种系统推送10条调度指令,以此对比三种不同系统在电网调度指令在推送过程中的拥堵时间,测试结果如表1所示。

表1 不同系统的推送拥堵时间测试结果

Tab.1 Push congestion time test results of different systems

| 测试对象<br>编号 | 推送拥堵时间/s |         |         |
|------------|----------|---------|---------|
|            | 所提系统     | 文献[3]系统 | 文献[4]系统 |
| 1          | 158      | 167     | 164     |
| 2          | 150      | 157     | 153     |
| 3          | 132      | 140     | 138     |
| 4          | 156      | 174     | 170     |
| 5          | 140      | 158     | 152     |
| 6          | 122      | 130     | 128     |
| 7          | 143      | 156     | 150     |
| 8          | 168      | 184     | 178     |
| 9          | 180      | 197     | 190     |
| 10         | 125      | 153     | 142     |

分析表1中的实验数据可知,文献[3]系统在电网指令自动推送过程中最高拥堵时间为197 s,文献[4]系统在电网指令自动推送过程中最高拥

堵时间为190 s,所提系统在电网指令自动推送过程中拥堵时间最高为180 s,明显低于另外两种系统,充分验证了所提系统的优越性。这是因为本文所设计的系统在对控制指令进行自动推送时,通过特征选择进行多维评估,避免了多路径同时推送而产生的拥堵,所以本文系统推送时的拥堵时间较低。

## 3 结论

针对传统系统存在的不足,提出一种基于特征选择的电网调度控制指令自动推送系统。根据电网调度控制指令的特征,对控制指令自动推送过程进行多维度评估。通过实验测试,能够证明本文提出系统能够有效降低能量消耗和推送拥堵时间,同时还能够减少丢包率和推送延时,可广泛应用于不同的研究领域中。

但是在电网指令自动推送过程中,本文系统的最高拥堵时间为180 s,虽然高于现有方法的时间,但是在此部分还有进步的空间。在接下来的研究中,需着重对指令推送拥堵时间进行研究,以此进一步提高设计系统的使用性能。

### 参考文献

- [1] 王子强,李家璐,陈静鹏,等. 基于移动Agent的电力调度管理系统设计与研究[J]. 电子器件, 2020, 43(2): 255-260.  
WANG Ziqiang, LI Jialu, CHEN Jingpeng, et al. Design and research of power dispatching management system based on mobile agent[J]. Chinese Journal of Electron Devices, 2020, 43(2): 255-260.
- [2] HUNT R, FLYNN B, SMITH T. The substation of the future: moving toward a digital solution[J]. IEEE Power and Energy Magazine, 2019, 17(4): 47-55.
- [3] 侯敏,刘倩,杨华勇,等. 基于MQTT协议的海洋观测数据推送系统[J]. 计算机工程与应用, 2019, 55(20): 227-231.  
HOU Min, LIU Qian, YANG Huayong, et al. Data push system of marine observation based on MQTT protocol[J]. Computer Engineering and Applications, 2019, 55(20): 227-231.
- [4] 于毅,黄传真,牛佳慧,等. 基于消息队列遥测传输协议的切割数据主动推送系统设计[J]. 工具技术, 2019, 53(5): 46-50.  
YU Yi, HUANG Chuazhen, NIU Jiahui, et al. Design of active push system for cutting data based on message queue telemetry transmission protocol[J]. Tool Engineering, 2019, 53(5): 46-50.
- [5] 陈涛,王东升,王政军,等. 一种基于压缩感知的数字图书馆数据存储方法研究[J]. 图书馆杂志, 2019, 38(9): 4-11.  
CHEN Tao, WANG Dongsheng, WANG Zhengjun, et al. An efficient data storage method in digital library based on compressed sensing[J]. Library Journal, 2019, 38(9): 4-11.
- [6] 刘雪娇,叶薇,蒋经纬,等. 混合云模式下数据安全存储方案



- [J].北京理工大学学报,2019,39(3):295-303.
- LIU Xuejiao, YE Wei, JIANG Jingwei, et al. Secure data storage scheme in hybrid cloud[J]. Transactions of Beijing Institute of Technology, 2019, 39(3):295-303.
- [7] 綦法群,周宏明,庞继红,等.基于半马尔可夫过程的冷备系统维护策略优化[J].中国机械工程,2020,31(3):336-343.
- QI Faqun, ZHOU Hongming, PANG Jihong, et al. Maintenance policy optimization for a cold standby system based on Semi-Markov process[J]. China Mechanical Engineering, 2020, 31(3):336-343.
- [8] 刘家军,王锬,谭雅岚,等.一种电网解列、并列与联络线潮流综合控制方法[J].电气传动,2020,50(8):100-106.
- LIU Jiajun, WANG Kun, TAN Yalan, et al. An integrated control method of splitting, paralleling and tie-line power flow[J]. Electric Drive, 2020, 50(8):100-106.
- [9] 张继东,王蓉.基于用户行为感知的数字期刊服务推送研究[J].情报科学,2019,37(5):19-24.
- ZHANG Jidong, WANG Rong. Research on digital journal service pushing based on user behavior perception[J]. Information Science, 2019, 37(5):19-24.
- [10] 杨冯帆,常劲帆,王铮.一种可实现高精度时间同步的数据传输方法[J].计算机工程,2020,46(2):118-125,133.
- YANG Fengfan, CHANG Jinfan, WANG Zheng. A data transmission method for high precision of time synchronization[J]. Computer Engineering, 2020, 46(2):118-125, 133.
- [11] 袁明兰,龙颖,李林.基于分片重传链路感知机制的移动WSN网络数据传输算法[J].电子测量与仪器学报,2019,33(12):50-57.
- YUAN Minglan, LONG Ying, LI Lin. Data transmission algorithms for mobile WSN networks based on piecewise retransmit link awareness mechanism[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2019, 33(12):50-57.
- [12] 张露,FRANCOIS Auger,荆朝霞,等.基于非侵入式的事件检测方法统计评估[J].电测与仪表,2020,57(1):106-112,120.
- ZHANG Lu, FRANCOIS Auger, JING Zhaoxia, et al. Statistical assessment of abrupt change detections for NILM[J]. Electrical Measurement and Instrumentation, 2020, 57(1):106-112, 120.
- [13] 卓映君,管霖,陈亦平,等.基于精细化备用需求评估和跨省区备用均衡的大电网优化调度模型[J].电网技术,2021,45(4):1438-1450.
- ZHUO Yingjun, GUAN Lin, CHEN Yiping, et al. Optimal scheduling model of large power grids based on refined reserve demand estimation and cross-regional reserve balance[J]. Power System Technology, 2021, 45(4):1438-1450.
- [14] 吴城汀.基于Euclid范数的电梯能耗评价新方法[J].机床与液压,2019,47(8):71-73,78.
- WU Chengting. A new method of electrodynamic performance evaluation based on euclid norm[J]. Machine Tool & Hydraulics, 2019, 47(8):71-73, 78.
- [15] 赵鹏翔,范莹,周喜超,等.面向园区综合能源系统的评价方法[J].电源技术,2020,44(9):1379-1382,1390.
- ZHAO Pengxiang, FAN Ying, ZHOU Xichao, et al. Evaluation method for park integrated energy system[J]. Chinese Journal of Power Sources, 2020, 44(9):1379-1382, 1390.

收稿日期:2021-11-02

修改稿日期:2021-11-19

# 计及热网热惯性的沼气热电联产发电灵活性评估

何伟<sup>1</sup>, 赵伟哲<sup>1</sup>, 饶臻<sup>1</sup>, 李佳<sup>1</sup>, 单文亮<sup>2</sup>

(1. 国网江西省电力有限公司电力科学研究院, 江西 南昌 360102;

2. 天津市智慧能源与信息技术重点实验室(天津大学), 天津 300072)

**摘要:**随着碳中和和清洁供暖目标在农村地区的推广,电力和能源系统运行灵活性发挥着越来越重要的作用。针对这一趋势,以沼气热电联产系统为对象,提出一种计及热网热惯性的灵活性评估方法。首先,介绍了零碳农村综合能源系统的结构特征和运行目标,建立了覆盖沼气热电联产系统、沼气池、供热管网的模型。在此基础上,给出了适用于含热网的沼气热电联产灵活性的关键性能指标和评估方法。为了应对热网灵活性评估带来的延时最优控制问题,给出分解-聚合的评估方法,保证用户供热的同时,支持电力系统运行。算例结果表明,通过挖掘热网的灵活性消除热能供需之间的不平衡,能够有效提升热电联产灵活性,同时避免增加出力过程对于额外产生热量的浪费。

**关键词:**农村综合能源系统;沼气热电联产;发电灵活性;热网

**中图分类号:** TM28 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqcd24047

## Flexibility Evaluation of Biogas Driven Combined Heat and Power Considering the Thermal Inertia of District Heating Systems

HE Wei<sup>1</sup>, ZHAO Weizhe<sup>1</sup>, RAO Zhen<sup>1</sup>, LI Jia<sup>1</sup>, SHAN Wenliang<sup>2</sup>

(1. State Grid Jiangxi Electric Power Research Institute, Nanchang 360102, Jiangxi, China;

2. Key Laboratory of Smart Energy & Information Technology of Tianjin Municipality (Tianjin University), Tianjin 300072, China)

**Abstract:** Along with the promotion of carbon neutrality and clean heating in countryside areas, operational flexibility plays a more important role in electric power systems. Following this trend, a novel method was proposed for evaluating the flexibility of biogas driven combined heat and power (CHP) considering the thermal inertia of district heating systems. First, the structure and operating scheme of the zero-carbon rural integrated energy system were introduced. The biogas driven CHP, biogas storage system and district heating systems were modelled. On this base, key performance indices and evaluation methodology were proposed to characterize the flexibility of this system. To deal with the optimal control problem with time delays in flexibility evaluation, a decomposition and aggregation method was proposed, which ensure the heat supply to buildings while supporting the operation of the electrical system. The results show that district heating systems enhance the flexibility of the CHP by accommodating the imbalance in heat supply and demand, also, the use of district heating system can help the operator avoid dumping heat when increasing the CHP power output.

**Key words:** rural integrated energy system; biogas driven combined heat and power (CHP); electricity flexibility; district heating systems

随着碳中和目标的提出以及清洁供暖目标的推进,越来越多的可再生能源在农村能源系统得到利用,部分地区因地制宜发展了沼气热电联

产(combined heat and power, CHP)机组,降低农民用能成本的同时,也大大降低了农村供能系统的碳排放,实现了一举多得<sup>[1-2]</sup>。与此同时,间歇

**基金项目:**国家电网公司总部科技项目(52182019000K)

**作者简介:**何伟(1985—),男,博士,高级工程师,Email:lanlyhw@163.com

式可再生能源的大规模接入对于接入电气系统的灵活性也有了更高的要求。

沼气、电、热等多种能源的综合利用使得农村能源系统具有典型的区域综合能源特性,各系统运行存在较强的互济特性。已有研究表明多种能源协同能够大大提升系统运行灵活性<sup>[3]</sup>,利用灵活性的关键问题之一是如何对其灵活性进行评估,以满足系统调控需求,同时保证用户供能不受影响<sup>[4]</sup>。

区域综合能源系统的灵活性评估有两个关键因素,即灵活性指标和灵活性评估方法,目前已有大量研究。其中,灵活性指标包含两类典型体系:一是由幅值、爬坡率、持续时间和能量组成的技术指标;二是由容量、爬坡率和持续时间组成的正则化灵活性指标,提升灵活性评估模型的适用性<sup>[5-6]</sup>。对于区域综合能源系统灵活性评估主要涉及能源转换单元、热网、储能以及建筑物的协同<sup>[7]</sup>。文献[8]指出电-热系统的协同运行可以提升电力系统的灵活性,支持间歇性可再生能源的消纳;文献[9]讨论了热电机组两种灵活性改造方式(配置储热设备和配置电锅炉)的原理和有效性;文献[10]提出了综合考虑建筑物与集中供热管网热动态特性的热电联合运行模式;文献[11]进行了考虑管存特性的综合能源系统低碳经济调度研究;文献[12]考虑了能源市场背景下含储能的光伏和热电联产评估;文献[13]对利用建筑物和热网热惯性实施热电联产电力调峰运行的可行性进行了定性分析;文献[14]在考虑用户舒适度和碳交易的基础上,研究了园区电-热综合能源系统的经济调度;文献[15-16]从需求灵活性和蓄热能力的角度研究了热-电系统的灵活性,分析了热电厂和集中供热的动态可操作性,并对发电容量的灵活性与参加自动频率时设定的要求进行了比较。

随着清洁供热的发展,我国部分农村地区出现了沼气热电联产驱动的区域供热系统,提升了农村能源系统的灵活性。尽管已有大量相关研究,但对于以沼气热电联产为核心的农村综合能源系统灵活性评估依然存在如下问题:

1)不同于一般天然气热电联产等具有充足燃料供应的供能系统,农村使用的热电联产系统,一般采用沼气存储系统供应燃料,使用期间需要受容量约束,其调控能力也因此受限<sup>[17]</sup>,给现有热电联产模型增加了额外约束;

2)热电联产系统供热输出的扰动会导致沼气制备系统受到影响,进而影响燃料供应系统稳定性,因此沼气热电联产的供热需要更多手段保持稳定<sup>[18]</sup>,已有研究中对于沼气热电联产和热网协同模型尚不足以支撑其灵活性分析需求;

3)热网调控能力评估涉及多延时过程<sup>[19]</sup>,在求解过程中会遇到系统维度过高、规模受限的问题。

本文针对沼气热电联产、沼气存储、区域供热网络协同下的综合能源系统灵活性,开展了如下工作:首先介绍了含供热网络的沼气热电联产系统结构,并给出了相应的系统模型;在此基础上,给出了考虑系统运行约束的灵活性指标,并提出了基于管网模型“分解-聚合”的灵活性评估方法。最后通过算例分析,给出了影响不同因素对灵活性的影响。

## 1 含区域供热管网的沼气热电联产系统

### 1.1 典型结构

通过对农村生态养殖排泄物的有效处理,能够实现废弃物的能源化、资源化。沼气发酵池通过厌氧作用将秸秆、粪便等有机废弃物进行发酵,产生沼气用于储存或用作沼气 CHP 的燃料。图 1 给出了一种典型的沼气制备及供能系统结构。CHP 产生的电能与电网一同满足居民和沼气制备的电能需求;另一方面,CHP 产生的热能一部分用于维持沼气制备系统热能需求,余下的部分可通过区域供热管网满足居民供热需求。

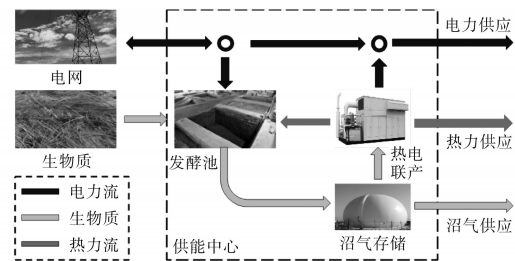


图1 典型沼气热电联产系统结构

Fig.1 Typical structure of biogas driven CHP

### 1.2 系统模型

沼气 CHP 系统各装置运行过程中,沼气制备过程中的电/热用量、热电联产产能、与电网的功率交换以及居民电/热用量满足:

$$\begin{bmatrix} L_e \\ L_h^{DH} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\gamma_{fur}^e & v_{chp} \eta_e^{CHP} \\ 0 & -\gamma_{fur}^h & v_{chp} \eta_h^{CHP} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_{grid} \\ P_{bio}^{met} \\ P_{stor}^{met} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$0 \leq \int_0^T (P_{bio}^{met} - P_{stor}^{met}) dt + E_{bio}^{met,0} \leq E_{bio}^{cap} \quad (2)$$

式中:  $L_e, L_h^{DH}$  分别为居民用电和用热负荷;  $\gamma_{\text{ur}}^e, \gamma_{\text{ur}}^h$  分别为生物质制备沼气过程中用电量和用热量系数;  $\eta_e^{\text{CHP}}, \eta_h^{\text{CHP}}$  分别为沼气 CHP 发电和产热效率;  $v_{\text{chp}}$  为储气装置释放沼气中用于 CHP 的比例;  $P_{\text{grid}}$  为从电网外购电量;  $P_{\text{met}}^{\text{met}}$  为生物质发酵池生物质注入量;  $P_{\text{met}}^{\text{stor}}$  为沼气存储装置释放流量;  $E_{\text{bio}}^{\text{met},0}$  为沼气池初始值;  $E_{\text{bio}}^{\text{cap}}$  为沼气池容量;  $\Pi$  为一个调度周期。

### 1.3 供热管网

本文研究对象为单热源热网,在忽略水锤等水力动态的建设基础上,可采用如下准动态模型对其动态行为进行描述:

$$\dot{T}(t) = f[t, T(t), T(t - \tau_{d,1}), \dots, T(t - \tau_{d,N_p}), L_h^{DH}, T_w] \quad (3)$$

其中  $f: \mathbf{R} \times \mathbf{R}^{(N_p + 1)N_T} \rightarrow \mathbf{R}^{N_T}$

$$T_w = [T_{\text{env}} \quad T_{\text{amb}}]^T \in \mathbf{R}^2$$

式中:  $T(t)$  为热网和建筑物温度的状态变量,  $T(t) \in \mathbf{R}^{N_T}$ ;  $\mathbf{R}$  为实数集;  $N_T$  为热网和建筑物中的状态总数;  $T_w$  为管道的周围温度(土壤温度);  $T_{\text{env}}$  为环境温度;  $T_{\text{amb}}$  为建筑室外温度;  $f$  为描述热网动态行为的函数;  $N_p$  为管道数;  $\tau_{d,i}$  为管道的传输延迟,  $i = 1, 2, \dots, N_p$ 。

## 2 沼气热电联产灵活性评估

### 2.1 灵活性指标

灵活性是生成单元或系统响应适应需求和供应变化的能力<sup>[5]</sup>。就本文系统而言,运行灵活性是指通过沼气热电联产系统各部分的协同,使农村能源系统适应间歇式可再生能源发电和用户电能需求方面波动和变化的能力。在灵活性描述方面,经典的灵活性指标包括3个,即灵活性幅值、爬坡速度及服务持续时间。对于沼气 CHP 来说,爬坡速度主要由发电设备和原动机本体决定,与其他系统关联较小,这里不做细化分析。

正常运行时沼气 CHP 运行基线由优化调度结果决定,其灵活性幅值可定义为输出容量上、下边界与基线的差,即

$$P_{\text{up}}^{\text{flexis}} = P_{e,\text{max}}^{\text{CHP}} - P_e^{\text{CHP}} \quad (4)$$

$$P_{\text{down}}^{\text{flexis}} = P_e^{\text{CHP}} - P_{e,\text{min}}^{\text{CHP}} \quad (5)$$

式中:  $P_{\text{up}}^{\text{flexis}}, P_{\text{down}}^{\text{flexis}}$  分别为热电联产机组可提供的向上和向下灵活性幅值;  $P_e^{\text{CHP}}$  为根据负荷和可再生能源预测结果生成的优化调度结果;  $P_{e,\text{max}}^{\text{CHP}}, P_{e,\text{min}}^{\text{CHP}}$  为沼气热电联产发电量可调控的上、下边界。

### 2.2 沼气热电联产系统灵活性评估

对于给定服务而言,需要 CHP 能够维持其调控一定时间长度,其灵活性需要综合考虑沼气 CHP 容量及热网运行的约束,具体评估方法如下:

$$P_{e,\text{max}}^{\text{CHP}} = \min \{ \bar{P}_{e,\text{cap}}^{\text{CHP}}, \bar{P}_{e,\text{stor}}^{\text{CHP}}, \bar{P}_{e,\text{dh}}^{\text{CHP}} \} \quad (6)$$

$$P_{e,\text{min}}^{\text{CHP}} = \max \{ \underline{P}_{e,\text{cap}}^{\text{CHP}}, \underline{P}_{e,\text{stor}}^{\text{CHP}}, \underline{P}_{e,\text{dh}}^{\text{CHP}} \} \quad (7)$$

式中:  $\bar{P}_{e,\text{cap}}^{\text{CHP}}, \underline{P}_{e,\text{cap}}^{\text{CHP}}$  为 CHP 正常运行的最大、最小出力;  $\bar{P}_{e,\text{stor}}^{\text{CHP}}, \underline{P}_{e,\text{stor}}^{\text{CHP}}$  为考虑沼气池存气能力的最大、最小功率限制;  $\bar{P}_{e,\text{dh}}^{\text{CHP}}, \underline{P}_{e,\text{dh}}^{\text{CHP}}$  为考虑热网对于不平衡供热消纳能力的最大、最小功率限制。

从沼气存储约束来看,在给定服务持续时间  $t_{\text{flexis}}$  范围内以及发酵池产气水平下,热电联产能够从沼气池获取的最大和最小容量如下:

$$\bar{P}_{e,\text{stor}}^{\text{CHP}} = \frac{\eta_e^{\text{CHP}} \gamma_{\text{met}} (M_{\text{stor}} + m_{\text{in}} t_{\text{flexis}})}{t_{\text{flexis}}} \quad (8)$$

$$\underline{P}_{e,\text{stor}}^{\text{CHP}} = \frac{\eta_e^{\text{CHP}} \gamma_{\text{met}} (\bar{M}_{\text{stor}} - M_{\text{stor}} - m_{\text{in}} t_{\text{flexis}})}{t_{\text{flexis}}} \quad (9)$$

式中:  $\gamma_{\text{met}}$  为沼气热值;  $M_{\text{stor}}, \bar{M}_{\text{stor}}$  分别为当前沼气存储量及额定容量;  $m_{\text{in}}$  为发酵池沼气产量。

### 2.3 供热系统灵活性评估

#### 2.3.1 问题描述

对于供热管网导致的功率限制,需考虑如下因素的影响:

1) 热电联产供热可调控范围为  $[Q_h, \bar{Q}_h]$ ;

2) 热网运行温度范围为  $[T_r, \bar{T}_r]$ ;

3) 建筑温度舒适区范围为  $[T_b, \bar{T}_b]$ ;

4) 管道传输存在延时,即供热管道中热量的过量或短缺可能导致建筑温度在随后一个时期  $\tau_d$  内升高或降低。

当单个系统的灵活性被量化得以进入市场并以此作为经济性基础时,首选最大灵活性。考虑到对灵活性的需求可以是正的,也可以是负的,因此集中供热系统的最大灵活性被表示为向上和向下的边界。供热系统的最大灵活性可以表述为具有状态约束的最优控制问题。求解状态时滞最优控制问题的一种方法是对方程进行离散化,并将问题转化为约束优化问题。在实践中,供热系统可能有多条不同长度的管道,这将显著带来不同的传输延迟,并增加计算负担,因此需要一种简化的方法。

#### 2.3.2 求解方法

为解决系统灵活性量化过程中所涉及的复杂



多时滞系统优化控制问题,提出一种基于“分解-评估-聚合”框架的灵活性评估方法,如图2所示。

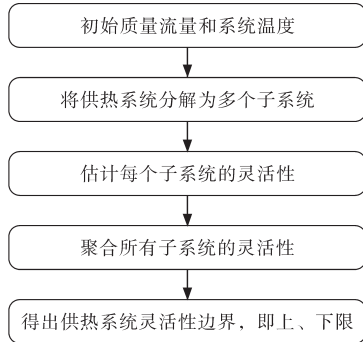


图2 灵活性量化方法流程图

Fig.2 Schematic diagram of the saturated filter-based controller

该方法首先给出一种等价模型,把每个换热站及其二次网辖区建筑视为一个整体,即为整个各供热系统的子系统。由于子系统模型仅含有单延时环节,求解难度随系统维度线性增长,避免了多延时系统的求解复杂度随维度指数增长的问题。在获取全部子系统复杂度后,考虑用户供能需求,采用“木桶”原则进行聚合,即当任何子系统达到其运行边界,则整个供热系统的灵活性到达边界。具体介绍如下:

1)系统分解。将原始供热系统分解为具有单生产者单消费者结构的 $N_s$ 个子系统,如图3和图4所示。

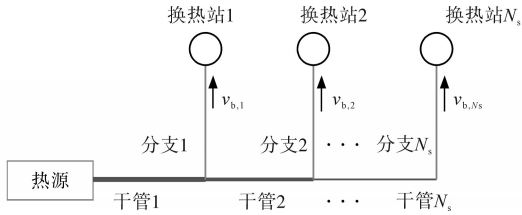


图3 典型树状热网系统结构图

Fig.3 Typical tree heat supply network system structure diagram

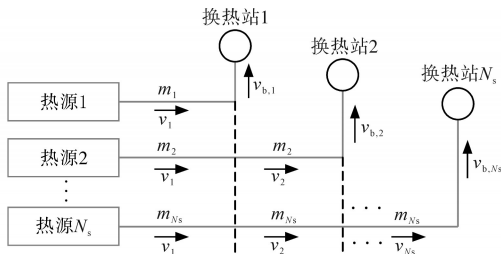


图4 热网等效系统结构图

Fig.4 Structure of the equivalent district heating system

各子系统流量等于原系统中相关换热站的一次流量,并根据每个子系统质量流量 $m_i$ ,计算出其设计热负荷。各子系统主干管道 $k$ 的流速等于原管道的流速,从原管道中提取分解管道的摩擦因子和热损失因子,得到的参数保证了分

解后的系统能反映原系统的水力和热行为。

令 $m_i$ 为分支管道 $i$ 的热水量, $\rho_w$ 为水的密度, $A_{b,i}$ 为分支管道 $i$ 的横截面积。分支管道 $i$ 的流速通过 $v_{b,i} = m_i / (\rho_w A_{b,i})$ 计算。对于枝状管网,进入节点的主管道流量等于支管和其他干线管道的总流量,它们作为同一节点的出口。主管道 $k$ 流量通过 $m_{t,k} = \sum_{i=k}^{N_s} m_i$ 计算,则主管道 $k$ 流速为

$$v_k = \frac{\sum_{i=k}^{N_s} m_i}{\rho_w A_{t,k}} \quad (10)$$

式中: $N_s$ 为换热站数量; $A_{t,k}$ 为主干管道 $k$ 的横截面积。

假设管道内的水是不可压缩的,管道内水流的运输延迟表示水从管道一端移动到另一端所需的时间,然后可以计算子系统 $i$ 的传输延迟为

$$\tau_{d,i} = \frac{l_{b,i}}{v_{b,i}} + \sum_{k=1}^i \frac{l_{t,k}}{v_k} \quad (11)$$

式中: $l_{t,k}$ 为主干管道 $k$ 的长度; $l_{b,i}$ 为分支管道 $i$ 的长度。

分解子系统的行为可以理解为热量通过换热首站注入一次网。研究二次网作为等效建筑的一部分,通过建筑换热器从热网中获得热量。子系统 $i$ 的模型可以表示为

$$\dot{T}_i(t) = A_0 T_i(t) + A_1 T_i(t - \tau_{d,i}) + B Q_{h,i} + E T_w \quad (12)$$

其中

$$T_i(t) = [T_s^p \quad T_{1,o,i}^b \quad T_{2,o,i}^b \quad T_{b,i}]^T$$

式中: $T_s^p$ 为一次网供水温度; $T_{1,o,i}^b$ 为子系统 $i$ 中等效建筑物换热器一次侧的出口温度; $T_{2,o,i}^b$ 为等效建筑物换热器二次侧的出口温度; $T_{b,i}$ 为等效建筑物的温度; $Q_{h,i}$ 为第 $i$ 个换热器输出热量; $A_0, A_1, B, E$ 为等效建筑物相关参数,详细表述见文献[18]。

对于图4所示的供热管网,其一次网供水温度、等效建筑物温度和换热器输出热量均受到实际运行约束,可表示为

$$\underline{T}_s^p \leq T_s^p \leq \bar{T}_s^p \quad (13)$$

$$\underline{T}_{b,i} \leq T_{b,i} \leq \bar{T}_{b,i} \quad (14)$$

$$\underline{Q}_{h,i} \leq Q_{h,i} \leq \bar{Q}_{h,i} \quad (15)$$

式中: $\underline{T}_s^p, \bar{T}_s^p$ 分别为一次网供水温度上、下限; $\underline{T}_{b,i}, \bar{T}_{b,i}$ 分别为等效建筑物温度上、下限; $\underline{Q}_{h,i}, \bar{Q}_{h,i}$ 分别为换热器输出热量上、下限。

2)量化子系统灵活性。根据系统提供给定灵活性服务的最大持续时间,按照以下步骤计算子系统的灵活性范围:

a)根据给定的建筑温度设定点估计热需求,并根据式(11)计算时延 $\tau_{d,i}$ 。

b)假设一次网供水温度为 $T_s^p$ ,然后初始化管道,获得换热器和建筑物的温度与稳态估计值。

c)选择满足 $\tau_{d,i}$ 的适当的时间步长 $\Delta t$ ,然后通过 $n_{flexis} = t_{flexis}/\Delta t$ 将 $t_{flexis}$ 转换为 $n_{flexis}$ 。

d)将 $Q_{h,i}$ 划分为 $n_{i,j}$ 个间隔,并在每个区间内将 $Q_{h,i}$ 视为常数,设置间隔 $j=1$ 。

e)将离散方程与约束式(13)~式(15)相结合,形成一个新的优化问题。如果热量输出增加,即 $Q_{h,i}(j) - Q_{d,i}(t_0) > 0$ ,则目标函数可表示为

$$\max \sum_{m=0}^{n_{flexis}} [Q_{h,i}(j) - Q_{d,i}(t_0)] \Delta t \quad (16)$$

式中: $Q_{d,i}(t_0)$ 为初始时刻换热器的期望输出热量。如果热量输出减少,即 $Q_{h,i}(j) - Q_{d,i}(t_0) < 0$ ,则目标函数可表示为

$$\min \sum_{m=0}^{n_{flexis}} [Q_{h,i}(j) - Q_{d,i}(t_0)] \Delta t \quad (17)$$

分解后子系统向上和向下调节的能力求解问题都是线性优化问题,具有 $4 \times n_{flexis}$ 个等式约束和 $3 \times n_{flexis}$ 组上、下边界。

f)用内部点法求解Matlab中的fmincon优化问题,获得向上/向下灵活性的最大持续时间。

g) $j = j+1$ ,回到步骤e),直到 $j > n_{i,j}$ ,获得在所有持续时间里换热器输出热量的最大调节量 $Q_i(t)$ 。然后,子系统 $i$ 的灵活性边界可以表示为 $Q_i(t)$ ,维数为 $1 \times n_{i,j}$ 。

3)灵活性的聚合。由于不同子系统供热是相互关联的,因此热量的输出需要确保所有子系统都在极限范围内。对于 $Q_{h,i}(j) \geq Q_{d,i}(t_0)$ ,子系统 $i$ 上限为

$$Q_{h,i}^{u,lim}(j) = m_i \times \min_{1 \leq i \leq N_s} \left\{ \frac{Q_{h,i}(j)}{m_i} \right\} \quad (18)$$

对于 $Q_{h,i}(j) < Q_{d,i}(t_0)$ ,子系统 $i$ 下限为

$$Q_{h,i}^{d,lim}(j) = m_i \times \max_{1 \leq i \leq N_s} \left\{ \frac{Q_{h,i}(j)}{m_i} \right\} \quad (19)$$

### 3 算例分析

#### 3.1 系统参数

采用图1所示的典型生态综合能源配置形式,系统中包括沼气CHP机组、沼气发酵池、生物质储能装置以及配套的供热供电系统。以此进行带有生态养殖的农村综合能源系统仿真,参考实际情况及现有文献的系统仿真参数设置。本文中主要设备参数如表1所示。

表1 系统参数

Tab.1 System parameters

| 设备      | 参数                       | 数值                       |
|---------|--------------------------|--------------------------|
| 沼气CHP机组 | 额定电功率 $P_{e,max}^{CHP}$  | 1 370 kW                 |
|         | 电效率 $\eta_e^{CHP}$       | 28.8%                    |
|         | 热效率 $\eta_h^{CHP}$       | 56.2%                    |
| 生物质储能MS | 额定容量 $M_{max}^{MS}$      | 1 200 m <sup>3</sup>     |
|         | 额定输入率 $m_{in,max}^{MS}$  | 100 m <sup>3</sup> /h    |
|         | 沼气热值                     | 20 800 kJ/m <sup>3</sup> |
|         | 额定输出率 $m_{out,max}^{MS}$ | 100 m <sup>3</sup> /h    |

假设供热系统为两片主要村落供电,每个村落通过换热站供热,村落与沼气CHP之间的管网如图5所示,管网参数如表2所示。假设每个村落的等效建筑模型热容量为225 MJ/°C,传热系数为41.2 kW/°C;建筑物温度设定点为21 °C,舒适度范围为20~23 °C;供水温度上限为99 °C。

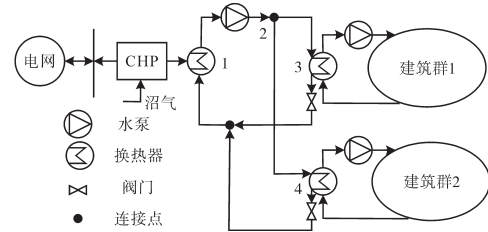


图5 沼气热电联产与区域供热系统算例结构

Fig.5 Structure of the studied biogas driven CHP and district heating systems

表2 区域供热系统管道参数

Tab.2 Parameters of the pipelines in the district heating systems

| 编号  | 起点 | 终点 | 长度/m | 管径/mm  |
|-----|----|----|------|--------|
| (1) | 1  | 2  | 500  | DN 200 |
| (2) | 2  | 3  | 200  | DN 125 |
| (3) | 2  | 4  | 500  | DN 125 |

#### 3.2 灵活性边界评估结果

选取如下仿真场景:稳态运行时,CHP电力输出为891.4 kW,发酵池产气量维持在70 m<sup>3</sup>/h,初始状态为600 m<sup>3</sup>,热网供水温度设定点为85 °C。根据本文方法,可得CHP输出功率灵活可调上、下边界,如图6中曲线所示。在灵活性服务持续时间较短时(小于0.75 h),沼气储能容量和热网运行状态约束都在允许范围内,此阶段主要为发电机运行功率和容量约束限制CHP的灵活调控范围。在服务时间长度大于0.75 h时,CHP调控上边界,由沼气储能约束决定,即CHP功率输出大于边界值时沼气储能用光,无法继续提供服务。在服务实际长度大于0.8 h时,灵活性服务下边界主要由热网约束决定,即当CHP输出减小到一定值以上时,建筑温度下降到舒适度范围之

外。由上述多个边界组合得到的图中阴影区域即为系统灵活调控范围。

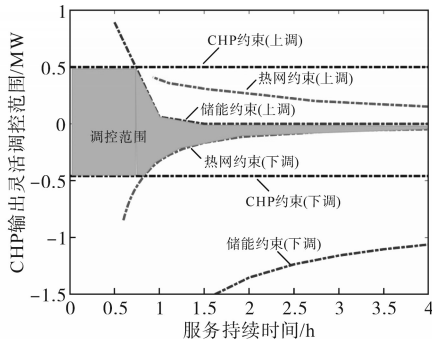


图6 沼气CHP输出电功率调控范围

Fig.6 Flexible power output of the biogas CHP

### 3.3 影响因素分析

#### 3.3.1 供水温度

根据供热长度、热源条件等不同因素,区域供热系统可选择不同供水温度,为体现其影响,这里分别选择85℃、90℃和95℃三个场景进行分析,所得结果如图7所示。

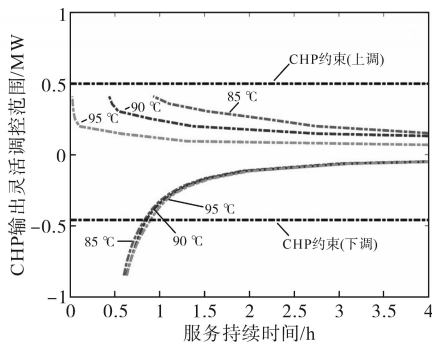


图7 供水温度对于沼气CHP输出电功率调控范围的影响

Fig.7 Impact of supply water temperature on the flexible power output of the CHP

随着供水温度的增加,CHP灵活性上边界不断收缩。导致这一现象的主要原因在于最大供水温度对于CHP输出功率的限制。当供水温度接近其最大值时,CHP供热的增加更容易导致供水温度短时间增大进而导致整个系统上调能力下降。对于下调边界而言,其约束条件主要在于建筑物温度舒适范围的影响,供水温度的小幅度变化对于其调控能力影响有限,因此其灵活性下边界在不同温度水平下保持一致。

结合图6中储能约束可知,供水温度变化对于灵活性下边界的影响较小,但却可能导致原本由储能约束的灵活性边界,转而受到热网运行约束。

#### 3.3.2 沼气存储容量

在沼气热电联产运行过程中,沼气存储量会

不断变化,在CHP增加出力的过程中,沼气会以更快的速度被消耗掉,导致CHP丧失灵活性。而在CHP减小出力的过程中,由于沼气的消耗量减少,发酵池供应的沼气可能导致沼气存储到达最大容量,使得CHP失去下调出力能力。因此,分析沼气储量对于CHP当前状态的灵活性评估具有重要意义。

为分析其影响,分别选择沼气池剩余400 m<sup>3</sup>、600 m<sup>3</sup>、900 m<sup>3</sup>三种工况,所得结果如图8所示。在沼气存储量为400 m<sup>3</sup>的工况下,系统上调灵活性主要受到沼气存储限制,随着沼气存储量的增加,CHP调控灵活性服务可持续时间不断增加。在服务持续时间增加到一定水平(0.5 h)以上时,系统上调灵活性幅值开始受到热网调控的约束。对于下调灵活性边界,主要受到热网运行约束的限制,不会因工况不同而发生变化。

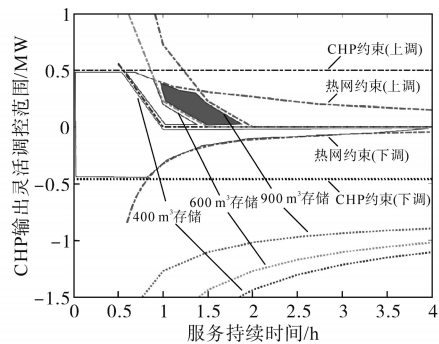


图8 沼气存储量对于CHP输出电功率调控范围的影响

Fig.8 Impact of biogas storage volume on the flexible power output of the CHP

## 4 结论

本文提出一种计及热网热惯性的沼气CHP系统灵活性评估方法,并从电-热多能源系统协同运行的角度提出了相应的灵活性指标。同时考虑到热网的复杂延时特性,给出了分解-聚合的评估方法。结合算例分析得出如下结论:

- 1)在考虑热网系统的情况下,沼气CHP系统的灵活性边界由发电机容量、沼气存储量以及热网可调控边界共同决定;
- 2)从灵活性的角度来说,在热网流量调控允许的范围内,供水温度不宜过高,否则会导致热网上调灵活性范围的收缩;
- 3)实际系统运行过程中的灵活性评估,需要根据具体服务需求(幅值、服务持续时间)进行在线更新。

本文所用综合能源系统分析模型主要为线



性模型,对于部分非线性环节描述精度不足,在不同工况下可能参数差异较大,在实际使用中可考虑分段线性化结合系统辨识方法获取合适参数,满足不同工况下的分析需求。未来将引入关键环节非线性特征(如热电联产系统电-热耦合关系),提升系统分析精度。

#### 参考文献

- [1] 金璐,何伟,闫华光,等.基于改进TOPSIS的乡镇综合能源系统效益综合评价方法[J].电测与仪表,2023,60(2):1-9.  
JIN L, HE W, YAN H G, et al. Comprehensive evaluation method for benefits of township integrated energy system based on improved TOPSIS[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2023, 60(2): 1-9.
- [2] 刘泽庆,张瑞娜,刘帅,等.生物燃气热电联产系统能量优化[J].环境卫生工程,2017,25(4):77-79.  
LIU Z Q, ZHANG R N, LIU S, et al. Energy optimization of biogas cogeneration system[J]. Environmental Sanitation Engineering, 2017, 25(4): 77-79.
- [3] 陈伟,路源,何欣,等.计及风光就地消纳的设施农业产业园区综合能源系统多目标优化调度方法[J].电力建设,2021,42(7):20-27.  
CHEN W, LU Y, HE X, et al. A multi-objective optimal scheduling method for integrated energy system of protected agricultural industrial park considering local consumption rate of wind and solar energy[J]. Electric Power Construction, 2021, 42(7): 20-27.
- [4] PATERAKIS N G, ERDIN O, CATALÃO J. An overview of demand response: key-elements and international experience[J]. Renewable and Sustainable Energy Review, 2017, 69: 871-891.
- [5] COCHRAN J, MILLER M, ZINAMAN O, et al. Flexibility in 21st century power systems[R]. National Renewable Energy Lab (NREL), Golden, CO (United States), 2014.
- [6] PAN Z, SUN H, ABEYSEKERA M. Quantification of operational flexibility from a heating network[J]. Energy Procedia, 2018, 145: 516-521.
- [7] ZHANG L, LI Y, ZHANG H, et al. A review of the potential of district heating system in Northern China[J]. Applied Thermal Engineering, 2021, 188: 116605.
- [8] LI J H, FANG J K, ZENG Q, et al. Optimal operation of the integrated electrical and heating systems to accommodate the intermittent renewable sources[J]. Applied Energy, 2016, 167: 244-254.
- [9] 吕泉,胡炳廷,王海霞.风热冲突下热电厂供热问题研究[J].电力自动化设备,2017,37(6):236-244.  
LÜ Q, HU B T, WANG H X. Heat-supply of thermal power plant in wind-heat conflict[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(6): 236-244.
- [10] 李平,王海霞,王漪.利用建筑物与热网热动态特性提高热电联产机组调峰能力[J].电力系统自动化,2017,41(15):26-33.  
LI P, WANG H X, WANG Y. Improvement of peak load regulation capacity of combined heat and power units considering dynamic thermal performance of buildings and district heating pipelines network[J]. Automation of Electric Power Systems, 2017, 41(15): 26-33.
- [11] 周晨锐,刘继春,张浩禹,等.考虑管存动态特性的电-气-热综合能源系统低碳经济调度[J].电气传动,2021,51(13):69-74.  
ZHOU S R, LIU J C, ZHANG H Y, et al. Low-carbon economic dispatch of electric-gas-heat integrated energy system considering dynamic characteristics of storage[J]. Electric Drive, 2021, 51(13): 69-74.
- [12] 魏超,焦晓峰,刘永江,等.能源市场背景下含储能的光伏和热电联产评估[J].电气传动,2021,51(18):76-80.  
WEI C, JIAO X F, LIU Y J, et al. Evaluation of photovoltaic and CHP with energy storage under the background of energy market[J]. Electric Drive, 2021, 51(18): 76-80.
- [13] FOTEINAKI K, LI R, PÉAN T, et al. Evaluation of energy flexibility of low-energy residential buildings connected to district heating[J]. Energy and Buildings, 2020, 213: 109804.
- [14] LI L, YU S. Optimal management of multi-stakeholder distributed energy systems in low-carbon communities considering demand response resources and carbon tax[J]. Sustainable Cities and Society, 2020, 61: 102230.
- [15] FINCK C, LI R, KRAMER R, et al. Quantifying demand flexibility of power-to-heat and thermal energy storage in the control of building heating systems[J]. Applied Energy, 2018, 209: 409-425.
- [16] YILMAZ H, KELES D, CHIODI A, et al. Analysis of the power-to-heat potential in the European energy system[J]. Energy Strategy Reviews, 2018, 20: 6-19.
- [17] 冯琛.花庄沼气热电联产系统热稳定性研究[D].兰州:兰州理工大学,2017.  
FENG C. Thermal stability study of biogas CHP system in Huazhuang[D]. Lanzhou: Lanzhou University of Technology, 2017.
- [18] XU X, QUEN L, QADRAN M, et al. Quantification of flexibility of a district heating system for the power grid[J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2020, 11(4): 2617-2630.
- [19] 冯智慧,吕林,许立雄.基于能量枢纽的沼-风-光全可再生能源系统日前-实时两阶段优化调度模型[J].电网技术,2019,43(9):3101-3109.  
FENG Z H, LÜ L, XU L X. Two-stage optimal dispatch model of day-ahead and real-time for biogas-wind-solar fully renewable energy system based on energy hub[J]. Power System Technology, 2019, 43(9): 3101-3109.

收稿日期:2021-10-28

修改稿日期:2021-11-03



# 数字化电能表信息采样中的反向电量 异常识别方法

杨艳芳,梁中豪,张美玲,刘佳易

(国网山西营销服务中心,山西 太原 030062)

**摘要:**针对目前识别方法准确性和全面性较低的问题,提出一种数字化电能表信息采样中的反向电量异常识别方法。通过用电信息采集系统召测数据,完成数字化电能表信息采样工作,并实施缺失值填补、数据标准化等预处理。以处理好的数据为基础,计算电能表状态特征,包括用户用电量变化、电压量/电流量、有功功率等三个维度的特征指标,利用AdaBoost算法构建分类器,实现反向电量异常识别。结果表明:所研究方法应用下,F1分数值更高,能更为准确且全面地检测出用户窃电行为,为窃电用户便捷查找与预防预控提供了可靠的依据。

**关键词:**数字化电能表;信息采样;反向电量;异常识别;特征;AdaBoost算法

**中图分类号:**TP145.55 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed24119

## Reverse Power Anomaly Identification Method in Information Sampling of Digital Electric Energy Meter

YANG Yanfang, LIANG Zhonghao, ZHANG Meiling, LIU Jiayi

(State Grid Shanxi Marketing Service Center, Taiyuan 030062, Shanxi, China)

**Abstract:** Aiming at the problem of low accuracy and comprehensiveness of current identification methods, a method of reverse power anomaly identification in digital electric energy meter information sampling was proposed. Through the data acquisition system, the digital electric energy meter information sampling work was completed, and the missing value filling, data standardization and other pretreatment were implemented. Based on the processed data, the state features of the watt-hour meter were calculated, including the features of three dimensions, such as the change of the user's electricity consumption, voltage/current and active power, and AdaBoost algorithm was used to construct a classifier to realize reverse power anomaly recognition. The results show that under the application of the proposed method, the F1 score of the method is higher, the method can detect the electric stealing more accurately and comprehensively, which provides a reliable basis for the electric stealing user.

**Key words:** digital electric energy meter; information sampling; reverse power; anomaly identification; features; AdaBoost algorithm

在电能表出现的各种故障中<sup>[1]</sup>,电能表反向有功走字是最难以发现和排除的一种。针对这种情况,电能表异常识别具有重要的现实意义<sup>[2]</sup>。

江剑峰等<sup>[3]</sup>在研究中首先采用K-means算法对大量故障数据进行聚类识别,将具有相似特征的数据归为一类,然后结合云理论,将故障与数据特征进行关联和匹配,得出电能表故障类型。肖勇等<sup>[4]</sup>在其研究中提出一种基于数据聚合模型

与深度置信网络(deep belief networks, DBN)的检测方法,利用前者进行用户用电数据聚合,利用后者对数据进行挖掘分析,判断供电量与用户每天使用电量是否匹配,以此找出存在异常的电能表。郑思达等<sup>[5]</sup>针对异常用电行为,结合模糊聚类算法,提出了一种新的识别方法,以用电量变化、同一时间段内历史用电量与历史平均用电量之间的差异、相似用户用电量之间的差异、相似

基金项目:国网山西省电力公司科技项目(520511.212001)

作者简介:杨艳芳(1983—),女,硕士,高级工程师,Email:youtao0065306168@163.com

用户用电量每小时用电模式差异等4个指标为基础,结合聚类技术,通过计算数据样本的相似程度将数据自动归为“正常”与“异常”类别,以此实现异常检测。

电能表出现反向电量并不完全意味着用户存在窃电行为,亟需扩大识别过程的准确性和全面性,由此,提出一种数字化电能表信息采样中的反向电量异常识别方法,以期提高窃电用户的发现准确性和全面性,以便实施更为有效的防控。

## 1 数字化电能表反向电量异常识别方法研究

电能表是记录用户用电量以及企业电力收费信息的重要凭证,保证其正常、准确地计量至关重要。反向电量异常是一种电能表常见故障,也是最难以分辨的故障,因为反向电量的原因复杂繁多,有正常原因引起的,也有异常原因引起的,如何进行准确识别成为关键<sup>[6]</sup>。

### 1.1 数字化电能表信息采样

电能表反向电量异常识别是以大量基础数据作为支撑的,对电能表信息进行采样是本研究的前提和基础。为完成上述任务,通过用电信息采集系统对研究区内各个用户所使用的电能表进行召测,在发出取数指令后,收集各个电能表送来的电力使用情况的计量数据<sup>[7]</sup>。在电能表周围布设专用变压器采集终端、集中器、功率监测仪、电流和电压互感器等组成用电信息采集系统,采集相关数据。

正常原因和异常原因都有可能造成电能表反向电量异常,真假难以分辨,单凭用电数据判断用户是因为窃电导致电能表反向做功是不准确的。用电信息采集系统召测的数据不仅包括用户用电量数据,还包括电能表运行时的电压量、电流量、有功功率等电能表实时负荷数据<sup>[8]</sup>。

基于用电信息采集系统召测的数据,完成数字化电能表信息采样工作,继续后续分析与研究。

### 1.2 数据预处理

为方便后续运算和分析,针对用电信息采集系统召测的数据,进行预处理,包括缺失值填补、数据标准化。下面针对这两点,进行具体分析<sup>[9]</sup>。

#### 1.2.1 缺失值填补

受到各种干扰因素的影响,采集到的用电信息存在部分缺失的情况,这会对后续异常识别造成干扰。为此,需要对缺失值进行填补<sup>[10]</sup>。具体

过程如下:

步骤1:确定准确度建立用电数据 $X$ 与缺失数据 $y$ 之间的反函数拟合方程:

$$y = c_0 + CX \quad (1)$$

式中: $c_0$ 为待定常数; $C$ 为干扰因素系数, $C = \{c_1, c_2, \dots, c_n\}$ ;  $X$ 为用电数据, $X = \{x_1, x_2, \dots, x_n\}$ ;  $n$ 为用电数据数量。

步骤2:进行静态实验标定,得到完整的数据集;

步骤3:为使标定值的均方差最小,通过最小二乘法求解未知数;

步骤4:求解矩阵方程;

步骤5:对反函数进行结构优化,并对输出参数进行反复迭代,求出缺失值。

#### 1.2.2 数据标准化

用电信息采集系统召测的数据量纲不同,不能用于同一运算当中,需要对数据进行标准化处理<sup>[11]</sup>。

1) Min-Max 标准化如下:

$$x' = \frac{x - x_{\min}}{x_{\max} - x_{\min}} \quad (2)$$

式中: $x'$ 为标准化后的数据; $x$ 为原始数据; $x_{\max}$ 为数据集中最大值; $x_{\min}$ 为数据集中的最小值。

2) 正规化方法如下:

$$\vec{x} = \frac{x - \mu}{\sigma} \quad (3)$$

式中: $\vec{x}$ 为正规化后的数据; $\mu$ 为原始数据的均值; $\sigma$ 为原始数据的标准差。

经过预处理后,数据质量有了很大提高,能够满足后续继续分析的条件。

### 1.3 电能表状态特征规则描述

下面针对这几种能够代表电量异常的特征规则进行具体描述。

#### 1.3.1 用户用电量变化特征

正常情况下,用户某一段时间内使用的电量和历史用电量之间的差异并不会存在很大的变化,而要是发生电能表反向做功,这段时间内上述二者之间会存在很大不同,基于这一点可以在一定程度上判断电能表存在异常<sup>[12]</sup>。基于用户用电量数据计算当前和历史用电量之间的差异指标,计算公式如下:

$$\Delta X_{i,k} = \frac{\sum_{i=1}^N m_i}{\sum_{k=1}^M m_{i,k}} \quad (4)$$

式中: $\Delta X_{i,k}$ 为第*i*个用户当前用电量和*k*个时间维度历史用电量之间的差异比; $m_i$ 为第*i*个用户当前用电量; $m_{i,k}$ 为第*i*个用户*k*个*M*时间段平均用电量;*M*为时间长度;*N*为电能表数量。

### 1.3.2 电压量和电流量特征

通过布设的电流和电压互感器直接采样获得电能表的电压量和电流量数据可以具体划分电压/电流突变量、电压/电流不平衡度等几个指标。

1)电压/电流突变量计算公式如下:

$$F(p) = \begin{cases} 1 & H > 5\% \\ 1/2 & 1\% \leq H \leq 5\% \\ 0 & H \leq 1\% \end{cases} \quad (5)$$

式中: $F(p)$ 为电压/电流突变量;*p*为相别;*H*为相邻相电压/电流差。

2)电压不平衡度计算公式如下:

$$S = \sqrt{\frac{R_1}{R_0} \cdot \frac{R_2}{R_1}} \cdot 100\% \quad (6)$$

式中: $R_2, R_1, R_0$ 分别为电压的正序、负序和零序分量的方均根值;*S*为电压/电流突变量,表示不平衡度。

### 1.3.3 有功功率特征

通过功率监测仪直接采样获得的有功功率数,其特征指标为功率因数<sup>[13]</sup>。功率因数计算公式如下:

$$K(p,j) = \frac{P(p,j)}{\alpha\beta A(p,j)B(p,j)} \quad (7)$$

式中: $K(p,j)$ 为功率因数; $P(p,j)$ 为有功功率; $\alpha, \beta$ 为互感器变比; $A(p,j), B(p,j)$ 分别为电流、电压标么值;*j*为采样计数点。

基于上述多维数据指标,进行特征融合,组成特征向量,可以描述如下:

$$G = M \{ \Delta X_{i,k}, F(p), S, F'(p), S', K(p,j) \} \quad (8)$$

式中: $F'(p)$ 为历史电压/电流突变不平衡值; $S'$ 为历史电压不平衡度值; $G$ 为多维数据特征集合关系矩阵<sup>[14]</sup>。

通过上述分析,完成电能表状态特征规则分析,用于后续分析。

## 1.4 反向电量异常识别

以上述特征向量集合为输入,通过AdaBoost算法构建分类器,进行反向电量异常识别,具体过程如图1所示。

AdaBoost分类器由若干个弱分类器组成。在开始时,需要为每个样本分配相同的初始权重,记为 $w_{1i}$ 。经过*k*次迭代,得出每个样本的

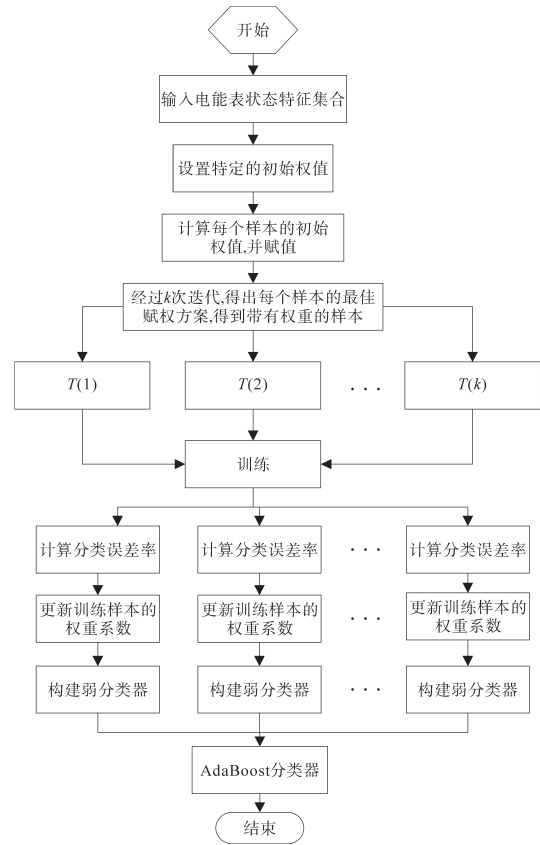


图1 基于AdaBoost分类器的反向电量异常识别流程  
Fig.1 Reverse power anomaly recognition process based on AdaBoost classifier

最佳赋权方案,得到带有权重的样本,记为 $T(1), T(2), \dots, T(k)$ 。根据带有权重的样本构建弱分类器,记为 $q_k(x)$ 。接着计算分类误差率 $e_k$ ,并重新计算弱分类器 $q_k(x)$ 的权重 $v_k, v_k = \frac{1}{2} \log(\frac{1 - e_k}{e_k})$ ,同时将得到的新权重重新赋给训练样本。

基于更新后的权重系数,构建弱分类器 $f(x)$ ,描述如下:

$$f(x) = \sum_{k=1}^{N_s} v_k q_k(x) \quad (9)$$

式中: $N_s$ 为样本数量。

将多个弱分类器 $f(x)$ 组合在一起,构成AdaBoost分类器 $F(x)$ :

$$F(x) = \text{sign} \left[ \sum_{k=1}^{N_s} v_k q_k(x) \right] \quad (10)$$

将样本的多维数据特征输入到构建AdaBoost分类器 $F(x)$ 当中,即可识别电能是否存在反向电量异常。然而,由于电能表反向电量异常原因真假难辨,不可能采取同等的应对措施<sup>[15]</sup>,为此建立用户黑白名单库,黑名单数据库为异常原因(如窃电)引起异常的用户,白名单数据库为正常原因(如设备故障、错接线、回路故障等)引起

异常的用户,由专人负责反向电源“黑名单”数据库和“白名单”数据库的日常维护和添加。将“白名单”数据库及时反馈给故障排查前人员,以屏蔽部分已确认反向电源为正常原因的用户;加强对“黑名单”数据库用户的跟踪监控,如果用户再次反向通电,则有窃电嫌疑,应立即通知相关人员前往现场调查取证。

此外,数据分析员还可以根据反向电力黑名单数据库编写典型案例,帮助故障排查前人员和现场操作人员进一步提高业务水平;对智能表箱的开关和用户侧人员的非法操作进行实时报警,同时上传图片和视频数据,便于日后对违约用电进行取证,可向指定手机发送短信或向报警接收中心发送报警信息,告知运行表的箱号或其他信息。

## 2 仿真测试与分析

为测试所研究方法在反向电量异常识别中的应用效果,以基于云理论的识别方法(文献[3]方法)、基于数据聚合模型与DBN的识别方法(文献[4]方法)、基于模糊聚类的识别方法(文献[5]方法)作为对比项,在Matlab平台上进行仿真测试。

### 2.1 仿真测试环境搭建

在5 456位用户侧布设专用变压器采集终端、集中器、功率监测仪、电流和电压互感器、通信设备等,搭建数字化电能表信息采样系统,用于采集相关数据。数字化电能表信息采样系统如图2所示。

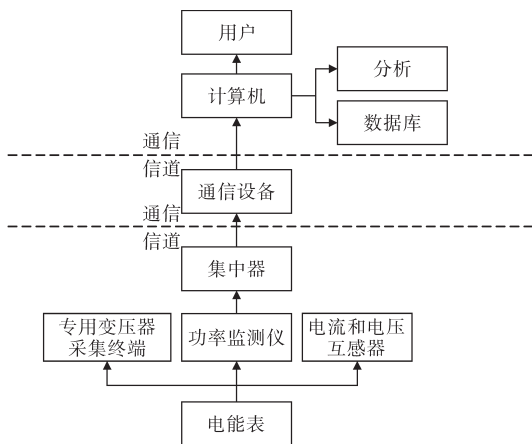


图2 数字化电能表信息采样系统

Fig.2 Digital electric energy meter information sampling system

### 2.2 样本准备

采集山西省某电力公司的5 456位用户的数字电能表用电数据分布情况如表1所示。

表1 样本分布表  
Tab.1 Sample distribution

| 类别   | 原因    | 测试样本 | 黑名单数据库 | 白名单数据库 |
|------|-------|------|--------|--------|
| 故障   | 电能表故障 | 752  |        |        |
|      | 错接线   | 384  |        |        |
|      | 特殊用电  | 562  |        | 2 271  |
|      | 电池故障  | 205  |        |        |
|      | 回路异常  | 247  |        |        |
|      | 现场维护  | 121  |        |        |
| 异常原因 | 窃电    | 357  | 357    | /      |
| 正常   | /     | /    | 356    | / 356  |

基于表1,对停电2 h以上的相关设备进行逐一核查,核查结果表明,在1 a内,共包含3 514个故障数据,在排除外在突发因素影响下的201个数据、可用性较差的数据105个、涉及隐私的224个数据后,剩余2 984个数据,将其作为实验样本,全部输入至仿真环境中,输出等量的训练样本,以其作为实际情况,对比经过识别后的输出结果即异常识别样本,得到实验结果。

### 2.3 分类器训练

利用表1给出的训练样本通过训练构建弱分类器,并在200次迭代下,初始权值为0.15,弱分类器8个的条件下,计算弱分类器的权重系数,计算结果如图3所示。

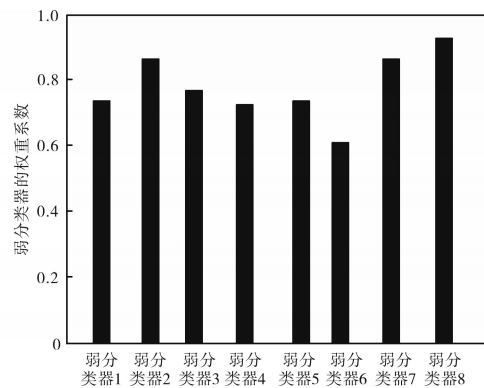


图3 弱分类器的权重系数

Fig.3 Weight coefficient of weak classifier

### 2.4 异常识别结果

测试中共有3种类别标签,即正常原因用户、异常原因用户和电表正常用户。异常识别结果如表2所示。

从表2中可以看出,所研究方法识别结果较为准确,与实际情况误差较小。



表2 异常识别结果  
Tab.2 Abnormal identification results

| 类别   | 原因    | 实际训练样本 | 异常识别样本 |     |
|------|-------|--------|--------|-----|
| 故障   | 电能表故障 | 225    | 178    |     |
|      | 错接线   | 454    | 395    |     |
|      | 特殊用电  | 488    | 450    |     |
|      | 电池故障  | 250    | 200    |     |
|      | 回路异常  | 352    | 256    |     |
|      | 现场维护  | 162    | 120    |     |
| 异常原因 | 窃电    | 356    | 253    |     |
| 正常   | /     | /      | 355    | 262 |

2.5 识别效果对比

为进一步明确所研究识别方法的识别效果,根据表2识别结果计算F1分数值。F1分数值同时考虑了查准率和查全率,可以明确方法的识别准确性和识别全面性<sup>[16]</sup>。相同条件下,利用基于云理论的识别方法、基于数据聚合模型与DBN的识别方法、基于模糊聚类的识别方法进行再次识别,同样计算F1分数值,并进行对比,结果如图4所示。

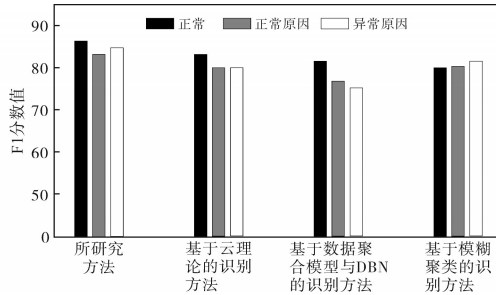


Fig.4 Comparison of recognition effects

从图4中可以看出,所研究方法应用下,F1分数值最高,说明所研究识别方法的效果好,可以更为准确且全面地检测出用户窃电行为,以便进行防护。

3 结论

进行数字化电能表信息采样中的反向电量异常识别方法研究,建立反向电量用户黑名单数据库与白名单数据库,更为准确且全面地检测出用户窃电行为,为异常反向电量用户的查找与预防预控措施提供可靠的参考。

本研究仍需要进一步改进研究,即AdaBoost算法本身存在一定的缺点,在未来的研究中,需要构建更适用于小样本的分类器。

参考文献

[1] 朱天怡,艾芊,贺兴,等.基于数据驱动的用电行为分析方法及应用综述[J].电网技术,2020,44(9):3497-3507.  
ZHU Tianyi, AI Qian, HE Xing, et al. An overview of data-driven electricity consumption behavior analysis method and application[J]. Power System Technology, 2020, 44(9): 3497-3507.

[2] 吴亮,王谊,谢岳,等.基于异常事件故障关联度的电能表可靠性评价方法[J].电测与仪表,2020,57(20):147-152.  
WU Liang, WANG Yi, XIE Yue, et al. Reliability evaluation method of electricity meter based on fault correlation degree of abnormal event[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2020, 57(20): 147-152.

[3] 江剑峰,张垠,田书欣,等.基于云理论的智能电能表故障数据分析[J].电力科学与技术学报,2020,35(2):163-169.  
JIANG Jianfeng, ZHANG Yin, TIAN Shuxin, et al. Fault data analysis of smart electricity meter based cloud theory[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2020, 35(2): 163-169.

[4] 肖勇,马喆非,罗鸿轩,等.基于深度信念网络与数据聚合模型的智能电表数据异常检测方法[J].南方电网技术,2021,15(1):99-106.  
XIAO Yong, MA Zhefei, LUO Hongxuan, et al. Anomaly detection method of smart meter based on deep belief network and data aggregation model[J]. Southern Power System Technology, 2021, 15(1): 99-106.

[5] 郑思达,梁琪琳,彭鑫霞,等.基于模糊聚类的异常用电行为识别研究[J].电测与仪表,2020,57(19):40-44.  
ZHENG Sida, LIANG Qilin, PENG Xinxia, et al. Research on abnormal power consumption behavior identification based on fuzzy clustering[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2020, 57(19): 40-44.

[6] 魏伟,唐登平,李帆,等.数字化电能表较电子式电能表计量及检测差异性研究[J].电测与仪表,2020,57(23):126-134.  
WEI Wei, TANG Dengping, LI Fan, et al. Research on measurement and detection difference of digital input electricity meter compared with electronic watt-hour meter[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2020, 57(23): 126-134.

[7] 肖勇,郑楷洪,余忠忠,等.基于三次指数平滑模型与DBSCAN聚类的电量数据异常检测[J].电网技术,2020,44(3):1099-1104.  
XIAO Yong, ZHENG Kaihong, YU Zhongzhong, et al. Power data anomaly detection based on holt-winters model and DBSCAN clustering[J]. Power System Technology, 2020, 44(3): 1099-1104.

[8] 周文斌,李红斌,蒋紫娟,等.基于标准电能表高频脉冲的数字化电能表快速校验方法[J].电测与仪表,2019,56(23):125-131.  
ZHOU Wenbin, LI Hongbin, JIANG Zijuan, et al. A fast calibration method of digital energy meter based on high frequency pulse of standard meter[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2019, 56(23): 125-131.

- [9] 罗钧腾,章坚民,陈耀军,等.融合已知相别和地址信息的低压用户计量表箱识别[J].电力系统自动化,2021,45(9):115-121.  
LUO Junteng, ZHANG Jianmin, CHEN Yaojun, et al. Identification of low-voltage user meter box combined with known phase and address information[J]. Automation of Electric Power Systems, 2021, 45(9): 115-121.
- [10] 邢宇,鲍志威,孙艳玲,等.一种智能电能表自动化检定流水线表位在线异常检测方法[J].电测与仪表,2020,57(14):106-112.  
XING Yu, BAO Zhiwei, SUN Yanling, et al. Online anomaly detection method for meter positions in automatic verification assembly line of smart meter[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2020, 57(14): 106-112.
- [11] 王晓东,段晓萌,赵宇东,等.智能电能表过载运行时计量性能异常分析和改进策略[J].电测与仪表,2019,56(24):133-137,144.  
WANG Xiaodong, DUAN Xiaomeng, ZHAO Yudong, et al. Analysis and improvement strategy for abnormal metrological performance of smart meters in overload condition[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2019, 56(24): 133-137, 144.
- [12] 李春燕,蔡文悦,赵溶生,等.基于优化SAX和带权负荷特性指标的AP聚类用户用电行为分析[J].电工技术学报,2019,34(1):368-377.  
LI Chunyan, CAI Wenyue, ZHAO Rongsheng, et al. Customer behavior analysis based on affinity propagation algorithm with optimized SAX and weighted load characteristic indices[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(1): 368-377.
- [13] 孔祥玉,马玉莹,李野,等.基于限定记忆递推最小二乘算法的智能电表运行误差远程估计[J].中国电机工程学报,2020,40(7):2143-2151,2394.  
KONG Xiangyu, MA Yuying, LI Ye, et al. Remote estimation method for measurement error of smart meter based on limited memory recursive least squares algorithm[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(7): 2143-2151, 2394.
- [14] 张小秋,周超,徐晴.基于逻辑回归的增量式异常用电行为检测方法[J].科学技术与工程,2019,19(29):144-149.  
ZHANG Xiaoqiu, ZHOU Chao, XU Qing. An incremental method of abnormal electricity consumption based on logistic regression[J]. Science Technology and Engineering, 2019, 19(29): 144-149.
- [15] 段翔兮,张华,高艺文,等.基于kNN算法的电力系统设备隐患在线识别方法研究[J].电气传动,2021,51(22):69-73.  
DUAN Xiangxi, ZHANG Hua, GAO Yiwen, et al. Research on online identification method of hidden dangers of power system equipment based on kNN algorithm[J]. Electric Drive, 2021, 51(22): 69-73.
- [16] 庞传军,牟佳男,余建明,等.基于运行关键指标和Seq2Seq的大电网运行异常识别[J].电力建设,2020,41(7):17-24.  
PANG Chuanjun, MOU Jiannan, YU Jianming, et al. Identification of abnormal operation of large power grids according to key operating indicators and Seq2Seq[J]. Electric Power Construction, 2020, 41(7): 17-24.

收稿日期:2021-12-07

修改稿日期:2022-01-20

~~~~~  
 (上接第8页)

- [6] 黄伟,杨凯亦.基于粒子群优化自抗扰无刷直流电动机控制[J].上海电机学院学报,2018,21(1):1-7,13.
HUANG Wei, YANG Kaiyi. Direct torque control of brushless DC motor based on active disturbance rejection[J]. Journal of Shanghai Dianji University, 2018, 21(1): 1-7, 13.
- [7] 朱进权,葛琼璇,孙鹏琨,等.基于自抗扰的高速磁浮列车牵引控制策略[J].电工技术学报,2020,35(5):1065-1074.
ZHU Jinquan, GE Qiongjuan, SUN Pengkui, et al. Traction system research of high-speed maglev based on active disturbance rejection control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(5): 1065-1074.
- [8] 杨沛豪,王晓兰,刘向辰,等.基于新型自适应滑模观测器的BLDC控制[J].电气传动,2019,49(4):6-10.
YANG Peihao, WANG Xiaolan, LIU Xiangchen, et al. New adaptive sliding mode observer based BLDC control[J]. Electric Drive, 2019, 49(4): 6-10.
- [9] 靖文,王影星.不同驱动方式对无刷直流电机性能的研究[J].电气传动,2019,49(5):3-6,24.
JING Wen, WANG Yingxing. Research on the performance of brushless DC motor under different driving mode[J]. Electric Drive, 2019, 49(5): 3-6, 24.
- [10] 吐逊江·麦麦提,张正阳.基于滑模观测器的矿用BLDCM控制系统[J].电气传动,2019,49(11):8-11.
MAIMAITI Tuxunjiang, ZHANG Zhengyang. Mining BLDCM control system based on sliding mode observer[J]. Electric Drive, 2019, 49(11): 8-11.
- [11] 王浩楠.基于自抗扰迭代学习的无刷直流电机控制系统研究[D].广州:华南理工大学,2019.
WANG Haonan. Research of active disturbance rejection based iterative learning control for the brushless DC motor control system[D]. Guangzhou: South China University of Technology, 2019.
- [12] 杨晓玫,彭程,吴高峰,等.基于Matlab的无刷直流电机控制算法建模与仿真[J].系统仿真技术,2019,15(2):120-125.
YANG Xiaomei, PENG Cheng, WU Gaofeng, et al. Modeling and simulation of brushless DC motor control algorithm based on Matlab[J]. System Simulation Technology, 2019, 15(2): 120-125.

收稿日期:2021-10-19

修改稿日期:2021-12-21

基于小波近似熵及BP神经网络的直流电网 短路故障识别方法

张贺,曹天陞,李先允

(南京工程学院 电力工程学院,江苏 南京 211167)

摘要:针对直流电网发生短路故障的暂态特性复杂、故障识别困难的问题,通过分析VSC的拓扑结构以及开关特性,发现通过检测电容电压的变化识别直流电网短路故障。提出了基于直流侧电容电压小波近似熵作为故障特征向量,训练BP神经网络的短路故障识别方法。仿真结果表明,小波近似熵结合了小波变化时频局部化特性和近似熵表征暂态信号的特性,能够准确提取故障特征,对直流电网短路故障实现准确、快速识别。

关键词:直流电网;故障识别;小波变换;近似熵;BP神经网络

中图分类号:TM713 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed24379

Short-circuit Fault Identification Method of DC Distribution Network Based on Wavelet Approximate Entropy and BP Neural Network

ZHANG He, CAO Tianbi, LI Xianyun

(School of Electric Power Engineering, Nanjing Institute of Engineering,
Nanjing 211167, Jiangsu, China)

Abstract: In view of the complex transient characteristics of short-circuit faults in DC power network and the difficulty of fault identification, the short-circuit faults in DC power network can be identified by detecting the change of capacitance voltage through the analysis of the VSC topology and switch characteristics. A short-circuit fault identification method based on DC-side capacitive voltage wavelet approximate entropy was presented, which is used to train BP neural network. The simulation results show that the characteristics of time-frequency localization and approximate entropy of wavelet variation are combined with the characteristics of approximate entropy of wavelet to describe the transient signal. The fault features can be extracted accurately and the short-circuit faults of DC power network can be identified accurately and quickly.

Key words: DC power network; fault identification; wavelet transform; approximate entropy; BP neural network

目前,我国城市人口逐渐增多,规模逐渐扩大。交流电网难以满足用户日益增多的用电需求,相比交流电网,采用直流输配电避免了以上交流输配电电能质量问题。2020年我国在联合国大会上提出了“双碳”目标,力求提升新能源占比^[1],而与交流电网相比,直流电网更加便于新能源(例如风能、太阳能)发电、小型水电站发电,实现并网^[2],充分发挥分布式能源的特长所在,因此直流电网逐渐回归人们的视野^[3]。基于电压源换

流器(voltage sourced converters, VSC)的直流输配电技术具有良好的经济效益和社会效益,并且结构简单,控制灵活,被广泛应用于高压输电和城市互联网构建等方面。然而直流电网故障时对电能质量的影响较大,因此对直流电网进行故障识别研究对提高配电网可靠性至关重要。

由于直流电网与交流电网在电能形式上存在差异,最为突出的表现为直流电网故障时暂态特征更为复杂^[4-5]。为解决这一问题,一些学者对

基金项目:江苏省研究生科研与实践创新计划项目(SJCX21_0950)

作者简介:张贺(1998—),男,硕士,Email:1457227899@qq.com

通讯作者:曹天陞(1993—),男,硕士,助理研究员,Email:caotianbi@njit.edu.cn

其展开了相关研究。文献[6]分析了故障后直流线路的故障电流特征,提出了基于正负极暂态电流突变的故障识别方法,该方法仅适用于单极接地故障。由于配电网线路的长度问题,使得故障暂态特征持续时间很短,因此该方法对设备的采样精度要求较高。文献[7]利用线路故障信号结合图论的方法,提出了一种基于电磁时间反转理论的故障识别方法,该方法的故障识别依赖于对线路故障数据的多点测量,故障识别准确性更加依赖于设备的采样精度。文献[8]通过采集故障发生时限流电抗器线路侧电压,计算电压信号变化率作为故障信息进行故障识别,该方法虽然能够快速对故障进行识别,但是其对不同故障类型判别的准确性仍需进一步改善。为了改善故障识别的精度问题,文献[9]引入了小波变换,通过对直流侧线路暂态电流进行采集,将故障信号进行小波分解,提取小波系数作为故障特征进行故障识别。

综上所述,目前直流电网故障识别主要存在以下问题亟待解决:在直流电网中,随着光伏、风电等可再生能源的并网,在直流系统发生故障后,线路信号暂态特征更加多变,突变更为剧烈。由于谐波的存在,直流故障信号特征提取更加困难,难以对故障信号进行准确识别^[10]。为了解决这一问题,本文以三相两电平VSC系统为例,提出一种基于小波近似熵及BP神经网络的直流短路故障识别方法。小波近似熵结合了小波分析时频局部化特性和近似熵表征暂态信号的特性^[11]。通过求取直流侧电容电压的小波近似熵作为特征向量训练BP神经网络进行识别,可以实现准确、快速对故障进行检测识别。仿真结果表明,本文所提出的直流电网短路故障识别方法,可以准确对直流电网进行短路故障诊断,有利于快速检查直流电网故障,缩短用户断电时间,提高直流电网输电稳定性,具有一定的实际应用价值。

1 VSC拓扑及信号特性分析

在直流电网的各种故障中,线路短路故障发生得最为频繁。直流电网短路故障可以分为直流侧故障和交流侧故障。其中,直流侧故障可以分为单极短路和极间短路;交流侧故障可以分为单相接地、两相短路、两相接地和三相短路。短路故障时,瞬时电流会从几mA快速增大,对线路乃至整个系统造成危害。

VSC具有结构简单、控制灵活的优点,广泛应用于直流电网中。本文以三相两电平VSC为例,展开对直流电网故障特性的研究。单端VSC的拓扑结构如图1所示。

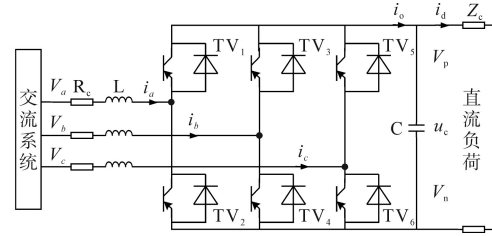


图1 VSC直流配电系统拓扑图

Fig.1 Topology diagram of VSC DC distribution system

图1中, V_a, V_b, V_c 为交流侧三相电压值, i_a, i_b, i_c 为交流侧三相电流值; Z_c 为交流侧阻抗值之和, 主要包含交流端阻抗和各相电抗器阻抗; i_o 为VSC直流端线路出口电流值; i_d 为直流输电线路电流值; u_c 为直流侧电容电压值; V_p, V_n 为直流侧正、负极电压值; R_c, L 分别为交流输电线路电阻值和电感值。 $VT_1 \sim VT_6$ 为功率开关管元件, 运用脉冲宽度调制 (pulse width modulation, PWM) 的方式进而生成电力电子器件的驱动信号使得直流配电系统正常工作。

为描述VSC的开关动作, 现给出 a, b, c 各相桥臂的开关函数定义 $S_x (x = a, b, c)$:

$$S_x = \begin{cases} 1 & \text{上桥臂导通, 下桥臂关断} \\ 0 & \text{上桥臂关断, 下桥臂导通} \end{cases} \quad (1)$$

由式(1)可以得出VSC交流侧各相电位的表达式:

$$V_x = S_x V_p + (1 - S_x) V_n \quad (2)$$

由基尔霍夫电压定律列出对 a, b, c 三相以及RLC回路列写回路电压方程, 得出以下关系式:

$$V_a = L \frac{di_a}{dt} + R_c i_a + S_a V_p + (1 - S_a) V_n \quad (3)$$

$$V_b = L \frac{di_b}{dt} + R_c i_b + S_b V_p + (1 - S_b) V_n \quad (4)$$

$$V_c = L \frac{di_c}{dt} + R_c i_c + S_c V_p + (1 - S_c) V_n \quad (5)$$

$$L_c \frac{di_d}{dt} + R i_d = u_c \quad (6)$$

式中: R 为直流侧线路电阻以及故障过渡电阻值总和; L_c 为直流输电线路电感值。

由基尔霍夫电流定律列出各个节点的电压电流方程, 可以得出以下3个关系式:

$$i_o - i_d = C \frac{du_c}{dt} \quad (7)$$

$$i_o = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c \quad (8)$$

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (9)$$

此外,由直流侧线路正、负极电压与电容电压的关系,可以得出:

$$V_p - V_n = u_c \quad (10)$$

由式(2)~式(8)可知,方程中一共含有 $i_a, i_b, i_c, V_p, V_n, i_o, i_d, u_c$ 8个变量,联立式(2)~式(8)可以解得直流侧电容电压关系表达式如下:

$$LC \frac{d^2 u_c}{dt^2} + RC \frac{du_c}{dt} + u_c = L \left[\left(S_a \frac{di_a}{dt} + S_b \frac{di_b}{dt} + S_c \frac{di_c}{dt} \right) + \left(i_a \frac{di_a}{dt} + i_b \frac{di_b}{dt} + i_c \frac{di_c}{dt} \right) \right] + R(S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c) \quad (11)$$

式(11)可以改写成 $f(u_c)=g(i_a, i_b, i_c)$ 的形式。由式(10)和式(11)可知 i_a, i_b, i_c, V_p, V_n 的改变都会引起直流侧电容电压 u_c 的变化。因此直流侧和交流侧发生故障时,使得电流和电压发生突变时都可以通过提取直流侧电容电压 u_c 的故障特征来进行故障诊断。

2 基于小波近似熵短路故障特征提取

近似熵(approximate entropy, ApEn)是一种用来表征信号变化程度以及统计量化的规则,通过一个以概率形式的正实数来表征时间序列的变化程度,时间序列变化越剧烈,其ApEn值越大。小波近似熵结合了小波变换理论和近似熵理论,同时具备了小波变换时频局部化特性以及近似熵表征暂态信号复杂程度的特性。本文通过小波近似熵相关理论,提出一种适用于直流线路的短路故障特征提取方法。

2.1 故障信号发生时段判定

当直流系统发生故障时,直流侧的电容电压将会发生突变,此时的电容电压的导数值将会很大。因为直流电网正常运行时,直流侧电容电压也存在一定的波动,为了防止产生故障误诊断,本文通过合理设置导数阈值来进行故障发生的判定。判定式如下式所示:

$$D_i = \frac{|x(i+n) - x(i)|}{nT} > D_{th} \quad (12)$$

式中: $x(i+n), x(i)$ 分别为直流侧电容电压的第 $i+n$ 和 i 个采样值; T 为信号采样周期; D_{th} 为设定的故障阈值。

故障阈值的取值和电网正常运行时直流侧电容电压波动量以及采样周期 T 相关,因此 D_{th} 大小根据采样频率而设定,在本文中, D_{th} 取值为1 000。当采集到直流侧电容电压信号首次满足式(12)

时,则该线路发生故障,记录 i 值的大小并截取信号 $[i-H, i+H]$ 内的数据作为故障时段截取信号进行故障特征提取。其中, H 为截取数据范围,由采样频率决定。

2.2 故障信号特征提取

对截取到的故障信号进行小波变换,分别计算每层分解系数的小波近似熵并作为特征向量。通过小波分解,故障信号可被分解到不同层次各自独立的频带内。dbN小波具有良好的正则性,随着系数 N 的增大,信号频域的局部化能力增强,时域仅支撑性减弱。为了获取时频分辨率更加优异的细节系数,故选用“db5”作为小波基进行小波分解,设定信号分解层数为5。对各层次小波变换系数进行重构,不同故障信号的小波系数图如图2所示。提取5层从低频到高频不同分解层数的信号故障特征。

每个分解层次的信号的近似熵都包含了大量的非平衡、非线性信息。计算各分解层次信号的近似熵,组成故障特征集合。近似熵计算方法如下:

步骤1:设采集到的原始数据 $u(1), u(2), \dots, u(N)$,共 N 个点,预先给定模式维数 $m=2$ 和相似容限 $r=0.15STD$ (STD 为原始数据 $u(i)$ 的标准差),将序列 $\{u(i)\}$ 按顺序组成 m 维矢量,即

$$X(i) = [u(i), u(i+1), \dots, u(i+m-1)] \quad (13)$$

其中 $i = 1, 2, \dots, N - m + 1$

步骤2:对每一个值计算矢量 $X(i)$ 与其余矢量 $X(j)$ 之间的距离,如下式:

$$d[X(i), X(j)] = \max_{k=0, \dots, m-1} |u(i+k) - u(j+k)| \quad (14)$$

步骤3:给定阈值 $r(r > 0)$,每一个值统计 $d[X(i), X(j)] < r$ 的数目,及此数目与总的矢量个数 $N-m+1$ 的比值,记 $c_i^m(r)$,如下式:

$$c_i^m(r) = \{d[X(i), X(j)] < r \text{的数目}\} / (N - m - 1) \quad (15)$$

步骤4:如将 $c_i^m(r)$ 取对数,再对其求平均值,记作 $\phi^m(r)$,如下式:

$$\phi^m(r) = \frac{1}{N - m + 1} \sum_{i=1}^{N-m+1} \ln c_i^m(r) \quad (16)$$

步骤5:把维数 m 加1,变成 $m+1$,重复步骤1~步骤4,得 $c_i^{m+1}(r), \phi^{m+1}(r)$ 。此序列的近似熵ApEn可由下式求得:

$$ApEn(m, r) = \phi^m(r) - \phi^{m+1}(r) \quad (17)$$

求取当过渡电阻 $R_t=0 \Omega$ 时,故障信号各级系数的小波近似熵值,结果如图3和表1所示。

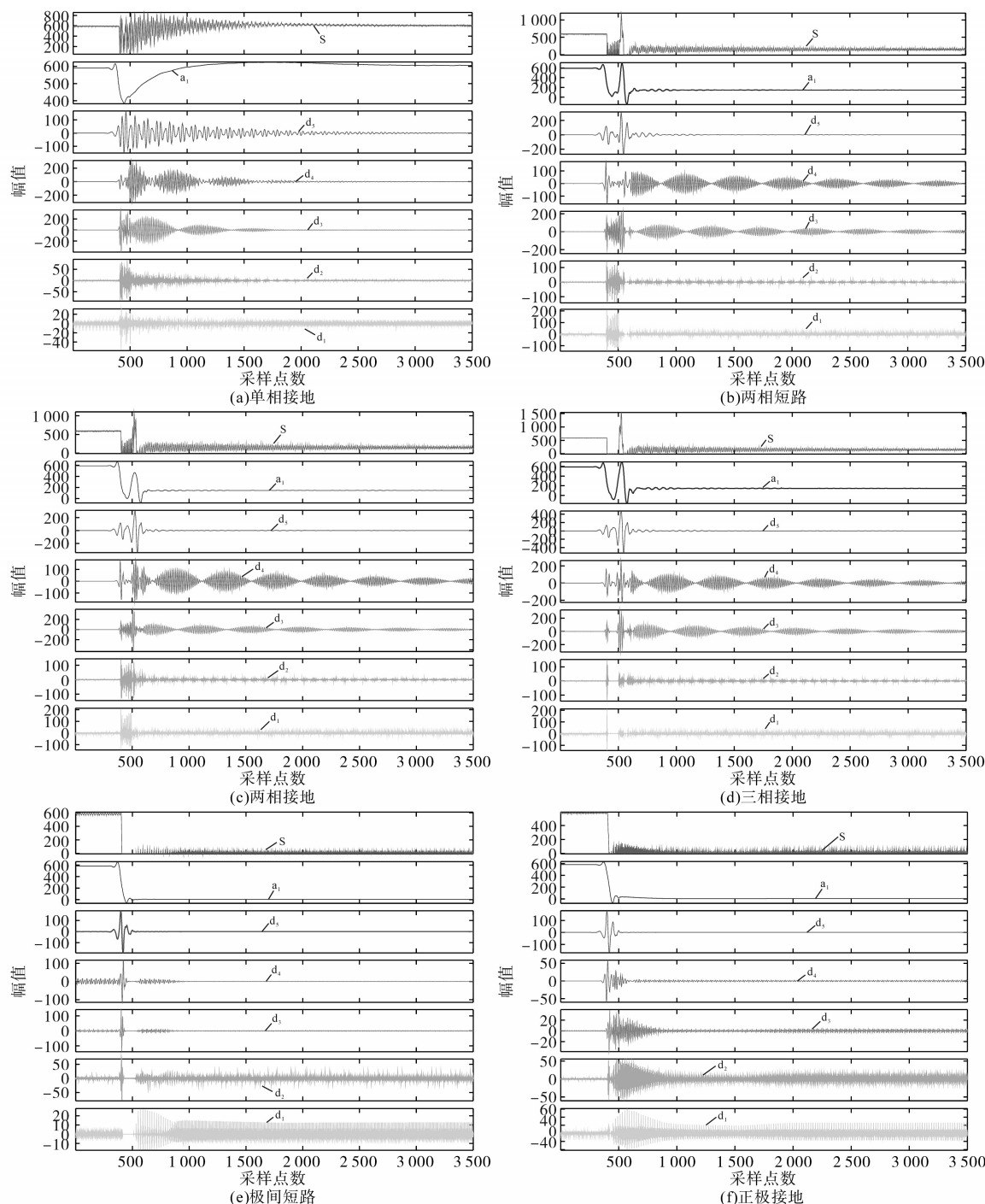


图2 故障信号小波系数图

Fig.2 Wavelet coefficient diagrams of fault signal

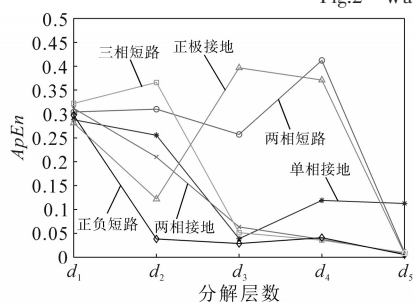


图3 故障信号小波近似熵变化趋势

Fig.3 Variation trend of wavelet approximate entropy of fault signal

可以看出不同故障类型的小波近似熵存在明显差异。

改变故障发生条件(将过渡电阻 R_f 提高至 100Ω),重新求取信号的小波近似熵。结果如图4和表2所示。

可以看出在不同故障条件下相同类型故障信号的小波近似熵变化趋势基本相同,可以通过其数值的变化趋势进行判断故障类型,可以作为故障信号的故障特征值用于故障识别。

表1 故障信号小波近似熵值表

Tab.1 Wavelet approximate entropy value table of fault signal

	d_1	d_2	d_3	d_4	d_5
单相接地	0.288 1	0.255 5	0.038 7	0.119 1	0.112 7
两相短路	0.304 1	0.310 1	0.257 2	0.412 2	0.010 3
两相接地	0.311 8	0.209 9	0.063 4	0.037 5	0.008 3
三相短路	0.322 1	0.366 0	0.051 5	0.035 7	0.009 6
正负短路	0.297 6	0.038 3	0.028 8	0.041 0	0.005 5
正极接地	0.281 0	0.122 1	0.396 6	0.371 0	0.007 4

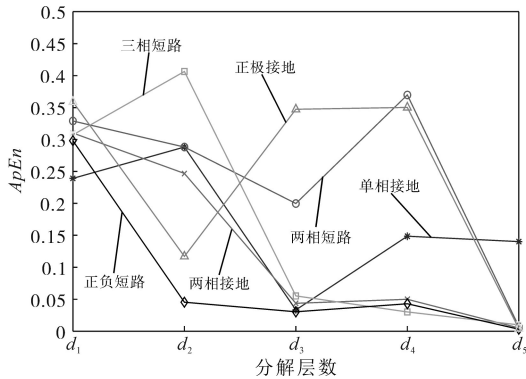


图4 改变条件后信号小波近似熵变化趋势

Fig.4 Variation trend of wavelet approximate entropy of signal after changing fault condition

表2 改变条件后信号小波近似熵值表

Tab.2 Approximate entropy value table of signal wavelet after changing conditions

	d_1	d_2	d_3	d_4	d_5
单相接地	0.239 2	0.288 3	0.033 4	0.148 6	0.140 3
两相短路	0.329 1	0.288 3	0.199 8	0.369 8	0.007 4
两相接地	0.310 2	0.246 8	0.043 6	0.049 9	0.005 1
三相短路	0.307 3	0.406 4	0.055 2	0.030 2	0.009 8
正负短路	0.298 1	0.045 4	0.030 3	0.043 0	0.003 1
正极接地	0.358 8	0.117 0	0.347 2	0.350 1	0.004 1

3 故障识别BP神经网络构建

BP神经网络是一种训练网络产生的误差从输出层反向传输到输入层再进行传播的神经网络。BP神经网络结构合理,各层内无互联,可灵活调节参数,非线性拟合能力强^[12],被广泛应用于各个行业的数据分类中。

本文通过采集到的故障时直流侧电容电压进行小波分解,分别计算每层分解系数的小波近似熵作为特征向量,并作为输入数据,组成训练集。根据故障类型设置故障代码,组成输出集。故障类型和输出故障代码对应关系如表3所示。

根据训练集和输出集训练BP神经网络的步骤如下:

1)设置输入层节点数。将故障信号进行5层分解,计算小波近似熵,故输入层节点数为5。

2)设置输出层节点数:节点数为6,由于输出结果为小数,故将输出四舍五入后再作为结果。

3)确定中间层节点数。设置中间层神经元个数为10。

4)选择中间层和输出层函数。中间层采用tansig函数,输出层采用logsig函数。

5)选择trainlm函数为训练函数。

表3 故障代码表

Tab.3 Fault code table

故障代码	故障类型
000001	单相接地
000011	两相短路
000111	两相接地
001111	三相短路
011111	极间短路
111111	单极接地

在 Matlab/Simlink 仿真软件中搭建如图1所示基于VSC的直流系统,按照本文第2节的方法获取了120组故障信号特征量,作为训练数据进行训练网络,设置了训练数据、验证数据、测试数据按照70%,15%,15%的比例分配。

输出值与实际故障代码之间的误差分布图如图5所示。误差值为故障编号与输出编号的差值。当误差小于0.5时,输出结果四舍五入取整后即为故障类型的代码。由图5可以看出120组数据中,有118组输出结果与实际相符。

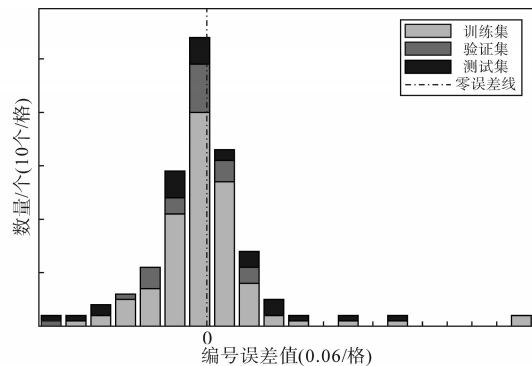


图5 输出结果误差分布图

Fig.5 Error distribution diagram of output results

回归值R测量输出和目标之间的相关性:R值越接近于1,说明拟合程度越好,越接近0,数据的相关性越差。如图6所示,在该BP神经网络中训练、验证、测试的数据拟合的R非常接近1。可以用此模型进行故障类别的诊断。

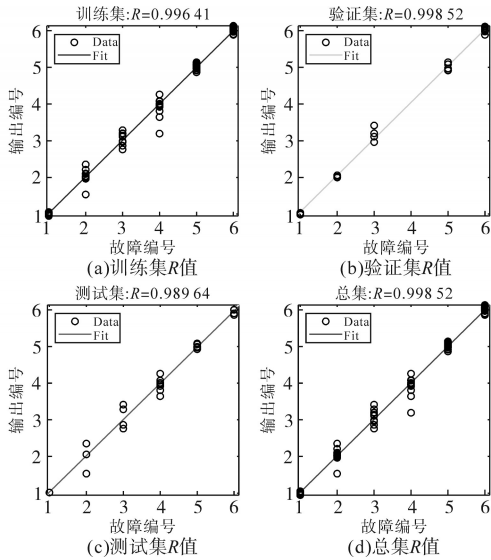


图6 BP神经网络回归值R值图

Fig.6 BP neural network regression value R diagram

4 故障识别结果分析

为验证故障诊断系统的诊断结果是否符合实际情况,采集当过渡电阻 $R_f=0\Omega$ 时VSC直流侧电压作为测试样本,通过改变故障发生条件来模拟直流侧故障与交流侧故障,每种故障类型取20组数据,共120组数据。故障识别情况如图7所示。

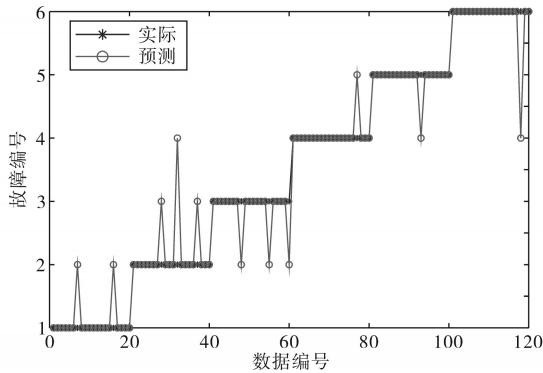


图7 $R_f=0\Omega$ 故障类型识别结果图

Fig.7 Fault type identification result diagram when $R_f=0\Omega$

故障识别结果汇总如表4所示,仿真信号的故障类型识别总准确率在90%以上。

表4 $R_f=0\Omega$ 时故障识别结果表

Tab.4 Fault identification result table when $R_f=0\Omega$

故障类型	样本数目	误判数目	准确率/%	总准确率/%
单相接地	20	2	90	90.83
两相短路	20	2	85	
两相接地	20	3	85	
三相短路	20	1	95	
极间短路	20	1	95	
单极接地	20	1	95	

为了验证不同故障电阻下,该方法对不同过渡电阻下短路故障的识别情况,改变发生故障时的过渡电阻为 $R_f=100\Omega$,重新采集120组故障信号,每种故障类型取20组数据进行识别,故障识别情况如图8所示。

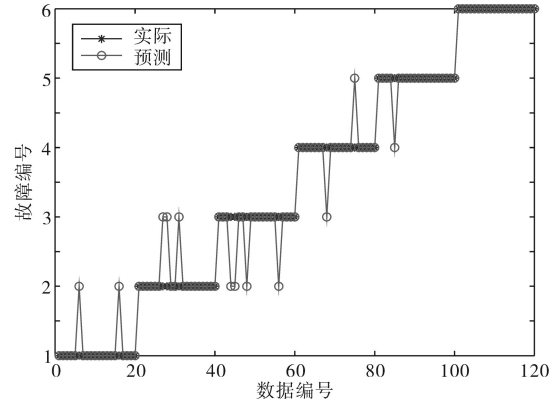


图8 $R_f=100\Omega$ 故障类型识别结果图

Fig.8 Fault type identification result diagram when $R_f=100\Omega$

过渡电阻为 $R_f=100\Omega$ 时故障识别结果汇总如表5所示,与表4结果相比,提高过渡电阻会影响交流故障的识别精度,其中对两相接地故障识别影响最大,直流故障的识别则不受影响。但总体识别总准确率仍可达到90%。

表5 $R_f=100\Omega$ 时的故障识别结果表

Tab.5 Fault identification result table when $R_f=100\Omega$

故障类型	样本数目	误判数目	准确率/%	总准确率/%
单相接地	20	2	90	90
两相短路	20	3	85	
两相接地	20	4	80	
三相短路	20	2	90	
极间短路	20	1	95	
单极接地	20	0	100	

为了验证本文所提出的故障提取方法的异源性,本文引入文献[13]中,通过计算故障时电流 i_a, i_b, i_c, i_d 的均方根值 i_{rms} 作为特征向量的方法进行训练BP神经网络, i_{rms} 的计算公式如下:

$$i_{rms} = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^N |i(k)|^2}{N}} = \sqrt{\frac{i(1)^2 + i(2)^2 + \dots + i(N)^2}{N}} \quad (18)$$

式中: $i(1), i(2), \dots, i(N)$ 为采集的电流原始数据。

采用该方法再一次对故障类型进行识别,识别的结果如表6所示。

对比表4~表6数据,可以看出,当故障过渡

电阻 $R_f=0\ \Omega$ 时,文献[13]与本文所设计方法的识别精度均能保持在90%,当过渡电阻 R_f 增加到100 $\ \Omega$ 时,文献[13]方法的识别精度降低至85%左右,而本文所设计的识别方法则不受影响。

通过以上分析,针对直流电网故障识别精度低、效果差的问题,本文所设计识别方法不受过渡电阻的影响,具有更高的故障识别精度以及鲁棒性,验证了通过小波分解计算其各层次系数近似熵为特征向量,作为故障识别BP神经网络的训练和验证样本可以准确判断VSC直流和交流故障类别。

表6 文献[13]方法故障识别结果表

Tab.6 Reference [13] method fault identification result table

故障类型	过渡电阻/ Ω	样本数目	误判数目	准确率/%	总准确率/%
单相接地	0	20	2	90	90
两相短路	0	20	4	80	
两相接地	0	20	2	90	
三相短路	0	20	1	95	
极间短路	0	20	1	95	
单极接地	0	20	2	90	
单相接地	100	20	2	90	85.8
两相短路	100	20	4	80	
两相接地	100	20	4	80	
三相短路	100	20	1	95	
极间短路	100	20	4	80	
单极接地	100	20	2	90	

5 结论

本文旨在快速识别直流电网短路故障,缩短用户断电时长,从而提高直流电网输配电稳定性。针对直流电网故障信号暂态特征更为多变、故障特征难以提取、故障识别准确性低这一难题,提出一种基于小波近似熵及BP神经网络的直流电网短路识别方法。

1)通过分析VSC的拓扑结构以及工作特性,给出了直流侧电容电压的表达式。由关系式可以得出直流电网交流侧以及直流侧短路故障可以通过检测电容电压的变化来进行诊断。

2)小波近似熵同时具备了小波变换时频局部化特性以及近似熵表征暂态信号复杂程度的特性。通过计算故障时直流侧电容电压的小波近似熵可以准确提取故障信号特征,进一步用于短路故障识别。

3)BP神经网络可灵活调节参数,非线性拟合能力强的特点,将故障信号小波近似熵作为输入

集进行训练BP神经网络,回归值 R 接近于1。

仿真结果验证:通过小波分解计算其各层次系数近似熵为特征向量,作为故障识别BP神经网络的训练和验证样本可以准确判断VSC直流和交流故障类别。

参考文献

- [1] 谢小荣,贺静波,毛航银,等. “双高”电力系统稳定性的新问题及分类探讨[J]. 中国电机工程学报,2021,41(2):461-475. XIE Xiaorong, HE Jingbo, MAO Hangyin, et al. New issues and classification of power system stability with high shares of renewables and power electronics[J]. Proceedings of the CSEE, 2021,41(2):461-475.
- [2] 赵国涛,钱国明,王盛. “双碳”目标下绿色电力低碳发展的路径分析[J]. 华电技术,2021,43(6):11-20. ZHAO Guotao, QIAN Guoming, WANG Sheng. Analysis on green and low-carbon development path for power industry to realize carbon peak and carbon neutrality[J]. Huadian Technology, 2021,43(6):11-20.
- [3] YI Wenting, HILL David J, SONG Yue. Impact of high penetration of renewable resources on power system transient stability [C]//2019 IEEE Power & Energy Society General Meeting (PESGM). Atlanta, GA, USA: IEEE, 2019.
- [4] 年珩,孔亮. 直流微电网故障保护技术研究综述[J]. 高电压技术,2020,46(7):2241-2254. NIAN Heng, KONG Liang. Review on fault protection technologies of DC microgrid[J]. High Voltage Engineering, 2020, 46(7):2241-2254.
- [5] 周廷冬,徐永海,吕晓慧. 基于MMC的配电网电力电子变压器接地设计及故障特性分析[J]. 电网技术,2017,41(12):4077-4085. ZHOU Tingdong, XU Yonghai, LÜ Xiaohui. Grounding design and fault characteristic analysis of MMC based power electronic transformer in distribution network[J]. Power System Technology, 2017,41(12):4077-4085.
- [6] 曾钰. 辐射状直流电网故障选线和保护方法研究[D]. 济南: 山东大学,2019. ZENG Yu. Study on the faulty feeder selection and protection principle of radial DC distribution grid[D]. Jinan: Shandong University, 2019.
- [7] 张希鹏,郇能灵,范春菊,等. 基于VPC-EMTR理论的直流配电网故障选线[J]. 高电压技术,2020,46(5):1729-1739. ZHANG Xipeng, TAN Nengling, FAN Chunju, et al. Fault line selection in DC distribution network based on VPC-EMTR theory [J]. High Voltage Engineering, 2020,46(5):1729-1739.
- [8] SNEATH J, RAJAPAKSE A D. Fault detection and interruption in an earthed HVDC grid using ROCOV and hybrid DC breakers[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2016, 31(3):973-981.
- [9] 李斌,何佳伟,李晔,等. 基于边界特性的多端柔性直流配电

(下转第96页)

浇注模定量倾倒机构的分段变脉冲积分化控制

赖永波^{1,2}, 卢俊^{1,2}, 李华荣³

(1. 江苏信息职业技术学院 智能工程学院, 江苏 无锡 214153;

2. 无锡精智模具技术有限公司, 江苏 无锡 214153;

3. 荣晟物联技术有限公司, 江苏 无锡 214059)

摘要: 针对小型模具快速定量倾倒浇注生产中的过冲与涌溅问题, 对一种自动倾倒熔桶机构在分析其工艺流程和控制特点下, 提出将倾倒过程分三阶段控制设计, 在不依赖于系统的具体模型条件下, 采用可编程控制器(PLC)的高速脉冲输出功能来实时控制伺服电机推拉倾倒熔桶浇注生产。该定量倾倒浇注控制在快浇注阶段解决了涌溅, 在精确浇注阶段设计匀速递减可变脉冲来无限逼近积分控制过程, 解决了过冲达到定量浇注。仿真与实验表明, 倒桶浇注中的控制干扰和机构的振颤现象被有效抑制。与传统的熔桶倾倒定量浇注控制应用相比, 该设计控制整定参数少、过冲与涌溅量小, 且设计更便于采用PLC来编程实现。

关键词: 倾倒机构; 自动定量浇注; 分段变脉冲; 积分化控制

中图分类号: TM28 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed24087

Piecewise Varying Impulse Integral Control for Casting Mould Quantitative Pouring Device

LAI Yongbo^{1,2}, LU Jun^{1,2}, LI Huarong³

(1. School of Intelligent Engineering, Jiangsu College of Information Technology, Wuxi 214153,

Jiangsu, China; 2. Wuxi Presize Intelligent Mould Limited Company, Wuxi 214153,

Jiangsu, China; 3. Rongsheng Technical Internet of Things Limited Company, Wuxi 214059, Jiangsu, China)

Abstract: To deal with the mould quantitative casting over-pouring and spillage, based on the analysis of the technological process and the control characteristics for a kind of auto molten bucket casting mechanism, under the condition without depending on system concrete models, a three stages casting was proposed to real-time control servo motor push-pull molten bucket casting production by the programmable logic controller (PLC) high-speed pulse output function. The control solves the spillage in the fast pouring stage, designs the uniform decreasing variable pulse to infinitely approximate the integral control process to solve the over-pouring and reach the quantitative casting pouring in the precise pouring stage. Simulation and experiment show that the control method effectively attenuate the disturbance and the pouring mechanism vibration phenomenon. Compared with the traditional control application of the molten bucket pouring, the designed control system have few adjusting parameters less over-pouring and spillage, and more convenient to be realized by the PLC.

Key words: pouring device; automatic quantitative pouring; piecewise variable impulse; integral control

冶金浇注是铸造生产中的重要环节, 对浇注设备的设计与控制应用历来是浇注成型中的研究热点^[1-3]。定量浇注是冶金浇注生产中的一种工艺要求, 目前浇注研究与应用中的主要方法有: 质量定量法、电极控制定量法、容积定量法、时间定量法、示教再现控制定量法、图像处理控制定量法等^[4-7]。随着工程设计软件技术的发展,

有学者采用 Moldex3D 嵌件对注射成型浇注系统进行了优化分析^[8]。在小型模具浇注生产上, 文献[9]中设计了一种气压式定量浇注系统, 并对其进行了软件模拟应用研究。近年来, 在高端浇注制造领域, 基于计算机控制软件优化技术的浇注系统设计与模拟分析得到深入的研究和应用^[10-11]。

需要指出的是, 上述浇注装置的设计应用中

基金项目: 江苏省高校优秀科技创新团队基金(2019SJK07); 江苏省高等学校自然科学基金(17KJB510019)

作者简介: 赖永波(1975—), 男, 硕士, 副教授, 高级工程师, Email: yongbo100@sina.com

总体上自动化程度不高,在小型模具浇注的批量化生产中其效率有待提升。上述浇注装置的控制设计与优化一般是建立在系统建模和仿真基础上给出的研究与应用成果。在实践应用中对于浇注系统通常是采用简化的近似建模^[12-13],忽略了系统的非线性和不确定以及控制干扰因素,使得浇注操作中的定量性误差大,存在熔液过冲浇注和速度不稳定导致的熔液涌溅现象,后续加工时模型产品的切削余量大,批量化浇注生产的工效也有待进一步提高。

本文针对一种自动倒桶浇注机构装置,在分析其工作过程和浇注控制特点下,采用PLC控制器设计分段可变脉冲积分化控制功能应用于自动浇注生产,以降低上述定量倾倒浇注中存在的问题。

1 倾倒浇注系统分析

1.1 浇注机构

为满足小型模具浇注企业自动浇注生产要求,一种可实现自动倒桶浇注机构被设计应用,其简化的结构示意图如图1所示。

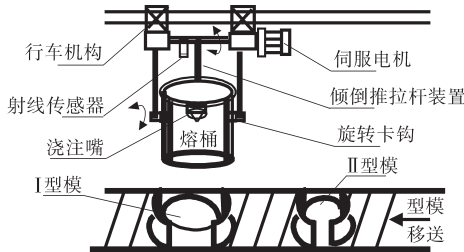


图1 倒桶浇注机构

Fig.1 Structure of casting and pouring device

倒桶浇注机构由行车机构、伺服电机及传动杆、倾倒推拉杆装置、保温熔桶、浇注嘴、浇注模具型腔深度检测射线传感器和模具型腔移送带机构等组成。其设计机构中的浇注嘴有别于传统的漏斗型与管型嘴,漏斗型与管型嘴虽易于控制流速,但在浇注结束瞬间时刻型嘴中的剩余熔液在重力作用下飞落模腔中,使得控制过冲量较大。

1.2 倾倒浇注过程

倾倒浇注生产时,图1机构控制执行动作流程为:PLC控制行车载着熔桶机构移动到工作位置,模具腔移送到浇注位置,根据不同模具腔的深度值和传感器实时深度测量反馈值,控制伺服电机正反转速度转动倒桶推拉杆装置,控制熔桶倾倒浇注生产。当实时深度测量反馈值达到设定浇注值时刻,控制伺服电机进行正桶(即熔桶竖直)工作,并等待下一个模具腔移送到浇注位

置,执行自动循环浇注工作,其倾倒过程示意图如图2所示。

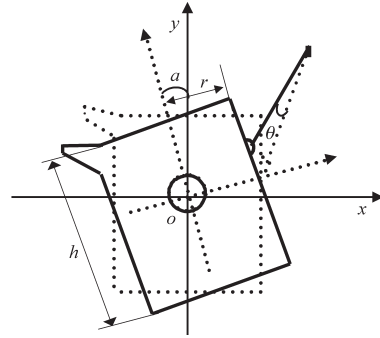


图2 倾倒示意图

Fig.2 Pouring schematic diagram

假设交流伺服电机输出推拉力矩 T_L 沿熔桶壁纵向方向,系统以 o 点旋转运动近似建模^[14]为

$$\begin{cases} J \frac{d^2 \alpha}{dt^2} = T_L r - mgr \sin \alpha \\ J_m \frac{d\theta}{dt} = \frac{3}{2} p_m \Psi i_q - T_L \end{cases} \quad (1)$$

其中

$$J = mr^2$$

式中: J 为熔桶转动惯量; m 为熔桶质量; α 为桶转角; r 为熔桶半径; J_m 为电机转动惯量; θ 为角速度; p_m 为电机极对数; Ψ 为磁链常数; i_q 为电机 q 轴电流。

1.3 倾倒熔体与转角的关系

由图2可知熔桶转角范围是 $0 < \alpha < \pi/2$,假设某浇注时刻熔桶转过角度 α ,熔桶内熔液的体积 V ,桶高度 h ,其熔液液面位置变化如图3所示。

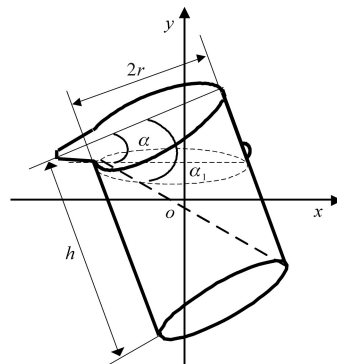


图3 倾倒熔桶液面示意图

Fig.3 Schematic of pouring molten bucket liquid level

浇注过程中其桶内熔液体积 V 与 α 的关系为

$$\begin{cases} V = \pi r^2 (h - r \tan \alpha) & 0 < \alpha < \alpha_1 \\ V = \frac{\pi}{2} r^2 h - \frac{\pi r^3}{2 \cot \alpha} + \frac{r^2 (h \cot \alpha - r)}{\cot \alpha} \\ \arcsin \frac{h \cot \alpha - r}{r} + \frac{h^2 \cot^2 \alpha - 2hr \cot \alpha + 3r^3}{3 \cot \alpha} \\ \sqrt{2hr \cot \alpha - h^2 \cot^2 \alpha} & \alpha_1 \leq \alpha < \pi/2 \end{cases} \quad (2)$$

其浇注嘴熔液流量为

$$f(t) = \frac{dV}{dt} \quad (3)$$

在熔桶不同半径与高度的参数下,浇注过程中熔液体积 V 与转角 α 的变化关系如图4所示。

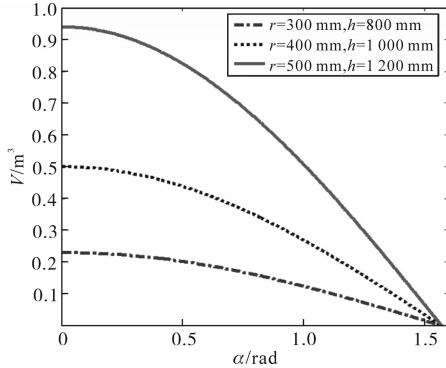


图4 倾倒熔桶液体体积变化图

Fig.4 Diagram of pouring molten bucket tank liquid volume changing

在 $r=300\text{ mm}, h=800\text{ mm}$ 的参数下其流量变化过程如图5所示。随着转角 α 的增大,浇注嘴的熔液流量呈非线性急速变化,最大值出现在图3所示的熔桶中熔液截面形状从梯形向三角形转折处。其熔液流量变化的非线性特征,导致流量(式(3))控制不但精确建模困难,而且在定量浇注中存在难以克服的静态误差、动态载荷与执行机构振动引起的动态误差、以及控制信号因高温环境与温度影响引起的浇注误差等。为此寻求不依赖于式(1)~式(3)的系统数学模型,从控制方法和软件设计方面来有效降低上述影响因素是高性能控制浇注需要解决的关键问题。

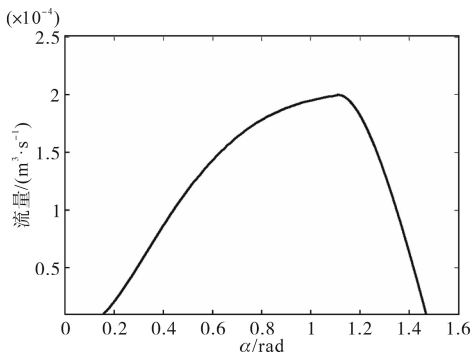


图5 熔体流量与转角 α 的变化关系图

Fig.5 Diagram of melt flow changing with angle α

2 分段变脉冲积分化控制

2.1 分段倾倒浇注方法

为实现快速自动倒桶精准定量浇注,将倾倒过程分启浇段、快浇段和精浇段来实施,采用PLC的高速脉冲输出功能来实时控制伺服电机推拉

倾倒熔桶浇注生产,设计快速浇注完成80%的设定浇注熔液高度值后进入精浇段。分段脉冲起始频率为 f_2 ; 最高快浇段为 f_3 ; 精浇段是匀速递减脉冲,截止频率为 f_1 。分段脉冲输出控制过程如图6所示。

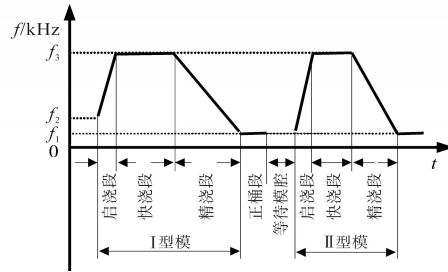


图6 分段高速脉冲

Fig.6 Piecewise high-speed pulse

2.2 积分控制

传统的PID控制中积分功能为消除稳态误差,其增量式表示为

$$\int_0^t e(t)dt = \sum_{j=0}^k e(j)\Delta t \quad (4)$$

式中: Δt 为控制采样周期; $e(j)$ 为第 j 次采样时的控制偏差值。

假设模腔深度为 l , 在倒桶浇注第 j 次采样时刻后模腔中熔液高度为总高度的80%, 即 $l(j)$ 为 $80\%l$, 并假设从第 j 次后每次采样控制模腔中的熔液高度递增量为 $\Delta l_m (m=1, 2, \dots, k)$, 则第 $j+1$ 次后熔液总高度为 $l(j)+\Delta l_1$, 第 $j+2$ 次后为 $l(j)+\Delta l_1+\Delta l_2$, 若到达第 k 次时浇注结束, 则有:

$$l = l(j) + \Delta l_1 + \Delta l_2 + \dots + \Delta l_k \quad (5)$$

按上述浇注控制规律,其理想精准定量倒桶浇注即为

$$\begin{cases} \sum_{i=j}^k \Delta l(i) = 20\%l \\ \lim_{i=k} \Delta l(i) = 0 \end{cases} \quad (6)$$

2.3 脉冲控制实现

设计两种型号模具精浇注段脉冲工作过程如图7所示。图中, T_I 为 I 型模具精浇注起发控制驱动脉宽(文中脉宽特指由连续单个脉冲组成,下同), ΔT_I 为其递减脉宽; T_{II} 为 II 型模具精浇注起发控制驱动脉宽, ΔT_{II} 为其递减脉宽。

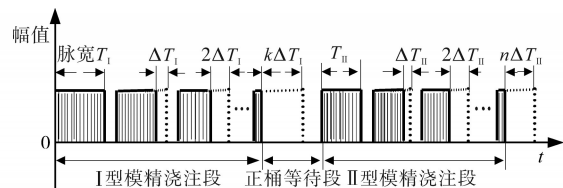


图7 脉冲工作原理过程

Fig.7 Pulse working principle process

由图6和图7的控制设计过程可得:在一个倾倒浇注 Δt 采样时间内,以 I 型模浇注为例,精浇注段起发控制输出脉冲个数 N 为

$$N = \Delta t \div \frac{1}{f_3} = T_1 \quad (7)$$

精浇注段结束前一个采样时刻输出脉冲数 n 为

$$n = \Delta t \div \frac{1}{f_1} \quad (8)$$

若采样控制到第 k 次时倾倒浇注结束,则每个采样周期内,脉冲平均递减数为(等效递减驱动脉宽 ΔT ,取整数)

$$\text{Mod}(M) = (N - n) / k = \Delta T \quad (9)$$

在上述脉冲控制驱动下,伺服电机带动推杆装置推动熔桶倾倒浇注工作,每次浇注采样后模腔中的熔液高度增加值变化如图8所示。将图8中的变化值沿着时间轴线反向累加即是式(5)结果,实现了标准的积分控制功能。

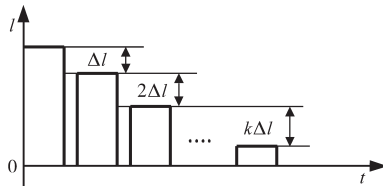


图8 采样浇注增加值
Fig.8 Sampling and pouring increased value

3 仿真与实验

仿真与实验中的伺服电机选择安川 SGM5H 型 2 kW 三相电机,伺服器选择安川 SGD72BAEB 型伺服器。实验中,伺服驱动器脉冲变比参数设定为每转 8 000 个,由西门子 S7-Smart 控制器的高速脉冲输出口控制驱动;传感器选德国 NI10-G18-AN 型射线传感器,其信号经模拟量模块 EMAE 04 输入。

3.1 仿真

系统仿真参数: $J_m = 1.5 \times 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, $J = 2.0 \times 10^4 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, $r = 400 \text{ mm}$, $h = 1\ 000 \text{ mm}$, 模腔深度为 50 mm。仿真系统采用以太网连接 PLC 控制器与组态上位机构成。针对系统简化的模型,分别给定 600 r/min 与 400 r/min 的方波控制信号,利用控制器开发工具 Indra works Engineering 观测读取伺服电机的速度值和浇注流量变化值,并将数据导入 Matlab 绘制其波形图。

该分段可变脉冲积分化控制伺服电机转速仿真如图9所示,近似描述了两种型号模具浇注中的电机转速变化,其中的正桶和等待时间共设

定 10 s。仿真表明,与文献[13]中的 PID 控制方法相比,采用分段变脉冲积分化控制频率由 f_2 加速到 f_3 恒定段后,克服了振荡且无超调量,系统的稳定性高且动态响应速度快。

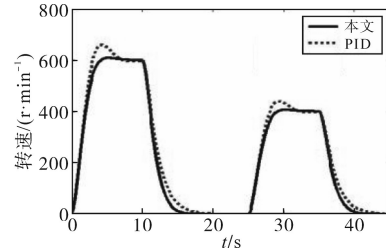


图9 方波信号下的转速变化
Fig.9 Speed change under square wave signal

进一步,在启动倒桶浇注工作阶段跃信号作用 10 s 时刻,突加 +1.5 V 电压的控制干扰信号,其作用如图10所示。从图中看出,本控制设计抗干扰性强,电机转速平稳,浇注机构振颤现象小。

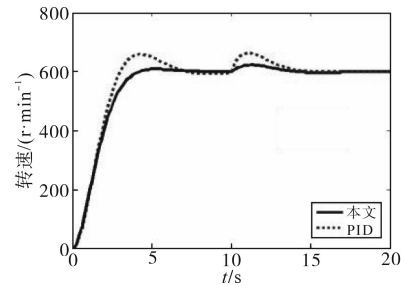


图10 干扰作用下的转速变化
Fig.10 Speed variation under disturbance

浇注过程中倒出熔液流量仿真如图11所示,其峰值出现在从快浇注段向精浇注段变化时刻。

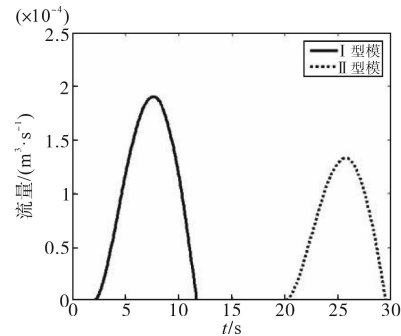


图11 熔体流量变化图
Fig.11 Diagram of melt flow changing

按照分段变脉冲控制设计,启浇注段控制伺服电机不断加速至快浇注段达最大转速并保持,直至模腔中浇注熔液高度到达控制值的 80%,此时倾倒熔液达最大流量易产生冲涌溅现象,由于 80% 的控制值,此阶段模腔空间可容余量较大,使得冲涌溅得到解决。剩余的 20% 浇注量在精浇注段完成,由高速递减脉冲控制伺服电机快速减小倾倒转角来控制流量,逐渐逼近式(6),达到快

速定量浇注目标。

3.2 实验

实验对象为质量2.0 t的保温合金熔桶,控制操作在西门子MP270触摸屏上完成。系统参数同仿真参数,控制系统组态如图12所示。

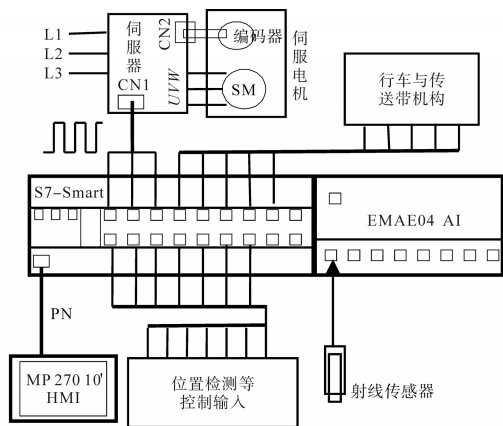


图12 控制系统示意图

Fig.12 Diagram of control system

实验系统的精浇段截止频率 f_1 可采用调试整定,也可根据深度检测射线传感器分辨率联合式(7)~式(9)求解得到。实验时 f_1 取1 kHz, f_2 取2 kHz, f_3 取100 kHz。

为实现与PID控制实验比较,在上位机中启动PLC编程软件自带的PID调节功能进行控制对比实验。在定量浇注过程中,以I型模浇注为例,其模具腔中熔液深度变化实验如图13所示。

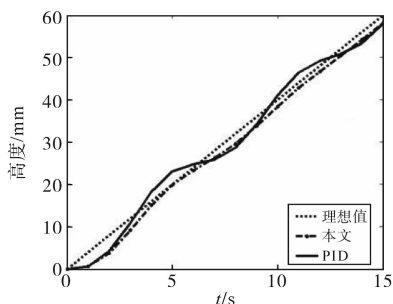


图13 浇注模腔深度跟踪

Fig.13 Casting mould depth control tracking

从图13看出,与文献[13]中PID方法相比,本文设计控制响应快,振荡与定量误差更小。该控制对不同模型腔浇注实验结果对比数据如表1所示。

表1 浇注数据

Tab.1 casting data

控制方法	给定值/mm	实际值/mm
本文控制	35	36
PID控制	35	37
本文控制	45	47
PID控制	45	48

表1数据表明,本文控制设计的最大误差为2 mm,而PID的最大误差为3 mm,使得后续加工中的切削耗材与耗能更多。

仿真与实验表明,变脉冲积分化控制策略与文献[9,12-13]中的控制相比,具有不依赖于倒桶机构的控制数学模型和参数调整少的实时控制优越性,且易于采用PLC控制梯形图编程软件实现。

4 结论

本文根据模具浇注生产需求,对设计的一种自动倒桶浇注机构,采用PLC控制器设计分段可变脉冲信号驱动伺服电机推动倾倒浇注工作,其控制设计仿真与实验表明:1)自动倒桶浇注中的干扰和伺服电机与倒桶机构的振颤现象得到有效抑制;2)过冲量小,降低了倒桶定量浇注误差;3)与传统的倒桶浇注控制应用相比,该控制设计整定参数少且精准定量浇注时间短,安全可靠自动化程度较高,具有一定的推广实用价值。

参考文献

- [1] SAMA S R, WANG J, MANOGHARAN G. Non-conventional mold design for metal casting using 3D sand-printing[J]. Journal of Manufacturing Processes, 2018, 34(5): 4876-4882.
- [2] 廉振文, 郭全领. V型气缸体铸造浇注系统设计分析及改善[J]. 铸造工程, 2021, 45(6): 28-34.
LIAN Zhenwen, GUO Quanling. Design analysis and improvement of V-type cylinder block gating system[J]. Foundry Engineering, 2021, 45(6): 28-34.
- [3] OBZINA Tomáš, MERTA Václav, FOLTA Martin, et al. Technological and quality aspects of the use of innovative inorganic binders in the production of castings[J]. Metals, 2021, 11(11): 3508-3513.
- [4] 刘永胜, 杨尚平, 汪泽波. 定点倾转式定量浇注装置研发[J]. 特种铸造及有色合金, 2011, 31(11): 1043-1045.
LIU Yongsheng, YANG Shangping, WANG Zebo. Research and development of fixed-point tilting type quantitative pouring device[J]. Special Casting and Non-ferrous Alloys, 2011, 31(11): 1043-1045.
- [5] 雷先华, 朱石沙, 刘金刚. 半自动定点倾转式浇注工作台的设计[J]. 铸造, 2014, 63(8): 809-811.
LEI Xianhua, ZHU Shisha, LIU Jingang. Design of semi-automatic fixed point tilting casting table[J]. Foundry, 2014, 63(8): 809-811.
- [6] 李从发, 李晓明, 张江波. 静压线生产球墨铸铁管件浇注系统设计体会[J]. 铸造设备与工艺, 2018, 5(4): 11-13.
LI Congfa, LI Xiaoming, ZHANG Jiangbo. Experience in the design of pouring system for ductile iron pipe fittings produced by static pressure line[J]. Casting Equipment and Technology,

2018,5(4):11-13.

[7] 曹琪. 铝合金挤压铸造定量输送浇注装置研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学,2012.
CAO Qi. Research on quantitative conveying and pouring device for aluminum alloy extrusion casting[D]. Harbin: Harbin Technology University, 2012.

[8] 曹继平,刘苗苗,谢鹏程. 基于Moldex3D的嵌件注射成型浇注系统优化分析[J]. 中国塑料,2016,30(10):75-78.
CAO Jiping, LIU Miaomiao, XIE Pengcheng. Optimization analysis of injection molding casting system for insert based on Moldex3D [J]. China Plastics, 2016, 30 (10): 75-78.

[9] 成炼. 气压式定量浇注系统模拟优化研究[D]. 太原: 中北大学,2014.
CHENG Lian. Research on simulating optimization of pneumatic quantitative pouring system [D]. Taiyuan: North China University. 2014.

[10] WU Huaichao, YANG Xuan, CAO Gang, et al. Design and optimization of die casting process for heavy-duty automatic transmission oil circuit board[J]. International Journal of Cast Metals Research, 2021, 34(2) :6470-6477.

收稿日期:2021-11-15
修改稿日期:2021-12-22

~~~~~

(上接第90页)

系统单端量保护方案[J]. 中国电机工程学报,2016,36(21):5741-5749.  
LI Bin, HE Jiawei, LI Ye, et al. Single-ended protection scheme based on boundary characteristic for the multi-terminal VSG-based DC distribution system[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(21) :5741-5749.

[10] 余修勇,肖立业. 直流配电网故障识别和定位技术研究综述[J]. 电工电能新技术,2019,38(7):56-66.  
YU Xiuyong, XIAO Liye. An overview of fault identification and location technology for DC distribution networks[J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2019, 38(7) :56-66.

[11] 齐晓轩,都丽,张国山. 小波包近似熵特征的机动车声识别方法[J]. 南京理工大学学报,2020,44(1):67-73,79.  
QI Xiaoxuan, DU Li, ZHANG Guoshan. Vehicle type recognition by acoustic signal based on wavelet packet decomposition and approximate entropy[J]. Journal of Nanjing University of Science and Technology, 2020, 44(1) :67-73, 79.

[12] 何巨龙,王根平,刘丹,等. 基于提升小波和改进BP神经网络的配电网系统电能质量扰动定位与识别[J]. 电力系统保护与控制,2017,45(10):69-76.  
HE Julong, WANG Genping, LIU Dan, et al. Localization and identification of power quality disturbance in distribution network system based on lifting wavelet and improved BP neural network[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45 (10) :69-76.

[13] 于海. VSC-HVDC系统故障定位和故障诊断技术研究[D]. 兰州:兰州理工大学,2016.  
YU Hai. Research on fault location and diagnosis technology of VSC-HVDC[D]. Lanzhou: Lanzhou University of Technology, 2016.

收稿日期:2022-05-19  
修改稿日期:2022-06-21





# 传承经典 引领未来

天津电气科学研究院有限公司(原天津电气传动设计研究所)是原国家机械工业部直属研究所,现为中国机械工业集团有限公司所属、中国机械设备工程股份有限公司托管的科技型企业。

公司主要从事智能控制设备的研发及应用,在高端装备电气控制系统方面拥有丰富的工程实践经验。提供重型装备系统工程、智能装备系统工程、水力发电工程、变频器产品、储能及微网产品、电控设备检测等领域的系统解决方案。



TAC1 系列低压变频(逆变)器



ZX1C 系列全数字直流调速装置



ZXD 系列全数字直流调速装置



中压三电平大功率变频器



储能变流器(PCS)

地址:天津市河东区津塘路 174 号

电话:022-84376321

网址:www.tried.com.cn

