

微电机

2024 3

第57卷 第3期
No.3 Mar., 2024

MICROMOTORS

西安微电机研究所有限公司主办

无锡市黄氏电器制造有限公司

**剑清电机**
JIANQING MOTOR

无锡市黄氏电器制造有限公司（原无锡市剑清微电机有限责任公司）为爪极式永磁同步电机的设计、生产、销售、服务于一体的专业企业。公司拥有技术精湛的员工与专业技术研发团队、专业的自动化生产设备、精良的生产工艺及先进的检测设备。自上世纪八十年代，由电机专家——黄剑清先生主导开发出KTYZ系列永磁同步电动机产品，技术指标在同行业中处于领先地位；公司拥有多项电机专利，并牵头制定《齿轮减速永磁同步电机》的行业标准。公司通过了ISO9001:2000, UL, CE, 3C认证。



28KTYZ



28KTYZ



50KTYZ



50KTYZ



50KTYZL



50KTYZLHGB88



60KTYZ



60KTYZ



64KTYZ



64KTYZ



FGB84



FGB85

地址：无锡市钱桥工业园钱洛路6-8号
电话：0510-88089988
传真：0510-88089900

微电机

WEI DIAN JI

月刊, 1972 年创刊
第 57 卷 第 3 期(总第 363 期)
2024 年 3 月 28 日出版

中国科技论文统计源期刊
中国学术期刊(光盘版)全文收录期刊
《中国核心期刊(遴选)数据库》收录期刊
《中文科技期刊数据库(全文版)》收录期刊
RCCSE 中国核心(扩展版)学术期刊
美国《乌利希期刊指南》(UPD) 收录期刊
美国《剑桥科学文摘(工程技术)》(CSA) 来源期刊
英国《科学文摘》(Inspec) 检索源期刊
中国机械工业优秀期刊
陕西省优秀期刊

编辑委员会

顾问: 唐任远(院士) 赵淳生(院士)

王宗培 陆永平 程树康 谭建成

主任委员: 莫会成

副主任委员: 谭顺乐 荆仁旺

委员: (按姓氏笔画为序)

王健 王建乔 王晓远 王维俊
任雷 刘刚 刘卫国 刘树林
刘景林 贡俊 严伟灿 李红梅
杨向宇 肖曦 吴玉新 闵琳
沈建新 张卫 郝双晖 顾菊平
柴凤 柴建云 徐衍亮 郭宏
黄守道 黄声华 梁得亮 程明
温旭辉 廖勇

主管: 西安微电机研究所有限公司
主办: 西安微电机研究所有限公司
协办: 中国电器工业协会微电机分会
中国电工技术学会微特电机专委会

编辑出版: 《微电机》编辑部
主编: 谭顺乐
副主编: 谭莹 贾钰
地址: 西安市高新区上林苑四路 36 号
(710117)
电话: 86-29-84276641
在线投稿系统: wdj.paperopen.com
E-mail: micromotors@vip.sina.com
Http: //www.china-micromotor.com.cn

国外总发行: 中国国际图书贸易总公司
(100044 北京 399 信箱)
国外代号: M 4228

国内总发行: 陕西省邮政报刊发行局
订购处: 全国各地邮局或本刊编辑部
邮发代号: 52-92
刊号: ISSN 1001-6848
CN 61-1126/TM
国内定价: ¥8.00
国外定价: \$8.00

广告经营许可证: 6101004004005
印刷: 西安创维印务有限公司

目次

设计与研究

基于熵权决策的 Halbach 直线发电机分层优化设计
..... 曹得元, 王长坤, 范新宇, 等(1)

超声波电机孤极反馈电压特性研究 傅平(8)

大功率永磁盘式电机转子结构强度研究
..... 黄漪帅, 梁志宏, 李飞, 等(14)

驱动控制

模糊自抗扰优化开关磁阻电机速度环控制策略
..... 王茹愿, 李昕涛, 杨辉, 等(19)

大功率涡扇发动机负载下基于加速度调节的航空三级式电机
起动控制策略研究 高钰淇, 来帅雷, 宋受俊(24)

一种低成本小型化弹载伺服控制器设计及验证
..... 郭朝帽, 王雪松, 孙磊, 等(30)

SiC MOSFET 串扰抑制驱动电路设计
..... 杨孟广, 姜仁华, 徐树(35)

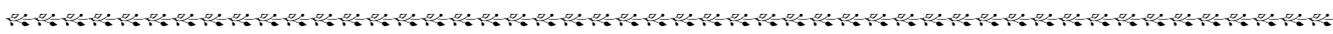
- 一种微型伺服驱动器设计..... 周 实(40)
- 基于 DSP 的整流管组件故障诊断技术研究 陈章恒, 王 啸, 苑振宇(44)

风力发电技术

- 基于 Kriging 代理模型的无刷双馈发电机转子优化设计 于思洋, 田培均, 王 皓, 等(47)
- DFIG 暂态特性分析及联合 HVRT 控制策略 王艳娟, 孙 潇, 曹德印(52)

新能源汽车技术

- 开绕组永磁同步电机最小铜耗控制策略研究..... 周 旋, 汪小娜、沈昊旻(59)
- 基于台架控制的定子温度对系统效率的影响..... 黄万里, 刘梦霞, 范振阳(65)



《微电机》(月刊)

全年 12 期, 读者可到当地邮局订阅, 本刊亦可破订、零购。

欢迎投稿! 欢迎订阅! 欢迎刊登广告!

国内刊号: CN61 - 1126/TM

邮 箱: micromotors @ vip. sina. com

地 址: 高新区上林苑四路 36 号(710117)

邮发代号: 52 - 92

订价: 8 元/期

年价: 96 元/年

编辑部邮购(含快递费): 300 元/年

国际刊号: ISSN 1001 - 6848

电话: 029 - 84276641



MICROMOTORS

Founded 1972 • Monthly • Public Publication
Vol. 57 No. 3 (Serial No. 363) Mar., 2024

Authorities: Xi'an Micromotor Research Institute
Co. Ltd.

Sponsor: Xi'an Micromotor Research Institute Co. Ltd.

Edited & Published: MICROMOTORS

Editorial Department

Chief Editor: TAN Shunle

Add.: No. 36, shanglinyuan 4th road, Xi'an
(710117)

Tel.: 86-29-84276641

Online Submission System: wdj.paperopen.com

E-mail: micromotors@vip.sina.com

Http: //www.china-micromotor.com.cn

Distributor: Xi'an Newspapers and Periodicals
Publish Office

Domestic Subscription: Local Post Office &
MICROMOTORS Editorial Department

Periodical Code: 52-92

Journal Code: ISSN1001-6848
CN61-1126/TM

Foreign Subscription:

China National Publications Import & Export Corp.
(P. O. Box 399, Beijing 100044, China)

Overseas Code: M 4228

Price: \$ 8.00

Annual Price: \$ 96.00

Publication Date: Mar. 28, 2024

CONTENTS

Hierarchical Optimization Design of Halbach Linear Generator Based on Entropy Weight Decision	CAO Deyuan, WANG Changkun, FANG Xinyu, et al(1)
Study on Feedback Voltage Characteristics of Isolated Pole of Ultrasonic Motor FU Ping(8)
Research on Structural Strength of Rotor of High Power Permanent Magnet Disk Motor HUANG Yishuai, LIANG Zhihong, LI Fei, WANG Haibo, et al(14)
Speed Control Strategy of Switched Reluctance Motor Based on Fuzzy Autodisturbance Rejection WANG Ruyuan, LI Xintao, YANG Hui, et al(19)
Research on Starting Control Strategy of Acceleration-regulated Aviation Three-stage Starter-generator Based on High-power Turbofan Engine Load GAO Yuqi, LAI Shuailei, SONG Shoujun(24)
Design and Verification of a Low Cost and Miniaturized Missile Based Servo Controller GUO Chaomao, WANG Xuesong, SUN Lei, et al(30)
Design of Crosstalk Suppression Driver Circuit for SiC MOSFET YANG Mengguang, JIANG Renhua, XU Shu(35)
Design of a Micro Servo Driver ZHOU Shi(40)
Research on Fault Diagnosis Technology of Rectifier Module Based on DSP CHEN Zhangheng, WANG Xiao, YUAN Zhenyu(44)
Rotor Optimization Design of Brushless Doubly-fed Generators Based on Kriging Surrogate Model YU Siyang, TIAN Peijun, WANG Hao, et al (47)
Transient Characteristics Analysis of DFIG and Research on High Voltage Ride Through Control Strategy WANG Yanjuan, SUN Xiao, CAO Deyin(52)
Research on Minimum Copper Loss Control Strategy for Open Winding Permanent Magnet Synchronous Motor ZHOU Xuan, WANG Xiaona, SHEN Haomin(59)
Effect of Stator Temperature on System Efficiency Based on Bench Control HUANG Wanli, LIU Mengxia, FAN Zhenyang(65)

基于熵权决策的 Halbach 直线发电机分层优化设计

曹得元, 王长坤, 范新宇, 李 阳

(江苏科技大学 能源与动力学院, 江苏 镇江 212100)

摘要: 为了实现直驱式波浪发电装置的高功率密度及高转化效率, 针对 Halbach 阵列直线发电机, 提出了一种基于熵权多属性决策的分层优化设计方法。在分析电机基本原理、发电性能以及试验验证的基础上, 以开环电动势幅值、电压波形畸变率为目标, 采用灵敏度方法筛选关键变量, 建立分层优化模型, 进一步结合 NSGA-II 优化方法开展多目标优化设计; 最后, 提出通过熵权多属性决策 TOPSIS 算法对 pareto 非劣解集开展决策评估, 获得电机结构尺寸的最优解。结果表明, 电机优化前后电动势幅值提升了 13.7%; THD 降低了 1.06%, 验证了所提出的优化设计方法的高效性、可行性, 以及决策方法的科学客观性。

关键词: Halbach 阵列直线发电机; 熵权多属性决策; 波形畸变率; TOPSIS 算法

中图分类号: TM359.4

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2024)03-0001-07

Hierarchical Optimization Design of Halbach Linear Generator Based on Entropy Weight Decision

CAO Deyuan, WANG Changkun, FANG Xinyu, LI Yang

(School of Energy and Power, Jiangsu University of Science and Technology, Zhenjiang
Jiangsu 212100, China)

Abstract: In order to achieve high power density and high conversion efficiency of direct drive wave generator, a layered optimization design method based on entropy weight multi-attribute decision making was proposed for Halbach array linear generator. Based on the analysis of the basic principle, power generation performance and test verification of the motor, taking the amplitude of open loop electromotive force and the distortion rate of voltage waveform as targets, the sensitivity method was used to screen the key variables, a hierarchical optimization model was established, and the multi-objective optimization design was carried out by combining NSGA-II optimization method. Finally, the TOPSIS algorithm of entropy weight multi-attribute decision making was proposed to evaluate pareto non-inferior solution set, and the optimal solution of motor structure size was obtained. The results show that the electromotive force amplitude increases by 13.7% before and after motor optimization. THD decreased by 1.06%, which verified the efficiency and feasibility of the proposed optimization design method and the scientific objectivity of the decision method.

Key words: Halbach array linear generator; entropy weight multi-attribute decision making; hierarchical optimization; TOPSIS algorithm.

0 引 言

在能源和生态环境的双重压力下, 清洁无污染的新型能源愈发受到关注。全球海洋面积占地球表面 71%, 广阔的海域提供了能流密度最大并且周而复始、取之不尽的波浪能^[1]。日本的“巨鲸 (Mighty

Whale)”波浪能发电装置采用涡轮式发电系统, 通过压缩气室中的气体获得足够的压力能, 从而带动涡轮机工作、发电^[2]; 苏格兰 Ocean Power Delivery 公司的 Pelamis (海蛇) 波能装置采用液压式能量转换系统将波浪能转化成电能; 整个系统由液压缸能量收集装置、蓄能器液压能储存装置、变量马达和电

收稿日期: 2023-09-27

基金项目: 国家自然科学基金青年项目 (52205271)

作者简介: 曹得元 (1996), 男, 硕士研究生, 研究方向为电磁直线驱动装置的优化设计。

范新宇 (1991), 男, 博士, 副教授, 研究方向为电磁直线驱动装置的优化设计、控制与应用等。

机发电装置以及控制阀装置等组成；我国广州能源所研究和试验的“万山号”同样也属于液压波浪发电系统^[3-5]。目前，大型的发电系统不论是涡轮机式还是液压式都是通过旋转电机进行电能转换。相比较而言，直线发电机作为能量转化机构，可以与波浪的上下起伏运动直接匹配，省去了中间的能量转换过程，具有能量转换传递路径短、转化效率高、整体结构简单易控制等优点。

直线发电机在设计时，一些关键参数对发电性能具有重要影响，因此需要进行优化。感应电动势及谐波畸变率通常被作为发电机性能评价的重要指标。对于该类多目标优化问题，常以权重组合法和帕累托最优解集法 (Pareto Set) 两种方法为基础^[6]，配合人工智能技术的支持，各种改进的算法的出现使优化效率有了更大的提升。文献[7]将收敛速度更快的遗传粒子群综合算法用于磁悬浮开关磁阻电机的多目标优化设计中，获得了是悬浮力最大和效率最高的参数优化组合；文献[8]采用搜索能力强、收敛速度快的多种群遗传算法为无心永磁直线同步电机的优化方案，实现了电机推力体积密度、推力铜耗比和推力波动最优的优化目标；文献[9]针对内置永磁同步电机的优化设计，提出了一种新型的社会昆虫优化算法，相较于传统的方法在优化时间和精度方面更加优越；文献[10]为了提升双三相永磁同步电机的输出能力和稳压能力，分别用标准遗传算法、差分算法和混合遗传算法完成设计参数的优化。以上研究成果均根据各自的研究对象及优化目标，选择了合适且有效的优化方案，并取得了理想的效果。

本文以 Halbach 阵列直线发电机为研究对象，通过敏感度分层优化的方法选取出关键的结构参数；接着采用 NSGA-II 算法得到 Pareto 非劣解集，结合熵权法和 TOPSIS 法对该解集排序和优选，决策分析出优化目标函数的最优解。最后通过有限元的建模分析，证实了该方案在提升发电机电动势幅值和减小谐波畸变率的多目标优化问题上的有效性。

1 永磁直线发电机的基本结构和工作原理

1.1 基本结构

本文所设计的圆筒型永磁直线电机 (Permanent Magnet, PMTLG) 结构组成如图 1 所示，包括初级和次级部分，以及辅助部分。其中，初级由定子轭、定子齿、线圈骨架和线圈等组成；次级由动子轭和

Halbach 磁极阵列组成，且永磁阵列采用表贴的方式贴附在动子轭表面。三个线圈采用首尾串联的方式进行连接，并且相邻线圈的绕线方向相反，以减小电枢反应的影响，并形成单相绕组。Halbach 阵列充磁，是将不同磁化方向的永磁体按照一定的规律排列，从而可以大大增强一侧的磁场，同时减弱另一边的磁场^[11]，具有很好的单侧磁场功能。采用 Halbach 磁极阵列可以最大限度地发挥永磁体的利用率，增强电机的气隙磁密，提高电机的功率密度。该直线发电机具有 3 槽 4 极、单相饼式线圈绕组结构^[12]，具有体积小、结构紧凑和可靠性高等优点。其工作原理是，初级相对固定，在外部运动激励下，磁极做往复直线运动，永磁阵列产生一个运动的行波磁场，线圈和永磁阵列产生相对运动，使得绕组中的磁链发生交变，进而产生感应电动势。

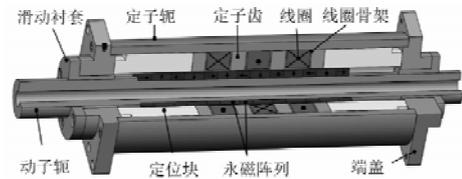


图 1 PMTLG 结构图

1.2 发电性能分析

分别建立发电机的有限元仿真模型以及样机试验台架，以分析其不同运动激励下的发电性能。借助 JMAG 三维电磁仿真软件对该直线发电机的定子和动子赋予对应的材料属性、运动条件和边界条件。采用四面体自动网格对整个模型进行网格划分，并在模型气隙周围对网格进行加密，以提高仿真计算的精确度，最终网格划分为 210882 个单元、49673 个节点。试验台架采用电动机和曲轴连杆机构的设计方案来给予直线发电机往复直线运动的激励，如图 2 所示，通过调节电动机频率以及连杆结构来实现不同的运动激励。发电性能则通过电压、电流传感器以及功率分析仪进行测试。

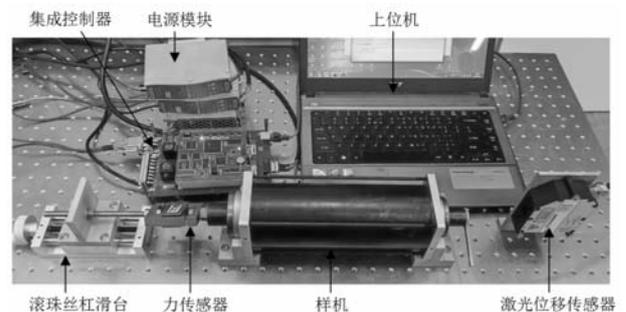


图 2 样机测试系统图

在运动周期为 0.2 s 的情况下，测试样机在不同运动行程时的性能，分别取行程为 20 mm、30 mm、40 mm；从电动势波形图 3(a) 中可以看出：随着行程的增大电动势的幅值呈单调递增的趋势；当行程为 20 mm 时，电动势波形畸变率较小，为 8.52%；当行程为 40 mm 时，电动势波形畸变率为 28.26%，出现了明显的畸变。从而可以得出：当动子在一个极距范围内运动时，电动势的波形更接近于正弦波，而当运动行程超过一个极距时，其波形会发生一定

的畸变。对电动势的波形进行傅里叶分析，可以得出基波和谐波各自的占比；以基波 100% 进行分析，从图 3(b) 中可以看出 5 次谐波中二次谐波的占比最多，约为总谐波的一半，并且随着运动行程的增大，二次谐波的占比逐渐增大，其他次谐波的变化较小。进而得出电动势波形畸变率主要与二次谐波的占比有关。通过对比可以看出电机感应电动势的仿真值与实验测量值基本吻合。

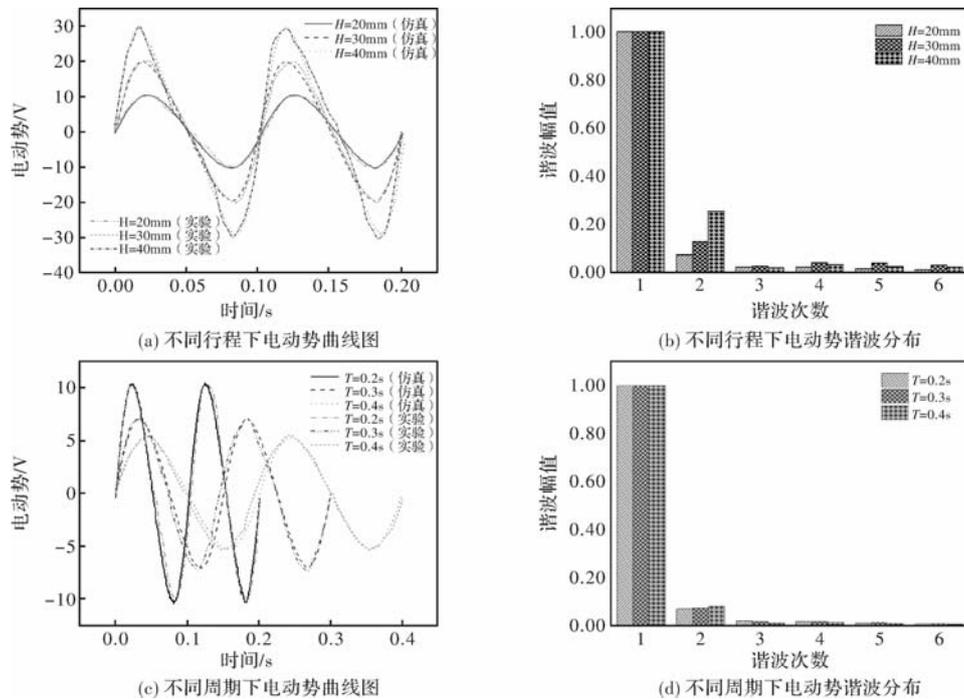


图3 有限元仿真结果分析

在运动行程为 20 mm 不变的情况下，分别取运动周期为 0.2 s、0.3 s、0.4 s 进行测试。其电动势波形如图 3(c) 所示：随着运动周期的增大，电动势的幅值逐渐减小，其波形畸变率几乎没有变化；运动行程为 20 mm 保持不变，当运动周期增加时，动子的运动速度减小，所以电动势的幅值会降低。对波形进行傅里叶分析，根据图 3(d) 发现：不同周期下的电动势波形中，各次谐波的占比几乎没有变化，其中以二次谐波的占比最多。

因此可以得出，样机的电动势幅值与运动行程、周期有关；当周期不变时，随运动行程的增大而增大；当行程不变时，随运动周期的增大而减小。电动势波形周期随着运动周期的增大而增大，并与运动周期成 0.5 倍的关系，与运动行程无关；电动势波形畸变率与行程有关，与周期无关，随着运动行程的增大而增大。

2 基于 NSGA-II 的多目标分层优化

2.1 优化流程

为了进一步提升直线发电机的发电性能，同时兼顾计算效率和精度。以提升发电机电动势幅值和减小谐波畸变率为优化目标，提出一种基于熵权多属性决策的分层优化设计方法。具体流程如图 4 所示。首先，确定设计变量和约束条件，采用敏感度分析法，根据设计变量对优化目标的影响程度将其分为敏感层和不敏感层两个层次。其次，采用 NSGA-II 算法对敏感层的参数进行优化分析，得到 Pareto 解集；并基于熵权法对该解集进行决策评估，筛选出最优解来。然后，再对不敏感层的变量参数进行单参数扫描优化分析，最终完成 PMTLG 的多目标优化。

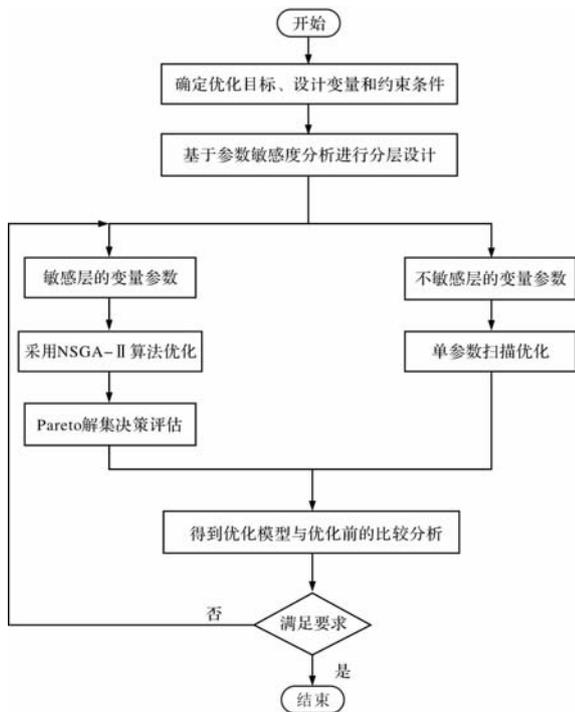


图4 PMTLG 优化设计流程图

2.2 PMTLG 优化模型的建立

直线电机的关键结构参数有永磁体厚度、轴向充磁和径向充磁的长度比例、气隙长度、定子轭厚度、定子齿宽等，其结构尺寸标注如图5所示。

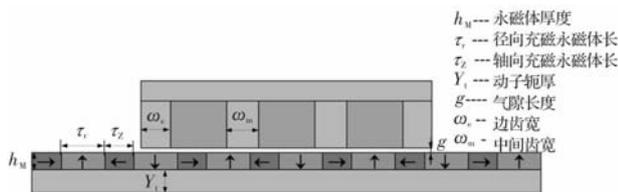


图5 PMTLG 结构尺寸标注图

结合先前的结构参数仿真分析，本文选取 h_M 、 τ_r/τ_z 、 ω_s 、 T_h 、定子轭厚 Y_s 和 Y_l 这六个结构参数作为优化的设计变量。考虑到成本，永磁体的厚度不宜取得过大，同时为了保证电机的性能也不能取得过小。极距保持不变，只变动径向充磁和轴向充磁永磁体的长度比例。磁轭厚度过小容易导致磁饱和，应有一定的厚度。结合 PMTLG 结构参数的初始值，设计变量的取值范围具体如表1所示。

表1 输入变量的变化范围

设计变量	符号	初始值	变化范围
永磁体厚度	h_M/mm	6	5 ~ 7
轴径向充磁比	τ_r/τ_z	10/15	7.5/17.5 ~ 15/10
边齿宽	ω_s/mm	11	8 ~ 13
齿厚	T_h/mm	15.5	14.5 ~ 16.5
定子轭厚	Y_s/mm	7	3 ~ 8
定子轭厚	Y_l/mm	6	2 ~ 8

本文研究的 PMTLG 应用于波浪发电领域，直线发电机作为能量转换器将收集的波浪能转化成电能。因此，该电机最重要的是输出的发电性能。结合先前的仿真分析，选取电动势幅值最大，电动势谐波畸变率(THD)^[13]最小作为优化目标。进而可以得出所选择优化目标的函数模型为

$$\left. \begin{aligned} f_1(x) &= \max(\text{EMF}(h_M, \tau_r/\tau_z, \omega_s, T_h, Y_s, Y_l)) \\ f_2(x) &= \min(\text{THD}(h_M, \tau_r/\tau_z, \omega_s, T_h, Y_s, Y_l)) \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

目标函数一，是筛选出电动势幅值达到最大值时，各设计变量的取值；目标函数二，则是筛选出电动势波形畸变率达到最小值时，各设计变量的取值。

2.3 基于敏感度的分层优化设计

直线发电机在优化的过程中涉及的设计变量较多，而且多个变量之间存在着相互作用的现象；如果直接采用 NSGA-II 算法对所有的设计变量进行全局优化，则会导致计算的复杂程度过大、时间过长等问题的出现。

为了缩短仿真计算的时间、提高优化的精确度，本文采用敏感度分层优化的方法进行具体的分析研究。根据不同设计变量对优化目标灵敏度的不同，将设计变量分为敏感层和不敏感层两个层次，并使用不同的优化方法对两个层面的参数进行优化分析。参数敏感度分析是研究一个模型输出变化对系统参数的敏感程度，或者说系统中某一变量对模型输出的影响程度；即通过敏感度分析可以知道系统中哪些参数对模型的输出有较大的影响，具体流程如下。

以直线发电机优化过程中设计变量参数为例，假设第 j 个优化目标与输入变量之间的关系可用函数 $G_j(x_1, x_2 \dots x_n)$ 表示， $G_j(x_1, x_2 \dots x_n)$ 对于 x_i ，其含义就是为第 i 个参数变量在第 j 个优化目标中的输出值， $i \in (1, n)$ ，则变量 x_i 的参数灵敏度可表示为

$$S_i^{G_j}(x_i) = \frac{G_j(x_i + \Delta x_i) - G_j(x_i)}{\Delta x_i} \frac{x_i}{G_j(x_i)} \quad (2)$$

由于无法保证 $G_j(x_1, x_2 \dots x_n)$ 对于 x_i 为显函数，无法使用函数直接求导；因此，采用有限差分法进行计算分析，最后得到两个优化目标参数敏感度分布如图6所示。

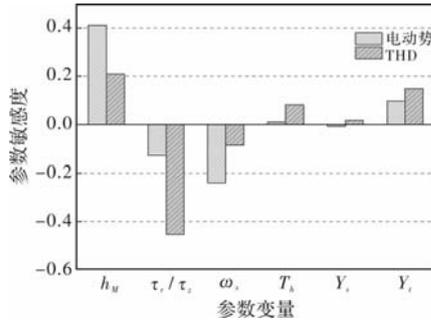


图6 优化目标敏感度分析

当敏感度指数为正时，表示随着设计变量的增大，优化目标也随着增大；当敏感度指数为负时，表示随着设计变量的增大，优化目标而减小。

为进一步有效研究多目标优化过程中涉及变量的敏感度，综合分析两个优化目标，采用权重系数法得到单个设计变量对不同优化目标的综合影响程度，计算表达式如下：

$$S(ni) = \lambda_1 |G_{EMF}| + \lambda_2 |G_{THD}| \quad (3)$$

式中， G_{EMF} 表示以电动势幅值为优化目标的参数敏感度， G_{THD} 表示以电动势波形畸变率为优化目标的参数敏感度。 λ_1 和 λ_2 是不同的权重系数，且二者之和等于1，由于本文研究的直线发电机做发电机使用，进而以电动势幅值为主的优化目标。因此，电动势幅值权重系数 $\lambda_1=0.7$ ，电动势THD权重系数 $\lambda_2=0.3$ 。

分析中涉及到变量参数进行分层，具体定义如下：

强敏感层： $S(ni) \geq r$ ；弱敏感层： $S(ni) \leq r$

其中， r 为权衡灵敏度的阈值，本文将其设为0.15；即当 $S(ni) \geq 0.15$ ，说明该设计变量对优化目标具有较强的灵敏度；当 $S(ni) \leq 0.15$ ，说明该设计变量对优化目标不敏感；因此，在6个设计变量中，将 h_M 、 τ_r/τ_z 、 ω_s 三个参数分为敏感层；而 T_h 、 Y_s 、 Y_l 三个参数分在不敏感层。

2.4 基于NSGA-II的多目标优化

对敏感层中的3个设计变量采用NSGA-II算法来寻找PMTLG输出电动势幅值和谐波畸变率最优的电磁特性。NSGA-II算法中种群数选择为100，迭代次数30，交叉率为0.9，变异率为0.1。通过CAE优化软件和电磁仿真软件联合计算，完成直线发电机的优化，最终的优化结果如图7所示。

根据散点的分布，在散点图的左上侧可以绘制出Pareto曲线^[14]。当横坐标电动势的THD为某一固

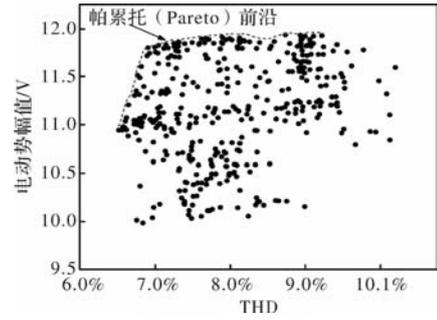


图7 PMTLG优化计算结果散点图

定值时，图中Pareto前沿曲线上具有最大的电动势幅值；同样地，当纵坐标电动势幅值为某一固定值时，图中Pareto前沿曲线上具有最小的电动势谐波畸变率。很明显在该曲线上的点对应的多个优化目标综合性能更优。

3 基于熵权理论的多属性决策设计

对敏感层参数进行多目标优化最终得到了满足条件的解集，但是如何从该解集中选取最优解成了一个重要的问题，采用传统的做法对Pareto解进行选取存在着人为主观因素的作用。为了使选取结果更加客观科学，接下来将熵权法和TOPSIS法相结合，来对该解集进行排序和选优。TOPSIS法，又称逼近于理想解的排序法，常用于对多目标多属性等问题进行决策分析。

基于熵权法改进的TOPSIS算法流程如下所示^[15]：

(1) 构造初始评估矩阵

对PMTLG优化得到的Pareto解集进行多目标多属性决策分析；其中，共有 n 个评价目标，构成目标集 $G=(g_1, g_2, \dots, g_n)$ ，每个目标都有2个属性，进而构成属性集 $P=(p_1, p_2)$ ， x_{ij} 表示第 i 个目标第 j 个属性的属性值，则初始评估矩阵为： $X=(x_{ij})_{n \times 2}$ ，表示为

$$X = \begin{bmatrix} x_{11} & x_{12} \\ \vdots & \vdots \\ x_{n-1} & x_{n2} \end{bmatrix} \quad (4)$$

(2) 将矩阵同向化和归一化

在属性同向化时，一般选择正向化处理。对于PMTLG电动势幅值属性，其值越大越好，因此属性值保持不变。而对于PMTLG电动势谐波畸变率属性，其值越小越好，属性值取倒数：

$$x' = \frac{1}{x} (x > 0) \quad (5)$$

将属性同向化，同向化的矩阵 $Y = (Y_{ij})_{n \times 2}$ ($i = 1, 2, \dots, n; j = 1, 2$)，表示为

$$Y = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ \vdots & \vdots \\ y_{n1} & y_{n2} \end{bmatrix} \quad (6)$$

PMTLG 电动势属性和 THD 属性具有不同的数量级，为了消除这种差异，将矩阵进行归一化，归一化后的矩阵 $Z = (Z_{ij})_{n \times 2}$ ($i = 1, 2, \dots, n; j = 1, 2$) 表示为

$$Z = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ \vdots & \vdots \\ z_{n1} & z_{n2} \end{bmatrix} \quad (7)$$

(3) 确定最优目标和最劣目标

Z 中每列元素的最大值构成正理想解 Z^+ ，即为最优目标：

$$Z^+ = (\max\{z_{11}, z_{21}, \dots, z_{n1}\}, \max\{z_{12}, z_{22}, \dots, z_{n2}\}) = (Z_1^+, Z_2^+)$$

Z 中每列元素的最小值构成负理想解 Z^- ，即为最优目标：

$$Z^- = (\min\{z_{11}, z_{21}, \dots, z_{n1}\}, \min\{z_{12}, z_{22}, \dots, z_{n2}\}) = (Z_1^-, Z_2^-)$$

(4) 计算各属性的权重

首先，计算各属性的信息熵。第 j 个属性的信息熵：

$$E_j = -\frac{1}{\ln n} \sum_{i=1}^n p_{ij} \ln p_{ij} \quad (8)$$

$$p_{ij} = \frac{z_{ij}}{\sum_{i=1}^n z_{ij}} \quad j = 1, 2. \quad (9)$$

然后，计算各属性的重要度。第 j 个属性的重要度：

$$D_j = 1 - E_j \quad (10)$$

最后，计算各属性的客观权重。第 j 个属性的权重：

$$w_j = \frac{D_j}{\sum_{i=1}^n D_j} \quad (11)$$

(5) 计算各评价目标与最优目标的接近程度：

$$D_i^+ = \sqrt{\sum_{j=1}^2 w_j (Z_j^+ - Z_{ij}^+)^2} \quad (12)$$

计算各评价目标与最劣目标的接近程度：

$$D_i^- = \sqrt{\sum_{j=1}^2 w_j (Z_j^- - Z_{ij}^-)^2} \quad (13)$$

(6) 计算各评价目标与最优目标的贴近程度：

$$C_i = \frac{D_i^-}{D_i^+ + D_i^-} \quad (14)$$

根据 C_i 的大小进行排序，给出评价结果。

由于 Pareto 前沿曲线上的解综合性能更优，在该曲线上等间距选取 10 个数据点，并借助以上流程对其进行评估，所选择数据点的参数和评估结果如表 2 所示。其中，E 号数据点的贴近程度最大，因此该点对应的电机综合性能更优。

表 2 TOPSIS 筛选结果

可行点	电动势幅值(V)	THD(%)	贴近程度 C_i	最终排序
A	10.97	6.58	0.7762	5
B	11.30	6.73	0.7825	4
C	11.06	6.62	0.7925	2
D	11.18	6.78	0.7554	7
E	11.79	7.05	0.8020	1
F	11.85	7.32	0.4782	9
G	11.82	7.10	0.5854	8
H	11.90	7.92	0.4356	7
I	11.39	6.85	0.7636	10
J	11.52	6.88	0.7881	3

4 优化结果对比

根据 PMTLG 的分层优化和熵权法决策评估，最终得到了优化目标函数的最优解，并对优化后的电机进行建模和仿真分析，来比较优化前后电机性能的变化。首先，对优化后的模型进行稳态仿真，分析电机内部磁场的分布。磁密云图 8 展示了电机模型优化前后的磁场分布特性。从图中 8 可以看出，优化后电机模型的定子齿和定子轭中磁通密度明显增大，且定子轭中磁通密度的最大值有所下降。出现这种变化的主要原因是永磁体的厚度增加，磁能积增加，进而产生的磁通密度更大。

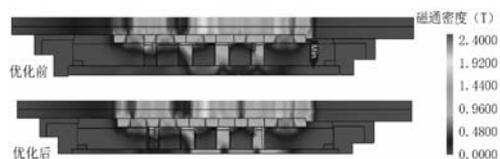


图 8 优化前后磁密分布

电机有限元模型瞬态仿真结果如图 9 所示；在 9(a) 图中呈现了同一工况下空载电动势波形曲线。输出电动势幅值得到了一定的提高，从优化前的 10.51 V 增加到 11.95 V，提高了 13.70%。对优化

前后电动势的波形进行傅里叶分析, 得出了各自基波和谐波所占的比例, 如图 9(b) 所示。可以看出, 在 5 次谐波中, 同样是二次谐波占比最大, 但是优化后的二次谐波相比优化之前, 得到了明显的改善; 三次谐波有了略微的增加, 其他次谐波的变化很小, 优化后电动势谐波畸变率的降低主要是二次谐波得到了优化。在负载为 2Ω 时对优化前后的电机功率进行分析, 从图 9(c) 中可以看出, 优化前后功率波形走势没有发生变化, 功率幅值从优化前的 8.34 W 增加到 10.25 W , 得到了明显的提升。

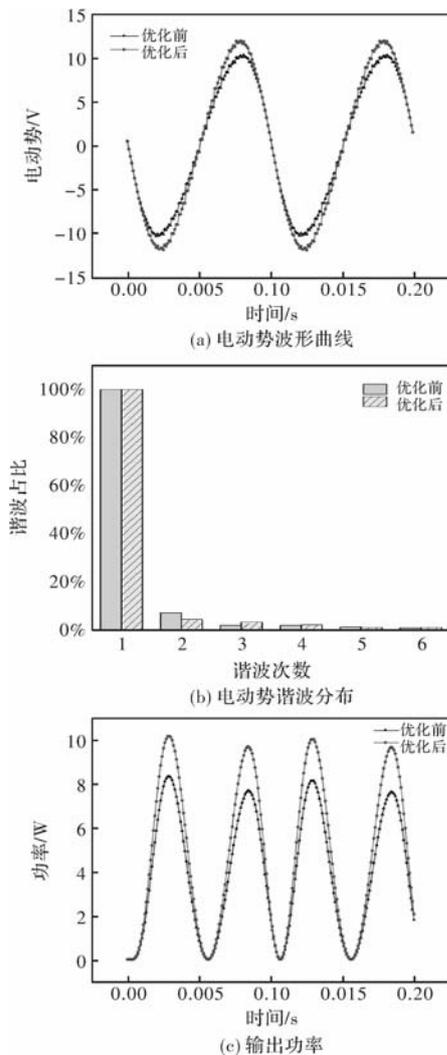


图 9 优化前后性能对比

直线发电机优化前后的性能和结构参数变化如表 3 所示; 经优化后, PMLTG 的总半径有所减小, 进而其体积和重量得到了降低; 相同工况下, 电动势幅值得到了明显的增加, 提高了电机的功率密度; 电动势波形畸变率有所减小, 其 THD 从优化前的 8.07% 降低到 7.01% , 使得电动势的波形正弦度得到了一定的改善。

表 3 优化前后参数值

参数	优化前	优化后
永磁体厚度/mm	6	6.95
径轴向充磁永磁体比	15/10	14/11
齿宽/mm	10	8.05
齿厚/mm	15.5	15
定子轭厚/mm	7	3.5
转子轭厚/mm	6	6.5
电动势幅值/V	10.51	11.95
THD/%	8.07	7.0
总半径/mm	43	40.45

5 结 论

本文提出了一种动磁式永磁直线发电机, 介绍了该电机的基本结构和工作原理, 并对电机进行了多目标优化设计。采用敏感度分层设计法, 将多个设计变量分为敏感层和不敏感层两个层次, 保证了优化计算的精度和提高了计算的效率; 然后基于熵权法对 pareto 前沿解集进行决策评估, 使结果的选取更加科学和规范。优化结果表明, 优化后的永磁直线发电机输出电动势提高了 13.7% , 波形畸变率和电机体积得到了一定的降低, 使得电机的功率密度得到了提升。

参考文献

- [1] 史宏达, 刘臻. 海洋波浪能研究进展及发展趋势[J]. 科技导报, 2021, 39(6): 22-28.
- [2] Wolfbrandt A. Automated Design of a Linear Generator for Wave Energy Converters-a Simplified Model [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2006, 42(7): 1812-1819.
- [3] Liu C, Yu H T, Hu M, et al. Detent Force Reduction in Permanent Magnet Tubular Linear Generator for Direct-driver Wave Energy Conversion [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2013, 49(5): 1913-1916.
- [4] 王振鹏, 游亚戈, 盛松伟, 等. 波浪能发电装置中液压自治控制系统实海况试验[J]. 太阳能学报, 2019, 40(7).
- [5] 郝宁. 全液压漂浮式海浪发电装置的结构设计及优化分析[D]. 济南: 山东大学, 2012.
- [6] 花为, 顾佳磊. 现代电机优化方法综述[J]. 导航与控制, 2021, 20(5): 13-25.
- [7] 孙玉坤, 张宾宾, 袁野. 飞轮储能用磁悬浮开关磁阻电机多目标优化设计[J]. 电机与控制应用, 2018, 45(10): 53-58, 119.

(下转第 13 页)

超声波电机孤极反馈电压特性研究

傅平^{1,2}

(1 闽江学院 物理学与电子信息工程学院, 福州 350121; 2. 福建省教育厅先进运动控制重点实验室, 福州 350121)

摘要: 超声波电机的性能完全依赖于其驱动控制系统。为了利用超声波电机的孤极特性, 驱动系统需要对孤极进行反馈控制。针对超声波电机的孤极反馈, 本文首先简要分析超声波电机的孤极电压特性, 包括孤极电压的计算以及影响孤极电压的变量, 并对现有超声波电机的孤极电压进行测试, 然后对孤极电压反馈信号进行处理, 并设计反馈控制, 最后对增加反馈信号前后孤极电压的测试结果进行分析比较。实验表明, 使用孤极反馈电压控制的超声波电机调速后, 可以有效降低孤极电压的波动性。

关键词: 超声波电机; 孤极电压; 反馈控制

中图分类号: TM359.9

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2024)03-0008-06

Study on Feedback Voltage Characteristics of Isolated Pole of Ultrasonic Motor

FU Ping^{1,2}

(1. Department of Physics and Telecommunication Engineering, Minjiang University, Fuzhou 350121, China; 2. Fujian Provincial Education Department Key Laboratory of Advanced Motion Control, Minjiang University, Fuzhou 350121, China)

Abstract: The performance of ultrasonic motor completely depends on its driving control system. In order to take advantage of the isolated pole characteristics of ultrasonic motor, the driving system needs to control the feedback signal of isolated pole. Aiming at the isolated pole feedback of ultrasonic motor, the characteristics of the isolated pole voltage of ultrasonic motor was first briefly analyzed in this paper, including the calculation of the isolated pole voltage and the variables that affect the isolated pole voltage, and the existing isolated pole voltage of ultrasonic motor was tested to verify the correctness of the theoretical calculation, and then the feedback signal of the isolated pole voltage was to be dealt, and the feedback control was to be designed. Finally, the test results of the isolated pole voltage before and after adding the feedback signal were analyzed and compared. The experimental results show that the fluctuation of isolated pole voltage can be reduced effectively by using the isolated pole feedback voltage of ultrasonic motor.

Key words: ultrasonic motor; isolated pole voltage; feedback control

0 引言

超声波电机(Ultrasonic Motor, USM)是利用逆压电效应, 将电能转化为机械能的装置。与传统电机相比, 其重量轻、扭矩高, 位置分辨率好, 反应速度快, 电磁兼容性强, 能够在各种恶劣环境下正常工作, 这些特性可以满足航空航天等特殊领域的需求^[1-7]。

超声波电机目前调速的方案主要有二种^[1-3]:

①直接调速; ②使用孤极电压反馈进行间接调速。

对于直接调速, 它以转速误差作为调节依据, 通过对电机驱动信号进行调幅、调频、调相或者三者综合的方法, 并在调节过程中使用一定的算法来实现调速。对于孤极电压反馈调速^[4-5], 由于孤极电压在一定程度上可以反映定子的振动情况, 通过跟踪孤极电压也可以实现调速。

本文利用电机的孤极电压反馈电路, 测试不同速度下的孤极电压特性, 在此基础上对电机速度进行控制, 并对调速前后的孤极电压进行对比。文中首先介绍超声波电机孤极电压的计算, 接着测试现

收稿日期: 2023-10-13

基金项目: 福建省自然科学基金(2020J01841)和福建省发树慈善基金会(MFK23002)资助

作者简介: 傅平(1974), 男, 教授, 研究方向为超声波电机及驱动控制。

有超声波电机孤极反馈电压随时间的变化情况, 然后结合信号反馈电路以及基于 Simulink 自动代码生成的反馈程序, 使用基于半实物仿真的电机测试平台进行测试。最后在调速情况下测量孤极电压随时间的变化情况, 并验证了速度控制时孤极电压反馈设计方法的有效性。

1 超声波电机的调速特性

1.1 电机的调速特性

为了驱动超声波电机, 需给电机的二相施加同频、同幅度、相位差为 α 的信号, 二相驱动信号分别为

$$u_A = U_A \cos(2\pi ft) \quad u_B = U_B \cos(2\pi ft + \alpha) \quad (1)$$

式中, U_A , U_B 为二相驱动幅度, f 为驱动频率, α 为 u_A 、 u_B 的相位差。在二相驱动电压作用下, 超声波电机转子的速度 n 为^[1-2]

$$n = \frac{30v_h}{\pi r} \cos kx_1 \quad (2)$$

式中, v_h 为切向速率, r 为转子的等效半径, x_1 为定子与转子等速点位置。当负载和预紧力确定时, x_1 只与定子表面行波波峰的切向速度 v_h 有关, 即转速 n 只与行波波峰的切向速度有关。由文献[1-3]可知, 切向速度 v_h 为

$$v_h = -hk \frac{w_B \dot{w}_A - w_A \dot{w}_B}{\sqrt{w_A^2 + w_B^2}} \quad (3)$$

式中, w_A 、 w_B 为定子压电陶瓷受到外部电压激励产生的驻波, 驻波和驱动的两相高频交流信号同频同相, 即

$$\begin{aligned} w_A &= W_A \cos \omega t \\ w_B &= W_B \cos(\omega t + \alpha) \end{aligned} \quad (4)$$

式中, ω 为驻波的角频率, 由式(4)可知 w_A 、 w_B 也与驱动信号呈一定的线性关系, 则转速可以用函数表示为

$$n = F(U_A, U_B, f, \alpha) \quad (5)$$

由式(5)可知电机转速与两相驱动信号的幅度、频率和相位有关, 即有调幅、调频、调相三种调速方法。深入分析三者对转速的影响可知, 调幅和调频是一类, 而调相是另一类, 前者是改变驻波的幅度, 后者是改变驻波间的耦合关系, 所以按照调速关系可分为两种: 调相调速与非调相调速。

1.2 孤极电压及测试

在定子压电陶瓷上存在着一个正向极化的波长

范围, 称为孤极, 其电压称为孤极电压。由孤极电压特性的理论分析^[7]可知, 孤极电压 U_{pole} 与孤极的振动速度有如下的关系:

$$U_{\text{pole}} = -\frac{Kw_{\text{pole}}}{C_{\text{pole}}} \quad (6)$$

式中 w_{pole} 为孤极的振动速度, K 为压电陶瓷的力参数, C_{pole} 为孤极的夹持电容。一般压电陶瓷的力参数是常数, 孤极的夹持电容在电机和压电陶瓷的结构尺寸确定后也基本不变, 由式(6)可知孤极的振动速度是影响孤极电压的关键。孤极的振动速度与压电陶瓷的驱动信号、电机的负载等直接相关, 因此电机的驱动信号频率、相位、负载等直接影响孤极电压, 这个特性与电机的转速类似。在实际测试中, 由于孤极振动的速度不易直接测量, 可以通过测量电机转速和孤极电压, 间接对孤极振动速度进行分析。

孤极振动速度是两相驻波 w_A 、 w_B 在孤极处合成。若两相驻波 w_A 、 w_B 幅值相同, 都为 W , 那么对于对向分布的孤极(背向分布与此类似), 有:

$$U_{\text{pole}} = \sqrt{2} \frac{K}{C_{\text{pole}}} W \sin \frac{\alpha}{2} \sin(\omega t + \frac{\alpha}{2}) \quad (7)$$

由式(7)可知, 孤极电压的幅值 U_{pole} 与 $W \left| \sin \frac{\alpha}{2} \right|$

呈比例关系, 即孤极电压的幅值与电机驱动信号的电压幅值和相位的乘积成正比关系, 说明孤极电压可分为相位驱动和非相位驱动, 分别对应前述的调相调速与非调相调速。

在驱动电压基本不变情况下, 考虑到负载、谐振频率漂移等都会对电机的振动幅值产生影响, 进而影响孤极电压, 本文在速度保持基本不变的情况下改变负载, 对实验室现有的超声波电机测试孤极电压的变化情况, 以验证调速与孤极电压之间的关系, 同时对孤极电压的变化情况进行比较。

本测试系统包括硬件平台和软件平台, 其中硬件平台由半实物仿真机和电机测试平台两个部分组成^[8]。仿真机包括机箱、CPU、板卡等, 主要完成测试过程的输入输出数据采集和转换。电机测试平台由超声波电机、力矩传感器、负载电机等组成。图1中①为光电编码器; ②为被测的超声波电机; ③为力矩传感器; ④为负载电机⑤为半实物仿真机。数据采集频率为 1kHz。电机的电压、负载等数据经过控制平台采集后, 传送到 PC 机上显示与保存。测试系统使用的超声波电机型号为 USR-60; 负载电机型号为 60LCB040C-J43A16, 可通过输入电压(最大为

10V)控制其力矩,其输出的最大负载为 1.27 Nm。本系统使用半实物仿真方法对电机进行测试,通过 Simulink 改变电机控制模块的速度设定和负载设置,控制程序框图如图 2 所示,编译后通过 RTSimPlus 软件驱动电机和检测电机转速力矩等参数。使用 PI 调节器控制电机,使得电机跟踪给定速度 $y = 80 + 20\sin(2\pi ft)$ ($f = 1.5\text{Hz}$) ($f = 1.5\text{Hz}$),负载为 0.169 Nm,由 RTSimPlus 软件导出电机速度随时间变化的测试结果如图 3(a)所示,其对应的力矩如图 3(b)所示,电机测试系统框图如图 4 所示。



图 1 电机测试平台

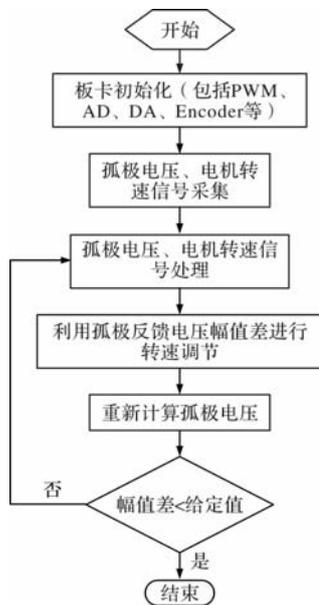
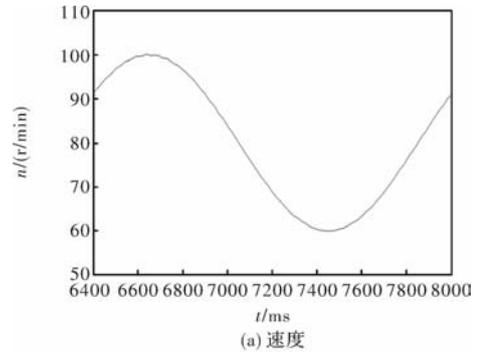


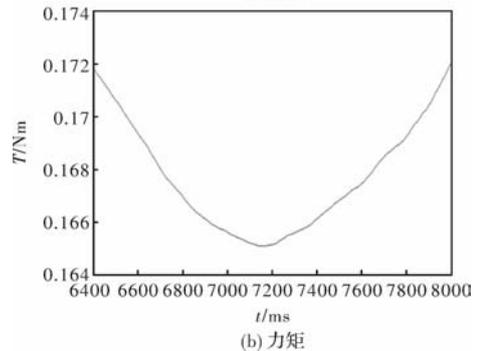
图 2 控制程序框图

图 5 是不同速度时孤极电压随时间变化的情况。由前述孤极电压的分析可知,当电机调频时(相位差设置为 $\pi/2$),孤极电压幅值与驻波幅值基本成正比。电机在驱动频率大于谐振频率的一小段范围内调频时,其速度与频率的关系基本接近线性,在这种情况下速度与孤极电压基本成正比,因此可以通过不同负载下的速度间接得到孤极电压的变化趋势。为了验证电机不同负载下的调频对孤极电压的影响,以下实验中设置三种不同的频率对孤极电压的变化情况分别进行比较。

首先驱动频率设定为 41.9 kHz,此时速度大致



(a) 速度



(b) 力矩

图 3 电机转速、力矩测试曲线

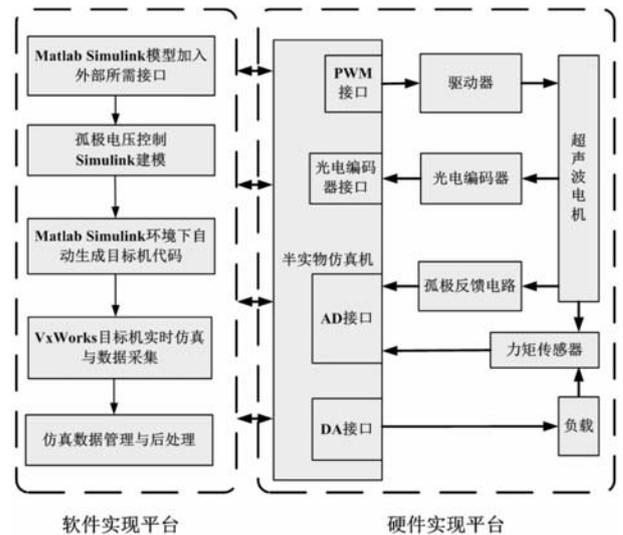


图 4 电机测试系统框图

为 125 r/min 左右,负载分别为 0.0508 Nm、0.0381 Nm、0.0254 Nm、0.0127 Nm(分别对应图 5 中的负载 1 - 负载 4),测试结果如图 5(a)所示。从测试结果可以看出,当负载 1 时孤极电压从 44.7 V 左右开始升高,随着时间增加,约 250 s 后趋于稳定,负载 4 时孤极电压从 47.7 V 左右开始升高,约 250 s 后趋于稳定。由图 5(a)可以知道,不同负载下电机的孤极电压也不相同,当负载变大时电压也变大。随着时间增加电压会缓慢增加,最后都趋向稳定。由图 5(a)计算可以得到负载 1 - 负载 4 下孤极电压平均值分别为 48.13 V、47.44 V、46.45 V、45.13 V,从平均值可以看出电压的变化范围为 3 V,说明在速

度较大时负载对孤极电压的影响也较大。

接着驱动频率设定为 42.2 kHz, 此时速度大致为 90 r/min, 负载设置与前面相同, 都为 4 组, 测试结果如图 5(b) 所示。从测试结果可以看出, 负载 1 时孤极电压从 36.7 V 左右开始升高, 约 270 s 后趋于稳定。负载 4 时孤极电压从 36 V 左右开始升高, 约 250 s 后趋于稳定。由图 5(b) 计算可以得到负载 1 - 负载 4 下孤极电压平均值分别为: 38.53 V、38.34 V、38.11 V、37.19 V, 从平均值可以看出电压的变化范围为 1.3 V, 说明速度下降后孤极电压的值也随之下落, 负载对孤极电压的影响也变小。

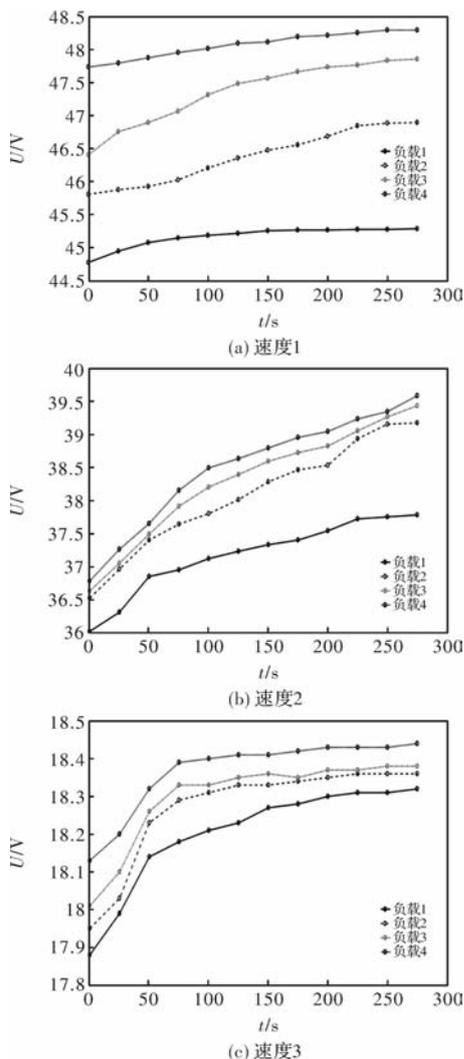


图 5 不同速度时孤极电压变化趋势

第三种情况驱动频率设定为 42.6 kHz, 开始时电机的速度大致为 60 r/min, 负载设置与前面相同, 测试结果如图 5(c) 所示。从测试结果可以看出, 负载 1 时孤极电压从 18.12 V 左右开始升高, 约 250 s 后趋于稳定。负载 4 时孤极电压从 17.88 V 左右开始升高, 约 250 s 后趋于稳定。由图 5(c) 计算可以得到负载 1 - 负载 4 下孤极电压平均值分别为 18.37

V、18.30 V、18.27 V、18.20 V, 从平均值可以看出电压的变化范围不到 0.2 V, 说明在速度 3 只有速度 1 约一半时负载对孤极电压的影响也变的不明显, 此外速度下降一半后孤极电压值下降的幅度也较大。

图 6 是相同负载下孤极电压随时间的变化情况。由图 5、图 6 的数据分析可知: 第一, 驱动频率不同的情况下孤极电压相差较大, 如图 5(a) 与图 5(b) 的孤极电压平均值相差接近 30 V。而在相同频率不同负载的情况下, 如图 5(c) 的孤极电压相差不到 1 V, 图 5(b) 的孤极电压相差不到 1.3 V, 即负载的变化对孤极电压变化比较有限, 驱动频率变化对孤极电压影响较大。第二, 不同的驱动频率和负载情况下, 在开始运行的一段时间内孤极电压不断增加, 即超声波电机定子的振动在开始运行后会发生变化, 随着时间的增加最后趋于稳定, 振动的稳定性主要由驱动频率和负载决定。

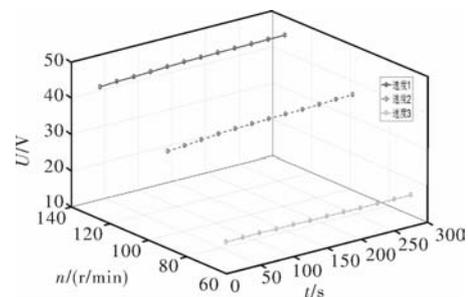


图 6 相同负载下孤极电压随时间的变化情况

综上所述, 无论驱动频率与负载如何设置, 孤极电压在电机运行开始的一段时间内一直增长, 主要是因为电机运转, 电机的谐振频率发生漂移, 驻波幅值发生变化, 孤极电压也发生改变。如果孤极电压想要基本保持稳定, 需要使用额外的反馈电路来控制孤极电压的变化。

2 孤极电压反馈

孤极电压反馈设计的总体思路为: 先对孤极电压信号进行处理, 将处理好的信号发送给半实物仿真系统处理, 其中半实物仿真系统的程序先由 Simulink 模块构建, 然后使用自动代码生成工具生成代码。整个反馈设计可分为电路设计和 Simulink 模块设计。

对电路设计来说, 如前所述, 孤极电压是 10 - 48 V 左右的交流信号, 部分信号超过了采集系统的测量范围, 需要将滤波后的信号进行分压调节, 以适应采集卡的输入电压范围。由于信号中还是一些高频干扰信号, 需要进行简单滤波去掉这些干扰。

为了隔离模数转换部分与采集电路的噪声，还需要增加一个隔离器，然后再经模数转换即可得到需要处理的信号。孤极电压反馈信号处理整体框图如图 7 所示。

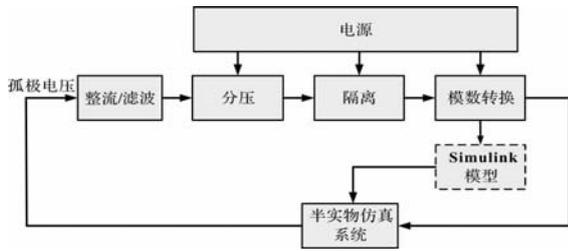


图 7 信号处理控制回路

图 7 中整流电路采用桥式整流电路。考虑到孤极反馈过来的电压区间在 10 ~ 50 V、频率为 10 k ~ 50 kHz 的交流信号，为了使整流器能够安全接收交流电压信号，选取 GBU2510 整流器。经过整流后的信号是直流，由于其波动范围较大，需要电容来滤除高频干扰，这里选取的电容是 4.7 μF 。分压调节电路采用两个 3000 欧姆的电阻串联，将滤波后的电压平分，然后再接入一个电阻用于限流。隔离电路采用典型的 PC817 线性光耦，然后对此电路进行 Multisim 仿真。当输入端为幅值 50 V、频率 40 kHz 左右的正弦交流信号时，电路输出为 4 V 左右的直流信号，从而达到数据采集板卡模数转换器的输入电压要求。

对上述的反馈信号，由半实物仿真系统的采集卡 I/O 口进行数据采集。采集处理过程如下：在 Simulink 上对电机工作稳定的第一个五秒进行采样，并用模块保存，此后每过五秒再次进行采样并与第一次采样做差反馈给控制系统处理。控制系统根据计算的差值对电机进行调速，使电机的转速基本维持在第五秒的转速附近，这样可以尽量避免频率漂移对超声波电机转速的影响。

Simulink 反馈信号处理模块设计如图 8 所示，整个系统分 2 个部分，其中上半部分包括模块 2、5，用于实现每隔五秒采样一次并输出。信号通过图中所示的模块 5 进入半实物仿真系统的采样保持模块，系统使用方波模块 2 来控制时间，这里对方波模块 2 设置为十秒周期，50% 的占空比，即整体延迟十秒开始，即 10 s 后每过 5 s 就会有上升沿脉冲来触发模块 1 采样保持输入端孤极信号。下半部分包括模块 1、3、4 等，用于实现采样一次，且采样的是第一个五秒信号的幅值，所以要求对模块 3 采样保持只能采样一次，即上升沿也只有一次。处理模块通

过常数模块实现，设置模块 4 延迟 5 s，即在五秒后才有上升沿来触发模块 3，从而实现输出第一个五秒处理后的孤极电压幅值。最后将上半部分每过五秒的幅值与下半部分第一个五秒的幅值进行减法运算，得出差值送给系统调节速度。

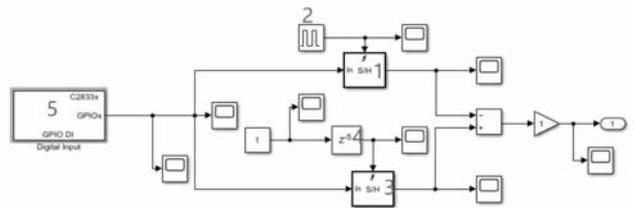


图 8 反馈信号处理模块图

随后进行代码生成，可以在系统中自动生成所需代码，测试数据采用现有孤极电压实际测试中的数据。系统的测试模块图如图 9 所示，测试数据与反馈数据相比较再输出，经过仿真测试可知信号稳定在第一个五秒测得的孤极电压值附近，实现了稳定电压的作用，然后将 Simulink 生成的代码下载到半实物仿真系统中，并接入电机测试，如图 10 所示。

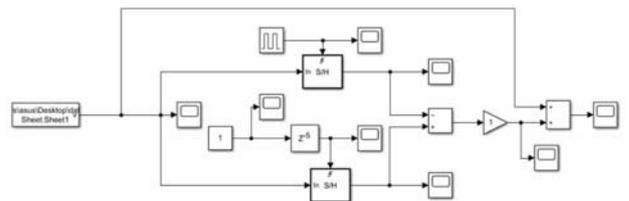


图 9 测试模块图

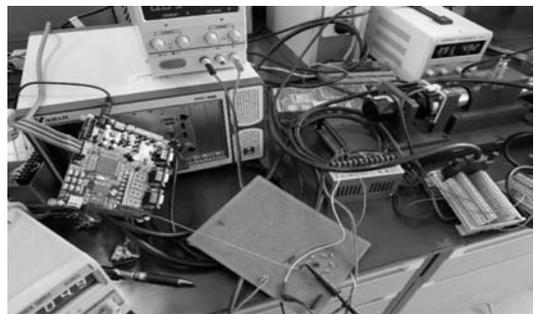


图 10 孤极电压反馈测试实物图

当增加反馈电路后，与图 5(c) 测试条件相同的情况下再次进行测试，电机的孤极电压在不同负载下的变化情况如图 11 所示。由图 11 结果可以看出，增加反馈电路后孤极反馈电压的稳定性有了较大改善。在不同的负载下，电机的孤极电压不再持续升高，在程序设定的第十秒后基本稳定，只有少量波动，波动幅度在 0.05 ~ 0.1 V 左右，相对于图 5(c)

的波动幅度减少一半, 此时电机的速度为 60 r/min, 速度波动约为 2 r/min。由此可见, 在调频调速的情况下, 电机的速度保持稳定, 同时孤极电压的稳定性也得到了提升, 说明孤极电压可以间接反映电机调频调速的效果。

整个实验系统反馈电路元器件的选择需要根据不同类型超声波电机的孤极电压范围进行调整。

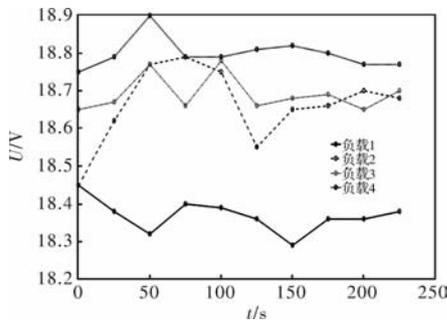


图 11 使用反馈后的孤极电压走势

3 结 语

本文从超声波电机的孤极电压特性出发, 针对其电压特性做了相应的反馈控制, 接着在半实物仿真系统上自动生成反馈信号处理程序并下载到电机测试系统, 然后通过实验加以验证。由实验结果对

比可知, 在孤极电压波动时利用电压反馈控制对电机进行调速, 调速后孤极电压的波动比未调速时有了明显改善, 从而验证了调速时孤极反馈控制方法的有效性。

参考文献

- [1] 胡敏强, 金龙. 超声波电机原理与设计[M]. 北京: 科学出版社, 2005.
- [2] Hagood N W, Mcfarland A J. Modeling of a Piezoelectric Rotary Ultrasonic Motor [J]. IEEE Trans. Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, 1995, 42 (2): 219-224.
- [3] Mass J, Grotstollen H. Dynamic Analysis of Inverter fed Ultrasonic Motors [C]. Proceedings of IEEE-PESC, 1996, 1780-1786.
- [4] 李华峰, 梁大志. 带有孤极反馈控制的超声电机驱动器 [P]. CN201805368U.
- [5] 陆旦宏. 多孤极型空间调相环形行波超声波电机的研究 [D]. 南京: 东南大学, 2016.
- [6] N T Hieu, S Odomari, T Yoshida, et al. Nonlinear Adaptive Control of Ultrasonic Motors Considering Dead-Zone [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2013, 94: 1847-1854.
- [7] 赵首帅. 超声电机驱动控制技术研究 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2014.
- [8] 傅平. 基于递归神经网络的超声波电机力矩迟滞辨识 [J]. 微特电机, 2022, 50(11): 8-15.

(上接第 7 页)

- [8] 李立毅, 唐勇斌, 刘家曦, 等. 多种群遗传算法在无铁心永磁直线同步电机优化设计中的应用 [J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(15): 69-77, 14.
- [9] Kwon HS, Ro J S, Jung H K. A Novel Social Insect Optimization Algorithm for the Optimal Design of an Interior Permanent Magnet Synchronous Machine [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2018, 54(12): 1-6.
- [10] 胡景泰, 付显, 梁海泉. 双三相永磁同步发电机多目标优化设计 [J]. 电机与控制应用, 2019, 46(6): 77-83.
- [11] Li L, Zhu G, Liu X, et al. Design and Optimization of a Novel HTS Flux-modulated Linear Motor Using Halbach Permanent Magnet

- arrays [J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2021, 31(8): 1-4.
- [12] Fan X, Wang C, Zhu Z, et al. Design and Analysis of Ahigh Power Density Permanent Magnet Linear Generator for Direct-drive Wave Power Generation [C]. Actuators. MDPI, 2022, 11(11): 327.
- [13] 越南南, 宋梓豪, 许檬, 等. 基于 Halbach 阵列的永磁风力发电机的设计与优化 [J]. 微电机, 2022, 55(1): 6-11.
- [14] 姜晓涵, 葛文庆, 李波, 等. 动圈式电磁直线驱动装置多目标优化设计 [J]. 微电机, 2021, 54(11): 19-24.
- [15] 张甜, 阎红灿. 基于熵权法的多属性决策算法优化及应用 [J]. 华北理工大学学报(自然科学版), 2022, 44(1): 82-88.

《微电机》(月刊)

全年 12 期, 读者可到当地邮局订阅, 本刊亦可破订、零购。

欢迎投稿! 欢迎订阅! 欢迎刊登广告!

国内刊号: CN61-1126/TM

邮 箱: micromotors@vip.sina.com

地 址: 高新区上林苑四路 36 号(710117)

邮发代号: 52-92

订价: 8 元/期

年价: 96 元/年

编辑部邮购(含快递费): 300 元/年

国际刊号: ISSN 1001-6848

电话: 029-84276641

大功率永磁盘式电机转子结构强度研究

黄漪帅¹, 梁志宏², 李飞¹, 王海波³, 苏森⁴

(1. 国家能源集团宁夏电力有限公司, 宁夏银川 750011; 2. 国家能源集团贵州电力有限公司, 贵州贵阳 550081; 3. 国家能源集团国能宁夏灵武发电有限公司, 宁夏灵武 751400; 4. 华驰动能(北京)科技有限公司, 北京 101111)

摘要: 本研究针对盘式电机转子在高速旋转时受到离心力破坏的问题, 设计了一种基于储能飞轮转子结构的盘式电机转子结构。通过对比分析传统盘式电机转子结构强度, 提出了利用储能飞轮转子材料高强度的特性来抵消电机盘与磁钢产生的离心力的方法, 从而提高了盘式电机转子能够承受的最大转速上限。通过对不同转速下新式盘式电机转子结构的强度分析, 得出转速与电机盘和转子的最大应力曲线图。结果表明, 新式盘式电机转子结构理论最高转速分别是表贴式结构的 4.3 倍和内嵌式结构的 2.7 倍。为了进一步提高新式盘式电机转子结构的性能和可靠性, 本文提出了一种新式盘式电机转子结构求解最优过盈量的计算方法。通过对比不同过盈量下静态与额定转速时电机盘与转子的安全系数, 求出了过盈量最优值。本研究设计的新式盘式电机转子结构具有较大的实际应用价值, 可以为储能飞轮等领域提供一种高性能、高转速的盘式电机转子解决方案。

关键词: 盘式电机转子; 结构强度; 仿真分析; 最大应力

中图分类号: TM351

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2024)03-0014-05

Research on Structural Strength of Rotor of High Power Permanent Magnet Disk Motor

HUANG Yishuai¹, LIANG Zhihong², LI Fei¹, WANG Haibo³, SU Sen⁴

(1. Ningxia Power Co., LTD., National Energy Group, Yinchuan 750011, China; 2. Guizhou Power Co., LTD., National Energy Group, Guiyang 550081, China; 3. Guoneng Ningxia Lingwu Power Generation Co., LTD., National Energy Group, Lingwu Ningxia 751400, China; 4. Huachi Kinetic Energy Beijing Technology Co., LTD., Beijing 101111, China)

Abstract: In order to solve the problem that the rotor of disk motor is damaged by centrifugal force when rotating at high speed, a disk motor rotor structure based on the flywheel rotor structure of energy storage was designed in this paper. By comparing and analyzing the structural strength of the rotor of the traditional disc motor, a method of using the high strength of the flywheel rotor material to offset the centrifugal force generated by the motor disc and magnetic steel was proposed, so as to increase the maximum speed limit of the disc motor rotor. By analyzing the strength of the rotor structure of the new type disk motor under different speed, the maximum stress curves of the rotor and disk were obtained. The results show that the theoretical maximum speed of the new disc motor rotor structure is 4.3 times that of the surface mounted structure and 2.7 times that of the embedded structure, respectively. In order to further improve the performance and reliability of the rotor structure of the new type disk motor, a calculation method for the optimal interference of the rotor structure of the new type disk motor was presented. By comparing the safety factor of motor disc and rotor at static and rated speed under different interference, the optimal interference value was obtained. The new disc motor rotor structure designed in this study has great practical application value, and can provide a high performance and high speed disc motor rotor solution for energy storage flywheel and other fields.

Key words: Disc motor rotor; structural strength; simulation analysis; maximum stress

收稿日期: 2024-01-08

基金项目: 华电宁夏灵武发电有限公司“基于光火储耦合热电联产系统的煤电机组灵活性提升技术的研究与示范应用”22MW4.5MWh飞轮储能及光火储耦合控制系统项目(Q/GW 3ZD-FDISC06-2021-BY04)

作者简介: 黄漪帅(1976), 高级工程师, 研究方向为长期从事电力行业技术、科技创新、项目管理。

0 引言

随着可再生能源的不断发展,如太阳能、风能等,需要寻找有效的能量存储技术来解决能量的不稳定性和间歇性问题。储能飞轮是一种机械储能装置,通过大惯量转子高速旋转储存能量,具有高能量密度、长寿命、快速充放电等优点。它可以应用于能量存储、能量回收、稳定电网等,具有重要的研究和应用价值^[1-3]。

盘式电机是一种轴向磁通结构的电机,具有结构紧凑、效率高、功率密度高、低噪音、控制精度高等特点^[4-5]。将盘式电机应用于储能飞轮中,可以降低储能飞轮的整体轴向高度,提高频率,进而提高其转速和储能密度。同时,盘式电机的高功率形式和高效能也能提高飞轮的功率效率,减少体积^[6-7]。但用于储能飞轮的盘式电机转子要承受更大的离心力,传统的盘式电机转子结构已无法满足要求,需要设计一种适用于储能飞轮的新型盘式电机转子结构。

本文在研究现有盘式电机转子结构强度的基础上,设计了一种基于储能飞轮转子结构的盘式电机转子结构,并提出一种转子结构过盈量优化计算方法,以使其结构能够满足在高转速离心力下的强度要求。

1 现有盘式电机转子结构

盘式电机转子主要分为采用表贴式永磁体结构和嵌入式转子结构^[8]。如图 1 所示,表贴式永磁体结构的永磁体直接粘贴在转子表面,结构简单,制造成本低。永磁体的磁通直接通过气隙与定子绕组耦合,磁路较短,磁阻小,电机效率高。永磁体的散热条件较好,可提高电机的功率密度。

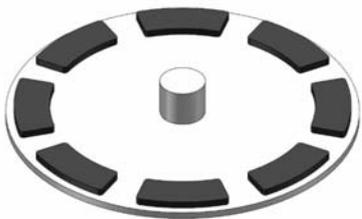


图 1 表贴式盘式电机转子结构

如图 2 所示,嵌入式转子结构的永磁体嵌入在转子内部,转子表面光滑,有利于减小风阻和噪声。永磁体受到转子铁心的保护,不易受到外部环境的影响,永磁体的性能较为稳定。嵌入式转子结构的机械强度较高,能够承受较大的机械冲击和振动。

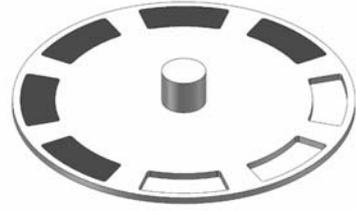


图 2 嵌入式盘式电机转子结构

无论是表贴式还是嵌入式结构,永磁体都需要可靠地固定在转子上,以防止在高速旋转过程中发生松动或脱落。因此,在设计和制造过程中需要采用适当的固定方法和工艺,以确保永磁体的牢固性。

大功率盘式电机转子在高速旋转过程中会承受较大的离心力和机械应力,因此无论采用哪种结构,都需要考虑转子的机械强度和刚度,以防止转子在运行过程中发生变形或损坏。

这些问题在设计基于储能飞轮的盘式电机转子时尤为突出,需要特别关注,以确保电机转子的性能和可靠性。

2 现有盘式电机转子强度分析

2.1 盘式电机转子模型

盘式电机转子采用 4 对极,磁钢的结构尺寸如图 3 所示,磁钢圆角半径均为 8 mm,厚度为 16 mm。盘式电机转子使用相同尺寸的磁钢,固定位置相同,分别采用表贴式结构(图 4)与内嵌式结构(图 5)进行结构强度分析,两种结构电机盘的外径均为 772 mm,厚度均为 16 mm。

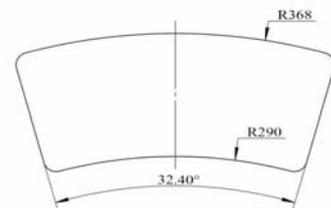


图 3 磁钢尺寸图

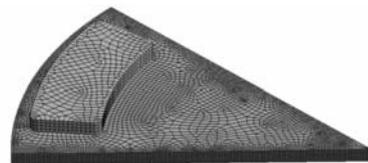


图 4 表贴式盘式电机转子结构有限元模型

盘式电机转子因为是轴对称模型,因此采用了 1/8 的模型进行仿真。模型进行了适当切割,以便于网格划分过程中实现多区域六面体网格划分,如图 4、图 5 所示。

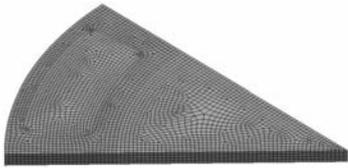


图 5 嵌入式盘式电机转子结构有限元模型

盘式电机转子结构中的电机盘采用的是 GH4169 材料，磁钢采用的是 SmCo32 材料，材料的力学性能详细参数如表 1 所示。

表 1 材料参数

材料名称	密度 kgm ³	泊松比	弹性模量 Gpa	屈服强度 Mpa	抗拉强度 Mpa
SmCo32	8300	0.3	117	35	800
GH4169	8240	0.3	200	550	956
30Cr2Ni4MoV	7767	0.29	204	1190	1070

2.2 表贴式盘式电机转子强度分析

表贴式盘式电机转子结构的磁钢与电机盘采用的是采用环氧树脂胶在轴向连接。使用内聚力模型模拟粘接界面的剥离^[9]。

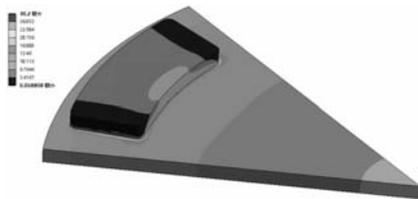


图 6 表贴式盘式电机应力分布

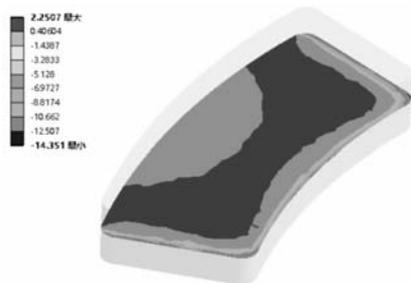


图 7 表贴式盘式电机磁钢粘接面法向压力分布

表贴式盘式电机转子在 1600 r/min 转速时的强度仿真结果，如图 6 所示，从图中可以看出，最大应力集中在磁钢与电机盘的连接处，最大应力值为 30.2 Mpa，远低于磁钢与电机盘的材料屈服强度。磁钢与电机盘的粘接面法向压力，如图 7 所示，粘接面最大压应力为 2.2 Mpa，最大拉应力为 14.3 Mpa。粘接采用环氧树脂胶固化后的拉伸强度为 15 Mpa，最大拉应力值快接近剥离极限。从以上结果可以分析得出，影响表贴式盘式电机转子强度的主要因素为磁钢与电机盘的粘接面的最大拉应力。

通过对不同转速下表贴式盘式电机转子结构的强

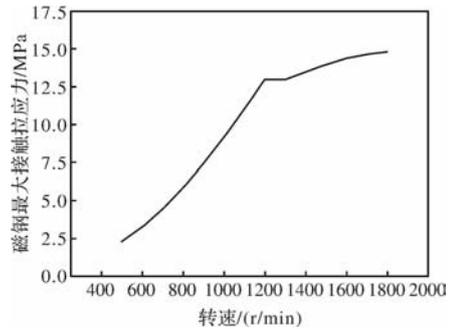


图 8 表贴式盘式电机转子转速与粘接面最大拉应力曲线度分析，得出转速与粘接面最大拉应力曲线图，如图 8 所示，从图中可以看出，随着转速的上升，粘接面的最大拉应力不断上升，当转速超过 1800 r/min 后，粘接界面出现了剥离。因此，表贴式盘式电机转子结构理论可达到的最高转速为 1800 r/min。

2.3 内嵌式盘式电机转子强度分析

内嵌式盘式电机转子结构是磁钢内嵌到电机盘中，接触面都在径向。现实中磁钢也会采用胶来做辅助固定，但抵消高速旋转时磁钢离心力的作用主要是靠电机盘的包裹，因此，忽略胶的影响，磁钢与电机盘接触面采用摩擦接触方式。

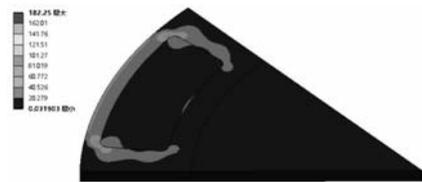


图 9 内嵌式盘式电机应力分布

内嵌式盘式电机转子在 1600 r/min 转速时的强度仿真结果，如图 9 所示，从图中可以看出，最大应力集中在电机盘与磁钢的外侧边角处，电机盘的最大应力值为 182.2 Mpa，如图 10 所示，磁钢的最大拉应力值为 15.8 Mpa，最大压应力值为 18.5 Mpa，如图 11 所示。



图 10 内嵌式盘式电机盘应力分布

由于磁钢包裹在电机盘中，它所受到离心力会通过外侧边传递给电机盘，因此它主要受到的是压应力，并随着转速的提升而增大。通过表 1 可知，磁钢材料的抗压强度可达到 800 Mpa，远高于仿真分析值 18.5 Mpa，因此在内嵌式结构中，磁钢不会发生损坏，并且其强度不是限制最高转速主要因素。

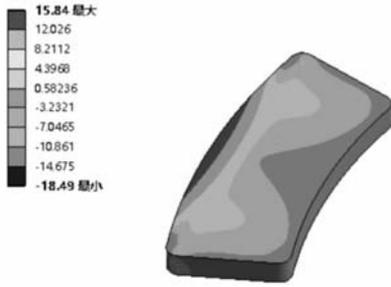


图 11 内嵌式盘式电机磁钢应力分布

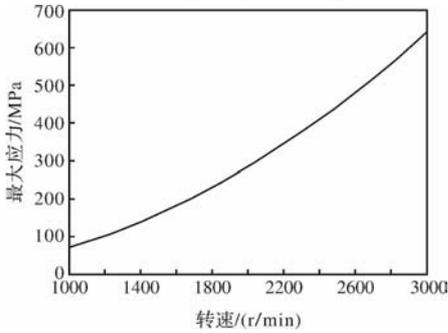


图 12 内嵌式盘式电机转速与电机盘最大应力曲线

内嵌式结构的电机盘在高速旋转中不仅承受着自身产生的离心力，而且还承担着来自磁钢的离心力。因此电机盘的强度会随着转速而急剧上升，并决定着电机的转速到达的上限。通过对不同转速下内嵌式盘式电机转子结构的强度分析，得出转速与电机盘最大应力曲线图，如图 12 所示，从图中可以看出，电机盘的最大应力随转速近似线性递增，当转速到达 2780 r/min 时，电机盘的最大应力达到了 550.4 MPa。因此，内嵌式盘式电机转子结构理论可达到的最高转速为 2780 r/min。

3 基于储能飞轮的盘式电机转子结构

3.1 新型盘式电机转子结构的特点

由于储能飞轮转子采用高强度合金钢，其强度远超过电机盘的材料强度。新式的盘式电机转子结构结构利用了储能飞轮转子结构强度高的特点。将电机盘设计成一个环形结构，并将磁钢内嵌至其中。磁钢与电机盘作为一个整体，通过电机盘的外侧边与转子过盈配合的方式安装在一起，如图 13 所示。

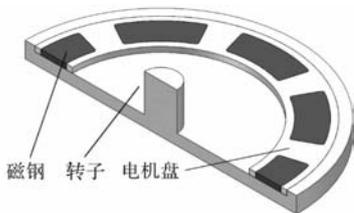


图 13 新式盘式电机转子结构

这种设计利用了转子的高强度材料来抵消电机

盘与磁钢产生的离心力。在高速旋转时，离心力会对电机盘产生破坏性影响，限制了盘式电机转子能达到的最高转速上限。然而，通过将磁钢与电机盘结合为一个整体，并利用转子的高强度材料来支撑和抵抗离心力，可以提高盘式电机转子能够承受的最大转速。这种新式的盘式电机转子结构可以更好地发挥出盘式电机的性能。由于转子结构的改进，电机能够在更高的转速下稳定运行，从而提高了电机的效率和输出功率。

3.2 新式盘式电机转子结构的强度分析

新式盘式电机转子结构与内嵌式结构采用了相同大小的磁钢和电机盘外径尺寸，电机盘内径为 542 mm。转子外径尺寸为 832 mm，转子盘厚度为 34 mm，外沿突起高度为 16 mm，与电机盘高度相同。新式盘式电机转子结构强度分析的有限模型，依然采用了 1/8 的轴对称模型(图 14)，设置接触面过盈量为 0.1 mm，转子材料为 30Cr2Ni4MoV，性能参数如表 1 所示。新式盘式电机转子在 1600 r/min 转速时的强度仿真结果，如图 15、图 16 所示，通过仿真结果可以看出，新式电机盘的最大应力依然集中在电机盘外侧的圆角部位，最大应力值为 73.4 Mpa，比内嵌式电机盘的最大应力值降低了 60%。转子的最大应力集中在外沿内存的根部，最大应力值为 61.4 Mpa。

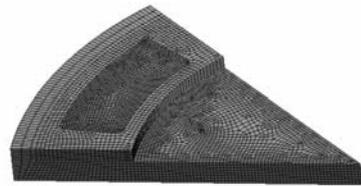


图 14 新式盘式电机转子有限元模型



图 15 新式电机盘应力分布

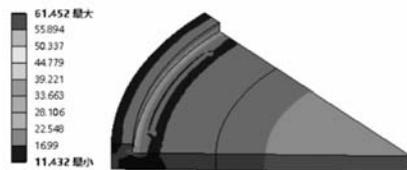


图 16 转子应力分布

如图 17 所示，新式盘式电机转子结构与嵌入式结构磁钢固定原理相同，磁钢不会发生损坏，并且

其强度不是制约最高转速主要因素。

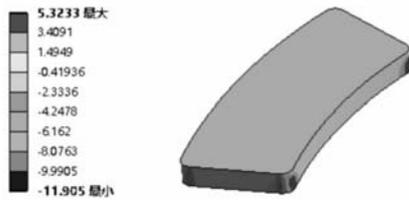


图 17 新式盘式电机磁钢应力分布

通过对不同转速下新式盘式电机转子结构的强度分析，得出转速与电机盘和转子的最大应力曲线图，如图 18 所示，从图中可以看出，电机盘和转子的最大应力都是随转速递增，当转速到达 7750 r/min 时，电机盘的最大应力达到了 553.6 Mpa，转子的最大应力达到了 633.1 MPa，因此，新式盘式电机转子结构理论可达到的最高转速为 7750 r/min。

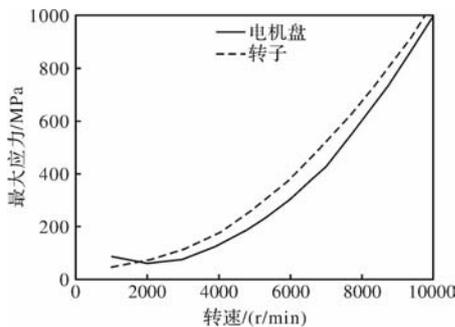


图 18 新式盘式电机转速与电机盘和转子最大应力曲线

通过利用储能飞轮转子结构强度高的特点，提出了新式盘式电机转子结构。在采用相同磁钢和相同位置固定的情况下，表贴式盘式电机转子结构理论可达到的最高转速为 1800 r/min；内嵌式盘式电机转子结构理论可达到的最高转速为 2780 r/min；新式盘式电机转子结构理论可达到的最高转速为 7750 r/min，分别是表贴式结构的 4.3 倍和内嵌式结构的 2.7 倍。新式盘式电机转子结构大大提高了电机转子能够承受的最大转速上限，能够有效地解决传统盘式电机转子在高速旋转时受到离心力破坏的问题，进一步发挥了盘式电机的性能。

4 新式盘式电机转子优化方法

新式盘式电机转子结构仿真分析中过盈量为定值 0.1 mm，其是否是最优合理的设定？在静态时过盈会对电机转子结构产生影响有多大？综合以上问题，本文提出了一种在指定转速下求解新式盘式电机转子最优过盈量的计算方法。

以电机转子设计额定转速为 5000 r/min 为例进行计算分析。首先，分别对不同过盈量下静态与额定转速的新式盘式电机转子结构进行强度分析，如

图 19 所示。静止状态下，电机盘和转子的最大应力都随过盈量的递增而增大，电机盘增速更加明显。在额定转速状态下，随着过盈量的增大，电机盘的最大应力是先缓慢下降然后再缓慢上升，转子的最大应力是一直缓慢上升的。

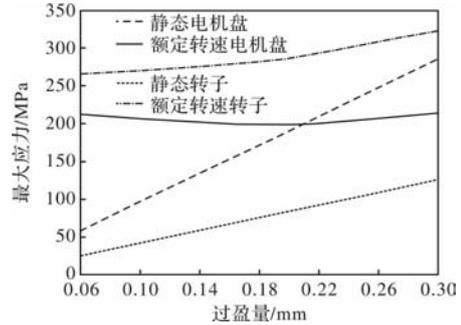


图 19 在不同过盈量下静态和额定转速的电机盘与转子最大应力曲线

通过图 19 我们无法直观地判断出过盈量的最优值。在设定过盈量下，分别求出静止与额定转速时电机盘与转子的安全系数，取其中的最小值 n ，计算公式如下：

$$n = \min \left\{ \frac{\sigma_{\max_p0}}{\sigma_{s_p}}, \frac{\sigma_{\max_r0}}{\sigma_{s_r}}, \frac{\sigma_{\max_pn}}{\sigma_{s_p}}, \frac{\sigma_{\max_rn}}{\sigma_{s_r}} \right\} \quad (1)$$

式中， n 为设定过盈量下的最小安全系数； σ_{\max_p0} 为设定过盈量下静止状态电机盘最大应力值，单位 Mpa； σ_{\max_r0} 为设定过盈量下静止状态转子最大应力值，单位 Mpa； σ_{\max_pn} 为设定过盈量下额定转速时电机盘最大应力值，单位 Mpa； σ_{\max_rn} 为设定过盈量下额定转速时转子最大应力值，单位 Mpa； σ_{s_p} 为电机盘材料的屈服强度，单位 Mpa； σ_{s_r} 为转子材料的屈服强度，单位 Mpa。

根据式(1)求出最小安全系数，绘制过盈量与最小安全系数的曲线，如图 20 所示。

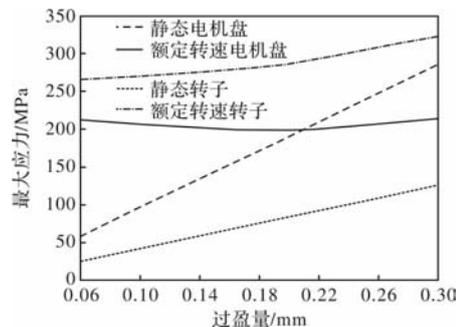


图 20 过盈量与最小安全系数的曲线

当过盈量为 0.2 时，最小安全系数达到峰值，数值为 2.7。此时，额定转速下，电机盘最大应力为 198.2 Mpa。对比优化前过盈量为 0.1 时，安全系数增加了 4.5%，额定转速下电机盘最大应力减小了 8.9 Mpa。

(下转第 34 页)

模糊自抗扰优化开关磁阻电机速度环控制策略

王茹愿¹, 李昕涛², 杨辉¹, 张伟¹

(1. 太原科技大学 电子信息工程学院, 太原 030000; 2. 太原科技大学 重型机械教育部工程研究中心, 太原 030000)

摘要: 开关磁阻电机因其结构为双凸极造成转矩脉动过大, 且该系统具有严重的非线性, 给定转速变化大, 负荷扰动大, 为克服这个问题应用模糊自抗扰控制方法, 结合开关磁阻电机特性和机械运动方程, 建立开关磁阻电机双闭环系统仿真模型, 转速环采用自抗扰控制技术并使用模糊控制对其参数实施整定, 转矩环采用直接瞬时转矩控制, 仿真对比得出, 相较于传统 PI 控制, 模糊自抗扰控制能够有效改善调速性能, 降低转矩脉动, 表现出良好的抗干扰能力。

关键词: 开关磁阻电机; 自抗扰控制; 模糊控制; 抗干扰; 转矩脉动

中图分类号: TM352; TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2024)03-0019-05

Speed Control Strategy of Switched Reluctance Motor Based on Fuzzy Autodisturbance Rejection

WANG Ruyuan¹, LI Xintao², YANG Hui¹, ZHANG Wei¹

(1. College of Electronic Information Engineering, Taiyuan University of Science and Technology, Taiyuan 030000, China; 2. Engineering Research Center of Ministry of Education of Heavy Machinery, Taiyuan University of Science and Technology, Taiyuan 030000, China)

Abstract: Due to the doubly salient structure of switched reluctance motor, the torque ripple is too large, and the system has serious nonlinearity, the given speed changes greatly, and the load disturbance is large. To overcome this problem, a fuzzy Active disturbance rejection control method was proposed. Combining the characteristics of switched reluctance motor and mechanical Equations of motion, a simulation model of double closed loop system of switched reluctance motor was established. The speed loop used active disturbance rejection control technology and fuzzy control to adjust its parameters. The torque loop used direct instantaneous torque control. Simulation experiments show that compared with traditional PI control, fuzzy active disturbance rejection control can effectively improve speed regulation performance, reduce torque ripple, and show good anti-interference ability.

Key words: switched reluctance motor; active disturbance rejection control; fuzzy control; anti-interference; torque ripple

0 引言

开关磁阻电机(Switched Reluctance Motor, SRM)是一种新式调速电机, 它有着结构单一、调速范围宽、响应快等特点, 受到了现代电气驱动领域的高度关注, 在家电、航空工业等领域也有广泛应用。但是开关磁阻电机因其结构以及供电方式的特别, 整个系统都表现严重的非线性^[1], 开关磁阻电机因为这个缺点产生很大的转矩脉动, 传统的比例积分(Proportional Integral, PI)控制很难满足减小转矩脉动, 实现较

宽转速范围的调速。文献^[2]提出将模糊 PI 应用到电机的直接瞬时转矩控制(Direct-instantaneous Torque Control, DITC)的仿真实验中, 有效地提高了系统响应, 抑制转矩脉动; 文献^[3]介绍了一种采用柔性神经网络的控制方式, 可以达到很高的稳定性, 但是实际的控制器算力达不到要求。

自抗扰控制(Active Disturbance Rejection Control, ADRC)是韩京清教授反思控制理论, 为提高系统鲁棒性提出的控制技术。该控制方法在传统的比例积分微分(Proportional Integral Differential, PID)控

收稿日期: 2023-08-20

作者简介: 王茹愿(1999), 男, 硕士研究生, 研究方向为电机控制。

制的基础上，设计出跟踪微分器(Tracking Differentiator, TD)、非线性状态误差反馈(Nonlinear State Error Feedback, NLSEF)、以及扩张状态观测器(Extended State Observer, ESO)三大工具，能对系统接收到的各种扰动信号进行精确估算并做出补偿，提高了系统的抗扰动性能，可以适用于各种非线性系统。文献[4]将自抗扰控制技术应用到电机控制中，在一定程度上降低了转矩脉动，大大提高了系统的动态性能。

本文采用自抗扰控制设计开关磁阻电机的转速环，使用模糊控制理论对自抗扰控制器进行优化，通过仿真验证，模糊自抗扰相比于传统自抗扰及PI控制，能够更好地控制开关磁阻电机的转速，提高系统的抗干扰能力。

1 开关磁阻电机数学模型

为建立开关磁阻电机的数学模型，进行下面的假设：

- ①忽略饱和和磁路影响。
- ②忽略磁通的边缘效应。
- ③忽略所有的功率损耗。
- ④开关管的开关动作是瞬时完成的。
- ⑤电机以恒转速运行。

根据基尔霍夫电路定律，SRM 的第 m 相电压的方程是：

$$u_m = R_m i_m + \left(L_m + i_m \frac{\partial L_m}{\partial i_m} \right) \frac{di_m}{dt} + i_m \omega \frac{\partial L_m}{\partial \theta} \quad (1)$$

式中， U_m 、 i_m 、 R_m 、 L_m 分别为第 m 相绕组的端电压、相电流、电阻及相电感， ω 为电机的转速， θ 为转子位置角。

按照 SRM 在运行时的力学原理，可以得出转子机械运动方程为

$$\begin{aligned} T_e &= J \frac{d\omega}{dt} + B\omega + T_L \\ &= J \frac{d^2\theta}{dt^2} + B \frac{d\theta}{dt} + T_L \end{aligned} \quad (2)$$

式中， T_e 为电磁转矩； J 为转动惯量； ω 为转子的角速度； $\omega = \frac{d\theta}{dt}$ ； B 为摩擦系数； T_L 为负载转矩。

理想线性模型不考虑磁路饱和的影响，SRM 的电磁转矩方程为

$$T_e(i, \theta) = \frac{1}{2} i^2 \frac{\partial L}{\partial \theta} \quad (3)$$

根据式(1)~式(3)可以得出 SRM 的数学模型。

2 自抗扰转速环控制

2.1 自抗扰控制器结构

ADRC 控制基于 PID 控制，对其进行改进设计，它不受控制对象的影响、不区分系统内外干扰的特点，ADRC 的原理图如图 1 所示。

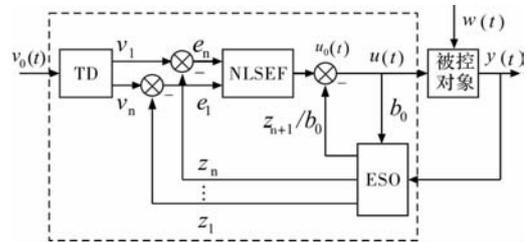


图 1 自抗扰控制原理结构图

常见的 ADRC 控制器包括跟踪微分器、扩张状态观测器以及非线性状态误差反馈三个部分^[5-9]。跟踪微分器可以根据被控对象的输入特点提取所需要的信号；扩张状态观测器保持对被控对象进行跟踪，观测系统的总扰动，并给出补偿；非线性状态误差反馈是一种非线性的组合方式，对跟踪微分器的输出，与扩张状态观测器产生的状态变量信息进行非线性组合，减小系统产生的稳态误差。

2.2 自抗扰转速环设计

利用 SRM 的机械运动方程设计转速环的自抗扰控制器，对(2)进行整理得：

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{T_e}{J} - \frac{B}{J}\omega - \frac{T_L}{J} \quad (4)$$

开关磁阻电机的转速闭环控制系统可以表示为

$$\dot{\omega} = a(t) + k u(t) \quad (5)$$

其中

$$a(t) = -\frac{1}{J}(B\omega + T_L), \quad k = \frac{1}{J}, \quad u(t) = T_m \quad (6)$$

本文设计的转速环自抗扰控制结构如图 2 所示，本文选择去掉跟踪微分器，这样可以使调试的难度降低，使系统可靠性增加。

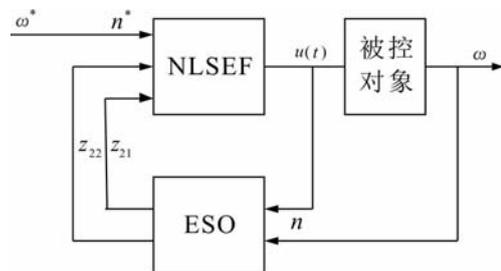


图 2 自抗扰转速控制原理结构图

其中 ESO 方程为

$$\begin{cases} z_{21} = [(a+b)u(t) + z_{22} + (z_{21} - n)\beta_1] * \frac{1}{s} \\ z_{22} = -\beta_2(z_{21} - n) * \frac{1}{s} \\ n = w \end{cases} \quad (7)$$

NLSEF 方程为

$$\begin{cases} u(t) = 0.1 * k_p(n^* - z_{21}) + k(n^* - z_{21}) - \frac{z_{22}}{a+b} \\ n^* = \omega^* \end{cases} \quad (8)$$

式中, ω^* 为输入的参考转速, ω 为实际运行的参数, z_{21} 为转矩反馈的观测值, z_{22} 为转速反馈的观测值。

3 模糊自抗扰转速环设计

ADRC 的参数整定类似于 PID 控制器, 参数的取值要根据实际情况进行调整, 包括控制系统的动态特性、受控对象的特性以及外部干扰的性质等因素^[10]。一般通过手动调整达到较好的控制水平, 但这样的方法太依赖于经验, 无法实现在线实时自整定; 模糊控制可以实现参数的自整定, 确定最优参数, 提高系统的鲁棒性和自适应性。非线性状态误差反馈控制器对电机的内外干扰进行实时补偿^[11], 是自抗扰的核心部分。选择 $a = 199$ 、 $k = 0.72$ 、 $\beta_1 = 1000$ 、 $\beta_2 = 50000$, k_p 、 b 的大小会影响到系统的鲁棒性, k_p 、 b 选择合适的值能提高系统的响应时间。

3.1 模糊自抗扰控制器结构

本文选择模糊控制实现对 k_p 、 b 的在线自整定, 选择 e 、 e_c 作为模糊控制的输入, e 为电机的输入参考转速, e_c 为参考的输入转速与实际转速之差, k_p 、 b 作为模糊控制的输出。模糊自抗扰控制器的结构如图 3 所示。

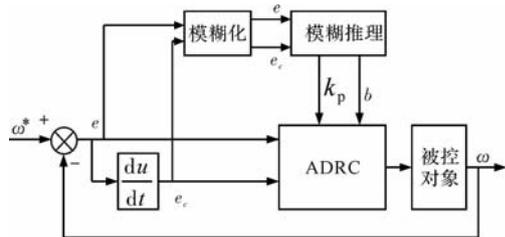


图 3 模糊自抗扰控制器结构图

3.2 模糊控制规则

模糊规则被称为是控制系统中具有专业处理能力的专家系统, 人们在生活中多用语言判断事情, 很少用数据来分析, 而模糊规则建立了一种新的架

构, 表现人类的行为以及分析和决策。根据专家经验, 模糊规则形成了一组模糊条件语句, 表述形式为“if...then”^[12-14]。

模糊控制器的输入 e 、 e_c 的论域为 $[-10, 10]$, 输出 k_p 的论域为 $[0, 2]$, 输出 b 的论域为 $[0, 0.4]$ 。隶属度函数使用三角形函数, 输入、输出语言按 7 个语言级划分, 分别为: “PB(正大)、PM(正中)、PS(正小)、ZO(零)、NS(负小)、NM(负中)、NB(负大)”, 模糊推理规则采用 Mamdani 型, 解模糊化方法为平均加权法^[15-16]。为减小误差, 制定针对参数 k_p 、 b 的模糊规则, 如表 1、表 2 所示。

表 1 k_p 修正规则表

e k_p e_c	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	PB	PB	PM	PM	PS	ZO	ZO
NM	PB	PM	PM	PS	PS	ZO	NS
NS	PM	PM	PM	PS	ZO	NS	NS
ZO	PM	PS	PS	ZO	NS	NM	NM
PS	PS	PS	ZO	NS	NS	NM	NM
PM	PS	ZO	NS	NM	NM	NM	NB
PB	ZO	ZO	NM	NM	NM	NB	NB

表 2 b 修正规则表

e b e_c	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	NB	NB	NM	NM	NS	ZO	ZO
NM	NB	NB	NM	NS	NS	ZO	ZO
NS	NB	NM	NS	NS	ZO	PS	PS
ZO	NM	NM	NS	ZO	PS	PM	PM
PS	NM	NS	ZO	PS	PS	PM	PB
PM	ZO	ZO	PS	PS	PM	PB	PB
PB	ZO	ZO	PS	PM	PM	PB	PB

4 系统仿真实验与结果分析

4.1 仿真模型的建立

本文选取三相 6/4 型开关磁阻电机, 采用直接瞬时转矩控制策略, 外环为速度环, 实现对速度的跟踪, 内环为转矩环, 实现对转矩的跟踪。系统的仿真结构如图 4 所示。

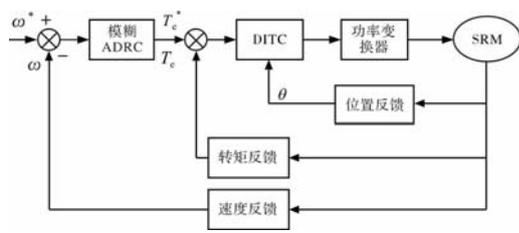


图4 调速整体仿真框图

在 Matlab/Simulink 仿真软件中分别建立了基于 PI 控制方式、自抗扰控制方式以及模糊自抗扰控制方式的开关磁阻电机直接转矩控制仿真模型，并对三种不同的控制方式进行仿真实验，对它们的调速效果进行对比分析，验证本文设计的模糊自抗扰控制方式的优越性。

4.2 仿真结果

本文从空载起动、给定转速突变以及给定负载突变三个方面来研究三种不同控制方式下开关磁阻电机的转速波形。

(1) 空载起动

如图 5 所示为开关磁阻电机空载起动速度达到 500 r/min 的转速波形。由图可知，在模糊自抗扰的控制方式下，电机大约在 0.03 s 完成起动，自抗扰控制方式下大约在 0.04 s 完成起动，PI 控制方式大约在 0.08 s 达到给定转速。而且起动过程中，PI 控制方式发生了超调现象，ADRC 和模糊 ADRC 基本实现无超调。仿真结果表明 ADRC 和模糊 ADRC 控制方式能相比 PI 控制方式够使电机更快响应，达到指定的转速，同时保持较小的超调量。

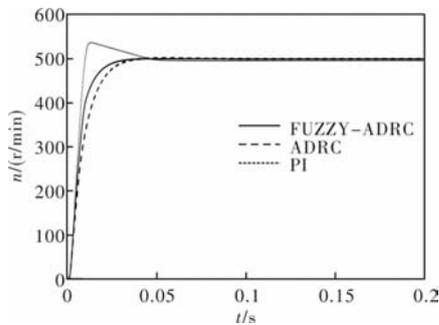
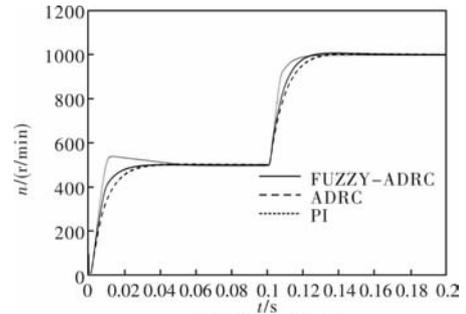


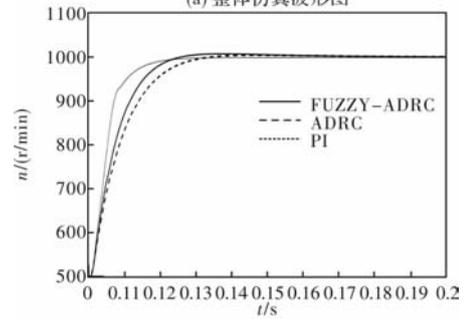
图5 空载起动仿真波形图

(2) 突加转速

图 6 为电机初始转速为 500 r/min，0.1 s 时突然升高到 1000 r/min 的仿真波形。从图中可以看出，电机突变转速，虽然 PI 控制方式的响应速度快，但达到给定转速的时间略慢于 ADRC 和模糊 ADRC，ADRC 和模糊 ADRC 能够更平稳的达到给定的转速。



(a) 整体仿真波形图

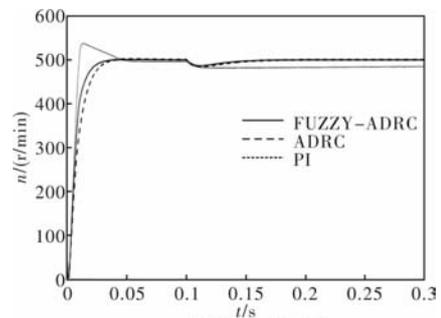


(b) 局部仿真波形图

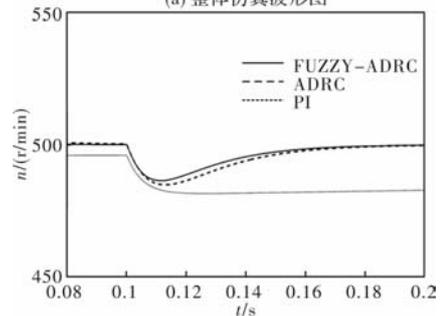
图6 突加转速仿真波形图

(3) 突加负载

图 7 为转速为 500 r/min 时，突加负载时的转速波形图，电机的初始负载为 5 Nm，在 0.1 s 时突加负载至 20 Nm，从图中可以看出，突加负载时，系统在 ADRC 的控制方式下，恢复到给定转速的时间大约为 0.18 s，模糊 ADRC 的恢复时间大约为 0.16 s，ADRC 控制性能稳定，而 PI 控制方式脱离了稳态，很难恢复到给定转速。仿真结果表明 ADRC 控制方式相比于 PI 控制方式具有更好的抗干扰性和鲁棒性，而且加入模糊控制方式的 ADRC 提高了这一特性。



(a) 整体仿真波形图



(b) 局部仿真波形图

图7 突加负载仿真波形图

图 8 为开关磁阻电机在突加负载情况下三种不同控制方式的转矩波形，转矩脉动系数定义表达式为

$$K_T = \frac{T_{max} - T_{min}}{T_{av}} \times 100\%$$

式中， T_{max} 、 T_{min} 、 T_{av} 分别为电机稳定运行时的最大电磁转矩、最小电磁转矩以及平均电磁转矩。表 3 为不同控制方式下，电机达到稳态后的转矩以及转矩脉动系数，从表 3 中可以看出，ADRC 控制方式相较于 PI 控制方式，在抑制电机的转矩脉动方面起到了良好的作用，经过模糊规则的整定，使得这一优点得到了略微提高。

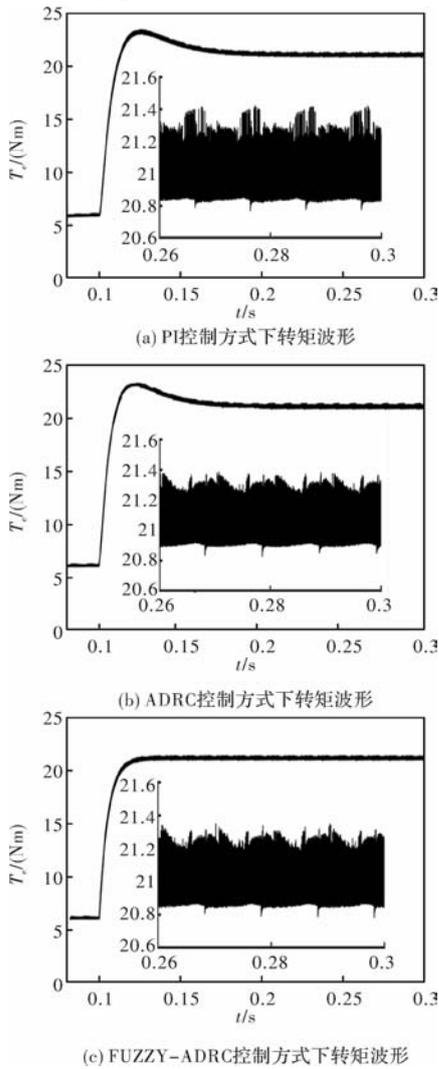


图 8 突加负载转矩仿真波形图

表 3 不同控制方式下电机转矩情况

控制方式	T_{max}	T_{min}	T_{av}	K_t (%)
PI	21.44	20.76	21.05	3.23
ADRC	21.39	20.84	21.04	2.61
FUZZY-ADRC	21.35	20.83	21.11	2.46

5 结 论

本文从改善开关磁阻电机的调速性能以及抑制

电机的转矩脉动方面出发，采用自抗扰控制方式设计电机的转速环，并使用模糊规则对自抗扰控制方式的参数进行整定优化，通过设计三种不同控制方式下电机的仿真模型，对比仿真结果得出，与传统的 PI 控制方式相比，模糊自抗扰控制方式可以使系统快速达到给定转速，并实现基本无超调，而且对抑制转矩脉动也起到了一定的优化，由此证明，采用模糊自抗扰控制方式，提高了系统的鲁棒性和抗干扰能力。

参考文献

- [1] 马超群, 颜士伟, 毛雨泰, 等. 开关磁阻电机的自抗扰控制策略研究[J]. 微电机, 2021(9): 53-60.
- [2] 赵慧, 金海. 一种开关磁阻电机模糊 PI 的直接瞬时转矩控制[J]. 电子科技, 2019(11): 58-63.
- [3] 李玉峰, 王栋栋, 王博. 基于 BP 神经网络的开关磁阻电机直接转矩控制建模与仿真[J]. 电子器件, 2020, 43(4): 825-830.
- [4] 李华柏, 莫坚, 李建忠. 基于自抗扰控制技术开关磁阻电机转矩脉动抑制研究[J]. 微电机, 2020, 53(12): 45-49.
- [5] Zhang Shuai, Sun Ming, Sun Baojiang. Research on Speed Regulation Performance of Switched Reluctance Motor based on Nonlinear Active Disturbance Rejection [J]. Physics: Conference Series, 2022, 2263(1): 256-264.
- [6] 吴丹, 侯利民, 王巍, 等. 基于滑模自抗扰控制的开关磁阻电机调速系统[J]. 制造业自动化, 2023, 45(01): 135-139.
- [7] 王涛. 开关磁阻电机的自整定模糊-PID 调速分析与验证[J]. 自动化仪表, 2022, 43(8): 44-47.
- [8] 郭词, 侯利民, 王巍, 等. 基于母线电流采样的开关磁阻电机自抗扰控制[J]. 辽宁工程技术大学学报(自然科学版), 2022, 41(4): 355-363.
- [9] 赵浩楠, 张国强, 鲁鹏, 等. 基于自抗扰方法的永磁同步电机控制研究[J]. 机电信息, 2022(13): 9-11.
- [10] 陈俊侨, 汪晓军, 崔臣君, 等. 模糊自抗扰的双电机同步驱动电动缸起竖策略[J]. 现代防御技术, 2022, 50(3): 119-126.
- [11] 王琴剑, 戴跃洪. 开关磁阻电机自抗扰调速优化控制研究[J]. 电子制作, 2021(13): 97-100.
- [12] 赵晓鹏. 基于模糊自抗扰的永磁同步电机直接转矩预测控制策略[D]. 天津: 河北工业大学, 2021.
- [13] 吴正平, 邓聪, 文海. 模糊线性/非线性自抗扰切换控制及其应用[J]. 航空学报, 2021, 42(9): 473-480.
- [14] Tian Xin, Xiong Hejin, Lei Deming. Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Active Disturbance Rejection Control [J]. Physics: Conference Series, 2020, 1550(4): 148-152.
- [15] 韦颖, 杜晓婷, 凌六一, 等. 基于模糊 PI 的开关磁阻电机直接转矩控制仿真研究[J]. 淮南师范学院学报, 2020, 22(2): 137-141.
- [16] 于博. 基于模糊控制的永磁同步电机自抗扰调速系统研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2016.

大功率涡扇发动机负载下基于加速度调节的航空三级式电机起动控制策略研究

高钰淇¹, 来帅雷¹, 宋受俊²

(1. 陕西航空电气有限责任公司, 西安 710061; 2. 西北工业大学 自动化学院, 西安 710029)

摘要: 针对某大功率航空涡扇发机电起动过程中, 存在的因特殊负载力矩特性对地面电源瞬时功率需求变化等会影响起动可靠性, 引起电源保护等问题, 提出了基于加速度调节的三级式电机起动控制策略。在保证发动机起动成功的前提下, 对不同速度范围内加速度进行合理规划, 减小起动初始阶段的转矩冲击, 降低对地面电源的功率需求。通过对该负载情况下仿真分析和台架起动试验, 验证了所提起动控制方法的有效性, 为航空三级式电机起动/发电系统在涡扇发动机上的应用提供了参考。

关键词: 大功率; 涡扇发动机; 三级式电机; 起动控制

中图分类号: TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2024)03-0024-06

Research on Starting Control Strategy of Acceleration-regulated Aviation Three-stage Starter-generator Based on High-power Turbofan Engine Load

GAO Yuqi¹, LAI Shuailei¹, SONG Shoujun²

(1. AVIC Shaanxi Aero Electric Co., LTD., Xi'an 710061, China;

2. School of Automation, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710029, China)

Abstract: In the process of starting a high-power turbofan engine, the change of the instantaneous power of the ground electrical power source demanded by the special load torque characteristics has an impact on starting reliability and causes problems such as power protection. In response to these challenges, the starting control strategy of the three-stage start-generator based on acceleration regulation was proposed. On the premise of ensuring the successful start of the engine, the acceleration in different speed ranges should be reasonably planned to reduce the torque impact at the initial stage of start and decrease the power demand on the ground electrical power source. Through the simulation analysis and bench-starting tests under the given load condition, the effectiveness of the proposed starting control method was proved, providing a solid foundation for the application of aviation three-stage starter-generator system in turbofan engines.

Key words: high-power; turbofan engine; three-stage starter-generator; starting control

0 引言

随着多电、全电飞机技术的发展, 传统液压、气动和机械系统等逐渐被电力电子控制的电机驱动系统取代^[1], 航空发动机起动过程开始广泛使用电起动装置^[2]。同时因机载设备、任务系统功率提升, 对航空电源系统容量、体积、重量和利用率要求日渐提高^[3], 起动/发电一体化系统应运而生。该系统兼顾起动、发电双功能, 与发动机同轴相连, 简化

了系统结构^[4]。其中, 三级式起动/发电机(以下简称三级式电机)因发电技术成熟度高、可靠性高、应用范围广、故障状态下可完全灭磁等优点得到广泛运用^[5]。

陕西航空电气有限责任公司与西北工业大学合作, 成功研制了三级式电机原理样机, 取得了一系列研究成果^[6-9]。在电起动控制技术方面, 美国专利^[10]中提出利用主发电机的阻尼绕组实现电机的异步起动, 但需要对阻尼绕组进行重新设计, 结构较

收稿日期: 2024-01-17

作者简介: 高钰淇(1995), 男, 硕士研究生, 工程师, 研究方向为电机控制技术。

来帅雷(1984), 男, 正高级工程师, 研究方向为电机控制技术。

宋受俊(1981), 男, 博士生导师, 研究方向为电机控制技术, 电驱动系统设计、控制及性能评估。

为复杂,实现难度较大;文献[11]提出了一种基于扩展卡尔曼滤波的无位置传感器起动控制策略,但文中没有考虑电机转速对主发电机励磁电流大小的影响,以及旋转整流器对主发电机励磁电流脉动的影响;文献[12]给出了空间矢量调制型直接转矩控制方案,但调节误差较大;文献[13]针对转子励磁脉动,提出了通过极坐标确定调制电压矢量的解决方案,但动态起动可靠性无法得到保障;文献[14]通过仿真验证了转速较低时采用单相交流励磁、转速较高时切换至直流励磁的方式,但未涉及该切换方式对主发电机电运行状态的影响;文献[15]针对起动转矩冲击提出了一种根据转速分时段调节电压矢量幅值的控制方法,但增加了控制的复杂度;文献[16]更关注的是起动过程的整体效果,给出了一种最大转矩电流比控制方法,其仿真效果较好。

本文针对现有三级式电起动控制方法存在的不足进行优化,提出适用于大功率涡扇发动机负载特性下基于加速度调节的航空三级式电机起动控制策略,应用于某涡扇发动机配套的起动/发电控制系统。建立数学模型,并利用仿真验证,而后经台架试验了所提方法能够兼顾起动可靠性,有效保护地面电源设备,平稳起动大功率涡扇发动机。

1 三级式电机组成及数学模型

1.1 三级式电机结构

本文研究对象为基于三相励磁结构的三级式电机,其结构示意图如图1所示。

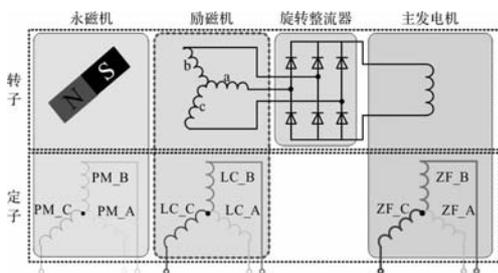


图1 基于三相励磁结构的三级式电机结构示意图

1.2 主发电机数学模型

三级式电机起动过程中,励磁电压为不控状态,励磁机主要为发电机提供励磁电压,且励磁机产生的电磁转矩较小,为简化三级式电机电动状态的数学方程,本文忽略励磁机电磁转矩的影响,假定主发电机三相定子绕组在空间正弦分布,忽略磁路饱和、铁心损耗、高次谐波及温度对电机参数的影响,忽略主发电机阻尼绕组影响。

ABC坐标系下,主发电机方程如下:

$$\begin{aligned} [\mathbf{u}]_{ABC} &= [\mathbf{R}]_{ABC} [\mathbf{i}]_{ABC} + p [\boldsymbol{\psi}]_{ABC} \\ [\mathbf{u}]_{ABC} &= [\mathbf{R}]_{ABC} [\mathbf{i}]_{ABC} + p ([\mathbf{L}]_{ABC} [\mathbf{i}]_{ABC}) \end{aligned} \quad (1)$$

其中, $[\mathbf{u}]_{ABC} = [u_A \ u_B \ u_C \ u_f]^T$

$$[\mathbf{R}]_{ABC} = \text{diag}[R_s \ R_s \ R_s \ R_f]$$

$$[\mathbf{i}]_{ABC} = [i_A \ i_B \ i_C \ i_f]^T$$

$$[\boldsymbol{\psi}]_{ABC} = [\psi_A \ \psi_B \ \psi_C \ \psi_f]^T$$

$$[\mathbf{L}]_{ABC} = \begin{bmatrix} L_{AA} & M_{AB} & M_{AC} & M_{Af} \\ M_{BA} & L_{BB} & M_{BC} & M_{Bf} \\ M_{CA} & M_{CB} & L_{CC} & M_{Cf} \\ M_{fA} & M_{fB} & M_{fC} & L_{ff} \end{bmatrix}$$

式中, u_A 、 u_B 、 u_C 分别为定子各相电压; i_A 、 i_B 、 i_C 为定子各相电流; R_s 为定子各相电阻; u_f 为励磁绕组电压; R_f 为励磁绕组电阻; i_f 为励磁绕组电流; L_{XX} 为各绕组自感, X 可分别表示为 A 、 B 、 C 、 f ; L_{XY} 为两绕组间互感, X 、 Y 可分别为 A 、 B 、 C 、 f 。

记定子 A 轴与 d 轴重合时 A 相绕组与励磁绕组间的互感为 M_{Af} , 则定子三相绕组与励磁绕组的互感可表示如下:

$$\begin{cases} M_{Af} = M_{fA} = M_{Af} \cos \gamma \\ M_{Bf} = M_{fB} = M_{Af} \cos(\gamma - 120^\circ) \\ M_{Cf} = M_{fC} = M_{Af} \cos(\gamma + 120^\circ) \end{cases} \quad (2)$$

式中, γ 为定子 A 轴与 d 轴之间的夹角。

电磁转矩如下:

$$T_{Ge} = \frac{1}{2} p_0 [\mathbf{i}]_{ABC}^T \frac{\partial [\mathbf{L}]_{ABC}}{\partial \gamma} [\mathbf{i}]_{ABC} \quad (3)$$

式中, T_{Ge} 为主发电机电磁转矩; p_0 为主发电机电对数。

转矩方程如下:

$$T_{Ge} - T_L = J \frac{d\omega_m}{dt} \quad (4)$$

式中, T_L 为负载转矩; J 为系统转动惯量; ω_m 为转子机械角速度, $\omega_m = \omega_e / p_0$, ω_e 为转子电角速度。

2 某涡扇发动机负载特性分析

现有发动机在常温天、稳态下阻力矩特性曲线如图2所示。力矩值为正时表示发动机需要电机提供的力矩大小,力矩值为负表示发动机自身出力矩大小。由此可知,在起动过程中高速段(发动机点火完成后),发动机自身能够输出一定的动力,与三级式电机共同完成后续升速过程。

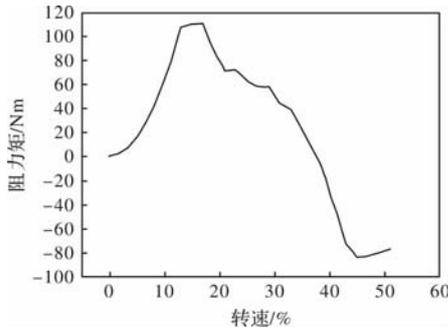


图2 某大功率涡扇发动机阻力矩特性曲线

当发动机以某个加速度进行升速时，所需加速力矩为

$$T_{Tur_a} = J_{Tur} * a_{Tur} / 9.55 \quad (5)$$

式中， T_{Tur_a} 为发动机端加速力矩，单位 Nm； J_{Tur} 为发动机转动惯量，单位为 $kg \cdot m^2$ ； a_{Tur} 为发动机加速度，单位为 $r/min/s$ 。

由此可得到，发动机在电起动过程中所需电机提供的力矩为

$$T_{Tur} = T_{Tur_a} + T_{Tur_l} \quad (6)$$

式中， T_{Tur} 为发动机阻力矩。

根据机匣传动比关系，考虑机匣传动效率 η ，可以得到所需电机端输出力矩为

$$T_M = T_{Tur} / k_r / \eta \quad (7)$$

式中， k_r 为机匣传动比。

由于涡扇发动机转动惯量较大，起动过程中，加速力矩占据总力矩的较大部分。同时，发动机在不同转速下的负载变化范围较大，当其转动惯量较大时，采用传统恒加速度的起动方式容易出现积分过饱和现象，故需要在不同的速度段合理规划加速度，从而消除负载特性对发动机起动可靠性的影响。

3 起动控制策略

3.1 传统矢量控制策略

传统矢量控制策略如图3所示。其 q 轴电流环的调节通常是两个 PI 调节器的串联，即先通过转速闭环获取 q 轴电流给定值，在通过电流闭环得到 q 轴电压给定值。这种串联式调节方式相比单个调节器延时较大，并且由于信号采集等导致的调节误差是 i_d 、 i_q 误差的叠加，增大了误差范围。

3.2 基于加速度调节的控制策略

为此，本文提出基于电压矢量角闭环的控制策略，如图4所示，通过如式(8)所示设定不同加速度的值得到给定转速，经转速闭环调节得到电压矢量

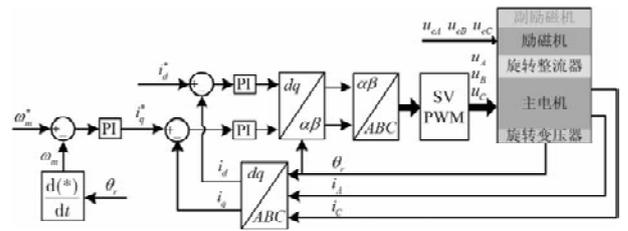


图3 传统起动控制策略框图

模值，通过检测到的 i_d 和 i_q 由电流计算电压矢量角度，经电流 PI 调节器处理电压矢量与转子位置夹角，间接实现对 u_d 、 u_q 的控制。该控制策略只需要两个 PI 调节器，相比传统的矢量控制策略，不仅能减小调节误差，且其参数调节比较方便。

$$\omega_m^* = a_m t \quad (8)$$

式中， a_m 为电机加速度，通过离线寻优得到。

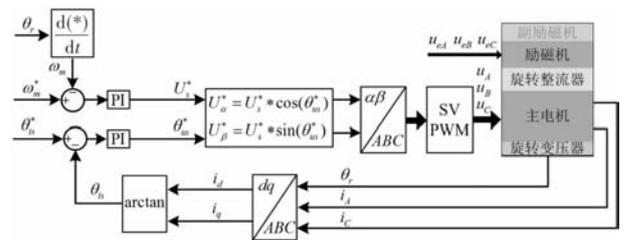


图4 基于加速度调节的起动控制策略框图

4 起动控制策略仿真分析

4.1 仿真模型搭建

本文仿真使用 Matlab/Simulink 软件，利用 Simulink 自带模块搭建主发电机控制算法模型如图5所示，其中 ref_wm 为电机给定转速，ref_angle 为给定转矩角。

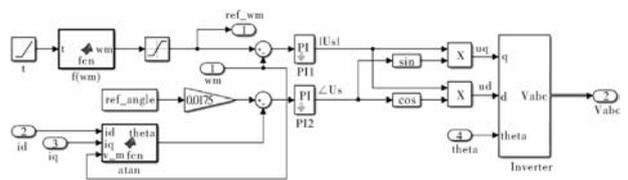


图5 主发电机控制算法模型

采用 SimScape 语言搭建两相励磁机和主发电机模型，得到整体模型如图6所示。

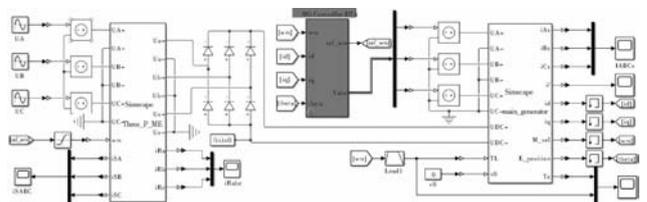


图6 三级式电机联合仿真模型

4.2 仿真结果分析

仿真模型具体技术指标如表 1 所示，负载特性为第 2 节所述的发动机力矩特性。

表 1 仿真参数

参数	参数值	参数	参数值
励磁电压/V	230	速度环 k_p	5.8
励磁频率/Hz	400	速度环 k_i	0.09
母线电压/V	540	角速度环 k_p	0.2
起动转速/(r/min)	0 ~ 6250	角速度环 k_i	0.01
仿真步长	$1e-4$		

为满足起动过程励磁需求(低速段励磁能力强,满足电机带载励磁需求;高速段励磁能力较弱,满足电机升速弱磁需求),三相励磁机定子磁场旋转方向与电机旋转方向相同。起动过程中,随着电机转速的升高,励磁机定转子之间的转差减小,电机励磁能力变弱。通过仿真得到励磁机定子励磁电流波形如图 7 所示,主发励磁电流输出曲线如图 8 所示。

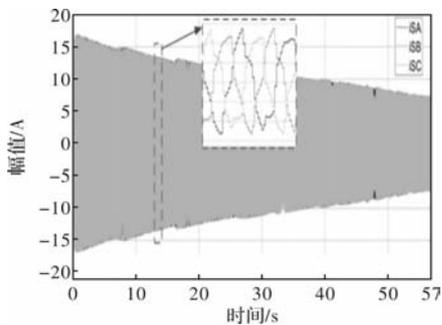


图 7 励磁机三相定子仿真波形

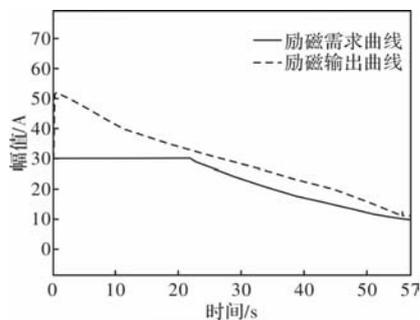


图 8 主发电机励磁需求及输出曲线

由仿真结果可得,主发励磁电流随转速的升高而降低,且能完全包罗励磁需求曲线,满足起动励磁需求。

对主发电机控制而言,需根据发动机升速需求,设定电机加速度。由静止至点火转速后,电机能以较快的速度起动发动机完成点火;发动机点火完成后,此时发动机自身输出动力较小,需电机持续出

力带动发动机升速,但为防止积分过饱和,该过程加速度应稍微减小;到高速段,发动机自身动力输出能力增强,再次增加电机给定加速度,使电机快速达到脱开转速,完成起动过程。本次仿真中分段加速度设计如表 2 所示。

表 2 仿真过程加速度设计

转速区间/(r/min)	加速度/(r/min/s)
0 ~ 100	100
100 ~ 2000	180
2000 ~ 3000	100
3000 ~ 5000	85
5000 ~ 6250	120

在此加速曲线下,采用图 4 所示控制策略进行起动,得到起动过程转速曲线及主发电机电流曲线分别波形如图 9、图 10 所示。

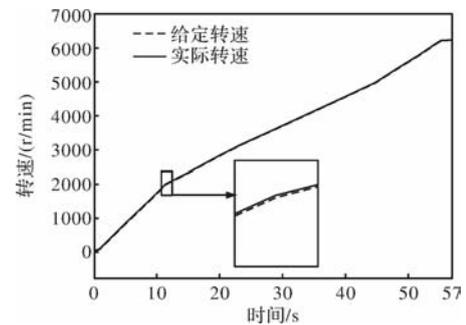


图 9 起动过程转速曲线

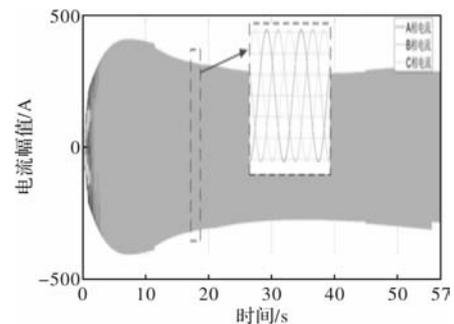


图 10 起动过程主发三相电流

由仿真结果可明显看出,在基于加速度调节的策略下主发电流波动较小,电机能够平滑起动,满足发动机起动要求。

5 试验验证

5.1 试验平台

根据试验需求,在发动机台架搭建试验平台,其示意图如图 11 所示。试验主要内容有不同目标转速的冷运转试验、不同加速度下的起动试验,详细试验结果及分析如 5.2 节所述。

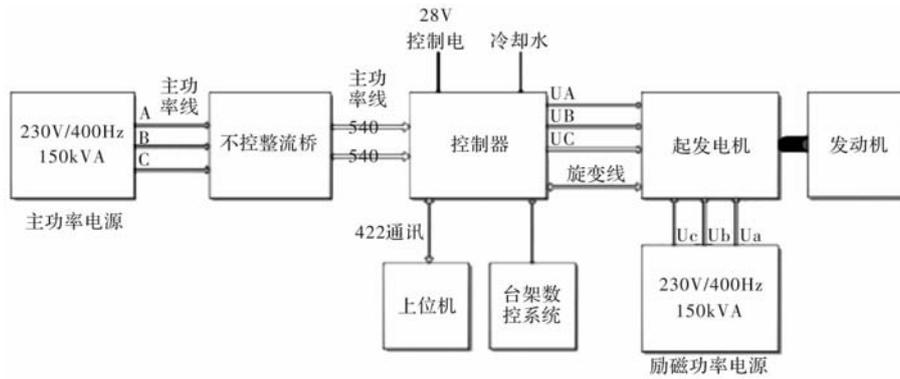


图 11 台架试验平台示意图

5.2 试验结果

5.2.1 冷运转试验

发动机冷运转指的是用启动/发电机驱动发动机转子旋转的过程，在这个过程中，发动机不会供油也不会点火，完全依靠启动/发电机带动旋转。

设定三级式电机目标转速，当电机运行稳定后，观察主发电机定子电流，通过有限元仿真计算，获取发动机阻力矩大小。目标转速值分别设定为 5%、10%、15%、20%、21.4%。稳态数据如表 3 所示。

表 3 冷运转试验数据

目标转速/(r/min)	主发电流有效值/A	计算转矩/N·m
600 (5%)	51.3	53.1
1200 (10%)	116.1	126.9
1800 (15%)	153	157.5
2400 (20%)	227.7	213.3
2500 (21.4%)	251.1	234

可以看出，随着转速的升高，发动机阻力矩明显增大。目标转速为 2500r/min 时，电机主发及励磁机电流如图 12 所示。

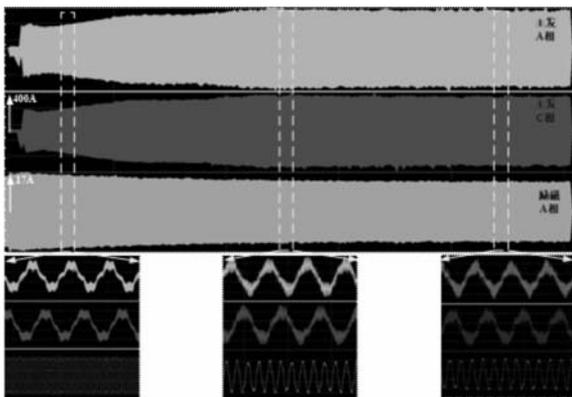


图 12 目标转速 2500r/min 时冷运转电流波形

5.2.2 启动试验

进行启动试验时，设定三级式电机脱开转速为

6250r/min，电机由静止开始加速，当电机加速至脱离转速后，控制器通过程序封锁主发电机与励磁机 PWM 输出。根据发动机升速需求，需要电机在其点火转速前有较大加速度，加速度较小时，无法实现发动机成功点火及后续启动过程。如果以较大加速度进行启动，随着转速的升高，起发系统对主功率电源输入功率增大，过大的功率需求会触发电源过流保护，从而无法完成后续启动过程。

通过对冷运转试验数据及发动机启动过程阻力特性的深入分析，合理设定电机加速曲线，完成发动机启动。后续通过修改加速度，分析其对启动系统对地面电源功率需求变化及启动时间的影响。详细试验结果及分析如下。

设定启动过程电机加速曲线如表 4 所示。依据该启动曲线进行启动试验，得到启动过程电流波形如图 13 所示，脱离时间 55s。

表 4 台架试验过程加速度设计

转速区间/(r/min)	加速度/(r/min/s)
0 ~ 100	100
100 ~ 2000	180
2000 ~ 3000	100
3000 ~ 5000	80
5000 ~ 6250	80

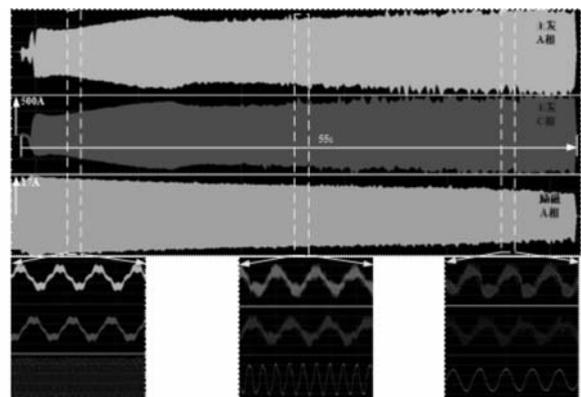


图 13 全程启动电流波形

调整 3000 ~ 5000 r/min 转速段加速度分别为 70 r/min/s 和 60 r/min/s, 进行发动机起动试验。从数据中可以看出, 修改加速度后输入功率有一定程度下降, 不同加速度下对地面电源输入功率需求对比如图 14 所示, 由于 3000 r/min 前加速度不变, 故未详细列出该转速段数据。

根据实际测试, 得到加速度为 70 r/min/s 和 60 r/min/s 电机由静止达到脱开转速的时间分别为 55.6 s 和 60.4 s。由此说明, 降低加速度可以减小地面电源输入功率, 但同时也会延长起动时间。后续可根据详细需求, 设定更合理的加速曲线。

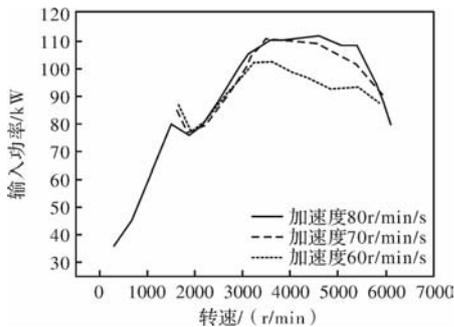


图 14 不同加速度下输入功率需求对比

6 结 语

本文提出了一种用于大功率航空涡扇发动机特殊负载力矩特性的基于加速度调节的起动控制算法。在保证发动机成功起动的前提下, 对不同速度范围内加速度进行合理规划, 有效减小了初始起动阶段的转矩冲击。通过控制发动机起动过程中电机加速度的大小, 使起动系统在起动过程中对地面电源的最大功率需求明显降低, 从而在提高发动机起动成功率的同时, 消除因需求功率过大造成地面电源保护从而影响起动可靠性的情况。本文论述的台架试验为三级式起动/发电系统在涡扇发动机上的成功应用奠定了坚实基础。

参考文献

- [1] 刘卫国, 宋受俊, 骆光照, 等. 液压能源集成技术研究概况及发展趋势[J]. 微电机, 2012, 45(3): 77-82.
- [2] Setlak L, Kowalik R. Modern Technological Solutions in Generation, Transmission and Distribution of Electricity in "Conventional" vs. "More Electric" Aircrafts[C]. Progress in Applied Electrical Engineering (PAEE), 2017: 1-6.
- [3] 刘海港, 郭彦峰, 刘亮, 等. 多电机起动发电系统关键技术研究[J]. 飞机设计, 2023, 43(3): 1-5.
- [4] Zhang Z, Li J, Liu Y, et al. Overview and Development of Variable Frequency AC Generators for More Electric Aircraft Generation System[J]. Electrical Engineering, 2017, 3(2): 32-40.
- [5] 朱德明, 李进才, 韩建斌, 等. 起动发电机在中国大型客机上的应用[J]. 航空学报, 2019, 40(1): 250-258.
- [6] 毛帅. 航空交流起动/发电机起动控制系统研究[D]. 西安: 西北工业大学, 2015.
- [7] 马鹏. 航空无刷同步起动/发电系统的起动控制技术[D]. 西安: 西北工业大学, 2016.
- [8] 焦宁飞, 韩旭, 刘卫国. 基于神经网络的航空三级式起动发电机简化一体化模型[J]. 微电机, 2019, 52(1): 30-35.
- [9] 焦宁飞. 基于两相励磁机的多级式无刷同步起动/发电系统起动阶段关键技术研究[D]. 西安: 西北工业大学, 2017.
- [10] Bernard A. Raad. AC/DC Brushless Starter-Generator[P]. US Patent; US 6844707B1. US. 2005.
- [11] A Maalouf, L Idkhajine, et al. Field Programmable Gate Array-based Sensorless Control of a Brushless Synchronous Starter Generator for Aircraft Application[J]. IET Electric Power Applications, 2011(5): 181-192.
- [12] 焦宁飞, 高芳宁, 刘卫国. 航空三级式起动/发电系统两相励磁机九段式 SVPWM 调制方法[J]. 微电机, 2019, 52(2): 22, 26 + 41.
- [13] 马鹏, 刘卫国, 毛帅, 等. 一种三级式同步电机转矩脉动抑制方法[J]. 电机与控制学报, 2015, 19(11): 98-103.
- [14] Li Yanan, Zhou Bo, Wei Jiadan. Modeling of Starter Generator Based on Three-stage Brushless Synchronous Machines[C]. International Conference on Electrical and Control Engineering, IEEE, 2010: 5345-5348.
- [15] 孟涛, 刘卫国, 焦宁飞, 等. 三级式电机电流/转速分时段闭环起动控制[J]. 电机与控制学报, 2018, 22(10): 58-66.
- [16] 杜邦. 一种变励磁无刷同步电机最大转矩电流比优化方法[J]. 微特电机, 2014, 42(6): 61-63.

《微电机》(月刊)

全年 12 期, 读者可到当地邮局订阅, 本刊亦可破订、零购。

欢迎投稿! 欢迎订阅! 欢迎刊登广告!

国内刊号: CN61-1126/TM

邮 箱: micromotors@vip.sina.com

地 址: 高新区上林苑四路 36 号(710117)

邮发代号: 52-92

订价: 8 元/期

年价: 96 元/年

编辑部邮购(含快递费): 300 元/年

国际刊号: ISSN 1001-6848

电话: 029-84276641

一种低成本小型化弹载伺服控制器设计及验证

郭朝帽¹, 王雪松¹, 孙磊², 康昌玺¹, 李元明¹, 孙亮¹

(1. 兰州空间技术物理研究所, 兰州 730000; 2. 空军驻兰州地区代表室, 兰州 730000)

摘要: 面对弹载产品对低成本、小型化的客观需求, 提出一种利用开关型霍尔传感器进行机电系统位置半闭环控制的伺服控制器设计方案。创新性地利用直流无刷电机本体上的霍尔传感器结合软件控制策略, 替代了伺服机构上外置的绝对位置传感器, 不仅降低了产品体积和成本, 还简化了硬件电路设计, 提高了系统可靠性。

关键词: 低成本; 小型化; 霍尔传感器; 绝对位置; 半闭环; 伺服控制

中图分类号: TM352; TM351

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2024)03-0030-05

Design and Verification of a Low Cost and Miniaturized Missile Based Servo Controller

GUO Chaomao¹, WANG Xuesong¹, SUN Lei², KANG Changxi¹, LI Yuanming¹, SUN Liang¹

(1. Lanzhou Institute of Space Technology Physics, Lanzhou 730000, China;

2. Air Force Representative Office in Lanzhou, Lanzhou 730000, China)

Abstract: In the face of the objective demand for low-cost and miniaturization of missile borne products, a servo controller design scheme using switch type Hall sensors for semi closed-loop position control of electromechanical systems was proposed. Innovatively utilizing the Hall sensor on the DC brushless motor body combined with software control strategy, replacing the external absolute position sensor on the servo mechanism, not only reduces product volume and cost, but also simplifies hardware circuit design and improves system reliability.

Key words: low cost; miniaturization; Hall sensor; absolute position; half closed loop; servo controller

0 引言

当代战争, 武器消耗量巨大, 武器装备的成本已经在一定程度上影响了战争的胜负。伴随我国武器装备的发展, 对弹载产品的成本和体积也提出了更苛刻的要求。直流无刷电机因其优良特性, 已被广泛应用到弹载电动伺服驱动领域。本文提出一种低成本小体积弹载伺服控制器设计方案, 以弹载直线位移伺服系统为应用背景, 驱动直流无刷电机完成位置伺服工作。直流无刷电机本体上的开关霍尔传感器既作为电机逻辑换向的信号使用, 又作为伺服系统位置闭环控制的位置信号使用, 以此替代了伺服机构上外置的旋转变压器或者电位计等其他位置传感器, 精简了系统结构, 减小了产品体积且降

低了系统成本。经试验验证, 该伺服控制器工作稳定可靠, 伺服控制精度高, 可以满足工程应用。

1 直线伺服系统工作原理

如图 1 所示, 本文设计的伺服控制器以某弹载直线伺服系统为应用背景, 其工作原理为: 弹载综控机通过 CAN 总线向伺服控制器发送伺服指令, 伺服控制器收到指令后, 依据开关霍尔传感器反馈的位置信号进行闭环运算, 产生 PWM 驱动信号, 并通过板载功率驱动模块产生直流无刷电机驱动信号, 驱动直流无刷电机转动, 进而完成伺服运动任务。减速器可以放大输出力矩, 并提高伺服控制精度。其中伺服控制器作为伺服系统的大脑, 是决定伺服系统性能的关键设备。



图 1 直线伺服系统工作原理图

收稿日期: 2023-09-27

作者简介: 郭朝帽(1990), 男, 硕士研究生, 工程师, 研究方向为弹载伺服驱动技术研究。

2 伺服控制器硬件设计

2.1 硬件系统架构设计

如图 2 所示，伺服控制器采用直流 28V 单电源供电，通过双路 CAN 接口与弹载计算机通信。控制部分采用经济型军用 ARM 处理器 JS32F103CB 作为运算控制核心，依托处理器内部的外设资源大大简化外围硬件电路的设计，所用到的处理器片内外设资源包括 CAN 协议管理器、TIM 高级定时器模块、

ADC 模块以及外部中断资源。为提高系统工作的可靠性，伺服控制器采用全隔离设计，控制信号与功率信号之间、伺服控制器与外部通信之间均设计电源隔离。驱动部分以三相全桥电路 HMSK4300 为核心，通过六路 PWM 信号控制三相桥路的通断，以产生 UVW 功率输出。通过小型表贴式霍尔电流传感器采集功率驱动电流，用于伺服系统的电流闭环控制以及过流故障保护。

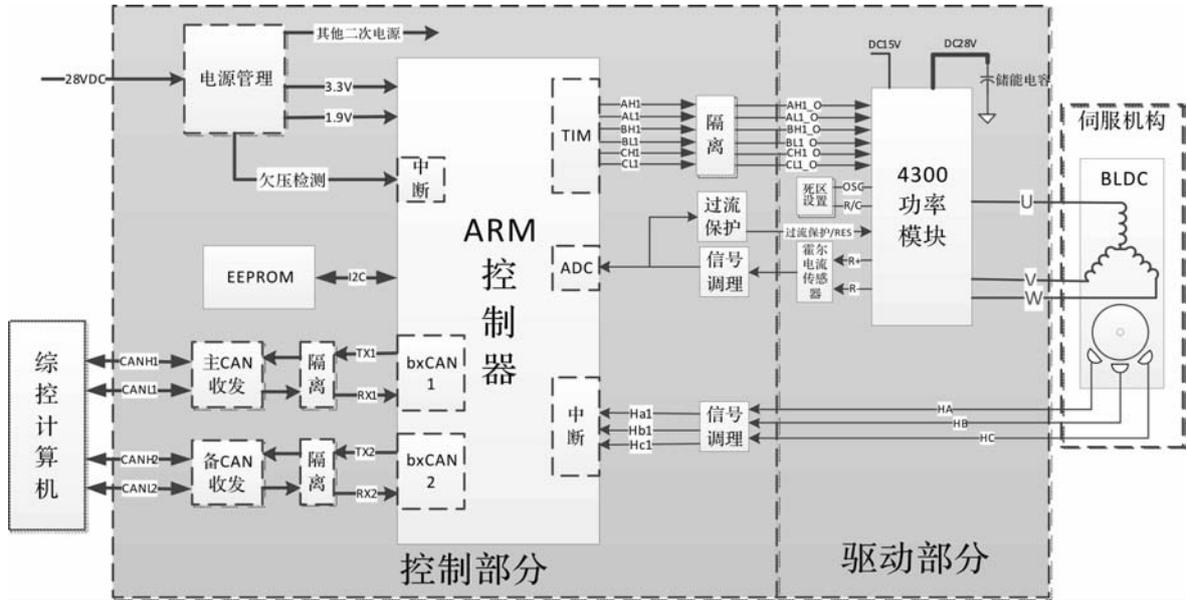


图 2 伺服控制器硬件系统架构图

2.2 绝对位置检测电路设计

弹载伺服系统通常为典型位置闭环控制系统，需要对系伺服机构的位置进行实时精确的测量。在弹载直线伺服领域通常采用的位置检测方法有直线电位计检测法、旋转电位计检测法、旋转变压器检测法等，这些检测方法的缺点是都需要在机构上配装传感器部件，增加了整系统的体积、重量和成本，另外，这些检测方法输出的模拟信号需要专门的电路进行解码调理，又进一步增加了伺服控制器体积重量及成本。

本文采用直流无刷电机换向用开关霍尔传感器结合软件控制策略来实现对系统绝对位置的精确测量。霍尔传感器是安装在直流无刷电机本体上间隔 120° 均匀分布的三个霍尔开关器件。如表 1 所示，电机转动时，霍尔信号会在 6 种状态下顺序切换，当电机正转时三个霍尔信号的逻辑变化：101→001→011→010→110→100，电机反转时三个霍尔信号逻辑变化与电机正转时正好相反。因此，通过实时检测当前霍尔状态和上一次霍尔状态便可以判断电

机转向，电机正转时进行加计数，反转时进行减计数，便可以通过计数值确定伺服系统的行程。

表 1 电机正转时序表

霍尔传感器信号		三相驱动桥对应关系						三相方向	
A	B	C	A+	A-	B+	B-	C+	C-	
1	0	1	L	H	H	L	L	L	B→A
0	0	1	L	L	H	L	L	H	B→C
0	1	1	H	L	L	L	L	H	A→C
0	1	0	H	L	L	H	L	L	A→B
1	1	0	L	L	L	H	H	L	C→B
1	0	0	L	H	L	L	H	L	C→A
0	0	0							无效
1	1	1							无效

通过软件对霍尔信号进行计数的位置检测方法关键要处理好霍尔信号波形，避免噪声干扰，此外还需要做到计数准确，避免丢数造成位置检测的累

计偏差。如图 3 所示，首先对霍尔传感器输出信号与处理器端数字信号进行光耦隔离，对信号噪声进行过滤，进一步通过施密特触发反相器对霍尔信号进行再次整形，保证了霍尔信号的波形完好。另外，三路霍尔信号连接至主控器的外部中断接口，中断模式设置为上下沿触发，三路霍尔信号一旦有变化便会触发中断，通过中断函数对霍尔状态进行识别和计数，这种工作模式下可以保证霍尔计数的准确。

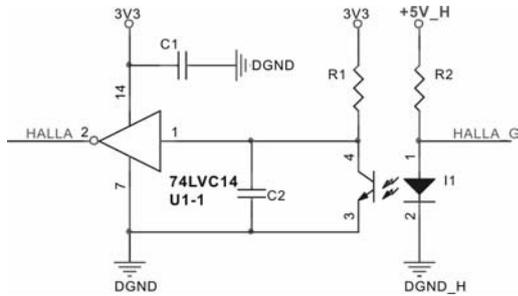


图 3 霍尔信号调理电路图

2.3 位置参数的掉电存储设计

实现绝对位置检测还需要解决霍尔计数的掉电存储问题，保证系统每次上电后都可以检测到伺服系统的绝对位置，因为实际工程应用中需要伺服系统只在调试阶段通过软件进行机械调零，投入应用后不再反复找零点，在系统重新启动或者异常断电情况下均能保证伺服系统位置信息的准确记忆。本文通过 EEPROM 对霍尔计数进行掉电储存，但是读写 EEPROM 的时机很重要，如果在系统运行过程中定时写 EEPROM 会存在过多占用 CPU 资源的问题，严重时会导致软件崩溃，且由于定时写入的时机与系统异常掉电的时机难以完全吻合，会造成异常掉电后的位置计数不准确。如图 4 所示，本文采用监测母线欠压的方式对 EEPROM 进行读写，首先系统上电后，软件初始化阶段读取 EEPROM 中的位置信息；当系统掉电时，母线电压首先会下降到阈值电压，因为处理器供电端储能电容的存在，处理器掉电会迟于母线掉电，此时母线欠压检测电路产生的欠压信号触发处理器中断，处理器执行电机停机并将位置写入 EEPROM，保证了位置计数的准确。



图 4 母线欠压监测电路图

2.4 位置检测精度分析

由表 1 可知，直流无刷电机旋转 2π 电角度，霍尔状态变化 6 次，那么霍尔计数的最小分辨率为 $2\pi/6$ ，在软件控制时为提高系统稳定性，在满足控制精度要求的情况下通常会设置闭环调节“死区”，假设位置闭环调节的死区为 m ，直流无刷电机极对数为 ρ ，减速器减速比为 i ，丝杠导程为 L ，则本文提出的位置检测方法换算到直线输出机构末端的位置分辨率 δ 符合式(1)的计算。

$$\delta = m \times \frac{2\pi}{6\rho} \times \frac{1}{i} \times \frac{L}{2\pi} = \frac{mL}{6\rho i} \quad (1)$$

以本文试验为例，本文设置 ± 6 个霍尔计数为控制“死区”，选用工程中最常用的 2 对极直流无刷电机，采用减速比为 80 的行星齿轮减速器，直线输出机构选用导程为 2 mm 的丝杠组件，经式(1)计算的位置分辨率为 ± 0.0125 mm。因为本文所采用的位置检测方法是在电机输出轴进行直接检测，故还需要考虑后级机构传动精度的影响，后级机构均为刚性连接，传动间隙可以做到很小，本试验中机构传动精度优于 ± 0.01 mm，所以，本文提出的位置检测方法检测精度可以做到 ± 0.0225 mm 以下，可以满足大部分弹载工程应用。

通过本文提出的方法检测位移时，伺服机构的实际位移 S 与霍尔计数值 n 之间的换算关系如式(2)所示，本文试验中伺服机构的最大行程为 150 mm，经计算，霍尔计数值最大为 72000。

$$S = \frac{nL}{6\rho i} \quad (2)$$

3 控制软件设计

3.1 主程序设计

控制软件主程序流程图如图 5 所示，系统上电后首先进行系统初始化，初始化完成后开始读取 EEPROM 中的绝对位置数据，位置数据属于系统关键参数，在 EEPROM 中采用三模冗余的存储模式，在主程序中读取到 3 份位置参数后，通过三取二表决的方式确定最终参数，若三取二表决失败，此时取 3 个参数的中间值作为安全参数输出，并上报相应的故障码。通过三模冗余的参数存取方式可以极大提高系统工作的可靠性。

3.2 母线欠压中断函数

为保证系统断电后绝对位置数据不丢失，本文通过 EEPROM 对位置数据进行掉电存储。为了避免

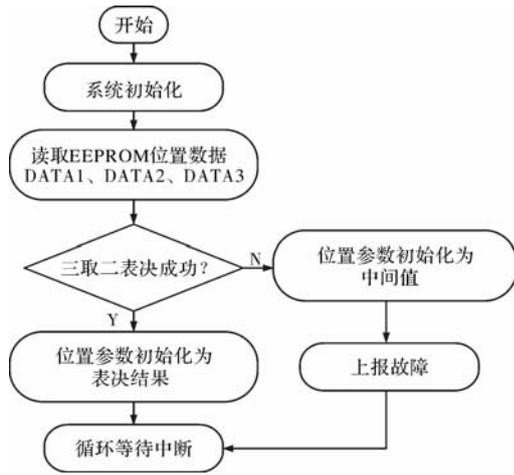


图5 主函数流程图

频繁写入 EEPROM 造成 CPU 资源的过多占用，采取监测母线电压的方式来确定 EEPROM 写入时机。当系统断电时，母线电源会首先急剧下降，下降到阈值后硬件会产生外部中断事件，如图 6 所示，进入中断后首先关闭 PWM 输出以确保电机停转，然后分别对 EEPROM 中 3 块独立的区域写入绝对位置数据，用于对位置数据进行三模冗余，提高系统工作可靠性。数据写入成功后，通过 CAN 总线上报系统掉电信息及位置信息保存成功信息，供上位机判读，如果数据写入失败，则向上位机上报故障。

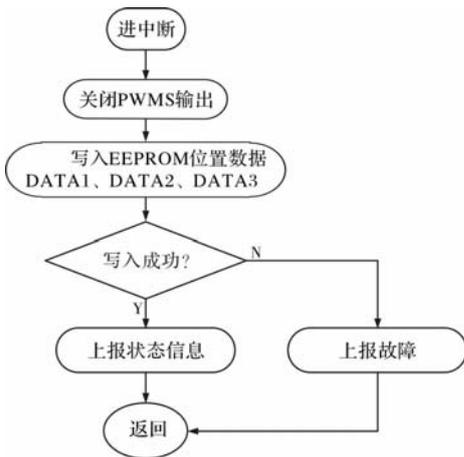


图6 母线欠压中断函数流程图

3.3 霍尔计数中断函数

霍尔计数是本文中位置检测方法的关键，决定着位置检测的准确性。如图 7 所示，采取外部中断方式对霍尔信号的变化进行检测，一旦三路霍尔信号有任意一路信号出现上升沿或下降沿的变化，系统便进入霍尔计数中断子函数。进入中断后，首先读取当前霍尔状态并对状态进行判读，由表 1 可知，霍尔信号只可能存在：101→001→011→010→

110→100 六种状态，出现六种状态之外的状态时均为霍尔信号异常，直接上报故障。判读出当前霍尔状态后，需要进一步对上一次进入中断时的旧霍尔状态进行判读以确定当前的电机转动方向，若为正转，霍尔计数加 1，反转则减 1。若前后两次霍尔状态不满足表 1 中的切换顺序，则为霍尔状态异常，上报霍尔故障。每次执行完霍尔计数的程序后，需要将当前霍尔状态赋值给旧霍尔状态，用于下次进中断时的判读。

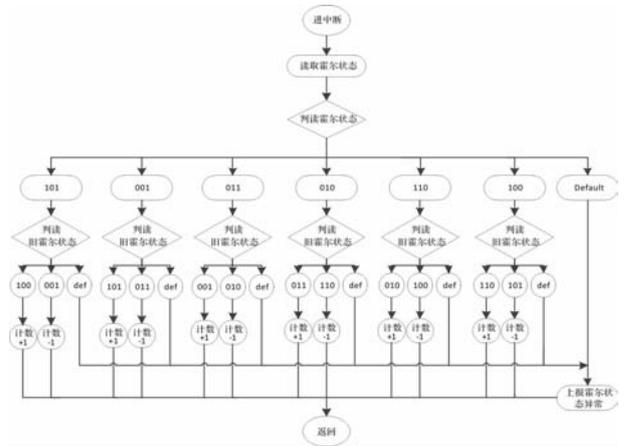


图7 霍尔计数中断函数流程图

3.4 闭环控制中断函数

闭环控制中断函数属于伺服控制器的核心软件，在此函数内完成对上位机指令的执行以及对系统的位置、速度、电流三闭环控制。闭环控制函数采取定时器中断模式，中断频率以电流环调节频率为准，内环调节速度需快于外环，以电流环调节周期为时间基准，进入中断后位置环和速度环对时间基准进行计数，以确定各环的调节周期，各环的调节周期与系统的机电时间常数相关，通常都需要通过调试确定。本文中闭环控制中断函数采用经典 PID 控制方式完成，在额定负载下进行 PID 参数整定，再次不过多赘述。

4 试验及结果

伺服控制器试验平台示意图如图 8 所示，丝杠传动机构的最大行程为 150 mm，伺服机构固定在加载测试台上，丝杠输出轴与气缸输出轴刚性连接，通过气缸对直线伺服系统提供 5000 N 的额定负载，同时，通过测量精度优于 1 μm 的直线光栅尺对伺服机构的位置进行精确测量。伺服系统的动态指标与控制算法和负载特性相关，不是本文的讨论重点，本文只对伺服控制器的到位控制精度和工作稳定性进行评价测试。

测试过程中通过上位机发送位置伺服指令，在全行程范围内均匀取 14 个绝对位置，通过高精度直线光栅尺的测试数据对伺服系统的到位精度进行比对测试，每个位置点进行 10 次测试后取偏差最大的数据列入统计，测试结果如图 9 所示，结果表明伺服系统在全行程范围内的控制线性度好，最大到位误差在 ± 0.0225 以内。对伺服系统进行多次断电重启后重复测量，到位精度无明显变化。试验结果表明，本文提出的伺服控制器设计方案工作稳定可靠，到位控制精度高，且相比于传统的位置伺服控制器降低了成本和产品体积，极具工程实用价值。

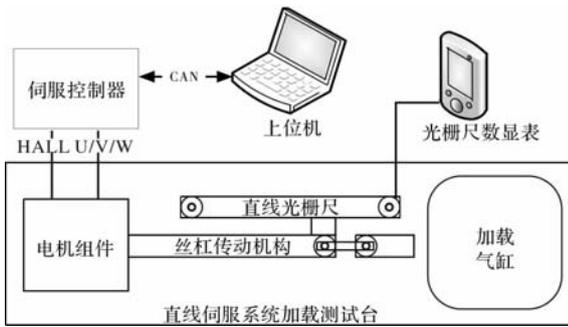
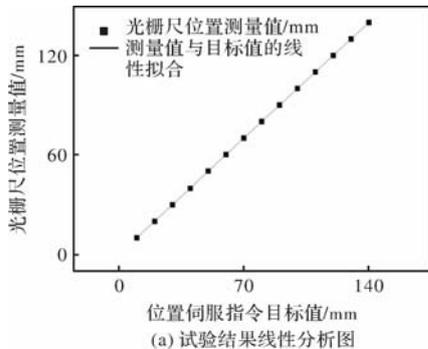
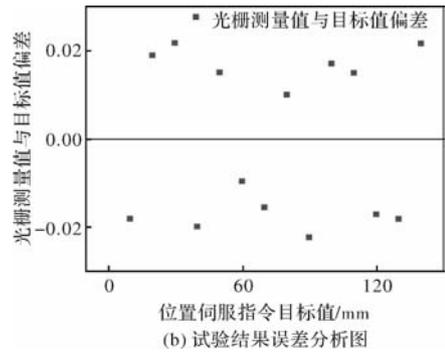


图 8 伺服控制器试验平台示意图



(a) 试验结果线性分析图



(b) 试验结果误差分析图

图 9 实验结果图

5 结 语

本文设计的伺服控制器巧妙利用直流无刷电机的霍尔信号进行计数并且在欠电压下条件下保存霍尔计数值，实现对伺服机构绝对位置的精准检测，模拟了数字电位计的功能，替代了传统的测量传感器，简化了系统的电路、结构及工艺设计，降低了成本，位置伺服控制指标能够满足大部分伺服系统的要求，特别适合在弹上及其他狭小空间环境条件下的应用。

参考文献

- [1] 陈伯时, 陈敏逊. 交流调速系统[M]. 北京: 机械工业出版社, 2013.
- [2] R Krishnan, 柴凤. 永磁无刷电机及其驱动技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2012.
- [3] 张岳, 沈建新. 双三相感应电动机矢量控制调速系统建模与仿真[J]. 微特电机, 2014, 42(7).
- [4] 郭朝帽, 李文新, 魏志明. 力反馈中 PMSM 转矩波动分析与优化[J]. 微电机, 2017(8).
- [5] 俞小露, 徐抒岩, 曹小涛, 等. 基于 FPGA 多轴控制的 SVPWM 信号实现设计[J]. 电机与控制应用, 2012, 39(7).

(上接第 18 页)

5 结 论

本研究提出了一种基于储能飞轮转子的新式盘式电机转子结构，旨在解决传统盘式电机在高转速下离心力导致的破坏问题。利用飞轮转子材料的高强度特性，该结构能够抵消电机盘与磁钢产生的离心力，显著提高承受的最大转速上限至 7750 r/min，远超表贴式和内嵌式结构。此外，研究还开发了一种计算最优过盈量的方法，确保在指定转速下电机盘与转子的结构安全。优化结果显示，最佳过盈量为 0.2，可将最小安全系数提升 4.5%，并将最大应力降低 8.9 Mpa。这种新结构和优化方法不仅增强了盘式电机的性能和可靠性，而且对储能飞轮等领域具有重要的实际应用价值，为未来高效、高转速电机转子的发展提供了坚实的基础。

参考文献

- [1] 戴兴建, 邓占峰, 刘刚, 等. 大容量先进飞轮储能电源技术发展状况[J]. 电工技术学报, 2011, 26(7): 133-140.
- [2] 戴兴建, 魏鲲鹏, 张小章, 等. 飞轮储能技术研究五十年评述[J]. 储能科学与技术, 2018, 7(5): 765-782.
- [3] 孙培福. 永磁盘式电机在冶金行业的应用前景分析[J]. 仪器仪表用户, 2016, 23(4): 35-37, 30.
- [4] 张艳敏. 盘式永磁同步交流调速电机的设计研究[J]. 微电机, 2018, 51(7): 20-23.
- [5] 郭保成. 高速盘式永磁电机的设计及多物理场分析[D]. 南京: 东南大学, 2019.
- [6] 李晶. 盘式电机电磁场分析[D]. 北京: 北京交通大学, 2011.
- [7] 张文晶. 新型盘式横向磁通永磁同步电机的分析设计及其容错控制研究[D]. 济南: 山东大学, 2023.
- [8] 文章. 盘式永磁电机空载反电动势谐波削弱及轻量化设计研究[D]. 湘潭: 湘潭大学, 2022.
- [9] 王方胜, 刘洋, 孙博文, 等. 基于内聚力模型的永磁电机转子强度分析[J]. 微电机, 2023, 56(3): 35-40.

SiC MOSFET 串扰抑制驱动电路设计

杨孟广¹, 姜仁华^{1,2}, 徐 树¹

(1. 中国航空工业集团公司雷华电子技术研究所, 江苏 无锡 214082;

2. 航空电子系统射频综合仿真航空科技重点实验室, 江苏 无锡 214082)

摘要: SiC MOSFET 相对于传统的 Si MOSFET 开关速度有明显的提升, 但开关速度的提升引起电压/电流变化率的增大, 器件寄生电感及布线电感等因素对电路的影响日益凸显。当器件自身的电压和电流变化时, 会导致栅极-源极间产生预期以外的浪涌电压, 从而导致开关管误导通。针对桥式电路上下管的串扰问题设计了一种外接无比较器米勒钳位的 SiC MOSFET 串扰抑制驱动电路。通过搭建双脉冲测试平台进行了实验验证, 实验结果表明, 所设计 SiC MOSFET 串扰抑制驱动电路能够有效抑制上下管之间的串扰, 具有重要的工程应用价值。

关键词: 串扰抑制; SiC MOSFET; 米勒钳位; 无比较器; 双脉冲测试

中图分类号: TP272; TN32

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2024)03-0035-05

Design of Crosstalk Suppression Driver Circuit for SiC MOSFET

YANG Mengguang¹, JIANG Renhua^{1,2}, XU Shu¹

(1. AVIC Leihua Electronic Technology Institute, Wuxi Jiangsu 214063, China;

2. Aviation Key Laboratory of Science and Technology on AISSS, Wuxi Jiangsu 214063, China)

Abstract: The switching speed of SiC MOSFET is significantly improved compared with the Si MOSFET, but the increasing of switching speed causes the increase of voltage/current change rate, and the influence of factors such as device parasitic inductance and wiring inductance on the circuit is increasingly prominent. When the voltage and current of the device itself changes, it will lead to the expected surge voltage between the gate and source electrode, which leads to the misdirection of the switching MOSFET. A SiC MOSFET crosstalk suppression drive circuit without comparator Miller clamp was designed to solve the crosstalk problem of the high side and low side MOSFET of the bridge circuit. The experimental results show that the designed SiC MOSFET crosstalk suppression drive circuit can effectively suppress the crosstalk between the high side and low side MOSFET, and has important engineering application value.

Key words: crosstalk suppression; SiC MOSFET; Miller clamp; no comparator; double pulse test

0 引言

SiC MOSFET 相对于传统的 Si MOSFET 具有开关频率高、开关损耗低、功率密度高、耐高温高压等优点, 因此, 科研人员对 SiC 为代表的第三代宽禁带功率半导体器件的应用进行了大量的研究^[1]。在桥式电路应用中, 同桥臂 MOSFET 开关瞬态过程中, 会对互补开关管栅源极产生电压扰动, 可能导致上下管误导通的现象叫做串扰。而 SiC MOSFET 普遍应用于高频高压场合, 随着开关速度的提高, 开关时间内电压电流变化率也会增大, 串扰问题将会恶

化, 严重时会导致上下管直通导致开关管损坏。如何抑制上下管之间的相互干扰成为 SiC MOSFET 驱动电路设计的关键问题之一^[2-4]。

串扰抑制方法可分为无源抑制方法和有源抑制方法。无源抑制方法包括在 MOSFET 栅源极外并电容、改变驱动电阻等, 这些方法会增加开关损耗, 效果并不理想。有源抑制方法包括采用负电源以提高门限电压, 采用集成有源米勒钳位的门极驱动器及外接有源米勒钳位电路等。采用负电源以提高门限电压或者采用集成有源米勒钳位的门极驱动器会大大增加电路复杂性及成本^[5-7]; 传统有源米勒钳位

收稿日期: 2023-09-16

作者简介: 杨孟广, 男, 硕士, 工程师, 研究方向为伺服控制。

姜仁华, 男, 博士, 高级工程师, 研究方向为伺服控制。

徐 树, 男, 硕士, 工程师, 研究方向为伺服控制。

电路主要是在开关管栅源极并联 PNP 三极管或增加辅助 MOSFET，虽然可以获得较好的抑制效果，但并联 PNP 三极管会影响开关管的关断特性，加辅助 MOSFET 需要增加比较器及其驱动电路^[8-11]。

本文首先以桥式电路中最简单的升压(Boost)电路为例，阐述了串扰问题的产生机理，在此基础上设计了一种外接无比较器米勒钳位的 SiC MOSFET 串扰抑制驱动电路，该电路无需比较器，不影响开关管开关特性，并通过搭建双脉冲测试电路，对驱动电路的串扰抑制效果进行了实验验证。

1 SiC MOSFET 桥臂串扰产生机理分析

电力电子中桥式电路较为常见，主要应用在双向 DC-DC 变换器、半桥、全桥变换器等拓扑结构中。桥式电路中开关管在高速开关动作时，上下管之间的存在严重的串扰问题。当开关管栅极串扰电压超过门极开启电压阈值，就会使处于关断状态的开关管导通，引发桥臂直通现象，此外，当串扰电压超过门极最大电压范围时还会导致器件失效，因此串扰问题严重限制了碳化硅器件性能优势的发挥。本文以桥式电路中最简单同步 boost 电路为例，分析桥臂串扰问题的产生机理。

下管开通时门极信号的电流动作如图 1 所示，其中， V_G 为门极信号， R_G 为外加门极驱动电阻， R_{Gin} 为开关管寄生电阻， C_{GD} 、 C_{GS} 分别为开关管栅漏极、栅源极寄生电容， I_D 为漏源极电流。

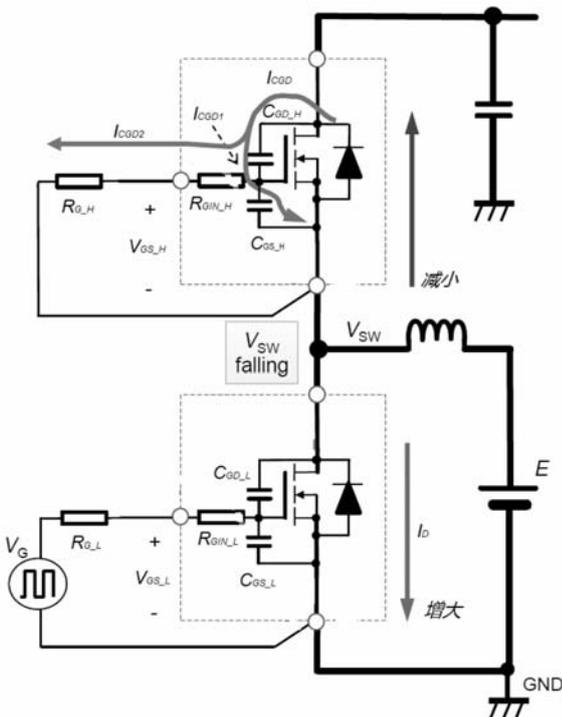


图 1 下管开通时门极信号的电流动作

为使下管导通，对下管门极信号 V_G 施加正电压，下管栅源极寄生电容 (C_{GS_L}) 开始充电，下管栅极-源极间电压 (V_{GS_L}) 上升，当到达门极阈值电压 ($V_{GS(th)}$) 以上时，下管漏极-源极方向流动的 I_D 开始增大，同时上管源极-漏极方向流动的 I_D 开始减小。直至上管的 I_D 减小为零，此时上管寄生二极管关断，中间点的电压 (V_{SW}) 开始下降，上管漏源极电压 V_{DS_H} 上升，同时上管的寄生电容 C_{GD_H} 、 C_{GS_H} 开始充电。上管的 C_{GD_H} 、 C_{GS_H} 在充电结束后，下管的 V_{GS_L} 到达所定的电压值，下管开启动作结束。

随着上管漏源极电压 V_{DS_H} 的变化， C_{GD_H} 上会形成电流 I_{CGD} ，该电流方向如图 1 所示，分为 C_{GS_H} 侧流动的电流 I_{CGD1} 和门极电路侧流动的电流 I_{CGD2} ，变化开始时 I_{CGD} 主要在 C_{GS_H} 侧流动， I_{CGD1} 计算如式 (1) 所示。

$$I_{CGD} \cong I_{CGD1} = \frac{C_{GD_H}}{1 + C_{GD_H}/C_{GS_H}} \cdot \frac{dV_{DS_H}}{dt} \quad (1)$$

此时在上管栅极-源极间电压 (V_{GS_H}) 产生的电压尖峰如式 (2) 所示。

$$V_{SURGE1} = \frac{1}{C_{GS_H}} \int (I_{CGD1}) dt = \frac{1}{1 + C_{GS_H}/C_{GD_H}} \cdot \Delta V_{DS_H} \quad (2)$$

随着时间推移，门极电路侧流动的电流 I_{CGD2} 逐渐增大，由于 I_{CGD2} 流动在 V_{GS_H} 产生的电压尖峰渐渐显现，其计算如式 (3) 所示。

$$V_{SURGE2} = I_{CGD2} (R_{G_H} + R_{Gin_H}) \quad (3)$$

下管开通时式 (2) 和式 (3) 所示的电压尖峰会使得 V_{GS_H} 被拉高即串扰电压，如果这个串扰电压的幅值超过了上管的开启电压阈值，上管将会部分导通，上下管之间将流过直通电流，增加两个开关管的开关损耗，严重时会导致器件失效。

在下管关断瞬态过程中，相似地，上管的栅源极会感应出负向串扰电压，这个负的串扰电压不会导致直通问题，但如果它的幅值超过了器件允许的栅极最大负偏压，同样会导致开关管失效。在上管开通和关断瞬态过程中，也会对下管产生相同的串扰问题。

2 SiC MOSFET 串扰抑制驱动电路设计

2.1 门极驱动器选择

本设计选用国产芯片 HRGD4033 作为碳化硅 MOSFET 驱动电路的门极驱动器，采用零压关断的方式。该芯片在一个封装内集成两个完全隔离的驱动器，采用施密特触发器输入，具有高电磁抗扰度、可调死区时间等特点，其性能参数如表 1 所示。

表 1 HRGD4033 芯片主要性能参数

参数	参数值
最高开关频率/MHz	8
峰值输出电流/A	4
最大传播延迟/ns	60
瞬态抑制比/(kV/μs)	45
驱动端电源电压/V	-0.6 ~ 30
工作温度/°C	-55 ~ 125

由于该芯片内部未集成米勒钳位电路, 为抑制串扰采用外接无比较器米勒钳位电路的方法。

2.2 无比较器米勒钳位串扰抑制方法

传统米勒钳位串扰抑制的方法主要是在主开关管栅源极并联 PNP 三极管或增加辅助 MOSFET, 将主开关管栅极钳位到地或负压, 实现有源米勒钳位。这样虽然可以较好地抑制栅源极正向串扰, 防止直通问题, 然而加辅助 MOSFET, 需要增加比较器及其驱动电路对辅助 MOSFET 进行开关控制; 而并联 PNP 三极管, 在主开关管关断过程中, 钳位三极管可能会开通, 从而导致主开关管的关断特性不再受关断电阻的控制, 并且钳位三极管的放电动作也会影响到主开关管的关断特性。

为此本设计采用一种无比较器的米勒钳位电路作为串扰抑制电路, 其原理图如图 2 所示。

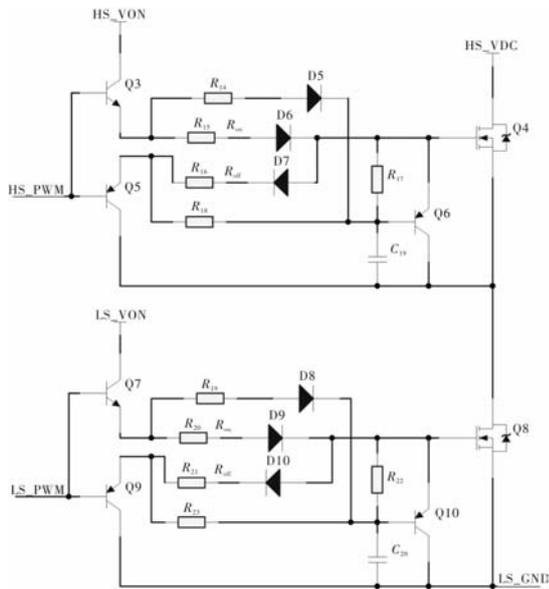


图 2 无比较器米勒钳位串扰抑制电路

该电路的特点是无需比较器, 可用 SiC MOSFET 的栅极驱动信号驱动。其电路动作过程如下:

1) 开关侧

如图 2 所示, SiC MOSFET Q4 导通时, 通过 R_{14} 和 D5, 较 SiC MOSFET 栅极更快的使 C_{19} 充电, 防止

Q6 导通。

另一方面, SiC MOSFET 在关断时, 通过 R_{18} 和 Q5, 比 SiC MOSFET 栅极更慢的使 C_{19} 放电, 防止 Q6 导通。

2) 续流侧

同样按图 2 所示, 开关侧的 SiC MOSFET 导通时, 续流侧 Q8 的栅极会产生串扰电压。此时, C_{20} 尚未充电, 通过 R_{22} 的充电电流对 C_{20} 充电, Q10 的基极 - 发射极间有电压 V_{BE} 产生, Q10 导通, 使串扰电压得以钳位。

2.3 无比较器米勒钳位电路参数设计

晶体管 Q6、Q10 的外围电路如图 3 所示, 发射极 - 集电极间压为 V_{CE} , 基极 - 集电极间压为 V_{C19} , Q6、Q10 的基极 - 发射极间电压为 V_{BE} 约 0.7V, 流经基极的电流为 I_B , 集电极电流为 I_C 。

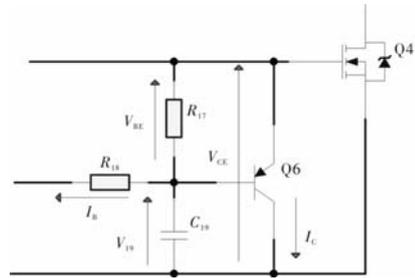


图 3 晶体管 Q6 的外围电路

各元器件的参数设计流程如图 4 所示, 希望钳位的正浪涌幅值 V_{CE} 设定后, 根据图 4 完成各元器件参数设计。

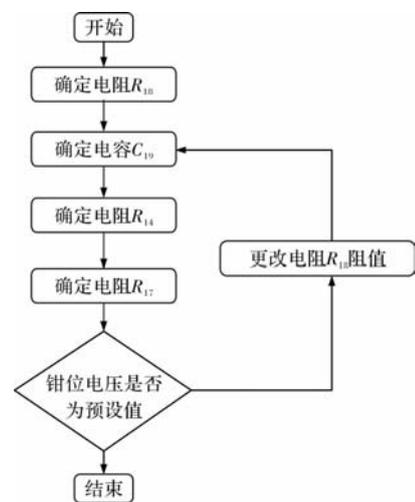


图 4 各元器件的参数设计流程

希望钳位正浪涌幅值 V_{CE} 设定后, 可求得 V_{C19} 如式(4)所示。

$$V_{C19} = V_{CE} - 0.7 \quad (4)$$

流经基极的电流 I_B 计算如式(5)所示

$$I_B = V_{C19} / R_{18} \quad (5)$$

集电极电流 I_C 计算如式(6)所示, 其中 h_{FE} 为晶体管直流放大系数。

$$I_C = I_B * h_{FE} \quad (6)$$

由式(5)和式(6)可知, 希望抑制高于 V_{CE} 幅度的正浪涌时, 需满足式(7)条件, 由此可确定电阻 R_{18} 阻值范围。

$$R_{18} * I_C \leq V_{C19} * h_{FE} \quad (7)$$

C_{iss} 为 Q4, Q8 位置 SIC MOSFET 的输入电容值。为避免关断时 Q6 发生误导通, 因此需确保式(8)成立, 由此确定电容 C_{19} 。

$$R_{18} * C_{19} \geq R_{off} * C_{iss} \quad (8)$$

仅看式(8), C_{19} 无上限值, 但 C_{19} 设定过大, 会对栅极驱动器的驱功率有影响, 因此需设为确保式(8)成立的最小值。

同样方法确定电阻 R_{14} , Q4 导通时, 避免 Q6 误导通, 需满足式(9)成立。

$$R_{14} * C_{19} \leq R_{on} * C_{iss} \quad (9)$$

相对于 R_{18} , 希望 R_{17} 的影响小于 1%, 因此按式(10)确定电阻 R_{17} 阻值。

$$R_{18} \geq 100 * R_{17} \quad (10)$$

此时测定正浪涌值, 若小于设定值 V_{CE} 则调整结束, 若大于设定值, 则减小电阻 R_{18} 阻值, 按图 4 步骤重新调整电阻电容参数, 直至正向浪涌值小于设定值 V_{CE} 。

3 实验验证

为验证外接无比较器米勒钳位的 SIC MOSFET 串扰抑制驱动电路的串扰抑制效果, 搭建了 SIC MOSFET 双脉冲测试电路, 其原理图如图 5 所示。图中, 上管 QH 和下管 QL 均为型号 EC650N100S9 的 SIC MOSFET, 上下管采用相同的栅极驱动电路。实验中仅给下管栅极两个触发信号, 而上管的栅极触发信号始终保持低电平, 因而上管栅源极两端电压 V_{GS_H} 的变化完全是由下管的开关动作引起的串扰电压。

由串扰产生机理可知, 增大栅极驱动开启电阻, 减小关断电阻可以减小串扰电压, 因此本设计栅极驱动开启电阻取 10Ω , 关断电阻取 5.1Ω 。为避免因 PCB 布局的不同而影响测试结果, 保持功率电路不变, 实验中输入电压取 270 V , 实验环境如图 6 所示。

型号为 EC650N100S9 的 SIC MOSFET 开启电压

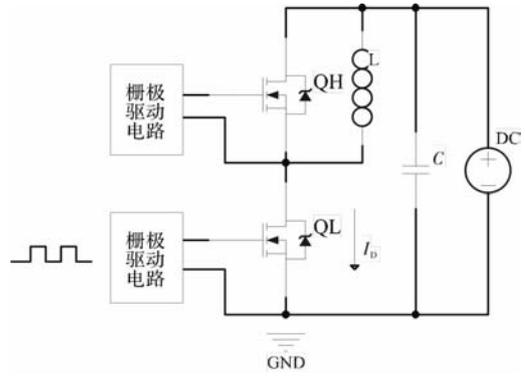


图 5 双脉冲测试电路

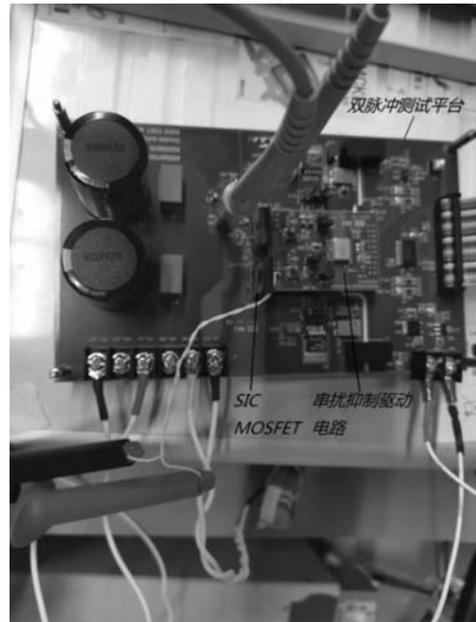


图 6 双脉冲测试实验环境

为 2 V , 其输入电容 C_{iss} 为 2.3 nF , 为防止 SIC MOSFET 误导通, 因此本设计将预期钳位正浪涌幅值 V_{CE} 设置为 1.5 V ; 晶体管 Q6、Q10 选用 HB772 - GQ, h_{FE} 设为 30 , I_C 设为 2 A 。

按照无比较器米勒钳位电路的参数设计流程, 最终将 SIC MOSFET 串扰抑制驱动电路中 R_{18} 设定为 6.8Ω , C_{19} 设定为 2 nF , R_{14} 设定为 3.3Ω , R_{18} 设定为 $6.8 \text{ k}\Omega$ 。

基本驱动电路(不加无比较器米勒钳位电路)的测量波形如图 7 所示, 图中 V_{GS_H} 为上管栅源极电压, V_{DS_L} 为下管漏源极电压, V_{GS_L} 为下管栅源极电压。从图 7 中 V_{GS_H} 的波形可知, 此时串扰电压最大值为 4.753 V , 已超过 SIC MOSFET 的开启电压阈值。

串扰抑制驱动电路(外接无比较器米勒钳位电路)的测量波形如图 8 所示。由图 8 可知, 外接无比较器米勒钳位电路后, 不影响 SIC MOSFET 的开关特性, 但对串扰电压的抑制效果非常显著, 串扰电

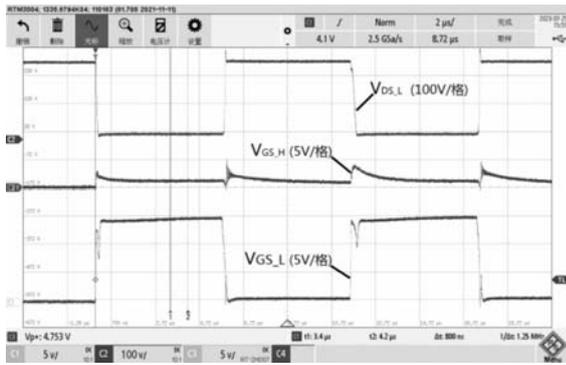


图7 基本驱动电路的测量波形

压最大值仅有 1.078 V, 比基本驱动电路降低了 77%, 有效减小了上下管直通的风险。

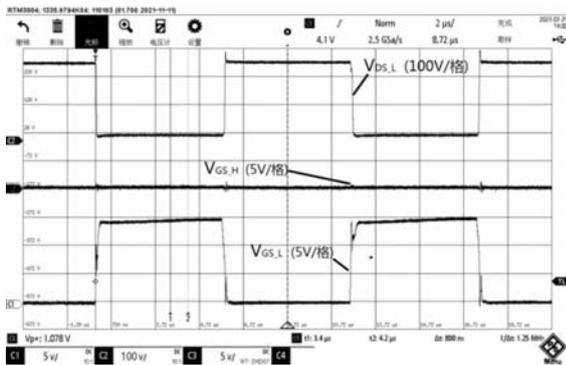


图8 串扰抑制驱动电路的测量波形

4 结 语

本文首先对桥式电路串扰问题的产生机理进行了分析, 提出了一种外接无比较器米勒钳位的串扰抑制方法, 该方法无需比较器, 可用 SiC MOSFET 的栅极驱动信号驱动, 并将其应用于 SiC MOSFET 串扰抑制驱动电路。通过搭建双脉冲测试电路平台, 对 SiC MOSFET 串扰抑制驱动电路的实际效果进行验证。实验结果表明, 该电路串扰电压比基本驱动

电路的串扰电压减小了 77%, 能够有效抑制串扰电压的同时, 不影响开关管开启及关断时间, 有效降低上下管直通风险, 具有较高工程应用价值。

参考文献

- [1] 盛况, 任娜, 徐弘毅. 碳化硅功率器件技术综述与展望[J]. 中国电机工程学报, 2020, 641(06): 1741-1753.
- [2] Zhang W, Zhang L, Mao P, et al. Analysis of SiC MOSFET Switching Performance and Driving Circuit[C]. IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition. 2018: 1-4.
- [3] 陈滢, 李成敏, 鲁哲别, 等. 半桥结构中的 SiC MOSFET 串扰电压建模研究[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(06): 1775-1787.
- [4] Y V Pushpalatha, D Pefitsis. Design of Dual Active Bridge Converters with SiC MOSFETs for minimized reflow power operation[C]. IEEE 12th Energy Conversion Congress & Exposition - Asia, 2021: 574-579.
- [5] Xu W, Yu R Y, Guo Z, et al. Design of 1500V/200kW 99.6% Efficiency Dual Active Bridge Converters Based on 1700V SiC Power MOSFET Module[C]. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2020: 6000-6007.
- [6] 王树增, 张一鸣, 王旭红, 等. 一种新型 SiC MOSFET 驱动电路的设计[J]. 电力电子技术, 2023, 57(02): 125-128.
- [7] X Wu, H Zaman, P Wu, et al. A Quasi-Multilevel Gate Driver for Fast Switching and Crosstalk Suppression of SiC Devices[J]. IEEE Access, 2020, (8): 191403-191412.
- [8] Wang P, Sun H, Lu X, et al. An Improved Active Crosstalk Suppression Method for High-Speed SiC MOSFETs[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(6): 7736-7744.
- [9] Bi C, Ou H, Kang Q, et al. A Novel Driver Circuit on Crosstalk Suppression in SiC MOSFETs[C]. IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2021: 1-5.
- [10] H. Li. Assist Gate Driver Circuit on Crosstalk Suppression for SiC MOSFET Bridge Configuration[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(2): 1611-1621.
- [11] Li S, Zhang Y, Li XY. Driving Auxiliary Circuit Based on SiC MOSFET Series Disturbance Suppression[C]. 12th IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference, 2020: 1-5.

《微电机》(月刊)

全年 12 期, 读者可到当地邮局订阅, 本刊亦可破订、零购。

欢迎投稿! 欢迎订阅! 欢迎刊登广告!

国内刊号: CN61-1126/TM

邮 箱: micromotors@vip.sina.com

地 址: 高新区上林苑四路 36 号(710117)

邮发代号: 52-92

订价: 8 元/期

年价: 96 元/年

编辑部邮购(含快递费): 300 元/年

国际刊号: ISSN 1001-6848

电话: 029-84276641

一种微型伺服驱动器设计

周 实

(上海英威腾工业技术有限公司, 上海 2011142)

摘要: 针对伺服驱动器在无人机、机械手、外骨骼机器人等需求体积小、重量轻、电流能力强的应用领域, 开发了一款高功率密度微型伺服驱动器。采用高密度 PCB 堆叠组合结构、高效率快速开关技术、先进的三环 PID 控制算法, 在现有常规伺服基础上进行微型化、高功率密度化与易安装化的技术突破。并经实验验证, 驱动器的各项指标满足要求。

关键词: 伺服驱动器; 微型化; 高功率密度

中图分类号: TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2024)03-0040-04

Design of a Micro Servo Driver

ZHOU Shi

(Shanghai Invt Industrial Technology Co., LTD., Shanghai 2011142, China)

Abstract: Aiming at the requirements of small volume, light weight and strong current capability, a micro-servo driver with high power density was developed for UAV, manipulator and exoskeleton robot. Using high-density PCB stacked combination structure, efficient and fast switching technology, advanced three-ring PID control algorithm, on the basis of the existing conventional servo to carry out the technical breakthrough of miniaturization, high power density and easy installation. The experimental results show that all the indexes of the drive meet the requirements.

Key words: servo driver; miniaturization; high power density

0 引言

随着电子制造、机器人、半导体等行业的发展, 生产对加工精度、加工效率、设备小型化的要求越来越高, 但传统伺服驱动器由于尺寸过大, 只能安装于电控柜内, 并采用繁琐的电缆线与电机连接, 使系统过于庞大、臃肿, 不仅增加了造价成本和维护成本, 也带来了不少可靠性、EMC 问题, 甚至在一些安装空间非常有限, 重量要求轻、功率密度要求高的应用领域, 例如无人机、机械手、外骨骼机器人等场合, 完全无法满足需求。

另一方面随着新型开关器件、微型控制处理器、先进控制算法的不断出现, 都会简化硬件设计, 减小功耗, 提升工作性能。随着功率器件体积减小、功能变强, 使得整个驱动控制系统体积变小是伺服驱动器的整体趋势。

鉴于此, 本文介绍一种高功率密度微型伺服驱动器的设计。

1 总体设计方案

硬件架构采用高密度 PCB 堆叠组合结构, 在传统通用伺服驱动器硬件平台基础上, 进行微型化设计, 整体结构如图 1 所示, 驱动器本体主要由 4 层 PCB 板堆叠构成, 从下到上依次为功率板、驱动板、主控板以及接口板。

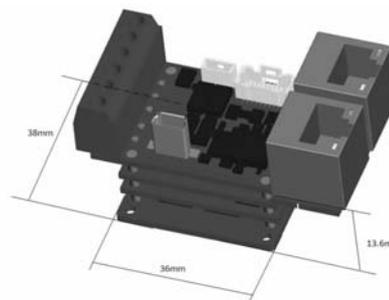


图 1 微型伺服驱动器 3D 结构图

软件架构在传统通用伺服驱动器基础上优化, 不再采用 ARM + FPGA 方案, 选用瑞萨高速实时控

收稿日期: 2023-09-30

作者简介: 周 实(1986), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为电力电子。

制芯片 RZ/T1 系列产品，借助其一流的处理能力搭建了一套先进的三环控制软件架构。

2 硬件设计

2.1 功率板

功率板实现驱动器的功率部分，其主拓扑如图 2 所示，功率器件 Q1 ~ Q6 选用英飞凌的专用低内阻 MOS 管 BSC040N10NS5，其较传统功率器件有着更小的结电容，更易于快速开关。

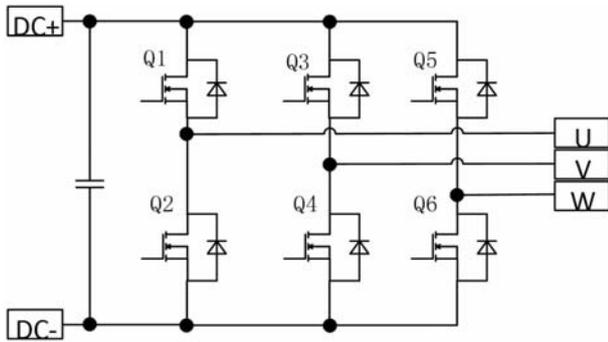


图 2 功率板主拓扑结构

从物理层面上，选用的 MOS 管 BSC040N10NS5 为 PG-TDSON-8 封装，配合特殊材质的铝基板能够高效导热，充分发挥其电流能力。另功率板作为驱动器的最底层，其上焊有短铜针，用于串接固定驱动板、主控板以及接口板，避免了传统插接或排线的连接方式，结构高度可靠、抗震。

2.2 驱动板

结合功率板上 MOS 管超低内阻的特点，选用 TI 公司的专用高频半桥驱动芯片 LM5108，设计其相匹配的快速导通驱动电路如图 3 所示，达到高效率快速开关的目的。该驱动芯片低侧和高侧输出在彼此连接和通和关断之间实现了低至 1 ns 的匹配，基于此在软件算法中增加死区自适应控制，死区时间根据负载电流的变化动态调整，进一步提高驱动器的满载效率^[1]。

另外驱动板上还集成有电源电路、电流采样电路、电压采样电路、温度采样电路。

电源电路采用 MPS 公司的宽范围专用变频率同步电源芯片 MP9486，将 8 V ~ 96 V 的外部输入直流电压转化为 5 V，驱动芯片、主芯片供电电源均由 5 V 采用 DC-DC 专用芯片 (TLV61048、ISL8022) 升压或降压得到，电源结构图如图 4 所示，该方案设计的电源不仅电压精准，发热量也非常小。

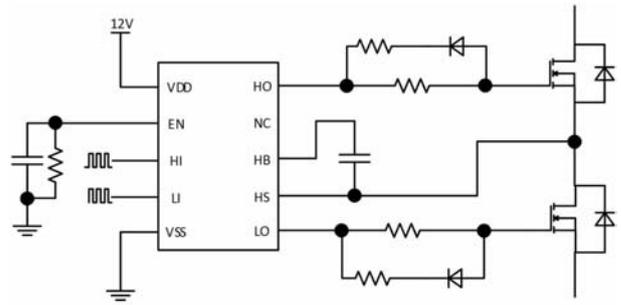


图 3 驱动电路结构图

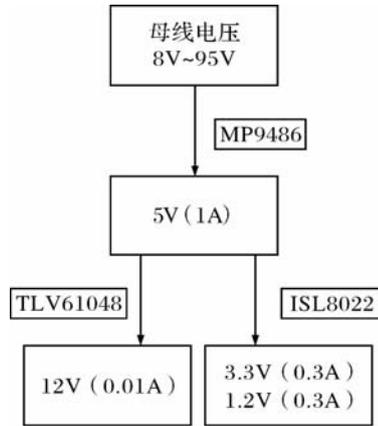


图 4 电源结构图

电流采样电路采用下三桥电阻检测方法，其结构如图 5 所示，与传统伺服相电流检测方案相比，电路简单、PCB 布板占用面积小、成本低。结合软件通过在一个 PWM 周期内精确控制电流采样时刻与采样桥臂，可获得媲美相电流检测方案的直流母线电压利用率。

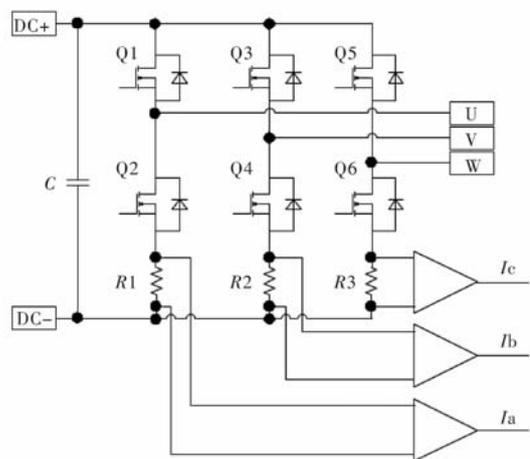


图 5 电流采样电路结构图

电压采样电路与温度采样电路无特殊设计，基本与传统伺服驱动器一致。

2.3 主控板

主控板主要集成了主控芯片及其最小系统。

主控芯片采用瑞萨电子的 RZ/T1 系列产品，具体型号选用 R7S910026CBG，该主控芯片以 ARM Cortex-R4F 内核为核心构建，其最大工作频率可达到 450 MHz，并可进行单精度/双精度 FPU，数学运算效率极高。另外其还整合了实时处理、低延迟内存、高速模拟和网络连接功能，完全满足伺服的应用需求。在本次设计的微型伺服驱动器应用中，RZ/T1 芯片 POE 单元和硬件过流检测电路可以达到微秒级别的响应速度，从而获得更快的过流侦测时间和更快的保护封管时间，能在过流、短路的第一时间保护驱动器不损坏。

此外，R7S910026CBG 芯片的优势还包括：内置绝对值编码器接口，不需外挂 FPGA；内置 EtherCAT 从站控制器，支持 EtherCAT 通信。

2.4 接口板：

主要集成了动力端子、电源端子、通讯端子、USB 端子、信号输入输出端子等。

3 控制算法

借助 RZ/T1 系列产品 R7S910026CBG 芯片强大的运算功能，微型伺服软件架构在传统伺服的三环控制基础上添加丰富的滤波算法与控制补偿，构造了独特的先进三环 PID 控制算法，并实现微型伺服驱动器对电机的精准稳定控制，其三环 PID 控制软件结构如图 6 所示。

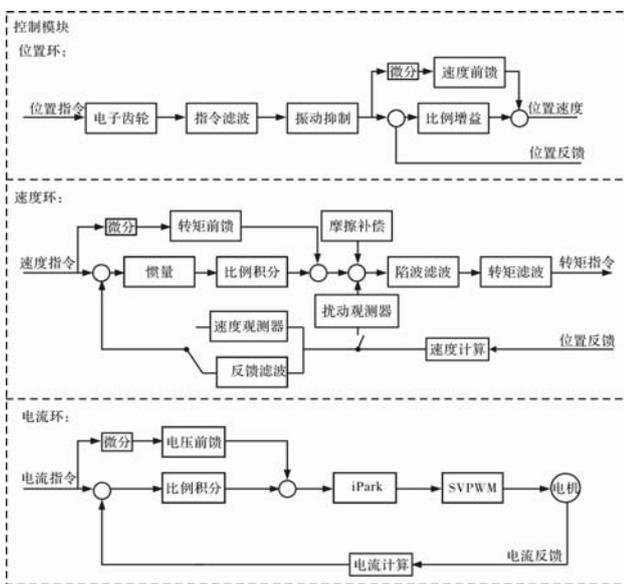


图 6 三环 PID 控制软件结构图

其中，特别指出该软件结构中增加的非线性负

载控制补偿算法：采用扰动观测器与速度观测器相结合的方法，无需在特定的速度指令下，只需在较短的时间内便可较高精度地辨识出整个系统的转动惯量，进一步提高了系统的鲁棒性。

4 试验数据

4.1 体积尺寸

最终设计的微型伺服驱动器如图 7 所示。最外边框尺寸：38 mm * 62 mm * 31 mm(包含外围端子、网口)，且其物理尺寸足够小到能灵活方便安装到各类应用场合。如果现场使用环境恶劣，可以对微型伺服驱动器整体灌胶^[5]，提高其对高湿、高尘、盐雾的耐受能力。

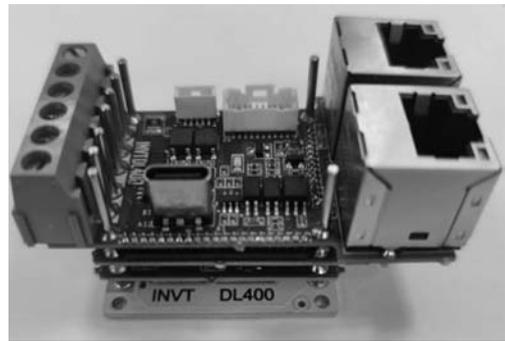


图 7 微型伺服驱动器实物图

4.2 输出电流能力

测试驱动器在额定电流 20 A 的运行情况。微型伺服的各关键器件温升情况如表 1。

表 1 额定电流 20 A 时各关键器件温升情况

参数	参数值
时间/min	60
铝基板/°C	21
电源芯片/°C	31
电源电感/°C	34
驱动芯片/°C	28
母线电容/°C	20

在电流环运行模式下测试驱动器的过载能力与相关保护情况。具体测试数据如表 2 所示，在多个输出频率与过载电流的组合工况下(输出频率越低，驱动器越容易产生过载)，最终驱动器会对过载进行保护并报 17-1(驱动器过载故障)，并在输出频率为 4 Hz、电流 50 A 情况下，可以持续运行 3 s 以上。

表 2 过载与保护情况

输出频率 /Hz	电流/A	报故障时间	报故障代码
0(堵转)	60	50ms	Er17-1
1	60	100ms	Er17-1
2	60	120ms	Er17-1
3	60	150ms	Er17-1
4	50	>3s	Er17-1

4.3 位置模式整定时间

测试位置脉波命令给定完毕到定位完成之间的时间差。给定内部位置环，用 USB 监控内部数据波形如图 8 所示，位置环定位 <5 ms。

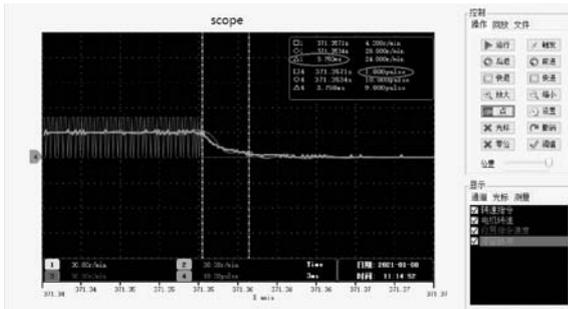


图 8 位置模式整定时间波形图

4.4 转矩波动测试

测试运行时转矩波动情况。给定内部速度环，用 USB 监控内部数据波形如图 9 所示，转矩波动系数为 0.6%。

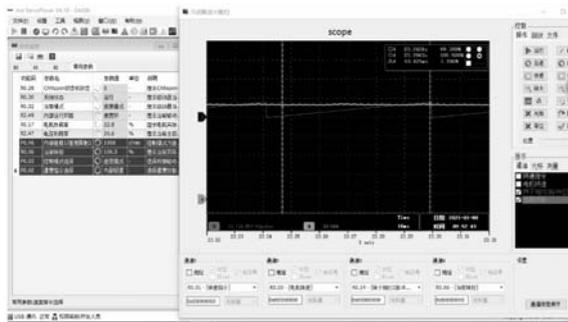


图 9 转矩波形图

5 结 语

设计的微型伺服驱动器，满足占用空间小、输出电流能力强、响应速度快、控制精度高的要求，做到了对通用伺服驱动器的微型化。其相对于传统通用伺服驱动器性能大幅提高、尺寸大幅减小，并打破传统通用伺服驱动器只能安装在电气柜内的限制，方便各类场合的应用。

参考文献

- [1] 秦海鸿, 汪文璐, 谢斯璇, 等. 一种适用于 GaN 基电机驱动器的新型死区自适应控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2023 (11): 4422-4434.
- [2] 黄依婷, 王云冲, 史丹, 等. 永磁同步电机伺服控制(连载之一)国内外研究现状与发展趋势概述[J]. 微电机, 2022 (8): 1-7.
- [3] 牛峰, 张熙萌, 黄少坡, 等. 高功率密度化电机驱动器的散热优化研究[J]. 电机与控制学报, 2022(7): 58-67.
- [4] Ming Yang, Zekai Lyu, Donglin Xu, et al. Resonance Suppression and EMI Reduction of GaN-Based Motor Drive With Sine Wave Filter[J]. Industry Applications, IEEE Transactions on, 2020 (3): 2741-2751
- [5] 冯岗, 柳海科, 贾波, 等. 基于 Workbench 某步进电机微型驱动器结构设计分析[J]. 微电机, 2022 (10): 82-87.
- [6] 张允志, 曹为理, 韩瑜, 等. 一种高功率密度电机驱动器的设计实现[J]. 微电机, 2017(7): 88-92.

《微电机》(月刊)

全年 12 期，读者可到当地邮局订阅，本刊亦可破订、零购。

欢迎投稿！ 欢迎订阅！ 欢迎刊登广告！

国内刊号：CN61-1126/TM

邮 箱：micromotors@vip.sina.com

地 址：高新区上林苑四路 36 号(710117)

邮发代号：52-92

订价：8 元/期

年价：96 元/年

编辑部邮购(含快递费)：300 元/年

国际刊号：ISSN 1001-6848

电话：029-84276641

基于 DSP 的整流管组件故障诊断技术研究

陈章恒, 王 啸, 苑振宇

(芜湖天航装备技术有限公司, 安徽 芜湖 241000)

摘要: 为了提高航空发电机整流管组件故障诊断系统的效果和可靠性, 本文采用 DSP 芯片和神经网络方法设计了一个故障检测系统, 可实现对发电机整流管组件整流管正常工作、单管断路和双管断路故障等三类模式的诊断。通过对实际航空发电机的数据进行分析, 结果表明, 对给定的数据, 系统诊断正确率可达 100%。

关键词: 整流管组件; 故障诊断; 数字信号处理器; 反向传播神经网络

中图分类号: TM461

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2024)03-0044-03

Research on Fault Diagnosis Technology of Rectifier Module Based on DSP

CHEN Zhangheng, WANG Xiao, YUAN Zhenyu

(Wuhu Tianhang Equipment Technology Co., LTD., Wuhu Anhui 24110, China)

Abstract: In order to improve the effectiveness and reliability of the fault diagnosis system for the rectifier tube assembly of aero-generator, a fault detection system was designed by using DSP chip and neural network method, which could diagnose the normal operation of the diode of the rectifier tube assembly, single-tube open circuit and double-tube open circuit. By analyzing the data of actual aero-generator, the results show that the system diagnosis accuracy can reach 100% for the given data.

Key words: rectifier module; fault diagnosis; digital signal processor; back propagation neural network

0 引 言

航空装备的更新迭代, 使得飞机从原本的机械、液压为主体, 逐步向电气化程度发展, 这就使得对航空电源的容量, 电源的稳定性以及可靠性的要求也逐步增高^[1]。目前在航空电源领域, 装备较多的仍是三级式交流发电机, 即由永磁机、次励磁机、主发电机组成, 因电机结构需要, 特引入整流管组件作为次励磁机与主发电机的“媒介”, 为主发电机提供稳定的磁场。但目前整流管组件因工作环境恶劣, 时有故障发生的情况, 对航空发电机的可靠性影响极大^[2]。整流管组件的故障较多为整流管短路、断路故障^[3]。当整流管发生断路故障时, 控制器中调压模块 (AVR), 则需要增加励磁电流, 如此才能稳定航空发电机的输出电压, 但是, 最终会导致其余整流管负荷增加, 存在较大隐患; 当整流管发生短路故障时, 整流管组件输出电流会急剧降低, 与

此同时, AVR 会“过励”, 进而使得航空发电机输出电压急剧增加, 最终导致“过压保护断电”^[4]。但在地面维修过程中, 发电机整流管的短路故障一般很少出现, 且在试验过程中就能被识别, 不像单管断路故障具有“隐蔽性”。因此, 为保障航空装备维修质量, 保障航空发电机的正常工作, 对整流管组件的断路故障诊断, 就显得意义非凡。

本文主要以 TMS320F28335 浮点型 DSP 为主要芯片, 设计了航空发电机整流管组件无接触式故障诊断系统, 该系统主要是使用电流传感器采集航空发电机试验过程中的由 AVR 提供的励磁电流波形, 并使用信号分析算法, 分析波形的形状, 从中提取出频率成分, 将频率成分的 1, 2, 6 次谐波分量作为识别特征^[5-6], 再使用 BPNN 方法对故障进行判别。

最终实验结果证实, 此次设计的整流管组件故障诊断系统有效, 能够满足航空发电机整流管组件

收稿日期: 2023-08-21

作者简介: 陈章恒 (1995), 男, 硕士, 助理工程师研, 研究方向为航空发电机整流管组件。

王 啸 (1982), 男, 本科, 工程师, 研究方向为航空发电机整流管组件。

苑振宇 (1982), 男, 本科, 工程师, 研究方向为航空发电机整流管组件。

故障检测的需要。

1 整流管组件故障模式

三级式航空发电机结构简单、可靠性高,其主要电气结构如下图所示,主要有永磁机、次励磁机、主发电机以及 AVR 组成^[7]。

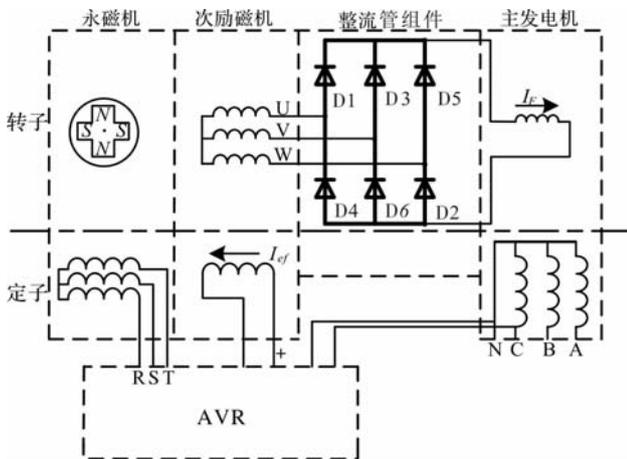


图1 三级式同步发电机结构图

如图1所示,发电机的整流管组件由6个整流管(D1~D6)组成的桥式电路构成,其断路故障模式主要为表1所示。

表1 整流管组件断路故障模式

序号	故障类型	典型情况
1	正常模式	/
2	单管断路	D1~D6 任意一管
3	同相双管断路	D1、D4
4	同桥双管断路	D1、D3
5	异相异桥双管断路	D1、D6

若整流管组件的整流管发生断路故障,会引起发电机某些信号的变化。比如,整流管组件的输出电流 I_F 和输出电压会降低,次励磁机的励磁电流 I_{ef} 也会变化,会对主发电机的输出产生影响^[9]。但在应用中,航空发电机的励磁电流 I_{ef} 是可用于进行测量和分析的,主发电机输出虽然可以测量但是受各种扰动因素影响太大导致难以使用,其他信号也较难测量和应用。综上,选取励磁电流作为故障检测信号^[5]。

2 神经网络

由于在获取数据的过程中,数据经常受到噪声、电磁干扰等因素的影响,导致后续的FFT分析之后得到的谐波特征并不是稳定的,而是不断在变

化,当变化较大时,如果采用简单的距离匹配方法,可能会对后续的诊断造成误诊。针对此问题,考虑引入鲁棒性较强的神经网络方法作为故障诊断的分类器。神经网络方法有很多,但是考虑到嵌入式系统的实现问题,首选为反向传播神经网络(BPNN),BP模型通过输入数据前向传播并反向传播误差以缩减输出数据与目标数据间的误差,对模型参数时时更新,以达到模型的预期功能。BP模型的优势在于以反向传播的方式使模型具备强大自学习能力,在模式识别和预测等领域^[8]都有很多的应用实例。在本文中,用BPNN可以取得较好的诊断效果。

BPNN的输入为 $X = \{x_i\} (i = 1, 2, 3 \dots, n)$ 输出为 $Y = \{y_j\} (j = 1, 2, 3 \dots, m)$, W_{ij} 和 W_{jk} 分别为输入层与隐含层及隐含层与输出层之间的权值,图2为三层BPNN结构的示意图。

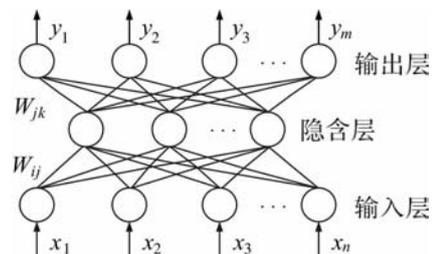


图2 BPNN结构示意图

此次设计采用三层BPNN作为故障诊断分类器,对采集的信号进行变换后,取其频谱图形的1, 2, 6次谐波作为特征向量,并做归一化处理后,作为实验样本。本文设计的BP模型结构为3-6-3,这个结构为经验模型,可以有效诊断同步发电机的常见故障模式。

在使用BPNN的过程中,首先利用Matlab训练并获取BPNN模型的权值等参数;其次,把这些参数存储到DSP系统中,即可以进行测试诊断和分析。

3 故障诊断系统设计

3.1 系统介绍

故障诊断系统的设计流程如图3所示。硬件部分包含:三级式同步发电机、PC机、AD7606数据采集模块和DSP系统。首先利用AD7606芯片采集发电机故障监测信号,并在Matlab完成信号频谱分析和BPNN模型训练;之后在CCS软件上对算法进行设计,通过DSP系统实现故障诊断功能。

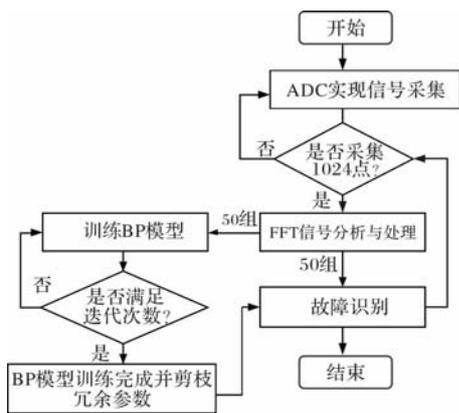


图3 系统设计流程图

3.2 硬件电路设计

设计的故障诊断系统硬件结构由 DSP 系统和数据采集模块构成，主要资源有：

(1) F28335 主芯片，32 位浮点 DSP，主频 150 MHz，I/O 口电压为 3.3 V 逻辑电平，及通信等单元。

(2) 16 位精度的“数采”芯片 AD7606^[10]，允许 8 通道同步采样，单通道最高采样率为 200KSPS。

3.3 软件设计

软件程序流程图如图 4 所示，主要分为“数采”部分、信号处理部分和故障诊断部分。

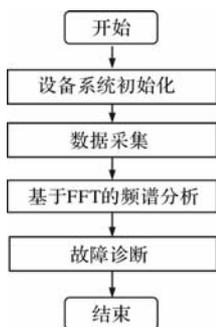


图4 软件流程图

(1) 数据采集的采样方法为定时中断，由用户确定中断时间，同步以 AD7606 的触发源为定时器，此次设置的采样频率为 $f_s = 102.4 \text{ kHz}$ ，采样点数为 $N = 1024$ 点。依据中断结果，中断服务子程序可从 AD 转换器映射的地址中收集转换结果，收集的离散信号与实际信号会存在误差，为降低此类误差，同步提高频率分辨率，前提是在不与 DSP 内存冲突的情况下；为防止频谱混叠引起的频谱失真，依据香农采样定理，需保证 $f_s \geq 2f_m$ ，进而保障信号处理的效果与可靠性。

(2) 对于故障诊断模块，依据励磁电流变化的

幅频特性，特选取选取 1、2、6 次谐波作为故障特征量并分成两部分，一份作为训练样本，用来确定模型参数，另一份作为测试样本，用于评估 BPNN 故障诊断方法的效果。

神经网络通过 Matlab 神经网络工具箱 newff、train、sim 函数进行创建、训练、仿真，并且构造三层 ($3 \times n_1 \times 3$) 神经网络结构，输入为 3 维的频谱数据，输出为正常模式、单管 D1 断路和双管 D1D2 断路 3 种不同的故障模式。选择 'tansig' 正切 S 型传递函数作为隐含层传递函数。根据经验如式(1)所示。

$$n_1 = \sqrt{n + m} + a \tag{1}$$

其中，m、n 分别为输入个数、输出个数，a 取 1 ~ 10。因此隐含层节点数 n_1 可取 4 ~ 13，经过对比，本文选用节点数 6 进行诊断测试。

4 实验与结果分析

将在 Matlab 训练获取的 BPNN 模型权值、偏移等参数导出并在 CCS 程序中创建数组保存起来，建立的 BPNN 模型为三层网络结构，所以需存入两个权值、两个偏移。然后把待测试的样本数据在 [0, 1] 进行归一化，编写相应的故障诊断子程序实现神经网络的计算过程，从而对测试样本的故障类型判断。最后编写诊断正确率相关程序，每计算一个样本，对其在故障诊断子程序中判断得到的故障种类返回值进行判断，从而将其归入不同的故障种类，继而与样本真正所属的故障类型进行对比，从而得到最终的诊断正确率。

对设计的故障诊断系统进行验证，主要测试的情况有单管 D1 断路故障、双管 D1D2 断路故障、正常模式，对测试数据进行了 40 次的诊断试验，实验结果证实，在上述的故障模式情况下，诊断结果符合预期，诊断成功率 100%。此结果证明了设计的故障诊断系统是可行且有效的。

5 结 论

本文主要针对航空发电机整流管组件断路故障，研究设计了基于 DSP 的故障诊断系统，该系统对电流传感器采集的励磁电流信号进行处理，提取故障特征参数，使用 BPNN 故障诊断方法对故障特征参数进行分析诊断，实验结果证明，本文对整流管组件整流管断路故障的诊断设计有效。

(下转第 58 页)

基于 Kriging 代理模型的无刷双馈发电机转子优化设计

于思洋, 田培均, 王 皓, 张凤阁
(沈阳工业大学 电气工程学院, 沈阳 110870)

摘要: 无刷双馈发电机由于其自身没有电刷、滑环等结构特点, 因此被认为是最有希望成为风力发电系统的主流发电机之一。无刷双馈发电机是依靠转子的磁场调制机理实现机电能量转换, 其转子的耦合能力是影响电机性能的重要因素。因此本文提出了一种串联笼条辅助磁障转子的新型转子结构, 分析了该种转子不同结构参数对电机性能的影响, 并提出一种基于 Kriging 代理模型的多目标差分进化算法的无刷双馈发电机转子优化设计方法。首先建立该种新型转子的参数化模型, 通过 Kriging 代理模型建立优化变量与优化目标之间的响应关系, 再利用多目标差分进化算法找到最优的变量组合, 最后通过有限元仿真对电机的性能进行分析。

关键词: 无刷双馈发电机; 笼条转子; Kriging 模型; 多目标优化; 差分进化算法

中图分类号: TM34

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2024)03-0047-05

Rotor Optimization Design of Brushless Doubly-fed Generators Based on Kriging Surrogate Model

YU Siyang, TIAN Peijun, WANG Hao, ZHANG Fengge

(School of Electrical Engineering, Shenyang University of Technology, Shenyang 110870, China)

Abstract: The brushless doubly fed generator, seen as a promising mainstream candidate for wind power systems due to the absence of brushes and slip rings, relies on rotor magnetic field modulation for electromechanical energy conversion. A novel series cage bar-assisted magnetic barrier rotor structure was proposed in this paper. It investigated the impact of different rotor structural parameters on motor performance and introduces a rotor optimization design method for the brushless doubly fed generator using a multi-objective differential evolution algorithm based on the Kriging surrogate model. The method started with establishing a parametric model of the innovative rotor, then used the Kriging model to map the relationship between optimization variables and objectives, followed by the multi-objective differential evolution algorithm to identify the optimal variable combination, and finally, finite element simulation to analyze the motor's performance.

Key words: brushless doubly-fed generator; series cage bar magnetic barrier rotor; Kriging model; multi-objective; differential evolution algorithm

0 引言

无刷双馈发电机 (Brushless Doubly - Fed Generator, BDFG) 作为一种新型的交流电机, 由于去除了电刷、滑环, 具有可靠性高、维护成本低等优点, 同时便于实现有功和无功的近似解耦控制, 因此在变速恒频风力发电系统中具有广泛的发展前景^[1]。BDFG 实现机电能量转换的媒介是通过转子磁场调

制来实现的, 不可避免的造成气隙磁场无效谐波含量较多、反电势畸变率偏大, 因此有必要对其转子结构进行优化设计^[2]。

本文提出了一种新型的串联笼条辅助磁障转子结构, 并对该种新型转子的拓扑结构进行优化设计。为了提高该种转子的磁场调制能力以及减小功率绕组反电势畸变率过高对电网造成污染, 将气隙磁场有效谐波占基波百分比和功率绕组空载反电势畸变

收稿日期: 2023 - 11 - 15

基金项目: 国家自然科学基金项目 (52007124); 沈阳市中青年科技创新人才支持计划项目 (RC220248)。

作者简介: 于思洋 (1988), 男, 博士, 副教授, 研究方向为新型特种电机的设计与分析。

田培均 (1995), 男, 硕士研究生, 研究方向为新型特种电机的设计与分析。

王 皓 (1990), 男, 博士, 讲师, 研究方向为特种电机及其控制。

张凤阁 (1963), 男, 博士, 教授, 研究方向为特种电机及其控制。

率作为优化目标^[3]。同时为了不影响发电机的性能将功率绕组空载反电势达到额定值作为约束条件,提出提出一种基于 Kriging 代理模型的多目标差分进化算法的优化方法。最后通过有限元仿真验证优化效果。与传统的基于有限元与现代启发式算法相结合的电机优化方法相比,通过 Kriging 代理模型拟合优化变量与优化目标、约束之间的响应关系能够有效的减少有限元仿真次数,提高优化效率^[4]。

1 串联笼条辅助磁障转子拓扑结构

目前辅助笼条联接方式主要有同心式和串联式,如图 1 所示。同心式笼条外环的感应电流会大于内环的感应电流,从而影响磁动势的正弦性。而串联式笼条每组笼条感应电流均相等,会产生相同的脉振磁动势,能够显著提升磁场调制的辅助作用。

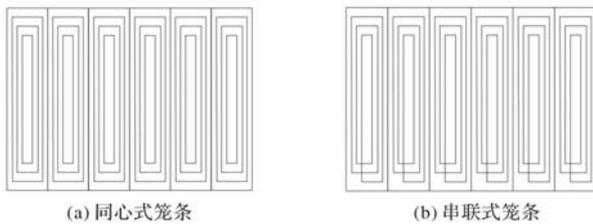


图 1 辅助笼条联接方式

串联笼条辅助磁障转子是由串联笼条、公共笼条和磁障转子所组成的一种新型复合转子,如图 2 所示^[5]。该种转子的结构特点是仅需分别在磁障转子径向磁障处和凸极中心磁障处添加串联短路笼条与公共笼条,对于转子的加工制造并没有添加过多的复杂性。

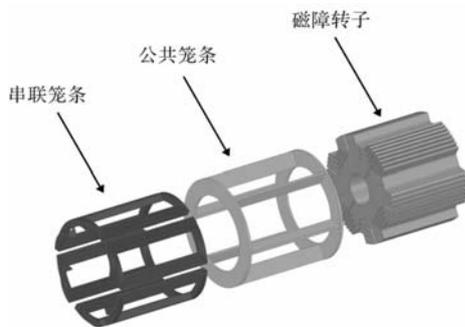


图 2 串联笼条辅助磁障转子拓扑结构

2 多目标优化策略

2.1 确定优化目标与约束条件

无刷双馈发电机的主要参数如表 1 所示。因无刷双馈发电机的主要应用场合为风力发电系统^[6],为了保证输出电压具有更好的正弦性从而提高发电

质量,将功率绕组空载反电势畸变率(Total Harmonic Voltage Distortion, THD)作为优化目标一,畸变率的如式(1)所示。

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{U_1} * 100\% \quad (1)$$

式中, U_1 为基波电压幅值; U_2, U_3, \dots, U_n 为各次谐波电压幅值。

表 1 25 kW 串联式笼障转子 BDFG 的主要参数

基本参数	参数值
额定功率/kW	25
功率绕组额定电压/V	380
控制绕组额定电压/V	380
额定转速/(r/min)	1000
功率绕组极对数	4
控制绕组极对数	2
定子外径/mm	400
定子内径/mm	285
定子槽数	72
铁心长/mm	225
转子外径/mm	284
气隙长/mm	0.5

无刷双馈发电机的功率绕组极数和控制绕组极数为 8 + 4 极结构,依靠气隙磁场中的 4 次谐波分量实现机电能量转换,因此气隙磁场中的 4 次谐波幅值与基波幅值的比值能够代表串联笼条辅助磁障转子的磁场调制能力,其比值越高表明转子的调制能力越强。因此将气隙磁场中有效谐波占基波百分比作为优化目标二,其表达式如式(2)所示。

$$\text{有效谐波占基波百分比} = \frac{B_{\text{mag}4}}{B_{\text{mag}2}} * 100\% \quad (2)$$

式中, $B_{\text{mag}4}$ 为气隙磁场中 4 次谐波幅值; $B_{\text{mag}2}$ 为气隙磁场中基波幅值。

同时为了不削弱电机的性能,在优化过程中将功率绕组空载反电势达到额定值作为约束条件。

2.2 优化变量的确定

串联笼条辅助磁障转子主要有 7 个结构参数分别是导磁层数、串联笼条绕制组数、凸极高度、极弧系数、导磁层宽度、磁障宽度以及连接筋宽度。其中导磁层数和串联笼条绕制组数为整数变量且变化范围不大。同时导磁层数越多,导磁层宽度就会越窄,造成导磁层磁路饱和使电机达不到额定的性能要求。因此为了分析导磁层数与电机性能要求之间的关系,分别建立了导磁层数为 1 到 6 的有限元模型如图 3 所示。

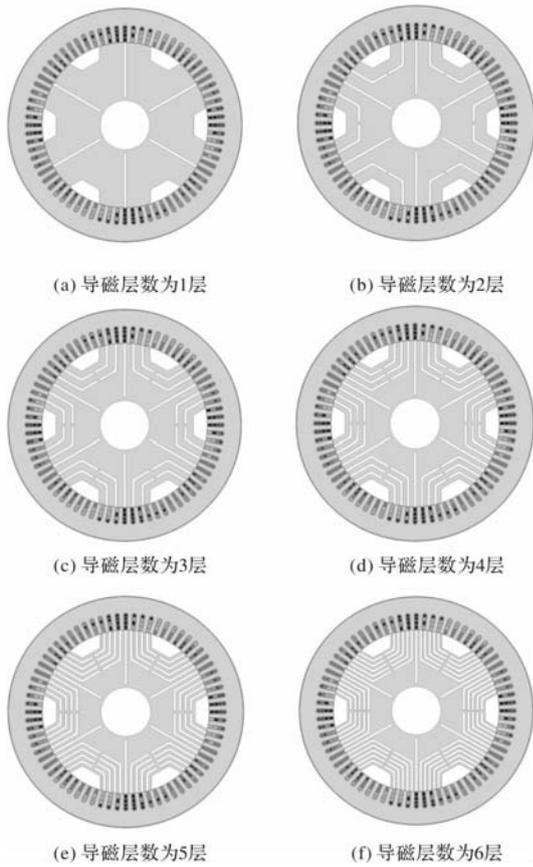


图 3 不同导磁层数的转子有限元模型

它们的功率绕组空载反电势有效值如图 4 所示。由图 4 可以看出，当导磁层数为 4 层时，功率绕组输出反电势达到最高为 231.77 V；当导磁层数大于 4 时由于导磁层磁路发生饱和，功率绕组反电势急剧下降，因此导磁层数确定为 4。

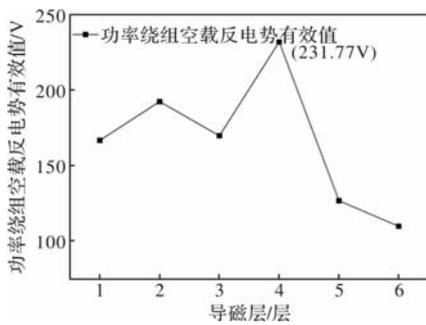


图 4 导磁层数与功率绕组空载反电势的关系

由于串联笼条绕制组数受到导磁层数的限制，串联笼条绕制组数应小于导磁层数。当确定导磁层数为 4 之后，可以确定串联笼条绕制组数范围为 1、2 和 3。考虑到每增加一个变量，搭建克里金代理模型的样本数会增加最少 10 到 20 个。为了减少有限元仿真次数提高优化效率以及避免整数变量对代理模型精度带来的影响，分别建立串联笼条组数为 1 到 3 的有限元模型如图 5 所示，并分析串联笼条组

数对优化目标以及约束的影响。

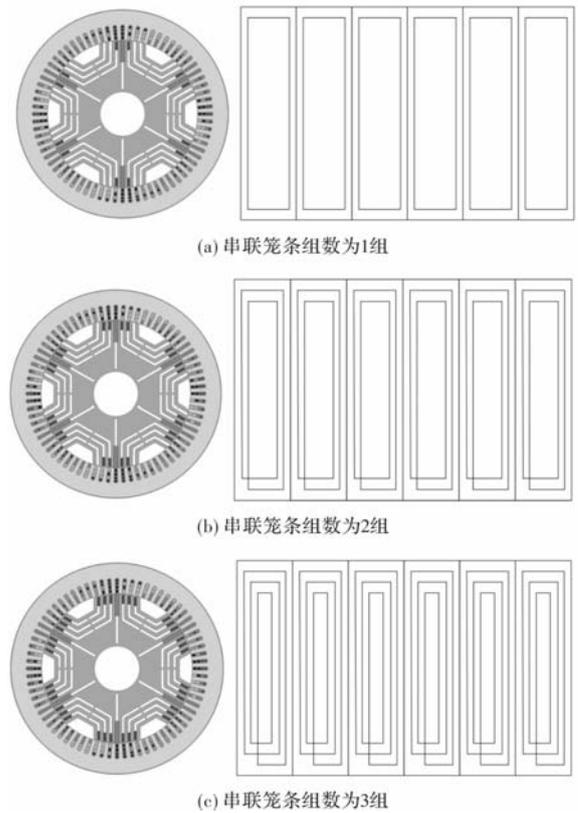
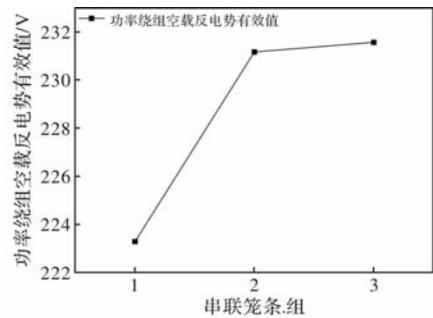
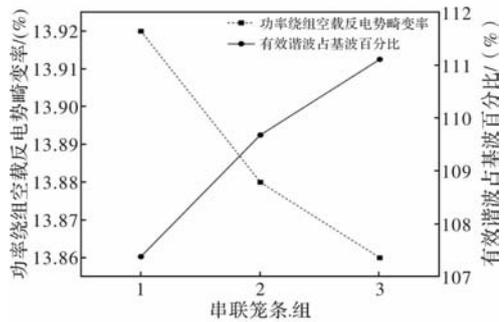


图 5 不同串联笼条组数转子有限元模型和串联笼条示意图

从图 6 可以看出，串联笼条组数为 1 到 3 时均满足电机的性能约束，当串联笼条组数取 3 时，功率绕组空载反电势畸变率最低，同时有效谐波占基波百分比最高，因此串联笼条组数确定为 3。



(a) 串联笼条组数与约束的关系



(b) 串联笼条组数与优化目标的关系

图 6 串联笼条组数与优化目标和约束的关系

通过观察转子的几何结构，当确定导磁层宽度和磁障宽度便可以确定转子的极弧系数。因此，最终优化变量确定为导磁层宽度、磁障宽度、连接筋宽度以及凸极高度，如图 7 所示。

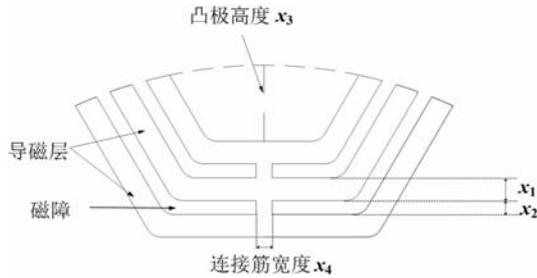


图 7 优化变量示意图

3 Kriging 模型的搭建

克里金模型是一种插值模型，通过已知样本点的响应值线性加权来预测设计变量与优化目标、约束之间的关系^[7]。表达式如式(3)所示。

$$\hat{y} = \sum_{i=1}^n \omega^{(i)} y^{(i)} \quad (3)$$

式中， \hat{y} 为未知点的预测值； ω 为加权系数。

因此，只需求得加权系数 ω 便可得到设计空间内各优化方案的预测值。

为求得加权系数 ω ，克里金模型将未知函数定义成某个高斯静态随机过程的具体实现，该静态过程定义为

$$Y(x) = \beta + Z(x) \quad (4)$$

式中， β 为 $Y(x)$ 的数学期望值； $Z(x)$ 为均值为 0，方差为 σ^2 的静态随机过程。这些随机变量在设计空间内的协方差为

$$Cov[Z(x_i), Z(x_j)] = \sigma^2 R(x_i, x_j) \quad (5)$$

式中， $R(x_i, x_j)$ 为样本点 x_i 和样本点 x_j 的相关函数，可表示为

$$R(x_i, x_j) = \prod_{k=1}^n \exp(-\theta_k |x_k^i - x_k^j|^2) \quad (6)$$

式中， n 为设计变量数量； θ_k 表示第 k 个变量对目标的贡献程度； $|x_k^i - x_k^j|^2$ 表示样本点 x_i 和 x_j 之间的距离，则未知点 x 的预测值为

$$\hat{y}(x) = \beta + r(x)R^{-1}(y - f\beta) \quad (7)$$

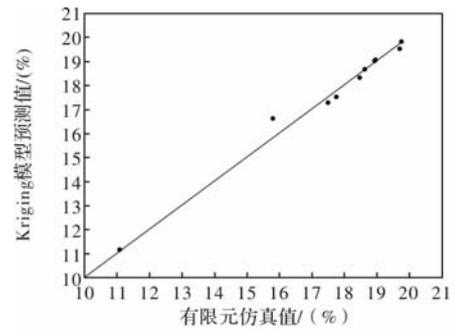
式中， \hat{y} 为未知点相应的预测值； f 为长度为 n 的列向量； $r(x)$ 为未知点与已知样本点的相关向量，表示为

$$r(x) = [R(x, x_1), R(x, x_2), \dots, R(x, x_n)]^T \quad (8)$$

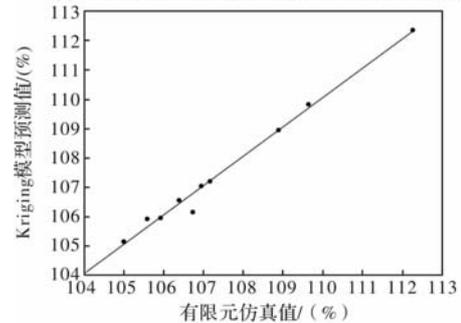
基于上述理论，通过拉丁超立方抽样^[8]生成 200 个初始样本点，分别搭建功率绕组空载反电势畸变率、有效谐波占基波百分比以及功率绕组输出反电势有效值的 Kriging 代理模型，并随机抽取 10 个点做测试集来验证代理模型的精度。采用相关系数 R^2 评估代理模型的精度， R^2 值越接近于 1 表明代理模型精度越高^[9]， R^2 表达式如下：

$$R^2 = 1 - [\sum_i (y_i - \hat{y}_i)^2] / [\sum_i (y_i - \bar{y}_i)^2] \quad (9)$$

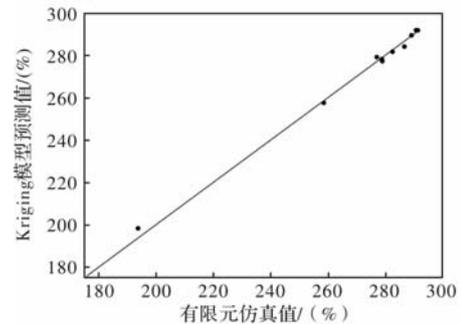
式中， y_i 为有限元仿真计算值； \hat{y} 为代理模型的预测值； \bar{y}_i 为平均值。优化目标及约束的误差分析如图 8 所示。



(a) 功率绕组空载反电势畸变率代理模型精度测试



(b) 有效谐波占基波百分比代理模型精度测试



(c) 功率绕组空载反电势有效值代理模型精度测试

图 8 误差分析结果

从上图可知，优化目标与约束的代理模型预测值和有限元仿真的计算值非常接近， R^2 值分别为 0.9864、0.9883 和 0.9969。一般认为 R^2 的值高于 0.9 便认为该近似模型具有较高精度，因此本文所建立的 Kriging 代理模型可以替代原有的有限元仿真模型，应用于后续的优化设计。

4 串联笼条辅助磁障转子优化设计

在电机多目标优化过程中，由于不同目标之间存在冲突，当一个优化目标达到最优时，其他目标很难达到最优。因此与单目标优化的实际工程问题相比，多目标优化的结果往往是一组解集，这个解集中的每一个解都是最优解，称为帕累托解或非支配解^[10]。

对于带有约束的非支配排序关系为：假定两个不同的解 x_i 和 x_j ，如果解 x_i 在可行域内， x_j 不在可行域内，则解 x_i 支配解 x_j ；如果解 x_i 和解 x_j 均不在可行域内，解 x_i 的约束违反度小于解 x_j ，则解 x_i 支配解 x_j ；如果解 x_i 和解 x_j 均在可行域内，解 x_i 的其中任意一个目标优于解 x_j ，并且解 x_i 的其他目标不比解 x_j 差，则解 x_i 支配解 x_j 。

通过上述建立的 Kriging 代理模型代替有限元仿真模型，采用多目标差分进化算法 (Multi - Objective Differential Evolution Algorithm, MODE) 对串联式笼障转子无刷双馈发电机的转子进行优化设计，该方法的优点是控制参数少、鲁棒性强以及有利于求解高维非线性的优化问题^[11-12]。基于 MODE 方法的优化步骤如图 9 所示。

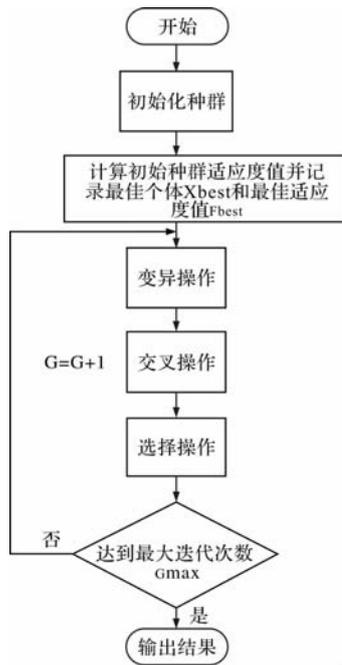


图 9 差分进化算法流程

根据前文分析，将最小化功率绕组空载反电势畸变率，最大化有效谐波占基波百分比的优化问题可以用数学模型描述为

$$\begin{aligned} & \min \{f_1(\vec{x}), -f_2(\vec{x})\} \\ & \text{s. t. } g(\vec{x}) = 220 - U_{rms} \leq 0 \quad (10) \\ & \min(x_i) \leq x_i \leq \max(x_i) \end{aligned}$$

式中， U_{rms} 为功率绕组空载反电势有效值； x_i 为优化变量，其选择范围如表 2 所示。

表 2 设计变量初始值及变化范围

参数	符号	初始值	变化范围
导磁层宽度/mm	x_1	7.12	5.70 ~ 8.54
磁障宽度/mm	x_2	4.4	3.52 ~ 5.28
凸极高度/mm	x_3	23.9	19.12 ~ 28.68
连接筋宽度/mm	x_4	2.5	2 ~ 3

当达到最大迭代次数时得到的帕累托前沿如图 10 所示。从图 10 可以看出优化后的电机在降低空载反电势畸变率的同时有效谐波占基波百分比得到了提升，最终优化结果如表 3 所示。

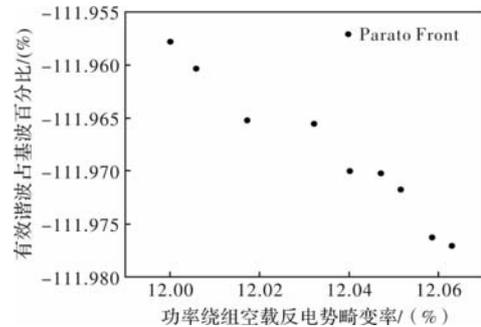


图 10 帕累托前沿

表 3 优化结果

参数	优化值
导磁层宽度/mm	7.17
磁障宽度/mm	4.25
凸极高度/mm	26.72
连接筋宽度/mm	2

5 有限元分析验证

根据基于 Kriging 代理模型的多目标差分进化算法的优化结果，建立有限元模型。功率绕组空载反电势和气隙磁密谐波幅值如图 11 所示，功率绕组空载反电动势有效值为 220.34 V，在保证电机达到额定性能要求的同时，功率绕组空载反电势畸变率下降了 13.93%，有效谐波占基波百分比提升了 1.4%。

(下转第 64 页)

DFIG 暂态特性分析及联合 HVRT 控制策略

王艳娟, 孙 潇, 曹德印

(国网冀北电力唐山市曹妃甸区供电公司, 河北 唐山 063299)

摘要: 双馈感应风力发电机(DFIG)高电压穿越(HVRT)问题中,其故障响应等效于在原有的稳态响应基础上增加一个电压骤升分量,以此来分析 HVRT 的暂态特性;针对传统“灭磁”控制无法对 T_e 进行有效控制,且要求对 ψ_s 进行精确测量的不足,本文提出一种电流追踪控制策略实现 DFIG 的 HVRT。在此基础上,依据随 R_r 的增加, ξ 随之增加,且 ξ 越大,抑制 DFIG 振荡作用越明显,提出附加阻抗控制。DFIG 联合控制策略结构简单,效果显著,克服了灭磁控制无法对 T_e 进行控制的弊端,且最小化了 DFIG 的脉动程度,实现了 DFIG 的广义故障穿越。

关键词: 双馈感应风力发电机;高电压穿越;暂态特性;电流追踪;附加阻抗

中图分类号: TM315; TM34

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2024)03-0052-07

Transient Characteristics Analysis of DFIG and Research on High Voltage Ride Through Control Strategy

WANG Yanjuan, SUN Xiao, CAO Deyin

(Tangshan Caofeidian District Power Supply Branch of State Grid Hebei Electric Power Co., LTD.,
Tangshan Hebei 063299, China)

Abstract: In the HVRT problem of DFIG, the fault response of DFIG is equivalent to the dynamic response of DFIG by adding a voltage surge component to the original steady-state response. Based on this, the transient characteristics of DFIG were analyzed in detail, and the rotor current was further deduced. In addition, because the traditional "de-excitation" control can not control effectively, and requires accurate measurement, this paper proposed a current tracking control strategy to realize the HVRT of DFIG. On this basis, the additional impedance control was proposed according to the fact that with the increase of R_r , ξ increases, and the larger ξ , the more obvious the suppression of DFIG oscillation. The joint control strategy of DFIG has simple structure and remarkable effect, which overcomes the disadvantage that de-excitation control cannot control T_e , and minimizes the pulsation degree of DFIG, and realizes the generalized fault ride through of DFIG.

Key words: doubly-fed induction generator; high voltage ride through; transient characteristics; current tracing; additional impedance

0 引言

双馈感应风力发电机(Doubly Fed Induction Generator, DFIG)以其独有的特性成为风力发电机的主流机型^[1]。但 DFIG 定子绕组与电网直接相连,造成 DFIG 对电网电压故障极其敏感^[2-3]。现阶段, LVRT 故障研究较多,但电压下降后无功补偿的退出延时、负荷的切除以及重合闸都及易造成电压的升高,但目前电网电压升高下的高电压穿越(High

Voltage Ride Through, HVRT)故障研究甚少^[4-6]。因此,研究 DFIG 在 HVRT 下暂态和稳态特性的分析及其控制策略显得尤为重要。

对 DFIG 暂态及稳态特性的研究中,现有文献大多以暂态分析为主,在此基础上提出 DFIG 故障穿越控制策略,对于稳态特性的研究鲜有提及。文献[7, 8]详细研究了 HVRT 下的定子磁链暂态全过程;文献[9]分析了广义电压故障下的 DFIG 瞬态特性;文献[11]在暂态特性分析的基础上对三相短路状态下

收稿日期: 2023-07-25

作者简介: 王艳娟(1992),女,硕士,工程师,研究方向为新能源发电,电力调度控制。

孙 潇(1995),男,本科,工程师,研究方向为电力系统保护控制,电力调度控制。

进行了研究;在[10]中给出了DFIG在对称短路下的近似瞬态电流公式,但没有分析不同电网电压下降时的瞬态电流。文献[11]对HVRT期间DFIG运行性能进行了一定的研究,但并未涉及DFIG的暂态特性分析;文献[12-13]仅对DFIG电磁暂态过程进行了理论分析,缺乏仿真验证。

在HVRT控制方面,文献[14]分别提出了采用DVR和并网逆变器实现DFIG的HVRT,但附加硬件电路在增加控制成本的同时也对DFIG造成一定的扰动。文献[15]采用灭磁控制改变的衰减速度,但不能很好地抑制电磁转矩的脉动;文献[16]采用对转子磁链测试,以此对HVRT下的转子电流和电磁转矩进行抑制;文献[17]采用正向追踪控制策略,但此时要求DFIG有相当大的母线电压才能实现DFIG的故障穿越。

针对上述不足,本篇文章依据叠加原理对DFIG的暂态特性进行了分析,DFIG的故障响应相当于在原有稳态响应的基础上增加一个电压骤升分量对DFIG的动态响应;且对转子电流进行进一步推导。实验表明,仿真结果与计算结果吻合度很高,计算值精确反映了HVRT期间的转子电流仿真值。针对传统“灭磁”控制无法对 T_e 进行有效控制,且要求对 ψ_s 进行精确测量的不足,本文提出一种电流追踪控制策略实现DFIG的HVRT。在此基础上,依据随 R_r 的增加, ξ 随之增加,且 ξ 越大,抑制DFIG振荡作用越明显,提出附加阻抗控制。DFIG联合控制策略结构简单,效果显著,克服了灭磁控制无法对 T_e 进行控制的弊端,且最小化了DFIG的脉动程度,实现了DFIG的广义故障穿越。

1 电磁暂态特性

DFIG数学模型在转子坐标系下为

$$\begin{cases} U_s = R_s I_s + p \psi_s + j\omega_r \psi_s \\ U_r = R_r I_r + p \psi_r \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} \psi_s = L_s I_s + L_m I_r \\ \psi_r = L_r I_r + L_m I_s \end{cases} \quad (2)$$

$$P_s + jQ_s = -\frac{3}{2} U_s I_s^* \quad (3)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p_n L_m \text{Im}[I_s I_r^*] \quad (4)$$

式中, U_s 、 I_s 、 ψ_s 分别为定子电压、电流、磁链矢量; U_r 、 I_r 、 ψ_r 分别为转子电压、电流、磁链矢量; R_s 、 L_s 、 R_r 、 L_r 分别为定、转子电阻和电感; L_m 为定转子间互感; ω_r 为转子旋转角速度, p 为微分算

子; T_e 为电磁转矩, p_n 为DFIG极对数。

HVRT期间,依据叠加原理,DFIG的故障响应相当于在原有稳态响应的基础上增加了一个电压骤升分量 dU_s (d 为电网电压骤升幅度)对DFIG的动态响应, dU_s 作用下的DFIG等效电路如图1所示。

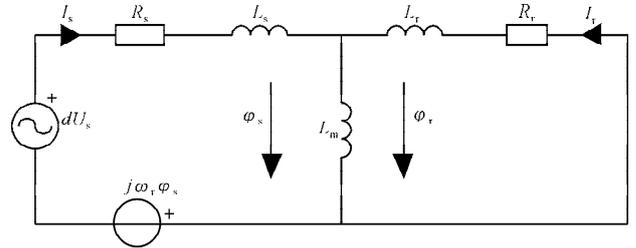


图1 dU_s 作用下DFIG的等效电路

1.1 稳态响应

DFIG稳态运行时, U 、 I 是与 ω_s 对应的正弦量,根据向量法,此时 $p\psi_s$ 和 $p\psi_r$ 为

$$p\psi_s = j\omega_s \psi_s \quad (5)$$

$$p\psi_r = j\omega_s \psi_r \quad (6)$$

此时,可得 U_s 、 U_r 方程为

$$\begin{bmatrix} U_s \\ U_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (R_s + j\omega_s L_s) & j\omega_s L_m \\ j\omega_s L_m & (R_r + j\omega_s L_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} \quad (7)$$

系数行列式 $\begin{bmatrix} (R_s + j\omega_s L_s) & j\omega_s L_m \\ j\omega_s L_m & (R_r + j\omega_s L_r) \end{bmatrix}$ 与DFIG

固有参数有关。DFIG稳态运行下, $U_s = u_s e^{j\omega_s t}$,由式(3)可知此时的 I_s 为

$$I_s^0 = \left[\frac{P + jQ}{u_s e^{j\omega_s t}} \right]^* \quad (8)$$

将式(8)代入式(7),稳态下的 U_r 为

$$U_r = u_r e^{j\omega_s t} \quad (9)$$

$$u_r = \frac{1}{jL_m} (R_r + j\omega_s L_r) \left(u_s - (R_s + jL_s) \frac{P - jQ}{u_s} \right) + j\omega_s L_m \frac{P - jQ}{u_s} \quad (10)$$

联立上式可以得出稳态运行下的 I_r :

$$I_r^0 = i_r^0 e^{j\omega_s t} \quad (11)$$

$$i_r^0 = \frac{j\omega_s L_m - (R_s + jL_s)u_r}{-\omega_s L_m^2 - (R_r + j\omega_s L_r)(R_s + jL_s)} \quad (12)$$

1.2 动态响应

依据 dU_s 作用下的DFIG等效电路可知此时DFIG的 U 、 ψ 方程为

$$\begin{cases} dU_s = R_s I_s^1 + p\psi_s^1 + j\omega_r \psi_s^1 \\ 0 = R_r I_r^1 + p\psi_r^1 \end{cases} \quad (13)$$

$$\begin{cases} \psi_s^1 = L_s I_s^1 + L_m I_r^1 \\ \psi_r^1 = L_r I_r^1 + L_m I_s^1 \end{cases} \quad (14)$$

其中, 上标 1 为 I_s 、 ψ_s 、 I_r 、 ψ_r 在 dU_s 作用下的动态响应下的分量。对上式进行 Laplace 变换:

$$\begin{cases} dU_s(s) = R_s I_s^1(s) + s\psi_s^1(s) + j\omega_r \psi_s^1(s) \\ 0 = R_r I_r^1(s) + s\psi_r^1(s) \end{cases} \quad (15)$$

$$\begin{cases} \psi_s^1(s) = L_s I_s^1(s) + L_m I_r^1(s) \\ \psi_r^1(s) = L_r I_r^1(s) + L_m I_s^1(s) \end{cases} \quad (16)$$

此时, ψ_s^1 和 I_r^1 的关系为

$$\psi_s^1(s) = L_s(s) I_r^1(s) \quad (17)$$

$$L_s(s) = L_s \left(\frac{1 + T_r'}{1 + T_r} \right) \quad (18)$$

其中, $T_r = L_r/R_r$ 为转子时间常数; $T_r' = L_r'/R_r$ 为转子暂态时间常数, $L_s(s)$ 为定子运算电感。

对 $dU_s = du_s e^{j\omega_s t}$ 进行 Laplace 变换:

$$dU_s(s) = \frac{du_s}{s - j\omega_s} \quad (19)$$

由此可知 dU_s 作用下的 I_r 为:

$$I_r^1(s) = \frac{s}{(s - j\omega_s)(s + j\omega_r + 1/T_r')(s + 1/T_r')} \frac{L_m du_s}{L_s L_r'} \quad (20)$$

由于 $T_s' = L_s'/R_s = L_s(s)/R_s$ 成立, 对上式进行 Laplac 逆变换, I_r^1 为

$$I_r^1 = I_{r1}^1 e^{j\omega_s t} + I_{r2}^1 e^{-(j\omega_r + 1/T_r')t} + I_{r3}^1 e^{-t/T_r'} \quad (21)$$

$$I_{r1}^1 = -\frac{\omega_s T_r' L_m du_s}{1 + j\omega_s T_r' L_s L_r'} \quad (22)$$

$$I_{r2}^1 = -j \frac{L_m du_s}{L_s L_r'} \quad (23)$$

$$I_{r3}^1 = \frac{j L_m du_s}{1 + j\omega_s T_r' L_s L_r'} \quad (24)$$

2 电流追踪控制

2.1 转子电流

依据叠加原理, DFIG 的故障响应相当于在原有稳态响应的基础上增加了一个电压骤升分量对 DFIG 的动态响应, 同理, HVRT 期间, I_r 相当于在稳态电流分量的基础上叠加一个电压骤升分量对 I_r 的影响。因此, HVRT 时的 I_r 为

$$I_r = I_r^0 + I_r^1 \quad (25)$$

$$I_r = (I_r^0 + I_{r1}^1) e^{j\omega_s t} + I_{r2}^1 e^{-j(\omega_r + 1/T_r')t} + I_{r3}^1 e^{-t/T_r'} \quad (26)$$

为验证其准确性, 比较了电压分别骤升至 1.05pu、1.1pu、1.15pu、1.2pu、1.25pu、1.3pu 下的 I_r 仿真值与理论推导的式(26) I_r 计算值结果, 如

图 2 所示。

由图 2 可知, 理论推导出的式(26) I_r 与仿真结果大致相同, 基本吻合。为了更加精确的反映仿真结果和计算结果的误差, 表 1 给出了 I_r 的峰值及误差比较。

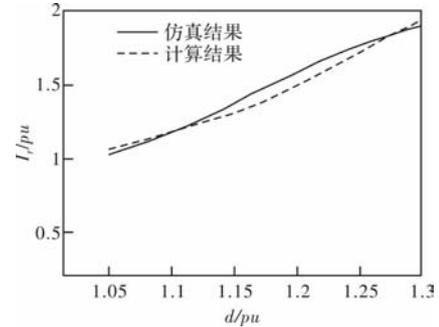


图 2 仿真和计算结果比较

表 1 I_r 的峰值及误差比较

骤升幅度/pu	1.05	1.1	1.15	1.2	1.25	1.3
计算值/pu	1.09	1.22	1.28	1.48	1.70	1.85
仿真值/pu	1.07	1.21	1.32	1.53	1.73	1.82
相对误差	1.8%	0.8%	3.0%	3.2%	1.73	1.6%

计算值与仿真值的最大误差仅 3.2%, 计算值高精度的反映了 HVRT 期间的 I_r , 验证了暂态分析及理论推导的准确性。

2.2 转子追踪控制

传统“灭磁”控制无法对 T_e 进行有效控制, 且要求对 ψ_s 进行精确测量, 鉴于上述控制的不足, 本文提出一种电流追踪控制策略实现 DFIG 的 HVRT。

若电网电压升高时, 将 I_s 乘以一个追踪系数 $-k$ 作为 HVRT 过程中 I_r 的参考值, 即:

$$I_r^* = -k I_s \quad (27)$$

电流追踪控制策略结构简单, 仅改变了 HVRT 期间 I_r 的参考值, 且效果显著, 克服了灭磁控制无法对 T_e 进行控制的弊端, 且最小化了 DFIG 的脉动程度, 较传统“灭磁”控制更容易实现。

电流追踪控制策略如图 3 所示。稳态运行时, I_r 的参考值 i_{dr}^* 、 i_{qr}^* 由功率外环产生; HVRT 时, I_r 的参考值为 $-k$ 倍的 $-ki_{ds}$ 、 $-ki_{qs}$ 。

将式 (27) 代入式 (2) 得 ψ_s 与 I_s 间的关系为

$$I_s = \psi_s / (L_s - kL_m) \quad (28)$$

由式(1)和式(28)可知, HVRT 时, ψ_s 的 $\tau_s = L_s/R_s$ 变为 $\tau_s' = (L_s - kL_m)/R_s$, 电流追踪控制策略下 ψ_s 衰减时间常数显著减小, 加快了暂态直流磁链的衰减速度。若 $k = L_s/L_m$, 则 $\tau_s' = 0$, 为临界电流追踪系数。

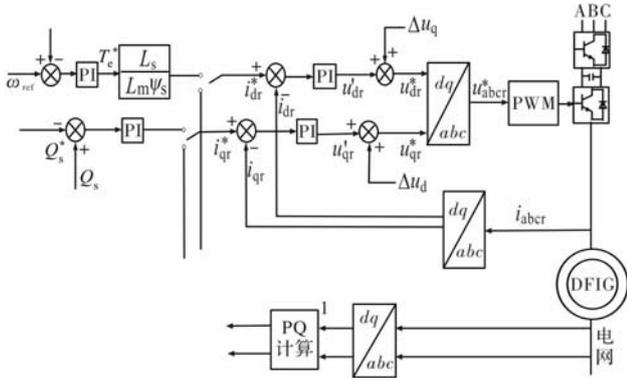


图3 反向电流追踪控制策略

I_s 、 I_r 表示的 T_e [22] 为

$$T_e = 1.5p_n L_m \text{Im}[I_s^* \hat{I}_r] = 1.5p_n L_m (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) \quad (29)$$

将式(27)代入式(29):

$$T_e = 1.5p_n L_m \text{Im}[-kI_s \hat{I}_s] = 0 \quad (30)$$

可以看出, 电流追踪控制下, $T_e = 0$, HVRT 最小化了对 DFIG 的冲击, 减轻了扭转应力的脉动。

3 附加阻抗控制

3.1 DFIG 稳定性分析

以 DFIG 的 ψ_s 作为状态变量, I_r 和 U_s 作为输入量, 其方程为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega_1 \\ \omega_1 & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \end{bmatrix} + \frac{L_m R_s}{L_s} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ U_s \end{bmatrix} \quad (31)$$

由式(31)经变化可得转子侧的特征方程为

$$\lambda^2 + R_r \left(\frac{1+\sigma}{\sigma L_r} \right) \lambda + \frac{R_r^2}{\sigma L_r^2} + \omega_s^2 = 0 \quad (32)$$

其中, $\sigma = 1 - L_m^2 / (L_r L_s)$ 由特征方程可得式(32)的衰减谐振频率 ξ 为

$$\xi = R_r \left(\frac{1+\sigma}{\sigma L_r} \right) \frac{1}{2 \sqrt{\frac{R_r^2}{\sigma L_r^2} + \omega_s^2}} \quad (33)$$

HVRT 故障造成 DFIG 的 I_r 升高, 当 $I_r > 1.2 \text{ pu}$ 时, I_r 超过其安全限值, 造成 HVRT 失败。但由式(34)可知: 随 R_r 的增加, DFIG 转子侧 ξ 随之增加; ξ 越大, 抑制 DFIG 的振荡作用越明显。因此, 在 HVRT 故障过程中可增大转子侧阻抗来改善 DFIG 的振荡过程。

3.2 附加阻抗控制策略

HVRT 故障过程中, 在 DFIG 转子侧附加阻抗可

抑制故障下的 T_e 振荡幅度, 加快直流分量的衰减速度, 减弱 HVRT 对系统的冲击。

表 2 给出了 DFIG 分别在 $s = -0.2$ 和 $s = 0.2$ 状态下运行, U_s 骤升幅度分别为 $d = 0.1 \text{ pu}$, $d = 0.2 \text{ pu}$, $d = 0.3 \text{ pu}$ 时, U_r 峰值。

表 2 不同 s 下 U_r 峰值

骤升幅度/ d	0	0.1	0.2	0.3
$s = -0.2$	401	915	1001	1084
$s = 0.2$	434	1138	1191	1344

由表 2 可以看出, HVRT 期间, 转子电压峰值大于转子侧换流器(RSC)所承受的安全限值, 造成 HVRT 失败。因此, 在 RSC 加入附加阻抗, 如图 4 所示。

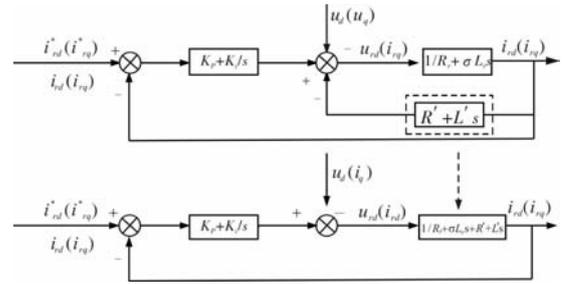


图4 附加阻抗控制

其中, 随 K_p 、 K_i 分别为 I_r 内环的比例、积分常数。在 I_{rd} 、 I_{rq} 中加入附加阻抗 $R' + sL'$, 经 PI 调节后的电压值作为 U_{rd} 、 U_{rq} 的叠加分量, 以此加快直流分量的衰减。

由图 4 可知, RSC 采取附加阻抗控制后的 $G(s)$ 为

$$G(s) = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \frac{\frac{1}{R_r} + \sigma L_r s}{1 + \frac{R' + L' s}{R_r + \sigma L_r s}} = \frac{K_p + \frac{K_i}{s}}{R_r + \sigma L_r s + R' + L' s} \quad (34)$$

4 仿真分析

在 Matlab/Simulink 平台上搭建 DFIG 仿真模型如图 5 所示。

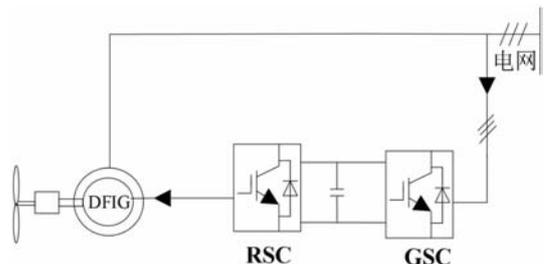


图5 DFIG 仿真模型

其中 DFIG 参为：额定功率为 1.5 MW，额定频率为 50 Hz，极对数为 3，定子额定线电压为 575 V，直流母线额定电压为 1200 V，转速为 1.2 pu，且由于 DFIG 转动惯量较大，机电时间常数远远大于电磁时间常数，因此在故障过程中认为 DFIG 转速恒定。

4.1 电流追踪控制仿真分析

$t = 1.5$ s 时，电压对称升高至 1.3 pu， $t_1 = 1.6$ s 时，故障恢复，图 6 给出了电流追踪控制策略 ($k = 1.059$) 和传统控制下的 ψ_{sd} 、 ψ_{sq} 、 T_e 波形对比。

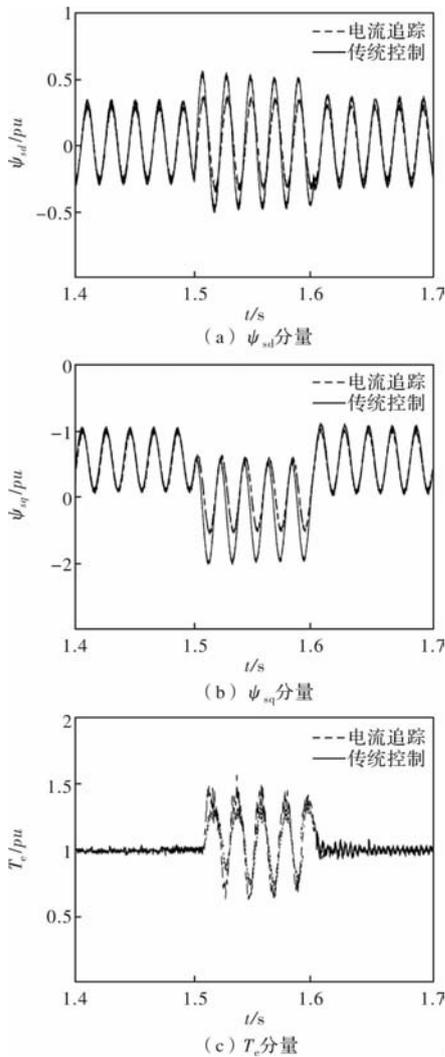


图 6 DFIG 瞬态响应波形

传统控制策略下， ψ_{sd} 、 ψ_{sq} 、 T_e 的峰值分别达到 0.6pu、-2pu 和 1.7pu，而在电流追踪控制策略下， ψ_{sd} 、 ψ_{sq} 、 T_e 的峰值仅为 0.4pu、-1.2pu 和 1.45pu。电流追踪控制抑制了 ψ_{sd} 、 ψ_{sq} 的冲击幅值，加快了 ψ_e 的衰减速度，有利于 DFIG 的 HVRT 恢复。此外，由 T_e 的波形及数据对比可以看出， T_e 的振荡峰值明显减小，且 HVRT 期间的过渡过程更加平滑，对 DFIG 的冲击程度显著降低，延长转轴寿命。

图 7 给出了电流追踪控制和传统控制下， $t = 1.5$ s 时，DFIG 的 B、C 两相电压不对称上升到 1.3 pu， $t_1 = 1.6$ s 时，故障结束时的 ψ_{sd} 、 ψ_{sq} 、 T_e 瞬态响应波形对比。

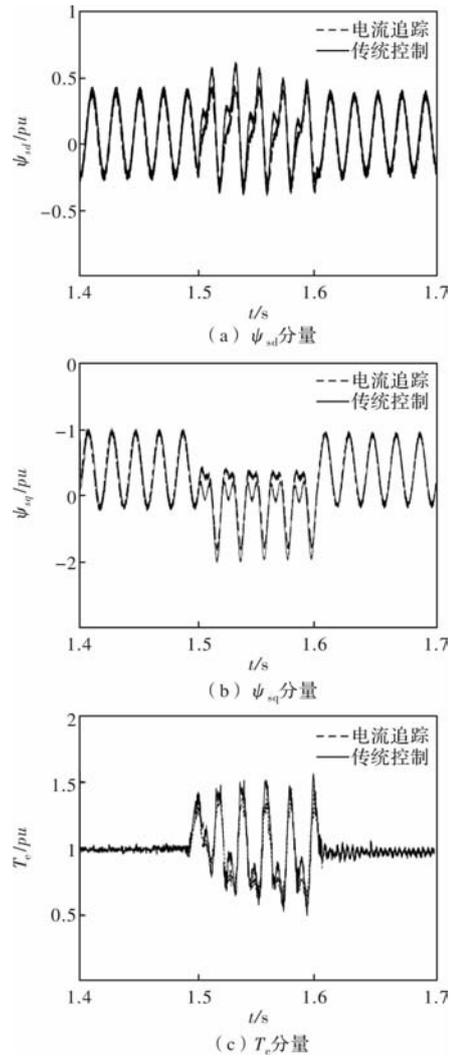


图 7 B、C 相骤升时 DFIG 瞬态响应波形

可以看出，电流控制优化了 B、C 两相电压不对称骤升的瞬态响应， ψ_{sd} 、 ψ_{sq} 、 T_e 的峰值得到抑制。此外，对比表 1 和表 2 可知，B、C 两相电压不对称骤升故障较电压对称骤升故障对 DFIG 的冲击更大。

4.2 附加阻抗控制策略

若 HVRT 故障在 $t = 2$ s 时发生 ($d = 0.3$ pu)，故在 $t = 12$ s 时结束，图 8 给出了 DFIG 在附加阻抗控制和传统控制策略下的瞬态响应对比波形。

可以看出，传统控制策略下 I_r 、 U_{dc} 、 T_e 的峰值分别达到 2.45pu、1.28pu、2.9pu，出现了 I_r 和 U_{dc} 超过 DFIG 安全限制的情况，即 $I_r > 2pu$ 、 $U_{dc} > 1.2pu$ ，造成 DFIG 的 HVRT 失败；附加阻抗控制策

略下 I_r 、 U_{dc} 、 T_e 的峰值仅为 1.86pu、1.17pu、2.0pu, 此时 $I_r < 2pu$ 、 $U_{dc} < 1.2pu$, 不仅未出现 I_r 和 U_{dc} 越限的情况, 而且在附加阻抗控制下抑制 DFIG 的 T_e 振荡, 其动态过渡过程更加平稳, 减少了稳定运行的恢复时间, 提高了 DFIG 的瞬态性能。

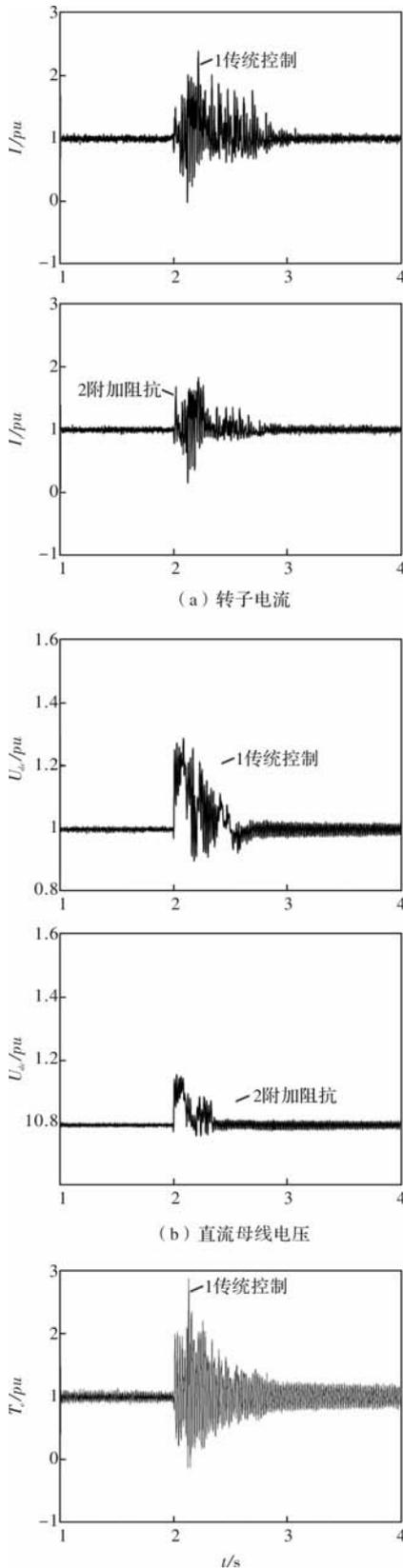


图 8 DFIG 瞬态响应

5 结 语

本篇文章以 DFIG 暂态特性分析为基础, 依据叠加原理推导了 HVRT 期间的转子电流; 针对“灭磁”控制的不足, 提出一种电流追踪控制策略; 且在此基础上给出 DFIG 的附加阻抗控制。得出结论如下:

(1) HVRT 期间, DFIG 的故障响应相当于在原有稳态响应的基础上增加了一个电压骤升分量 dU_s 对 DFIG 的动态响应; 且随 R_r 的增加, DFIG 转子侧 ξ 随之增加, 且 ξ 越大, 抑制 DFIG 振荡作用越明显;

(2) 依据叠加原理对 I_r 表达式进行理论推导; 实验表明, 仿真结果与计算结果保持高度一致性, 计算值精确反映了 HVRT 期间 I_r 的仿真值。

(3) 电流追踪控制策略结构简单, 效果显著, 克服了灭磁控制无法对 T_e 进行控制的弊端, 且最小化了 DFIG 的脉动程度。

(4) 附加阻抗抑制了故障期间 T_e 的振荡幅度, 加快了直流分量的衰减, 减弱了 HVRT 故障对系统的冲击。

参考文献

- [1] 贺益康, 胡家兵. 双馈异步风力发电机并网运行中的几个热点问题[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(27): 1-15.
- [2] Zhan C, Barker C D. Fault Ride-through Capability Investigation of a Doubly-fed Induction Generator with an Additional Series-connected Voltage Source Converter[C]. Proceedings of the 8th IEE International Conference on AC and DC Power Transmission, 2006: 79-84.
- [3] 徐玉琴, 曹璐璐. 双馈感应风力发电机暂态特性分析及 Crowbar 阻值优化[J]. 电工技术学报, 2017, 32(4): 93-100.
- [4] Janos Rajda, Anthony William Galbraith, Colin David Schauder. Device, System and Method for Providing a Low-voltage Fault Ride-through for a Wind Generator Farm: United States, US 2006/0267560 A1[P]. 2006.
- [5] BASSO T S, DEBLASIO R D. P1547-series of Standards for Inter-

connection [C]. Proceedings of 2003 IEEE PES Transmission and Distribution Conference and Exposition, 2003, 2: 7-72.

[6] Zhang Xing, Qu Tingyu, Xie Zhen. Dynamic Analysis of Doubly Fed Induction Generator During Symmetrical Voltage Swells [C]. Mechanic Automation and Control Engineering, Inner Mongolia, China: IEEE, 2011: 1245-1248.

[7] 孙丽玲, 王艳娟. 电网电压不对称骤升时双馈风力发电机定子磁链暂态全过程及控制策略研究[J]. 高电压技术, 2019, 45(7): 2160-2166.

[8] 翟佳俊, 张步涵, 谢光龙, 等. 基于撬棒保护的双馈风电机组三相对称短路电流特性[J]. 电力系统自动化, 2013, 37(3): 18-23.

[9] 张学广, 徐殿国, 李伟伟. 双馈风力发电机三相短路电流分析[J]. 电机与控制学报, 2008, 12(5): 493-497.

[10] MORREN J, DE HAAN S W H. Short Circuit Current of Wind Turbines with Doubly Fed Induction Generator[J]. IEEE Trans on Energy Conversion, 2007, 22(1): 174-180.

[11] 李俊杰, 蒋昆, 刘国平, 等. 采用串联网侧变换器的双馈风电系统高电压穿越控制策略[J]. 电网技术, 2014, 38(11): 3037-3044.

[12] 谢震, 张兴, 杨淑英, 等. 电网电压不对称骤升下双馈风力发电机改进控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(15): 109-118.

[13] 姚俊, 郭利莎, 曾欣, 等. 采用串联网侧变换器的双馈风电系统不对称高电压穿越控制研究[J]. 电网技术, 2016, 40(7): 2067-2074.

[14] 郑重, 耿华, 杨耕, 等. 新能源发电系统并网逆变器的高电压穿越控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2013, 35(6): 1463-1472.

[15] 周临原, 刘进军, 周思展. 对称电网故障下双馈式风力发电系统去磁控制[J]. 电网技术, 2014, 38(12): 3424-3430.

[16] XIAO S, YANG G, ZHOU H L, et al. An ALVRT Control Strategy Based on Flux Linkage Tracking for DFIG-based WECS[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 60(7): 2820-2832.

(上接第 46 页)

参考文献

[1] Madonna V, Giangrande P, Galea M. Electrical Power Generation in Aircraft: Review, Challenges, and Opportunities [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2018, 4(3): 646-659.

[2] 张敬, 李颖晖, 朱喜华, 等. 三级式发电机整流管组件故障特征提取[J]. 微电机, 2011, 44(7): 92~96.

[3] 刘念, 谢驰, 王涛, 等. 基于免疫算法的无刷励磁发电机整流管组件故障诊断[J]. 电力自动化设备, 2007, 27(5): 32-35.

[4] 刘为群, 吴龙, 牟伟. 多相无刷励磁系统整流管组件故障检测新方法[J]. 大电机技术, 2010(2): 61~65.

[5] 张超, 夏立. 基于谐波分析的整流管组件故障检测[J]. 电机与控制应用, 2008, 35(11): 51-54.

[6] Liu JY, Gao K, Liu PF. Design and Application for Fault Monitoring Circuit of Rotating Rectifier in Aviation Brushless AC Generator [C]. Guidance, Navigation and Control Conference, 2014: 1235~1239.

[7] 秦海鸿, 严仰光. 多电机的电气系统[M]. 北京航空航天大学出版社, 2015: 80-81.

[8] 孙垒. 基于 BP 神经网络的模拟电路故障诊断系统的 FPGA 设计与实现[D]. 南京: 南京理工大学, 2009: 25-40.

[9] Salah M, Bacha K, Chaari A., et al. Brushless Three-Phase Synchronous Generator under Rotating Diode Failure Conditions [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2014, 29(3): 594-601.

[10] 王新君, 巫庆辉, 申庆欢. 基于 DSP 的 PMSM 矢量控制的优化设计与实现[J]. 微特电机, 2016, 44(3): 62-64.

《微电机》(月刊)

全年 12 期, 读者可到当地邮局订阅, 本刊亦可破订、零购。

欢迎投稿! 欢迎订阅! 欢迎刊登广告!

国内刊号: CN61-1126/TM

邮 箱: micromotors@vip.sina.com

地 址: 高新区上林苑四路 36 号(710117)

邮发代号: 52-92

订价: 8 元/期

年价: 96 元/年

编辑部邮购(含快递费): 300 元/年

国际刊号: ISSN 1001-6848

电话: 029-84276641

开绕组永磁同步电机最小铜耗控制策略研究

周旋, 汪小娜、沈昊旻
(海军工程大学, 武汉 430033)

摘要: 开绕组永磁同步电机由两组逆变器驱动, 具有大功率、大扭矩的特点, 应用于电动汽车。由于能耗对电动汽车极其重要, 因此对降低开绕组永磁同步电机铜耗进行了研究, 提出基于该系统的变解耦角度调制策略。该策略以两组逆变器输出电压矢量之间的夹角(解耦角)为控制变量, 利用树种优化算法根据电机不同负载状态选择最佳解耦角, 以减少开绕组永磁同步电机铜耗。通过仿真验证, 在轻载工况下, 可减少 25% 的铜耗, 证明了该策略的优越性, 为控制电动汽车运行损耗提供了理论支撑。

关键词: 开绕组永磁同步电机; 解耦角; 树种优化算法; 铜耗

中图分类号: TM351; TM341; TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2024)03-0059-06

Research on Minimum Copper Loss Control Strategy for Open Winding Permanent Magnet Synchronous Motor

ZHOU Xuan¹, WANG Xiaona², SHEN Haomin³

(School of Electrical Engineering, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China)

Abstract: The open winding permanent magnet synchronous motor is driven by two sets of inverters and has the characteristics of high power and torque, which is applied to electric vehicles. Due to the extremely important energy consumption for electric vehicles, research has been conducted on reducing the copper consumption of open-winding permanent magnet synchronous motors, and a changeable decoupling angle modulation strategy based on this system has been proposed. It took the angle (decoupling angle) between the output voltage vectors of two sets of inverters as the control variable, and used tree-seed optimization algorithm to select the optimal decoupling angle based on different load states of the motor, so as to reduce the copper loss of the open winding permanent magnet synchronous motor. Through simulation verification, under light load conditions, the copper consumption can be reduced by 25%, proving the superiority of this strategy and providing theoretical support for controlling the operating losses of electric vehicles.

Key words: open winding permanent magnet synchronous motor; decoupling angle; tree species optimization algorithm; copper consumption

0 引言

近年来, 新能源汽车由于能够有效缓解传统内燃机汽车造成的环境污染和能源短缺问题而被广大学者深入研究。但由于高功率额定开关器件的耐压性有限, 一些大功率电机驱动系统无法由单组逆变器驱动且高功率开关器件成本非常高, 导致其无法应用于商业化生产^[1]。目前已有学者研制使用低功率电力器件和低电压来驱动电动汽车大功率电

机, 即使用开绕组电机(OW-PMSM)^[2-5], 使用双电源两组逆变器驱动电动机, 保证了低功率器件的使用, 同时实现了大功率电动机平稳运行。与传统电机驱动系统相比, OW-PMSM 控制系统是两组逆变器驱动, 输出波形更为平滑, 输出功率更大, 有一定容错能力等优点^[6]。对于电动汽车而言, 最关注的就是汽车续航能力, 而电机损耗就是其中要影响因素之一。由于电动汽车空间不大, 其装备电池组数量并不多, 若电机损耗过大, 则电动汽车续航

收稿日期: 2023-09-27

作者简介: 周旋(2000), 男, 硕士, 研究方向为电机控制。

汪小娜(1976), 女, 博士, 副教授, 研究方向为电气技术。

沈昊旻(1998), 女, 硕士, 研究方向为电气技术。

里程会急剧降低。而高速永磁电机定子绕组电流频率较高，带来明显的趋肤效应和邻近效应，引起较为严重的交流铜耗，使绕组局部温度过高，破坏绕组绝缘，危害电机安全运行^[7-8]。因此研究 OW-PMSM 最小铜耗控制策略十分必要，且目前相关文献较少。

参考文献[9]详细阐述了双电源双逆变电机驱动系统的基本工作原理，该系统采用传统的驱动策略来驱动 OW-PMSM，即逆变器 1 和逆变器 2 的输出电压矢量相等，解耦角度固定为 180° 不变。然而，传统的驱动策略可能会导致不必要的能量损失，电能将以热的形式耗散。文献[10-11]通过优化电动汽车电池组来扩大电池容量以保证续航里程，但优化容量有限，不足以抵消电机铜耗。文献[12]中，H. Matsumori 等人，提出了通过在不同工况下改变不同调制策略，即使用 MCPWM + MCPWM 调制策略优化铜耗，将整体效率提升了 6%，但这种方法计算复杂、计算量大且增大了输出转矩脉动。基于此，本文提出了一种变解耦角铜耗优化策略，即实时调整合成电压矢量夹角的大小，合理分配不同工况下的电压电流，以优化电机铜耗。

优化问题是各行业的热门话题，其主要目的是解决大型工程问题。随着科学技术的发展以及问题计算系统的庞大，传统的精确求解方法存在明显缺陷，无法在合理的时间内处理大规模问题。近年来，有学者通过观察自然界的习性，总结除了许多规律，进行了深入地研究。例如，粒子群优化(TSA)是由 Kennedy 等人根据鸟类的觅食行为开发的^[13]；受日常退火过程的启发，Kirkpatrick 等人研究出了模拟退火算法(SAA)^[14]，等等。对于优化工程设计问题，这些算法可以取得很好的效果，但它们解决的问题大多是几个经典的老问题，类型较少，相对简单，最优解的质量和有效性还有进一步提高的空间。树种算法(TSA)是由 Kiran 在 2015 年为解决连续优化问题所提出，灵感来自于树和种子之间的关系^[15]。在繁殖过程中，树木会产生一个或多个种子，长成新的树木，不断地迭代更新，直至找到最优。TSA 算法具有参数可调性小、易于实现、优化能力强、搜索精度更高，鲁棒性更强等优点。它在求解数值优化问题时可以获得更精确的结果，具有良好的应用潜力。近年来，它已成为进化计算领域的重要算法和研究热点之一^[16]。

因此，本文将 TSA 算法应用于寻找最优解耦角以降低 OW-PMSM 铜耗，即利用树种算法易于实现

且精准度高的特点寻找最合适解耦角，使 OW-PMSM 的铜耗最小化。

1 OW-PMSM 系统架构

1.1 OW-PMSM 数学模型

OW-PMSM 的数学模型如图 1 所示，由两个隔离电源供电，其中 $V_{dc1} = V_{dc2}$ 。

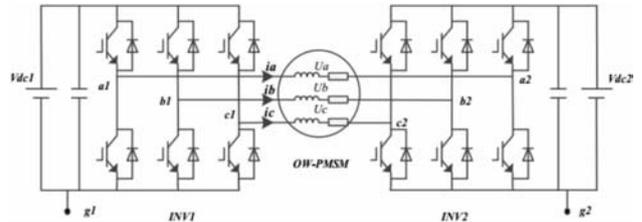


图 1 具有隔离电源的 OW-PMSM 系统

在该系统中，每个逆变器可以提供 8 种电压矢量，故 OW-PMSM 可有 64 种电压矢量，去除冗余项后，剩下 19 个不同的电压矢量。OW-PMSM 矢量分布图如图 2 所示。

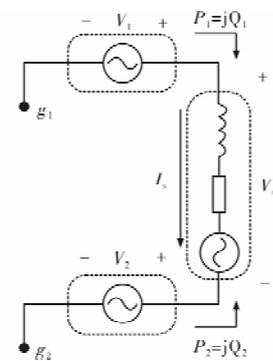


图 2 OW-PMSM 系统的空间电压矢量分布

OW-PMSM 单相等效电路如图 3 所示，由于 OW-PMSM 只是在普通永磁同步电机基础之上增加了一组逆变器，因此其数学模型与传统 PMSM 基本一致，OW-PMSM 系统在 $d-q$ 参考系中的电压和定子磁链方程表示为

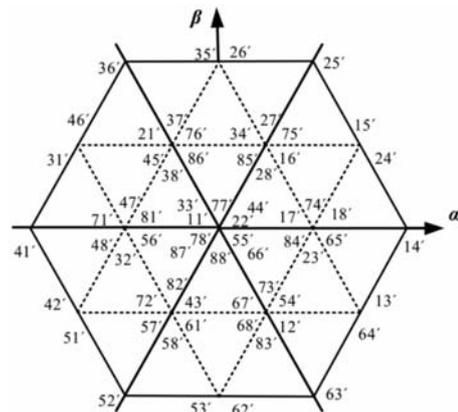


图 3 OW-PMSM 单相等效电路

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega_e \psi_q \\ u_q = Ri_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega_e \psi_d \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + \psi_f \\ \psi_q = L_q i_q \\ \psi_s = \sqrt{\psi_d^2 + \psi_q^2} \end{cases} \quad (2)$$

式中, R 为定子电阻; u_{dq} 为 $d-q$ 轴定子电压; i_{dq} 为 $d-q$ 轴定子电流; ψ_{dq} 为 $d-q$ 轴磁链; L_{dq} 为 $d-q$ 轴电感; ψ_f 是永磁体产生的磁链; ω_e 是电角速度。

转矩表达式如式(3)所示。

$$T_e = \frac{3}{2} p_n i_q [\psi_f + (L_d - L_q) i_d] \quad (3)$$

1.2 OW-PMSM 矢量合成原理

在 $d-q$ 坐标系中, 设 OW-PMSM 以机械角速度为 ω_m 逆时针旋转, 逆变器 1 中的电压矢量设为矢量 u_{ref1} , 逆变器 2 中的电压矢量设为矢量 u_{ref2} , α 为 u_{ref1} 与参考 d 轴夹角, γ 为两矢量间夹角即解耦角。OW-PMSM 矢量合成图如图 4 所示, 如图可定义出 OW-PMSM 矢量间关系, 如式(4)所示。

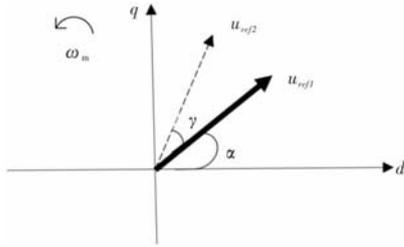


图 4 OW-PMSM 矢量合成图

$$\begin{cases} |u_{ref1}| = \sqrt{u_{d1}^2 + u_{q1}^2} \\ |u_{ref2}| = \sqrt{u_{d2}^2 + u_{q2}^2} \\ \alpha = \arctan \frac{u_{q1}}{u_{d1}} \end{cases} \quad (4)$$

其中, u_{d1} 和 u_{q1} 分别表示逆变器 1 输出的 $d-q$ 轴分量, u_{d2} 和 u_{q2} 分别表示逆变器 2 输出的 $d-q$ 轴分量。 $|u_{ref1}|$ 、 $|u_{ref2}|$ 分别是两组逆变器输出电压矢量模长。由此可结合图 4 与式(4)推导出 OW-PMSM 在 $d-q$ 轴分量大小:

$$\begin{cases} u_d = u_{ref1} \cos \alpha - u_{ref2} \cos(\alpha + \gamma) \\ u_q = u_{ref1} \sin \alpha - u_{ref2} \sin(\alpha + \gamma) \end{cases} \quad (5)$$

本节给出了 OW-PMSM 隔离母线型拓扑结构示意图、电机电压方程、磁链方程与转矩方程, 建立起 OW-PMSM 数学模型。并给出了以解耦角表示的 OW-PMSM 在 $d-q$ 轴分量。

2 基于 TSA 的最小铜耗控制策略

2.1 基于解耦角的 OW-PMSM 铜耗计算

电机铜耗计算为电机运行时电流通过电机线圈产生的电阻热, 其是导致电机线圈发热和能量损耗重要因素。据此, 可以通过等效定子电阻发热计算 OW-PMSM 的稳态时的铜耗, 如式(6)所示。

$$P_{Cu_Loss} = (i_d^2 + i_q^2) R_s \quad (6)$$

其中, P_{cu_loss} 为 OW-PMSM 铜耗。

根据式(1)与式(2), OW-PMSM 稳态运行时, 电压方程可改写为

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d - \omega_e L_q i_q \\ u_q = R_s i_q + \omega_e (L_d i_d + \psi_f) \end{cases} \quad (7)$$

但当讨论电机高速运行时, 定子电阻压降远小于电感上的压降, 可忽略不计, 可以得到 $i_{d,q}$ 表达式:

$$\begin{cases} i_d = \frac{u_q - \omega_e \psi_f}{\omega_e L_d} \\ i_q = \frac{-u_d}{\omega_e L_q} \end{cases} \quad (8)$$

结合式(5)、式(6)、式(7)与式(8), 由于矢量 u_{ref1} 和矢量 u_{ref2} 是角度不同, 而模长相同。为了便于分析计算, 将电压矢量模长统一设为 U , 且令 α 为 0, 即分析电压矢量 u_{ref1} 与 d 轴重合的情况, 可得铜耗 P_{Cu_Loss} 关于解耦角 γ 的数学表达式:

$$P_{Cu_loss} = R \left[\left(\frac{-U \sin \gamma - \omega_e \psi_f}{\omega_e L_d} \right)^2 + \left(\frac{-U + U \cos \gamma}{\omega_e L_q} \right)^2 \right] \quad (9)$$

综合上述数学表达式可以看出, 改变 OW-PMSM 运行过程中的解耦角 γ 会直接影响电机的铜耗大小。基于此, 寻找不同工况下的最优解耦角度是降低铜耗的一项必要的任务。

2.2 基于 TSA 的最优解耦角算法

TSA 是一个基于群体的, 受树和种子之间的关系启发, 研究出的算法。定义搜索空间就是树的位置, 而树与树种的位置都是所求问题的一个解, 不断搜索和更新迭代, 直至寻到最优。其具体操作如下。首先创建一棵树, 如式(10)所示。

$$T_{i,j} = Low_j + r_{i,j} (High_j - Low_j) \quad (10)$$

其中, $T_{i,j}$ 为树木的位置, Low_j 为搜索空间的下界; $High_j$ 搜索空间的上界; $r_{i,j}$ 为 $[0, 1]$ 范围内的随机数。通过式(10)随机创建树木中, 长出的种子良莠不齐, 因此通过式(10)挑选最好的树, 优胜劣汰。

$$B = \min \{f(T_{i,j})\}, i = 1, 2, \dots, N \quad (11)$$

其中, B 即为找到的最优的树。

挑选出最优的树后, 该树会结出新的树种。为了使得结果更精细, 更加有利于算法的收敛, 提出了式(12)的挑选机制; 但又不能使算法陷入局部最优, 即提出了如式(13)所示的全局搜索机制。两种机制来产生新树种。

$$S_{i,j} = T_{i,j} + \alpha_{i,j}(B_j - T_{r,j}) \quad (12)$$

$$S_{i,j} = T_{i,j} + \alpha_{i,j}(T_{i,j} - T_{r,j}) \quad (13)$$

其中, $S_{i,j}$ 为第 i 棵树上结出的第 i 颗种子的第 j 个元素, $T_{i,j}$ 是第 i 棵树上的第 j 个元素, 是当前位置最优树的第 j 个元素, $\alpha_{i,j}$ 为步长因子, 该数是 $[-1, 1]$ 上的随机数。

TSA 优化算法流程为

步骤 1: 初始化种群规模、维度等参数;

步骤 2: 在搜索空间随机初始化树的位置;

步骤 3: 产生种子, 初始化种子数, 判断随机数 rand 与进化方式概率 ST 是否满足 $\text{rand} < \text{ST}$?

步骤 4: 评估种子, 上述判断式若是, 通过式(12)产生种子; 若否, 通过式(13)产生种子; 如此循环步骤 3 与步骤 4, 直至最后一棵树产生种子;

步骤 5: 更新种群;

步骤 6: 当达到终止条件, 输出最优解。

在基于寻找最优解耦角以降低铜耗时, 适应度函数为式(9)所示的铜耗表达式。通过 TSA 算法迭代更新寻优解耦角, 即可找到不同工况下的电机最小铜耗。

3 仿真分析

为了验证本文提出的基于 TSA 优化解耦角以降低铜耗的控制策略, 在 Matlab/Simulink 平台上进行了仿真验证。仿真在轻载和重载两种工况下进行, 恒速为 3000 r/min, 同时引入传统驱动策略, 比较两者稳态运行时的电机铜耗。电机参数如表 1 所示。

表 1 OW-PMSM 参数

参数	参数值
定子电阻 R/Ω	0.98
直轴电感 L_d/mH	8.5
交轴电感 L_q/mH	12
粘性摩擦系数 $B/(N \cdot m \cdot s)$	10^{-6}
极对数 p	4
直流母线电压 U_{dc}/V	311
永磁体磁链 ψ_f/Wb	0.182

以电机铜耗为 TSA 的最终目标。在 Matlab 中编

写了基于 TSA 算法寻找最优解耦角度的方法。设置 TSA 算法的初始参数如表 2 所示。

表 2 TSA 算法参数

参数	参数值
迭代次数 G_m	100
种群数量 N_p	50
搜索空间最低值 X_{\min}	$\Pi/3$
搜索空间最高值 X_{\max}	$5\Pi/3$
搜索最低速度 V_{\min}	-2
搜索最高速度 V_{\max}	2

轻载条件下, 负载为 1 Nm, 将此时的负载参数带入电机模型, 基于 TSA 算法进行优化迭代。根据最终的结果表明, 此时最优解耦角度为 218.99° , 取为 219° 。将解耦角度输入 Simulink 仿真模型, 与解耦角度为 180° 的传统控制策略进行铜耗对比。仿真时长 1 s, 在 0.5 s 进行解耦角的切换, 即从 180° 切换至 219° , 输出转速 (r/min) 与扭矩 (Nm) 分别如图 5(a) 与图 5(b) 所示。仿真结果表明, 基于 TSA 变解耦角优化策略算法的电机运行正常, 输出转速转矩稳定, 证明了该方法的有效性。

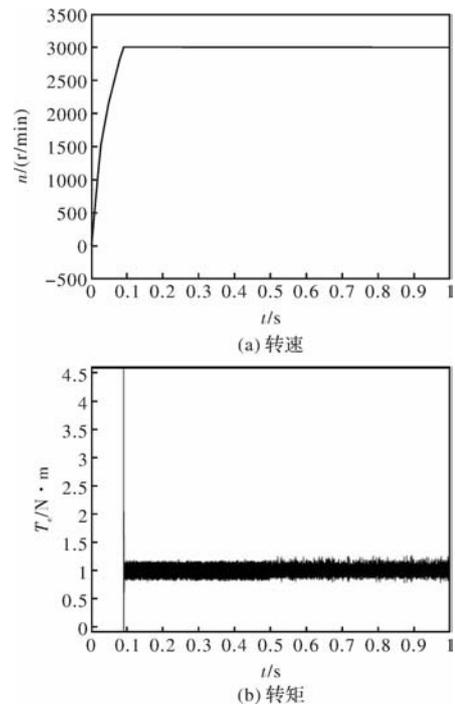


图 5 负载为 1 Nm 时 OW-PMSM 输出转速转矩图

负载为 1 Nm 铜耗曲线如图 6 所示。解耦角度为 180° 时, 电机铜耗约为 20 W。相比 219° 的解耦角, 电机铜耗约为 15 W。可以得出, 基于 TSA 优化算法的驱动策略相比传统驱动策略减少了 5 W 的铜耗, 优化了 25%。

重载工况下, 负载为 5 Nm, 将此时的负载参数

带入电机模型，基于 TSA 算法进行优化迭代。根据最终的结果表明，此时最优解耦角度为 210.03° ，取为 210° 。将解耦角度输入 Simulink 仿真模型，与解耦角度为 180° 的传统控制策略进行铜耗对比。仿真时长 1 s，在 0.5 s 进行解耦角的切换，即从 180° 切换至 210° ，输出转速 (n/r/min) 与扭矩 ($N \cdot m$) 分别如图 7(a) 与 7(b) 所示。仿真结果表明，基于 TSA 变解耦角优化策略算法的电机运行正常，输出转速转矩稳定，证明了该方法的有效性。

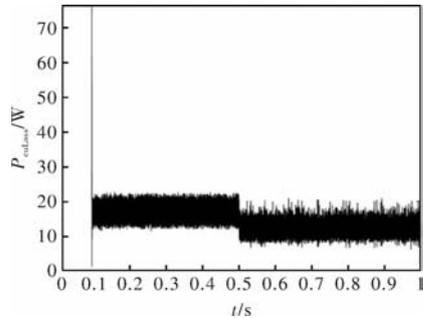
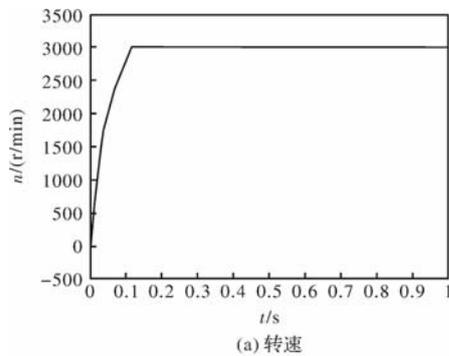
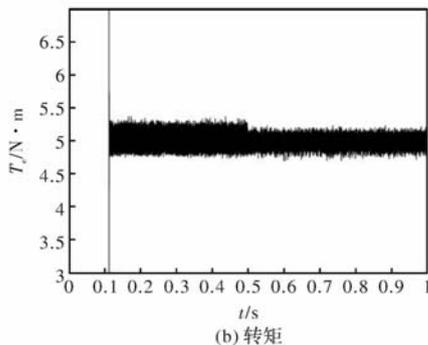


图 6 负载为 1 Nm 时铜耗对比图



(a) 转速



(b) 转矩

图 7 负载为 1 Nm 时 OW-PMSM 输出转速转矩图

负载为 5 Nm 时两个解耦角对应的铜耗曲线如图 8 所示。当解耦角为 180° 时，电机的铜耗约为 410 W。与 220° 的解耦角相比，电机的铜耗约为 370 W。可以得出，与传统驱动策略相比，基于 TSA 算法的驱动策略降低铜耗 40 W，优化 10%。

综上，在两种不同负载工况下进行仿真验证，可以看出，与传统控制策略相比，基于 TSA 算法的变解耦角优化控制策略在两种工况下均对铜耗进行了优化，并且能够更加突出地体现出优越性。

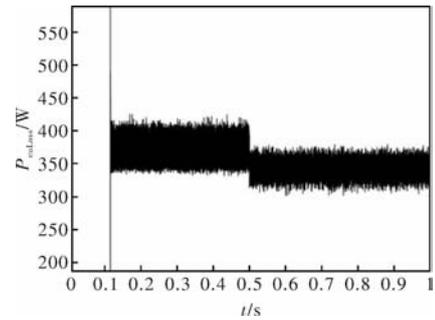


图 8 负载为 5 Nm 时铜耗对比图

4 结 论

针对 OW-PMSM 驱动系统中的铜耗优化问题，本文提出了一种基于变解耦角最小铜耗控制策略，结合 OW-PMSM 的电压方程、磁链方程与转矩方程，推导出 OW-PMSM 铜耗与解耦角之间的关系式。利用 TSA 精确度高、快速收敛与鲁棒性强的特点优化找出最优解耦角，以降低铜耗，并基于该策略对不同工况下的 OW-PMSM 铜耗进行分析并与传统驱动策略对比验证。仿真结果证实，在 OW-PMSM 运行过程中，其解耦角不应一成不变，而应该随着运行工况的变化而变化，可以有效降低电机铜耗，进而保障电动汽车续航里程。验证了基于 TSA 优化解耦角的最小铜耗控制策略的有效性。

参考文献

- [1] 王东旭, 赵雅芸, 马继晶. 电力电子器件 IGBT 在新能源汽车中的选用与保护[J]. 电子测试, 2022, 478(01): 131.
- [2] Nishizawa, Itoh, Odaka, et al. Input Current Harmonic Reduction based on Space Vector PWM for Three-level Inverter Operating over a Wide Range Power Factor[J]. Institute of Electrical Engineers of Japan (IEE Japan), 2020(3): 208.
- [3] 孙叶宁. 电动汽车的电气驱动技术及其发展研究[J]. 内燃机与配件, 2022, No. 351(03): 205.
- [4] Chen L, Ge B. High Power Traction Inverter Design and Comparison for Electric Vehicles[C]. IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, 2018: 583.
- [5] 孙丹, 林斌, 陈敏, 等. HEV 用开绕组永磁同步电机双逆变器协同控制[J]. 电机与控制学报, 2016, 20(02): 29.
- [6] X. Jiang, D. Wu, L. Li, et al. Analysis of Highly Reliable Electric Drive System Based on Dual-Winding Fault-Tolerant Permanent Magnet Motor[C]. IEEE International Magnetic Conference (INTERMAG), 2021, 1-5.
- [7] Jun S, Son B, Seo S. Study on the Method for Reducing AC Copper Loss of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor[C]. International Conference on Electrical Machines and Systems. IEEE, 2018: 289-292.

[8] 郑大勇, 张品佳. 交流电机定子绝缘故障诊断与在线监测技术综述[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(2): 395-406.

[9] Welchko B. A. A double-ended Inverter System for the Combined Propulsion and Energy Management Functions in Hybrid Vehicles with Energy Storage [C]. Proc. of. IEEE IECON Conference, 2005, 1401-1406.

[10] 赵超培. KLQ6856 车型锂电池/超级电容复合储能系统过充放电优化与自适应控制策略[J]. 科学技术创新, 2023 (21): 197-200.

[11] 吴维俊. 新能源汽车电池技术和能量存储研发与优化[J]. 汽车维修技师, 2023(9): 104-105.

[12] H. Matsumori. Optimum PWM Switching Mode Selection of Dual Inverter-fed Open Winding IPMSM Drive System for High-power Premium Class EV[C]. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Detroit, MI, USA, 2020, 6318-6324.

[13] 高建, 张运鑫. 基于遗传算法优化粒子群算法的支斗两级渠系优化配水研究[J]. 节水灌溉, 2023(9): 1-13.

[14] 李宏博, 冯国胜, 朱婧, 等. 基于模拟退火算法的功率元件热布局优化[J]. 电工技术, 2023(13): 13-16.

[15] Kiran M S. TSA: Tree-seed Algorithm for Continuous Optimization [J]. Expert Systems with Applications, 2015, 42 (19): 6686-6698.

[16] 彭浩, 和丽芳. 基于改进树种算法的彩色图像多阈值分割[J]. 计算机科学, 2020, 47(S1): 220-225.

(上接第 51 页)

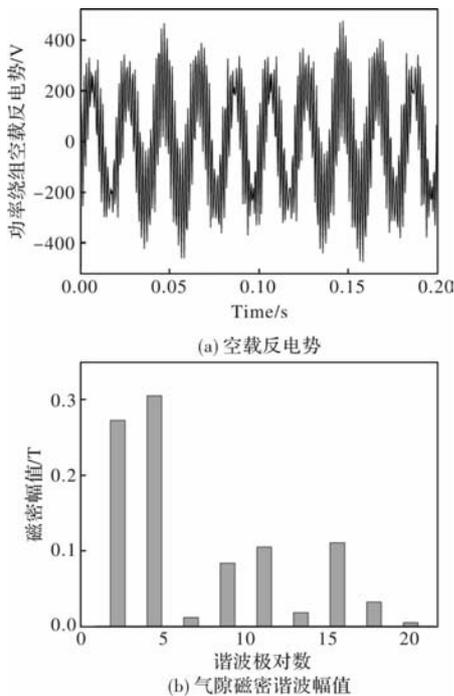


图 11 优化后结果

6 结 语

本文提出了一种基于 Kriging 代理模型的多目标差分进化算法的无刷双馈发电机转子优化设计方法。通过拉丁超立方抽样采集样本点的数据, 其次通过 Kriging 代理模型代替原有的有限元仿真模型, 减少了电机转子优化过程中的时间成本。最后, 通过有限元仿真验证了本文所提出的基于 Kriging 代理模型的多目标差分进化算法的无刷双馈发电机转子优化

设计方法的有效性及其可行性。

参 考 文 献

[1] 程明, 韩鹏, 魏新迟. 无刷双馈风力发电机的设计、分析与控制[J]. 电工技术学报, 2016, 31(19): 37-53.

[2] 么莉, 程剑飞, 李万艳, 等. 无刷双馈电机原理及定子结构设计分析[J]. 微电机, 2006, 39(2): 10-13.

[3] 马丹丹. 基于改进粒子群算法的双定子无刷双馈电机转子优化设计[D]. 沈阳: 沈阳工业大学, 2019.

[4] 谢冰川, 张岳, 徐振耀, 等. 基于代理模型的电机多学科优化关键技术综述 [J]. 电工技术学报, 2022, 37 (20): 5117-5143.

[5] 刁振宇. 串联笼条辅助磁障转子无刷双馈发电机磁耦合能力研究[D]. 沈阳: 沈阳工业大学, 2023.

[6] 金石, 张凤阁, 朱连成. 无刷双馈风力发电机的变速恒频最大功率跟踪[J]. 太阳能学报, 2014, 35(11): 2279-2286.

[7] 韩忠华. Kriging 模型及代理优化算法研究进展[J]. 航空学报, 2016, 37(11): 3197-3225.

[8] 丁锦, 姜文刚. 基于拉丁超立方算法的永磁同步电机设计优化[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(8): 66-72.

[9] 戴睿, 张岳, 王惠军, 等. 基于 Kriging 模型的双十二相高速永磁发电机优化设计[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(02): 1-10.

[10] Gopal V E , Prasad M V N K , Ravi V . A Fast and Elitist Multiobjective Genetic Algorithm: NSGA-II[J]. 2010.

[11] Yu K , Liang J , Qu B , et al. Dynamic Selection Preference-Assisted Constrained Multiobjective Differential Evolution [J]. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems, 2021 (99).

[12] 姚宁. 基于差分进化算法优化的 RBF 神经网络的异步电机故障诊断研究[D]. 太原: 太原理工大学, 2011.

基于台架控制的定子温度对系统效率的影响

黄万里, 刘梦霞, 范振阳

(中汽研汽车检验中心(宁波)有限公司, 浙江 宁波 315000)

摘要: 电动汽车的续航里程直接受到电驱动系统效率的影响。基于对一款 200 kW 电驱动系统进行效率 Map 测试, 研究了基于两电机台架控制的定子温度对电驱动系统效率的影响。首先, 通过测量定子温度, 分析了其对效率的影响。其次, 使用微欧计测量线损, 以解决直流母线电流损耗的影响。进一步地, 采用功率分析仪自动量程提供更精准的电压和电流测量。最后, 通过数据滤波和自定义数据采集方式来提高数据准确度及稳定性。这些改进方案为提高电驱动系统效率的测试准确度提供了基础保障。通过研究成果, 可为新能源汽车的续航里程提升和性能优化提供实用的指导。

关键词: 两电机台架; 定子温度; 效率; 续航

中图分类号: TM34

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2024)03-0065-05

Effect of Stator Temperature on System Efficiency Based on Bench Control

HUANG Wanli¹, LIU Mengxia¹, FAN Zhenyang¹

(CATARC Automotive Quality Inspection Center(Ningbo) Co., LTD., Ningbo Zhejiang 315000, China)

Abstract: The driving range of electric vehicles is directly influenced by the efficiency of the electric drive system. This study focused on the impact of stator temperature on the efficiency of a 200 kW electric drive system based on efficiency mapping tests conducted on a dual motor test bench. Firstly, measured the stator temperature and analyzed its influence on efficiency. Secondly, employed micro-ohmmeters to measure line losses, addressing the impact of direct bus current losses. Furthermore, utilized a power analyzer to automatically provide more accurate voltage and current measurements. Finally, data filtering and customized data acquisition methods were implemented to enhance data accuracy and stability. These improvements lay the foundation for improved testing accuracy in enhancing the efficiency of electric drive systems. The outcomes of this research offer practical guidance for enhancing the driving range and performance optimization of new energy vehicles.

Key words: dual motor test bench; stator temperature; efficiency; driving range

0 引言

为实现碳中和目标, 汽车行业正积极进行技术创新。在这一背景下, 电动汽车作为一种具有节能减排和环境保护等多方面优点的新兴车辆, 逐渐崭露头角。然而, 与传统内燃机车辆相比, 电动汽车由于车载能源的限制, 使得其整车续航里程无法大幅度提高。在电动汽车中, 电驱动系统效率的小变化会对整车续航里程产生巨大影响。

电驱动系统作为电动汽车的核心部件, 其效率

对电动汽车的续航里程具有重要影响。因此, 研究和提高电驱动系统的效率成为迫切的任务。通过技术创新和优化, 可以降低电驱动系统的能耗和损耗, 进而提高电动汽车的整体续航里程。在这一背景下, 本文致力于探究定子温度的变化对电驱动系统效率的影响程度, 并提出相应的技术方案和优化策略, 以推动电动汽车的性能提升和碳中和目标的实现。

在电机系统的运行过程中, 定子温度被证明是影响效率的一个重要因素。这种影响超出了表面现象, 涉及到多个深层次的物理和工程因素。定子温

收稿日期: 2023-11-19, 修回日期: 2023-12-29

作者简介: 黄万里(1997), 男, 学士, 助理工程师, 研究方向为新能源汽车动力系统检测技术。

刘梦霞(1995), 女, 硕士, 研究方向为新能源汽车动力系统检测技术。

范振阳(1990), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为重型车用发动机排放测试技术。

度的变化可能会引起电机性能的不同程度的变化，因此深入理解其影响机制对于优化电机设计、提高效率 and 延长电机寿命至关重要。本文将探讨定子温度对电机效率的影响的深层次原因，从电阻损耗、磁场特性、冷却效果、材料特性、润滑效果到热耗散等多个方面，为深入解析电机性能与温度之间的关系提供更全面的视角。通过深入的分析，我们可以更好地指导电机系统的设计、控制和运行，以实现更高效的电机性能和更可靠的工作状态^[1]。

1 电驱动系统效率对续航及整车成本产生的影响

1.1 背景及定量分析方案

本研究使用 AVL-CRUISE 仿真平台来研究电驱动系统效率对续航的影响程度。通过在仿真模型中调整电驱动系统的效率参数，模拟不同效率条件下的电动汽车续航表现。

在仿真中，采用基于 NEDC 续航工况的测试条件，该工况综合考虑了城市和高速公路行驶模式。通过在 AVL-CRUISE 中设置续航工况并调整电驱动系统的效率参数，模拟出平均效率 85%、85.5% 以及 86% 下的电动汽车在 NEDC 工况下的续航表现。

1.2 仿真测试结果

平均效率 85%、85.5% 以及 86% 下的电动汽车在 NEDC 工况下的续航表现如表 1 所示。

表 1 仿真结果

效率平台/kJ	电池能量输出/kJ	整车能量消耗/kJ	电机消耗能量/kJ	能量回收后其他附件及热量损耗/kJ
85% 基础效率模型	5456.6	3313.8	1296.7	846.1
模型提升 0.5% 效率	5426.7	3313.8	1267.6	845.3
模型提升 1% 效率	5397.0	3313.8	1238.7	844.5

通过对仿真结果进行分析和比较，可以评估同一边界条件下不同电驱动系统效率导致续航里程的差异，如表 2 所示。这样能够明确电驱动系统效率对续航的影响程度，为进一步优化电驱动系统效率提供重要参考。本研究利用 AVL-CRUISE 仿真平台，通过调整电驱动系统的效率参数，定量评估了电驱动系统效率对续航的影响程度，从而为电动汽车续

航里程的优化提供了实用的定量参考^[2]。

表 2 仿真结果对比

驱动系	电驱动	电驱动	电池成本/RMB(以假设车辆卖出基数为 10 万辆需要使用的电耗成本/RMB)	宁德时代成本最低	的磷酸铁锂电池为	测算标准 830	RMB/kWh)	本/RMB
85%	1296.7	0.3604826	299.200558	2992.00558				
85.5%	1267.6	0.3523928	292.486024	2924.86024				
86%	1238.7	0.3443586	285.817638	2858.17638				

仿真测试结果的对比，得出以下结论：

85.5% 驱动系统效率：相较于 85% 驱动系统效率，提升 0.5% 整体效率的电驱动系统能够减少 29.1 kJ 的能量消耗，减少 0.0081 kWh 的电耗。同时，电池成本降低了 6.7 RMB/kWh。假设车辆卖出基数为 10 万辆，这将节省约 67 万 RMB 的电池成本。

86% 驱动系统效率：相较于 85% 驱动系统效率，提升 1% 整体效率的电驱动系统能够减少 58.0 kJ 的能量消耗，减少 0.0161 kWh 的电耗。同时，电池成本降低了 13.4 RMB/kWh。假设车辆卖出基数为 10 万辆，这将节省约 134 万 RMB 的电池成本。

综上所述，通过提升电驱动系统的效率，可以显著减少能量消耗和电耗，同时降低电池成本。对于大规模销售的电动汽车，这将带来重要的经济效益，为实现碳中和目标提供了可行的方案。因此，进一步优化电驱动系统的整体效率对于推动电动汽车技术的发展具有重要意义。

2 电驱动系统台架效率测试

2.1 台架布置

电驱动系统：选取适合研究对象，并确保其在实验过程中具有稳定的性能和工作条件。电动机应具备高效率和广泛的工作范围，以便对不同负载情况下的效率进行测试^[3]。电驱动系统台架布置如图 1 所示，实验室布置如图 2 所示。

测功机：由 2 台西门子 1PH8286-1JC43-0BU2-Z 型三相异步测功机以及 Nidec 变频器实现对两台测功机转速的精准控制(转速控制：±1 r/min)。

控制系统：使用 HORIBA 先进的控制系统来对其他所有设备进行集成。其 SPARC 上位机控制系统具备快速响应能力，以实现精准的实验参数设定和数据采集。

测量模块和传感器设备：IBM T40B 型号转速扭

矩传感器、YOKOGAWA 功率分析仪、WAGO 数采模块来监测电动机的转速、电流、电压和温度等参数。这些设备应具备高精度和高采样率，以确保准确地数据记录和分析。

高速数据采集和记录系统：使用 HORIBA 高性能的数据采集和记录系统，将实验过程中测得的数据进行准确地记录和存储。这样可以方便后续的数据分析和效率计算。

电源系统：科维尔提供稳定的电源供应，并在电动机母线输入端增加稳压电容一块，以满足电动机和其他相关设备的工作需求。电源系统具备高级强的稳压能力，以避免电压波动对测试结果的干扰。

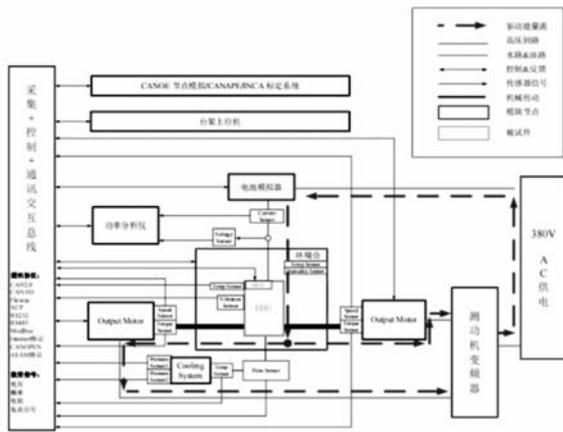


图 1 电驱动系统台架布置图



图 2 电驱动系统台架实景图

2.2 台架系统各设备精度

表 3 台架系统参数(以下所有设备均经过 CNAS 认可计量院计量,均在计量有效期内)

测量设备名称	参数	测量范围	精度/准确度/不确定度
测功机 (1)	扭矩 T_1 /Nm	0 ~ 2950	0.2% FS
	转速 N_1 /(r/min)	0 ~ 3000	± 1
测功机 (2)	扭矩 T_2 /Nm	0 ~ 2950	0.2% FS
	转速 N_2 /(r/min)	0 ~ 3000	± 1
电池模拟器	电压 I_1 /V	24 ~ 1000	0.1% FS + 5dgt

表 3(续)

测量设备名称	参数	测量范围	精度/准确度/不确定度
功率分析仪	电压 U /V	0 ~ 1000	$\pm (0.02\% \text{ RS} + 0.05\% \text{ FS})$
	电流 I_2 /A	0.0025 ~ 5	$\pm (0.02\% \text{ RS} + 0.05\% \text{ FS})$
环境仓	温度 T / $^{\circ}\text{C}$	-50 ~ 150	$\leq \pm 2$
	湿度 RH /% rh	10 ~ 98	$\pm 3 (>75)$ $\pm 5 (\leq 75)$

3 测试方法

3.1 样品参数

该样品的基本参数如表 4 所示。

表 4 被测电驱系统基本参数

参数	参数值
额定功率 P_e /kW	80
峰值功率 P_{max} /kW	180
额定转矩 T_e /(Nm)	2000
峰值转矩 T_{max} /(Nm)	4500
额定转速 N_r /(r/min)	350
峰值转速 N_{max} /(r/min)	1350
工作制	S9
系统工作电压能力范围 DC/V	530 ~ 830

3.2 样品转速及扭矩点工况选取

试验时，为保证数据的标准性，在驱动电机系统工作转速范围内统一选取一段转速。

(1) 50 r/min ~ 850 r/min，并以 50 r/min 为步长选取 17 个转速点，并包含额定工作转速点以及持续功率对应的最低工作转速点。

(2) 在驱动电机系统工作扭矩范围内选取，其中基速区扭矩点选取为 10 Nm ~ 160 Nm 中的 10 Nm, 15 Nm, 20 Nm, 30 Nm……160 Nm，高速区扭矩点选取为 10 Nm ~ 100 Nm 中的 10 Nm, 15 Nm, 20 Nm, 30 Nm……100 Nm，如图 3 所示。

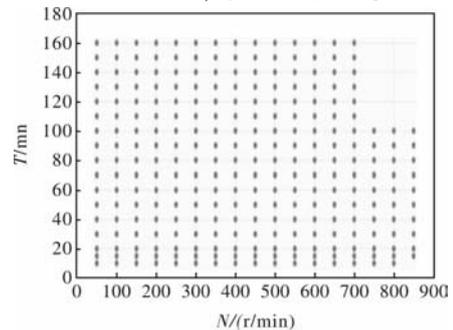


图 3 转速扭矩 Map 取点图

3.3 测量变量的选取

在测试中，将需要作为评判依据以及参与计算的变量全部进行记录^[4]。

(1) 转速和扭矩：测量驱动电机的转速和输出扭矩。这些参数可以用于计算电驱动系统的机械功率和效率。

(2) 电流和电压：测量电驱动系统的输入电流和电压。这些参数可以用于计算电驱动系统的电功率和效率。

(3) 温度：测量电驱动系统中关键部件(如定子、电机控制器等)的温度。特别关注定子温度，它对电驱动系统的效率和性能具有重要影响。

(4) 功率损耗：通过测量输入和输出功率，计算电驱动系统的功率损耗。这可以提供有关电驱动系统效率的重要信息。

3.4 定子温度范围的控制

通过使用 HORIBA 编写的自动控制程序，本研究成功实现了对定子温度范围的精确控制。实验分为两组，分别控制定子温度在 45℃ 至 65℃ 和 65℃ 至 85℃ 的范围内。

为了实现定子温度的控制，采用循环性的热机和冷机。通过调节热机和冷机的运行，能够精确地控制定子温度在设定的范围内。当定子温度接近设定上限时，冷机启动以降低温度；当定子温度接近设定下限时，热机启动以升高温度。通过循环运行热机和冷机，能够稳定地维持定子温度在目标范围内。

借助 HORIBA 编写的自动控制程序，对控制算法进行了优化。通过结合控制逻辑和实时温度反馈，我们能够实现更精确的定子温度控制。在实验过程中，通过实时监测定子温度并根据反馈信号进行调节，确保定子温度始终保持在设定范围内。

通过上述优化措施，成功地控制了两组数据中定子温度的范围。其中一组数据的定子温度保持在 45℃ 至 65℃ 之间，另一组数据的定子温度保持在 65℃ 至 85℃ 之间。

这样能够获得准确且可重复的定子温度数据，为进一步研究电驱动系统效率与定子温度之间的关系提供可靠的基础。

3.5 数据处理方案

根据转速扭矩点选取方案，进行了实验测试并收集了定子温度在 45℃ 至 65℃ 范围内的数据以及 65℃ 至 85℃ 范围内的效率数据，每个范围下均采

集了 5 组数据。采用以下流程对数据进行处理和分析：

计算绝对差值：对于每个数据点，计算其与相应范围内的平均值之间的绝对差值。这样可以量化数据点与平均值的偏离程度。

异常值判断：将绝对差值与设定的阈值(设置了比较严苛的 1)乘以标准差进行比较，以判断数据点是否异常。如果绝对差值超过阈值乘以标准差的范围，将其视为异常值。

异常值处理：将异常值从数据集中删除，以确保数据的准确性和可靠性。

计算有效效率数据点：在每个相同的转速扭矩点下，对五组数据内的有效效率数据点进行平均计算。可以得到转速扭矩点下的效率数据点，用于后续分析和比较。

通过这个优化的数据处理流程，能够排除异常值的干扰，并获得转速扭矩点下的可靠的有效效率数据点，以支持后续的分析 and 结论。

驱动电机系统电动工作状态下的效率计算表达式为^[5-6]

$$\eta = \frac{T \times N}{9.55 \times P} \tag{1}$$

式中， η 为驱动电机系统效率； N 为驱动电机系统转速(r/min)； T 为驱动电机轴端扭矩(Nm)； P 为驱动电机系统输入功率(kW)；实验中异常效率数据点的选取式为

$$abs((\eta - \bar{\eta})) > k * \sigma(\eta_1 + \eta_2 + \dots + \eta_n) \tag{2}$$

式中， η 表示驱动电机系统效率(%)；abs 表示绝对值； σ 表示标准差； k 表示设定的阈值，用于判断数据点是否异常的严苛程度。

3.6 计算结果

基于本文搭建的电驱动系统系统试验台架和提出的性能参数测量方法，测试得到效率 MAP 图及结论如下所述。

将定子温度控制在 45℃ 至 65℃ 范围内进行 3 次测量，得到的平均效率分别为 89.1336%、89.0987% 和 89.1071%，如图 4-6 所示。这三组数据之间的最大误差仅为 0.0349%。这表明系统效率在不同实验中保持了相对稳定的水平。

经过测试和计算分析发现，电驱动系统系统的定子温度在 45℃ 至 65℃ 范围内，平均效率为 89.1106%，如图 7 所示；当定子温度达到 65℃ 至 85℃ 时，平均效率为 87.2223%，如图 8 所示。图

7、图 8 原始数据均经过式(2)进行数据筛选。

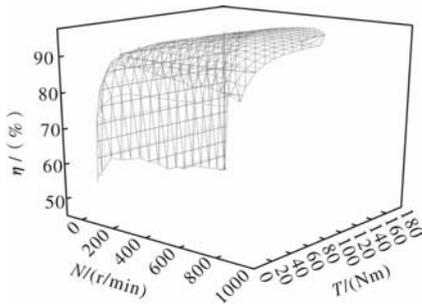


图 4 45 °C 至 65 °C 时第一次测试结果

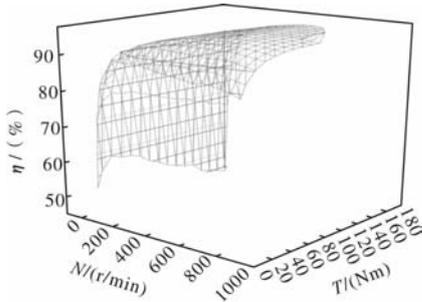


图 5 45 °C 至 65 °C 时第二次测试结果

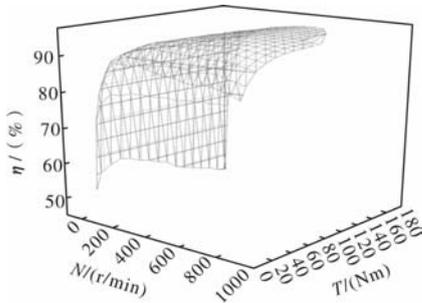


图 6 45 °C 至 65 °C 时第三次测试结果

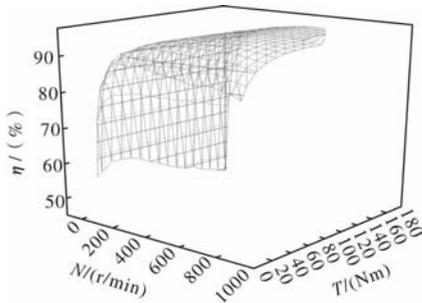


图 7 定子温度在 45 °C 至 65 °C 时的效率 MAP 图

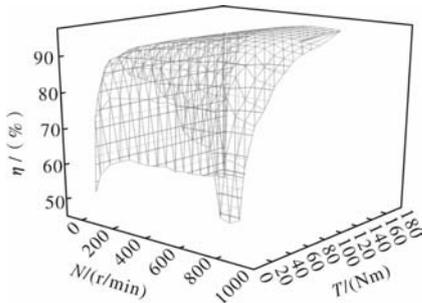


图 8 定子温度在 65 °C 至 85 °C 时效率 MAP 图

在台架测试中，通过自动程序对定子温度进行控制，其影响可使效率测试结果产生 1.8883% 的变化，如图 9 所示。这项控制在经济动力性仿真 NEDC 循环仿真中将能够降低至 0.33 kWh，对车辆续航能力和成本产生显著影响。

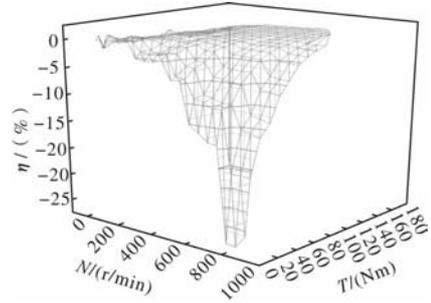


图 9 两种定子温度的效率差值图

4 结 语

本文通过基于双电机台架控制的实验，探究了定子温度对电驱动系统效率的影响。实验结果表明，当定子温度在 45 °C 至 65 °C 范围内时，电驱动系统的平均效率为 89.1131%，当定子温度在 65 °C 至 85 °C 范围内时，电驱动系统的平均效率下降至 87.2223%。通过自动程序对定子温度进行控制，对效率测试结果产生 1.8883% 的影响。此控制在经济动力性仿真 NEDC 循环中能够降低至 0.33 kWh，对车辆续航和成本产生显著影响，凸显了定子温度控制在车辆性能和经济性方面的重要性。

参考文献

- [1] 黄秀成. 纯电动汽车集成电力驱动系统效率提升分析研究[D]. 广州: 华南理工大学, 2021.
- [2] 白志浩, 黄锐锋, 陈晓阁, 等. NEDC 工况电机系统平均效率优化方法[J]. 北京汽车, 2023(2): 11-15.
- [3] 王欢, 罗德超, 张和平, 等. 电驱总成系统台架试验方法研究[J]. 机电工程技术, 2022, 51(7): 90-93.
- [4] 孟庆勇, 邓宝清, 蒋立琴, 等. 基于 ISO 21782 标准的电动汽车电驱动系统效率试验研究[J]. 微电机, 2022, 55(12): 66-70.
- [5] 全国汽车标准化技术委员会. GB/T18488. 1-2015 电动汽车用驱动电机系统第 1 部份: 技术条件[S]. 中国标准出版社, 2015.
- [6] 全国汽车标准化技术委员会. GB/T18488. 2-2015 电动汽车用驱动电机系统第 2 部份: 试验方法[S]. 中国标准出版社, 2015.