

②旋测科技

次世代的旋转变压器、自整角机、电涡流、磁编等角度传感器测试解决方案

SmartRIT旋转变压器安装测试分析系统

把控安装状态!提升控制精度!

可完整检测旋变安装状态,评估接线、偏心、倾角、轴残磁影响。

用于安装精度调优、精度补偿、高精度调零,提升伺服及控制精度。 实时测量调整安装误差与零位偏差 M R H M : 27.3 -18.1 副初編書: 0.44* 1.1 旋要:安装误差、要压比、相位移、接线正确性、阻抗、大小波 在线测量 电机:零位偏差、反电动势、旋向、相序、直流电阻、温度传感器 联系我们/contact us 现已用于ABB精密伺服电机生产线与吉利、长城、广汽新能源电机生产线 13436419743 张经理(商务洽谈) 湖南米艾西测控技术有限公司 联合研制 湖南旋测科技有限公司 L 18073111197 陈经理(技术咨询)



WEI DIAN JI

月刊,1972年创刊 第57卷 第1期(总第361期) 2024年1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 中国科学引文数据库来源期刊 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《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) <u>王宗培</u> 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	目 次
 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 	设计与研究 无人车用高速永磁电机转子优化设计
 ż *: 西安微电机研究所有限公司 ż か: 西安微电机研究所有限公司 小: 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 	端部激励式直线超声波电机的绝缘优化设计
 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) 	机车牵引电机转子模态试验及仿真优化研究
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	驱动控制
国外总发行:中国国际图书贸易总公司 (100044 北京 399 邮箱) 国 外 代 号・M 4228	高速永磁同步电机解耦控制——低载波比数字延时与 Smith 预 在控制
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	基于模糊 BP 神经网络的智能轮椅 BLDCM 控制
刊 号: <u>ISSN 1001 - 6848</u> <u>CN 61 - 1126/TM</u> 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	

期刊基本参数: CN61-1126/TM * 1972 * m * A4 * 66 * zh * P * ¥8.00 * * 12 * 2024-1

基于 FPGA 的电动舵机滑模控制系统	· 李宝	:玲,	刘新	·妹,	殷俊	龄,	等(36)
基于改进 SMO 的 PMSM 无传感器控制		恩大	:凯,	王贞	艳,	何延	昭(42)
适应电压支撑下的光伏发电机组最大功率点控制技术	金世	和,	谢	晨,	曲	浩,	等(48)

风力发电技术

绕线转子无刷双馈发电机的计算机辅助设计系统 毛	勇,	夏云清,	颜	睿(:	53)
基于灰色系统理论和聚类分析的新能源风力发电机超负荷状态主动估计算法…		杨晓峰,	俞勤	新(:	57)
大功率异步风力发电机冷却结构分析与研究	岩,	邹强龙,	王庆	兵()	62)



MICROMOTORS

Founded 1972 • Monthly • Public Publication Vol. 57 No. 1 (Serial No. 361) Jan. , 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: <u>ISSN1001 - 6848</u> <u>CN61 - 1126/TM</u> 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: Jan. 28, 2024

CONTENTS

Optimization Design of High Speed Permanent Magnet Motor Rotor Electrical Vehicles
\cdots GUAN Tao, LIU Dameng, WEN Zhe, et al(1)
Insulation Optimization Design of End Excitation Linear Ultrasonic Motor
DENG Xinchen, YAO Zheng, LU Danhong, et al (7)
Modal Test and Simulation Optimization of Locomotive Traction Motor Rotors
ZHANG Zhe, QIN Zhuanli(14)
Decoupling Control of High-Speed PMSMDigital Delay by Low Carrier Ratio and Smith
Predictive Control
Intelligent Wheelchair BLDCM Control Based on Fuzzy BP Neural Network
LI Wei, LIU Hu, SUN Dawen(26)
Intelligent Control of Double Axis Voice Coil Motor Drive System Based on Neural Network
LI Shan, JIANG Hui(32)
Sliding Mode Control System of Electric Steering Gear Based on FPGA
LI Baoling, LIU Xinmei, YIN Junling, et al(36)
Sensorless Control of PMSM Based on Improved SMO
EN Dakai, WANG Zhenyan, HE Yanzhao(42)
Maximum Power Point Control Technology for Photovoltaic Power Generation Units Under
Voltage Support JIN Shihe, XIE Chen, QU Hao, et al(48)
Design of Rotor Winding for Brushless Doubly-fed Wound-rotor Machine
MAO Yong, XIA Yunqing, YAN Rui(53)
Active Algorithm for Overload State Estimation of New Energy Wind Generator Based on Grey
System Theory and Cluster Analysis VANG Xiaofeng, YU Qinxin(57)
Analysis and Research on Cooling Structure of High-power Asynchronous Wind Turbine $\ \cdots$
······ LI Yan, ZOU Qianglong, WANG Qingbing(62)

无人车用高速永磁电机转子优化设计

关 涛^{1,2}, 刘大猛^{1,2}, 文 喆², 裴 彬³

(1. 清华大学 高端装备界面科学与技术全国重点实验室, 北京 100084;

2. 清华大学 天津高端装备研究院, 天津 300300; 3. 中国第一汽车股份有限公司, 长春 130000)

摘 要:随着车用电机高压化、高速化、高效化和高舒适性方向发展,对永磁电机的设计提出了更高的要求。本文 以一台峰值功率 65 kW,峰值转速 9500 r/min,峰值扭矩 650 Nm 的车用高速轮毂永磁电机转子设计为例,对电机转 子的电磁特性、传热特性与机械特性建立有限元和热路模型进行研究分析。为了提高车辆运行的舒适性,本文以转 子磁路结构参数为优化参数,采用田口法对轮毂电机转子进行优化设计,在保证输出转矩不降低的情况下降低电机 转脉动,优选齿槽转矩和绕组反电势 THD 最低的参数组合.仿真结果表明,优化前后转矩脉动降低了 1.3%。针对 轮毂电机大直径转子高速下转子强度问题,重点研究热态工况高速离心力作用下转子强度分析。该研究对于重载无 人车用高速永磁电机设计具有理论指导意义。

关键词:轮毂电机;田口法;转矩脉动;转子结构 中图分类号:TM341;TM355 文献标志码:A 文章编号:1001-6848(2024)01-0001-06

Optimization Design of High Speed Permanent Magnet Motor Rotor Electrical Vehicles

GUAN Tao^{1,2}, LIU Dameng^{1,2}, WEN Zhe², PEI Bin³

(1. State Key Laboratory of Tribology in Advanced Equipment, Tsinghua University, Beijing 100084, China;

2. Tianjin Research Institute for Advanced Equipment, Tsinghua University, Tianjin 300300, China;

3. China FAW Group Corporation, Changchun 130000, China)

Abstract: With the development of electrical vehicles drive motor towards high voltage, high speed, high efficiency and high comfort, higher requirements are put forwards for the design of PM machine. Taking the rotor structure design of a vehicle high-speed in-wheel PM machine with peak power of 65kW, maximum speed of 9500r/min and peak torque of 650Nm as an example, the electromagnetic, heat transfer, and mechanical characteristics of the machine rotor were studied and analyzed by establishing finite element and thermal circuit models. In order to improve the comfort of vehicle operation, the rotor magnetic circuit structure parameters were used as optimization parameters and the rotor of the in-wheel machine was optimized by the Taguchi method. Under the premise of ensuring that the output torque not reduced, aiming to reduce motor torque ripple, the parameters with the lowest cogging torque and THD of winding back electromotive force preferred combination. Simulation results show that compare with parameters before optimization, the torque ripple is reduced by 1.3%. This research has theoretical significance for design of high-speed permanent magnet motors for heavy-duty unmanned vehicles.

Key words: in-wheel machine; Taguchi method; torque ripple; rotor structure

0 引 言

根据工信部于中国汽车工程学会联合编制的《节 能与新能源汽车技术路线图 2.0》,未来重载无人车 用电驱系统的发展趋势也将持续提高驱动电机的功 率/转矩密度和转速,降低电机的振动噪声。高速永 磁同步电机以其体积小、结构简单、功率密度大、 可靠性性高等优点,使其在重载无人车领域中具有

收稿日期: 2023-11-10, 修回日期: 2023-12-06

基金项目: 吉林省重大科技专项: 智能集群系统级突破技术研究与舵轮高可靠精细化技术研究(20210301036GX)

作者简介:关 涛(1992),男,硕士,中级工程师,研究方向为永磁同步电机设计及其控制技术。

广泛的应用前景。

永磁电机根据转子的位置可分为外转子永磁电 机和内转子永磁电机。内转子高速永磁电机以其转 子半径小可靠性强的优势,成为高速永磁电机以其转 子华径小可靠性强的优势,成为高速永磁电机的首 选结构^[1]。相较表贴式永磁电机,内置式永磁电机 具有较大的凸极率,可有效地提升电机的过载能力 和功率密度^[2]。内置式永磁电机,永磁体被安装在 铁心内部,降低了去磁磁场直接作用在永磁体上的 风险,提高了永磁电机的抗退磁能力,并且内置式 永磁电机无需绑扎带等对转子的加固措施增加气隙 长度,提高了运行效率和功率密度^[3]。

内置式永磁电机将引入较大的转矩脉动^[4]。转 矩脉动不仅产生电磁噪声和扭转振动,而且影响车 内乘客的舒适度,尤其是高速运行状态下的转矩脉 动。为了提高车辆运行的平稳性,一般从电机控 制^[5-7]和电机本体^[8-10]两个方面展开转矩脉动抑制技 术的研究。轮毂电机由于受结构的限制和高集成度 的需求,通常为扁平结构并且转子冲片较薄,相较 于常规的车用高速电机同样具有高转速的需求,但 是其将受到更大的离心力,整个转子冲片以及隔磁 桥都将承受较大的应力。为了提轮毂电机转子的机 械强度,一般采取增加隔磁桥厚度和数量的措施降 低转子形变,但会带来漏磁增加的问题。因此,对 高速轮毂电机转子优化设计是十分重要的。

本文以一台峰值功率 65 kW、转速 9500 r/min 的重载无人车用永磁电机为例,采用田口法对轮毂 电机转子结构参数进行优化,对转矩脉动进行抑制。 通过搭建电机的电磁和温度场计算模型,得出电机 转子的温度分布。最后采用二维应力仿真分析模型, 完成对转子机械强度优化设计,具有广泛的市场应 用价值。

1 转子拓扑结构的选择

电机设计的基本需求参数如表1所示。

衣1 反打电机及转	丁基本诊划
参数	参数值
峰值功率/kW	65
峰值转速/(r/min)	9500
峰值转矩/Nm	650
转子铁心外径/mm	301.65
轴向长度/mm	80
极对教	6

本文所设计电机峰值转速为 9500 r/min,根据 文献[11]得出五种永磁电机的拓扑结构的电机性能 比较,如表 2 所示。目前,轮毂电机面临着主要问 题是成本、可靠性和高转速的问题。根据表2可知, 本文首选V形内置式永磁电机,该转子结构具有较 高的永磁体利用率有利于降低永磁电机的成本,较 高的弱磁率有利于提高永磁电机转速运行范围,较 强的抗去磁能力有利于提高轮毂电机运行的可靠性。 最后,综合考虑到转子高速强度问题,本文选择带 有连接筋的V字形永磁转子,结构如图1所示。



图 1 V型永磁同步电机转子结构 表 2 五种永磁体拓扑结构转子

运行 特性	表贴	一字型 内置	一字型分 段内置	V 形内 置	₩ 一形 内置式			
电机	▶ 空载时磁场关于 d 轴对称							
磁场	▶负载	▶ 负载时磁场不关于 d 轴对称						
永磁体			٨	☆☆				
利用率	**	**	17	☆☆	ਧੋ ਧੋ ਧੋ			
空载反	* * *							
电势 THD	☆	ਨੇ ਨੇ	**	17	ਧੋ ਧੋ ਧੋ			
<i>l、q</i> 电感	٨		☆ ☆	☆ ☆	☆ ☆ ☆			
参数	¥	¥ ¥	☆	☆ ☆	* *			
起磁索	- 4 -	- ^ - ^	*	*	$\clubsuit \And \clubsuit$			
羽慨平	ਕ	ਪ ਪ	☆	☆☆	*			
动动	* * *		☆ ☆		*			
双举	* *	¥	☆	¥ ¥	*			
抗去磁		☆ ☆	☆ ☆	☆☆				
能力	Ϋ́ζ	☆ ☆	☆	*	\u03e7 \			

基于田口法的内置永磁同步电机转 子结构设计

田口法是在 1952 年由日本田口玄一博士提出 的,提高产品品质的的试验方法,该方法得到全球 工业界的广泛应用^[12]。田口法的设计流程如图 2 所示。

为了抑制电机的转矩脉动,选择齿槽转矩 T_{cog} , 气隙磁密波形畸变率 THD(B_r)作为优化目标。选取对 磁路影响较大的参数作为优化因子,分别为极弧系数 α_p ,永磁体之间的夹角 α_V ,隔磁桥宽度 b_1 ,连接筋厚 度 b_2 。每个因子各选取 5 个水平值,其名为 1、2、3、 4、5,各因子的水平值如表3所示。



图 2 田口法流程图

表 3 优化因子水平数

优化因子	水平1	水平2	水平3	水平4	水平5
α_p	0.7	0.725	0.75	0.775	0.8
$lpha_V$	125	130	135	140	145
b_1	2.2	2.4	2.6	2.8	3
b_2	3	3.25	3.5	3.75	4

基于田口算法的原理,建立实验正交表,仅仅 需要 25 次实验就可以实现多目标、多变量优化,有 效降低了试验次数^[13-15]。利用有限元法,对 25 组试 验进行计算分析,表4 为求解结果。

表4 正交表及仿真结果

试验		试验	矩阵		$\mathrm{THD}(\mathbf{P})/\mathcal{O}_{-}$	T /Nm
编号	$oldsymbol{lpha}_p$	α_V	b_2	b_1	$-\Pi D(D_r)/\%$	
1	1	1	1	1	23.446	3.043
2	1	2	2	2	23.404	2.6205
3	1	3	3	3	23.354	2.377
4	1	4	4	4	23. 241	2.384
5	1	5	5	5	23.0841	2.489
6	2	1	2	3	23.075	3.424
7	2	2	3	4	22.979	3.059
8	2	3	4	5	22.919	2.778
9	2	4	5	1	23.385	3.892
10	2	5	1	2	23.31	4.013
11	3	1	3	5	23.734	3.153
12	3	2	4	1	24.185	4.156
13	3	3	5	2	23.999	3.746
14	3	4	1	3	23.718	3.751
15	3	5	2	4	23. 547	3.403
16	4	1	4	2	25.925	3.815
17	4	2	5	3	25.598	3.439
18	4	3	1	4	25.056	3.484
19	4	4	2	5	24.813	3.159
20	4	5	3	1	25.206	3.996
21	5	1	5	4	27.565	2.87
22	5	2	1	5	26.903	2.912
23	5	3	2	1	27.336	3.683
24	5	4	3	2	26.911	3.307
25	5	5	4	3	26. 5241	2.968

为了对电机的仿真结果进行数据分析,首先根据表4,计算仿真结果平均值,根据式(1)计算得到 气隙磁密和齿槽转矩平均值。经计算,气隙磁密的 平均值 THD(*B*_r)为 24.53%,齿槽转矩平均值 3.28 Nm。

$$m = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^{n} S_k \tag{1}$$

式中, m 为试验平均值; n 为试验次数; S_k 为第 k 次的优化目标值。

然后,分析不同的优化因子在不同水平下的平均值,如式(2)所示。通过式(2)对每个磁路参数的每一阶因子的平均值进行计算,如表5所示。

表 5 各因子的平均值

优化因子	水平值	$\text{THD}(B_{\text{r}})/\%$	$T_{ m cog}$
	0.7	23. 31	2. 58
	0.725	23.13	3.43
$oldsymbol{lpha}_p$	0.75	23.84	3.64
	0.775	25.32	3.58
	0.8	27.05	3.15
	125	24.75	3.26
	130	24.61	3.23
$lpha_{\scriptscriptstyle V}$	135	24. 53	3.21
	140	24.41	3.3
	145	24.34	3.37
	3	24.49	3.44
	3.25	24.441	3.26
b_2	3.5	24. 434	3.18
	3.75	24. 56	3.22
	4	24.73	3. 29
	2.2	24. 712	3.75
	2.4	24.71	3.5
b_1	2.6	24. 45	3. 19
	2.8	24. 48	2.04
	3	24. 29	2.9

根据表5得出不同参数对两个目标值的影响趋势图,如图3和图4所示。







图 4 各参数对 T_{cog}的影响

通过分析每个参数在电机径向气隙磁密 THD 和 齿槽转矩两个性能指标下的方差(SS),反映出每个 结构参数对 PMSM 性能的影响。求得计算结果如表 6 所示。

$$SS = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n} (m_{xi}(S) - m(S))^{2}$$
 (2)

式中, X 为优化参数; S 为优化目标; m(S) 为优化 目标的平均值; $m_{\chi_i}(S)$ 为因子 X 在水平 i 下的某一 优化目标的平均值; n 为各个优化因子的水平值。

表6 各因子的平均值

优化	THD	$(B_{\rm r})$		$T_{ m cog}$	
变量	SS	比重/%	SS	比重/%	
\pmb{lpha}_p	54.425	97.38%	3.73	58.04%	
$lpha_{\scriptscriptstyle V}$	0. 524	0.94%	0.0786	1.22%	
b_2	0. 29	0.52%	0.2	3.12%	
b_1	0.6526	1.17%	2.42	37.63%	
合计	55.89	100%	6.434	100%	

根据表 6 可以看出: 电机的极弧系数对 THD (*B_r*)和齿槽转矩都具有较大的影响,因此,在选择 该参数时,兼顾齿槽转矩抑制的需求,选择使得 THD(*B_r*)最小的参数;隔磁桥的厚度 *b*₁、连接筋的 厚度 *b*₂ 和永磁体之间的夹角对齿槽转矩的影响较 大,因此,其值的选择要选使得齿槽转矩最小的水 平数。确定最佳的参数组合和仿真结果如表 7、表 8 和图 5 所示。



表 8	优化结果对比
仿真结果	转矩脉动/%
优化前	14. 2
优化后	12.9

根据表8和图5可以看出,优化前后轮毂电机 的转矩脉动降低了1.3%,但是输出转矩略有提高。

3 轮毂电机温度场分析

轮毂电机转子结构采用的是转子铁心冲片与转 轴过盈配合,由于属于两种材料具有不同热膨胀系 数,不仅在高温时容易出现热应力,同时电机高速 运行时转子铁心与轴容易出现分离,虽然可以通过 加键槽防止出现滑移现象,但是影响转子的热传导, 提高电机转子温升,因此需要对轮毂电机的温度场 进行分析。

根据冷却介质和冷却方式的不同, 永磁电机的 冷却方式主要可分为自然冷却、强迫风冷、水冷、 油冷和油水混合冷却,为了降低成本,在本次研究 中主要采用冷却效果较好的Z字型水道的水冷方式。

为了更有效的对永磁电机转子结构进行优化设 计,需要分析出转子铁心、永磁体和转轴的温度。 本文通过电磁有限元分析软件,结合所采用硅钢片 的 BP 曲线和永磁体损耗相关的参数, 计算出各个零 部件的损耗值,根据基于热路法建立的永磁电机热 网络模型, 计算出零部件的温度值。

根据电机应用环境, 通入冷却液的温度为 75 ℃、流速为20 L/min, 计算出轮毂电机额定运行时 的温度分布,如图6所示。

根据图6所示,轮毂电机机壳的温度为79℃, 定子轭部的温度为110.1 ℃。定子齿部最高温度 142.2℃,槽内绕组中央的温度为147.8℃,转子铁 心温度为132.7℃, 永磁体的温度为151.2, 转轴中 心位置的温度为121.8℃。根据仿真结果可以看出, 定子越靠近水道的温度越低,转子由于被导热性能 差的空气包裹, 散热效果差, 所以温度较高。



(a) 电机径向温度分布

图 6 额定工况下各部分的温度分布

转子冲片强度优化仿真 4

重载无人车用永磁驱动电机设计最高转速为 9500 r/min,为使得该转子冲片能满足机械强度的需 求,首先在材料选择上,相对于低铁损和高强度的 硅钢片,选择具有高强度的硅钢片 B35AHS500,其 典型屈服强度值为 540 MPa, 其次, 需要对转子冲 片的结构进行进一步优化。

驱动电机高速运行时,尤其是大直径的永磁电 机,离心力是转子冲片主要的受力形式之一。由于 转子冲片径向尺寸较薄,其与常规车用电机转子设 计经验不同,离心力不仅由转子冲片的磁桥来承受, 而且整个冲片同样也承受较大的离心力。本文主要 对冲片在最高转速的工况下进行有限元分析,在不 改变电机总体结构的前提下,对隔磁桥、转子内径、 过渡曲线等细节特征进行优化,降低冲片应力,优 化前后仿真结果如图 7 所示。由于轮毂电机转子的 优化过程并未对磁路主要尺寸进行优化,因此优化 前后的轮毂电机的电磁性能不会受到较大的影响。



(a) 优化前



(0) 1/L1/L/10

图7 转子冲片强度仿真模型

由图 7 可知,优化前转子的最大应力为 1320.5 MPa 远远超出材料的屈服强度,并且主要集中在永 磁体槽中,优化后最大应力 495.83 MPa,位于隔磁 桥处,小于硅钢片的屈服强度,满足轮毂电机在峰 值转速工况下安全可靠运行。

5 结 论

(1)为了提高无人车辆运行的平稳性,抑制驱动电机转矩脉动,本文采用田口法对电机转子结构参数进行多目标优化设计,并利用有限元分析软件完成仿真实验分析,找到最优的参数组合。优化前后电机转矩脉动降低了1.3%。

(2)基于转子冲片的温度分布,采用 2D 有限元 仿真软件,对驱动电机转子冲片进行仿真分析,在 不改变驱动系统总体构型的前提下,对驱动电机转 子的隔磁桥、转子内径以及采用圆弧等过渡曲线优 化冲片结构。通过优化使得转子可以满足峰值转速 9500 r/min 的需求。

参考文献

[1] 张凤阁,杜光辉,王天煜,等. 高速电机发展与设计综述[J].

电工技术学报,2016,31(7):1-18.

[2] 孙丽华,孙会琴,郭英军,等. 车用内置径向式永磁同步电机 的降振优化设计[J].河北科技大学学报,2022:43-50.

57 卷

- [3] 高俊, 王磊, 刘辉. 车用高速永磁电机高强度转子结构[J]. 微电机, 2015, 48(4): 15-18.
- [4] 王晓远,贺晓钰,高鹏.电动汽车用 V 型磁钢转子永磁电机的
 电磁振动噪声削弱方法研究[J].中国电机工程学报,2019,39
 (16):8.
- [5] 周美兰,高肇明,吴晓刚,等. 五种 PWM 方式对直流无刷电
 机系统换相转矩脉动的影响 [J]. 电机与控制学报,2013,17
 (7):15-21.
- [6] Salah W, Ishak D, Hammadi K. PWM Switching Strategy for Torque Ripple Minimization in BLDC Motor [J]. Electrical Engineering, 2011, 62(3): 141-146.
- [7] 陈坤. 永磁同步电动机转矩脉动抑制的控制策略研究[D]. 沈阳: 沈阳工业大学, 2017.
- [8] Kang H L, Zhou L B, Wang J, et al. Magnet Shape Optimization of Five-phase Surface-mounted Permanent Magnet Machine to Improve toRque Performance Based on Equivalent Permanent Magnet Method[J]. IEEE Transactions on Electrical and Electronic Engineering, 2015, 10(S1): 133-143.
- [9] 罗玲, 薛利昆, 吴先宇, 等. Halbach 永磁阵列无刷直流电机 转矩的解析计算和分析[J]. 电工技术学报, 2017, 32(16): 124-135.
- [10] Ge X, Zhu Z Q, Kemp G, et al. Optimal Step-skew Methods for Cogging Torque Reduction Accounting for Three-dimensional Effect of Interior Permanent Magnet Machines [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2017, 32(1): 222-232.
- [11] 王艾萌.新能源汽车新型电机的设计及弱磁控制[M].北京: 机械工业出版社, 2014.
- [12] 陈爽, 张志, 李佳星, 等. 田口法在永磁同步电机多目标优化 设计的应用[J]. 微电机, 2021, 54(7): 6.
- [13] Hwang C C, Lyu L Y, Liu C T. Optimal Design of an SPM Motor Using Genetic Algorithms and Taguchi Method[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2008, 44(11): 4325-4328.
- [14] Ki Chan Kim, Ju Lee, Hee Jun Kim. Multi-object Optimal Design for Interior Permanent Magnet Synchronous Motor [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2009, 45(3): 1780-1783.
- [15] 郭宏, 钱浩. 永磁同步电机低转矩脉动的稳健设计[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(24): 8.

全年125	《微电机》(凡利) 月,读者可到当地邮局订阅,本刊亦可破订、零购。	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/
欢迎	投稿!欢迎订阅!欢迎刊登广告!	
国内刊号	: CN61 - 1126/TM	国际刊号: ISSN 1001-6848
邮 箱	: micromotors @ vip. sina. com	
地 址	: 高新区上林苑四路 36 号(710117)	电话: 029-84276641

端部激励式直线超声波电机的绝缘优化设计

邓馨晨,姚 政,陆旦宏,程桂林,钱城辰 (南京工程学院电力工程学院,南京211167)

摘 要:端部激励式耦合型直线超声波电机压电陶瓷镀银层表面与金属弹性体凸出结构间隔距离较近,限制了施加电压的幅值,进而对电机的驱动性能有较大影响。本文对金属弹性体的凸出结构进行优化设计,分别设计了基于空气绝缘的凸出结构和基于树脂绝缘的复合凸出结构。理论分析表明,基于空气绝缘的凸出结构电机虽然具有最小的最大电场强度,有利于绝缘,但是其驱动性能较弱。而基于树脂绝缘的复合凸出结构电机具有比较平衡的绝缘性能和驱动性能。文章制作了样机并进行了实验,实验结果表明采用树脂绝缘的复合凸出结构电机较之传统端部激励式耦合型驻波直线超声波电机,其最大空载速度由41.56 mm/s提升为72.40 mm/s,性能提升较为显著。
 关键词:超声波电机,其最大空载速度由41.56 mm/s提升为72.40 mm/s,性能提升较为显著。
 关键词:超声波电机;复合凸出结构;绝缘;空载速度
 中图分类号: TM359.9
 文章编号: 1001-6848(2024)01-0007-07

Insulation Optimization Design of End Excitation Linear Ultrasonic Motor

DENG Xinchen, YAO Zheng, LU Danhong, CHENG Guilin, QIAN Chengchen (School of Electric Power Engineering, Nanjing Institute of Technology, Nanjing 211167, China)

Abstract: For coupled-mode linear ultrasonic motor based on end excitation, the distance between the silver-plated surface of the piezoelectric ceramic and the protruding structure of the metal elastomer was relatively close, which limited the amplitude of the applied voltage and had a significant impact on the driving performance of the motor. This article optimized the protruding structure of the metal elastomers by designing a protruding structure based on air insulation and a composite protruding structure based on resin insulation. Theoretical analysis shows that although the protruding structure motor based on air insulation has the smallest maximum electric filed intensity, which is favorable for insulation, its driving performance is weak. The composite protruding structure motor based on resin insulation performance and driving performance. The article made a prototype and conducted experiments. Comparing to the traditional coupled-mode standing wave linear ultrasonic motor based on end excitation, the experimental results showed that maximum no-load speed of the composite protruding structure motor with resin insulation had a significant improvement, which was from 41.56 mm/s to 72. 40 mm/s.

Key words: ultrasonic motor; composite protruding structure; insulation; no-load speed

0 引 言

超声波电机具有结构简单、响应时间短、控制 精度高、不受电磁干扰以及断电自锁等诸多优 点^[1-2]。因此,超声波电机正不断应用于生活中,特 别是在生物医学^[3]、精密仪器^[4]等高技术领域。超 声波电机主要依靠压电陶瓷的逆压电效应^[5]来实现 电机的驱动。压电陶瓷主要有3种振动模式,其中 包括纵向振动模式^[6]、横向振动模式^[7]和扭转振动 模式^[8]。其中,扭转振动模式的压电应变常数和机 电耦合系数较高,能够提供较高的输出。同时,扭 转振动模式的工作频率范围较宽,具有较好的工作 稳定性。因此,在超声波电机领域内,扭转振动模 式具有较好的应用前景。

近年来,出现了一种端部激励型单模态直线超 声波电机^[9-10],该类电机的压电陶瓷布置于金属弹 性体端部,通过压电陶瓷的扭转振动激发出金属弹 性体的一阶弯曲振动^[11]。在此基础上,通过偏心结

收稿日期: 2023-09-07, 修回日期: 2023-09-26

基金项目:江苏省产学研合作项目(BY2020419);江苏省配电网智能技术与装备协同创新中心开放基金项目(XTCX202008)。 作者简介:邓馨晨(1991),女,硕士,助理实验师,研究方向为高电压技术和电机设计。

构的使用,出现了一种耦合型直线超声波电机^[12]. 该类电机压电陶瓷也布置于金属弹性体端部,压电 陶瓷的扭振将激发偏心式金属弹性体内一阶弯曲振 动分量。同时,基于耦合作用,偏心式金属弹性体 的纵振分量也会被同步激发,从而在金属弹性体内 产生一纵二弯的耦合振动振型。上述电机都运用了 压电陶瓷的扭转振动模态,为了将压电陶瓷的扭振 有效地转化成金属弹性体的振动,均在金属弹性体 端部额外设计了凸出结构作为能量传递结构,但是 一方面这些电机的凸出结构与压电陶瓷激励面距离 较小,限制了电机所能承受的最大激励电压。另一 方面,在一定的电压范围内,施加的激励电压大小 与电机的驱动性能近似成正比关系^[13]。为了获得较 大的弹性体形变,上述电机的压电陶瓷一般具有较 宽的厚度,需要施加较高的激励电压。上述两方面 的矛盾限制了该类超声波电机的性能。

传统超声波电机其所使用的压电陶瓷具有较小 的电导率,其绝缘强度一般比较容易得到保证,其 关注重心多在粘接和陶瓷加工工艺上^[14]。端部激励 型单模态直线超声波电机陶瓷粘接和加工都相对简 单,但其绝缘设计限制较大。本文以偏心式驻波型 直线超声波电机为研究对象,对该类电机的绝缘性 能进行优化设计。在保证电机能够耐受更高等级激 励电压的条件下,尽可能减少凸出结构缩短对电机 驱动性能的影响。

端部激励式耦合型直线超声波电机 结构及工作原理

1.1 电机整体结构

传统的耦合型直线超声波电机由金属弹性体、 金属凸出结构、驱动足、压电陶瓷和绝缘结构组成 (如图1所示)。电机两端均布置有上下两块金属凸 出结构,压电陶瓷布置于上下两块凸出结构之间, 且两端压电陶瓷的极化方向相同,均竖直向上。为 使电机的质心发生偏移,在电机金属弹性体上开了 两块关于形心对称的槽口。四块驱动足对称安置于 电机发生二阶弯振时的两个波节处。



图 1 传统耦合型直线超声波电机的结构图

传统的耦合型直线超声波电机未布置绝缘结构, 电机的凸出结构与压电陶瓷激励端表面处于同一平 面,压电陶瓷与凸出结构之间仅靠薄薄的一层绝缘 胶水进行电气隔离。电场强度为

$$E = \frac{U}{d} \tag{1}$$

一旦施加过高的激励电压,由于绝缘距离过短, 电场强度很大,极其容易造成压电陶瓷与金属弹性 体之间直接击穿。因此,本文在传统电机的基础上, 缩短部分凸出结构的长度,增大压电陶瓷与金属凸 出结构之间的爬电距离^[15]。但是如果仅仅缩短凸出 结构,将影响传递压电陶瓷扭振的能力,进而影响 电机的工作性能。为此本文在凸出结构与压电陶瓷 之间布置了一种树脂绝缘结构,与金属凸出结构共 同构成复合凸出结构,如图2所示。



图 2 树脂绝缘结构电机的结构图 改进绝缘结构的超声波电机定子侧面尺寸如图 3 所示,参数如表 1 所示,电机的宽度为 10 mm。



图 3 树脂绝缘结构电机的尺寸示意图 表1 改进绝缘结构的电机尺寸参数

L_1/mm	L_2/mm	L_3/mm	L_4/mm	L_5/mm	L_6/mm	L_7/mm
0.3	0.3	1.4	6	0.5	5.5	5
L_8/mm	L_9/mm	L_{10}/mm	L_{11}/mm	L_{12}/mm	L_{13}/mm	L_{14}/mm
0.5	0.5	6	1.4	0.3	0.3	2.5
H_2/mm	H_3/mm	H_4/mm	H_5/mm	H_6/mm	H_7/mm	H_8/mm
0.5	0.5	4	0.5	0.5	2.5	1.7

考虑到绝缘结构对电机振动传递性能的不利影 响,应尽可能减小金属凸出结构的缩短长度。同时, 顾及电机部件加工的精密程度,以及电机组装时各 部分贴合的紧密程度,绝缘结构设计成阶梯状,可 以嵌入在金属凸出结构与压电陶瓷之间,方便电机 样品的组装。

由于柔性材料起到吸收振幅的作用,会影响凸 出结构传递振动的效果,所以尽可能采用硬度较高 的绝缘材料。同时,发生沿面闪络的电压大小与绝缘材料自身的电阻率、表面的粗糙程度和温度等因素有关^[16]。故而本文选择了高硬度、高电阻率,且表面光滑的耐高温树脂^[17]材料作为绝缘材料。

1.2 工作原理

耦合型直线超声波电机两端都布置有压电陶瓷, 极化方向均竖直向上,且压电陶瓷通电面都布置有 一层镀银层。当电机工作时,在电机两端的压电陶 瓷处分别施加两列幅值和频率相同,相位相差180° 的正弦交流电压,电场方向垂直于极化方向,并将 金属弹性体接地。此时,压电陶瓷两端产生电压差, 由于压电陶瓷的逆压电效应,两块压电陶瓷将工作 于扭转振动模式,金属弹性体通过端部的凸出结构 传递压电陶瓷的扭转振动,从而在金属弹性体内产 生二阶弯振分量。同时,由于金属弹性体内同步耦合 激发出一阶纵振分量,从而形成一纵二弯的耦合模 态。该耦合模态使电机在X轴和Z轴方向上都产生 位移响应,进而驱动电机运动。

该类偏心式结构电机的纵 - 弯振动方程可表 示为^[12]

$$\rho^{2} e \frac{\partial v(x, t)}{\partial t^{4}} - \rho e k G \frac{\partial^{4} v(x, t)}{\partial x^{2} \partial t^{2}} + k G E \frac{\partial^{3} u(x, t)}{\partial x^{3}} - k G \rho \frac{\partial^{2} u(x, t)}{\partial t^{2} \partial x} = 0$$
(2)

$$\rho^{2}(1+2Ae^{2})\frac{\partial^{4}v(x,t)}{\partial t^{4}} + EIkG\frac{\partial^{4}v(x,t)}{\partial x^{4}} -$$

$$\left[EI\rho + \rho kG(I + 2Ae^{2})\right] \frac{\partial^{4} v(x, t)}{\partial x^{2} \partial t^{2}} - (3)$$

$$\rho AekG \frac{\partial^2 u(x, t)}{\partial t^2 \partial x} + kG\rho A \frac{\partial^2 V(x, t)}{\partial t^2} = 0$$

式中, ρ 为密度; e为质心与形心的间距; v为横向 位移; x为梁长度方向的空间坐标; t为时间; k为 剪切因子; G为质量中心; E为弹性模量; u为纵向 位移; I为截面惯性矩。

分离变量可得电机的纵向位移和横向位移:

$$u(x, t) = U(x)\sin(\omega t + \varphi)$$
(4)

$$v(x, t) = V(x)\sin(\omega t + \varphi)$$
 (5)

由于电机的横向位移和纵向位移的相位相等, 所以电机表面质点及驱动足的运动轨迹为一条斜直 线,进而可以驱动动子作直线运动。

2 电机的绝缘特性分析

在表1所述尺寸的基础上,使用 Maxwell 软件对

电机进行了静电场分析,分析其电场强度的分布。 由于本电机为柱体对称结构,为了减少计算工作量, 仅搭建了电机一端的二维模型分析电场强度分布情况。模型中,电机的压电陶瓷与金属弹性体之间设 置了 0.05 mm 的绝缘胶水(树脂材料)。此外,在压 电陶瓷表面和金属弹性体模型截面处分别布置银条, 用以施加激励电压,压电陶瓷表面的银条施加了 600 V的电压,金属弹性体模型截面处的银条施加了 0 V 的电压。

由于重点分析电场强度分布情况,所以材料只 需要设置相对介电常数和电导率。其中,压电陶瓷 采用材料库中的参数,相对介电常数为1,电导率 为1×10⁻⁴ S/m;金属弹性体采用钢材料,相对介电 常数为1,电导率为2×10⁶ S/m;施加电压的银条 相对介电常数为1,电导率为6.1×10⁷ S/m;树脂绝 缘结构电机添加了绝缘结构(耐高温树脂),相对介 电常数为4,电导率为1×10⁻¹² S/m;空气的相对介 电常数为1.0006,电导率为2×10⁻¹⁴ S/m。本文对 传统结构电机、空气绝缘结构电机、树脂绝缘结构 电机端部电场强度进行了分析。

传统结构电机未设计绝缘结构,仅靠压电陶瓷与金属弹性体之间 0.05 mm 的绝缘胶水进行绝缘(如图 4 所示),在压电陶瓷左侧尖端处电场强度最大值为 4.243 × 10⁷ V/m。



图 4 传统结构电机的端部电场强度分析图

如果缩短一部分金属凸出结构增大压电陶瓷与 金属弹性体之间的绝缘距离,仅靠空气进行绝缘(如 图5所示)。阶梯状结构处赋予空气的材料属性。在 压电陶瓷与金属凸出结构交接处附近电场强度最大 值为6.77×10⁶ V/m。



图5 空气绝缘结构电机的端部电场强度分析图 树脂绝缘结构电机在压电陶瓷与金属弹性体布置 了阶梯状的耐高温树脂材料(如图6所示),在压电陶 瓷左侧尖端处电场强度最大值为1.112×10⁷ V/m。



图6 树脂绝缘结构电机的端部电场强度分析图 对比三种绝缘结构电机的静电场分析结果可知, 传统结构电机的最大电场强度最大。由于空气电导 率最小,所以空气绝缘结构电机的最大电场强度最 小。树脂绝缘结构电机采用树脂材料进行绝缘,虽 然最大电场强度比空气绝缘结构电机有所上升,但 绝缘树脂具有更大的介电常数^[18]且增大了爬电距 离^[19]。因此树脂绝缘结构电机的耐压性能较传统结 构电机仍得到了极大的提升,最大电场强度为传统 结构电机的 26.2%。

3 电机的振动特性分析

为了分析绝缘结构对电机振幅的影响,使用 APDL软件分别搭建了传统结构电机、空气绝缘结构 电机和树脂绝缘结构电机的三维模态分析模型。考 虑到网格划分的质量和程序计算量的大小,所以忽 略了 0.05 mm 厚的绝缘胶水对电机振幅造成的影响。 压电陶瓷(PZT-4)设定了密度、介电常数、压电应 力矩阵和弹性劲度矩阵的参数、金属弹性体(45 钢) 和绝缘结构(耐高温树脂)均设定了密度、弹性模量 和泊松比的参数。

通过模态分析以得到各个电机所需的工作模态, 并确定该模态下的电机工作频率。由模态分析结果 可知,传统结构电机的工作频率在 82.6 kHz 附近 (如图 7 所示),空气绝缘结构电机的工作频率在 83.7 kHz 附近(如图 8 所示),树脂绝缘结构电机的 工作频率在 83.6 kHz 附近(如图 9 所示)。由此可 见,绝缘结构的改进不会改变电机的一纵二弯的振 动模态,仅对模态频率有较小的影响。









图 9 树脂绝缘结构电机的模态分析图

进一步地对 3 种电机进行瞬态分析,以进一步 分析电机的驱动特性。

在原电机两端的压电陶瓷表面分别施加幅值为 600 V,相位相差180°且频率为82593 Hz的正弦交 流电压进行瞬态分析。其驱动足端部质点运动轨迹 如图10 所示。该轨迹近似为一条斜直线,其水平位 移幅值为5.56 μm,垂直位移幅值为3.14 μm。



对空气绝缘结构电机施加幅值和相位相同,但 频率为 83752 Hz 的交流电压。选取相同位置的质 点,其驱动足端部质点运动轨迹如图 11 所示,其水

平位移幅值为 5.15 μm, 垂直位移幅值为 2.99 μm。





对树脂绝缘结构电机施加幅值和相位相同,但 频率为83593 Hz 的交流电压。并选取相同位置的质 点,其驱动足端部质点运动轨迹如图12 所示,其水 平位移幅值为5.33 µm,垂直位移幅值为3.08 µm。





对比3种电机的水平位移和垂直位移幅值数据 可知,相同电压下,传统结构电机的驱动能力最强, 树脂绝缘结构电机驱动能力次之,空气绝缘结构电 机驱动能力最弱。这是因为空气绝缘结构电机的凸 出结构最短,其能量传递能力最弱,而树脂绝缘结构电机中树脂的硬度弱于钢,其能量传递能力受到 一定影响。当压电陶瓷宽度进一步缩减以优化结构 时,上述影响将会加大,尤其是空气绝缘结构由于 尺寸的约束,其影响更大。

虽然树脂绝缘结构电机驱动能力弱于传统结构 电机,但是其最大电场强度远小于传统结构电机, 因此,通过施加更高幅值的电压,可以使树脂绝缘 结构电机获得更好的驱动性能。

4 实 验

4.1 电机样机与阻抗特性分析

本文制作了传统结构电机和树脂绝缘结构电机 如图 13 所示。传统结构电机为防止金属凸出结构与 压电陶瓷表面镀银层完全平齐而造成短路,故将凸 出结构略微磨短了一点。树脂绝缘结构电机采用耐 高温树脂作为绝缘材料,以提高压电陶瓷表面与金 属凸出结构之间的绝缘性能。



图 13 两种电机样机实物图

传统结构电机的谐振频率在 76 kHz 左右(如图 14 所示);树脂绝缘结构电机的谐振频率在 74 kHz 左右(如图 15 所示)。由于电机样机在制作过程中实 际使用的材料参数与仿真设定参数不完全一致,同 时在电机的组装过程中使用绝缘胶水进行粘接,也 会对电机的工作频率造成一定影响,使得样机的谐 振频率与仿真结果所得的频率存在一定差距,但误 差仍在可接受的范围内。此外,由于传统结构电机 与树脂绝缘结构电机的金属弹性体不是同一批加工 的,所以谐振频率会有较大差异。



图 14 传统结构电机的阻抗特性分



图 15 树脂绝缘结构电机的抗特性分析图

4.2 绝缘击穿试验

试验电压由试验变压器提供,试验变压器与控制箱的接线如图 16 所示。试验变压器为工频单相变压器,额定容量 5 kVA,额定电压 0.22 kV/50 kV。 变压器高压首端串联一水阻棒,高压引出端输出交流高压。试验变压器控制箱电源端子接入 220 V 单相交流电压,输出端子接至试验变压器低压绕组,测量端子接至试验变压器测量绕组,用于检测试验 变压器高压侧输出电压和低压侧输入电流。试验变压器和控制箱均安全可靠接地。试验变压器控制 的安装了一只过流继电器,整定电流为 10 A。当 击穿电流达到 10 A 时,继电器将自动断开控制箱电 源。同时,电压表的示数也立即回零。



图 16 试验变压器控制接线图

采用交流电压进行绝缘击穿试验,试验接线如 图 17 所示。试验变压器高压引出端通过导线与超声 波电机样机压电陶瓷表面的镀银层连接,为保证对 地绝缘距离,导线将绕过试验笼上方的尼龙绳再与 试验样品连接。电机样机的钢结构体与试验台可靠 接触,试验台表面为镀锌板且可靠接地。

在距离相等的条件下,电机发生沿面闪络所需 电压将远远小于绝缘击穿所需电压,并且在沿面闪 络的情况下绝缘材料更容易遭受绝缘损坏^[20]。因此,试验时重点关注电机表面发生沿面闪络时的电压等级。



图 17 超声波电机击穿试验接线图

观察压电陶瓷镀银层表面发生沿面闪络的现象, 记录样品表面开始发生放电现象时的交流电压值及 过流继电器电流达10 A 时的电压值。

当传统结构电机施加的交流电压幅值达到 0.7 kV时,传统结构电机在压电陶瓷与凸出体衔接处多 点出现火花放电现象,如图 18(a)所示。树脂绝缘 结构电机由于在压电陶瓷与钢结构之间增加了树脂 绝缘结构,施加的交流电压幅值提升到 2.1 kV时, 电机表面才会有一角出现尖端放电的现象,如图 18 (b)所示。此外,当继电器电流达到 10 A时,两种 电机绝缘层已严重损坏,失去绝缘性能^[21]。此时, 两种电机的电路结构相似,所以当试验电流达到 10 A时,继电器自动断开控制电箱,此时电压幅值相 近,均在 4 kV 左右。



(a) 传统结构电机 (b) 树脂绝缘结构电机

图 18 两种电机样机表面火花放电现象图

由试验结果可知,在压电陶瓷与凸出体之间增加绝缘结构,有效地提高了超声波电机在正常工作时耐受电压的能力,树脂绝缘结构电机耐压等级达到传统结构电机的3倍,与静电场分析结果相近。

由于在电机驱动实验过程中将施加高频交流电 压,而绝缘在高频高压的条件下,会出现局部高温 和局部放电现象^[22],更容易发生沿面闪络现象。因此,为确保电机驱动实验的安全性,施加的激励电 压应保留一定的裕量。

4.3 电机驱动实验

电机驱动实验平台主要由直流电源、信号发生器、功放电路板和变压器组成(如图 19 所示)。信号发生器分别发出两相相位相差 180°的正弦交流信号,同时由信号发生器来实现电压的调频。直流电源产生直流电压经过功放电路最终变成所需的交流电压,并由变压器的升压作用来得到所需的激励电压。



图 19 电机驱动实验平台原理图

在电机驱动实验过程中,对电机施加安全裕量 内的激励电压,两种电机工作频率分别为 75.7 kHz 和 73.2 kHz 时,电机的驱动性能均达到较好的效 果。实际实验平台如图 20 所示。



图 20 电机驱动实验图

电机置于光滑桌面上,对电机施加不同幅值的 激励电压,记录电机单位时间内移动距离,测量5 次取平均值,获得电机空载运行时的平均速度。不 同电压下电机的空载运行速度如表2所示。

激励电	传统结构电机	树脂绝缘结构
压大小	(75.7 kHz)	电机(73.2 kHz)
473 V	41.56 mm/s	30.38 mm/s
676 V	-	61.35 mm/s
811 V	-	72.40 mm/s

表 2 电机改进前后数据对比

对比上表数据可知,在473 V 的激励电压下, 电机改进前的运动速度在41.56 mm/s,树脂绝缘结 构电机运动速度在30.38 mm/s,在此电压等级下, 电机的驱动性能略有下降,与仿真结果接近。但是 由于树脂绝缘结构电机极大地提高了激励电压的耐 受等级,故而可提高其激励电压,当激励电压加到 811 V时,电机的运动速度提高至 72.40 mm/s,较 传统结构电机而言,电机的输出性能得到了极大的 提高。



图 21 树脂绝缘结构电机的电压 - 速度特性图 树脂绝缘结构电机的电压 - 速度特性如图 21 所 示。由图可知,电机的电压 - 速度特性在 676 V 前 近似线性。当电压超过 676 V 后,电机的电压 - 速 度特性逐渐趋于饱和曲线,特别是当电压超过 811 V 后,更高等级的电压对电机的驱动性能提升有限。

5 结 论

本文在一个偏心式驻波型直线超声波电机的基础上,进行了绝缘结构改进设计。理论分析和实验分析表明,将传统结构电机端部的全金属凸出结构 改进为树脂-金属复合凸出结构。一方面,复合凸 出结构仍能够较好的将压电陶瓷扭振转换为金属弹 性体振动,能量传递效率较高。另一方面,复合凸 出结构能有效地减小电场强度最大值,提高电机的 绝缘强度,从而使新电机施加更高的电压,以获得 更好的驱动性能。论文制作了样机进行了实验,结果 表明树脂绝缘结构的耦合型直线超声波电机较传统绝 缘结构电机由于采用了额外的树脂绝缘结构,一方面 电机加工难度有一定的增加,但另一方面其最大空载 速度由 41.56 mm/s 提升为 72.40 mm/s,性能提升较 为显著,对该类型电机有较好的应用参考价值。

参考文献

- [1] 李争,郭鹏,高世豪.环形超声波电机的特性分析与实验研究[J].微电机,2018,51(5):17-21,30.
- [2] He Y, Yao Z, Dai S, et al. Hybrid Simulation for Dynamic Responses and Performance Estimation of Linear Ultrasonic Motors[J]. Mechanical Ences, 2019: s153-154, 219-229.
- [3] 李争,郭鹏,高世豪.环形超声波电机的特性分析与实验研究[J]. 微电机, 2018, 51(5): 17-21, 30.
- [4] 刘佩珊,张锦,殷玉枫,等. 一种矩形板四足驱动旋转超声波 电机的设计与仿真[J]. 微电机, 2020, 53(3): 6-10.

(下转第31页)

机车牵引电机转子模态试验及仿真优化研究

张 哲^{1,2}, 秦转丽^{1,2}

(1. 中车永济电机有限公司,西安 710000;2. 轨道交通牵引电机山西省重点试验室,山西 永济 044500)

摘 要: 牵引电机转子作为电机旋转的核心,转子的固有频率应避开实际的工作频率、工作转速。基于软件的有限 元分析法是目前在设计阶段应用最广泛的固有频率计算方法,而影响计算结果准确性包括材料参数、各部件间的实 际接触状态等。通过 LMS 公司的采集系统进行实际模态测试,并采用 Ansys 的有限元分析法,考虑导条和端环、导 条和铁心、铁心和转轴实际接触状态计算转子的固有频率。根据实际模态测试结果,以验证 Ansys 计算结果的实效 性,为进一步提高牵引电机转子模态仿真精度提供有益参考,也为进一步改进转子结构,保证转子在实际运行中不 会发生共振提供依据。

关键词:牵引电机鼠笼转子;有限元分析;模态测试;固有频率;共振

中图分类号: TM306; TM343 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2024)01-0014-04

Modal Test and Simulation Optimization of Locomotive Traction Motor Rotors

ZHANG Zhe^{1,2}, QIN Zhuanli^{1,2}

(1. CRRC Yonhji Electric Co., LTD., Xi' an 710000, China;

2. Shanxi Provincial Key Laboratory of Traction Motors for Rail Transit, Yongji Shanxi 044500, China)

Abstract: The rotor of traction motor is the core of the motor rotation, and the natural frequency design of the rotor should avoid the actual operating frequency and speed. The finite element analysis method based on software is currently the most widely used natural frequency calculation method in the design phase, which affects the accuracy of calculation results, including material parameters, actual contact states between components, etc. Actual modal testing was conducted using the LMS company's acquisition system, and the finite element analysis method of Ansys was used to calculate the natural frequency of the rotor considering the actual contact state between the guide bar and end ring, guide bar and iron core, iron core and shaft. Based on the acquisition system of LMS company in Belgium, actual modal testing was conducted to verify the effectiveness of Ansys calculation results, provided a useful reference for further improving the modal simulation accuracy of the rotor will not have resonance in actual operation.

Key words: traction motor squirrel-cage rotor; finite element analysis; modal test; natural frequency; resonance

0 引 言

牵引电机作为车辆动力来源,其在实际运行中 的振动问题一直是被关注的重要项点之一。电机转 子负责输出转矩,在工作中很有可能在工作频率和 转速下产生共振,引起连接件间出现疲劳破坏,造 成导条焊接处断裂等故障发生。为保证转子能安全 运行,其固有频率和振型在设计时应被考虑。

通常对转子进行模态测试试验,可直接获取转 子结构的固有频率、阻尼和振型,从而评价结构合 理性,对降低电机振动,减少故障率具有重要意 义^[1]。但模态测试试验需建立在实物基础上进行, 因此在加工制造之前会通过仿真计算提前发现和解 决相关振动问题。两种方法的分析结果是具有相关

基金项目:轨道交通牵引电机山西省重点实验室自然基金(201905D121006);国家重点研发计划资助(2021YFB3803005)。 作者简介:张 哲(1989),男,硕士研究生,工程师,研究方向为电机设计。

收稿日期: 2023-05-16, 修回日期: 2023-06-07

秦转丽(1979),女,本科学士,正高级工程师,研究方向为电机设计。

性的^[2]。仿真计算中有很多建模和边界条件等因素 直接影响仿真精度,可根据试验数据验证有限元仿 真模型的合理性,并修正和完善仿真模型。

本文使用 LMS 设备进行转子模态测试,得到转 子实际固有频率,再基于软件 Ansys Workbench 的有 限元分析方法进行建模仿真,考虑导条涨紧后与铁 心间的实际配合关系、转子导条与端环的焊接关系、 以及铁心与转轴间配合关系,通过将仿真结果与试 验结果对比,确定仿真结果的准确性,为进一步提 高牵引电机转子模态仿真精度提供有益参考,也为 进一步改进转子结构提供依据。

1 理论基础

1.1 牵引电机鼠笼转子

牵引电机转子负责工作转矩的输出,由转子铁 心、转轴和转子绕组等组成。对于鼠笼转子来说, 在铁心外圆处均匀分布齿槽,每个齿槽内嵌有一根 转子导条,导条两端伸出铁心并与端环焊接在一起。

通过大量运用数据分析,转子导条断裂是交流 异步牵引电机常见故障之一,约占10%左右^[3], 80%的断裂发生在导条与端环焊接处^[4]。当转子的 固有频率与激励频率重叠时,可能会因产生共振而 带来较大应力。长期多次发生后,从而导条与端环 焊接部位会出现大应力疲劳破坏^[5]。

1.2 模态分析

模态分析通常是通过试验测试和有限元方法实 现的。部件的共振是当其受到外部激励时,会在固 有频率下发生振动,试验测试方法就是通过力锤或 激振器对结构进行激励,测量结构响应的一种测试 分析方法。分析是建立在四个基本假设之上,分别 是线性假设、时不变性假设、可观测性假设和互易 性假设。有限元模态分析通过有限个单元将连续体 离散化,对有限个单元分片插值求解,在工程上主 要用于在产品设计时评估产品结构设计的合理性以 避免共振,并且其是结构动力学分析的基础。

依据 Hamiltion 原理,应力和应变、应变和位移的关系,结构通用运动方程为^[6]。

 $[M]{\dot{u}} + [C]{\dot{u}} + [K]{u} = {F(t)}$ (1) 式中, [M]是结构质量矩阵, [C]是阻尼矩阵, [K]是刚度矩阵, $\{\dot{u}\}$ 为加速度矢量, $\{\dot{u}\}$ 为速度矢量, $\{u\}$ 为位移矢量, $\{F(t)\}$ 为时间 t 的力矢量。

无阻尼结构的固有频率与有阻尼机构的固有频

率的关系为

$$\omega_d = \omega_n \sqrt{(1 - \delta^2)} \tag{2}$$

从式中可以看出,阻尼对结构固有频率的影响 是非常有限的,结构的固有频率主要受刚度分布和 质量分布的影响。当发生谐振动 *u* = *U*sin(*ωt*),方程 为^[7]

$$\left(\left[K\right] - \boldsymbol{\omega}_{i}^{2}\left[M\right]\right) \left\{u_{i}\right\} = \left\{F(t)\right\}$$
(3)

由于结构的连续性,结构会存在无穷多阶固有 频率。

2 牵引电机鼠笼转子模态测试

某机车牵引电动机转子结构图如图1所示,该 转子由转轴、转子铁心、导条、端环等零部件组成, 为了实现转子高速转动下的安全,对导条与端环进 行焊接,导条通过胀紧与铁心进行配合,铁心与转 轴采用过盈配合。



图1 转子结构示意图

本次模态测试是基于 LMS 采集系统,以及 PCB 的激励和采集装置。为了较准确的得到转子的固有 频率,在试验中转子支撑使用柔软的弹簧绳吊起, 使转子尽可能的接近自由状态。由于转子具有整体 对称性,可将整个转子等效为一个圆柱面。试验测 试时,在圆柱面上从轴向方向主要设置了5 圈激励 点,每圈 12 个点,如图 2 所示。传感器采用三向振 动加速度传感器,进行三个方向数据采集。



图 2 转子模态测试测点分布

根据电机实际运行工况,主要关注 2000 Hz 以 内转子固有频率,试验时频带选取到 3000 Hz。在 2%的向量振型偏差,1%的频率偏差和5%的阻尼偏 差为容限的误差容量范围内, Modal size 设置为 70 确定稳定的极点位置。在 2000 Hz 范围内共出现 5 阶振型较为明显模态,如表1 所示。

表1 转子模态试验固有频率和振型



3 牵引电机转子模态仿真

将转子 CAD 模型导入 Ansys Workebuch 软件中, 进行模型处理、网格划分、装配和边界条件设置, 完成转子模态仿真模型的建立。

以往分析电机铁心的振动特性时,一般将铁心 视为材料均匀的各向同性的连续体,通过缩小铁心 力学参数进行其固有频率计算^[8]。但实际中铁心是 由多片正交各向异性硅钢片叠压而成,其为非连续 的实体部件,研究表明铁心的对称、收缩、扩张模 态的频率和铁心的反对称模态的频率分别受不同方 向的弹性模量和剪切模量的影响^[9]。垂直于硅钢片 的方向1与硅钢片延所在平面2和3的材料参数不 同,2和3可以认为材料是各项同性,*G*₁₂依据正交 各向异性材料确定,*G*₂₃和*G*₁₃约为硅钢片的90%^[6]。 转子各部件材料属性如表2所示。

属性	铁心	导条	护环	端环
$\rho/(\text{kg/m}^3)$	6960	8900	7850	8900
$E_2 = E_3 / \text{GPa}$	190	100	190	130
E_1 /GPa	150	100	190	130
G_{12} /GPa	73	37.6	73	50
$G_{13} = G_{23}/\text{GPa}$	66.7	37.6	73	50
$v_{12} = v_{13} = v_{23}$	0.3	0.33	0.3	0.3

对导条和端环、导条和铁心、铁心和转轴的所 有理论接触面均设置绑定约束。不考虑自由刚体模 态及重根模态,仿真结果如表3所示,与试验结果 对比如表4所示,两者结果差异较大,相同振型的 仿真频率均大于试验频率。

表 3 完全绑定约束转子模态仿真固有频率和振型



表 4 完全绑定约束转子试验结果和仿真结果对比

模态阶数	试验值/Hz	仿真值/Hz	误差/%
1	992.3	1245.3	25.4
2	1071.9	1429.6	33.4
3	1219.97	1375.4	12.7
4	1245.8	1412	13.3
5	1873.7	2084. 2	11.2

进行有限元仿真时,边界条件会影响到结构的 刚度分布,因此仿真结果差别很大的原因可能是仿 真结构的边界条件与实际有差别。为了提高仿真精 度,对导条涨紧后与铁心间的配合关系、导条与端 环的焊接关系、以及铁心与转轴间配合关系进行 考虑。

导条与端环是通过填充钎焊料的形式实现焊接, 会在导条根部与端环之间形成搭接焊缝和月牙形角 焊缝组成的焊接区域。因此,在模型处理时,在导 条和端环接触面上建立焊接层,如图3所示。



图 3 导条与端环焊料填充区域

导条是通过胀紧的方式与铁心进行配合,影响 结构刚度的因素包括胀紧方式、胀紧初始位置、导 条与铁心实际接触面积。通过实际测量,卸荷槽到 起胀位置的距离约为10 mm。对实际涨紧后的导条 进行拆解,测量导条侧表面压痕高度约6 mm,如图 4 所示。因此,仿真模型处理时,仅在导条侧面上 距卸荷槽10 mm 处建立6 mm 宽的接触面。



图 4 导条实际起胀位置和导条侧表面接触区域

不考虑自由刚体模态及重根模态,仿真结果如 表5所示,与试验结果对比如表6所示。仿真结果 与试验结果差异在5%以内。

模态阶数	频率/Hz	振型	
1	1005	Ages for before allow a series of the series	两端同步摆动
2	1085.3	New York State	两端同步扭转
3	1207. 3	Ten Bid Oderwater Paramagi 121 20 Bid State 1 4 50 1 50	两端呈两节点 十字反向摇摆
4	1223	Ins Taut Brenner Series (1993) Research (1994) Research (1994) Researc	两端呈两节点 十字同步摇摆
5	1919	Type Table Defendent Bare (Constraints) (Con	两端呈三节点 十字摇摆

表 5 不完全绑定转子模态仿真固有频率和振型

表6 不完全绑定转子试验结果和仿真结果对比

模态阶数	试验值/Hz	仿真值/Hz	误差/%
1	992.3	1005	1.3
2	1071.9	1085.3	1.3
3	1219.97	1207.3	- 1
4	1245.8	1223	- 1.8
5	1873.7	1919	2.4

4 结 语

本文针对某机车牵引电机鼠笼转子,进行了试 验模态测试,并结合有限元仿真分析得到了转子 2000 Hz范围内的振动特性。通过试验和仿真对比, 对于该机车牵引电机鼠笼转子的振动特性得到以下 结论:

(1)该转子在2000 Hz 范围内的振型主要呈现在 端环和护环上,应关注其是否和工作频率相同或接 近,如发生共振极易引起导条与端环根部焊接位置 断裂。

(2)通过赋予铁心结构正交各向异性,并考虑 导条胀紧方式、导条和端环、导条和铁心、铁心和 转轴的实际接触方式后,仿真结果与试验结果差异 在5%以内,有效的提高转子模态仿真精度。

参考文献

- [1] 洪学武,赵坚,刘海强,等. 电机整机结构振动模态试验与参数识别研究[J]. 微电机, 2020, 53(6): 29-32
- [2] 白化同. 模态分析理论与试验[M]. 北京:北京理工大学出版 社, 2001.
- [3] 张玉洁,王沛栋,官洪民,等.基于鼠笼电动机转子断条故障 的诊断分析[J]. 微电机, 2022, 55(2):46-50
- [4] 王鑫,李庐,邹晓璇,等.交流鼠笼式牵引电动机两种典型故 障分析与改进措施[J].铁道机车车辆 2021,41(1):107-110.
- [5] 赵东超,谢贵生.牵引电机鼠笼式转子断条失效分析[J].电 焊机,2020,50(1):109-113.
- [6] 王天煜,王凤翔.大型异步电动机定子振动与模态分析[J].中 国电机工程学报,2007,27(12):41-45.
- [7] 李志鹏,祁霖,陈玉升. 航空无刷直流电机转子结构强度和模态分析[J].第五届中国航空科学技术大会,2021.
- [8] 张浩,贺岩松,徐中明,等. 某型爪极发电机的模态仿真与试验分析[J]. 噪声与振动控制 2017, 37(3): 58-61.
- [9] 龙吟,任晓辉,张珂,等.基于模态试验的轨道牵引电机整机 有限元模型的建立[J].铁道科学与工程学报 2019, 16(6): 1553-1559.

高速永磁同步电机解耦控制 ——低载波比数字延时与 Smith 预估控制

顾思芸, 沈建新

(浙江大学 电气工程学院,杭州 310027)

摘 要: 永磁同步电机(PMSM)运行在高速工况时,由于逆变器的开关频率受限使得载波比较低,会出现数字延时 加剧的问题,直接影响了系统的控制性能,甚至造成系统失稳。针对低载波比工况下的数字延时问题,首先对数字 延时环节进行精确的复矢量建模,并基于转速及电流环带宽的根轨迹、闭环零极点图及波特图分析数字延时对系统 性能的影响,并给出考虑延时后系统的临界失稳转速。结合复矢量解耦策略,提出一种改进的基于 Smith 预估控制 的解耦延时补偿电流控制策略,能够避免高速低载波比工况下系统失稳的问题,提高了电流环的稳定性,同时具有 较好动态响应能力和解耦性能。采用 Simulink 仿真对比验证了所提的解耦延时补偿控制策略的有效性。 关键词: 永磁同步电机;低载波比;延时补偿; Smith 预估控制;复矢量

中图分类号: TM351; TM341; TP273 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2024)01-0018-08

Decoupling Control of High-Speed PMSM ——Digital Delay by Low Carrier Ratio and Smith Predictive Control

GU Siyun, SHEN Jianxin

(College of electrical engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: When the permanent magnet synchronous motor (PMSM) runs at high speed, due to the limited switching frequency of the inverter, the carrier ratio is low, and the problem of digital delay will be aggravated, which directly affects the control performance of the system and even causes the system instability. Aiming at the problem of digital delay under low carrier ratio condition, the digital delay was modeled accurately in complex vector form. The influence of digital delay on the system performance was analyzed based on the root locus of speed and current loop bandwidth, closed-loop zero pole diagram and bode diagram, and the critical instability speed of the system was given. Combined with the complex vector decoupling strategy, an improved decoupling and delay compensation current control strategy based on Smith predictive control was proposed. This strategy can avoid the instability of the system at high speed and low carrier ratio, improve the stability of the current loop, and the system has better dynamic response and decoupling performance. Simulink simulation was used to verify the effectiveness of the proposed decoupling and delay compensation control strategies.

Key words: PMSM; low carrier ratio; delay compensation; Smith predictive control; complex vector

0 引 言

高速永磁同步电机因其具有一系列优越的性能, 目前广泛应用于电动汽车、储能飞轮及航空等领 域^[1]。然而由于其运行频率很高,通常在500 Hz 以 上,且在大功率的应用系统中,为了降低损耗,逆 变器的开关频率受到限制,导致载波比较低,因此 针对高速低载波比工况下的永磁电机控制系统性能 分析和优化成为热点。

首先是永磁同步电机的内部存在与转速成正相

收稿日期: 2023-11-06

基金项目: 国家自然科学基金(51837010, U22A20214)

作者简介:顾思芸(1997),女,硕士研究生,研究方向为高速永磁同步电机电流控制与优化。 沈建新(1969),男,博士,教授,研究方向为电机设计、控制与应用。

关的耦合效应,针对该问题,可以采用具有较好解 耦性能和较强鲁棒性的复矢量解耦策略,该策略在 上一篇文章《高速 PMSM 解耦控制(1)》已有详细的 讨论。除了耦合问题外,低载波比工况下的数字延 时问题也严重影响系统性能、甚至导致系统失稳。 针对数字延时问题, 文献[2]提出改进变流器结构 以提高等效开关频率,降低数字延时的影响,然而 增加了功率器件的数量导致硬件成本的提高以及开 关损耗的增加: 文献[3]提出单周期双次采样策略, 将数字延迟时长缩短为原来的一半,但在极端情况 的数字延时问题仍较严重; 文献[4,5]在控制器中 加入1.5 拍的相角补偿环节,然而忽略了时间延时 的影响。文献[6]在复矢量解耦调节器中增加了针 对数字延时的补偿因子,但该方法依赖模型参数精 度。文献[7,8]采用了无差拍电流预测方法并进行 1 拍电流预测以抵消延时影响; 文献 [9] 在电流预测 及预测补偿的基础上采用改进 Euler 法以提高预测 精度。

Smith 预估控制是目前针对延时问题的一种有效 解决方案,目前广泛应用于光电跟踪系统、广域电 力系统和电气控制系统等诸多领域^[10-11]。在永磁伺 服电机系统也有一些应用:文献[9]基于 Smith 预估 结构对预测控制延时补偿策略进行频域分析;文献 [12]在转速环中采用 Smith 预估器对逆变器的延迟 进行补偿,然而未涉及电流环的补偿;文献[13]将 Smith 预估器引入电流环中,然而未考虑低载波比情 况下的角度延迟影响及高速工况下的电流耦合问题。 总体而言, Smith 预估控制在 PMSM 控制系统的应用 尚不成熟,仍有待进一步的研究。

基于上述背景,本文针对高速低载波比永磁电 机的数字延时问题展开探究,对数字延时环节进行 精确建模,并基于根轨迹、零极点图和波特图详细 分析延时对系统性能的影响,结合复矢量解耦策略 提出一种改进的基于 Smith 预估控制的解耦延时补 偿电流控制策略,并在 Matlab/Simulink 平台上搭建 仿真模型,通过对比验证了所提策略的有效性。

1 低载波比工况数字延时分析

在永磁同步电机的控制系统中,除了存在随着 转速提高而加剧的 *d* - *q* 轴耦合问题之外,因数字控 制系统的采样、计算及更新等环节导致的延时问题 也十分突出。对于高速电机,其转速通常超过10000 r/min;并且为了尽量降低开关损耗和减少散热器体 积,逆变器的开关频率受限,以上两种情况导致载 波比(即逆变器开关频率与电机运行频率的之比)较低,低载波比下数字延时问题更加突出,直接影响着控制系统的动稳态性能,甚至导致系统失控,故需要在研究数字控制延时对系统影响的基础上,对低载波比工况下的控制策略进行改进优化。

电机控制系统的数字控制延迟来源包括采样、 计算、空间矢量调制以及 PWM 更新等环节造成的延 时。采用单采样单更新模式的控制时序图如图 1。 每个控制周期进行一次电流采样及计算,并在下个 周期开始更新,该采样计算部分存在一个采样周期 的延迟, *T_{d1}* = *T_{PWM}*;逆变器的更新和输出也存在延 时,该部分延迟为半个开关周期, *T_{d2}* = 0.5*T_{PWM}*,综 上,数字控制总延迟时间为1.5*T_{PWM}*,将总延时表示 为*T_d*,则有:



图1 单采样单更新控制时序图

上面所讨论的是数字延时导致的时间滞后环节, 该部分影响用 e^{-sT_d} 表示;除了时间延迟,在矢量控制 系统中,需要利用采样得到的转子位置角进行计算, 然而当信号经计算、调制及更新输出至电机端时,转 子在该段延迟时间 T_d 内已经转过了一定角度 θ_d ,如 图2所示,两者之间的角度误差 θ_d 可由式(2)表示:

$$\theta_d = \omega_e T_d = 1.5 \omega_e T_s \tag{2}$$



图 2 考虑延时前后 d-q 轴关系图

根据图 2,可知实际电压矢量 u'_{d} , u'_{q} 与计算采用的电压矢量 u_{d} , u_{q} 满足的关系如下:

$$\begin{bmatrix} u'_{d} \\ u'_{q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_{d} & \sin\theta_{d} \\ -\sin\theta_{d} & \cos\theta_{d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{d} \\ u_{q} \end{bmatrix} = e^{-j\theta_{d}} \begin{bmatrix} u'_{d} \\ u'_{q} \end{bmatrix}$$
(3)

根据以上分析,数字控制系统的延时包括时间延迟和角度延迟两部分,综合两部分影响,可 以得到同步旋转坐标系下的数字延时环节传递函 数为

$$G_d(s) = e^{-(sT_d + j\theta_d)} = e^{-(s + j\omega_e)T_d}$$
(4)

由式(4)可知,数字控制延时的影响与电机电 角速度 ω_e 和延迟时间 T_d 有关,当电机运行在低速 状态下,由于载波比较高,延迟时间 T_d 相对较小, 电机电角速度 ω_e 较小,可以忽略其影响;然而当电 机运行在高速低载波比工况下,则控制周期在高运 行频率工况下相对较大,延迟环节造成的影响变大, 不可忽略,故需要对高速低载波比下的控制策略进 行优化。

2 考虑延时的电流环稳定性分析

2.1 传统 PI 电流环稳定性

通过上述针对数字控制延时影响的分析,可以 得到考虑延时环节的传统 PI 电流控制系统框图如图 3 所示。



图3 考虑延时环节的传统 PI 电流控制框图 可以得到对应的开环传递函数如式(5)所示, 考虑反馈环节,则通过式(6)可以得到系统闭环传 递函数,便于分析延时对系统控制性能的影响。

$$G_o(s) = \frac{k_p s + k_i}{L_s s^2 + (R_s + j\omega_e L_s)s} \cdot e^{-(sT_d + j\theta_d)}$$
(5)

$$G_{c}(s) = \frac{G_{o}(s)}{1 + G_{o}(s)}$$
 (6)

通过对考虑数字延迟后传统 PI 电流控制系统的 转速根轨迹的分析可以得到数字延时对系统的影响。 所分析的电机参数如下:定子电阻为 0.0024 Ω ,定 子电感值为 0.056 mH, PWM 开关频率 5 kHz,采用 单采样单更新控制模式,则系统延时 T_a 约为 0.3 ms,设置电流环带宽频率为 2512 rad/s。根据 图 4(a)可以看到,考虑延时后的 PI 电流环闭环根 轨迹有三条,其中一条根轨迹随着转速的提高逐渐 进入了右半平面,如图 4(b)所示,对应的系统临 界失稳转速约为 14790 r/min,临界失稳频率为 493 Hz,即电机转速到达该临界转速时会进入失稳 状态。





2.2 复矢量解耦电流环稳定性

考虑延时环节的复矢量解耦电流控制系统框图 如图 5 所示。对应的系统开环传递函数如式(7)。同 样可以根据式(6)得到复矢量解耦电流环闭环传递 函数,进而通过零极点图和波特图分析系统性能。



$$G_o(s) = \frac{k_p s + k_i + j k_p \omega_e}{L_s s^2 + (R_s + j \omega_e L_s) s} \cdot e^{-(sT_d + j\theta_d)}$$
(7)

考虑数字延迟后的复矢量解耦电流控制系统运 行频率为0Hz、100Hz、200Hz、300Hz、400Hz、 500Hz的零极点图和波特图如图6及图7。从图6可 知,考虑延时后,复矢量解耦电流环存在一对随着 电机运行频率提高始终相抵消的零点 z₁和极点 p₁, 且不会随着转速的提高进入右半平面,即解耦策略 本身仍然有效。然而由于数字延迟的影响,另外一 对极点 p₂、p₃的位置随着转速提高而变化,尤其是 主导极点 p₂随着转速提高逐渐向虚轴靠近,导致系 统阻尼减小,稳定性降低。根据波特图7也可以看 到,随着电机运行频率的提高,频率特性曲线不再 与0Hz曲线重合,系统的带宽降低,相位裕度减





2.3 开关频率对系统性能的影响

为了更加直观的体现数字控制延时对系统性能 的影响,绘制不同开关频率下的复矢量解耦电流控 制系统闭环零极点图和波特图如图8所示。



电机运行频率固定为 200 Hz。图 8(a)为开关频 率分别为 6 kHz、5 kHz、4 kHz、3 kHz、2 kHz 时的 零极点图,对应的载波比从 30 逐渐降低为 10。可以 看到,相对消的一对零极点位置不变,但另外两个 极点随着载波比降低均向虚轴靠近,并且主导极点 p₂ 离虚轴的位置十分接近,系统阻尼减小,系统稳 定性大大降低。图 8(b)为开关频率为 6 kHz、 5 kHz、4 kHz、3 KHz、2 kHz 时的波特图,可知随 着载波比的降低,系统的带宽和相位裕度均大幅度 变小。由此可见,载波比对系统动稳态性能的影响 较大,低载波比工况下数字延时问题十分突出。

2.4 电流环带宽对系统性能的影响

由于提高电流环带宽可以在一定程度上改善控 制系统的性能,因此下面分析电流环带宽对系统性 能改善的程度。图 9(a)、图 9(b)、图 9(c)是电机 转速分别为0、5000 r/min、15000 r/min 时,系统关 于电流环带宽的参数根轨迹。可以看到,系统始终 有一对固定的零极点相抵消,和随电流环带宽变化 的两个极点 p_2 、 p_3 ,其中主导极点 p_2 的位置随着电 流环带宽的增大而远离虚轴,说明增大电流环带宽 可以提高系统的稳定性,然而其并不能无限制增大, 受到开关频率的限制,根据实际工程应用,最大只 能为开关频率的十分之一,即开关频率为0.0002 s 时,电流环带宽最大只能达到3140 rad/s。纵向对比 不同转速下的情况,可知随着转速的提高,电流环带 宽的增大对极点位置的影响越来越小,尤其当转速达 15 kr/min,即使提高电流环带宽到最大值,主导极点 仍然十分接近虚轴,即转速越高,数字延时的影响越 大,提高电流环带宽对系统性能的改善作用越小。





图 9 不同转速下的电流环带宽根轨迹

3 基于 Smith 预估控制的延时补偿

3.1 角度延时补偿

由于数字控制导致的延时包括角度延迟和时间 延迟,因此分别对这两部分的延迟加以补偿。首先 针对空间角度相位的延迟进行补偿,通过在控制器 输出端加入角度补偿项 e^{iθa}来补偿电压误差,图 10 为引入空间角度补偿的电流控制系统框图。



图 10 角度补偿后的电流环控制框图 引入空间角度补偿的系统闭环传递为

$$G_{c}(s) = \frac{G_{ACR}(s)G_{m}(s)e^{-sT_{d}}}{1 + G_{ACR}(s)G_{m}(s)e^{-sT_{d}}}$$
(8)

式中, *G*_{ACR}(*s*) 表示所采用的电流控制器的传递函数。从闭环传递函数(8)的形式可知,即使引入了角度延迟补偿,时间延时因子 *e^{-sTa}*仍然存在,且闭环传函的分子和分母中均存在延时因子 *e^{-sTa}*,导致系统的阶数变高,偏离原期望带宽,系统动稳态性能受到影响,因此需要采取相应措施消除因时间延迟环节造成的不利影响。

3.2 时间延迟补偿

由于角度延时补偿后系统仍然存在纯时滞环节 的影响,考虑采用 Smith 预估控制进行纯时滞环节 的补偿。Smith 预估器的基本思想是引入一个与控制 器并联的补偿环节,该环节首先对系统在给定信号 下的动态响应进行预先估计,然后将其补偿到反馈 通路上,使得调节器能够考虑到时滞环节而超前动 作,弥补延时过程产生的影响。将 Smith 预估控制 应用到 PMSM 电流调节器中,得到引入 Smith 预估 补偿器后的电流控制框图如图11所示。



图 11 引入 Smith 预估补偿的电流控制框图

图中, $G_{m}(s)$, $\hat{G}_{m}(s)$ 分别为永磁同步电机实际模型 及预估模型传递函数, \hat{i}_{dq} 为 Smith 预估器得到的 d、 q轴电流预估值,则可以写出加入延时补偿后系统 开环传递函数如式(9)。在理想情况下,有 $\hat{G}_{m}(s) =$ $G_{m}(s)$,则引入 Smith 预估补偿器的系统闭环传递函 数为式(10)。对比引入 Smith 预估补偿器前后的系 统可知,补偿后的系统闭环反馈回路中已经不包含 延时因子 $e^{-sT_{d}}$,系统的动稳态性能得以保证。

$$G_{o}(s) = \frac{G_{ACR}(s)G_{m}(s)e^{-sT_{d}}}{1 + G_{ACR}(s)\hat{G}_{m}(s)(1 - e^{-sT_{d}})}$$
(9)

$$G_{c}(s) = \frac{G_{ACR}(s)G_{m}(s)}{1 + G_{ACR}(s)G_{m}(s)} \cdot e^{-sT_{d}}$$
(10)

采用复矢量解耦电流控制器时,设置电机运行 频率为500 Hz,开关频率为5 kHz,此时载波比仅为 10,延迟时间为0.3 ms,其他条件一致,绘制加入 Smith预估补偿前后的复矢量电流控制闭环波特图如 图 12 所示。可见加入 Smith预估器后,系统幅值截止 频率和相位截止频率均得到一定的增加,系统带宽和 相位裕度均增大,动态性能和稳态性能均得到提高。



3.3 误差修正

当预估模型参数与实际参数存在偏差,系统进入稳态后会存在跟踪误差,因此需要在 Smith 预估补偿的基础上添加误差积分环节,使开环转为闭环预估补偿,以校正 *d* - *q* 轴电流误差。误差积分补偿

的过程是将电流给定值与实际电流值作差,经过积 分后补偿到 Smith 预估器的输入,从而对预估模型 失配导致的误差进行校正。改进后的闭环 Smith 预 估补偿的复矢量解耦电流调节器控制系统整体如图 13 所示。



图 13 改进的闭环 Smith 预估延时补偿复矢量解耦控制系统

4 验证分析

为说明所提的延时补偿策略的有效性,利用 Matlab/Simulink 仿真平台分别搭建了三种考虑数字 延迟的控制系统:无延时补偿传统 PI 电流控制、加 入延时补偿的 PI 电流控制、加入延时补偿的复矢量 解耦电流控制,系统均运行在双闭环模式,外环采 用转速 PI 控制, 且参数设置一致, 开关频率设置为 5 kHz。针对该三种控制系统进行起动及加卸载仿真 验证。仿真条件:转速给定值为15 kr/min,即当电 机的转速升至给定转速时,载波比仅为10。电机从 0 s 开始空载起动,到达给定转速并稳定后, 1.5 s 加入负载 30 Nm, 2.5 s 卸载。

仿真所采用的永磁同步电机的参数如表1所示。

表1 仿真采用的永磁同步电机参数

参数	参数值
定子电阻/Ω	0.0024
交直轴电感/mH	0.056
极对数	2
永磁体磁链/Wb	0.057
转动惯量/kg・m ²	0.049
直流母线额定电压/V	513
额定转矩/N・m	30
额定功率/kW	47
额定转速/(r/min)	15000

4.1 无延时补偿时的失稳系统

针对未加入延时补偿的传统 PI 电流控制系统进 行仿真, 仿真结果如图 14 所示。可以看到, 系统在 0.739 s 时失稳, i_d 、 i_a 出现骤变且远偏离给定值, 测得电机失稳时的转速为14849 r/min,与理论分析 的临界失稳转速 14790 r/min 基本一致,符合理论分 析结果,由此说明数字延迟对系统影响极大,高速







4.2 加入延时补偿的 PI 控制系统

图 15 为加入延时补偿的 PI 电流控制系统响应, 可以看到,加入延时补偿后系统不再失稳,能够保 持在给定转速稳定运行,说明延时补偿策略对系统 性能有较好的改善。需要指出的是,该系统仍存在 耦合:加卸载瞬间, i_a的突变导致了 i_a的突变; 耦 合效应在电机转速升至给定值的瞬间更为严重: 0.75 s 电机达到给定转速, $i_q \downarrow k i_{max}$ 突降为0, 耦合 导致 i_a 电流出现突变,且突变幅值较大。因此需要 综合考虑解耦和延时补偿的优化控制策略。





图 15 基于 Smith 预估补偿的 PI 控制仿真结果

4.3 加入延时补偿的复矢量解耦控制系统

采用加入延时补偿策略的复矢量解耦电流控制 系统的仿真结果如图 16 所示。可以看到,系统不仅 能够稳定运行,且在高速低载波比工况下仍然能够 有较好的解耦效果,当电机达到给定转速的瞬间以 及突加卸负载的瞬间,q轴电流的突变均不会引起 d 轴电流的激变,d轴电流始终维持在0A附近,系统 整体的动稳态性能较好。





图 16 基于 Smith 预估补偿的复矢量解耦控制仿真结果

针对加入误差积分补偿器前后的复矢量解耦延 时补偿电流控制系统进行仿真。图 17 和图 18 分别 为加入误差补偿前后 d、q 轴电流误差,即 d、q 轴 电流实际值与给定值的差值。对比加入误差积分补 偿前后的电流误差曲线可知,0s到0.75 s 的加速过 程中,d 轴电流误差最大值从5 A 降低到 1A,q 轴 电流误差最大值从8 A 降低到3 A 内;0.75 s 时电机 达到给定转速瞬间,d 轴误差幅值从6 A 降低至1 A,且加卸载瞬间的d、q 轴电流误差基本得到消除; 除此之外,系统存在负载扰动时,未加入误差积分 补偿的系统存在幅值为2 A 的d 轴稳态跟踪误差, 而加入积分器后稳态误差完全消除。因此误差积分 补偿器可以有效改善电机调整过程中的动态误差和 稳态运行时静态跟踪误差。



图 17 未加入误差积分器的 d、q 轴电流误差



5 结 语

本文针对永磁同步电机在高速低载波比工况下 的数字延时问题,首先对数字延时环节进行复矢量 形式精确建模,并通过根轨迹图、零极点图和波特 图详细分析数字延时对系统性能的影响,给出了临 界失稳转速。在此基础上,结合复矢量解耦策略, 提出一种改进的基于 Smith 预估控制的解耦延时补 偿策略。并在 Simulink 平台上进行仿真对比,验证 了所提策略能够在低载波比工况下有效提高系统稳 定性,且保持较好的解耦效果和动态响应能力。

参考文献

[1] 董剑宁,黄允凯,金龙,等. 高速永磁电机设计与分析技术综述[J]. 中国电机工程学报,2014,34(27):4640-4653.

- [2] 徐凤宝,钟臻峰,孙伟,等. 低载波比永磁同步发电机 PWM 整流的改进拓扑[J]. 电机与控制学报, 2018, 22(2): 41-48.
- [3] 樊生文,邵印,谭晶格,等. 低载波比下 PMSM 的复矢量控制研究[J]. 电力电子技术, 2022, 56(2): 136-140.
- [4] Bae B H, Sul S K. A Compensation Method for Time Delay of Fulldigital Synchronous Frame Current Regulator of PWM AC Drives [J]. Industry Applications IEEE Transactions on, 2003, 39(3): 802-810.
- [5] 国敬,范涛,章回炫,等.高速低载波比下永磁同步电机电流 环稳定性分析[J].中国电机工程学报,2019,39(24): 7336-7346.
- [6] 张宏阳. 高速永磁同步电机复数矢量解耦延时补偿方法研究 [D]. 杭州:浙江大学, 2021.
- [7] Yim J S, Sul S K, Bae B H, et al. Modified Current Control Schemes for High-Performance Permanent-Magnet AC Drives With Low Sampling to Operating Frequency Ratio[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2009, 45(2): 763-771.
- [8] 孙建业,王志强,谷鑫,等.高速低载波比下永磁同步电机预 测电流控制[J].中国电机工程学报,2020,40(11): 3663-3673.
- [9] 鄢永,黄文新. 基于闭环电流预测的永磁同步电机电流环延时 补偿策略研究[J]. 中国电机工程学报,2022,42(10): 3786-3796.
- [10] Mo H, Sansavini G. Hidden Markov Model-Based Smith Predictor for the Mitigation of the Impact of Communication Delays in Wide-Area Power Systems [J]. Applied Mathematical Modelling, 2020, 89.
- [11] Bosio F D, Ribeiro L A D S, Freijedo F D, et al. Discrete-Time Domain Modelling of Voltage Source Inverters in Standalone Applications: Enhancement of Regulators Performance by Means of Smith Predictor[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32 (10): 8100-8114.
- [12] 朱其新, 王嘉祺, 朱永红. 基于全部参数自适应 Smith 预估补偿的永磁同步电机滑模前馈控制及扰动抑制[J]. 兵工学报, 2023(11): 1-15.
- [13] 潘子昊,卜飞飞,轩富强,等. 基于 Smith 预估器的永磁电机
 高动态响应电流环控制策略[J].电工技术学报,2020,35
 (9): 1921-1930.

全年12期,	微电机》(月刊) 读者可到当地邮局订阅,本刊亦可破订、零购。	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
欢迎投 国内刊号:	稿! 欢迎订阅! 欢迎刊登广告 ! CN61-1126/TM	国际刊号: ISSN 1001 - 6848
⁸ 邮 箱: 」 2 地 址: 〕	nicromotors @ vip. sina. com 高新区上林苑四路 36 号(710117)	电话: 029-84276641

基于模糊 BP 神经网络的智能轮椅 BLDCM 控制

李 未,刘 虎,孙大文

(长春大学 机械与车辆工程学院,长春 130022)

摘 要:现阶段多数轮椅电机仍使用传统 PID 控制,该控制方式存在控制精准度较低、超调量较大以及抗扰动能力 差等问题。为解决以上问题,通过对无刷直流电机进行研究,在分析了其控制方法后,提出一种基于模糊 BP 神经 网络的 BLDCM 控制方法。首先,研究了 BLDCM 结构并搭建数学模型。其次,在模型基础上构建了模糊 BP 神经网 络 PID 控制器。最后,在 Matlab/Simulink 中搭建整个电机控制系统进行三种不同工况下的运动控制仿真,并与传统 PID 控制算法进行对比。实验结果表明:模糊 BP 神经网络 PID 控制策略能获得更好的 PID 控制参数,具有良好的抗 扰动能力,有效的改善了整个轮椅控制系统的动态性能。

关键词:无刷直流电机; PID 控制; 模糊 BP 神经网络; Matlab/Simulink
 中图分类号: TM36 + 1; TM359.4; TP273
 文献标志码: A
 文章编号: 1001-6848(2024)01-0026-06

Intelligent Wheelchair BLDCM Control Based on Fuzzy BP Neural Network

LI Wei, LIU Hu, SUN Dawen

(School of Mechanical and Vehicle Engineering, Changchun University, Changchun 130022, China)

Abstract: At present, most wheelchair motors still use traditional PID control, which has problems such as low control accuracy, large overshoot and poor anti-disturbance ability. To solve these problems, a fuzzy BP neural network-based control method for Brushless Direct Current Motors (BLDCM) was proposed after studying its control methods. Firstly, the BLDCM structure was studied and a mathematical model was constructed. Secondly, a fuzzy BP neural network PID controller was constructed on the basis of the model. Finally, the whole motor control system was built in Matlab/Simulink to simulate the motion control under three different working conditions, and compared with the traditional PID control algorithm. The experimental results show that the fuzzy BP neural network PID control strategy can obtain better PID control parameters, have good anti-disturbance ability, and effectively improve the dynamic performance of the entire wheelchair control system.

Key words: brushless DC motor; PID control; fuzzy BP neural network; Matlab/Simulink

0 引 言

随着人口老龄化的加重,轮椅在老年人生活中 的使用频率越来越高。驱动轮椅的电机主要为有刷 直流电机和无刷直流电机(Brushless Direct Current Motor, BLDCM)。无刷直流电机的快速发展,其优 异的性能让越来越多的轮椅制造厂家使用它作为轮 椅的驱动电机^[1]。但在满足基础需求的基础上,轮 椅使用舒适性逐渐成为老年人以及其子女追求的目 标。传统 PID 控制虽然可以进行 BLDCM 速度控制, 但 BLDCM 是一种非常复杂的非线性系统,所以不能 保证其控制精度。尽管一些科研人员通过智能算法 对其进行了改进^[24],但一些问题仍需要去解决。文 献[5]中介绍了一种在线调整的控制方法,在传统 的 PID 控制上加入了自适应技术,但是这种控制算 法太复杂,系统反应速度慢。文献[6]在 PID 控制的 基础上加入了 BP 神经网络,用神经网络来控制电机 的运动,这种控制策略抵抗外界干扰的能力较差, 容易受到环境影响而使系统变得不稳定。袁圃等人 使用遗传算法来优化 BP 神经网络的初始权重和阈值 解决了 BP 神经网络容易出现局部最优化的问题^[7]。

模糊控制是一种从行为上来模仿人类对事物和

收稿日期: 2023-05-16, 修回日期: 2023-07-01

基金项目:长春大学残障人士智能康复及无障碍教育部重点实验室重大科技创新培育项目(ZDPY2022001);吉林省发展改革委 2023 年预算内基本建设资金(2023C043)

作者简介:李 未(1982), 女, 副教授, 研究方向为智能康复及无障碍技术研究。

事件推理决策的控制方式,其通过模糊集理论、语 言变量以及推理逻辑来形成一个完整的控制方案。 使用模糊控制的时候首先需要将前人的经验编制成 一套模糊规则,然后将所构建系统的输入量进行模 糊化,之后再将该信号输入到模糊规则完成推理过 程,最后再将得到的推理结果输出。模糊理论的研 究虽然有较大进步,但是其还没有达到完全成熟。 在一些复杂的场合下,系统的建立还是需要靠前人 总结的经验。BP 神经网络是一种多层前馈网络。其 工作流程分为系统的正向传递与误差的反向传递两 个部分。正向传递的过程主要分为接收信息、处理 信息和输出信息;当输出与预期值差距过大时,系 统就会开始将误差反向传递,各权值会根据误差的 实际情况进行改变与调整, 直到输出与预期达到要 求或者达到设置的迭代次数时,系统的训练才会 结束。

为解决以上问题,本文通过对各种控制方法进 行分析,提出了一种基于模糊 BP 神经网络的无刷直 流电机(BLDCM)控制方法。该方法旨在减少对模型 的依赖性并实现自动调参,其自适应学习能力能够 极大提升整个轮椅控制系统的反应速度。建立 BLD-CM 数学模型并通过分析控制系统的结构来搭建模糊 BP 神经网络 PID 控制器。最后,在仿真软件中搭建 基于模糊 BP 神经网络的 PID 控制电机驱动模型,并 与使用传统控制方法下的轮椅电机进行不同工况的 运动仿真对比分析。该控制策略在轮椅各种运行工 况下均表现出了较好的性能,其相比于传统 PID 控 制无超调量、调整速度更快、抗扰动能力更强,有 效提高了智能轮椅的控制稳定性,为后续轮椅实现 更多复杂功能提供基础保障。

1 无刷直流电机数学模型

首先,需要建立 BLDCM 数学模型。BLDCM 控制系统电路图如图1所示。



图 1 BLDCM 控制系统电路图

为了简化模型并方便计算,做如下假设^[8-10]: 假设 BLDCM 的铁心不饱和且电机绕组完全对称,忽 略电枢反应与齿槽效应。 在满足以上假设的前提下,建立本文 BLDCM 的 相电压方程为^[11]

$$\begin{bmatrix} U_{a} \\ U_{b} \\ U_{c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r & 0 & 0 \\ 0 & r & 0 \\ 0 & 0 & r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{a} \\ i_{b} \\ i_{c} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{a} \\ i_{b} \\ i_{c} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{a} \\ e_{b} \\ e_{c} \end{bmatrix}$$
(1)

式中, U_a , U_b , U_c 为三相绕组相电压,V; i_a , i_b , i_c 为三相绕组电流,单位为A; e_a , e_b , e_c 为定子绕 组反电动势,单位为V;r为BLDCM 三相绕组电阻, 单位为 Ω ;L为BLDCM 三相绕组自感,单位为H; M为BLDCM 三相绕组互感,单位为H。

BLDCM 转矩方程为

$$T_{\rm e} = \frac{\left(e_{\rm a}i_{\rm a} + e_{\rm b}i_{\rm b} + e_{\rm c}i_{\rm c}\right)}{\omega} \tag{2}$$

式中, T_{e} 为电机电磁转矩,单位为Nm; ω 为电机转动时的机械角速度,单位为rad/s。

电机转子运动平衡方程为

$$T_{\rm e} - T_{\rm L} = J \frac{\mathrm{d}\omega}{\mathrm{d}t} + B\omega \tag{3}$$

式中, B 为电机黏性摩擦系数; J 为转动惯量, 单位 为 kg · m²; T_{L} 为电机所受负载, 单位为 Nm。

2 模糊 BP 神经网络 PID 控制器分析

2.1 模糊神经网络双闭环调速系统

BLDCM 控制系统结构如图 2 所示。BLDCM 控制系统将电流反馈和速度反馈相结合实现双反馈闭环控制。为了更精准的控制被控对象,使用传统PID 算法来控制电流环;速度环采用本文提出的模糊 BP 神经网络 PID 控制算法。



图 2 BLDCM 控制系统结构图

r(t)为无刷直流电机目标转速; y(t)为控制系 统反馈的转速; u(t)为速度 PID 控制器输出的电压 控制量; e(t)为目标转速和反馈转速的差值。

$$u(t) = f(v(t)) \tag{4}$$

$$v(t) = P(t) + I(t) + D(t)$$
(5)

其中:

$$\begin{cases} P(t) = k_{p}(\beta r(t) - y(t)) \\ \frac{dI}{dt} = \frac{k_{p}}{k_{i}}(r(t) - y(t)) + \frac{1}{T_{i}}(v(t) - u(t)) \\ \frac{K_{d}}{N}\frac{dD}{dt} = -D - k_{c}k_{d}\frac{dy}{dt} \end{cases}$$
(6)

式中, $\frac{dI}{dt}$ 作用为避免积分值越界; T_i 为时间常量; 取 N = 10; $k_p \ k_i \ k_d$ 为 PID 系数。

2.2 模糊神经网络 PID 控制器

为解决现阶段轮椅电机控制精度低、抗扰动能 力差等问题,本文在总结前人研究的基础上提出了 如图 3 所示的模糊 BP 神经网络结构。e(t)、ec(t) 为输入; K_p、K_i、K_d为输出。



图 3 模糊 BP 神经网络结构

(1)输入层。本文模糊神经网络结构的输入层的作用是将系统偏差 e(t)和偏差变化率 ec(t)传递到模糊化层。

$$f_m^1 = x_m \tag{7}$$

$$g_{mn}^{1} = x_{mn} = x_{m} \tag{8}$$

式中, x_m 为第 m 个输入变量; x_{mn} 为第 m 个输入变量在第 n 个模糊子集上的隶属度; f_m^1 为第 1 层节点的输入值; g_{mn}^1 为第 1 层节点的输出值。

(2)模糊化层。本层通过模糊化将输入层的值转变为所需的模糊量,进而产生模糊 BP 神经网络系统中每个语言变量值隶属度函数,其论域为[-6,6],由此可得:

$$f_{mn}^2 = g_{mn}^1 \tag{9}$$

$$g_{mn}^{2} = \exp\left[-\frac{(x_{m} - c_{mn})^{2}}{(\sigma_{mn})^{2}}\right] = S_{m}^{n}(x_{m}) \qquad (10)$$

式中, c_{mn} 为第 m 个输入变量在第 n 个模糊子集上的 隶属函数中心; σ_{mn} 为第 m 个输入变量在第 n 个模糊 子集上的隶属函数基宽; f_{mn}^2 为第 2 层节点的输入值; g_{mn}^2 为第 2 层节点的输出值; $S_m^n(x_m)$ 为第 m 个输入变 量在第 n 个模糊子集上对应的语言变量值。

(3)模糊推理层。本层将上一层的模糊矢量进 行模糊推理并输出。K_p、K_i、K_d模糊规则如表1、 表2、表3所示,每个节点对应一条模糊规则。

$$f_m^3 = g_{mn}^2$$
 (11)

$$g_l^3 = S_1^{n_1}(x_1) \times S_2^{n_2}(x_2)$$
(12)

式中, f_m^3 为第3 层节点的输入值; g_l^3 为第3 层节点 的输出值; l为规则点, $l = 1, 2, \dots, 49$; $S_1^{n_1}(x_1)$ 为上层第1个输入的第 n_1 个模糊子集对应语言变量 值; $S_2^{n_2}(x_2)$ 为上层第2个输入的第 n_2 个模糊子集对 应的语言变量值; $n_1 = \{1, 2, \dots, 7\}$; $n_2 = \{1, 2, \dots, 7\}$ 。

表1 K。模糊规则表

00							
ec	NB	NM	NS	ZO	\mathbf{PS}	РМ	PB
NB	PB	PB	PM	РМ	PS	ZO	ZO
NM	PB	PB	PM	NM	\mathbf{PS}	ZO	NS
NS	PM	PM	PM	\mathbf{PS}	ZO	NS	NM
ZO	PM	PM	\mathbf{PS}	ZO	NS	NM	NM
\mathbf{PS}	NM	\mathbf{PS}	ZO	NS	NM	NM	NM
PM	\mathbf{PS}	ZO	NS	NM	NM	NM	NB
PB	ZO	NS	NM	NM	NM	NB	NB
		表	2 K _i 格	莫糊规则	し表		
ec e	NB	NM	NS	ZO	PS	РМ	PB
NB	NB	NB	NM	NM	NS	ZO	ZO
NM	NB	NB	NM	NS	NS	ZO	ZO
NS	NB	PM	PM	NS	ZO	\mathbf{PS}	\mathbf{PS}
ZO	PM	PM	NS	ZO	\mathbf{PS}	PM	PM
\mathbf{PS}	NM	NS	ZO	\mathbf{PS}	\mathbf{PS}	PM	PB
PM	NS	ZO	\mathbf{PS}	\mathbf{PS}	PM	PB	PB
PB	ZO	PS	PS	PM	PB	PB	PB
		表	3 K _d 林	莫糊规贝	し表		
ec e	NB	NM	NS	ZO	PS	РМ	PB
NB	\mathbf{PS}	NS	NB	NB	NB	NM	\mathbf{PS}
NM	\mathbf{PS}	NS	NB	NM	NM	NS	ZO
NS	ZO	NS	NM	NM	NS	NS	ZO
ZO	ZO	NS	NS	NS	NS	NS	ZO
PS	ZO	ZO	ZO	ZO	ZO	ZO	ZO
РМ	PB	NS	PS	PS	PS	PS	PB
PB	PB	РМ	PM	РМ	PS	PS	PB
(4)归-	-化层。	本层	的作用	[是对]	二一层	得到的

(4) 归一化层。本层的作用是对上一层得到的 输出进行归一化计算,由此可得:

 f_1^4

$$=g_l^3 \tag{13}$$

$$g_{l}^{4} = \frac{g_{l}^{3}}{\sum_{i}^{49} g_{l}^{3}}$$
(14)

式中, f_l^4 为第4 层节点的输入值; g_l^4 为第4 层节点的输出值。

(5)输出层。本层将输出的量进行清晰化处理 然后输出 *K*_b、*K*_i、*K*_d,由此可得:

$$f_{l}^{5} = g_{l}^{4} \tag{15}$$

$$g_h^5 = \sum_{l=1}^{\infty} \omega_{mn} g_l^4 \tag{16}$$

式中, f_{l}^{5} 为第5 层节点的输入值; g_{h}^{5} 为第5 层节点的输出值; ω_{mn} 为输出层网络权值; h为第5 层节点数, h = 1, 2, 3。

可得输出结果为

$$\begin{cases} K_{\rm p} = g_1^5 \\ K_{\rm i} = g_2^5 \\ K_{\rm d} = g_2^5 \end{cases}$$
(17)

对系统算法做参数优化处理,给定系统输入值 为 r(t),系统实际输出值为 y(t),定义修正误差函 数 E^[12-14]:

$$E = \frac{1}{2} [r(t) - y(t)]^2$$
(18)

输出层网络权值的学习算法为

$$\omega_{mn}(k+1) = \omega_{mn}(k) - \eta \frac{\partial E}{\partial \omega_{mn}} + \alpha \left[\omega_{mn}(k-1) - \omega_{mn}(k-2) \right]$$
(19)

式中, $\omega_{mn}(k+1)$ 为输出层网络权值迭代后的修正 值; α 为惯性因子; η 为学习速率;k为迭代次数。

使用梯度寻优算法来调整模糊化层的隶属度函 数中心和基宽,分别为

$$c_{mn}(k+1) = c_{mn}(k) - \eta \frac{\partial E}{\partial c_{mn}} + \alpha [c_{mn}(k-1) - c_{mn}(k-2)]$$
(20)

式中, *c_{mn}*(*k*+1)为模糊化层隶属函数中心迭代后的修正值。

$$\sigma_{mn}(k+1) = \sigma_{mn}(k) - \eta \frac{\partial E}{\partial \sigma_{mn}} + \alpha [\sigma_{mn}(k-1) - \sigma_{mn}(k-2)]$$
(21)

式中, $\sigma_{mn}(k+1)$ 为模糊化层隶属函数基宽迭代后的修正值。

3 轮椅控制系统仿真与分析

为了验证本文模糊 BP 神经网络控制算法的优良 性。搭建如图 4 所示的 BLDCM 控制系统仿真模型。 设定 BLDCM 定子相电阻为 2.72 Ω; 定子相电感为 8.2;转动惯量为 2.06×10³ kg·m²;电机极对数为 4;电机额定转速为 1200 r/min。将该轮椅电机模型 分别进行多种工况下的仿真分析,并与传统的 PID







图 4 控制系统仿真模型

仿真工况1:转速 n = 800 r/min, 空载。运行仿 真模型,转速和转矩分别如图5(a)和图5(b)所示。 传统 PID 控制下的无刷直流电机达到稳定之前出现 较大超调量且速度响应较慢;模糊 BP 神经网络 PID 算法超调量和转速误差更小,转矩波动更低,响应 速度更快。



图 5 电机空载时两种控制算法下的仿真结果

仿真工况 2:轮椅三个档位的转速分别为 700 r/min、900 r/min、1200 r/min。转速 700 r/min 空载 启动,在 t = 0.2 s 时突变为 900 r/min, t = 0.4 s 时 突变为 1200 r/min。转速和转矩分别如图 6(a)和图 6(b)所示。由图 6 可以看出,传统 PID 控制分别在 0.05 s、0.25 s、0.45 s 时转速达到稳定,转速发生 阶跃时调节时间为 0.05 s,且稳定前出现较大超调, 转速误差较大;模糊 BP 神经网络控制分别在 0.03 s、 0.22 s、0.42 s 时转速达到稳定,转速发生阶跃时调 节时间为 0.02 s,未出现超调现象。因此,模糊 BP 神经网络算法响应速度更快,超调量和转速误差更 小,转矩波动更低。



图 6 转速阶跃时两种控制算法下的仿真结果

仿真工况 3:转速 n = 800r/min,在 t = 0.25s 时,添加一个 2 Nm 的负载扭矩,控制系统的仿真结 果如图 7 所示。由图 7 可知,在 t = 0.25 s 时,电机 增加负载,传统 PID 算法转速波动较大且调节时间 长,而模糊 BP 神经网络算法波动小且系统响应速度 快、调整时间短、抗干扰能力更强。





图 7 突加负载时两种控制算法下的仿真结果

4 结 语

智能轮椅系统是一种非线性复杂系统,本文针 对传统 PID 控制方式控制精准度较低、超调量较大 以及抗扰动能力差等问题提出一种基于模糊 BP 神经 网络的 BLDCM 控制方式。首先,建立了 BLDCM 数 学模型,在 BLDCM 数学模型的基础上构建了模糊神 经网络 PID 控制器。最后,在 Matlab/Simulink 中搭 建 BLDCM 控制系统的模型进行三种不同工况下的运 动控制仿真。通过仿真结果可知:

(1)电机空载时,模糊 BP 神经网络算法控制的 无刷直流电机最终转速与目标转速更加相近,无超 调,且达到稳定的时间更短。

(2)电机转速阶跃时,模糊 BP 神经网络算法响 应速度更快,超调量和转速误差更小,转矩波动 更低。

(3)电机突加负载时,模糊 BP 神经网络控制系 统再次达到稳定时转速与目标转速仍一致,能更好 的适应扰动较大的环境,具有良好的抗干扰性和鲁 棒性,能有效的改善整个轮椅控制系统的动态性能。

参考文献

- [1] 陈忠禄.无刷直流电动机工作原理及其优化控制[J].新技术 新工艺,2017(11):43-46.
- [2] EI-Samahy A A, Shamseldin M A. Brushless DC Motor Tracking Control Using Self-tuning Fuzzy PID Control and Model Reference Adaptive Control [J]. Ain Shams Engineering, 2018, 9 (3): 341-352.
- [3] 周帆,徐斌,杨世春,等. 基于神经网络 PID 的电动汽车轮毂 电机调速设计与仿真[J]. 车辆与动力技术,2015(2):53-57.
- [4] 朱舜文,龙绪明,曾驰鹤,等. 基于 BP 神经网络的丝印机无 刷直流电机的 PID 控制[C].第十一届中国高端 SMT 学术会议 论文集,2017:215-222.
- [5] 陈运华,高风岐,王广龙.基于自适应模糊算法的无刷直流电机控制系统研究[J].微电机,2012,45(12):31-35.
- [6] 黄剑平. 基于 BP 神经网络的 PID 控制研究[J]. 计算机仿真, 2010, 27(7): 167-170.

- [7] Asfour T, Azad P, Gyarfas F, et al. Imitation Learning of Dual Arm Manipulation Tasks in Humanoid Robots [J]. Humanoid Robotics, 2008, 5(2): 183-202.
- [8] 朱胜强. 基于 BP 神经网络的无刷直流电机控制系统研究[D]. 温州:温州大学, 2021: 20-42.
- [9] 宦昱, 吴德军. 基于神经网络 PID 的永磁同步电机调速系统[J]. 机电工程技术, 2021, 50(2): 192-195.
- [10] 樊大勇. PID 控制方法的研究现状及应用展望[J]. 数字通信 世界, 2019, 3(1): 129-130.
- [11] 时培成,陈晨,夏仙阳,等.改进天牛须算法的无刷直流电机

(上接第14页)

- [5] 蒋春容,张津杨,任香亭,等.考虑定子齿结构的行波超声波 电机接触摩擦模型[J].微电机,2021,54(12):27-32.
- [6] 米徐慧,秦雷,廖擎玮. 1-1-3 型压电复合材料的振动模态研 究[J]. 振动与冲击, 2018, 37(1): 223-228.
- [7] 刘佩珊,张锦,殷玉枫,等.一种矩形板四足驱动旋转超声波 电机的设计与仿真[J].微电机,2020,53(3):6-10.
- [8] 胡理情.矩形压电陶瓷振子的三维耦合振动特性研究[D].西 安:陕西师范大学,2022.
- [9] 陆旦宏,孙芮,韩延翔,等. 混合激励型直线超声波电机的双相位控制研究[J]. 微电机,2021,54(3):56-60,82.
- [10] 陆旦宏,徐健乔,韩延翔,等. 计及动子振动的直线超声波电 机驱动性能分析[J]. 微电机, 2021, 54(2): 12-18, 24.
- [11] Lu D, Lin Q, Han Y, et al. A Novel Linear Ultrasonic Motor with Dual Sliders[J]. AIP Advances, 2021, 11(2): 025238.
- [12] 陆旦宏,林秋香,徐健乔,等. 基于 PZT 扭振模式的纵-弯耦
 合模态驻波型直线超声波电机[J].振动与冲击,2021,40
 (22):121-127,187.
- [13] Xiaoniu L, Tianlu H, Ning Z, et al. A Design Method of Traveling Wave Rotary Ultrasonic Motors Driving Circuit under High Voltage Using Single-Sided Hertzian Contact Forced Oscillator Model [J]. Micromachines, 2022, 14(1).
- [14] 张秀莉,李璐,刘天泽. 一种超声电机分片式定子粘接工艺

控制研究[J]. 机械科学与技术, 2022, 41(6): 898-904.

- [12] 尹洪桥,易文俊,贾芳,等.基于单神经元神经网络的无刷直流电机控制仿真[J].科学技术与工程,2021,21(7): 2747-2753.
- [13] 王同旭,马鸿雁,聂沐晗. 电梯用永磁同步电机 BP 神经网络
 PID 调速控制方法的研究[J]. 电工技术学报,2015,30(S1):
 43-47.
- [14] Hemalatha N, Nageswari S. A New App-roach of Position Sensorless Control for Brushless DC Motor [J]. Current Signal Transduction Therapy, 2020, 15(1): 130-134.

[J]. 微电机, 2023, 56(9): 61-64.

- [15]何健宜.树脂绝缘干式变压器主绝缘距离的确定[J].现代制 造技术与装备,2018(5):36-38.
- [16] 韩孟凯. 温度对复合电场作用下油纸绝缘击穿及沿面放电特性 的影响[D]. 哈尔滨:哈尔滨理工大学,2021.
- [17] 韩智云, 邹亮, 季笑庆, 等. 盆式绝缘子环氧树脂/碳纳米管复合材料的分子动力学模拟[J]. 高压电器, 2018, 54(5):
 49-55.
- [18] 陈丽颖,兰文宝. 定子线棒主绝缘介电常数计算原理和试验方 法[J/OL]. 哈尔滨理工大学学报,2023(4):1-6.
- [19] 王强, 陈金刚, 高树生, 等. 电机类电气设备的爬电距离和电 气间隙解析[J]. 防爆电机, 2022, 57(4): 57-59.
- [20] Ayubi I B, 张黎, 徐黄宽, 等. 高频电应力下聚酰亚胺沿面放 电演化特性[J]. 电工技术学报, 2023, 38(5): 1177-1189.
- [21] Wang L, Qiu H, Liang C, et al. Electromagnetic Interference Shielding MWCNT-Fe₃O₄ Ag/Epoxy Nanocomposites with Satisfactory Thermal Conductivity and High Thermal Stability [J]. Carbon, 2018.
- [22] 韩帅,李庆民,刘伟杰,等.温-频耦合效应对高频固态变压器绝缘局部放电特性的影响[J].电工技术学报,2015,30
 (2):204-210.

8 193333	353333 1993	3535	X5 X5 X6	~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~	34343434	\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$	333333	529332353333333	9393939393	2323233333 233333333333
5 2 S 2 S 2 S 2 S 2 S		$\langle\!\!\langle$	微	电机	L»(1	利)		邮发代号:52 订价:8元/期 年价:96元/4	-92 手	් යුතු වන ප්රති ප්රති ප් ප්රති ප්රති ප් ප්රති ප්රති ප
2000	全年12	期,	读者可	可到当地	邮局订阅,	本刊亦可破订。	、零购。	编辑部邮购(合	, 含快递费):	300 元/年。
ere.	欢i	迎找	と稿!	欢迎	订阅!	欢迎刊登广	┺ 告 !			15 25
22.25	国内刊	号:	CN61 -	-1126/TM	1			国际刊号:	ISSN 1001	-6848
23	邮	箱:	microm	otors @ vi	p. sina. coi	m				a start
95.23.2	地	址:	高新区	上林苑四	1路 36 号(710117)		电话: 029	- 84276641	15 IS IS
25250	525252	5252	505050	52525254	252525252	8282828282828	2525252	555555 <u>5555555</u> 55555555555555555555555	2525252525	6565656566

基于神经网络的双轴音圈电机驱动系统智能控制

珊.姜辉 李

(桂林电子科技大学电子工程与自动化学院,广西桂林 541004)

摘 要: 在双轴或多轴驱动伺服系统中,各轴之间的动态特性互相耦合,严重影响了平台的定位精度和轮廓精度, 而传统控制方法运算量大,寻找最优值困难。该文在基于设定值前向补偿的交叉耦合控制方法的基础上,提出了一 种基于神经网络的智能控制策略。利用S函数实现了神经网络的在线调整、参数自动调整寻优。改变了系统学习速 度, 增强了其自适应能力, 简化了操作复杂度, 实现了系统的智能跟踪控制。用 Matlab 对文中方法进行仿真, 并且 与其它方法进行比较,结果表明,改进后的方法在减小轮廓误差和提高定位精度等方面有很好的效果,且在实验平 台上进一步验证了该控制策略的可行性和有效性。

关键词:神经网络;轮廓误差;智能控制

中图分类号: TM359.4; TP273 文章编号: 1001-6848(2024)01-0032-04 文献标志码: A

Intelligent Control of Double Axis Voice Coil Motor Drive System Based on Neural Network

LI Shan, JIANG Hui

(College of Electronic Engineering and Automation, Guilin University of Electronic Technology, Guilin Guangxi 541004, China)

Abstract: In the double axis or multi axis drive servo system, the dynamic characteristics of each axis were coupled with each other, which seriously affected the positioning accuracy and contour accuracy of the platform. However, the traditional control method had a large amount of computation and it was difficult to find the optimal value. Therefore, an intelligent control strategy based on neural network was improved in this paper, it was on the basis of a cross-coupled controller based on setting forward compensation. It used S function to realize the online adjustment of neural network and the automatic adjustment and optimization of parameters. It changed the learning speed of the system, enhanced its adaptive ability, simplified the operation complexity, and realized the intelligent tracking control of the system. Carried on the simulation with the Matlab software to the method in this paper, and carried on the comparison with the other methods, finally indicated that the improved method has the very good effect in reducing contour error and improving positioning accuracy, has experimentally verified the validity and effectiveness of the control strategy.

Key words: neural network; contour error; intelligent control

0 引 言

随着工业制造技术及自动化设备的快速发展, 使得制造业对于高速、高精度的要求逐渐提高。轨 迹跟踪可以分为两个部分,单轴轨迹跟踪控制和多 轴同步控制^[1],因此为满足双轴或多轴联动系统的 伺服性能,不仅需要保证单轴的运动精确度和动态 性能,还要保证双轴或多轴系统之间的协同运动精

确度。而现有的控制策略大多着重于提高单轴系统 跟踪精确度,以减小轮廓误差,但在实际应用场合 中,轮廓误差不是每个轴跟踪误差的简单线性叠加, 因此,提高单轴精确度不一定能时刻满足系统进给 要求^[2],不能从根本上解决双轴或多轴间动态不匹 配造成的轮廓误差问题。

为了解决此类问题, 文献[3]首先提出了交叉 耦合控制(Cross-Coupled Control, CCC)以减小轮廓误

基金项目:国家自然科学基金项目(62263005)

收稿日期: 2023-07-06

作者简介: 李 珊(1986), 女, 实验师, 研究方向为电机的智能控制。

辉(1987),男,实验师,研究方向为音圈直线电机的非线性建模与智能控制。 善

差的思想,但其只适用于线性的轮廓误差的分析与 设计。文献[4-5]采用线性坐标转换法来减小轮廓误 差,但所建立的轮廓误差模型属于近似模型,所提 出的切向轮廓误差控制器无法适用于非线性的轨迹 跟踪。文献[6]设计自适应鲁棒控制器降低单轴的 跟踪误差,但降低跟踪误差并不一定会使轮廓误差 减少。文献[7]提出将一种局部近似的方法应用于 位置环 CCC,然而该方法仅适用于线性轮廓,并不 适用于大曲率或者存在尖角的情况。文献[8]利用 单边最小二乘法辨识非线性摩擦力参数,并设计前 馈控制器来提高轮廓控制精度,然而以上控制策略 没有考虑到多轴之间的协调运动,会造成高速加工 时轮廓性能退化。

精密的轮廓轨迹跟踪为多轴驱动系统的主要控 制目的。若想减小系统的轮廓误差,必须直接针对 驱动系统的轮廓误差,设计特殊的控制器,才能满 足所要的轮廓精度要求^[9]。基于设定值前向补偿的 交叉耦合控制器从系统偏差入手,改进了控制器的 结构,提高了系统控制精度。近年来,为提高系统 的控制性能,许多学者将自适应控制、鲁棒控制、 滑模控制等先进控制方法应用到数控机床控制系统 中,并取得了很多成果,其中神经网络控制为解决 复杂、不确定系统的控制问题,开辟了一条新的途 径。本文在此基础上,融合了基于设定值前向补偿 的交叉耦合控制方法前向补偿的功能及神经网络自 适应控制的优点,提出了基于神经网络的智能混合 控制策略,在 Matlab/Simulink 环境下进行仿真实验 研究,并在音圈电机驱动的二维实验平台上进行实 物控制实验研究,取得了良好的效果。

1 神经网络智能混合控制策略

基于设定值前向补偿的交叉耦合控制是通过固定 增益将轮廓误差分配到两个轴对控制量进行修正,但 是圆形运动轨迹的不同段,对修正量的需求也不同, 理想的修正量随着运动角度变化而变化,为了有效地 对轮廓误差进行分配,提高二维平台的自适应能力和 定位精度,本文采用神经网络替代固定增益,设计一 个基于神经网络的智能混合控制器,结构如图1所 示,实现对轮廓误差的动态变增益分配^[10]。

新的方法将基于设定值前向补偿的交叉耦合控 制前向补偿的功能和神经网络自适应控制的优点进 行了融合,实现了神经网络的在线调整,参数自动 调整寻优,简化了操作复杂度,通过修改神经网络 的参数,可以改变其学习速度,增强了系统的自适 应能力。



图 1 NN 混合控制器的结构框图

在混合控制器中,神经网络采用 RBF 神经网络, RBF 神经网络是一种局部逼近的网络,结构简单、训 练速度快,且精度较高^[11],结构如图 2 所示。



图 2 RBF 神经网络的结构图

神经网络学习采用误差反馈学习法^[12],神经网 络模型为单输入单输出结构,NN1和NN2的输入均 为两轴间的轮廓误差值 *ε*,神经网络的输出作为补 偿值补偿输入,用各轴的位置误差进行在线学习。

在该控制方法中,神经网络辨识器的性能指标 函数为E(t):

$$E(t) = \frac{1}{2}e^{2}(t) = \frac{1}{2}(r(t) - y(t))^{2}$$
(1)

式中, *r*(*t*)为给定输入信号, *y*(*t*)为位置输出信号。 采用梯度下降法对神经网络的输出权值、节点中心 进行迭代更新, 推导的过程如式(2)所示。输出权 值迭代更新如式(3)所示。

$$w_j(k) = w_j(k-1) + \Delta w_j \tag{2}$$

$$\Delta w_{j} = -\eta_{1} \frac{\partial E}{\partial w_{j}} = -\eta_{1} \frac{\partial E}{\partial e} \frac{\partial e}{\partial y} \frac{\partial y}{\partial u} \frac{\partial u}{\partial w_{j}} = \eta_{1} e h_{j} \frac{e y}{e u} (3)$$

式中,共有 j 个隐层节点, η_1 为输出权值的学习速率, e 为实际输出与期望输出的误差值, $\partial y/\partial u$ 为音圈电机的 Jacobian 信息(对象的输出对控制输入变化的灵敏度信息)。在对 Jacobian 信息进行处理时,由于对象的特性未知,可采用常系数代替 Jacobian 信息,这种代替引起的不精确计算可以通过对学习速率的调整来补偿。 h_j 为 RBF 神经网络的高斯基函数, h_i 的数学表达式如式(4)所示^[13]。

$$h_j = \exp\left(-\frac{\parallel u_p - c_j \parallel^2}{2b^2}\right) \tag{4}$$

中心节点的迭代更新如式(5)所示。

$$c_{j}(k) = c_{j}(k-1) + \Delta c_{j}$$

$$\Delta c_{j} = -\eta_{2} \frac{\partial E}{\partial c_{j}} = -\eta_{2} \frac{\partial E}{\partial e} \frac{\partial e}{\partial y} \frac{\partial y}{\partial u} \frac{\partial u}{\partial h_{j}} \frac{\partial h_{j}}{\partial c_{j}} =$$
(6)

$$\eta_2 e w_j h_j \, rac{u_p - c_j}{b^2} \, rac{\partial y}{\partial u}$$

式中, η2 为中心节点的学习速率。

基宽向量的迭代更新如式(7)所示。

$$b_j(k) = b_j(k-1) + \Delta b_j \tag{7}$$

$$\Delta b_{j} = -\eta_{2} \frac{\partial E}{\partial b_{j}} = -\eta_{2} \frac{\partial E}{\partial e} \frac{\partial e}{\partial y} \frac{\partial y}{\partial u} \frac{\partial u}{\partial h_{j}} \frac{\partial h_{j}}{\partial b_{j}} =$$

$$\eta_{2} e w_{j} h_{j} \frac{\parallel u_{p} - c_{j} \parallel^{2}}{b_{j}^{3}} \frac{\partial y}{\partial u}$$

$$(8)$$

式中,采用与中心节点相同的学习速率。

上述过程即为神经网络中各主要参数的更新 过程。

2 基于神经网络的智能混合控制器的 仿真结果

在 Matlab 环境下,将基于神经网络的智能混合控制策略,与控制效果优于基于轮廓误差分配模型的交叉耦合控制的基于设定值前向补偿的交叉耦合控制方法的仿真结果进行对比分析。采用两台参数完全相同的电机进行二维平台控制系统仿真研究,期望的运动轨迹为圆曲线,指令路径为 $P_{dx} = \sin(2\pi t), P_{dy} = \cos(2\pi t),$ 经仿真试验后,对比分析结果如下:

图 3 为基于设定值前向补偿的交叉耦合控制方 法与基于神经网络的智能混合控制策略的输入输出 轨迹曲线对比图,图 3(a)与图 3(b)方框内为相同 位置的局部放大图。图 4 为改进前的基于设定值前向 补偿的交叉耦合控制与改进后的基于神经网络的混合 控制方法所产生的轮廓误差对比图。图 5 为改进前的 基于设定值前向补偿的交叉耦合控制与改进后的基于 神经网络的混合控制方法位置误差轨迹曲线图。





图 5 位置误差轨迹曲线对比

由图 3(a) 与图 3(b) 对比可知,所提出新的基 于神经网络的混合控制方法的输入路径曲线与实际 输出路径曲线吻合程度大于传统基于设定值前向补 偿的交叉耦合控制方法的输入输出路径曲线。在图 4 中可看出,改进前的基于设定值前向补偿的交叉 耦合控制所产生的轮廓误差约为 4.0×10⁻³ mm,而 改进后的基于神经网络的混合控制方法所产生的轮 廓误差约减小为 5×10⁻⁴ mm。图 5 所示的位置误差 轨迹曲线对比可知,基于神经网络的智能混合控制 方法的位置误差轨迹曲线远小于基于设定值前向补 偿的交叉耦合控制的位置误差轨迹曲线。

以上仿真结果表明,基于神经网络的智能混合 控制方法有效地提高了系统的定位精度。

3 基于神经网络的智能混合控制方法 的实物实验验证

将该控制方法应用到二维音圈电机驱动的实际 控制平台当中,对控制算法的可行性和有效性做进 一步的验证。

本文实验采用的音圈电机驱动的 XY 平台主要 由四部分组成: cSPACE 半实物仿真软件编程环境、 TMS320F2812DSP 控制卡、Elmo 驱动器、音圈电机。 实验具体方法是通过 Matlab/Simulink 设计好控制算 法,将输入、输出接口替换为公司的 cSPACE 模块, 编译整个模块就能自动生成 DSP 代码,在控制卡上 运行后就能生成相应的控制信号,从而方便地实现 对被控对象的控制。运行过程中通过 cSPACE 提供 的 Matlab 接口模块,实时修改控制参数、以图形方 式实时显示控制结果,并且 DSP 采集的数据能以 txt 文本文档的格式被保存到磁盘,利用 Matlab 可以对 这些数据进行离线处理。

在 Matlab/Simulink 的环境下搭建各控制器,如 图 6 所示即为基于神经网络的智能混合控制方法的 Simulink 搭建。为了更好地对比效果,实验中还搭 建了基于轮廓误差分配模型的交叉耦合控制器以及 基于设定值前向补偿的交叉耦合控制器。



图 6 基于神经网络的智能混合控制方法的 Simulink 搭建

实验中,设定给定正弦信号的幅值为1 mm,频 率为1 Hz,运行电机进行控制实验,得到实验调试 结果。利用 cSPACE 控制系统将本次实验的数据进 行采集并保存,将采集到的数据在 Matlab7.6 的环境 下进行处理,可以更直观的得到系统的跟踪效果图 及跟踪误差的曲线图。图7 为三种控制方法的跟踪 误差对比图。图8 为三种控制方法的位置跟踪效果 对比图,其中跟踪效果图中虚线表示的是期望的电 机运行轨迹,实线表示的是实际的电机运行轨迹, 方框内是相同位置局部放大图。



图 8 三种控制方法位置跟踪效果对比图 从图 7 和图 8 中可知,基于设定值前向补偿的 (下转第 47 页)

基于 FPGA 的电动舵机滑模控制系统

李宝玲^{1,2}, 刘新妹^{1,2}, 殷俊龄^{1,2}, 王乾胜^{1,2}

(1. 中北大学 信息与通信工程学院,太原 030051; 2. 中北大学 电子测试技术国家重点实验室,太原 030051)

摘 要: 电动舵机是现代无人机飞控系统的关键组成部分。针对传统电动舵机系统抑制干扰能力差、跟踪精度低、响应速度慢的问题,提出一种改进优化的自适应滑模控制(SMC)算法。首先,在进行系统建模和实验平台搭建时考虑了外界扰动和摩擦间隙等非线性问题,以此为基础设计了新的滑模面函数;其次,通过重新设计切换控制函数, 使舵面偏转角度更加准确,有效的提高了系统的跟踪精度;最后,在系统中引入一阶低通滤波器,有效的消除了控制量抖振问题。并通过 FPGA 芯片实现了该算法,设计实验加以验证。实验结果表明,与传统 PID 算法相比,改进的滑模控制算法具有较强的抑制干扰能力和较快的动态响应速度,跟踪误差也有明显的下降。由此可见该算法在解决电动舵机的非线性问题方面具有较强的优势,基本满足舵面偏转的精准控制需求,在无人机产品的生产实践中具有较强的实际应用价值。

关键词:电动舵机;滑模控制算法;FPGA;PID;PWM 中图分类号:TP273 文献标志码:A 文章编号:1001-6848(2024)01-0036-06

Sliding Mode Control System of Electric Steering Gear Based on FPGA

LI Baoling^{1,2}, LIU Xinmei^{1,2}, YIN Junling^{1,2}, WANG Qiansheng^{1,2}

(1. School of Information and Communication Engineering, North University of China,

Taiyuan 030051, China; 2. State Key Laboratory Electronic Testing Technology, Taiyuan 030051, China)

Abstract: Electric steering gear is a key component of modern UAV flight control system. Aiming at the problems of poor interference suppression ability, low tracking accuracy and slow response speed of traditional electric steering gear system, an improved and optimized sliding mode control (SMC) algorithm was proposed. Firstly, the nonlinear problems such as external disturbance and friction clearance were fully considered in the system modeling and experimental platform construction. Based on this, a new sliding mode surface function was designed; Secondly, the switching control function was redesigned to make the deflection Angle of the rudder more accurate and effectively improve the tracking accuracy of the system; Finally, a first-order low-pass filter was introduced into the system to effectively eliminate the chattering problem of control quantity. The algorithm was realized by FPGA chip and verified by design experiment. The experimental results show that compared with the traditional PID algorithm, the improved sliding mode control algorithm has stronger interference suppression ability and faster dynamic response speed, and the tracking error was reduced obviously. It can be seen that the algorithm has strong advantages in solving the nonlinear problems of electric steering gear, and basically meets the precise control requirements of rudder deflection. It has strong practical application value in the production practice of UAV products.

Key words: electric steering gear; sliding mode control algorithm; FPGA; PID; PWM

0 引 言

小型无人机在现代生活中应用范围非常广泛, 覆盖了民用、军事及科研等众多领域^[1]。目前,大 多数无人机通过控制舵面偏转角来控制飞行方向是 采用 PWM 信号驱动舵机并结合 PID 控制算法来实现 的,虽然该算法具有结构简便、调速简单等优点, 但在无人机飞行过程中当受到外界扰动或内部摩擦

基金项目:山西省重点研发项目(201903D121058)

刘新妹(1965),女,博士,副教授,研究方向为电子通信工程、测试计量技术与仪器、传感器技术、智能检测等。

收稿日期: 2023-06-12, 修回日期: 2023-08-24

作者简介:李宝玲(1996),男,硕士研究生,研究方向为电子与通信工程、图像处理与无损检测。

等不稳定因素的影响时,若不能够及时调整内部参 数设计就会很难满足无人机的精准位及转向需求。 而且, 电动舵机系统本身是一个非线性部分, 存在 传动间隙、死区等无法避免的环节,这些非线性因 素会导致系统在运行时出现卡滞、噪音等现象、从 而对系统的控制精度造成一定的影响^[2]。针对上述 问题,学者提出了多种优化控制算法,例如神经网 络控制^[3]、模糊控制^[4]、滑模控制^[5]等。在这些方 法中, 滑模控制算法在非线性系统具有很好的效果, 该算法是一种变结构的非线性控制方法,能够快速 响应外部干扰保持系统稳定,且对未建模动态具有 较强的鲁棒性。文献[6]提出了降价负载观测器, 由电流前馈的方式补偿到滑模控制系统,用来减少 控制器增益改变的限制,提高系统的抗干扰能力, 但是会导致系统收敛速度变得缓慢,需要调节的参 数会增加。文献[7]提出了采用扩张观测器的方法 来提高滑模控制算法的控制精度,但是使得系统的 复杂度提高,不利于在小型无人机进行普及使用。 文献[8]中对于电机负载扰动的问题,设计了一个 负载转矩观测器,可以对负载实现实时跟踪监测其 变化曲线,但它是缓慢的进行预测系统状态,需要 消耗较长的时间,从而导致系统的收敛时间得不到 精准的控制。文献[9]中设计了一种新的滑模趋近 律,在传统指数趋近律的基础上添加了无刷直流电 机定子电流的估计信息,此设计使得系统能够自适 应的调整电机收敛速度,有效的提高了系统的稳定 性, 但是当运动系统趋近于滑模面附近时, 趋近的 速率太快,不易实现精准的控制。文献[10]提出一 种改进幂次指数趋近律的模糊自适应控制方法,并 且设计积分滑模面,但是模糊自适应方法会使得系 统的精度有所下降,不利于动态控制。文献[11]提 出了将永磁同步电机的转速和扭矩均采用滑模控制 策略,但是选择的滑模面比较粗略,造成需要判断 矩阵是否可逆, 使得整体控制器的计算量增大。

通过上述各类方法的启发,针对小型无人机需 要电动舵机高精度角位置伺服的特点,本文采用了 引入一阶低通滤波器的改进滑模控制算法,且给出 改进滑模控制器的设计过程。最后通过模拟仿真实 验对该算法的有效性进行验证。结果表明不仅良好 的解决了电动舵机系统的非线性问题,而且还改良 了滑模控制算法本身的固有抖振现象。

1 电动舵机系统设计

1.1 系统结构

电动舵机系统是小型无人机的伺服系统, 主要

操控无人机的转动方向和转动角度。该系统主要由 核心控制板、PWM 信号模块、隔离电路、伺服电 机、减速器装置、舵面输出轴和位置传感器等组成。 控制板通过采集飞控信号和舵机反馈信号,经控制 器综合处理后生成控制信号输入给驱动电路。因多 路舵机同时使用的情况下可能会产生较大的反向电 流,所以需要添加隔离电路部分。控制信号经隔离 电路后驱动伺服电机,通过减速器装置带动舵面输 出轴产生角度偏移,舵面偏转角度大小和速度信号 由位置传感器反馈到控制板构成电动舵机系统的闭 环控制。电动舵机系统结构如图1所示。



图1 电动舵机系统结构

1.2 电动舵机数学模型

伺服电机是电动舵机系统的主要工作结构,经 过系统建模以及数学推导后可得本设计所用的电动 舵机数学模型结构如图2所示。



图 2 电动舵机数学模型

由该模型结构可得控制电压到舵面偏转角的传 递函数为

$$\frac{\theta(s)}{u(s)} = \frac{K_i}{s} \cdot \frac{K_i}{(Ls+R)(Js+B) + K_i K_e}$$
(1)

式中, *K*_i 为电机的输出传动比; *K*_i 为电机力矩系数; *K*_e 为反电动势系数; *L* 为电机的电感; *R* 为电机的电阻; *J* 为总转动惯量; *B* 为电机阻尼系数;

将传递函数转化成微分方程形式为

$$\Psi(t) = -\frac{1}{\tau_{\rm m}} \dot{\theta}(t) + \frac{K_i}{K_e} \tau_{\rm m} u(t)$$
(2)

此方程表示控制电压 u 和舵面偏转角度 θ 之间的传 递关系,可以实现调节控制电压进而控制舵面偏转 角的大小。

1.3 FPGA 硬件平台

以图 1 所示的电动舵机系统结构为基本原理, 选用 Spartan - 7 系列 FPGA 芯片作为核心控制单元 搭建硬件测试平台,并搭配外围电路实现了对 6 路 舵机的闭环控制。外围电路主要包括电源电路、复 位电路、按键电路、功率放大电路、AD 采样电路和

2 传统电动舵机驱动

2.1 PWM 信号指令

PWM 脉冲宽度调制信号,在一个周期内可以产 生不同占空比的电平信号。此实验将采用 PWM 信号 方式向舵机发送调控指令。在实验中,可以通过调 节 PWM 信号的占空比来实现对舵机转速以及输出轴 的位置调控。舵机的速度控制电路主要由 PWM 信号 发生器、加减速电路、H 桥驱动电路和舵机组成。 当舵机加速时,PWM 信号占空比逐渐增大,输出轴 转速逐渐增快;当舵机匀速时,PWM 信号占空比保 持不变,输出轴转速保持恒定;当舵机需要停止时, PWM 信号的占空比逐渐减小,输出轴转速逐渐减慢 直至停止。

通过 PWM 信号驱动舵机,首先要将控制信号由 接收机的通道进入信号调制芯片,获得直流偏置电 压,将获得的直流偏置电压与舵机内部的电位器电 压进行比较,然后产生电压差输出到电机齿轮带动 舵面转动。本次实验所采用的 PWM 信号周期 T = 20ms,一个周期内高电平时长为 t_1 ,低电平时长为 t_2 , 在 t_1 高电平期间内打开控制开关,在 t_2 低电平期间 内关闭控制开关。描述 PWM 信号的 3 个重要参数分 别为:周期 T,频率 f,占空比 D。计算周期、占空 比的方式为

$$\begin{cases} T = t_1 + t_2 \\ f = \frac{1}{T} \\ D = \frac{t_1}{t_1 + t_2} = \frac{t_1}{T} \end{cases}$$
(3)

通过 FPGA 控制芯片产生周期为 20 ms 的 PWM 信号仿真波形如图 3 所示。



图 3 PWM 信号仿真图

2.2 PID 控制策略

电动舵机驱动控制的常用方法是采用 PID 控制 器来实现。利用 PID 算法超前滞后的控制策略,可 以将舵面偏转角的理论计算值与实际舵面偏转角的 误差通过比例运算、积分运算和微分运算的不同组 合来构成所需要的控制器结构,然后对受控对象进 行操控。其被广泛的应用于各种过程复杂的运动控 制和工程实践中。其中 P、I、D 分别代表比例控制、 积分控制、微分控制。

在智能化的无人机控制系统中,由于系统的参数可能会受到外界飞行环境的影响,所以转动方向 和转动角度往往难以达到预期效果,在此情形下会 采用 PID 算法来调整控制精度,可以对系统的运行 过程进行优化使输出的舵偏角更加精确。

此实验中将系统的输入量与输出量做差可得到 系统的控制偏差 e(t),对控制偏差进行比例、积分、 微分的加权运算,即得到 PID 控制器的控制规律为

$$U(t) = K_{\rm P} \Big[e(t) + \frac{1}{T} \int_0^t e(t) \, \mathrm{d}t + T_{\rm D} \, \frac{\mathrm{d}e(t)}{\mathrm{d}t} \Big] \quad (4)$$

PID 控制器的传递函数为

$$D(s) = \frac{U(S)}{E(S)} = K_{\rm P} + \frac{K_{\rm I}}{s} + K_{\rm D}s$$
(5)

其中, *K*_P 为比例系数, 该参数可以反馈系统的跟踪 误差, 如果系统存在误差的情况下, 比例调节器会 立即根据误差做出反应, 当*K*_P 值太大时会导致电动 舵机系统产生较大的增益而破坏系统的稳定性, 当 *K*_P 值太小时会导致电动舵机系统的响应速度减慢而 造成延迟; *K*₁ 为积分调节参数, 该参数可以消除电 动舵机系统的稳态跟踪误差, 因为积分具有滞后特 性, 所以当*K*₁ 值太大会导致系统滞后, 甚至还会破 坏电动舵机系统的稳定性, 当*K*₁ 值太小会降低电动 舵机系统的误差跟踪精度; *K*_D 为微分调节参数, 该 参数可以体现系统误差的变化, 因为微分具有超前 特性, 所以它可以在一定程度上削弱滞后性。但是 微分特性会对噪声比较敏感, 当有较强的外部干扰 时不宜采用微分调节。

3 改进的滑模控制算法

在实验中发现,当外部情况有所变化或系统发 生摩擦震动等情况时,需要根据当前环境的变化来 重新调整控制参数,但是由于 PID 算法的鲁棒性比 滑模控制算法的鲁棒性差,相比之下 PID 控制器就 有一定的局限性,不能确保在任意情况下电动舵机 都能够保持良好的系统性能,所以需要重新设计一 种改进的滑模控制算法解决此问题。本文提出的改进滑模控制算法可以优化系统性能,滑模控制结构的优点在于其控制器系统结构是可变的,它可以根据当前的系统状态进行及时调整,是一种具有切换作用的非线性控制方法,能够快速响应外部环境的变化,由于对扰动不敏感所以会使得系统更加稳定。系统添加滑模控制器的闭环结构简图如图4所示。



图 4 系统添加滑模控制器的闭环结构简图

3.1 滑模控制基本原理

滑模控制又叫变结构控制,是一种特殊的非线 性控制方法,非线性表现为控制的不连续性^[12]。其 主要的数学核心是李雅普诺夫函数,首先根据系统 所需的动态特性建立一个滑模切换面,通过滑模控 制器使得动态系统由切换面之外向切换面收束,系 统到达切换面之后,控制器将保证系统沿切换面向 原点滑动。当系统开始运动时,滑模控制器会无视 外界环境的扰动和不确定参数的突变,采取一种相 对封闭的方式达到精准控制的目的。运动点的滑模 切换面示意图如图 5 所示。



图 5 滑模切换面示意图

在系统 $\dot{x} = f(x)xR^n$ 所处的状态空间中,会存在 一个滑模切换面 $S(x) = S(x_1, x_2, \cdots x_3)$,它可将状 态空间分成上下两部分,分别为S > 0和S < 0。当运 动系统在滑模切换面上运行时可分为以下三种情况:

(1)当系统运动点趋近到切换面 S = 0 附近时, 若有运动点从切换面向两边扩散离开某个点,如图 A 点所示,则该点称为起始点;

(2)当系统运动点趋近到切换面 *S* = 0 附近时, 若有运动点从切换面的两边逐渐靠近于某个点,如 图 B 点所示,则该点称为终止点;

(3)当系统运动点趋近到切换面 S = 0 附近时, 若有运动点直接从某个点处穿越而过,如图 C 点所 示,则该点称为通常点。

因为滑模控制器需要将被控制的动态系统收束 到滑模切换面上来,所以上述三种情况中的终止点 具有特殊的意义。当滑模切换面上的终止点都集中出 现在某一区域时,此时该区域被称为"滑动模态区", 简称"滑模区"。这个区域会主动吸引滑模切换面上的 运动点到达该区域内,因此可以较好的克服外部环境 变化或系统参数突变而导致的不稳定情况。

当滑模区满足均为终止点时,系统运动点到达 切换面 s(x) = 0 附近会有不等式:

$$\limsup_{s \to 0} s \le 0 \tag{6}$$

若成立式(6)会对系统提出一个李雅普诺夫函数(Lyapunov function)成立的必要条件,即:

 $\nu(x_1, x_2, \dots, x_n) = [s(x_1, x_2, \dots, x_n)]^2$ (7) 如果运动点满足条件式(6),则式(7)可作为系

统的一个条件李雅普诺夫函数,且系统就会趋于条件*S*=0稳定。

滑模控制结构要能够良好的发挥其控制作用, 需要满足三个条件:

(1) 滑模区存在,即上述式(6) 要成立。

(2)存在于切换面 s(x) =0 之外的运动点在有限 时间内需到达切换面。

(3)系统的滑模运动要具有稳定性,即上述式(6)和式(7)成立。

3.2 改进滑模控制器设计

此节提出本文所改进的滑模控制器,用以更加 精确的驱动电动舵机系统,满足使用要求。此系统 的控制目标是实现通过改变电动舵机的驱动电压 *u* 来实现对舵面偏转角 θ 的控制,并据此实现对计算 机指令的跟踪^[13],即:

$$\lim_{t \to \infty} e = \lim_{t \to \infty} (y_c - y) = 0 \tag{8}$$

其中, $e = y_c - y$ 是电动舵机系统的跟踪误差。

设计改进的滑模面函数为
$$S = \dot{e} + ke$$
 (9)

式中, k 为滑模面函数的增长系数。

改进的指数趋近律为

$$\begin{cases} \dot{s} = -kF(s)\operatorname{sgn}(s) - q |s|^{\delta}s \\ F(s) = \frac{1}{\beta + (1 + \frac{1}{|s|^2} - \beta)e^{-a|s|}} \tag{10}$$

当系统进入滑模区沿轨迹进行高频率运动时,有:

$$\begin{cases} \ddot{e} + k \dot{e} = 0 \\ \ddot{e} + k \ddot{e} = 0 \\ \ddot{e} + k \ddot{e} = 0 \end{cases}$$
(11)

若成立式(1)可得电动舵机系统的控制量和输 出量存在如下的等量关系: (13)

$$\ddot{y} - \ddot{y} + k \ddot{e} = 0 \tag{12}$$

由于系统在运行的过程中存在外界环境的干扰 和内部的摩擦震动,所以系统的输出应为滑模控制 器的输出和扰动之和,即:

 $\ddot{y} = v + \Delta$

式中, Δ 为系统中存在的扰动。

将式(12)和式(13)联立可解得滑模控制器的控制量 *v_{ea}为*

$$v_{eq} = \ddot{y}_{c} + k \ddot{e} \tag{14}$$

当系统在滑模控制器中高频率运行时,为了保 证其具有良好的鲁棒性,必须有切换控制函数的存 在,但切换控制函数会为系统引入符号函数,而符 号函数会引起系统产生输出抖振,并且所产生的抖 振是滑模控制系统的固有抖振。因此,为了衰减系 统产生的固有抖振,在切换控制函数控制中添加一 阶低通滤波器,即可达到衰减抖振的作用,使整个 系统的输出更加平顺,满足本次设计的精度要求。

为了使得舵面偏转更加精准,在实验中切换控制函数的符号函数部分采用饱和函数代替。所以, 切换控制部分的表达式为

$$\begin{cases} v_{s} = (k + \eta) \operatorname{sat}(S) \\ \operatorname{sat}(S) = \begin{cases} d \cdot S & |S| \leq k \\ \operatorname{sgn}(S) & |S| > k \end{cases} \quad (15) \\ d = \frac{1}{k} \end{cases}$$

综上所述,计算得出滑模控制器输出 v 的表达 式为

$$v = \overline{y}_{c} + k \ \overline{e} + (k + \eta) \operatorname{sat}(S)$$
(16)

4 仿真实验与分析

为了验证本文所提出的滑模控制算法可行且有效,且可以满足无人机飞行的使用精度要求,选用 图2所构造的数学模型及测试平台。在 Matlab/Simulink 中搭建电动舵机滑模控制系统的仿真模型,分 别设计传统 PID 算法和本文改进的滑模控制算法进 行仿真验证。实验电动舵机的参数如表1 所示。

表 1	由动舵机参数值	
1 1 1	电列加尔致阻	

参数	参数值
额定电压 U/V	29
电阻 R/Ω	0.5
电感 L/H	0.0001
阻尼 B/((N・m・s)/rad)	0.00006
减速比 K _i	166
转矩系数 K _t /((N・m)/A)	0.0377412
反电动势系数 K _e /((V・s)/rad)	0.0377412
转动惯量 <i>J</i> /kg・m ²	0.00002

图6为两种算法阶跃响应对比曲线。从图中可

以看出随着实验时间的推移滑模控制算法的阶跃响 应比 PID 算法的阶跃响应更快与设定值相吻合,且 PID 算法会有波动情况,所以本文设计的滑模控制 算法(SMC)对于电动舵机系统的控制性能比 PID 算 法更加稳定。



图 7 为系统分别在两种算法控制下抑制负载干扰的对比曲线。从图中可以看出当负载发生变化时, PID 算法不能够及时有效的抑制干扰,角度偏转位 置易受干扰影响,造成舵面起伏较大;相比之下, 滑模控制算法能够较好的抑制由负载变化所引起的 干扰,快速的保持系统恢复稳定,舵面偏转受影响 较小,抗干扰能力较好。



图 7 有负载干扰时两种算法角度控制对比曲线

图 8 为系统分别在两种算法控制下加负载和卸 负载时电机的转速对比情况。从图中可以看出无论 是在加负载还是卸负载的情况下, PID 控制器所受 到的扰动都是最大的,并且其恢复稳定的时间也是 最长的,相比之下,滑模控制器的抑制干扰能力较 强,恢复稳定的时间也较快。所以,当系统可能存 在扰动的情况下,滑模控制算法的效果明显优于 PID 控制算法。





图 8 两种控制算法下转速对比曲线

图 9 为输入 2°、10 Hz 信号下的舵面偏转角曲 线。从图中可以看出,电动舵机系统的舵面可以精 准且快速的跟随指令信号进行正、反偏转,说明本 文改进的滑模控制器达到了预定设计的要求,提高 了系统的跟踪精度和响应速度。



图9 输入信号为2°、10 Hz 的舵偏角曲线

图 10 为系统的跟踪误差输出曲线。从图中可以 看出,切换控制函数中采用饱和函数并引入一阶低 通滤波器之后,系统有较好的衰减抖振效果,输出 曲线与指令信号的吻合度较高,说明本文所用的衰 减抖振方法是可行的,可以提高电动舵机系统的稳 定控制性能。



图 10 跟踪误差输出曲线

5 结 语

针对电动舵机系统在传统控制方法下出现偏转 角不足、跟踪误差较大等问题,本文设计了一种基 于 FPGA 的电动舵机滑模控制系统。通过仿真试验 结果表明:改进的滑模控制算法能够增强系统的抗 干扰能力,使系统运行更加稳定;减小了系统的跟 踪误差,大幅提高了系统的偏转精度和响应速度。 在仿真实验中验证了该算法的有效性,满足了无人 机产品的使用需求,具有可实际操作的工程应用 价值。

参考文献

- [1] 刘新合.小型无人直升机滑模控制算法的设计与实现[D]. 黑龙江:黑龙江大学,2019.
- [2] 姚翔,肖锐钢,郭敏华,等.基于不同传动结构舵机的非线性 因素研究[J].火炮发射与控制学报,2020,41(03):23-27.
- [3] 陈昱昊,郑宾. 基于模糊 PI 控制的永磁同步电机矢量控制性 能研究[J]. 国外电子测量技术, 2022, 41(07): 75-81.
- [4] 张博,周达,蒋波涛. 基于 RBF 神经网络和扰动观测器的
 PMLSM 位置控制[J]. 组合机床与自动化加工技术, 2021, (08): 90-93.
- [5] 闫宏亮,马菊菊,姬海斌.永磁同步驱动电机的滑模控制研究[J].控制工程,2022,29(8):1473-1479.
- [6] 李振县,许鸣珠.基于降阶负载观测器的双模糊滑模 PMSM 转 速控制[J].组合机床与自动化加工技术,2022,(9):50-54.
- [7] 夏长亮,刘均华,俞卫,等.基于扩张状态观测器的永磁无刷 直流电机滑模变结构控制[J].中国电机工程学报,2006, (20):139-143.
- [8] 李政,胡广大,崔家瑞,等. 永磁同步电机调速系统的积分型 滑模变结构控制[J]. 中国电机工程学报,2014,34(3): 431-437.
- [9] 陈闯,王勃,于泳,等.基于改进指数趋近律的感应电机滑模 转速观测器研究[J].电工技术学报,2020,35(S1): 155-163.
- [10] 苗敬利,郑大伟,周重震.基于新型趋近律的永磁同步电机模 糊滑模控制[J].电气传动,2019,49(3):3-7.
- [11] 金宁治, 王旭东, 李文娟. 电动汽车 PMSM MTPA 控制系统滑 模速度控制[J]. 电机与控制学报, 2011, 15(8): 52-58.
- [12] 于增坤. 基于 FPGA 的电动舵机伺服控制系统研究[D]. 太原: 中北大学, 2015.
- [13] 孙章军,金震,曹扬,等.基于 FPGA 的谐波式电动舵机滑模 控制研究与应用[J].导航与控制,2017,16(4):60-64,89.

基于改进 SMO 的 PMSM 无传感器控制

恩大凯1, 王贞艳1, 何延昭2,3

(1. 太原科技大学 电子信息工程学院,太原 030024; 2. 北京轩宇空间科技有限公司,北京 100190;3. 北京控制工程研究所,北京 100190)

摘 要:由于传统滑模观测器(SMO)中控制函数采用具有不连续性的符号函数(sign),导致 SMO 采集到永磁同步电机(PMSM)的反电动势存在严重的高频抖振,进而使得转子位置估计值与转子位置实际值存在较大的偏差。为了提高 PMSM 无传感器控制精度,提出了一种基于新型控制函数的改进 SMO,采用具有连续性的控制函数*τ*(*s*)作为 SMO 的控制函数,利用锁相环(PLL)提取转子位置信息,以减小系统抖振,提高转子位置估计精度。同时,根据李雅普诺夫稳定性判据(Lyapunov)对系统的稳定性进行了验证。最后,基于 Matlab/Simulink 软件的仿真结果表明,提出的改进 SMO 有效降低了 PMSM 反电动势的抖振,提高了 PMSM 无传感控制系统的控制精度。

关键词: 永磁同步电机; 滑模观测器; 锁相环; 李雅普诺夫稳定性

中图分类号: TM351; TM341 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2024)01-0042-06

Sensorless Control of PMSM Based on Improved SMO

EN Dakai¹, WANG Zhenyan¹, HE Yanzhao^{2,3}

(1. School of Electronic and Information Engineering, Taiyuan University of Science and Technology,

Taiyuan 030024, China; 2. Beijing Sunwise Space Technology Ltd, Beijing 100190, China;

3. Beijing Institute of Control Engineering, Beijing 100190, China)

Abstract: Since the control function of the traditional sliding mode observer (SMO) adopts the sign function with discontinuity. The back electromotive force of permanent magnet synchronous motor (PMSM) collected by SMO has serious high frequency buffeting, there is a large deviation between estimated rotor position and actual rotor position. In order to improve the sensorless control precision of PMSM, an improved SMO based on a new control function was proposed. The function $\tau(s)$ was proposed as a control continuous function, the position information of rotor were obtained by the phase-locked loop, the system buffeting was reduced and the accuracy of rotor position estimation was improved. At the same time, the stability of the system was verified by Lyapunov stability criterion. Finally, the simulation results based on Matlab/Simulink software showed that the proposed improved SMO effectively reduced the buffeting of PMSM anti-electromotive force and improved the control accuracy of the senseless control system of PMSM.

Key words: permanent magnet synchronous motor; sliding mode observer; phase locked loop; Lyapunov

0 引 言

与传统励磁电机相比,永磁同步电机具有效率 高、结构简单、体积小、容易生产等优势,广泛应 用于医疗器械、轨道交通、新能源电动汽车、航空 航天等领域^[1]。为了提升永磁同步电机的调速性能, 需要采取合适的控制技术,使用广泛的矢量控制和 直接转矩控制各具优势^[2]。所采用的控制技术,都 是为了能让永磁同步电机控制系统的性能达到最优, 绝大多数都需要获取确切的转子位置信息。PMSM 通常采用机械式、光电式和磁耦合传感器进行角位 置检测,但机械传感会增加电机的尺寸大小、系统 成本以及接线的复杂性,并对使用环境条件有比较 严苛的要求^[34],对 PMSM 无位置传感器控制提出了

收稿日期: 2023-05-23

基金项目:山西省重点研发计划项目(202102020101013);山西省基础研究计划项目(202103021224271);太原科技大学博士科 研启动基金项目(20202070)。

作者简介:恩大凯(1998),男,硕士研究生,研究方向为电机控制。

通讯作者:王贞艳(1981),女,副教授,硕士生导师,博士,研究方向为先进控制、智能控制等。

需求。因此,为了获取无位置传感器 PMSM 转子位 置信息和转速信息,无传感器控制方法成为了 PMSM 实现高精度控制的重要途径。

国内外学者对 PMSM 无位置传感器控制进行了 大量研究,提出了滑模观测器算法(SMO)^[5-6]、模型 参考自适应法(MRAS)^[7-8]、扩展卡尔曼滤波法 (EKF)^[9-10]、高频信号注入法(HFI)^[11-12]等控制方 法。在这些现有的无位置传感器控制算法中,SMO 以其结构简单,便于实现,鲁棒性很强的优势而被 大量使用。但由于传统的 SMO 采用符号函数作为控 制函数,所以存在严重的高频抖振现象,为此众多 学者对 SMO 进行改进优化。刘畅^[13]等对传统滑模 控制的指数趋近率进行优化,通过趋近律的改善, 使得抖振的抑制取得一定的效果。张俊^[14]等通过改 进趋近律和饱和函数来抑制抖振,也取得了一定的 效果。王训称^[15]等通过用分段指数型饱和函数替换 符号函数来减弱系统的抖振。虽然这些方法在一定 程度上减弱了抖振,但是实现起来过于复杂。

本文针对传统 SMO 的高频抖振现象,提出了一种基于改进 SMO 的 PMSM 无传感器控制算法。首 先,在文献[16]的基础上提出了一种具有连续性的 控制函数τ(s),并分析了改进函数的提升效果。然 后,为避免使用滤波器造成的相位延迟,采用锁相环 (PLL)提取转子的位置信息。最后,利用 Lyapunov 稳 定性判据对改进的 SMO 算法进行稳定性分析。仿真 实验分析表明,所提出的改进型 SMO 无传感器控制 算法可以有效削弱系统抖振,提高控制精度。

1 基于传统滑模观测器的 PMSM 无传 感器控制

在静止坐标系(α, β轴)下,三相表贴式永磁同 步电机模型的电压方程可以表示为

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_{s} & 0 \\ 0 & R + pL_{s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{\alpha} \\ e_{\beta} \end{bmatrix}$$
(1)

式中, u_{α} 、 u_{β} 分别表示定子在 α 和 β 坐标分量下的 电压, i_{α} 、 i_{β} 分别表示定子在 α 和 β 坐标分量下的电 流, e_{α} 、 e_{β} 分别电机的电动势, R 为定子电流, L_{s} 为定子电感。

反电动势的方程可以描述为

$$\begin{bmatrix} e_{\alpha} \\ e_{\beta} \end{bmatrix} = \omega_{e} \psi_{f} \begin{bmatrix} -\sin\theta_{e} \\ \cos\theta_{e} \end{bmatrix}$$
(2)

式中, θ_{e} 为转子角度位置, ψ_{f} 为反电动势系数。

根据式(2)可知,此时的反电动势被描述为仅

与电机的转速信息有关的变量,如果想得到电动机 的位置和转速信息,那么就得精确的获取到反电动 势的值。为了便于用 SMO 观测电动势,所以可以将 式(2)的电压方程改写为电流方程。通过式(1)、式 (2)联立后的电流方程如下:

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_{\mathrm{s}}} \begin{bmatrix} -R_{\mathrm{s}} & 0 \\ 0 & -R_{\mathrm{s}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_{\mathrm{s}}} \begin{bmatrix} u_{\alpha} - e_{\alpha} \\ u_{\beta} - e_{\beta} \end{bmatrix} (3)$$

为了估计出反电动势的值, θ_{e} 传统 SMO 的设计 方法如下:

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \begin{bmatrix} \hat{i}_{\alpha} \\ \hat{i}_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_{\mathrm{s}}} \begin{bmatrix} -R_{\mathrm{s}} & 0 \\ 0 & -R_{\mathrm{s}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{\alpha} \\ \hat{i}_{\beta} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_{\mathrm{s}}} \begin{bmatrix} u_{\alpha} - \nu_{\alpha} \\ u_{\beta} - \nu_{\beta} \end{bmatrix} (4)$$

式中, \hat{i}_{α} 、 \hat{i}_{β} 为电机定子电流的观测值, u_{α} 、 u_{β} 为 SMO 的控制输入。将式(3)和(4)作差,得定子电流 的误差方程:

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{\alpha} \\ \tilde{i}_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_{\mathrm{s}}} \begin{bmatrix} -R_{\mathrm{s}} & 0 \\ 0 & -R_{\mathrm{s}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{\alpha} \\ \tilde{i}_{\beta} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_{\mathrm{s}}} \begin{bmatrix} \nu_{\alpha} - e_{\alpha} \\ \nu_{\beta} - e_{\beta} \end{bmatrix}$$
(5)

式中, $\tilde{i}_{\alpha} = \hat{i}_{\alpha} - i_{\alpha}$ 、 $\tilde{i}_{\beta} = \hat{i}_{\beta} - i_{\beta}$ 为定子电流估计值和 实际值之间的误差,则可以将滑模控制律设计为

式中, k 表示 SMO 的开关增益, sgn(x)为开关函数。 定义滑模面为

$$s = \begin{bmatrix} \tilde{i}_{\alpha} & \tilde{i}_{\beta} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} = \begin{bmatrix} \hat{i}_{\alpha} - i_{\alpha} \\ \\ \hat{i}_{\beta} - i_{\beta} \end{bmatrix}$$
(7)

将 $\tilde{i}_{\alpha} = 0$ 、 $\tilde{i}_{\beta} = 0$ 定义为滑模面, 当 SMO 的状态变量变化到滑模面上后, SMO 的动态将维持在滑模面之上,所以根据滑模控制中的等效控制原理可得到反电动势为

$$\begin{bmatrix} \tilde{e}_{\alpha} \\ \tilde{e}_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \nu_{\alpha} \\ \nu_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k \cdot \operatorname{sgn}(\tilde{i}_{\alpha} - i_{\alpha})_{eq} \\ k \cdot \operatorname{sgn}(\tilde{i}_{\beta} - i_{\beta})_{eq} \end{bmatrix}$$
(8)

从上式可以看出,因为反电动势的表达式中含 有符号函数,符号函数具有不连续性,所以 SMO 的 状态变量会出现高频扰动,所以需要通过低通滤波 器来消除反电动势中的高频扰动,即:

$$\begin{cases} \hat{e}_{\alpha} = \frac{\omega_{c}}{s + \omega_{c}} \tilde{e}_{\alpha} \\ \hat{e}_{\beta} = \frac{\omega_{c}}{s + \omega_{c}} \tilde{e}_{\beta} \end{cases}$$
(9)

式中, ω_{α} 表示低通滤波器的截止频率, \hat{e}_{α} 、 \hat{e}_{β} 为通过低通滤波器后的反电动势。

经滤波处理后得可利用的反电动势,依据式 (2),可以通过反正切函数的方法来进行提取转子 位置参数,而使用低通滤波器会造成相位延迟,需 要对位置角度进行角度补偿,即:

$$\hat{\theta}_{e} = -\arctan(\hat{e}_{\alpha}/\hat{e}_{\beta}) + \arctan(\hat{\omega}_{e}/\hat{\omega}_{c}) \quad (10)$$

转速信息可以通过转角信息通过微分运算得到, 对式(10)进行微分运算可得:

$$\hat{\omega}_{\rm e} = \frac{\sqrt{\hat{e}_{\alpha}^2 + \hat{e}_{\beta}^2}}{\psi_{\rm f}} \tag{11}$$

传统的滑模观测器原理框图如图1所示。



图1 传统滑模观测器框图

2 基于准滑动模态函数的改进滑模观 测器设计

传统滑模观测器中的控制函数采用符号函数。 符号函数具有极强的开关特性,这种特性会导致滑 模观测器中的状态变量在滑模面上切换的次数过于 频繁,造成了高频抖振的出现。而这些高频抖振会 直接影响到观测器的估计值,导致滑模观测器的估 计值存在很大的误差。本文采用了具有连续性的准 滑动模态函数来代替传统滑模观测器中的符号函数, 以此来减小观测误差。

2.1 控制函数的改进

本文设计了新型准滑动模态函数^τ(*s*)作为 SMO 的控制函数。函数^τ(*s*)的表达式如下:

 $\tau(s) = \frac{2^{n+2}}{2^{n+1} + \pi^{n+1}} [\arctan(s) + \arctan^{n+2}(s^n)] \quad (12)$ 式中, $n \in [1, 3, 5, 7, \cdots]$, 图 2 为 n = 1, 3, 5时,函数 $\tau(s)$ 的曲线, $\arctan^{n+2}(s^n)$ 的作用是当系统 的状态变在远离滑模面时候加快到滑模面的速度, 当状态变量接近滑模的时候减缓速度,这样可以有 效的减小系统的抖振。

由图 2 可以看出,随着 n的增大, $\tau(s)$ 曲线越接近符号函数,且与符号函数相比具有连续性。但随着 n 增加(n > = 3)曲线变化趋于平缓。为降低算法复杂度,这里取 n = 3。



图 2 当 *n* = 1、3、5 时的曲线

根据提出的准滑动模态函数τ(s),可得改进滑 模观测器的控制律为

$$\begin{bmatrix} \nu_{\alpha} \\ \nu_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_{\tau} \cdot \tau(\hat{i}_{\alpha} - i_{\alpha}) \\ k_{\tau} \cdot \tau(\hat{i}_{\beta} - i_{\beta}) \end{bmatrix}$$
(13)

式中, k_r表示的是改进滑模观测器的增益。

2.2 转子位置估算以及搭建改进 SMO

因为在滑模观测器工作时会发生抖振,传统滑模 观测器的解决办法是通过增加低通滤波器来对高频谐 波进行抑制,这样做的后果是会产生相位延迟,最终 会导致电机转子的估计误差增大。本文采用 PLL 来获 取电机的转子位置信息,图 3 为 PLL 的结构图。



图 3 锁相环结构图

基于准滑动模态函数 *τ*(*s*)改进滑模观测器的 PMSM 无传感器控制系统框图如图 4 所示。



图 4 基于准滑动模态函数 7(s) 改进滑模观测器框图

2.3 稳定性分析

为了使改进后的滑模面具有可达性,必须对其 进行稳定性分析。从式(13)可以看出,系统的稳定 性与增益 k_r的取值相关联。可以通过 Lyapunov 稳定 性定理来断定当系统稳定时增益 k_r的取值范围。

设一个正定的 Lyapunov 函数:

$$V = s^{T}s/2$$
 (14)
求函数 V 的一阶导函数:

$$\dot{V} = s(x)^{\dot{T}} s(x) = s_{\alpha} \dot{s}_{\alpha} + s_{\beta} \dot{s}_{\beta} = \frac{1}{L_{s}} \left[(\hat{i}_{\alpha} - i_{\alpha}) e_{\alpha} - k_{\tau} (\hat{i}_{\alpha} - i_{\alpha}) \tau (\hat{i}_{\alpha} - i_{\alpha}) \right] + \frac{1}{L_{s}} \left[(\hat{i}_{\beta} - i_{\beta}) e_{\beta} - k_{\tau} (\hat{i}_{\beta} - i_{\beta}) \tau (\hat{i}_{\beta} - i_{\beta}) \right] - \frac{1}{L_{s}} \left[(\hat{i}_{\alpha} - i_{\alpha})^{2} - (\hat{i}_{\beta} - i_{\beta})^{2} \right]$$

$$L_{s} = \hat{L}_{s} = \hat{L}_{$$

其中, $\frac{L_s}{R_s} [(\hat{i}_{\alpha} - i_{\beta})^2 - (\hat{i}_{\beta} - i_{\beta})^2] > 0$ 。因此改进滑模 观测器的增益 k_τ 的取值只需满足 $k_\tau > \max(|e_{\alpha}|, |e_{\beta}|)$ 的条件,函数 \dot{V} 为负定有界,即 $\dot{V} < 0$,则满足 李雅普诺夫稳定性定理,说明该系统稳定。

3 仿真实验研究

为了验证改进 SMO 的正确性和有效性,在 Mablat(2021b)/Simulink10.4 软件中搭建了基于改进 SMO 的 PMSM 矢量控制调速系统。系统结构框图如 图 5 所示。





表1 电机参数

参数	参数值
极对数 P _n	4
定子电阻 R/Ω	2.875
定子电感 L _s /mH	0.0085
永磁体磁链 $\psi_{\rm f}$ /Wb	0. 175
转动惯量 J/(kg・m ²)	0.003

在动态实验仿真中,设定系统仿真时间为1s, 给定 PMSM 的转速为 1000 r/min,在0s到0.5s内为 空载运行,0.5s的时候给系统突加5N·m的负载, 然后以 1000 r/min 的转速带载运行直至仿真结束。

图 6 和图 7 分别为基于传统 SMO 和改进 SMO 的 PMSM 无传感器控制中实际转速和观测转速的曲线, 其中实线为实际转速曲线,虚线为观测器观测的估计 曲线。通过对图 6 和图 7 分析对比可知,改进 SMO 的 的观测估计效果要远远优于传统 SMO,基于改进 SMO 的观测结果中,转速波动误差仅为±7 r/min,小于传 统 SMO 的±30 r/min,同时,当系统突加5 N·m 的 负载后,电机的转速出现波动,基于改进 SMO 的观 测器控制仍可以保持小波动的估计误差对系统进行 转速观测。



图 8 和图 9 分别为传统 SMO 与改进 SMO 观测的 反电动势,因为传统 SMO 中的控制律中使用了符号 函数,为了避免高频抖振,必须加入低通滤波器, 所以传统 SMO 观测的反电动势是经过低通滤波器处 理过的,而改进 SMO 没有用到低通滤波器。



通过对图 8 和图 9 分析对比可知,两种算法得 到的反电动势曲线都是正常的电动势曲线形状,但 是传统 SMO 观测到的反电动势经低通滤波器处理 后,仍然不稳定,波动比较大,曲线形状带有毛刺, 相比于传统 SMO,改进 SMO 观测到的反电动势比较 稳定,波动较小,曲线走势比较光滑。

图 10 为基于传统 SMO 观测的转子位置信息波 形和转子位置差波形,图 11 为基于改进 SMO 观测 的转子位置信息波形和转子位置差波形。因为传统 SMO 算法中加入了低通滤波器,导致了相位滞后, 所以传统 SMO 观测的位置信息是添加了相位补偿后 的,而改进 SMO 没有进行相位补偿。



图 10 传统 SMO 转子位子信息波形

通过对图 10(a)和图 11(a)分析对比可知,当电 机启动时,传统 SMO 需要经过一个 0.002 s 的缓冲 时间,然后才可以对转子的转速进行观测,而改进 SMO 则可以直接对转子的转速进行观测,提高了观 测精度。当电机系统达到稳定以后两种算法对转子 位置的估计趋势相同,但传统 SMO 算法观测的转子 位置和实际转子位子相比,在加入了相位补偿后, 仍然有延迟,而改进 SMO 算法观测到的位置信息和 实际位置信息基本处在重合的状态。从图 10(b)和 11(b)中很明显的看到,传统 SMO 算法除了存在延 迟外,仍然存在观测误差和实际误差大的问题,延 迟和误差问题在改进 SMO 中都有很大的改进。



图 11 改进 SMO 转子位子信息波形

4 结 语

本文对无位置传感器 PMSM 调速系统进行改进, 在满足 Lyapunov 稳定性的前提下,采用改进趋近律 的 SMO 有效降低了传统 SMO 存在的严重抖振。仿 真实验表明,本文提出的改进算法有效的降低了观 测误差,极大的提高了对转子位子信息观测的精度。 相比于传统 SMO,改进 SMO 算法观测的反电动势与 转子位置曲线更加平滑,因此表明了本文提出的改 进型 SMO 算法更具有优越性。

参考文献

- [1] 王震,周明磊,谢冰若,等.一种基于单D轴电流调节器的
 PMSM 在方波下的控制策略[J].中国电机工程学报,2022,42(3):1154-1164.
- [2] 肖雄,王浩丞,武玉娟,等. 基于双滑模估计的主从结构共轴 双电机模型预测直接转矩控制无速度传感器控制策略[J]. 电 工技术学报,2021,36(5):1014-1026.
- [3] 袁雷,胡冰新,魏克银,等.现代永磁同步电机控制原理及 MATLAB 仿真[M].北京:北京航空航天大学出版社,2016.
- [4] 吴春,傅子俊,孙明轩,等. 基于扩张状态观测器负载转矩补 偿的永磁同步电机全速范围无位置传感器控制[J].电工技术 学报,2020,35(S1):172-181.
- [5] 柯少兴,李建贵,郝诚,等.基于滑模观测器估计误差反馈的永磁同步电机转速控制策略[J].微电机,2020,53(6): 48-52.

- [6] Zhao K, Leng A, Zhou R, et al. Demagnetization Fault Reconstruction for Six-phase Permanent Magnet Synchronous Motor by Improved Super-twisting Algorithm-based Sliding-mode Observer [J]. Measurement, 2021, 172; 108905.
- [7] 何延昭,王贞艳,王金霞,等. 高速永磁同步电机模型参考自适应转速观测[J]. 电气传动,2020,50(10):16-22.
- [8] Liu Z, Nie J, Wei H, et al. Switched PI Control Based MRAS for Sensorless Control of PMSM Drives Using Fuzzy-Logic-Controller
 [J]. IEEE Open Journal of Power Electronics, 2022 (3): 368-381.
- Qu L, Qiao W, Qu L. Active-Disturbance-Rejection-Based Sliding-Mode Current Control for Permanent-Magnet Synchronous Motors
 [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36 (1): 751-760.
- [10] 张春雷,张辉,叶佩青,等. 两相圆筒型永磁同步直线电机无

(上接第35页)

交叉耦合控制方法的控制效果明显优于基于轮廓误 差分配模型的交叉耦合控制方法,基于神经网络的 智能混合控制方法经过一段时间的自学习,跟踪误 差明显小于前两种控制方法。实验结果验证了改进 型方法的有效性和可行性。

4 结 论

由于采用基于设定值前向补偿的交叉耦合控制 仍然存在着在实际操作中参数的调整复杂且很难寻 找到最优值的弊端,所以进一步提出了基于神经网 络的智能混合控制策略。新型控制方法结合了基于 设定值前向补偿的交叉耦合控制方法的前向补偿功 能及神经网络自适应控制的优点。仿真结果及实验 结果表明,所提出的方法控制效果更好,从而进一 步验证了所提出的控制策略的可行性和有效性。

参考文献

- 赵寒冰,罗欣,钟启明,等.基于法向同步误差补偿的机械臂
 多轴同步控制[J].微电机,2023,56(2):61-65.
- [2] 金鸿雁,赵希梅. 直驱 XY 平台变增益交叉耦合互补滑模轮廓 控制[J]. 电机与控制学报, 2019, 23(12): 42-47.
- [3] Y Koren. Cross--coupled Biaxial Computer Control for Manufacturing Systems [J]. Trans Actions of the ASME, 1980, 102 (4) :

传感算法[J]. 电工技术学报, 2019, 34(23): 4901-4908.

- [11] 张一诺,张兴华.带相位补偿的 PMSM 脉振高频信号注入转子 位置估计方法[J]. 微电机,2022,55(3):69-74.
- [12] Ghule A N, Killeen P, Ludois D C. High Frequency Injection Based Rotor Position Self-Sensing for Synchronous Electrostatic Machines[C]. IEEE, 2019.
- [13] 刘畅,宋桂英,杨博伟,等. PMSM 调速系统的新型指数趋近 率滑模控制[J]. 安徽大学学报(自然科学版),2022,46(1): 01-10.
- [14] 张俊,刘玉健,肖余培,等. 一种优化 SMO 的永磁同步电机转 速抖振抑制方法[J]. 微电机,2021,54(10):102-106.
- [15] 王训栋,边敦新,赵巧静,等.基于改进滑模观测器的 SynRM 无位置传感器控制[J].微电机,2022,55(06):35-39,60.
- [16] 吴航. 基于滑模观测器的表贴式永磁同步电机无位置传感器控制策略研究[D]. 浙江;浙江大学, 2021.

265-272.

- [4] Chiu G T, Tomizuka M. Contouring Control of Machine Tool Feed Drive Systems: a Task Coordinate Frame Approach [J]. IEEE Transactions on Control System Technology, 2001, 9(1): 130-139.
- [5] Lo C C, Chung C Y. Tangential-contouring Controller for Biaxial Motion Control[J]. Dynamic Systems on Measurement and Control, 1999, 121(1): 126-129.
- [6] 王丽梅,张宗雪.H型精密运动平台交叉耦合模糊 PID 同步控制[J]. 沈阳工业大学学报,2018,40(1):1-5.
- [7] Yang Jiangzhao, Li Zexiang. A Novel Contour Error Estimation for Position Loop-based Cross-coupled Control[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2011, 16(4): 643-655.
- [8] 张秀云,王志强,卞杰.无权重系数整定的双轴进给驱动系统 预测轮廓控制[J]. 微电机,2021,54(12):82-87.
- [9] 武志涛,杨永辉. 直线电机驱动 XY 平台精密轮廓跟踪控制[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(19): 5863-5868.
- [10] 李珊. 基于前向补偿的二维平台音圈电机智能控制[D]. 桂林: 桂林电子科技大学, 2013: 28-44.
- [11] 李强,李波,李玉娇,等. 基于 RBF 神经网络的直驱式 AMT 无传感控制[J]. 微电机, 2020, 53(5): 56-61.
- [12] 党选举. 压电陶瓷执行器的神经网络实时自适应逆控制[J]. 光学精密工程, 2008, 16(7): 1266-1272.
- [13] 强勇,凌有铸,贾冕茜. 基于 RBF 神经网络的永磁同步电机 速度控制[J]. 微电机, 2013, 46(4): 53-56.
- [14] 孙宜标,宋杨,郭庆鼎. XY 平台直线伺服系统的 IP 变增益交 叉耦合控制[J]. 控制与检测, 2007(11): 40-47.

适应电压支撑下的光伏发电机组最大功率点控制技术

金世和,谢 晨,曲 浩,范金鹏 (中建八局第三建设有限公司,南京 210000)

摘 要:常规的光伏发电机组最大功率点控制技术,在机械功率的调整上,缺少对适应电压支撑的考虑,导致最大 功率点控制效果不好。基于此,提出适应电压支撑下的光伏发电机组最大功率点控制技术。使用功率信号反馈法, 检测光伏发电机组的功率,将光伏发电机组的固有功率,作为主要参数。根据发电机组运行状态点的变化,对光伏 发电机组功率进行跟踪,以光伏发电机组功率跟踪结果为基础,在适应电压支撑下,通过双输入单输出的结构,调 节机械功率,导入调节后的机械功率,将其作为最大功率点控制的基础数据。按照隶属函数,对控制器参数进行实 时调整,从而完成对光伏发电机组最大功率点控制。结果表明,在使用本文设计的方法进行控制后,光伏发电机组 的最大功率振幅有效降低,控制效果较好,具有较好应用价值。

关键词:适应电压支撑;光伏发电机组;最大功率点控制;隶属函数;功率振幅;功率振幅 中图分类号:TP273 ______文献标志码:A ______文章编号:1001-6848(2024)01-0048-05

Maximum Power Point Control Technology for Photovoltaic Power Generation Units Under Voltage Support

JIN Shihe, XIE Chen, QU Hao, FAN Jinpeng

(The Third Construction Co., LTD of China Construction Eighth Engineering Division,

Nanjing 210000, China)

Abstract: The conventional maximum power point control technology for photovoltaic power generation units lacks consideration for adaptive voltage support in adjusting mechanical power, resulting in poor maximum power point control effectiveness. Based on this, a maximum power point control technology for photovoltaic power generation units under voltage support was proposed. Using the power signal feedback method to detect the power of photovoltaic power generation units, the inherent power of the photovoltaic power generation unit was taken as the main parameter, and the power of the photovoltaic power generation unit was tracked based on the changes in the operating state points of the power generation unit. Based on the power tracking results of the photovoltaic power generation unit, under the adaptive voltage support, the mechanical power was adjusted through a dual input single output structure, and the adjusted mechanical power was imported, Use it as the basic data for maximum power point control, and adjust the controller parameters in real-time according to the membership function to complete the maximum power point control of photovoltaic power generation units. The results show that after using the method designed in this article for control, the maximum power amplitude of the photovoltaic generator unit is effectively reduced, and the control effect is good, which has good application value.

Key words: adapt to voltage support; photovoltaic generator sets; maximum power point control; membership function; power amplitude; power amplitude

收稿日期: 2023-06-09

作者简介:金世和(1988),男,汉族,本科,工程师,研究方向为建筑环境与设备工程。 谢 晨(1994),男,汉族,本科,工程师,研究方向为建筑电气与智能化。 曲 浩(1990),男,汉族,本科,工程师,研究方向为电气工程与自动化。

范金鹏(1998),男,汉族,专科,工程师,研究方向为建筑电气工程与自动化。

光伏发电机组在电力中承担着重要的作用,由 分布式电力电子装置组成,作为大规模电网发电系 统,是电力有效供应的主要保障,主要是利用光伏 阵列,将接收到的太阳能的辐射进行转换,形成高 电压的直流电路,经常被运用于医疗卫生、机械制 造等多个方面^[1]。对光伏发电机组的最大功率进行 控制,是保障发电机组正常运行的重要保障^[2]。

目前对光伏发电机组的最大功率控制, 主要有 几种研究, 文献[3]提出, 基于柔性直流输电系统, 对功率的阻尼进行模拟控制,在此基础上,使用两 端互联交流电网,对发电系统双边惯量进行控制, 以此达到对发电机组的功率控制,该方法改变了原 有了控制方法,对最大功率的控制有较好效果^[3]。 文献[4]提出,使用适应惯量阻尼,结合微电网与 协同控制模型,诊断系统电源侧影响因素。将变换 器电压进行控制,从而得到其控制结果。该控制方 法,由于协同同步性能较差,因此具有一定的局限 性,被用于小型的发电机组功率控制中^[4]。文献 [5]提出,基于 VSG 的惯量阳尼控制,获取自适应 虚拟惯量,并通过三相接地结构,对数据结构进行 适应处理,从而达到对发电机组功率的控制,该方 法同步控制性能较好,有较好的应用前景,在光伏 发电机组中被经常使用^[5]。基于这些研究,本文在 基于适应电压支撑下,提出一种光伏发电机组最大 功率点控制方法,具体方案介绍如下。

适应电压支撑下的光伏发电机组最 大功率点控制技术

1.1 光伏发电机组功率跟踪

为了实现对光伏发电机组最大功率的有效控制, 需要进行功率跟踪。使用功率信号反馈法,检测光 伏发电机组的功率。将光伏发电机组的固有功率, 作为主要参数,并根据发电机组运行状态点的变化, 对偏差值进行计算,其光伏发电机组的运行状态点 变化如图1所示。



图 1 光伏发电机组的运行状态点变化

按照运行状态,将发电机的转矩表示为

$$T = n * \phi * I \tag{1}$$

式中, *n* 为电机极对数; φ 为磁通幅值, *I* 为发电机 组得到电流参数,由此可以将追踪的光伏能表 示为^[6]

$$E_{\rm PV} = \omega * \Delta \omega * N \tag{2}$$

式中, ω 为发电机的转子速度, Δω 为速度步长, N 为发电机转速, 在此基础上, 对光伏参数进行检测, 由此利用得到新的转速, 表示为

$$N_{_\text{new}} = \frac{1}{\Delta\omega_{\text{best}}} (T + P_{\text{max}} + N_{_\text{ref_out}})$$
(3)

式中, $\Delta \omega_{\text{best}}$ 为检测的最佳步长参数, P_{max} 为光伏发 电机的最大光伏, $N_{\text{ref_out}}$ 为输出参考速度值,在此 基础上,在假定光伏的改变速度在进行变化后,将 新的工作点进行改变,并对其进行搜寻,从而得到 其搜寻的功率工作点,表示为

 $P_{\text{_searched}} = N_{\text{_new}} * (N_{\text{ref_initial}} + \delta N)$ (4) 式中, $N_{\text{ref_initial}}$ 为起始的参考转速, δN 为转速指令的 扰动值,根据工作点,对其进行检验,并不断重复, 形成对光伏发电机组功率跟踪结果^[7]。

1.2 适应电压支撑下调节机械功率

在对光伏发电机组功率跟踪基础上,在适应电 压支撑下调节机械功率。由于发电机组功率存在动 态失稳机制,在干扰因素影响下,容易出现不平衡 能量结构,因此对干扰因素进行处理,处理后的不 平衡能量结构图如图2所示^[8]。



图 2 不平衡系统能源图

在此基础上,当逆变器的容量越大时,其起动 力值较低,此时在电压支撑下,将电网电压矢量进 行调节,设计双输入单输出的结构,并对功率变化 进行计算,主要使用最佳矩阵曲线,对控制发电机 进行计算,并设定其边界值,其边界值的示意图如 图3所示。



图 3 边界值

根据边界值,加快功率的追踪速度,设定最终 速度与设定标记相匹配,并对其进行左侧右移的修 正,由此可以得到调整,将系统的振动应力抵抗性 进行表示,其公式为^[9]

$$K_{\text{_vibration}} = V_{\text{_bat}} + C_{\text{_PV}} - \lambda \tag{5}$$

式中, *V*_{_bat}为蓄电池电压参数, *C*_{_PV} 为光伏容量参数, λ 为惯量的影响强度,由此根据振动应力抵抗性,得到发电机组的惯量阻尼,表示为

$$D_{\text{_inertia}} = \sum \left(K_{\text{_vibration}} + J * Z_{\text{_virtual}} \right)$$
(6)

式中, *J* 为发电机组的转子惯量, *Z*_{_virtual} 为发电机组的虚拟阻抗参数,由此可以得到扰动周期内抑制的虚拟惯量,公式表示为

$$J_{_virtual_suppressed} = \frac{1}{\eta} \sqrt{D_{_inertia} + dP_{_spectrum}}$$
(7)

式中, η 为虚拟阻尼参数, *dP*_spectrum 为功率谱变化 率,得到虚拟惯量,引入回馈作用,得到调节后的 发电机组机械功率^[10]。

1.3 光伏发电机组最大功率点控制

导入调节后的机械功率,将其作为最大功率点 控制的基础数据,对最大功率点进行控制。结合调 节后的机械功率,将其与二阶、三阶、五阶模型进 行结合,并设置 VSG 的拓扑结构,对电源之间的功 率进行交换,其结构如图4 所示。



图 4 VSG 的拓扑结构

根据拓扑结果,将静态功率器件,进行一次调频调压,并搭建容纳虚拟惯量并对输出进行计算, VSG本体算法如图5所示。



图 5 VSG 计算流程

在此基础上,为了发电机组功率能够更好的满 足转速外环,采用模糊 PI 控制,建立模糊规则控制 表,函数取为隶属函数,其隶属图像如图6所示。



图 6 转速模糊控制器隶属函数

按照隶属函数,对控制器参数进行实时调整, 从而完成对光伏发电机组最大功率点控制。

2 实验与分析

为了验证设计的对光伏发电机组的最大功率点 控制的效果,进行实验。

2.1 仿真模型

测试实验平台使用 MatlabR 2019b 软件作为实验 的平台,通过软件中的 Simulink 软件包,对光伏发 电机组进行仿真,对光伏电路拓扑结构进行仿真, 其结构如图 7 所示。

在此基础上,模拟光伏电网的发电机组运行, 并对实验的各项参数进行设置,如表1所示。



图 7 仿真电路拓扑结构 表 1 实验仿真系统参数

参数	参数值
最大功率点电压/V	265
最大功率点电流/A	26.3
开路电压/V	452
短路电流/A	28.3
编码器的参考值	2000
参考时钟的周期长/s	30
仿真步长 $\Delta \omega_{ m best}$	5×10^{-6}

同时设置光伏发电机组电路参数,主要部分如 表2所示。

参数	参数值
光伏侧电容 $C_{PV}/\mu F$	250
前级 Boost 电路滤波电感/mH	20
蓄电池侧电容/μF	2500
双向电路滤波电感/mH	30
直流母线电容/mF	15
DC/DC 开关频率/kHz	55
直流母线电压/V	450
网侧线路电抗/Ω	15
DC/AC 开关频率/kHz	53

同时发电机组的负荷阻值设为 35 Ω ,并设置发 电机组的转速,让转速能够快速稳定运行,并在给 定转速后改变转矩,其图像如图8所示。



图 8 发电机组转速

按照此参数进行实验,同时使用其他两种对比 方法对其进行实验,并观察最大功率点的控制情况。

2.2 实验结果与分析

使用三种方法对最大功率点进行控制,其中对 比方法1:基于鲸鱼优化算法的光伏发电机组最大 功率点控制技术,对比方法2:基于弹性系数的光 伏发电机组最大功率点控制技术,分别进行实验后, 得到其结果,本文设计方法的控制波形如图9所示。



图 9 功率波形图

从图中可以看出,本文设计的方法,在功率的 波形上较为平稳,最大功率波动较小,说明最大功 率的控制效果较好。

使用对比方法1进行功率控制,得到其输出功 率的波形图如图 10 所示。



图 10 功率波形图

从图中可以看出,使用对比方法1进行功率控 制波动较大,波形图像不太平稳,说明对比方法1, 在对最大功率进行控制的效果相对较差。

使用对比方法2进行功率控制,得到其输出功 率的波形图如图 11 所示。



1期

从图中可以看出,对比方法2下,其输出功率 的波形图像波动幅度较大,说明控制效果较差。

对最大功率的波动振幅进行统计,其图像如图 12 所示。



图 12 最大功率振幅

从图中可以看出,本文设计的方法,在对发电 机组的最大功率进行控制后,其波动的振幅相对较 小,说明控制效果较好。

对不同方法下发电机组的最大功率振幅进行统 计,情况如表3所示。

表 3 转速为 12 rad/s 发电机组最大功率振幅

时间7~		最大功率振幅/	W
ով ելչ ջ	本文设计方法	对比方法1	对比方法 2
0.1	27.77	45.65	73.23
0.2	26. 52	46.33	76.23
0.3	24. 15	45.14	76.43
0.4	25.67	44.15	77.72
0.5	24. 25	42.25	73.36
0.6	22. 51	47.77	77.73
0.7	25.52	46. 52	77.69
0.8	26.65	44.15	76.92
0.9	25.45	45.67	79.96
1.0	22.13	44.89	77.27

对转速为 24 rad/s 发电机组最大功率振幅进行 统计,情况如表 4 所示。

表 4 转速为 24 rad/s 发电机组最大功率振幅

时间人。		最大功率振幅/	W
իվ իվչ ջ	本文设计方法	对比方法1	对比方法 2
0.1	21.11	40.60	79.29
0.2	26.32	46.33	75.29
0.3	24. 13	40. 14	75.49
0.4	23.61	44.10	77.72
0.5	24. 23	42.20	79.95
0.6	22. 31	47.77	77.79
0.7	23.32	46.02	77.59
0.8	26.63	44.10	75.92
0.9	23.43	40. 67	79.95
1.0	22. 13	44.80	77.27

可以看出,在使用本文设计的方法进行控制后, 光伏发电机组的最大功率有效降低,其最大功率的 振幅相对较低,说明控制效果较好,具有一定的应 用价值。

3 结 语

本文设计了适应电压支撑下的光伏发电机组最 大功率点控制技术,使用了功率信号反馈法,检测 了光伏发电机组的功率,将光伏发电机组的固有功 率,作为主要参数,根据发电机组运行状态点的变 化,对光伏发电机组功率进行跟踪,以此对最大功 率点进行控制,可以对光伏发电机组进行有效控制, 希望能为光伏发电机组最大功率点控制提供一些借 鉴意义。

参考文献

- [1] 杨亚,王龙,徐杰.风力发电机最大功率模型补偿控制[J].
 兰州工业学院学报,2022,29(3):73-77.
- [2] 孙志辉,郝万君,尚友涛,等.基于自适应非奇异快速终端滑模的风力发电机最大功率跟踪控制[J].热力发电,2020,49 (1):48-54.
- [3] 谢周腾,刘斌,刘永忠. 基于事件触发驱动的最大功率点跟踪 及电压稳定控制[J]. 电力科学与工程,2023,39(2):8-13.
- [4] 刘毅,乔强,段从贵.基于改进型电导增量法的光伏发电最大 功率跟踪控制策略研究[J].电气技术与经济,2023(1): 22-25.
- [5] 李大练,田卡,张福曦,等.基于自抗扰控制的潮流发电系统最大功率跟踪控制[J].制造业自动化,2023,45(3):105-108.
- [6] 侯琴静.光伏发电系统中最大功率点跟踪控制策略研究[J].
 设备管理与维修, 2022, (21): 131-133.
- [7] 时语欣,刘鸿鹏,张伟.基于改进风力驱动优化算法的最大功 率点跟踪控制研究[J].电气自动化,2022,44(6):16-18.
- [8] 张智娟,刘海萍,原晓京.基于改进扰动观察法的小型风电最大功率点追踪控制[J].电力科学与工程,2022,38(10):29-35.
- [9] 张克兆,陆伟,熊磊,等.基于改进自抗扰的风力发电系统最 大功率控制[J].电工电气,2022(12):7-13.
- [10] 贺烨丹,夏向阳,尹旭,等.不对称电压暂降下最大功率输出的 MMC 协调控制策略[J].中国电力,2022,55(12):160-167.

绕线转子无刷双馈发电机的计算机辅助设计系统

毛 勇1,夏云清1,颜 睿2

(1. 长沙湘电电气技术有限公司, 长沙 412000; 2. 华中科技大学, 武汉 430074)

摘 要:本文为了准确且快速分析计算无刷双馈发电机的稳态性能,基于传统三相电机的电磁设计程序和无刷双馈 电机的等效电路,开发了采用 C 语言软件的绕线式无刷双馈电机计算机辅助设计系统。此系统可以计算在不同转速 和控制电压下的电机性能。通过对实验数据和计算结果进行对比,证明了此设计系统计算结果的准确性,为绕线转 子无刷双馈电机的计算机设计提供了高效便利方法。

关键词:无刷双馈发电机;计算机辅助设计系统;等效电路;稳态性能
 中图分类号:TM315
 文献标志码:A
 文章编号:1001-6848(2024)01-0053-04

Design of Rotor Winding for Brushless Doubly-fed Wound-rotor Machine

MAO Yong¹, XIA Yunqing¹, YAN Rui²

(1. Changsha Xiangdian Electric Technology Co., LTD., Changsha 412000, China;

2. Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China)

Abstract: For analyzing and calculating the stead-state performance of the Brushless Doubly-Fed Generator (BDFG) accurately and quickly, based on the electromagnetic design program of the traditional three-phase induction machines and the equivalent circuit of the BDFG, the Computer Aided Design (CAD) system of the wound-rotor BDFG was developed by using the software of Visual C++ 6.0 in this paper. The machine performance under different rotor speeds and different control voltages can be calculated in the CAD system. The comparison of the calculated results and the experimental data indicates that the results of the CAD system are accurate and it is effective and convenient for the design of the wound-rotor BDFG by using the computer.

Key words: brushless doubly-fed generator; computer Aided Design (CAD) system; equivalent circuit; steady-state performance

0 引 言

无刷双馈发电机是一种特殊的电机,其定子上 具有两套独立的绕组,转子结构也有不同的形式。 定子绕组的其中一个被称为功率绕组,直接与电网 或者负载相连提供功率;另一个称为控制绕组,通 过不同电压等级与频率的逆变器与电网或者负载相 连,功率能在逆变器中双向流动^[13]。转子结构主 要类型为:笼型,磁阻型^[46]或者绕线式^[78]。定子 绕组两部分采用不同极对数避免直接耦合,独立产 生磁场后,通过转子结构间接耦合^[9]。无刷双馈 发电机的正常工作模式一般为双馈运行和同步运行 两种,轴转速与两组激励的频率都存在固定对应 关系^[10-11]。

对比传统的有刷双馈发电机,去除了电刷和滑环后,无刷双馈发电机的可靠性得到了提高,维护成本也得到降低。在海上和远海区域安装风力发电机组的需求不断增加时,这一点优势变得尤为重要。因此,BDFG在变速发电领域,例如:风力发电^[12-13]和船舶轴带发电^[14-15]上有着广阔的应用前景。

为了准确快速计算绕线转子无刷双馈发电机的 性能,本文提出了一种新型针对不同极对数无刷双 馈电机电机计算机辅助设计系统。在输入基本的电 机设计参数后,各项等效电参数诸如:电阻、电感 等与电机的稳态性能都可以在此系统中进行计算。

作者简介: 毛 勇(1986),男,电气工程师,研究方向为新型特种电机及其控制。 夏云清(1982),男,高级电气工程师,研究方向为新型特种电机及其控制。 颜 睿(2000),男,硕士研究生,研究方向为无刷双馈电机控制。

收稿日期: 2023-09-07

绕线转子无刷双馈电机基本工作 模式

绕线转子无刷双馈电机并网或者独立发电的情况下采取不同工作模式运行时,都对功率绕组的电压、频率、输出功率进行控制来控制发电输出性能。 定子与转子在同步运行模式下的关系如图1所示。

转子角速度如式(1)所示。

$$\omega_{\rm r} = \frac{\omega_{\rm p} + \omega_{\rm c}}{p_{\rm p} + p_{\rm c}} \tag{1}$$

式中, ω_{p} 和 p_{p} 分别代表功率绕组的角速度与极对数, ω_{e} 和 p_{e} 分别代表控制绕组的角速度与极对数。

两个不同定子绕组的滑差定义为

$$s_{\rm p} = \frac{\omega_{\rm p} - p_{\rm p}\omega_{\rm r}}{\omega_{\rm p}} = \frac{\omega_{\rm rp}}{\omega_{\rm p}}$$
(2)

$$s_{\rm c} = \frac{\omega_{\rm c} - p_{\rm c}\omega_{\rm r}}{\omega_{\rm c}} = \frac{\omega_{\rm rc}}{\omega_{\rm c}}$$
(3)

功率绕组和控制绕组所产生的旋转磁场的角速 度在以转子坐标系作为参考的情况下为ω_n和ω_n:

$$\boldsymbol{\omega}_{\rm rp} = \boldsymbol{\omega}_{\rm p} - \boldsymbol{p}_{\rm p} \boldsymbol{\omega}_{\rm r} \tag{4}$$

$$\boldsymbol{\omega}_{\rm rc} = \boldsymbol{\omega}_{\rm c} - \boldsymbol{p}_{\rm c} \boldsymbol{\omega}_{\rm r} \tag{5}$$

在同步运行模式下,综合式(1)、式(4)和式 (5)得到 $\omega_{m} = -\omega_{m}$,因此可以导出滑差关系:

$$\frac{s_{\rm c}}{s_{\rm p}} = -\frac{\omega_{\rm p}}{\omega_{\rm c}} \tag{6}$$

从式(1)中可以分析得知,当转子速度一定时, 功率绕组侧的电压与电流频率可以通过调节控制绕 组侧的电压与电流频率来控制。



图1 同步运行模式示意图

2 绕线转子无刷双馈电机等效电路

等效电路法是一种代表电机稳态性能的分析方 法。等效电路中的各项参数都有对应清晰的物理层 面解释,可以帮助对电机进行理解、设计与优化。 可以用等效电路来计算电压、电流、转矩、效率、 功率因数和其他电机稳态运行值。

绕线转子无刷双馈电机可以等效视为在同一个 机座下的两台不同极对数的感应电机,用于在自级 联模式下运行。因此可以采用每相的等效电路将绕 线转子无刷双馈电机等效为两台相连的感应电机。

忽略铁耗的绕线转子无刷双馈电机等效电路如 图 2 所示,其中 V_p和 V_o分别代表功率绕组侧和控 制绕组侧电压,所有的参数折算到功率侧。参数在 表 1 中进行了定义。



图 2 等效电路示意图

表1 参数定义

参数	功率绕组侧	控制绕组侧	转子
电阻	$R_{ m p}$	$R''_{ m c}$	$R'_{\rm r}$
漏感	$L_{ m p}$	$L''_{ m c}$	$L'_{\rm r}$
励磁电感	$L_{ m mp}$	$L''_{ m mc}$	

3 绕线转子无刷双馈发电机计算机辅助设计系统

基于绕线转子无刷双馈电机的等效电路和以优 化提升三相感应电机的电磁设计为目标的情况下, 计算机辅助设计系统流程图如图3所示。



图 3 设计主程序流程图

主程序流程图含有四个部分:绕组谐波计算, 电机尺寸计算,磁场计算和等效电路计算。因为定 子的两套绕组没有直接耦合,所以计算的主要方式 为:首先,在磁场计算中将绕线转子无刷双馈电机 考虑为两个普通感应电机来计算电磁参数;然后通 讨磁场计算来导出等效电路的参数:最后使用得出 的等效电路参数来计算电机的稳态性能。计算流程 中存在四个假定系数: 电压系数 K_{ex} , K_{ex} , 饱和系 数 $F_{\rm m}$, $F_{\rm tc}$ 。初设电压系数 $K_{\rm en}$, $K_{\rm ec}$ 假定值为 1.1, 饱和系数 F₁₀, F₁₀假设值为 1.25, 在磁路计算中计 算出实际饱和系数,再根据计算值和假设值之间的 绝对误差调节,如果计算值与假定值绝对误差不超 过0.005,则说明计算值与假定值基本一致,如果绝 对误差超过0.005、则取计算值与假定值的中间值进 行循环迭代计算,直至绝对误差不超过0.005;同 理,在等效电路计算中计算出实际电压系数,再根 据计算值和假设值之间的绝对误差调节,直至绝对 误差不超过0.005。

根据设计主程序的流程图,利用 C 语言建立计 算机辅助设计系统。用户只需要输入电机设计的基 础参数,或者在系统操作界面导入输入参数文件, 系统就能计算出输出结果并导出文件。系统的交互 界面简洁且人性化,如图 4 所示。



图4 系统软件交互界面

4 计算结果

在功率绕组相电压保持 220 V/50 Hz 的条件下, 通过对如图 5 所示的功率绕组与控制绕组极对数分 别为4 与2 的原型样机实验得到实验数据,并和程 序计算结果对比,如表2 所示。



图 5 原型样机 表 2 计算结果与实验数据对比

	ť	计算结果		实	验数据	
转速/	功率绕组	控制相	控制相	功率绕组	控制相	控制相
(r/min)	输出功率	电压	电流	输出功率	电压	电流/
	∕kW	/V	/A	∕kW	/V	А
400	39.8	159.4	127. 1	39.8	173	124
450	39.7	85.9	125. 1	39.7	95	119
480	40.8	44.5	125.2	40.8	52	122
510	40.3	22.8	125.5	40.3	24	116
700	41.7	326.7	129.3	41.7	359	126

从表2可以看出,对比实际实验数据,在一定 误差范围内,计算机辅助设计系统的程序计算结果 是比较精准的。最大的控制绕组侧电压计算结果误 差是14.4%,最大的控制绕组侧电压计算结果误差 是78%,控制绕组侧电压值是 PWM 调制后直流电 压滤波后的测量值,包含有谐波分量。考虑磁场饱 和后,测量控制绕组侧电压值会与计算控制绕组侧 电压值存在一定的误差。相对于电压值,实际电流 值与计算电流值误差较小。整体的计算误差是在工 程应用中可接受范围内。

5 结 语

本文基于无刷双馈电机的等效电路,以传统三 相电机设计程序为参考,开发了一种绕线转子无刷 双馈发电机计算机辅助设计系统。在功率绕组保持 220 V/50 Hz 的条件下,对软件输出的功率,控制绕 组相电流,相电压结果进行了实验对比。对比结果 证明,此系统完全满足电机的设计精度要求,提供 了一种从计算机层面高效便捷设计绕线转子无刷双 馈发电机的方法。

参考文献

- McMahon R A, Roberts P C, Wang X, et al. Performance of BD-FM as Generator and Motor [J]. IEE Proceedings-Electric Power Applications, 2006, 153(2): 289-299.
- [2] 张爱玲,熊光煜,刘振富,等.无刷双馈电机能量传递关系和 功率因数特性的实验研究[J].中国电机工程学报,2011,31 (06):92-97.
- [3] 刘航航, 王华, 罗杰. 无刷双馈电机功率流向分析[J]. 微特 电机, 2011, 39(01): 21-25.
- [4] Roberts P C, McMahon R A, Tavner P J. Performance of Rotors for the Brushless Doubly-fed (induction) Machine (BDFM) [C].
 16th International Conference of Electrical Machines, IEEE, 2004: 450-455.
- [5] Wang F, Zhang F, Xu L. Parameter and Performance Comparison of Doubly fed Brushless Machine With Cage and Reluctance Rotors
 [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2002, 38(5): 1237-1243.
- [6] Benômar Y, Croonen J, Verrelst B, et al. On Analytical Modeling of the Air Gap Field Modulation in the Brushless Doubly Fed Reluctance Machine [J]. Energies, 2021, 14(9): 1-27.
- [7] 王雪帆. 一种转子绕组采用变极法设计的新型无刷双馈电机[J]. 中国电机工程学报, 2003(06): 108-111, 127.

- [8] Zhang F, Yu S, Wang Y, Jin S, et al. Design and Performance Comparisons of Brushless Doubly Fed Generators With Different Rotor Structures [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(1): 631-640.
- [9] 邓先明,姜建国.无刷双馈电机的工作原理及电磁设计[J]. 中国电机工程学报,2003(11):130-136.
- [10] 张岳, 王凤翔. 磁障转子无刷双馈电机运行特性及实验研究[J]. 电机与控制学报, 2014, 18(02): 69-74.
- [11] Shao S, Abdi E, McMahon R A. Stable Operation of the Brushless Doubly-fed Machine (BDFM) [C]. 7th International Conference on Power Electronics and Drive Systems, IEEE Press, 2007; 897-902.
- [12] Protsenko, Xu D. Modeling and Control of Brushless Doubly-fed Induction Generators in Wind Energy Applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(3): 1191-1197.
- [13] Jiang Y, Zhang J, Li T. A Segmented Brushless Doubly Fed Generator for Wind Power Applications [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2018, 54(3): 1-4.
- [14] Chen X, Wang X. A Novel Wound Rotor BDFIG for Ship Shaft Generator Application-control and Prototype Tests[C]. 17th International Conference on Electrical Machines and Systems, 2014: 1196-1200.
- [15] Liu Y, Xu W, Zhu J, et al. Sensorless Control of Standalone Brushless Doubly Fed Induction Generator Feeding Unbalanced Loads in a Ship Shaft Power Generation System[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(1): 739-749.

 $e^{+} e^{+} e^{$

682533 682533	35355355 1	\$	\$ \$) 3)
32352525252525	全 年 12 其	《微电机》(§ 刊) H,读者可到当地邮局订阅,本刊亦可破订、零购。	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	11/11/11/11/11/11/11/11/11/11/11/11/11/
Sese	欢迎	投稿!欢迎订阅!欢迎刊登广告!		3)3)
52 Se	国内刊号	: CN61 – 1126/TM	国际刊号: ISSN 1001 - 6848	1) 2
283 283	邮 箱	: micromotors @ vip. sina. com		3) 2
2525	地 址	: 高新区上林苑四路 36 号(710117)	电话: 029-84276641) 1)

57 卷

基于灰色系统理论和聚类分析的新能源风力 发电机超负荷状态主动估计算法

杨晓峰,俞勤新

(龙源电力集团(上海)新能源有限公司,上海 200122)

摘 要:在对发电机超负荷状态进行估计的过程中,由于影响负荷状态的因素较多,且具有非稳态属性,导致估计结果的误差较大,为此,提出基于灰色系统理论和聚类分析的新能源风力发电机超负荷状态主动估计算法研究。在分析风力发电状态时,引入了特征线法,将非恒定流的风击偏微分方程转化为常微分方程的形式,再将常微分方程近似的转化为差分方程,以此实现对风力发电系统复杂风力暂态的有效分析。在超负荷估计阶段,借助时间连续函数模型,将原始的风力发电系统状态数据信息转化为灰色生成列,采用层次聚类的方式对具体的负荷状态进行分类,最后组合灰色列的负荷信息,实现对风力发电机超负荷状态的准确估计。在测试结果中,设计主动估计算法方对于不同工况下的估计结果与实际超负荷情况的误差稳定在 0.01 MW 以内。

关键词:灰色系统理论;聚类分析;风力发电机;超负荷状态;主动估计;灰色生成列
 中图分类号:TM315;TP391
 文献标志码:A
 文章编号:1001-6848(2024)01-0057-05

Active Algorithm for Overload State Estimation of New Energy Wind Generator Based on Grey System Theory and Cluster Analysis

YANG Xiaofeng, YU Qinxin

(Longyuan Power Group(Shanghai) New Energy Co., LTD., Shanghai 200122, China)

Abstract: In the process of estimating the overload state of the generator, due to many factors affecting the load state and the unstable attribute, the estimation error is large. Therefore, the active estimation algorithm of the overload state of the new energy wind turbine based on gray system theory and cluster analysis was proposed. In the analysis of wind power generation state, the characteristic line method was introduced to transform the non-constant flow of wind strike into the form of ordinary differential equation, and then transform the ordinary differential equation into differential equation, so as to realize the effective analysis of the complex wind transient of wind power generation system. In the overload estimation stage, the original state data information of the wind power generation system was transformed into a gray generation column with the help of the time continuous function model, and the specific load state was classified by hierarchical clustering. Finally, the load information of the gray column was combined to realize the accurate estimation of the overload state of the wind turbine. In the test results, the error of the estimation results of the design active estimation algorithm and the actual overload situation under different working conditions is stable within 0.01 MW.

Key words: gray system theory; cluster analysis; wind turbine; overload state; active estimation; gray generation column

0 引 言

随着新能源在发电机组中的应用越来越广泛, 对其负荷状态进行准确预估也成为了电网资源调度 与管理的重要环节之一^[1]。受新能源自身属性特征 的影响,其对应的发电机输出具有明显的波动性, 这也是导致力发电机超出现负荷状态的主要原因^[2]。 为了能够更加合理地对新能源发电情况进行合理控

收稿日期:2023-07-17,修回日期:2023-08-11 作者简介:杨晓峰(1992),男,本科,工程师,经济师,研究方向为综合能源场站开发、新能源项目运维、技经评价等。

制,对具体的用电负荷进行合理分配调度,准确估 算具体的超负荷状态成为了极为重要的环节之一。 针对该问题, 文献[3]在充分考虑风电场量测相关 性的基础上,以双馈风力发电机为研究对象,对其 动态状态进行估计研究,该方法表现出了较高的鲁 棒性,但是受客观数据可靠性的影响较为明显。文 献[4]将时域 – 频域 – MEWMA 算法应用到风机发电 机的状态分析中,结合轴承的运行情况实现对其负 荷状态的估计,该方法在极大程度上提高了估计结 果的可靠性,但是具体的稳定性存在进一步提升的 空间。文献[5]在考虑电压扰动分量、扰动电流分 量、耦合电流分量的基础上建立双馈风机负序阻抗 模型,激励确定情况下推导母线负序电压分量,获 取基频负序电压变化情况,完成风力发电机状态调 节。但是算法计算量较大,时间复杂度较高。文献 [6]分析双馈风力发电机计及风电比例、风机并网 位置、故障位置、负荷接入位置等因素,运用等面 积法则对风机参与系统调频前后两种情况下系统的 极限切除角进行理论计算,提高双馈风力发电机暂 态功角稳定性。但是该方法下的双馈风力发电机功 率与风轮转速控制效果有待进一步提高。文献[7] 提出基于分布式储能的双馈感应风力发电机惯量支 撑与一次调频控制,在扰动分类下计算无功功率限 值,提出有功-频率和无功-电压的协调控制方案, 达到平抑风电系统电压振荡效果,但是该方法容易 陷入局部最优解。结合上述对发电机超荷状态估计 方法的分析可以发现,进一步深化相关的研究具有 十分重要的现实意义。

在此基础上,本文提出基于灰色系统理论和聚 类分析的新能源风力发电机超负荷状态主动估计算 法研究,充分利用了灰色系统理论在数据分析阶段 的优势,以及聚类分析对于大规模数据的树立能力, 实现对风力发电机超负荷状态的估计。通过对比测 试的方式,也分析验证了设计估算方法的应用性能。

新能源风力发电机超负荷状态主动 估计算法设计

1.1 风力发电状态分析

由于在风力发电过程中,具有明显的非恒定流 特征,这也是在发电机超负荷状态估算过程中面临 的最主要问题^[8]。针对此,本文引入了特征线法, 将非恒定流的风击偏微分方程转化为常微分方程的 形式^[9],再将常微分方程近似的转化为差分方 程^[10],以此实现对风力发电压力模型的构建,对风 力发电系统复杂风力暂态的有效分析^[11]。其中,风 力暂态的运动方程和连续方程分别可以表示为

$$L_{1} = \frac{\partial H}{\partial X} + \frac{V}{g} \frac{\partial V}{\partial X} + \frac{1}{g} \frac{\partial V}{\partial X} + \frac{f|V|V}{2gD} = 0 \qquad (1)$$

$$L_2 = \frac{\partial H}{\partial t} + V \frac{\partial H}{\partial X} + \frac{a^2}{g} \frac{\partial V}{\partial X} + V \sin \alpha = 0$$
(2)

式中, L_1 为风力暂态的运动方程, L_2 为风力暂态的 连续方程, H 为风力发电的风头参数, X 为通风管 道的长度, V 为风速, g 为重力加速度, f 是达西 – 魏斯巴赫摩擦系数, D 为风力发电机组管道的内径, t 为风力发电的某一时刻, a 为风力压力波的速度, α 为引风管道与水平方向的夹角参数。

结合式(1)和式(2)所示的风力暂态的运动方程 和连续方程^[12],考虑相容性的特征线方程可以表 示为

$$C^{+} \Rightarrow \begin{cases} \frac{1}{a} \frac{\mathrm{d}H}{\mathrm{d}t} + \frac{1}{g} \frac{\mathrm{d}V}{\mathrm{d}t} + \frac{f|V|V}{2gD} + \frac{1}{a}V\sin\alpha = 0\\ \frac{\mathrm{d}X}{\mathrm{d}t} = V + a \end{cases}$$
(3)
$$C^{-} \Rightarrow \begin{cases} -\frac{1}{a} \frac{\mathrm{d}H}{\mathrm{d}t} + \frac{1}{g} \frac{\mathrm{d}V}{\mathrm{d}t} + \frac{f|V|V}{2gD} - \frac{1}{a}V\sin\alpha = 0\\ \frac{\mathrm{d}X}{\mathrm{d}t} = V - a \end{cases}$$
(4)

式中, C⁺表示正向风力发电压力特征线方程, C⁻表 示负向风力发电压力特征线方程。具体的特征线法 示意图如图1所示。



图1 特征线法示意图

在图 1 中, ΔX 是等分后的引风管道长度参量, Δt 是时间步长参量,结合图 1 所示的风力发电压力 特征线法示意图可以看出,在 x - t 平面里,正向风 力发电压力特征线为直线 dp,其可以表示为

$$\frac{\mathrm{d}X}{\mathrm{d}t} = V + a \tag{5}$$

负向风力发电压力特征线对应直线 up,其可以 表示为

$$\frac{\mathrm{d}X}{\mathrm{d}t} = V - a \tag{6}$$

在此基础上,结合式(5)和式(6),对式(3)和 式(4)进行积分处理,本文沿各自特征线积分后得 到的结果可以表示为

$$C^+: Q_p = C_p - C_s H_p \tag{7}$$

$$C^{-}:Q_{\mathrm{p}} = C_{\mathrm{p}} + C_{\mathrm{a}}H_{\mathrm{p}} \tag{8}$$

其中,

$$C_{a} = \frac{gA}{a_{w}} \tag{9}$$

$$C_{\rm p} = Q_d + \frac{gA}{a_w} H_d - \frac{f\Delta t}{2DA} Q_d \mid Q_d \mid +$$
(10)

$$\frac{Q_{u}\Delta tg}{a_{w}^{2}}\sin\alpha$$

$$C_{n} = Q_{u} - \frac{gA}{a_{w}}H_{u} - \frac{f\Delta t}{2DA}Q_{u} |Q_{u}| - \frac{Q_{u}\Delta tg}{a_{w}}\sin\alpha$$
(11)

$$\frac{\log}{2}\sin\alpha$$

其中, Q 是在 $t = t_0 + \Delta t$ 时刻, 管道内 p 点的风流 量, H_p 是在 $t = t_0 + \Delta t$ 时刻, 管道内 p 点的风头, C_a 、 C_b 和 C_a 均表示运算过程中的中间变量参数, A 是管道的横截面积参数, Q_{4} 是在 $t = t_{0}$ 时刻, 管道 内d点的风流量参数, Q_u 是在 $t = t_0$ 时刻,管道内u点的风流量参数, H_d 和 H_u 分别是在 $t = t_0$ 时刻, 管 道内 d 点和管道内 u 点的风头。按照上述所示的方 式,结合每部分管道风力发电时两端的边界压力条 件,就可以根据已知点在 $t = t_0 + \Delta t$ 时刻的状态信 息,计算得到对应其余位置的状态。

以此,实现对风力发电机状态的分析,为后续 的超负荷状态估算提供可靠基础。

1.2 基于灰色系统理论和聚类分析发电机超负荷状 态估计

结合1.1 部分对风力发电机状态的分析结果, 本文在进行发电机超负荷状态估计时^[13],首先借助 时间连续函数模型^[14],将原始的状态数据信息转化 为灰色生成列,得到 GM(1,1)的微分方程,其可 以表示为

$$x^{0}(k) + mz^{(1)}(k) = b$$
 (12)

式中, $x^{0}(k)$ 表示灰倒数, m 表示发展灰数, b 表示 灰作用量参数, $z^{(1)}(k)$ 表示一阶的风力发电状态微 分方程。

在此基础上,利用最小二乘法对带估计参数量 进行细化,其可以表示为

$$\beta = \begin{bmatrix} -z^{(1)}(1) & 1 \\ -z^{(1)}(2) & 1 \\ -z^{(1)}(3) & 1 \\ \dots & \\ -z^{(1)}(n) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -z^{(1)}(1) & 1 \\ -z^{(1)}(2) & 1 \\ -z^{(1)}(3) & 1 \\ \dots & \\ -z^{(1)}(n) & 1 \end{bmatrix} * Y \quad (13)$$

其中,

$$Y = \begin{bmatrix} x^{(0)}(1) \\ x^{(0)}(2) \\ x^{(0)}(3) \\ \dots \\ x^{(0)}(n) \end{bmatrix}$$
(14)

式中, β 表示风力发电状态的带估计参数量,其主 要取决与风力发电状态微分方程和灰倒数,因此可 以利用其对影响因素的种类数进行扩展,最大限度 保障灰微分方程的可靠性。

结合上述结合灰色系统理论对风力发电机状态 数据的处理结果,本文采用层次聚类的方式对具体 的超负荷情况加以估计^[15]。需要明确的是,对于合 灰色系统理论处理后的数据而言, 其整体分布具有 一定的秩序性,这种秩序性也间接反应了风力发电 机的负荷情况,因此宜采用由下至上的方式对其进 行分析。针对此,本文采用合并层次聚类,具体的 聚类方式如图2所示。



图 2 合并层次聚类方式示意图

结合图2所示的聚类方式可以看出,本文首先 将所有的风力发电机的负荷数据点集成到一个处于 关闭状态的集群中,再在关闭状态的集群中确定最 相似的集群,对其进行合并,得到更高层次的集群。

以此为基础,对于风力发电机超负荷状态的估 计过程可以表示为图3所示的形式。

按照图3所示的方式,即可实现对发电机超负 荷状态的准确估计,为实际的发电机管理以及负荷



图 3 基于灰色系统理论和聚类分析发电机超负荷状态估计过程 调度提供可靠的数据基础。

2 应用测试

2.1 测试数据准备

在对本文设计新能源风力发电机超负荷状态主动估计算法实际应用效果进行分析时,本文以某实际的新能源风力发电机为测试对象,开展了对比测试。其中,对照组采用的估计算法分别为文献[3]提出的以量测相关性为基础的风力发电机负荷状态估计算法,以及文献[4]提出的基于时域 – 频域 – MEWMA的发电机负荷估计算法。在此基础上,对测试发电机的运行模式进行分析,具体分为3种发电机超负荷状态,如表1所示。

表 1	测试风力发电机运行模式

运行会粉	发电	山机超负荷状态	ŝ
运11参数 -	工况 1	工况 2	工况 3
积分增益	0.21	0.25	0. 29
转速调节时间/s	25.45	21.35	18.87
转速超调量	0.155	0.152	0.150
转速上升时间/s	26.27	18.17	14.77
转速峰值时间/s	37.79	30.04	26.65
反调功率峰值/MW	2.19	5.38	5.57
反调功率峰值时间/s	19.26	17.84	16.36

结合表1所示的信息,分别采用3种不同工况 下的发电机超负荷状态估算研究方法性能。

2.2 测试结果与分析

本文共设置了3种不同的运行工况,分别测试 其对应的超负荷估计结果。其中,第1种工况下的 参数信息如图4所示。



图 4 测试工况 1 运行参数配置

在测试工况1下,不同方法对于发电机超负荷的估计结果与实际情况之间的关系如表2所示。

表 2 工况 1 下不同算法超负荷估计结果

超负荷 实际 状态 值	金 际	量测相	时域 – 频域	本文设
	关性估	– MEWMA	计估计	
	徂	计算法	估计算法	算法
最小值/MW	14. 17	13.80	14. 70	14. 16
最大值/MW	37.87	37.50	38.40	37.86

结合表2可以看出,本文设计估计算法对于超 负荷状态峰值和谷值的估计结果与实际情况最为接 近,对应的误差仅均在0.01 MW 以内。

第2种工况下的参数信息如图5所示。





在测试工况 2 下,不同方法对于发电机超负荷 的估计结果与实际情况之间的关系如表 3 所示。

表 3 工况 2 下不同算法超负荷估计结果

超负荷 状态	实际 值	量测相	时域 – 频域	本文设
		关性估	– MEWMA	计估计
		计算法	估计算法	算法
最小值/MW	20.32	18.96	19. 14	20.31
最大值/MW	33. 18	31.82	32.00	33.17

结合表3可以看出,本文设计估计算法对于超 负荷状态峰值和谷值的估计结果仍具有较高的准确 性,对应的误差稳定在0.01 MW 以内。



图 6 测试工况 3 运行参数配置

在测试工况3下,不同方法对于发电机超负荷 的估计结果与实际情况之间的关系如表4所示。

表 4	工况3	下不同算法超负荷估计结果
-----	-----	--------------

却存在	☆ 际	量测相	时域 - 频域	本文设
超贝何	关际	关性估	– MEWMA	计估计
次念	徂.	计算法	估计算法	算法
最小值/MW	18.32	16.96	19.20	18.33
最大值/MW	31.88	29.82	32.06	31.89

结合表4可以看出,本文设计估计算法对于超 负荷状态峰值和谷值的估计结果误差稳定在0.01 MW以内,明显优于对照组。

3 结 语

为了最大限度发挥新能源在电力资源供应中的 作用价值,保障其负荷状态处于合理的区间范围内 是十分必要的。不仅如此,无论是从新能源管理的 角度出发,还是从供电安全的角度出发,对发电机 超负荷状态作出准确预测都具有重要的现实意义。 本文提出基于灰色系统理论和聚类分析的新能源风 力发电机超负荷状态主动估计算法研究,切实实现 了对不同状态下发电机超负荷状态的准确估算,对 于新能源发电管理具有良好的指导价值。

参考文献

[1] 王鑫,杨珂,黄文琦,等. 基于数据-模型混合驱动的电力系

统机电暂态快速仿真方法[J/OL]. 中国电机工程学报, 2022, 29(22): 1-11.

- [2] 胡波,刘雁,唐丽,等.基于微观分子与凝聚态结构的发电机 定子绕组绝缘状态评估技术研究[J].上海大中型电机,2023 (01):43-47.
- [3] 朱茂林,刘灏,毕天妹.考虑风电场量测相关性的双馈风力发电机鲁棒动态状态估计[J].电工技术学报,2023,38(03): 726-740.
- [4] 王莉娟. 时域-频域-MEWMA 算法在风机发电机轴承监测中的应用[J]. 无线互联科技, 2022, 19(15): 86-88, 136.
- [5] 刘其辉,逄思敏,吴林林,等.大规模风电汇集系统电压不平 衡机理、因素及影响规律[J].电工技术学报,2022,37
 (21):5435-5450.
- [6] 张雪娟, 東洪春, 孙士云, 等. 双馈风机参与系统调频对系统 暂态功角稳定性的影响分析[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(02): 18-29.
- [7] 程进,潘智轩,程海锋,等.双馈感应风力发电机的电压/频 率协调控制策略[J].电气传动,2022,52(23):18-27.
- [8] 于航, 尹诗. 基于 GRU-LightGBM 的风电机组发电机前轴承状 态监测[J]. 中国测试, 2022, 48(09): 105-111.
- [9] 张静,毕天姝,刘灏.考虑过程噪声时变后验统计的自适应同步发电机动态状态估计[J].中国电机工程学报,2022,42 (19):6973-6985.
- [10] 王桂楠,苏显贺,商国敬,等.基于模糊综合评价的发电机励
 磁系统状态评价模型研究与应用[J].吉林电力,2021,49
 (06):18-21.
- [11] 慕慧娟,马晓春.基于计量数据应用的汽轮发电机状态在线感 知与诊断系统[J].化工管理,2021,(35):142-144.
- [12]任明炜,张嘉文.基于广义积分扩张状态观测器的虚拟同步发电机电压控制研究[J].电力科学与工程,2021,37(09):10-17.
- [13] 侯栋宸,季嘉泓.基于伪量测自适应插值策略的发电机动态状态估计[J].高电压技术,2021,47(07):2359-2366.
- [14] 孟伟,赵晋斌,姚凤军,等.基于岭估计法的储能虚拟同步发
 电机惯性和阻尼系数辨识方法[J].水电能源科学,2021,39
 (03):141-144.
- [15] 金晓航,泮恒拓,许壮伟,等. 基于 SCADA 数据和单分类简 化核极限学习机的风电机组发电机状态监测[J]. 计算机集成 制造系统,2022,28(08):2408-2418.

大功率异步风力发电机冷却结构分析与研究

李 岩, 邹强龙, 王庆兵

(中车株洲电机有限公司,湖南 株洲 412000)

摘 要:随着风电技术的发展,单机容量不断的增大,冷却结构设计、噪声性能、成本等成为电机设计中的关键环 节。目前国内外对大功率异步风力发电机通风冷却结构与噪声关联性研究较少。本文以一款异步风力发电机为例, 采用 CFD 仿真分析方法对不同结构冷却器及定、转子通风道流体场及温度场进行模拟计算和分析。研究结果表明: "M"型换热器具有降低电机内部风阻,提升内风量的效果,在满足绕组温升要求下,具有一定成本优势;同时发电 机定、转子通风道错开,在一定程度上可降低电机气动噪声。通过以上分析总结,希望对异步风力发电机的冷却结 构设计提供一些参考。

关键词:异步风力发电机;换热器;温升;气动噪声
 中图分类号:TM315
 文献标志码:A
 文章编号:1001-6848(2024)01-0062-05

Analysis and Research on Cooling Structure of High-power Asynchronous Wind Turbine

LI Yan, ZOU Qianglong, WANG Qingbing (CRRC Zhuzhou Motor Co., LTD., Zhuzhou Hunan 412000)

Abstract: With the development of wind power technology and the continuous increase of single machine capacity, cooling structure design, noise performance, cost, etc. have become key links in motor design. At present, there is relatively little research on the correlation between ventilation and cooling structures and noise of high-power asynchronous wind turbines both domestically and internationally. This article took an asynchronous wind turbine as an example and used CFD simulation analysis method to simulate and analyze the fluid and temperature fields of different structure coolers, stator and rotor ventilation ducts. The research results indicate that the M-type heat exchanger has the effect of reducing the internal wind resistance of the motor and increasing the internal air volume. It has a certain cost advantage while meeting the temperature rise requirements of the winding. At the same time, the staggered ventilation channels of the generator stator and rotor can reduce the aerodynamic noise of the motor to a certain extent. Through the above analysis and summary, it is hoped to provide some reference for the cooling structure design of asynchronous wind turbines. **Key words**; asynchronous wind turbines; heat exchangers; temperature rise; aerodynamic noise

0 引 言

随着风能开发力度不断增加,单机容量增大是目 前风力发电机组发展的必然趋势,而风力发电机组单 机容量的增大依赖于发电机容量的增大。发电机增容 后所增加的磁负荷和线负荷会带来发电机线棒铜损增 加、线圈的温度升高、绝缘老化加剧等一系列问题。 另外,近年来国家逐渐取消对风力发电补贴,风电行 业进入了平价时代,发电机组在满足性能的同时,成 本因素非常关键。因此十分必要寻求一种成本优及散 热效果好的冷却方式,以高效带走发电机运行过程中 各种损耗产生的热量,保证电机各部分的温升控制在 允许范围内,保障电机安全可靠运行^[13]。

随着风力发电机超大功率发展,风电机组可靠 性尤为重要。鼠笼异步发电机因其结构简单、运行 安全可靠、使用寿命长、维护方便和适用于恶劣环 境等优点成为大功率风力发电机优选解决方案之一。 对于大功率异步电机,优良的散热结构及温度特性 成为发电机稳定运行的基础。

目前国内对异步风力发电机的温度场研究较多,

收稿日期: 2023-07-23, 修回日期: 2023-07-29 作者简介: 李 岩(1984), 男, 硕士, 高级工程师, 研究方向为风力发电机研发设计。 其中文献[4] 基于计算流体力学,研究了一台 2.5 MW 的鼠笼异步风力发电机轴向 - 径向混合通风系 统,讨论了封堵部分轴向风道对径向风道流量分配 的影响。文献[5]对 6.1 MW 功率等级的风力发电机 进行分析,重点研究了采用空空冷却器和内部转子 上安装的混流风扇的冷却方式,结果表明该结构可 改善发电机内部风量,让发电机的温升保持在一个 合理的温升范围。

本文以一款大功率异步风力发电机为例,通过 有限元仿真分析方法对发电机流体场与温度场进行 了数值计算与分析。并在此基础上对比不同冷却器 结构,不同定、转子通风道排布,对发电机机绕组 温升及空气动力噪声的影响,所得结论为异步风力 发电机的通风结构设计提供了理论参考。

1 分析案例

1.1 数学模型

根据异步风力发电机结构及通风系统特点,建 立了整机三维模型进行有限元分析计算,发电机具 体模型结构如图1所示。



图1 发电机三维模型

发电机冷却方式为 IC616, 顶部安装有换热器, 整体通风系统如图 2 所示。该异步发电机外风路采用 2 台离心风扇并联,向换热器内吹入冷空气,通过换 热管带走发电机内部热量;内风路在发电机转子高速 旋转作用下,热空气依次流经发电机定子通风槽以及 径向通风道后进入换热器,通过换热器隔板作用使得 空气流向发生变化,热空气被换热器冷却后又从机座 两端进入发电机内,形成两个独立的并联风路。



1.2 网格划分

由于发电机结构细节特征较多,对计算模型进行以下简化处理:

(1)去除发电机零部件一些微小倒角、台阶;

(2)发电机铜耗、铁耗等在相应部件均匀分布。

采用 ICEM 以结构化网格为主,结合非结构化 网格对发电机进行网格划分,最大网格质量大于 0.18,平均网格质量 0.8,能够满足有限元仿真计算 要求,网格剖分细节如图 3 所示。





(b) 换热器网格图 3 发电机网格划分情况

1.3 基本假设

考虑到风力发电机内部流体流动的复杂性,合 理简化求解过程,做出以下基本假设^[6]:

(1)发电机转速高,电机内部流体看成不可压 缩的牛顿流体,并采用湍流模型对电机内的流场进 行求解;

(2)壁面采用无滑移边界条件;

(3) 槽内所有绝缘热性能相同;

(4)忽略辐射的影响。

1.4 控制方程及边界条件

基于以上假设以及计算流体力学、传热学基本原 理,可得本文模型求解的基本控制方程,具体如下。

$$\frac{\partial u}{\partial x} + \frac{\partial v}{\partial y} + \frac{\partial w}{\partial z} = 0 \tag{1}$$

式中, *u*、*v*、*w*分别为*x*、*y*、*z*方向的速度矢量。 动量方程为

$$\begin{cases} F_{x} - v \left(\frac{\partial^{2} u}{\partial x^{2}} + \frac{\partial^{2} u}{\partial y^{2}} + \frac{\partial^{2} u}{\partial z^{2}} \right) - \frac{1}{\rho} \frac{\partial p}{\partial x} = \frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t} \\ F_{y} - v \left(\frac{\partial^{2} u}{\partial x^{2}} + \frac{\partial^{2} u}{\partial y^{2}} + \frac{\partial^{2} u}{\partial z^{2}} \right) - \frac{1}{\rho} \frac{\partial p}{\partial y} = \frac{\mathrm{d}v}{\mathrm{d}t} \\ F_{x} - z \left(\frac{\partial^{2} u}{\partial x^{2}} + \frac{\partial^{2} u}{\partial y^{2}} + \frac{\partial^{2} u}{\partial z^{2}} \right) - \frac{1}{\rho} \frac{\partial p}{\partial z} = \frac{\mathrm{d}w}{\mathrm{d}t} \end{cases}$$
(2)

式中, $F_x \, \langle F_y \rangle$, $F_z \, \partial x \, \langle y \rangle \langle z \, f \rangle$ 向质量力; $p \, \partial$ 压力; $\rho \, \partial$ 流体密度; $v \, \partial$ 运动黏度。

能量方程为

$$\frac{\partial(uT)}{\partial x} + \frac{\partial(uT)}{\partial y} + \frac{\partial(uT)}{\partial z} = \frac{\lambda}{\rho C_{\rm P}} \left(\frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial z^2} \right) + s_{\rm T}$$
(3)

式中, T 为温度; λ 为流体的导热系数; $C_{\rm P}$ 为定压 比热容; $S_{\rm T}$ 为流体的内热源及因流体黏性导致的机 械能转换为热能的部分。

基于以上假设和数学模型,设定求解边界条件 如下:

(1)发电机外表面为自然对流,设置对流换热
 系数为8 W/(m²・K);

(2)发电机转子旋转转速 1480 r/min, 外风路离 心风机转速 930 r/min;

(3)以一个标准大气压为初值,设置出风口为 压力出口,仿真环温23 ℃;

(4) 湍流模型采用 Standard $k - \varepsilon$ 模型。

1.5 材料参数

针对硅钢片在实际使用过程中需考虑叠压效果 以及层间绝缘薄膜的影响,不能使用单一材料热导 率作为铁心的实际热导率,通常径向方向比轴向方 向热导率大。电机求解域内主要零部件材料参数如 表1所示。

零部件	密度/	比热容/	热导率/
	kg/m ³	$J/(kg \cdot K)$	$W/(m \cdot K)$
定、转子铁心	7650	460	36. 5/36. 5/1. 19
绕组铜	8900	386	398
转轴	7850	582	46
机座、端盖等	7850	480	48
绝缘体	1500	1450	0.23

表1 电机材料物性参数

2 换热器结构分析

换热器作为电机重要的热交换设备,其换热能 力直接影响电机冷却效果。下面将对发电机适配不 同结构换热器的冷却效果开展分析,原型机在匹配 "矩型"换热器下进行了试验测试,环境温度25℃时 绕组最高温升为89.6 K。同时采用 CFD 仿真计算方 法对发电机适配"M"型换热器开展流场稳态计算, 图4(a)为发电机通风道截面速度云图,发电机图4 (b)为发电机气隙局部粒子流线图。由图4 可知,发 电机内流体流速复杂,空气从转子气腔进入径向通 风道中速度有所增加,定子径向风道内空气速度小 于转子径向风道中的空气速度,定、转子通风道对 齐的情况下各个通风道内空气流动状态较为规则, 流速相对均匀,同时在 Fluent 中提取发电机内部风 量约 3.2 m³/s。



图 4 发电机内速度分布云图

图 5 为发电机绕组和铁心温度云图。从图中可 以看出,绕组端部温度低于直线段且绕组和铁心温 度在轴向存在一定的梯度,呈现出 D 端高、N 端低 的趋势,这主要是由于绕组端部散热较直线段好, 且靠近换热器离心风扇侧(D 端)定子铁心分段数少、 散热面积小引起;相比定子铁心在轴向均匀分段, 合理的布置定、转子轴向通风道,可以使冷却风量 按照适当比例沿定、转子的通风道分别流动,保证 冷却介质和定、转子中各发热部件具有合适的温升, 有效的改善绕组及铁心轴向温度梯度^[78]。



图 5 定子绕组和铁心温度云图

表2为不同结构换热器的温升计算结果。从表2 可以看出,发电机在配置"M"型换热器下绕组和铁 心最高温升有所降低,且绕组和铁心平均温升与最 高温升相比"矩"型换热器下更小。"M"型换热器能 有效降低发电机内部风阻,提升电机内部风量,相 比"矩"型换热器可减少了78 根换热管,在满足发电 机换热要求下,一定程度上降低产品成本。

表 2 不同结构换热器下绕组及铁心温升 单位: K

部件	"矩"型换热器	"M"型换热器
定子绕组(最高)	89.6	84.1
定子绕组(平均)	79.3	76.5
定子铁心(最高)	82.3	77.1
定子铁心(平均)	68.4	64.6

3 发电机噪声构成

电机噪声主要有三部分构成:(1)电磁噪声。 它是由于电磁力作用在定、转子间的气隙中,产生 旋转力波或脉动力波,使定子产生振动而辐射噪声。 (2)机械噪声。它主要是由轴承引起的,该噪声与 所用的材料、制造质量以及电机装配工艺、配合精 度有关。(3)空气动力噪声。它包括外通风噪声和 内通风噪声。^[9-10]

3.1 降低内通风噪声方案

除开电磁噪声和机械噪声外,空气动力噪声和 电机通风结构设计强相关。在 ABB 技术有限公司授 权的发明专利(专利号: CN104779741)中提到定转 子径向风道错开的结构,由于两极电机高速运转, 定转子的径向通风孔通常采用交错布置来避免噪声 问题。另外,《电机噪声的分析与控制》中提到气流 障碍物发生干扰时就会产生单一频率的笛声,常见 的有定、转子风道之间的干扰,在大、中型电机中, 定转子铁芯中常设置径向通风道,它们在轴向往往 互相对齐。由于通风道中有间隔片,在转子旋转过 程中,间隔片时而对齐,时而错开,从而产生压力 的波动。定转子径向风道对齐时,如"笛声"很大, 可改为互相错开。

为理论研究电机内通风噪声,本文对适配了 "M"型换热器的异步发电机定、转子通风道进行优 化,具体如图6所示。优化方案:转子通风道数量 减少1倍,转子通风道宽度增加1倍,转子铁心总 长度不变,转子通风道间隔对齐定子铁心段中心。





3.2 流体场计算与噪声分析

图 7 为优化方案后的发电机径向截面速度云图 及粒子流线图,通过对优化方案进行仿真分析,定、 转子风道错开后,转子通风道内流体需拐弯后再进 入定子通风道,增加了电机内部空气从转子通风道 流向定子通风道的阻力,通过 Fluent 提取优化方案 后发电机内风路风量约 2.94 m³/s,相比原方案下内 风路风量下降约 8%,发电机内风路空气流经定子 铁心表面流速降低,内风路空气温度提高,导致发 电机绕组及铁心最高温升提高,从图 8 可以看出优 化后的定子绕组及铁心温度分布趋势和原方案相似, 但是绕组(86.2 K)和铁心(80.1 K)。





图 8 优化方案定子绕组和铁心温度云

为了进一步得到优化方案下发电机噪声变 化^[11-13],通过噪声估算公式(4),估算电机可能产 生的气动噪声功率级。若一台电机原有噪声级 A 计 权为 L_{wo} (dB),其风阻为 Z_0 (kg/m⁷),风量为 Q_0 (m³/s),现有新的风量为 Q(m³/s),风阻为 Z(kg/m⁷),则噪声级 A 计权 L_w (dB)应为

$$L_{\rm w} = L_{\rm W0} + 50 \lg \left(\frac{Q}{Q_0}\right) + 10 \lg \left(\frac{z}{z_0}\right) \tag{4}$$

表 3 发电机噪声评估

	原方案	优化方案
流量/(m ³ /s)	3.2	2.94
风阻/(kg/m^7)	236	278
声功率/(dB)A	94.2(试验值)	93

从表3中可以看出,虽然定、转子风道错位后 增加电机内风路风阻,降低了流量,但在绕组温升 升高不多的情况下,降低发电机噪声。

3.3 气动噪声控制建议

(1)合理的设计风量。风量越大,噪声越大, 设计时应恰当的结合电机损耗所需的冷却风量,使风量的设计裕度最小。

(2)换热器内迎风面应尽量做成流线型,避免 不必要急剧转向和截面突变,减少涡流,使得流体 更加流畅。

(3)机座内壁、换热器进出口通风内壁覆盖吸 声和隔声材料,如玻璃棉、隔音材料等,降低发射 声从而达到降噪目的。

4 结 论

本文以一款异步风力发电机为研究对象,对不同结构冷却器和不同定、转子通风道下电机内的流体场与温度场进行对比分析,得到如下结论:

(1)"M"型换热器相比"矩"型换热器能降低发 电机内部风阻,提升内风路风量,在满足证绕组温 升前提下,有利于产品设计降本。

(2)发电机内风量越大,气动噪声越大,定、 转子通风道错开,可减少定、转子通风道干扰,一 定程度下降低了发电机噪声。

参考文献

- [1] 郑国丽. 高效电机风路结构设计参数优化[J]. 电机与控制应用, 2015, 42(4): 62-65.
- [2] 倪天军.大型发电机主要冷却方式及特点[J].东方电气评论, 2006,20(1):31-37.
- [3] 徐洪亮. 风力发电原理及前景概述[J]. 民营科技, 2016 (12): 14.
- [4] 段志强.大功率鼠笼异步海上风力发电机电磁与温度特性分析[J].微电机,2022,55(8):28-32.
- [5] 张祯海. 高功率密度笼型异步风力发电机通风结构优化分析[J]. 电机与控制应用, 2015, 42(4): 53-57, 69.
- [6] 徐起连,陈秀平,李岩.异步风力发电机流动与传热分析及优化设计[J].电机与控制应用,2020,47(4):81-86.
- [7] 丁树业. 径向多结构特征下风力发电机冷却性能研究[J]. 哈 东滨理工大学学报, 2018, 23(6): 59-61.
- [8] 湘潭电机股份有限公司. 交流电机设计手册[M]. 长沙: 湖南 人民出版社, 1977.
- [9] 陈世坤. 电机设计[M]. 2 版. 北京: 机械工业出版社, 2000.
- [10] 郑国丽. 空冷电机气动噪声的分析与验证[J]. 电机与控制应 用, 2019, 46 (9): 65-68.
- [11] 吴若欣,崔伟,史建萍. 空空冷异步电机降低噪声方法探讨 [J]. 通讯世界, 2015, (15): 199-200.
- [12] 陈永校. 电机噪声的分析和控制[M]. 浙江: 浙江大学出版 社, 1987.
- [13] 崔伟, 史建萍, 吴若欣, 等. 降低电机通风噪声的一种可行方 案[J]. 电机与控制应用, 2013, 40(11): 50-52.