

江苏翰琪电机股份有限公司

翰琪电机是具有五十年电机制造经验及二十年现代企业运行机制的企业,公司位于江苏省横林镇镇西工业园,是一家集科研、开发、生产销售为一体,专业生产电主轴系列产品的高科技企业,被认定为国家级"专精特新"小巨人企业。江苏翰琪电机股份有限公司积极引进国内外电主轴行业前沿技术和国外先进生产设备,重视人才培养与技术创新,拥有雄厚的技术力量和经验丰富的研发队伍,并聘请国内资深专家进行技术培训,不断提高公司研发水平,增强自身研发实力。产品技术先进,工艺精良,结构合理,性能可靠,质量上乘,在国内外享有良好的声誉。公司目前生产的GDZ、GDF、GDK、GDL、GDC五大系列高速电主轴性能质量均达到国际一流水平,每个系列的电主轴都被授权国家专利,并被评为高新技术产品。销售网点不仅遍布全国各地,更是远销台湾,欧洲,美国,俄罗斯,德国,澳洲等发达国家和地区。公司始终坚持"翰琪电机,志在全球"的经营宗旨,乘承"精心设计,优质高效,恪守信誉,创立名牌"的质量方针,倡导"求实创新,开拓进取"的企业精神,为做强做大和进一步满足用户的需求而努力,公司加大规范企业管理,提升产品品质,致力于成为国际电机领域最具有竞争力的品牌。



液冷永磁同步自动换刀电主轴 GDL125Y-30-15Z/12 12kW 15000rpm



液冷异步自动换刀电主轴 GDL65-HSK63F-24Z/12 10kW@S1/12kW@S6 60% 13500rpm



方形风冷永磁同步手动换刀电主轴 GDF60Y-12Z/7.5 7.5kW 18000rpm



液冷永磁同步自动换刀电主轴 GDL150Y-40-12Z/17 17kW@S1,20kW@S625% 8000rpm



水冷异步雕铁手动换刀电主轴 GDK125-9-15Z/5.5-11 5.5kW 9000-15000rpm



风冷异步自动换刀电主轴 GDL60~30~24Z/6.0 5kW@S1,6kW@S660% 24000rpm



液冷永磁同步自动换刀电主轴 GDL75Y-HSK63A-18Z/20 20kW 10800rpm



风冷异步自动换刀电主轴 GDL70-HSK63F-24Z/12 Long nose 12kW@S6 60% 24000rpm

COLUMN STATE



WEI DIAN JI

月刊,1972年创刊 第57卷 第6期(总第366期) 2024年6月28日出版 中国科技论文统计源期刊 中国学术期刊(光盘版)全文收录期刊 《中国核心期刊(遴选)数据库》收录期刊 《中文科技期刊数据库(全文版)》收录期刊 RCCSE 中国核心(扩展版)学术期刊 美国《乌利希期刊指南》(UPD)收录期刊 美国《剑桥科学文摘(工程技术)》(CSA)来源期刊 英国《科学文摘》(Inspec)检索源期刊 中国机械工业优秀期刊 陕西省优秀期刊

编辑委员会 顾 问: 唐任远(院士) 赵淳生(院士) 王宗培 陆永平 程树康 谭建成 主任委员:莫会成 副主任委员:谭顺乐 荆仁旺 委 员:(按姓氏笔画为序) 设计与研究 王 健 王建乔 王晓远 王维俊 任 雷 刘 刚 刘卫国 刘树林 贡 俊 严伟灿 李红梅 刘景林 杨向宇 肖 曦 吴玉新 闵 琳 基于定子辅助槽永磁电机电磁激振力削弱研究 …………… 沈建新 张 卫 郝双晖 顾菊平 郭 宏 柴 凤 柴建云 徐衍亮 黄守道 黄声华 梁得亮 程 明 温旭辉 廖 勇 交流励磁直线轨道涡流制动器的多目标优化研究 ………… 主 管: 西安微电机研究所有限公司 主 **办**: 西安微电机研究所有限公司 协 **办:**中国电器工业协会微电机分会 中国电工技术学会微特电机专委会 低齿槽转矩低温升电机技术研究与设计 ……………… 编辑出版:《微电机》编辑部 ŧ 编: 李中军 主编:谭莹 贾 钰 副 地 址:西安市高新区上林苑四路36号 (710117)电 话: 86-29-84276641 驱动控制 在线投稿系统: wdj. paperopen. com E-mail: micromotors@ vip. sina. com Http: //www.china-micromotor.com.cn 基于改进 PWM 的低开关频率 SPMSM 电流纹波抑制 ………… 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 国内总发行:陕西省邮政报刊发行局 基于分离变量法的功率碳化硅器件热场分析 …………… 订 购 处: 全国各地邮局或本刊编辑部 邮发代号: 52-92 ISSN 1001 - 6848 ŦIJ 国内定价: ¥8.00 S曲线在改善电动伺服系统性能中的研究 …………… 国外定价: \$8.00 广告经营许可证: 6101004004005 EП 刷: 西安创维印务有限公司

期刊基本参数: CN61-1126/TM * 1972 * m * A4 * 78 * zh * P * ¥8.00 * * 13 * 2024-6

基于变论域模糊控制策略的 PMSM 无传感器控制	曹凤斌,	周士贵,	俞力	豪,等	(40))
采用国产芯片的高档同步电主轴驱动电路的设计方法		钱	程, 钅	浅翰琪	(47))

风力发电技术

基于边缘 AI 计算架构的风力发电机组传动链故障预警算法	 朱振军,	曾佳佳, >	『 睿,	等(51)
复合转子无刷双馈风力发电机的设计与分析	 	… 张长	国,辛	瑗(55)

综 述

浅谈无线励磁同步电机及其研究发展	傅云芳,	杨奕凌,	黄允凯,	等(62)
面内驱动旋转超声电机的研究进展	陈建毅,	林星陵,	吴庆勇,	等(69)

检测技术

旋变/自整角机函数桥校准方法及不确定度分析 ………… 张 健, 李梦阳, 杨韶帅, 等(75)

X V25252525	45°25'2'4	<i>Ა</i> ୶ୠ୶ୠୠୠୠୠୠୠୠୠୠୠୠୠୠୠୠୠୠୠୠୠୠୠୠୠୠୠୠୠୠୠୠୠୠ	, ,99999999999999999999999999999999999
<u>ଚ</u> ଅର ଅର ଅରୀ	4	(微电机》(月刊)	邮发代号: 52-92 订价: 8 元/期
	年12期,	,读者可到当地邮局订阅,本刊亦可破订、零购。	年价:96元/年 编辑部邮购(含快递费):300元/年
50500 C	欢迎打	伇稿!欢迎订阅!欢迎刊登广告!	S
्र हा	为刊号:	CN61 – 1126/TM	国际刊号: ISSN 1001 - 6848
х в	箱:	micromotors @ vip. sina. com	ی د د
地	址:	高新区上林苑四路 36 号(710117)	电话: 029-84276641
29292929°	ふうこうてい	ଽ୶ଌ୶ଌ୶ଌ୶ଌ୶ଌ୶ଌ୶ଌ୶ଌ୶ଌ୶ଌ୶ଌ୶ଌ୶ଌ୶ଌ୶ଌ୶ଌ୶ଌ୶ଌ୶ଌ	෯෨෧෨෨෨෨෨෨෨෨෨෨෨෨෨෨෨෨෨෨෨෨෨෨෨෨෨෨෨෨෨෨෨෨෨෨෨

MICROMOTORS

Founded 1972 • Monthly • Public Publication Vol. 57 No. 6(Serial No. 366)Jun, 2024

Authorities: Xi' an Micromotor Research Institute Co., LTD. Sponsor: Xi'an Micromotor Research Institute Co. Ltd. Edited & Published: MICROMOTORS Editorial Department Chief Editor: LI Zhongjun Add. : No. 36, Shanglinyuan 4 Road, Xi'an 710117, China 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: Jun 28, 2024

CONTENTS

Research on Electromagnetic Excitation Force Weakening of PMSM Based on Stator Auxiliary
Slot
Multi-objective Optimization Design of AC-excited Linear Rail Eddy Current Brakes
ZHANG Zhibo, HUANG Guanglai, LI Musen, et al(7)
Research and Design of Low Slot Torque Low Temperature Rise Motor Technology
JIN Liangkuan, GAO Yu, HONG Jian, et al(16)
Suppression of Current Ripple in SPMSM With Low Switching Frequency Based on Improved
PWM WANG Yongqi, HAN Jianbo, LIU Yanan, et al(22)
Thermal Field Analysis of Power Silicon Carbide Devices Based on Separation Variable Meth-
od
The Study of the S-type Curve in Improving the Performance of Electric Servo System
XU Dufeng, ZHANG Jilin, YAN Cheng, et al(36)
PMSM Sensorless Control of PMSM Based on Variable Theory Domain Fuzzy Control Strategy
CAO Fengbin, ZHOU Shigui, YU Lihao, et al(40)
Design Method of High-grade Synchronous Motor Spindle Drive Circuit Using Domestic Chips
QIAN Cheng, QIAN Hanqi(47)
Failure Warning Algorithm of Wind Turbine Transmission Chain Based on Edge AI Computing
Architecture ZHU Zhenjun, ZENG Jiajia, DENG Rui, et al(51)
Design and Analysis of Composite Rotor Brushless Doubly Fed Generator for Wind Turbine
ZHANG Changguo, XIN Yuan(55)
Wireless Excitation Synchronous Motor and its Research and Development Review
FU Yunfang, YANG Yiling, HUANG Yunkai, et al(62)
Research Progress of the Rotating Ultrasonic Motors Based on In-plane Mode
CHEN Jianyi, LIN Xingling, WU Qingyong, et al(69)
Calibration Method and Uncertainty Analysis of Synchro/Resolver Bridge
ZHANG Jian, LI Mengyang, YANG Shaoshuai, et al(75)

基于定子辅助槽永磁电机电磁激振力削弱研究

罗超凡,赵世伟,邱小华,杨向宇 (华南理工大学电力学院,广州 510640)

摘 要:电磁振动噪声是电机噪声的主要来源,直接影响电机的 NVH 性能,而径向电磁力是产生电磁振动噪声的主要原因。针对9槽6极电机低阶径向电磁力产生振动噪声大的问题,首先基于 Maxwell 应力方程推导分析径向电磁力的表达式,指出定子电枢槽开口改变了空载径向电磁力最低非零阶数的现象;提出在定子齿顶开辅助槽的方法,对比研究了不同开槽数和开槽尺寸对气隙磁导的影响;通过定子齿开辅助槽改变气隙磁导分量,研究了不同开槽方式对低阶径向电磁力和齿槽转矩的影响,基于此确定合理的开槽方案并通过多目标算法获取电机最佳开槽参数。结果表明,对于分数槽永磁电机,定子齿开辅助槽能够有效降低电机空载低阶电磁激振力。
 关键词:内置式永磁同步电机;径向电磁力;定子辅助槽,齿槽转矩;电磁振动噪声
 中图分类号: TM351; TM341
 文章编号: 1001-6848(2024)06-0001-07

Research on Electromagnetic Excitation Force Weakening of PMSM Based on Stator Auxiliary Slot

LUO Chaofan, ZHAO Shiwei, QIU Xiaohua, YANG Xiangyu (School of Electric Power, South China University of Technology, Guangzhou 510640, China)

Abstract: Electromagnetic vibration noise is the main source of motor noise, which directly affects the NVH performance of motor, and the radial electromagnetic force is the main cause of electromagnetic vibration noise. Aiming at the problem that the low order radial electromagnetic force of 9-slot 6-pole motor generates large vibration and noise, firstly, the expression of radial electromagnetic force was analyzed based on Maxwell stress equation. It was pointed out that the opening of stator armature slot changes the lowest non-zero order of radial electromagnetic force. The method of opening auxiliary slots at the top of stator teeth was proposed, and the influence of different slot number and slot size on the air gap permeability was studied. The effects of different slotting methods on the low order radial electromagnetic force and the cogging torque were studied. Based on this, a reasonable slotting scheme was determined and the optimal grooving parameters of the motor were obtained by multi-objective algorithm. The results show that for fractional slot permanent magnet motor, the stator opening auxiliary slot can effectively reduce the no-load low-order electromagnetic excitation force of the motor.

Key words: internal permanent magnet synchronous motor; radial electromagnetic force; stator auxiliary slot; cogging torque; electromagnetic vibration noise

0 引 言

稀土永磁电机具有质量轻、体积小、损耗少、 效率高以及电机的形状可以灵活多样等优点而被广 泛运用于航空航天、工农业生产和日常生活的各个 领域^[1]。新能源、先进制造与高端装备等新兴产业 的蓬勃发展,对永磁电机的振动噪声性能提出了新 的要求^[2]。电机的振动噪声水平已成为提高产品竞 争力的关键指标之一。

电机噪声以电磁振动噪声为主, 电机结构上的

收稿日期: 2024-03-22, 修回日期: 2024-04-12

基金项目: 广东省自然科学基金(2018A0303130221)

作者简介:罗超凡(1998),男,硕士研究生,研究方向为永磁电机振动噪声优化。

赵世伟(1977),男,副教授,研究方向为微特电机设计、控制及应用。

邱小华(1984),男,博士研究生,研究方向为变频永磁电机高效化技术、振动噪声抑制技术。

杨向宇(1963),男,教授,研究方向为特种电机设计及其控制、电气传动及其智能控制。

Γ

)

电磁激振力是引起电机电磁振动噪声的主要原因^[3]。 在如何抑制电机电磁激振力和电磁振动方面,国内 外学者做了许多相关研究。文献[4]分析了四种不 同极槽配合永磁电机的振动噪声特性,结果表明极 槽配合是影响其振动噪声性能的关键因素之一。文 献[5] 推导分析了永磁电机电磁激振力与电机极数 和槽数的关系,指出低阶力波会使电机产生较大振 动。文献[6]提出在定子齿顶开设单个辅助槽的结 构,通过改变电机等效极槽配合降低电机振动,但 未考虑开槽对齿槽转矩的影响。文献[7]分析了定 子齿削角时气隙磁场分布情况,结果表明定子齿削 角能有效降低永磁电机的振动噪声。文献[8]基于 绕组电动势和电流谐波,建立径向和切向电磁力的 等效表达式,提出定子齿顶偏心结构抑制绕组电动 势谐波,成功降低电机关键频段噪音。文献[9]分 析了极弧系数、永磁体磁极厚度和永磁体磁极偏心 距等参数对气隙磁场的影响规律,通过优选参数变 量,有效抑制了电机振动噪声。文献[10]分析了齿 槽转矩的形成机理,基于粒子群算法优化转子极弧 宽度和极距削弱电机切向转矩脉动抑制电机振动。 文献[11]对比研究了永磁电机磁钢层数、磁钢槽端 部削角和转子开隔磁孔等结构对电机振动噪声的影 响。文献[12]提出了一种混合磁极结构成功削弱了 低阶电磁激振力分量。从目前的文献来看, 电机定 子齿开辅助槽能有效抑制电机电磁振动, 但关于开 槽方式以及开槽对电机其它性能影响的研究较少。

本文以一台9槽6极永磁同步电机为研究对象, 基于解析法分析了径向电磁力的来源和组成成分, 提出在定子齿顶开设辅助槽的方法优化气隙磁导来 抑制低阶径向电磁力。同时,本文综合考虑径向电 磁力和齿槽转矩的影响,给出了采用定子辅助槽方 式抑制电磁振动的合理方案。

1 电磁特性分析

1.1 电磁激振力解析计算

电磁激振力由气隙磁场产生,不考虑铁心磁阻 饱和的影响,气隙磁场可表示为

 $b(\theta, t) = (f_s(\theta, t) + f_r(\theta, t)) \cdot \lambda_s(\theta, t)$ (1) 式中, $f_s(\theta, t)$ 、 $f_r(\theta, t)$ 和 $\lambda_s(\theta, t)$ 分别为电枢反 应磁动势、转子永磁磁动势和气隙单位面积磁导。 定子绕组采用正弦波供电,定子电枢反应磁动势为

$$f_s(\theta,t) = \sum_{\mu} F_{s\mu} \cos(\omega_e t - \mu \theta_e)$$
(2)

式中, $F_{s\mu}$ 为定子 μ 次谐波磁动势幅值, 单位为 A;

 ω_e 为电角频率,单位为 rad/s; θ_e 为电角度,单位为 rad。转子永磁磁动势为

$$f_r(\theta, t) = \sum_{n} F_{rv} \operatorname{cosv}(\omega_e t - \theta_e)$$
(3)

式中, *F_n*为转子 *v* 次谐波磁动势幅值, 单位为 A。 考虑定子开槽时气隙单位面积磁导可表示为

$$\lambda_{\delta}(\theta,t) = \Lambda_0 + \sum_k \Lambda_k \cos(k \frac{Z}{p} \theta_e) \qquad (4)$$

式中, Λ_0 为气隙平均磁导;第二项为考虑定子开槽 对气隙磁导的调制效应附加的谐波磁导分量, Λ_k 为 k次谐波磁导幅值,单位为 H/m²; Z 和 p 分别为电 机槽数和极对数。

将式(2)、式(3)和式(4)代入式(1)得到电机 气隙磁通密度表达式:

h(A t) =

$$\sum_{\mu} F_{s\mu} \cos(\omega_{e}t - \mu\theta_{e}) + \sum_{\nu} F_{r\nu} \cos(\omega_{e}t - \theta_{e})] \cdot$$

$$\left[\Lambda_{0} + \sum_{k} \Lambda_{k} \cos(k \frac{Z}{p} \theta_{e}) \right] =$$

$$\sum_{\mu} F_{s\mu} \Lambda_{0} \cos(\omega_{e}t - \mu\theta_{e}) +$$

$$\sum_{\mu} \sum_{k} \frac{1}{2} F_{s\mu} \Lambda_{k} \cos(\omega_{e}t - (\mu \pm k \frac{Z}{p}) \theta_{e}) +$$

$$\sum_{\nu} F_{r\nu} \Lambda_{0} \cos(\omega_{e}t - \theta_{e}) +$$

$$\sum_{\nu} \sum_{k} \frac{1}{2} F_{r\nu} \Lambda_{k} \cos[\nu\omega_{e}t - (\nu \pm k \frac{Z}{p}) \theta_{e}] =$$

$$\sum_{\mu} B_{s\mu/\Lambda_{0}} \cos(\omega_{e}t - \mu\theta_{e}) +$$

$$\sum_{\mu} \sum_{k} B_{s\mu/\Lambda_{k}} \cos(\omega_{e}t - (\mu \pm k \frac{Z}{p}) \theta_{e}) +$$

$$\sum_{\nu} \sum_{k} B_{s\mu/\Lambda_{k}} \cos(\omega_{e}t - (\mu \pm k \frac{Z}{p}) \theta_{e}) +$$

$$\sum_{\nu} \sum_{k} B_{r\nu/\Lambda_{0}} \cos(\omega_{e}t - \theta_{e}) +$$

$$\sum_{\nu} \sum_{k} B_{r\nu/\Lambda_{0}} \cos(\omega_{e}t - (\nu \pm k \frac{Z}{p}) \theta_{e}) +$$

$$\sum_{\nu} \sum_{k} B_{r\nu/\Lambda_{0}} \cos(\omega_{e}t - (\nu \pm k \frac{Z}{p}) \theta_{e}) +$$

$$\sum_{\nu} \sum_{k} B_{r\nu/\Lambda_{0}} \cos(\omega_{e}t - (\nu \pm k \frac{Z}{p}) \theta_{e}) +$$

$$\sum_{\nu} \sum_{k} B_{r\nu/\Lambda_{0}} \cos(\omega_{e}t - (\nu \pm k \frac{Z}{p}) \theta_{e}) +$$

$$\sum_{\nu} \sum_{k} B_{r\nu/\Lambda_{0}} \cos(\omega_{e}t - (\nu \pm k \frac{Z}{p}) \theta_{e}) +$$

$$\sum_{\nu} \sum_{k} B_{r\nu/\Lambda_{0}} \cos(\omega_{e}t - (\nu \pm k \frac{Z}{p}) \theta_{e}) +$$

$$\sum_{\nu} \sum_{k} B_{r\nu/\Lambda_{0}} \cos(\omega_{e}t - (\nu \pm k \frac{Z}{p}) \theta_{e}) +$$

$$\sum_{\nu} \sum_{k} B_{r\nu/\Lambda_{0}} \cos(\omega_{e}t - (\nu \pm k \frac{Z}{p}) \theta_{e}) +$$

$$\sum_{\nu} \sum_{k} B_{r\nu/\Lambda_{0}} \cos(\omega_{e}t - (\nu \pm k \frac{Z}{p}) \theta_{e}]$$
(5)

空载时,气隙磁场包括两类:1)永磁磁动势与 平均磁导作用产生的磁场;2)永磁磁动势与谐波磁 导作用产生的磁场。负载时,气隙中将增加两类磁 场:1)定子电枢磁动势与平均磁导作用产生的磁场; 2)定子电枢磁动势与谐波磁导作用产生的磁场。

根据麦克斯韦应力张量理论,且径向磁密比切 向磁密大得多的特点,忽略电枢磁场相互作用的影 响,径向电磁力的计算公式可表示为

$$p_{r} = \frac{1}{2\mu_{0}} (b_{r}^{2} - b_{t}^{2}) \approx \frac{1}{2\mu_{0}} b_{r}^{2} = \frac{1}{2\mu_{0}} (b_{s} + b_{pm})^{2} \approx \frac{1}{2\mu_{0}} (2b_{s}b_{pm} + b_{pm}^{2}) = p_{s/pm} + p_{pm/pm}$$
(6)

式中, b_r 和 b_t 分别为气隙磁密径向和切向分量,单 位为T; b_s 和 b_{pm} 分别为定子电枢和永磁体产生气隙 磁密径向分量,单位为T; $p_{s/pm}$ 和 $p_{pm/pm}$ 分别为定子 电枢与永磁体磁密相互作用产生的径向电磁力和永 磁体磁密相互作用产生的径向电磁力,单位为 N/ m²。将式(5)计算得到的磁密代入式(6),可得径向 电磁力各分量如表1和表2。

表1 定转子磁场相互作用径向电磁力

	力波阶数	力波频率	力波幅值
$p_{r\nu/\Lambda_0}$ - s μ/Λ_0	$(v \pm \mu)p$	$(v \pm 1)f_e$	$\frac{B_{r\nu/\Lambda_0}B_{s\mu/\Lambda_0}}{2\mu_0}$
$p_{rv/\Lambda_k - s\mu/\Lambda_0}$	$(vp \pm kZ) \pm \mu p$	$(v \pm 1)f_e$	$\frac{B_{n/\Lambda_k}B_{s\mu/\Lambda_0}}{2\mu_0}$
$p_{rv/\Lambda_0 - s\mu/\Lambda_k}$ i	$pp \pm (\mu p \pm kZ)$	$(v \pm 1)f_e$	$\frac{B_{n\!\prime\Lambda_0}B_{s\!\mu\!\Lambda_k}}{2\mu_0}$
$p_{rv/\Lambda_k - s\mu/\Lambda_k}$	$(vp \pm k_1Z) \pm$ $(\mu p \pm k_2Z)$	$(v \pm 1)f_e$	$rac{B_{\it rv/\Lambda_k}B_{\it s\mu/\Lambda_k}}{2\mu_0}$

		表2 空载谷	至向电磁力	
	磁密谐 波次数	力波阶数	力波频率	力波幅值
p_{rv/A_0} -	$v_1 \neq v_2$	$(v_1 \pm v_2)p$	$(v_1 \pm v_2)f_e$	$\frac{B_{rv_{1}/\Lambda_{0}}B_{rv_{2}/\Lambda_{0}}}{4\mu_{0}}$
sµ/A0	$v_1 \! \neq \! v_2$	0 2vp	0 $2vf_e$	$\frac{B_{\scriptscriptstyle r\nu/\Lambda_0}^2}{4\mu_0}$
p_{rv/Λ_0} -	$v_1 \neq v_2$	2vp	$(v_1 \pm v_2)f_e$	$\frac{B_{rv_1/\Lambda_0}B_{rv_2/\Lambda_k}}{2\mu_0}$
$s\mu/\Lambda_k$	$v_1 =$ $v_2 = v$	$\pm kZ$ $2vp \pm kZ$	0 $2vf_e$	$\frac{B_{r\nu/\Lambda_0}B_{r\nu/\Lambda_k}}{2\mu_0}$
$p_{r\nu/\Lambda_k}$ -	$v_1 \neq v_2$	$(v_1p \pm k_1Z)$ $\pm (v_2p \pm k_2Z)$	$(v_1 \pm v_2)f_e$	$\frac{B_{n_1/\Lambda_k}B_{n_2/\Lambda_k}}{4\mu_0}$
$s\mu/\Lambda_k$	$v_1 =$	$\pm k_1 Z \overline{+} k_2 Z$	0	$B_{rv/\Lambda_{k_1}}B_{rv/\Lambda_{k_2}}$
	$v_2 = v$	$2vp \pm k_1Z \pm k_2Z$	$2vf_e$	$4\mu_0$

空载时,对于9槽6极电机,转子永磁磁动势 谐波次数为 $v = 2k_r + 1$ ($k_r = 0, 1, 2, \dots$)。若忽 略开槽影响,气隙中将只有2p, 4p, 6p ······等偶数 次径向电磁力;定子开槽后,永磁磁势受 $k = 2k_z + 1$ ($k_z = 0, 1, 2, \dots$)等奇数次磁导谐波调制作用产 生偶数次谐波磁密,径向电磁力波的空间阶数变为 极对数p的整数倍,如p, 2p, 3p ······,最低非零阶 径向电磁力空间阶数降低。径向电磁力的时间频次 是基频 f_e 的偶数倍。

负载时,气隙中径向电磁力波的来源更加丰富,

各阶次谐波的含量将发生变化。

1.2 电磁有限元仿真

分别进行空载定子无槽、空载定子开槽和负载 定子开槽三次有限元仿真,负载时电机采用 *i_a* =0 控 制方式。取同一时刻定子齿表面磁密和径向力分别 傅里叶分解后结果如图 1 和图 2 所示。



图1 定子齿表面磁密 FFT 结果

图中横坐标为磁密谐波次数。开槽后出现偶数 次磁密,负载气隙磁密阶次不变,但幅值发生变化。



图 2 定子齿表面径向电磁力 FFT 结果

图中横坐标为径向力谐波次数。空载时,若定 子无槽,定子齿表面只有2kp(k=0,1,2,……)等 偶数次径向力;定子采用梨形槽后,定子齿表面将 出现p,3p…等奇数次径向力;负载后径向力成分与 空载定子开槽时相同,但各阶次的幅值发生变化, 结果与前文理论分析相符。

2 定子齿开辅助槽削弱电磁振动

2.1 定子齿开辅助槽降低径向电磁激振力机理

本文的研究对象是一台9槽6极分数槽永磁同 步电机,最低非零阶径向电磁力空间阶数为3,对 该电机的振动噪声具有重要贡献。

一个在空间旋转的矢量可用余弦函数描述为 $M_{m,n}\cos(m\omega t - n\theta + \varphi)$,其中 $M_{m,n}$ 为旋转矢量幅值; φ 为初相角; m和n分别为矢量的时间频次和空间 阶数。可用(m, $\pm n$)表示一个旋转矢量,正负表示 旋转方向。

空间3阶径向电磁力幅值最大的分量为基波磁

密 $b(1f_e, p)$ 与反转的 2 阶谐波磁密 $b(1f_e, -2p)$ 作 用产生的 $p_r(2f_e, -p)$ 径向电磁力。考虑到基波磁 场对电机的平均转矩影响较大,因此本文中考虑通 过降低反转的 2 阶谐波磁密 $b(1f_e, -2p)$ 的幅值来 降低 $p_r(2f_e, -p)$ 径向电磁力。空载时 $b(1f_e, -2p)$ 磁密主要由基波磁动势 $f_r(1f_e, p)$ 与基波磁导 $\Lambda_1(0, 3p)$ 调制产生;负载时可由定子电枢反应磁动势 f_s $(1f_e, -2p)$ 与气隙平均磁导 $\Lambda_0(0, 0)$ 产生。由于 后者是该极槽配合所特有的谐波磁势且幅值相对基 波较小,因此本文主要针对前者进行优化。

此外,对于空间 3 阶径向力其它频率分量,根 据前文分析结果,定子开槽后将在气隙磁导中引入 谐波分量,其中奇数次的磁导 $k = 2k_z + 1$ ($k_z = 0, 1, 2, \dots$)与奇数次的磁势 $v = 2k_r + 1$ ($k_r = 0, 1, 2, \dots$)作用,使得气隙中出现偶数次磁密,而相邻阶 次磁密作用将产生 p = 3 阶径向电磁力。因此,本文 尝试通过定子齿顶开辅助槽的方式控制气隙磁导分 量来削弱空间 3 阶径向电磁力。

假设磁力线仅通过定子齿部,忽略铁心饱和, 齿部和槽口对应的气隙长度分别为δ和∞,则气隙磁 导可表示为^[13]

$$\Lambda_{0} = \left(1 - \frac{z\theta_{s0}}{2\pi}\right)\frac{\mu_{0}}{\delta}$$

$$\Lambda_{k} = \frac{2}{k\pi}\frac{\mu_{0}}{\delta}\sin\left(k\pi - \frac{kz\theta_{s0}}{2}\right)$$
(7)

式中,θ_so为定子电枢槽口宽度。假设辅助槽均匀分 布于定子齿上,辅助槽与电枢槽尺寸相同,定子齿 开槽示意图如图3所示。



图 3 定子齿辅助槽示意图 开 h 个辅助槽后,平均磁导变为

$$\Lambda_0 = \left[1 - \frac{z\theta_{s0}(h+1)}{2\pi}\right] \frac{\mu_0}{\delta} \tag{8}$$

当辅助槽数 h 为奇数时:

$$\Lambda_{k} = \begin{cases}
\frac{2(h+1)\mu_{0}}{k\pi} \sin\left(k\pi - \frac{kz\theta_{s0}}{2}\right) \\
k = m(h+1) \quad (m = 1, 2, 3\cdots) \\
\frac{2\mu_{0}}{k\pi\delta} \left[\sin\left(k\pi - \frac{kz\theta_{s0}}{2}\right) + \cos k\pi\sin\frac{kz\theta_{s0}}{2}\right] = 0 \\
k \neq m(h+1) \quad (m = 1, 2, 3\cdots)
\end{cases} (10)$$

理想情况下,相较于未开辅助槽,辅助槽数为 h时,阶次为k=m(h+1)(m=1,2,3,……)的 磁导将增大h+1倍,其它阶次的磁导下降为零。由 于开槽过多容易使定子齿饱和以及降低结构强度, 因此本文选择开槽数为1-3做对比研究。

2.2 开槽对气隙磁导的影响

在定子齿顶表面分别均匀开 1-3 个矩形辅助 槽。通过有限元仿真,利用电场与磁场对偶的特点, 在转子外表面与定子内表面间施加电位差 U,求出 气隙电场强度 $E(\theta)$,利用公式 $\Lambda(\theta) = \mu_0/\delta(\theta) =$ $\mu_0/(U/E(\theta))$ 求得气隙磁导,傅里叶分解后得到气 隙各阶磁导随辅助槽宽度及深度变化如图 4~图 6 所 示,图中左上角数字代表磁导阶数。不同开槽数对 气隙各阶磁导影响如图 7 所示。



图 4 定子齿开一个辅助槽气隙磁导变化情况

分析不同开槽数下气隙各阶磁导的变化规律,可 以得到以下结论:(1)定子齿顶开矩形辅助槽时,气 隙磁导幅值主要受辅助槽槽宽影响,辅助槽槽深超过 一定值后对气隙磁导影响不大;(2)定子齿顶开 h 个 辅助槽时, k=m(h+1)(m=1,2,3,……)阶磁导 将增大,其它阶磁导将减小,并且一定范围内磁导的 变化幅度与辅助槽槽宽呈正相关。不同开槽数对各阶





图7 不同开槽数对气隙各阶磁导的影响

2.3 开槽对径向电磁力的影响

对于所研究9槽6极永磁同步电机,本文重点 关注其最低非零阶(3阶)径向电磁力。在定子齿顶 表面分别均匀开1~3个辅助槽,通过有限元仿真扫 描不同槽宽和槽深对3阶径向电磁力的影响,用*a* 和*b*表示辅助槽宽和槽深。取定子齿表面某一时刻 径向电磁力,傅里叶分解后提取空间3阶径向力, 可以得到辅助槽参数变化与3阶径向力的曲线,如 图8~图11所示。



图8 空载3阶径向力随辅助槽宽度变化曲线(b = 0.6)



图9 空载3阶径向力随辅助槽深度变化曲线(a =0.6)



图10 负载3阶径向力随辅助槽宽度变化曲线(b = 0.6)



图11 负载3阶径向力随辅助槽深度变化曲线(a = 0.6)

降低气隙中最低非零阶(3 阶)径向电磁力,可 以通过降低气隙磁导的奇数次分量来实现,重点关 注1次和3次磁导。电机空载,定子齿开一个辅助 槽能降低所有奇数次磁导,对3阶径向力的抑制效 果最好;开两个辅助槽时,可以降低1次磁导,但 是会增大3次磁导,3阶径向力抑制效果不如开一 个辅助槽;开三个辅助槽时,随着辅助槽槽数的增 多,定子齿部的饱和现象将会加剧,由于受可能造 成的齿部饱和的影响,3阶径向力的抑制效果并不 好。负载时,3阶径向电磁力同时受槽宽和槽深的 影响。从降低最低非零阶径向力的角度,开1个或 者2个辅助槽比较合适。

2.4 开槽对齿槽转矩的影响

定子齿顶开辅助槽是抑制永磁电机齿槽转矩的 常用方法,根据文献[14],对齿槽转矩有贡献的磁 导分量的次数 *n* 的取值为 2*pk*/GCD(*z*, 2*p*)(*k*=1, 2,3,……)。对于 9 槽 6 极电机, *n*=2*k*,即对电 机齿槽转矩有贡献的气隙磁导分量为偶数次。

通过有限元仿真对三种开槽方式下矩形辅助槽 槽宽和槽深进行敏感性分析,电机齿槽转矩结果如 图 12~图 14 所示,未开辅助槽时,电机的齿槽转矩 为 1.03 Nm。





图 13 两个辅助槽时齿槽转矩随槽参数变化曲线

降低齿槽转矩,可以通过降低气隙磁导的偶数次 分量来实现,重点关注2次和4次磁导。开一个辅助 槽增大所有偶数次谐波,齿槽转矩始终大于原电机模 型;开两个辅助槽降低2次和4次谐波,齿槽转矩始 终小于原电机模型;开三个辅助槽降低2次谐波的同



图 14 三个辅助槽时齿槽转矩随槽参数变化曲线 时增大了 4 次谐波,齿槽转矩大于原模型。从降低齿 槽转矩的角度,开 2 个辅助槽比较合适。

3 辅助槽参数优化与仿真验证

通过前文的分析,综合考虑定子齿开辅助槽对 最低非零阶径向电磁力与齿槽转矩的影响,开两个 辅助槽的方案对两者均有比较好的抑制效果,因此 本文选择开两个辅助槽的方式对电机进行优化。在 尽量不降低电机平均转矩的前提下,以降低最低非 零阶(3 阶)径向电磁力幅值和齿槽转矩为目标,筛 选出最佳辅助槽宽和槽深参数。利用 workbench 平台 联合 optislang 软件仿真,最终辅助槽的参数确定为 槽宽 2.45 mm,槽深 0.39 mm。优化前后电机各项 性能指标如表 3 所示。

表 3 优化前后电机性能变化

	优化前	优化后	下降百分比
齿槽转矩/Nm	1.03	0. 58	43.69%
转矩波动/Nm	1.06	0.69	34.91%
平均转矩/Nm	2.60	2.51	3.46%
p=3 阶径向力/(N/m ²)	18946	14502	23.46%

对定子齿表面一个电周期内的径向电磁力进行二 维傅里叶分解,提取最低非零阶(3 阶)径向电磁力, 优化前后各频段径向电磁力结果如图15 和图16 所示。



图 15 空载空间 3 阶径向力各频率分量

对于所研究9槽6极永磁电机,定子齿开辅助槽 削弱空间3阶径向电磁力的效果空载比负载好,主要 是因为电枢磁动势中的偶数次分量不受辅助槽影响,



图 16 负载空间 3 阶径向力各频率分量

并未被削弱;由于采用开两个辅助的优化方案,气隙 1 次磁导削弱的同时 3 次磁导被加强,所以空载时未 能降低所有频段的空间 3 阶径向力,但对幅值最大的 $p_r(-2f_e, p)$ 径向力的抑制效果比较好。

4 结 论

本文以9槽6极永磁同步电机为研究对象,对 其径向电磁激振力产生机理进行了详细的分析计算。 针对电机由低阶径向力引起振动噪声较大的问题, 提出在定子齿表面开辅助槽的优化方案。分析了不 同开槽数对气隙磁导、径向电磁力和齿槽转矩的影 响,得到以下结论:

(1)9槽6极永磁电机空载最低非零阶(3阶)径向电磁力主要由气隙磁导的奇数次分量调制产生, 通过减小这些分量可有效降低最低非零阶径向电磁力幅值。

(2)定子齿采用均匀开槽方式时,气隙磁导主要受辅助槽宽影响,辅助槽深度超过一定值后对气隙磁导影响不大。随着开槽数增多,定子齿的饱和现象加剧,最终对径向力的抑制效果可能变差,因此开槽数不宜过多。

(3) 气隙磁导影响径向电磁力的同时也对电机 齿槽转矩造成影响,开一个辅助槽降低最低非零阶 (3阶)径向电磁力但增大齿槽转矩,因此本文选择 定子齿开槽数为2的优化方案,降低最低非零阶径 向电磁力的同时还减小了电机转矩波动。

参考文献

- [1] 唐任远. 现代永磁电机理论与设计[M]. 北京: 机械工业出版 社, 1997: 3-4.
- [2] Stuckmann C. Noise and Vibration Levels of Modern Electric Motors
 [J]. PCIM Europe, 2016(5): 1345 1352.
- [3] 陈永校,诸自强. 电机噪声的分析和控制[M]. 杭州:浙江大 学出版社, 1987: 16-17.
- [4] Verez G, Barakat G, Amara Y, et al. Impact of Pole and Slot Combination on Vibrations and Noise of Electromagnetic Origins in Permanent Magnet Synchronous Motors[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2015, 51(3) : 1-4.
- [5] Yang Haodong, Chen Yangsheng. Influence of Radial Force Harmonics with Low Mode Number on Electromagnetic Vibration of PMSM [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2014, 29(1): 3845.
- [6] 张冉,王秀和,乔东伟,等.基于辅助槽的永磁电机激振力波削 弱方法[J].中国电机工程学报,2010,30(18):103-108.
- [7] 李岩,李双鹏,周吉威,等.基于定子齿削角的近极槽永磁同步
 电机振动噪声削弱方法[J].电工技术学报,2015,30(6):
 45-52.
- [8] 邱小华, 徐飞, 尹华杰. 定子齿顶偏心对压缩机用 IPMSM 振动 噪音的影响[J]. 微电机, 2021, 54(10): 13-17.
- [9] 王伟,黄开胜,胡弼,等. 基于永磁体优化 PMSM 力波与模态分析[J]. 微电机, 2019, 52(7): 6-12.
- [10] 崔康宁,于慎波,窦汝桐,等. 永磁同步电机转矩脉动和振动噪 声抑制[J]. 微电机, 2020, 53(10):11-16.
- [11] 韩雪岩,张新刚,朱龙飞,等.内置式多层磁钢永磁同步电机振动噪声抑制措施[J].电机与控制学报,2021,25(8):67-75.
- [12] 陈少先,丁树业,申淑锋,等.船舶用表贴式永磁同步电机的电磁振动分析与抑制[J].电工技术学报,2023,38(5):1275-1286,1298.
- [13] 王秀和. 永磁电机[M]. 北京: 中国电力出版社, 2007: 99-101.
- [14] 安忠良,施劭杰,周红芳.用于风力发电的永磁电机齿槽转矩 抑制研究[J].微电机,2023,56(6):26-30,37.

	《微由机》(原刻)	邮发代号:52-92 订价:8元/即
		年价:96元/年
全年1	2 期,读者可到当地邮局订阅,本刊亦可破订、零购。	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

交流励磁直线轨道涡流制动器的多目标优化研究

张智博, 黄光来, 李木森, 李永增, 李 婧 (西南交通大学 轨道交通运载系统全国重点实验室, 成都 610031)

摘 要: 直线轨道涡流制动技术具有制动力平稳、无摩擦等优势,在连续长大坡道等复杂线路中能维持稳定的制动 力输出,是对高速列车制动系统的有力补充。本文针对直线轨道涡流制动器进行多目标优化,首先建立了基于分层 模型的交流励磁直线轨道涡流制动器解析计算模型,利用实验测试、有限元仿真模型验证了解析模型的有效性,并 分析了制动-速度特性;之后结合基于第二代非支配排序遗传算法 NSGA-II 的优化方法,对影响制动力的制动器的初 级绕组关键结构参数进行优化设计,最终将最大制动力从 35.7N 提升至 46.7 N,增加了 30.8%,同时将最大临界速 度从 40 m/s 提升至 43.4 m/s,增加了 8.5%,提升了交流励磁直线轨道涡流制动器的制动性能,拓宽了制动器的适 用速度范围,为交流励磁直线轨道涡流制动器的优化设计和应用奠定了理论基础。 关键词:涡流制动器;有限元模型;多目标优化

中图分类号: TM359.4 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2024)06-0008-08

Multi-objective Optimization Design of AC-excited Linear Rail Eddy Current Brakes

ZHANG Zhibo, HUANG Guanglai, LI Musen, LI Yongzeng, LI Jing

(State Key Laboratory of Rail Transit Vehicle System, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China)

Abstract: The linear track eddy current braking technology has the advantages of stable braking force and no friction, and can maintain stable braking force output on complex lines such as continuous long ramps, which is a powerful supplement to the braking system of high-speed trains. To improve the braking performance of eddy current brakes, multi-objective optimization of linear track eddy current brake was carried out in this paper. An analytical computational model for AC-excited linear rail eddy current brakes based on hierarchical modeling was established, and the correctness of the analytical model was verified by the finite element model and experimental method. Meanwhile, the braking characteristics was analyzed preliminarily. Multi-objective optimization design for several key structural parameters affecting braking force was carried out based on NSGA-II optimization algorithm. The optimization results show that the maximum braking force of the optimized eddy current brake is increased by 30.8% and the critical speed value is increased by 8.5%. The braking performance of AC excited linear track eddy current brake is improved, and the applicable speed range of the brake is widened, which lays a theoretical foundation for the optimal design and application of AC excited linear track eddy current brake.

Key words: eddy current brake; finite element model; multi-objective optimization

0 引 言

需求被不断释放,铁路提速是轨道交通领域发展的 大趋势,不仅要加快更高功率牵引系统的研制,更

随着经济发展,生活水平的提高,高效出行的

收稿日期: 2023-11-27

- 作者简介:张智博(1999),男,硕士研究生,研究方向为直线感应电机结构优化设计。
 - 黄光来(2000),男,硕士研究生,研究方向为铁路车辆轴端发电装置优化设计。
 - 李木森(1997),男,硕士研究生,研究方向为长定子直线同步电机控制策略研究。
 - 李永增(1999),男,硕士研究生,研究方向为交流励磁直线轨道涡流制动器性能优化。

基金项目:国家自然科学基金资助项目(52277018);四川省自然科学基金项目(2022NSFSC0447);中央高校基本科研业务费 (2682022ZTPY055);国家重点实验室自主课题(2023TPL-T07)。

通讯作者: 李 婧(1982), 女, 副研究员, 硕士生导师, 研究方向为高温超导直线电机力学性能的研究。

要保障高速运行列车的安全可靠制动^[1]。依靠摩擦 的传统制动方式,会在列车高速行驶时造成严重磨 损和噪声。因此开展高效制动技术势在必行。直线 轨道涡流制动技术具有制动力平稳、无摩擦等优势, 即使在连续长大坡道等复杂线路中仍能维持较高的 制动力输出^[2-3],是对高速列车制动系统的有力 补充。

自上个世纪 70 年代起,法国、德国、日本等国 便开展了涡流制动器的研发与测试。2000 年,法国 高速动车组 AGV 上安装了直线轨道涡流制动器,在 规定制动区间内每台转向架产生了 20kN 的额定制动 力^[4-5];2002 年德国铁路公司^[6]采用直线轨道涡流 制动的 ICE3 动车组在坡度 40‰的线路区段投入运 行,200 km/h运行速度下可产生 145 kN 的常规制动 力^[7-8]。日本预计在新一代的高速动车组 ALFA - X 的转向架上安装交流励磁直线轨道涡流制动装置, 计划于 2030 年在日本东京至北海道线路投入运 营^[9-13]。中国近年来研发了集直流励磁式轨道涡流 制动、磁轨制动和摩擦制动于一体的实验测试平台, 并开展轨道涡流制动^[14]的可行性研究,研究表明制 动效果显著,促进了下一代高速动车组制动技术的 发展。

在实际应用中,因为高速列车驱动电机的安装 占用了动车转向架的空间,所以交流励磁直线轨道 涡流制动装置通常被安装在拖车转向架的两侧。作 为制动器,制动力是反映制动性能好坏的重要指标, 同时,为了将制动系统应用于更高的速度,如何提 升临界速度以提升制动器适用速度域也是待解决的 关键问题。制动器结构参数的变化,不仅影响制动 性能,也会影响临界速度,还会导致转向架重量的 改变,因此如何设计涡流制动器的结构参数,以获 得可平衡制动力和临界速度之间的最优结构,且更 加合理地利用转向架下方的有限空间,成为直线轨 道亟待解决的难题之一。

为了同时满足多种优化条件,传统的单目标优 化不足以提供可靠的数据支撑,难以满足优化需 要,,本文采用了多目标优化方法,以提升制动性 能,同时拓展适用速度域为优化目标,设置了多个 目标函数,解决复杂情况的多参数择优问题。本文 对交流励磁直线轨道涡流制动器的结构参数进行多 目标优化设计,首先,建立直线轨道涡流制动器的 制动性能解析模型,通过有限元模型、实验测试相 结合的方法验证了解析模型的有效性,然后利用第 二代非支配排序遗传算法,对交流励磁直线轨道涡 流制动器的结构参数进行多目标优化设计研究,优 化后结构参数更有利于合理利用转向架空间,在运 行性能方面不仅提高了制动性能,还拓宽了适用速 度范围。

1 直线轨道涡流制动器基本结构

图 1 为交流励磁直线轨道涡流制动器^[15],系统 组成包括初级环状绕组,由铁磁材料构成的初级铁 心,以及作为次级的钢制轨道。铁心上开有凹槽, 初级绕组均匀缠绕在凹槽轭部,这种缠绕方式可以 充分利用转向架下放的空间,同时最大限度提高磁 通量,初级绕组位于钢轨表面上方。通过气隙调节 装置,可以调整初级绕组和钢轨之间的气隙间距, 列车正常运行时,初级绕组处于悬挂状态,当列车 需要制动时,下降涡流制动器至制动位置,在绕组 中通入三相交流电,在气隙中产生相对钢轨移动的 行波磁场,作为次级的铁轨相对于车辆存在相对运 动,切割磁感线,轨道内部产生感应涡流,感应涡 流会在钢制轨道内产生交变磁场,与初级行波磁场 相互作用,表现为平行于轨道的切向力和垂直于轨 道的法向力。



图1 交流励磁直线轨道涡流制动器结构示意图

2 直线轨道涡流制动器解析模型

2.1 电磁场控制方程

为了计算交流励磁直线轨道涡流制动器的制动 特性,首先需要计算次级钢轨与涡流制动器之间气 隙磁场的解析解,本文采用修改后的麦克斯韦方程 组,可以得到更适合交流励磁轨道涡流制动器的电 磁场方程。

由于制动器的电源频率较低,所以位移电流的 影响可以忽略不计;当导电材料在交变磁场中以小 于光速很多的速度运动时,材料中会产生速度电场, 记作 *v*×*B*,感应电流会同时受交变磁场和速度电场 的影响。经过这种修改,麦克斯韦方程组可以表 示为

 $\nabla \times \boldsymbol{H} = \boldsymbol{J} \tag{1}$

$$\nabla \times \boldsymbol{E} = -\frac{\partial \boldsymbol{B}}{\partial \boldsymbol{t}} \tag{2}$$

$$\nabla \cdot \boldsymbol{B} = \boldsymbol{0} \tag{3}$$

$$\boldsymbol{J} = \boldsymbol{\sigma} (\boldsymbol{E} + \boldsymbol{v} \times \boldsymbol{B}) \tag{4}$$

其中∇为哈密顿算子:

$$\nabla = \vec{x} \frac{\partial}{\partial x} + \vec{y} \frac{\partial}{\partial y} + \vec{z} \frac{\partial}{\partial z}$$
(5)

式中, E(V/m)表示电场强度, $D(C/m^2)$ 表示电位 移向量, B(T)表示磁感应强度, $\rho(C/m^3)$ 表示电荷 体密度, $J(A/m^2)$ 为电流密度, H(A/m)为磁场 强度。

除了上述关系式外,还有下列本构方程:

$$\boldsymbol{D} = \boldsymbol{\varepsilon} \boldsymbol{E} \tag{6}$$

$$\boldsymbol{B} = \boldsymbol{\mu} \boldsymbol{H} \tag{7}$$

$$\boldsymbol{J} = \boldsymbol{\sigma} \boldsymbol{E} \tag{8}$$

式中, μ 为磁导率, σ 为电导率, ε 为介电常量,都 由材料本身的特性决定,为材料固有属性。

2.2 建立初级电枢行波电流层

在求解制动器内部磁场问题时,需做出以下 假设:

(1)采用理想的光滑表面代替实际开槽端面;

(2)用无限薄的电流层代替实际通电的初级 绕组。

得到如图所示的制动器分层模型,如图2所示。



图 2 交流励磁直线轨道涡流制动器的分层模型

由电磁场理论可知,在交流励磁直线轨道涡流 制动器空载运行时,行波电流层会产生行波磁势, 可以表示为

$$a t_1 = \frac{\tau}{\pi} J_1 \cos\left(\frac{\pi}{\tau} x - \frac{\pi}{2}\right) \tag{9}$$

式中, J₁(A/m)表示行波电流层的幅值。

同时,由三相初级绕组产生的行波磁势幅值可 以表示为

$$1 T_1 = \frac{m_1 \sqrt{2} w_1 k_{w_1}}{\pi p} I_1 \tag{10}$$

式中, m_1 为初级绕组的相数, W_1 为初级绕组每一相的匝数, k_{w1} 为初级绕组系数,p为初级绕组极对数, I_1 为初级相电流的有效值。

采用连续电流层代替离散的实际电流时,等价 条件为二者行波磁势完全相同,得到:

$$J_{1} = \frac{\sqrt{2} \ \overline{m_{1}} w_{1} k_{w_{1}}}{p \ \tau} I_{1}$$
(11)

2.3 制动力和法向力方程推导

由于交流励磁直线轨道涡流制动器在工作过程 中,存在趋肤效应、磁饱和等因素,导致电磁力的 瞬态分布求解及其复杂。为解决该问题,使用子域 法^[17-22]将场域分为若干子域,对每个子域分别求 解,推导出制动器的制动力和法向力方程。需对解 析模型做出以下假设:

(1)忽略端部效应,各区域在钢轨水平方向上 无限长;

(2)涡流制动器的各个磁极内磁场分布均匀;

(3)不考虑磁饱和以及磁滞损失的影响;

(4)材料的磁导率恒定不变。

区域划分如图 3 所示,区域 1 为铁心和励磁线 圈、区域 2 是气隙、区域 3 是次级钢轨、区域 4 是 外部气隙。



图 3 交流励磁直线轨道涡流制动器二维解析模型 引入矢量磁位 *A*,有以下关系式:

$$\begin{cases} \& \boldsymbol{B} = \nabla \times \boldsymbol{A} \\ \& \boldsymbol{B} = \mu_0 \mu_r \times \boldsymbol{H} \\ \& \boldsymbol{J} = \nabla \times \boldsymbol{H} \end{cases}$$
(12)

式中, μ_0 表示的是真空的磁导率, μ_r 为材料的相对磁导率。

假设后续研究中的电磁参数具有极距7周期性。 各区域内的磁矢量势 A 可以表示为

张智博等:交流励磁直线轨道涡流制动器的多目标优化研究

$$\begin{cases}
A_n(x, y, t) = A_n(y)e^{i(\omega nt - kx)} \\
k = \frac{\pi}{\tau} \\
\omega_n = s \,\omega_0
\end{cases}$$
(13)

式中, $A_n(y)$ 为 y 的函数表达式, ω_n 为各区域矢量磁势的角频率,由行波电流层概念知 $\omega_0 = 2\pi f$, s 为滑移比, j 为虚数单位。

根据上述条件,得出图3中各区域矢量磁位的 通解表达式为

$$\begin{cases} A_i(x, y) = (C_i e^{ky} + D_i e^{-ky}) e^{j(\omega nt - kx)} \\ A_3(x, y) = (C_3 e^{\alpha y} + D_3 e^{-\alpha y}) e^{j(\omega nt - kx)} i = 1, 2, 4 \end{cases}$$
(14)

其中, C_i , D_i 均为待定系数, α 由式(15)得到。

$$\alpha = k \sqrt{1 + \frac{j \mu_0 \sigma(\omega_n / k - v)}{k}}$$
(15)

根据各区域之间的边界条件,得出图 3 中各区 域矢量磁势的表达式为

$$\begin{cases} B_{2x} = k (C_2 e^{ky} - D_2 e^{-ky}) e^{j(\omega nt - kx)} \\ B_{2y} = j k (C_2 e^{ky} + D_2 e^{-ky}) e^{j(\omega nt - kx)} \end{cases}$$
(16)

其中, C₂、D₂为待定系数,由边界条件可以得到。

根据麦克斯韦求解方程,可以计算出涡流制动 力的表达式为

$$\begin{cases} F_x = \frac{pl}{2\mu_0} \int_0^{27} \operatorname{Re}(B_{2x}(x, -g) | B_{2y}^*(x, -g)) dx \\ F_y = \frac{pl}{4\mu_0} \int_0^{27} (|B_{2x}(x, -g)|^2 - |B_{2y}(x, -g)|^2) dx \end{cases}$$
(17)

其中, l 表示涡流制动器装置的横向宽度, p 为制动器的极对数, F_x 为制动力, F_y 为法向力, * 表示 B_{2y} 的共轭复数。

由于交流励磁直线轨道涡流制动器的开槽结构, 导致气隙不均匀。引入卡特系数^[17] K_c 来修正气隙g。 $g' = K_c g$ (18)

3 模型验证

准确、可靠的模型是制动性能研究和优化的基础^[23],因此本文建立了直线轨道涡流制动器的二维 有限元模型,对气隙磁场、电磁力进行了求解,并 搭建了等效实验平台,进行不同工况下的制动试验。 利用实验测试、有限元仿真模型验证了解析模型的 有效性。为了缩短计算时间,建立了直线轨道涡流 制动器的1/4 模型,相关尺寸参数如表1 所示,为 同时兼顾计算效率和计算精度,将初级绕组、初级 铁心以及周围的移动空气域的网格最大尺寸设置为 2 mm、5 mm、10 mm;外部空气域设置为 20 mm。 有限元网格划分如图 4 所示^[16]。

表1 交流励磁直线轨道涡流制动器的尺寸参数

参数	参数值
初级铁心长度 L/mm	306
初级铁心高度 H/mm	110
初级铁心轭部高度 h/mm	35
初级铁心齿部宽度 W _t /mm	14
初级铁心槽部宽度 W _s /mm	11.5
极对数 p	1
极距7/mm	153
次级钢轨高度 d/mm	30
真空磁导率 $\mu_0/(H/m)$	$4\pi \times 10^{-7}$
气隙长度 g/mm	40
次级钢轨电导率 $\sigma/(S/m)$	1×10^{6}



图 4 交流励磁直线轨道涡流制动器有限元模型网格图

为了在有限的实验室空间内模拟直线轨道涡流 制动器的初次级间的线性运行,实验系统采用了圆 形钢轨和弧形绕组代替直线钢轨和初级绕组,用圆 形钢轨和弧形绕组的高速旋转运动来等效车载直线 绕组和钢轨间的直线运动,实验测试系统如图5所 示。实验测试中由驱动电机拖动圆形钢轨旋转,弧 形绕组固定于系统底盘上,安装了扭矩传感器和力 传感器分别用于测量制动力和法向力。



图5 交流励磁直线轨道涡流制动器等效实验系统 初级和次级之间气隙感应磁场是验证解析模型 有效性的关键参数,验证初级间气隙感应磁场分布 的准确性至关重要。将有限元模型获得的气隙磁通 量密度,与解析模型计算结果进行了比较,该涡流 制动器在*f*=20 Hz、*I*=20 A、*g*=6 mm 条件下的气 隙磁场分布如图6、图7 所示。



图 6 交流励磁直线轨道涡流制动器在 v = 10 m/s、f = 20 Hz、 I = 20 A、g = 6 mm 工况下气隙磁场分布



图 7 交流励磁直线轨道涡流制动器在 v = 100 m/s、f = 20 Hz、 I = 20 A、g = 6 mm工况下气隙磁场分布

从图6、图7可以看出,在速度为10 m/s和100 m/s的条件下,初级与次级之间的气隙磁场强度沿 x 方向上呈正弦变化。在有限元模型中的气隙磁场具 有更多的谐波磁场分量,谐波波峰和波谷的值对应 于初级铁心齿和槽的位置,这是由于磁场线主要集 中在磁阻较小的初级铁心齿上,导致了有限元计算 结果存在明显个的磁场波动。但是将有限元模型与 解析模型得到的气隙磁通密度结果进行对比,整体 变化趋势趋于一致,验证了解析模型的准确性。

两种工况制动力和法向力随速度的变化曲线如图 8 所示。其中工况1为行波磁场的方向与列车的运行 方向始终相同,制动器运行于电磁制动工况,工况 2为行波磁场的运行方向与列车的运行方向相反, 制动器的运行状态与列车运行速度相关,当列车行 进速度低于同步速度时,制动器运行于电动状态, 在列车速度达到同步速度后由推进力转变为制动力, 此时运行于发电制动状态。从图 8(a) 可以看出,随 着速度的增加,两种工况下的制动力都在低速时迅 速增大,到达临界值后,开始逐渐减小,临界速递 值分别为40 m/s 和 50 m/s。如图 8(b) 所示,在电 磁制动工况下,法向力随着速度增加持续降低,而 工况2下的法向力呈现先增大,出现最大值后开始 减小的趋势。由解析法和有限元法获得的制动力和 法向力特性曲线变化趋势基本一致,进一步证明了 涡流制动器解析模型在制动性能研究的可靠性,为 对直线轨道涡流制动器的结构优化设计奠定了理论 基础。



图8 交流励磁直线轨道涡流制动器作用力随速度变化曲线 等效实验中测得的制动力在达到 30 m/s 后,并 没有出现减缓的趋势。其原因是,用旋转运动来等 效模拟直线运动时,存在连续制动的问题,圆形轨 道之前产生的涡流在消耗前参与了下一时刻的制动, 导致圆形轨道温度的升高,钢轨温升导致了次级钢 轨电导率的降低,从而在高速时产生了比理论值稍 大的制动力。由于实验条件的限制,没有继续增加 运行速度,但所测得的0~30 m/s的速度域内证实 了了理论模型的有效性。

4 直线轨道涡流制动器的优化设计

本文采用多目标优化方法,选择临界速度下对 应最大制动力为优化目标,同时兼顾提升制动器应 用的速度域,即提高临界速度。如:

$$\begin{cases} F_{\max} = \max \{ F_1, F_2 \cdots, F_n \} \\ V_{\max} = \max \{ V_1, V_2 \cdots, V_n \} \end{cases}$$
(19)

式中, F_{max} 为所示速度域中的最大值, V_{max} 为制动力最大值出现时对应的临界速度。

由交流励磁直线轨道涡流制动器解析模型可知, 当系统工作条件(列车运行速度、气隙、励磁电流、 励磁频率)发生变化时,制动力的变化趋势会受影 响,本章将直线轨道涡流制动器初级铁心的总宽度 H、齿宽 W_i,槽宽 W_s,轭高 h 以及初级线圈极距で作 为设计变量进行优化,各尺寸如图 9 所示。



图9 初级铁心优化尺寸示意图

在约束条件方面,由于转向架安装空间有限, 初级铁心的尺寸不宜过大,但尺寸太小会对制动力 产生较大影响,因此各设计变量在表1的基础上上 下波动约20%。同时满足初级线圈极距与齿、槽宽 之间的尺寸关系,如:

$$\frac{\tau}{6} = (W_t + W_s) \tag{20}$$

在优化过程中还应该保证初级铁心的重量不会 增加,因为列车在高速运行时,簧下质量会极大程 度影响列车运行稳定性与乘坐舒适性,即保证初级 铁心厚度保持不变,如:

Ac = 2×(H×τ-W_s×(H-h)×6) (21) 在确定好目标函数、设计变量、约束条件后, 需选择合适的多目标规划模型,本文采用 Pareto 最 优法,将多目标问题转化成对 Pareto 最优问题的方 法,可以在非支配解的基础上找到优化目标的最优 值,适用于多参数、多约束条件的多目标优化问题。 通过 Isight 和 Matlab 联合优化平台,使用 NSGA-II 优化算法,选择制动力和临界速度为输出目标函数, 制动器 5 个结构尺寸作为优化设计变量,最后设置 约束条件。根据经验值,取 NSGA-II 中交叉概率、 交叉分布指数以及变异分布指数分别为 0.9、20 和 20,如表 2 所示。

表 2 NSGA-II 参数表

种群	进化	交叉	交叉分	变异分	优化迭
大小	代数	概率	布指数	布指数	代次数
200	500	0.9	20	20	100000

5 优化结果分析

基于上述解析模型与优化方法,此时对铁心的 结构参数优化实际上就转变为 Pareto 最优解的求解。 Pareto 最优解被包括在 Pareto 前沿里,基于建立的 Isight/Matlab 联合优化平台,一共进行了 100000 次 的优化迭代,在数据处理时每隔 50 个点进行显示, 共选择出 5000 个数据点,得到最大制动力 *F*_{max}优化 历程如图 10 所示。



图 11 最大临界速度优化历程图

同理,最大临界速度 V_{max}优化历程如图 11 所示。根据 Pareto 前沿的定义,超过 Pareto 点的值则不可取,会被自动排除。

通过 Isight 软件对优化结果进行数据提取,共得 到一共115 个 Pareto 解,随后对所得的 Pareto 解进 行后处理,最终得到的 Pareto 前沿如图 12 所示。从 图知 Pareto 解集不仅收敛,而且具有十分良好的多 样性,且在优化过程中,目标函数最大制动力增加 的同时,临界速度减小,二者相互制约。因此综合 考虑,即保证制动力提升,也保证临界速度满足要





图 12 优化后处理得到的 Pareto 前沿图

从表中可以看出,相较于原始初级铁心,优化 后的铁心的高度、轭高、槽宽有所增大,极距和齿 宽减小,优化后的交流励磁直线轨道涡流制动器最 大制动力从35.7 N 变为46.7 N,提升了30.8%,最 大临界速度则从 40 m/s 提升至 43.4 m/s,增加了 8.5%,制动性能得到提高。

	初级铁心原始模型与优化模型参	診数対り
--	----------------	------

	原始模型	优化模型
高度 H/mm	110	116.7
齿宽 W _t /mm	14	12.6
槽宽 W _s /mm	11.5	11.6
极距 t /mm	153	145.2
轭高 h/mm	35	39.9
最大临界速度 $V_{max}/(\mathbf{m} \cdot \mathbf{s}^{-1})$	40	43.4
最大制动力 F _{max} /N	35.7	46.7

制动器初始模型和优化后模型制动力波形如图 13 所示,优化前后制动力随速度的变化趋势没有改 变,但优化后制动力数值明显增加,临界速度值也 提升了,证明了优化结果的正确性。优化前后不同 气隙、励磁电流、励磁频率对制动力的影响趋势如 图 14~图 16 所示,在不同工况下,制动力都随速度 增大先迅速增加,到达临界速度后缓慢下降,在相 同气隙、电流、频率条件下,优化后制动力明显增 加,但是临界速度并不随气隙大小和励磁电流幅值 而变化。



图 13 优化前后制动力随速度变化趋势



图 16 不同励磁频率优化前后制动力变化趋势

6 结 语

本文针对交流励磁直线轨道涡流制动器进行多 目标优化研究,在建立的涡流制动器解析模型的基 础上,对该涡流制动器本体结构进行优化设计。以 初级铁心的高度、齿宽、槽宽、轭高以及线圈极距 为设计变量,以最大化输出制动力和临界速度值为 优化目标,并以初级铁心的截面积为约束条件,通 过搭建的 Isight/Matlab 联合优化平台,使用二代非 支配排序遗传算法(NSGA-II)完成了涡流制动器的多 目标优化,获得最优 Pareto 解集。综合考量后选择 最优初级铁心结构参数,优化结果表明,优化后的 涡流制动器最大制动力提升了 30.8%,临界速度值 提高了 8.5%,为交流励磁直线轨道涡流制动器的优 化设计和应用奠定了理论基础。

参考文献

车制动力控制器设计[J]. 微电机, 2022, 55(6): 79-85, 98.

- [2] Canova A, Vusini B. Analytical Modeling of Rotating Eddy-current Couplers [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2005, 41(1): 24-35.
- [3] Shin H J, Choi J Y, Cho H W, et al. Analytical Torque Calculations and Experimental Testing of Permanent Magnet Axial Eddy Current Brake [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2013, 49(7): 4152-4155.
- [4] David B, 罗斌. 法国新一代高速列车 AGV [J]. 国外铁道车辆, 2001 (4): 25-27.
- [5] 罗琼. AGV—下一代高速动车组[J]. 变流技术与电力牵引, 2001 (4): 38-40.
- [6] Johannes G, 张彦儒. ICE3 列车直线涡流制动装置[J]. 国外机 车车辆工艺, 2003(5): 1-6.
- [7] Detoni J G, Cui Q, Amati N, et al. Modeling and Evaluation of Damping Coefficient of Eddy Current Dampers in Rotor Dynamic Applications[J]. Sound and Vibration, 2016(373): 52-65.
- [8] Gulec M, Aydin M, Lindh P, et al. Investigation of Braking Torque Characteristic for a Double-Stator Single-Rotor Axial-Flux Permanent-Magnet Eddy-Current Brake [C]. 13th International Conference on Electrical Machines, 2018; 793-797.
- [9] Sakamoto Y, Kashiwagi T, Hasegawa H, et al. Rail Brake System Using a Linear Induction Motorfor Dynamic Braking [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2009, 129(3): 342-349.
- [10] Sakamoto Y, Kashiwagi T, Hasegawa H, et al. Design Considerations and Experimental Verification of a Rail Brake Armature Based on Linear Induction Motor Technology [J]. IEEE Transactions on Sensors and Micromachines, 2011 (131): 127-134.
- [11] Sakamoto Y, Kashiwagi T, Hasegawa H, et al. Performance of Linear Motor Type Rail Brake Using Roller Rig Test Bench[J]. Quarterly Report of RTRI, 2012, 53(1): 41-45.
- [12] Sakamoto Y, Kashiwagi T, Takashi Y, et al. Development of a Rail Brake Derived from Linear Motor Technology [J]. Quarterly Report of RTRI, 2014, 55(2): 105-111.

- [13] Hiroshi Y, Sakamoto Y, Ukita K, et al. Study on Miniaturization and Weight Reduction for the Application of LIM-type Eddy-current Rail Brakes to High-speed Trains [J]. Quarterly Report of RTRI, 2017, 58(4): 311-317.
- [14] 丁福焰, 王可, 宋跃超, 等. 高速列车线性涡流制动特性的试验 研究[J]. 中国铁道科学, 2019, 40(6): 126-132.
- [15] 宋旭亮,李婧,王一字,等. 直线感应式轨道涡流制动器的结构 设计及制动性能研究[J]. 微电机,2021,54(7):30-34,79.
- [16] Li J, Li Y, Xu J, et al. Calculation and Characterization of Braking Performance for Rail Eddy Current Brake With AC Excited Ring-Winding Armature[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2023, 59(2): 1614-1625.
- [17] Chen C, Xu J, Wu X. Analytical Calculation of Braking Force of Super - High Speed Maglev Eddy Current Braking System [C].
 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems, 2019: 1-5.
- [18] Zhu Z Q, Howe D, Blote E, et al. Instantaneous Magnetic Field Distribution in Brushless Permanent Magnet DC Motors. IV. Magnetic Field on Load [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1993, 29 (1): 152-158.
- [19] Yang Y, Liu G, Yang X, et al. Analytical Electromagnetic Performance Calculation of Vernier Hybrid Permanent Magnet Machine[J].
 IEEE Transactions on Magnetics, 2018, 54(6): 1-12.
- [20] Corley M J, Lorenz R D. Rotor Position and Velocity Estimation for a Salient Pole Permanent Magnet Synchronous Machine at Standstill and High Speeds[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1998, 34(4): 784-789.
- [21] 陈春涛,吴新振,郑晓钦,等.基于改进等效面电流法的永磁电机气隙磁场解析计算[J].中国电机工程学报,2021,41(S1): 315-323.
- [22] 郑晓钦,徐杰,陈春涛,等.超高速磁浮涡流装置制动力的解析 分析[J].电工技术学报,2020,35(9):1891-1899.
- [23] 尹绍杰,林鹏,杨扬戬,等.一种在线数据驱动的永磁直线电机 优化设计[J].微电机,2022,55(7):1-5,1.

邮发代号: 52-92 《微电机》(图刊) 订价:8元/期 年价:96元/年 全年12期,读者可到当地邮局订阅,本刊亦可破订、零购。 编辑部邮购(含快递费): 300 元/年 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 电话: 029-84276641 地 **址:** 高新区上林苑四路 36 号(710117)

低齿槽转矩低温升电机技术研究与设计

金良宽^{1,2},高 宇^{1,2},洪 健^{1,2}

(1. 贵州航天林泉电机有限公司,贵阳 550081; 2. 国家精密微特电机工程技术研究中心,贵阳 550081)

摘 要:齿槽转矩影响电机的转动平稳性,温升影响电机自身绝缘可靠性,同时也影响系统工作运行环境。针对低齿槽转矩低温升电机的需求,文章围绕低齿槽转矩、低温升等电机设计的关键技术,通过理论分析及有限元仿真优化设计,研制出一款额定输出转矩不低于 25Nm,齿槽转矩不大于 80mNm,机壳表面温度不大于 35℃的低齿槽转矩低温升液冷电机,并通过试验数据验证了理论分析与仿真方法的准确性。相关工作为低齿槽转矩低温升液冷电机的设计开发提供一定参考价值。

关键词:低齿槽转矩;低温升;液冷电机 中图分类号:TM351;TM341 文献标志码:A 文章编号:1001-6848(2024)06-0016-06

Research and Design of Low Slot Torque Low Temperature Rise Motor Technology

JIN Liangkuan^{1,2}, GAO Yu^{1,2}, HONG Jian^{1,2}

(1. Guizhou Aerospace Linquan Motor Co., LTD., Guiyang 550081, China;

2. National Precision Micromotor Engineering Center, Guiyang 550081, China)

Abstract: The cogging torque affects the rotational stability of the motor, the temperature rise affects the insulation reliability of the motor itself, and also affects the operating environment of the system. In response to the demand for low cogging torque low-temperature rise motors, this article focused on key technologies in motor design such as low cogging torque and low-temperature rise. Through theoretical analysis and finite element simulation optimization design, a low cogging torque low-temperature rise liquid cooled motor with a rated output torque of no less than 25Nm, a cogging torque of no more than 80mNm, and a shell surface temperature of no more than 35 $^{\circ}$ C has been developed. The accuracy of the theoretical analysis and simulation methods has been verified through experimental data. The relevant work provides certain reference value for the design and development of low cogging torque low-temperature liquid cooled motors.

Key words: low cogging torque; low temperature rise; liquid cooled motor

0 引 言

电机作为高端装备精密转台的核心部件,低转 矩波动、低温升的液冷电机是运动系统精度保证的 关键所在,是支撑发展的重要基础部件。在伺服系 统中常规结构电机齿槽转矩、转矩波动、温升均无 法达到系统的苛刻要求。

因此,本文针对低齿槽转矩低温升液冷电机中 的关键技术^[1-8]进行研究,突破国内外在低齿槽转 矩低温升电机设计技术、制造及测试技术等方面的 技术壁垒,同时相关技术也可推广应用到医疗设备、 高端机器人等其它高端核心装备领域,进一步突破 相关领域的核心技术,提高国产高端设备的自主创 新能力,促进先进科技成果在高端制造装备领域的 转化应用,加快国内高端装备产业升级换代和高质 量发展。

1 低齿槽转矩低温升电机技术研究

由于降低齿槽转矩通常会增大电机损耗,进而 对电机温升产生影响,在电机设计中同时满足低齿

收稿日期: 2023-12-06

作者简介:金良宽(1987),男,本科,高级工程师,研究方向为电机设计。 高 宇(1993),男,硕士,中级工程师,研究方向为电机结构设计。 洪 健(1993),男,硕士,中级工程师,研究方向为电机热设计。

槽和低温升要求是非常困难的,因此,有必要开展 相关技术研究,寻找最优的组合方案来满足低齿槽 转矩和低温升的双重要求。

1.1 低齿槽转矩电机设计技术研究

电机齿槽转矩影响因素主要有齿槽转矩、电枢 反应、制造及装配工艺水平。齿槽转矩是由于定子 开槽使得在一个磁状态内,极下磁阻发生变化引起 的振荡转矩,也称为磁阻转矩。齿槽转矩通常有麦 克斯韦张量法、虚位移法、磁通 - 磁势绘图法以及 有限元法等,目前应用最广的是有限元法及虚位 移法。

在表贴式永磁同步电机中,假设电机定子铁心 所使用材料的磁导率为无穷大,在不通电条件下, 电机内产生的磁能可近似表示为转子磁钢与定子铁 心内孔气隙中的磁能累加,即

$$w \approx w_{\rm pm} + w_{\rm gap} = \frac{1}{2\mu_0} \int B^2 \mathrm{d}V \qquad (1)$$

式中, w 为磁能; w_{pm} 为转子磁钢磁能; w_{gap} 为定子 铁心内孔气隙中的磁能; μ_0 为真空磁导率。

气隙磁通密度沿电枢表面的分布表达式为

$$B(\theta, \alpha) = B_r(\theta) G(\theta, \alpha)$$
(2)

$$G(\theta, \alpha) = \frac{h_m}{h_m + g(\theta, \alpha)}$$
(3)

式中, $B_r(\theta)$ 为永磁体剩磁磁密分布; h_m 为永磁体 厚度; $g(\theta, \alpha)$ 为沿圆周上不同位置的有效气隙长 度; θ 为位置角; α 为某一指定电机定子铁心齿的中 心线与某一指定转子磁钢的中心线之间形成的夹角。

则齿槽转矩表达式为

$$T_{\rm cog} = -\frac{\partial}{\partial \alpha} \left[\frac{1}{2\mu_0} \int_V B_r^2(\theta) G^2(\theta, \alpha) \, \mathrm{d}V \right] \qquad (4)$$

式中, θ为位置角。

将 B_r(θ)与 G(θ, α)分别采用傅里叶级数展开, 通过该公式计算可得到永磁同步电机齿槽转矩的解 析表达式为

$$T_{cog}(\alpha) = \frac{\pi Z L_a}{4\mu_0} (R_2^2 - R_1^2) \sum_{n=1}^{\infty} n G_n B_{r(nz/2p)} \sin(nz\alpha)$$
(5)

式中, z 为槽数; 2p 为极数; L_{α} 为铁心长度; R_1 和 R_2 分别为定子外径和转子轭内径; n 是使 nz/2p 得到 整数的转数。

由式(4)可知,齿槽转矩与极槽配合、槽口宽 度、偏心距、转子磁钢极弧系数、转子磁钢厚度、 定子铁心槽倾斜角度及磁钢充磁方向等定转子参数 有关。本文主要从极槽配合、槽口宽度和偏心距、 斜槽角度等方面进行优化设计,达到降低齿槽转矩 的目的,保证电机运转平稳性。

1.2 液冷电机设计技术研究

为了减小电机自身发热对电机绝缘和系统环境 温度的影响,电机定子的冷却主要通过电机壳体流 道中通入的冷却介质的流动将电机定子绕组及铁心 内产生的热量带走,实现对电机的冷却,起到较好 的散热效果。文章基于流体力学和传热学的理论基 础,开展电机温度场及电机内主要热源分布分析, 在机壳内部设计了冷却结构方案来对电机定子进行 冷却,建立三维温度场模型来进行冷却性能仿真, 分析冷却结构的散热效果。

1.2.1 控制方程

根据该电机所研究内容的具体特点,在数值模 拟中选用的数学模型基于下列假设:

a)流体为连续介质,流体的运动速度、压力和 密度等参数可以看做是坐标的连续参数;

b)流体流动为定常流动。

在上述假设的基础上,得到适合本文数值计算的基本控制方程:

质量守恒方程:

$$\frac{\partial (\rho u)}{\partial x} + \frac{\partial (\rho v)}{\partial y} + \frac{\partial (\rho w)}{\partial z} = 0$$
(6)

动量守恒方程:

$$\rho u_{j} \frac{\partial u_{i}}{\partial x_{i}} = -\frac{\partial p}{\partial x_{i}} + \frac{\partial}{\partial x_{i}} \Big[\mu \Big(\frac{\partial u_{i}}{\partial x_{j}} + \frac{\partial u_{j}}{\partial x_{i}} \Big) \Big] - \frac{2}{3} \frac{\partial}{\partial x_{i}} \Big(\mu \frac{\partial u_{j}}{\partial x_{j}} \Big)$$
(7)

能量守恒方程:

$$\frac{\partial (\rho uT)}{\partial x} + \frac{\partial (\rho vT)}{\partial y} + \frac{\partial (\rho wT)}{\partial z} = \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{k}{c_p} \frac{\partial T}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{k}{c_p} \frac{\partial T}{\partial y} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{k}{c_p} \frac{\partial T}{\partial z} \right)$$
(8)

1.2.2 湍流模型

在实际的工程应用中,使用较多的是一下四个 方程模型,即 Standard k-ε模型、RNG k-ε模型、 Realizable k-ε模型和 SST k-ω模型。

a) Standard k-ε 湍流模型

Standard k- ε 湍流模型通常适用在同壁面有一定 距离的湍流区域,其基本输运方程为

$$\frac{\partial (\rho k)}{\partial t} + \frac{\partial (\rho k u_i)}{\partial x_i} = \frac{\partial}{\partial x_j} \left[\left(\mu + \frac{\mu_i}{\alpha_k} \right) \frac{\partial k}{\partial x_j} \right] + G_k + G_b - \rho \varepsilon - Y_M + S_k$$
(9)

$$\frac{\partial (\rho \varepsilon)}{\partial t} + \frac{\partial (\rho \varepsilon u_i)}{\partial x_i} = \frac{\partial}{\partial x_j} \left[\left(\mu + \frac{\mu_i}{\alpha_\varepsilon} \right) \frac{\partial \varepsilon}{\partial x_j} \right] + C_{1\varepsilon} \frac{\varepsilon}{k} (G_k + C_{3\varepsilon} G_b) - C_{2\varepsilon} \rho \frac{\varepsilon^2}{k} + S_\varepsilon$$
(10)

b) RNG k-ε 湍流模型

RNG k-ε 湍流模型通常要考虑旋转部件对液体 流动的影响。在 C1 ε 计算过程中通常要将主流的时 均应变率 Si, j 考虑在内,如此 C1 ε 的值与流动和 空间坐标均相关。

$$C_{\mu} = 0.085, \ C_{1\varepsilon} = 1.42 - \frac{\bar{\eta}(1 - \bar{\eta}/\eta_0)}{1 + \beta \bar{\eta}^3}, \ C_{2\varepsilon} = 1.68$$
(11)

$$\alpha_k = 0.7179, \ \alpha_{\varepsilon} = 0.7179, \ \bar{\eta} = S \frac{k}{\varepsilon}, \ S = (2S_{i,j}S_{i,j})^{1/2}$$
(12)

$$\overline{\eta_0} = 4.38$$
, $\beta = 0.015$, $S_{i,j} = \frac{1}{2} \left(\frac{\partial u_i}{\partial x_j} + \frac{\partial u_j}{\partial x_i} \right) (13)$

c) Realizable k- a 湍流模型

Realizable k-ε 湍流模型可准确评估平板与圆柱 射流之间发散比率。其输运方程为:

$$\frac{\partial}{\partial t}(\rho k) + \frac{\partial}{\partial x_i}(\rho k u_j) = \frac{\partial}{\partial x_i} \left[\left(\mu + \frac{\mu_i}{\alpha_k} \right) \frac{\partial k}{\partial x_j} \right] + G_k + G_b - \rho \varepsilon - Y_M + S_k$$
(14)

$$\frac{\partial}{\partial t}(\rho\varepsilon) + \frac{\partial}{\partial x_j}(\rho\varepsilon u_j) = \frac{\partial}{\partial x_j} \left[\left(\mu + \frac{\mu_t}{\alpha_\varepsilon} \right) \frac{\partial \varepsilon}{\partial x_j} \right] + \rho C_1 S_\varepsilon - \rho C_2 \frac{\varepsilon^2}{k + \sqrt{\nu\varepsilon}} + C_{1\varepsilon} \frac{\varepsilon}{k} C_{3\varepsilon} G_b + S_\varepsilon$$
(15)

d) SST k-ω 湍流模型

采用 Standard k- ω 湍流模型修正可得到 SST k- ω 湍流模型。

$$\frac{\partial (\rho k)}{\partial t} + \frac{\partial (\rho k u_i)}{\partial x_i} = \frac{\partial}{\partial x_j} \Big[\left(\mu + \frac{\mu_i}{\alpha_k} \right) \frac{\partial k}{\partial x_j} \Big] + G_k - Y_k + S_k$$
(16)

$$\frac{\partial (\rho\omega)}{\partial t} + \frac{\partial (\rho\omega u_i)}{\partial x_i} = \frac{\partial}{\partial x_j} \left[\left(\mu + \frac{\mu_i}{\alpha_\omega} \right) \frac{\partial \omega}{\partial x_j} \right] + G_\omega - Y_\omega + D_\omega + S_\omega$$
(17)

1.2.3 计算模型的假设与分析

a)计算模型的基本假设

在进行电机冷却结构流场分析时,为提高运算 效率,在不影响仿真准确度的前提下,对仿真模型 作出以下假设:

①假设电机内部产生的大部分热量将被冷却流 体带走,只有少部分是通过电机壳等其他部分带走;

②对于电机定子铁心和机壳之间的装配间隙, 由于其对冷却结构温度场的影响不大,因此忽略其 接触热阻;

③假设电机内各部件的材料参数不随温度发生 变化,如导热系数、散热系数等;

④假设冷却流体为不可压缩流体,且流体的流

动类型为定常流动;

⑤假设电机内部的空气为等温体,并对其进行 等效简化处理。

b) 边界条件

进口为流量进口, m = 0.0667 kg/s, 温度为 293 K; 出口为压力出口, 出口压力为 101325 Pa; 壁面 绝热,采用无滑移速度条件; Turbulent Intensity = 5%; 方程的离散格式采用二阶迎风, 压力与流速的 耦合选用 SIMPLEC 算法, 当仿真结果的最大温度残 差曲线接近于平直且所有残差都小于 10⁻⁶, 此时可 以认为达到收敛。其流动状态为湍流, 因此在计算 过程中将采用湍流模型中的标准 K-epsilon 模型,将 水作为不可压缩流体处理。

c) 液冷电机冷却结构设计

液冷电机采用定子机壳上设置冷却水道,通入 一定流量和压力的冷却液,定子电枢绕组和铁心损 耗产生的热量通过壳体流道中流动的冷却液带走, 电机一侧设置进水口与出水口,其中进、出水口中 间的水道为封闭的,水冷流道采用进口窄出口宽, 并且流道从进口到出口采用一定的坡度,整个流通 面积随着流道不断增加,类似于一个扩压器,具有 结构简单,换热充分,流阻小,流动状态稳定等优 点。电机冷却流道的进出口位于电机的两端,当外 界的冷却液从电机冷却流道进口流入水道,沿着轴 向水道进行"之"字形流动,依次流经各个轴向水 道,将电机内定子电枢产生的热量迅速带走,然后 从冷却流道出口流出,流回冷却水箱,往复循环, 电机始终保持在一定温度内安全运行,保证电机运 行的可靠性。

电机流道结构优化后形状如图1所示。



图1 电机冷却流道结构

通过设置流量、流道宽度、深度等冷却参数, 以电机温升为目标,开展参数化仿真分析,最终确 定最优的冷却流道结构尺寸,保证电机机壳表面温 度不大于 35℃的要求。

1.3 电机结构尺寸选择

电机设计时,电机性能主要由线负荷 A 与气隙 磁密基波幅值 B_{δ} 决定,定转子的主要尺寸关系 如下:

$$C_{A} = \frac{D_{i1}^{2} L_{ef}}{P'/n} = \frac{6.1}{\alpha K_{Nm} K_{dp} A B_{\delta}}$$
(18)

式中: C_A 为常数; D_{i1} 为定子铁心内径,单位 mm; L_{ef} 为铁心的有效长度,单位 mm; P'为计算功率,单 位 W; n 为转速,单位 r/min; a 为转子磁钢的极弧 系数; K_{Nm} 为气隙磁场波形系数; K_{ap} 为电枢绕组系 数; A 为线负荷; B_{δ} 为电机定子与转子气隙磁密的 基波幅值。

由上述计算公式,如果约束了外径及轴向尺寸, 电磁设计时如果设计过高的线负荷,会使定子电枢 的去磁效应明显,电枢嵌入的铜线过多,增加铜耗, 进而增大了温升,降低电机可靠性。电磁设计时如 果过高的气隙磁密基波幅值会增加转子磁轭及定子 铁心齿部和轭部上的饱和程度,尤其是大幅度增大 定子齿部饱度,同时也增大了定子铁心铁耗,进而 降低电机效率,增大了电机温升。因此,在设计高 过载特性的电机时,应合理考虑电负荷和磁负荷的 分配,适当减小电负荷和增大磁负荷。

2 电机有限元仿真分析

2.1 电机结构参数

根据前文所研究的结果,为了验证齿槽转矩以 及电机温升各种因素,根据电机设计思想,选取的 电机主要结构参数如表1所示。

参数	参数值	参数	参数值
铁心外径/mm	180	磁钢牌号	N50H
铁心长度/mm	35	转子磁轭	10#
定子裂比	0.722	磁钢长度/mm	37
冲片材料	35WW300	气隙/mm	1

表1 电机结构参数

2.2 主要电磁性能分析

根据上表中电机的结构参数,开展电机的电磁 性能分析。

图 2 为常温下电机的空载反电动势仿真波形, 从图中可以看出,线反电势为117 Vpk。



图 2 空载线反电动势

图 3 为空载运行时相反电势的谐波分解结果, 3 次谐波 THD 为 1.4%, 而其他谐波分量接近于零, 反电势波形比较正弦。



图 3 空载线反电动势 A 相感应电动势 FFT 分解结果 图 4 为采用电压源仿真的转矩波形图,转矩为





图4 额定转矩仿真波形

图 5 为额定转矩下的电机三相电流波形,电流 为 3.7 A,电流波形正弦性较好。



图 5 额定电流仿真波形图

图 6 为峰值转矩仿真结果,其值为 51.07 Nm, 转矩波动为 0.37%。



图 6 峰值转矩仿真波形

2.3 转矩波动分析

针对电机转矩波动文章主要从极槽配合、磁钢 偏心距、定子槽口宽度、定子斜槽角度等参数进行 研究与分析,首先开展极槽配合分析,由图7可知 分数槽集中绕组结构具有较小的转矩波动,以及较 好嵌线操作性,考虑到转矩波动要求,通常要选择 在一个齿距内电机定转子所产生的齿槽转矩的周期 数尽量多的极槽配合,因此,选择44极54槽作为 本电机极槽配合的基本方案。



图 7 不同极槽配合与转矩波动关系

根据电机性能要求,选取表贴式外转子结构, 然后对转子磁钢偏心距、定子槽口、定子斜槽等影 响转矩波动的结构参数进行优化,具体分析结果如 图 8~10 所示。



图 9 不同槽口宽度与齿槽转矩关系

由图 8 可知随着削极偏心距的增加,转矩波动 呈下降趋势;由图 9 可知随着斜极角度的增加,齿 槽转矩线降低后增加,由图 10 可知槽口大小对齿槽 转矩的影响并不是呈线性关系的,同时槽口太大或



图 10 不同斜槽角度与齿槽转矩关系

太小会影响下线的工艺性。但是磁钢削极偏心距和 斜极角度增加,会降低电机的平均转矩,若要提高 平均转矩,需要增大电机电流及电机损耗,进而造 成电机温升增大,因此需要综合电机技术指标要求 及定转子其他设计参数设计值来确定磁钢削极偏心 距和斜极角度,偏心距选择55 mm,槽口选择2 mm 及斜槽角度选择0.6°。

2.4 电机冷却性能分析

电机温度分析网格剖分模型如 11 所示,采用全局六面体网格,给定子铁心和绕组赋予热源,为避免回流,把出口段延长,采用流量进口和压力出口, 采用 SST K-W 湍流模型的进行分析,另外采用二阶迎风格式。



图 11 电机温度分析网格模型

在额定工况下,对定子各部分施加相应的热流 密度和边界条件,进而对电机的变截面轴向水冷结 构进行冷却性能分析。绕组和定子铁心上分别添加 铜耗(417.44 W)、铁耗(3.93 W),环境温度设置为 22 ℃,冷却水入口温度为 20 ℃,流量为 4 L/min。 当电机运行达到稳定状态时,得到整体的温度场分 布、电机本体的温度分布以及定子绕组的温度分布 分别如图 12 所示。

从上图可以看出,对低温升液冷电机系统采用 变截面轴向强制水冷结构时,电机的最高温度为310 K,相对环境温度温升为17k,整机温升极低,可以 保障电机绕组绝缘和磁钢磁性能不被破坏。从分析 结果可以看出,变截面轴向强制水冷结构冷却效果 明显,大大改善绕组的温度分布,最高温度发生在 定子绕组端部,中部温度较低;同时也可以看出电 机的出口侧温度明显高于进口侧温度,从而能够保





3 试验验证

根据电机理论分析及仿真计算结果,设计并制造了一台额定转矩为 25 N·m,功率为1 kW 的低齿槽转矩低温升电机。实物如图 13 所示。



图 13 电机实物图

为了确认电机实物性能达成情况,搭建了电机 的对拖试验台和齿槽转矩试验台,如图 14 所示。

电机通过水冷装置通入 5 L/min 的冷却水,水 温为 20 ℃,控制电机在额定转速下运行。图 15 为 加载运行时电机相电流与电机输出转矩的关系曲线, 从图中可以看出电机输出转矩与相电流具有良好的 线性度,电机电磁材料饱和程度低,电机输出特性 良好,有利于系统精确控制,且与仿真结果仿真结 果基本一致,仿真结果具备一定的参考意义。

图 16 为机壳及绕组温度随时间变化曲线,由图 中可以看出,电机在运行 35 分钟后温度达到稳态, 电机绕组温度最高达到 43.6 ℃,机壳最高温度达到 19.8 ℃,机壳温升最高 1.4 ℃,实测值与仿真结果 仿真结果基本一致,仿真结果具备一定的参考意义。



图 16 实测温度 - 时间曲线

齿槽转矩设备带动被测电机以 0.1 r/min 的转速 正向运行,实测齿槽转矩如图 17 所示,由图可知, 齿槽转矩为 75 mNm。



基于改进 PWM 的低开关频率 SPMSM 电流纹波抑制

王永棋1,韩剑波1,刘亚男1,刘 铁2,骆 攀1,3,玉佰强3

(1. 中国核动力研究设计院 核反应堆系统设计技术重点实验室,成都 610213; 2. 海装北京局驻北京地区第六军代表室, 北京 100094; 3. 华中科技大学 人工智能与自动化学院,武汉 430074)

摘 要: 传统 SVPWM 由于其电压利用率高等优点被广泛应用在电机控制中,然而随着开关频率的降低,输出电流 纹波会加剧,其将面临系统损耗增加、输出转矩脉动等问题,对系统稳定性和动态性能带来不利影响。针对这一问 题,本文提出了一种基于改进混合 PWM 的电流纹波抑制策略。通过构建静止坐标系下的电流纹波矢量模型,分析 了低开关频率下的纹波加剧的原因。通过分析电压矢量作用时间和顺序与电流纹波之间的关系,选取了两种能够抑 制电流纹波的开关序列。通过在线计算不同序列的电流纹波并根据结果切换输出,实现了对低开关频率下电流纹波 的有效抑制。搭建了实物实验平台,实践验证了该抑制策略的有效性和可行性。

关键词: SVPWM; 低开关频率; 电流纹波抑制; 混合 PWM

中图分类号: TP273 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2024)06-0022-08

Suppression of Current Ripple in SPMSM With Low Switching Frequency Based on Improved PWM

WANG Yongqi, HAN Jianbo, LIU Yanan, LIU Yi, LUO Pan, YU Baiqiang

 Key Laboratory of Nuclear Reactor System Design Technology, China Nuclear Power Research and Design Institute, Chengdu 610213, China; 2. The Sixth Army Representative Room of the Beijing Bureau in Beijing, Beijing 100094, China; 3. Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China)

Abstract: SVPWM is widely used in motor control due to its advantages such as high voltage utilization. However, as the switching frequency decreases, the output current ripple intensifies, leading to issues like increased system losses and torque ripple, which adversely affect system stability and dynamic performance. To address this problem, this paper proposed a current ripple suppression strategy based on an improved hybrid PWM. By constructing a current ripple vector model in the stationary coordinate system, the reasons for the intensified ripple at low switching frequencies were analyzed. Through an examination of the relationship between voltage vector action time, sequence, and current ripple, two switching sequences capable of suppressing current ripple were selected. Effective suppression of current ripple at low switching frequencies was achieved by calculating the current ripple for different sequences online and switching the output based on the results. A physical experiment platform was established to validate the effectiveness and feasibility of the suppression strategy in practice.

Key words: SVPWM; low switching frequency; current ripple suppression; hybrid PWM

0 引 言

PWM 逆变器作为电力电子和电能变换技术中的

核心设备之一,在当前的工业应用中具有重要地位。 PWM 逆变器的特点包括输出容量大、易于获得电源 等,在变速驱动器(VSD)、不间断电源(UPS)以及

收稿日期: 2023-11-09

作者简介:王永祺(1992),男,工学硕士,工程师,研究方向为电力电子与电气传动。 韩剑波(1994),男,工学硕士,工程师,研究方向为电气控制。 刘亚男(1992),女,工学硕士,工程师,研究方向为反应堆仪控。 刘 轶(1983),女,工学硕士,工程师,研究方向为声学探测、自动控制专业。 骆 攀(1993),男,工学硕士,工程师,研究方向为电力电子及运动控制。 玉佰强(1993),男,工学博士,研究方向为电力电子及运动控制。

新能源发电等领域得到广泛应用,被工业界认可为 电力电子逆变器实现的主流方式。

由于逆变器在低开关频率运行时,能够有效减 小开关损耗,延长功率器件的使用寿命,因此高可 靠性要求的设备通常运行于低开关频率下,特别是 大功率的设备。为了降低开关损耗和散热压力,提 高整体效率,需要降低开关频率。传统 SVPWM 由 于其电压利用率高等优点被广泛应用在电机控制中, 然而随着开关频率的降低,输出电流纹波会加剧。 进而导致系统损耗增加、输出转矩脉动,对电流控 制及转子位置估计带来不利影响。

目前有许多国内外学者对低开关频率下的 PMSM 电流谐波抑制问题进行了分析与讨论^[1,2],一 类是对电流环控制器进行直接的补偿。贾诚利提出 了一种基于电机的有限元模型参数,训练并搭建了 转矩观测器模型,然后利用其观测到的转矩信息设 计得到谐波补偿电流^[3]。该类方法原理简单,但受 逆变器开关频率的限制,难以保证高次谐波的注入 精度,且谐波提取方法的准确性和实时性难以保证。 另一类方法从调制方式入手,通过直接改变调制方 式减小输出电流谐波。这类方法可以基于频域或者 时域实现。频域上的方法旨在消除部分次数的谐 波^[4-7]。齐昕提出的采用的特定次谐波消除脉宽调 制策略(Selective Harmonic Elimination PWM, SHEP-WM),通过对电压波形做傅里叶级数展开,设其基 波幅值等于期望值、特定次数的谐波幅值为零,根 据求解结果控制开关角,即可消除特定次数的谐 波^[4]。但频域上的分析通常涉及到复杂的超越方程 求解,这意味其无法实现在线运算,实时性较差。 对于时域上对电流纹波的抑制。王岳东提出将输出 电流拆分为基波电流和高频谐波电流,将其投影在 两相静止坐标系上,通过拆分和组合有效电压矢量, 实现了在不提高开关频率的前提下降低电流纹波^[8]。 徐成则更进一步引入了混合调制的思想,将空间矢 量的各扇区进一步划分为多个子扇区,再对所有可 用的电压序列遍历,得到每个区域内对应的电流纹 波最小的电压序列^[9]。在实际控制时,采用查表的 方式选用纹波最小的调制方式。

通过上述的参考文献可以发现,目前的方法针 对低开关频率下输出电流的纹波抑制有很多方法, 但是并未有时域上的方法能够结合混合 PWM 下的电 压序列与能量损耗进行系统性的分析,从而导致最 小电流纹波和最小能量损耗不能兼得。为了克服传 统方法的不足,实现对电流纹波的抑制,本文提出 了一种基于改进混合 PWM 的电流纹波抑制策略。首 先,构建了静止坐标系下的电流纹波矢量模型,说 明了低开关频率下的纹波加剧的原因。然后分析了 基本电压矢量的作用顺序和时间分配对电流纹波的 影响,并选取了两种候选的开关序列。最后通过在 线计算两种候选的开关序列的电流纹波,并根据纹 波大小进行切换输出,从而实现了对电流纹波的抑 制。最后,通过仿真和实验对该调制方法做出了进 一步的验证。

1 电流纹波的矢量模型和影响因素 分析

三相两电平电压源逆变器(Voltage Source Inverter, VSI)由六个开关管构成,三个桥臂共能构成两个 零序矢量和六个有效矢量。这些矢量划分了六个扇 区,如图1所示。



图 1 VSI 的 8 个电压矢量

为了方便分析电流纹波的产生过程,将 VSI 输出的斩波电压等效为正弦基波电压和高频谐波电压。 以A相为例,正弦基波电压等于基波电流在电机绕 组电感、电阻中产生的压降与反电动势之和,高频 谐波电压等于电流纹波在绕组电感和电阻中的压降, 输出电压 V_{as}由基波电压 V_{af}与高频谐波电压 V_{ah}构 成,定子电流 i_{as}也可分为基波电流 i_{af}与电流纹波 i_{ab}。因此有

$$V_{as} = R_s i_{as} + L_s \frac{\mathrm{d}i_{as}}{\mathrm{d}t} + e_a \tag{1}$$

$$V_{af} = R_s i_{af} + L_s \frac{\mathrm{d}i_{af}}{\mathrm{d}t} + e_a \tag{2}$$

式(1)减去式(2)即可得到高频分量的电压方程,为 了简化分析,忽略电阻压降的影响,得到:

$$V_{ah} = R_s i_{ah} + L_s \frac{\mathrm{d}i_{ah}}{\mathrm{d}t} \approx L_s \frac{\mathrm{d}i_{ah}}{\mathrm{d}t} \tag{3}$$

将其转换到 αβ 坐标系上,得到

$$V_{\alpha\beta h} = L_s \frac{\mathrm{d}i_{\alpha\beta h}}{\mathrm{d}t} \tag{4}$$

对式(4)左右两侧同时对时间进行积分,可以得到每

$$i_{\alpha\betah} = (V_n - V_{ref}) T_n / L_s \tag{5}$$

式中, $V_n(n \in [0, 7])$ 为基本电压矢量, T_n 为基本电压矢量对应的作用时间。



(a)误差电压矢量产生示意图 (b)电流纹波矢量与开关频率关系图

图 2 误差电压与电流纹波矢量图

为了提高电流环带宽,本文基于双更新模式进行分析。以 SVPWM 的扇区 I 为例,设矢量 V_0 、 V_1 、 V_2 和 V_7 的作用时间分别为 $T_2/2$ 、 T_1 、 T_2 和 $T_2/2$,且 $T_s = T_z + T_1 + T_2$ 。根据式(5)可以得到其对应的电流 纹波矢量 i_{0h} 、 i_{1h} 、 i_{2h} 和 i_{3h} ,如:

$$\begin{cases} i_{00h} = 0.5 \cdot \frac{(0 - V_{ref}) T_z}{L_s} \\ i_{01h} = \frac{(V_1 - V_{ref}) T_1}{L_s} \\ i_{02h} = \frac{(V_2 - V_{ref}) T_2}{L_s} \\ i_{03h} = 0.5 \cdot \frac{(0 - V_{ref}) T_z}{L_s} \end{cases}$$
(6)

为了更直观地分析和对比,根据式(6)将对应的 电流纹波矢量绘制在 αβ 坐标系上。并以电流纹波矢 量离原点 O 最远的距离为半径,以原点 O 为圆心作 圆,绘制一条反映最大电流纹波的等纹波线,如图 2 (b)所示,等纹波线半径越大,代表电流纹波越大。

不难发现,当开关频率较高时,基本电压矢量的 作用时间短,等纹波线靠近原点,即整体电流纹波 小;当开关频率较低时,电压作用时间变长,等纹波 线远离原点,即整体电流纹波增大。因而在低开关频 率下电流纹波的影响会加剧,改善电流纹波的需求更 为迫切。

2 开关序列的选取与电流纹波大小对 比分析

SVPWM下开关频率对电流纹波的影响主要体现 在其对各基本电压矢量作用时间的影响,这说明基 本电压矢量作用时间的大小直接与电流纹波相关。 因此,在开关频率与合成电压矢量不变的前提下, 可以尝试通过拆分和移动基本电压矢量,使其作用 时间改变,从而对电流纹波产生影响。

首先确定电压矢量合成方式的两个前提:

(1)为了保证整体平均开关频率不增加,每个开 关周期内,三相总开、关次数需为六次。可以每相各 开关一次,也可以三相分别开关零次、一次和两次。

(2)为了保证不同电压合成方法切换时不产生额 外的开关动作,起始和结束时的电压矢量为同一个。 同时为了在不同扇区切换时也不产生额外开关动作, 本文采用电压矢量 *V*₀(000)作为每个 PWM 周期的起 始和结束电压矢量。

根据上述两个前提,可以得到三种参考电压矢量 合成方式,依次将其成为序列一、序列二和序列三, 如图 3 所示。



图 3 三种参考电压矢量合成方式

序列一通过对 V_0 的作用时间在零电压矢量整体 作用时间中的占比 k_1 做出调整来改变电流纹波大小, 如图 3(a)所示。由式(5)得到序列一的电流纹波矢 量计算式(7)。为了直观地展现序列一改变电流纹 波的方式,将不同的 V_{ref} 和 k_1 下的电流纹波矢量绘制 在 $\alpha\beta$ 坐标系下,如图 4 所示。可以看到,在图 4 (a)中, k_1 值的增大会加剧电流纹波,而在图 4(b) 中,则会抑制。



图 4 序列一的作用时间示意以及不同情况下电流纹波 与 k₁关系图

$$\begin{cases} i_{10h} = (0 - V_{ref})k_1 T_z / L_s \\ i_{11h} = (V_1 - V_{ref}) T_1 / L_s \\ i_{12h} = (V_2 - V_{ref}) T_2 / L_s \\ i_{13h} = (0 - V_{ref}) (1 - k_1) T_z / L_s \end{cases}$$
(7)

序列二通过改造有效电压矢量 V₁来改变电流纹 波大小。同理可得式(8),在不同条件下,k₂值的增 大同样既可能加剧也可能抑制电流纹波。

$$\begin{cases} i_{20h} = (0 - V_{ref}) T_z / L_s \\ i_{21h} = (V_1 - V_{ref}) k_2 T_1 / L_s \\ i_{22h} = (V_2 - V_{ref}) T_2 / L_s \\ i_{23h} = (V_1 - V_{ref}) (1 - k_2) T_1 / L_s \end{cases}$$
(8)

不同于序列一和序列二,序列三使用了三个有效 电压矢量和一个零电压矢量。将序列一和序列三的电 流纹波矢量绘制在同一坐标系下进行比较,如图 5 所 示。红色线是序列一的电流纹波,轨迹为 OABC,紫 色线是序列三的电流纹波,轨迹为 OA'DE。

对于相同的参考电压矢量,设序列一 $V_{0,7}$ 、 V_1 和 V_2 的作用时间分别为 T_{10} 、 T_{11} 和 T_{12} ,序列三的 V_0 、 V_1 、 V_2 和 V_3 的作用时间分别为 T_{30} 、 T_{31} 、 T_{32} 和 T_{33} 。根据矢量合成原理有

$$\begin{cases} \mid V_1 \mid T_{11} + \mid V_2 \mid T_{12}\cos(\pi/3) = \mid V_1 \mid T_{41} + \\ \quad \mid V_2 \mid T_{42}\cos(\pi/3) - \mid V_3 \mid T_{43}\cos(\pi/3) \\ \mid V_2 \mid T_{12}\sin(\pi/3) = \mid V_2 \mid T_{42}\sin(\pi/3) + \\ \quad \mid V_3 \mid T_{43}\sin(\pi/3) \end{cases}$$

根据式(9)以及 $T_{s=}T_{10+}T_{11+}T_{12=}T_{30+}T_{31+}T_{32+}$ T_{33} ,可以得到

$$\begin{cases} T_{10} = T_{30} + T_{33} \\ T_{11} = T_{31} - T_{33} \\ T_{12} = T_{22} + T_{32} \end{cases}$$
(10)

令序列一的 V_0 作用时间等于 T_{30} ,则序列一的 V_7 作用时间为 $T_{10} - T_{30} = T_{33}$ 从而有 | OA | = | OA' | , 并且因为 $T_{11} < T_{41}$,所以 | OB | < | OD | 。

由以上分析可知,序列一的 V₇作用时间与序列 三的 V₃作用时间相等,由图 5 所示,并根据余弦定 理可以得到误差电压矢量关系。

$$|V_3 - V_{ref}| =$$

 $\sqrt{|V_{ref}|^2 + |V_3|^2 - 2|V_{ref}||V_3|\cos\theta_{v_3_ref}}$ (11) 式中, $\theta_{v_3_ref}$ 是矢量 V_{ref} 和 V_3 的夹角, 且 $\pi/3 < \theta_{v_3_ref} < 2\pi/3_{\circ}$

又因为 $|V_3| \ge |V_{ref}|$,可以得到 $|V_3 - V_{ref}| > |V_{ref}|$,从而根据式(5)知道|OC| < |OE|。综上可得,序列一总是存在电流纹波比序列三小的情

况,从而本文不采用序列三。



图 5 序列一和序列三的电流纹波矢量比较

序列一和序列二的电流纹波在不同调制比 m_{ind} 下以及不同的 k_1 、 k_2 取值下有着不同大小关系。如 图 6 所示,对于相同的 V_{ref} ,当 $k_1 = k_2 = 0.5$ 时,序 列一的电流纹波随着 m_{ind} 的增大而加剧,序列二则 相反。而当二者 m_{ind} 相同时, $k_1 \pi k_2$ 的取值同样会影 响到序列—和序列二之间的电流纹波大小关系。因 而,可以综合这两种序列,通过在不同的工况下选 择合适序列和 k_1 、 k_2 ,使电流纹波始终保持最小。

3 基于改进混合 PWM 的电流纹波 抑制

由于在低开关频率下,一个控制周期电机能转 数十电角度,因而需要考虑反电动势的影响。也就 是说,参考电压矢量应该随着反电动势转动。当参 考电压矢量转动时,误差电压矢量也随之变化。

在前面的讨论中使用电流纹波的最大值来衡量 纹波大小,为了体现电流纹波的功率,并便于整体 考虑,这里引入电流纹波均方根值用于评估电流纹 波大小^[10]。以序列一为例,这里仅考虑载波上升 段,并假设转速 ω_e >0,其他情况同理可得。αβ 坐 标系下的一个控制周期电流纹波 RMS 值定义如下

$$\text{RMS}_{SEQ1} = \sqrt{\frac{\int_{0}^{T_{s}} |\dot{i}_{\alpha\beta\hbar}(t)|^{2} dt}{T_{s}}}$$
(12)

其中,

(9)

case 1:
$$t \in [k_{z}T_{z}, k_{z}T_{z} + T_{1}]$$

 $i_{\alpha\betah}(t) = -V_{ref}T_{rotane}(t)/L_{s}$
case 2: $t \in [k_{z}T_{z}, k_{z}T_{z} + T_{1}]$
 $i_{\alpha\betah}(t) = (-V_{ref}T_{rotane}(t) + V_{1}(t - k_{z}T_{z}))/L_{s}$
case 3: $t \in [k_{z}T_{z}, k_{z}T_{z} + T_{1}]$
 $i_{\alpha\betah}(t) = (V_{ref}T_{rotate}(t) + V_{1}T_{1} + V_{2}(t - k_{z}T_{z} - T_{1}))/L_{s}$
case 4: $t \in [k_{z}T_{z}, k_{z}T_{z} + T_{1}]$
 $i_{\alpha\betah}(t) = (-V_{ref}T_{rotate}(t) + V_{ref}T_{s})/L_{s}$
(13)
 $T_{a}(t) = (e^{i\omega_{e}(t - T_{s}/2)} - e^{i\omega_{e}T_{s}/2})/(i\omega_{e})$
(14)



图 6 k₁ = k₂ = 0.5 时序列一和序列二在不同调制比下的 电流纹波矢量: mind_a < mind_b 以及在相同调制比下 序列一和序列二取不同 k₁ 和 k₂ 值时的电流纹波矢量

直接由式(12)、式(14)求解电流纹波均方根计 算量太大,难以在线求解,需进行简化运算,对 *T*_{rotate}(*t*)幂级数展开,并保留二阶,如下

$$T_{\text{rotate}}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\left(j\omega_e\left(t - \frac{T_s}{2}\right)\right)^n}{j\omega_e \cdot n!} - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\left(\frac{j\omega_e T_s}{2}\right)^n}{j\omega_e \cdot n!} \approx t + \frac{j\omega_e t(t - T_s)}{2}$$
(15)

由于 V_1 和 V_2 的幅值一样,设为 V_m , V_{ref} 可以用 T_1 , T_2 , T_s 以及 V_m 表示。且因为 T_s 和 V_m 是常数, ω_e 在一个控制周期内可以认为是不变的,所以 RMS_{SEQ1} 可以表示为 k_1 的函数。令

$$f_1(k_1) = \text{RMS}_{\text{SEQ1}}^2 = \frac{V_m^2}{120L_s^2 T_s^2} (Q_{10} + Q_{11}k_1 + Q_{12}k_1^2)$$
(16)

其中, Q₁₀、Q₁₁和Q₁₂在一个控制周期内可以认为是 不变的, 其表达式如式(17)至式(19)。

当*f*₁(*k*₁)取最小值时,则电流纹波均方根最小。 由式(16)和式(19)可知,对于某个给定的参考电压 矢量来说 *f*₁(*k*₁)是个开口向上的抛物线,为求 *f*₁ (*k*₁)最小值,需要对 *k*₁求导,如式(20)。

$$Q_{10} = 5T_1^4 (8 + 3\sqrt{3}T_2\omega_e) + T_2^2 (40T_2^2 - 80T_2T_s) + 10T_1^3 (-8T_s + 3\sqrt{3}T_2^2\omega_e + T_2 (8 - 2\sqrt{3}T_s\omega_e)) + T_1T_2 [-180T_2T_s + 5\sqrt{3}T_2^3\omega_e - 10T_2^2] (-14 + \sqrt{3}T_s\omega_e)] + T_1^2 [-120T_2T_s + 20\sqrt{3}T_2^3\omega_e - 30T_2^2 (-6 + \sqrt{3}T_s\omega_e)] + T_s^2 (40 + T_s^2\omega_e^2) (T_2^2 + T_1T_2 + T_1^2)$$
(17)

$$Q_{11} = +T_1T_2(-12T_s + 2\sqrt{3}T_2^2\omega_e + T_2(30 - 3\sqrt{3}T_s\omega_e)) - 3T_1^2(4T_s - 2\sqrt{3}T_2^2\omega_e + T_2(-6 - \sqrt{3}T_s\omega_e)) - 10(T_1 + T_2 - T_s)(12T_2^2(T_2 - T_s)) + 4T_1^3(3 + \sqrt{3}T_2\omega_e))$$
(18)
$$Q_{12} = 30(T_1 + T_2 - T_s)^2$$

$$(4T_{2}^{2} + (T_{1}^{2} + T_{1}T_{2})(4 + \sqrt{3}T_{2}\omega_{e}))$$
 (19)

$$\frac{\partial f_1(k_1)}{\partial k_1} = \frac{V_m^2}{120L_s^2 T_s^2} (Q_{11} + 2Q_{12}k_1)$$
(20)

当 - $Q_{11}/2(Q_{12}) \in [0, 1]$,由于 $Q_{12} > 0$,则 $k_z = -Q_{11}/2(Q_{12})$ 时 $f_1(k_1)$ 取得最小值。当 $-Q_{11}/2(Q_{12}) < 0$,则 $k_z = 0$ 时 $f_1(k_1)$ 最小;当 $-Q_{11}/2(Q_{12}) > 1$,则 $k_1 = 1$ 时, $f_1(k_1)$ 最小。

从图 3(a)可以看出,其载波上升段和下降段的 电压矢量作用顺序不一样,因而其电流纹波 RMS 计 算方法也不一致,但其计算方式基本一致,这里不 再赘述。

对于序列二,同理可得

$$f_2(k_2) = \text{RMS}_{\text{SEQ2}}^2 =$$

 $\frac{V_m^2}{120L_s^2 T_s^2} (Q_{20} + Q_{21}k_2 + Q_{22}k_2^2 + Q_{23}k_2^3)$ (21)

由式(21)可知,对于某个给定的参考电压矢量 来说, T_1 和 T_2 为常数, $f_2(k_2)$ 是个一元三次函数, 基于相似的原理,可以求解得到 $f_2(k_2)$ 的最小值。



图7 实验平台

通过动态切换两种序列,实现了所有电压矢量 角度下的最小电流纹波输出。改进 PWM 在硬件上的 实现过程主要分为两步:一是根据第1章中的计算 公式得到序列一和序列二的值以及 k₁和 k₂值;二是 根据计算的结果,对两个序列进行控制和切换。

4 实验结果与分析

为了验证基于改进混合 PWM 的电流纹波抑制策略(以下简称改进抑制策略)的可行性,本节在图 7 所示的实验平台上进行相关的实验。开关频率为 1kHz, PWM 更新方式采用双更新,即在三角载波下

为了充分体现本文所提 PWM 混合序列的纹波抑制效果,除了与传统 SVPWM 进行对比以外,还选取了文献[8]中的纹波抑制方案作对比。为了后续描述方便,把文献[8]的 PWM 称为 NPWM,把本文提出的改进的混合 PWM 称为 HPWM。

为了清晰地体现改进 PWM 的序列切换过程,分 别在低和高两种开关频率下(分别对应 1kHz 和 10kHz), 三种不同的调制比下(电流频率 f,为 100Hz, 120Hz 和 140Hz, 对应调制比约为 0.84、 1.00 和 1.15) 进行实验, 负载给定为 5Nm, 得到了 不同序列、不同调制比下的电流纹波 RMS 值,如图 8、图9和图10。当m_{ind}=0.84时,从图8(a)可以 看出,序列一的 RMS 值总是小于序列二,故此时 的混合 PWM 以序列一为主,由于开关频率低,数 据点数较少,其 RMS 波形的形状不明显,而在高 开关频率下可以清晰看到纹波 RMS 的变化过程, 如图 8(c) 所示。当 m_{ind} = 1.00 时, 从图 9 可以看 出,改进 PWM 策略根据在线计算的纹波 RMS 值在 两种开关序列中切换; 当 m_{ind} = 1.15 时, 从图 10 可以看出,此时的混合 PWM 以序列二为主。电机 运行频率为100Hz时,改进混合序列与序列一的 RMS 曲线一致,并且随着电机运行频率降低,序 列一和序列二的 RMS 曲线也不会相交,也就是说, 电机低频率运行时改进混合序列与序列一总是保持 一致的。对于本文的测试电机来说,改进混合序列 的优势在于高调制比运行段,额定转速以下运行时 情况与额定转速运行时类似,因此,本文仅在额定 转速及以上做验证实验。



图 8 电机运行在 1500r/min 时序列一、二以及改进混合 PWM 在不同开关频率下的电流纹波 RMS 值





图 10 电机运行在 2100r/min 时序列一、二以及改进混合 PWM 在不同开关频率下的电流纹波 RMS 值

在开关频率 f_s = 1kHz,负载给定为5Nm,三种不同的调制比下(电流频率 f_e 为 100Hz,120Hz 和 140Hz),进行实验,得到了不同调制方式、不同调制比下的定子电流及其频谱图,如图11~图13所示。



图 11 SVPWM 在 5Nm 负载时 A 相电流的时域图和频谱图







图 13 HPWM 在 5Nm 负载时 A 相电流的时域图和频谱图

从图 11 (b)、图 11 (d)和图 11 (f)可以看到, SVPWM 的 THD 值随着转速的上升而增大,即在低 调制比下,其电流谐波占比较小。同时,在一倍开 关频率和二倍开关频率两侧的电流谐波最为明显。 这些谐波对应频率分别为 $f_s + 2f_e$, $f_s + 4f_e$ 和 $2f_s + 2f_e$ 。 当调制比增大时, $f_s + 2f_e$ 和 $f_s + 4f_e$ 对应的谐波有所增 大; $2f_s + f_e$ 对应的谐波有所减小。图 12 (b)、图 12 (d)和图 12 (f)则说明, NPWM 的 THD 值随着调制 比增大而减小。其谐波主要分布在 $f_s + 2f_e$ 、 $2f_s + f_e$ 和 $2f_s + 2f_e$ 。当调制比增大时, $f_s + 2f_e$ 和 $2f_s + 2f_e$ 对应的 谐波有所增大; $f_s + f_e 和 2f_s + f_e$ 对应的谐波有所减小。 图 13(b)、图 13(d)和图 13(f)可以看到,混合 PWM的THD值也是随着调制比增大而减小。其电 流谐波在不同调制比下的分布情况较为复杂。

对比图 11 和图 12(b)、图 12(d)和图 12(f), 发现对于 NPWM,其频率为 $f_s + f_e$ 的谐波大于 SVP-WM,而 $f_s + 2f_e$ 、 $f_s + 4f_e$ 和 $2f_s + f_e$ 的谐波小于 SVP-WM。SVPWM 在低调制比下的 THD 值明显小于 NPWM;相反,在高调制比下明显大于 NPWM,这 和本文在第2节的分析是一致的,NPWM 只在高调 制比下有较好的减小电流谐波的效果。

对比图 11(b)、图 12(b)和图 13(b),发现图中 HPWM 的电流谐波的频率分布与 SVPWM 近似。这 是因为在低调制比下,HPWM 主要是序列一起作用, 其谐波与 SVPWM 相近。同时,由于 HPWM 针对低 开关频率做了优化,考虑了一个 PWM 周期内的角度 变化,所以其 THD 值不仅小于 NPWM,还要小于普 通的 SVPWM。

对比图 11(d)、图 12(d)和图 13(d),发现在 f_s 附近的电流谐波 $f_s + f_e$ 、 $f_s + 2f_e$ 和 $f_s + 4f_e$ 相较于 SVP-WM 和 NPWM 都较小;在 2 f_s 附近的电流谐波 2 $f_s + f_e$ 和 2 $f_s + 2f_e$ 与 NPWM 相似。这是因为在该调制比下, HPWM 在序列一和序列二间来回切换,与图 9 相符。 同时,序列二使用,导致 2 f_s 附近谐波电流不可避免 的增大。不过总体上,该调制比下 HPWM 的 THD 小于 SVPWM 和 NPWM。

对比图 11(f)、图 12(f)和图 13(f),发现图中 HPWM 的电流谐波的频率分布与 NPWM 近似。因为 在此调制比下,序列二比序列一有更好的谐波效果, 所以混合 PWM 主要采用的是序列二。同时,由于考 虑了低开关频率的影响,所以其 THD 值不仅小于 SVPWM,还要小于 NPWM。

综上所述,实验结果表明,在不同调制比下, 本文提出的混合 PWM 均能够有效减小输出电流 谐波。

5 结 语

本文的电流纹波抑制方案针对因 PWM 产生的电流纹波问题,提出了有效的改善措施。因 PWM 产生的电流纹波随着开关频率的降低而增大,是电流 THD 增大的主要原因。针对此问题,首先建立了电流纹波的矢量模型,并分析了开关频率与电流纹波 的关系,即电流纹波随着开关频率降低而逐渐加剧。 然后改变基本电压矢量的作用顺序和时间分配得到 不同的 PWM 序列,并通过对不同 PWM 序列的电流 纹波进行对比,得到了两种候选 PWM 序列。最后根 据实时在线计算的电流纹波 RMS 值大小,在两种序 列间切换输出,从而达到抑制电流纹波的目的,并 用实验验证了所提改进的 PWM 算法对电流纹波抑制 的有效性与可行性。

参考文献

- Boys J T, Handley P G. Harmonic Analysis of Space Vector Modulated PWM Waveforms[J]. IEEE Proceedings B (Electric Power Applications), 1990, 137: 197-204.
- [2] D G Holmes. A General Analytical Method for Determining the Theoretical Harmonic Components of Carrier Based PWM Strategies.
 Conference Record of 1998 IEEE Industry Applications Conference
 [C]. Thirty-Third IAS Annual Meeting, 1998: 1207-1214.
- [3] 贾诚利. 基于电流补偿的永磁同步电机转矩波动抑制研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学, 2021.
- [4] 齐昕,杨康,王辰宇,等.具有低开关频率特性的指定谐波抑制
- (上接第21页)



图 17 齿槽转矩波形

4 结 语

文章针对低齿槽转矩低温升液冷电机进行关键 技术研究,经过理论分析,结合有限元仿真分析方 法完成电机技术方案设计,电机齿槽转矩和温升达 到了技术要求,并完成电机实物加工。搭建齿槽转 矩和负载性能及温升测试台完成测试,综合应用了 电磁与温度场有限元仿真分析技术,与试验结果对 比,电机实物测试与仿真结果基本一致,验证了设 计方案和理论分析方法的正确性,为同类电机的研 究与设计提供了参考。 预测控制方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(24): 8995-9005.

- [5] Swift F, Kamberis A. A New Walsh Domain Technique of Harmonic Elimination and Voltage Control in Pulse-Width Modulated Inverters
 [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1993, 8 (2): 170-185.
- [6] Yang K, Zhang Q, Yuan R, et al. Selective Harmonic Elimination With Groebner Bases and Symmetric Polynomials [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(4): 2742-2752.
- [7] 吴雪峰,陈洁莲,王雄,等.一种用于三电平能馈逆变器的改进
 型特定次谐波消除脉宽调制算法[J].控制与信息技术,2021
 (03):14-19.
- [8] 王岳东. 三相电压型 PWM 变换器调制方法及电流纹波研究[D]. 重庆: 重庆大学, 2016.
- [9] 徐成.提高永磁同步电机控制性能的电流控制与调制方法研究 [D].重庆:重庆大学,2020.
- [10] Narayanan G, Ranganathan V T. Analytical Evaluation of Harmonic Distortion in PWM AC Drives Using the Notion of Stator Flux Ripple
 [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(2): 466-474.

参考文献

- [1] 孙权. 永磁无刷直流电动机结构对转矩脉动的影响[J]. 微特 电机, 2012, 40(5): 16-18.
- [2] 宋洪珠,韩力.极弧系数与极槽配合对直驱永磁同步发电机齿槽转矩的影响[J].微电机,2011,44(12):10-13,37.
- [3] 于慎波,孙丹,赵海宁.永磁体廓形对永磁同步电主轴转矩脉动的影响[J].组合机床与自动化加工技术,2019(10):70-72.
- [4] De La Ree J, Boules N. Magnet Shaping to Reduce Induced Voltage Harmonics in PM Machines with Surface Mounted Magnets [J].
 IEEE Transactions on Energy Conversion. 1991, 6(1): 155-161.
- [5] 吴学轩.水冷机座水道结构对电机散热的影响分析[J].电机 技术,2022(2):9-12.
- [6] 罗骁,石魏,刘文弢,等. 电动汽车水冷电机散热影响因素研 究[J]. 客车技术与研究, 2021, 43(2): 21-23.
- [7] 杨学威. 一体式水冷电机壳结构设计与优化[D]. 上海: 上海 交通大学, 2017.
- [8] Liang P , Chai F , Shen K , et al. Thermal Design and Optimization of a Water-cooling Permanent Magnet Synchronous in-wheel Motor [C]. 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2019.

基于分离变量法的功率碳化硅器件热场分析

李茂泉, 郗珂庆, 尹海韬, 王志业, 贾 萍 (西安航天动力测控技术研究所, 西安 710025)

摘 要:针对电机驱动中 SiC MOSFET 模块发热及其在自身器件内热量传导问题,分析功耗来源和计算方法,计算 功率器件工作时的功耗,建立功率器件热模型,结合模块属性和参数,列出传热方程并确定边界条件,最终得出一 种基于分离变量法快速计算功率器件内某点热量的方法。将数值计算结果分别与 Icepak 中得到的仿真结果和实际工 程测量结果对比,验证此计算方法的准确性,为设计阶段功率器件的选型和热量计算提供有效参考和借鉴。 关键词: SiC MOSFET;热损耗;热模型;热量计算 中图分类号: TP272 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2024)06-0030-06

Thermal Field Analysis of Power Silicon Carbide Devices Based on Separation Variable Method

LI Maoquan, XI Keqing, YIN Haitao, WANG Zhiye, JIA Ping (Xi'an Aerospace Propulsion Testing Technology Research Institute, Xi'an 710025, China)

Abstract: Aiming at the heating of SiC MOSFET module in motor drive and its heat conduction in its own device. The source and calculation method of power consumption were analyzed, and the power consumption of the power device was calculated. The thermal model of the power device was established, the heat transfer equation was listed and the boundary conditions were determined according to the model properties and parameters. Finally, a method based on the separation variable method to calculate the heat of a certain point in the power device was presented. The numerical calculation results were compared with the actual process measurement results, and the simulation results obtained in Icepak were also compared to verify the accuracy of the calculation method, which provided an effective reference for the selection of power devices and heat calculation in the design stage.

Key words: SiC MOSFET; heat loss; thermal model; thermal calculation

0 引 言

电机驱动中的功率开关器件 SiC MOSFET 在工 作过程中,电流流过 SiC MOSFET 器件沟道,就会 产生传导损耗。在开关动作瞬间,无法避免电压与 电流上升下降过程中的交叉重叠,从而产生开通关 断损耗。传导损耗和开通关断损耗都会消耗电能产 生热量,单位时间内消耗的电能定义为功率损耗。 功率器件工作期间因损耗产生的热量会使其温度升 高。每个功率器件都有一个最高允许工作温度,违 例会降低器件的性能并损坏器件。功率器件的温度 监测在保障器件安全性中起着至关重要的作用^[1]。 据统计,55%的电子设备失效是温度超过允许值引 起的^[2]。交流变频器中约 38% 的故障是由功率器件 故障引起的^[3]。在高温工作状态下,功率器件失效 的主要原因是内部分层和键合点接触电阻增大^[4]。 所以监测电机驱动中功率开关器件的温度,避免其 工作在高于正常工作温度的高温下至关重要。另外, 最大工作温度限制了功率模块的功率密度,并深刻 影响系统的总体尺寸和成本。因此,准确可靠地计 算功率开关器件结温以及分析整个功率模块中各点 温度分布是电机驱动设计过程的关键环节^[5]。

1 SiC MOSFET 器件功耗分析计算

1.1 器件功耗分析

在硬开关变换器中,器件进行开关变换时器件 的电压与电流有重叠,这种重叠导致开通关断损耗。

收稿日期: 2023-10-31

作者简介: 李茂泉(1999), 男, 硕士研究生, 研究方向为机电伺服控制系统。

在器件导通状态下,器件上的电压降会导致导通损 耗^[6]。具体解释借助图1和图2。



图 1 SiC MOSFET 电流开关特性的基本电路图

图1显示了一个 DC - DC 降压变换器^[7],这种 拓扑结构是 SiC MOSFET 器件的基本构建块。SiC MOSFET 器件导通波形如图2所示,栅极驱动电压 $V_{gs} 在 t = 0$ 时瞬间从0变化到V,远高于器件的 $V_{gs(th)}$ 。在导通延迟时间 $t_{d(on)}$ 期间,栅极电压上升 到 $V_{CS(th)}$ 。超过这一点,栅源电压继续上升,漏极 电流开始增加。在上升阶段中,由于导电二极管的 作用,漏极电压被限制在 V_D ,当 I_d 等于 I_L 时,由于 MOSFET 处于有源区,栅源电压被钳位在 V_p (米勒平 台)。因此,栅极电流变得恒定,这使米勒电容 C_{gd} 充电,并迫使漏源极电压下降,降至 V_{DS} 后栅源极电 压变为无钳位并继续上升至 V_D ,超过这一点,传导 损耗如图2所示。

1.2 功率器件功耗计算

SiC MOSFET 功耗 P 由导通损耗 P_e 、开关损耗 P_{sw} 和开关过程中的其它损耗组成,其它损耗相较于 导通损耗和开关损耗很小可以忽略不记。导通损耗 P_e 与导通电阻 R_{on} 和有效电流 I_r 相关,导通电阻 R_{on} 受温度 T_k 影响,取 25℃下导通电阻 R 为参考值,计 算公式为

$$R_{\rm on} = R \times (T_k/300)^{2.3} \tag{1}$$

计算公式中 T_k取值为开尔文温度,根据温度确 定导通电阻值,可计算导通损耗 P_e,计算公式为

$$P_c = I_r^2 \times R_{\rm on} \tag{2}$$

SiC MOSFET 的开关损耗 P_{sw} , 分为开通损耗和 关断损耗, 分别记为 P_{swon} 和 P_{swonf} ,

$$P_{\rm sw} = P_{\rm swon} + P_{\rm swoff} \tag{3}$$

$$P_{\rm swon} = \frac{V_{\rm ds} \times I_{\rm dm} \times t_r}{2T} \tag{4}$$

$$P_{\text{swoff}} = \frac{V_{\text{ds}} \times I_{\text{dm}} \times t_f}{2T} \tag{5}$$

式中, V_{ds} 和 I_{dm} 分别为漏源极两端关断后的电压值和 导通后的最大电流。 t_r 为开通上升时间, t_f 为关断下 降时间,T为整个周期时间。MOSFET 总功耗可用如



图 2 MOSFET 导通关断开关周期(导通过程为 a - d, 关断过程为f-i, e为开通损耗, j为关断损耗) 式(6)计算得到:

$$P = P_c + P_{sw} \tag{6}$$

2 SiC MOSFET 器件热模型

了解 SiC MOSFET 的结构是了解器件内功率损 耗分布的前提, SiC MOSFET 通常是垂直结构,器件 的顶部包含源极和栅极,底部用于漏极连接,基本 单元示意图如图 3 所示。

热量是在整个掺杂区、JFET 区、大部分漂移区 和衬底区产生的。由于半导体器件材料的导热率很 高,SiC 约为 370W/m/K,热流几乎均匀地扩散到整 个器件。通常认为半导体器件的损耗分布是均匀的。 简化功率器件为一个三维单层矩形结构如图 4 所示, 内部不产生热量,顶部表面有一个热源,底部与恒

Intermediate insolition dielectric insolition Gate (Polysilicon) Gate oxide N" source P;P" body IFET region N" substrate region Drain

图 3 垂直扩散功率 SiC MOSFET 基本单元截面 定温度的散热片连接。这种简化方法的合理性来自 于侧面和顶部表面由塑料封装,在 SiC MOSFET 和 塑料外壳之间的间隙由硅胶填充,顶部和侧面塑料 壳外并不具备良好的散热条件。另外,由于热润滑 脂层的存在,不同层之间的完美热接触也是合理的。 所以可以认为热量在器件内从上而下传导,在器件 底部与散热器通过热传导进行换热, h 为器件厚度, λ 为导热系数。



图4 简化热模型

3 SiC MOSFET 器件热计算

分离变量法是求解热方程、波动方程和亥姆霍 兹方程等线性偏微分方程的一种常用方法。如图 4 建立直角坐标系,热源的位置由其中心点(b/2, a/2,0)给出,其长和宽分别为 d 和 c,整个热源均 匀地产生热量 Q:

$$Q = pt \tag{7}$$

当器件处于热平衡状态,稳态问题的数学表达 式为

$$\frac{\partial^2 \theta}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \theta}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \theta}{\partial z^2} = 0$$
 (8)

该系统受下列边界条件的约束,功率器件底部 散热片视为恒温冷板,初始条件下,功率器件底部 不受热源影响:

$$\theta \big|_{z=h} = 0 \tag{9}$$

由于侧面塑料壳体不具备良好的散热条件,认

为在x, y方向上热流为

$$\left. \frac{\partial \theta}{\partial x} \right|_{x=0,b} = 0 \tag{10}$$

57 卷

$$\left. \frac{\partial \theta}{\partial y} \right|_{y=0,a} = 0 \tag{11}$$

整个热模型的全部热量由模型顶部的芯片产生,对 于热源对应的面积:

$$\lambda \left. \frac{\partial \theta}{\partial z} \right|_{z=0} = -\frac{Q}{cd} \tag{12}$$

对于器件的上表面,即热源外的区域,也无良好散 热条件,与侧面处理方法相同:

$$\left. \frac{\partial \theta}{\partial z} \right|_{z=0} = 0 \tag{13}$$

问题表述为包含三个齐次边界条件和式(9)、 式(12)两个非齐次边界条件,分离变量是合适的, 假定形式是分离的:

$$\theta(x, y, z) = X(x)Y(y)Z(z)$$
(14)

将式(14)代入稳态表达式中,再除以变量的乘积得到:

$$\frac{1}{X}\frac{\partial^2 X}{\partial x^2} + \frac{1}{Y}\frac{\partial^2 Y}{\partial y^2} + \frac{1}{X}\frac{\partial^2 X}{\partial z^2} = 0$$
(15)

这个方程有两个齐次维,所以先分离齐次的 x 维:

$$\frac{1}{Y}\frac{\partial^2 Y}{\partial y^2} + \frac{1}{Z}\frac{\partial^2 Z}{\partial z^2} = -\frac{1}{X}\frac{\partial^2 X}{\partial x^2} = A_m^2 \qquad (16)$$

其中, A_m^2 为第一个分离常数,选择它产生 x 维的边值问题:

$$\frac{\partial^2 X}{\partial x^2} + A_m^2 X = 0 \tag{17}$$

结合边界条件式(10),在 x 方向的两个侧面是 绝热的,热量在两个侧面的逸出可以忽略不计,微 分方程的解为

$$X = C_1 \cos(A_m x) \tag{18}$$

$$A_m = \frac{m\pi}{b} (m = 0, 1, 2, 3, \cdots)$$
 (19)

同样分离 y 维:

$$\frac{1}{Z}\frac{\partial^2 Z}{\partial z^2} + \frac{1}{X}\frac{\partial^2 X}{\partial x^2} = \frac{1}{Z}\frac{\partial^2 Z}{\partial z^2} - A_m^2 = -\frac{1}{Y}\frac{\partial^2 Y}{\partial y^2} \quad (20)$$

$$-\frac{1}{Y}\frac{\partial^2 Y}{\partial y^2} = B_n^2$$
(21)

B²是第二个分离常数,选择它产生 y 维的边值问题,与求解 x 维边值问题类似,结合边界条件式(11),可得微分方程的解为

$$Y = C_2 \cos(B_n y) \tag{22}$$

$$B_n = \frac{n\pi}{a} \tag{23}$$
6期

$$\frac{\partial^2 Z}{\partial z^2} - (A_m^2 + B_n^2) Z = 0$$
 (24)

引入 D_{mn}方便后续计算:

$$D_{mn}^{2} = A_{m}^{2} + B_{n}^{2}$$
(25)
$$\stackrel{\text{def}}{=} m = 0, \quad n = 0 \text{ B}^{\dagger},$$

$$Z = E + Fz \tag{26}$$

式(26)是式(8)的解, 当*m*, *n*不同时为0时:
$$Z = C_2 e^{D_{mn^2}} + C_4 e^{-D_{mn^2}}$$
(27)

可将上式简化为

$$Z = C_5 \cosh D_{mn} z + C_6 \sinh D_{mn} z \qquad (28)$$

以上分析分别求解了 *X*, *Y*, *Z*, 且初始环境温度为 23.3℃, 方程的解由所有解的总和来构造:

$$\theta(x, y, z) = 23.3 + E + Fz + \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} C_1 C_2 \cos(A_m x) \cos(B_n y) (C_5 \cosh D_{nm} z + C_6 \sinh D_{nm} z)$$
(29)

在此式中 m, n 不能同时为 0, 为方便计算, 当 m, n 分别取 0, 把上式可以改写为 $\theta(x,y,z) = 23.3 + E + Fz +$ $\sum_{m=1}^{\infty} \cos(A_m x) [G_m \cosh(A_m z) + H_m \sinh(A_m z)] +$ $\sum_{n=1}^{\infty} \cos(B_n y) [G_n \cosh(B_n z) + H_n \sinh(B_n z)] + (30)$ $\sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \cos(A_m x) \cos(B_n y) [G_{mn} \cosh(D_{mn} z) + H_{mn} \sinh(D_{mn} z)]$

式(30)中代入(x, y, z)三点坐标即可计算得出 在此坐标点处的温度 $\theta(x, y, z)$, x, y, z的取值范 围为在图 4 中的模型内部任意选取。其中 E, F, G_m , H_m , G_n , H_n , G_{mn} , H_{mn} 为系数,可通过正交关 系和边界条件得到,本文不再赘述推导过程,直接 给出结果如下:

$$E = \frac{Q}{ab} \left(\frac{h}{\lambda}\right) \tag{31}$$

$$F = \frac{-Q}{\lambda ab} \tag{32}$$

$$H_m = \frac{-4Q\cos(A_m b/2)\sin(A_m d/2)}{abd\lambda A_m^2}$$
(33)

$$H_n = \frac{-4Q\cos(B_n a/2)\sin(B_n c/2)}{abc\lambda B_n^2}$$
(34)

$$H_{mn} = \frac{Q\cos(A_m c)\sin(A_m \frac{d}{2})\cos(B_n c)\sin(B_n \frac{c}{2})}{-abcd\lambda A_m B_n D_{mn}/16}$$
(35)

 G_m , G_n , G_{mn} 同理可得。

4 SiC MOSFET 器件热仿真

用三维软件建立 SiC MOSFET 功率模块和散热 器的物理模型,所建物理模型与数学计算模型一致, 并参考本文测试所用器件 infineon 公司的 SiC MOS-FET 功率模块 FF6MR12KM1P 的数据表。用 Ansys 的 workbench 搭建仿真工程,在 SpaceClaim 中简化 模型方便后续网格划分,模型简化后如图 5 所示。



图5 简化后物理模型

在 Ansys 的 Icepak 软件中设置器件发热功率及 散热条件,芯片发热功率设置为 3.5 W,具体计算 方法由后文给出,功率模块自身散热条件设置与简 化的理论模型相同,即器件四个侧面与顶部材料设 置为塑料壳体,导热率设置为 0.1 W/(cm・K),底 部散热片使用风冷,使温度维持在 20℃左右。在网 格划分过程中,因本模型简化了功率器件,无需进 行复杂的曲面划分,整体划分级别设置为 2,修改 最大划分尺寸为 30 mm,共划分网格数为 170649 个。设置仿真区域为器件体积的 3 倍,并将仿真环 境的六个面设置状态为 opening,在与实验条件相同 散热条件下使器件达到热平衡,只观察功率器件的 热分布情况,图 6 为热平衡时功率器件的温度分布 云图。



图 6 功率 SiC 器件仿真云图

如图 6 所示芯片发热源区域温度最高,为 78.69℃,接近散热器部分温度为74~76℃,用软件 自带的温度检测计检测器件长边贴近散热器的中心 点,即本文中理论模型部分的计算点,显示温度为 75.37℃。还需验证仿真结果的准确性,验证方法是 比较仿真的结 – 散热器热阻与数据表中的结 – 散热 器热阻,需要特别说明的是,此处的散热器并非是 图 5 中器件底部的附加散热器,而是器件自身的散 热器铝片。由器件数据表可得,器件散热器高度约

5 功率器件热测试及分析

5.1 功率器件热测试

本测试使用 infineon 公司的 SiC MOSFET 功率模 块 FF6MR12KM1P,搭建以此器件驱动电机的实验 平台。设定母线电压为 250V,母线电流为 50A,实 际输出母线电压 250V,母线电流 12A,电机控制方 法选用 FOC 控制,设置电机负载扭矩为 49Nm。使 用功率分析仪监测功率模块的线电压和相电流。

用红外测温枪测量功率模块的温度,测量频率 为每分钟一次,共记录 30 次。为方便与理论模型计 算对比,测量位置为功率模块自身底部的中间位置, 如图 5 所示。



图 7 模块初始温度(左)和热稳定温度(右)

图 5 中温度检测点有略微差别,这是由于本测 试使用的红外测温枪会在相同温度的各个位置随机 取点,结合右侧温标可知,预设检测点的温度与实 际检测点的温度基本相同。图 7 显示了 SiC MOSFET 模块的底部和散热片的温度云图,模块初始温度为 23.3℃,热稳定温度为 72.4℃。

5.2 理论计算结果与测试结果对比分析

结合功率分析仪的监测数据和 infineon 官方器件 数据表,可以得到理论计算所需的全部数值。漏源 通态电阻为 5.81 mΩ,开通上升时间和关断下降时 间分别为 33.7 ns 和 43.9 ns,由功率分析仪读取线 电压为 94 V,相电流为 20 A,FOC 控制频率为16 k, 将以上数据带入式(6)中,可得 $P_c = 2.3$ W, $P_{sw} =$ 1.2W, P = 3.5W。

从 FF6MR12KM1P 数据表中可得 a 为 61.4 mm, b 为 106.4 mm, 热源到散热片的热阻为 0.181 K/W, h 为 29 mm, c 和 d 分别取 20 mm 和 70 mm, 在式 (7) 中取 t 从 1 ~ 30 的不同值,取(x, y, z) = (b/2, 0, h),即功率模块底部的中间点,此时式(30)中: $E = \frac{Q}{ab}(\frac{h}{\lambda}), Fz = \frac{-Q}{\lambda ab}h, 即 E + F$ 恒定为0。又由于 y = 0,式(30)中 cos($B_n y$)恒定为1,计算功率模块 自身底部中间点的温度,式(30)可变为 $\theta(x,y,z) = \theta(b/2,0,h) =$ 23.3 + $\sum_{m=1}^{\infty} \cos(A_m \cdot \frac{b}{2}) [G_m \cosh(A_m h) + H_m \sinh(A_m h)] +$ $\sum_{n=1}^{\infty} [G_n \cosh(B_n h) + H_n \sinh(B_n h)] +$ $\sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \cos(A_m \cdot \frac{b}{2}) [G_{mn} \cosh(D_{mn} h) + H_m \sinh(D_{mn} h)]$ (36) 由式(19)得 $A_m = m\pi/b, 分析$ 式(36)中第二项

 $\sum_{m=1}^{\infty} \cos(A_m \cdot \frac{b}{2}) [G_m \cosh(A_m h) + H_m \sinh(A_m h)],$ 当 t = 1 时, Q = 210J, 代人式(36)中的第二项, 可 得值为 - 37. 37, 当 t 遍历 0 至 30 的过程中, 可得式 (36)中第二项不同值。当 t 取 0 ~ 30 时, 式(36)第 二项部分取值如表 1 所示。

表1 t 取 0~30 时第二项的部分取值

t	1	5	10	20	30
值	- 37. 37	- 186. 83	- 373. 67	- 747. 33	- 1121. 0

用同样的方法计算式(36)中的第三项 $\sum_{n=1}^{\infty} [G_n \cosh(B_n h) + H_n \sinh(B_n h)]$ 和第四项 $\sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \cos(A_m \cdot \frac{b}{2}) [G_{mn} \cosh(D_m h) + H_{mn} \sinh(D_m h)],$ 代入不同 t 值分别求和, t = 0 时, $\theta_0(b/2, 0, h) =$ 23.3, t = 1 时, $\theta_1(b/2, 0, h) =$ 24.7, t 取 0 到 30 之间的不同整数值,可得在 0 ~ 30 分钟内,不同 t 值 下点 $\theta(b/2, 0, h)$ 处的热量值,将理论计算结果与 实测数据结果在 Matlab 中用最小二乘法拟合,并将 结果绘于图 8 中。



图 8 理论计算与实验数据对比

对比理论计算数据与实测数据,在测试开始时, 功率器件理论计算温度和实测温度均为23.3℃,这 是初始条件即本测试的环境温度 23.3℃确定的。测 试过程中,理论计算数据拟合的曲线的斜率为 1.7937, 实测温度数据拟合曲线斜率为 1.7798, 以 实测温度拟合曲线的斜率为真实值,两组数据相对 误差仅为 0.78%, 平均温差为 3.7℃, 最大温差为 4.9℃,可以认为理论计算与实际测量结果温度升高 趋势基本相同,线性度较高。在测试开始阶段,实 测温升比理论计算温升小,这是由于热量从顶部扩 散到底部的过程中,器件自身吸收了芯片产生的热 量, 目在此过程中功率器件整体未达热平衡。在测 试结束时,理论计算与实测结果都有放缓平稳的趋 势,这是整个功率器件发热散热基本达到热平衡。 但实测数据总是比理论计算低, 温差维持在2.3℃左 右,其原因是在理论计算过程中把所有侧面和顶部 视为了绝热面,但在实际测量中,有少量热量从侧 面和顶部逸出。另外,理论计算中是假定发热功率 恒定不变的,但实际发热功率会随着电压电流的起 伏而变化,随着温度上升,器件的一些热敏感组件 的热阻及各个接触面也会发生微小变化。

5.3 仿真结果与测试结果对比分析

实际测量点温度为 72.4℃, Icepak 仿真结果中 取测量点的温度为 75.37℃,温差为 2.97℃,可以 认为 SiC MOSFET 功率器件在热平衡时,仿真结果 与工程实际测量有较高的一致性。即本文中理论计 算、仿真与实测的吻合度较高,准确性较好。当器 件达到热稳态后的热场分布情况为:芯片部分温度 较高,器件自身与芯片温差不大,这是因为碳化硅 导热性较好。热场以热源芯片为中心,向周围扩散 递减。从仿真结果中还能看出接近散热片的四个角 温度最低,这有两方面的原因,一是四个角距离热 源较远,二是热量从热源向下传递通过散热片散出 热量,越接近散热片温度越小。仿真结果与实测结 果对比,可以认为仿真结果能比较接近地表征器件 的热性能。

在功率 SiC MOSFET 器件工作过程中,本文提出的功率模块温度计算方法与仿真温度相差不超过

3℃,与实测温度相差不超过5℃,能基本满足功率 SiC MOSFET 器件温度估算需求。

6 结 语

本文介绍分析了电机驱动功率开关器件 SiC MOSFET 发热原因,建立了功率器件散热等效模型, 在底部散热片充分散热条件下,使用分离变量法得 出了一种功率器件内某点温度计算的方法。在 AnsysWorkbench 中搭建仿真工程并在 Icepak 中对 SiC MOSFET 工作过程的发热情况进行了仿真,还搭建 实验平台测试验证功率器件工作过程中的发热情况。 对比理论计算结果、仿真结果与实验测试结果,表 明本计算方法符合温度估算需求。本文的计算方法 对非 SiC MOSFET 器件,如 SiC IGBT 等也有一定的 借鉴意义,使用本文提出的计算方法,能在设计阶 段估算功率器件工作时的各点的温度,对电机驱动 研制过程中功率器件的选取和散热条件考量具有参 考意义。

参考文献

- Yang Shaoyong, Xiang Dawei, Bryant Angus, et al. Condition Monitoring for Device Reliability in Power Electronic Converters: A Review. [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25 (11): 2734-2752.
- [2] 谢远成,欧中红.电子设备散热技术的发展 [J]. 舰船电子工程,2019,39(8):14-18.
- [3] Fuchs, Friedrich W. Some Diagnosis Methods for Voltage Source Inverters in Variable Speed Drives With Induction Machines a Survey
 [C]. 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2003.
- [4] 李寿全,张宇隆,黄以明,等. SiC MOSFET 高温可靠性评估 失效机理研究[J]. 电力电子技术, 2021, 55(12): 6-8.
- [5] 张琴琴,杨建宏,刘作昌,等.基于 IGBT 的大功率驱动器热
 性能研究[J].微电机,2023,56(7):47-50.
- [6] 郑文广,李世国,梁宏斌. 电动汽车功率单元主动热控制[J].微电机, 2021, 54(6): 99-102.
- [7] Li Shengnan, Tolbert Leon M, Wang Fred, et al. P-cell and N-cell based IGBT Module: Layout Design, Parasitic Extraction, and Experimental Verification [C]. 26th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2011.

S曲线在改善电动伺服系统性能中的研究

许杜峰,张纪林,严 铖,蒋苏苏,蒋 政 (上海航天控制技术研究所,上海201109)

摘 要: 电动伺服系统由于结构的柔性特性影响,会出现系统谐振现象,当指令输入含高频成分时谐振往往更容易发生。针对这一现象,本文对S型曲线和阶跃曲线两种指令输入的时域特性和频域特性进行了研究,在理论上论证了S型曲线相对于阶跃曲线的诸多优势。最后通过仿真,验证了分析的正确性。
 关键词: 电动伺服系统;谐振; S型曲线;频域特性
 中图分类号: TP273 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2024)06-0036-04

The Study of the S-type Curve in Improving the Performance of Electric Servo System

XU Dufeng, ZHANG Jilin, YAN Cheng, JIANG Susu, JIANG Zheng (Shanghai Aerospace Control Technology Institute, Shanghai 201109, China)

Abstract: Due to the flexible characteristics of structure, resonance phenomenon will appear in the electric servo system. When the instruction contains high-frequency, resonance is often more likely to occur. In response to this phenomenon, this article studied the time domain characteristics and frequency domain characteristics of the S-type curve and the step curve, which theoretically demonstrated the many advantages of the S-type curve compared to the step curve. Finally, the accuracy of analysis was verified through simulation. **Key words**: electric servo system; resonance; S-type curve; frequency domain characteristics

0 引 言

在航天领域,电动伺服系统广泛应用于各种 需要角度不断变化并可以保持的控制系统中^[1], 在工业领域,电动伺服系统还广泛运用于速度控 制。由于电动伺服系统传递路径中的柔性特性影 响,系统会出现谐振现象^[2]。特别地,当输入含 有高频成分信号时,更加能激起伺服系统谐振。 系统谐振不仅影响控制精度,当系统的机械谐振 振荡比较严重时,系统不仅无法达到控制目标, 还会导致系统不稳定,引发事故^[3]。因此,研究 减小伺服系统中的机械谐振现象具有重要的实际 意义。

杨九林^[4]等研究了S曲线加减速控制算法, 来减小电动伺服系统在驱动大惯量负载中发生的 冲击和噪声。宋建国^[5]等研究了S曲线精确控制 问题,来优化电动伺服系统起步性能,减小启动 时的振动。傅国辉^[6]等采用S曲线加减速算法对 机器人进行速度规划,减小其在起步和制动阶段 的震荡。

本文建立了柔性系统模型,研究了S型曲线 输入和阶跃输入的时域特性、通过傅里叶变换对 两种输入进行频域特性分析,从理论上说明了S 型曲线的优势。最后通过仿真对研究结果进行了 验证。

1 系统模型

1.1 无刷直流电机模型

无刷直流电机是电动伺服系统系统中的核心 部件,电机定子上分布有三相绕组。电机转子上 设有永磁铁和霍尔元件。无刷直流电机驱动器接 收来自控制器电流指令 *i*_c,通过 PWM 调制技术 产生相间电压 *u*,相间电流 *i*_F将产生磁场,进而 驱动电机转子转动。

电枢绕组上包含 $u_{\text{电图}}$ 、 u_{ues} 、 $u_{\text{K}_{\text{R}},\text{dys}}$ 三个电 压降,三电压降之和等于相间电压 u:

$$u = i_{\rm F} \times R + L \times \frac{{\rm d}i_{\rm F}}{{\rm d}t} + v_{\rm m} \times K_{\rm b}$$
(1)

收稿日期: 2024-1-11

作者简介: 许杜峰(1990), 男, 硕士, 研究方向为电动伺服系统设计。

式中,u为相间电压(V); $i_{\rm F}$ 为相间电流(A);R为 相间电阻(Ω);L为相间电感(H); $v_{\rm m}$ 为电机转速 (rad/s); $K_{\rm h}$ 为反电动系数(V·s/rad)。

在相间电流的作用下,将产生转矩:

$$T_{\rm e} = i_{\rm F} \times K_{\rm t} \tag{2}$$

式中,K₁为电机转矩系数(N・m/A)。

转矩 T_e将驱动电机转子产生转速 v_m,其运动方 程为

$$T_{\rm e} = J_{\rm m} \times \frac{\mathrm{d}v_{\rm m}}{\mathrm{d}t} \tag{3}$$

式中, J_m 为电机转子转动惯量(kg·m²)。

考虑到电机电枢的电感效应和反电动势的影响, 为了提高电动伺服系统性能,无刷直流电机驱动器 常设计有电流环路,电流回路采用 PI 控制器, *K*_{IP} 和 *K*_{II}分别为电流控制器的比例系数和积分系数。无 刷直流电机控制框图如图 1 所示,图中 *u*_c表示控制 电压。



图 1 无刷直流电机控制框图

1.2 二质量块模型

电机和负载之间的存在柔性耦合^[7],如图 2 所示。



图 2 电机和负载柔性连接示意图 对应的柔性模型框图如图 3 所示。



图 3 电机和负载柔性连接模型框图 无刷直流电机驱动器接收指令电流 *i*_c,通过电

流环输出实际电流 $i_{\rm F}$,进而产生转矩 $T_{\rm e}$ 直接驱动电 机转子转动。一旦电机转子开始转动,电机转子开 始给负载传递转矩。所传递的转矩主要包括两种: 一种是正比于位置差的弹性转矩,另外一种是正比 于转速差的阻尼转矩。电机转子向负载传递转矩的 同时也受到了来自舵面同样大小的反作用力矩,从 而抵抗电机转子的转动。图 2、图 3 中, $T_{\rm m}$ 表示作 用在电机转子的转矩; $T_{\rm L}$ 表示作用在负载的转矩; $J_{\rm L}$ 表示负载转动惯量(kg·m²); $a_{\rm m}$, $a_{\rm L}$ 、 $v_{\rm m}$, $v_{\rm L}$ 、 $p_{\rm m}$, $p_{\rm L}$ 分别表示电机转子和负载的角加速度(rad/ s²)、角速度(rad/s)和角度(rad); $K_{\rm s}$ 表示弹性参数 (N·m/rad), $K_{\rm ev}$ 表示粘性阻尼系数(N·m·s/ rad)。

使用梅森公式,图 3 中从 T_{e} 到 v_{m} 的传递函数 Gm(s):

$$G_{\rm m}(s) = \frac{v_{\rm m}(s)}{T_{\rm e}(s)} = \frac{1}{(J_{\rm m} + J_{\rm L}) \times s} \times \left\{ \frac{J_{\rm L} \times s^2 + K_{\rm ev} \times s + K_{\rm s}}{\left(\frac{J_{\rm m} \times J_{\rm L}}{J_{\rm m} + J_{\rm L}}\right) \times s^2 + K_{\rm ev} \times s + K_{\rm s}} \right\}$$
(4)

由式(4)知,系统具有两个特殊频率:抗谐振 频率 f_{AR} 和谐振频率 f_{R} 。

$$f_{AR} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K_s}{J_L}}$$

$$f_R = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K_s \times (J_m + J_L)}{J_m \times J_L}}$$
(5)

当输入指令频率达到谐振频率点时系统将发生谐振现象。

负载和电机之间使用二质量块模型,建立电动 伺服系统系统模型如图4所示。v为速度指令,速度 环控制采用 PI 控制器, *K*_{vP}为速度环比例系数, *K*_{v1} 为速度环积分系数。



图 4 电动伺服系统模型

2 指令分析

2.1 S 曲线速度指令

如图 5 所示, S 曲线速度指令分为加速阶段和 迅速阶段,在时间 0 ~ t_0 内 S 曲线处于加速阶段,在 时间 t_0 后 S 曲线处于匀速阶段,最大速度为 v_{max} (单 位: rad/s)。S曲线加速阶段又分为"加加速"和"减加速"两个阶段,在时间 $0 \sim t_m$ 内S曲线处于"加加速"阶段,在时间 $t_m \sim t_0$ 内S曲线处于"减加速"阶段。

当速度曲线采用 S 型曲线时,速度曲线连续平 滑,没有柔性冲击,运动加速度没有突变。



图5 S曲线速度和加速度 S曲线加速阶段速度关于时间的函数可看作一 个一元三次函数,设S曲线速度指令为

 $v(t) = at^3 + bt^2$

式中, a、b 为待定系数, t 为时间。

加速度为速度关于时间的导数,对式(6)求导, 得到加速度:

$$v(t) = 3at^2 + 2bt \tag{7}$$

从图5可以看出:

$$v(t_0) = v_{\max}$$
(8)

$$v(t_0) = 0$$

将式(8)带人式(6)和式(7)可得:

$$a = -\frac{2v_{\text{max}}}{t_0^3}$$

$$b = \frac{3v_{\text{max}}}{t_0^2}$$
(9)

故,S曲线加速阶段速度关于时间的函数为

$$v(t) = -\frac{2v_{\max}}{t_0^3}t^3 + \frac{3v_{\max}}{t_0^2}t^2$$
(10)

在频域中分析 S型速度曲线,设 S曲线速度指 令的傅氏变换为 *V*(ω),ω 为频率(rad),则:

$$V(\omega) = F[v(t)] =$$

$$F\left[-\frac{2v_{\max}}{t_0^3}t^3 + \frac{3v_{\max}}{t_0^2}t^2\right] =$$

$$-\frac{2v_{\max}}{t_0^3}F(t^3) + \frac{3v_{\max}}{t_0^2}F(t^2)$$
(11)

式中, F为傅里叶变换符号。

查文献【8】可知:

$$F(t^{n}) = 2\pi j^{n} \delta^{(n)}(\omega) \qquad (12)$$

式中, j 为虚数单位, $\delta(\omega)$ 为单位冲击函数, $\delta(\omega)$ 满足如下条件:

$$\begin{cases} \delta(\omega) = 0, \omega \neq 0\\ \int_{+\infty}^{+\infty} \delta(\omega) \, \mathrm{d}\omega = 1 \end{cases}$$
(13)

由冲击函数高阶导数关系式:

$$\boldsymbol{\omega}^{\mathrm{n}}\boldsymbol{\delta}^{(\mathrm{n})}(\boldsymbol{\omega}) = (-1)^{\mathrm{n}}\mathrm{n}! \ \boldsymbol{\delta}(\boldsymbol{\omega}) \tag{14}$$

$$F(t^{n}) = \frac{(-1)^{n} 2\pi j^{n} n!}{\omega^{n}} \delta(\omega) = 0(\omega \neq 0) \quad (15)$$

将式(15)代入式(11)得到:

$$V(\omega) = 0 \quad (\omega \neq 0) \tag{16}$$

由式(16)可知, S曲线速度指令不含有非零频 率成分,不会给系统带来高频影响。

2.2 阶跃速度指令

(6)

如图 6 所示, 阶跃速度指令在 t_0 时刻从 0 突变 到 v_{max} , 存在柔性冲击,运动加速度冲击。



阶跃速度指令关于时间的函数可表达为:

$$h(t) = \begin{cases} v_{\max}, \ t > t_0 \\ 0, \ t < t_0 \end{cases}$$
(17)

在频域中分析阶跃速度指令,设速度指令的傅 氏变换为 *H*(ω),查文献【8】可知:

$$H(\omega) = F[h(t)] =$$

$$v_{\max} \times \frac{1}{j\omega} + v_{\max} \times \pi \delta(\omega) = v_{\max} \times \frac{1}{j\omega} \quad (\omega \neq 0)$$
(18)

由式(18)可知,阶跃速度指令含有非零频率成 分,会给系统带来高频影响。

2.3 两种速度指令特性对比

总结2.1和2.2节,S型曲线速度指令和阶跃速 度指令对比如表1所示。

表1 S曲线和阶跃对比

内容	S曲线速度	阶跃速度	
速度是否突变	否	是	
加速度是否有冲击	否	是	
是否具有高频成分	否	是	

从上表可知, S型曲线较阶跃有较多优势,不 会给系统带来冲击,可以有效的减轻振动。

3 仿真与结果分析

在 Simulink 中搭建仿真模型如图 7 所示。



图 7 Simulink 仿真模型

图中, *T*_s 为采样周期, 根据式(6)对 S 型曲线进行数字化离散, S 曲线的实现流程如图 8 所示。



图8 S曲线实现流程图

模型仿真参数如表2所示。

表2 仿真参数

参数	参数值
电机转矩系数 K _t /(N・m/A)	1
电机惯量 $J_{\rm m}/({ m kg}\cdot{ m m}^2)$	8×10^{-5}
负载惯量 $J_{\rm L}/({\rm kg\cdot m}^2)$	8×10^{-4}
弾性系数 K _s /(N・m/rad)	400
粘性阻尼系数 <i>K</i> _{ev} /(N・m・s/rad)	0.01

式(4)得出了从 T_e到 v_m的传递函数为 Gm(s), 对 Gm(s)进行频率分析得到对数幅频曲线如图 9 所 示,从图 9 可知系统在频率 382Hz 处增益裕度低, 容易发生谐振。



图9 Gm(s)传递函数

当指令输入为S曲线和阶跃时,分别对系统进行仿真,仿真得出在两种指令输入的响应结果如图 10所示。从图10可以看出阶跃指令输入下,启动时 系统发生了谐振,而S曲线速度指令输入下,系统 响应未发生抖动,仿真结果和理论分析吻合。



图 10 不同速度指令输入下 v_m的响应

4 结 语

本文在时域和频域上对比分析了 S 型曲线和阶 跃曲线的特性,理论分析结果表明 S 型曲线不会带 来突变和冲击,有利于减小系统谐振。通过仿真验 证了以上结论。

(下转第61页)

基于变论域模糊控制策略的 PMSM 无传感器控制

曹凤斌¹,周士贵¹,俞力豪¹,罗晓东¹,张可程²

(1. 曲阜师范大学 工学院,山东 日照 2768272. 日照东方电机有限公司,山东 日照 276800)

摘 要:针对常规超螺旋滑模观测器(STSMO)在进行永磁同步电机转子位置和转速估算时因其滑模增益固定而存 在的抖振问题以及鲁棒性差的问题,本文提出了一种基于变论域模糊控制的超螺旋滑模观测器来实现 PMSM 的无位 置传感器控制。首先利用模糊控制 STSMO 的滑模增益,使滑模增益能够根据设定的模糊规则进行自适应调整,削 弱高频抖振,提高鲁棒性;其次,将变论域思想融入到模糊控制规则当中,从而使模糊控制器输入、输出论域能够 实时的扩张或者收缩,进而提高观测器的观测精度并降低系统抖振。通过 Matlab 搭建仿真模型和半实物仿平台实验 验证,基于变论域模糊控制的超螺旋滑模观测器可以有效抑制系统抖振,提高估计精度。 关键词:永磁同步电机;超螺旋滑模观测器;模糊控制;变论域

中图分类号: TM351; TM341 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2024)06-0040-07

PMSM Sensorless Control of PMSM Based on Variable Theory Domain Fuzzy Control Strategy

CAO Fengbin¹, ZHOU Shigui¹, YU Lihao¹, LUO Xiaodong¹, ZHANG Kecheng²

(1. School of Engineering, Qufu Normal University, Rizhao Shandong 276827, China;

2. Rizhao Dongfang Motor Co., LTD., Rizhao Shandong 276800, China)

Abstract: Aiming at the jitter problem and poor robustness of the conventional super spiral sliding mode observer (STSMO) due to its fixed sliding mode gain when estimating the rotor position and speed of permanent magnet synchronous motor (PMSM), this paper proposed a super-twisting sliding mode observer (STSMO) based on the fuzzy control of the variable domain to realize the PMSM position sensor-less control. Firstly, the sliding mode gain of STSMO was controlled by fuzzy control, so that the sliding mode gain can be adjusted adaptively according to the set fuzzy rules to weaken the high-frequency vibration and improve the robustness; secondly, the idea of variable domain was integrated into the fuzzy control rules, so that the input and output domains of the fuzzy controller can be expanded or contracted in real time, which can improve the observer based on the variable domain fuzzy control can effectively suppress the system vibration and improve the estimation accuracy through the simulation model built by Matlab and the semi-physical simulation platform.

Key words: permanent magnet synchronous motor; super-twisting sliding mode observer; fuzzy control; variable theory domain

0 引 言

随着节能环保意识的逐渐增强,在工业领域的 众多高耗能动力设备中,永磁同步电机因其高效节 能的优点在电机领域中脱颖而出。近年来,永磁同 步电机的应用范围越来越大,对其自身的性能也提出了更高的要求,而永磁同步电机的自身结构以及 控制策略都是影响其性能的重要因素^[1]。在永磁同 步电机的各种控制策略中,都需要获得速度以及转 子位置信息以达到高性能控制。通常情况下,永磁

收稿日期: 2023-11-09

基金项目:山东省自然科学基金(ZR2021ME017)

作者简介:曹凤斌(1998),男,硕士,学生,研究方向为永磁电机控制。 周士贵(1970),男,博士,副教授,研究方向为永磁电机设计。

同步电机用机械式传感器获取转子位置,比如光电 式传感器、霍尔式传感器、电涡流位移传感器等^[2]。 然而,在某些特殊的场合下,比如在阴暗潮湿的场 所机械传感器的使用可能会降低系统的稳定性,另 外,某些机械传感器的成本也占系统成本很大的一 部分。因此,研究永磁同步电机的无位置传感器的 控制方法是有必要和实用的。PMSM 无位置传感器 控制方法分为低速和中高速采用的控制方法,低速: 旋转高频电压注入法、脉振高频电压注入法等;中 高速:磁链观测器法、模型参考自适应法、扩展卡 尔曼滤波器法、滑模观测器法等。滑模观测器在永 磁同步电机无位置传感器控制领域广受欢迎,因为 它具有以下优点:鲁棒性好、精度高、实时性好、 易于实现。传统一阶滑模观测器虽然鲁棒性强、实 现简单,但是其采用的符号函数会造成严重的抖振 问题,且为解决滞后问题引入的低通滤波环节会使 系统复杂化^[4]。文献[5]将切换函数分别换成饱和 函数 sat(x)、反正切函数 atan(x)、双曲正切函数 tanh(x)与符号函数 sign(x)作对比,结果表明以上 三种切换函数均能一定程度上抑制滑模观测器的抖 振问题, 这几种切换函数在趋近滑模面时斜率越低, 抖振越小,同时鲁棒性也会随之降低。文献[6]针 对一阶滑模抖振大、收敛速度慢的问题提出一种二 阶非奇异终端滑模面来提高滑模观测器的收敛速度, 同时利用高阶滑模抑制系统抖振,但未考虑测量磁 链初始误差对观测结果的影响。文献[7-8]提出将传 统的滑模观测器用超螺旋滑模观测器来替代以达到 更好的控制效果,减轻了抖振,减少了低通滤波器 的使用,但是因为其滑模增益固定,使得可调速度 范围有限,抗干扰能力差。文献[9]基于超螺旋滑 模观测器提出了一种滑模增益自适应调整的算法, 提高了系统的鲁棒性,但是收敛速度慢且自适应率 难以确定。文献[10-12]利用模糊控制器与滑模观测 器相结合,提出一种模糊超螺旋滑模观测器,使滑 模增益能够按照模糊规则进行自整定,这样可以减 少抖振,提升观测精度和鲁棒性,当系统受到外界 干扰或参数变化时,它能够快速适应和恢复,保证 系统的稳定性和可靠性。但是由于模糊规则固定, 输入输出论域固定,使得控制效果有限。

针对以上问题,本文针对 SPMSM 提出了一种变 论域模糊 STSMO 无位置传感器控制方法。首先,滑 模增益根据设计的模糊规则切换到一个最适合当前 状态的值,然后在此基础上引入伸缩因子,使得模 糊控制器输入输出论域能够按照误差的变化进行相 应的调节,提高了控制器的控制精度,并且具有较强的抗干扰能力。最后,通过 Simulink 仿真和实验验证表明所设计的无传感器控制策略能够抑制系统的抖振,更为准确的观测出 PMSM 的转子位置和转速信息,提高了系统的稳定性和鲁棒性。

1 SPMSM 数学模型

分析永磁同步电机时,我们通常假设:不考虑 电机铁心饱和;涡流损耗、磁滞损耗忽略不计;永 磁体不导电;永磁体内部磁导率不受外界磁场影响 且等于空气磁导率;转子上没有阻尼绕组;永磁体 和三相绕组均在气隙中正弦分布;电机稳定运行时, 电磁感应产生正弦波反电动势^[13]。

在以上假设的基础上可得表贴式永磁同步电机 (SPMSM)在α、β坐标系下的数学模型为

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

式中, i_{α} 、 i_{β} 为静止坐标系下的定子电流; u_{α} 、 u_{β} 为静止坐标系下的定子电压; $L_{d} = L_{q} = L_{s}$ 为定子电感; e_{α} 、 e_{β} 为静止坐标系下的定子反电势; R_{s} 为定子电阻。

定子反电势方程:

$$\begin{bmatrix} e_{\alpha} \\ e_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega\psi_{f}\sin\theta \\ \omega\psi_{f}\cos\theta \end{bmatrix}$$
(2)

式中, ψ_{f} 为永磁体磁链; ω 为转子角速度; θ 为转 子位置角。

2 传统超螺旋滑模观测器:

STSMO 是二阶滑模,通过对滑模切换项的不连 续项积分,减少了抖振,增强了动态性能,而且积 分环节能矫正误差,无需低通滤波器。基于上节中 的数学模型,表贴式永磁同步电机 STSMO 设计如式 (3)所示。

$$\begin{bmatrix} \frac{\mathrm{d}i_{\alpha}}{\mathrm{d}t} \end{bmatrix} = -\frac{R}{L_{s}}\hat{i}_{\alpha} + \frac{1}{L_{s}}u_{\alpha} + \frac{1}{L_{s}}k_{1} |\bar{i}_{\alpha}|^{1/2}\mathrm{sign}(\bar{i}_{\alpha}) + \frac{1}{L_{s}}\int k_{2}\mathrm{sign}(\bar{i}_{\alpha})\,\mathrm{d}t \\ \begin{bmatrix} \frac{\mathrm{d}i_{\beta}}{\mathrm{d}t} \end{bmatrix} = -\frac{R}{L_{s}}\hat{i}_{\beta} + \frac{1}{L_{s}}u_{\beta} + \frac{1}{L_{s}}k_{1} |\bar{i}_{\beta}|^{1/2}\mathrm{sign}(\bar{i}_{\beta}) + \frac{1}{L_{s}}\int k_{2}\mathrm{sign}(\bar{i}_{\beta})\,\mathrm{d}t$$

$$(3)$$

式中, "~"表示该量为估计值; i = i - i; sign 为开关 函数; k_1 、 k_2 为滑模增益;

对于超螺旋滑模观测器的稳定性证明在文献 [14] 中已经给出,其中 k_1 、 k_2 选取公式为

$$\begin{cases} k_1 > 2\sigma \\ k_2 > k_1 \frac{5k_1\sigma + 4\sigma^2}{2(k_1 - \sigma)} \end{cases}$$
(4)

式中, σ 为大于0的常数。

一般来说, $k_2 \gg k_1$, k_1 的大小决定着超螺旋滑 模观测器的响应速度, k_2 的大小决定着系统的抖振, 也就是说 k_1 、 k_2 共同决定着估算反电势。在观测器 收敛时,根据等效控制原理得:

$$\begin{bmatrix} \hat{e}_{\alpha} \\ \hat{e}_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k_1 \mid \bar{i}_{\alpha} \mid^{1/2} \operatorname{sign}(\bar{i}_{\alpha}) - \int k_2 \operatorname{sign}(\bar{i}_{\alpha}) dt \\ -k_1 \mid \bar{i}_{\beta} \mid^{1/2} \operatorname{sign}(\bar{i}_{\beta}) - \int k_2 \operatorname{sign}(\bar{i}_{\beta}) dt \end{bmatrix}$$
(5)

由式(2)可知,由反正切函数即可获得转子角 度信息和转速信息:

$$\begin{bmatrix} \hat{\theta}_{e} \\ \hat{\omega}_{e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \arctan\left(-\frac{\hat{e}_{\alpha}}{\hat{e}_{\beta}}\right) \\ \hat{\theta}_{\beta} \end{bmatrix}$$
(6)

3 变论域模糊滑模观测器设计

3.1 模糊超螺旋滑模观测器

滑模观测器抖振的两个主要原因:一个是切换 函数,另一个是滑模增益。通常情况下,为了保证 滑模系统的快速收敛性会选取较大的滑模增益,同 时这也导致系统抖振变大,而如果选取较小的滑模 增益又会造成系统难以在有限时间内收敛。根据式 (4)发现, k₁、k₂有无限种组合满足系统稳定性要 求,某一种特定的组合只能保证系统在某些条件下 稳定运行,这也说明并没有一种准确获取 k_1 、 k_2 的 方法,而不同的 k1、k2组合会使系统的控制效果各 有千秋。因此,本文在 STSMO 的基础上,提出了一 种模糊 STSMO,利用模糊控制算法使滑模增益 k_1 能 够自适应调节。模糊控制系统是一种基于专家成熟 知识、经验并可通过学习不断更新的智能控制系统, 其控制核心是模糊控制器。本文采用二维模糊控制 器,两个输入变量为:电流观测误差 s 和电流观测 误差变化率 s, 一个输出变量为: 滑模增益的比例 调节因子 K_u。两个输入变量论域以及输出论域皆为

[-6,6],划分为{NB(负大)、NM(负中)、NS(负 小)、ZO(零)、PS(正小)、PM(正中)、PB(正 大)}。输入输出都用三角形隶属函数,它们灵敏度 和分辨率高且计算简单、参数少,适合用于模糊控 制。基于经验法和仿真调试所设计的模糊控制规则 如表1所示;输入输出的隶属度函数如图1和图2 所示。

表1 模糊控制规则表

$\dot{S_i/S_i}$	NB	NM	NS	ZO	PS	РМ
NB	NB	NB	NB	NB	NM	ZO
NM	NB	NB	NB	NB	NM	ZO
NS	NM	NM	NM	NM	ZO	PS
ZO	NM	NM	NS	ZO	PS	РМ
PS	NS	NS	ZO	РМ	PM	РМ
PM	ZO	ZO	РМ	PB	PB	PB
PB	ZO	ZO	РМ	PB	PB	PB



图 2 输出K_u的隶属度函数

3.2 变论域原理

模糊控制器的控制性能受模糊规则影响,规则 数越少,控制精度越低,规则数越多,控制精度越 高,模糊控制器也越复杂。通常情况下,在整个控 制周期中,模糊控制器的输入与输出论域始终保持 不变,而变论域的基本原理就是在固定论域的基础 上通过引入伸缩因子使原本固定的论域能够根据输 入输出的变化进行自适应调整^[15]。模糊 STSMO 原 理框图如图 3 所示。伸缩因子的作用对象主要有两 个,一是模糊论域,利用伸缩因子对论域上的每个 点以及隶属函数进行计算和变换,计算量大且实现 困难;二是基本输入输出论域,利用伸缩因子对基 本论域进行变换,而模糊论域、隶属函数、模糊规 则等都是不变的,这样就可以在不增加计算负荷的 条件下实现论域的自适应调整,抑制系统抖振,提 高控制精度,因此选择第二种变论域方案。图4为 论域伸缩原理图,其中α为伸缩因子,[-E,E]为 基本论域,当输入误差减小或者增大时,伸缩因子 会使基本论域[-E,E]相应的收缩或扩张为[αE,αE],论域扩张时,加快系统响应速度,论域 收缩时,可以提高控制分辨率,进一步减小超调和 振荡。伸缩因子的引入使得模糊控制器的输入输出 更加具有实时性和准确性,从而获得一个更优的控 制效果。



图 3 模糊 STSMO 原理框图



图4 论域伸缩原理图

3.3 伸缩因子设计

变论域模糊滑模观测器的设计核心就是伸缩因子,伸缩因子的设计决定着变论域的合理性以及控制系统的准确性,所以伸缩因子 $\alpha(x)(x \in [-E, E])$ 的设计需满足以下要求:

(1)单调性: α 在[0, E] 和[0, -E] 上呈现出相反的单调性,分别为递增和递减;

(2) 对偶性: 对于 $\forall x \in [-E, E]$ 有 $\alpha(x) = \alpha$ (-x);

(3)避零性: $\alpha(x) = \varepsilon$, ε 为一极小正值, 即 $\alpha(x) \neq 0$;

(4) 正规性: α(±E)=1;

(5)协调性: 对于 $\forall x \in [-E, E]$ 有 $|x| \leq \alpha$

 $(x)E_{\circ}$

伸缩因子的设计方法没有一致的规范,通常采用的是基于函数的方法。李洪兴教授给出了两种函数式的伸缩因子,一种按比例变化,一种按指数变化;如式(7)所示。

$$\begin{cases}
比例型: \alpha(x) = \left(\frac{|x|}{E}\right)^{\tau} + \varepsilon \\
指数型: \alpha(x) = 1 - \lambda e^{-kx^2}
\end{cases} (7)$$

式中, x 为模糊控制器输入误差或误差变化率; τ 、k 为伸缩因子指数项系数,其大小反应伸缩幅度, 0 < τ < 1, 0 < k < 1; λ 为函数式系数,其大小反应伸缩 精度, $\lambda \in [0, 1]$; ε 为一无限接近于0的正数。

针对本文的双输入单输出模糊控制系统,采用 比例型伸缩因子,设计可表达为

$$\alpha_1(x) = \left(\frac{|x|}{E}\right)^{\tau_1} + \varepsilon \tag{8}$$

$$\alpha_2(y) = \left(\frac{|y|}{EC}\right)^{\tau_2} + \varepsilon \tag{9}$$

$$\beta(x, y) = \left(\frac{|x|}{E}\right)^{\tau_3} \left(\frac{|y|}{EC}\right)^{\tau_4} + \varepsilon \qquad (10)$$

式中, $\alpha_1(x)$, $\alpha(y)$ 为输入伸缩因子, $\beta(x, y)$ 为输 出伸缩因子,x为模糊控制器输入误差,y为模糊控 制器输入误差的变化率,E,EC为输入变量x,y的 初始论域边界值,为保证输入输出的协调性,取 $\tau_3 = \tau_1, \tau_4 = \tau_2$ 。

基于以上伸缩因子的变论域模糊控制系统结构 如图 5 所示,其中, $\tau_3 = \tau_1 = 0.94$, $\tau_4 = \tau_2 = 0.98$, $\varepsilon = 0.0001$ 。



图 5 伸缩因子的变论域模糊控制系统结构

4 仿真与实验分析

为验证本文所提出的变论域模糊滑模观测器的 有效性,首先,利用 matlab/simulink 搭建了一个仿 真环境,如图 6 所示,用于模拟无位置传感器的永 磁同步电机控制系统的运行;并在北京灵思创奇有 限公司研发的 LINKS – BOX 永磁同步电机驱动试验 平台进行了一系列的实验。本文实验所用的 SPMSM 参数如表 2 所示。

表2 实验电机参数

参数	参数值
电机极对数	4
电阻 R/Ω	1.84
电感 L/H	6. 65×10^{-3}
额定功率 P/kW	1.5
额定转速 n/(r/min)	1 000
永磁体磁链 $\psi_{\rm f}$ /Wb	0. 175
开关频率f/Hz	1×10^{4}



图6 永磁同步电机无位置传感器控制系统仿真图 实验通过与传统超螺旋滑模观测器和模糊超 螺旋滑模观测器从估计反电动势、转子位置角 度、转速三个不同的方面进行对比分析。电机均 在空载起动、参考转速1000 r/min 的初始条件下 进行实验。所采用的永磁同步电机驱动试验平台 如图7 所示。



图7 永磁同步电机驱动试验平台图 由图8-图10可知,传统超螺旋滑模观测器由 于滑模增益固定而使估计反电动势具有较大的抖振, 进而影响转子位置的观测精度;而模糊超螺旋滑模 观测器由于滑模增益能实时调整,使估计反电动势 抖振减小,估计精度进一步提高;相比之下,变论 域模糊滑模观测器估计反电动势正弦性更好,精度



图 10 变论域模糊超螺旋滑模估计的反电动势

由图 11 - 图 16 可知, 传统超螺旋滑模观测器对转子位置角度的估计不够准确,为 0.1 rad 左右; 模 糊超螺旋滑模观测器转子位置角度估计误差为 0.042 rad 左右; 而变论域模糊滑模观测器能够更好 的估计转子位置角度,与实际值的差距更小,估计 误差仅为 0.023 rad 左右,具有更好的跟踪实际转子 位置性能。





图 16 变论域模糊超螺旋滑模控制的转子位置角度

图 17 - 图 19 为电机空载起动,且转速为 1000 r/min, 20 s 时突加负载 5 Nm。由上图可知,在 转速方面,传统超螺旋滑模观测器波动约为 20 r/min, 负载变化时,最大变化幅度约为 55 r/min;模糊滑 模观测器波动约为 10 r/min,负载变化时,最大变化 幅度约为 40 r/min;变论域模糊滑模观测器波动约为 1 r/min,负载变化时,最大变化幅度约为 25 r/min; 相比之下,变论域模糊滑模观测器的精度更高,抗 干扰能力更强。



图 17 突加负载时传统超螺旋滑模的转速波形





图 19 突加负载时变论域模糊超螺旋滑模的转速波形

5 结 论

本文针对滑模观测器的抖振问题以及模糊控制 论域固定的问题提出了变论域模糊滑模观测器无位 置传感器控制方法。通过实验验证,利用变论域模 糊算法自适应调整超螺旋滑模增益,使估计反电动 势更加平滑,转子位置跟踪性能更好,转速抖振更 小,动态响应快,提高了系统的稳定性。

参考文献

- [1] 梁迎春,吴海涛,林益平.永磁同步电动机研究现状评述[J].
 微电机,2007(11):51-53.
- [2] 张懿,张明明,魏海峰,等.基于霍尔传感器的永磁同步电机
 高精度转子位置观测[J].电工技术学报,2019,34(22):
 4642-4650.
- [3] 刘计龙,肖飞,沈洋,等. 永磁同步电机无位置传感器控制技术研究综述[J]. 电工技术学报, 2017, 32(16): 76-88.
- [4] 张立伟,李行,宋佩佩,等.基于新型滑模观测器的永磁同步
 电机无传感器矢量控制系统[J].电工技术学报,2019,34
 (S1):70-78.
- [5] 董江波.表贴式永磁同步电机全速域无位置传感器控制技术研究[D].西安:西安科技大学,2022.
- [6] 张懿,陆佳琪,吴金富,等. 扩展状态二阶非奇异终端转子磁 链滑模观测器[J]. 电机与控制学报,2020,24(05):99-106.
- Qiao Z , Shi T , Wang Y , et al. New Sliding-mode Observer for Position Sensorless Control of Permanent-magnet Synchronous Motor
 [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(2).

- [8] 郭磊磊,王华清,代林旺,等.基于超螺旋滑模观测器的永磁
 同步电机无速度传感器控制方法[J].电力自动化设备,2020,40(02):21-31,34.
- [9] Liang D L, Li J, Qu R H. et al. Adaptive Second-order Sliding Mode Obsrever for PMSM Sensorless Control Considering VSI Nonlinearity [J]. IEEE Ransactions on Power Electronics, 2018, 33 (10): 8994.
- [10] 崔皆凡,马桂新,谢炜.基于模糊滑模观测器的永磁同步电机
 进给系统速度估计[J].电机与控制应用,2017,44(06): 31-34.
- [11] 王亚召,何山,程静. 永磁同步电机改进模糊超螺旋滑模观测器设计[J]. 科学技术与工程, 2022, 22(21): 9144-9151.
- [12] 诸德宏,汪瑶,周振飞.基于模糊滑模算法的永磁同步电机无
 位置传感器矢量控制[J].电机与控制应用,2020,47(08):
 29-35.
- [13] 王成元,夏加宽,孙宣标.现代电机控制技术[M]. 机械工业 出版社, 2014.
- [14] 陈硕. 永磁同步电机全速域无位置传感器控制策略研究[D]. 徐州:中国矿业大学, 2021.
- [15] 郭海刚. 变论域自适应模糊控制的几种新方法[D]. 大连: 大连理工大学, 2014.

8 8	85858	933334	\$	\ \\$\\$\\$\\$\\$\\$\\$\\$\\$\\$\\$\\$\\$\\$\\$\\$\\$\\$\	200
22.22		,,		邮发代号: 52-92	いういの
5252		<pre>《</pre>	微电机》(月刊)	订价: 8 元/期	いいいの
32 33	1. 1. 1.	o.#₩	とまままでおいたはまれ日子では、またしかってかけて、食はな	年价:96元/年	いいの
32 S2	至 年1.	2 别,	该看可到当地邮局 [] 阅,本刊小可饭[] 、	编辑部邮购(含快递费): 300 元/年	いういい
52.52	欢	迎投	【稿!欢迎订阅!欢迎刊登广告!	2 2	いろう
23.23	国内刊	刂号:(CN61 – 1126/TM	国际刊号: ISSN 1001-6848	いいい
52 52	邮	箱:	micromotors @ vip. sina. com	2 2	ろうろう
82828	地	址:	高新区上林苑四路36号(710117)	电话: 029-84276641	いいいい

采用国产芯片的高档同步电主轴驱动电路的设计方法

钱 程,钱翰琪

(江苏翰琪电机股份有限公司, 江苏 常州 213161)

摘 要:本文主要阐述了应用全部由国产芯片组成的三闭环数字交流同步电主轴设计,采用预处理数据储存的方式,使单片机快速实时计算的任务提前计算完成,并以数据表的格式固化在驱动器的存储器中,从而可使用低档芯 片实现高速化、高性能的功能,使普通国产芯片同样能实现与进口高速芯片相媲美的数字交流伺服控制,在我国电 主轴行业中解决了进口芯片紧张的问题,并介绍了控制系统采用的硬件结构和实现方法。 关键词:高速处理器;闭环控制;伺服控制

中图分类号: TP273 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2024)06-0047-04

Design Method of High-grade Synchronous Motor Spindle Drive Circuit Using Domestic Chips

QIAN Cheng, QIAN Hanqi (Jiangsu Hanqi Motor Co., LTD., Changzhou Jiangsu 213161, China)

Abstract: This paper mainly expounded the design of three closed-loop digital AC synchronous electric spindles composed of all localization chips. Using pre-processing data storage, adopted the method of preprocessing data storage. Low-end chips and new methods were used, so that ordinary domestic chip could also achieve high-speed chips with imported comparable to achieve high-performance digital AC servo control. The shortage of imported chips has been solved in China's spindle industry. The hardware structure and implementation method adopted by the control system were introduced.

Key words: high speed processor; close loop control; servo control

0 引 言

在高性能电主轴中,旋转器驱动部件就是一个 高速永磁同步电机,随著技术指标的不断提升,在 对电主轴性能要求更加提高的情况下,其关键核心 聚焦到芯片器件上了,包含高速处理器的这类高性 能芯片,这类芯片往往需要进口,因此,当大批量 生产高性能伺服控制系统时,所需的芯片往往受国 外制约。但是由于系统实时性的要求,用一个单片 机很难取得良好的控制效果,而采用高速数字信号 处理器则易于实现复杂的矢量控制算法。如何摆脱 西方国家的控制?本文就是着手研究这一技术问题。 主要从控制方法上阐述了如何用普通国产芯片实现 高性能交流同步电主轴驱动系统设计。为了满足的 性能要求,系统采用国内最广泛的51系列处理器, 如国产常用的 8031 单片机、89C52 单片机等,实现 高性能伺服控制实现系统的三闭环控制(位置环、速 度环和电流环)。

1 工作原理

电主轴中的高速永磁同步电机的工作原理分析 可从以下几个方面进行:

1.1 高速永磁电机供电系统原理

采用数模混合式恒流斩波方式,就是用数字化 作信号输出,用恒流斩波(Constant Current Chopper) 作功率输出,其输出电路为三相全桥模式,如图1 所示。图中1为电源部分,通过市网电源整流实现, 2为输出电路逆变部分,由三相全桥电路构成。恒 流斩波最终控制输出电路的输出,由于恒流的精度

基金项目: 国家基金(51175052); 国家基金(50475181)。

作者简介:钱 程(1980),男,助理工程师,研究方向为特种电机的设计与控制。 钱翰琪(1954),男,助理工程师,研究方向为高速电主轴设计与控制。

收稿日期: 2024-03-15

由单片机数字输出的精度和恒流斩波比较器基准电 压决定,故可以通过低成本的小功率稳压管完成基 准电压的建立,从而达到高精度控制与快响应功率 输出的目的,系统控制原理如图2所示。



图1 整流与输出电路原理

1.2 高精度恒流斩波

用普通国产芯片实现高速度控制,首先解决恒 流斩波的问题,所设计的电路如图2所示。恒流斩 波脉冲由比较器输出至2110的逻辑高端输入端 HIN,由2110驱动电主轴一相的板桥电路。

单片机 D/A 输出为 8 位高稳定性、低分辨率、高精度数模装换器,采样电流为采样电阻上建立的电压,能完全一致地反映出输出电流的大小,基准电压采用国产小功率稳压管,稳定性好,比较器是高灵敏比较器,这种用硬件直接比较的响应速度远比数字比较器快,根据现有国产器件,完全可以达到快响应的目的。



图 2 恒流斩波脉冲产生原理

1.3 普通单片机的高效率应用

把正弦三相数字信号已固化在存储器中,单片 机只是根据地址读取数字信号,无需实时计算正弦 三相数字量,故大大提高快速性,这就也是能用普 通国产芯片而回避用进口芯片的关键之处。其主要 工作过程如图3所示。

图中微处理器不断读取预先存放在存储器中的 数据,并输出到 D/A 接口,读取和输出的速度由中 断来控制,电主轴转速越快,中断时间越短,中断 时间常数等参数来自于驱动器外部通讯口。



图 3 数模混合式恒流斩波控制原理

2 软件算法实现

本交流同步电主轴采用矢量定向控制方法(Field Oriented Contro),硬件采用模块化设计为整个控制 系统的硬件平台。为考虑运行的实时性,软件的灵 活性和可靠性,采用模块化设计方法如图 4 所示。 主要包括三个部分:初始化、控制模块、通信模块。



图4 主程序控制流程图

软件的总体流程图如图 5 所示: 主要采用中断 式实时控制,这样输出波形的连续性和平滑性较好。

将正弦三相数字信号按电角度存入存储器。从 表1、图6可看出,在360°范围内,三相数字量的变 化特点:①在90°的范围内,数字化幅值均在0~ 250内,用一个字节正好满足;②每相幅值的绝对 值均在250以内,用一个字节正好满足;③对于每 相信号而言,0~180°为正;180°~360°为负,A、 B、C 三相互成120°;这样,对于三相数据存储的每 个点,其数字为三个字节,存储的规律为A相第一 字节、B相为第二字节、C相为第三字节。



图5 数字输出程序流程

对于交流同步电主轴而言,在无减速机的情况 下,设一个脉冲当量为0.36°,则电机转一周为 1000个脉冲,分辨率为1000/360°,即250/90°,预 处理数据储存只要计算出0~90°的数据就可以对应 得到360°范围的数据。结合正弦三相原理图上(图 6)的标注,数字化范围如表1所示。



图 6 正弦三相交流分段定义图表 1 数字化正弦三相信号表

	A 相		B 相		C 相	
	工作区段	极性	工作区段	极性	工作区段	极性
0→30°	a1 – a2	正	b3 - b4	负	c2 - c3	正
30°→60°	a1 – a2	正	b4 – b1	负	c2 - c3	正
60°→90°	a1 – a2	正	b4 – b1	负	c3 - c4	负
90°→120°	a2 – a3	正	b4 – b1	负	c3 - c4	负
120°→150°	° a2 – a3	正	b1 - b2	正	c3 - c4	负
150°→180°	° a2 – a3	正	b1 - b2	正	c4 – c1	负
180°→210°	° a3 – a4	负	b1 - b2	正	c4 – c1	负
210°→240°	° a3 – a4	负	b2 - b3	正	c4 – c1	负
240°→270°	° a3 – a4	负	b2 - b3	正	c1 - c2	正
270°→300°	° a4 – a1	负	b2 - b3	正	c1 - c2	正
300°→330°	° a4 – a1	负	b3 – b4	负	c1 - c2	正
330°→360°	° a4 – a1	负	b3 – b4	负	c2 - c3	正

为了提高运行速度,从算法上采取最快的查表 法,其输出软件流程图如图4所示。

压栈只需把中断服务程序中用到的寄存器压 栈,数据表指针为16位,故占两个字节,三相值为 8位(0至255)满足动态范围要求。

3 频响与性能分析

3.1 高速处理器条件下的逆变阶梯时间计算

对于市场用量最多的 24000 r/min, 纯数字交流 逆变器输出增量比(阶梯增量电流/最大电流幅值) 通常为1%,即一个正弦波周期可分 400 台阶。以 2 极电机为例,在 24000 r/min 下的阶梯时间为

 $T_{j} = (1\% */4) * (24000/60) = 0.00000625(s) = 6.25 \ \mu s \ (1)$

即 24000 r/min 下逆变阶梯时间不得大于 6.25 μs。

3.2 数模混合式逆变阶梯时间分析

以国内最广泛的8位51系列芯片为例,进行频 响分析,设时钟频率为24 MHz,则一个机器周期为 0.25 μs,最快完成一个脉冲指令所需的时间计算 如下:

根据上面的软件算法,结合软件流程,统计各 指令的执行所需的机器周期如表2所示。

表 2 数字输出时间表

⊳	指令	执行	传输地	占用机	总需机
)1,	名称	次数	址类别	器周期	器周期
1	压栈	2	内部寄存器	1	2
2	取数据表指针	4	外部寄存器	2	8
3	数据表指针+1	2	内部寄存器	1	2
4	读 a 相值	1	外部寄存器	2	2
5	a 相值送 a 相口	2	接口	2	4
6	数据表指针+1	1	内部寄存器	1	1
7	读b相值	1	外部寄存器	2	2
8	b 相值送 b 相口	2	接口	2	4
9	数据表指针+1	1	内部寄存器	1	1
10	读c相值	1	外部寄存器	2	2
11	c 相值送 c 相口	2	接口	2	4
12	存数据表指针	2	外部寄存器	2	4
13	弹栈	2	内部寄存器	1	2
14	中断返回	2	内部寄存器	1	2
			合计		40

设指令 n 的所占机器周期为 P_n,如第2条指令

取数据表指针定义为 P_2 ,对于 40 MHz 的晶振,运 算时间 K 计算如下:

$$K = \left(\frac{6}{40}\right) * \sum_{n=1}^{14} P_n =$$

2+4+1+2+2+1+2+2+1+2+2+4+

$$2 + 2 = 0.15 * 40 = 6 \ \mu s$$
 (2)

n=60 * *f*=60 * (1/*T*)=25000 r/min (3) 完全满足 30000 r/min 以下电主轴的要求。

与国外同类电主轴比,这一转速高出国外 电主轴的15%,是下一步设计的依据。

最快完成一个脉冲指令时间为6μs,小于T_j即 采用数模混合式恒流斩波控制方法和普通国产芯片 51系列单片机硬件后,同样采取1%的增量比,即 一个正弦波周期可分400 台阶,这样一个周期最 快为

$$T = 6 \mu s * 400 = 2400(\mu s)$$
 (4)
对于 2 极高速电主轴其转速:

4 硬件输出电路

为了不受国外封锁,硬件电路采用全国产化的 中小规模集成电路,芯片上的不足可以通过设计上 来弥补,至于运算速度的问题由控制算法来用预处 理存储加实时查表的方法来实现,同样达到高速芯 片的效果,硬件原理如图7所示。



图 7 输出电路如图

图 7 中 89C52 是完全国产的普通单片机芯片, 国内完全可以自产自销。该芯片的主要优势是自带 8K存储器,用于数据表存放足够了,电路通过斩 波电路实现实时电流反馈、功率器件工作极限保护 两大功能,为了提高可靠性,驱动输出保护采用硬 件电路保护,其驱动保护速度是进口高速芯片的 3 倍以上,实际使用其驱动保护性能由于进口驱 动器。

由于高档数控自动换刀时,需要将电主轴停于 准确位置,电主轴零位信号由零位霍尔传感器通过 89C52 的 P1.4 送入,实现简单而可靠的电主轴整 停位置环,电主轴绕组电流分两路。其中一路经整 流滤波后送斩波比较器作为电流负反馈比较电流, 形成电流环,另一路电流直接送保护电流,形成电 流保护环。

5 结 论

通过本文的分析和实际应用表明,把国产低端 芯片用于电主轴控制中,解决了电主轴高速性、快 响应的问题,很好地实现了高可靠性的电主轴控制, 性能良好,关键是采用全国产的中小规模芯片,摆 脱了西方的高速芯片的供应限制,其成本只有进口 的三分之一左右,使国产永磁同步电主轴更上一个 台阶,真正地让中国制造走向世界,其应用前景十 分美好。

在以往的产品反馈中,电主轴驱动电路的电流 极限保护显得特别重要,通常不采用软件或存在延 时的硬件电路来保护,本文采用电流直接控制方式 (图8),经过实际验证保护效果最佳。



图 8 2110 功率驱动电路

参考文献

- [1] 刘世友.凸极式永磁伺服电机的嵌入式位置检测方法研究[J]. 重庆理工大学学报,2015(5):50-55.
- [2] 杨曼云,孙希平. TH6350 卧式加工中心主轴系统静、动态特 性分析[J]. 计算机辅助设计与制造,2001(4):41-46.
- [3] 卢秉恒,机械制造技术基础[M].北京:机械工业出版社, 2007(12):32-36.
- [4] 贺德志.一种交流伺服电机生产用绝缘检测装置[J].武汉理 工大学学报,2022(3):37-41.
- [5] 姜大军.主动磁悬浮轴承非线性控制决策的研究[J].常州工 学院学报,2012(1):52-56.
- [6] 邱尚初. 模糊逻辑在电动机控制中的应用[J]. 电气传动, 2023(1): 56-59.

基于边缘 AI 计算架构的风力发电机组传动链 故障预警算法

朱振军,曾佳佳,邓 睿,刘旭东 (五陵电力有限公司,湖南长沙410029)

摘 要:风力发电机组运行过程中出现故障的样本相对较少,而正常运行的样本数量通常较多,导致训练模型时样本分布不平衡。为此,提出了基于边缘 AI 计算架构的风力发电机组传动链故障预警算法。归一化处理样本数据,基于卷积神经网络,提取原始输入数据的关键特征;采用支持向量机算法完成故障预警机制的建立,引入非线性核函数实行最优计算,实现故障预警数据属性分类;基于边缘 AI 计算架构,根据风力发电机组传动链数据特点,实现风力发电机组传动链故障预警。实验结果表明,所提方法可以预警出齿轮箱、主轴承出现的故障,主动预警准确率高于 80%,故障预警曲线与实际曲线拟合度更高,故障预警效果较好。 关键词:边缘 AI 计算架构;风力发电机组;传动链;故障预警

中图分类号: TM315 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2024)06-0051-04

Failure Warning Algorithm of Wind Turbine Transmission Chain Based on Edge AI Computing Architecture

ZHU Zhenjun, ZENG Jiajia, DENG Rui, LIU Xudong (Wuling Power Corporation LTD., Changsha 410029, China)

Abstract: There are relatively few samples that failure in the operation of wind turbine, while the number of samples in normal operation is usually more, which leads to the unbalanced sample distribution when training the model. This paper, the fault warning algorithm of wind turbine based on edge AI was proposed. Based on the sample data, the key features of the original input data; the support vector machine algorithm was used to complete the establishment of the fault warning mechanism, the nonlinear kernel function was introduced to implement the optimal calculation and realize the fault warning data attribute classification; based on the edge AI computing architecture, according to the characteristics of the wind turbine transmission chain. The experimental results show that the proposed method can warn the failure of the gearbox and the main bearing, the active warning accuracy is higher than 80%, the fault warning curve and the actual curve fit higher, and the fault warning effect is better.

Key words: edge AI computing architecture; wind turbine; transmission chain; fault warning

0 引 言

风力发电机组在运行过程中可能会遇到各种故障,其中传动链故障是最常见的故障之一。风机传动链作为风电机组的核心发电部件,一旦失效会带来极大的检修和更换成本,而且由于发电机、齿轮

箱、主轴承等设备的库存通常备货量有限,如果无 法提前预知故障的发生,非计划性停机带来的停机 损失较为严重^[1-2]。因此,及时发现和预警传动链 故障对保障风力发电机组的稳定运行非常重要。传 统的故障诊断方法通常依赖于专家经验和离线监测, 存在诊断准确性低、响应速度慢等问题。

收稿日期: 2023-11-21

作者简介:朱振军(1983),男,学士,高级工程师,研究方向为风电、光伏生产运营管理。 曾佳佳(1982),男,学士,工程师,研究方向为新能源生产管理等。 邓 睿(1991),男,学士,工程师,研究方向为新能源风电技术管理等。

刘旭东(1992),男,学士,工程师,研究方向为新能源系统维护。

李博等^[3]提出了基于 LSTM – Adam 的刮板输送 机链传动系统故障预警方法,基于 LSTM 搭建预测 模型,使用滑动加权平均法,计算预测值与真实值 之间的残差,并将正常运行工况下同类数据的最大 残差作为预警阈值,当残差超过预警阈值时进行预 警。但该算法在实际应用中的准确性下降;马艳芳 等^[4]采用 ANSYS 软件进行分析,获取应力变化特 征,将其作为样本。利用 BP 神经网络构建并训练预 测模型,以实现对断链故障的预警及诊断功能,但 该算法用于传动链故障预警时,可能会丢失一些关 键信息,造成诊断准确性低。

边缘人工智能(AI)计算架构是一种在本地设备 上进行 AI 计算和决策的技术,相对于云端计算,它 具有低延迟、高实时性和更好的数据隐私保护等优 势。边缘 AI 计算架构的出现为风力发电机组传动链 故障预警提供了新的解决方案。边缘设备上搭载 AI 算法,可以实时分析传感器数据,并基于预先训练 好的模型进行故障识别和预警。边缘 AI 计算的高实 时性和低延迟,使得传动链故障可以得到及时诊断 和处理,从而最大限度地减少故障带来的损失。因 此,研究基于边缘 AI 计算架构的风力发电机组传动 链故障预警算法具有重要的实际意义。通过合理利 用边缘计算资源和 AI 算法,提高风力发电机组的运 行效率和稳定性,进一步推动可再生能源的发展。

1 风力发电机组传动链故障预警

1.1 数据清洗及预处理

数据预处理的根本目的是清洗掉数据中的脏数 据和异常数据。首先,根据不同测点的物理特性对 数据中的空值进行合理插补或移除。之后,结合专 家意见和统计学原理,计算每个测点数据的合理范 围并清洗超出范围的数据。

通过监控组态软件(Supervisory Control And Data Acquisition – SCADA)数据预处理工作提取高质量的 健康数据集是风电机组故障预警模型搭建的基础, 首先开发有效的 SCADA 异常数据处理方法,剔除由 于风速和风向的不确定性而产生的异常数据。然后 开发合理的 SCADA 数据参数选择方法,剔除 SCA-DA 数据中的信息冗余,避免模型训练陷入局部极小 值,甚至梯度爆炸而直接影响模型的训练进程。最 后利用数据归一化操作消除风电机组参数之间不同 量纲的影响,以便进行模型训练时加快梯度下降速 度,提高模型的预测精度,并有可能进一步延长预 测步长。为了消除各类参数对应量纲的影响,防止 数量级较大的参数在训练时占据主导地位,减小数 量级的差异以加快迭代收敛速度,对样本数据进行 归一化处理。

在风力发电机组传动链故障检测整个数据处理 和分析过程中,设计人工智能算法,使其适应风机 运行不同工况^[5-6]。实现不同工况下的特征与故障 模式匹配关系,以取得最佳的处理效果。

1.2 基于卷积神经网络的数据特征提取

风力发电机组传动链故障的原始数据存在着多 个维度,并且其中包含了冗余和低关联的特征维。 卷积神经网络(ConvolutionalNeuralNetworks, CNN)能 够通过卷积池化提高对数据的特征提取能力。

利用卷积核的卷积运算可以获取多个卷积特征 图,可以有效提取出原始输入数据的关键特征,卷 积运算表达为

$$y^{l(m,n)} = \sum_{n=0}^{c-1} K_m^{l(n)} x^{l(n+n')}$$
(1)

式中, $K_m^{l(n)}$ 表示第 l 层第 m 个卷积核中的第 n'个权 值; $x^{l(n+n')}$ 表示第 l 层第 n 个被卷积的局部区域中第 n'个权值感知位置; c 表示卷积核的尺寸大小。

通过池化层的特征压缩,可以对特征矩阵进行 降维,从而显著减少模型训练参数,以获得主要特 征^[7-8]。其中,最大池化操作将感知区域中的最大 值作为该池化层的输出,表示为

 $p^{l(m,t)} = y^{l(m,n)} \max_{(n-1)c+1 \le t \le jw} \{a^{l(m,t)}\}$ (2) 式中, $a^{l(m,t)}$ 表示为第 l 层第 m 个特征图的第 t 个激 活值, w 为池化宽度。

根据以上内容为实现风力发电机组传动链故障 预警奠定基础。

1.3 传动链预警数据属性划分

风力发电机组传动链故障预警管控的主要目的 是实现风力发电机组传动链自主、智能管控,可靠 分析风力发电机组传动链的运行状态,在传动链发 生异常没有造成故障前提前发送故障预警,降低传 动链运行风险,同时保证多维度的故障预警^[9]。因 此,应用层基于其他各层对于传动链运行数据处理 和分析后,建立故障预警模型,实现传动链的多维 故障预警以及管控。文中采用支持向量机算法完成 故障预警机制的建立,由于故障预警管控问题均具 备显著的内在耦合关联性、协同需求以及多维变化 等特点,该算法则能够深入挖掘数据中实现多维度 故障预警管控规律,并且引入非线性核函数实行最 优计算,实现故障预警数据属性分类。

采用该算法对传动链故障预警管控的多维数据 实行属性划分,其公式为

$$f(x) = \operatorname{sign}\left(\sum_{m=1}^{\infty} \alpha_m y_m e^{-\frac{\|x-y\|}{2\sigma^2} + b}\right) p^{l(m,t)}$$
(3)

式中, f(x)表示数据的最优分类决策函数,符号函数用 sign 表示, b 表示设定的参数, x 表示未知量, a_m 表示正则化系数, y_m 表示二元变量, σ 表示波动系数。

2 基于边缘 AI 计算架构的风力发电机 组传动链故障预警

在完成风力发电机组传动链数据清洗及预处理、 基于卷积神经网络的数据特征提取以及传动链预警 数据属性划分等工作后,即可实现基于边缘 AI 计算 架构的风力发电机组传动链故障预警^{10]}。边缘计算 利用 STM32F103RET6 芯片进行高频采样和实时统计 运算,周期性地计算一组特征参数,并通过通讯模 块传输到云端服务器进行诊断和预测分析。边缘 AI 计算架构通过随机排布每个预设时间段内数据上传 的具体时刻,以尽可能均匀化上传数据量。网关和 控制器被视为边缘计算节点,具备计算、存储和数 据传输能力。对于风力发电机组传动链数据采集, 使用四分位数方法进行异常数据处理,即将数据分 成四个等分。其中,四分位距 *I*_{0R}是第三四分位数与 第一四分位数的差,其表示为

$$I_{QR} = Q_3 - Q_1 \tag{4}$$

式中, Q_3 表示第三四分位, Q_1 表示第一四分位。当 样本数据中存在异常值时,可以根据四分位距确定 样本数据中的异常值上下限范围[F_d , F_u],其计算 表示如式(5)所示。

[*F_d*, *F_u*] = [*Q*₁ - 2. 5*I_{QR}*, *Q*₃ + 2. 5*I_{QR}*] (5)
 为保证故障预警的可靠性,本文采用 Logistic 逻
 辑回归算法完成故障预警。设预警值用 *E* 表示,引
 起传动链风险的因素有很多种,例如温度、负载率
 等,构建 Logistic 回归故障预警模型为

$$\ln = \frac{p}{1 - p} \sum_{j=1}^{j} E = \beta_0 = \beta_1 k_1 = \dots = \beta_j k_j \quad (6)$$

式中,风险影响因素的回归系数用 β_1 , β_2 ,…, β_j 表示; k_1 ,…, k_j 表示风险因素;p表示风险概 率。获取传动链故障预警结果后,计算故障发生 概率:

$$T = \frac{e^{\beta_0 + \beta_1 k_1 + \dots + \beta_j k_j}}{1 + e^{\beta_0 + \beta_1 k_1 + \dots + \beta_j k_j}} \sum_{j=1}^j p$$
(7)

采用最大似然估计法求解回归系数 e, 完成式 (7)的求解,即可得出故障发生概率,并完成故障 识别,同时发送预警至展示界面,完成传动链故障 预警。至此,结合上述的相关内容,基于边缘 AI 计 算架构的风力发电机组传动链故障预警算法设计 完成。

3 实验结果与分析

3.1 实验准备

为了验证本文提出的基于边缘 AI 计算架构的风 力发电机组传动链故障预警算法的有效性,进行如 下实验。本文搭建风力发电机组故障模拟实验平台, 由变频控制器、故障模拟试验台、采集仪、采集软 件等组成。变频控制器的高速端转速为 1800 r/min, 采样频率为 512 kHZ。设定电动机转速在 1000 r/ min,采样频率为 10.24 kHZ,对传动链不同状态情 况下的数据分别获取数据。不同状态的传动链数据 采集 250 组,共包含 1000 组。某实验故障预警的对 象为国内主流厂家的风力发电机组,通过最近1年 的持续运行和现场测试验证,截至目前已发现了 96 频次的现场实际故障记录。

3.2 结果分析

将本文提出的基于边缘 AI 计算架构的风力发电 机组传动链故障预警算法,与文献[3]提出的基于 LSTM – Adam 的刮板输送机链传动系统故障预警方 法、文献[4]提出的刮板输送机链传动系统故障检 测与诊断方法进行对比,分别采用本文方法、文献 [3]方法和文献[4]方法,对实际故障预警结果进行 对比,风力发电机组传动链健康预警应用情况表如 表1所示。

根据表1可知,本文提出的基于边缘 AI 计算架 构的风力发电机组传动链故障预警算法均能预警出 齿轮箱、主轴承出现的故障,而文献[3]方法仅能 预警出主轴承温度传感器数据异常和齿轮箱中间轴 非驱动端温度传感器数据异常,文献[4]方法仅能 预警出齿轮箱油池温度异常、主轴承温度传感器数 据异常和齿轮箱中间轴非驱动端温度传感器数据异 常。因此,可认为本文设计的基于边缘 AI 计算架构 的风力发电机组传动链故障预警算法具有一定可 行性。

表1 风力发电机组传动链健康预警应用情况表

风场	风力发电机组	预警类型	本文方法预警描述	文献[3]方法预警描述	文献[4]方法预警描述
А	#01 风力发电机组	齿轮箱	齿轮箱油池温度异常	齿轮箱油池温度正常	齿轮箱油池温度异常
В	#24 风力发电机组	主轴承	主轴承温度传感器数据异常	主轴承温度传感器数据正常	主轴承温度传感器数据正常
В	#23 风力发电机组	主轴承	主轴承温度传感器数据异常	主轴承温度传感器数据正常	主轴承温度传感器数据正常
В	#25 风力发电机组	主轴承	主轴承温度传感器数据异常	主轴承温度传感器数据异常	主轴承温度传感器数据异常
С	#10风力发电机组	齿轮箱	齿轮箱油池温度异常	齿轮箱油池温度正常	齿轮箱油池温度正常
С	#02风力发电机组	齿轮箱	齿轮箱油池温度异常	齿轮箱油池温度正常	齿轮箱油池温度正常
С	批量	齿轮箱	齿轮箱中间轴非驱动端温度 传感器数据异常	齿轮箱中间轴非驱动端温度 传感器数据异常	齿轮箱中间轴非驱动端温度 传感器数据异常
С	批量	齿轮箱	齿轮箱中间轴驱动端温度 传感器数据异常	齿轮箱中间轴驱动端温度 传感器数据正常	齿轮箱中间轴驱动端温度 传感器数据正常

为了验证本文所提基于边缘 AI 计算架构的风力 发电机组传动链故障预警算法的优越性,将本文所 提方法的预警结果及指标评价与文献[3]方法、文 献[4]方法进行对比。设置数量为100,所有方法学 习率均设置为0.006,且不做参数优化,同等条件对 比。衡量不同方法在风力发电机组传动链实际运维 过程中的工作能效,对比结果如图1所示。



图1 不同方法的主动预警准确率对比结果

由图1可知,本文方法的主动预警准确率高于 80%,在风力发电机组传动链实际运维应用过程中 能够有效提取原始输入数据的关键特征,而两种文 献方法的主动预警准确率较低。因此,本文方法具 备故障预警全面管控功能,能够可靠获取故障预警 结果,其在应用过程中具备极高的工作能效,满足 用户对于风力发电机组传动链故障预警管控的应用 需求。

为了更深入衡量本文方法的应用性,选取故障 发生前24小时的数据进行分析,将挑选的数据输入 训练好的模型中,得到时间序列残差数据。不同方 法的预测值与真实值对比如图2所示。

根据图2的实验结果分析,根据风力发电机组 传动链实际运行数据将本文方法与文献[3]方法和 文献[4]方法进行对比,证明了本文方法的故障预 警曲线与实际曲线拟合度更高,误差更小,性能更 加优越,故障预警效果较好,能够实现风力发电机 组传动链的早期预警。



图 2 不同方法的故障数据预测值与真实值对比

4 结 语

本文提出的基于边缘 AI 计算架构的风力发电机 组传动链故障预警算法。经实验验证,在风力发电 机组传动链的故障预警中展现出更高的准确率,能 够有效提取原始输入数据的关键特征,同时具备全 面的故障预警管控功能,可以可靠地获取故障预警 结果,工作能效也较高,拟合度更高、误差更小, 能够更准确地预测风力发电机组传动链的故障,实 现早期预警。因此,该算法具有一定的可行性,可 为风力发电行业提供高效、准确的故障预警解决方 案。未来可以进一步研究和优化该方法,以提升其 在实际应用中的性能和可靠性。

参考文献

 [1] 夏博,李春杨,万露露,等.基于深度学习的风力发电机组故 障预警方法研究综述[J].科学技术与工程,2023,23(9): 3577-3587.

(下转第68页)

复合转子无刷双馈风力发电机的设计与分析

张长国¹, 辛 瑗²

(1. 国网盐城供电公司, 江苏 盐城 224002; 2. 国网江苏超高压公司, 南京 211102)

摘 要:无刷双馈发电机由于取消电刷滑环,可靠性高,在海上风力发电等领域具有应用前景。为了提升转子的调制能力,本文基于电机气隙磁场调制统一理论研究了短路线圈加凸极磁阻调制器结合的复合转子无刷双馈发电机。
 首先从理论上揭示了复合调制器比单个调制器可产生更高有用谐波分量的机理,之后对复合转子的结构进行优化,包括凸极上笼条数目与短路线圈的连接方式,最后基于所建立的电机模型,对比了复合转子无刷双馈发电机与传统
 三种无刷双馈发电机的气隙有用谐波构成,2D有限元以及样机实验结果验证了电机拓扑与分析方法的有效性。
 关键词:无刷双馈;磁场调制;凸极磁阻;短路线圈;风力发电
 中图分类号:TM315 文献标志码:A 文章编号: 1001-6848(2024)06-0055-07

Design and Analysis of Composite Rotor Brushless Doubly Fed Generator for Wind Turbine

ZHANG Changguo¹, XIN Yuan²

State Grid Yancheng Power Supply Company, Yancheng Jiangsu 224002, China;
 State Grid Jiangsu Ehv Company, Jiangsu, Nanjing 211102, China)

Abstract: Brushless doubly-fed generators have promising applications in offshore wind power generation and other fields due to the elimination of brush slip rings and their high reliability. In order to enhance the modulation capability of the rotor, this paper investigated a composite rotor brushless doubly-fed generator combined with a short-circuited coil plus a salient pole reluctance modulator based on the general airgap field modulation theory for electrical machines. Firstly, the mechanism that the composite modulator can generate higher useful harmonic components than a single modulator was theoretically revealed, and then the structure of the composite rotor was optimized, including the number of cage bars on the salient pole and the connection type of the short-circuited coil. The 2D finite element and experimental results verified the validity of the motor topology and analysis method.

Key words: brushless doubly fed; magnetic field modulation; salient pole reluctance; short circuit coil; wind power generation

0 引 言

清洁能源的开发与利用在当下资源环境问题日 趋严重的背景下显得愈加重要^[1]。风力发电一直是 可再生能源利用中的重要一环。目前主流的风力发 电机主要是双馈异步发电机和永磁直驱发电机。无 刷双馈风力发电机(Brushless doubly-fed generator, BDFG)由于取消了电刷滑环且无永磁体在风力发电 领域受到广泛关注^[2]。根据运行原理的不同,无刷 双馈发电机可以分为级联式和调制式^[3]。级联式 BDFG 由于轴向长度过长在很多应用场合受限,因 此调制式 BDFG 一直是无刷双馈领域的研究热点。

无刷双馈电机中有两套极对数不同的绕组,分 别是 p_p 对极的功率绕组(Power winding, PW)与 p_c 对 极的控制绕组(Control winding, CW),调制式 BDFG 主要是利用特殊设计的转子结构实现两套绕组的耦 合,以转换其极对数产生稳定的电磁转矩。文献 [4]提出了嵌套环式短路线圈转子无刷双馈电机,

作者简介:张长国(1997),男,硕士,助理研究员,研究方向为无刷双馈电机的设计。

收稿日期: 2023-11-13

基金项目: 国家自然科学基金面上项目(61973073)

辛 瑗(1997),女,硕士,助理研究员,研究方向为电机设计分析。

但其气隙谐波丰富^[54],后续国内外学者从短路线圈 连接方式以及排布等方面^[7]着力优化转子结构。由 于凸极同样可以阻碍磁通,因此涌现了一系列无刷 双馈磁阻电机,其转子结构^[8]可分为凸极磁阻、多 层磁障^[9]与轴向叠片。文献[10]根据齿谐波原理提 出了双正弦绕线式无刷双馈电机,通过调整绕组系 数从而保留两种有效谐波,且成功应用于 700kW 的 船舶系统^[11]。

上述转子结构都是单一调制器作用,根据电机 气隙磁场调制统一理论^[12],调制算子具有叠加性, 因此可以指导设计多种调制器组合的复合转子以增 强转子的调制能力。文献[13]研究了短路线圈加辅 助深槽类复合转子,确定了满足 BDFG 工作条件辅 助深槽的数量,建立了有限元模型,证明该复合转 子的磁场调制效果要比传统 BDFG 好。但是只是初 步给出了其结构,并未揭示其磁场调制机理,具体 的转子结构也未优化,同时也未制作样机来支撑有 限元结果。本文旨在研究凸极磁阻加辅助短路线圈 类复合转子无刷双馈发电机,在直观体现两种调制 器加强转子调制能力的基础上,对 BDFG – HR 的优 化设计与电磁特性作深入研究,以为探寻无刷双馈 发电机更优的转子结构提供新思路。

1 基本原理

1.1 基本拓扑

复合转子无刷双馈发电机(BDFG - HR)结构如 图1所示,定子上有两套绕组:功率绕组 PW 与控 制绕组 CW,转子上有两种调制器:凸极磁阻与短 路线圈。凸极磁阻即为常见无刷双馈磁阻电机与同 步磁阻电机中的凸极结构,在凸极内部嵌有短路线 圈。短路线圈结构为带公共笼条的结构,且考虑到 公共笼条电流比非公共笼条电流大,因此为了不浪 费材料,采用不等截面积短路线圈,以保证公共笼 条与非公共笼条电流密度相近。



图 1 BDFG - HR 电机拓扑

凸极磁阻和短路线圈之所以可以形成无刷双馈的复合转子,原因在于这两种转子磁耦合特性类似。 如图 2(a)所示,根据磁阻最小原理可以定义凸极转 子的 dq 轴,根据楞次定律可以定义短路线圈的 dq 轴,如图 2(b)所示。因此保证这两种调制器的单元 数相同,将两种转子的 dq 轴对应进行组合即可得到 凸极加短路线圈的复合转子,进一步增强磁通调制 效果。



图 2 调制器 dq 轴定义

1.2 磁场调制机理

本文复合转子所涉及的两种调制器即为气隙磁 场调制统一理论中定义的两种调制器:凸极磁阻与 短路线圈。忽略定子开槽,定义f(ϕ , t)为定子坐标 系下初始励磁磁动势:

$$f(\phi, t) = \cos(p\phi - \omega t) \tag{1}$$

式中, *p* 为极对数; φ 为定子坐标系下的圆周位置; ω 为电流角频率。

对于凸极磁阻调制器,忽略定子开槽且近似认 为转子槽磁动势降落到0,因此在调制器坐标系下 引入调制算子为

$$M_{(N_{\rm SP},\varepsilon)}\left[f(\phi, t)\right] = \begin{cases} f(\phi, t), \phi \in C^{\rm R} \\ 0, \phi \in [0, 2\pi] - C^{\rm R} \end{cases}$$
(2)

式中, $N_{\rm SP}$ 为凸极磁阻个数; ϵ 为凸极极弧系数; ϕ 为 在调制器坐标系下的 ϕ ; $C^{\rm R}$ 为凸极所在的圆周不连 续区间。将其展开为傅里叶形式,为

$$M_{(N_{\rm SP},\varepsilon)}\left[f(\phi,t)\right] = C_{p,p}\cos(p\phi - \omega_s t) + \sum_{k=lN_{\rm SP}-p}^{\infty} C_{p,k}^{\rm sum}\cos[k\phi + \omega_s t + (p+k)\frac{\pi}{N_{\rm SP}}] + (3)$$

$$\sum_{k=lN_{\rm SP}+p}^{\infty} C_{p,k}^{\rm dif}\cos[k\phi - \omega_s t + (k-p)\frac{\pi}{N_{\rm SP}}]$$

式中, ω_s 为转子的转差频率;C表示不同极对数下 对应的磁场转换系数;上标 sum 表示和调制;dif 表 示差调制,具体计算参照文献[14]。对于短路线圈 转子,调制后的磁动势为初始励磁磁动势与短路线 圈产生的附加磁动势之和,不妨设短路线圈回路数 为1,因此引入算子

$$M_{(N_{\rm SC},\gamma)}[f(\phi,t)] = f(\phi,t) + \sum_{j=1}^{N_{\rm SC}} N_j i_j(t), \phi \in [0,2\pi]$$

$$(4)$$

式中, N_{sc} 为短路线圈巢数; γ 为线圈跨距; N_j 为第j个短路环; i_j 为第j环中的电流; 第j环的电阻与电 感分别为 R、L。傅里叶分解该磁动势可得到

$$M_{(N_{\rm SC},\gamma)}[f(\phi,t)] = C_{p,p}\cos(p\phi - \omega_s t) - \sum_{k=lN_{\rm Sc}-p}^{\infty} C_{p,k}^{\rm sum}\sin[k\phi + \omega_s t + (p+k)\frac{\pi}{N_{\rm SC}} - \arctan\left(\frac{\omega_s}{R}L\right)] + \sum_{k=lN_{\rm Sc}+p}^{\infty} C_{p,k}^{\rm dif}\sin[k\phi - \omega_s t + (k-p)\frac{\pi}{N_{\rm SC}} + \arctan\left(\frac{\omega_s}{R}L\right)]$$

$$(5)$$

根据统一气隙磁场调制理论,调制算子满足叠加性,复合转子中,由于 N_{sp}与 N_{sc}相等,即短路线 圈和凸极磁阻调制器产生的调制磁动势的频谱一致, 因此该复合转子调制算子为凸极磁阻与短路线圈调 制算子的线性叠加,即

$$M_{(N_{\text{SP}},\varepsilon,N_{\text{SC}},\gamma)}[f(\phi, t)] = M_{(N_{\text{SP}},\varepsilon)}[f(\phi, t)] + M_{(N_{\text{SC}},\gamma)}[f(\phi, t)]$$
(6)

具体调制过程(*p*=3, *N*_{SC/SP}=4, ε=0.5, γ=1) 示意如图3所示,可知复合转子的调制先经凸极磁阻 极调制器,后加上短路线圈的附加磁动势,利用式 (3)与式(5)可以计算出傅里叶的结果,有效和调制分 量谐波幅值最高,该值均高于单独作用的调制器。



图 3 BDFG-HR 磁场调制过程

2 BDFG – HR 参数优化

2.1 定子参数

电机基本参数如表1所示,包括额定运行状态 与定子的基本结构。

表1 电机基本参数

关键参数	参数值
额定功率/kW	0. 33
PW 额定电压/V	110
PW 额定频率/Hz	50
PW 额定负载/Ω	47
CW 额定电流/A	3.1
CW 频率范围/Hz	- 12. 5 - 12. 5
极对数 $p_{\rm p}/p_{\rm c}$	4/2
转速范围/(r/min)	375 - 625
额定转速/(r/min)	625
定子槽数	45
每相串联匝数 PW/CW	510/225
定子外径/内径/mm	182/127
轴向长度/mm	90
气隙长度 mm	0.35

2.2 转子上单个凸极笼条数目

复合转子短路线圈选择为带公共笼条的结构, 因此单个凸极上笼条的数目为奇数,且该数量决定 了转子短路线圈每巢的回路数,影响转子调制能力。

考虑发电运行,即 p_e对极 CW 单独励磁,气隙 中首先含有大量 p_e对极的有用谐波,也可称之为基 波,经过转子的调制,PW 与 CW 耦合,会在气隙中 产生 PW 极对数相同的 p_p对极有用谐波,该次谐波 在 PW 绕组中产生感应电动势,从而实现双馈发电 运行,因此定义气隙中有用谐波占基波的比例

$$P = \frac{B_{p_p}}{B_{p_c}} \times 100\% \tag{7}$$

式中, B_{pp} 、 B_{pc} 为气隙中 p_p 、 p_c 对极谐波的幅值。

图 4 是额定运行时凸极上笼条数目为 3 和 5 结构示意图与气隙磁密傅里叶分解图。当单个凸极上 笼条数为 3 时,气隙中有用谐波占比 P = B₄/B₂ = 0.259/0.354 = 73.16%,当凸极上笼条数为 5 时即 增加内部一个回路时,图中可以看到 4 对极谐波幅 值上升,此时 P = 86.31%,同样上升,可见当笼条 回路增加时,转子的调制能力增强,这与无刷双馈 感应电机的结论是一致的。



图 4 凸极上不同笼条数目气隙磁密傅里叶分解

2.3 转子短路线圈连接方式

BDFG-HR 中转子短路线圈的连接方式为带公 共笼条,因此本文进一步提出四种不同笼条连接结 构如图5所示,分别为图5(a)不带公共端环带公共 笼条、图5(b)带公共笼条又带公共端环、图5(c) 带公共笼条等距短路线圈与图5(d)带公共笼条串联 短路线圈。同样保持相同的励磁和负载,四种连接 方式的气隙磁密分解后的幅值与占比如图6所示。 可以看到四种连接方式中,c连接方式同样的励磁 下可以产生的4对极有用谐波幅值最小,a连接方式 基波2对极幅值最高,有用谐波占比最低,为 86.13%,其磁场转换能力最弱。b连接方式即带公 共端环又带公共笼条4对极有用谐波幅值最高,且 气隙中有用谐波占比也最高,磁场转换能力最强, 进而得到更优的连接方式。



图 5 短路线圈不同连接方式

3 不同转子磁场调制能力比较

本节旨在将 BDFG - HR 与传统三种 BDFG: 无 刷双馈感应发电机(Brushless Doubly - Fed Induction Generator, BDFIG)、简单凸极转子无刷双馈发电机(Brushless Doubly - Fed Generator with Salient Pole Ro - tor, BDFG - SPR)、多层磁障无刷双馈发电机(Brushless Doubly - Fed Generator with Multibarrier Rotor, BDFG - MBR)作对比,具体结构如图 7 所示,以验证所提出结构的可行性与有效性。

对于三种传统 BDFG 电机转子结构优化需要依据各自的结构特点。BDFIG 转子结构选择的关键在 于避免一系列定转子齿谐波和尽量选择近槽配合; BDFG - SPR 转子结构选择主要是凸极的极弧系数, 利用多目标遗传算法以转矩性能为目标进行转子全 参数扫描; BDFG – MBR 转子选择的关键在于磁障 层与导磁层之比。



图 6 短路线圈不同连接方式气隙磁密有用谐波幅值与占比



图 7 不同 BDFG 转子结构

比较各种不同转子 BDFG 电机调制能力时,除转 子结构不同外, 应保证其他条件均相同, 即采用相同 的定子结构与运行状态, 仿真中 PW 端接额定 47 Ω负 载, CW 励磁电流为 3.1 A, 频率为 12.5 Hz, 转子转 速 625 r/min, 使得 PW 端发出 110 V/50 Hz 三相电。 图 8 是四种 BDFG 气隙磁密及其傅里叶分解。图 8(a) 中结果可以看到对于 BDFIG, 2 对极 CW 励磁后气隙 主要的谐波含量为2对极以及和PW极对数相等的4 对极,具体的幅值含量可以看出4对极谐波占基波的 61.54%,可知转子的调制效果较好,因为本文所选 结构为回路数为3,与回路数为1的结构性能有大幅 提升。气隙中同时也含有无用谐波,幅值最高的是10 对极和调制谐波。图8(b)中可知凸极的调制效果较 差,调制后气隙中的4对极谐波幅值较小,有用谐波 占基波比例为43.64%,调制后出现幅值较大的无用8 对极差调制谐波,幅值超过4对极,为0.325T,占基 波比例为 64.28%, 这将引起较高的转矩脉动和 PW 电压畸变率。图8(c)中BDFG-MBR 气隙同样幅值含 量最高的分别是与 PW 和 CW 极对数相同的磁密谐 波,4 对极谐波占基波幅值的58.07%。幅值最高的无 用谐波极对数为10 对极,与凸极磁阻相同,幅值为 基波的35.93%。因此可知磁障转子比同为磁阻转子 的凸极调制能力强,其调制能力与笼型转子相当。图 8(d)可知 BDFG - HR 气隙中幅值最高的仍然是2 对 极与4 对极,4 对极谐波幅值为0.271 T,占基波的 90.15%,由于该复合转子中主调制器为凸极磁阻, 因此其谐波极对数谐波组成与凸极磁阻转子类似,8 对极差调制与10 对极和调制谐波幅值较高,有区别 的是,由于短路线圈的存在,气隙中无用8 对极谐波 幅值大量降低,最高无用谐波幅值为10 对极,占基 波比例为33.33%。

综上分析可知在 CW 侧相同励磁, PW 相同负载的情况下, BDFIG 可以产生最高的 4 对极谐波幅值,即更大的 PW 端电压,但此时的 2 对极谐波幅值也较高,控制侧饱和程度较高,因此 P 值不是最大,磁场转换能力受限; BDFG – HR 有用谐波占基波的比例为最高,磁场转换能力最强,占比达 90.15%,其他依次是 BDFIG、BDFG – MBR、BDFG – SPR,占比分别为 61.54%、58.07%、43.64%。





图 8 不同类型 BDFG 气隙磁密分布及其傅里叶分解

4 实验验证

为了验证 BDFG - HR 拓扑与分析方法的有效 性,制造了一台0.33kW的样机,如图9所示,图9 (c)为凸极磁阻加短路线圈的成型复合转子。



(a) 定子

图 9 BDFG-HR 样机加工图片

电机测试时利用测功机用作原动机来模拟风速, 测功机控制平台可以读取转矩、功率与转速。BDFG - HR 功率绕组接三相可调纯电阻负载, 控制绕组励 磁通过变频器与调压器获得。电机处于超同步速运 行即超过 500 r/min 时,调节变频器与调压器使得 PW 线电压在示波器为额定 110 V/50 Hz, 当电机处 于亚同步速运行即低于 500 r/min 时, 调换 CW 任意 两相相序,同样调节 CW 电流使得 PW 实现变速恒 频发电。

BDFG - HR 在 625 r/min 超同步速与 375 r/min 亚同步速与时 PW 端电压与电流波形如图 10 所示, 电压电流的有效值与频率均可通过示波器读出,图 11 是两个转速下电压的 THD, 可以看到高次谐波的 幅值均很小, THD 结果分别为 3.53% 与 3.4%, 电 压质量良好。







图 11 625 r/min 与 375 r/min 额定负载发电 PW 电压 THD 计算

图 12 是当转速在 375~495 r/min 亚自然同步速 与 505~625 r/min 超自然同步速是保证 PW 侧变速 恒频发电的结果图。从图 12(a) 可以看到当风速在± 25% 自然同步速变化时,可以通过调节 CW 的频率 使得 PW 恒定发出 50 Hz 的三相电, 实测频率与仿 真吻合的较好, 亚自然同步速需要调换相序, 也即 常说的负频率。图 12(b)则是保证 PW 在恒频的基 础实现恒压发电,保证 PW 侧发出 110 Vrms 的三相 线电压,此时 PW 电流由于恒定电阻负载也基本不 变,图12(c)可知 CW 励磁电流根据无刷双馈发电 机的电流控制模式可知也基本不变,在额定3.1 Arms 左右, CW 电压则关于自然同步速点 500 r/min 呈"V"对称,在自然同步速时 CW 电压很小且接近 于0。CW 实测的电压电流与仿真有相应的误差,这 是由于复合转子中短路线圈的端部较长,在仿真中 未考虑实际端部的一系列影响,误差在允许的范围 之内。





图 12 亚同步速到超同步速 BDFG - HR 发电运行性能

5 结 论

本文深入研究一种复合转子无刷双馈发电机(BD-FG-HR),其转子是由凸极磁阻+短路线圈形成的复 合调制器,通过对其磁场调制效果分析和有限元参数 优化得到了基本仿真模型,并将其和传统转子无刷双 馈发电机进行气隙磁密有用谐波含量对比。仿真结果 和实验结果表明,本文所研究的BDFG-HR由于结合 两种调制器具有更强的磁场调制能力,电机功率端电 压质量良好且在额定超同步速时实现变速恒频发电, 验证了电机拓扑与分析方法的有效性,为探寻无刷双 馈发电机更优的转子结构提供思路。

参考文献

[1] Cheng Ming, Zhu Ying. The State of the Art of Wind Energy Con

(上接第39页)

参考文献

- [1] 余莉,刘晓峰,孔祥苓,等.一种脉宽调制式舵系统舵机模拟
 器设计方法[J].飞控与探测,2022,5(3):84-90.
- [2] 苏伟杰,陈辉,王厚浩,等.弹性大惯量电动舵系统颤振抑制[J].飞控与探测,2021,4(3):83-90.
- [3] Orlowska-Kowalska T, Szabat K. Optimization of Fuzzy-logic Speed Controller for DC Drive System with Elastic Joints[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2004, 40(4): 1138-1144.

version Systems and Technologies: A Review[J]. Energy Conversion and Management, 2014, 88: 332-347.

- Han Peng, Cheng Ming. Brushless Doubly-fed Machines: Opportunities and Challenges [J]. Electrical Engineering, 2018, 4(2): 1-17.
- [3] 程明,韩鹏,魏新迟.无刷双馈风力发电机的设计、分析与控制[J].电工技术学报,2016,31(19):37-53.
- [4] Broadway A R W, Burbridge L. Self-cascaded Machine: A Low Speed Motor or High Frequency Brushless Alternator [J]. Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, 1970, 117 (7): 1277-1290.
- [5] Chen Jiansheng, Zhang Wei. Harmonics in Brushless Doubly Fed Induction Generator for Torque Ripple Analysis and Modeling[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2014, 50(11): 1-4.
- [6] Han Peng, Cheng Ming, Zhu Xxinkai, et al. Analytical Analysis and Performance Characterization of Brushless Doubly Fed Induction Machines Based on General Air-gap Field Modulation Theory[J]. Electrical Engineering, 2021, 7(3): 29-41.
- [7] Gorginpour H, Jandaghi B, Oraee H. A Novel Rotor Configuration for Brushless Doubly-fed Induction Generators [J]. IET Electric Power Applications, 2013, 7(2): 106-115.
- [8] Sadeghian O, Tohidi S, Mohammadi F. A Comprehensive Review on Brushless Doubly-fed Reluctance Machine [J]. Sustainability, 2021, 13(2): 842.
- [9] 苗小利,李莲英,王帅军.基于有限元法的磁阻式转子无刷双 馈电机电磁场计算与分析[J].微电机,2019,52(7):17-22.
- [10] 焦辉, 阚超豪, 王晓晨, 等. 同心式转子结构无刷双馈电机的 性能分析[J]. 微电机, 2017, 50(11): 1-5.
- [11] 戈宝军,牛焕然,林鹏,等.多跨距无刷双馈电机转子绕组设 计及特性分析[J].电机与控制学报,2021,25(6):38-45.
- [12] Cheng Ming, Han Peng, Hua Wei. General Airgap Field Modulation Theory for Electrical Machines [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(8): 6063-6074.
- [13] 邓先明. 无刷双馈电机的电磁分析与设计应用[M]. 北京: 机 械工业出版社, 2008.
- [14] 程明,韩鹏,杜怿,等. 电机气隙磁场调制统一理论及应用 [M].北京:机械工业出版社, 2021.
- [4] 杨九林,朱建公,廖璇,等. 直流无刷电机S曲线加减速控制 算法及其实现[J]. 机床与液压, 2020, 48(23): 160-165.
- [5] 宋建国,韩鹏杰,卢意.步进电机S曲线精确控制的研究与验 证[J].电机与控制应用,2021,48(11):27-32.
- [6] 傅国辉,丛峰武,李熙然,等.基于自适应S曲线算法的巡检 机器人速度规划[J].数字技术与应用,2022,40(9):20-23.
- [7] G Ellis. Control System Design Guide [M]. 4nd Ed. Academic Press, Boston, 2012.
- [8] 李红,谢松法.复变函数与积分变换[M].北京:高等教育出版社,2013.

浅谈无线励磁同步电机及其研究发展

傳云芳,杨奕凌,黄允凯,彭 飞 (东南大学 电气工程学院,南京 210096)

摘 要:无线电能传输技术在充电领域的广泛应用推动了该技术在电机励磁系统中的迅速发展。本文先介绍无线励磁同步电机的结构与原理,再从无线电能传输的三种类型:耦合电感式、耦合电容式和磁耦合谐振式,详细阐述了国内外无线励磁同步电机的发展过程与研究成果,并指出了无线励磁同步电机现存的不足之处与挑战。
 关键词:无线励磁同步电机;无线电能传输技术;耦合电感式;耦合电容式;磁耦合谐振式
 中图分类号:TM341 文献标志码:A 文章编号: 1001-6848 (2024) 06-0062-07

Wireless Excitation Synchronous Motor and its Research and Development Review

FU Yunfang, YANG Yiling, HUANG Yunkai, PENG Fei (School of Electrical Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: The wide application of wireless power transmission technology in the field of charging has promoted the rapid development in the excitation system of electrical machine. This paper firstly introduced the structure and principle of wireless excitation synchronous machine. Then, the domestic and the international development and research achievements of wireless excitation synchronous machine were illustrated from three types of wireless power transmission technology, inductive coupled power transmission, capacitive power transmission and magnetically coupled resonance. Finally, the shortcomings and challenges of wireless excitation synchronous machine were pointed out.

Key words: wireless excitation synchronous machine; wireless power transmission; inductive coupled power transmission; capacitive power transmission; magnetically coupled resonant type

0 引 言

随着双碳目标的提出,新能源汽车行业如火如 茶。永磁同步电机因其高效率和高功率密度等特性, 广泛应用于新能源汽车中。但随着新能源汽车迭代 升级,对转速范围的要求愈高,对成本的把控越来 越严格,传统永磁同步电机受限于定子电流及永磁 体退磁等因素,难以实现较宽的调速范围,并且稀 土永磁作为关键战略性材料,其价格居高不下且受 市场影响波动较大。而电励磁同步电机因其电刷和 滑环装置的低可靠性,难以满足新能源汽车对安全 运行的高要求。随着学者们对无线电能传输(Wireless Power Transmission, WPT)技术的研究越来越深 入,WPT技术广泛应用于充电领域,也逐渐渗透进 同步电机的励磁装置中。

1 无线励磁同步电机的结构与原理

无线励磁同步电机由电机主体和应用 WPT 技术 的无线励磁装置组成。目前应用无线励磁装置的电 机本体主要为绕线式电励磁凸极同步电机^[1-6],也 有少量应用于混合励磁同步电机^[7]。

WPT 技术依据传输原理的不同,可以分为耦合 电感式、耦合电容式、磁耦合谐振式、微波辐射式、 激光式、超声波式等。微波辐射式的应用距离在米 级别甚至百米级,激光式与超声波式的传输效率难 以突破 50%^[8]。考虑到电机气隙距离的大小及新能 源汽车对电机效率和续航里程的高要求,目前无线 励磁装置的研究重点在前三种^[9],其原理如图1所

收稿日期: 2024-03-06

作者简介:傅云芳(2000),女,硕士研究生,研究方向为基于无线励磁的混合励磁同步电机设计与分析。

杨奕凌(2000),男,硕士研究生,研究方向为永磁同步电机控制、无线电能传输系统建模与控制。

黄允凯(1977),男,教授,研究方向为特种电机设计与控制、分布式发电系统、全电化交通工具。

彭 飞(1987),男,副教授,研究方向为电力电子及电机驱动。

示。这三种类型在结构上都包含发射端、接收端、 谐振补偿装置和高频整流装置。



图 1 WPT 励磁装置原理示意图

耦合电感式又被称为耦合变压器式,采用线圈 通过磁场耦合实现无线电能传输。由于旋转变压器 气隙较大,变压器工作在松耦合状态,一次侧绕组 存在较大漏感,为防止通入高频电流时漏感压降过 大,提高装置传输效率,一般需要对变压器进行谐 振补偿。

耦合电容式采用电容板产生电场传递能量。虽 然受体积和材料限制,耦合电容通常仅为 pF、μF 级大小,但等效耦合容抗很大,导致无功功率消耗 过多,电压电流相位差较大,需要进行谐振补偿以 提高传输效率。

磁耦合谐振式则是通过强磁耦合谐振实现无线 电能传输,一般需要串并联电感或电容调节发送端 和接收端的参数从而降低无功、提高传输效率或改 变传输特性等等。

谐振补偿的方式可分为单谐振补偿和多谐振补 偿,单谐振补偿即只在变压器的一次侧或二次侧进 行串联或并联电容,多谐振补偿即变压器两侧都进 行谐振补偿,主要包括串联-串联、串联-并联、 并联 - 串联、并联 - 并联, 如图 2 所示, 多谐振补 偿效果明显优于单谐振补偿[10]。此外,还有串联 -串并联^[11]、LCL - 串联^[14]等复合型补偿方式。文献 [15-16]对比分析了四种多谐振补偿方式的传输特 性,其中串联-串联补偿可使得接收端呈现恒流特 性, 串联-并联使接收端呈现恒压特性。文中设计 了一款采用串联 - 串联谐振补偿的无线励磁装置, 如图3所示,其传输功率为100W,装置效率约为 80%。文献[17]分析了串联 - 串联补偿、LCL + 串 联-串联补偿、LC-串联补偿等三种补偿策略的优 劣,考虑到频率分裂问题及系统结构的复杂性,最 终选择 LC - 串联补偿策略。

从能量传递的方向来看,无线励磁装置还可以

分为径向结构^[18]和轴向结构^[7],结构示意如图 4 所 示。径向结构是指发送端和接收端由内到外按径向 排列,能量传递方向沿径向。轴向结构同理。径向 结构由于外圈铁心结构的存在,磁力线大多被束缚 在铁心内,能量泄漏较少,传输效率一般较轴向结 构更高^[4]。





图 4 径向和轴向结构 WPT 励磁装置的示意图

2 无线励磁装置的研究进展

下面本文将从无线励磁装置的三种主要结构: 耦合电感式、耦合电容式和磁耦合谐振式分别介绍 其研究进展,并将各文献所研究的装置的详细参数 汇总如表1所示。

2.1 耦合电感式

耦合电感式无线励磁装置原理相对简单,容易 实现。在理论研究方面,主要集中于耦合变压器的 各种参数设计,包括传输距离、铁心结构、铁心材 料、绕组结构、绕组选型、耦合系数等。

对于转速范围较宽的车载同步电机而言,为保 证其稳定运行,需要考虑转速对耦合变压器传输效 率的影响。从文献[19]的仿真结果来看,虽然从静 止到旋转的过程中,耦合变压器的激磁电感略有下 降,但进入旋转状态后,其激磁电感、耦合系数基 本与转速无关。这主要是因为漏磁主要从气隙中穿 过,与旋转条件基本无关。

传输距离是影响耦合变压器传递效率的最关键因素,一般而言,传输距离越小,耦合系数越高,装置的传递效率越高^[4],但传输距离过小对加工提出很高的要求,并且影响装置的安全运行。对于励磁功率在5 kW 以内的电机,传输距离多数在2 mm 以内^[4,15,16,18-22];对于励磁功率超过10 kW 的电机而言, 耦合变压器的传输距离可能上升到10-20 mm^[23,24]。

耦合变压器多采用罐式铁心结构,该结构具有良好的电磁兼容性,并且正对面积大、漏感与分布电容小,便于制作与安装,材料成本较低。但罐式铁心结构的传递效率上限难以提升,尤其是在高频运行时,其铁心损耗难以抑制。文献[25]利用U字型锰锌软磁铁氧体与利兹线设计了一款传输功率在1070W且传输效率为91.3%的旋转变压器,如图5所示。



1、机械支撑
 2、初级铁心保护套
 3、初级U字型铁心
 4、初级绕组
 5、轴承
 6、次级绕组
 7、次级U字型铁心
 8、次级铁心保护套
 9、端盖与转轴

图5 采用U字型结构的耦合变压器装配图 对于耦合变压器的铁心材料,目前大多数文献 均采用软磁铁氧体^[15,18,21]对比了软磁铁氧体和纳米 晶合金两种铁心材料对耦合变压器传输特性的影响, 结果表明,纳米晶合金材料制成的耦合变压器其传 递效率约比软磁铁氧体高两个百分点。但纳米晶合 金材料多为薄且脆的带材,难以加工成罐式结构, 故只能另行设计变压器结构。

轴向耦合变压器的绕组只能采用左右结构;而 对于径向耦合变压器,绕组可以选择左右结构和上 下结构,如图 6 所示。文献[20,26]研究了绕组左 右排列和上下排列两种结构对传输效率的影响,从 实验结果得知,上下排列结构的传输效率约为 92%,远高于左右排列结构的55%。

在绕组选型方面,针对不同的设计需求,有不同 的考量。小功率场合多采用 PCB 绕组^[6,8,18],其优点 在于制作简单,占用空间小,可与整流装置集成在同 一块 PCB 板,但 PCB 绕组仅适合轴向耦合变压器结 构。对于较大功率,由于耦合变压器工作在高频状态 下,为尽可能抑制趋肤效应与邻近效应导致的交流铜 耗,可以采用多股并绕的利兹线^[4,24];为尽可能利用 空间,保证高槽满率,提高传输功率,也可以选择较 小尺寸的扁铜线或者铜箔导体,如图7所示。



图6 径向耦合变压器中两种绕组排列结构^[26]



图 7 采用扁铜线绕组的截面图^[22]



图 8 采用铜箔导体的旋转变压器装配图

在功率等级方面,目前查找到的耦合电感式达 到的最大传输功率为10.7kW^[23-24]。相较于普通的旋 转变压器,该变压器采用新型的定子-转子-定子 的三层轴向结构,如图9所示,显著提升了传输功 率。受限于实验条件,文中采用电机拖动变压器旋 转,经一台同样的旋转变压器再连接上模拟励磁绕 组的负载,并未直接为同步电机励磁。另外,文献 [22]设计了一款最大传输功率为5 kW 的无线励磁 装置,如图 10 所示。测试时,实际传输功率约为 3675 W,电机的最高转速达到 6500 r/min。



图 9 传输功率在 10.7kW 的旋转变压器结构



图 10 传输功率为 5kW 的无线励磁装置

此外,还有研究新型控制策略以减少因采用无 线励磁装置而新增的硬件设施。文献[27]利用电压 源现有的开关谐波直接对励磁装置的发送端进行激 励,可以省去额外的供电电源,如图11所示。



图11 关于无线励磁装置的新型控制策略 在产品应用方面,马勒公司^[1]和采埃孚公 司^[2]先后将无线励磁同步电机应用于电动汽车主 驱系统中,具体结构如图12和图13所示。马勒电 机采用轴向结构,为保证电磁兼容性,将二次侧绕 组安放在距离电机更远的一端,励磁电流经电机轴 流向整流装置。采埃孚电机采用的是径向结构,与 文献[18, 21]中研究的结构比较类似。

耦合电感式无线励磁装置的研究趋于成熟,实现成本较低,目前已经量产的无线励磁同步电机均为耦合电感式。但耦合电感式的传输效率在较低功率时难以提高,并且传输效率对传输距离敏感,装置的定位精度要求高(一二次侧线圈中心需对齐), 另外铁心会大幅增加装置的重量,这对励磁装置的旋转运行是不利的。



图 12 马勒电机无线励磁装置示意图



图 13 采埃孚电机无线励磁装置示意图

表1 无线励磁装置研究现状

	研究单位	年份	功率/W	效率	距离/mm	磁通方向	实验最高转速/(r/min)
	哈尔滨理工大学[15,16]	2016	100	79.87%	1	轴向	3000
	山东大学[19]	2019	340	86%	0.75	径向	静止
	沈阳工业大学[20]	2021	948	94.8% (*)	1	径向	静止
노 스 팩	华中科技大学[25]	2022	1070	91.3%	١	轴向	120
耦合电 咸士	汉诺威大学[18]	2016	1000	96.3% (*)	0.5	径向	静止
恣八	庞蒂亚克公司[22]	2018	3675	92%	0.5	轴向	6500
	橡树岭实验室[23]	2018	10. 7 $\times 10^3$	90.22%	15.27	轴向	静止
	查尔默斯理工大学[4]	2019	1100	89.2%	1	轴向	١
	中东科技大学[27]	2023	30	94.37%	١	轴向	100
	威斯康星 – 麦迪逊分校 ^[28]	2017	340	85%	١	径向	1800
耦合电	威斯康星 – 麦迪逊分校 ^[6]	2019	675	90.27%	0.8	轴向	4000
容式	伊利诺伊理工大学[3]	2018	1000	96%	0.95	轴向	4000
	都灵理工大学[29]	2023	64	81.3%	0.8	径向	١
磁耦合 谐振式	东南大学 ^[30]	2020	100	84.88%	12	轴向	200
	同济大学[17]	2020	400	١	2	轴向	١
	哈尔滨工业大学[9]	2022	١	١	0.8	径向	١

注:标*表示该效率仅为旋转变压器效率,不含整流器等装置。划斜杠表示文中无明确说明且无法从现有信息中推断得到。

2.2 耦合电容式

耦合电容式又称为电场耦合式,其核心部件为 建立电场的平行板电容器。但因为电场强度达到一 定程度时会导致空气放电,耦合电容式更适合小功 率应用,研究主要集中在如何提高传输功率上。

目前耦合电容式无线励磁装置的结构主要有两种,一是多层电容板轴向结构,如图 14(a)所示。 该结构可以将大部分电场限制在极板之间,从而无 需金属或其他介质进行电磁屏蔽。文献[31]采用定 子-转子-定子的三层式结构,并且将高频整流部 分与电容板集成到一块 PCB中,有效缩短了电机轴 向长度,如图 15(b)所示。文献[3]提出一款传输功 率达到 1000 W 的无线励磁装置,如图 15(c)所示, 依次为装置剖面图、定子截面图、转子截面图。该 结构与图 15(a)有相似之处,但进一步从开槽、开 孔等方面优化了定转子电容板的形状。该结构在加 工上过于复杂,不利于大规模生产。





二是同心圆径向结构,如图 14(b)所示。采用 该结构的无线励磁装置的研究相对不够成熟,还在 探索阶段。文献[28]利用陶瓷绝缘材料制成的套筒 轴颈轴承与润滑油形成电容耦合滑环,如图 16(a) 所示,由此得到的无线励磁装置的传递功率可达到 340 W,但由于润滑油的阻力,该装置不适合高速运 行。文献[29]提出一种全新的耦合电容式结构,将 发射端电容板安装在定子内表面,接收端电容板安 装在转子外表面,如图 16(b)所示。该装置虽然不 增加额外的轴向长度,但对电机输出转矩有一定的 削弱作用。

相较于耦合电感式的成熟研究成果,耦合电容 式在传输功率和传输距离等方面还有待提高。由于 电极的存在,电容板与电机的轴、机壳等不可避免 地会产生泄漏电容,增加额外的传导损耗与介电损 耗。如果不用全包围的金属或其他介质来约束电场, 传递效率则难以提升。但也正因为耦合电容式无需 绕组与铁心,因而不存在绕组损耗与额外的铁心损 耗。并且耦合电容式的接收端与高频整流装置可以 集成在一块 PCB 中,使装置整体更为紧凑轻便,机 械完整度高,有利于电机的高速运行。



2.3 磁耦合谐振式

磁耦合谐振式无线电能传输(Magnetic Coupling Resonant Wireless Power Transmission, MCR – WPT) 与耦合电感式的主要区别在于能量在传递过程中是 否发生强磁耦合谐振。MCR – WPT 要求将发射端与 接收端的谐振频率设计为相同值,当系统工作在此 频率时,磁场将大幅增强,从而有利于能量的远距 离传输。MCR – WPT 励磁装置还具有传输效率高和 通障性好等诸多优点^[30],将其应用于电机中是国内 各高校的研究热点。

磁耦合谐振式在理论研究上的重点与耦合电感 式有众多相似之处,包括传输距离、绕组选型、绕 组设计、铁心设计等。此外,磁耦合谐振式还需考 虑选择合适的谐振频率,该谐振频率应与高频逆变 器的频率一致,根据功率半导体器件而定。文献 [30]采用利兹线设计了一款传输距离为12 mm、谐 振频率在25 kHz 的无线励磁装置,并详细分析了接 收端与电机轴的相对距离对励磁系统效率的影响, 如图 17 所示。文献[17]采用 PCB 螺旋线圈研制出 一款谐振频率为1 MHz 的轴向无线励磁装置,该装 置采用 GaN 器件作为功率开关管,有利于减少损耗 提高效率,如图 18 所示。



图 17 文献[30]提出的无线励磁装置



图 18 文献[17]提出的无线励磁装置

还有研究将三次谐波励磁的运行机理应用到磁 耦合谐振式励磁装置中。文献[9]将电枢电流调制 出高频分量,转子设有的接收绕组经谐振耦合获取 磁场能量,整流后为励磁绕组供电,如图 19 所示。 该装置集成度高,无需额外的电源与发送端。但转 子接收绕组的存在挤压了电机励磁绕组的空间,致 使励磁绕组的电流密度上升,增加了转子损耗。



图 19 文献 [9] 提出的无线励磁装置

与耦合电感式类似,磁耦合谐振式对发射端与 接收端的安装位置精度要求很高,偏离一定的范围 后,装置的传输效率将急剧下降,这对零部件的加 工误差与装配误差提出了更高的要求。

3 总 结

无线励磁同步电机具有高可靠性、免于维护、

成本低、易调节磁场等显著优点,但相较于永磁电 机,无线励磁同步电机存在其独特的复杂性与诸多 挑战。

首先,不论是采用哪一种类型的无线励磁同步 电机,都需附加独立电源、整流装置、谐振补偿装 置等,不可避免地延长了电机的轴向长度,降低了 整体的功率密度,并使电机在新能源汽车中占用更 多空间。

其次,无线励磁同步电机需考虑到励磁装置结构的复杂性和安全性。励磁装置的各部件需要相互 配合安放,旋转部件的强度问题与散热问题也值得 考量,这是电磁设计、机械设计和热设计的进一步 融合,提升了电机的设计难度和制造难度,使制造 流程更为复杂。

最后,关于电磁屏蔽的问题也需着重考虑。在 无线励磁同步电机运行过程中,励磁装置的漏磁场 对其他电子元件的影响难以预测,如何满足电磁兼 容性是无线励磁同步电机设计的又一重要问题。

参考文献

- [1] 旺材电机与电控, EF. 效率达95%! 马勒宣布推出高效无磁电机[EB]. (2021-05-12). https://mp. weixin. qq. com/s? ____ biz = MzIOMDU0NDMyMQ = = &mid = 2247564565&idx = 1&sn = d416debf059974225cb928a49d24b578.
- [2] 采埃孚,采埃孚官微.采埃孚开发出更为紧凑和高效的感应式 无磁同步电机[EB].(2023-09-01).https://mp.weixin.qq. com/s?__ biz = MzI2NjA5NDg3Mg = = &mid = 2650973034&idx = 1&sn = 6667cf259ed2bbf10133059f202d46ea.
- [3] Di Gioia A, Brown I P, Nie Y, et al. Design and Demonstration of a Wound Field Synchronous Machine for Electric Vehicle Traction With Brushless Capacitive Field Excitation [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(2): 1390-1403.
- [4] Tang J, Liu Y, Sharma N. Modeling and Experimental Verification of High-Frequency Inductive Brushless Exciter for Electrically Excited Synchronous Machines [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(5): 4613-4623.
- [5] Kang J, Liu Y, Sun L. A Primary-Side Control Method of Wireless Power Transfer for Motor Electric Excitation [C]. 14th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA). 2019: 2423-2428.
- [6] Hagen S. An Integrated Capacitive Brushless Excitation System for Wound Field Synchronous Machines Using Low-Cost Printed Circuit Boards[D]. The University of Wisconsin - Madison, 2019.
- [7] Wardach M, Bonislawski M, Palka R, et al. Hybrid Excited Synchronous Machine with Wireless Supply Control System [J]. Energies, 2019, 12(16): 3153.
- [8] 刘耀,肖晋宇,赵小令,等.无线电能传输技术发展与应用综述[J].电工电能新技术,2023,42(2):48-67.

- [9] 张玉琦. 谐振耦合式无线励磁同步电机理论分析与设计方法研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2022.
- [10] 周雯琪,马皓,何湘宁.感应耦合电能传输系统不同补偿拓扑的研究[J].电工技术学报,2009,24(1):133-139.
- [11] 侯佳,陈乾宏,严开沁,等.新型 S/SP 补偿的非接触谐振变换器分析与控制[J].中国电机工程学报,2013,33(33):1-9.
- [12] Cai C, Wang J, Fang Z, et al. Design and Optimization of Load-Independent Magnetic Resonant Wireless Charging System for Electric Vehicles[J]. IEEE Access, 2018, 6: 17264-17274.
- [13] 赵清林,刘会峰,袁精,等.基于移相补偿的全桥 LLC 谐振变 换器交错并联技术[J].电工技术学报,2018,33(12): 2777-2787.
- [14] Sasikumar S, Deepa K. Comparative Study of LCL-S and LCC-S Topology of Wireless EV charging System [C]. Innovations in Power and Advanced Computing Technologies (i-PACT): Vol. 1. 2019: 1-6.
- [15] 闫美存. 非接触式励磁电源谐振补偿的设计与研究[D]. 哈尔 滨:哈尔滨理工大学, 2014.
- [16] 隋馨. 同步电机非接触式励磁系统中变压器及补偿的研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨理工大学, 2016.
- [17] Sun L, Kang J, Liu Y, et al. Wireless Power Transfer Based Contactless Excitation of Electrically Excited Synchronous Motor [C].
 IEEE 9th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2020-ECCE Asia). 2020; 1091-1097.
- [18] Vip S A, Weber J N, Rehfeldt A, et al. Rotary transformer with ferrite core for brushless excitation of synchronous machines [C]. XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM). 2016: 890-896.
- [19] 王维兵. 非接触式能量传输无刷励磁同步发电机[D]. 山东: 山东大学, 2019.
- [20] 冯超. 基于铁心材料磁特性分析的旋转式松耦合变压器研究 [D]. 沈阳:沈阳工业大学, 2021.
- [21] Krupp H, Mertens A. Rotary Transformer Design for Brushless Electrically Excited Synchronous Machines [C]. Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC). 2015: 1-6.

(上接第54页)

- [2] 俞国燕,李少伟,董晔弘.基于 LightGBM-LSTM 的风机齿轮箱 轴承故障预警[J].轴承,2023(6):140-145.
- [3] 李博,郭星燃,李娟莉,等. 基于 LSTM-Adam 的刮板输送机链 传动系统故障预警方法 [J]. 工矿自动化,2023,49(9): 140-146.
- [4] 马艳芳,刘雪贞,邓小飞. 刮板输送机链传动系统故障检测与 诊断[J]. 煤矿机械, 2021, 42(4): 181-183.
- [5] 陆超,周民强,史晓鸣,等.基于 EEMD-PCA 的风电轴承故障 预警方法[J].轴承,2020(9):67-71.
- [6] 张琦,张强,刘志伟,等.大型风力发电机主轴轴承故障分析 及预防方法[J].机械设计与制造工程,2022,51(8);

- [22] Stancu C, Ward T, Rahman K M, et al. Separately Excited Synchronous Motor With Rotary Transformer for Hybrid Vehicle Application [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54 (1): 223-232.
- [23] Raminosoa T, Wiles R. Contactless Rotor Excitation for Traction Motors [C]. Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). 2018: 6448-6453.
- [24] Haruna J, Raminosoa T. Modeling and Steady-State Analysis of a Rotary Transformer-Based Field Excitation System for Wound Rotor Synchronous Machine[C]. Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC). 2019: 1-8.
- [25] Zhang Y, Yang J, Jiang D, et al. Design, Manufacture, and Test of a Rotary Transformer for Contactless Power Transfer System [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2022, 58(2): 1-6.
- [26] 冯超,张艳丽,任自艳,等.基于高频材料特性分析的旋转式松 耦合变压器结构设计[J].电工技术学报,2022,37(S1); 22-29.
- [27] Ayaz E, Altun O, Keysan O. Variable Carrier Phase-Shift Method for Integrated Contactless Field Excitation System of Electrically Excited Synchronous Motors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(10): 13243-13253.
- [28] Dai J, Hagen S, Ludois D C, et al. Synchronous Generator Brushless Field Excitation and Voltage Regulation via Capacitive Coupling Through Journal Bearings[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 53(4): 3317-3326.
- [29] Savio S, Hassan Gillani S M, Pratik U, et al. An Integrated Capacitive Power Transfer System for Field Excitation of Wound Field Synchronous Machine [C]. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). 2023; 829-835.
- [30] 齐琪. 基于旋转式磁耦合谐振器电励磁同步电机无刷励磁技术 研究[D]. 南京: 东南大学, 2020.
- [31] Ludois D C, Reed J K, Hanson K. Capacitive Power Transfer for Rotor Field Current in Synchronous Machines [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(11): 4638-4645.

127-130.

- [7] 樊帅,唐群先.基于 AdaBoost-SAMME 的风力发电机组变桨异常识别系统[J].电力系统保护与控制,2020,48(21): 31-40.
- [8] 沈志刚. 汽轮机调门抖动故障预警边缘计算技术研究[J]. 电站 系统工程, 2020, 36(4): 17-20.
- [9] 庄莉,刘宝升,王秋琳,等.基于边缘计算的变电站风险预警 管控系统设计[J].电子技术应用,2023,49(4):92-97.
- [10] 葛群,叶通,王波,等. 基于边缘计算与时序预测的海上平台 电气安全监测预警系统研制[J].粘接,2021,46(6):94-98.
面内驱动旋转超声电机的研究进展

陈建毅1,林星陵1,吴庆勇1,蒋丽省2

(1. 厦门城市职业学院 智能制造学院, 福建 厦门 361008; 2. 厦门城市职业学院 财务与资产管理处, 福建 厦门 361008)

摘 要:超声电机利用压电陶瓷的逆压电效应和机械共振来获得其运动和力矩,具有响应快速、定位精度好、可直接驱动等诸多优点,在精密驱动、航空航天、生物医学等领域具有独特的应用优势和成功应用,已有成熟产品实现产业化。基于面内振动模态的微小型超声电机是目前相关研究最易于微小型化的一类,在微机电系统领域具有很好的应用潜力和空间。首先,介绍了超声电机的工作原理;其次,针对夹心式换能器定子结构和贴片式定子结构两种类型面内驱动旋转超声电机,从不同的结构形式、输出性能、应用研究方面归纳总结相关研究的新进展和新成果,比较分析了几种电机样机的主要性能;最后,指出需要深入研究和技术突破的几个问题。
 关键词:超声电机;面内模态;工作原理;夹心式换能器;贴片式
 中图分类号:TM359.9 文献标志码:A 文章编号:1001-6848(2024)06-0069-06

Research Progress of the Rotating Ultrasonic Motors Based on In-plane Mode

CHEN Jianyi¹, LIN Xingling¹, WU Qingyong¹, JIANG Lisheng²

(1. School of Intelligent Manufacturing, Xiamen City University, Xiamen Fujian 361008, China;

2. Division of Finance and Asset Management, Xiamen City University, Xiamen Fujian 361008, China)

Abstract: The ultrasonic motor works based on the inverse piezoelectric effect of piezoelectric ceramics and mechanical resonance to obtain its motion and torque. It has a lot of excellent merits, such as fast response, high positioning accuracy and can be directly driven. It has unique application advantages in fields such as precision drives, aerospace, biomedicine, etc. Several mature products have been successfully applied and industrialized. Currently, micro ultrasonic motors based on in-plane vibration modes are the most prone to miniaturization, and have great potential and space for application in the field of micro-electromechanical systems. Firstly, the working principle of ultrasonic motors was introduced. Secondly, two types of in-plane driving rotary ultrasonic motors were reviewed in terms of two stator structural forms, namely sandwich type transducer stator structure and patch type stator structure. The new developments and achievements in related research were summarized from different structures, output performance, and application research. Moreover, the main performance of several motor prototypes was compared and analyzed. Finally, several issues were pointed out that require further research and breakthroughs.

Key words: ultrasonic motor; in-plane mode; working principle; sandwich piezoelectric transducer; bonded-type

0 前 言

超声电机作为一种新型微电机,涉及了压电学、 振动学、机械学、摩擦学、电力电子、自动控制、 新材料和新工艺等多门学科和新技术,是微特电机 和精密驱动技术领域的研究热点和前沿技术。与传 统电磁电机驱动原理完全不同,超声电机利用压电 陶瓷的逆压电效应和超声振动来获得其运动和力矩 的,即通过压电陶瓷的逆压电效应将电能转化成机 械能,激发出定子的超声振动,再通过定子和转子

收稿日期: 2023-11-16

基金项目: 厦门市自然科学基金项目(3502Z20227431); 福建省中青年教师教育科研项目(科技类)(JAT201347); 福建省海洋 新能源和智能装备应用技术协同创新中心资助。

作者简介:陈建毅(1979),男,博士,教授,研究方向为超声电机及压电驱动技术。

(动子)之间的摩擦作用直接驱动电机的转子(动子) 的运动^[1-4]。其工作过程有两个重要的能量转换: ①在压电陶瓷材料内部,通过逆压电效应将电能转 换成定子机械振动的动能。②在定子和转子(动子) 接触界面,通过摩擦作用把定子机械振动的动能转 换成转子(动子)宏观运动的动能。超声电机具有结 构简单、可直接驱动负载、无电磁干扰、响应速度 快和定位精度高等诸多独特的优点,因此,在精密 仪器、航空航天、武器装备、生物医疗等众多领域 具有的广阔应用前景,带来了巨大的技术变革。例 如,日本最早开发出商业应用的旋转型超声电机, 并成功应用在相机自动对焦系统,令对焦的过程变 得快速、准确和接近无声; 以色列 Nanomotion 公司 和德国 PI 公司开发出商业用途的超声电机,具有很 高的分辨率,在高精密定位平台广泛应用;我国将 超声电机应用到举世瞩目的探月工程中,为"嫦娥四 号"在人类历史上第一次登陆月球背面、"嫦娥五 号"成功带回月壤起到重要作用。

几十年来,国内外学者开展大量的研究,成功 研制出直线型和旋转型、单自由度和多自由度等多 种不同类型超声电机。其中,旋转型超声电机是最 早研究和极具代表性的一种类型超声电机,在电机 外形和输出方式等方面与传统电磁电机较为接近, 一直备受关注。目前,最具代表性且商业化最成功 的旋转型超声电机是环形行波型旋转电机、其结构 典型、技术相对成熟。近年来,精密仪器、生物医 疗等精密驱动领域对微小型电机的需求越来越多, 基于面内振动模态的微小型超声电机在这方面具有 很好的潜力, 越来越受到关注。相比环形行波型超 声电机,面内驱动旋转超声电机的结构体积可以更 小、更易于微小型化,目前有关研究最小定子尺寸 仅为0.41 mm×0.41 mm×0.25 mm。本文按照夹心 换能器式定子结构和贴片式定子结构两种主要类型 分类,全面总结了面内驱动旋转超声电机在振动模 态激励方式、新结构设计与结构优化、输出性能的 提升和应用探索等方面的研究进展和取得新成果, 对几种电机样机的工作振动模态和主要性能作了比 较,为其进一步深入研究提供有益的参考。

1 行波型旋转超声电机的工作原理

行波型旋转超声电机是利用压电陶瓷在定子弹 性体中激励出行进的弯曲振动行波,从而使定子弹 性体驱动表面的质点产生具有驱动作用的椭圆轨迹 运动,并通过定子与转子之间的摩擦力来驱动转子, 从而驱动负载、输出功率,其驱动是连续的。其振 动模式有圆环的面上(轴向)弯曲振动模式和圆筒的 面内(径向)弯曲振动模式2种^[4],如图1所示。定 子弹性体中的弯曲振动行波的形成是关键,主要由 2组驻波叠加而成。即在定子压电陶瓷片上施加相 位差为90度的两相正交高频信号,从而在定子弹性 体表面上激发出振型相同、幅值相等,时间和空间 上相位差为90度的A、B两相驻波^[56]:

$$w_{A} = W_{0}R(r)\cos n\theta\cos \omega t$$

$$w_{B} = W_{0}R(r)\sin n\theta\sin \omega t$$
(1)

式中, $W_0R(r)$ 为振动的振幅,n为环形定子振动 模态的节圆数(驻波的波数), ω 为施加交变电压 角频率。

根据振动叠加原理,A、B两相驻波叠加后形成 沿某一方向传播的弯曲行波,表示为

 $w = w_A + w_B = W_0 R(r) \cos(n\theta - \omega t)$ (2) 通过改变 A、B 两相驻波的相位差就可以改变 行波的行进方向,进而实现转子的双向运动输出。





(b) 圆筒的面内弯曲振动

图1 行波型旋转超声电机的工作振动模态

2 面内驱动旋转超声电机的研究进展

面内驱动旋转超声电机也是行波型旋转超声电 机的一种重要类型。不同于经典环形行波型旋转超 声电机,其主要以定子的面内弯曲振动模态为主, 通过定子圆筒(圆环)的内圆柱面和转子的圆柱面摩 擦接触作用来驱动输出。按照定子的结构形式,主 要有夹心式换能器结构和贴片式结构。

2.1 夹心式换能器式定子结构的面内驱动旋转超声 电机

夹心式换能器定子结构的面内驱动旋转超声电 机主要采用多个朗之万换能器,一般4个或者6个 均布在定子圆环。Iula等^[7]研制一种利用夹心式换 能器激励的面内行波型超声电机,在电机定子圆环 装有三对朗之万换能器,如图2所示。该电机利用 三对朗之万换能器的纵振和弯振激励出定子圆环的 B(0,5)面内弯振模态,在定子圆环形成面内驱动 的弯曲振动行波,从而在定子与转子的接触界面处 产生椭圆运动,并驱动转子旋转运动。该电机样机 总重0.67 kg,在驱动电压为240 V、激励频率为 23.6 kHz时,最大空载转速为116 r/min,堵转力矩 为0.94 Nm。比文献[8]采用2个和4个朗之万换能 器的输出性能明显提升。



图 2 三对朗之万换能器的面内行波型超声电机

刘英想等^[9]研制一种四个纵振夹式心换能器式 圆筒型行波型超声电机,如图3所示。该电机4个 纵振夹心式换能器均布在定子圆筒,分为两组进行 激励,利用两组纵振换能器在定子圆筒激励出 B(0, 9) 面内弯振模态, 两列弯曲振动驻波叠加后在定子 圆筒形成面内驱动的弯振行波,圆筒内部驱动齿表 面质点形成椭圆轨迹振动,从而驱动转子旋转运动。 在驱动电压为100 V、激励频率为35.5 kHz时,该 电机样机的最大空载转速为110 r/min, 堵转力矩为 0.5 Nm。芦小龙^[10]研制一种四个弯振兰杰文振子的 双锥面型超声电机,如图11所示。其工作是利用四 个周向均布的弯振子激发出定子 B(0,5) 面内弯振 模态,即四个弯振兰杰文振子分为两组激励出两列 弯曲振动驻波,叠加后形成面内驱动的行波运动, 借助定/转子间摩擦力,驱动转子输出旋转运动。在 驱动电压为 200 V、激励频率为 48.6 kHz 时,样机 的最大空载转速为 100 r/min, 堵转力矩约为 0.3 Nm, 最大输出功率为0.82 W。



图 3 四个纵振夹式心换能器式圆筒型行波型超声电机



图 4 四个弯振兰杰文振子的双锥面型超声电机

2.2 贴片式定子结构的面内驱动旋转超声电机

贴片式定子结构的面内驱动旋转超声电机主要 采用贴片式结构,多片的压电陶瓷片(纵振、弯振) 粘贴在金属梁、八边形结构、四棱柱结构、正方形 结构等多边形结构的定子。Yang等^[11]研制一种利用 单个振子激发出面内模态的新型旋转超声电机,如 图5所示。该电机定子由一个圆环和一个矩形金属 梁贴片式换能器构成,其利用金属梁纵向振动和弯 曲振动以及圆环的弯曲振动作为新激励模式。在相 位差为90度的两路驱动信号激励下,金属梁的纵向 振动激发圆环的一个驻波,金属梁的弯曲振动激发 圆环产生另一个驻波,两个驻波在定子圆环形成面 内行波,从而驱动转子旋转。该电机样机总重 51.5g,定子圆环直径30 mm、重23.5g,在驱动电 压 100 V、激励频率为57.47 kHz 下,电机样机最大 空载转速为 342 r/min,堵转力矩为6.26 mNm。



图 5 单振子式的面内驱动旋转超声电机

闫鹤等^[12]研制一种基于面内模态的双腿式微型 旋转超声电机。该电机由定子和锥形转子组成,定 子采用一个圆环和双腿结构(两个换能器),换能器 由 1 个增加到 2 个, 在定子双腿外侧贴有纵振和弯 振压电陶瓷片, 如图 6 所示。该电机是利用模态叠 加产生行波进行驱动的方式,即在相位差为 π/2 的 A、B 两路驱动信号激励下,定子腿部会激发出一阶 纵向振动和二阶弯振模态,进而激发出定子圆环的面 内三阶弯曲模态 B(0,3),并在圆环形成周向行进的 面内行波,从而驱动转子旋转。该电机样机结构紧 凑、体积小、重量轻,3 个方向最大尺寸为 30 mm × 12 mm × 12 mm,总重仅 6.9 g,在驱动电压 200 V、 激励频率为 115.4 kHz 下,电机样机最大空载转速 为 338 r/min,最大输出扭矩为 1.44 mNm。



图 6 双腿式的面内驱动旋转超声电机

周铁英等^[13]研制一种贴片式面内弯曲模态螺母 型超声电机,如图7所示。该电机定子为八边形结 构、内壁加工出内螺纹,转子为一具有外螺纹的圆 筒,转子的外螺纹与定子的内螺纹相互啮合,并且 可以通过螺纹直接转换直线运动。其工作是利用在 定子中激励出沿圆周传播的面内弯曲行波实现驱动 转子旋转。该螺母型超声电机应用在驱动集成透镜 调焦系统(AF 模组尺寸是 8.5 mm × 8.5 mm × 5.9 mm),其共振频率约 18 kHz,最大空载转速约 180 r/min。



图 7 贴片式面内弯曲模态螺母型超声电机

杨剑之等^[14]研制一种用于微量注射系统的直线 超声电机,电机总体尺寸仅为4 mm ×4 mm × 15 mm,如图8 所示。该电机采用贴片式四棱柱定 子,在2组压电陶瓷片施加频率相同的正余弦信号, 激发出基体定子两个不同方向上的一阶弯振,两组 一阶弯振模态进行叠加,在定子两端面形成面内同 方向的行波,整体产生"摇头式"振动,通过定子内 螺纹副的摩擦带动转子(中间螺杆)进行转动,并转 化为轴向的直线运动。该电机应用于微量注射系统, 可直接驱动注射器,使整体尺寸大幅减小,通过调 控驱动信号的电压和占空因数可以控制注射系统的 流速。当驱动电压为 200 V、占空因数为 1% 时,超 声电机注射系统流速为 0.01 μ/s,精度高于传统步 进电机注射泵。



图 8 贴片式四棱柱结构定子的直线超声电机

Mashimo 等^[15]研制一种基于面内三阶弯振模的 微型超声电机,电机定子边长为1 mm,体积仅 1 mm³,如图9 所示。通过立方体定子的面内三阶弯 振模态作为电机旋转运动的工作模态,在驱动电压 98 Vpp、激励频率为935 kHz下,样机的最大空载 转速为 2500 r/min, 最大输出转矩为 0.2 μNm。为 了进一步提升这种微型超声电机的性能, Mashimo 等人继续不断优化电机结构和设计预压力施加装置 等, 文献[16]采用具有高剪切压电系数的 d₁₅厚度剪 切模式压电元件替代 d₃₁厚度横向模式压电元件,研 制出新的电机样机。在驱动电压 70 Vpp、激励频率 为1020 kHz下, 电机样机的最大空载转速为13300 r/min, 最大输出转矩提高到 40.2 µNm。文献 [17] 中应用这类微型超声电机作为微型机器人的驱动器, 电机边长为2 mm、重量为138 mg、最大空载转速为 5000 r/min、最大输出转矩 60 μNm,设计了微型行 星齿轮系,研发出一种毫米级滚动的微型机器人, 尺寸大小为 14 mm × 10 mm × 7 mm、总重 640 mg。 试验测试, 微型机器人在水平平面上的速度达 5.6 mm/s, 可以实现 45 度斜坡的爬坡。文献 [18] 中研 制出定子尺寸仅为 0.41 mm × 0.41 mm × 0.25 mm 的 微型超声电机,这是迄今为止报道的具有最小定子 的旋转超声电机。在驱动电压 44.8 V、激励频率为 4.21 MHz下,样机的最大空载转速为714 rad/s,最 大输出转矩为5.4 nNm。



图 9 面内三阶弯振的微型超声电机

Masuda 等^[19]研制出一种方形中空薄板定子结构 的微型直线超声电机,并用于微型相机模块的聚焦 控制,如图 10 所示。电机定子采用方形中空金属薄 板,尺寸4.6 mm×4.6 mm×0.55 mm,中心的孔直 径为2.7 mm,方形金属薄板贴有两组压电陶瓷片, 上下压电陶瓷片是 d₁₅厚度剪切模式,左右压电陶瓷 片是 d₃₁厚度横向模式。该电机工作利用厚度剪切效 应激发的弯曲振动模式和膨胀效应激发的纵向振动 模式共同作用,从而在定子内表面各质点形成椭圆 运动,驱动中间动子(转子)旋转并做直线运动输 出。在驱动电压 100 V、激励频率为 121 kHz 时,电 机样机最大空载速度为 233 mm/s,最大输出推力为 4.8 mN。



图10 方形中空薄板定子的微型直线超声电机 张东升等^[20]研制一种新型的方孔定子面内驱动 旋转超声电机,定子由1个方孔金属体和4块压电 陶瓷片组成,通过与直径大于定子内边长的转子配 合发生弹性变形,从而对转子产生预压力,如图11 所示。该电机以三阶面内弯曲模态为工作模态,两 组压电陶瓷片分别施加频率相同的正余弦信号,激 发出的4个驻波叠加,在定子内表面产生行波,从 而驱动转子旋转。在驱动电压为100 V、激励频率为 31.5 kHz 时,电机样机最大空载转速为215 r/min, 最大输出扭矩为1.58 mNm。



图 11 方孔定子面内驱动旋转超声电机 2.3 面内驱动旋转超声电机性能比较分析

面内驱动旋转超声电机的结构形式在不断改进 和优化,表1归纳了多种不同夹心式换能器定子结 构和贴片式定子结构面内驱动旋转超声电机的输出 性能。这两种类型定子结构的面内驱动旋转超声电 机,通过采用不同的压电陶瓷和激励组合方式,使

得定子产生面内的弯曲振动模式。其中,夹心式换 能器定子结构的面内驱动旋转超声电机的工作模态 主要是 B(0, 5) 面内弯振模态和 B(0, 9) 面内弯振 模态:贴片式定子结构的面内驱动旋转超声电机的 工作模态主要是 B(0,3) 面内弯振模态。在输出性 能方面、夹心式换能器定子结构的面内驱动旋转超 声电机输出转矩大、输出转速低, 文献[7]中的样 机最高输出转矩达 0.94 Nm, 文献 [10] 中的样机最 高空转转速为100 r/min;相比之下,贴片式定子结 构的面内驱动旋转超声电机输出转矩小、输出转速 高, 文献[15]中的样机最大输出转矩为 0.2 μNm, 文献[16]中的样机最高空转转速为13300 r/min。在 结构体积方面,采用夹心式换能器定子结构的面内 驱动旋转超声电机的结构尺寸和体积大:贴片式定 子结构的面内驱动旋转超声电机的结构尺寸和体积 小, 文献 [18] 中研制出了迄今为止报道最小定子的 微型旋转超声电机, 定子尺寸仅为 0.41 mm × 0.41 mm × 0.25 mm。相比环形行波、驻波型的旋转 超声电机,贴片式定子结构的面内驱动旋转超声电 机易干微小型化、应用潜力大。

表1 几种面内驱动旋转超声电机输出性能的比较

不同文		驱动电	谐振频	最高转	最大转
献电机		压/V	率/kHz	速/r/min	矩/N・m
夹心式	文献[7]	240	23.6	116	0. 94
	文献[9]	100	35.5	110	0.5
	文献[10]	200	48.6	100	0.3
贴片式	文献[11]	100	57.47	342	6. 26×10^{-3}
	文献[12]	200	115.4	338	1.44×10^{-3}
	文献[15]	98	935	2500	0. 2 × 10 ⁻⁶
	文献[16]	70	1020	13300	40. 2 × 10 ⁻⁶
	文献[20]	100	31.5	215	1. 58 × 10 ⁻³

3 结 语

当今,材料工程、机械加工、控制技术和微电 子技术的飞速发展,超声电机技术瓶颈不断的突破, 技术日益成熟,应用空间越来越多。几十年来,我 国超声电机技术快速发展,取得了丰硕的成果,打 破国外在该领域的技术封锁和垄断,并跻身国际前 列。由于压电陶瓷极化和激励组合方式多样,超声 电机的结构灵活、形式多样。从当前的研究进展来 看,贴片式面内驱动旋转超声电机是现有研究中最 易于微小型化的一类,在微小型驱动电机领域具有 很好的潜力。相比环形行波型旋转超声电机和驻波 型旋转超声电机,这类型超声电机的技术和应用还 不够成熟,在理论模型、关键技术和应用等方面还 需要深入研究和突破。

(1)理论模型方面

超声电机其涉及机械、振动、摩擦、材料等多 学科交叉与融合,具有很强的非线性特性,相关理 论模型建立相对复杂和困难。定子与转子之间接触 面是超声电机稳定工作和高效率的关键,环形行波 型旋转超声电机在相关理论模型开展了大量研究。 多个接触模型的研究成果已经见诸于报,主要有刚 性接触模型、弹性接触模型和粘弹性接触模型等三 类模型。相关理论模型可为这类型超声电机的设计 和性能优化提供有益的依据。不同于环形行波型旋 转超声电机,面内驱动旋转超声电机是利用面内弯 曲振动模式和以定子内圆柱表面作为驱动面,定子 与转子之间接触和作用方式有很大的不同,目前相 关的接触模型研究相对较少。因此,其定子和转子 的面内接触界面的理论模型需要深入研究,为电机 性能提升提供相应的理论支撑。

(2)关键技术和应用方面

目前环形行波型旋转超声电机的技术最为成熟, 实现产业化,在相机、高精密定位平台等多个领域 实现商业化应用和广泛应用。但面内驱动旋转超声 电机的技术还不够成熟,还未见有产业化和商业化 应用,有关的应用研究成果报道更多都是在实验阶 段。因此,这类型超声电机的产业化进程和商业化 应用还存在诸多关键技术问题有待进一步突破。包 括有:提高电机的输出稳定性和可靠性,高机械品 质因数压电材料开发,电机微型化设计和性能优化, 新型摩擦材料和表面处理新方法,高精度和高分辨 率的速度控制和位移控制,小型化、低电压化和集 成化驱动电源,产业化和商业化应用,等等。

超声电机符合我国关键基础件领域发展需要, 核心技术和关键问题还要不断深入研究和突破,拓 展应用领域。随着精密仪器、生物医疗等领域的发 展,对精密驱动器提出了更高的要求,尤其是轻量 化、小型化的需求。相比环形行波的旋转超声电机, 贴片式定子结构的面内驱动旋转超声电机易于微小 型化,有很大的发展空间和市场价值,应用潜力大, 要加快促进其应用和产业化。

参考文献

[1] 赵淳生. 超声波电机技术与应用[M]. 北京:科学出版 社,2007.

- [2] 洪尚任. 超声波马达[J]. 自动化仪表, 1996, 17(10): 1-4.
- [3] 郑祝堂,陈建毅. 超声电机的研究现状及其进展[J]. 机械制造与自动化,2022,51(5):182-187.
- [4] 刘英想,邓杰,常庆兵,等. 压电驱动技术研究进展与展望[J]. 振动、测试与诊断, 2022, 42(6): 1045-1061.
- [5] 胡稳, 董迎晖, 吕军. 法兰定子超声电机的几何参数优化设计 [J]. 机械设计与制造, 2021, (6): 262-265.
- [6] LI Z, ZHAO L, WANG Z, et al. Traveling Wave Type Multi Degree of Freedom Spherical Ultrasonic Motor with Built in Stators
 [J]. Journal of Electrical Engineering and Technology, 2020, 15 (4): 1723-1733.
- [7] Iula A, Bollino G. A Travelling Wave Rotary Motor Driven by Three Pairs of Langevin Transducers[J]. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, 2012, 59 (1): 121-127.
- [8] Iula A, Corbo A and Pappalardo M. FE Analysis and Experimental Evaluation of the Performance of A Travelling Wave Rotary Motor Driven by High Power Ultrasonic Transducer[J]. Sensors and Actuators A: Physical, 2010, 160: 94-100.
- [9] 刘英想,陈维山,杨小辉,等. 纵振换能器式圆筒型超声电机 振动特性的研究[J]. 振动工程学报, 2012, 25(1): 1-5.
- [10] 芦小龙.用于空间环境的超声电机的研究[D].南京:南京航空航天大学,2014.
- [11] Yang X H, Liu Y X, Chen W S, et al. A Cylindrical Traveling Wave Ultrasonic Motor Using Bonded-type Composite Beam[J]. Ultrasonics, 2016, 65: 277-281.
- [12] 闫鹤, 孙志峻, 郑炬炬, 等. 基于面内模态的双腿式微型旋转 超声电机[J]. 振动、测试与诊断, 2021, 41(4): 818-825.
- [13] 周铁英,陈宇,鹿存跃,等. 螺母型超声电机驱动的集成透镜 调焦系统[J]. 中国科学 E 辑:技术科学,2009,39(10): 1650-1654.
- [14] 杨剑之,彭瀚旻,圣娟,等. 基于杆式直线超声电机的微量注射系统[J]. 振动、测试与诊断, 2019, 39(6): 1311-1315.
- [15] Mashimo T. Micro Ultrasonic Motor Using a One Cubic Millimeter Stator [J]. Sensors and Actuators A: Physical, 2014, 213: 102-107.
- [16] Mashimo T. Performance Improvement of Micro-ultrasonic Motors Using the Thickness Shear Mode Piezoelectric Elements[J]. Sensors and Actuators A; Physical, 2022, 335; 113347.
- [17] Hutama R Y, Khalil M M, Mashimo T. A Millimeter-scale Rolling Microrobot Driven by a Micro-geared Ultrasonic Motor [J]. IEEE Robotics and Automation Letters, 2021, 6(4): 8158-8164.
- [18] Kikuchi K, Hussain M, Mashimo T. Fabrication and Characterization of A Submillimeter-scale Ultrasonic Motor[J]. Sensors and Actuators A: Physical, 2023, 360: 114524.
- [19] Masuda N, Izuhara S, Mashimo T. Miniature Camera Module with A Hollow Linear Ultrasonic Motor-based Focus Feature[J]. Sensors and Actuators A: Physical, 2023, 354: 114248.
- [20] 张东升,张景阳. 行波型方孔定子超声电机结构设计与性能分析[J]. 压电与声光, 2023, 45(3): 408-413.

旋变/自整角机函数桥校准方法及不确定度分析

张 健1,李梦阳2,杨韶帅1,郭思敏1,刘军丽1

(1. 西安微电机研究所有限公司,西安710117;2. 渔业工程研究所,北京100141)

摘 要: 描述了信号电机检测中旋变/自整角机函数桥的校准方法、校准步骤及数据处理方法,测量不确定度评定 方法。

关键词: 旋变/自整角机函数桥; 校准方法; 测量不确定度

中图分类号: TM383 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2024)06-0075-04

Calibration Method and Uncertainty Analysis of Synchro/Resolver Bridge

ZHANG Jian¹, LI Mengyang², YANG Shaoshuai¹, GUO Simin¹, LIU Junli¹

(1. Xi'an Micromotor Research Institute Co., LTD., Xi'an 710117, China; 2. Fisheries Engineering Institute, Beijing 100141, China)

Abstract: Described the calibration method, calibration steps, data processing method, and measurement uncertainty evaluation method for synchro/resolver bridge in signal motor detection. Key words: synchro/resolver bridge; calibration method; measurement uncertainty

0 引 言

美国北大西洋工业公司生产的旋变/自整角机函 数桥,其工作原理是旋变/自整角机产生三角函数变 换的一种特殊交流电桥,是一种高精度的微电机检 测仪器^[1],主要用于高精度信号电机即旋转变压器 和自整角机电气误差的测量。高精度的信号电机在 多种高端专业装备中大量应用,主要用于各种角度 参数的测量及反馈,在其所在系统中起至关重要作 用。因此用于高精度的旋转变压器和自整角机电气 精度检测的旋变/自整角机函数桥定期校准工作是非 常必要的。在国家及行业内均无相应的检定规程及 校准规范的情况下^[2],经过多年的实践总结,我们 提出适合旋变/自整角机函数桥的校准方法,规范旋 变/自整角机函数桥的校准程序。从而保证旋转变压 器和自整角机电气误差检测的准确性及可靠性。本 方法适合测量范围为0°~360°、角度误差为4″以上 的旋变/自整角机函数桥的校准。

1 校准条件及所用设备

1.1 校准条件

a. 环境温度: (20±5)℃;

收稿日期: 2024-01-05

作者简介:张 健(1983),本科,工程师,研究方向为仪器计量技术及电动机检测。 通讯作者:李梦阳(1987),硕士,工程师,研究方向为船舶设计与系统工程。

b. 相对湿度:不大于80%;

c. 供电电源: 电压(220 ± 10) V, 频率(50 ± 1Hz);

d. 避免强电磁场干扰。

1.2 所用设备

校准所用设备必须经过计量技术机构校准合格, 并在有效期内。标准设备的测量范围要覆盖被校器 具的测量范围。标准设备的不确定度应优于被校器 具不确定度(允许误差极限)的四分之一。

a. FJ23 型感应分压箱;

b.2250 型数字相角电压表;

c. 交流信号源。

2 校准方法

2.1 电气角示值误差校准

2.1.1 应用于旋转变压器检测时旋变/自整角机函数桥电气角度示值误差校准

a. 按图1连接好线路;

b. 根据被校要求,设置交流信号源参考电压和 频率(11.8 V 400 Hz、26 V400 Hz 等)精度达到 ±5%;

c. 数字相角电压表设置为测量同相分量模式;

d. 设置感应分压箱输出角度值为 0°(感应分压 箱输出角度值对应设置按照表1 中的 RB – 1 和 RB – 2 相应值);调节旋变/自整角机函数桥角度值使相 角电压表同相分量为零,分别读取并记录感应分压 箱输出角度值 a_1 和函数桥的角度值 b_1 ;从 0°开始, 以 5°为步进单位,在 0°~360°范围内同步增加感应 分压箱和旋变/自整角机函数桥的角度值后,调节旋 变/自整角机函数桥角度值使数字相角电压表测量的 同相分量为零,分别读取并记录感应分压箱对应的 角度值 *a*_i 和函数桥的角度值 *b*_i。



图1 旋变模式校准接线图

e. 从 360°开始,反方向以 5°为步进单位,在
360°~0°范围内同步减少感应分压箱和旋变/自整角
机函数桥的角度值后,调节旋变/自整角机函数桥角
度值使相角电压表同相分量测量值为零,分别读取
并记录感应分压箱对应的角度值 a_i…a₁和函数桥的
角度值 b_i…b₁。

2.1.2 应用于自整角机检测时旋变/自整角机函数 桥电气角度示值误差校准

a. 按图2连接好线路;

b. 根据被校要求,设置交流信号源参考电压和
 频率(11.8V 400Hz、26V 400Hz等)精度达到 ± 5%;

c. 数字相角电压表设置为测量同相分量功能;

d. 设置感应分压箱输出角度值为0°(感应分压 箱输出角度值对应设置按照表2中的RB-1和RB-2相应值);调节旋变/自整角机函数桥角度值使相 角电压表同相分量为零,分别读取并记录感应分压 箱输出角度值 a₁和函数桥的角度值 b₁;从0°开始, 以5°为步进单位,在0°~360°范围内同步增加感应 分压箱和旋变/自整角机函数桥的角度值后,调节旋 变/自整角机函数桥角度值使数字相角电压表测量的 同相分量为零,分别读取并记录感应分压箱对应的 角度值 a_i和函数桥的角度值 b_i。

表1 旋变校准表

Ι	П	Ш	IV	RB – 1	RB – 2
0°	180°	180°	360°	1.0000000	. 0000000
5°	175°	185°	355°	. 9961946	. 0871557
10°	170°	190°	350°	. 9848077	. 1736480
15°	165°	195°	345°	. 9659258	. 2588190
20°	160°	200°	340°	. 9396926	. 3420201
25°	155°	205°	335°	. 9063077	. 4226182
30°	150°	210°	330°	. 8660254	. 5000000
35°	145°	215°	325°	. 8191520	. 5735764
40°	140°	220°	320°	. 7660444	. 6427876
45°	135°	225°	315°	. 7071067	. 7071067
50°	130°	230°	310°	. 6427876	. 7660444
55°	125°	235°	305°	. 5735764	. 8191520
60°	120°	240°	300°	. 5000000	. 8660254
65°	115°	245°	295°	. 4226182	. 9063077
70°	110°	250°	290°	. 3420201	. 9396926
75°	105°	255°	285°	. 2588190	. 9659258
80°	100°	260°	280°	. 1736480	. 9848077
85°	95°	265°	275°	. 0871557	. 9961946
90°	90°	270°	270°	. 0000000	1.0000000



图 2 自整角机模式校准接线图

表2 自整角机校准表

Ι	П	Ш	IV	V	VI	RB – 1	RB – 2
0°	120°	120°	240°	240°	360°	. 8660254	. 0000000
5°	115°	125°	235°	245°	355°	. 9063077	. 0871557
10°	110°	130°	230°	250°	350°	. 9396926	. 1736480
15°	105°	135°	225°	255°	345°	. 9659258	. 2588190
20°	100°	140°	220°	260°	340°	. 9848077	. 3420201
25°	95°	145°	215°	265°	335°	. 9961946	. 4226182
30°	90°	150°	210°	270°	330°	1.0000000	. 5000000
35°	85°	155°	205°	275°	325°	. 9961946	. 5735764
40°	80°	160°	200°	280°	320°	. 9848077	. 6427876
45°	75°	165°	195°	285°	315°	. 9659258	. 7071067
50°	70°	170°	190°	290°	310°	. 9396929	. 7660444
55°	65°	175°	185°	295°	305°	. 9063077	. 8191520
60°	60°	180°	180°	300°	300°	. 8660254	. 8660254

e. 从 360°开始,反方向以 5°为步进单位,在 360°~0°范围内同步减少感应分压箱和旋变/自整角 机函数桥的角度值后,调节旋变/自整角机函数桥角 度值使相角电压表同相分量测量值为零,分别读取 并记录感应分压箱对应的角度值 *a_i…a₁* 和函数桥的 角度值 *b_i…b₁*。

3 数据处理

旋变/自整角机函数桥各测点电气角度示值误差 计算公式:

$$e_{i} = (a_{i} - a_{1}) - (b_{i} - b_{1})$$
(1)

其中, *a_i* 为感应分压箱第 *i* 测点给定值; *b_i* 为旋变/ 自整角机函数桥第 *i* 测点读数; *e_i* 为被校准旋变/自 整角机函数桥第 *i* 测点的误差值; *i* = 1, 2…72。

示值误差取正、反两个方向中个校准点误差的 最大值和最小值之差作为校准结果。

$$M = (e_i) \max$$
(2)
$$N = (e_i) \min$$
(2)

$$W = (e_i) \min (3)$$

角度示值误差:

$$E = M - N = (e_i) \max - (e_i) \min$$
(4)

式中, *M* 为校准点误差的最大值; *N* 为校准点误差的最小值; *E* 为示值误差。

4 校准方法的不确定度分析

4.1 数学模型

待校准旋变/自整角机函数桥的角度^[3]可表示为 θ=δθ₁+δθ₂+2×δθ₃+δθ₄ (5) 其中,δθ₁与δθ₂分别为两个感应分压箱允许误差引 入的校准误差值;δθ₃为感应分压箱分辨率引入的校 准误差值;δθ₄为数字相角电压表测量精度引入的校 准误差值,由于校准时需要两个感应分压箱,因此 两个感应分压箱的分辨率对旋变/自整角机函数桥不 确定度评定需要乘以2。

因此不确定度的评定有 5 个量,分别是两个感 应分压箱的误差和分辨率引入的标准不确定度,以 及数字相角电压表测量精度引入的标准不确定度^[3], 分别用 *U*₁、*U*₂、*U*₃、*U*₄ 表示,由于两个感应分压箱 的分辨率引入的标准不确定度相等,因此合成标准 不确定度可由下式求出:

$$U_c = \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + 2 \times U_3^2 + U_4^2}$$
(6)

4.2 测量不确定度分量

4.2.1 感应分压箱

两个感应分压箱允许误差^[4]引入的不确定度, 以均匀分布估计,相对不确定度为10%,则其标准 不确定度分别为

$$U_1 = \frac{\delta \theta_1}{\sqrt{3}} = \frac{0.00045}{\sqrt{3}} = 2.6 \times 10^{-4}$$
(7)

$$\nu(\delta\theta_1) = \frac{1/2}{(10/100)^2} = 50 \tag{8}$$

$$U_2 = \frac{\delta\theta_2}{\sqrt{3}} = \frac{0.\ 00033}{\sqrt{3}} = 1.\ 905 \times 10^{-4}$$
(9)

$$\nu(\delta\theta_2) = \frac{1/2}{(10/100)^2} = 50 \tag{10}$$

感应分压箱分辨率引入的不确定度,以均匀分 布估计,相对不确定度为10%,则其标准不确定度 分别为

$$U_3 = \frac{\delta\theta_3}{\sqrt{3}} = \frac{10^{-6}}{\sqrt{3}} = 5.774 \times 10^{-7}$$
(11)

$$\nu(\delta\theta_3) = \frac{1/2}{(10/100)^2} = 50$$
 (12)

4.2.2 数字相角电压表

数字相角电压表允许误差引入的不确定度,以 均匀分布估计,相对不确定度为10%,则其标准不 确定度分别为

$$U_4 = \frac{\delta \theta_4}{\sqrt{3}} = \frac{0.\ 0001}{\sqrt{3}} = 5.\ 774 \times 10^{-5}$$
(13)

$$\nu(\delta\theta_4) = \frac{1/2}{(10/100)^2} = 50 \tag{14}$$

4.3 合成标准不确定度

根据式(6)计算出合成标准不确定度为
$$U_c \approx 3.38 \times 10^{-4}$$
(15)

4.4 有效自由度

$$\nu = \frac{U_c^*}{\frac{U_1^4}{\nu(\delta\theta_1)} + \frac{U_2^4}{\nu(\delta\theta_2)} + 2 \times \left(\frac{U_3^4}{\nu(\delta\theta_3)}\right) + \frac{U_4^4}{\nu(\delta\theta_4)}}$$

(16)

$$t_{0.95}(142) = 1.976 \tag{17}$$

4.5 扩展不确定度

$$U = t_{0.95}(142) \times U_c \approx 0.0007^{\circ}$$
(18)

5 比对验证

为了验证本校准方法的可行性^[2],首先使用本 方法对旋变/自整角机函数桥进行校准,并与旋变/ 自整角机函数桥出厂数据进行比对,比对分析验证 所依据的公式为

$$\left| y_1 - y_2 \right| \leqslant \sqrt{2}U \tag{19}$$

式中, y₁ 为本校准方法测量值; y₂ 为旋变/自整角机 函数桥出厂测量值; U 为扩展不确定度。

使用本方法校准结果为120.0004°,出厂数据为 120.0002°,将两组测量值以及扩展不确定度带入式 (19)中,则:

 $|y_1 - y_2| = |120.0004^{\circ} - 120.0002^{\circ}| = 0.0002^{\circ}$

(20)

$$\sqrt{2}U = \sqrt{2} \times 0.0007^{\circ} = 0.00099^{\circ}$$
 (21)

通过计算结果分析可得: $|y_1 - y_2| < \sqrt{2}U$,因此本校准方法是合理可行的。

6 结 论

通过以上扩展不确定度分析、比对验证以及多 次校准实践证明^[2],本方法合理有效,完全符合旋 变/自整角机函数桥校准要求。可供各信号电机生产 及检测单位参考。

参考文献

- [1] NORTH ATLANTIC Co., Ltd. Operating And Maintenance Manual Resolver/ Synchro Bridge[EB/OL]. 1981.
- [2] 张可鑫,吴永红,王利革,毛毳.角位移传感器校准方法及不 确定度分析[J]. 航空计测技术. 2004. 24(5): 29-31.
- [3] 倪育才. 实用测量不确定度评定[M]. 第3版. 北京:中国计量出版社, 2009: 7-8.
- [4] 全国法制计量管理计量技术委员会.测量不确定度评定与表示: JJF 1059. 1-2012[S].北京:中国标准出版社, 2013.