

无锡市黄氏电器制造有限公司



三場市美氏电器 製造利限公司(服元 備市包活機电収有限 責任公司)カ爪板式

未每同步电机的设计,生产,销售,据条干一体的专 业企业,公司拥有技术和限的员工与专业技术研发团 队、专业的自动化生产设备,所靠的生产工艺及先进 的输到设备,目上世纪八十年代,由电机专取一一面 到清先生主导开发出KTY2系列未进同多电动机产品, 技术指标在同行业中处于领击地位,公司拥有多项电 机专利,并常头制定(货转减速多级同步电机)的行 业 标准,公司 通过 T 1909001 2000 UL CE. 30认证。







Norther L



BISTIZ



CONT 12



IOKTYZŁ



HENE



IOKTY/LINGIBIO



DORTYZ



Contract (

1000

GKT1

地址:无锡市钱桥工业回线洛路6-8号 电话:0510-88089988 传真:0510-88089900



WEI DIAN JI

月刊,1972年创刊 第56卷 第9期(总第357期) 2023年9月28日出版 中国科技论文统计源期刊 中国学术期刊(光盘版)全文收录期刊 《中国核心期刊(遴选)数据库》收录期刊 《中文科技期刊数据库(全文版)》收录期刊 中国科学引文数据库来源期刊 RCCSE 中国核心(扩展版)学术期刊 美国《乌利希期刊指南》(UPD)收录期刊 美国《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



印 刷:西安创维印务有限公司

期刊基本参数: CN61-1126/TM * 1972 * m * A4 * 68 * zh * P * ¥8.00 * * 13 * 2023-9

光伏发电系统蓄电池充电分析及其控制设计	邱	燕(41)
---------------------	---	------	---

新能源汽车技术

表贴式永磁游标电机电磁特性和实验验证		王仹	5炳,邓孝	幸华(44)
轴向磁通永磁电机转矩特性分析和优化	赵慧超,	孙明冲,	王斯博,	等(50)

综 述

多自由度超声电机的研究进展	陈建毅。	林星陵.	吴庆勇(54)
		11- エIス,	

应用技术与经验交流

一种超声电机分片式定子粘接工艺	张孝	昏莉,	李	璐,	刘天泽	(61)
精密伺服电机制造过程控制系统	师浩昊,	吴	波,	李	煜,等	(65)

() () () () () () () () () () () () () (ŷ\$	\ \$
See.		邮发代号: 52-92
<u>کې</u> (《微电机》(《刊)	订价: 8 元/期
》 《 》 》 人年 12 期	净孝可刘水神明台江闵 李刘华可弥江 金郎	年价:96元/年
》 至平 12 期	1, 陕有可到ヨ地邮局每阅, 举门尔可做每、 令购。	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!	j S
》 国内刊号:	CN61 – 1126/TM	国际刊号: ISSN 1001 - 6848
影 邮 箱:	micromotors @ vip. sina. com	
资地址:	高新区上林苑四路36号(710117)	电话: 029-84276641
89898989898888888888888888888888888888	\$&\$&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&&	ୄୖୄ ୰ୠଡ଼୶ୠୠଡ଼ୠଡ଼ୠଡ଼ୠଡ଼ୠଡ଼ୠଡ଼ୠଡ଼ୠଡ଼ୠଡ଼ୠଡ଼ୠଡ଼ୠଡ଼ୠଡ଼ୠ

MICROMOTORS

Founded 1972 • Monthly • Public Publication Vol. 56 No. 9(Serial No. 357)Sep., 2023

Authorities: Xi' an Micromotor Research Institute Co. Ltd. Sponsor: Xi'an Micromotor Research Institute Co. Ltd. Edited & Published: MICROMOTORS Editorial Department Chief Editor: TAN Shunle Add. : No. 36, shanglinyuan 4th road, Xi'an (710117) Tel.: 86 - 29 - 84276641 Online Submission System: wdj. paperopen. com E - mail: micromotors@vip. sina. com Http: //www.china - micromotor.com.cn Distributor: Xi'an Newspapers and Periodicals Publish Office Domestic Subscription: Local Post Office & MICROMOTORS Editorial Department **Periodical Code:** 52 – 92 Journal Code: <u>ISSN1001 - 6848</u> <u>CN61 - 1126/TM</u>

Foreign Subscription: China National Publications Import & Export Corp. (P. O. Box 399, Beijing 100044, China) Overseas Code: M 4228 Price: \$ 8.00 Annual Price: \$ 96.00 Publication Date: Sep. 28, 2023

CONTENTS

Selection of Armature Winding Forms for DC Brushed Motors Analysis of the Impact on Elec-
tromagnetic Compatibility MENG Fanyi, PENG Huideng, ZHUO Liang, et al(1)
Analysis of Influence of Time Harmonic on Loss and Efficiency Characteristic for Canned Per-
manent Magnet Motor ZHOU Shuhao, LI Ming(4)
Analysis and Treatment of Excessive Vibration of HXD2 Locomotive Traction Motor
XUE Bo, DANG Jianfeng, YANG Xiaona(9)
Analysis and Research on Suction Characteristics of Aerospace High-temperature Brake \cdots
LI Yutao, JIA Guochao, YANG Yanjun, et al(14)
Research on Precise Field Oriented Control Strategy for Asynchronous Motors
LIAO Chengyang, JIANG Fengguang(19)
Research on the Design and Control Method of Cardiac Pulsating Flow Analog Drive Motor
QIANG Yan, ZHANG Qing, QI Liang, et al(26)
Sensorless Control of Permanent Magnet Starter-generator for Piston Engine
LUO Zongxin, CHEN Qiang, XUE Kaichang(33)
Analysis and Control Design of Battery Charging in Photovoltaic Power Generation System
QIU Yan (41)
Electromagnetic Characteristics and Experiment Validation of a Surface Permanent Magnet
Vernier Machine WANG Weibing, DENG Xiaohua(44)
Characteristic Analysis and Torque Ripple Optimization of Axial Flux Motor
ZHAO Huichao, SUN Mingchong, WANG Sibo, et al(50)
Research Progress of Multi-degree-of-freedom Ultrasonic Motor
····· CHEN Jianyi, LIN Xingling, WU Qingyong(54)
A Segmental Stator Bonding Process for an Ultrasonic Motors
ZHANG XiuLi, LI Lu, LIU Tianze(61)
Precision Servo Motor Manufacturing Process Control System

直流有刷电机电枢绕组形式选择 对电磁兼容性影响分析

孟繁懿, 彭辉灯, 卓 亮, 赵 飞

(贵州航天林泉电机有限公司,国家精密微特电机工程技术研究中心,贵阳 550008)

摘 要:为提升直流有刷电机在系统中的电磁兼容性。本文对电机的电枢绕组形式进行改进,将叠绕组改为波绕
 组。通过仿真及试验对电机改进前后产生的电流脉动进行对比分析,结果表明该方法有效地降低了电机的电流脉动
 及电枢反应,进而提高了电机的电磁兼容性,对直流有刷电机的理论设计具有重要指导意义。
 关键词:直流有刷电机;电枢绕组;电磁兼容
 中图分类号: TM331
 文献标志码: A
 文章编号: 1001-6848(2023)09-0001-03

Selection of Armature Winding Forms for DC Brushed Motors Analysis of the Impact on Electromagnetic Compatibility

MENG Fanyi, PENG Huideng, ZHUO Liang, ZHAO Fei, (Guizhou Aerospace Linquan Motor Co., LTD., National Engineering Research Centre for Precision Microtechnology, Guiyang 550008, China)

Abstract: To enhance the electromagnetic compatibility of DC brushed motors in the system. In this paper, the armature winding form of the motor was improved by replacing the stack winding with a wave winding. The results show that the method effectively reduces the current pulsation and armature reaction of the motor, and then improves the electromagnetic compatibility of the motor, which is an important guidance for the theoretical design of DC brushed motors.

Key words: DC brushed motors; armature windings; electromagnetic compatibility

0 引 言

随着电器、电子设备的大量应用,电磁波无处 不在,对于电子设备而言是潜在的干扰源。直流有 刷电机具有机械特性硬、起动转矩大、响应快、控 制简单等优点^[1],因此伺服控制系统中广泛采用直 流有刷电机作为动力源。

由于电机电枢绕组内的电流换向是通过换向器、 电刷而实现,电流换向时,电流突变并在极短瞬间 释放能量,除造成周围空气电离形成火花或电弧外, 突变电流具有丰富的高频成份,使电机形同一个高 频发射器。对系统的电子设备产生干扰,严重时会 影响这些设备使其不能正常工作。故直流有刷电机 在系统中的电磁兼容性尤为重要,而直流有刷电机 的电流脉动和电枢反应是影响其电磁兼容性的主要 相关因素。 为提高电机电磁兼容性,本文对电机的电枢绕 组形式进行改进,将叠绕组改为波绕组,通过仿真 及试验对电机改进前后产生的电流脉动进行对比分 析,结合响应电机学理论,证明了该方法的有效性。

1 增强电磁兼容性方法

用于某伺服控制系统中的直流有刷电机采用虚 槽数为2的单叠绕组,在工作时其支路电流的波动 较大^[2],由于电机零部件的加工精度、装配精度具 有一定偏差,当精度稍低时,会有部分电机的换向 条件变差,在系统上使用时产生了较强的电磁干扰。 为减小电磁干扰则需提高零部件的加工精度、装配 精度,甚至反复调试电机,这无疑增加了工艺难度。

为减小该电机工作时对系统的电磁干扰,以及 降低工艺难度,对电机的绕组形式和电枢反应进行 分析,并提出了增强电机电磁兼容性方法。

收稿日期:2023-02-28,修回日期:2023-03-17 作者简介:孟繁懿(1971),男,学士,本科,高级工程师,研究方向为永磁电机设计与优化。

1.1 单叠绕组与单波绕组

电枢绕组中任何两个串联元件都是后一个叠在 前一个上面的称为叠绕组,若合成节距等于换向器 节距,且都等于±1时,称为单叠绕组。单叠绕组 的并联支路数恒等于主极数。

单叠绕组把一个主极下的元件串联成一个支路, 以保证串联的元件电动势同方向。若将所有极下的 元件串联后回到原来出发的那个换向片的相邻换向 片上,则该绕组称为单波绕组。单波绕组的并联支 路数恒等于 2,故在元件数相同的情况下,波绕组 的支路电压会比叠绕组的高。

1.2 电枢反应

当电机工作时,电枢绕组中的电流会产生电枢 磁场,电枢磁场与主磁极产生的励磁磁场相互叠加, 使得气隙磁密波形发生畸变,该现象称为电枢反 应^[3]。由电机学原理可知,电枢反应主要与电枢绕 组匝数和电枢电流的大小相关,当电枢电流恒定时, 影响电枢反应的主要为电枢绕组匝数。

1.3 增强电磁兼容性方法

电磁兼容性指设备或系统在电磁环境中符合要 求运行并不对环境中的任何设备产生无法忍受的电 磁骚扰的能力。对于直流有刷电机,主要考虑其对 系统的电磁骚扰程度是否满足要求,为了减小电机 电磁干扰,可通过减小电机的电流脉动,同时改善 电机的电枢反应来实现。由电机学原理,为了减小 电机电刷端电流的脉动程度,可以增加主极下均匀 分布的导体数,即增加每极下的电枢槽数。为了减 小电枢反应,可通过减少电枢绕组匝数实现。

改进前的电机采用虚槽数为2的单叠绕组,每 个线圈匝数为4匝,电机槽数为21槽,其每极下的 槽数为4槽,绕组形式如图1所示。



图1 虚槽2单叠绕组

在额定功率、额定转速、额定电流、电机外径 长度不变的前提下,为了减小电枢绕组匝数,增加 支路电压,需改进设计电枢绕组形式,改进后的电 机采用单波绕组代替虚槽数为2的单叠绕组,每个 线圈匝数为3匝,电机槽数为29槽,每极下的槽数 为5槽,绕组形式如图2所示。由于波绕组增加了 电机的反电势,故不需要采用虚槽数,又由于波绕 组并联支路数恒为2,而极对数不变为2,故为了保 持绕组的电流密度不变,需要增大绕组的线径,同 时绕组匝数相应减小来满足电机的槽满率限制,这 需要调整电枢槽数以达到反电势和槽满率的平衡。



图 2 单波绕组

另外,由于工艺、装配等原因,电机不可避免 的存在程度不同的电方面或磁方面的不平衡、不对 称^[4],从而导致每条支路内感生的电动势不相等, 在此情况下,在电枢绕组内部产生一个自高电位流 向低电位的均压电流,均压电流加重了绕组和电刷 的负荷,使换向条件恶化,影响电机的电流脉动。 由于单波绕组的并联支路对数恒为1,故单波绕组 总是对称的,在一定程度上消除了磁的不对称性, 从而使电枢绕组两条并联支路内的反电动势基本相 等,如此电枢绕组内部就不会出现均压电流。

2 仿真分析

本文以电枢绕组改进设计前后的电机进行 Ansoft 有限元仿真分析,对其电枢电流的电流波动进行 对比^[5]。

由于改进前后电机的额定参数不变,分析此两种电机在额定转速10600 r/min、电压56 V 状态下的电枢电流脉动。改进前的电机电枢电流脉动如图 3 所示,改进后的电枢电流脉动如图 4 所示。可以看出,改进前的电枢电流的电流脉动大约为 0.72 A,改进后的电枢电流的电流脉动大约为 0.31 A。





故在电枢电流相同的情况下,采用单波绕组的 电机具有更小的电流脉动,这主要是因为改进后的 电机增加了每极下的槽数,增加了每极下均匀分布 的导体数,同时采用单波绕组,保证了在虚槽数为 1的情况下能产生足够的反电势来满足额定电流的 需求,同时虚槽数为1也保证了单波绕组支路电流 大,需要增大绕组线径满足槽满率的需求^[6]。



3 试验验证

为验证仿真分析的准确性,将改进前后的电机分 别装于相同的液压舵机系统,通过液压舵机系统的测 试设备测试电机干扰电流的峰峰值进行对比。峰峰值 越大干扰越严重,反之干扰越小。改进前电机和改进 后电机的干扰电流波形分别如图5和图6所示。



图 5 改进前电机干扰电流峰峰值

图 5 中的最大值与最小值之差再乘以系数 20,则改进前电机的干扰电流峰峰值为 0.24 A,图 6 中的最大值与最小值之差再乘以系数 20,则改进后电机的干扰电流峰峰值为 0.16 A。改进后电机的干扰

电流峰峰值较改进前电机减小 33.3%。改进前后的 两种电机试验峰峰值较仿真值小,主要原因是试验 中的测量误差所造成,但测试结果的趋势验证了理 论及仿真的正确性。



4 结 语

将电机的电枢绕组形式由虚槽数为2的单叠绕 组改为虚槽数为1单波绕组,通过增加每极下均匀 分布的导体数减小了电流脉动。通过单波绕组高的 支路电压减少了绕组匝数,从而降低了电枢反应, 提升了电机的电磁兼容性,对直流有刷电机的理论 设计具有重要指导意义。

参考文献

- [1] 贾喆武,张庆湖,王东.环形绕组无刷直流电机的四象限运行 分析[J].电工技术学报,2020,35(18):3821-3829.
- [2] 汤俊,陈浈斐,李志新,等.转子结构对低谐波星-三角绕组 永磁电机性能影响研究[J].中国电机工程学报,2022,42 (10):3796-3805.
- [3] 机械工程手册委员会. 电机工程手册. 3, 电机卷[M]. 北京: 机械工业出版社, 1996.
- [4] 许实章. 电机学[M]. 北京: 机械工业出版社, 1988.
- [5] 庞末红,冯相霖.基于 Ansoft Maxwell 的电磁阀响应性能优化 设计[J].导弹与航天运载技术,2021(4):76-80.
- [6] 魏家晓,辛世界,曲宝军,等. 永磁同步直流转向电机的有限 元仿真分析[J]. 机械工程与自动化,2021(3):64-66.

98585856	<i>Ა</i> ᲒᲐ <i>ᲒᲐᲒᲐᲒᲐᲒᲐᲒᲐᲒᲐᲒᲐᲒᲐᲒᲐᲒᲐᲒᲐᲒᲐᲒᲐ</i>	<i>\$</i> \$
s 2		邮发代号: 52-92
	《微电机》(《刊)	订价:8元/期
5 3 • • • • •		年价:96元/年
	- 12 期,读者可到当地邮局订阅,本刊小刊破订、零购。	编辑部邮购(含快递费): 300 元/年
, ,	次迎投稿!欢迎订阅!欢迎刊登广告!	
。 国内]刊号: CN61-1126/TM	国际刊号: ISSN 1001-6848
。	箱: micromotors @ vip. sina. com	
, 地	址: 高新区上林苑四路 36 号(710117)	电话: 029-84276641

时间谐波对永磁屏蔽电机损耗及效率特性的影响分析

周舒吴1,李明1,2

(1. 渤海大学 控制科学与工程学院, 辽宁 锦州 121210; 2. 沈阳工业大学 电气工程学院, 沈阳 110870)

摘 要:为解决永磁屏蔽电机屏蔽套损耗大、电机系统效率低、变频器载波频率难以选择等问题,本文以一台 2kW,6000r/min 的永磁屏蔽电机作为研究对象,通过搭建 Simulink 和 Ansys EM 联合仿真模型,对不同载波频率及 调制比条件下电机气隙磁密分布,损耗特性及电机系统效率进行了研究,获得了永磁屏蔽电机系统效率最优的载波 频率选择范围。该研究不仅可以为变频器供电永磁屏蔽电机的设计及使用提供理论参考,还具有一定的工程实际 意义。

关键词:屏蔽电机;屏蔽损耗;SVPWM;联合仿真
 中图分类号:TM351;TM341
 文献标志码:A
 文章编号:1001-6848(2023)09-0004-05

Analysis of Influence of Time Harmonic on Loss and Efficiency Characteristic for Canned Permanent Magnet Motor

ZHOU Shuhao¹, LI Ming^{1,2}

(1. School of Control Science and Engineering, Bohai University, Jinzhou Liaoning 121210, China;

2. School of Electrical Engineering, Shenyang University of Technology, Shenyang 110870, China)

Abstract: To solve the problems of large can loss, low efficiency of the canned permanent magnet motor system, and difficulty in selecting the carrier frequency, this paper took a 2 kW, 6000r/min canned permanent magnet motor as the research object, and studied the air gap magnetic field distribution, loss characteristics and efficiency of the motor system under different carrier frequency and modulation ratio by building a Simulink and Ansys EM Co-simulation model. The optimal carrier frequency selection range of the motor system efficiency was obtained. The research can not only provide theoretical reference for the design and use of canned permanent magnet motor fed by inverter, but also have certain engineering practical significance. **Key words**: canned permanent magnet motor; can loss; SVPWM; co-simulation

0 引 言

永磁屏蔽电机是一种驱动密封屏蔽泵电机,凭 借其效率高、完全无泄漏、维护简单、可靠性高等 优点使其在核电、煤炭、化工、制药等领域独树一 帜^[12]。与普通永磁电机相比,永磁屏蔽电机的内部 包含屏蔽套。屏蔽套在旋转磁场的作用下会感应出 涡流,产生涡流损耗,称之为屏蔽套损耗^[3]。屏蔽 套损耗约占屏蔽电机总损耗的5%~15%,且屏蔽套 损耗在数量级上远高于传统的铜耗和铁耗。因此, 针对屏蔽套损耗问题科研人员进行了大量的研究, 并取得了一些成果。沈阳工业大学李明等人研究了 负载条件下的谐波电流对屏蔽感应电机损耗的影响, 研究结果表明,当负载减小时,定子屏蔽套和转子 屏蔽套上的涡流损耗同时减小,且转子屏蔽套损耗 下降比例更大^[4]。文献[5]通过计算定子铁心和转 子铁心各节点磁矢位,得到了非正弦供电条件下高 速屏蔽电机屏蔽套中涡流密度及损耗。文献[6]考 虑了端部效应,对屏蔽套中涡流进行了 dq 轴分解, 并研究了负载角度对屏蔽电机损耗的影响。文献 [7]指出屏蔽套损耗不仅会加剧电机工作温度,还 会加速电枢线圈老化,并可能造成转子导条断裂和 绝缘损坏。上述研究表明,屏蔽套损耗是屏蔽电机 最重要的研究内容。

基金项目: 辽宁省教育厅项目(LJKZ1020)

作者简介:周舒昊(2000),男,硕士研究生,研究方向为特种电机设计及多物理场研究。 李 明(1987),男,副教授,硕士生导师,研究方向为特种电机设计及控制技术。

收稿日期: 2023-03-16, 修回日期: 2023-04-11

当前为了提高屏蔽泵系统的运行效率, 永磁屏 蔽电机通常采用变频器供电。变频器驱动使电机具 有更宽的调速范围,且能减小电机的起动电流和无 功损耗,进一步提高了电机安全运行可靠性^[8]。但 在采用变频器供电时,会引入时间谐波分量。时间 谐波能够改变电机气隙磁场分布^[9-10],这增加了永 磁屏蔽电机气隙磁场的求解难度。文献[11]研究表 明,变频器供电带来的时间谐波是产生永磁体涡流 损耗的主要原因。沈阳工业大学佟文明等人研究了 变频器参数对永磁同步电机铁耗的影响,为变频器 供电永磁电机的分析提供了参考^[12]。文献[13]研究 了变频器调制比和载波比对永磁同步电机损耗的影 响,结果表明,随着调制比和载波比的增加,永磁 同步电机损耗随之下降。邱洪波等人研究了电压谐 波对永磁同步电机的电磁转矩、损耗和气隙磁密的 影响,结果表明转矩脉动随电压谐波幅值的增加呈 线性增加,且涡流损耗呈指数增长^[14]。

然而,上述研究都是针对变频器时间谐波对永 磁电机影响的研究,屏蔽套会影响电机气隙磁场的 分布,因此时间谐波对永磁屏蔽电机损耗及效率特 性的影响会不同于常规永磁电机。然而,当前少有 研究考虑时间谐波对永磁屏蔽电机的影响。因此,本 文开展了变频器参数对永磁屏蔽电机气隙磁密、损耗 分布以及效率特性影响的研究。该研究对变频器供电 屏蔽式永磁同步电机的设计和使用具有指导意义。

1 损耗计算模型和电机参数

1.1 理论基础

本文采用目前在电机分析领域内广泛使用且准确的计算方法一有限元法对永磁屏蔽电机进行研究。 假定每个子区域*i*的磁通密度为*B_i(t)*,屏蔽套损耗 密度*P_i*可以视为磁通密度变化率平方的函数。

$$P_i = \frac{1}{T} \int_0^t \frac{c_0}{2\pi^2} \left(\frac{\mathrm{d}B_i(t)}{\mathrm{d}t}\right)^2 \mathrm{d}t \tag{1}$$

式中, c_0 为 Steinmetz 系数, T 为时间周期, 对式 (1)离散化可得,

$$P_{i} = \frac{c_{0}}{2\pi^{2}} \cdot \frac{1}{T \cdot \Delta t} \sum_{i=1}^{N} (B_{i_{k+1}} - B_{i_{k}})^{2} \qquad (2)$$

式中, Δ*t* 代表在每个子区域里面两个离散单元的时间差, *N* 表示时间 *T* 内总步长。则屏蔽套损耗的公式为

$$P = \sum_{i=1}^{M} m_i P_i = \frac{c_0}{2\pi^2} \cdot N f^2 \sum_{i=1}^{M} \left[m_i \sum_{i=1}^{n} \left(B_{i_k+1} - B_{i_k} \right)^2 \right]$$
(3)

式中, *m_i* 为第*i* 个元素的总和, *M* 是所有子区域的 代数和, *f* 为激励源频率。

1.2 电机参数

本文以一台2kW,6000 r/min 的永磁屏蔽电机 作为研究对象,电机部分参数如表1所示。为了使 屏蔽电机能够适应高温、高压和高强度酸碱性的工 作环境,该电机屏蔽套采用了奥氏体不锈钢 SUS316 而不是传统的 SUS304。在综合考虑屏蔽套损耗和机 械强度等因素,屏蔽套的厚度设计为0.5 mm。

表 1	永磁屈蔽由机样机参数
14 1	

参数	参数值
额定功率/kW	2
极数	6
定子屏蔽套厚度/mm	0.5
定子屏蔽套材料	SUS316
转子屏蔽套厚度/mm	0.5
转子屏蔽套材料	SUS316
定子外径/mm	107
转子外径/mm	49.5
额定频率/Hz	450

根据表1中参数,建立了永磁屏蔽电机二维有 限元模型,如图1所示。为了简化分析做出如下 假设:

(1)忽略定子绕组中的位移电流和集肤效应。

(2)忽略温度对材料导磁能力和导电性的影响。

计算模型的控制方程和边界条件如下:

$$\begin{cases} \frac{\partial}{\partial x} \left(v \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(v \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) = -J_s + \sigma \frac{\mathrm{d}A_z}{\mathrm{d}t} \\ A_z \Big|_{\Gamma} = 0 \end{cases}$$
(4)

式中, A_s 为磁矢位, ν 为磁导率, σ 为电导率, J_s 为电流密度, Γ 为外边界条件。



图 1 永磁屏蔽电机有限元模型

1.3 变频器模型

三相电压逆变器(VSI)主电路如图2所示,SVP-WM产生触发脉冲控制主电路三个桥臂上共有六个 功率开关管,直流母线电压经过 VSI 后变为永磁屏 蔽电机所需的三相交流电压。由图2可知,逆变电 路是产生时间谐波的来源。 在脉宽调制过程中存在两个关键参数分别为调制比和载波比。调制比为调制波幅值 *u*_r 与三角载波幅值 *u*_c 之比,调制比计算公式为

$$M = \frac{u_{\rm r}}{u} \tag{5}$$

载波比为三角载波频率 *f*_e 与调制波频率 *f*_r 的比值,载波比计算公式为



图 2 VSI 主电路结构图

为保证功率开关器件可靠关断,且开通关断过 程中变频器损耗最小,调制比*M*值一般选取在0至 1.0之间^[15]。变频器损耗包括导通损耗和开关损耗, 导通损耗通常采用式(7)计算^[16]:

$$P_{\rm D} = \frac{V_{F0}}{2\pi} \cdot I_{\rm L} \left(1 - \frac{M \cdot \pi}{4} \cdot \cos\varphi \right) + \frac{r_{cc0}}{2\pi} \cdot \left(\frac{\pi}{4} - M \left(\frac{2}{3} \cdot \cos\varphi \right) \right)$$
(7)

从式(7)可以看出导通损耗直接依赖于调制比。 开关损耗的计算公式为

$$P_{\rm s} = \frac{6}{\pi} \cdot f_{\rm s} \cdot (E_{\rm on,I} + E_{\rm off,I} + E_{\rm off,D}) \cdot \frac{V_{\rm dc}}{V_{\rm r}} \cdot \frac{I_{\rm L}}{I_{\rm r}} (8)$$

式中, f_s 为 VSI 开关频率, V_{DC} 为直流环节电压, I_L 是假定为正弦交流线路电流的峰值, $E_{on,I}$ 和 $E_{off,I}$ 分 别为 IGBT 的导通和关断能量, $E_{off,D}$ 是功率二极管由 于反向恢复电流而产生的关断能量。

2 载波比和调制比对电流时间谐波的 影响

由傅里叶定律可知,任何周期信号都能够由不 同谐波的正弦波叠加而成。在忽略开关管导通和关 断延时以及由此产生的死区时间和最小脉宽影响的 条件下,本文采用傅里叶分析方法研究载波比和调 制比对电流时间谐波的影响。采用谐波畸变率 *I*_{THD} 反映电流波形与正弦波形的差异程度,谐波畸变率 定义如下:

$$I_{\rm THD} = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{I_n}{I_1}\right)^2} \tag{9}$$

式中, I_n 为第 n 次谐波电流有效值; I_1 为基波电流 有效值。

2.1 不同载波频率下电流时间谐波的变化规律

为了使电机不出现因过电压造成绝缘层损坏,

固定调制比 *M* = 0.8,在开关功率管可承受的范围内 计算 VSI 在不同载波比条件下电流时间谐波幅值及 阶次。表 2 为不同载波频率下基波电流幅值。

表 2 不同载波频率基波电流幅值

载波频率/kHz	电流基波幅值/A
6 kHz	9.49
7 kHz	9.41
8 kHz	9.45
9 kHz	9.47
10 kHz	9.41

从表2可以看出,电流基波幅值不随载波频率 的变化而发生改变。这与载波比对永磁电机电流时 间谐波影响的规律相一致^[13]。

图 3 为不同载波频率条件下电流谐波畸变率 情况。



图 3 不同载波频率条件下电流时间谐波 从图 3 可以看出随着载波频率增加,谐波幅值 减小,且谐波幅值较高的谐波主要为低次数谐波。

2.2 不同调制比下电流时间谐波的变化规律

为了降低逆变电路开关管开断损耗,取开关管 工作频率 2.5 kHz,即固定 SVPWM 载波比 N = 40, 测试 VSI 在 *M* = 0.4 增加至 0.8 下的电流时间谐波幅 值及阶次。表 3 为 VSI 在不同调制比下输出的基波 电流幅值大小。

从表3可以看出,随着调制比的增加,基波电流幅值增加,当调制比由0.4增加至0.8时,基波电流幅值增加了13.24%。

表3 不同调制比下基波电流幅值

调制比	基波电流幅值/A
M = 0.4	8.76
M = 0.5	9.13
M = 0.6	9.46
M = 0.7	9.49
M = 0.8	9.92

图 4 为不同调制比下电流时间谐波含量(以 *M* = 0.4, 0.6, 0.8 为例)。





从图4可以看出,当调制比较小时,电流畸变 严重,峰值电流增加,这可能引起电机及逆变系统 故障。此外,随着调制比的增加,波形畸变下降, 电流波形逐渐趋近于正弦波,因此在载波比固定的 情况下应尽可能选择高的调制比。同时考虑到功率 开关管损耗与载波频率有关,且随载波频率的提高、 功率损耗增大。这样不仅使效率下降,还使功率模 块发热增加。综上所述,将载波频率的研究范围设 定在1kHz至10kHz。

3 永磁屏蔽电机损耗及变频器损耗 分析

受工业制造条件的限制,屏蔽套不能由金属材 料冲压而成,而是将厚度很小的不锈钢卷制成筒状 结构,这会引起较大的屏蔽套损耗。

3.1 电机电磁场仿真模型

利用 Simulink 和 Ansys EM 搭建联合仿真计算模型,对永磁屏蔽电机气隙磁场以及损耗进行分析。 根据上节分析结果,在计算过程中将 SVPWM 中的 调制比固定为 0.8。联合仿真计算模型如图 5 所示。



3.2 永磁屏蔽电机气隙磁场分析

在有限元模型中,气隙和屏蔽套都可以视为细长的同心薄圆柱层,屏蔽套置于电机的气隙中,在 谐波电流的作用下会对原本的气隙磁场产生 影响^[17]。

利用联合仿真模型获得不同载波频率条件下的 气隙磁密谐波含量如图6所示。

图 6 表明, 气隙磁密基波幅值随着载波频率的 升高而增加, 这对于提高电机转矩输出能力或降低 电机铜耗是有益的。由上述研究内容可知, 选择高 的载波频率会增加开关管的通断损耗。因此, 载波 频率的选择需要从电机系统整体效率的角度去考虑。



3.3 载波频率对永磁屏蔽电机损耗的影响

利用联合对不同载波频率下永磁屏蔽电机的铁 耗、定子屏蔽套损耗、转子屏蔽套损耗进行了计算, 结果如图 7 所示。



图7 不同载波频率下永磁屏蔽电机损耗

从图 7 可以看出, 定子屏蔽套损耗、转子屏蔽 套损耗、铁耗和总涡流损耗随着载波频率的升高而 减小。这是由于随着载波频率的提高, 电流波形畸 变率减小, 即谐波含量降低, 因此损耗降低。当载 波频率从 5 kHz 增加至 11 kHz, 定子屏蔽损耗降低 了 11.76%, 转子屏蔽套损耗降低了 34.75%, 由此 可见转子屏蔽套损耗对载波频率更为敏感。

3.4 载波频率对变频器损耗的影响

由上述研究可知,提高变频器的开关频率,可 降低由谐波引起的损耗。但提高载波频率,变频器 的开关损耗将同时增加。因此,为了实现电机系统 的全局最优,需要确定使电机谐波损耗和变频器损 耗同时最小的最优载波频率值。表 4 为 VSI 的半导 体器件参数。

表4 VSI的半导体器件参

功率器件		相	关参数	
	$I_{ m ref}$ /A	10	$V_{ m ref}/{ m V}$	300
IGBT	$E_{\rm on,I}/{\rm mJ}$	0.5	$E_{\rm off,I}/{ m mJ}$	0.966
	$V_{\rm CE,0}/{ m V}$	1.5	$r_{ m ce,0}/{ m m}\Omega$	15
Diode	$r_{\mathrm{F},0}/\mathrm{m}\Omega$	8	$V_{\rm F,0}/{ m V}$	1.6
	$E_{\rm off,D}/{ m mJ}$	0.7		

由表4中参数和式(3)可以获得不同载波频率条

件下变频器损耗,结果如图8所示。



图 8 不同载波频率下的逆变器损耗

从图 8 可以看出,随着载波频率的增加开关损 耗逐渐增加,但导通损耗逐渐减小,变频器总损耗 在减小。

根据计算获得的永磁电机损耗及变频器损耗, 可计算不同载波频率条件下永磁屏蔽电机系统的效 率,结果如表5所示。

表 5 不同载波比条件下电机系统效率

1134	
载波频率/kHz	电机系统效率/%
5 kHz	0. 41
6 kHz	0.43
7 kHz	0.66
8 kHz	0. 53
9 kHz	0. 59
10 kHz	0. 68
11 kHz	0.72

表 5 表明,载波频率在 5 kHz ~ 9 kHz 范围内, 电机系统的效率随着载波频率的增加,先增加后减 小。当载波频率进一步提高时,电机系统的效率增 加,但这会导致逆变器成本的增加。当载波频率在 7 kHz 范围附近永磁屏蔽电机系统效率存在最大值。

4 结 语

本文从不同载波频率下的电流激励入手,通过 对永磁屏蔽电机电磁场仿真分析,研究了变频器驱 动下电机损耗及电机系统效率与载波频率的关系, 得到以下结论:

(1)随着载波频率的增加,基波电流幅值不变, 但谐波成分降低。随着载波比的增加,基波电流幅 值增加,谐波成分也降低。

(2)定子屏蔽套损耗、转子屏蔽套损耗、铁耗 和总涡流损耗随着载波频率的升高而减小。

(3)当载波频率选择为7kHz范围附近,在保证 逆变器成本不变的条件下,屏蔽式永磁同步电机的 系统效率能够实现最大化。

(下转第13页)

HXD2 型机车牵引电机振动超标分析与处理

薛 勃,党建峰,杨晓娜

(中车永济电机有限公司,山西永济 044500)

摘 要:针对配属 HXD2 型电力机车牵引电机例行试验振动值超标问题,根据电机结构和统计的振动值数据,从电 磁和机械两方面对电机振动值超标问题进行原因分析,排除电磁和转子动平衡两个因素,通过测量定子止口尺寸、 查看现场操作人员装配电机过程、检查定子止口端面清洁度,找出振动值超标的原因,最后从调整机座加工工艺流 程、细化轴承座装配方法、提高配件清洁度三个方面进行工艺提升,降低电机返工率,提高电机装配质量和试验一 次合格率,保证机车在线正常运行。

关键词:牵引电机;例行试验;振动值;机座加工;轴承座;清洁度 中图分类号:TM922.71;U264 文献标志码:A 文章编号:1001-6848(2023)09-0009-05

Analysis and Treatment of Excessive Vibration of HXD2 Locomotive Traction Motor

XUE Bo, DANG Jianfeng, YANG Xiaona (CRCC Yongji Electric Co., LTD., Yongji Shanxi 044500, China)

Abstract: Aiming at the problem of excessive vibration value in routine test of traction motor of HXD2 electric locomotive, according to the structure and statistical vibration value data of the motor, the causes of excessive vibration value of the motor are analyzed from both electromagnetic and mechanical aspects, and the two factors of electromagnetic and rotor dynamic balance were eliminated. The causes of excessive vibration value were found by measuring the size of the stator lip. checking the on-site operator's assembly process of the motor, and checking the cleanliness of the end face of the stator lip. Finally, the process improvement was carried out from three aspects: adjusting the machining process flow of the base, refining the assembly method of the bearing base, and improving the cleanliness of the parts, so as to reduce the rework rate of the motor, improve the assembly quality of the motor and the first pass rate of the test, and ensure the normal operation of the locomotive online.

Key words: traction motor; routine test; vibration value; frame machining; bearing seat; cleanliness

0 引 言

牵引电机是机车关键部件,电机转动过程中振 动值超标会导致其零部件损坏,电机寿命缩短,影 响机车正常运行。

公司自 2013 年开始批量生产 HXD2 型电力机车 牵引电机,每批次电机例行试验时均有振动值超标 情况,返工方案为互换配件,返工方案具有盲目性 和不确定性,单台电机最多拆装 10 次以上,最严重 的时候返工率达到 80%,制约了生产进度。为降低 电机返工率,提高电机装配质量,同时确保电机装 车后可靠运行,需要对该问题进行原因分析并给出 解决方法。

1 牵引电机介绍

HXD2 型机车牵引电机采用鼻式悬挂方式安装 在转向架上,电机传动端主动齿轮与机车齿轮箱从 动齿轮进行啮合以传动扭力,同时电机传动端轴承 采用机车齿轮箱油进行油润滑。该电机主要由以下 几部分组成(如图1所示)。

收稿日期: 2023-02-24, 修回日期: 2023-03-27

作者简介: 薛 勃(1987),男,高级工程师,研究方向为为机车牵引电机总装工艺。 党建峰(1973),男,高级工程师,研究方向为为机械加工工艺。 杨晓娜(1987),女,工程师,研究方向为为机械加工质量管理。



2 电机振动值标准

HXD2 型大功率重载电力机车牵引电机做例行 试验时,按照试验大纲要求使用测振仪测量电机传 动端与非传动端三个转速(1000 r/min、2000 r/min、 2888 r/min)下水平、垂直、轴向三个方向的振动 值,最大限值为3.5 mm/s,如表1所示,目的为检 测电机装配质量,确保机车在线正常运行。

转速/(r/min)	振动值上限/(mm/s)
1000	3.5
2000	3.5
2888	3.5

表1 电机振动限值

3 电机振动值超标数据统计

对 2021 年 6 月 ~ 2021 年 8 月生产的 162 台 HXD2 型机车牵引电机例行试验振动值超标数量进 行统计,振动值超标平均为 34.6%,如表 2 所示。

日八	新造总数	振动值超标	振动值超标	
万仞	(台)	数量(台)	比例	
6月	34	16	47.10%	
7 月	77	28	36.40%	
8月	51	12	23. 50%	

表 2 电机振动数据统计

经过对数据分析,电机振动值超标均发生在转 速为 2000 r/min 或 2888 r/min 时,且为传动端水平 方向振动值超标。

4 电机振动值超标原因分析

引起电机振动值超标的原因可分为电磁和机械 两方面,以下就这两方面原因分别进行分析。

4.1 电磁方面分析

电机进行试验前冷态测量电机定子绕组 UV、

VW、UW 三相线电阻,三相线电阻要求 26.90 ~ 29.73 mΩ(换算到 20 ℃),现场查看振动值超标的 电机三相线电阻均符合试验大纲要求;同时将电机 运转至最高转速,突然切断电源,振动值依然超标, 故可排除电磁方面的原因。

4.2 机械方面分析

4.2.1 转子动平衡

该电机为强迫通风电机,依靠机车上的风机进 行冷却,故转子上不安装风扇,转子单独进行动平 衡,查看振动值超标转子动平衡记录,同时复测转 子动平衡数据,转子两端残余不平衡量均小于图纸 要求的3g,故可排除转子动平衡方面的原因。

4.2.2 定子两端止口形位公差

若定子两端止口同轴度误差过大,对轴承游隙 有较大影响,如图2所示,定子公共轴线由L变为 L',L'与定子两端端面互不垂直,当端盖被紧固再 定子两端止口上时,轴承室轴线与定子端面轴线L' 间就形成α斜角。也就是说轴承内、外圈轴线间和 定子轴线间存有着α斜角。定子两止口同轴度误差 越大,斜角α也越大,当超过轴承许用极限游隙, 轴承合理游隙被破坏,造成电机振动值超标。



图 2 定子同轴度超差模型

电机装配前"米字"测量 30 台定子止口尺寸(如 图 3 所示),同时结合电机试验结果,发现振动超标 的定子两端止口均存在变形情况,且两端止口变形 情况方向相反,传动端为水平方向大,非传动端止 口为垂直方向大,因数据过多,表 3 仅列出 10 台振 动超标电机定子止口尺寸数据。



图 3 千分尺测量止口尺寸

			F	电机定于	上口尺	寸测量3	数据			
机座	20210	05029	20210	5044	20210	04056	20210	05008	2021	06005
编号	传动端	非传 动端	传动端	非传 动墙	传动端	非传动端	传动端	非传 动端	传动端	非传 动端
测量	-0.05	-004	-0.04		-100 -100	-105 -205	-100	-011-01	-100 -000	-100 -004
数据	XX	¥Y.	×4× ^{∞∞}	XXX-	Ψ <u></u>	XX	₩	XXX	X4X-000	XXX and
机座	20210	05019	20210	4092	20210	05017	20210	05024	2021	05009
编号	传动墙	非传 动端	传动端	非传 动墙	传动墙	非传 动端	传动端	非传 动端	传动墙	非传 动端
测量	-0.04	-0.05	-0.04	-0.08 -0.05	-0.00	-009 -0.05	****	-0.08 -0.1	-001 -004	-0.09
数据	-0.05 -0.06	(A)-014	A -003	A .00	-005	A	A	A 401	A .003	A

表 3 定子止口尺寸数据

针对定子两端止口存在变形问题,对机加车间 现场机座加工工艺流程进行分析:

(1)机座两端止口粗、精车一次完成,再通过 精加工后的机座非传动端止口进行定位,加工吊挂 面及钻孔,造成精加工过的机座止口发生变形,影 响机座两端止口同轴度和端面垂直度,进而引起电 机振动值超标。

(2) 原机座加工流程如图 4 所示。



图 4 原机座加工流程图

4.2.3 轴承座与端盖装配

轴承座与端盖配合处采用过度配合,按现有工 艺要求,轴承座采用热装:先将加热装置在烘箱内 加热到140~160℃,将加热装置放到端盖上对端 盖进行加热(如图5所示),5分钟后卸下加热装 置,再将轴承座吊起放入端盖相应位置(如图6所 示),最后用螺栓将轴承座紧固在端盖上(如图7 所示)。



图 5 加热端盖

根据《机械设计手册》中给处的热装加热温度公 式: $T = (\sigma_1 + \sigma_2)/(\alpha \times d)$, 计算轴承座热装间隙。 式中, T 为零件所需的加热温度, \mathbb{C} ; α 为被加热件 的线膨胀系数; σ_1 为配合件的最大过盈, mm; σ_2 为热装时的间隙, mm; d 为配合直径, mm; 将相关 参数带入公式, 得到热装时的间隙 $\sigma_2 = 0.26 \sim 0.28 \text{ mm}_{\odot}$



图6 轴承座装配



图7 紧固螺栓

现场查看操作过程发现,操作人员将轴承座放 入端盖后立即将轴承座进行紧固,而此时端盖因温 度过高,端盖和轴承座之间存在装配间隙,即端盖 可能未将轴承座完全抱紧,造成轴承座与端盖配合 处不同心,导致试验时振动值超标。

4.2.4 端盖和机座配合面清洁度

目前电机振动值超标转速均为 2000 r/min 或 2888 r/min 时,且为传动端水平方向,针对振动值 超标电机,对定子、传动端端盖及轴承座配合处进 行检查,发现传动端端盖、定子止口端面局部存在 残留油漆,此位置传动端端盖与机座、轴承座进行 配合。

经检测,残留油漆厚度在 128~160 μm 之间, 而图纸要求传动端轴承径向装配游隙为 0.12~0.20 mm(实测为 0.14~0.16mm)。

传动端端盖与轴承座圆周配合面处存在残留油 漆(如图8所示),轴承座被紧固到传动端端盖上后, 残留油漆位置轴承径向游隙几乎为零,轴承内、外 圈不同心,导致电机试验时振动值超标。

定子止口端面局部存在残留油漆(如图9所示), 定子止口端面垂直度超差,传动端端盖内的轴承座 偏斜,轴承内、外圈不同心,导致电机试验时振动 值超标。



图 8 端盖配合处存在油漆



图9 定子止口端面存在油漆

5 电机振动值超标解决方法

5.1 调整机座加工工艺过程

(1)对机座加工工艺过程进行调整,将原工艺 车一、车二分为粗车、精车,粗车后止口单边留量 0.5 mm,对焊接机座来说,粗加工过程也是焊接内 应力失效的过程,待吊挂面、通风窗口面等工序加 工完成后再进行精车两端止口及端面,避免机座止 口发生变形,提高机座两端止口及端面同轴度和垂 直度。

(2)调整后的机座加工工艺过程如图 10 所示。



图 10 调整后机座加工流程图

(3)机座加工工艺过程发生调整,原工艺车胎、 立装夹具定位止口需改制,将车胎、立装夹具止口 尺寸 $\Phi A^{0}_{-0.02}$ 加工小1 mm 至 $\Phi B^{0}_{-0.02}$ (如图 11、图 12 所示)。

(4)2021年11月,按调整后的工艺流程加工电 机机座,电机装配前"米字"测量30台定子两端止口 尺寸,因数据过多,表4仅列出10台定子止口尺寸 数据,两端止口统一为水平方向小,垂直方向大, 变形方向一致。



图 11 改制车胎止口



图 12 改制立装胎具止口 表 4 调整机座加工流程后定子止口尺寸数据

			E	电机定子	止口尺	寸测量数	发据			
机座	20211	1014	2021	11001	2021	11005	2021	11004	2021	11011
编号	传动端	非传 动端	传动端	非传动编	传动端	非传 动端	传动端	非传 动墙	传动端	非传 动端
测量	+007 +0.02	-0.05 -0.01	-0.09 -0.04	-0.04 +0.02	-01 -0.01	-0.08 -0.05	-01 -0.02	-0.04 -0.03	-0.07 -0.01	-0.08 -0.03
数据	Q-000	Q-004	-2.05 -2.05	-0.02 -0.05	Q-003	-0.03 -0.05	-0.03	-0.04	-0.04	-0.07
机座	20211	1010	2021	11006	2021	11002	2021	11009	2021	11013
编号	传动端	非传 动端	传动端	非传 动端	传动端	非传 动端	传动端	非传 动端	传动端	非传 动端
测量	+0.07	-0.09 -0.08	-0.87 0	-0.07 -0.05	-0.09 -0.04	-0.04 -0.03	-0.03 -0.00	-0.07	-0.09 -8.03	-0.07 -0.04
数据	-003	-0.04	-0.02	-000 -004	-205 -003	-0.03 -0.01	Q -003	-0.03	-0.03	-0.03

5.2 细化轴承座装配工艺文件

将原轴承座装配工艺文件修改为:操作人员用 加热装置对传动端端盖进行加热后,将轴承座装到 端盖上,等待3~5分钟,待轴承座无法转动时将螺 栓进行紧固,确保传动端轴承内外圈同心,传动端 轴承座冷却至室温后再进行例行试验。

5.3 提高配件清洁度

加强工艺纪律检查,因该电机配件为先喷漆后 装配,故在机座和传动端端盖喷漆前,必须严格按 照喷漆工艺要求将机座端面、端盖与轴承座配合面 进行防护;同时加强配件清洁度检查,若配合面局 部有残留油漆,应及时用百洁布进行清理。

6 改进效果

关于 HXD2 型电力机车牵引电机例行试验振动 值超标三项措施中,已全部开始实施;截止2022年 12月,对本年度生产的800台电机试验振动值数据 进行统计,一次试验合格率为99%以上,同时电机 振动值数据均在1.0 mm/s 左右,远低于标准值,有 效的减少返工次数,提高电机装配质量和效率,共 节约返工费用13.51万元,如表5所示。

衣 〕 以 送 以 米 刃 比	
-----------------	--

上小	新造总数	振动值超标	一次试验
牛份	(台)	数量(台)	合格率
2020	460	132	71.3%
2021	162	56	65.4%
2022	800	5	99.4%

参考文献

[1] 汤蕴璆. 电机学[M]. 5 版. 北京: 机械工业出版社, 2015.

(上接第8页)

参考文献

- [1] 景斌,孔繁余,张旭峰,等,屏蔽泵用永磁电动机电磁设计 [J]. 微电机, 2009, 42(1): 28-31.
- [2] 张亮. 无刷直流屏蔽电动机的涡流损耗与性能研究[J]. 微电 机, 2016, 49(8): 16-18.
- [3] 井秀华,南悦,赵振,等.无接触旋转变压器屏蔽材料的屏蔽 效能仿真研究[J]. 微电机, 2015, 48(9): 26-27, 33.
- [4] Li M, An Y, Zhang Z, et al. Effect of Time Harmonic Current Considering Load Condition on Performance of Canned Induction Motor [J]. Applied Electromagnetics and Mechanics, 2021, 66(3): 369-385.
- [5] 曹力,胡岩,卓亮. 高速永磁屏蔽电机损耗分析与温升研究 [J]. 微电机, 2021, 54(4): 11-15, 31.
- [6] 安跃军,张志恒,张振厚,等. 真空干泵用屏蔽电机无速度传 感器带速重投控制系统[J]. 电工技术学报, 2018, 33(12): 2665-2675.
- [7] 安跃军,陈嘉伟,邓文宇,等.真空干泵用屏蔽电机抗冲击持 续带载能力评估与实验[J]. 电机与控制报, 2021, 25(10): 67-77.
- [8] 李伟力,杜林奎,李栋,等. 电流时间谐波对转子带护套伺服 永磁同步电动机温度场的影响[J]. 北京交通大学学报, 2017, 41(2): 98-105.

- [2] TB/3315-2013 交流传动机车异步牵引电动机[S]. 北京:中国 铁道出版社, 2013.
- [3] GB10068. 2-1988 旋转电机振动测定方法及限值振动限值[S]. 北京: 机械电子工业部, 1988.
- [4] 张裕民,张学利,张丽杰. 电机轴承噪声控制[J]. 电机技术, 2000(3): 38-39.
- [5] 李晶. 中小型电机机座加工工艺研究[J]. 防爆电机, 2010 (4): 37-38.
- [6] 成大先. 机械设计手册[M]. 6版. 北京: 化学工业出版 社,2017.
- [7] 吴智映. 浅述电机轴承噪声的产生与控制[J]. 机电工程技术, 2005, 34(8): 100-102.
- [9] 陶果, 马涛. 新型永磁同步屏蔽电机设计研究[J]. 微电机, 2021, 54(10): 45-48.
- [10] 佟文明, 侯明君, 孙鲁, 等. 基于精确子域模型的带护套转子 高速永磁电机转子涡流损耗解析方法[J]. 电工技术学报, 2022, 37(16): 4047-4059.
- [11] 何彪,张琪,陈世军,等. 逆变器供电永磁同步电机铁耗和永 磁体损耗分析[J]. 微特电机, 2018, 46(5): 35-38.
- [12] 佟文明, 孙静阳, 段庆亮, 等. 永磁同步电动机空载铁耗研究 [J]. 电机与控制学报, 2017, 21(5): 51-57.
- [13] 韩雪岩, 郭谨博, 李宏浩, 等. 基于 SVPWM 的时间谐波对永 磁电机损耗的影响[J]. 微电机, 2020, 53(11): 13-18, 37.
- [14] Qiu H, Zhang Y, Yang C, et al. Influence of Inverter Output Voltage Harmonic on Surface-mounted Permanent-magnet Synchronous Motor Performance [J]. Transactions of the Canadian Society for Mechanical Engineering, 2019, 43(4), 515-525.
- [15] 魏静微,于晓,黄全全.不同供电方式下永磁同步电动机铁耗 计算与分析[J]. 微特电机, 2018, 46(3): 64-67, 72.
- [16] 刘文彬,韩雪岩,朱龙飞.基于谐波注入算法的变频器驱动下 PMSM 损耗抑制方法 [J]. 电机与控制应用, 2023, 50(1): 1-8.
- [17] 凌在汛,周理兵,张毅,等.笼型实心转子屏蔽感应电机电磁 场及参数研究(三):实用等效电路及其参数的推导[J]. 电工 技术学报, 2018, 33(19): 4496-4507.

航天用高温制动器吸合特性分析研究

李玉涛,贾国超,杨延军,曹 宽 (西安航天精密机电研究所,西安 710100)

摘 要:航天发动机中,电磁失电制动器用来实现发动机伺服结构用高速电机的断电制动和通电解锁,需要满足航 天发动机的200℃甚至更高的温度要求。简要介绍了高温制动器的结构和原理后,详细分析了温度对高温制动器吸 合性能的影响,建立高温制动器的三维模型并进行有限元仿真分析,提出一种采用示波器检测串联采样电阻电压的 方法间接测出高温制动器的吸合特性的方法,并进行试验验证。本文的研究成果对高温制动器的工程应用具有参考 价值。

关键词:电磁制动器;高温;吸合特性;仿真分析 中图分类号:TM574 文献标志码:A 文章编号:1001-6848(2023)09-0014-05

Analysis and Research on Suction Characteristics of Aerospace High-temperature Brake

LI Yutao, JIA Guochao, YANG Yanjun, CAO Kuan (Xi'an Aerospace Precision Electromechanical Institute, Xi'an 710100, China)

Abstract: In aerospace engines, electromagnetic brakes are used to realize power-off unlocking and poweron unlocking of high-speed motors used in engine servo structures. Electromagnetic brake need to meet the temperature requirements of 200° C or even higher for aerospace engines. This article briefly introduced the structure and principle of the high-temperature brake. The influence of high-temperature on the suction characteristic was analyzed in detail. The 3D model of the brake was established and the infinite element simulation analysis was carried out. A method of indirectly measuring the for suction characteristic of the high-temperature brake was proposed and verified by detecting the voltage of the series sampling resistor using an oscilloscope. The research results of the paper have reference value for the high-temperature brake of the engineering application

Key words: electromagnetic brake; high temperature; suction characteristics; simulation analysis

0 引 言

当前,永磁同步高速电机越来越多的应用于航 天发动机的作动装置,为作动器提供动力,带动减 速机构运动。电磁失电制动器作为永磁同步高速电 机的重要组成部分,与电机配套,广泛应用于航空、 航天等领域机电设备中,作为电机断电制动、锁定 装置。

在航天发动机内,电机的工作环境温度达到200℃, 再考虑到高速电机的累计工作温升,高温制动器的 使用环境恶劣,这就对电机中电磁失电制动器提出 高温高可靠性要求。

当前,制动器的研究多着重于常温制动器的电

磁优化。王卫军等运用多目标优化的方法对伺服电 机用失电制动器进行结构优化设计^[1]。张振川等采 用永磁体代替弹簧机构可以大大缩短制动器的分闸 时间^[2]。黄兴同等将飞行器用舵机双输入行星减速 器的电磁制动装置设计为一次性机械产品,对其进 行结构设计和仿真分析^[3]。孙敬颧等针对空间机器 臂电磁制动器采用遗传算法结合惩罚函数法进行温 升最优设计并试验^[4]。

目前,尚未有文献明确对航天用高温制动器吸 合特性进行研究。本文针对高温制动器吸合特性进 行分析,进行理论计算,并运用 Ansoft Maxwell 仿真 软件进行三维建模及仿真,最后通过采用测取制动 器动作时间的方法进行验证。仿真和测试结果表明,

收稿日期:2022-12-11,修回日期:2023-04-23 作者简介:李玉涛(1982),男,工学硕士,高级工程师,研究方向为直流无刷电机、有限转角电机和军用微特电机。 该高温制动器具有较好的吸合特性。

1 高温制动器的结构及原理

高温制动器通常布置在电机轴伸端或传感器端。 当高温制动器通电解锁时,电机转子高速旋转。当 电机停止旋转,高温制动器断电上锁,使电机转子 在外加负载的情况下仍保持不动。



图1 制动器在电机中的位置

高温制动器采用单线圈双面摩擦盘式电磁制动 结构,该结构相对于其他吸入式锥角结构来说,电 磁铁结构参数更大,能满足电磁吸力要求。其主要 由磁轭、衔铁、摩擦盘、连接板、隔环、线圈组件、 弹簧等构成,总体结构如图2所示。



图2 制动器总体结构

工作间隙处于衔铁与磁轭组件之间,衔铁与连 接板通过螺钉紧固,在弹簧作用下夹紧摩擦盘,产 生制动力矩将制动块制动。线圈组件安装在磁轭内 部,引出线由制动器端部引出。

其工作原理为:

(1)当需要制动时,线圈组件断电,衔铁在弹簧的弹簧反力作用下,与表面附有耐磨材料的摩擦盘接触,产生制动力矩。通过更换弹簧,改变刚度系数可以调整制动力矩。

(2)当需要解锁时,线圈组件通电,在电磁吸力的作用下衔铁克服弹簧弹力,向磁轭运动,从而 实现与摩擦盘的分离。制动器处于解锁状态,摩擦 盘能够随转轴高速旋转。

高温制动器的工作环境温度最高为200℃,再 考虑到制动器的累计工作温升,其使用环境恶劣, 这就对制动器中材料的选用提出了更高的要求,制

动器中选用的磁性材料、摩擦材料、漆包线、 绝缘材料、粘接剂等均要达到 240 ℃以上的耐温 等级。

制动器的主要技术指标包括电压、制动力矩、 功率、吸合电流和解锁时间。其中解锁电流和解锁 时间作为动态吸合特性的重要指标,其性能和可靠 性对整个产品成败有着决定性的关键作用。

2 高温对吸合特性的影响分析

当制动器解锁时,磁轭和衔铁间的电磁吸力使 衔铁迅速运动与摩擦盘脱离。根据牛顿第二运动定 律,衔铁在制动器吸合解锁过程中受到电磁力、弹 簧力、负载力的作用。其机械运动方程为

$$m_v \frac{\mathrm{d}^2 x_v}{\mathrm{d}t^2} = F_\delta - F_s - F_1 \tag{1}$$

式中, *m*_{*x*} 为运动部件衔铁的质量; *x*_{*x*} 为衔铁位移 量; *F*_{*s*} 为衔铁在磁场中受到的电磁力; *F*_{*s*} 为弹簧产 生的弹簧反力,由于高温制动器行程较小,可认为 弹簧力为与温度线性变化的量值; *F*₁ 为衔铁为由摩 擦力和空气阻力构成的其他阻力,阻力数值在运动 过程中变化较小,与电磁力方向始终相反。相对于 弹簧反力来说,受到的摩擦阻力较小,可以认为不 受温度影响,为定值。

针对高温制动器的机械运动方程进行具体分析。

2.1 电磁吸力受高温的影响

对高温制动器建立等效磁路模型,如图3所示。

V/ {//////// }	V <i>HHHH</i> KI

图 3 制动器等效磁路模型

等效磁路模型进行如下假设:

(1)不考虑漏磁影响;

(2)磁轭和衔铁以外的装置为不导磁材料,并 按照空气磁导率建模。

通过分析可知,高温制动器采用盘式电磁铁结构,衔铁在磁场中受到的电磁力为

$$F_{\delta} = \frac{\mu_0 N^2 i^2 S}{4\delta} \tag{2}$$

式中, μ_0 为空气磁导率(H/m); N 为制动器线圈绕 组的匝数; *i* 为制动器线圈通人的电流; S 为磁轭与 衔铁之间气隙的横截面积(m²); S 为磁轭与衔铁之 间的工作气隙。

由式(2)可知,磁导率 μ_0 、制动器线圈绕组的 匝数 N 和横截面积 S 不会随温度变化外,其他参数

均随着高温发生变化。

2.1.1 线圈电流的变化

高温制动器实质上是一种电感元件,因而当绕 组线圈接通工作电压后,电流并不能跃变到稳态值, 衔铁也不能立即动作,衔铁处于释放状态尚未运动, 此时线圈电流变化规律与线性电感电路一致。

高温制动器线圈的电流动态特性与线圈电感和 衔铁运动速度有关,线圈电流动态过程为

$$U_0(t) = L_c \frac{\mathrm{d}i(t)}{\mathrm{d}t} + R_c i(t) + K_b \frac{\mathrm{d}\delta(t)}{\mathrm{d}t} \qquad (3)$$

式中, U_0 为电磁线圈电压; L_c 为电磁线圈电感; i(t)为电磁线圈电流; R_c 为电磁线圈电阻; K_b 为反 电势系数; $\delta(t)$ 为衔铁位移;t为时刻。

当绕组线圈接通工作电压后,电流并不能跃变 到稳态值,衔铁也不能立即动作,衔铁处于释放状 态尚未运动, $\delta(t)$ 变化极小,可以认为 $K_{\rm b} \frac{\mathrm{d}\delta(t)}{\mathrm{d}t}$ 近 似为0。这样线圈电流变化规律简化为

$$i(t) = I_w \cdot (1 - e^{-\frac{t}{T}}) \tag{4}$$

其中, $I_w = U_0/R_e$, 线圈中的稳态电流; $T = L_e/R_e$, 衔铁在制动器锁定位置时电磁铁线圈的时间常数。

为提高制动器的响应速度,在电磁线圈电压一 定的情况下,需要对电磁线圈电阻和电感进行合理 的设计。



图 4 线圈电感与吸合时间关系曲线

如图 4 所示,在线圈电阻一定的情况下,线圈 电感增大,制动器的吸合时间也随着成线性增长。



图 5 线圈电阻与吸合时间关系曲线

如图5所示,在线圈电感一定的情况下,线圈电

阻增大,制动器的吸合时间也随着近似成线性增长。

对比线圈电感和线圈电感对制动器吸合时间的 影响可以发现,线圈电感对吸合时间的影响更明显, 这就要求为了提高制动器的响应速度,需要尽量降 低线圈电感。

(1)电阻受温度的影响

根据电阻相关知识可知电阻的大小与温度有关, 当线圈绕组为铜线的情况下,电阻与温度的关系为

 $R_{e} = R_{0}(235 + T_{2})/(235 + T_{0})$ (5) 式中, R_{e} 为温度 T_{2} 下的电阻值; R_{0} 为温度 T_{0} 下所 测的电阻值; T_{0} 为测量电阻时的温度; T_{2} 为高温环 境下测量电阻时的温度。

(2)电感受温度的影响

$$L_{\rm e} = \frac{\mu_0 N^2 S}{2\delta} \tag{6}$$

由于忽略了铁心磁阻、漏磁和线圈的具体尺寸, 由计算公式 L。得到的近似值比实际值要略高,但数 量级一致。随着温度变化,电感与磁轭与衔铁之间 的工作气隙变化成反比关系。

2.1.2 工作气隙的变化

衔铁和磁轭之间的工作气隙,受衔铁、摩擦盘 以及隔环的影响较大。

工作气隙为

$$\delta = l_1 - l_2 - l_3 \tag{7}$$

通过上式计算,在200 ℃高温下,气隙由常温时的0.15 mm 变化为高温时的0.15 mm,变化较小。

2.2 弹簧反力受高温的影响

弹簧作为弹性元件,对摩擦片施加弹簧反力。 弹簧反力 *F*。的近似计算公式为

$$F_{\rm s} = k_{\rm x} l_{\rm x} \tag{8}$$

式中, k_x 为弹簧的刚度系数; l_x 为弹簧的压缩距离。 2.2.1 刚度的变化

弹簧的刚度为

$$k_x = \frac{Gd^4}{8D^3n} \tag{9}$$

式中, *G* 为弹簧的剪切模量; *d* 为弹簧材料直径; *D* 为弹簧中径; *n* 为弹簧的有效圈数。

由文献[6]可知,剪切模量随着温度的升高而 降低,且成线性。材料的剪切模量 *G* 关于温度 *T* 的 影响函数为

$$G = G_0 (1 - 25\alpha' T)\beta' \tag{10}$$

式中, G为金属材料在高温温度下的剪切模量; G_0 为金属材料在绝对温度下的剪切模量; α' 为金属材料线膨胀系数, $\alpha' = 12.2 \times 10^{-6}$ /°C; T为温度; β'

为与温度相关的常数,低于400℃时,β′=1。

通过上式计算,在 200 ℃ 高温下,剪切模量 *G* 降为常温下的 0.85,降低 15%,进而影响弹簧刚度 降低 15%。

2.2.2 压缩距离的变化

较高的温度变化引起制动器的结构件和摩擦材 料发生热胀冷缩,进而导致弹簧的压缩距离发生 变化。



因温度变化各部件的长度变化为

 $l_i = l_{i0}(1 + \beta_i(T_2 - T_1))$ (*i*=1, 2, 3) (11) 式中, l_{i0} 和 l_i 为各部件常温和高温时的轴向长度; β_i 为各部件材料的热膨胀系数。

则弹簧的压缩距离

$$l_x = l_1 + l_4 - l_2 - l_3 \tag{12}$$

制动器各部件的材料属性如表1所示。

表1 制动器的各部件材料属性

部件名称	材料	热膨胀系数	长度	
隔环	不锈钢	16.6	10.2	
摩擦盘	铜基粉末冶金	16	4	
衔铁	电工纯铁 DT4E	12	6	
磁轭	电工纯铁 DT4E	12	8.2	

通过理论计算,可以得到弹簧常温时的压缩距 离为8.6 mm,高温时的压缩距离为8.57。常温时的 弹簧反力为177 N,高温时的弹簧反力为150.5 N。

3 高温制动器的仿真

由于制动器磁路部分有弹簧孔、连接板固定孔 以及制动器固定孔,难以采用二维场进行简化计算, 因此直接采用 Ansys Maxwell 软件进行三维模型电磁 仿真,仿真模型如图 7 所示。



图 7 制动器仿真模型 针对制动器分别进行常温环境和高温环境的仿

真分析。

3.1 常温环境

初始条件设置: 弹簧初始压力 177 N, 电阻 3.214 kΩ。

在加载 270 V 直流电压时,电磁吸力和弹簧力 计算结果如图 8 所示。弹簧力初始为 177 N,当完全 吸合后,稳定在 180.00 N。正值表示该力的方向与 初始定义的 Z 轴正方向一致。而电磁吸力的 Z 轴方 向分力是主要电磁力,最终稳定在 - 626.44 N,可 以看出电磁吸力是弹簧反力的 3.48 倍,足够满足正 常工作时需要将弹簧紧紧吸牢,压缩弹簧的目的。



图 8 常温工况电磁吸力与弹簧力计算结果

其绕组电流与时间曲线如图9所示。从图中可看出,在17ms时,绕组吸合电流达到0.028A,磁铁开始吸合。吸合过程中,电感不断增加,线圈电流降低,直至一最小值。但在衔铁达到稳定位置后,电感不再变化,电流开始增大,到最后稳定在0.084A。



其衔铁位移与时间曲线如图 10 所示。



从图中可看出在 17 ms 时刻,衔铁由最初的位置 0 mm 移动到运动限制的 0.149 mm,完成了制动

3.2 高温环境

初始条件设置: 弹簧初始压力 150.5 N, 电阻 5.785 kΩ。

在加载 270 V 直流电压时,电磁吸力和弹簧力 计算结果如图 11 所示。弹簧力初始为 150.5 N,当 完全吸合后,稳定在 153.0 N。电磁吸力的 Z 轴方 向分力是主要电磁力,最终稳定在 - 527.88 N,可 以看出电磁力是弹簧的 3.45 倍,足够满足正常工作 时需要将弹簧紧紧吸牢,压缩弹簧的目的。



图 11 高温工况电磁吸力与弹簧力计算结果

其绕组电流与时间曲线如图 12 所示。从图中可看 出,在18 ms 时,绕组吸合电流达到 0.0245 A,磁铁开 始吸合。吸合过程中,电感不断增加,线圈电流降低, 直至一最小值。但在衔铁达到稳定位置后,电感不再 变化,电流开始增大,到最后稳定在 0.0466 A。





其衔铁位移与时间曲线如图 13 所示。从图中可看 出在 18 ms 时刻,衔铁由最初的位置 0 mm 移动到运动 限制的 0.149 mm,完成了制动器的加电吸合过程。



4 高温制动器的试验

搭建高温制动器试验装置,如图14所示。



图 14 制动器试验系统

由于高温环境时解锁电流变化较快,较小值仅 10 mA 左右,采用直接测试法较难,通过串联采样 电阻测其电压间接可以测出解锁电流和解锁时间。



图 15 制动器测试电路示意

将制动器垂直放置。直接加载 270 V 额定电压, 通过示波器观察制动器采样电阻两端的电压。

首先进行常温试验,得到常温时的吸合曲线。 如图 16 所示。



图 16 常温工况吸合曲线

由常温工况吸合曲线可知,采样电阻的电压从 0 V 快速升高,在18 ms 电压变小,表明制动器衔铁 开始吸合动作。当衔铁与磁轭之间的间隙发生变化 后,磁路发生变化,电感也随之发生变化,从而导 致绕组中电流上升时出现突变。很短时间内,电压 又重新增大,直至达到稳定值 39.2 V。可推导出线 圈电流为0.083 A。在吸合过程中,能够较为清晰的 听到衔铁和磁轭吸合的撞击声。打开烘箱,能看到 衔铁和磁轭已经吸合。

开启烘箱,模拟高温制动器高温环境,保证制 动器环境温度达到 200 ℃,得到高温时的吸合曲线, 如图 17 所示。

56 卷

(下转第25页)

异步电机精准磁场定向控制策略研究

廖承阳1,姜风光2

(1. 华中科技大学人工智能与自动化学院,武汉 430074; 2. 武汉征原电气有限公司,武汉 430000)

摘 要:针对传统的矢量控制方法存在参数易漂移、磁场定向不准的问题,提出了一种基于电机转子磁链位置角的 磁场定向校正方法,实现异步电机精准磁场定向控制。具体实现方法为在原有的矢量控制模型下,加入前馈解耦, 由解耦后的电机模型推算出转子磁链位置角用以补偿转子时间常数,使电机能够保证精准的磁场定向。仿真和实验 结果表明:提出的基于转子磁链位置角的磁场定向校正算法能准确地辨识出转子时间常数,实现异步电机精准磁场 定向控制,改善电机的控制性能。

关键词:异步电机;矢量控制;参数漂移;磁场定向校正;转子磁链位置角 中图分类号:TM343;TP273 文献标志码:A 文章编号:1001-6848(2023)09-0019-07

Research on Precise Field Oriented Control Strategy for Asynchronous Motors

LIAO Chengyang¹, JIANG Fengguang²

(1. Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China;

2. Wuhan Zhengyuan Electric Co., LTD., Wuhan 430000, China)

Abstract: Aiming at the problems of easy parameter drift and inaccurate magnetic field orientation in traditional vector control methods, a magnetic field orientation correction method based on the rotor flux position Angle of motor was proposed to achieve precise magnetic field orientation control of induction motor. The specific implementation method is to add feedforward decoupling to the original vector control model, and derive the rotor flux position angle from the decoupled motor model to compensate for the rotor time constant, thus ensuring accurate field orientation of the motor. Simulation and experimental results show that the proposed field orientation correction algorithm based on the rotor flux position angle can accurately identify the rotor time constant and achieve precise field orientation control for asynchronous motors, improving the control performance of the motor.

Key words: asynchronous motor; vector control; parameter drift; field orientation correction; rotor flux position angle

0 引 言

随着城市轨道交通的快速发展,对牵引传动系 统的控制性能要求越来越高,矢量控制以其易于实 现和良好的动静态性能而被广泛应用于牵引传动系 统中^[1-2]。矢量控制的控制性能依赖于磁场定向的精 度,而要实现精准磁场定向又严重依赖于电机参数 的准确性,但在实际列车运行过程中,由于各种复 杂的工况会导致电机参数在运行过程中出现较大变 化,导致磁场定向不准,进而影响矢量控制的控制 性能。因此,如何获得准确的电机参数成为了实现 异步电机精准磁场定向控制的关键点。 为了解决矢量控制参数易漂移、磁场定向不准 的问题,不少学者提出了一些电机参数辨识方法, 这些方法大致可以分为两类:离线测量和在线补偿。 离线参数测量一般是通过对电机进行堵转实验和空 载实验来获得准确的电机参数,这种方法简单易用, 只需要进行硬件实验即可。然而实际电机运行过程 中,由于各种外部环境变化和内部系统扰动,电机 参数会实时变化,离线参数测量并不能校准运行过 程中的电机参数^[34]。通常采用在线补偿的方法在电 机运行时校准电机参数,在线补偿的方法有很多种。 文献[5]采用模型参考自适应(MRAS)的方法,这种 方法在电机的参考模型和基于电机输出的预测值之

收稿日期: 2023-04-17,修回日期: 2023-05-08 作者简介: 廖承阳(1998),男,硕士研究生,研究方向为电力电子与电气传动。 间建立一个误差信号,用这个误差信号去补偿电机 的转子时间常数。文献[6]对比了不同参考模型下 的 MRAS,如转矩法、无功功率法、电压法等,主 要缺陷在于不同负载条件下补偿效果差别较大。文 献[7]提出了基于扩展卡尔曼滤波观测器来实现对 转子时间常数的自适应观测,该方法抗噪声性能强, 但计算量大,实现困难。

当磁场定向不准确时,实际观测出的磁链与 *d* 轴存在一定的夹角,即转子磁链位置角。本文利用 不为零的转子磁链位置角对转子时间常数进行补偿, 完成磁场定向校正,实现异步电机精准磁场定向控制,理论分析和仿真实验验证了该方案的有效性。

1 磁场定向不准对电机性能影响

异步电机矢量控制结构框图如图1所示,即通 过坐标变换将三相坐标系变为 dq 坐标系,且将 d 轴 锁定到转子磁链方向。该控制方法的巧妙之处在于, 定子电流在锁定坐标系下的两个分量,可以分别控 制电机的转矩和励磁,使原本强耦合的异步电机能 够获得像直流电机一般的动静态性能。



图1 矢量控制结构框图

在如图1所示的矢量控制系统中,当电机处于 稳态运行时,若电机的实际定子电流 d 轴分量 i_{st} 全 部在 d 轴上时,即电机转子磁链全部在 d 轴上,磁 场定向准确。假设控制器内使用的转子时间常数与 电机实际的转子时间常数不一致,此时控制器内计 算出的 d 轴励磁电流给定值为 î_{sd},则控制器内定向 *û* 的轴偏离实际的 d 轴,系统磁场定向出现偏差。 由转子时间常数引起的磁场定向不准如图 2 所示。



图 2 转子时间常数引起的转子磁场定向不准

当控制器内使用的转子时间常数 \hat{T}_r 大于实际值 T_r ,观测磁链位置滞后于实际磁链;当控制器内使 用的转子时间常数 \hat{T}_r 小于实际值 T_r ,观测磁链位置 超前于实际磁链。

假设控制器内采用的电机参数与实际电机参数 相同,则电机的给定 dq 轴电流和转差频率如下:

$$\begin{cases} i_{sd}^{*} = \frac{\psi_{r}^{*}}{L_{m}} \\ i_{sq}^{*} = \frac{2T_{e}^{*}L_{r}}{3\psi_{r}^{*}n_{p}L_{m}} \\ \omega_{s}^{*} = \frac{i_{sq}^{*}}{T_{r}i_{sd}^{*}} \end{cases}$$
(1)

其中, n_p 为电机的极对数, L_m 、 L_r 、 T_r 分别为准确 的电机定转子互感、转子电感、转子时间常数, ψ_r^* 、 T_e^* 、 ω_s^* 、 i_{sd}^* 、 i_{sq}^* 分别为给定磁链、给定转矩、 给定转差角频率、给定 d 轴电流、给定 q 轴电流。

如果控制器中采用了错误的电机参数 \hat{L}_{m} 、 \hat{L}_{r} 和

 \hat{R}_{r} ,定义转子电感、转子电阻和转子时间常数的偏差系数为

$$k_{\rm L} = \frac{\hat{L}_{\rm r}}{L_{\rm r}} \approx \frac{\hat{L}_{\rm m}}{L_{\rm m}}$$

$$k_{\rm R} = \frac{\hat{R}_{\rm r}}{R_{\rm r}}$$

$$k_{\rm T} = \frac{\hat{T}_{\rm r}}{T_{\rm r}} = \frac{\hat{L}_{\rm r}/\hat{R}_{\rm r}}{L_{\rm r}/R_{\rm r}} = \frac{k_{\rm L}}{k_{\rm R}}$$
(2)

式中, R_r 为准确的转子电阻, \hat{L}_m 、 \hat{L}_r 、 \hat{R}_r 、 \hat{T}_r 为错 误的定转子互感、转子电感、转子电阻、转子时间 常数。 k_L 为转子电感偏差系数, k_R 为转子电阻偏差 系数, k_T 为转子时间常数偏差系数。

则采用错误电机参数计算得出的定子 d、q 轴电 流指令值和转差角频率为

$$\begin{cases} \hat{i}_{sd}^{*} = \frac{\psi_{r}^{*}}{\hat{L}_{m}} = \frac{i_{sd}^{*}}{k_{L}} \\ \hat{i}_{sq}^{*} = \frac{2T_{e}^{*}\hat{L}_{r}}{3\psi_{r}^{*}n_{p}\hat{L}_{m}} = i_{sq}^{*} \\ \hat{\omega}_{s}^{*} = \frac{\hat{i}_{sq}^{*}}{\hat{T}_{sd}^{*}} \end{cases}$$
(3)

式中, $\hat{\omega}_{s}^{*}$ 、 \hat{i}_{st}^{*} 分别为采用错误电机参数计算出的给定转差角频率、给定 d 轴电流、给定 q 轴电流。

当控制进入稳态时,电机的实际转差角频率应 与控制器内计算的转差角频率一致,则定子 *d*、*q* 轴 电流存在如下关系:

$$\hat{\omega}_{s} = \frac{\hat{i}_{sq}^{*}}{\hat{T}_{r}\hat{i}_{sd}^{*}} = \frac{\hat{i}_{sq}}{T_{r}\hat{i}_{sd}}$$
(4)

将式(1)和式(3)代入式(4)中,化简后可得:

$$\frac{\dot{i}_{sq}}{\dot{i}_{sd}} = k_{\rm R} \frac{\dot{i}_{sq}^*}{\dot{i}_{sd}^*} = \gamma$$
(5)

根据图2,当观测磁链超前于实际磁链时,可 以计算得到实际转子磁链与观测转子磁链之间的定 向角误差。

$$\Delta \theta = \theta - \hat{\theta} = \arctan\left(\frac{\dot{i}_{sq}}{\dot{i}_{sd}}\right) - \arctan\left(\frac{\hat{i}_{sq}}{\hat{i}_{sd}}\right) \qquad (6)$$

由式(3)可知
$$\hat{i}_{sd}^{*} = k_{L} \frac{i_{sq}^{*}}{i_{sd}^{*}},$$
将此关系式和式(5)同

时代入式(6)可得:

$$\Delta \theta = \theta - \theta = \arctan(\gamma) - \arctan(\mu)$$
 (7)

其中:

$$\mu = k_{\rm L} \frac{i_{\rm sq}^*}{i_{\rm sd}^*}, \ \gamma = k_{\rm R} \frac{i_{\rm sq}^*}{i_{\rm sd}^*}$$
(8)

在不同 dq 坐标系下定子电流的幅值不变,因此:

$$i_{\rm sd}^2 + i_{\rm sq}^2 = \hat{i}_{\rm sd}^{*2} + \hat{i}_{\rm sq}^{*2} = \left(\frac{i_{\rm sd}^*}{k_{\rm L}}\right)^2 + i_{\rm sq}^{*2} = i_{\rm s}^2 \qquad (9)$$

由方程式(5)和式(9),容易解出:

$$\begin{cases} i_{\rm sd} = \frac{i_{\rm s}}{\sqrt{1 + \gamma^2}} \\ i_{\rm sq} = \frac{i_{\rm s}\gamma}{\sqrt{1 + \gamma^2}} \end{cases}$$
(10)

电机运行时实际电磁转矩为

$$T_{\rm e} = n_{\rm p} \frac{L_{\rm m}^2}{L_{\rm r}} i_{\rm sd} i_{\rm sq}$$
(11)

而电磁转矩的指令值为

$$T_{\rm e}^{*} = n_{\rm p} \frac{L_{\rm m}^{2}}{L_{\rm r}} \dot{t}_{\rm sd}^{*} \dot{t}_{\rm sq}^{*}$$
(12)

因此, 将式(9)和式(10)代人式(11)和式(12), 整理可得

$$\frac{T_{\rm e}}{T_{\rm e}^*} = \frac{1 + \frac{1}{\mu^2}}{\gamma + \frac{1}{\gamma}} \frac{i_{\rm sq}^*}{i_{\rm sd}^*}$$
(13)

从式(6)和式(13)可以看出,电机转子磁链相 位和电磁转矩都会受到转子电阻和转子电感的影响。 这里将 k_L 和 k_R 分别取1,研究转子电阻和转子电感 各自对转子磁链的相位误差和电机电磁转矩误差的 影响。本文实验所用电机对应的额定励磁电流为 74 A,由式(12)可知 i_{sq}^* 对应输出转矩的大小,对 i_{sq}^* 分别取重载500 Nm 和轻载50 Nm 对应的电流值。基 于上述条件在 Matlab 下得到由转子电阻引起的转子 磁链的相位误差如图3 所示,转子电感引起的转子 磁链的相位误差如图4 所示。由转子电阻引起的电 机电磁转矩误差如图5 所示,转子电感引起的电机 电磁转矩误差如图6 所示。



图 3 转子电阻引起的转子磁链相位误差



图6 转子电感引起的电磁转矩误差

由图 3 和图 4 可以看出转子电阻和转子电感对 转子磁链的相位误差影响都较大,在重载下影响更 明显。由图 5 和图 6 可以看出转子电阻和转子电感 对电机电磁转矩误差影响都很明显。

由上述分析可知转子时间常数(转子电阻或转子 电感)发生变化时,电机转子磁链的相位和电磁转矩 都会产生变化,转子磁链相位的变化会直接导致电 机磁场定向不准,进而使得电机输出错误转矩,影 响系统控制性能。

2 基于转子磁链位置角的磁场定向 校正

在异步电机矢量控制系统中,当控制器内使用 的电机转子时间常数与实际值不一致时,会直接导 致磁场定向不准,进而使电机输出转矩产生偏差, 影响系统的控制性能。因此如何获得准确的电机转 子时间常数成为了实现异步电机精准磁场定向控制 的关键。由此本文提出一种方法,在如图 7 所示的 dq坐标系下,当磁场定向不准时,即控制器给定的 \hat{d} 轴方向偏离实际的 d 轴,如果不采取校正方法, 就会导致计算出的定向角错误,影响整个系统的控 制性能。假定准确的 d 轴方向与 ψ_r 的方向重合,那 Δd 轴与控制器计算出的 \hat{d} 轴之间相差一个角度 $\Delta \theta$,本文所提出的校正方法就基于 $\Delta \theta$ 来实现。



图7 定向不准时 dq 坐标系

本方案在图1给出的带解耦环节的矢量控制系统结构框图上实现,采用稳态情况下的定子电压方程作为电压指令前馈生成器:

$$\begin{cases} u_{\rm sd_{f}} = R_{\rm s} i_{\rm sd}^{*} - \sigma L_{\rm s} \omega_{1} i_{\rm sq}^{*} \\ u_{\rm sq_{f}} = R_{\rm s} i_{\rm sq}^{*} + \sigma L_{\rm s} \omega_{1} i_{\rm sd}^{*} + \omega_{1} \psi_{\rm r} \frac{L_{\rm m}}{L_{\rm r}} \end{cases}$$
(14)

根据矢量控制原理,定子电流状态方程为

$$\begin{cases} \frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{sd}}}{\mathrm{d}t} = \frac{R_{\mathrm{s}}L_{\mathrm{r}}^{2} + R_{\mathrm{r}}L_{\mathrm{m}}^{2}}{\sigma L_{\mathrm{s}}L_{\mathrm{r}}^{2}}i_{\mathrm{sd}} + \frac{L_{\mathrm{m}}}{\sigma L_{\mathrm{s}}L_{\mathrm{r}}T_{\mathrm{r}}}\psi_{\mathrm{rd}} + \\ \frac{L_{\mathrm{m}}}{\sigma L_{\mathrm{s}}L_{\mathrm{r}}}\omega_{\mathrm{r}}\psi_{\mathrm{rq}} + \omega_{1}i_{\mathrm{sq}} + \frac{u_{\mathrm{sd}}^{*}}{\sigma L_{\mathrm{s}}} \\ \frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{sq}}}{\mathrm{d}t} = \frac{R_{\mathrm{s}}L_{\mathrm{r}}^{2} + R_{\mathrm{r}}L_{\mathrm{m}}^{2}}{\sigma L_{\mathrm{s}}L_{\mathrm{r}}^{2}}i_{\mathrm{sq}} + \frac{L_{\mathrm{m}}}{\sigma L_{\mathrm{s}}L_{\mathrm{r}}T_{\mathrm{r}}}\psi_{\mathrm{rq}} - \\ \frac{L_{\mathrm{m}}}{\sigma L_{\mathrm{s}}L_{\mathrm{r}}}\omega_{\mathrm{r}}\psi_{\mathrm{rd}} - \omega_{1}i_{\mathrm{sd}} + \frac{u_{\mathrm{sq}}^{*}}{\sigma L_{\mathrm{s}}} \end{cases}$$
(15)

进一步化简为稳态情况:

$$\begin{cases} u_{sd}^* = R_s i_{sd} - \sigma L_s \omega_1 i_{sq} - \frac{L_m}{L_r} \omega_1 \psi_{rq} \\ u_{sq}^* = R_s i_{sq} + \sigma L_s \omega_1 i_{sd} - \frac{L_m}{L_r} \omega_1 \psi_{rd} \end{cases}$$
(16)

由式(16)可得 ψ_{rq} 满足:

$$\psi_{\rm rq} = \left(R_{\rm s}i_{\rm sd} - \sigma L_{\rm s}\omega_1 i_{\rm sq} - u_{\rm sd}^*\right) / \left(\frac{L_{\rm m}}{L_{\rm r}}\omega_1\right) \quad (17)$$

结合式(14),进一步化简为

$$\psi_{\rm rq} = \left(u_{\rm sd_f} - u_{\rm sd}^* \right) / \left(\frac{L_{\rm m}}{L_{\rm r}} \omega_1 \right)$$
(18)

而 d 轴电压的最终指令是电压指令 u_{sd}^* 前馈生成 器输出 u_{sd_f} 和电流反馈控制 d 轴的输出值 u_{sd_pi} 之和, 所以有: $u_{sd}^* = u_{sd_f} + u_{sd_pi}$, 式(18)可以写成:

$$\psi_{\rm rq} = -u_{\rm sd_pi} / \left(\frac{L_{\rm m}}{L_{\rm r}}\omega_1\right) \tag{19}$$

由稳态公式计算转子磁链的幅值:

$$\psi_{\rm r} = L_{\rm m} i_{\rm sd}^* \tag{20}$$

将式(19)和式(20)联立,进一步推导即可以计 算出转子磁链的位置角偏差 Δθ,如式(21)所示:

$$\Delta\theta = \arcsin\left(\frac{\psi_{\rm rq}}{\psi_{\rm r}}\right) \tag{21}$$

电机的转子时间常数变化对磁场定向的影响都 可以通过转子磁链的位置角偏差 $\Delta\theta$ 表示出来,当 $\Delta\theta \neq 0$,即磁场定向不准确;当 $\Delta\theta = 0$,即磁场定向 准确。故可以把 $\Delta\theta$ 的值当成控制量去反馈控制转子 时间常数的大小,直到转子时间常数的给定值和实 际值相等,这样即可实现异步电机精准磁场定向 控制。

3 仿真及实验验证

为了验证本文提出的异步电机精准磁场定向控制方案的控制效果,在 Matlab 仿真平台和 180 kW 三相异步电机实验平台上进行了实验,仿真和实验 采用的电机参数如表1 所示。

参数	参数值
额定功率/kW	180
额定电流/A	223
定子相电阻/Ω	0. 0089
定子相电感/mH	0.0134
转子相电阻/Ω	0.00488
转子相电感/mH	0. 0136

表1 三相异步电机参数

3.1 仿真分析

(1)给定转速 2150 r/min,在异步电机运行至 5 s时候开始带载,在异步电机运行至6 s 时候完成 500 Nm 加载,观察 10 s 内电机转子转速ω_r、电磁转 矩 T_e和A相定子电流 i_a的仿真波形,分别如图 8、 图 9、图 10 所示。空载 A 相电流和带载 A 相电流如 图 11、图 12 所示。



图 8 给定转速 2150 r/min 电机转子转速 ω_r



图 12 带载 A 相定子电流 i_a

从图 8 可以看出,带载后速度在1 s 之后稳定, 到达稳态后,实际速度与给定值 2150 r/min 之间的 误差仍然在 3% 以内,控制效果较好。由电磁转矩 波形和 A 相电流的波形可以看出,电磁转矩均在 500 Nm 上下波动,空载和带载条件下 A 相电流的正 弦性较好,谐波含量小,综上可得,额定速度下的 空载和带载仿真实验取得了良好的效果。

(2)给定转速 2150 r/min, 控制器内使用电机初 始转子时间常数 T_r = 2.787 mH/Ω, 增大电机侧转子



图 13 转速 2150 r/min,转子时间常数 $T_r = 2 \text{ mH}/\Omega$ 的仿真波形





由以上仿真结果可以看到,在额定速度运行条 件下基于转子磁链的位置角偏差的校正算法运行效 果良好,初始启动时 Δθ 波动较大,系统运行速度稳 定后, $\Delta\theta$ 收敛到0附近。3 s 开始加载,由于控制 器计算使用的转子时间常数和电机的实际转子时间 常数不一致,可以看出 $\Delta\theta$ 开始逐渐偏离0点,此时 磁场定向误差开始增大。4 s 时加入基于转子磁链的 位置角偏差的校正算法,由图13和图14可以看出 在4.5 s 附近系统完成对转子时间常数 T_r 的校正, 同时观察 $\Delta\theta$ 可以看到在4.5 s 附近开始逐渐收敛回 0,直到6 s 左右系统 $\Delta\theta$ 收敛回0,重新实现准确的 磁场定向。

3.2 实验结果及分析

为验证本文提出的控制方法,搭建了180 kW 三 相异步电动机实验平台。采取 CCS 数组保存电机转 速、输出转矩、转子磁链位置角以及控制器内所用 转子电阻值的实时数据。



图 16 给定 1500 r/min, 带载后转速实验波形

图 16 可以看出,带载后电机速度仍然能够稳定 在 1500 r/min 附近,转速有些许波动,但都在 3% 误差内。

在上述矢量控制带载实验的基础上,改变电机 的转子电阻(即改变转子时间常数)。在电机带载稳 定后的某一时刻,增大控制器内的电阻值至0.009 Ω, 并在10 s之后加入基于转子磁链位置角的磁场定向 校正。观察到的转子磁链位置角偏差 Δθ 和转子电阻 观测值的实验波形如图 17 和图 18 所示。

由图 17 和图 18 可以看出,在转子电阻突增至 0.009 Ω 后,转子磁链位置角偏差 Δθ 开始偏离 0 附 近,在 20 s 时加入磁场定向校正算法之后,转子电 阻开始减小,同时转子磁链位置角 $\Delta \theta$ 收敛回 0,在 30 s 时转子电阻重新达到准确值 0.00488 Ω ,此时 $\Delta \theta$ 也重新回到 0 附近波动,实现准确的磁场定向。 上述实验结果验证了基于转子磁链位置角的磁场定 向校正的有效性。



图 17 转子电阻突增时的转子磁链位置角偏差实验波形



图 18 转子电阻突增时的转子电阻观测值 R, 实验波形

4 结 论

本文针对矢量控制存在参数易偏移,磁场定向 不准的问题,提出了一种异步电机精准磁场定向控

(上接第18页)



图 17 高温工况吸合曲线

由高温工况吸合曲线可知,在高温情况下采样电 阻的电压同样在18 ms 电压变小,制动器衔铁开始吸 合动作,最后电压达到稳定值21.8 V。可推导出线圈 电流为0.046 A。这与仿真的结果较为接近。在吸合 过程中,能够较为清晰的听到衔铁和磁轭吸合的撞击 声。打开烘箱,也能看到衔铁和磁轭已经吸合。

5 结 语

本文对航天用高温制动器进行了较为系统的阐述,对其结构组成和工作原理进行了简要论述。从

制策略,利用在矢量控制中加入前馈解耦后的d轴 控制器输出电压计算得到转子磁链位置角 $\Delta \theta$,利用 转子磁链位置角 $\Delta \theta$ 校正转子时间常数,实现电机的 精准磁场定向控制。仿真和实验结果表明,本文所 提出的改进方法可以在异步电机参数漂移时保证矢 量控制的磁场定向准确性,实现异步电机精准磁场 定向控制。

参考文献

- [1] 陈蕾蕾,程林琳,熊兴中.三相异步电机矢量控制系统[J].四 川轻化工大学学报(自然科学版),2021,34(6):79-84.
- [2] Hiware R, Chaudhari J. Indirect Field Oriented Control for Induction Motor[C]. Fourth International Conference on Emerging Trends in Engineering & Technology, 2011: 191-194.
- [3] 杨景明,杨波,王亚超,等.一种新的异步电机离线参数辨识方法[J].电工电能新技术,2019,38(10):74-80.
- [4] Yang C, Yang J. Off-line Parameter Identification of Linear Induction Motor Based on PWM Inverter [C]. 5th International Conference on Control, Automation and Robotics, 2019: 477-481.
- [5] Lipcak O, Bauer J , Chomat M. Reactive Power MRAS for Rotor Resistance Estimation Taking Into Account Load-Dependent Saturation of Induction Motor[C]. International Conference on Electrical Drives & Power Electronics, 2019: 255-260.
- [6] Rowan T, Kerkman R, Leggate D. A Simple On-line Adaption for Indirect Field Orientation of an Induction Machine [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1991, 27(4): 720-727.
- [7] 鲍建成. 异步电机转子电阻辩识方法的建模与仿真[J]. 计算机 仿真, 2012, 29(2): 412-415.
- [8] 杨其林, 钟志宏, 方晓春, 等. 考虑低速稳定性的感应电机转子 磁场定向校正策略[J]. 微电机, 2021, 54(3): 78-82.

电磁吸力、弹簧反力以及阻力等方面分析了温度对 高温制动器的吸合特性的影响。建立了有限元仿真 分析模型,对比分析了常温和高温环境下的高温制 动器的吸合特性。采用串联采样电阻的方法间接测 出高温制动器的吸合特性。

参考文献

- [1] 王卫军,熊林根,程荣,等. 伺服电机用电磁失电制动器的多 目标优化设计[J]. 微特电机, 2016, 44(2): 24-28.
- [2] 张振川,陈家新.基于混合励磁的快速分闸制动器动态特性研究[J]. 仪表与自动化装置,2018,33(3):66-71.
- [3] 黄兴同,张庆. 飞行器用一次性电磁制动器的设计研究[J]. 机械与电子,2017,35(8):8-12.
- [4] 孙敬颧,史士财,陈泓,刘宏.空间机械臂电磁制动器温升最 优设计及热真空实验[J].机器人,2012,34(5):170-175.
- [5] 王秀飞, 尹彩流. 粉末冶金摩擦材料的应用现状及对原材料的 要求[J]. 粉末冶金工业, 2017, 27(3): 1-6.
- [6] 徐志东,范子亮.金属材料的弹性模量随温度变化规律的唯象 解释[J].西南交通大学学报,1993,2:87-92.

心脏脉动流模拟驱动电机设计与控制方法研究

强 彦^{1,2},张 庆¹,祁 亮³,段天赐¹,张民祖¹,魏列江¹ (1. 兰州理工大学 能源与动力工程学院,兰州 730050; 2. 东南大学 能源与环境学院,南京 211189; 3. 兰州大学第一医院 心血管外科,兰州 730000)

摘 要:心脏脉动流实验系统是为了模拟人体血液循环系统而搭建的实验台。模拟心脏脉动流要求驱动机构能产生脉动的运动规律,其可以通过使用直线驱动元件带动活塞运动,从而使密闭水箱中的硅胶心脏模型压缩与舒张,由此来模拟心脏腔室内的血流脉动规律。根据实验台循环系统对驱动电机的结构要求及控制要求,提出利用有限元分析法建立 R-Z轴模型设计驱动直线电机,解决现有驱动直线电机不能同时满足垂直方向行程大、灵敏度高、推力大的问题。提出基于粒子群算法智能参数整定的反馈+二阶前馈复合控制算法,解决了其他同类型实验台控制精度低、PID 调参难、与生理曲线差别大的问题,达到了较好模拟真实心脏腔内血流流量和压力曲线的目的。
 关键词:直线电机;粒子群算法;反馈+前馈复合控制;心脏脉动流模拟
 中图分类号:TM359.4
 文章编号:1001-6848(2023)09-0026-07

Research on the Design and Control Method of Cardiac Pulsating Flow Analog Drive Motor

QIANG Yan^{1,2}, ZHANG Qing¹, QI Liang³, DUAN Tianci¹, ZHANG Minzu¹, WEI Liejiang¹

 College of Energy and Power Engineering, Lanzhou University of Science and Technology, Lanzhou 730050, China;
 College of Energy and Environment, Southeastern University Nanjing 211189, China;
 First People's Hospital of Lanzhou University Cardiovascular Surgery, Lanzhou 730050, China)

Abstract: The heart pulsation flow experiment system is a test bench built to simulate the human blood circulation system. The simulation of pulsatile flow of the heart requires the drive mechanism to produce pulsating motion patterns, which can be achieved by using linear drive elements to drive the piston motion, thus compressing and stretching the silicone heart model in the closed water tank, thus simulating the pulsating pattern of blood flow within the heart chamber. According to the structural requirements and control requirements of the drive motor for the circulatory system of the experimental bench, proposed to use finite element analysis to establish the R-Z axis model to design the drive linear motor, and solved the problem that the existing drive linear motor cannot meet the large vertical stroke, high sensitivity and large thrust at the same time. The feedback + second-order feedforward composite control algorithm based on intelligent parameter adjustment of particle swarm algorithm was proposed to solve the problems of low control accuracy, difficult PID tuning and large difference with the physiological curve of other experimental benches of the same type, and achieve the purpose of better simulation of blood flow and pressure curve in the real heart cavity. **Key words**: linear motor; particle swarm algorithm; feedback + feedforward composite control; cardiac pulsating flow simulation

0 引 言

心脏脉动流实验系统是为了模拟人体血液循环 而搭建的实验平台。目前,心脏脉动流实验系统不 仅可为心血管疾病治疗作体外实验参考,如新生儿 先天性心脏病、风湿性心脏病和冠心病等心内手术, 心脏瓣膜置换术、冠状动脉架桥手术等阻断回心血 流手术,还在肝脏移植、肿瘤治疗、脑外科等非心

收稿日期: 2023-03-08, 修回日期: 2023-04-25

基金项目:国家自然科学基金(51966010):近生理血流模式的非对称机械心脏瓣膜启闭过程流场特性研究。

作者简介:强 彦(1982),女,副教授,研究方向为医工结合特种流控技术。

血管领域得到广泛应用^[1]。以心脏瓣膜疾病为例, 根据《中国心血管健康与疾病报告 2020》, 我国瓣膜 疾病患病率为3.8%,约有2500万人受到瓣膜病影 响,且未来随着人口老龄化加剧,心脏瓣膜疾病将 成为中国乃至世界老年人健康的威胁^[2]。目前国内 临床应用的机械瓣仍以进口为主,国产机械瓣存在 缺乏相关实验研究和临床应用的问题,因此搭建测 试国产机械瓣的实验系统不仅对瓣膜设计者和临床 工作者有潜在的参考意义,而且具有积极的经济效 益^[3]。基于此背景,搭建心脏脉动流实验系统,不 仅能为国产机械瓣临床应用提供相关实验,还能为 其他疾病的治疗提供参考。驱动机构是实验系统的 动力源,本文实验系统要求驱动机构能提供直线往 复运动,且要保证响应快和更高位置跟踪精度,在 进行实验系统驱动方案设计时,考虑到直线电机的 诸多优点,选择其作为实验台驱动执行机构最为 合适。

本文设计了用于心脏脉动流实验系统的驱动直 线电机,研究了直线电机控制算法。使用 Maxwell 有限元分析法对驱动电机进行电磁设计,其中包括 磁场分析、运动分析、直线电机的磁饱和特性分析 等。提出基于粒子群算法智能参数整定的反馈 + 二 阶前馈控制算法,得到系统最佳控制性能。对比经 典 PID 控制与反馈 + 二阶前馈复合控制算法,得到 复合控制在保证系统稳定性的条件下,能够最大限 度避免超调量,响应时间由 0.75462 s 缩短至 0.48906 s,提高了系统的动态跟踪性能。

1 心脏脉动流实验系统及工作原理

心脏脉动流实验系统用于模拟人体左心系统血 液循环特性,从而得到左心室、左心房,二尖瓣, 主动脉瓣在心脏舒张和收缩过程中的血流压力和流 量等参数变化。心脏脉动流实验系统如图1所示, 包括测控系统和循环系统两部分。



1-上位机; 2-功率放大器; 3-PC11712采集卡; 4-心室压力传感器; 5-流量计
 6-大动脉; 7-直线电机; 8-静脉系统; 9-动脉顺应性; 10-主动脉压力传感器
 11-位移传感器; 12-动脉瓣; 13-二尖瓣。

图1 心脏脉动流实验系统

测控部分用于采集血流相关数据,循环系统侧 重模拟心脏体循环过程。实验系统工作原理如下: 上位机 LabVIEW 软件 1 编写控制程序,经 PCI – 1712 数据采集卡 3,传递信号给功率放大器 2,将放 大的信号给驱动直线电机 7,实现电机上下往复运 动带动心脏收缩与舒张。压力传感器 4 和 10、超声 波流量计 5、位移传感器 11 分别采集左心室压、主 动脉压、主动脉流量和动子位移。心脏收缩时,随 着左心室压力增大,动脉瓣 12 打开,房室瓣 13 关 闭,血液从左心室经动脉瓣流入大动脉 6 之后,供 应到身体各个组织器官,经组织器官的毛细血管进 入静脉系统 8,其中 B 用于模拟外周阻尼;舒张时, 左心室压力降低,房室瓣 13 打开,动脉瓣 12 关闭, 血液从静脉系统 8 经由左心房流入左心室,为下一 次血液循环做好准备。

2 心脏脉动流模拟系统驱动直线电机 设计

图 2 中实线表示健康成年人运动状态下标准心 室压力^[4]。因活塞与装满液体的密闭容腔接触,故 作用于电机的负载力为左心室压与活塞底面积之积, 已知活塞直径为 60 mm,图 2 中虚线表示作用于活 塞的负载力。健康成年人运动状态下心脏每搏输出 量为活塞往复运动的体积,即与活塞运动的位移与 面积有关。由生理学知识可知,设运动状态时人体 心脏每搏输出量为 150 mL,计算得到活塞往复运动 的位移为 53 mm。



图 2 运动状态标准心室压与负载力

根据人体标准心室压及活塞尺寸,得到驱动直 线电机的负载特性。图3(a)为驱动直线电机的机械 结构骨架,图3(b)为试制的直线电机实物图。1 是 动子线圈,即直线电机运动部分,为减小惯性,选 择铝材料作为其骨架,表面选择直径为0.1 mm的纯 铜丝缠绕并刷漆包线防止线圈之间短路,总体质量 为0.5 kg。2 是定子线圈,作用是产生恒定磁场,选 择规格1.2 mm的纯铜丝绕制并在线圈间刷漆包线防 止短路。3 是直线电机外壳,起导磁作用。4 是支撑



(a) 电机骨架
 (b) 加工样机
 1-动子线圈; 2-定子线圈; 3-机壳; 4-动子上限位;
 5-位移传感器通孔; 6-复位弹簧; 7-动子下限位; 8-中心支撑杆。

图 3 驱动直线电机 表 1 直线电机机械、电气参数

参数	项目	参数
70 mm	定子线圈铜规格	1.2 mm×3560 匝
0.5 kg	动子线圈铜规格	0.1 mm×180 匝
29. 10 ² N/A	动子线圈电阻	4.1 Ω
牧 518.03 N/m	动子线圈电感	1.25 mH
Φ 300 mm × 420 mm	1 定子电压	90 V
20 kg	定子电阻	24.8 Ω
	参数 70 mm 0.5 kg 29.10 ² N/A 数 518.03 N/m Ø300 mm × 420 mn 20 kg	参数 项目 70 mm 定子线圈铜规格 0.5 kg 动子线圈铜规格 29.10 ² N/A 动子线圈电阻 数 518.03 N/m 动子线圈电感 Ø300 mm × 420 mm 定子电压 20 kg 定子电阻

根据设计的驱动直线电机机械部分与电气部分, 通过 Maxwell 软件建立有限元法 *R* - *Z* 轴模型,分 析、验证机械结构设计及电气设计的合理性。图 4 是磁力线分布图和磁密云图,由图 4(a)磁力线分布 可知,选择软铁作为机壳材料,除少量漏磁外,磁 力线几乎都分布在机壳和铁心磁轭组成的软铁部分 中,空气中几乎没有无效磁力线。由图 4(b)磁密云 图可知,当供给定子线圈 90 V 直流电时,磁密均处 在 2.0937 T 以下,而软铁的饱和磁密为 2.15 T,满 足非饱和状态的条件。给定子绕组提供 90 V 直流电 压,提供给动子绕组交流电流信号,根据电磁感应 现象,动子会产生直线往复运动,仿真结果如图 5 所示。

根据图 5 直线电机的运动分析结果,给动子提供1 Hz的方波电流信号后,动子将上下往复运动。 当电流为负时,会产生峰值为 30 N的向下电磁力。 在 0.06 s内,动子向下运动到 – 53 mm 位置(理想状态),在此过程中,电磁力需要克服弹簧力及摩擦力。因此,随着动子向下运动,弹簧力的数值逐渐 变大。同时,动子的速度先增大,然后迅速减小到零,其中最大速度为1.23 m/s。



图 5 驱动直线电机动子运动分析

直线电机的电磁力可以通过测量弹簧力得到。 给动子绕组施加阶跃电流信号时,直线电机的电磁 力与弹簧力会达到平衡状态,通过位移传感器检测 弹簧形变量,就可以得到弹簧力,并由此计算出该 阶跃电流下的电磁力。为了验证电磁仿真模型的准 确性,我们分别对仿真模型与样机施加相同的阶跃 电流信号,并记录相应的电磁推力。表2是空载时 输入不同阶跃电流时仿真获得电磁推力与实验测得 电磁推力。

表 2 不同阶跃电流信号仿真与实验电磁推力对比

-				
	输入电流	仿真电磁	实验电磁	记夫
	幅值/A	推力/N	推力/N	庆左
	0.2	5.82	5.64	3.2%
	0.4	11.64	10.84	7.3%
	0.6	17.64	16.35	7.8%
_	0.8	23. 28	22.89	1.7%

3 心脏脉动流模拟系统驱动电机控制 方法研究

直线电机的定子线圈产生恒定磁场,动子线圈

机械参数与电气参数。

通入交流电,由此产生电磁力使得动子做直线往复运动。因此,直线电机的运行方程组包括电压平衡方程、电磁力方程和机械系统力平衡方程^[5],用下式表示:

$$u = Ri + L \frac{di}{dt} + E$$

$$F_{\rm m} = K_{\rm b} B_{\delta} L_{\rm c} Ni = K_{\rm m} i(t) \qquad (1)$$

$$m \frac{d^2 x}{dt^2} + K_{\rm v} \frac{dx}{dt} + Kx = F_{\rm m}$$

式中, L 为动子线圈电感; E 为感应电动势; i 为动 子线圈电流; R 为动子线圈电阻; F_m 为电磁力; K_m 为力常数; K_e 为惯性系数; K 为弹簧弹性系数; x为位移; m 为动子质量。

动子线圈在运动过程中会产生感应电动势,表 示为

$$E = \frac{\mathrm{d}\phi_1}{\mathrm{d}t} = K_{\mathrm{b}}B_{\delta}L_{\mathrm{c}}N\frac{\mathrm{d}x}{\mathrm{d}t} = K_{\mathrm{E}}\frac{\mathrm{d}x}{\mathrm{d}t}$$
(2)

式中, Φ_1 为动子线圈磁链; K_b 为结构系数; B_δ 为 气隙磁场强度; L_e 为单匝动子线圈有效长度;N为 动子线圈匝数; $K_E = K_b B_\delta L_e N$,代表反电动势系数。

由式(1)、式(2)可知,直线电机力常数与反电动势系数在数值上相等。

消去直线电机运行方程组(1)中的中间变量 i、 E、和 F_m ,得到以直线位移 x 为输出量,电压 u 为输入量的直线电机微分方程:

$$\frac{Lm}{K_{\rm m}} \frac{\mathrm{d}^3 x}{\mathrm{d}t^3} + \frac{Rm + K_v L}{K_{\rm m}} \frac{\mathrm{d}^2 x}{\mathrm{d}t^2} + \left(\frac{K_v R + KL}{K_{\rm m}} + K_{\rm E}\right) \frac{\mathrm{d}x}{\mathrm{d}t} + \frac{KR}{K_{\rm m}} x = u$$
(3)

由于驱动直线电机动子线圈电感很小,一般在 低频时可以忽略电感对动态响应的影响^[6],忽略电 感后的微分方程为

$$\frac{Rm}{K_{\rm m}} \frac{{\rm d}^2 x}{{\rm d}t^2} + \left(\frac{K_v R}{K_{\rm m}} + K_{\rm E}\right) \frac{{\rm d}x}{{\rm d}t} + \frac{KR}{K_{\rm m}} x = u \tag{4}$$

简化后的驱动直线电机传递函数表示为

$$G(S) = \frac{X(S)}{U(S)} = \frac{K_{\rm m}}{(ms^2 + K_{\rm s}s + K)R + K_{\rm E}K_{\rm m}s}$$
(5)

由式可知,它是一个二阶弹簧阻尼系统。将表 1 样机设计参数带入简化后的传递函数,得到直线 电机开环传递函数:

$$G(S) = \frac{X(S)}{U(S)} = \frac{k_v}{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}$$
(6)

其中: $k_v = 29.102$, $a_2 = 2.05$, $a_1 = 906.42$, $a_0 = 2123.92$

通过 Matlab/Simulink 建立直线电机数学模型, 并给定阶跃信号仿真,观察直线电机动子位移,并 将仿真结果与实验数据进行比较,以验证数学模型 的准确性。图6展示了给定2V阶跃信号时动子位 移的仿真和实验对比图。从结果中可以看出,仿真 结果和实验结果数据基本吻合,说明建立的直线电 机数学模型能够准确地反映真实的运动情况。此外, 从图中还可以发现,实验曲线始终滞后于仿真的曲 线,这是因为仿真模型忽略了动子电感的影响,简 化了数学模型。然而电感较小,几乎不会对仿真结 果产生重要影响。

根据不同的人体生理参数变化范围,取健康、运动、心衰状态下心脏每搏输出量分别为70 mL、150 mL和30 mL。已知活塞内径60 mm,因此实验系统中心脏每搏输出量即为活塞每次往复运动的体积。进而可以推导出在这三种状态下,活塞运动的位移分别为26.5 mm、53 mm和11.3 mm。在这里,我们只研究运动状态下的控制算法,并与其他两种状态下的控制算法保持一致,不作过多赘述。



图 6 阶跃信号 2 V 时动子位移

为了精确地模拟出心脏跳动的生理信号,实验 系统需要保证驱动直线电机具有足够高的位置控制 精度(即定位精度)和足够快的跟踪速度,如果只使 用反馈控制,会影响整个系统的快速响应性和动态 跟踪性能,因此需要在反馈的基础上引入前馈控制 器,形成反馈和前馈复合控制结构,弥补反馈控制 的不足,提高系统的动态性能。图7为实验系统采 用的反馈+前馈的复合控制框图,根据控制系统误 差最小原则,可以获得前馈控制参数。



图 7 反馈 + 前馈复合控制框图

由图 7 可知,忽略扰动的影响,采用反馈+前 馈复合控制时,控制系统的传递函数表示为

$$G_{\rm c}(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{G(s) [1 + G_{\rm r}(s)]}{1 + G(s)}$$
(7)

系统误差表示为

$$E(s) = R(s) - Y(s)$$
(8)

将式(7)带入式(8)中,得到系统误差的传递函 数为

$$E(s) = R(s) \frac{1 - G(s)G_r(s)}{1 + G(s)}$$
(9)

一般前馈系统在三阶之内就能满足控制系统的 精度要求,由于二阶前馈控制参数对驱动直线电机 控制影响最大,故本文采用反馈+二阶前馈复合控 制。二阶前馈控制传递函数表示为

$$G_{\rm r}(s) = k_2 s^2 + k_1 s \tag{10}$$

式中, k_1 为速度反馈系数; k_2 为加速度反馈系数。

联立式(6)、式(9)、式(10),误差传递函数进 一步可以表示为

$$E(s) = R(s) \frac{(a_2 - k_2 k_v)s^2 + (a_1 - k_1 k_v)s + a_0}{a_2 s^2 + a_1 s + a_0 + k_v}$$
(11)

当速度反馈系数 k_1 、加速度反馈系数 k_2 表示为

$$\begin{cases} k_2 = \frac{a_2}{k_v} \\ k_1 = \frac{a_1}{k_v} \end{cases}$$
(12)

56 卷

即 k₂ = 0.070, k₁ = 31.146 时,系统的跟随误差 满足最小原则,由此获得前馈控制参数。如图 8 所示 为通过 Simulink 搭建的实验系统复合控制程序框图。



图 8 反馈 + 二阶前馈复合控制程序框图

数; w 为惯性因子, 非负, 越大代表全局寻优能力 越强, 局部寻优能力越弱。



图 9 粒子群算法 PID 参数整定模型

采用 Matlab 编写粒子群算法,搭建如图 9 所示 Simulink 参数寻优模型,对复合控制中 K_p 和 K_1 参 数进行寻优处理。ITAE 作为 PID 复合控制的适应 度函数,设种群规模 N 为 50,最大迭代次数 Max-Iter 为 100,学习因子 c_1 为 2, c_2 为 2,给定维度为 3,粒子最大速度为 1,惯性因子取值[0.4,0.9]。 粒子群算法进行 PID 参数寻优过程为:通过粒子群 算法产生粒子群,将该粒子群赋予 PID 控制器的参 数 K_p 和 K_1 ,然后运行控制系统 Simulink 模型,得 到该参数对应的性能指标,判断输出性能指标是否 满足终止条件(通常为最大迭代次数或者适应值的 下限),如果不满足则继续循环,直到找到一组最 优解。图 10 为适应值 ITAE 随迭代次数变化曲线。 图 11 为 K_p 和 K_1 参数寻优过程。

设在 *G* 维空间中, 粒子种群数为 *N*, 第*j* 个粒子 所在的位置和速度分别用 *G* 维向量表示^[8]:

$$\begin{cases} x_j = (x_{j1}, x_{j2}, x_{j3} \cdots, x_{jG}) \\ v_j = (v_{j1}, v_{j2}, v_{j3} \cdots, v_{jG}) \end{cases}$$
(13)

第*j*个粒子的个体极值和整个粒子群的全局极 值可表示为

$$\begin{cases} \text{pbest} = (p_{j1}, p_{j2}, x_{j3} \cdots, p_{jG}) \\ \text{gbest} = (p_{g1}, p_{g2}, x_{g3} \cdots, p_{gG}) \end{cases}$$
(14)

粒子根据个体极值和全局极值对自己位置和速 度进行迭代,迭代公式表示为

$$v_{jd}^{k+1} = w \times v_{id}^{k} + c_1 r_1 (\text{pbest}_{id}^{k} - x_{id}^{k}) + c_2 r_2 (\text{gbest}_{gd}^{k} - x_{id}^{k})$$
(15)

$$x_{id}^{k+1} = x_{id}^k + v_{id}^{k+1} \tag{16}$$

式中, x_{id}^k 、 v_{id}^k 为第 k次迭代中粒子在 d 维的位置和 速度; c_1 和 c_2 是学习因子; r_1 和 r_2 是[0, 1]的随机



图 10 适应值 ITAE 随迭代次数变化曲线

根据控制系统误差最小原则,可以获得前馈参数(速度反馈系数和加速度反馈系数)。通过粒子群算法建立驱动直线电机 PID 参数整定模型,获得 K_p和 K₁ 参数。表 3 为采用粒子群算法和经验法分别对 PID 控制器的参数 K_p和 K₁ 进行整定的结果。



$K_{\rm P}$	3. 1700	3. 5647
K_{I}	0. 9485	0. 2145
k_1	31.146	31.146
k_2	0.070	0.070

使用经验法和粒子群算法得到整定后的复合控 制参数,得到如图 12 所示运动状态下反馈控制和二 阶前馈复合控制仿真结果对比图。并获得如表 4 所 示运动状态下两种控制算法主要性能指标。从结果 分析,在保证系统跟踪精度的前提下,使用复合控 制可以使系统的超调量为零,并且提高了系统的上 升时间、调节时间。



表 4 运动状态两种控制算法主要性能指标

控制	上升时间	切油昌	峰值时间	调节时间
种类	/s	旭则里	/s	/s
PID 控制	0.22104	8.52%	0.4554	0.30462
复合控制	0. 15164	0	0.4552	0.20906

4 心脏脉动流模拟系统实验结果

搭建心脏脉动流实验系统,并使用 LabVIEW 软件编写复合控制与血流数据采集程序。配制 55% 生理盐水和 45% 甘油混合液 8L 代替血液,调节外周阻力和特征阻尼模拟主动脉顺应性,获得健康、运动和心衰三种生理状态下左心系统血流动力学特征。

图 13(a)为健康状态下左心系统血流动力学特 征实验曲线,由该图可知,健康状态下左心室压峰 值为 120 mmHg,主动脉压在 80 mmHg~120 mmHg 之间变化,主动脉瞬时流量峰值为 25 L/min。图 13 (b)为健康状态下实验与理论得到动脉压与心室压 对比,由该图可知,实验曲线与标准生理曲线误差 小、重合度高。



由图 13(a)健康状态心脏脉动流实验曲线可知, 健康状态心率为 75 次/min,使用反馈 + 二阶前馈复 合控制使得活塞以位移 26.5 mm 往复运动。从 0.22 s 开始,直线电机往上运动压缩心脏,心室压逐渐变 大,当心室压高于动脉压时,动脉瓣打开,此时心 脏处于射血期,主动脉流量迅速增大,经过 90 ms 后达到峰值 25 L/min, 0.42 s 后活塞开始向下运动, 心室压开始下降,当心室压小于主动脉压时,主动 脉瓣关闭,主动脉流量会逐渐降低为0,0.54 s 二尖 瓣打开进入下一个循环。调节相关参数,进一步模 拟运动和心衰两种状态的生理曲线,如图 14(a)、 图 14(b)所示。



图 14 运动、心衰状态左心系统实验曲线

由图 14 (a)中可知,运动状态下心率为 111 次/ min,射血期动脉压峰值能达到 150 mmHg,动脉压 谷值为 110 mmHg,动脉瞬时流量为 34 L/min。由图 14(b)可知,心衰状态下心率为 130 次/min,射血期 动脉压峰值为 100 mmHg,动脉压谷值 70 mmHg,动 脉瞬时流量最高可达 20 mmHg。

5 结 论

心脏脉动流实验系统能够为心血管疾病的治疗、 心脏瓣膜置换术等相关外科手术作体外实验参考, 因此能极大地保障患者的生命安全和降低临床应用 成本,为了精准地模拟出心脏生理参数,本文做了 如下工作:(1)介绍心脏脉动流实验系统组成及其 工作原理。(2)根据实验系统对驱动直线电机运动 及结构形式等要求,通过结构与磁路分析,设计了 一种应用于心脏脉动流实验系统的驱动直线电机, 用于提供心脏收缩与舒张过程中的脉动流。并通过 Maxwell 对其进行有限元电磁仿真,结果表明,设计 的驱动直线电机能够满足心脏脉动流实验需求。 (3) 控制上提出反馈 + 二阶前馈复合控制方法, 在 保证系统稳定的前提下,提高了控制系统的响应速 度。针对调参难得问题,使用粒子群算法对 KP 和 KI 进行参数整定。Simulink 仿真结果表明,采用反 馈+前馈复合控制器比传统 PID 控制算法响应更快、 极大地降低了超调量;相较于传统 PID 参数整定, 采用粒子群算法整定 PID 参数能节省调试者的时间、 并使控制系统性能达到最佳。(4)搭建实验系统, 使用 LabVIEW 编写复合控制与数据采集程序,得到 健康状态下成年人左心系统血流动力学特征、与标 准生理参数曲线进行比较,结果表明实验系统能准 确的模拟出人体的生理参数曲线: 调整运动和心衰 两种状态下所对应的外周阻尼和动脉顺应性,得到 了运动、心衰状态下左心系统血流动力学特征。三 种状态下的生理参数均处于真实人体生理参数变化 范围内,验证了设计的驱动直线电机及采用二阶前 馈复合控制方法能满足实验系统的需求,为诸如此 类的驱动直线电机设计和控制提供了参考。

参考文献

- [1] 魏天娇,胡兆燕,陈正龙,等.体外循环心脏手术模拟系统的研究[J].中国医疗器械杂志,2014,38(5):4.
- [2] 李百玲.彩色多普勒超声心动图在老年退行性心脏瓣膜病诊断 中的应用价值 [J].基层医学论坛,2022,26(22):98-100.
- [3] 祁亮. 国产全炭双叶型人工机械心脏瓣膜的体外脉动流实验与临床应用研究 [D]. 兰州:兰州大学, 2022.
- [4] Bellhouse B J, Reid K G. Fluid Mechanics of the Aortic Valve [J]. Heart, 1969, 31(3): 391.
- [5] 梁惠升,王天乙,焦宗夏,等.新型直线振荡电机建模与动态特 性实验[J].北京航空航天大学学报,2014,40(5):662-7.
- [6] 刘述进. 高速高精度直线电机运控系统复合控制及前馈参数智能细调研究 [D]. 广州:广东工业大学, 2022.
- [7] 杨智,陈颖.改进粒子群算法及其在 PID 整定中的应用 [J]. 控制工程,2016,23(2):6.
- [8] 杨维,李歧强. 粒子群优化算法综述 [J]. 中国工程科学, 2004,6(5):87-94.
活塞发动机的永磁起发电机无位置传感器控制技术

罗宗鑫,陈 强,薛开昶

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

摘 要:针对活塞发动机起动静力矩大、转动惯量小,高速工作时活塞发动机油门响应慢,转速波动大,匹配的外 转子永磁起发电机低电感、高频率、无位置传感器,提出基于数学模型与锁相环相结合的无位置估算策略。起动时 采用单级锁相环进行转速和位置估算,通过锁相环的高环路增益设计来保证位置估算的快速性。利用发动机惯量小 的特点,通过施加随机力矩,使发动机获得较高加速度,产生较高反电势,最终使锁相环快速进入稳定工作状态。 通过对角频率进行正向补偿和对正负相频率进行差异限幅,实现反转起动抑制。发电时采用快速稳速内环与慢速稳 压外环相结合的控制策略。发电位置与转速估算采用两级锁相环实现,第一级锁相环通过高环路增益设计保证快速 性,满足宽转速范围应用需求;第二级锁相环利用第一级锁相环输出的角频率,通过低环路增益设计,实现位置信 号计算的精确性。实测结果表明,起动时,在任意发动机静止位置,控制器仅输出 2 Nm 对应的三相电流,就可实 现最大 5 Nm 阻力矩的发动机正转起动;发电时,转速稳定精度可达±30 r/min,电流频率上限为 1 kHz。所提出无 位置传感器控制方法适合增程式无人机用活塞发动机。

Sensorless Control of Permanent Magnet Starter-generator for Piston Engine

LUO Zongxin, CHEN Qiang, XUE Kaichang

(National Engineering Research Center for Small and Special Precision Motors,

Guizhou Aerospace Linquan Motor Co., LTD., Guiyang 550081, China)

Abstract: Focused on that piston engine has large static moment and small rotational inertia when engine is started, piston engine throttle response is slow and speed fluctuation is large when engine works at high speed, and external rotor permanent starter-generator, matched with engine, is low inductance, high frequency and sensorless, a sensorless control strategy, based on mathematical model and phase locked loop (PLL), was proposed. A single-stage PLL is used to estimate the speed and position when starting, and fast position estimation was realized by adopting a high loop gain for PLL. According to the characteristic that the engine has small rotational inertia, a random torque was used to power the engine, the engine can obtain high acceleration, and starter-generator can output a detectable voltage, which made the PLL quickly enter stable working state. Inversion starting suppression was realized by setting forward compensation for angular frequency and using difference limiting values for positive and negative angular frequency. A control strategy, which combining the fast speed inner loop with the slow voltage outer loop, was adopted in generation state. In generation state, position and speed estimation were realized by two-stage PLLs. The first-stage PLL adopted high loop gain to ensure fast position estimation at wide speed range. The second-stage PLL adopted low loop gain and used the output angular frequency of the first-stage PLL to ensure the accuracy of position estimation. The experimental results verify that the controller outputs the three-phase current, which corresponds with 2 Nm, can start the piston engine with 5 Nm maximum resistance moment at any stationary position of the engine, and the speed stability accuracy can reach ± 30 r/min and the upper limit current frequency can reach 1 kHz in generation state. The proposed sensorless control method is suitable for extended range unmanned aerial vehicle adopted piston engine.

Key words: sensorless control; piston engine; starter-generator; phase locked loop

收稿日期: 2023-03-13

作者简介:罗宗鑫(1994),男,工程师,研究方向为航空航天起动发电机控制。

基金项目:中央军委装备发展部预研项目(31512040107);空军装备预研项目(303040304)。

陈 强(1974),男,研究员,研究方向为航空航天精密微特电机。

薛开昶(1989),男,研究员,研究方向为航空航天起发电机电源系统。

· 34 ·

0 引 言

无人机用增程器由活塞发动机、外转子永磁起 动发电机和起动发电机控制器构成。起动时,控制 器驱动电机实现发动机起动;发电时,电机将发动 机输入机械能转化为交流电能,控制器将电机提供 的交流电能转化为直流电能。起动发电机具有电感 量低、上限频率高和无位置传感器特点。单缸活塞 发动机虽说惯量低,但是起动时静力矩大,起动困 难。活塞发动机起动点火成功后通过控制油门和风 门调节转速,发动机机械出力对供油量调节的响应 慢、机械出力波动大,导致高速运转时转速波动大, 从而增加起发系统高速发电控制难度^[13]。

常用无位置控制技术包括旋转高频电压信号 法^[4]、脉振高频电压信号法^[5]、L/F法^[56]、卡尔曼 滤波法^[6]和滑模观测法^[78]。旋转高频电压信号法和 脉振高频电压信号法在环路中添加了低通滤波器 (LPF),会滤除环路中的高频有用信息,影响环路 控制,难以应用于高频低电感隐极电机。L/F法属于 开环控制,精度不高,不适用于起动高静阻力负载。 卡尔曼滤波法算法较为复杂且高速性差。滑模观测 法存在扰振现象,为克服该现象须在滑模输出端加 低通滤波器,当电机转速较高时会出现相位滞后, 使得估算位置信号存在偏差。

本文在传统数学模型直接估算法的基础上,针 对起动时发动机高静力矩、低惯量,电机低电感的 特性,提出基于单级锁相环的无位置估算起动控制 方法和反转起动抑制方法。针对发电时发动机机械 出力对供油量调节的响应慢、机械出力波动大,电 机电感小、频率高的特点,提出基于双锁相环位置 估算的发电稳速控制方法。

1 活塞发动机起发系统控制原理

活塞发动机用起发电机供电系统控制原理框图 如图1所示。活塞发动机采用单缸两冲程活塞发动 机。永磁同步起发电机采用表贴外转子结构和无位 置传感器设计。活塞发动机起发系统控制主要由起 发电机控制器和整机控制器配合完成,起发电机控 制器负责起动控制和稳速控制,整机控制器负责稳 压控制。

起发电机控制器具有起/发复用功能,采用无位 置传感器的磁场定向控制(FOC),包括位置估算、 转速外环、电流内环、Clarke变换、Park 变换、 Park 逆变换和 SVPWM 等部分^[9-10]。起发电机控制器 主要实现起动时将发动机由静止拖转至点火转速, 发电时通过调节电机三相电流控制发动机跟踪整机 控制器发送的目标转速 n_{qref}。整机控制器主要进行 电压环计算,根据计算结果对油门开度和目标转速 n_{qref}进行调整,实现发电稳压控制。起发电机控制器 与整机控制器之间通过 CAN 通信进行数据交换。



2 单缸活塞发动机特性分析

2.1 起动特性分析

单缸活塞发动机阻力主要为空气压缩阻力和摩 擦阻力。阻力-位置特性如图2(a)所示,由于气体压 缩过程中缸内压强不同,导致发动机在气缸压缩量 最大的上止点处形成较大阻力点,使得活塞发动机 起动时静力矩较大。阻力 – 转速特性如图2(b)所 示,随着活塞发动机转速上升,发动机单周期内平 均阻力矩不断减小,故当发动机起动成功后阻力随 转速升高而降低。



图 2 活塞发动机阻力特性曲线

在有位置传感器下对发动机进行起动实验,对 比位置与转速变换关系,结合图3对起动特性进行 分析。由于活塞发动机转子重量轻半径小,使得发 动机转动惯量较小,起动时可获得较高加速度,使 转速快速上升。起动初始状态,当发动机转子第一 次运行至上止点时,出现卡滞,但随着发动机气缸 漏气,卡点阻力矩下降,持续约300 ms 后发动机被 起动,在一个机械周期(由于电机为5 对极,图3 (a)中5个电角度周期对应一个机机械周期),发动 机获得较高加速度,转速迅速上升至 2000 r/min 左右。



2.2 发电特性分析

由于活塞发动机机械出力对供油量调节的响应 慢、机械出力波动大,导致发电运行时转速波动较 大。如图4所示,在发动机油门不变时,发动机转 速波动在±1000 r/min 左右,导致电机反电势波动 大,增加了发电位置估算和发电稳速控制难度。



3 基于锁相环和数学模型的位置估算 方法

3.1 锁相环工作原理

电机位置估算基于锁相环位置估算法和数学模型直接估算反电势法实现。锁相环工作原理如图 5 所示,由鉴相器、比例调节器和积分器组成。其中 $e_{\alpha}\cos\hat{\theta} + e_{\beta}\sin\hat{\theta}$ 实现鉴相功能,由于电机实际位置 θ 隐含在反电势分量 e_{α} 、 e_{β} 中,故通过对 e_{α} 、 e_{β} 和锁 相环估算位置 $\hat{\theta}$ 进行数学计算,得到估算位置 $\hat{\theta}$ 与 电机实际位置 θ 的偏差 $\Delta\theta$, $\Delta\theta = \hat{\theta} - \theta$,误差信号 $E_{\pi} = -\Delta\theta$ 。通过对误差信号 E_{π} 进行比例调节后得到 电角频率 ω ,最终对电角频率进行积分,得到与电 机反电势同频同相的位置信号 $\hat{\theta}$ 。通过 ω_{ref} 对角频率 进行补偿。



图 5 锁相环工作原理图

锁相环工作时,当 $\hat{\theta}$ 滞后电机真实位置 θ ,位置 偏差 Δ θ 为负,误差信号 E_{rr} 为正,角频率 ω 增加, 使 Δ θ 由负增加到0。当 $\hat{\theta}$ 超前于 θ ,位置偏差 Δ θ 为 正,误差信号 E_{rr} 为负,角频率 ω 降低,使 Δ θ 由正 减小到0,通过锁相环调节使得 $\hat{\theta}$ 快速跟踪电机真实 位置 θ ,锁相环进入稳态。

3.2 数学模型估算反电势原理

数学模型估算反电势计算过程如图 6 所示。由于相电压 u_a 、 u_b ,相电流 i_a 、 i_b 在三相静止坐标系中不利于矢量运算,故通过 Clark 变换将相电压和相电流转换至两相平面直角坐标系进行分析。



图 6 数学模型估算反电势原理图

由于隐极电机 $L_d \approx L_q$,反电势在 $\alpha - \beta$ 坐标系中的分量 e_{α} 、 e_{β} 计算式可简化为式(1)和式(2)。 R_s 为电机相电阻, L_s 为电机相电感。

$$e_{\alpha} = u_{\alpha} - i_{\alpha}R_{s} - L_{s}\frac{\mathrm{d}i_{\alpha}}{\mathrm{d}t}$$
(1)

$$e_{\beta} = u_{\beta} - i_{\beta}R_{s} - L_{s}\frac{\mathrm{d}i_{\beta}}{\mathrm{d}t}$$
(2)

3.3 锁相环鉴相器设计原理

如图 7 所示,定义永磁磁链 $\psi_{\rm f}$ 与 α 轴夹角 θ 为 电机实际位置,则锁相环估算位置 $\hat{\theta} = \theta + \Delta \theta$,其中 $\Delta \theta$ 为位置估算过程中产生的误差角度。



图 7 无位置起动控制矢量图

将向量 e 在 α 、 β 轴分解,得到 e_{α} 、 e_{β} 如式(3) 和式(4)。

$$e_{\alpha} = - |\boldsymbol{e}| \sin\theta \tag{3}$$

$$e_{\beta} = |\boldsymbol{e}| \cos\theta \tag{4}$$

对向量 e 进行 PARK 变换后,在 \hat{d} 轴分量可表示为式(5)所示。

$$e_{\hat{d}} = e_{\alpha} \times \cos(\theta + \Delta\theta) + e_{\beta} \times \sin(\theta + \Delta\theta) \quad (5)$$

将式(3)、式(4)带入化简得 $e \, \hat{d} \, \hat{d} \, \hat{d} \, \hat{d} \, \hat{d}$

$$e_{\hat{d}} = |\boldsymbol{e}| \times \sin(\Delta\theta) \tag{6}$$

当估算位置偏差 $\Delta \theta$ 趋近于 0 时, $\sin(\Delta \theta) \approx \Delta \theta$, 如式(7)近似等于 $\Delta \theta$ 与反电势 e 模的乘积。故可采 用反电势 e 的 \hat{d} 轴分量 e_3 作为鉴相器。

$$e_{\alpha} \times \cos(\hat{\theta}) + e_{\beta} \times \sin(\hat{\theta}) \approx |\boldsymbol{e}| \times \Delta \theta \qquad (7)$$

3.4 锁相环补偿角频率与增益系数关系

向锁相环输入频率为 18 Hz 位置信号模拟电机真 实位置 θ ,分析不同增益系数 P 和不同补偿频率 ω_{ref} 对锁相环估算位置信号 $\hat{\theta}$ 的影响,相关波形如图 8 所 示。角频率 $\omega = -PE_{rr} + \omega_{ref}$, P = 5000 时,由图 8(a) 和图 8(b)可知,当 $\omega_{ref} < 0.5P$ 时,动态时间均为 15 ms左右,锁相环正常工作;由图 8(c)可知,当 ω_{ref} >0.5P 时,锁相动态时间会不断变长;由图 8(d)可 知,当 $\omega_{ref} > = 0.875P$ 时,锁相失锁。在进行锁相环 参数整定时,应在补偿角频率 ω_{ref} 小于 0.5P 前提下进 行增益系数 P 整定,即增益系数 $P > 2\omega_{ref}$ 。而 ω_{ref} 取值 则由实际工况决定,一般取额定转速对应电角频率。



3.5 无位置估算算法与电机特性的匹配设计

针对无人机的应用背景,电机采用外转子结构 和高极对数实现轻量化设计。外转子结构设计使永 磁体旋转线速度增大,增加了磁场变化速率,进而 实现电机轻量化。但电机外转子结构设计致使位置 传感器安装困难,需要采用无位置控制。高极对数 设计使电机具有电频率高,电感低等特点,增加无 位置控制难度。故控制时须保证电流环的快速性, 通过对快速电流环 PI 参数整定,整定原理见参考文 献[10],确保无位置起动时,在随机给定的角度下, 三相电流均能快速跟踪到期望值;发电时,在高电 频率下,控制器仍可实现对电机的有效控制。 由于电机电感小,控制时电感上压降相对于反 电势较小,采用数学模型估算反电势时,电感量偏 减对精度影响不大。并且数字模型估算法运算简单, 实时性高,适合于高频控制应用。故数学模型估算 法适用于轻量化电机的位置估算。

4 起动无位置传感器控制原理

4.1 单级起动锁相环结构

起动无位置控制采用如图 9 所示单级起动锁相 环进行位置估算, PI 调节器采用单独的比例调节。 通过对锁相环进行高环路增益设计,对角度误差 E_r 进行快速比例调节,确保锁相环具有快速响应特性, 使得估算位置信号 $\hat{\theta}_s$ 快速跟踪电机转子位置 θ 变化。 对角频率信号 ω 正向和反向进行差异限幅,并且引 入正向补偿角频率 ω_s 抑制电机的反向起动。起动转 速估算与发电转速估算共用一级锁相环完成。



图 9 单级起动锁相环原理图

对于起动单级锁相环估算位置结构,高增益设 计虽保证位置信号的快速响应特性,但位置估算精 度也随之受到影响。为了削弱位置精度对起动控制 的影响,设计时对电流环调节器参数进行优化设计, 使三相交流电流快速跟踪给定位置信号,同时利用 活塞发动机低惯量、起动高加速度特点,使电机快 速产生较高的电机反电势,从而使锁相环快速进入 稳定闭环锁定状态。

4.2 起动初始位置的影响分析

活塞发动机起动时主要利用发动机惯量小的特点,通过在非卡点处施加随机力矩,使发动机获得较高加速度,通过加速积累能量的方式使发动机冲 过高阻力矩卡点。当起动初始位置不同时,加速过 程积累的能量不同,起动效果也不同。如图 10 所 示,将起动初始位置在 0 ~ θ_1 定义为卡点前起动, 起动初始位置在 θ_1 ~ 2 π 定义为卡点后起动。由于发 动机转子做圆周运动,卡点前、后只是相对概念, θ_1 的位置最终以加速过程中积累能量大小界定。



图 10 起动初始位置区域图

如图 11 所示,在起发电机输出三相电流相同的 情况下针对不同初始位置起动进行分析:(1)卡点 前随机正转起动,由于加速过程积累能量不能支撑 发动机冲过卡点,会在卡点处卡滞。当在卡点处持 续正转时,利用发动机卡点处的阻力矩随卡滞时间 增长而下降的特点,直至阻力矩下降至小于起发电 机动力矩时,起发电机继续起动发动机;当在卡点 处受阻反弹反转时,进入反转抑制后,再次进入起 动循环,直至起动成功;(2)卡点后随机正转起动, 由于距卡点处距离相对较远,加速过程积累能量能 直接支撑发动机冲过卡点,直接起动成功;(3)卡 点前、后随机反转起动,通过进行反转抑制后再次 进入起动循环,直至起动成功。相比于卡点前起动, 卡点后起动更顺畅,起动时间相对更短。



图 11 不同初始起动状态图

4.3 反转机理及抑制措施

活塞发动机起动过程中,电机反转主要分两种 情况:(1)静止起动时,初始随机位置对应的定子 电流形成磁场 Φ_s对应电机反转状态;(2)起动过程 中,受卡点处外力影响导致电机反转。

静止起动时,由于无三相电压,锁相环工作于 非正常工作状态,估算位置为随机信号。起动瞬 间,在无外力干涉情况下,电机起动方向受随机起 动位置与电机实际位置偏差 $\Delta \theta$ 影响。假定起动瞬 间定子磁链 Φ_s 位置不变,分析估算位置偏差 $\Delta \theta$ 对电机正、反转的影响。如图 12 所示,起动瞬间, 当 $\Delta \theta \approx 0 \sim \pi$ 弧度之间,电机正转;当 $\Delta \theta \approx \pi \sim 2\pi$ 弧度时,电机反转。故在静止随机位置起动时, 若不采取反转抑制措施,电机将有 50% 概率出现 反转。

起动过程中,电机正转未能冲过发动机卡点时, 转速逐渐减小至零,反电势不足以解算位置,锁相 环输出位置为随机位置,随机位置可能会对应电机 的反转状态;同时,发动机的反向弹力也有可能使 电机进入反转状态。



图 12 不同误差角定转子磁场

起动瞬间,假设电机初始位置 θ 为0弧度,电机 出现正转和反转的矢量图如图 13 所示。由反电势 $e = j\omega\psi_f$ 可知,反电势e沿旋转方向超前 ψ_f 磁链 $\pi/2$,当 电机发生反转时,反电势e与正转时相位相差 π 弧 度,此时锁相环输出角频率 ω 为负值,产生负相角 频率,若不及时对其纠正,将导致电机维持反转。



图 13 电机位置 θ 为0 弧度时相量图 永磁同步电机正转和反转时,三相电压与锁相

环估算位置 $\hat{\theta}$ 对应关系如图 14 所示。电机正转时, 相电压 u_a 超前 u_b , u_b 超前 u_c , 锁相环估算位置 $\hat{\theta}$ 与 电机实际位置 θ 相对应。当电机反转时,相电压 u_a 滞后 u_b , u_b 滞后 u_c , $\hat{\theta}$ 与 θ 相差 π 弧度。



图 14 三相电压和电机估算位置关系

根据起动过程电机反转机理,采用以下两点措 施进行起动反转抑制:(1)对锁定角频率ω进行角 频率补偿,通过引入正角频率分量ω_s,使估算位置 信号θ̂以角频率ω_s周期性递增,电机控制时形成正 向旋转磁场,防止电机起动瞬间反转;(2)对锁相 环负相角频率ω进行限幅,防止过大的负向角频率 导致电机持续加速反转。若负相角频率限幅过大, 易出现起动反转现象,若负相角频率限幅过小,电 机不能产生大幅摆动,难以产生较高反电势,导致 锁相环很难工作于正常状态,故锁相环负相角频率 幅值限定需根据实际应用进行适当调整,本设计中 负相角频率限幅值为-1/6ω_s。

5 发电无位置传感器控制原理

5.1 发电控制策略

发电采用快速稳速内环与慢速稳压外环相结合 的控制策略,控制原理如图 15(a)所示。其中 P_i 为 发动机输出功率, \overline{P}_i 为控制输出平均功率, ΔP 为 能量缓冲功率, P_o 为负载功率。快速稳速内环控制 由起发电机控制系统完成,慢速稳压外环控制由整 机控制器完成。发电时通过控制油门对发动机输出 功率 P_i 进行调节,由于受供油量回路响应慢影响, 导致稳压外环响应发动机平均输出功率较慢,故需 要快速稳速内环对发动机输出功率进行动态调节, 实现发动机瞬态输出功率波动的快速跟踪。

负载功率变化控制原理如图 15(b)所示,当负 载功率 P_{o} 增加时,负载功率 P_{o} 大于起发电机控制 器输出平均功率 \overline{P}_{i} ,电池馈电使能量缓冲功率 ΔP 增加,导致电压 V_{o} 降低,此时整机控制器会加大油 门控制,使发动机转速 n 上升,同时内环稳速控制 使起发电机从发动机提取更高功率,进而使发动机 转速降回参考速度。为了维持发动机转速恒定,起 发电机控制器通过提升电机三相发电电流使 \overline{P}_{i} 增 加。反之,当负载功率 P_{o} 降低时 \overline{P}_{i} 随之降低。通 过反复动态调节后使 \overline{P}_{i} 与 P_{o} 维持平衡,最终实现 电池电压 V_{o} 和发动机转速 n的稳定控制。



5.2 两级发电锁相环结构

发电时采用两级锁相环进行转速和位置估算, 原理如图 16 所示。第一级锁相环主要根据电机反电 势估算电机转速,采用 PI 调节器对角度误差信号进 行调节,通过设置较高的环路增益 k_{p1} 来保证快速 性,满足宽转速范围应用需求,通过对积分进行限 幅,防止积分饱和。图中 LPF 表示低通滤波器,对 角频率 ω_1 进行低通滤波,滤除高频成分后进行转速 计算,电机电角频率与转速转换关系如式(8), n 表 示转速, p_s 表示电机极对数。

$$n = \frac{60 \times \omega}{2 \times \pi \times p_s} \tag{8}$$

第二级锁相环主要根据电机反电势和第一级锁 相环估算的电角频率 ω_1 进行电机精确位置估算,采 用比例调节器对位置误差信号 E_{rr2} 进行调节,通过设 置较低的环路增益 k_{p2} ,实现发电位置信号 $\hat{\theta}_2$ 的精确 估算。



图 16 两级锁相环原理图

5.3 锁相环位置补偿

位置信号精确度对发电控制至关重要,除锁相 环估算误差外,AD采样、SVPWM 输出和锁相环自 身相位偏差均会产生控制偏差。故电机控制时除对 AD采样和 SVPWM 进行位置补偿外^[10],还需对锁 相环进行位置补偿。

锁相环估算位置时角频率积分后所得位置信号 超前一个周期,假设发电时电频率为1 kHz,控制频 率为 18 kHz,超前一个周期将导致位置信号偏差 20°,对发电控制造成较大影响。位置补偿原理如图 17 所示,电机实际位置信号 $\theta = \hat{\theta}_2 + \omega_2 \times T_s, T_s$ 为 采样周期。



6 实验结果

按图 1 所示搭建活塞发动机起发系统,发动机 为 32cc 单缸活塞发动机 G320RC,输出峰值功率 2.5 kW,最高转速 14000 r/min,卡点处最大静力矩 5 Nm; 永磁起发电机采用外转子结构设计,极对数 $p_s = 5$ 对极,相电感 $L_s = 11 \mu$ H,相电阻 $R_s = 3 m\Omega$, 额定 12000 r/min 转下对应相电压有效值为 16 V;控 制器主控芯片采用 TI 的 DSP 芯片 TMS320F28335, 采样频率 18 kHz; 起动时由 48 V 电池供电。

6.1 无位置传感器起动控制实验结果

无位置传感器起发系统起动活塞发动机时,位置 估算波形和电机相电流波形如图 18 所示。其中电机 位置估算波形如图 18(a)所示,起动初始阶段,由于 反电势低、锁相环高环路增益设计和单周期内发动机 阻力不均,导致位置估算精度较低,位置信号呈非线 性变化。随着起动转速增加,电机反电势增加,位置 估算越精确。由于起动时电频率较低,对位置精度要 求不高,位置估算在一定范围偏差不影响起动效果。

起动时电机相电流 *i* " 控制波形如图 18(b) 所示。 起动初始阶段,由于角度估算精度低,相电流波形 正弦度相对较差,随着角度估算精度变高,相电流 波形正弦度越高,起动控制效果越好。转速在 0 ~ 2000 r/min 时,电机相电流峰值控制在 80 A 左右, 电机输出恒定 2 Nm 扭矩拖动发动机,转速大于 2000 r/min 时,电机相电流逐渐下降,此时电机输 出恒定功率,助力活塞发动机点火。



实测表明,采用单级锁相环估算的位置信号能 快速跟踪电机实际位置,满足起动控制需求。目前 已实现小批量样机生产,通过多频次多工况起动试 验验证,均未出现起动失败现象,即使在-40℃低 温环境下任能保证起动可靠性。

6.2 无位置传感器发电控制实验结果

发电时采用两级锁相环进行位置估算,第二级 锁相环估算位置信号实测波形如图 19 所示,位置精 度明显高于起动位置估算。由于观测波形数据通过 串口通信以 3 kHz 频率向上位机发送并显示,受传 送速率影响,此处选发电转速 6000 r/min 下锁相环 估算位置信号进行分析,由波形可知,两级锁相环 估算的位置信号线性度较好,位置解算精度高。



图 19 发电锁相环估算位置波形

稳速发电时,起发控制器根据整机控制器发送的目标转速,通过控制电机三相电流来调节电机输出功率,实现发动机稳速控制,稳速后发动机转速 波形如图 20 所示。目标转速为 12500 r/min,发动 机转速稳定在 12500 ± 30 r/min 以内,输出功率为 2 kW,相比于空转时 ± 1000 r/min 波动有较明显 改善。





使用电流传感器分别对发电时电机相电流 *i*_a、*i*_b 波形进行测量,如图 21 所示,发电转速 12000 r/ min,电频率1 kHz 时,电机相电流控制在 67 A 左 右,输出功率2 kW。由 *i*_a幅值和正弦度可知,电频 率1 kHz 发电时,位置估算比较精确,相电流控制 效果较好。



7 结 论

(1)活塞发动机在一个机械周期内阻力不均匀, 在上止点处形成较大阻力点,导致发动机起动静力 矩大。由于活塞发动机对供油量调节响应慢且机械 出力波动大导致发动机转速波动较大。

(2)起动时对单级锁相环进行高环路增益设计,确保锁相环输出位置信号的快速跟踪特性,利用发动机小惯量的特点,通过获取较高加速度冲过高阻力矩卡点,实现低电流起动高阻力矩发动机。

(3)起动时通过对角频率进行正向补偿,并且 对输出角频率进行差异限幅,合理设计负相角频率 限幅阈值,实现发动机起动反转速抑制。

(4)发电时位置估算采用两级锁相环设计,对 第二级锁相环进行低环路增益设计,确保输出高精 度位置信号,使起发系统克服发动机因供油调节响 应慢、机械出力波动而导致的转速大幅波动,通过 控制起发电机三相电流,实现发动机转速的精确 控制。 (5)实验结果表明:起动时通过给电机提供 2 Nm对应的相电流即可将阻力为5 Nm的活塞发动 机拖转至点火转速 2000 r/min 以上;发电可实现1 kHz 高频位置估算,稳速精度为±30 r/min 以内, 输出功率2 kW。

参考文献

- [1] 孔祥恩,刘海峰.无人机用航空活塞发动机关键技术的研究进展[J].小型内燃机与车辆技术,2021,50(3):79-87.
- [2] 苑士华,吴维,胡纪滨,等.单活塞液压自由活塞发动机压缩 冲程特性[J].机械工程学报,2010,46(18):134-138.
- [3] 吴维, 苑士华, 胡纪滨, 等. 液压自由活塞发动机止点位置控制研究[J]. 兵工学报, 2013, 34(5): 513-518.
- [4] 于艳君,柴凤,欧景,等. 基于旋转高频信号法的 IPMSM 无位 置传感器控制[J]. 电工技术学报, 2013, 28(7): 26-31.
- [5] 邱建琪,周成林,史涔溦. 注入高频脉振电压的永磁同步电机 I/F 控制方法[J]. 电机与控制学报,2019,23(7):1-8.
- [6] 赵毅恒,宁博文,卢少武,等. 基于L/F起动和扩展卡尔曼滤波的永磁同步电机全速域无传感器控制方法[J]. 电机与控制应用,2022,49(2):1-7.
- [7] Junlei Chen, Xiang Wu, Shuo Chen, et al. Sensorless Flux Adaption DTFC of an IPMSM Based on an Active Flux-based MTPA and an Adaptive Second-order Sliding Mode Observer[J]. IET Power Electronics, 2020, 13(9): 1875-1884.
- [8] 方世鹏,胡昌华,扈晓翔,等. 基于切换滑模控制的抖振抑制 方法[J]. 控制与决策,2017,32(7):1210-1216.
- [9] 丁曙光,刘维维,叶运骅,等.基于自抗扰控制技术的表贴式 永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 微电机,2019,52(3): 31-36.
- [10] 罗宗鑫, 陈强, 薛开昶. 航空高压直流供电系统的永磁起动发 电机控制方法[J]. 微电机, 2020, 53(4): 83-88.

《 (订价:8元/期 年价:96元/年 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

光伏发电系统蓄电池充电分析及其控制设计

邱 燕

(陕西国防工业职业技术学院,西安710300)

摘 要:本文在详细分析影响蓄电池使用寿命主要因素、阐述各种蓄电池充电方式及其优缺点的基础上,确定了一种先进的兼顾快速充电、改善蓄电池使用寿命的"容量跟踪脉冲电流 – 浮充充电法"蓄电池充电方案,设计了相应实验电路,进行了控制实现。同时,设计了蓄电池充放电状态监控、显示以及各种保护电路,以保证实验系统的工作与操作安全。

关键词:光伏;发电系统;蓄电池;控制;设计 中图分类号:TM912;TM615;TP273 文献标志码:A 文章编号:1001-6848(2023)09-0041-03

Analysis and Control Design of Battery Charging in Photovoltaic Power Generation System

QIU Yan

(Shaanxi Institute of Technology, Xi' an 710300, China)

Abstract: In this paper, based on the detailed analysis of the main factors affecting the service life of the battery and elaboration of the advantages and disadvantages of various battery charging methods, an advanced "capacity tracking pulse current-floating charging method" battery charging scheme, which takes into account rapid charging and improves the service life of the battery, was determined, the corresponding experimental circuit was designed, and the control was achieved. At the same time, the battery charge and discharge state monitoring, display and various protection circuits were designed to ensure the work and operation safety of the experimental system.

Key words: photovoltaic; power generation system; inverter; control; design

0 引 言

在太阳能光伏发电系统中加入蓄电池,在光照 充足时可进行能量存储,光照不足或没有光照时进 行能量释放,以保证系统的连续供电,是光伏发电 系统中的重要组成部分。但蓄电池长期工作在恶劣 的自然环境中,使用寿命较短。合理的充放电方式, 对蓄电池的使用寿命有着很大影响。

1 充电方式分析与选择

传统充电方式主要有恒流、恒压、阶段和脉冲 充电这几种方法^[1-2]。近年来,出现了围绕增加电池 寿命和循环利用率、实现电池快速充电这两类问题 的蓄电池充电方法,以下为一些典型的蓄电池充电 新方法的扼要分析。

1.1 基于温度的 SOC 预测快速充电法

该方法在参考文献[3]中有详细阐述,其基本 思路是,通过在线预测蓄电池剩余容量(SOC),结 合电池温度来确定蓄电池可接受充电电流大小^[3], 优点是可动态调整蓄电池可接受的最大充电电流, 抑制蓄电池充电过程中温度升高现象,实现快速充 电,缺陷在于没有去极化措施,充电后期容易出现 析气现象。

1.2 变电流间歇充电法

该方法由参考文献[4]提出,其充电电压、电 流曲线如图1所示。采用较大、较小充电电流交替 间歇充电,能够在提高蓄电池充电速率的同时,在 间歇期来消除浓度极化和电化学极化^[4],既提高了 蓄电池电流接收率、也避免蓄电池产生高温和析气 的现象。这种方法实际上是对传统的阶段充电方法

收稿日期: 2023-06-12

作者简介: 邱 燕(1981), 女, 副教授, 硕士, 研究方向为电动机控制。

的一种改进,阶段分的更细。并通过各段的电流变 化和一定间歇期,解决蓄电池的极化和析气现象, 从而达到改善蓄电池使用寿命的目的。



图1 变电流间歇法充电电压、电流曲线

1.3 慢脉冲充电法

该方法将充电过程分如图 2 所示,在文献[5-8] 中均有阐述。该方法是将充电过程分为一、二阶段。 在第一阶段中,先以较大电流恒流充电一段时间, 紧接着采用一个小的恒流维持段。第二阶段则以恒 压慢脉冲充电。小电流维持段充电可以减弱极化现 象,改善蓄电池使用寿命。



图 2 慢脉冲充电法充电电压、电流曲线

1.4 容量跟踪脉冲电流 - 浮充充电法

该方法在参考文献[9]中有详细阐述,图3可说 明该方法的充电思路与原理,其基本技术思路是: 在线预测蓄电池剩余容量(SOC),在避免充电电流 超出其可接受曲线和满足麦斯充电曲线的前提下, 确定电池当下可接受最大充电电流,提高充电速度。 而充电则采用变电流的慢脉冲模式,以克服蓄电池 的极化和析气问题,改善蓄电池的使用寿命。充电 即将结束时,采用浮充充电,补充蓄电池自身损耗, 保护蓄电池析出气体。



图 3 容量跟踪脉冲电流 - 浮充充电曲线

该方法实际上是 SOC 预测、变电流间歇和慢脉 冲等几种充电方法的综合^[8],能够较好解决蓄电池 快速充电与使用寿命之间的矛盾。当然,这种方法 相对比较复杂一些。

本文选择"容量跟踪脉冲电流 - 浮充充电法"作 为本独立光伏发电系统中的蓄电池充电方式。该方 式综合了 SOC 预测、变电流间歇和慢脉冲等多种充 电方法,取长补短,能够较好解决蓄电池快速充电 与使用寿命之间的矛盾。

虽然该方式控制实现较为复杂,但是,考虑到 本系统中采用了计算机监控,其复杂性只是体现在 一些程序实现上。只要充分发挥计算机的强大计算 潜力,并不会带来额外硬件成本的增加。

2 蓄电池充电电路及其控制设计

2.1 蓄电池充电电路

图 4 给出的是蓄电池充电实验用原理电路及其 设置参数。



图 4 铅酸蓄电池充电电路原理图

由于蓄电池额定电压为 12 V、太阳能光伏电池 阵列提供的是 21 V 电压,故充电电路采用 Buck 降 压 DC/DC 变换电路实现。通过 PWM 调节,可将光 伏电池阵列提供的 21 V 电压,降至不同电压数值, 满足容量跟踪脉冲电流 - 浮充充电方法的需要。

2.2 充电控制过程

充电电路的控制采用单片机控制,对蓄电池的 充电电压、电流实时采样,进而判断蓄电池的当前 状态、预测剩余容量 SOC,以确定跟踪脉冲电流的 大小与间隔。当充电电压达到一定数值后,转为浮 充充电,补充蓄电池自身损耗,保护蓄电池析出气 体。其控制流程如图 5 所示。

(1)数据采集处理部分,主要任务是采集处理充电电压、电流各参数模拟量;

(2)算法处理部分的主要任务是将数据采集部 分所采集的模拟量转化为数字量,并进行控制算法 处理;

(3)状态分析部分主要是按照蓄电池电压变化 率和温度等一系列计算结果判断蓄电池的充电状态;

(4)判断处理后的电压比较结果,判断充电是 否即将结束,如果是,则进入浮充阶段。如果蓄电 池电压较低,仍采用脉冲充电,根据蓄电池充电状 态的分析预测出的蓄电池剩余容量调整脉冲充电电 流的大小与间隔,并将充电状态参数通过串口通信 进行显示操作,以便研究人员对蓄电池充电状态进 行监测。



图 5 充电控制流程图

3 蓄电池充电控制实验

将太阳能电池板的"+"、"-"极分别接到控制 器模块的输入端钮,打开开关使单片机及外围电路 上电,观察指示灯,可以看到 LED8(运行)、LED9 (欠压)、LED10(过放)、LED12(充电)四个指示灯 全亮,这和实际情况完全相符合,因为笔者开始试 验以前,该实验室一直处于关闭状态,实验台从未 供电,太阳能电池板未曾对蓄电池进行过充电,蓄 电池一直处于自放电状态,因而产生一上电,报警 显示蓄电池组处于过放和欠压状态,而太阳能电池 板通过反接保护电路,对蓄电池进行充电,控制模 块对应的输出指示灯进行指示。

同时,观测控制模块液晶显示界面,实时观测 当前的电路参数,很明显可以看出,在控制电路进 行正常充电控制时,蓄电池当前充电端电压为9275 mV,当前充电电流为218 mA,如图6所示。

蓄电池过充电压为	15000mV
蓄电池过放电压为	11000mV
蓄电池两端电压为	9275mV
蓄电池充电电流为	218mA
太阳能电池板输出电压为	13833mV
环境温度为	29. 0°C

图 6 控制充电时瞬时参数测试

断开太阳能电池板与控制充电电路的连接,充 电指示灯灭,充电中断,由于实验进行时间较短, 电池未进行完全充电,所以仍处于欠压和过放状态, 对应的欠压、过放两个指示灯仍处于闪亮状态。同 时,可以在液晶显示器上看到,由于充电停止,所 以蓄电池的充电电流瞬间降为0,其两端电压也随 着负载电路的放电降为226 mV,如图7所示。

and the second se	
蓄电池过充电压为	15000mV
蓄电池过放电压为	11000mV
蓄电池两端电压为	226mV
蓄电池充电电流为	OmA
太阳能电池板输出电压为	16187mV
环境温度为	29.37

图 7 充电中断时瞬时参数测试

用示波器观测 PWM 输出波形输出,调整示波器 横轴时间为1 μs,可以观测到一个周期的脉冲充电 波形如图 8 所示,调整示波器时间至 500 μs,可以 清楚的观测到多个周期的 PWM 波形,如图 9 所示。



图 8 单个周期的 PWM 波形



图 9 多个周期的 PWM 波形

(下转第49页)

表贴式永磁游标电机电磁特性和实验验证

王伟炳,邓孝华

(南京工程学院 电力工程学院,南京 211167)

摘 要:为验证表贴式永磁游标电机高转矩密度的基本原理,基于表贴式永磁游标电机基本方程的分析,研究了电 机关键参数对转矩的影响。设计了电机参数,给出了结构示意图,根据定子槽数和极对数,分析了槽电动势星形 图,并给出了绕组连接图。基于二维有限元模型深入分析了电机的电磁特性,包括空载磁链、空载电动势、两种励 磁源单独作用时的气隙磁密、齿槽转矩和电磁转矩。制作了永磁游标电机实验样机,对其空载反电势进行了测试。 仿真和实验结果验证了理论分析的正确性和二维有限元模型的准确性,为永磁游标电机的精确控制提供了有力 支撑。

Electromagnetic Characteristics and Experiment Validation of a Surface Permanent Magnet Vernier Machine

WANG Weibing, DENG Xiaohua

(School of Power Engineering, Nanjing Institute of Technology, Nanjing 211167, China)

Abstract: In order to verify the basic principle of the high torque density of the surface permanent magnet vernier machine, the effect of the key parameters on torque was researched based on the analysis of the basic equations of the surface permanent magnet vernier machine. The parameters of the machine were designed and the structure diagram was given. According to the number of stator slots and the number of pole pairs, electromotive force of slot star diagram was analyzed and the winding connection diagram was given. Based on the two-dimensional finite element model, the electromagnetic characteristics of the machine were analyzed in depth, including no load flux linkage, no load electromotive force, air gap flux density when two excitation sources act respectively, cogging torque and electromagnetic torque. The experiment prototype of permanent magnet vernier machine was made, and its no load back-EMF was tested. The simulation and experiment results verify the correctness of the theoretical analysis and the accuracy of the two-dimensional finite element model, which provides a powerful support for the precise control of the permanent magnet vernier machine. **Key words**: permanent magnet vernier machine; magnetic field modulation; air gap magnetic density; no load performances; torque characteristic

0 引 言

目前,电动汽车驱动电机的使用趋势是以具有 体积小、重量轻及功率密度高的永磁同步电机为 主^[1]。因此汽车生产厂家为了达到低速大转矩输出 大多是通过驱动电机与减速器的配合,使得效率较 低且系统维护难度高^[2]。而获取大转矩的另一种方 法是采用直接驱动式电机,省去了中间环节,减少 了机械损耗、提高了能量传递效率。但是其缺点为 一般极数较多、体积较大且负载运行电流高,增加 了控制器的要求,提高了制造成本^[3]。

本文主要研究的永磁游标电机(Permanent Magnet Vernier Machine, PMVM)属于永磁同步电机范 畴,其本身除了具备永磁同步电机的优良特性外还

基金项目:中国博士后科学基金(2018M632201);江苏省高等学校自然科学基金(20KJA470004)。

作者简介:王伟炳(1979),男,博士,副教授。研究方向为永磁游标电机分析与控制。 邓孝华(1999),男,硕士研究生。研究方向为永磁游标电机分析与控制。

收稿日期: 2023-06-19, 修回日期: 2023-07-12

可通过将磁齿轮与常规永磁电机整合,利用磁场调 制原理实现低速大转矩输出而且具有较高的功率密 度,可以较好地回避上述问题。

张东博士等^[4]提出了一种新型磁通调制电机, 该电机将磁齿轮与无刷电机在机械层面上进行耦合, 因此其实际样机具有3层气隙,结构复杂。磁通调 制电机制造工艺复杂,机械稳定性差,PMVM则解 决了此类电机结构上的缺点,由于磁通调制电机一 般通过调磁环实现磁通调制作用,但是增加了电机 的气隙层数,PMVM则是将定子调磁齿结构代替调 磁环结构,继承了磁通调制的优点,且减少了气隙, 降低了电机结构复杂度^[54]。曲荣海教授等^[7]研究了 表贴式 PMVM 在高速运行状态下的电磁特性,并将 其与内埋式永磁同步电机在弱磁、损耗、容错等方 面进行了比较。本文为了验证和预测 PMVM 的电磁 性能,采用有限元分析法建立了电机的二维仿真模 型,并制作了样机,仿真结果和实验测试验证了理 论分析的正确性。

1 电机运行原理

表贴式 PMVM 转子内表面贴有瓦片形永磁体, 定子齿同时起到电枢齿和调制齿的作用,能够对转 子磁场和电枢磁场进行调制。PMVM 的核心是基于 磁场调制原理的"磁齿轮机理",磁齿轮中的调磁块 将气隙中的定子高速少极对数磁场调制成与转子极 对数相同的低速磁场,从而实现磁场耦合以及机电 能量转换^[8]。而与典型的磁齿轮电机相比,PMVM 利用调制齿进行磁场调制,替代了调磁环,实现了 磁齿轮工作原理,所以其定子槽开口较大,一般槽 开口率为0.5~0.6。PMVM 结构如图1所示,通过 调制齿的调制作用,电枢绕组产生的磁场和永磁体 励磁产生的磁场相互作用实现能量转换。

为了使基波磁场和有效谐波磁场产生的电动势 最大, PMVM 的电枢磁场和转子磁场之间极对数的 关系^[9]应满足下式:

$$P_{\rm s} = Z - P_{\rm r} \tag{1}$$

式中, P_s、Z和 P_r分别为电枢绕组极对数、调制齿数和永磁体极对数。

工作原理不同使得 PMVM 的气隙磁密分布含有 两种主要极对数的谐波分量。文献[10]分析了气隙 磁密、电磁转矩和反电势,其中电枢反应气隙磁密 如式(2)所示。

$$B_{s}(\theta_{s}) = \frac{3\sqrt{2}N_{s}I}{\pi P_{r}} \left[K_{P_{r}}\Lambda_{0} + \frac{k_{P_{s}}P_{r}}{2P_{s}}\Lambda_{Z}\right]\left(\cos P_{r}\theta_{s} \pm \omega t\right) \quad (2)$$

式中, Λ_0 、*Z*为气隙磁导常数项, A_Z 为气隙磁导的 基波分量, k_{p_r} 和 k_{p_s} 为气隙磁动势不同极对数谐波的 绕组系数, θ_s 为转子角度位置, N_s 为每相串联匝 数,*I*为相电流有效值, ω 为转子的电角速度。



图 1 永磁游标电机结构 电磁转矩如式(3)所示。

$$T_{\rm e} = 3\sqrt{2}N_{\rm s}IF_{\rm PM}(r_{\rm g}L)\left(k_{P_{\rm r}}\Lambda_0 + k_{P_{\rm s}}\frac{P_{\rm r}}{2P_{\rm s}}\Lambda_Z\right) \quad (3)$$

式中, F_{PM} 为永磁体磁动势幅值, r_{g} 为气隙半径,L为叠片厚度。

根据上式可以得到气隙体积转矩密度公式为

$$\frac{T_{e}}{V} = \frac{3\sqrt{2}N_{s}IF_{PM}(r_{g}L)\left(k_{P_{r}}\Lambda_{0} + k_{P_{s}}\frac{P_{r}}{2P_{s}}\Lambda_{Z}\right)}{\pi r_{g}^{2}L} = (4)$$

$$\sqrt{2}AF_{PM}\left(k_{P_{r}}\Lambda_{0} + k_{P_{s}}\frac{P_{r}}{2P_{s}}\Lambda_{Z}\right)$$

式中, A 为线负荷。

同时,根据上述转矩公式和转矩与功率的关系 式可以得到反电势如式(5)所示。

$$E_{ph} = \sqrt{2}\Omega_{\rm r}N_{\rm s}(r_{\rm g}L)\left(k_{P_{\rm r}}B_{P_{\rm r}} + \frac{P_{\rm r}}{P_{\rm s}}k_{P_{\rm s}}B_{P_{\rm s}}\right)$$
(5)

式中, Ω_r 为电机转速, B_{P_r} 和 B_{P_s} 分别为空载时对极 (基波)气隙磁密幅值、 P_s 对极(有效谐波)气隙磁密 幅值。

PMVM 因有效谐波磁场的作用,在基波磁场匝 链定子绕组产生常规电动势基础上,又增加了附加 电动势,使得其感生电动势比同尺寸结构的永磁同 步电机大很多^[11]。从而提高了转矩输出能力,使其 拥有更高的转矩密度。

分数槽绕组即电机每极每相槽数是分数。分数 槽电机较整数槽电机具有更多的选择,且具有低电 动势总谐波失真和低转矩脉动的优点^[12]。对于槽数 为 Z₀,极对数为 P₀ 的单元电机^[13],每极每相槽数 q 为

$$q = \frac{Z_0}{2mp_0} = \frac{N}{d} \tag{6}$$

式中, m 为相数, $Z_0/2mp_0$ 和 N/d 均为不可约分数, 原电机由 t 个单元电机组成, t 是电机定子槽数 Z 与极对数 P_s 的最大公约数。

本文研究的是18槽32极PMVM,槽距角为

$$\alpha = \frac{p_r \times 360^\circ}{Z} = \frac{16 \times 360^\circ}{18} = 320^\circ \tag{7}$$

此 α 角亦是相邻槽中导体感应电动势相位差, 可绘制出此电机的槽电动势星形图,一个单元电机 的槽电势星形图如图 2 所示。根据槽电势星形图得 出电机绕组连接图。本文电机由 *t* = 2 个单元电机组 成,如图 3 所示为电机绕组展开图。





2 有限元仿真验证

采用 Maxwell 软件对 PMVM 进行二维有限元仿 真研究, PMVM 主要设计参数如表1 所示。

DMVM十西关粉

农I IMVM 土女学女					
参数名称	参数值	参数名称	参数值		
槽内半径/mm	24	齿宽/mm	5		
槽开口内半径/mm	53.6	铁心长度/mm	39.8		
槽开口外半径/mm	54.8	极弧比	0.9		
永磁体内径/mm	55.5	线负荷/cm	170		
转子轭的内半径/mm	58.5	额定电流/A	16		
定子极对数	2	一相匝数	60		
槽开口角/°	11.6	永磁体材料	N38SH		

2.1 磁场调制

对 PMVM 的空载工况进行有限元分析, 如图 4

(a)、图4(b)所示分别为该电机空载时的磁力线分 布图和磁密云图。从图4(a)中可以看出,空载时转 子磁力线经由内定子调磁齿进入到内定子轭中,在 内定子中产生了2对极磁场,证明了调磁齿的磁通 调制作用。图4(b)显示最大磁通密度达2.5T,说 明永磁体的利用率达到较好的状态。



图 4 空载时磁力线及磁通密度云图

2.2 气隙磁通密度

采用有限元软件 Maxwell 对 PMVM 的气隙磁场 进行分析,如图 5(a)、图 5(b)所示分别为 PMVM 在空载情况下的径向气隙磁密分布和对应气隙磁密 的谐波频谱。从图 5(b)可以看出,在径向气隙磁密 中,16 对极磁场最强,这与转子极对数为 16 相符。



仅有电枢反应的条件下,电枢磁场经调制齿调制后,产生的径向气隙磁密分布和对应气隙磁密的 谐波频谱,如图6所示。由图6(b)可知,在电机气 隙中,除电枢绕组产生的2对极磁场外,16对极谐 波幅值最大,证明了调制齿的磁通调制作用。



图6 仅电枢反应气隙磁密分布及频谱

2.3 空载反电势

由于调制效应,正向旋转转子在三相绕组中产 生负序的磁链,如图 7 所示为空载时的三相绕组磁 链波形,可以看出 PMVM 的 C 相磁链超前 B 相磁 链,PMVM 磁链相量的旋转方向与永磁同步电机 (PMSM)不同,PMSM 中正向旋转的转子在 A、B、 C 三相中匝链的空载磁链依次滞后 120°相位。 PMVM的 dq 轴坐标系与转子呈同速反向旋转,设 计 PMVM 控制系统时需注意定子绕组三相磁链相 量与 dq 轴坐标系同步,即与转子反向旋转。如图 8 所示为 250 r/min 时空载反电势波形,有效值为 8.6 V。





根据公式(4),磁通密度最高的2对、16对极 磁场均能产生有效电动势,因此PWVM可以产生比 PMSM更高的电磁转矩和转矩密度^[14-18]。取A相波 形的一个周期进行谐波分析,结果如图9所示。图 中,基波幅值为12.1 V,3次谐波幅值为0.41 V, 其他次谐波基本为0。空载反电势谐波畸变率为 3.4%,反电势谐波含量少,正弦度较高。



2.4 转矩特性

文献[19]表明槽口比在 0.4~0.7 变化, PMVM 的电磁转矩先增加后减小,齿槽转矩会呈现周期性 变化。因此当齿槽转矩最小时,输出电磁转矩并非 为最大值。由于齿槽转矩是高质量牵引应用的主要 考虑因素,本文的电机的槽口比为 0.58,综合考虑 了齿槽转矩与输出转矩能力。PMVM 在 *i*_d = 0 控制时 的稳态输出转矩如图 10 所示。



由图可以看出,在磁场调制作用下,其额定均 值达到了15.96 Nm,采用电机总体积计算时的转矩 密度为30.4 Nm/L,远高于文献[20]中的 PMSM, 超出75.7%。由于公式(4)括号中第二项的极槽配 合以及线负荷对气隙体积转矩密度影响较大,根据 公式(4) 计算时,本文中的 PMVM(Ⅰ) 转矩密度值 较文献[10] 提出的 PMVM(Ⅱ) 高 17.9%,具体数值 如表 2 所示。

表2两	种 PMVM	[的转矩密度相关计算参数素	ttł.
-----	--------	---------------	------

电机拓扑	Ι	Π
	16.6	20.3
$P_{\rm r}/(2P_{\rm s})$	4	1.75
据公式(4)计算气隙体积转矩密度/	48.1	40. 8
(NIII/L) 气隙休积转斩察度有限元值/		
(Nm/L)	44.2	35.8

ANSYS Maxwell 求解定位力矩有多种方法,本 文采用瞬态场求解空载低速旋转转矩的方法,电机 转速设置为"1deg_per_sec",以"1 s"为仿真步长, 如图 11 所示。由图可知其呈周期性变化规律,峰峰 值为 26 mNm,仅占额定输出转矩的 0.16%,定位 力矩非常小。



3 实验测试

为了进一步验证本文分析的 PMVM,设计并制作 一台 18 槽 32 极样机,在与上文保持相同转速的情况下 对电机进行空载测试,如图 12(a)、图 12(b)和图 12(c)所示分别为样机转子、定子部分和实验测试平台。



(c) 实验测试平台 图 12 PMVM 样机及实验测试平台

变频器

如图 13 所示为实验测得的相空载反电动势波 形,其谐波含量为 3.54%,正弦度较高,有效值为 7.6 V,比仿真反电动势有效值相比降低了一些,这 是由于仿真计算时忽略端部漏磁以及叠片系数等 因素。



4 结 论

本文分析了 PMVM 工作原理, 深入研究了影响 转矩密度的参数, 根据电机槽电动势星形图设计了 电枢绕组, 基于 ANSYS Maxwell 建立了 PMVM 的磁 场仿真模型并且分析了电机各项电磁特性。仿真和 实验结果表明:

(1)所分析电机能够达到磁场调制目的,磁场 调制增大了自身转矩密度。

(2)在多种谐波磁场存在的情况下电机仍具有 较高正弦度的反电势波形和脉动较小的电磁转矩及 峰峰值非常小的齿槽转矩。

(3)电机中定子绕组匝链的转子永磁体磁场磁 链相量与转子转向相反,其为该电机控制设计提供 了有力支撑。

参考文献

- 涂志文,蒋成明,涂群章,等.电动车用永磁同步电机无传感 器控制技术综述[J].微电机,2022,55(6):99-105.
- [2] 倪涛,张兆宇,于思洋,等. 极数对双定子混合转子同步电机 转矩密度的影响研究[J]. 微电机, 2023, 56(5): 1-5.
- [3] 吴文文,黄允凯,彭飞. 电驱足式机器人关节作动器研究综述[J]. 微电机, 2021, 54(9): 101-108.
- [4] 张东, 邹国棠, 江建中, 等. 新型外转子磁齿轮复合电机的设 计与研究[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(30): 67-72.
- [5] 林鹤云,张洋,阳辉,等. 永磁游标电机的研究现状与最新进展[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(18): 5021-5034.
- [6] 王虎生,侯云鹏,程树康.无接触永磁齿轮传动机构发展综述[J].微电机,2008(2):71-73.
- QU Ronghai, Li Dawei, Gao Yuting, et al. Comparison of Surface PM Vernier Motors With Interior pm Motors for Traction Application
 [C]. Harbin: Institution of Electrical and Electronics Engineers, 2017: 1-6.
- [8] 李浩,井立兵,杨岸涛.基于磁齿轮调制的复合电机有限元分析[J].磁性材料及器件,2017,48(1):37-40,59.

- [9] 梅叶依. 轮毂驱动用永磁游标电机设计及优化[D]. 南京: 东 南大学, 2021.
- [10] LI Dawei, Qu Ronghai, Jiang Dong, et al. Analysis of Fractionalslot Concentrated Winding PM Vernier Machines With Regular Openslot Stators[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54: 1320-1330.
- B Kim, T A Lipo. Operation and Design Principles of a PM Vernier Motor[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50 (6): 3656-3663.
- [12] WANG Weibing, Cheng Ming. Analytical Model of a Fractional Slot Double-layer-winding Vernier Permanent Magnet Machine [J]. IET Electric Power Applications, 2022: 1-13.
- [13] 冯欣南. 电机学 [M]. 北京: 机械工业出版社, 1985: 195-196.
- [14] ISHIZAKI, T Tanaka, K. Takasaki, et al. Theory and Optimum Design of PM Vernier Motor[C]. Seventh International Conference on Electrical Machines and Drives. Durham: Institution of Engineering and Technology, 1995: 208-212.
- [15] J Li, K T Chau, J Z Jiang, et al. A New Efficient Permanent-mag-

(上接第43页)

以上几组数据的监测和波形的观察可以看出, 蓄电池充电控制电路工作稳定可靠,控制电路在蓄 电池的充电过程起到了有效的充电保护作用,改善 蓄电池的使用寿命。

4 结 语

经过上述实验电路设计(包含蓄电池充放电状态 监控、显示以及各种保护电路),结合影响蓄电池使 用寿命主要因素和各种蓄电池充电方式及其优缺 点^[10-12],本文所确定的"容量跟踪脉冲电流 – 浮充 充电法"能够在兼顾快速充电的同时,改善优化蓄电 池的使用寿命,具有一定的先进性。

参考文献

- [1] 新型. 福建物构所钙钛矿太阳能电池研究获进展[J]. 化工新型材料, 2020(7): 209.
- [2] 于全虎. 太阳能电池及其船舶应用研究进展[J]. 船电技术, 2020, 3(7): 1-5.
- [3] Phillip M Hunter, Adnan H Anbuky. VALR Battery Rapid Charfing Under Stress Management[J]. IEEE Transaction on Industeial Elec-

net Vernier Machine for Wind Power Generation [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2010, 46: 1475-1478.

- [16] D Li, R Qu, T Lipo. High-power-factor Vernier Permanent-magnet Machines[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50: 3664-3674.
- [17] LI Dawei, Qu Ronghai, Li Jian, et al. Analysis of Torque Capability and Quality in Vernier Permanent Magnet Machines [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2015, 52: 125-135.
- [18] LI Guidan, Xu Yiming, Li Bin, et al. Electromagnetic Torque Synthesis from Air-gap Magnetic Field Harmonic for Permanent Magnet Vernier Motor[C]. 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems. Harbin: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2019: 1-5.
- [19] 徐艺明. 永磁游标电机转矩谐波分析与优化设计[D]. 天津: 天津大学, 2019.
- [20] LIU Wenbo, Thomas A Lipo. Analysis of Consequent Pole Spoke Type Vernier Permanent Magnet Machine With Alternating Flux Barrier Design[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(6): 5918-5929.

tronics, 2003, 50(6): 1229-1237.

- [4] 陈体衔, 甄春华. VRLA 蓄电池变电流间歇快速充电方法[J]. 实验研究, 1999(1): 6-8.
- [5] 马以春,王坚. 慢脉冲快速充电方法吸气性能的研究[J]. 电源技术, 2004, 28(6): 358-360.
- [6] 王坚,秦大为,季宝华. 慢脉冲快速充电方法的研究[J]. 电 池工业, 2002, 7(3-4): 160-164.
- [7] 辛禾.考虑多能互补的清洁能源协同优化调度及效益均衡研究 [D].北京:华北电力大学大学博士学位论文,2020:60.
- [8] 王坚. 慢脉冲快速充电对蓄电池不同 DOD 循环寿命影响的研究[J]. 蓄电池, 2007(2): 60-63.
- [9] Malhar Bhatt, William Gerard Hurley, Werner Hugo Wolfle. A New Approach to Intermittent Charging of Valve-regulated Lead-acid Batteries in Standby Application[J]. IEEE Transaction on Industeial Electronics, 2005, 52(5): 1337-1342.
- [10] 曹帅,王云冲,沈建新.宽速度范围永磁同步发电机用于蓄电 池负载的 PWM 整流控制策略的仿真研究[J]. 微电机, 2018, 51(3): 30-36, 52.
- [11] 郑伟,智勇,陈仕彬,等.基于 MSP430 的光伏控制器充电能 量智能控制方法[J]. 微电机, 2016, 49(11): 67-71.
- [12] 顾鸿赟,刘陵顺,李岩,等. 一种集成车载充电器的优化直接 功率控制[J]. 微电机, 2022, 55(6): 61-66, 98.

轴向磁通永磁电机转矩特性分析和优化

赵慧超,孙明冲,王斯博,郭守仑,王金昊,姜雪生,段朝晖 (中国第一汽车集团有限公司研发总院,长春130013)

摘 要:近年来汽车行业进入了电动化时代,轴向磁通永磁电机在功率密度和转矩密度方面的表现更好,受到各大 汽车厂商的认可。针对轴向磁通永磁电机的电机特性,本文提出了一种降低转矩波动的优化设计方法,分析了电机 结构参数对其转矩和转矩波动的影响,根据各参数对转矩和转矩波动影响显著性的不同,提取其中较为敏感的结构 参数变量,基于 DOE 算法,结合 modeFRONTIER 软件进行优化分析。结果表明,所提出的优化设计方法可有效提 升电机输出转矩且降低转矩脉动。

Characteristic Analysis and Torque Ripple Optimization of Axial Flux Motor

ZHAO Huichao, SUN Mingchong, WANG Sibo, GUO Shoulun, WANG Jinhao, JIANG Xuesheng, DUAN Zhaohui (Global R&D Center, China FAW Corporation Limited, Changchun 130013, China)

Abstract: In recent years, the automobile industry has entered the era of electrification. Axial flux permanent magnet motor (AFPM) perform better in terms of power density and torque density, and has been recognized by major automobile manufacturers. Aiming at the motor characteristics of the axial flux permanent magnet motor, this paper proposed an optimal design method to improve the torque ripple, analyzed the influence of the motor structure parameters on the torque and torque ripple. According to the different significance of the influence of each parameter on torque and torque ripple, the structural parameter variables were reduced, and the optimization analysis was carried out based on DOE algorithm and modeFRONTIER software. The results show that the proposed optimization design method can effectively increase the torque of the motor and reduce the torque ripple.

Key words: axial flux; permanent magnet motor; motor characteristics; torque ripple; modeFRONTIER

0 引 言

全球气候正在以前所未有的速度变暖,各国陆 续宣布了碳中和目标,为实现碳中和目标,各行业 都在加速绿色低碳转型,汽车行业也不例外。作为 电动汽车的关键部件,驱动电机的性能优劣与整车 运行的品质息息相关。永磁电机因其体积小、转矩 密度大、功率密度高、效率高,在电动汽车中具有 广阔的应用前景^[1]。

相比传统的径向磁通永磁电机,轴向磁通永磁 电机具有高转矩密度、高功率密度、高效率等优点,

收稿日期:2023-06-20,修回日期:2023-07-27 作者简介:赵慧超,硕士,研究方向为动力电机系统设计。 孙明冲,硕士,研究方向为电驱系统性能开发。 王斯博,硕士,研究方向为电驱系统电磁性能开发。 郭守仑,硕士,研究方向为电驱系统性能开发。 王金昊,硕士,研究方向为电驱系统性能开发。 姜雪生,硕士,研究方向为电驱系统性能开发。 更适用于电动汽车驱动电机领域^[2]。但是轴向磁通 永磁电机也存在与传统永磁电机相似的问题,其工 作运行时存在较大的转矩波动现象,转矩波动不仅 会引起传动系统部件的扭振,同时对电机的控制及 转矩输出平顺性带来不利影响,因此有必要对轴向 磁通永磁电机的转矩特性进行专门分析和优化^[3]。

近年来国内内外学者对电机转矩波动开展深入 研究,采用的研究方法以解析法和有限元法为主。 轴向磁通永磁电机的电磁场呈现为特殊的三维形态, 因此需要考虑"边缘效应"和"弯曲效应",行业内普 遍采用三维有限元法进行转矩特性进行分析和优化^[4]。文献[5]提出一种基于遗传算法的有限元分析和优化设计方法,对轴向磁通永磁电机的转矩特性进行了优化设计。这种优化设计方法,需要对所有相关变量进行大量的寻优,无法在短时间内完成优化设计。

本文考虑电机结构的多个相关参数,搭建了轴 向磁通永磁电机的参数化结构模型,联合 mode-FRONTIER 软件进行各个结构参数对转矩波动的影 响分析,根据影响分析的结果,减少结构参数后进 行优化分析。

优化后的模型不仅可有效降低了转矩波动,同 时可提升电机的输出转矩。此种优化设计方法,可 在短时间内完成复杂工况下的轴向磁通永磁电机转 矩波动优化,为电机性能优化设计提供依据。

轴向磁通永磁电机参数化有限元 模型

本文以16极18槽的轴向磁通永磁电机为研究 对象,如图1所示,该电机为单转子双定子拓扑结构,转子永磁体结构为扇形,定子绕组采用分数槽 集中绕组,永磁体、背铁和转子支架构成电机转子。 该轴向磁通永磁电机的主要电磁参数见表1。



图 1 轴向磁通永磁电机结构 表 1 轴向磁通永磁电机主要参数

参数	参数值
极数 p	16
槽数 Q _s	18
永磁体内径 D_1/mm	100
永磁体外径 D_2/mm	200
气隙长度 g_0/mm	1.2
槽口宽度 b/mm	5
极弧系数 ap	0.9
永磁体剩磁 B _r /T	1.4

根据轴向磁通永磁电机沿电圆周方向的周期性, 以及沿电机轴向的对称性,用 JMAG 软件建立 1/4 的有限元模型,如图2所示。



图 2 轴向磁通永磁电机 1/4 三维有限元模型

在此基础上,添加结构参数,仿真过程中仅改 变不同结构参数的尺寸,具体改变参数如图3中所 示,其他条件和设置均保持不变。



2 轴向磁通永磁电机转矩波动分析

对于轴向磁通永磁电机来说,当定子绕组通以 对称三相电流,定子磁场与位于转子上的磁钢产生 的永磁体磁通相互作用,从而产生电磁转矩,假定 当铁心处于不饱和状态,可以得到 *d*, *q* 坐标系下的 电磁转矩方程:

$$T_{e} = p \left[\psi_{f} i_{q} + \left(L_{d} - L_{q} \right) i_{d} i_{q} \right]$$

$$(1)$$

式中, L_d 与 L_q 分别为定子直、交轴电感; i_d 与 i_q 分 别为 d 轴和 q 轴电流; ψ_i 为永磁体磁场在定子绕组 中产生的磁链。

理想状态下,定子电流和定子磁动势都是正弦 波,且定子磁动势谐波与转子磁场谐波含量很少 时,电磁转矩几乎为定值。而事实上,由于磁动势 谐波与转子磁场谐波的存在,轴向磁通永磁电机的 电磁转矩不可避免地含有大量谐波,多种不同谐波 分量的磁动势和转子磁场相互作用后会产生纹波转 矩。另外,由于轴向磁通永磁电机的结构特殊,当 定子绕组不通电时,转子永磁体的作用下会产生的 变化的气隙磁导,在永磁体和定子铁心之间相互作 用后产生齿槽转矩。轴向磁通永磁电机的转矩包括 电磁转矩、齿槽转矩和纹波转矩三部分,故其转 矩为

$$T_{\rm e} = T_{\rm avg} + T_{\rm cog} + T_{\rm har} \tag{2}$$

式中, T_{avg} 为稳定平均电磁转矩; T_{cog} 为电机齿槽转矩; T_{har} 为纹波转矩。

对于纹波转矩,假设磁场未饱和,定子绕组为 Y型连接且在空间上呈三相对称分布,感应电动势 中则无3阶次谐波,谐波以5阶次、7阶次为主,假 设相电流为理想的正弦波,则轴向磁通永磁电机的 纹波转矩为

$$T_{\text{avg}} + T_{\text{har}} = \frac{1}{\Omega} \left[u_{a} \dot{i}_{a} + u_{b} \dot{i}_{b} + u_{c} \dot{i}_{c} \right] = \frac{3}{2\Omega} E_{1} I_{1} - \frac{3}{2\Omega} E_{5} I_{1} \cos(6\omega t + \varphi) + \frac{3}{2\Omega} E_{7} I_{1} \cos(6\omega t + \varphi)$$

$$(3)$$

式中, E_1 , E_5 , E_7 分别为基波、5 阶次、7 阶次谐 波磁动势幅值; I_1 为基波相电流幅值; Ω 为机械角 速度; φ 为定子绕组电流和相电压的相位差。

轴向磁通永磁电机的齿槽转矩是在绕组不通电时,由于气隙磁导的变化,在永磁体和定子铁心之间相互作用后产生的转矩,其表达式为^[6]

$$T_{\rm cog} = \frac{\pi Z L_{\rm a}}{4\mu_0} (R_2^2 - R_1^2) \sum n G_n B_{\frac{nz}{r_{2p}}} \sin(nza) \qquad (4)$$

式中, R_1 为定子内半径; R_2 为转子外半径; L_a 为定 子铁心的轴向长度; n 为使 nz/(2p) 为整数的整数。

由上述分析可知,对于固定定子内半径和转子 外半径的轴向磁通永磁电机,改变磁极参数和定子 参数可对轴向磁通永磁电机转矩波动产生影响,因 此本文分析气隙长度、永磁体厚度、永磁体间隔宽 度、齿槽口宽度、定子齿靴厚度和定子齿靴倒角角 度等6个结构参数对转矩波动的影响。

其中定子齿靴倒角的示意图如图4所示。以上6 个结构相关的参数大小会直接影响气隙磁场的分布, 进而对转矩波形产生一定的影响,如图5所示,其 中永磁体极弧系数、永磁体厚度还与电机的成本强 相关。



图 4 定子齿靴倒角示意图



图 5 转子结构示意图 6 种参数对转矩波动的影响分析如下:





图 6 电机结构参数对转矩波动和平均转矩的影响

图 6 是关于各结构参数对转矩波动和平均转矩 的影响,可以看出,定子齿靴倒角对平均转矩和转 矩波动影响较小,定义齿靴倒角宽度为 1 mm,齿靴 倒角角度为 60 度;气隙长度大于 1.2 mm 时转矩波 动降低幅度较小,但是电磁转矩大幅度降低,所以 气隙长度选取为 1.2 mm;增加永磁体厚度对电磁转 矩的影响较小,但伴随永磁体厚度的增加,转矩波 动出现先增后降的规律,考虑永磁体的成本较高, 本文选取永磁体厚度值为 11 mm;齿靴厚度增加, 电磁转矩下降,转矩波动先增后降,齿靴厚度选取 2 mm 时电磁转矩高且转矩波动低;齿槽槽口宽度增 加,电磁转矩先升后降,转矩波动持续降低,初步 选定齿槽槽口宽度为 7 mm;永磁体间隔宽度增加, 电磁转矩和转矩波动同时降低,初步选定永磁体间 隔宽度为 3 mm 确定的结构参数取值如表 2 所示。

表 2 结构 梦 敛 及 取 1	1
参数	参数值
齿靴倒角角度/(°)	60
气隙长度/mm	1.2
永磁体厚度/mm	11
齿靴厚度/mm	2
齿槽槽口宽度/mm	7
永磁体间隔宽度/mm	3

3 轴向磁通永磁电机转矩波动优化

根据以上确定的参数,变量参数减少到2个, 对不确定的齿槽口宽度、永磁体间隔宽度进行取值, 每个变量取值10个,一共需要分析10*10组数据, 对此组数据组合成的100个 case 进行分析,得出最 优的结果。优化结果如图7所示,转矩波动值小且 输出转矩大的 case 为最优结果。



分别对优化前后的模型进行仿真分析,转矩波形 对比如图 8 所示,优化前平均转矩为 277 Nm,转矩波 动值为 2.6%;优化后平均转矩为 279 Nm,转矩波动 值为 2%。通过优化分析,平均转矩提升 1.1%。

齿槽槽口宽度/mm

永磁体间隔宽度/mm

9

2.5



图 8 优化前后转矩波形对比

根据优化分析结果得出电机参数制作出测试样 机,如图9(a)所示,并搭建实验平台,如图9(b) 所示。测试结果如下,测试得到的平均转矩为280 Nm,与仿真转矩平均值偏差0.4%,转矩波动值为 2.6%,与仿真转矩波动值偏差0.6%。



(下转第68页)

多自由度超声电机的研究进展

陈建毅,林星陵,吴庆勇 (厦门城市职业学院智能制造学院,福建厦门361008)

摘 要:超声电机是一种以逆压电效应为驱动原理的新型特种电机,具有结构简单、响应快速、定位精度好、可直 接驱动等诸多优点。多自由度超声电机是一种重要的类型和研究热点,可实现空间中的多维运动和驱动输出,在微 摄像机镜头、机器人关节、生物医学等领域具有显著的应用优势。本文从两类结构形式的定子进行分类,对国内外 多自由度超声电机的研究进展进行总结和归纳,重点概述两类不同多自由度超声电机的结构优化、输出特性和应用 方面等相关研究成果,为其进一步研究提供参考。

Research Progress of Multi-degree-of-freedom Ultrasonic Motor

CHEN Jianyi, LIN Xingling, WU Qingyong

(School of Intelligent Manufacturing, Xiamen City University, Xiamen 361008, China)

Abstract: As a novel type of small and special motors, the ultrasonic motor works based on the inverse piezoelectric effect. It has a lot of excellent merits, such as simple structure, quick response, high positioning accuracy and direct drive. Multi-degree-of-freedom ultrasonic motor is an important type and one of research hot spots on ultrasonic motor, which can realize multi-dimensional motion and drive output. Therefore, it exhibits prominent applications in the micro camera lens, robot joint, biomedicine, etc. In this paper, the research progress of multi-degree-of-freedom ultrasonic motors at home and abroad were summarized in terms of two stator structural forms. Then relevant research results were mainly discussed from the structural design, output characteristics and application. It is hoped this work will be helpful to provide reference for further research. **Key words**: ultrasonic motor; multi-degree-of-freedom; driving principle; ring-shaped traveling wave stator; cylindrical sandwich stator

0 引 言

超声电机是一种新型的压电驱动器,涉及了机 械学、压电学、振动学、摩擦学和自动控制等多门 学科,是微特电机和精密驱动技术前沿领域的研究 热点。与传统电机的电磁驱动工作原理完全不同, 超声电机利用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(动子)之间的摩擦作用直接驱动电机的转子(动 子)的运动^[1-3]。它具有响应快、定位精度高、可直 接驱动负载等独特优点,在精密仪器、航空航天、 武器装备、生物医疗等众多领域具有广阔的应用前 景,并在相机自动对焦系统和精密定位平台等精密 驱动领域已经商业化应用。我国举世瞩目的探月工 程中,"嫦娥四号"在人类历史上第一次登陆月球背 面,"嫦娥五号"成功带回月壤等重大科技项目均有 超声电机应用的身影。其中,小型化和轻量化的超 声电机发挥了重要作用,助力探测器在月球表面精 准"挖土",凸显了超声电机的独特优势。

多自由度超声电机是超声电机一种重要的类型 和研究前沿,依靠单个压电振子的多模态组合或者 通过多个压电振子的组合,实现空间上多个自由度 的运动和动力输出,在电机的结构形式、小型化、 轻量化、驱动便捷、控制精度、分辨率、多维驱动 等方面具有明显优势,受到越来越多的关注。近年 来,随着科学技术不断的发展和微特电机应用领域

收稿日期: 2023-03-20, 修回日期: 2023-05-15

基金项目: 福建省中青年教师教育科研项目(科技类)(JAT201347); 厦门市自然科学基金项目联合项目(3502Z20227431); 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精密驱动技术。

不断的扩大,对多自由度驱动系统的集成度、控制 精度、功率密度、稳定性等关键性能提出了更高的 要求,国内外学者针对多自由度超声电机开展大量 的研究^[4-22],研制了多种不同驱动机理和结构形式 的多自由度超声电机,使其体积更小、具有更高控 制精度,在微摄像机镜头、机器人关节、生物医学 等领域显示出独特的应用优势。本文综述了环形定 子多自由度超声电机和柱状定子多自由度超声电机 的研究进展,对两类电机的新结构、优化设计、输 出性能和应用方面等取得相关研究成果进行了总结, 为其进一步研究提供一些有益的参考。

环形定子多自由度超声电机的研究 进展

环形定子多自由度超声电机主要由环形定子和 球形转子组成,主要有组合式和多模态式。组合式 是最主要的形式,通过多个行波型环形定子(环形压 电陶瓷片和金属弹性体粘结而成)组合,依靠每个环 形定子形成的驱动转矩共同作用驱动一个球形转子, 可实现球形转子绕不同轴的转动,即多自由度运动。 目前常见的多个行波型环形定子组合式主要有四定 子二自由度、三定子三自由度、外转子三定子三自 由度、内置定子驱动的三定子三自由度等结构。多 模态式的环形定子多自由度超声电机主要通过环形 定子的多种共振模态叠加组合来实现驱动球形转子 绕相应轴的转动,实现多自由度运动。

1.1 行波型环形定子工作原理

在行波型环形定子上激励相位差相差为90°的两 相正交信号,从而在定子表面上激发出同幅值、同 频,但相位差为90°的两相驻波,其在法向方向上的 合成位移为^[34]

$$w_{\rm A} = W_0 R(r) \cos \theta \cos \omega t$$

$$w_{\rm B} = W_0 R(r) \sin \theta \sin \omega t$$
(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 为施加的交变电压角频率。

两相驻波在环形定子内叠加后形成沿某一方向 传播的弯曲行波,表示为

$$w = w_{\rm A} + w_{\rm B} = W_0 R(r) \cos(n\theta - \omega t)$$
(2)

由于定子上质点的法向位移均相同,则定子表 面法向位移 w_z = w。

由板壳理论,可知定子表面质点由行波产生的 切向位移为

$$w_{\theta} = -z \frac{\partial w}{\partial \theta} \Big|_{z=h} = \frac{h}{r} n W_0 R(r) \sin(n\theta - \omega t) \quad (3)$$

式中, h 为定子中性面与定子上表面的有效距离。 由式(2)和式(3),可推出:

$$\left(\frac{w_Z}{W_0 R(r)}\right)^2 + \left(\frac{w_\theta}{hnW_0 R(r)/r}\right)^2 = 1$$
(4)

由式(4)可知定子表面质点的运动为椭圆轨迹。

因此,行波型环形定子驱动机理是在两相交变 电压的相互作用下,在弹性体内形成两相弯曲振动 驻波,进而合成一个沿圆环周向运动的弯曲振动行 波,行波使定子表面各质点作椭圆运动,并借助定 子和转子之间的摩擦作用直接驱动转子运动。

1.2 四定子二自由度球形超声电机

早在 1996 年, Toyama^[5] 等人提出了二自由度球 形超声电机,其主体结构由空间上两对相互垂直的 行波型环形定子(即四个对称定子)环绕一个球形转 子组成,其结构示意图如图1所示。每对定子可控 制球形转子沿一个方向旋转,通过控制两对环形定 子实现球形转子两个自由度的运动,通过调节两相 激励信号的相位差,可以输出不同的速度、方向, 这是最基本的驱动原理。该电机样机的最高转速是 30 r/min, 最大输出转矩 70 mNm。该电机由一对定 子驱动时,另一对定子会产生阻力,导致电机负载 增加,运行不平稳、易发热,降低了电机的效率。 2009年,浙江大学郭吉丰^[6]等人提出了一种自适应调 心结构的四定子二自由度超声电机。该电机同样采用 两对行波型环形定子,并增加对心的调整机构,保证 每个定子的接触圆周均匀地接触球形转子。研制出定 子直径 30 mm、球转子直径 45 mm 的实验样机,样机 的输出转速在 X 轴和 Y 轴分别为 12 r/min 和 8 r/min, 输出转矩分别为120 mNm 和80 mNm, 目运行稳定。 2022年, Leng^[7]等设计一种内部具有 35°倾斜角度定 子齿,利用四个定子齿的倾斜表面和球转子同时接 触,并利用碟形弹簧施加压力,驱动球转子运动。研 制直径 30 mm、球转子直径 40 mm 的实验样机,最高 转速 100 r/min, 最大输出转矩为 143 mNm。



图 1 二自由度球形超声电机的结构示意图

1.3 三定子三自由度球形超声电机

2009年, Mashimo^[8]等人在四定子二自由度进 行结构改进,通过三个行波型环形定子在空间圆周 上均匀分布来驱动球形转子,三个定子中心线交于 一点(即转子的球心),相互之间成120度夹角分布, 如图2所示。当施加激励信号,三个定子产生驱动 球形转子的驱动转矩(绕着各自中心轴线回转 ω_1 、 ω_2 , ω_3), 三个驱动转矩在空间上叠加所产生的合转 矩可驱动球形转子做旋转运动,其在空间上的矢量 $\pi(\omega = \omega_1 + \omega_2 + \omega_3)$ 即为球形转子回转转矩的方向。 这样,可分别通过控制三个定子驱动转矩来协同控 制,实现球形转子在三自由度方向的旋转运动。研 制了定子直径 12 mm、球形转子直径 20 mm 的电机 样机,在谐振频率58 kHz、驱动电压200 V,样机最 高转速为 65.4 r/min, 最大输出转矩为 3.45 mNm。 该类型结构电机具有较高的稳定性和力能效率,现 已进入了商业化生产和应用阶段。2013年,罗 均^[9,10]等人将多自由度球形超声电机应用到机器人 仿生眼机构的驱动, 通过球形转子实现多个自由度 旋转,从而可以驱动仿生眼球(摄像头)转动和位置 控制。2013年,傅平^[11]等人提出了一种基于板簧支 撑结构的三定子三自由度球形超声电机,如图3所 示。该电机使用螺旋板簧支撑结构来解决球转子与 定子之间的对心问题和提供预紧力, 使定子自动对 心和预紧力更加均匀一致。研制定子直径 30 mm、 球形转子直径 40 mm 的电机样机, 在驱动电压 350 V, 电机样机的最高转速 90 r/min, 最大输出转 矩 35 mN·m, 且各方向运转平稳。2019年, 牛子 杰^[12]等人提出了基于柔性底座的3个行波型环形定 子多自由度球形超声电机。该电机由3个环形定子、 3个柔性底座、1个支架和1个球形转子组成。通过 采用了柔性底座弹性结构,实现电机的球转子和定 子之间具有一定的预紧力。同时改进环形定子表面 的齿状结构,将其齿面形貌和球转子表面同曲率半 径的圆弧,从而保证球转子和定子齿面能够紧密贴 合。2020年,郭语^[13]等人提出了一种具有同步调心 结构的多自由度球形超声电机,由3个行波型环形 定子共同夹持驱动1个球形转子,通过采用类似三 爪卡盘的端面螺纹机构实现三个定子的同步调心。 采用有限元分析软件建立了基于响应面模型的多目 标优化模型,对定子结构参数进行优化,提高了定 子表面振幅。





图 3 板簧支撑结构的三自由度球形超声电机

1.4 外转子三自由度球形超声电机

2013年, Masahiko^[14]等人设计和研制了一种适 用于管道中摄像的外转子多自由度超声电机,如图 4所示。该电机采用直径 **Φ**12 mm 的三个行波型环 形定子和摄像头构成外转子,金属球和支撑轴固定 不动。电机驱动时,三个环形定子施加激励信号, 产生绕着各自中心轴线回转的驱动转矩,这三个驱 动转矩的空间矢量和即为外转子回转力矩的方向。 同样,通过三个定子驱动力矩的不同组合和协同控 制产生各种回转方向,驱动外转子的三自由度的旋 转运动。通过相位差的控制可以方便实现转向控制, 通过频率控制实现旋转精度控制。该多自由度超声 电机已经成功应用于管道检查的内窥镜摄像机镜头 的转向机构,可以使摄像机镜头顺利通过直径为 70 mm且截面具有一个 90°拐角的管道,并且拍摄图 像质量良好,如图 5 所示。该电机具有高响应性与 高精度的优点,控制摄像头可以实现了沿管道侧壁 旋转超过 360°,旋转位置精度误差在 2°以内。



图 4 外转子球型多自由度超声电机



图5 外转子多自由度超声电机在管道检查设备应用

1.5 内置定子驱动的三自由度球形超声电机

2020年,李争^[15]等人提出一种内置定子球壳内 部驱动的新型多自由度超声电机,如图6所示。



(b) 球壳内部三个定子的驱动转矩

图 6 内置定子驱动的多自由度超声电机

该类型电机主要由1个球形转子、3个环状定 子以及基座支承轴和预压调节器组成,3个定子对 称分布于球形转子内部,各定子中心轴连接线夹角 为120度。该电机驱动时,驱动电源分别对球壳内 的三个定子施加激励信号,此时,3个定子均产生 弯曲行波,在预压力的作用下环形定子与球形转子 内层接触形成绕着各自中心轴线回转的驱动力矩 T_1 、 T_2 、 T_3 ,这三个驱动力矩的空间矢量和($T = T_1 + T_2 + T_3$)即为该多自由度球形超声电机输出转矩 矢量。球形转子可以在三个驱动转矩的共同作用下产 生任何一个方向的旋转运动,实现电机的三自由度驱 动。研制了定子直径 60 mm,球转子的结构为内球直 径为 98 mm、外球直径为 107 mm 的电机样机,测试 样机的机械输出特性,在不同激励频率下的 X 轴、Y 轴、Z 轴的输出转速分别为 29 r/min、17 r/min、 16 r/min。2022年,李争^[16]等人进一步研究不同预 压力的定子和球转子接触和输出特性。该电机可以 获得大的输出转矩,在 150 N 的预压力,最高转速 35.75 r/min,最大输出转矩 1.77 Nm。

1.6 环形复合定子的多自由度超声电机

2018年,Shi^[17]等人提出一种基于一个环形复 合定子的多自由度超声电机,并对其在人工眼球定 位系统的应用进行研究。该电机利用环形复合定子 的轴向弯曲模式和面内非轴对称模式的组合,在定 子的四个驱动足上产生三个类型的椭圆运动,实现 推动球转子具有3个旋转自由度,即可绕*X、Y和Z* 轴的旋转。研制了直径36.5 mm环形定子的样机, 并对样机的输出性能进行测试,样机的定子和测试 平台如图7所示。在预压力15N下,绕*X、Y*轴的输 出转速和输出转矩分别为82 r/min和17.5 mNm,绕 *Z*轴的输出转速和输出转矩分别为43 r/min和 12.5 mNm。



图 7 环形复合定子的多自由度超声电机样机的测试平台

1.7 双压电环的多自由度超声电机

2020年,Jūrēnas^[18-19]等人提出了双压电环的多 自由度超声电机,如图 8 所示,该电机由 2 同轴相 连环形压电换能器和 1 个球形转子组成。环形压电 换能器的材料是 PZT-4,外径 20 mm、内径 15 mm、 厚度 4 mm,压电环上表面电极分三段 120 度均匀分 布。电机的驱动是基于上下两个压电环的三路驱动 信号激励,产生径向振动模式,致使压电环上的三 个接触件形成椭圆运动,实现了球面的斜碰撞,转 子绕一个特定轴产生旋转。球形转子的转速和转矩 由驱动信号的幅值控制,旋转方向通过切换三路驱 动信号的通道和退出压电环特定的一对分段电极来 改变。将球形转子放在单个压电环上,依靠转子自 身重量施加定子和转子之间的预压力,在驱动电压 70 V,球形转子空转转速 30 r/min。



2 柱状定子多自由度超声电机的研究 进展

柱状定子自由度超声电机大多是采用夹心式结构的圆柱定子,并利用压电陶瓷逆压电效应激发出的弯弯纵(两个二阶弯振模态和一个一阶纵振模态),通过多个模态运动的合成,使定子端面的质点产生椭圆运动来驱动球转子绕相应轴的转动,可实现多自由度运动。这类结构最早由日本学者 Amano于 1998 年提出。这类型电机结构简单,主体结构采用单柱状定子驱动,避免了多个定子之间预应力施加导致的运行不平稳等问题,但也使电机的轴向长度变长。

2002年, Takemura^[20]等人对该类型的电机进一步改进, 研制直径为 *Φ*10 mm、长度为 30.8 mm 的 柱状定子型多自由度超声电机, 如图 9 所示。该电 机采用兰杰文振子结构的圆柱状定子, 利用柱状定 子的弯弯纵振动模式实现球转子的多自由度运动, 最高转速达 250 r/min, 输出转矩 7 mNm。该电机应 用于微创手术机械手腕关节, 取得了良好的驱动效 果。2005年, 李志荣^[21]等人提出变直径圆柱体定子 的三自由度超声电机, 在圆柱体定子的一些特定位 置上开环槽。研制定子直径为 *Φ*20 mm、长度为 56.9 mm 的电机样机, 样机绕 X 轴、Y 轴和 Z 轴的 输出转速分别为 33 r/min、35 r/min 和 66 r/min, 输 出转 矩分别为 24.78 mNm、36.57 mNm 和 30.2 mNm。2009年, 徐志科^[22]等人采用双定子夹持机 构,研制一种双定子三自由度超声电机,电机绕 X 轴、Y 轴、Z 轴的输出转速分别为 17.8 r/min、17.1 r/min、37.7 r/min,输出转矩分别为 50 mNm、43 mNm、55 mNm。该双定子夹持机构提高电机的输出转矩,但电机结构更加复杂、定子轴向长度更长。



图9 柱状型多自由度超声电机及在手术钳的腕关节应用 2011年,Zhang^[23]等人提出一种可应用于机器 人手指关节的柱状多自由超声电机,如图 10 所示。 该类型电机定子是由多层纵振的振子和夹心式弯振 的振子叠加而成,通过激励纵振振子的纵振模态和 弯振振子两个正交的弯振模态,从而得到球形转子 三个自由度的旋转。该电机的谐振频率 23.5kHz, 最大输出转矩约 23.5 mNm,并应用于机器人手指关 节驱动。



图 10 柱状多自由度超声电机及在机器人手指关节应用 2017 年,胡斌^[24]等人设计出基于杆式多自由度 超声电机构建机器人腕关节结构,如图 11 所示。



图 11 基于杆式多自由度超声电机构建机器人腕关节

在驱动电压 300 V 和施加预压力 11 N 条件下, 电机样机绕 X 轴、Y 轴和 Z 轴的输出转速分别为 20 r/min、26 r/min 和 45 r/min,输出转矩分别为 13 mNm、23 mNm 和 14 mNm。该类型机器人腕关节 具有较大的旋转自由度,其 Z 轴转动的角度为 0°到 360°范围, X 轴或 Y 轴转动的角度为 – 90°到 90°范 围,而且结构简单、轻巧灵便,有助于机器人的微 型化和轻量化。

2016年,杨小辉^[25]等人设计和研制出一种采用 两组压电陶瓷的夹心式柱体多自由度超声电机,利 用每组陶瓷的复合激励,可有效激励三种不同工作 模式实现三自由度驱动。该样机在 YOZ 模式、XOZ 模式和 XOY 模式三种工作模式下,样机的输出转速 为109.8 r/min、107.9 r/min 和 290.8 r/min。

2021年,李磊^[26]等人设计和研制出一种贴片式 柱体多自由度复合超声电机,如图 12 所示。该电机 定子采用截面为正方形的柱体基体,四片尺寸为 20×14×1 mm 压电陶瓷片粘贴在柱体基体四个侧 面,同样也是利用定子激励三种不同工作模式实现 三自由度驱动,其结构更简化。在 YOZ 模式、XOZ 模式和 XOY 模式三种工作模式下,样机的输出转速 约为 67 r/min、67 r/min 和 193 r/min。



图 12 贴片式柱体多自由度超声电机

3 多自由度超声电机的输出性能比较

表1归纳和比较几种不同结构形式的多自由度超 声电机输出性能。可以看到,多自由度超声电机的结 构形式在不断改进和优化,输出性能也在逐渐得到改 善和提升。最高转速方面,柱状定子多自由超声电机 总体上要高于环形定子多自由超声电机,其中文献 [25]中的样机最高输出转速可达 290.8 r/min。最大 转矩方面,环形定子多自由超声电机要好于柱状定子 多自由超声电机,其中文献[16]中的样机最高输出转 矩达 1.77 Nm。结构尺寸方面,环形定子组合的整体 结构会更紧凑,三个方向长度相当,定子和球转子之 间压力施加方式和装置更灵活;柱状定子的长度方向 明显更长,整体结构尤其适合机器人关节。

不同立	一計中扣	定子直径/	球转子直径/	谐振频率/	最高转速/	最大转矩/	DOF
不同天顾电机		mm	mm	kHz	(r/min)	mNm	DOF
	文献[5]	—	45	_	30	70	2
	文献[6]	30	45	51.5	12	120	2
环形	文献[7]	30	40	45.844	100	143	2
定子	文献[8]	12	20	58	65.4	3.45	3
	文献[11]	30	40	—	90	35	3
	文献[16]	60	107	40.9	35.75	1770	3
	文献[20]	10	10	40	250	7	3
	文献[21]	20	25	27.4	66	36. 57	3
柱状定子	文献[23]	20	25	23.5	310	23.5	3
	文献[25]	—	—	61.1	290. 8	—	3
_	文献[26]	—	—	50.3	193	—	3

表1 几种多自由度超声电机输出性能的比较

4 结 语

超声电机技术日益成熟,应用领域不断扩大, 尤其在精密驱动和生物医疗领域。几十年来,我国 超声电机技术不断发展,取得可喜的成果和技术突 破,跻身世界前列,打破国外在该领域的技术垄断。 多自由度超声电机可以实现多个自由度的运动 和驱动输出,结构形式和驱动方式具有多样性和灵活性,可以有类似于球关节等结构形式,适合应用于机器人关节、微摄像机镜头、人工眼球等领域,应用前景广阔,越来越受到关注。应用多自由度超声电机的多维运动驱动系统,集成度好、占用空间小,可以代替由多台单自由度电机的组合,已在实际中得到应用。但是,与旋转型超声电机和直线型

超声电机相比,多自由度超声电机的技术和应用相 对还尚不成熟。因此,未来多自由度超声电机可以 从以下方面进一步深入研究和技术突破:

(1)理论方面

超声电机以压电陶瓷逆压电效应为最基本的工 作原理,涉及机械、振动、摩擦、电子、控制等多 个学科的交叉与融合,包含了诸多理论和科学问题。 多自由度超声电机更是涉及多个自由度的驱动控制 理论和技术,其复杂程度和技术难度倍增。因此, 在现有的理论和数学模型的研究基础上,针对电机 的动力学模型、电机多个定子与球转子之间接触界 面模型和摩擦模型、电机多维度的控制方法和控制 模型等,是多自由度超声电机在理论方面进一步深 入研究和探索的重要方向。

(2)关键技术方面

多自由度超声电机近年来发展迅速,电机的结 构形式不断创新和优化,电机的性能逐渐得到改善 和提升,在众多领域显示出巨大的优势和应用需求, 但是它在应用和产业化进程还存在诸多关键技术问 题有待进一步突破。包括了电机运行的稳定性和可 靠性,电机精度的开环和闭环控制,电机多维姿态 角的测量和控制,电机小体积、轻量化和性能提高 的优化设计,自动对心和预压力施加,电机的制造 工艺和生产成本降低等,这些关键技术问题的突破 对于多自由度超声电机技术的发展至关重要。

(3)应用方面

单自由度超声电机(旋转型、直线型)已经在照 相机、精密定位平台等领域获得成功应用和商业化 应用,展现出其在精密驱动技术领域的独特优势。 然而,多自由度超声电机的实际应用尚不多,还未 形成较大市场空间的商业化应用,更多还处于实验 室阶段的应用研究。因此,多自由度超声电机商业 化应用方面和应用领域需要重点发展和不断拓展, 尤其在微摄像机镜头、仿生关节手腕、生物医学等 重要领域。

随着多自由度超声电机性能提升和技术不断突破,将为多自由度驱动系统带来重大的技术变革,同时也给多自由度超声电机应用带来广阔的市场空间,并在越来越多的应用领域中发挥它的重要作用。

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] 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.
- [4] Li Z, Zhao L, Wang Z, et al. Traveling Wave Type Multidegree of Freedom Spherical Ultrasonic Motor With Built in Stators[J]. Electrical Engineering and Technology, 2020, 15(4): 1723-1733.
- [5] Toyama S, Zhang G Q, Miyoshi O. Development of New Generation Spherical Ultrasonic Motor[C]. Proceedings of the 1996 IEEE International Conference on Robotics and Automation, 1996: 2871-2876.
- [6] 郭吉丰,胡锡幸,傅平.空间用二自由度球形行波型超声波电机[J]. 宇航学报,2009,30(1):362-366.
- [7] Leng J W, Jin L, Dong X X, et al. A Multi-degree-of-freedom Clamping Type Traveling-wave Ultrasonic Motor [J]. Ultrasonics, 2022, 119: 106621.
- [8] Mashimo T, Toyama S, Ishida H. Design and Implementation of Spherical Ultrasonic Motor [J]. IEEE Transactions on Ultrasonics Ferroelectrics and Frequency Control, 2009, 56(11): 2514-2521.
- [9] 罗均,黄潮炯,李恒宇,等. 基于球形超声电机的仿生眼的设 计和仿真[J]. 新型工业化, 2013, 3(7): 98-105.
- [10] Huang C J, Gu J S, Luo J, et al. System Design and Study of Bionic Eye Based on Spherical Ultrasonic Motor Using Closed-loop Control [C]. Proceeding of the IEEE International Conference on Robotics and Biomimetics (ROBIO), 2013: 2685-2690.
- [11] 傅平,郭吉丰,胡锡幸.板簧支撑结构的三自由度超声波电机 驱动模型研究[J].振动工程学报,2013,26(4):591-598.
- [12] 牛子杰,孙志峻,崔永杰.基于响应面的三自由度超声电机定子设计优化[J].振动、测试与诊断,2019,39(5):1089-1097.
- [13] 郭语, 陆庆, 孙志峻, 等. 行波型球形超声电机定子的优化设 [J]. 压电与声光, 2020, 42(1): 77-82.
- [14] Masahiko H, Tomoaki M, Naoki F, et al. Spherical Ultrasonic Motor Drive System for Camera Orientation in Pipe Inspection [J]. Advanced Robotics, 2013, 27(3): 199-209.
- [15] 李争,王哲,薛增涛,等. 三定子压电驱动式多自由度电机的 设计与分析[J]. 电机与控制学报,2020,24(11):135-147.
- [16] Li Z, Zhao H, Che S, et al. Analysis of Preload of Three-stator Ultrasonic Motor[J]. Micromachines, 2022, 119: 106621.
- [17] Shi S J, Huang Z B, Yang J Y, et al. Development of a Compact Ring Type MDOF Piezoelectric Ultrasonic Motor for Humanoid Eyeball Orientation System [J]. Sensors and Actuators A: Physical, 2018, 272: 1-10.
- [18] Jūrėnas V, Kazokaitis G, Mažeika D. Design of Unimorph Type 3DOF Ultrasonic Motor [J]. Applied Sciences, 2020, 10 (16): 5605.
- [19] Jūrėnas V, Kazokaitis G, Mažeika D. 3DOF Ultrasonic Motor With Two Piezoelectric Rings[J]. Sensors, 2020, 20(3): 834.
- [20] Takemura K, Maeno T. Design and Control of an Ultrasonic Motor Capable of Generating Multi-DOF Motion[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2002, 6(4): 499-506.
- [21] 李志荣,赵淳生,黄卫清.圆柱形多自由度超声电机特性的实 验研究[J].中国机械工程,2005,16(17):1567-1570.

(下转第64页)

一种超声电机分片式定子粘接工艺

张秀莉1,李 璐1,刘天泽2

(1. 西安创联超声技术有限责任公司,西安710065;2. 西安微电机研究所有限公司,西安710117)

摘 要:针对大尺寸超声电机定子粘接难度大的问题,设计了一种分片式定子粘接的工艺方法。通过设计一个聚四 氟乙烯定位环,将分片式压电材料拼接成环形的压电材料粘接到弹性体上。与传统的环片式粘接工艺相比较,分片 式粘接工艺解决了大尺寸超声电机的粘接难度和大尺寸压电材料的制作与加工难度。同时对分片式压电材料进行分 类组合,可以减小超声电机的两相静态电容差,提高超声电机的输出性能。

关键词: 超声电机; 定子粘接; 分片式压电材料

中图分类号: TM359.9 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2023)09-0061-04

A Segmental Stator Bonding Process for an Ultrasonic Motors

ZHANG XiuLi¹, LI Lu¹, LIU Tianze²

Xi' an Chuanglian Ultrasonic Technology Co., LTD., Xi' an 710065, China;
 Xi' an Micromotor Research Institute Co., LTD., Xi' an 710117, China)

Abstract: To solve the problem of difficulty in bonding stator of large size ultrasonic motor, a technology method of segmental stator bonding was designed. By designing a positioning teflon, the segmented piezoe-lectric material was spliced into a ring piezoelectric material and bonded to an elastomer. Compared with the traditional ring plate bonding process, fragmentation bonding technology solved the difficulty of bonding large size ultrasonic motor and the difficulty of making and processing large size piezoelectric materials. At the same time, the classification and combination of segmented piezoelectric materials can reduce the two-phase capacitance difference of ultrasonic motor and improve the output performance of ultrasonic motor. **Key words**; ultrasonic motor; stator bonding; segmented piezoelectric material

0 引 言

超声电机是一种新型微特电机,利用压电材料 的逆压电效应,激发弹性体(定子)在超声频段(振 动频率超过 20 KHz)内的微幅振动,并通过定、转 子(动子)之间的摩擦作用将振动转化成转子的旋转 (直线)运动,输出功率,驱动负载^[1]。超声电机具 有体积小、重量轻、结构紧凑、响应快、断电自锁、 低噪声、无电磁干扰等优点。

目前超声电机市场应用型号主要以直径小于100 mm以下为主,在微电机领域,一般认为直径超过 100 mm的超声电机为大尺寸和大力矩电机^[23]。基 于超声电机自身的优点及科技的发展对直驱大力矩 超声电机的需求,大尺寸超声电机的应用也越来越 广泛。大尺寸超声电机的制造难点主要是定子粘接 及压电材料的制作,分片式定子粘接刚好解决了这 一问题,而且有效的提高了电机的输出性能及降低 了压电材料的制作与加工难度。

1 分片式定子粘接工装的设计

超声电机定子的电性能参数主要为两相静态电 容和谐振频率。其中 A 相和 B 相静态电容主要由压 电材料决定,同时若粘接层存在大量的气泡或者压 电材料已经破裂或者损坏,两相电容就会相差很大, 若差值超过 ±20%,则该定子无法激励出足以驱动 转子负荷的行波。

谐振频率主要由弹性体和压电材料的结构决定, 定子的两相谐振频率相差大会影响电机的机械性能、 输出的平稳性和电机转速的控制精度。因此分片式 定子粘接工装的设计会影响到电机的有效性能输出。

1.1 确定分片式压电材料的外形尺寸

分片式定子粘接工装的设计,首先根据超声电 机用弹性体设计的模态以及加工的难易程度确定分 片式压电材料的外形尺寸。

收稿日期: 2023-08-03, 修回日期: 2023-08-08 作者简介: 张秀莉(1986), 女,硕士,研究方向为超声电机结构设计与优化。

以 USM150 超声电机为例,该电机直径为 150 mm,设计该电机用弹性体的波形数量为 19 个,再根据弹性体与压电材料的粘接面确定分片式压电材料的大小为振动的一个波形较为合适。USM150 超声电机用压电材料可分成 18 个大小相同的分片式压电材料,用做电机的 A 相和 B 相,除此之外还有一个反馈区域和一个孤极区域组成的波形。

1.2 设计粘接定位工装

粘接定位工装的设计,最重要的就是如何把分 片式压电材料拼接成环形的压电材料粘接到弹性体 上。首先选用聚四氟乙烯材料设计粘接定位环,结 构如图1所示。聚四氟乙烯具有耐高低温、抗酸、 抗碱和各种有机溶剂的特点,它的摩擦系数极低, 是粘接定位环的理想材料。定位环表面设计多个分 片式压电材料的定位槽。定位槽的外形尺寸应与分 片式压电材料外形尺寸紧密配合,防止分片式压电 材料在定位槽中向左或向右偏移,形成较大的间隙, 如图2所示,间隙累加变大就会影响定子的两相频 率,使电机的输出平稳性变差,因此在设计上应保 证两者之间的配合,在工艺上要保证零件的加工要 求。定位槽的深度应小于压电材料的厚度,方便后 面的粘接及脱模。



图2 定位槽与压电材料的配合间隙(图1中I局部放大图) 其次把满足性能要求和外形尺寸的分片式压电 材料放置到定位槽中,组成一个环形的压电材料, 如图3所示。



然后将弹性体的粘接面均匀的涂布上粘接胶, 放置到环形的压电材料上,形成定子。

最后通过粘接盖板和粘接底板对定子施加一定 的压力,使粘接胶充满弹性体和压电材料的粘接面, 减少粘接层的气孔,保证粘接质量,粘接工装如图 4 所示^[4]。



1.3 分片式粘接工艺的优点

分片式粘接工艺的优点是解决了大尺寸压电材料的制作与加工难度,通过对压电材料的筛选降低 了定子的两相电容差,且在粘接过程中不容易因受 力不匀而断裂。

2 粘接压强分析

分片式压电材料在粘接前根据压电材料的性能 参数进行筛选,筛选出性能参数满足要求的分片式 压电材料组成电机的A、B两相。

定子粘接过程中使用一种耐高低温的环氧胶。 将该胶均匀的涂布在粘接面上,并清除挤出的余胶。 根据该胶的使用要求,在胶接面上可施加0.01 MPa ~0.15 MPa的接触压强。

在粘接过程中,胶层的厚度相对很小,其厚度 和属性对定子的振动模态频率影响可以忽略不计, 但对定子的振幅影响较大,在保证可靠的粘接强度 下,尽量采用薄的胶层可以提高定子的振动幅值^[5]。

错钛酸铅压电陶瓷,其化学式为 Pb(Zr_{1-x}Ti_x) O₃,常简写为 PZT,是目前超声电机及各类驱动器 中应用较为广泛的压电材料。在实际使用过程中, 压电陶瓷材料具有较强的抗压能力,抗压强度在 4 MPa~600 MPa之间。因此压电陶瓷材料的抗压强 度完全满足粘接环氧胶的接触压强。

3 性能测试

陶瓷是一种脆性材料,容易产生碎裂和瑕疵。 超声电机所用的压电陶瓷主要通过陶瓷柱切片而成,加工成中空度较大的环片状。USM150 超声电 机所用的压电陶瓷直径为150 mm,中空度为130 mm,厚度为0.5 mm,平面度为0.01 mm。该尺寸 要求的压电陶瓷环在加工过程中由于刀具损耗过 快、压力不均且无法增加支撑结构等因素的影响, 都会导致陶瓷出现断裂或者不满足加工要求的情况。本节主要以分片式定子粘接来验证该方法的可 行性与优点,用电力分析测试仪测试 USM150 型分 片式定子粘接超声电机的机械特性,并以 USM60 型超声电机分别用分片式对比环片式定子粘接的机 械特性。

3.1 定子的静态电容、谐振频率测试

分片式压电材料粘接完成后,用数字电桥测量 自由定子 A、B 两相的静态电容。同样用数字电桥 对定子进行扫频测试 A、B 两相的谐振频率。对 3 个 USM150 分片式定子粘接试件进行测试,结果如 表1 所示。

表 1 USM150 分片式定子粘接静态电容和谐振频率

编号	定子1	定子2	定子3
A 相电容/nF	22. 52	22.66	23.44
B相电容/nF	22.56	22.65	23.40
电容差/nF	0.04	0.01	0.04
电容差值率/%	0. 1776	0.0441	0.1709
A 相谐振频率/kHz	34. 5321	34. 4781	34. 6973
B 相谐振频率/kHz	34. 5384	34. 4781	34. 6973
谐振频率差/kHz	0.0063	0	0
差值率/%	0.0182	0	0

根据测试结果可以发现,采用分片式定子粘接 工艺后,试件定子的两相电容差最大为0.04 nF,差 值率为0.1776%,远小于理论规定的20%。试件定 子的两相谐振频率差最大为6.3 Hz,差值率为 0.0182%,完全满足定子的性能要求。

3.2 定子的粘接强度测试

分片式压电材料粘接完成后,对粘接剪切强度 进行测试。由于试验工装的限制,现以USM60型定 子做为试验件进行剪切强度测试,剪切强度测试工 装如图 5 所示。试验件分别为 G001、G002,其中 G001 在常温常压下进行试验,G002 在常压状态下 高温 50 ℃与低温 – 40 ℃试验箱中分别保温 30 min 为一个循环,共进行 50 个温冲循环后进行试验。用 电子万能试验机将压电材料推掉,根据推力值与剪 切面积计算剪切强度:

$$\tau = Q/A \tag{1}$$

式中, 7代表切应力, A 代表剪切面的面积, Q 代表 推力。实验结果如表 2 所示。最小的剪切强度为 43.95 MPa, 完全满足定子粘接强度不小于 15 MPa 的要求。



图 5 剪切强度测试工装 表 2 定子粘接强度推力测试表

疟早	推力/	截面积/	剪切强度/	友注
細ち	Ν	mm^2	MPa	宙住
G001 – 15	410	3.38	121.3	
G001 – 19	160	3.64	43.95	G001 常温
G001 – 20	179	3. 52	50. 85	吊压试验
G002 – 26	270	3. 38	79.88	
G002 – 27	330	3.64	90.65	G002 常压
G002 – 29	420	3.38	124. 26	温仲后试验

3.3 定子的振动模态测试

利用激光多普勒测振仪对分片式粘接好的 USM150 超声电机定子进行模态测试,测试结果如图 6 所示。通过定频扫描可测得定子 B(0, 19)振型 图,定子在谐振频率点附近时,被激发出 19 节径的 模态,其最大振幅达到 3 µm,满足超声振动的振幅 量级。



图 6 USM150 超声电机定子振型图

3.4 机械特性测试

本实验使用的测试设备 Magtrol 电力分析测试 仪,其中包括: POWER ANALYZER(功率分析仪), 型号 7500 SERIES; DYNAMOMETER CONTROLLER (测功机控制器),型号 DSP7500 SERIES; 磁粉制动 器,测试系统如图 7 所示。将电机安装在测试台上, 通过测试结果可以发现:USM150 超声电机空载 最高转速为35 r/min,最大输出力矩为3.8 Nm,电 机运行平稳可靠无噪声;USM60 型分片式定子粘接 较环片式定子粘接超声电机空载最高转速高约 30 r/min,效率高约8%,输出功率高约3 W,负载 1.2 Nm 时转速高约40 r/min。





图 7 电机测试系统





(上接第60页)

- [22] 徐志科,金龙,胡敏强,等.一种新型双定子三自由度超声波 电机特性研究[J].微电机,2009,(4):27-29.
- [23] Zhang X F, Zhang G B, Nakamura K, et al. A Robot Finger Joint Driven by Hybrid Multi-DOF Piezoelectric Ultrasonic Motor [J]. Sensors and Actuators A: Physical, 2011, 169(1): 206-210.
- [24] 胡斌, 陶征, 刘旭. 多自由度超声电机构建腕关节结构关键问



4 结 语

本文研究了一种超声电机用分片式定子粘接的 工艺方法。通过对粘接工装的设计来满足分片式定 子粘接的要求。对样机的性能进行了测试,主要从 定子的两相静态电容和谐振频率、定子的粘接强度、 定子的振动模态及组装成电机后的机械特性来验证 该方法的可行性。

分片式定子粘接的工艺方法不仅能够满足超声 电机的基本性能,且可通过对分片式压电材料进行 分类组合,减小了超声电机的两相静态电容差,提 高了电机的输出性能。大尺寸环片式压电材料的烧 结、制备、加工等工序的难度可通过分片式工艺大 幅降低。分片式定子粘接对大尺寸超声电机的生产 与制造具有一定的意义。

参考文献

- [1] 赵淳生. 超声电机技术与应用[M]. 北京:科学出版 社, 2007.
- [2] 徐志科,胡敏强.大直径行波型超声电机的优化[J]. 微电机,2005,38(3):16-19.
- [3] 莫岳平,胡敏强.大扭矩均压行波超声波电机研究[J].电工 技术学报,2002,17(6):7-11.
- [4] 胡敏强,莫岳平. 行波型超声波电机的制作工艺研究[J]. 微 特电机, 2001, 29(6): 7-9.
- [5] 王光庆,沈润杰,郭吉丰. 超声波电动机胶粘技术及其对定 子特性的影响[J]. 机械工程学报, 2006, 42(9): 91-96.

题的研究[J]. 机械设计与制造, 2017, (11): 1-4.

- [25] 杨小辉. 纵弯复合型超声电机激励方法与实验研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学, 2016.
- [26] 李磊. 新型结构多自由度超声电机的研究[D]. 郑州:郑州大学, 2021.

精密伺服电机制造过程控制系统

师浩昊',吴 波',李 煜',单 聪²,卓 辉',弓 倩'

(1. 西安微电机研究所有限公司,西安 710117; 2. 陆装驻西安地区军代局驻西安地区第八军代室,西安 710065)

摘 要:精密伺服电机制造过程控制系统是以精密伺服电机生产过程控制管理为核心,包含了生产过程管理、过 程质量与成品质量管理、设备联网及数据采集管理等功能,并通过数据集成和共享,实现精密伺服电机研制、生 产全生命周期的过程质量控制与管理。该系统可用于支撑精密伺服电机生产线及产品的信息交流及服务,满足对 产品生产过程质量控制、质量追溯及交付数据包等要求,提高产品的质量可靠性、一致性和稳定性。该文对精密 伺服电机制造过程控制系统的架构、功能、数据采集分析、过程控制及其在精密伺服电机制造中的应用等进行了 论述。

关键词: 设备联网; 过程控制; 数据采集 中图分类号: TM383.4 _____ 文献标志码: A _____ 文章编号: 1001-6848(2023)09-0065-04

Precision Servo Motor Manufacturing Process Control System

SHI Haohao¹, WU Bo¹, LI Yu¹, SHAN Cong², ZHUO Hui¹, GONG Qian¹
(1. Xi' an Micromotor Research Institute Co., LTD., Xi' an 710117, China;
2. No. 8 Military Representative Office of PLA Army Armaments Department, Xi' an 710065, China)

Abstract: The precision servo motor manufacturing process control system takes the production process control management of precision servo motor as the core, including the functions of production process management, process quality and finished product quality management, equipment networking and teaching evidence collection management and so on. It realizes the precision servo motor develops and produces process quality control and management of the whole life cycle through data integration and sharing. The system can be used to support the information exchange and service of precision servo motor production line and products, meet the requirements of product production process quality control, quality tracking and delivery of data packets, and improve the quality reliability, consistency and stability of products. This paper discussed the structure, function, data acquisition and analysis, process control of the precision servo motor manufacturing process control system and its application in the precision servo motor manufacturing.

Key words: equipment networking; process control; data acquisition

0 引 言

数字化、网络化、智能化是制造业未来发展的 必然方向,无论是德国提出的"工业4.0"战略,美 国提出的"工业互联网"战略,还是中国提出的"中 国制造 2025"规划,都强调了"工业化"和"信息 化"融合的重要性。为满足配套系统机械化信息化 复合发展要求,为之配套的精密伺服电机的研制生 产必然要向数字化、网络化和智能化发展。这对生 产线建设提出了新的更高的要求,如生产过程自动 化、过程管理信息化、数据采集的实时化等,以尽 量减少人为因素对生产的干扰,使生产过程稳定 受控。

伺服电机是保证整机系统高可靠的关键基础电 子元器件之一,直接关系到相关系统的正常运行。 现阶段我国装备用伺服电机的研制任务呈现质量等 级高、可靠性要求高、任务多、周期短等特点。为 满足整机系统研制对伺服电机的性能指标、质量等 级、可靠性水平及供货能力各方面的要求,提升产 品质量保证能力和生产能力,最终实现百分之百进

收稿日期: 2023-08-25

作者简介:师浩昊(1984),男,工程师,研究方向为项目管理及信息化管理。

口替代,生产过程与质量控制系统的建设已成为必 然的趋势。而精密伺服电机制造过程控制系统主要 是以质量控制为目标,以生产过程与质量控制管理 系统的建设为核心,同时实现产品过程文件管理、 数据采集、质量数据分析等功能。在满足产品设计 要求的同时,为企业实现设计制造一体化协同的目 标打下坚实基础。通过该系统的建设,可以实现生 产过程与质量控制管理过程同现有系统之间的有效 融合,消除孤岛,将传统面向业务处理的单项型应 用转变为基于"端到端"流程的综合应用,充分发挥 平台的整体协同优势。

1 系统架构及解决方案

装备用精密伺服电机具有功能性能、质量一致 性和可靠性要求高、业务涉及行业多、覆盖面广等 特点,为更好的满足科研生产全过程数据化管理要 求,生产过程与质量控制管理系统包括生产过程管 理、过程质量管理、产品质量管理、设备联网与数 据采集四部分模块,系统还应该与企业其他数据系 统集成在一起,打通设计、供应链数据通路,最终 达到设计、生产、质量一体化协同管理。

系统功能逻辑如图1所示。



图 1 系统功能逻辑图

生产过程管理模块功能主要包括:生产订单管 理、生产计划管理、BOM 与工艺管理、生产资源管 理、生产准备管理、生产物流管理、现场作业管理、 统计查询、综合看板及系统管理功能。应根据生产 作业计划,自动将工艺文件下发到各生产单元,实 现对生产作业计划、生产资源、质量信息等关键数 据的动态监测,实现对转子、定子、机壳、前端/后 端盖、旋转变压器、伺服系统等零部件生产、以及 总装、检验等生产资源、生产计划、生产过程实时 信息收集、处理、监控。

过程质量管理模块主要包括:检验标准管理、 来料检验、过程检验、关键工序影响数据采集等功 能。过程质量与成品质量管理应通过数字化检验设 备及系统的集成,实现零部件质量在线检测和在线 分析,自动对检验结果判断和报警,实现检测数据 共享,并建立产品质量问题汇总数据库。实现精密 伺服电机生产过程检验数据的数字化应包括:零部件首件和批次检验记录、零部件批次检验记录、关键重要特性(强制、实测)检验记录、下线工序检验记录、绕线工序检验记录、绝缘工序检验记录、零部件外协外购检验记录、机械尺寸实测记录等8种记录表单进行数据管理。

成品质量管理模块包含:成品检验管理、测试 试验管理、质量问题管理、质量追溯管理、产品数 据包管理、质量数据分析等功能。

设备联网及数据采集模块包含:机加设备联网、 检测试验设备联网的采集配置、设备集成、采集监控 等功能。该模块应实现设备关键运行参数数据的实时 采集、故障分析和远程诊断。实现生产过程加工设备、 检测设备的实时采集,包括真空浸漆烘干设备,真空度 实时采集;电热鼓风干燥箱,加热温度实时采集; 镀层厚度测量仪,镀层厚度测量数据实时采集等。



图 2 系统功能结构

2 工艺设备联网及过程控制

精密伺服电机制造过程控制系统的核心任务是 满足工艺设计要求,系统整体设计思路必须按照质 量第一原则,以过程质量控制为主线,将装备质量 要求融合在科研、生产、保障每个环节并加以管控。 首先应建立工艺设备局域网,用于监控加工设备, 进行程序的归档管理、分发控制、在线设备加工状 态和加工程序使用状态的监控,产品归档图纸对数 控加工设备生产过程中的分发和管理;采集工艺设 备状态及相关参数信息,为产品加工过程工艺一致 性提供保障和预警,实现产品加工过程设备状态的 全程监控,有效提高设备的利用率。

3 数据采集及其分析

数据采集管理是在接收到作业管理模块的任务 信息及采集要求后,自动建立采集任务,并建立与 设备的通讯(部分设备需要通过采集器),依据设定 好的采集要求(频率、参数等)获取设备参数。同时 对获取到的数据进行过滤、分类等预处理。最终数 据绑定任务信息后存入数据库。

数据采集分为三种类型:

第一种是过程数据采集,主要通过扫描条码方 式进行,包括开工、完工、物料对料等。

第二种是设备数据采集,主要通过设备数据采 集方式进行,主要采集工艺参数、测试数值等。

第三种是没有设备集成或者人工判定的定性数 据,由人工点选或者填写。

针对特殊工艺过程的数据采集,需结合工艺标

准进行自动判定与报警处理。

除对过程中实时采集的关键工序的数据做质量 分析,对生产过程进行实时控制外,还需要对同批 次不同产品的关键指标参数、不同批次间关键指标 参数进行对比分析,为质量改进与提升提供数据 支撑。

同批次关键指标分析:针对同批次产品,可选 择对应的指标项,统计出该批次产品的该项指标的 数据,并以产生样本的时间为横轴、指标值为纵轴 形成折线图,结合控制线和中心值绘制出控制图, 直观反映产品的指标特性随时间变化的情况,并对 异常情况进行报警。

批次间数据对比分析:针对不同批次间产品指 标数据进行对比,分析批次间的产品关键指标差异, 从而找到影响产品质量稳定性的因素,指导后续 生产。

数据包络分析:数据包络分析是根据多项输入 指标和多项输出指标,利用线性规划的方法,对具 有可比性的同类型指标进行相对有效性评价的一种 数量分析方法。利用多样本的工艺参数作为输入, 产品指标参数作为输出,分析输入对输出的影响权 重,从而找到重点关注的参数指标项,以改善工艺, 提升产品质量稳定性和可靠性。

4 结 语

在生产过程中,使用信息化的手段保证生成过 程严格按照工艺要求执行,通过系统落实质量管理 要求,并及时获取相关数据、关键产品性能参数、 工艺参数和设备参数,实现整个生产过程的可控制、 可追溯。通过该系统的建设,可以实现生产过程与 质量控制管理过程同现有系统之间的有效融合,消 除孤岛,将传统面向业务处理的单项型应用转变为 基于"端到端"流程的综合应用,充分发挥平台的整 体协同优势。系统建设完成后,应该从产品研发开 始,对产品研制各阶段各项任务进行控制和管理, 对产品研制的流程、任务、输出进行规范和管理, 保证过程文档的质量及完备性,可以为产品生产的



图 10 仿真和试验结果对比

结 论 4

主要结论:

本文首先建立了一种轴向磁通永磁电机的参数 化有限元仿真计算模型,结合 modeFRONTIER 软件, 实现自动化优化分析。然后分析气隙长度、永磁体 厚度、永磁体间隔宽度、齿槽口宽度、定子齿靴厚 度和定子齿靴倒角等参数对转矩和转矩波动的影响, 通过各参数对转矩和转矩波动影响显著性不同,确 定了四个结构参数的参数值。基于 DOE 算法, 对剩 余的两个变量各取10组值,组成100个 case 进行优 化分析。根据优化分析结果得出电机参数制作出物 理样机,而且在试验台上进行了试验验证。

一致性和稳定性打下良好的基础。

参考文献

- [1] 彭瑜. 制造执行系统(MES) 的发展和挑战: A 集[C]. 中国科 学技术协会. 第六届全国计算机应用联合学术会议论文集. 北 京:中国通信学会,2002:10.
- [2] 阎阅, 尤德, 马四松. 电机智能制造信息化平台[J]. 电机与 控制应用, 2017, 44(12): 119-125.

(1)各参数影响度分析表明:气隙长度、永磁 体厚度、定子齿靴厚度和定子齿靴倒角对该电机转 矩和转矩波动影响度一般,而永磁体间隔宽度、齿 槽口宽度对其的影响度较高。

(2)最优结果显示,通过合理设计气隙长度、 永磁体厚度、永磁体间隔宽度、齿槽口宽度、定子 齿靴厚度和定子齿靴倒角等电机结构参数不仅能有 效降低转矩波动,同时还能提高电机的输出转矩。

参考文献

- [1] 左曙光,吴双龙,吴旭东,等. 轴向磁通永磁同步电机转矩解 析模型和转矩优化[J]. 电工技术学报, 2016, 31(23): 46-53.
- [2] DENG W Z, ZUO S G. Analytical Modeling of the Electromagnetic Vibration and Noise for an External-rotor Axial-flux in-wheel Motor [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(3): 1991-2000.
- [3] 左曙光, 刘洋, 邓文哲, 等. 轴向磁通轮毂电机电磁力波灵敏 度分析和优化[J]. 电工技术学报, 2018, 33(11): 2423-2430.
- [4] 聂磊. 夹心转子轴向磁通永磁电机设计[D]. 沈阳: 沈阳工业 大学, 2019.
- [5] 周涛,黄允凯,董剑宁,等. 定子无磁轭模块化轴向永磁电机 的优化设计[J]. 电机与控制应用, 2014, 41(7): 20-26.
- [6] Lun Jia, Mingyao Lin, Wei Le, Nian Li, et al. Dual-Skew Magnet for Cogging Torque Minimization of Axial Flux PMSM With Segmented Stator[C]. IEEE Trans. Magn., 2020, 56(2): 7507306.

 (放电机)(良利)
 (良利)
 (食年 12 期, 读者可到当地邮局订阅,本刊亦可破订、零购
 (なの立て)(のうい)

 邮发代号: 52 - 92
 订价: 8 元/期
 年价: 96 元/年
 编辑部邮购(含快递费): 300 元/年
 编辑部邮购(含快递费): 300 元/年

 か迎投稿! 次迎订例! 次迎刊登广告!
 国内刊号: CN61 - 1126/TM
 邮 箱: micromotors @ vip. sina. com
 地 址: 高新区上林苑四路 36 号(710117)
 电话: 029 - 84276641