

② 旋测科技

次世代的旋转变压器、自整角机、电涡流、磁编等角度传感器测试解决方案





WEI DIAN JI

月刊,1972年创刊 第56卷 第12期(总第360期) 2023年12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



期刊基本参数: CN61-1126/TM * 1972 * m * A4 * 70 * zh * P * ¥8.00 * * 13 * 2023-12

商用电子衡器传动电机控制策略研究	谢	尧,	张广杰,	庄曙东,	等(36)
起动/发电技术在柴油发电机中的应用研究	王	杰,	王瑞成,	邓志明,	等(44)
一种基于直流永磁无刷电机矢量控制的电传油门台设计与实现	唐敬	.亮,	张正铧,	裴建岗,	等(48)
大吨位矿用自卸车电驱电控系统优化设计与应用	张建	华,	周志宇,	张国营,	等(56)

检测技术

应用技术与经验交流

基于有限元的隔振垫刚度与压缩量关系研究………… 谢 峰,周严鉴,江龙顺,等(63) 一种伺服电机转轴外球面精密研磨抛光工艺研究……… 王会玲,冯 华,何文静,等(67)

8 8323	5355555 5	35°5	\$9\$9\$9\$9\$9\$9\$9\$9\$9\$9\$9\$9\$9\$9\$9\$9\$9\$9\$9	\$ \$	りょう
		1		邮发代号: 52-92	100
		<pre>《</pre>	(微电机》(图判)	订价:8元/期	1303
	▲年 12	田田	贵孝可列当协加昌订阅 太利杰可破订 雲附	年价:96元/年) 3)5
~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~	玉平 12	· 汋,	陕有可到当地邮周订阅,平门办可饭订、零购。	编辑部邮购(含快递费): 300 元/年	うりょう
323	次し	包找	<b>&amp;稿!欢迎订阅!欢迎刊登广告!</b>	j S	200
	国内刊·	号:	CN61 – 1126/TM	国际刊号: ISSN 1001-6848	100
	邮	箱:	micromotors @ vip. sina. com	S	2303
	地	址:	高新区上林苑四路 36 号(710117)	电话: 029-84276641	ういり
2020 S	65656565	50 Se	<i>\\$&amp;\$&amp;\$&amp;\$&amp;\$&amp;\$&amp;\$&amp;\$&amp;\$&amp;\$&amp;\$&amp;\$&amp;\$&amp;\$&amp;\$&amp;\$&amp;\$&amp;\$&amp;\$&amp;</i>	ୢୖ୰୶ୡ୶ୡ୶ୡ୶ୡ୶ୡ୶ୡ୶ୡ୶ୡ୶ୡ୶ୡ୶ୡ୶ୡ୶ୡ୶ୡ	3

# **MICROMOTORS**

Founded 1972 • Monthly • Public Publication Vol. 56 No. 12(Serial No. 360)Dec., 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:** ISSN1001 - 6848 CN61 - 1126/TM

## Foreign Subscription:

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

## CONTENTS

Design and Optimization of a Novel Canned Halbach Array Permanent-magnet Motor
LI Yukai, WU Yingsheng, HU Yuli( 1 )
Research on A New Type of Double-sided Conical Teeth Traveling Wave Ultrasonic Motor
Calculation and Simulation Analysis of Rotor Current of High-power Doubly Fed Wind Turbine
NIU Hailong, MA Jiefang, CHU Weiheng( 13 )
Decoupling Control of High-speed PMSMComplex Vector Decoupling and Parameter Sen-
sitivity Analysis GU Siyun, SHEN Jianxin( 17 )
Fast Predictive Position Control of Permanent Magnet Synchronous Motor System Based on Al-
ternative Vector Optimization LIN Shun, YI Dewu, WANG Zhiqiang( 25 )
Thermal Backup Redundancy Based on Dual Parallel Drive System
LIU Yanan, WANG Zhipeng, HE Zhengxi, et al( 31 )
Research on Control Strategy of Commercial Electronic Weighing Instrument Transmission Motor
XIE Yao, ZHANG Guangjie, ZHUANG Shudong, et al( 36 )
Research on Application of Integrated Starting/Generating Technology in Diesel Generator
WANG Jie, WANG Ruicheng, DENG Zhiming, et al( 44 )
Design and Implementation of an Electric Throttle Table Based on FOC
$\cdots$ TANG Jingliang, ZHANG Zhenghua, PEI Jiangang, et al ( $48$ )
Optimization Design and Application of Electric Drive Electronic Control System for Large-ton-
nage Mining Dump Truck
ZHANG Jianhua, ZHOU Zhiyu, ZHANG Guoying, et al( 56 )
Selection of Fitting Algorithm for Coordinate Measuring Machines in Engineering Measurement
LIU Junli, ZHANG Xu, LI Quanyang, et al( 60 )
Research on the Relationship Between Stiffness and Compressibility of Vibration Damper
Based on FEA Method XIE Feng, ZHOU Yanjian, JIANG Longshun, et al( 63 )
Research on the Precision Grinding and Polishing Technology for the Outer Sphere of the
Servomotor Shaft WANG Huiling, FENG Hua, HE Wenjing, et al( 67 )

# 新型 Halbach 阵列永磁屏蔽电机设计与优化研究

李玉凯1, 吴影生1, 胡欲立2

(1. 中国电子科技集团公司 第三十八研究所, 合肥 230088;

2. 西北工业大学 航海学院,西安 710072)

摘 要:为简化水下推进电机结构、提高可靠性,本文设计了一款新型 Halbach 阵列永磁屏蔽电机,采用集中绕组和 Halbach 永磁阵列,利用屏蔽层结构彻底解决输出轴动密封问题。为获得该型电机的最佳电磁转矩性能,以一款 10 极 12 槽 Halbach 阵列永磁屏蔽电机为例,建立 48 个二维有限元仿真模型,分析了槽口宽度和主磁极占比对其电磁转矩的影响。基于 BP 神经网络得到描述平均电磁转矩与主磁极占比、槽口宽度函数关系的响应面模型,并通过遗传算法寻优得到最优槽口宽度和主磁极占比组合。相比于初始设计模型,优化设计后电机平均电磁转矩提高 7.26%。样机实验表明,本文设计的1 kW 水下推进用 Halbach 阵列永磁屏蔽电机的额定工作效率约为 89%,验证了该型电机设计与优化方法的可行性。

关键词:水下推进; Halbach 阵列; 永磁屏蔽电机; 电磁转矩; 优化设计
 中图分类号: TM351
 文献标志码: A
 文章编号: 1001-6848(2023)12-0001-08

## Design and Optimization of a Novel Canned Halbach Array Permanent-magnet Motor

LI Yukai¹, WU Yingsheng¹, HU Yuli²

(1. No. 38 Research Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Hefei 230028, China;

2. School of Marine Science and Technology, Northwestern Polytechnical University, Xi' an 710072, China)

Abstract: In order to simplify the structure and improve reliability of the underwater propulsion motor, a novel canned Halbach array permanent-magnet (PM) motor for underwater propulsion was proposed in this paper. The motor adopted a concentrated winding and Halbach array permanent magnets, and used the shielding layer structure to completely solve the dynamic sealing of the output shaft. To obtain the optimal electromagnetic torque of the motor, a 12-slot/10-pole canned Halbach array PM motor was taken as an example, 48 transient 2D numerical models are established to study the effects of the slot opening width and main magnetic pole ratio on the electromagnetic torque. Then, based on the BP neural network, the response surface model describing the functional relationship between the average electromagnetic torque and the main magnetic pole ratio and slot opening width was established, and the optimal value of design parameters of the canned Halbach array PM motor was obtained by genetic algorithm (GA). The average electromagnetic torque of the optimized model is improved by 7. 26% compared with the initial design. The prototype experiment shows that the rated working efficiency of the 1 kW canned Halbach array PM motor is approximately 89%, which verifies the feasibility of the novel motor structure and optimization design method.

Key words: underwater propulsion; Halbach array; canned permanent-magnet motor; electromagnetic torque; optimal design

## 0 引 言

水下推进电机具有控制性能好、使用维护方便、

噪声小、结构简单、可靠性高等突出优点,是水下 航行器的主要动力源和核心部件,在 UUV、AUV、 ROV 等多种水下航行器上被广泛应用^[1-4]。随着海

作者简介: 李玉凯(1992), 男, 博士, 工程师, 研究方向为永磁电机设计、伺服控制、机电传动等。 吴影生(1978), 男, 高级工程师, 研究方向为电机控制、伺服控制、机电传动等。 胡欲立(1963), 男, 教授, 博导, 研究方向为水下航行器总体、水下电动力推进等。

收稿日期: 2023-06-09, 修回日期: 2023-07-11

洋探索不断走向深海,为了满足水下航行器的远航 程、高航速、高可靠性等需要,水下推进电机不仅 要考虑效率、功率密度,还要重点考虑在海洋环境 中的水密、耐压、可靠性等一系列问题。

近年来,研究人员对水下推进电机开展了很多 卓有成效的研究,包括驱动对转桨的大功率对转电 机^[5,6]、结构更加紧凑的环驱推进电机^[7-9]、考虑水 下设备工况的控制方式^[10]等。解决了水下推进电机 功率受限、工作深度受限、推进效率低等问题,基 本满足了水下航行器对推进电机的多样化需求。但 是已有水下推进电机多由普通工业电机发展而来, 多采用轴密封或磁耦合密封实现轴密封,存在结构 复杂、密封结构易磨损、深海运行可靠性低、高压 低温工况下摩擦损耗大等问题。水下推进电机故障 也是深海测试期间水下航行器的常见故障之一^[11], 严重影响设备安全和系统可靠性。

Halbach 阵列永磁体具有单边聚磁性和气隙磁密 分布正弦性的特点,在高性能永磁电机上被广泛应 用^[12,13],具有增强气隙磁场、提高电机功率密度、 减小电机转动惯量和电磁转矩波动等优势^[14,15]。针 对水下复杂工况对推进电机水密性、耐压性、耐腐 蚀性、可靠性和推进效率等方面的高要求,借鉴环 驱水下推进电机和化工、制药、核电等领域常用的 屏蔽电机结构特征^[16],本文设计了一种新型水下推 进用 Halbach 阵列永磁屏蔽电机,在结构设计上能 够彻底解决水下推进电机在深海压力下的轴密封问 题,极大提高推进系统可靠性,在磁路设计上采用 Halbach 阵列提高电磁性能。

本文首先系统分析该新型水下推进用 Halbach 阵列永磁屏蔽电机的结构特点和设计方法,然后利 用二维有限元模型分析其电磁特性和设计参数影响, 最后对该型电机进行电磁性能优化设计和实验研究。

## 新型 Halbach 阵列永磁屏蔽电机 设计

为提高水下推进电机的可靠性,新型 Halbach 阵列永磁屏蔽电机利用屏蔽层结构将动密封转换成 静密封,同时采用分数槽集中绕组来实现相间电路、 磁路和温度隔离。基于水下工作环境和屏蔽电机特 点,提高电机电负荷设计值,并采用 Halbach 阵列 永磁转子来提升气隙磁密,从而提高功率密度。

#### 1.1 电机结构设计

本文提出的水下推进用新型 Halbach 阵列永磁

屏蔽电机结构(如图1所示),主要由电机外壳、定 子电枢、屏蔽层、永磁体、转子输出轴、自适应压 力补偿器等组成。在结构设计上,具有以下特点:

(1)电机转子工作的水中,直接与螺旋桨相连, 各处均采用静密封,不需要采用机械密封或者磁耦 合密封形式,极大地简化传动结构,提高电机系统 可靠性。

(2)使用自适应压力补偿机构,工作时电机壳 体内外压力基本平衡,可以最大限度的减小电机壳 体和定子屏蔽层的厚度,能有效减轻电机的体积和 重量。

(3)电机壳体直接浸泡在水中,具有良好的冷 却条件,有利于提高电机电负荷与绕组电流密度进 而提高电机的功率密度。

(4)电机转子采用 Halbach 永磁阵列,具有单边 聚磁效应,在增加气隙磁密的同时减小转子轭部厚 度,有效地减小电机的体积和重量,提高电机的功 率密度。同时,Halbach 永磁阵列电机的气隙磁密正 弦分布程度较高,谐波含量小,配合分数槽集中绕 组,无需斜槽即可基本消除齿槽转矩。

(5)采用分数槽集中绕组,具有端部短、铜耗低、效率高、槽利用率高、齿槽转矩小、可实现自动绕线等显著优势。同时易于实现绕组的相间隔离, 增强电机的容错性能。

(6) 屏蔽层由非铁磁材料制成,采用哈氏合金 C276,耐腐蚀且加工性能好,相对磁导率小于1.001, 密度为9.29 g/cm³,电阻率为137×10⁻⁸Ω·m。相比 于常用的316L不锈钢材料,可以极大地降低涡流损 耗。屏蔽层外层表面有0.3 mm 厚的绝缘漆涂层,防 止屏蔽层与定子电枢之间形成电涡流。





#### 1.2 分数槽集中绕组设计

选择合适的槽/极配合是设计分数槽集中绕组 (Fractional Slot Concentrated Winding, FSCW)永磁 电机的第一步。对于三相 FSCW 永磁电机,选择槽 数时,要保证各相绕组的线圈数相同,且相邻两相 绕组的相差为120°(电角度)。为了使线圈的两个元 件边电动势相位差接近180°,从而保证较大的绕组 系数,槽数 Z 和极数 2p 应当接近,称之为基本槽极 数组合,其槽极数间的关系可以表示为

$$Z = 2p \pm 1 \overrightarrow{o} Z = 2p \pm 2 \tag{1}$$

可以看出 Z 必须为 3 的倍数,同时,相邻的两 相绕组的相位差  $\beta_p$ (电角度)应满足:

 $\beta_p = 360 \cdot p/3 = \pm 360k \pm 120(k=0, 1, 2, 3...)$  (2)

当能 *p* 被 3 整除时,可以看出 360*p*/3 不满足式 (2),这时候可以通过选择合适的绕组的并联支路 数 *a*,如果 β_aı满足:

 $\beta_{p1} = \beta_p / a = \pm 360k \pm 120(k=0, 1, 2, 3, \cdots)$  (3)

可以构成一个电机模块。由此可以看出对于一 个满足要求的槽极数组合 Z/2p,同时乘上一个正整 数 k,可以得到一个新的槽极数组合 k(Z/2p),该组 合也可以构成 FSCW 永磁电机。

通常能够采用单层 FSCW 的槽/极配合一定能采 用双层 FSCW,但是反过来却无法保证。要想采用 双层 FSCW 的永磁电机能够采用单层 FSCW 结构, 还必须满足槽数 Z 为偶数,且单元电机数 t 为偶数 或者槽数 Z/t 为偶数等条件,t 为分数槽绕组电机 Z 和 p 的最大公约数。双层 FSCW 三相永磁电机可能 的槽极数组合如表1 所示,单层 FSCW 三相永磁电 机可能的槽极数组合如表2 所示。

极对数 p	 槽数 Z
1	3
2	3, 6
3	9
4	6, 9, 12
5	9, 12, 15
6	9, 18
7	12, 15, 18, 21
8	12, 15, 18, 21, 24
9	27
10	15, 18, 21, 24, 27, 30
表 2 单层	FSCW 三相永磁电机的槽/极配合
极对数 p	槽数 Z
2	6
4	6, 12
6	18

12, 18

12, 18, 24

18, 24, 30

6 7

8

10

表1 双层 FSCW 三相永磁电机的槽/极配合

#### **1.3** Halbach 阵列永磁转子设计

每极2段式 Halbach 阵列具有结构简单、加工和 安装成本低、易于实现等优点,因此针对 Halbach 阵列的应用大多集中在每极2段式 Halbach 阵列结 构^[13]。新型 Halbach 阵列永磁屏蔽电机转子采用每 极2段式 Halbach 永磁阵列,利用其单边聚磁性能来 增大气隙磁密。永磁体表面用 316L 不锈钢紧固套, 并使用环氧树脂对两端进行密封处理。转子轴承使 用氮化硅陶瓷轴承,保证在海水中不会发生锈蚀。

对于 Halbach 阵列永磁转子,预取气隙磁密幅 值的很难像普通径向充磁或者平行充磁一样根据极 弧系数和厚度直接估算,采用传统磁路法在 Halbach 阵列的电机设计初始阶段就会有很大误差,本文利 用 Halbach 阵列气隙磁密的解析计算来设计 Halbach 阵列永磁转子,流程如图 2 所示。首先,基于预取 参数,利用传统磁路法确定工作气隙的主要几何尺 寸范围并给出初步几何参数和 Halbach 阵列永磁体 参数。然后,利用 Halbach 阵列磁场解析方法计算 气隙磁密,将解析计算气隙磁密与预期气隙磁密对 比。最后,进行迭代修正,就可以快速完成 Halbach 阵列永磁转子的设计。



图 2 Halbach 阵列永磁转子解析设计

## 2 新型 Halbach 阵列永磁屏蔽电机电 磁特性分析

#### 2.1 样机参数

使用每极2段式 Halbach 阵列时,通常称充磁方向平行于磁钢中心线方向的充磁段称为主磁极,充磁方向与磁钢中心线垂直的充磁段为辅助磁极,主磁极占比是研究每极2段式 Halbach 阵列永磁电机的一种重要的尺寸参数。定义主磁极占比 R_{mp}:

$$R_{mp} = \frac{\theta_{\rm m}}{\theta_{\rm p}} = \frac{\theta_{\rm m}}{\pi/p} \tag{4}$$

式中, $\theta_{\rm m}$ 为主磁极角度, $\theta_{\rm p}$ 为极距角,p为极对数。

Halbach 阵列永磁屏蔽电机模型的主要参数示 意,如图3所示。表3给出了电机初始设计模型的 主要参数。



图 3 Halbach 阵列永磁屏蔽电机磁路主要参数示意图

表 3 Halbach 阵列永磁屏蔽电机初始设计模型主要参数

参数	参数值	参数	参数值
电枢内径/mm	78	主磁极占比	0.5
电枢外径/mm	118	槽口宽度/mm	2
电枢长度/mm	120	气隙长度/mm	3.5
极对数	5	齿宽/mm	7
永磁体厚度/mm	5.5	转子轭外径/mm	60

#### 2.2 电磁性能分析

有限元方法(FEM)是一种精确高效的永磁电机 研究方法。在忽略端部效应的情况下,将电磁场与 电路耦合,利用二维有限元方法(2D-FEM)可以较为 准确的预测电机电磁性能。

Halbach 阵列永磁屏蔽电机初始模型静态磁场分 布如图4所示,可以看出,由于 Halbach 阵列永磁体 具有自屏蔽特性,通过转子磁轭的磁通量远小于普 通径向充磁电机。当样机转子磁轭厚度为3 mm 时, 转子磁轭的磁通密度仅为0.80 T。此外,由于采用 了分数槽集中绕组,一些齿尖的漏磁较为严重,应 通过定子槽口设计来改善。



图 4 静态磁场分布

驱动电机以额定速度 600 r/min 运行,得到电机 的稳态电磁转矩如图 5 所示,电机平均电磁转矩为 19.81 Nm,转矩波动为 0.23 Nm,转矩波动比 为1.18%。



图 5 稳态电磁转矩曲线

#### 2.3 设计参数对电磁转矩的影响分析

水下推进电机的平均电磁转矩决定了螺旋桨的 转矩,影响推进系统推力。电磁转矩波动影响着推 进电机的振动噪声性能。在保持主要尺寸和绕组不 变的情况下,影响 Halbach 阵列永磁屏蔽电机电磁 转矩的因素主要有槽口宽度和主磁极占比。分析槽 口宽度和主磁极占比对于电磁转矩的影响,能够帮 助我们快速选择合适的优化区间。

图 6 和图 7 为不同槽口宽度的 Halbach 阵列永磁 屏蔽电机的平均电磁转矩和波动比随主磁极占比的 变化情况。可以看出,无论槽口宽度如何,随着主 磁极占比的增加,平均电磁转矩先增大后略有减小。 当槽口宽度为1 mm 时,转矩波动比随主磁极占比的 增大先增大后减小。当槽口宽度为2 mm、3 mm 和4 mm 时,转矩波动比在 0.96% ~ 1.53% 之间波动。 当槽口宽度为5 mm、6 mm、7 mm 和8 mm 时,转 矩波动比先略有减小,然后增大到峰值后减小。图 8 显示了不同主磁极占比的 Halbach 阵列永磁屏蔽电 机的平均电磁转矩随开槽宽度的变化情况。可以看 出,在主磁极占比例相同的情况下,电磁转矩的平 均值随着开槽宽度的增大先增大后减小。



图 7 电机转矩波动比随主磁极变化曲线



图 8 电机平均电磁转矩随槽口宽度变化曲线

图 9 为不同主磁极占比下电机的转矩波动比随 开槽宽度增大的变化情况。由于 Halbach 阵列永磁 屏蔽电机的反电动势接近正弦波,转矩脉动较小, 整体波动率最大值为 2.26%。总体趋势是,随着开 槽宽度的增大,转矩波动比减小。



图 9 电机转矩波动比随槽口宽度变化曲线

从主磁极占比和槽口宽度对于电磁转矩的影响 分析可以看出电磁转矩变化明显,有一个电磁转矩 最大的目标区域,用红色椭圆虚线标记。目标区域 的转矩波动比范围在 1.12% ~1.68% 之间。可以发 现,在优化目标区域,电磁转矩波动的变化很小, 因此在寻找最优电磁转矩时可以忽略转矩脉动,仅 仅以平均电磁转矩为优化目标。

## 3 电磁性能优化

设计新型永磁电机时,为了获得良好的电磁性 能,必须对槽口宽度等局部参数进行优化设计。电 机优化的目的是在满足设计要求和特定约束的条件 下,使电机的效率、功率、转矩密度、转矩波动、 齿槽转矩、尺寸、成本等性能指标中的一个或者多 个达到相对最优。

本文研究的 Halbach 阵列永磁屏蔽电机以平均 电磁转矩 *T*。为优化目标,以槽口宽度 *b*。和主磁极占 比 *R*_{mp}为自变量。根据电机的实际尺寸给出了约束条 件,其优化设计的目标函数可以定义为

$$\begin{cases} V: F(X) = MIN(-T_{e}(X)) \\ s. t. \ 1 \le b_{s} \le 8 \\ 0. \ 4 \le R_{mp} \le 0.9 \end{cases}$$
(5)  
$$X = [b_{s}, R_{mp}]^{T}$$

#### 3.1 优化设计方法

优化设计时,很难找到一个确定的函数来描述 主磁极占比、槽口宽度与 Halbach 阵列永磁屏蔽电 机电磁转矩之间的关系。对于未知的非线性函数, 仅通过函数的输入和输出数据很难准确地找到极值 点。神经网络是解决这类问题的现代人工智能方法 之一,由许多具有非线性映射能力的神经元组成的。 神经元之间通过权系数连接,具有较强的自组织和 自学习能力。采用 BP (back propagation)算法的神经 网络称为 BP 神经网络,是应用最为广泛的神经网络 之一,其拓扑结构如图 10 所示,具有两个输入层节 点、五个隐藏层节点和一个输出层节点。



#### 图 10 BP 神经网络拓扑结构

遗传算法(GA)是一种可用于复杂系统优化的鲁 棒搜索算法,具有良好的全局搜索能力。本文采用 有限元法对一系列电机模型进行求解,得到一组数 据。采用 BP 神经网络对样本数据进行处理,建立了 目标值与影响因素之间的数学模型。然后利用 GA 算法寻找模型的极值点。从而准确地得到最优解。 该方法节省了大量的计算成本和时间成本,实现了 电机的精确优化设计,如图 11 所示。



图 11 基于 BP 神经网络和遗传算法优化设计流程图

#### 3.2 电磁性能优化

将 BP 神经网络的目标误差设为 0.000004, 学 习率设为 0.1, 训练步数设为 200。同时,将均方误 差设为性能函数。根据上述设置,对 BP 神经网络进 行训练,直到训练网络达到预定目标。因此, BP 神 经网络的预测如图 12 所示。从图中可以看出,训练 网络与数据非常接近。





利用 BP 神经网络构建的平均电磁转矩响应面如 图 13 所示。基于 GA 算法对之前训练的 BP 神经网 络进行寻优,以电磁转矩为适应度,迭代收敛后的 最优适应度值(平均电磁转矩)为21.25 Nm。由此可 得到最优电磁转矩及相应的槽口宽度和主磁极占比, 优化后电机模型与初始设计模型的参数,如表 4 所示。



表4 优化后电机模型与初始设计模型的参数

参数	初始设计模型	优化模型
槽口宽度/mm	2	2.65
主磁极占比	0.5	0. 78
平均电磁转矩/Nm	19.81	21.25

## 4 优化模型分析与实验研究

#### 4.1 优化模型分析

根据 BP 神经网络和遗传算法优化结果,建立槽口宽度为 2.65 mm、主磁极占比为 0.78 的 Halbach 阵列永磁屏蔽电机的有限元模型。

优化模型与初始设计模型的静态磁场分布如图 14 所示。电机气隙和齿部的磁密分布如图 15 所示, 与初始设计模型相比,优化模型的气隙磁密峰值减 小,但是气隙磁密平均值增大,同时齿部磁密增加。 表明,主磁极占比和槽口宽度的优化,使得气隙的 有效磁通增加。



(a) 优化模型

(b) 初始设计模型



图 16 和图 17 分别为优化模型和初始设计模型 的反电动势波形和谐波分布图。通过反电势谐波分 析发现,优化模型和初始模型的总谐波失真(THD) 分别为 6.21% 和 2.73%,优化模型的基波幅值增加 明显,能够有效提高平均电磁转矩,THD 增大主要 是由于 3 次谐波的增加。



#### 图 17 反电动势谐波分布

对比优化前后 Halbach 阵列永磁屏蔽电机的电磁转矩,如图 18 所示。可以看出,优化模型的电磁转矩波动率略微增加,但数值仅为 1.58%。同时,优化模型的平均电磁转矩提升明显,增加约7.25%。优化设计达到了提高平均电磁转矩的目的。





基于优化设计结果,采用有限元法和磁路法相结合的方式进行电机设计,得到 Halbach 阵列永磁 屏蔽电机的总体设计方案,部分参数如表5 所示。

表 5 电机设计方案

参数	参数值
额定输出功率/W	1000
额定电压/V	300
额定转速/(r/min)	600
每槽导体数	180
槽满率	54.3%
气隙磁密/T	0.66
电枢绕组铜耗/W	78.3
电枢铁耗/W	8.13
屏蔽层损耗/W	31.6
机械损耗和附加损耗/W	41
总损耗/W	159.03
输入功率/W	1221.6
输出功率/W	1062.57
效率	86.98%

#### 4.2 实验研究

水下推进用新型 Halbach 阵列永磁屏蔽电机样 机如图 19 所示,功率测试实验如图 20 所示。控制 器设定电机恒转速 600 r/min 工作,不断增加负载转 矩,当电机负载转矩超出电机输出能力时,电机将 无法维持恒转速运行。输出功率曲线如图 21 所示, 可以看出,当电机的输出功率达到 1000 W 左右,继 续增加负载转矩,电机开始降速运行。该样机能够 达到额定输出功率,但是由于屏蔽层涡流损耗较大, 电机发热较为严重,其过载能力受限。不同负载转 矩对应的电机工作效率曲线如图 22 所示。对照图 21 可以发现,该电机的工作效率最高约为 89%,此时 输出转矩为 1000 W 左右,且当电机输出功率为 1200 W 时,效率仍大于 85%,满足设计指标要求, 同时验证了电机设计方案的可行性和准确性。



图 19 Halbach 阵列永磁屏蔽电机样机



(a) 被测电机安装图
 (b) 被测电机运行
 (c) 测控单元
 图 20 Halbach 阵列永磁屏蔽电机实验



图 22 Halbach 阵列永磁屏蔽电机工作效率曲线

## 5 结 论

为彻底解决水下推进电机的轴密封问题,提升 其可靠性,本文提出了一款水下推进用新型 Halbach 阵列永磁屏蔽电机,并对其进行电磁性能的优化设 计和分析。主要研究内容和结论如下:

(1)总结归纳了新型 Halbach 阵列永磁屏蔽电机 的设计要点,包括结构设计特点、分数槽集中绕组 设计方法和 Halbach 阵列永磁转子设计方法。

(2)研究新型 Halbach 阵列永磁屏蔽电机的电磁 特性,并基于样机分析设计参数影响。研究发现, Halbach 阵列的主磁极占比对气隙磁密影响较大,定 子槽口宽度的变化主要影响齿尖漏磁。

(3) 基于 BP 神经网络和遗传算法开展新型电机 电磁性能的优化设计。优化模型的槽口宽度为 2.65 mm, 主磁极占比为 0.78, 平均电磁转矩为 21.25 Nm, 比初始设计模型提高了 7.26%。对比发现, 气 隙磁密和反电动势基波幅值增大是优化模型平均电 磁转矩增大的主要原因。

(4)针对优化模型加工了原理样机并进行了功 率测试实验,试验结果验证了该型电机设计方案的 可行性,为其在水下推进领域的进一步应用研究奠 定基础。

### 参考文献

- [1] 宋保维,潘光,张立川,等. 自主水下航行器发展趋势及关键技术[J]. 中国舰船研究, 2022, 17(5): 27-44.
- [2] Liu G, Qiu G, Shi J, et al. Study on Counter-Rotating Dual-Rotor Permanent Magnet Motor for Underwater Vehicle Propulsion [J].
   IEEE Transactions on Applied Superconductivity, IEEE, 2018, 28 (3): 1-5.
- [3] 潘光,宋保维,黄桥高,等.水下无人系统发展现状及其关键 技术[J].水下无人系统学报,2017,25(2):44-51.
- Pugi L, Allotta B, Pagliai M. Redundant and Reconfigurable Propulsion Systems to Improve Motion Capability of Underwater Vehicles
   [J]. Ocean Engineering, Elsevier Ltd, 2018, 148(5): 376-385.
- [5] 王司令,宋保维,段桂林. 某型 AUV 对转电机子群协同多目标 粒子群优化[J].电工技术学报,2015,30(5):135-141.
- [6] 饶志蒙,黄守道,罗德荣,等.对转螺旋桨用盘式永磁电机特性 分析及其直接转矩控制[J].中国电机工程学报,2019,39 (17):5225-5236.
- [7] Yan X, Liang X, Ouyang W, et al. A Review of Progress and Applications of Ship Shaft-Less Rim-Driven Thrusters[J]. Ocean Engineering, Elsevier Ltd, 2017, 144(9): 142-156.
- [8] 刘文峰,胡欲立.新型水下集成电机推进装置的泵喷射推进器 结构原理及特点分析[J].鱼雷技术,2007,15(6):5-8.
- [9] Li Y, Song B, Mao Z, et al. Analysis and Optimization of the Electromagnetic Performance of a Novel Stator Modular Ring Drive Thruster Motor[J]. Energies, MDPI, 2018, 11(6).
- [10] 张力,季小尹,张克涵.无人水下航行器用双转子无刷直流电机的控制[J].机械与电子,2012(5):24-27.
- [11] 崔维成,刘峰,胡震,等. 蛟龙号载人潜水器的7000米级海上 实验[J]. 船舶力学,2012,16(10):1131-1143.
- [12] Zhang Z, Wang C, Geng W. Design and Optimization of Halbach-Array PM Rotor for High-Speed Axial-Flux Permanent Magnet Machine With Ironless Stator [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(9): 7269-7279.
- [13] Jing L, Pan Y, Wang T, et al. Transient Analysis and Verification of a Magnetic Gear Integrated Permanent Magnet Brushless Machine with Halbach Arrays [J]. IEEE Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(2): 1881-1890.
- [14] 耿伟伟, 张卓然. 新型外转子 Halbach 永磁阵列定子无铁心电 机设计与分析[J]. 电工技术学报, 2015, 30(14): 130-137.
- [15] Park Y, Kim H, Jang H, et al. Efficiency Improvement of Permanent Magnet BLDC with Halbach Magnet Array for Drone[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2020, 30(4): 1-5.
- [16] 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.

# 一种新型双面锥齿形行波超声电机的研究

杨钧麟,陈 晔,肖世豪,牛艺静

(辽宁工业大学 机械工程与自动化学院, 辽宁 锦州 121001)

摘 要:为了提高面内行波旋转超声电机输出力矩及超声电机运行时转子的稳定性,提出了一种基于面内三阶弯曲 模态的双面锥齿形行波旋转超声电机。电机由双面锥齿形定子与双内锥面转子组成,实现了双面驱动。通过有限元 软件建立了定子的参数化模型进行仿真分析,确立了定子的结构参数、工作模态频率及振型。制作了原理样机,测 试了定子的振动特性和样机的输出性能。实验结果表明:当激励电压峰 - 峰值为300 V,激振频率为22.665 kHz 时, 电机的堵转力矩为3.087 N·mm,最高空载转速为160 r/min。 关键词:旋转超声电机;双面驱动;行波;面内弯曲模态

中图分类号: TB535; TM356 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2023)12-0009-04

## Research on A New Type of Double-sided Conical Teeth Traveling Wave Ultrasonic Motor

YANG Junlin, CHEN Ye, XIAO Shihao, NIU Yijing

(School of Mechanical Engineering and Automation, Liaoning University of Technology, Jinzhou Liaoning 121001, China)

Abstract: A double-sided conical teeth shaped traveling wave rotating ultrasonic motor based on in-plane bending mode was proposed in order to improve the output torque of in-plane bending mode traveling wave rotating ultrasonic motor and the stability of the rotor during ultrasonic motor operation. The motor consists of a double-sided conical stator with a double internal conical rotor, enabling a double-sided drive. The parametric model of the stator was established through finite element software for simulation analysis, and the structural parameters, operating mode frequency, and vibration mode of the stator were established. A prototype was made, and the vibration characteristics of the stator and the output performance of the prototype were tested. The experimental results show that when the peak to peak excitation voltage is 300 V and the excitation frequency is 22.665 kHz, the locked rotor torque of the motor is  $3.087 \text{ N} \cdot \text{mm}$ , and the maximum no-load speed is 160 r/min.

Key words: rotating ultrasonic motor; double-sided drive; traveling wave; in-plane bending mode

## 0 引 言

超声电机(USM)是一种利用压电材料的逆压电效应,将电能转换为弹性体的机械振动能,并通过 摩擦传动的方式将超声微观振动(振幅一般为微米级 甚至纳米级)转换成转子宏观旋转、直线或多自由度 运动的驱动器^[1]。超声电机具有速度及位置控制性 能好、高功率密度、运动形式多样、无磁性扰动、 低噪声运行等优势,引起各界学者开展了新型结构、 控制驱动、接触磨损等方面的研究,并获得了很多 优秀的研究成果^[2-6]。

近年来,超声电机因其特殊的工作优势不断出现在航空航天、微型机器人、仿真关节驱动以及精密定位设备等领域^[7-9]。传统的行波超声电机通常为单面驱动^[1],即定子只有一面设有驱动齿驱动转子,该结构浪费了定子另一面的行波驱动能量,限制了超声电机输出性能的提升。Glenn^[10]研制的80 mm 双面齿行波超声电机,令超声电机不局限于单面驱动。张东东等人^[11]提出了夹持双面齿形行 波超声电机和双面交错齿形超声电机。夹持式双面

收稿日期: 2023-04-08, 修回日期: 2023-05-12

基金项目: 辽宁省科技厅自然科学基金(2022 - BS - 307); 辽宁省教育厅基础研究项目(JJL202015401); 辽宁省教育厅基础研 究项目(LJKZ0607)。

作者简介:杨钧麟(1996),男,硕士研究生。研究方向为压电驱动与控制。

通信作者:陈 晔(1984),男,博士,副教授,研究方向为压电驱动与控制。

齿形不仅可以实现双面驱动,而且可以施加更高的 激励电压,既有效提升了电机的机械输出能力,又 延长了电机的使用寿命。Yang X 等人^[12]提出了双 面交错齿形超声电机。定子的驱动齿间隙专门用于 容纳压电陶瓷片,定子的两侧交错驱动齿均用于驱 动转子旋转。该结构为实现基于面外弯曲模态的行 波超声电机双面驱动提供了一种新方法。方志敏等 人^[13]提出了一种十字叠层压电定子双面驱动的超 声电机。定子利用面外、面内弯振三相工作模态, 可同时对动子两个面进行驱动,有效提高了电机的 输出性能。

本文提出了一种基于面内弯曲模态的双面锥 齿形行波旋转超声电机。电机由双面锥齿形定子 与双内锥面转子组成,工作模态为两个正交的三 阶面内弯曲模态。定子内外锥齿面通过双面驱动 转子做旋转运动。该结构可将定子内外锥齿面上 更多驱动质点的驱动力传递到转子上,还可以减 小转子运转时的径向滑移,有效提高超声电机的 输出转矩。

## 1 超声电机结构

图1为双面锥齿形行波超声电机的三维模型。 超声电机定子以短筒型结构为基础,在短筒的内外 分别加工44个锥齿,齿宽为7°,齿缝隙为1°,有 利于放大锥筒内外表面在圆周方向的振幅。该结构 不仅放大定子圆周方向的振幅,还可以实现工作中 定、转子间隙的自动补偿。为了避免传统旋转行波 超声电机单面驱动对于定子中行波能量的浪费,转 子设计为双内锥面结构,与定子内外锥齿面接触。 这样可以充分利用定子的行波实现双面驱动,减小 了定子单面驱动以及转子径向滑移导致的能量损失, 进一步提高了电机的输出特性。

转子输出轴穿过电机座上的轴承并由卡簧将其 压紧,双面锥齿形超声电机预压力的施加暂时由转 子自重实现。电机定子齿间预留四个压电陶瓷环导 线位置。电机定子尺寸结构如图2所示。



图1 电机三维模型示意图



#### 图 2 电机定子结构图

#### 2 超声电机工作原理

由于双面锥齿形行波超声电机定子本身的对称 性,可以在相同频率下激发出 A、B 两相面内弯曲 模态。两相面内弯曲模态在空间上相差 1/4 波长, 使用两个时间差为 1/4 周期(相位差为  $\pi/2$ )的同频 简谐信号激励时,就可以激励出定子的 A、B 两相 驻波  $\varphi_A$ 、 $\varphi_B$ ,两者叠加可以生成弯曲行波  $\varphi_0$ 。

驻波及行波振动方程可表示为

 $\varphi_A = W \cos n\theta \cos \omega t \tag{1}$ 

$$\varphi_{\rm B} = W {\rm sin} \theta {\rm sin} \omega t \tag{2}$$

$$\varphi = \varphi_{\rm A} + \varphi_{\rm B} = W \cos(n\theta - \omega t) \tag{3}$$

式中, W 为振幅; n 为驻波振动阶次;  $\theta$  为沿圆周方 向的空间角;  $\omega$  为振动固有频率; t 为振动时间。

通过施加时间差为 1/4 周期(相位差为 π/2)的 激励电压激发定子两相正交面内三阶弯曲模态从而 在定子表面上合成沿圆周方向运动的行波后,定子 表面上的质点会形成椭圆运动,再由定、转子之间 的摩擦力驱动转子做旋转运动,如图 3 所示。并且 当调整激励电压的相位差为 - π/2 时,椭圆运动轨 迹则为反向,从而实现转子的反向旋转运动。压电 陶瓷环经分割极化后分 A、B 两相区,A、B 两相区 在空间上相差 1/4 波长。双面锥齿形行波超声电机 的压电陶瓷环的极化方案如图 4 所示,其中相邻的 两个分区的极化方向是相反的,"+""-"指的是压 电陶瓷材料的极化方向。





图 4 压电陶瓷的分区与极化

## 3 定子有限元分析

通过 Ansys 有限元软件设计并建立了双面锥齿 形定子模型,定子弹性体单元类型采用 Solid45 实体 单元,材料采用 45 #钢,取密度 7850 kg/m³,弹性 模量 206 GPa, 泊松比 0.3。压电陶瓷环单元类型采 用 Solid5 实体耦合单元,材料采用 PZT - 81,取密 度 7600 kg/m³,泊松比 0.3。通过 Ansys 有限元软件 仿真对定子尺寸参数多次调整,最终确定的双面锥 齿形定子主要结构参数如表 1 所示。通过 Ansys 有 限元软件对双面锥齿形定子进行了模态及谐响应分 析,模态分析结果如图 5 所示。

表1 定子主要结构参数

参数	$D_1$	$D_2$	$D_3$	$D_4$	Н
尺寸/mm	16	24	30	38	11



#### 图5 定子三阶弯曲模态

双面锥齿形定子的三阶面内弯曲模态正交且频 率相同。两个正交三阶面内弯曲模态的固有频率为  $f_{\rm A} = f_{\rm B} = 23392.7 ~{\rm Hz}_{\circ}$ 

利用 Ansys 有限元软件对双面锥齿形定子进行

了谐响应分析,寻找定子的最优驱动信号。在压电 陶瓷环上分别施加频率范围为 22.00 kHz ~ 25.00 kHz 的 40 V 正弦激励信号。经 Ansys 有限元软件后 处理模块分析发现定子在该激励下,锥齿面上质点 的振幅主要在 r、z 方向上。选取定子的锥齿形结构 端面的中点,其谐响应分析结果如图 6 所示。



图6 定子谐响应分析

## 4 超声电机的实验研究

#### 4.1 超声电机的加工

如图 7(a)所示,加工了双面锥齿形行波超声电 机的双面锥齿形定子与双内锥面转子。双面锥齿形 定子材料采用 45#钢,并在线切割加工后进行了煮 黑处理。在一定预压力的作用下,把沿厚度方向极 化的内径 24 mm,外径 30 mm,厚度 1 mm 的 PZT -81 型压电陶瓷环利用环氧树脂粘合剂粘贴于双面锥 齿形定子的上表面。粘贴完成后,将定子放入 101A - 2电热鼓风干燥箱中恒温加热 3 ~ 4 小时。最 后用电烙铁将导线焊接在压电陶瓷环的电极上,地 线从定子基体上引出即可。双内锥面转子材料选择 LY12,重量为40 g。最后对超声电机样机进行组装, 组装样机实物如图 7(b)所示。





#### 4.2 超声电机定子测试

搭建了双面锥齿形定子振动特性测试平台,使 用德国 OFV - 505 激光多普勒测振仪、AFG320 任意 波形发生器、丹麦 B&K 功率放大器、TDS1002 高频 数字储存示波器及光学隔振平台等仪器对双面锥齿 形定子进行测试,振动特性测试平台如图 8 所示。



#### 图 8 振动特性测试平台

对双面锥齿形定子进行了扫频实验测得 A、B 两相模态的幅频特性如图 9 所示。定子的三阶谐振 频率仿真结果与实际测试结果的对比如表 2 所示。 定子三阶面内弯曲模态谐振频率均在 22.665 kHz 附 近,实测定子三阶面内弯曲模态的激振频率与Ansys 仿真结果误差为3.2%,定子两相模态实测激振频率 误差为0.05%,满足设计要求。

表 2 三阶谐振频率结果比较					
	仿真/Hz	实测/Hz	误差/%		
A 相模态	23392.7	22665	3.2%		
B 相模态	23392.7	22654	3.2%		
0.30					



#### 图 9 电机定子的幅频特性曲线

定子振幅分布的激光测试曲线如图 10 所示,当 谐振频率为 22.665 kHz 时,可以很好地激发出定子 的三阶面内弯曲模态,定子能实现预设的行波运动。 测试结果证明了双面锥齿形行波旋转超声电机的设 计是可行的。



图 10 定子振幅分布的激光测试曲线

#### 4.3 超声电机输出特性测试

搭建了超声电机输出特性测试装置,使用 AFG320任意波形发生器和两个丹麦 B&K 功率放大 器为双面锥齿形行波旋转超声电机提供激励信号, 测试了其输出特性。使用光电转速表实际测量了在 激励电压为 20~280 V 时,双面锥齿形行波旋转超 声电机转速与电压的变化关系。如图 11 所示,当激 励电压峰 - 峰值为 280 V,预压力为 0.4 N,激振频 率为 22.665 kHz 时,超声电机的空载转速最高可达 到 160 r/min。电机转矩与电压的变化关系如图 12 所示,此时激励电压峰 - 峰值为 300 V,预压力为 0.4 N,激振频率为 22.665 kHz。双面锥齿形行波旋 转超声电机的堵转力矩为 3.087 N·mm。





双面锥齿形行波旋转超声电机速度随转矩变化 的关系如图 13 所示,该超声电机的转速与转矩大体 呈反比关系,随着负载的增加,超声电机的输出转 (下转第16页)

功率放大器

# 双馈风力发电机转子电流值的计算与仿真分析

牛海龙1,马杰芳1,褚维恒2

(1. 西安中车永电捷力风能有限公司,西安710018;2. 西安微电机研究所有限公司,西安710117)

**摘 要:**风电市场已然是竞价上网的平价时代,在市场大环境的影响下,电机的精准设计成为了亟待攻克的热点。 在双馈风力发电机的设计过程中,转子电流值计算的精确性不仅关乎电机成本问题,也对转子侧变流器的选择有重 要影响。本文针对双馈风力发电机设计过程中转子电流的精确计算,提出了一种基于集肤效应及有限元仿真的解析 及仿真方法。该方法可在误差允许范围内精确计算各工况下的转子电流值,为后续的精准化优化设计及转子侧控制 策略的制定提供一定的指导作用,并通过与试验值对比,验证了其可行性。

关键词: 双馈风力发电机; 转子电流; 集肤效应; 有限元仿真

中图分类号: TM315 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2023)12-0013-04

## Calculation and Simulation Analysis of Rotor Current of High-power Doubly Fed Wind Turbine

NIU Hailong¹, MA Jiefang¹, CHU Weiheng²

(1. CRRC Xi' an Yonge Jieli Wind Energy Co., LTD., Xi' an 710018, China;

2. Xi' an Micromotor Research Institute Co., LTD., Xi' an 710117, China)

Abstract: The wind power market has become an era of parity for bidding on the grid, and under the influence of the market environment, the precise design of generators has become a hot spot to be overcome. In the design process of doubly fed wind turbine, the accuracy of rotor current calculation is not only related to the motor cost, but also has an important impact on the selection of rotor side converter. This paper proposed a method based on skin effect and finite element simulation for the accurate calculation of rotor current in the design process of doubly fed wind turbine. This method can accurately calculate the rotor current values under various working conditions within the allowable error range, which provides certain guidance for the subsequent accurate optimization design and the formulation of rotor side control strategy, and verifies its feasibility by comparing with the test value.

Key words: double fed wind turbine; rotor current; skin effect; finite element analysis

## 0 引言

2022年,我国可再生能源装机量历史性超过全 国煤电装机。截止2022年底,我国可再生能源装机 达到12.13亿千瓦,超过全国煤电装机,占全国发 电总装机的47.3%。在环境污染和温室气体排放日 益受到关注的今天,风力发电作为有效减缓气候变 化、提高能源安全、促进低碳经济增长的清洁能源 方案,得到各国政府、科研院所和企业的高度关注。 此外,由于风电技术相对成熟,且具有更高的成本 效益和资源有效性,也成为近年来世界上增长最快 的能源形式之一。

双馈电机以其变流器功率小、有功无功控制灵 活、能量双向流动等优点在风力发电系统中得到了 广泛应用^[1]。双馈风电机组配备的变流励磁装置容 量小、控制性能好,在世界范围内已获得了最大的 风力发电装机份额^[2]。精准的暂态特性和控制方法 对于双馈风力发电机的长期平稳运行起着决定性作 用。双馈感应发电机是在绕线式异步感应电机的基 础上,通过交流励磁变流器调节转子电压、电流的 幅值、频率和相位,实现电机转矩(有功功率)和功 率因数的控制^[1,3]。现有的矢量控制、无位置传感器

作者简介:牛海龙(1991),男,硕士研究生,工程师,研究方向为风力发电机的设计。 马杰芳(1996),女,硕士研究生,工程师,研究方向为风力发电机的设计。 褚维恒(1984),男,大学本科,高级工程师,研究方向特种电机的设计。

收稿日期: 2023-08-17, 修回日期: 2023-09-01

本文根据双馈电机设计特点及有限元仿真经验, 提出了基于电磁设计过程中集肤效应的影响、有限 元仿真中激励源加载方式的选择及采样点个数等对 双馈风力发电机转子电流的精确计算及仿真进行了 研究,并与试验值进行对比,最终得出一个较为精 确的大功率双馈风力发电机转子电流计算方法。

### 1 双馈电机数学模型

首先,在研究双馈风力发电机数学模型时,做 如下假设:

(1)气隙均匀,忽略集肤效应;

(2)忽略空间谐波,对称绕组产生的电流、磁动势沿气隙圆周以正弦规律分布;

(3)忽略主磁通的非线性激磁影响,各绕组的 自感与绕组间互感最大值均恒定;

(4)忽略铁损和磁滞损耗。

双馈电机的各变量在转子坐标系下用复矢量表示的数学模型如下式所示^[6]。

$$\begin{cases} u_{s} = R_{s}i_{s} + \frac{d\psi_{s}}{dt} + j\omega_{r}\psi_{s} \\ u_{r} = R_{r}i_{r} + \frac{d\psi_{r}}{dt} \\ \psi_{s} = L_{s}i_{s} + L_{m}i_{r} \\ \psi_{r} = L_{r}i_{r} + L_{m}i_{s} \end{cases}$$
(1)

式中, $u_s$ 、 $u_r$ 、 $i_s$ 、 $i_r$ 、 $\psi_s$ 、 $\psi_r$ 分别为定子电压、转 子电压、定子电流、转子电流、定子磁链和转子磁 链; $R_s$ 、 $R_r$ 、 $L_s$ 、 $L_r$ 和 $L_m$ 分别为定子电阻、转子电 阻、定子电感、转子电感和互感; $\omega_r$ 为转子电角 速度。

根据瞬时功率定义,以静止坐标系下的定转子 变量表示功率为例,定转子功率可以分别表示为

$$\begin{cases} P_{s} = \frac{3}{2} R_{e} (i_{s}^{*} \cdot u_{s}) \\ Q_{s} = \frac{3}{2} I_{m} (i_{s}^{*} \cdot u_{s}) \\ P_{r} = \frac{3}{2} R_{e} (i_{r}^{*} \cdot u_{r}) \\ Q_{r} = \frac{3}{2} I_{m} (i_{r}^{*} \cdot u_{r}) \end{cases}$$

$$(2)$$

式中, 上标 * 表示取共轭。*P*_s、*Q*_s、*P*_r、*Q*_r分别为 定子侧有功功率、定子侧无功功率、转子侧有功功 率和转子侧无功功率。*R*_e和 *I*_m分别为取实部和 虚部。

## 2 集肤效应对转子电流值的影响

电机能否高效运行一方面取决于电机本身设计的 合理性,另一方面依赖于电机控制系统的精度,而控 制系统的精度通常受到电机参数的影响。在电机运行 中,电机参数容易受到温升效应、集肤效应、邻近效 应等因素的影响而发生改变,还会因为测量仪器本身 存在的测量误差而产生偏差,这使得系统失去了原有 的控制效果。在电磁设计过程中,影响电机参数的重 要因素之一为集肤效应,集肤效应使得电机的阻抗增 大,进一步影响电机的温升及转子电流的最大值,在 电机的设计过程中使得设计裕量不满足要求。

当导体通入恒定不变电流时,导体内的电子是均 匀分布的;而当导体通入交变电流时,导体中会出现 自感电动势以抵抗电流的通过,其电动势值正比于切 割的磁通量。当越靠近导体中心时,其自感电动势越 大,越靠近导体表面,自感电动势越小^[7]。因此电流 被"挤"向导体表面,这种现象称为集肤效应或趋肤效 应,并且当频率越高时,这种现象越严重。

在工程上利用"穿透深度"来表明磁场穿透导体的深度,其表达式为:

$$\Delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} \tag{3}$$

式中,  $\Delta$  为穿透深度,  $\omega$  为角频率,  $\mu$  为磁导率,  $\sigma$ 为电导率。当导体深度大于  $\Delta$  时,认为电流仅存在 于导体表面至  $\Delta$  厚度内。在双馈风力发电机中,转 子采用硬绕组,且通常线规较粗,同时随着电机功 率的不断提升,转子电流较高,导体内电流密度分 布不均匀,集肤效应明显,使得电机参数发生变化, 从而影响到电机的温升及系统的控制性能。

集肤效应对于电机参数的影响主要是对转子电 阻及漏感的影响,而转子电阻直接影响着磁场定向 的准确性,漏感是计算气隙磁链的重要参数,二者 综合影响转子电流值的计算分析。为了充分考虑集 肤效应对于双馈风力发电机参数的影响,通过解析 法计算集肤效应对于电机定转子电阻及端部漏感的 影响,使得路算与有限元仿真值更加准确,为电机 的精准化设计打下坚实基础。表1为两款大功率双 馈风力发电机在考虑集肤效应影响前后,转子电流 的有限元仿真值与试验值的对比。

表1 考虑集肤效应前后转子电流值

	未考虑集肤	考虑集肤	计心估
	效应	效应后	风迎祖
电机 A	1161	1138	1124
电机 B	637.81	631	625

由上表数据可以看出,考虑集肤效应影响后,

转子电流的有限元仿真结果更接近于试验值(仿真中 通过在 design setting 中设置斜槽,充分考虑斜槽影 响),在误差允许范围内,二者近似相等,为电机的 精准化设计提供了有力保障。

## 3 基于 Maxwell 的转子电流有限元仿 真分析

为了验证双馈电机的设计性能,在电机的设计 阶段利用有限元软件建立了其仿真模型并对各工况 下的工作特性进行仿真分析,通过后处理得到磁场、 电场的分布及相关数据,根据结果判断是否达到了 预期设计目标,并为电机的进一步优化设计提供指 导。这就要求在有限元仿真过程中,各输入参数尽 可能与实际工况保持一致,充分考虑路算无法计及 的影响因素。

在双馈风力发电机的有限元仿真过程中,除需 要保证模型的完整及正确性外,还应充分考虑激励 设置中定转子电阻及端部漏感、每周期采样点个数、 定子斜槽等对于仿真结果的影响,图1为Maxwell与 simplorer 联合仿真外电路。

定转子电阻及端部电感的误差主要来源于集肤 效应, 第二节中已对其进行理论分析和计算。在工 程实践当中,对于集肤效应的考虑主要在有限元仿 真阶段定转子电阻及端部漏感值的设置,然而在 Maxwell 二维有限元仿真分析中,由于转子一般采用 电流源激励,无法考虑转子电阻及端部漏感对于电 机性能的影响。为了更加准确的计算转子电流值, 可采用 Maxwell 与 simplorer 联合仿真,通过在控制 电路中添加电阻及电感元件充分考虑集肤效应影响 下定转子电阻的影响,从而更加准确地计算电机的 各项性能。表2为考虑集肤效应并分别采用二维场 仿真及联合仿真两种方法,得到的两款电机特定工 况下的转子励磁电流值,由表中数据可以看出,采 用联合仿真得到的数据更加接近试验值(仿真中通过 在 design setting 中设置斜槽,充分考虑斜槽影响), 在误差允许范围内, 二者基本吻合。



图 1 Maxwell 与 simplorer 联合仿真外电路

表 2 二维场及联合仿真下转子电流值与试验值对比

	电机 A	电机 B
二维场仿真值	1450	1138
联合仿真值	1324	1129
试验值	1321	1124

对于集肤效应的考量、仿真中激励源加载方式 的选择均出于对有限元仿真的理论研究,在实际的 仿真过程中,还存在许多经验值的积累,采样点个 数、定子斜槽段数的选择就是其中很重要的因素。

不同的采样点个数对于有限元仿真结果的准确 性会产生较大的影响,一个周期内采样点个数过多 会影响仿真计算的速度,采样点个数过少则会影响 计算精度。在工程实践中,需要根据不同的电机类 型选择合适的采样点个数,以在保证计算精度的前 提下提高仿真效率。针对有限元仿真采样点个数的 影响,表3为某一工况下不同采样点数得到的转子 电流仿真值与试验值对比,由此可以看出,双馈风 力发电机每周期1000个采样点时,在误差允许范围 内,有限元仿真值与试验值基本吻合。每周期400 个采样点是存在一定的误差,可用于电机方案的初步 估算等,当每周期采样点低于400个点时,会存在数 值计算偏差过大以及多次计算结果不一致等现象,因 此在有限元仿真过程中需对此进行着重考虑。通过改 进仿真方法,可以更加准确地计算转子电流值。

表 3 不同采样点数下,转子电流有限元仿真值

	200 个点	400 个点	1000 个点	试验值
二维场仿真值	1192	1145	1138	1124
试验值	682	637	631	625

本文根据工程实践中遇到的问题,分析由集肤 效应带来的转子参数变化对电机性能参数的影响, 并基于集肤效应及有限元仿真提出了在仿真分析中 精确计算转子电流的方法,将仿真分析结果与试验 值进行对比,可得出以下结论:

(1)在双馈风力发电机的设计中,按照集肤效 应渗透深度计算公式得出的理论值与实际工况存在 一定的偏差。通过系数加以校正后,可以更加准确 地计算电机的各项性能。

(2)相较于二维场内电路仿真分析,考虑了转 子电阻及端部漏感的 simplorer 联合仿真能够更为精 准地计算电机的各项性能。

(3) 在有限元仿真过程中,应分别选取合理的 采样点个数来保证其仿真结果的正确性。

### 参考文献

- [1] 雷健升.基于转子电流的模型参考自适应双馈电机无速度传感 器控制[J].船电技术,2020,40(6):4.
- [2] 唐中伟, 王明军. 双馈风电机组转速控制与失控分析[J]. 2020(7).
- [3] 张晟铵,张永昌.基于转子电流的模型参考自适应双馈电机无 速度传感器控制[J].船电技术,2020,40(6):4.
- [4] 杨旭东. 双馈风力发电机槽配合研究[D]. 天津: 天津大学, 2016.
- [5] 赵阳. 风力发电系统用双馈感应发电机矢量控制研究技术[D]. 武汉:华中科技大学,2008.
- [6] 杨艳蓉,苗树高,杨艳明.双馈风力发电机转子电流环控制研究[J].玉溪师范学院学报,2011.
- [7] J Lee, N M Iyer, H Zhang. Influence of Skin Effect on the Current Distribution of Grounded-gate NMOS Device [J]. IEEE Electron Device Letters, 2017, 38(11): 1583-1585.

(上接第12页)

速随之下降。由双面锥齿形行波旋转超声电机的实际测试结果可知,该设计有效提高了基于面内弯曲 模态行波超声电机的机械输出能力。

## 5 结 论

本文提出了一种工作模态为三阶面内弯曲模态的双面锥齿形行波旋转超声电机,定、转子结构新颖且采用双锥齿面接触来驱动转子做旋转运动,可提高面内弯曲模态行波超声电机输出力矩及电机运行的稳定性。借助 Ansys 有限元软件对定子进行动态设计,选择了定子的三阶面内弯曲模态作为工作模态,确定了定子的主要结构参数。加工了超声电机样机,测试了电机的输出特性,当激励电压峰 – 峰值为 300 V,预压力为 0.4 N,激振频率为 22.665 kHz 时,电机的堵转力矩为 3.087 N·mm,最高空载转速为 160 r/min。

#### 参考文献

- [1] 赵淳生. 超声电机技术与应用[M]. 北京:科学技术出版社, 2007:164-274.
- [2] Tian X, Liu Y, Deng J, et al. A Review on Piezoelectric Ultrasonic Motors for the Past Decade: Classification, Operating Principle, Performance, and Future Work Perspectives[J]. Sensors and Actuators A: Physical, 2020, 306: 111971.
- [3] Čeponis A, Mažeika D, Vasiljev P. Flat Cross-shaped Piezoelectric

Rotary Motor[J]. Applied Sciences, 2020, 10(14): 5022.

- [4] 陈宁,郑杰基,范世珣,等. 超声电机速度与位置的高精度控制[J]. 光学精密工程, 2020, 28(4): 790-799.
- [5] Caesar Puoza J, Sakthivelsamy R. Ultrasonic Motors Structural Design and Tribological Performance—A Review. Tribol[J]. Online, 2021, 16: 286-298.
- [6] 任韦豪,杨淋. 超声电机减摩现象的仿真研究[J]. 振动、测 试与诊断, 2023, 43(1): 114-118, 201.
- [7] 张武,史玉娣,李刚强,等. 基于空天环境应用的超声电机转 子圆盘设计[J]. 微电机, 2022, 55(11): 102-106.
- [8] Ye Z, Zhou C, Jin J, et al. A Novel Ring-beam Piezoelectric Actuator for Small-size and High-precision Manipulator [J]. Ultrasonics, 2019, 96: 90-95.
- [9] Liu R, Wen Z, Cao T, et al. A Precision Positioning Rotary Stage Driven by Multilayer Piezoelectric Stacks [J]. Precision Engineering, 2022, 76: 226-236.
- [10] Glenn T S, Hagood N W. Development of a Two-sided Piezoelectric Rotary Ultrasonic Motor for High Torque [C]. Smart Structures and Integrated Systems, International Society for Optics and Photonics, 1997, 3041: 326-338.
- [11] 张东东,杨小辉,程祥,等. 夹持式双面齿型行波超声电机研究[J]. 微电机,2022,55(3):6-10.
- [12] Yang X, Zhang D, Song R, et al. Development of a Rotary Ultrasonic Motor with Double-Sided Staggered Teeth[J]. Micromachines, 2021, 12(7): 824.
- [13] 方志敏,贺红林,邓传涛,等. 十字叠层压电定子双面驱动的 平面电机[J]. 微电机, 2021, 54(6): 43-48, 88.

# 

顾思芸, 沈建新

(浙江大学 电气工程学院,杭州 310027)

**摘 要:** 永磁同步电机(PMSM)运行在高速工况时交 - 直轴耦合问题严重,对系统控制性能造成不利影响,甚至导致电流环失稳;而解耦策略的参数需要根据电机参数进行整定,对电机参数有一定的依赖性,当电机参数发生扰动 失配时会影响解耦效果。针对上述问题,建立 PMSM 传统 PI 电流控制系统的复矢量模型,分析耦合对系统动稳态性 能的影响。对比分析反馈解耦和复矢量解耦在解耦原理和效果上的特点,并定义解耦策略参数灵敏度函数,用于分 析不同解耦策略的电阻及电感参数灵敏度。灵敏度分析结果表明复矢量解耦具有更好的解耦控制效果,对电感和电 阻参数均不敏感,鲁棒性较高。采用 Simulink 仿真对比了不同解耦策略的效果,结合参数失配仿真验证了灵敏度分 析的正确性。

关键词: 永磁同步电机; 解耦控制; 复矢量; 电流环稳定性; 灵敏度分析 中图分类号: TM351; TM341; TP273 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2023)12-0017-08

## Decoupling Control of High-speed PMSM ——Complex Vector Decoupling and Parameter Sensitivity Analysis

#### GU Siyun, SHEN Jianxin

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: Permanent magnet synchronous motor (PMSM) has a serious problem of *d*-axis and *q*-axis coupling under high-speed conditions, which adversely affects the system control performance and even leads to instability of the current loop. Control parameters of the decoupling strategy need to be adjusted according to the motor parameters, which has a certain dependence on the motor parameters. When the motor parameters are disturbed and mismatched, the decoupling effect may be deteriorated. To solve the above problems, complex vector model of the PMSM traditional PI current control system was established, and the influence of coupling on the dynamic and steady state performance of the system was analyzed. The characteristics of feedback decoupling and complex vector decoupling in decoupling principle and effect were compared and analyzed. A sensitivity function of the decoupling strategy parameters was defined to analyze the sensitivity of resistance and inductance parameters of different decoupling strategies. The sensitivity analysis results show that complex vector decoupling has better decoupling control effect, and is less sensitive to the inductance and resistance parameters, that is, it has high robustness. The effects of different decoupling strategies were compared with Simulink simulation, and the correctness of the theoretical analysis was verified with parameter mismatch simulation.

Key words: PMSM; decoupling control; complex vector; current loop stability; sensitivity

收稿日期: 2023-11-06

作者简介:顾思芸(1997),女,硕士研究生,研究方向为高速永磁同步电机电流控制与优化。

沈建新(1969),男,博士,教授,研究方向为电机设计、控制与应用。

基金项目: 国家自然科学基金(51837010, U22A20214)

高速永磁同步电机因体积小、功率密度大及传 动损耗低等一系列优点,广泛应用于电动汽车、储 能飞轮、空气循环制冷系统及航空等领域^[1],故针 对其控制性能分析和优化成为热点。永磁同步电机 内部存在 *d* - *q* 轴电流耦合,且耦合程度与转速呈正 相关,常规电机由于转速不高,可以忽略耦合的影 响,然而高速电机的因转速极高导致耦合问题突出, 严重影响系统控制性能,甚至导致系统失稳。

为解决高速永磁同步电机的耦合问题, 文献 [2]采用的内模解耦可以改善系统的静态性能,然 而系统会出现欠阻尼震荡,动态性能较差。文献 [3]采用的偏差解耦方法则会导致稳态前的震荡。 前馈解耦^[4]引入前馈项以抵消耦合项,然而所采用 的电流给定值无法完全消除耦合的影响。在前馈解 耦的基础上,反馈解耦采用定子电流实际值,理论 上可以实现完全解耦,但受到电感参数的影响较大 导致解耦效果并不理想^[5]。文献[6]采用基于神经 网络的解耦方法,然而需要提前训练模型以寻找合 适的规则。复矢量解耦策略能够增强系统稳定性和 动态响应性能,实现较好的解耦效果^[7-10]。然而系 统实际运行过程中, 电机的电感及电阻等参数会随 着环境的改变而变化,由于解耦控制参数的整定依 赖电机参数,因此当参数波动导致失配时,解耦效 果会变差甚至失效,目前对解耦策略的参数灵敏度 分析的相关研究较少。

基于上述背景,本文针对高速永磁电机的解耦 策略及其灵敏度分析展开探究,分析电机内部耦合 系统性能的影响,对比分析反馈解耦和复矢量解耦 在解耦原理及控制性能方面的特点。在此基础上定 义了解耦控制的参数灵敏度函数,分析不同解耦策 略的电感及电阻参数灵敏度。在 Matlab/Simulink 平 台上搭建控制模型,分别在理想及参数失配情况下 进行仿真,验证了复矢量解耦具有更好的控制效果, 且电机参数灵敏度较低,不易受到参数摄动失配的 影响。

## 1 永磁同步电机传统 PI 电流控制

#### **1.1** PMSM 复矢量模型

永磁同步电机的在同步旋转坐标系下标量电压 方程:

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_d \frac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} - \omega_e L_q i_q \\ u_q = R_s i_q + L_q \frac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t} + \omega_e (L_d i_d + \psi_f) \end{cases}$$
(1)

式中, $u_d$ 、 $u_q$ 分别为d-q轴坐标系下的定子d、q轴电压, $i_d$ 、 $i_q$ 分别为定子d、q轴电流, $\psi_d$ 、 $\psi_q$ 分 别为定子d、q轴等效磁链, $\omega_e$ 为转子电角速度,  $L_d$ 、 $L_q$ 分别为直轴、交轴等效电感,对于表贴式永 磁同步电机而言, $L_d = L_q$ 。可知该模型为双输入双 输出系统,不利于控制分析与设计,故引入复矢量 形式建模。在复数坐标系中,以d轴为实轴,q轴 为虚轴,则电压及电流的复矢量定义如式(2)所示, 虚数j表示d轴与q轴之间的交叉耦合关系。

$$u_{dq} = u_d + ju_q$$

$$i_{dq} = i_d + ji_q$$
(2)

将式(2)代入式(1)中,得到复矢量形式的 PMSM 模型如下:

$$u_{dq} = (R_s + sL_d + j\omega_e L_q)i_{dq} + e_{dq}$$
(3)

其中, 
$$e_{dq} = j[(L_d - L_q)(\omega_e i_d - si_q) + \omega_e \psi_f]_{\circ}$$

將反电势 *e*_{dq}视作扰动项,得到 PMSM 复矢量模型的传递函数:

$$G_{\rm m}(s) = \frac{i_{dq}(s)}{u_{dq}(s)} = \frac{1}{R_{\rm s} + sL_d + j\omega_e L_q}$$
(4)

#### 1.2 PMSM 传统 PI 电流环复矢量模型

根据式(4)可得采用传统 PI 电流控制的 PMSM 电流环复矢量模型如图 1 所示。根据图 1 可以写出 对应的闭环传递函数如式(5)。



图1 传统 PI 控制系统框图

$$G_{e}(s) = \frac{k_{p}s + k_{i}}{L_{s}s^{2} + (R_{s} + k_{p} + j\omega_{e}L_{s})s + k_{i}}$$
(5)

根据式(5)可知,电机内部的 d-q 轴之间存在 耦合,耦合项 j $\omega_{e}L_{q}i_{dq}$ 与转速呈正相关,故高速工况 下的耦合效应加剧,影响控制性能,需要考虑解耦 策略以改善系统性能。

## 2 永磁同步电机解耦控制策略

#### 2.1 反馈解耦策略

基于所分析得到的耦合项的形式,引入反馈补 偿项以抵消耦合项,从而实现理想情况下的 *d* - *q* 轴 完全解耦。反馈解耦控制框图如图 2 所示。

根据图2可以推出反馈解耦电流环复矢量闭环 传递函数为



图 2 反馈解耦控制框图  $G_{c}(s) = \frac{k_{p}s + k_{i}}{L_{s}s^{2} + (R_{s} + k_{p})s + k_{i}}$ (6)

从式(6)可以看到,解耦后系统传递函数中不 再有与耦合相关的复数项,即*d-q*轴之间不再存在 耦合。然而由于引入的补偿项中含有电机电感参数, 因此对电感参数的准确度要求较高,当参数不准确 时解耦效果变差。

#### 2.2 复矢量解耦策略

复矢量解耦控制的思想是在传统的 PI 电流调节 器中增加积分环节 j $\omega_e k_p \Delta i_{dq}/s$ ,使得系统的零点能够 随着转速变化并与相应的极点始终保持对消,从而实 现完全解耦。复矢量解耦的原理框图如图 3 所示。



#### 图 3 复矢量解耦控制框图

根据框图 3 可以写出复矢量解耦控制电流环的 闭环传递函数如下:

$$G_{\rm c}(s) = \frac{k_{\rm p}s + k_{\rm i} + jk_{\rm p}\omega_{\rm e}}{L_{\rm s}s^2 + (R_{\rm s} + j\omega_{\rm e}L_{\rm s} + k_{\rm p})s + k_{\rm i} + jk_{\rm p}\omega_{\rm e}}$$
(7)

## 3 解耦控制系统性能分析

根据传递函数可以绘制零极点图和波特图以分 析电流环性能,所分析的电机参数如下:定子电阻 为0.0024 Ω,定子电感值为0.056 mH,PWM 调制 周期为5 kHz,考虑受 PWM 开关频率的限制,根据 实际经验,设置电流环带宽频率为2512 rad/s,绘制 不同控制策略运行频率在0 Hz、100 Hz、200 Hz、 300 Hz、400 Hz 及 500 Hz 下的闭环零极点图和波 特图。

#### 3.1 传统 PI 电流环性能分析

传统 PI 电流环的闭环零极点图如图 4 所示。由 图可见,当系统运行频率为 0 Hz,即电机转速为 0 时,系统极点 p₁ 和零点 z₁ 相抵消,然而随着转速逐 渐提高,耦合效应导致其不再抵消,主导极点 p₁ 在 虚轴附近,并随着电机转速升高不断向虚轴移动, 系统不稳定程度增大。

图 5 为传统 PI 电流环的波特图,随着电机运行 频率的升高,系统带宽降低,相位裕度减小,系统 稳定性和动态响应性能均降低。





#### 3.2 反馈解耦电流环性能分析

采用反馈解耦的电流环零极点图和波特图如图 6 及图 7 所示。引入反馈解耦的系统始终有一对零 点和极点相抵消且不随转速变化,主导极点从靠近 虚轴的极点 P₁ 变成远离虚轴的极点 P₂,系统稳定性 较好。从图 7 可知系统不同转速下的频率特性曲线 均重合,提高转速不会降低系统带宽和相位裕度, 因此反馈解耦能够有效改善系统控制性能。







图 7 采用反馈解耦电流调节器的系统波特图 (注:图中不同运行频率下的幅频和相频曲线均相互重合)

#### 3.3 复矢量解耦电流环性能分析

采用复矢量解耦的电流环在不同运行频率下的 零极点图和波特图如图 8 及图 9 所示。可知系统零 点 z₁ 随着转速变化,但始终和靠近虚轴且与耦合相 关的极点 p₁ 相抵消,保证了系统稳定性。由图 9 可 知,系统频率特性曲线同样不随运行频率改变而变 化,解耦效果较好。



图 9 复矢量解耦电流控制系统波特图 (注:图中不同运行频率下对应的曲线均相互重合)

## 4 解耦策略参数灵敏度分析

在实际运行过程中,电机本体的参数会随着运 行环境的影响发生变化,然而在设计控制器时,所 采用的控制器参数是根据电机电感及电阻参数整定 的,若参数失配,会导致控制性能和解耦效果恶化, 下面分析不同解耦策略的参数灵敏性。

#### 4.1 反馈解耦参数灵敏度分析

将电机实际运行时的电感、电阻称为实际参数, 仍采用 L_s, R_s表示,控制器设计采用的电机电感、 电阻参数称为模型参数,并用 L'_s, R'_s表示,可将 带有电机模型参数的反馈解耦控制系统闭环传递函 数重写如下:

$$G'_{c1}(s) = \frac{\omega_{cb}(sL'_{s} + R'_{s})}{L_{s}s^{2} + (R_{s} + j\omega_{e}(L_{s} - L'_{s}) + \omega_{cb}L'_{s})s + \omega_{cb}R'_{s}}$$
(8)

定义反馈解耦电感参数灵敏度函数为 S^G_U:

$$S_{L'_s}^{G'_{cl}} = \frac{\partial G'_{cl}}{\partial L'_s} \cdot \frac{L'_s}{G'_{cl}}$$
(9)

根据式(9)可绘制电机转速分别为0、5 kr/min、 10 kr/min、15 kr/min时的反馈解耦电感灵敏度曲线 如图 10。灵敏度越小,代表控制系统受参数扰动的 干扰越小,参数鲁棒性越强。可以看到,随着运行 频率的提高,反馈解耦电感灵敏度数值越大,更易 受电感参数的影响。当转速达到 15 kr/min时,带宽 内灵敏度甚至接近 1,说明反馈解耦受到电感参数 扰动的影响较大,控制系统的鲁棒性较差。



图 10 反馈解耦电感参数灵敏度曲线

同理,定义反馈解耦电阻参数灵敏度函数,如 式(10)。绘制不同转速下的反馈解耦电阻灵敏度曲 线如图 11 所示。可以看到反馈解耦电阻灵敏度均在 0.02 以内,即电阻参数对反馈解耦效果影响较小。





#### 4.2 复矢量解耦参数灵敏度分析

带有电机电感、电阻模型参数的复矢量解耦系 统传递函数:

$$G'_{c2}(s) = \frac{\omega_{cb}(sL'_s + R'_s + j\omega_e L'_s)}{L_s s^2 + (R_s + j\omega_e L_s)s + \omega_{cb}R'_s + (\omega_{cb}s + j\omega_e \omega_{cb})L'_s}$$
(11)

定义复矢量解耦系统的电感及电阻参数灵敏度 函数分别为 $S_{L_s}^{G',2}$ , $S_{R_s}^{G',2}$ ,对应有式(12)及式(13):

$$S_{L'_{s}}^{G'_{c2}} = \frac{\partial G'_{c2}}{\partial L'_{s}} \cdot \frac{L'_{s}}{G'_{c2}}$$
(12)

$$S_{R'_{s}}^{G'_{s2}} = \frac{\partial G'_{c2}}{\partial R'_{s}} \cdot \frac{R'_{s}}{G'_{c2}}$$
(13)

绘制不同转速下的复矢量解耦电感及电阻灵敏 度曲线图如图 12 所示,可知电感及电阻灵敏度均基 本不随电机运行频率变化,且在带宽内始终在较小 的水平,故采用复矢量解耦受电感及电阻参数的扰 动影响较小,系统整体参数鲁棒性较强,解耦效 果好。





图 13 复矢量解耦电阻参数灵敏度曲线

## 5 仿真与验证

利用 Matlab/Simulink 仿真平台分别搭建了传统 PI 电流控制、反馈解耦电流控制、复矢量解耦电流 控制的模型并进行仿真验证。仿真条件设置如下: 采用转速外环和电流内环的双闭环控制,电机运行 转速为 15 kr/min,初始负载为 0,在 1.2 s 时突加 30 Nm 负载, 1.4 s 卸载。

所用到的 PMSM 参数如表1 所示。

表1 仿真采用的永磁同步电机参数表

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

#### 5.1 解耦性能验证

图 14~图 16 分别为传统 PI、反馈解耦、复矢量 解耦的电流响应曲线。采用传统无解耦 PI 电流控制 时,突加负载及卸载瞬间的 q 轴电流突变导致 d 轴电 流因耦合的影响也有较大波动,且调整时间较长;而 采用反馈解耦和复矢量解耦电流控制后,d 轴电流在 q 轴电流突变时没有明显波动,两种解耦方法的响应 速度均较快。验证了在理想情况下,反馈解耦和复矢





#### 5.2 参数灵敏度仿真验证

仿真条件保持不变,下面对反馈解耦和复矢量 解耦的参数灵敏度进行仿真验证。

5.1.1 电感参数灵敏度

图 17 和图 18 分别为电感参数发生 ± 50% 失配 情况下反馈解耦和复矢量解耦的电流响应对比图。 可知反馈解耦在发生电感参数失配的情况下解耦效 果降低, *d* 轴电流发生较明显波动; 而复矢量解耦 则仍能保持较好的解耦效果。验证了理论分析结果。







图 18 电感失配下的电流响应(L'_s=0.5L_s)

5.1.2 电阻参数灵敏度

图 19 和图 20 分别为电阻参数发生 ± 50% 失配 情况下反馈解耦和复矢量解耦的电流响应对比图。 从结果可知两种解耦策略在电阻失配下均能保持较 好的解耦效果, *d* 轴电流无明显波动。符合灵敏度 理论分析的结果。









图 20 电阻失配下的电流响应(R'_s=0.5R_s)

## 6 结 语

本文针对永磁同步电机在高速工况下内部耦合 突出的问题,应用复矢量模型分析耦合对系统的影 响,并对比分析了反馈解耦和复矢量解耦在解耦原 理、效果和控制性能上的特点。针对电机在运行过 程中的参数摄动及失配问题,定义了解耦策略参数 灵敏度函数,通过灵敏度曲线对比不同解耦策略的 电感及电阻参数灵敏度。在 Matlab/Simulink 平台上 建立系统模型并验证了相对于反馈解耦,复矢量解 耦具有更好的解耦性能,且电机参数鲁棒性较好, 验证了参数灵敏度分析的正确性。

#### 参考文献

- [1] 董剑宁,黄允凯,金龙,等. 高速永磁电机设计与分析技术综述[J]. 中国电机工程学报,2014,34(27):4640-4653.
- [2] 周华伟,温旭辉,赵峰,等. 基于内模的永磁同步电机滑模电 流解耦控制[J]. 中国电机工程学报,2012,32(15):91-99.
- [3] 李春鹏, 贲洪奇, 刘博, 等. 采用扰动观测器的偏差解耦控制 方法[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(22): 5859-5868.
- [4] Han J , Kim B H , Sul S K . Effect of Current Measurement Error in Angle Estimation of Permanent Magnet AC Motor Sensorless Control [C]. Future Energy Electronics Conference & Ecce Asia. IEEE, 2017(17): 2171-2176.
- [5] 樊生文,邵印,谭晶格,等. 低载波比下 PMSM 的复矢量控制研究[J]. 电力电子技术, 2022, 56(2): 136-140.
- [6] 刘贤兴,胡育文. 永磁同步电机的神经网络逆动态解耦控制[J]. 中国电机工程学报,2007(27):72-76.
- [7] 吴为,丁信忠,严彩忠.基于复矢量的电流环解耦控制方法研究[J].中国电机工程学报,2017,37(14):4184-4191.
- [8] 周思展,刘进军,张岩,等.基于复系数比例积分控制器的双 同步旋转坐标系下的不对称电流控制方法[J].中国电机工程 学报,2017,37(18):5399-5408.
- [9] 国敬,范涛,章回炫,等.高速低载波比下永磁同步电机电流 环稳定性分析[J].中国电机工程学报,2019,39(24): 7336-7346.
- [10] 张宏阳. 高速永磁同步电机复数矢量解耦延时补偿方法研究 [D]. 杭州:浙江大学, 2021.

193333	55555555555555555555555555555555555555	YSSSSSSSSSSSSSSSSSSSSSSSSSSSSSSSSSSSSS	3232323232323232323232323232323232323
5353535353535	全年125	<b>《微电机》(月刊)</b> 期,读者可到当地邮局订阅,本刊亦可破订、零购。	邮发代号: 52-92 订价: 8 元/期 年价: 96 元/年 编辑部邮购(含快递费): 300 元/年。
1232	欢迎	投稿!欢迎订阅!欢迎刊登广告!	
Š	国内刊号	: CN61 – 1126/TM	国际刊号: ISSN 1001-6848
25	邮 箱	: micromotors @ vip. sina. com	25 25
23 C	地 坦	: 高新区上林苑四路 36 号(710117)	电话: 029-84276641

. • •

# 基于备选矢量优化的永磁同步电机系统 快速预测位置控制

林 顺1, 衣得武1, 王志强2

(1. 中水北方勘测设计研究有限责任公司, 天津 300222;

2. 天津职业技术师范大学 汽车与交通学院, 天津 300222)

**摘** 要:针对永磁同步电机系统位置预测控制的传统价值函数中位置、转速、电流权重系数难以调整,且存在遍历 法下控制电压矢量选择计算效率低的问题,提出一种基于备选矢量优化的有限控制集快速预测位置控制策略。首先 预测带有电流、转速和位置信息的参考电压矢量,之后转化价值函数到电压量纲以省去权重系数,并将最大电流、 转速限制项统一到电压量纲来实现对电流和转速的限制;之后通过求取参考电压矢量的位置进行备选矢量的优化选 择,将备选电压矢量个数由8个缩减到3个,减少计算次数。最后,通过实验研究证明所提出的控制策略具有较好 的动态响应速度和运动控制精度,且无需权重系数调整、计算次数节省约45%。

关键词:有限控制集快速预测位置控制;位置控制;永磁同步电机;权重系数 中图分类号:TM351;TM341;TP273 文献标志码:A 文章编号:1001-6848(2023)12-0025-06

## Fast Predictive Position Control of Permanent Magnet Synchronous Motor System Based on Alternative Vector Optimization

LIN Shun¹, YI Dewu¹, WANG Zhiqiang²

(1. Bei Fang Investigation, Design & Research Co., LTD., Tianjin 300222, China;

2. School of Automobile and Transportation, Tianjin University of Technology and Education,

Tianjin 300222, China)

Abstract: Aimed at the problem that it is difficult to adjust the weight coefficients of position, speed and current in the traditional cost function of the position predictive control for permanent magnet synchronous motor system, and the problem of low calculation efficiency of control voltage vector selection under the ergodic method. This paper proposed a finite control set fast position predictive control strategy based on alternative vector optimization. First, the reference voltage vector with current, speed and position was predicted, and then the cost function was converted to the voltage dimension to leave out the weight coefficient, and the maximum current, speed limit was unified to the voltage dimension to realize the current and speed limit. At the same time, the optimization selection of the candidate vector was carried out according to calculating the position of the reference voltage vector to reduce the number of candidate voltage vectors from 8 to 3, reducing the number of calculations. Finally, the experimental study proves that the proposed control strategy has better dynamic response speed and motion control accuracy, at the same time, there is no need to adjust the weight coefficient, and the computation times are saved by about 45%.

Key words: finite control set fast position predictive control; position control; permanent magnet synchronous motor; weight coefficient

收稿日期: 2023-05-09, 修回日期: 2023-06-19

作者简介:林 顺(1980),男,学士,高级工程师,研究方向为水电工程电气设计。 衣得武(1985),男,硕士,高级工程师,研究方向为水电工程电气设计。 永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)因具有效率高、体积小和结构简单等优势, 在新能源汽车、高端数控机床、航天航空等领域得到广 泛应用^[1-2]。PMSM 位置控制多使用典型的 PID 三环式 控制结构,需要整定各个环节的调节器参数^[34]。

随着近些年电力电子和信号处理技术的进一步 发展,模型预测控制已逐渐应用于电机驱动系统中。 相比于传统控制结构,具有不再采用典型的级联 PI 控制,具有建模直观、更快的动态响应速度、无需 调整多个参数、同时能够实现对位置跟踪误差的提前 控制等优点^[5]。模型预测控制主要分为两大类:连续 集模型预测控制和有限集模型预测控制,其中有限控 制集模型预测控制(Finite Control Set Model Predictive Control, FCS-MPC)凭借控制灵活度高、无需脉宽调 制等优点,在电机驱动控制中具有广泛应用。

FCS-MPC 根据控制目标的不同,在 PMSM 应用 中主要包括模型预测电流(转矩)控制^[6]、模型预测 转速控制^[7]和模型预测位置控制^[8]。这几种控制方 法均是通过构建价值函数,并通过价值函数最小化 来洗取最优电压矢量,价值函数中一般会包含多个 控制目标,那么每个控制目标的作用大小就需要通 过权重系数来反映,权重系数的调整就成为有限控 制集模型预测控制中必须要解决的一大问题。文献 [9]提出的模型预测转矩控制中,使转矩和磁链统 一到定子磁链矢量,这样能够实现价值函数仅含一 个控制目标,省去权重系数整定环节。在文献[10] 中将价值函数中转矩和磁链误差映射到两相静止坐 标系,并用电压矢量终点到直线和到圆的距离进行 表达等价, 使两者具有相同量纲, 省去权重系数选 取。在文献[11]中,通过引入模糊法和排序法,均 衡转矩与磁链的重要程度,省去权重系数。文献 [12]提出一种消除权重系数的 PMSM 三矢量预测转 矩控制。文献[13]通过备选电压矢量的直接选择方 法,提出无权重系数的直接预测速度控制和预测转 矩控制策略。文献[14]提出基于期望电压矢量的 PMSM 快速速度预测控制,通过局部扇区选取备选 电压矢量,既减少计算步骤,又无需权重系数调整。

以上文献主要是针对模型预测电流(转矩)控制 和转速控制中权重系数整定问题所提出的相应解决 策略,对于模型预测位置控制,如文献[15]提出的 预测位置控制中价值函数同时包含电流、速度、位 置信息,以及限制电流和速度的非线性函数,各个 控制目标之间可能相互干扰,那么就需要包含至少 三个权重系数,而目前的整定方法仅局限在经验法 或试凑法,存在依赖人工经验和耗时较长、计算量 大的问题。文献[16]提出一种无权重系数的预测位 置控制策略,并通过分析电流和速度约束对应的矩 形电压区域,同时进一步修正电压占空比,实现电 流和速度的限制。但是这种电流、速度限制方法会 增加控制算法的计算量,这对控制器会造成一定的 计算负担。

为解决这一问题,本文基于对模型预测转矩控 制和转速控制权重系数调整分析的基础上,提出一 种永磁同步电机系统有限控制集快速预测位置控制 策略。首先进行带有电流、转速、位置信息的参考 电压矢量预测;之后为解决传统价值函数权重系数 难以调整的问题,且缩短计算次数,将价值函数统 一转化到电压量纲,并根据参考电压矢量所在扇区 位置进行备选电压矢量选择和价值函数寻优。同时 为避免计算量大的问题,将最大电流、转速限制项 也统一到电压量纲来实现对电流和转速的限制。

## 1 预测位置控制策略

#### 1.1 一步延迟补偿

将表贴式 PMSM 电压方程离散化可得

$$i_{d}(k+1) = (1 - \frac{T_{s}R_{s}}{L_{s}})i_{d}(k) + \frac{T_{s}}{L_{s}}u_{d}(k) +$$
(1)  
$$T_{s}L_{s}\omega_{e}(t)i_{q}(k)$$
  
$$i_{q}(k+1) = (1 - \frac{T_{s}R_{s}}{L})i_{q}(k) + \frac{T_{s}}{L}u_{q}(k) -$$

$$T_{s}L_{s}\omega_{e}(t)i_{d}(k) - \frac{T_{s}\omega_{e}(t)\psi_{f}}{L_{s}}$$
(2)

式中,  $R_s$ 、 $L_s$ 分别为定子电阻、电感;  $u_d$ 、 $u_q$ 为定 子电压的 d、q 轴分量;  $i_d$ 、 $i_q$ 为定子电流的 d、q 轴 分量;  $\psi_f$ 为永磁体磁链;  $\omega_e$ 为电角速度;  $T_s$ 为电流 采样周期; k、t分别为电流、速度采样时刻; 通过 电流预测值来代替电流测量值,实现预测模型控制 的一步延迟补偿。

#### 1.2 参考电压矢量预测

通过延迟补偿后, *k* +1 时刻的预测电压矢量方 程为

$$u_{d}(k+1) = L_{s} \frac{i_{d}(k+2) - i_{d}(k+1)}{T_{s}} +$$
(3)

$$K_{s}t_{d}(k+1) - L_{s}\omega_{e}(t)t_{q}(k+1) u_{q}(k+1) = L_{s}\frac{i_{q}(k+2) - i_{q}(k+1)}{T_{s}} + L_{s}\omega_{e}(t)i_{d}(k+1) + \omega_{e}(t)\psi_{f} + R_{s}i_{q}(k+1)$$
(4)

(7)

由电机运动方程可得

$$\theta(l+1) = \theta(l) + \omega(t+1) \cdot T_{pm}$$
(5)  
$$\omega(t+1) = \omega(t) + \frac{\left[K_{t}i_{q}(k+2) - T_{L} - B\omega(t)\right] \cdot T_{sm}}{J}$$
(6)

式中, J 为电机转动惯量;  $K_t$  为 PMSM 的转矩系数, 且  $K_t = 1.5 p \psi_f$ ;  $T_L$  为负载转矩; B 为粘性摩擦因数;  $\omega$  为机械角速度。 $T_{sm}$ 、 $T_{pm}$ 分别为转速、位置采样周 期, l 为位置采样时刻。

将式(5)、式(6)分别代入式(3)、式(4),并 将预测位置  $\theta(l+1)$ 选为参考位置  $\theta(l+1) = \theta^*$ ,可得

$$u_q^* = \frac{L_s J \left[ \theta^* - \theta(l) - T_{pm} \omega(t) \right] + L_s T_L T_{pm} T_{sm}}{K_t T_s T_{pm} T_{sm}} + \frac{L_s B \omega(t)}{K_t T_s} - \frac{L_s i_q (k+1)}{T_s} + L_s \omega_e(t) i_d(k+1) + \omega_e(t) \psi_f + R_s i_q(k+1)$$

将式(3)中预测 d 轴电流 i_d(k+2) 选为参考电流 i^{*}_d, 可得

$$u_{d}^{*} = L_{s} \frac{i_{d}^{*} - i_{d}(k+1)}{T_{s}} + R_{s} i_{d}(k+1) - L_{s} \omega_{e}(t) i_{q}(k+1)$$
(8)

由式(7)和式(8)可知,通过位置给定值和d轴 电流给定值,就能够确定参考电压矢量d、q轴分量  $u_d^*$ 和 $u_q^*$ 。

#### 1.3 价值函数的定义

传统价值函数[17]为

$$J_{\rm tr} = \underbrace{\lambda_{\rm e} \left(\theta^* - \theta(k+1)\right)^2}_{\rm (a)} + \underbrace{\lambda_{\omega} \omega^2(k+1)}_{\rm (b)} + \underbrace{\lambda_{d} i_{d}^2(k+1)}_{\rm (c)} + \underbrace{\hat{f}_1(\omega(k+1))}_{\rm (d)} + \underbrace{\hat{f}_2(i_d(k+1))}_{\rm (e)}, i_q(k+1))}_{\rm (e)}$$
(9)

 $J_{u}$ 中通常包含五项: a) $\theta$ 跟踪误差项; b)最佳ω 项; c) $i_{d}$ =0项; d)最大转速限制项; e)最大电流限 制项。同时 $J_{u}$ 需要同时整定 $\lambda_{e}$ 、 $\lambda_{\omega}$ 、 $\lambda_{d}$  三个权重系 数,目前权重系数的调整多采用经验法或试凑法, 过于依赖于人为主观经验,且随数量级的增大,整 定次数会随之增加,算法的复杂度也会随之增加。 但尽管如此,得到的也只是权重系数的大致取值 范围。

为解决此问题,将价值函数转化到电压量纲,为

$$J = |u^* - u^j| + \hat{f}_1 + \hat{f}_2$$
(10)

式中, uⁱ 表示备选电压矢量, j=0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7。

由式(10)可看出 J 仅包含电压跟踪误差,故能 省去权重系数,降低算法复杂度。

式(10)也可以表示为

 $J = \left| u_d^* - u_d^j \right| + \left| u_a^* - u_a^j \right| + \hat{f}_1 + \hat{f}_2 \qquad (11)$ 

文献[17]中价值函数最大电流限制项是电流分量,为了使其都统一到电压量纲,可将式(1)、式(2)代人式(9),可得

$$\begin{cases} \left| \frac{T_s}{L_s} u_d(k) + \Gamma_d \right| \leq i_{dmax} \\ \left| \frac{T_s}{L_s} u_q(k) + \Gamma_q \right| \leq i_{qmax} \end{cases}$$
(12)  
$$\vec{x} \oplus, \ \Gamma_d = \left(1 - \frac{T_s R_s}{L_s}\right) i_d(k+1) + T_s L_s \omega_e(t) i_q(k+1) \\ 1), \ \Gamma_q = \left(1 - \frac{T_s R_s}{L_s}\right) i_q(k+1) - T_s L_s \omega_e(t) i_d(k+1) \\ - \frac{T_s \omega_e(t) \psi_f}{L_s} \circ \end{cases}$$

因此式(11)中
$$f_2$$
可以转化为  
$$\hat{f}_2 = \begin{cases} 0, & \text{if } n_{d\min} \leq u_d \leq n_{d\max} & \text{and } n_{q\min} \leq u_q \leq n_{q\max} \\ \infty, & \text{else} \end{cases}$$

(13)

式中, 
$$n_{dmin} = (-i_{dmax} - \Gamma_d) \cdot L_s / T_s, \quad n_{dmax} = (i_{dmax} - \Gamma_d) \cdot L_s / T_s$$
$$n_{qmin} = (-i_{qmax} - \Gamma_q) \cdot L_s / T_s, \quad n_{qmax} = (i_{qmax} - \Gamma_q) \cdot L_s / T_s ^{\circ}$$

文献[17]中价值函数最大转速限制项是转速分量,为了使其都统一到电压量纲,将式(4)、式(6)代入式(9)可得

$$|\Lambda_{1}u_{q} + \Lambda_{2}| \leq \omega_{\max}$$

$$\Lambda_{1} = K_{t}T_{s}T_{sm}/(L_{s} \cdot J)$$

$$\Lambda_{2} = \left[ \left[ -\left[ L_{s}\omega_{e}(t)i_{d}(k+1) + \omega_{e}(t)\psi_{f} + (14) \right] R_{s}i_{q}(k+1) \cdot T_{s}/L_{s} + i_{q}(k+1) \right] \cdot K_{t} - B\omega(t) - T_{L} \right] \cdot T_{sm}/J + \omega(t)$$

因此式(11)中 $\hat{f}_1$ 可以转化为

$$\hat{f}_{1} = \begin{cases} 0, & \text{if } m_{q\min} \leq u_{q} \leq m_{q\max} \\ \infty, & \text{else} \end{cases}$$
(15)

式中,  $m_{qmin} = (-\omega_{max} - \Lambda_2)/\Lambda_1$ ,  $m_{qmax} = (\omega_{max} - \Lambda_2)/\Lambda_1$ 。

#### 1.4 备选电压矢量的选择

图 1 为两电平电压源逆变器的分区结构图,包括 6 个有效电压矢量  $V_1 \sim V_6 + 2$  个零矢量  $V_0 \, , V_7 \, .$ 

传统八矢量算法是从这8个电压矢量中进行选择,需要计算的次数如表1所示。

 $V_3$   $V_2$   $V_2$   $V_2$   $V_2$   $V_1$   $V_2$   $V_2$   $V_1$   $V_1$   $V_2$   $V_1$   $V_1$   $V_2$   $V_1$   $V_1$   $V_2$   $V_1$   $V_1$   $V_1$   $V_2$   $V_1$   $V_1$   $V_1$   $V_1$   $V_2$   $V_1$   $V_1$   $V_2$   $V_1$   $V_1$ 

图1 两电平电压源逆变器的分区结构图

公式	计算次数
式(1)	1次
式(2)	1次
式(3)	7次
式(4)	7 次
式(5)	7 次
式(6)	7 次
式(11)	7 次
式(11)比较	6次
总计	43 次

从表1可以看出,计算量相对较大,不利于实际应用中计算效率的提高。

为了提高算法的计算效率,通过式(7)、式(8) 得到 $u_q^*(k+1)$ 和 $u_q^*(k+1)$ ,并转换到 $\alpha - \beta$ 轴,为

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha}^{*}(k+1) \\ u_{\beta}^{*}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_{e} & -\sin\theta_{e} \\ \sin\theta_{e} & \cos\theta_{e} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{d}^{*}(k+1) \\ u_{q}^{*}(k+1) \end{bmatrix}$$
(16)

参考电压矢量位置角 $\theta_{ref}$ 为

$$\theta_{\rm ref} = \arctan \frac{u_{\beta}^* (k+1)}{u_{\alpha}^* (k+1)}$$
(17)

由式(17)可确定参考电压矢量落入扇区所对应 的备选电压矢量,如表2所示。

扇区号	备选电压矢量
Ι	$u^{1}(100)$ , $u^{2}(110)$ , $u^{0}(000)/u^{7}(111)$
II	$u^{2}(110)$ , $u^{3}(010)$ , $u^{0}(000)/u^{7}(111)$
III	$u^{3}(010)$ , $u^{4}(011)$ , $u^{0}(000)/u^{7}(111)$
IV	$u^{4}(011)$ , $u^{5}(001)$ , $u^{0}(000)/u^{7}(111)$
V	$u^{5}(001)$ , $u^{6}(101)$ , $u^{0}(000)/u^{7}(111)$
VI	$u^{6}(101)$ , $u^{1}(100)$ , $u^{0}(000)/u^{7}(111)$

零矢量的选择以最小开关次数为依据,如上一时

刻所选电压矢量为 u¹(100), u³(010), u⁵(001), 则 零矢量选 u⁰(000), 如上一时刻所选电压矢量为 u²(110), u⁴(011), u⁶(101), 则零矢量选 u⁷(111)。 通过以上改进, 三矢量需要计算的次数如表 3 所示。

表 3 三矢量算法所	需计算次数
------------	-------

公式	计算次数
式(1)	1次
式(2)	1次
式(3)	3次
式(4)	3次
式(5)	3次
式(6)	3次
式(11)	3次
式(7)	1次
式(8)	1次
式(16)	1次
式(17)	1次
式(11)比较	2 次
总计	23 次

从表 3 可以看出, 计算次数由 43 次转变为 23 次, 计算次数减少, 效率能够大大提高。

#### 1.5 负载观测器

由式(7)可知,参考电压矢量预测中需要用到 负载转矩,而负载转矩一般未知,需要对其进行观 测,本文利用误差反馈校正法设计负载观测器为

$$\begin{cases} \hat{\dot{\theta}} = \hat{\omega} + a_1 (\theta - \hat{\theta}) \\ \hat{\omega} = \frac{K_{\rm t}}{J} i_q - \frac{B}{J} \hat{\omega} - \frac{\hat{T}_{\rm L}}{J} + a_2 (\theta - \hat{\theta}) \\ \hat{T}_{\rm L} = a_3 (\theta - \hat{\theta}) \end{cases}$$
(18)

式中,用 $\hat{T}_L$ 、 $\hat{\omega}$ 、 $\hat{\theta}$ 表示观测器的观测值, $a_1$ 、 $a_2$ 、 $a_3$ 表示观测器系数,且通过极点配置方法计算,两个极点均配置为相同的值 $-S_p$ ,那么

$$\begin{cases} a_{1} = 3S_{p} - B/J \\ a_{2} = 3S_{p}^{2} - 3S_{p} \cdot B/J + B^{2}/J^{2} \\ a_{3} = -JS_{p}^{3} \end{cases}$$
(19)

## 2 控制系统整体结构

永磁同步电机系统快速预测位置控制(FPPC)结构框图包含一步延迟补偿、参考电压矢量预测、改进价值函数、备选电压矢量、负载观测器模块几部

分,如图2所示。



图 2 PMSM 系统快速预测位置控制结构框图

#### **3** 实验研究

#### 3.1 实验平台

为验证所提出的快速预测位置控制策略对永磁 同步电机系统的控制效果,建立实验平台,如图 3 所示。实验平台采用工作主频为 200 MHz 的 TMS320F28379 主控 DSP 芯片,控制周期为 50 μs。 表贴式 PMSM 的参数如表4 所示。



	图 3	实验系统图
表 4	表则	占式 PMSM 的参数

电机参数	参数值
$U_{ m dc}/{ m V}$	24
$P_{\rm N}/{ m kW}$	0.13
$R_{ m s}/\Omega$	0. 345
$L_{\rm s}/{ m mH}$	0.366
p	4
$n_{\rm N}/( m r/min)$	3000
$T_{\rm N}$ /N · m	0.42

#### 3.2 跟踪效果对比

为了验证所提控制算法跟踪折线运动轨迹时的 位置跟踪效果,令 PMSM 驱动系统带载跟踪折线轨 迹,图4分别给出传统价值函数 PPC 策略^[17]、所提 PPC(八电压矢量,简称8VV)策略和所提 PPC(三矢 量,简称3VV)策略下的实验效果图。



图 4 跟踪折线轨迹(a)传统 PPC 策略^[17]

为了验证所提控制算法跟踪曲线运动轨迹时的 控制效果,令 PMSM 驱动系统带载跟踪正弦曲线轨 迹,图 5 给出传统价值函数 PPC 策略^[17]、所提 PPC (8VV)策略和所提 PPC(3VV)策略下的实验效果图。



图 5 跟踪曲线轨迹(a)传统 PPC 策略

从图 4 和图 5 可以看出,所提 PPC 策略不仅能 够较好地跟踪直线运动轨迹,还能跟踪曲线运动轨 迹,而且与传统价值函数的 PPC 策略相比,所提控 制策略能够获得更优于传统策略的稳态效果,而且 无需权重系数整定,省去人工试凑多次实验调节系 数的工作量,增加实用性。同时 8VV 策略的计算时 间为17.1 μs,所提 FPPC 策略的计算时间为9.2 μs, 基本符合两种算法在计算次数上 23/43 的比例,可 以验证上述计算效率能够提高 45% 的结论。

#### 3.3 加载实验

为了验证所提控制算法加载时的控制效果,令 PMSM系统跟踪斜线运动轨迹,分别采用 PI + PSC (预测速度控制)策略^[7]、传统价值函数 PPC 策 略^[17]、8VV 策略和3VV 策略控制时,观测突加负载 时系统波形变化,如图 6 所示。四种算法的动态性 能对比如表 5 所示。表中, $\omega_{max}$ 表示速度变化最大值, $t_x$ 表示调节时间。



<b>N</b> 114	2111	> // IL
$\mathbf{D} \in \mathbf{D} \subset [7]$	$\omega_{\rm cmax}/({\rm rad/s})$	47
PI + PSC ^{ers}	$t_{\rm s}/{ m ms}$	70
PPC ^[17]	$\omega_{\rm cmax}/({\rm rad/s})$	37
	$t_{\rm s}/{ m ms}$	48
8VV	$\omega_{\rm cmax}/({ m rad/s})$	32
	$t_{\rm s}/{ m ms}$	28
3VV	$\omega_{ m emax}/ m rad/ m s$	31
	$t_{\rm s}/{ m ms}$	27

从表 5 可以看出,相比 PI + PSC 策略, PPC 策略下加载时速度变化较小,且调节速度较快;相比 传统 PPC 策略,8 矢量 PPC 策略和所提出的3 矢量 PPC 策略下速度变化最大值进一步减小,且动态调 节速度进一步提高,且无需整定权重,算法复杂度 减小;相比8 矢量 PPC 策略,所提出的3 矢量 PPC 策略能够获得类似的速度变化最大值和动态调节速 度,但计算效率大大提高。

### 4 结 论

本文所提出的基于备选矢量优化的永磁同步电 机系统快速预测位置控制策略具有以下优点:

(1)通过采用有限集模型预测位置控制结构, 能够提高 PMSM 系统在突加负载时的动态响应速度 和运动控制精度。

(2)通过采用改进的价值函数,将传统价值函数转化到电压量纲,能够省去权重系数且简化算法,

同时将最大电流、转速限制也统一到电压量纲来实现对电流和转速的限制。

(3)根据参考电压矢量所在扇区位置进行备选 电压矢量的选择和价值函数的最优化,将备选电压 矢量个数由8个缩减到3个,能够缩短计算次数, 提高计算效率。

#### 参考文献

- [1] 王治国,郑泽东,李永东,等.交流电机模型预测控制综述
   [J].电机与控制学报,2022,26(11):14-30.
- [2] 叶宇豪,彭飞,黄允凯.多电机同步运动控制技术综述[J].
   电工技术学报,2021,36(14):2922-2935.
- [3] Cheng K Y, Taou, Y Y. Fuzzy Optimization Techniques Applied to the Design of a Digital PMSM Servo Drive[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19(4): 1085-1099.
- [4] Hsu C, Lai Y. Novel Online Optimal Bandwidth Search and Autotuning Techniques for Servo Motor Drives [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 53(4): 3635-3642.
- [5] 齐昕,苏涛,周珂,等.交流电机模型预测控制策略发展概述[J].中国电机工程学报,2021,41(18):6408-6418.
- [6] 秦艳忠,阎彦,陈炜,等.永磁同步电机参数误差补偿-三矢量 模型预测电流控制[J].电工技术学报,2020,35(2):255-265.
- [7] Fuentes E J, Silva C, Quevedo D E, et al. Predictive Speed Control of a Synchronous Permanent Magnet Motor [C]. IEEE International Conference on Industrial Technology, 2009, 13: 1-6.
- [8] 牛峰,马建伟,胡艳芳,等.预测控制模式自切换的永磁同步电机位置控制方法[J].电机与控制学报,2022,26(10):66-73,80.
- [9] Zhang Y C, Yang H. Two-Vector-Based Model Predictive Torque Control without Weighting Factors for Induction Motor Drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(2): 1381-1390.
- [10] 苗铁如,宋鹏云,吕铭晟,等.表贴式 PMSM 预测转矩控制的 无权重代价函数设计方法研究[J].电工技术学报,2023(1):
   1-11.
- [11] Kodumur M R E, Kunisetti V P, Kumar T V. Enhanced Predictive Torque Control for Open End Winding Induction Motor Drive without Weighting Factor Assignment[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(1): 503-513.
- [12] 徐艳平,李园园,张保程,等.一种消除权重系数三矢量模型 预测转矩控制[J].电工技术学报,2018,33(16):3925-3934.
- [13] Zhang X G, He Y K. Direct Voltage-Selection Based Model Predictive Direct Speed Control for PMSM Drives without Weighting Factor [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(8): 7837-7851.
- [14] 黄宴委,汤邵建,黄文超,等.基于期望电压矢量的永磁同步
   电机快速速度预测控制[J].电机与控制学报,2020,24(4):
   87-95.
- [15] Kyslan K, Šlapak V, Ďurovsky F, et al. Feedforward Finite Control Set Model Predictive Position Control of PMSM [C]. Proc. of PEMC, 2018: 549-555.
- [16] Hu J H, He C, Li Y. A Novel Predictive Position Control with Current and Speed Limits for PMSM Drives Based on Weighting Factors Elimination [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022.

# 基于令牌总线的推举主机热备份冗余驱动系统

刘亚男,王治鹏,何正熙,刘飞洋,游 洲,刘文静,李 朋,彭仁勇 (中国核动力研究设计院核反应堆系统设计技术国家级重点实验室,成都610213)

**摘 要:** 传统并联驱动技术以其功率密度大,成本低、可热切换等优点被广泛应用于热备冗余驱动系统,但其存在 主从结构不利于容错的问题,为解决这一问题本文提出一种基于令牌总线的推举主机热备份冗余驱动策略。本文分 析了传统并联驱动系统的主从结构特点后,将适用于分布式拓扑结构的令牌环总线技术与并联驱动技术相结合,解 决了主从结构中主站宕机会引发整个系统宕机的问题。同时本文还探究了低环流并联驱动技术在推举主热备份冗余 驱动系统中的应用情况。与传统方案相比,本方案提高了热备份冗余驱动系统的可靠性且降低了其运行环流。最后 在 Matlab 环境中建立仿真模型,实验结果表明该方案可在不损失电机控制效果的前提下提高系统稳定性且有效控制 驱动环流。

关键词:电机;冗余;令牌总线;仿真 中图分类号:TP272 文献标志码:A 文章编号:1001-6848(2023)12-0031-05

### Thermal Backup Redundancy Based on Dual Parallel Drive System

LIU Yanan, WANG Zhipeng, HE Zhengxi, LIU Feiyang, YOU Zhou, LIU Wenjing, LI Peng, PENG Renyong (Nuclear Power Institute of China, National Key Laboratory of Science and Technology on Reactor System Design Technology, Chengdu 610213, China)

**Abstract**: Traditional parallel drive technology is widely used in hot backup redundant drive system for its advantages of high power density, low cost and hot swap. However, it has the problem that the master-slave structure is not conducive to fault tolerance. To solve this problem, this paper proposed a redundant drive strategy based on token bus for push host hot backup. After analyzing the characteristics of the traditional parallel drive system, this paper combined the token ring bus technology which was suitable for distributed topology with the parallel drive technology to solve the problem that the whole system breaks down when the master station breaks down in the master-slave structure. At the same time, the application of the low circulation parallel drive technology in the drive system of the main thermal backup redundant machine was also discussed. Compared with the traditional scheme, this scheme improved the high reliability of the thermal backup redundant drive system and reduces its operating circulation. Finally, a simulation model was established in Matlab environment. The experimental results show that this scheme can improve the system stability and effectively control the driving circulation without losing the motor control effect.

Key words: motor; redundancy; token bus; simulation

## 0 引 言

电机由于其能量转换过程清洁无污染,运行过

收稿日期: 2023-06-05

作者简介:	刘亚男(1992), 女, 工程师, 研究方向为反应堆仪控电气。
	王治鹏(1997),男,助理工程师,研究方向为反应堆仪表与控制
	何正熙(1983),男,正高级工程师,研究方向为反应堆仪控电气
	刘飞洋(1982),男,高级工程师,研究方向为反应堆仪控电气。
	游 洲(1983),男,高级工程师,研究方向为反应堆仪控电气。
	刘文静(1984), 女, 高级工程师, 研究方向为反应堆仪控电气。
	李 朋(1983),男,工程师,研究方向为反应堆仪控电气。
	彭仁勇(1990),男,高级工程师,研究方向为反应堆仪控电气。

程噪音较小,制造及控制方法相对简单成熟,所以 在社会生产过程中被广泛应用。在一些高要求的电 机运行环境中,为防止驱动产生故障时造成重大损 失,如航空航天、医疗救护等环境中,必须设计冗 余驱动^[1]。传统"用1备1"的备份结构需要一台主 驱动进行控制,一台备用驱动在主驱动故障时进行 切换,这不仅使驱动系统体积大,成本高且存在"失 控时间"这一致命缺陷。而并联驱动技术可以解决这 些问题。

在并联驱动高容量电机的并联驱动系统中,多 个驱动模块并联分担功率,各个模块容量较小,功 率密度高,可进行热切换。相比于传统"用1备1" 系统,该系统的可靠性得到提高,且降低了生产维 护成本^[2]。但是并联驱动中的每个逆变器均输出交 流,其瞬时值、频率、相位不完全一致,继而在逆 变器间产生环流^[4]。环流会影响系统性能,严重时 甚至会损坏器件。

造成环流的原因之一是负载电流的分配不均[5], 其可以通过在交流侧串接均流电抗器或在并联系统 中加入负载均分抑制策略来改善^[4]。原因之二是不 同模块的控制精度不同、参数不同。其会使得各个 逆变器输出的瞬时电压不同,从而造成环流。其可 以通过引入均流控制来改善。瞬时平均电流控制可 减少并联逆变器之间的环流,由各个逆变器的基准 信号的平均值产生同步信号,通过同步锁相环技术 使多个模块跟踪同一基准电压,以实现同步^[6]。下 垂均流控制通过调节变换器的输出阻抗,以达到并 联的均流控制的目的。西安交通大学的裴云庆提出 了一种无互联信号线的并联控制方法,通过检测自 身功率,使用外特性下垂法来调节自身输出电压的 相位、幅值,从而均分负载的有功功率,抑制环流 产生^[7]。张兴提出了一种功率调节累加算法,基于 功率差调节逆变器,通过计算各模块自己输出的有 功和无功功率,再相互之间交换数值,利用差异信 息调节各自的电压基准和幅度,实现负载功率 均分[2]。

以上基于主从控制的并联控制方法可以有效的 解决备份冗余系统体积大,成本高和存在"失控时 间"的问题。但是传统并联驱动方法都是主从结构, 这并不利于容错。当主机失控,整个系统将崩溃。 而基于令牌总线技术的各个节点都能够发送数据的 特点^[8],本文提出一种"令牌总线推举主机策略", 解决了主从并联控制系统中的容错问题。同时本文 在以上策略的基础上又提出了一种"单机电流控制方 法",有效抑制了该控制系统的环流。

## 1 并联驱动热备份冗余系统

为保证系统可靠性和冗余度, 驱动系统通常采

用"用1备1"的结构,如图1(a)所示,其包含主用、 备用两个驱动器。在主驱动故障的时候,上位机控 制QF切断主驱动并切入备用驱动器,驱动电机继续 运行。然而"用1备1"的结构存在明显的弊端:QF 冗余切换方案存在"失控时间"。如图1(b)所示,主 驱动器报警发生到备用驱动器切入工作的这段时间 内,电机处于失控状态。这降低了系统的可靠性。



图 1 传统的冗余备份结构及切换时间

而并联驱动结构,如图2所示,用多个并联驱动器代替一个驱动器。在这种方式下,如果主驱动器2故障,主驱动器1将提高功率运行直到备用驱动器切入,如图3所示,原方案的失控时间被主驱动1的正常运行覆盖,从根本上杜绝了"失控时间"这一问题。



图 3 并联冗余结构故障切换

此外,这种方式可以最大限度的对驱动设备进 行整体集成,并联的电机越多体积节省比越高。如 4 台一组的电机,每台 1.5 kW,采用双重并联结构
仅需要两台3 kW 的主驱动,一台备用驱动,相比单 机冗余系统所需的8 台驱动来说有极大优势。

### 2 令牌总线推举主机策略

#### 2.1 令牌总线技术

传统的并联驱动都需要主机处理信息,然后把 处理后的数据以及同步信号等信息传送给从机,如 图4所示。主站处理完电机转速信号后,将产生的 电压信号送给从站。虽然这种主从并联结构可以解 决"失控时间",但是又产生了另一个问题——主站 在并联驱动系统中起着重要作用,调配整个系统工 作,主站故障将会影响整个控制网络。因此并联的 热冗余备份系统需要有一种既可以实现主从交互又 具备强大容错能力的通讯架构。



#### 图 4 基于主从结构的并联控制

对于分布式拓扑结构的电子设备,其最佳的通 信方案是令牌总线技术(Token Bus)。令牌总线技术 实际上是在总线结构中运用"令牌"来控制节点访问 总线权利的控制方法^[9]。设备在首次组网时,按照 节点地址为节点编排逻辑环,优先级最高的为主站, 其次为从站。主站发送数据帧和令牌帧,低一级地 址的从站节点在接受到令牌帧后,成为主站并重复 以上操作,上个主站成为从站。如图5,节点按照A -B-C-D-E-G-A的顺序依次成为主站。



#### 图 5 令牌总线逻辑

#### 2.2 推举主机策略

在并联驱动中,由于从站一般不用发送信息, 所以本文在令牌总线技术的基础上,提出了一种推 举主机策略。设备在首次组网时,预设各节点优先 级,优先级最高的为主站,最低的为备用设备。主 站负责广播发送令牌帧,从站进行广播形式进行应 答,主站、从站可以知晓所有节点的应答情况。而 只有在主站发生故障时才根据优先级变更主站。

例如,若发生故障,如果各从站连续数个周期 没有收到主站令牌帧,优先级最高的主站从序列中 剔除,优先级次高的从站晋升为最高优先级,并接 替成为新的主站,发送令牌帧和数据帧;如果次优 先级从站连续数个周期未回复主站令牌,则次从站 从序列中剔除,其余从站依次晋升。且在节点从序 列中被剔除后,下个周期自动启用备用驱动器。

总通讯时序图如图 6 所示,三角波为 PWM 载波 信号,下溢点同步周期开始,此时主站发送同步信 号给各从站进行载波同步,主站控制输出电压的计 算,从站预算角度。之后开始发送令牌帧:若主站 数个周期没有向总线发送令牌,则总线将次一级从 站变更为主站,然后重新进行同步;若从站没有应 答主站,则从站从总线中剔除,备用站点启动。令 牌帧后,从站计算输出电压,最后在控制周期结束 时同时更新占空比寄存器。



图 6 双重并联系统令牌总线时序图

#### 2.3 基于旋转坐标系的单机电流控制模型

同步电机矢量控制因其技术成熟,动、静态性能 好,设计简单而被广泛应用。本文基于令牌总线的推 举主机热备份冗余系统所使用的电机控制模型为矢量 控制模型。其关键点为如何将定转子在静止坐标系下 的复杂磁链简化,从而方便应用传统 PI 控制。

同步电机三相静止坐标系下的定子电压模型为:

$$\begin{bmatrix} u_{\mathrm{A}} \\ u_{\mathrm{B}} \\ u_{\mathrm{C}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{\mathrm{s}} & 0 & 0 \\ 0 & R_{\mathrm{s}} & 0 \\ 0 & 0 & R_{\mathrm{s}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\mathrm{A}} \\ i_{\mathrm{B}} \\ i_{\mathrm{C}} \end{bmatrix} + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \begin{bmatrix} \psi_{\mathrm{A}} \\ \psi_{\mathrm{B}} \\ \psi_{\mathrm{C}} \end{bmatrix}$$
(1)

式中, $u_A$ 、 $u_B$ 、 $u_C$ 为定子三相绕组的电压, $R_s$ 为定 子绕组电阻, $i_A$ 、 $i_B$ 、 $i_C$ 为三相绕组电流, $\psi_A$ 、 $\psi_B$ 、  $\psi_C$ 为三相绕组磁链。 将三相静止坐标系下的定子电压模型转换到二 相静止坐标系下为

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s} + pL_{\alpha} & pL_{\alpha\beta} \\ pL_{\alpha\beta} & R_{s} + pL_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} + \omega_{r}\psi_{f} \begin{bmatrix} -\sin\theta_{r} \\ \cos\theta_{r} \end{bmatrix}$$
(2)

其中, $u_{\alpha}$ 、 $u_{\beta}$ 为静止坐标系下的电压, $i_{\alpha}$ 、 $i_{\beta}$ 为静止坐标系下的电流。

将二相静止坐标系下的定子电压模型转换到同 步旋转坐标系下为

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} pL_d & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_d & pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \psi_f \end{bmatrix}$$
(3)

式中, $u_d$ 、 $u_q$ 为转换后旋转坐标系下 d、q轴电压,  $i_d$ 、 $i_q$ 为转换后 d、q轴电流。

根据以上模型,应用矢量控制的传统并联控制 直接将电机输出的电流反馈到输入端,然后进行 PI 调节,这可能导致施加在电机上的总电流等于参考 电流,但各个逆变器输出的电流却不同,从而造成 环流。本方案使用的并联控制改进了传统并联控制, 称之为"单机电流控制",如图 7,主站进行角度估 算和转速控制后,将计算所得的 dq 轴参考电流发送 给从站,从站将自己逆变器的输出的电流反馈到输 入端与主站发送的参考电流比较,最终使每个逆变 器输出的电流相同,从而抑制逆变器间的环流。



图 7 单机电流控制环流抑制策略

除此之外,当主从切换时,为了维持控制信号不 突变,将最近一个周期主站的q轴电流给定,q轴电 压给定和d轴电压给定分别赋值给新主站控制环路的 积分项。当备用设备切入,为了消除环流和冲击,会 在之前的每个周期对备用设备进行电压预处理,保证 其电容上的输出电压与目前电机端电压基本一致。

### 3 仿真及验证

仿真系统基于 Matlab,包括主站 DSP 控制模块、 从站控制模块、逆变器模块、输出开关、线路阻抗、 信号监控和同步磁阻电机电机,由4个驱动单元控 制2台同步磁阻电机。仿真框图如图8所示。



图 8 Matlab 仿真框架图

仿真考虑了线路和断路器差异造成的输出阻抗 不均衡问题,验证输出阻抗差异对电流环流的影响, 关键的仿真参数如表1所示。

表1 仿真系统参数

序号	参数	说明
1	仿真步长	定步长 1e-6
2	仿真求解算法	Ode3
3	仿真时长/s	12
4	电机电阻/Ω	1.71
5	电机电感/mH	2.1
6	电机极对数	2
7	检山口会物	L: 100 μH, 5 mΩ
/	制出 LL 参数	C: 50 μF
8	线路/断路器阻抗不均衡	3 mΩ

仿真验证了对性能要求更苛刻的大电流环境,在 驱动器4输出阻抗与其他驱动器存在差异的情况下,分 别进行了3 Hz 和20 Hz 的仿真试验。3 Hz 运行工况如 图9 所示,从图9 可以看出,电流环流占比4.54%。



随着频率升高,各项输出差异比值降低,输出 滤波器的滤波效果变强,环流有所降低。图 10 显示 了 20 Hz 工况下的 A 相电流情况,电流环流占比 2.55%。可以看出,双重并联方案的电流占比小于 5%,效果良好。



图 10 仿真图

图 11 仿真了驱动器故障切离的情况,4 号驱动 故障切离,其负担的功率由其余三个驱动器共同承 担,电机运行状态良好。



图 11 驱动器故障切离仿真

## 4 结 语

本文在分析了传统并联驱动主从结构的优缺点 后,提出了一种基于令牌环总线的"推举主机策 略",该方案通过及时切换并联驱动系统中的主机从 而避免主机宕机时系统崩溃。同时提出了一种"单机 电流控制策略"用于改进使用的矢量控制的传统并联 控制中存在环流的问题,该方案通过将每个并联逆 变器的电流反馈到输入端,从而控制每个逆变器输 出电流一致。相比于传统方案,本方案不仅解决了 主从并联控制存在的安全隐患,还将并联驱动中的 环流进一步降低,具有良好的应用前景。

#### 参考文献

- [1] 徐媚媚.容错式永磁辅助同步磁阻电机设计、分析与控制[D]. 镇江:江苏大学,2020.
- [2] 何中一. PWM 逆变器的控制及并联运行控制研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2009.
- [3] 张怀梅. 多逆变器并联控制技术研究[D]. 西安: 长安大 学, 2005.
- [4] 余浩赞. 直驱风力发电机组机侧变流器控制系统设计与实现 [D]. 长沙: 湖南大学, 2009.
- [5] 孔雪娟,王荆江,彭力,等.采用 SVPWM 的三相逆变电源的 分散逻辑并联运行[J].中国电机工程学报,2003(6):81-86.
- [6] 张兴,张崇巍. PWM 可逆变流器空间电压矢量控制技术的研究[J]. 中国电机工程学报,2001(10):103-106,110.
- [7] 裴云庆,姜桂宾,王峰,等.用于分散式发电系统并联组网的 变流器及其控制技术研究[Z].西安:西安交通大学,2009.
- [8] 陈良昌. 面向令牌总线的测试关键技术研究[D]. 太原:中北 大学, 2021.
- [9] Montuschi P, Ciminiera L, Valenzano A. Time Characteristics of IEEE 802. 4 Token Bus Protocol[J]. IEE Proceedings E-Computers and Digital Techniques, 1992, 139(1): 81-87, 135.

## 商用电子衡器传动电机控制策略研究

谢 尧^{1,2},张广杰²,庄曙东²,成先明²,田成东² (1. 江苏省常州技师学院,常州 213000; 2. 河海大学 机电工程学院,常州 213000)

摘 要:针对商用电子衡器传动电机长时间工作易失步问题,采用高性能永磁同步电机(PMSM)作为传动电机。为 提高 PMSM 无感控制响应速度、稳定性、控制精度等动态性能,提出一种基于改进滑模控制器(ISMC)的迭代扩展 卡尔曼滤波(IEKF)速度、角度估计策略。针对滑模面函数和趋近律进行优化,改善了传统滑模算法存在的稳定性差 及达到稳态转速时间长等问题。具体而言,本策略分析不同滑模面函数优缺点设计出新型滑模面函数;同时,设计 新型趋近律函数,并引入变量相调整滑模面函数的变化率,以保证系统可控,相较于传统滑模算法,本策略能够更 快速地使得系统稳定,并且无需考虑运动学模型中的摩擦力和不确定性因素,具有广阔的实际应用前景。并且针对 扩展卡尔曼滤波器处理较强非线性信号预测精度差的问题,考虑局限性和噪声等因素,提出采用迭代算法对状态向 量以及协方差矩阵进行优化以提升其预测准确性。仿真和实验结果表明,所提新方法缩短了电机到达稳态转速的时 间、提高了转速预测精度以及电机运行的稳定性。

关键词:永磁同步电机;扩展卡尔曼滤波器;无感控制;滑模控制 中图分类号:TM351;TM341;TP273 文献标志码:A 文章编号:1001-6848(2023)12-0036-08

## Research on Control Strategy of Commercial Electronic Weighing Instrument Transmission Motor

XIE Yao^{1,2}, ZHANG Guangjie², ZHUANG Shudong², CHENG Xianming², TIAN Chengdong²

(1. Changzhou Technician College, Changzhou Jiangsu 213000, China;

2. School of Mechanical and Electrical Engineering of Hohai University, Changzhou Jiangsu 213000, China)

Abstract: High-performance permanent magnet synchronous motor (PMSM) is used as the transmission motor was proposed for the problem that commercial electronic weighing instrument drive motors are easy to lose step when working for a long time. To improve the dynamic performance of permanent magnet synchronous motor (PMSM) sensorless control, such as response speed, stability and control accuracy, iterative extended Kalman filter (IEKF) speed and angle estimation strategy based on improved sliding mode control (ISMC) was proposed. The sliding surface function and reaching law were optimized, which improved the problems of poor stability and long time to reach steady-state speed of traditional sliding mode algorithm. Specifically, this strategy analyzed the advantages and disadvantages of different sliding surface functions to design a new sliding surface function; at the same time, a new reaching law function was designed, and the variable phase was introduced to adjust the change rate of the sliding mode surface function to ensure that the system was controllable. Compared with the traditional sliding mode algorithm, this strategy can make the system stable more quickly, and does not need to consider the friction and uncertainty factors in the kinematics model, which has broad practical application prospects. Aiming at the problem of poor prediction accuracy of extended Kalman filter in dealing with strong nonlinear signals, considering the limitations and noise, an iterative algorithm was proposed to optimize the state vector and covariance matrix to improve its prediction accuracy. The simulation and experimental results show that the proposed method shortens the time for the motor to reach the steady-state speed, improves the speed prediction accuracy and the stability of the motor operation.

Key words: permanent magnet synchronous motor; extended kalman filter; sensorless control; sliding mode control

收稿日期: 2023-05-12, 修回日期: 2023-07-03

基金项目:江苏省高校实验室研究会立项资助研究课题(GS2019YB18);中央高校基本科研业务费专项资金资助 (B230205013);江苏省精密与微细制造技术重点实验室数学建模课题组(CZ520007812)。

作者简介:谢 尧(1980),男,高级讲师,工程硕士,研究方向为电机驱动控制技术。

通讯作者:张广杰(1999),男,硕士研究生,研究方向为电机驱动控制技术。

## 0 引 言

永磁同步电机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)因其高可靠性、高效率、低损耗、使 用寿命长等优势^[1],在众多工业领域得到广泛应用。 针对商用电子衡器热敏打印机的电机易失步问题[1], 采用高性能、体积小的 PMSM 作为传动电机。目前 传统控制算法很难在兼顾响应速度的同时,抑制超 调量、保证系统的稳定性。此外,实现 PMSM 的有 效控制需要获得电机转子的位置进而准确施加电压 矢量,传统提取转子转角和速度的方法一般采用编 码器、传感器等。但安装编码器或者传感器会带来 以下问题:一是传感器的安装会使电机的体积增 加^[2]:二是传感器的装配精度要求较高,增加了生产 工艺难度,人工装配成本增加而且存在不可避免的安 装误差:三是安装传感器会带来走线问题,在恶劣的 环境下不宜安装传感器^[3]。所以 PMSM 无传感器控制 策略的研究受到国内外学者越来越多的关注。

为提升电机综合性能,国内外学者、专家进行 了许多针对性研究。在提高电机控制性能方面,冯 志伟等^[4]采用反演法与滑模控制(SMC)相结合作为 电流环的控制器, 电机收敛速度变快, 有效抑制滑 模抖动,但仍需解决超调问题。禹聪等^[5]通过设计 模糊控制器实现 SMC 算法的参数自整定,但模糊控 制器的设计需要丰富的专家经验,不同工作环境需 要对模糊控制器进行实时调整。侯孝涵等^[6]采用新 型双幂次趋近律,进而降低符号函数 sgn 的不连续 性导致系统发生抖振,进而减小传统滑模控制系统 抖振问题。朱军等^[7]在指数型趋近律增加了变速项, 理论上实现了消除滑模运动的抖动现象。Li 等^[8]提 出一种新型滑膜面并且提出了综合评价 PMSM 控制 性能的评估方法。Suman 等^[9] 对常规的 PI、PID、 SMC 算法进行仿真模拟,最终验证 PID 控制算法与 SMC 算法相结合具有良好的控制性能。Kashif 等^[10] 针对环境变换问题,提出 SMC 控制器作为转速控制 器,验证 SMC 速度控制器具有一定的抗干扰能力以 及动态品质。王崇武等[11]采用双曲正切函数对滑模 面进行切换,在一定程度上减小滑膜抖振问题。

在无感控制方面,扩展卡尔曼滤波器算法(The Extended Kalman Filter, EKF)能够同时进行数据的 采集以及转子信息的计算,并且能够在不同环境下 自主调节增益参数,非常适合作为商用电子衡器热 敏打印机传动电机的无感控制算法。Dai 等^[12]提出 EKF 算法用于电机转子位置以及速度的估计,通过 仿真验证无感控制的控制精度、动态性能可以达到 有感控制的标准,证明了 EKF 算法作为无感控制算 法的可行性。臧瑞真等^[13] 将参数不确定以及噪声引 起的误差作为滤波估计误差,并设计模糊 PID 对速 度偏差进行实时校正。余致廷等^[14] 提出通过遗传算 法对 EKF 的协方差矩阵进行优化,并加入负载前馈 补偿以提高系统的鲁棒性。郑大坤等^[15] 采用电流解 耦控制策略与 EKF 相结合的方法,有效提高了 EKF 算法的估计精度。李松等^[16] 将 BP 神经网络对 EKF 的滤波误差进行修正,控制系统的跟踪精度以及响 应性能都有所提升。目前很多国内外专家将智能算 法运用到电机控制上,虽然控制精度高,但是算法 复杂、计算量大需要高性能芯片作为技术支持。

本文提出一种改进 SMC (Improved Sliding Mode Control, ISMC)算法与 EKF 算法相结合进行永磁同 步电机的无感控制,并设计迭代扩展卡尔曼滤波器 (Iterative Extended Kalman Filter, IEKF)算法优化, 有效兼顾算法的运行效率,且提高了响应速度、稳 定性和控制精度。实现永磁同步电机的低中速控制, 并通过商用衡器热敏打印机的连续打印验证了算法 的实用性。

## 商用电子衡器热敏打印机传动系统 工作原理

#### 1.1 商用电子衡器系统

商用电子衡器热敏打印机采用 STM32F103 作为 控制芯片,主要控制对象为 PMSM 电机和热敏打印 头。系统框图如图 1 所示,上位机设定打印内容、 速度、浓度和偏移量,并通过串口与打印机芯片进 行通讯。通过 STM32 控制芯片传输加热数据和 6 路 PWM 信号,控制热敏元加热以及驱动 PMSM 电机。





#### 1.2 热敏打印机传动系统

如图 2 所示, 1 为剥纸器; 2 为热敏打印头; 3 为标签纸; 4 为滚轮; 5 为收纸机构; 6 为送纸机 构。热敏打印机工作时, 热敏打印头 2 接收加热数 据热敏元发热, 滚轮 4 和收纸机构 5 在传动电机驱 动下完成标签纸的打印,并且在剥纸机构1的作用 下完成标签纸的自动剥纸。



图 2 热敏打印机工作简图

### **2** PMSM 无感控制模型

#### 2.1 PMSM 数学模型

PMSM 电机具有多变量耦合的特性,为避免增加计算时间,本文在静止坐标系下建立表贴式 PMSM 的数学模型,电压方程如下:

$$\begin{cases} u_{\alpha} = Ri_{\alpha} + L_{s} \frac{di_{\alpha}}{dt} - \omega_{e}\varphi_{f}\sin\theta_{e} \\ u_{\beta} = Ri_{\beta} + L_{s} \frac{di_{\beta}}{dt} + \omega_{e}\varphi_{f}\cos\theta_{e} \end{cases}$$
(1)

式中,  $[u_{\alpha}, u_{\beta}]^{T}$ 、 $[i_{\alpha}, i_{\beta}]^{T}$ 分别为  $\alpha$  轴、 $\beta$  轴的定 子电压以及电流, R 为定子电阻,  $L_{s}$  为绕组电感(表 贴式 PMSM 中定子电感满足  $L_{s} = L_{d} = L_{q}$ ),  $\omega_{e}$  为电 角速度,  $\varphi_{f}$  为永磁体磁链,  $\theta_{e}$  表示转子位置。

PMSM 非线性状态方程如下:

$$\begin{cases} \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \mathbf{x} = A \cdot [\mathbf{x}(t)] + B \cdot [\mathbf{u}(t)] + \omega_k \\ \mathbf{y}(t) = C \cdot \mathbf{x}(t) + v_k \end{cases}$$
(2)

式中,  $\boldsymbol{x}(t) = \begin{bmatrix} i_{\alpha} & i_{\beta} & \boldsymbol{\omega}_{e} & \boldsymbol{\theta}_{e} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}, \boldsymbol{u}(t) = \begin{bmatrix} u_{\alpha}, \\ u_{\beta} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}, \boldsymbol{y}(t) = \begin{bmatrix} i_{\alpha}, & i_{\beta} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$ 

$$A \cdot \left[ \mathbf{x}(t) \right] = \left[ -\frac{R}{L_{s}} i_{\alpha} + \omega_{e} \frac{\varphi_{f}}{L_{s}} \sin \theta_{e} - \frac{R}{L_{s}} i_{\beta} - \omega_{e} \frac{\varphi_{f}}{L_{s}} \cos \theta_{e} \right]$$

$$0 \quad \theta_{\rm e} \rfloor^{\rm I}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 & 0 & 0\\ 0 & \frac{1}{L_s} & 0 & 0 \end{bmatrix}^{T}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \bigstar \chi \Re$$

 $\omega_k$ ,  $v_k$  定义为白噪声, 两者不相关且数学期望值均为 $0_{\circ}$ 

#### 2.2 PMSM 扩展卡尔曼滤波器设计

为进行卡尔曼滤波器的递推计算,需要将 EKF 的 PMSM 模型的连续非线性系统进行线性化和离散 化处理,首先定义估计误差为

$$\begin{cases} \Delta X = X - \hat{X} \\ \Delta Y = Y - \hat{Y} \end{cases}$$
(3)

式中, X 为目标转速,  $\hat{X}$  为预测转速, Y 为量测输出,  $\hat{Y}$  为预测输出。

线性化:将非线性的数学模型通过泰勒公式 可得:

$$f(x) = f(x_0) + f'(x_0) (x - x_0) + \left[\frac{f'(x_0)}{2} (x - x_0)^2 + \cdots + \frac{f^n(x_n)}{n!} (x - x_0)^n + R_n(x)\right]$$
(4)

将式(4)中0阶和1阶代入式(2)对模型进行线 性化处理,推导公式如下:

$$\Delta x = F[\hat{X}] \Delta X + \omega_k$$
  
$$\Delta Y = C \cdot \Delta X + v_k$$
 (5)

F为系统矩阵,即如式(6)所示:

$$F = \frac{\partial f[(x(t), u, t)]}{\partial x}\Big|_{x(t) = \hat{x}(t)} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_s} & 0 & \frac{\varphi_f}{L_s} \sin\theta_e & \omega_e \frac{\varphi_f}{L_s} \cos\theta_e \\ 0 & -\frac{R}{L_s} & -\frac{\varphi_f}{L_s} \cos\theta_e & \omega_e \frac{\varphi_f}{L_s} \sin\theta_e \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$
(6)

离散化:本文使用 STM32 单片机作为控制板, 采样时间  $T_s$ (即单片机每次进入中断的时间)  $T_s$  = 50  $\mu$ s,假定采样时间内速度相同,则离散方程如下:

$$\hat{x}_{k+k-1} = \boldsymbol{\Phi}_{k+k-1} \cdot \hat{x}_{k+k-1} + Bu \tag{7}$$

式中,  $\hat{x}_{k+k-1}$  为 k-1 到 k 步的预测值,  $\phi$  为系统矩阵。

PMSM 的扩展卡尔曼滤波方程由预测和校正方程组成,具体如下:

(1)预测部分:①预测状态矢量:

$$\hat{x}_{k+k-1} = \Phi_{k+k-1} \cdot \hat{x}_{k-1+k-1}$$
(8)  
②预测误差协方差矩阵:

$$P_{k+k-1} = \Phi_{k+k-1} \cdot P_{k-1+k-1} \cdot \Phi_{k+k-1}^{T} + Q \quad (9)$$
(2)校正部分:

①计算 EKF 的增益:

$$k_{k+k-1} = P_{k+k-1} \cdot H^{\mathrm{T}} (H \cdot P_{k+k-1} \cdot H^{\mathrm{T}} + R)^{-1}$$

(10)

②校正状态矢量:

$$\hat{x}_{k} = \hat{x}_{k+k-1} + k_{k+k-1} (Y_{k} - H \cdot \hat{x}_{k+k-1})$$
(11)  
③校正误差协方差矩阵:

$$P_{k+k} = (I - k_{k+k-1} \cdot H) \cdot P_{k+k-1}$$
(12)

通过预测以及校正方程实现对电机转子信息的 实时估计,最终实现 PMSM 无感闭环控制。

#### 2.3 改进扩展卡尔曼滤波器设计

为了将非线性信号进行线性化处理时,忽略了 泰勒变化的高阶部分,而在一些局部非线性信号较 强时,扩展卡尔曼滤波算法的滤波性能会明显下降, 降低 PMSM 电机转子位置以及转速的估计精度,本 文引入迭代学习与扩展卡尔曼滤波算法相结合,具 体步骤由图 3 所示。





第*i*次迭代后的滤波增益、状态矢量、协方差 矩阵分别为。

$$k_{k+k-1}^{i} = P_{k+k-1}^{i} \cdot H^{iT} (H^{i} \cdot P_{k+k-1}^{i} \cdot H^{iT} + R)^{-1}$$
(13)

$$\hat{x}_{k}^{i} = \hat{x}_{k+k-1} + k_{k+k-1}^{i-1} (Y_{k} - H^{i-1} \cdot \hat{x}_{k+k-1}^{i-1})$$
(14)

$$P_{k+k}^{i} = (I - k_{k+k-1}^{i} \cdot H^{i}) \cdot P_{k+k-1}$$
(15)

输入两组随机的正态分布的随机信号作为电机 角度以及速度对改进扩展卡尔曼滤波器(IEKF)算法 进行简单验证。定义噪声信号 Q、R 均为1,分析两 种不同算法的预测性能。如图4 所示,IEKF 算法预 测精度在非线性信号较弱时,预测误差与 EKF 基本 相同,但在非线性信号较强时,IEKF 算法预测精度 有明显改善。



图 4 滤波结果对比图

## 3 改进滑膜控制器设计

#### 3.1 滑膜状态方程

常规滑模面分别为传统滑模面和积分滑模面, 分别如式(16)或式(17)所示。

$$S_{\text{\texttt{6}\%}} = Cx_1 + x_2 \tag{16}$$

$$S_{\text{R}\%} = x_1 + C \int_0^t x_1 dt$$
 (17)

通常传统滑模面 C 值的大小决定了滑模面的收 敛速度,但线性关系导致传统滑模面很容易受到外 界的干扰,所以传统滑模面的稳定性较差。而积分 滑模面增加了积分相,进而增强抗干扰能力以及稳 定性,但也带来响应速度慢以及调节时间长的弊端。

本文对现有常规滑模面进行分析,针对传统滑 模面稳定性差以及积分滑模面的收敛速度慢等问题, 设计了一种改进滑模面函数:

$$S_{\text{child}} = C_1 x_1 + C_2 x_2 - C_3 \int_0^t x_1 dt \qquad (18)$$

其中,  $\begin{cases} x_1 = \omega_{ref} - \omega_e \\ x_2 = \dot{x}_1 = - \dot{\omega}_e \end{cases}$ ,  $\omega_{ref}$ 为输入的参考速度,  $C_1$ ,

C₂, C₃为常数且C₃为最小值。

根据滑模控制的基本原理,达到稳定的必要条件为 s š 。 趋近律函数 s 决定了运动的品质,由此可见趋近律函数 s 对于滑模控制的重要性。常见的趋近律函数有:

①等速趋近律:

$$\dot{s} = -\varepsilon \cdot \operatorname{sgn}(s), \ \varepsilon > 0$$
 (19)

②指数趋近律:

$$\dot{s} = -\varepsilon \cdot \operatorname{sgn}(s) - qs, \ \varepsilon > 0, \ q > 0$$
 (20)  
③幂次趋近律:

 $\dot{s} = -q |s|^a \cdot \operatorname{sgn}(s), q > 0, 0 < a < 1$  (21)

对于等速趋近律, *ε* 的大小决定了趋近的速度, 当需要较快趋近速度时, *ε* 值会产生较大的抖动。 而幂次趋近律存在当系统状态远离滑动模态时趋近 速度小、运动时间长的问题。

为了保证无传感器控制的准确性,以及速度环动态响应性能,首先选用指数型趋近律,经推导可得输出参考电流 $i_a$ ,且令 $D=3P_a \cdot \varphi_f/2J$ :

$$I_q = \frac{1}{C_2 D} \int_0^t C_1 x_1 - C_3 x_1 + \varepsilon \operatorname{sgn}(s) + q \operatorname{sd} t$$
 (22)

为了减小滑模的抖动量,保证滑模控制的稳定性,本文设计了一种改进的趋近率,使用 sigmod 函数代替 sgn 函数,引入变量项  $\lambda(|x_1|)^{[17]}$ ,得到新型趋近律如式(23)所示。

· 40 ·

$$\dot{s} = -\varepsilon \cdot \lambda(|x_1|) \cdot \text{sigmod}(s) - qs$$
 (23)

$$\lambda(|x_1|) = \frac{|x_1|}{|x_1| + \lambda}$$
(24)

结合新型趋近律,推导可得参考输出电流 i_g:



sigmod(s) + qsdt

改进 SMC 系统示意图如图 5 所示。



图 5 改进 SMC 调速系统仿真模型

#### 3.2 收敛性验证

根据 Lyapunov 理论,并结合 Matlab 计算滑模的 可达性条件,保证调速系统能够在短时间内收敛。

设滑模面为

$$v = \frac{1}{2}s^2 \tag{26}$$

将改进指数趋近律式(23)代入滑模面 v 并对滑 模面进行求导可得:

$$\dot{v} = s\dot{s} = s[-\varepsilon \cdot \lambda(|x_1|) \operatorname{sigmod}(s) - qs] = -s\varepsilon \cdot \lambda(|x_1|) \operatorname{sigmod}(s) - qs^2$$
(27)

式(24)中,  $\varepsilon > 0$ , q > 0, 可以看出  $v = ss \leq 0$ , 并通 过 Matlab 计算出式(27)的结果进行验证。

*i* 计算结果根据图 6 计算结果可以看出,本文 设计的滑模控制器是能够保证趋于稳定的。





采用 Matlab/Simulink 建立电机数学模型通过本 文设计算法对 PMSM 进行控制仿真, 仿真系统框图 如图 7 所示, 采用改进 SMC 算法作为速度环、PI 算 法作为电流环对 PMSM 进行双闭环控制, 通 EKF 算 法对电机的转速以及位置信息进行估计并回馈给电 流环以及速度环。



图 7 PMSM 矢量控制框图

## 4 仿真与实验验证

本文电机仿真参数如表一所示。系统采样周期 为 50 us,设置仿真时间为 0.5 s,初始时刻的突加 负载转矩分别设置为 0 Nm 和 0.05 Nm(热敏打印机 的最大负载转矩),目标转速为 200 r/min。IEKF 的 协方差矩阵 Q 和 R 为 diag(0.1 0.1 15 0.01), diag (0.2 0.2),初始状态 P 为 diag(0 0 0 0)。ISMC 参 数分别为  $C_1 = 4.5$ ,  $C_2 = 70$ ,  $C_3 = 10$ , q = 1.05,  $\varepsilon$ (即图 5 中 Mu) = 0.5。

表1 永磁同步电机参数

电机参数	参数值
定子电阻 R/Ω	0. 89
定子电感 $L_{\rm S} = L_d = L_q / {\rm mH}$	0.31
极对数 $P_n$	4
磁链 $\varphi_{\mathrm{f}}/\omega b$	0.0083
转动惯量 J/kg・m ²	$1.1 \times 10^{-5}$
直流电压 $U_{\rm dc}/V$	24
目标转速 N _{ref} /(r/min)	200

从图 8(a)可以看出,在模拟安装位置传感器的 情况下,采用传统 PI 算法作为速度环控制器时,电 机实际转速在起动过程中最大转速约为 200 r/min, 但到达稳态时间约为 0.14 s;采用 SMC 算法时,起 动过程中最大转速约为 208.5 r/min,到达稳态的时 间约为 0.1 s,采用 SMC 算法,系统响应速度有所了 很大提升,但仍存在超调以及到达稳态时间慢等缺 点;采用 ISMC 算法时,起动过程中最大转速约为 200 r/min,到达稳态的时间约为 0.05 s,滑膜面以 及滑膜趋近律的改进,电机动态性能有明显提升。

从图 8(b) 可以看出, 突加负载转矩 0.05 Nm 时,采用传统 PI 算法时,起动过程中最大转速值约 为 200 r/min,约 0.08 s 后到达稳态;采用 SMC 算 法时,起动过程中最大转速值约为 203.8 r/min,约 0.08 s 后到达稳态;采用 ISMC 算法时,起动过程中 最大转速值约为 200 r/min,约 0.04 s 后到达稳态, 在突加负载后, ISMC 算法也能保证动态性能。



#### 图 8 PMSM 有感控制

从图 9(a)可以看出,在模拟无位置传感器的情况下,采用传统 PI 算法作为速度环控制器,需消耗约 0.1 s 达到稳态转速,采用 SMC 算法时,也需消耗约 0.1 s 达到稳态转速,而采用 ISMC 算法时,滑膜面函数加入积分相以及新型趋近律引入变量项,提高响应速度的同时提升了滑膜运动的稳定性,只需消耗约 0.05 s 达到稳态转速。

从图 9 (d) 可以看出, 突加负载转矩 0.05 Nm 时, 采用传统 PI 算法时, 需消耗约 0.12 s 达到稳态

转速,采用 SMC 算法时,达到稳态转速也需消耗约 0.1 s,而采用 ISMC 算法时,只需消耗约0.07 s,由 此可以看出,验证了 ISMC 算法提高电机响应速度的 可行性。

从图 9(b)、图 9(e)可以看出, ISMC 算法有效改善了滑膜算法存在的运动易抖动问题,而且预测转速 到达实际转速所消耗的时间约为 PI 算法所需时间的 一半,并且具有 PI 算法跟踪实际转速稳定性高的 优点。

从图 9(c)、图 9(f) 可以看出,将改进 SMC 算法应用于 PMSM 无感控制中,IEKF 算法计算出的预测角度在约 0.02 s 就能够准确跟踪实际的转子角度。





从表2可知,改进SMC 算法在响应速度方面, 无论在有感控制和无感控制模型中,相比 PI 控制响 应时间约缩短一半。在抑制超调量方面,不同工况 下,无论是有感控制还是无感控制,传统SMC 算法 都存在较高的超调量,而改进SMC 算法跟踪目标转 速 200 r/min 最大超调量均保持在 0.26% 左右。

			PI	SMC	改进
			控制	控制	SMC 控制
有	O Nm	最大超调量/%	/	4.25	0.26
感	0 Mil	响应时间/s	0.14	/	0.055
控	0.05 Nm	最大超调量/%	/	1.92	0.26
制	0. 03 Mil	响应时间/s	0.08	/	0.04
无	0 Nm	最大超调量/%	/	4.25	0.26
感	0 Mil	响应时间/s	0.10	/	0.058
控	0.05 Nm	最大超调量/%	/	6.03	0.26
制	0.03 Nm	响应时间/s	0.12	/	0.07

表 2 Matlab/Simulink 仿真结果对比

结合商用衡器验证,分别采用市场上不同规格 标签纸进行测试,测试平台以及测试纸张如图 10 和 图 11 所示。本次测试打印了 8 种规格标签纸,每种 10 卷,测试设计算法的稳定性,并且将上位机设定 的打印内容连续打印 30 张,测试其打印质量。



图 10 八种不同规格标签纸



#### 图 11 商用电子衡器测试平台

测试结果如下图所示,从图 12 可以看出,打印 内容均清晰可见。并且通过图 13 视觉检测平台进行 检测,结果显示条形码基本一致,检测结果均为合 格。图 14 和图 15 为打印过程中 PMSM 电机的实际 转速波形以及三相电流,从图 14 和图 15 中可以看 出,电机到达稳态转速的实际时间不到 10 ms,且到 达目标转速后电机具有较高的稳定性。



图 12 打印测试结果



#### 图 13 打印质量视觉检测仪

本次测试打印了8种规格标签纸,每种10卷, 所有标签纸均连续打印,未出现电机失步。从测试 结果可以看出,本次改进方案有效改善热敏打印机 不剥纸、马达失步、打印速度慢等传动问题。从仿 真以及测试结果可以看出,本次 ISMC 算法结合 IEKF 算法对于解决商用衡器热敏打印机模块的传动 问题具有可靠的稳定性、可行性、有效性。



图 15 实际三相电流波形

### 5 结 论

针对商用电子衡器热敏打印机小型 PMSM 的传 动问题,设计了改进滑模面来增加控制系统的动态 性能,并设计新型指数型趋近律,其中使用 sigmod 函数代替 sgn 函数并增加变量项,并且采用迭代算 法对 EKF 进行优化。在 Matlab/Simulink 模块中,建 立改进 ISMC 算法与 IEKF 算法相结合的仿真模型, 并结合商用电子衡器热敏打印机样机进行测试,得 出以下结论:

将小型 PMSM 应用到商用电子衡器热敏打印机 传动模块,有效解决了热敏打印机传动马达长时间 工作后易出现失步的问题。

基于新型滑模面和新型趋近律的改进滑膜控制器,响应速度加快、抑制了滑模抖动、提高了电机 运行的稳定性。 基于 ISMC 算法与 IEKF 算法相结合的无感控制算法,有效改善 EKF 算法响应速度慢、抗干扰能力差、跟踪精度差等问题。

#### 参考文献

- 余联锭. 浅谈热敏打印机芯设计[J]. 机械研究与应用, 2016, 29(3):97-100.
- [2] 王宽,陈龙森,肖鑫,等.基于速度环扩展卡尔曼滤波的无位
   置传感器电机控制[J].微电机,2023,56(1):58-64.
- [3] [1]邹甲,吉程椿,张健侨,等.永磁同步电机无位置传感器复合控制策略[J].微电机,2022,55(12):48-53.
- [4] 冯志伟,毛国勇,佘世刚,等. 基于新型趋近律的 PMSM 反演 滑模控制[J]. 电子测量技术,2022,45(20):68-73.
- [5] 禹聪,康尔良. 永磁同步电机模糊滑模速度控制器设计[J].
   电机与控制学报, 2022, 26(7): 98-104.
- [6] 侯孝涵,杨兴华,杨喜军,等. 基于新型趋近律的 PMSM 反馈 线性化滑模控制[J]. 微电机, 2019, 52(12): 45-48.
- [7] 朱军,吴宇航,孟祥宾,等. 基于 SMC 和 AFEKF 的 PMSM 无 传感控制[J]. 传感器与微系统, 2019, 38(1): 97-100, 103.
- [8] Feng L, Deng M, Xu S, et al. Speed Regulation for PMSM drives based on a Novel Sliding Mode Controller[J]. IEEE Access, 2020, 8: 63577-63584.
- [9] Suman K, Mathew A T, Speed Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Drive System Using PI, PID, SMC and SMC plus PID Controller[C]. International Conference on Advances in Computing, Communications and Informatics (ICACCI), Bangalore, India, 2018: 543-549.
- [10] Kashif M, Murshid S, Singh B, Speed Sensorless PMSM Driven Single-Stage SMC Controlled Solar Water Pumping System [C]. IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), Chennai, India, 2018: 1-6.
- [11] 王崇武,赵洋洋,高冲伟.基于改进滑模观测器的 PMSM 控制
   系统[J].微电机,2021,54(12):51-55.
- [12] Dai Y, Ye C, Zhao S, et al. EKF for Three-Vector Model Predictive Current Control of PMSM[C]. IEEE 1st China International Youth Conference on Electrical Engineering (CIYCEE), Wuhan, China, 2020: 1-6.
- [13] 臧瑞真,黄开启.基于多重渐消因子 EKF 的 PMSM 无传感器 控制[J].电力电子技术,2019,53(10):60-63.
- [14] 余致廷, 邹薇, 杨婷, 等. PMSM 基于负载转矩观测器 GA-EKF 方法[J]. 电力电子技术, 2016, 50(10): 76-79.
- [15] 郑大坤,周云山,李航洋,等. 基于 EKF 的无传感器永磁同步电机控制器设计[J]. 微电机, 2018, 51(1): 29-33.
- [16] 李松, 汪圣利. 基于 BP 神经网络的非线性滤波算法研究[J].
   电子测量技术, 2018, 41(12): 34-39.
- [17] 刘京,李洪文,邓永停.基于鲁棒迭代学习控制的永磁同步电机转矩脉动抑制[J].光学精密工程,2017,25(10):2645-2660.

## 起动/发电技术在柴油发电机中的应用研究

王 杰,王瑞成,邓志明,刘桃生

(海军士官学校机电系,安徽 蚌埠 233012)

**摘 要:**舰船或陆用柴油发电机通常采用压缩空气、电起动和液压等专门的起动装置进行机组起动,起动成功后, 这些装置停止运行,致使起动装置存在占用空间大、使用率低、效益不高等问题;鉴于无刷同步起动/发电一体化 技术在国外航空发动机中的成功运用,本文在对多级无刷发电机电动模式和发电模式运行机理分析的基础上,通过 梳理、对比当前国内外提出的单相交流励磁、两相交流励磁、三相交流励磁三种技术方案的优缺点,并对其在柴油 发电机中的应用进行了可行性研究,得出了各方案所适用的领域,为后续研究提供借鉴。 关键词:集成式起动/发电;多级无刷交流同步发电机;交流励磁

中图分类号: TM314; TM341; TP271 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2023)12-0044-04

## Research on Application of Integrated Starting/Generating Technology in Diesel Generator

WANG Jie, WANG Ruicheng, DENG Zhiming, LIU Taosheng (Electromechanical Department, Naval Petty Officer Academy, Bengbu Anhui 233012, China)

**Abstract**: Ship or land diesel generator usually uses compressed air, electric starting, hydraulic and other special starting devices to start the unit. After successful starting, these devices stop running, resulting in large space occupation, low utilization rate and low efficiency of the starting device; In view of the successful application of brushless synchronous starting/power generation integration technology in foreign aeroengines, this paper, based on the analysis of the operation mechanism of multi-stage brushless generator in electric mode and power generation mode, combed and compared the advantages and disadvantages of three technical schemes currently proposed at home and abroad, namely single-phase AC excitation, two alternating current excitation and three-phase AC excitation, and conducted a feasibility study on its application in diesel generator. The applicable fields of each scheme were identified, providing reference for subsequent research. **Key words**: integrated starting/power generation; multi-level brushless AC synchronous generator; AC excited

## 0 引 言

目前,舰船电站或陆用应急发电机组主要以柴 油机作为主动力带动发电机发电,柴油机自行运行 前,通常采用液压、压缩空气和电起动等专门的起 动装置起动。液压起动装置由液压马达、储油箱、 管阀等部件组成,主要用在防爆隔爆机组上;压缩 空气起动装置由空压机、高压气瓶、气马达、管阀 等部件组成,主要用在大功率机组上;电起动装置 由起动马达、蓄电池、充电发电机等部件组成,主 要用在小功率机组上。这些起动装置都存在设备复 杂、体积大对安装空间要求高的缺点,在机组起动 成功后,起动装置停止运行并从系统退出,致使存 起动/发电机技术的基本原理是基于电机可逆运 行原理,运用电力电子技术,在主动力机组起动阶 段,使其以电动机模式运行起动机组;在动力机组 起动成功后,使其以发电机模式运行为用电负载供 电,从而实现起动和发电的双功能,省去设备复杂、 体积大、利用率低的传统起动装置,提升装备集成 度、降低装备成本。

在起动/发电系统研究方面,国内外主要集中在 双凸极起动/发电机、异步起动/发电机、多级式无 刷同步起动/发电机、开关磁阻起动/发电机。多级 式无刷同步发电机因具有无刷机构、励磁控制简单、 易于维护等优势,广泛应用于航空、舰船、陆用应

在起动装置使用率低、效益不高的问题。

作者简介:王 杰(1984),男,副教授,研究方向为发电与供电技术。

急发电机组中。而从目前的文献资料看,关于多级 式无刷同步起动/发电一体化技术的研究成果主要集 中在航空发动机领域^[1-3],如:欧洲 Airbus 公司大型 客机 A380 和美国 Boeing 公司 B787 飞机均采用了三 级式起动/发电机系统,且 B787 飞机的起动发电机 系统功率已达到 250 kVA,这足以说明多级式无刷 同步起动/发电系统具有很大潜力和优势。但是关于 多级式无刷起动/发电一体化技术在舰船或陆用柴油 发电机组上的应用研究却非常少。因此,本文主要 开展多级式无刷同步起动/发电系统在柴油发电机中 的应用研究,这一研究方向也符合当前航空、航海 等装备向多电、全电化方向发展的趋势,具有很高 研究价值。

## 1 电动/发电模式分析

多级式无刷同步发电机主要有三级式和两级式 两种,图1为三级式无刷同步发电机的结构和原理 图,其主要由副励磁机、励磁机、旋转整流器和主 电机构成。



图 1 三级式无刷同步电机

当其运行在发电模式时,随着柴油机的运转, 在永磁磁极的励磁下,副励磁机电枢绕组输出交流 电流,经励磁控制单元整流和调节后输送给主励磁 机励磁,进而主励磁机转子电枢绕组上感应出三相 交流电,经旋转整流器整流后为主发电机转子励磁 绕组提供直流励磁,主发电机电枢绕组上产生三相 交流电,供负载使用^[4]。若要实现带载起动时,该 电机需运行在电动模式,在电机静止时,若给主励 磁机励磁绕组通以直流电,由此产生的磁场静止且 转子也静止,故励磁机转子绕组上不会产生感应电 势,则主电机转子励磁绕组中也没有励磁电流,没 有转矩输出,无法实现电动模式运行;在低速起动 阶段,励磁机转子电枢绕组上产生的电压较小,进 而主电机励磁电流也较小,导致主电机转矩较小无 法顺利起动柴油机。

图 2 为两级式无刷同步电机的结构和原理图, 与三级式相比,区别主要是没有永磁副励磁机,故 其励磁功率不是由副励磁机提供,而是由主发电机 的电枢绕组或辅助绕组提供;但其发电模式与三级 式的后两级原理相同,起动阶段的电动运行模式同 样存在静止阶段或低速阶段主电机无励磁电流从而 造成无起动转矩或起动转矩小的问题,所以解决静 止及低速阶段主电机的励磁问题是多级式无刷同步 电机实现起动/发电功能的关键。



图 2 两级式无刷同步电机

## 2 技术方案分析

针对多级无刷同步发电机静止及低速阶段主电 机的励磁问题,综合国内外研究来看,主要有三种 技术方案:一是励磁机单相交流励磁,二是励磁机 两相交流励磁,三是励磁机三相交流励磁。

(1)单相交流励磁

多级式无刷同步起动/发电系统采用励磁机单相 交流励磁策略时,其电机结构本身不变,只是添加 励磁控制和主电机起动控制电路,如图3所示。

在起动/发电系统处于静止和低转速起动阶段 时,蓄电池中的直流电经由单相全桥逆变器为励磁 机励磁绕组提供单相交流励磁,在励磁机内建立一 个脉振磁场,其转子电枢绕组上感应出交流电势, 经旋转整流器为主电机励磁绕组提供直流励磁;与 此同时,主电机的电枢绕组通过三相全桥逆变电路 通入随电机转速变化的三相变频交流电,使其运行 在同步电动机模式,从而输出电磁转矩实现机组的 起动。起动成功后,励磁机励磁绕组再通以直流电, 主电机又成为传统的同步发电机,同时三相全桥双 向电路可以将一部分交流电整流后给蓄电池充电, 为下一次起动补充电能,从而实现起动、发电两种 模式运行。



#### 图 3 单相交流励磁起动模式原理图

文献[5]对基于单相励磁机的多级式无刷同步 起动/发电系统在民航飞机辅助动力装置(APU)中的 应用进行分析研究,主要以24 V 蓄电池为起动电源 进行了系统建模、仿真分析,得出方案的可行性。 文献[6] 对单相励磁绕组通入不同频率交流后,转 子静止状态和旋转状态下的励磁特性进行了分析和 仿真验证;并对旋转状态下,单相交流励磁与传统 直流励磁特性进行比较,得出了单相交流励磁向直 流励磁切换的转速条件。文献[7]针对单相交流励 磁在起动阶段励磁电流脉动致使起动转矩脉动大的 问题,研究建立了集励磁机与主发电机的一体化模 型,并在基础上提出一种单相交流/直流励磁一体化 调制算法。文献[8]提出了无位置传感器的单相变 频起动控制策略,并进行了建模仿真和基于两级式 无刷交流同步电机的空载试验验证。上述研究证明 了多级式无刷同步发电机不做改动的情况下能够实 现起动/发电双模式运行,但是由于励磁机在单相交 流励磁下,其定转子之间的能量通过脉振磁场传输, 这种传输方式波动大、效率低,在起动用蓄电池电 压较低等限定条件下很难为大功率起动/发电系统主 电机提供足够大的励磁电流,导致无法产生大的起 动转矩,因此这种励磁方案更适合于小功率的柴油 发电机组。

#### (2)两相交流励磁

针对单相交流励磁存在起动转矩小的问题,西 北工业大学相关团队自2011年以来持续开展两相交 流励磁及其控制技术的研究,已取得多项研究成果。 其核心技术及其原理是主励磁机采用相位互差90°的 两相对称交流励磁方式,其余电机结构保持不变, 如图4所示。在励磁控制上与单相励磁的区别是: 在电机静止或低速起动阶段时,通过两个单相逆变 器分别为两个对称励磁绕组输入交流电,从而使励 磁机中产生旋转磁场,由此增大了能量传输的密度 和效率。当电机达到一定转速后,两相励磁绕组反 向串联为一个绕组并通过励磁控制单元提供直流励 磁,转入发电运行状态。此时,从本质上已转变成 传统的多级无刷同步发电机。与单相交流励磁方式 相比,该方案的优势是通过旋转磁场实现能量传输, 比脉振磁场的功率密度、传输效率均有所提高,可 以为主电机提供较大的励磁电流,进而输出较大的 起动转矩,但是依然存在一定程度的转矩波动。文 献[9-10]基于上述方案开展了起动/发电机一体化建 模、起动阶段励磁机和主电机最优控制、交直流励 磁切换控制等研究,并通过仿真和实验验证了方案 的可行性、分析总结了其性能特点。在实际应用方 面,西北工业大学与陕西航空电气有限责任公司合 作成功研制了我国首台航空发动机用 90 kVA 三级式 起动发电机及其控制器,并已装备某新型飞机完成 试飞。



#### 图4 两相交流励磁起动模式原理图

(3) 三相交流励磁

为了进一步增大起动阶段的励磁电流,提升起动转矩强度和稳定度,美国学者最早提出三相交流励磁方案,并申请了专利^[1,2,12],其系统基本结构示意图如图5所示。



#### 图 5 三相交流励磁起动模式原理图

三相交流励磁方案的基本工作原理是:在电机 静止和低转速状态下,励磁机工作在三相异步电动 机模式,主发电机工作在三相同步电动机模式,二 者又是同轴运行,从而共同输出较大的电磁转矩, 实现带载起动。起动成功后,励磁机可运行在三相 异步发电机模式,亦可通过绕组切换或励磁控制将 三相交流励磁切换成直流励磁;主发电机则运行在 三相同步发电模式。电机模式的转换都是通过电力 电子变换电路来实现,其控制逻辑也较为复杂。

这一技术方案有两个技术关键点对其性能起决 定性作用:一是在电机起动过程中,其转速始终在 变化,若要励磁机感生出交流电势,则通入其定子 励磁绕组的交流电是采用定频还是变频?二是电机 起动成功后,励磁机是继续采用交流励磁还是切换 为直流励磁,如果切换为直流励磁,采用哪种技术 方案实现? 文献[1、2]中在电机起动阶段采用定频 三相交流电对励磁机进行励磁,当电机达到一定转 速后利用机械开关将三相励磁绕组串联成单相绕组 后采用直流励磁;而文献[11]则是选择三相绕组中 的两相串联后采用直流励磁;但思路基本一致。



文献[12-13]中提出一种采用 12 个功率管组成 的双三相逆变器并通过矢量控制为三个独立开放式 励磁绕组提供定频交流励磁,在起动成功后,再通 过控制功率管切换为直流励磁,无需额外的切换开 关,如图 6 所示。这个方案的电路结构及其控制策 略较复杂,尚处于理论研究阶段。文献[14]中提出 一种起动和发电全过程均采用三相变频交流励磁的 方法,该方法虽无需进行交直流励磁的切换,但交 流励磁电流要随着发动机转速的变换来动态调节输 出频率,相比于直流励磁控制要复杂的多。比较来 看,文献[11]的方案简易可行,可靠性较高结合其 专利授权时间来看,波音 B787 飞机起动/发电系统 极有可能采用这一方案。

### 3 结 论

对于舰船和陆用柴油发电机组而言,三级式和 两级式无刷同步发电机都有应用,且以两级式为主 (如图2所示),但是在起动运行模式下两种电机的 运行机理相同,所以上述三种航空用无刷同步起动/ 发电机的起动控制技术方案同样适用于柴油发电机 组。综合三种方案的梳理、对比、分析,单相交流 励磁方案无需对现有电机进行改造,易于实现、成 本低,适用于小功率的柴油发电机组(≤100 kW); 两相与三相交流励磁方案均需对现有励磁机进行绕 组重布、控制逻辑较复杂,但二者相比较,三相交 流绕组的设计及其三相变频控制技术要成熟的多, 加之其对大功率机组的适配范围更广,因此三相交 流励磁方案更适用于大功率柴油发电机组。因柴油 机的起动转速比航空涡扇发动机要低很多,且其发 电机属于定频发电机,在发电参数正常后才会合闸 送电,无需担忧交、直流励磁切换造成的电压波动, 所以单相和三相交流励磁在起动阶段均采用定频交 流励磁直至机组起动成功,在发电模式恢复原机组 的直流励磁,这样的技术方案具有很强的现实可行 性,这一点从欧美在航空领域注册的专利中也可以 得到印证。

#### 参考文献

- Huang H, Karipides D, Abbas M, et al. Aircraft Engine Starter/ generator and Controller[P]. US: US7508086, 2009.
- [2] Taneja D N, Huang H, Padgett G A, et al. Dual-structured Aircraft Engine Starter/generator[P]. US: US7687928B2, 2010.
- [3] Sarlioglu B, Huggett C E. Method and System for Providing Singlephase Excitation Techniques to a Start Exciter in a Starter/generator System[P]. US: US699872 B2, 2006.

(下转第70页)

## 一种基于直流永磁无刷电机矢量控制的 电传油门台设计与实现

唐敬亮¹,张正铧¹,裴建岗¹,王 蕾²

(1. 兰州飞行控制有限责任公司西安分公司,西安710100;

2. 西安微电机研究所有限公司,西安 710077)

**摘 要:** 电传油门台是飞机动力系统的操纵部件,通过操纵油门台的油门杆,为飞机发动机 FADEC 提供油门杆角 度信号,实现对发动机推力控制的功能。目前,在自动油门模式下,自动油门单元存在低速工作控制品质低,稳定 性差等缺点。本设计提出使用旋转变压器获取直流永磁无刷电机转子绝对位置数据,采用基于磁场定向的矢量控制 方法实现精准控制。实验结果显示,本油门台设计在各类工作模式控制品质高,稳态误差较小,有着较高的稳 定性。

关键词:矢量控制;发动机控制器;旋转变压器;自动油门
 中图分类号:TM351;TP273
 文献标志码:A
 文章编号:1001-6848(2023)12-0048-08

## Design and Implementation of an Electric Throttle Table Based on FOC

TANG Jingliang¹, ZHANG Zhenghua¹, PEI Jiangang¹, WANG Lei²

(1. Xi' an Branch of Lanzhou Flight Control Co., LTD., Xi' an 710100, China

2. Xi' an Micromotor Research Institute Co., LTD., Xi' an 710077, China)

**Abstract**: The electric throttle station is a control component of the aircraft power plant system. By manipulating the throttle lever of the throttle station, the angle signal of the throttle lever is provided to the aircraft engine FADEC, achieving the function of controlling engine thrust. In automatic mode, the automatic throttle module of the throttle station has disadvantages such as low control quality and poor stability during low-speed operation. This design proposed using a rotary transformer to obtain the absolute position data of the PMSM and using a vector control method based on magnetic field orientation to achieve precise control of the PMSM. According to the experimental results, the throttle table design has high control quality, small steady-y-state error, and high stability in low-speed working mode.

Key words: FOC; FADEC; resolver; auto throttle

## 0 引 言

在当前飞机动力装置系统的操纵部件中,计算 机或飞行员通过操纵电传油门台的油门杆,为飞机 发动机 FADEC 提供油门杆角度信号,实现对发动机 推力控制的功能^[1]。电传油门台有手动和自动两种 工作模式,在手动模式下,飞行员操纵油门杆,驱 动角度解算器,将油门杆位置信号送至 EEC;在自 动油门模式下,电传油门台中自动油门单元是提供 自动工作模式的控制单元,接收自动飞行控制系统 通过 ARINC429 总线发送的油门杆速度控制指令, 经过内部控制和驱动电路输出相应电机驱动信号, 驱动由涡轮蜗杆、摩擦组件等组成的电动伺服机构, 带动油门杆随动,同时油门杆带动角度解算器将油 门台油门杆绝对位置信号送至 EEC,从而达到对发 动机推力控制的目的。

油门台机构通过控制直流永磁无刷电机,实现 一定速度范围内的正向或反向移动,其经传动比转

收稿日期: 2023-10-17, 修回日期: 2023-11-07

作者简介:唐敬亮(1982),男,高级工程师,研究方向为航空作动器设计及控制、伺服电机控制技术研究。 张正铧(1992),男,硕士,研究方向为伺服控制软件设计。 裴建岗(1984),男,高级工程师,研究方向为嵌入式软件架构设计。 王 蕾(1983),女,工程师,研究方向为微特电机的工艺、工装设计及生产制造关键工艺研究。 化的 直流 永磁 无刷 电 机转速 最低转速可达到 50 r/min,最高转速可达 10000 r/min,调速比甚至 达到 500,因此电传油门台中自动油门单元有高调速 范围的需求。

目前直流永磁无刷电机控制方法有六步换向法、 有感矢量控制以及无感矢量控制等方法。

六步换向控制方法将直流永磁无刷电机旋转一周360°划分为6个区域,根据霍尔传感器数据确定转子转动到某一区域后,将控制量电压输出切换为下一区域电压状态,从而使得直流永磁无刷电机转动,该方法无法做到精确控制转动角度和转动速度^[2],因此无法满足油门台的低速工作需求。

无位置传感器控制技术作为近年发展的新型控制方法,针对无感控制领域进行了大量的应用,相较于有传感器控制,其有效降低硬件成本,特别是在风机泵类等连续旋转负载,使用优势明显^[3]。但受限于无位置传感器控制本身属性,在飞机应用场景下运用该算法,无法获取绝对位置。无位置传感器控制在起动阶段无法获取初始位置,当转速升高到一定程度后才能进行位置估算,并进行速度闭环。因此在起动或低速运行阶段,无位置传感器控制方法无法实现准确的位置估计^[3]。这使得无位置传感器控制方法不适用于小角度相对运动控制^[4]。

无感控制算法相较于有位置传感器控制更为复杂,对计算资源的需求明显高于有传感器控制。因此在进行芯片选型时其选择范围会相对更窄,运算负荷量也更大。以本项目为例,可能无法满足算法运行、状态监控、外部通信且同时保证 30% 计算余量的要求^[5]。

考虑到电传油门台中直流永磁无刷电机需要具 备宽范围调速的特性,并具备多工况切换工作的能 力,以及油门台设备对飞机安全的重要性,本设计 采用有位置传感器控制方案,依据旋转变压器的位 置反馈信息进行基于磁场定向的矢量控制。该控制 方法算法结构相对简单可靠,成熟度高,可以有效 满足宽范围调速需求,同时采用旋选变压器获取位 置反馈数据可以有效避免外部干扰,提高了系统稳 定性。

1 电传油门台主要特性

功能特性:

a)接收自动飞控系统发送的 AT 速度指令,并 按指令驱动油门杆随动;

b)根据自动飞控系统相应指令,能够单独或同 时驱动左、右油门杆独立或同时随动。 自动油门模式下,在任何情况下,油门杆均具 备以下功能:

(a) 具备超控功能;

(b)具备状态参数采集和上报功能;

(c)具备故障监控功能;

(d)具备软硬件配置信息上报功能。

性能需求:

(a)自动油门单元驱动油门杆速度范围: +0.5~+15°/s、-0.5~-15°/s;

(b)自动油门单元驱动油门杆速度控制精度稳态大于 1°/s 时,误差小于 ± 0.1°/s,稳定小于 1.0°/s 时,误差小于目标速度的 30%。

### 2 电传油门台自动油门单元设计

根据接口及功能需求,自动油门单元由主控模 块与2块驱动模块组成。电子硬件架构架构如图1 所示。



#### 图1 电子硬件架构

主控模块主要功能为接口处理和故障逻辑处理, 根据控制器故障状态选择输出自动飞控系统所下发 指令并下发至不同驱动模块,左油门杆与右油门杆 之间不存在耦合故障,主控模块功能相对单一,适 合采用 FPGA 实现。驱动模块需要综合直流永磁无 刷电机电压电流数据、直流永磁无刷电机位置数据 等信号进行矢量控制计算,考虑到功能开发的便捷 性,因次选用 DSP28335 芯片作为驱动模块控制芯

#### 2.1 自动油门单元主控模块设计

#### 2.1.1 Arinc429 接口设计

主控模块通过 FPGA 实现 3 通道接收 2 通道发送的 Arinc429 控制器。控制器中不同通道均包括接收或发送部分、存储管理部分以及总线接口部分。 具体设计架构框图如图 2 所示。

(1)接收部分设计接收部分包括3个子模块,存储子模块、管理

子模块、接收子模块。



图 2 Arinc429 设计架构

存储子模块设计:

为避免丢失数据,任意一路的接收部分有1K字(32bit)的FIFO。FIFO提供3个状态信号,方便CPU接收数据状态判别,状态信号分别为FIFO满信号(FIFO_FULL)、FIFO空信号(FIFO_EMPTY)、FIFO内(FIFO_RDCNT)字节计数状态信号。由于429通信为40ms周期性任务,当前设计的驱动中,在进行读取每个通道数据时,首先读取FIFO内(FIFO_RDCNT)字节个数,然后一次性读取所有的数据。本设计也可以根据不同应用需要,调用不同驱动程序。因此本设计与通用FIFO操作(判断一次读一次)相比,本设计效率更高。

管理子模块设计:

管理子模块主要功能是把接收子模块所接收数 据写入 FIFO,当接收子模块接收到一个字节的数据 后,提供一个(we_buffer)接收状态信号。此状态信 号有效时间为一个通信周期,高电平有效电平。接 收子模块在确保(we_buffer)有效前,数据信号已经 在写数据总线上,此时该(we_buffer)接收状态信号 直接作为 FIFO 的写信号,此时把接收到的数据写入 FIFO 中。

接收子模块设计:

主要功能按照 Arinc429 总线协议把数据从串行 到并行转换。

(2)发送部分设计

发送部分包括3个子模块,存储子模块、管理 子模块、发送子模块。

存储子模块设计:

每一路的发送部分有一个1 KB 字的 FIFO。FIFO 模块提供3 个状态信号给 CPU,分别为 FIFO 满状态 信号(FIFO_FULL),FIFO 空状态信号(FIFO_EMP-TY),FIFO 内字计数状态信号(FIFO_WRCNT)。当 前驱动中写每个通道的数据时,首先先读取 FIFO_ WRCNT,判断 FIFO 剩余空间,若剩余空间大于等于 要发送的字节数,则可以一次性写入所有的数据, 比通用的 FIFO 操作(判断一次写一次)效率更高。

管理子模块设计:

管理子模块的主要功能是把 FIFO 中的数据写入 发送子模块,当 FIFO 中有数据要发送时,发送子模 块判断 FIFO_EMPTY 信号,如果有数据待发送,则 设置输出读 FIFO 信号,依据该信号可把待发送数据 送至发送子模块。

发送子模块设计:

发送子模块的主要功能为按照 Arinc429 总线协议把数据从并行到串行转换。

总线接口部分:

总线接口部分主要完成地址译码,对于 CPU 来 说每一路 Arine429 有如下寄存器:发送寄存器、接 收寄存器、发送 FIFO 计数寄存器、接收 FIFO 计数 寄存器、发送 FIFO 满状态寄存器、发送 FIFO 空状 态寄存器、接收 FIFO 满状态寄存器、接收 FIFO 空 状态寄存器。

2.1.2 主控模块与驱动模块接口设计

主控模块与驱动模块通过 CAN 总线进行指令、 状态传递, CAN 总线控制器在 FPGA 中实现, 兼容 PHILIPS 公司 SJA1000 芯片, 增加大容量发送和接 收 FIFO(1024 字节), 通信协议符合 CAN2.0 标准规 范,支持标准帧和扩展帧通讯。CAN 具体设计框图 见下图 3 所示。



#### 接口电路设计:

接口芯片采用 TI 公司 SN65 HVD1040,并在接口 端放置双向 TVS 管,以达到满足静电放电和雷电防 护要求的目的。

#### 2.2 自动油门单元驱动模块设计

2.2.1 驱动模块硬件设计

驱动模块设计选用 DSP28335 作为主控 MCU,

三相电流、母线电压电流以及激磁电源电压采用 dsp 芯片片上 ADC 进行反馈数据采集,其中通过采用线 性电流传感器 ACS724T – 5A,并进行滤波处理,最 终将信号传输至 dsp 中 ADC 接口,从而实现电流高 精度采集。直流永磁无刷电机绝对位置数据通过 AD2S1210 芯片获取旋转变压器数据,从而获取永磁 无刷电机电角度以及速度数据。相电流采样电路具 体原理图见图 4 所示,相关模拟量采集电路前置滤 波电路见图 5 所示。

(1) 电流采样电路:





(2)模拟量滤波电路:



图 5 滤波电路电路

#### 2.2.2 直流永磁无刷电机选型

受油门控制组件结构、空间限制,自动油门控 制驱动直流永磁无刷电机与减速器进行了匹配设计 和选型,选用自研表贴式永磁同步直流无刷电机作 为油门操纵装置自动油门的动力源,直流永磁无刷 电机结构如下图6所示。



#### 图 6 直流永磁无刷电机结构示意图

直流永磁无刷电机由定子组件、转子组件、端 盖组件、机壳、后罩、旋转变压器等构成,旋转变 压器能够精确捕捉转子的角位移和速度,通过控制 器 FOC 矢量控制实现直流永磁无刷电机正弦波电流 驱动。采用高精度涡轮蜗杆减速机构,在满足减速 比要求的同时降低直流永磁无刷电机噪声传递,满 足油门操纵装置小于 75 dBA 的噪声容限要求。 直流永磁无刷电机采用9槽8极的分数槽电机 结构,削小齿槽转矩的同时使定子槽面积最大,提 高铁心利用率。直流永磁无刷电机定转子结构和磁 场磁密分布如图7所示。



#### 图 7 直流永磁无刷电机径向截面

定子铁心冲片材料选用 35W300 冷轧无取向硅 钢片,冲片厚度 0.35 mm,定子铁心由 43 片定子冲 片粘合而成,内径为  $\phi$ 13.8 mm,外径为  $\phi$ 26 mm, 定子铁心长度 15 mm。定子绕组设计为三相双层叠 绕组,绕组采用星型连接。本设计所选用表贴式永 磁同步直流无刷电机电气参数见表 1 所示。

表1 电机电气参数详情表

参数	参数值	参数	参数值	
电机极对数 p	4	相电阻/Ω	2.37	
额定电压 U	28	交直轴电感/mH	0. 539	
额定转速/(r/min)	10500	转动惯量/kg・m ²	1.25e - 7	
额定转矩/mNm	8	电势常数/(r/min/V)	779	

#### 2.2.3 控制算法建模与仿真

本设计依据旋转变压器的位置反馈信息对直流 永磁无刷电机进行基于磁场定向的矢量控制。该控 制算法具备以下特点:

(1)自动油门控制直流永磁无刷电机,要求转 速范围(50 r/min~11000 r/min)内工作稳定,采用 直流永磁无刷电机矢量控制满足其宽调速范围需求, 并确保在各种转速工作时平稳运行。

(2)逆变器输出电压矢量使直流永磁无刷电机 磁链轨迹逼近圆形,旋转转矩平稳,逆变器输出谐 波和谐波损耗小。

(3) 直流利用率高,比 SPWM 高出 15%,并据 其电流矢量特性,能够有效抑制泵升电压,使逆变 器输出电压在安全值范围内运行。

自动油门控制单元软件根据3个推力杆控制指 令字中的"AT ENABLE"选择有效的推力杆控制指 令。根据采集到的电机旋变器的角度计算出当前直 流永磁无刷电机的速度,通过速度环 PI 调节器、电 流环 PI 调节器和 SVPWM 调制算法完成推力杆的速 度闭环,实现自动油门控制功能。矢量控制框图如 图 8 所示。



图 8 驱动模块控制软件矢量控制框图

#### (3)SVPWM 矢量调制器

基于磁场定向的 FOC 控制算法分为速度环 PI 控制器、电流环 PI 控制器、PARK 变换、反 PARK 变换、CLARKE 变换、SVPWM 矢量调制器以及电机状态数据反馈采集。

(1)速度环 PI 控制器

将"速度指令选择"模块处理后的推力杆指令转 换为电机转速指令,即量纲由^o/s转换为 r/min,在 通过电机速度反馈值进行闭环控制,从而得到电流 环的参考电流值。速度环采用 PI 控制方法,具体控 制算法原理如图9所示。





(2) 电流环 PI 控制器

软件将采集到的直流永磁无刷电机 A 相电流和 B 相电流经等幅值 Clark 变换和 Park 变换后得到(d, q)轴下的电流  $I_d$  和  $I_q^{[6]}$ 。Clark 等幅值变换公式为

$$\begin{cases} i_{\alpha} = i_{a} \\ i_{\beta} = \frac{\sqrt{3}}{3} (i_{a} + 2i_{b}) \end{cases}$$
(1)

Park 变换公式为

$$\begin{cases} i_{\alpha} = (i_{d}\cos\theta - i_{q}\sin\theta) \\ i_{\beta} = (i_{d}\sin\theta + i_{q}\cos\theta) \end{cases}$$
(2)

采用 $I_d$ 参考值为0的控制方法,与 $I_d$ 经 PI 调节 器得到电流 $U_d$ 。电流参考值与 $I_q$ 经 PI 调节器得到 电流 $U_q$ 。 $U_d$ 和 $U_q$ 再经 park 逆变换得到直流永磁无 刷电机 $U_\alpha$ 与 $U_\beta$ 电压。 根据在静止坐标系 (α, β)的电压空间矢量 图^[7],如图 10 所示,电压矢量调制的控制指令是矢 量控制系统给出的矢量信号 U_{out},它以某一角频率 ω 在空间逆时针旋转,当旋转到电压空间矢量图的某 个 60°扇区中时,系统计算该区间所需的基本电压空 间矢量,并以此矢量所对应的状态去驱动功率开关 元件动作。



#### 图 10 电压空间矢量图 (4)基于磁场定向的 FOC 控制仿真

通过 Simulink 软件进行基于磁场定向的 FOC 控制方法的模型建立和仿真,算法进行验证。直流永 磁无刷电机参数按照表1设置,速度环采样计算周 期为 500 μs,电流环采样计算周期为 50 μs。其中按 照电机位置数据进行差分计算获取速度反馈值。仿 真模型见图 12 所示。

(5)FOC 控制仿真结果分析

仿真步长设置为固定步长 1e - 6s, 速度环 PI 控制器  $k_p$  设置为 0. 01, ki 设置为 5; 电流环 PI 控制器  $k_p$  设置为 0. 4,  $k_i$  设置为 5。设置目标转速为 - 10000 r/min, 0. 2 s 阶跃至 10000 r/min。



图 11 FOC 仿真模型

程图所示。

如图 12 所示,阶跃指令给出后,系统在 0.08 s 趋于稳定,动态误差为 2 r/min。仿真结果显示基于 磁场定向的的矢量控制方法完全满足电传油门台自 动油门控制指标要求。



图 12 指令反馈对比图

2.2.4 驱动模块软件设计

本设计依据旋转变压器的位置反馈信息对直流 永磁无刷电机进行基于磁场定向的矢量控制。软件 架构设计4个实时任务,分别为电流环任务、速度 环任务、CAN 指令数据接收任务、周期自检测任 务,并设计CAN 反馈数据发送应答任务。根据运行 时间,分别调度5项任务完成电机起动、运行以及 驱动软件监控的目标。

(1) 控制算法与软件设计

电流环任务周期为 50 μs, 主要完成直流永磁无 刷电机位置采集与速度计算、母线电压与相电流采 集、电流 PI 控制器计算以及 SVPWM 计算与输出; 速度环任务周期 0.5 ms, 主要完成速度反馈误差计 算与速度 PI 控制器计算; CAN 指令数据接收任务周 期为 200 μs, 主要完成 CAN 数据查询接收与和值校 验、指令解算以及工作模式选择; 周期自检测任务 周期为 10 ms, 主要完成驱动电源控制、故障检测以 及故障处理; CAN 反馈数据发送任务为触发式任 务, 当接收到完整 CAN 数据后进行 CAN 数据组包, 并按约定的时间上报状态数据至飞控计算机驱动模



块中控制算法主要包括电流环任务、速度环任务以

及驱动电源控制,具体控制算法见图 13 软件算法流



(2)故障监控

考虑到飞机安全重要性,因此驱动模块为确保 飞机飞行安全,软件设计有模型监控、过流监控以 及堵转监控等安全监控。

驱动模型监控能够实现对自动油门驱动时油门 杆的超速/卡阻实现有效监控,主要是建立相对准确 且趋向于真实驱动支路的驱动器和电机模型,实际 驱动支路和模型监控支路根据控制指令将在一定偏 差范围内分别独立运行,同时对其运行速度进行实 时比较,若实际驱动支路出现大于限定偏差的运行 结果,可根据相应策略判定模型监控故障。直流永 磁无刷电机额定电流1A,过流故障判定策略是以 50 µs 周期采集母线电流并进行软件低通滤波处理, 滤波系数为0.1;若监测到以下情况符合,则上报 "母线电流过流故障"至上报至飞控计算机。

#### 表 2 过流监控阈值与门限

序号	时间阈值	额定电流门限	备注	
1	32 s	>1.1 倍		
2	16 s	>1.3 倍	过流	
3	4 s	>1.5 倍		
4	2 s	>2 倍	+# <i>*</i> +	
5	0.5 s	>3 倍	<b></b>	
6	100 μs	>5倍	短路	

## 3 人工超控功能设计

自动油门正常工作时,永磁摩擦机构内转子的 负载力小于永磁摩擦机构的打滑力矩;当人工超控 时,对油门杆施加人工操纵力,当该力传递至永磁 摩擦机构的负载力矩大于永磁摩擦机构的打滑力矩 时,直流永磁无刷电机输出不能传递至油门杆,从 而实现人工超控。

由于直流永磁无刷电机与永磁摩擦机构之间为 蜗轮蜗杆传动,当人工操纵油门杆时,无论自动油 门是否工作,人工操纵力所产生的永磁摩擦机构负 载力矩均不会传递至直流永磁无刷电机,对直流永 磁无刷电机控制及电机状态无影响。电机安装示意 图如图 14 所示。



图 14 直流永磁无刷电机安装示意图

#### 4 测试和验证

在电传油门台自动油门工作模式下,通过测试 平台模拟 ARINC429 接口发送指令,自动油门响应 并检测运行情况,测试其功能与性能。

(1)速度测试

通过 ARINC429 接口分别模拟发送相应速度指 令目标值,经测试,满足功能、性能指标要求。具 体测试值如表 3 所示。



图 15 油门台示意图 ま 3 速度测试数据表

		又以1013311042	
油门杆	电机	电机转速	油门杆
指令值	目标转速	反馈值	速度值
(°/s)	( r/min)	( r/min)	(°/s)
0.5	331	341.8	0.51
5	3310	3321.7	5.01
10	6620	6624. 1	10.00
15	9930	9925.8	14.99
-0.5	- 331	- 324. 5	-0.49
- 5	- 3310	- 3310. 3	- 5.00
- 10	- 6620	-6617.5	- 9. 99
- 15	- 9930	- 9928. 3	- 14. 99

#### (2)扫频测试

通过 ARINC429 接口分别模拟发送相应等幅调频正弦信号,经测试,其跟踪特性满足设计要求。 由图 16 所示,频率 0.5 Hz,幅值5度/秒,2个推力杆相移为 10°。由图 17 所示,频率 2 Hz,幅值 5°/s, 2 个推力杆相移为 40°



图 16 0.5 Hz 扫频效果图



图 17 2 Hz 扫频效果图

#### (3) 噪声测试

通过 ARINC429 接口分别模拟发送相应速度指 令值,经测试,在最高转速运行时噪声最大,满足 系统对噪声低于 75 dB 容限要求。

环境	竟噪音	61 dBA	指标 值	≯75 dBA	分贝仪 型号	SW 6004
序	指令	2014.2			平均	满足
号	(°/s)	测证	【结果(d	BA)	噪音	情况
1	±0.5	61	61	61	61.0	满足
2	±2	62	61	62	61.6	满足
3	±5	70	71	73	71.3	满足
4	±10	74	73	73	73.3	满足
5	±15	74	74	75	74.3	满足

#### 表4 噪音测试结果

#### (4)超控测试

通过 ARINC429 接口发送 - 15°/s~15°/s 油门 杆速度指令范围内任意特征值,在油门杆按目标速 度指令运行过程中,在任意时刻或角度,人为干预 可扳动油门杆至任意角度位置,在停止人为干预时, 油门杆仍按照原目标速度指令继续运行,且运行平 稳,即视为超控功能正常。

按照上述方法进行超控功能测试,本油门台能 够实现超控功能。

#### 5 结 语

电传油门台中自动油门单元是新型飞机实现自 动飞行控制高级模态不可或缺的功能组件,对飞机 自动飞行、健康管理以及任务执行等方面均具有重 要作用和意义。

本文从工程实践的角度,从系统需求分析开始, 采用了基于模型的开发,阐述了自动油门单元设计 要点,为新型自动油门控制单元以及电传油门台设 计提供完整实现方法和借鉴。

#### 参考文献

- [1] 李忠东. 自动油门控制技术在舰载机上的应用[J]. 飞机设计, 2012(4): 22-24.
- [2] 张相军,陈伯时.无刷直流电机控制系统中 PWM 调制方式对 换相转矩脉动的影响[J].电机与控制学报,2003(4): 87-91.
- [3] 刘计龙,肖飞,沈洋,等.永磁同步电机无位置传感器控制技术研究综述[J].电工技术学报,2017(16):76-88.
- [4] 李永东,朱昊. 永磁同步电机无速度传感器控制综述[J]. 电 气传动, 2009(9): 3-10.
- [5] 胡春枝, 战京景. 软件可靠性和安全性技术研究[J]. 科学技 术创新, 2018(27): 91-92.
- [6] 杨贵杰,孙力,崔乃政,等.空间矢量脉宽调制方法的研究[J].中国电机工程学报,2001(5):79-83.
- [7] 赵文祥,刘国海,吉敬华,等.基于 DSP 的全数字矢量控制
   SVPWM 变频调速系统[J].电机与控制学报,2004(6):
   175-1788.

\$ \$3533	553555 5	3536	ŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶ	, 125252525252525252525252525252525252525	2
2525		,		邮发代号: 52-92	こうこ
252		<b>《</b>	(微电机》(月刊)	订价: 8 元/期	うらう
5253	人左 1/	o ∰u	法求定到业场机中学成一步对卖行地学 牵艇	年价:96元/年	a Ca
3 3 3 5 S	<b>至平</b> 1.	2 别,	,读看可到当地빠同け阅,本刊小可破け、令购。	编辑部邮购(含快递费): 300 元/年	くいりい
12.22	欢	迎扎	<b>设稿!欢迎订阅!欢迎刊登广告!</b>	e e	ういう
282	国内刊	号:	CN61 - 1126/TM	国际刊号: ISSN 1001-6848	うしょう
22 S	邮	箱:	micromotors @ vip. sina. com	۲ ۲	a Ca
9.9.9.4 9.9.9.4	地	址:	高新区上林苑四路 36 号(710117)	电话: 029-84276641	622
25256 9	SS 8 8 8 8 8 8 8 8 8 8 8 8 8 8 8 8 8 8	~~~~	\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$	; ````````````````````````````````````	2

## 大吨位矿用自卸车电驱电控系统优化设计与应用

张建华¹,周志宇²,张国营¹,高俊峰¹,付如愿²,秦灿华²

(1. 中国神华能源股份有限公司哈尔乌素露天煤矿,内蒙古鄂尔多斯 017100;

2. 株洲中车时代电气股份有限公司, 湖南 株洲 412001)

**摘 要:**针对 MT5500B 矿用自卸车(326T) 在应用过程中电驱电控系统存在的辅传风机损坏、制动系统功率不足、制动电阻烧损等问题。在此基础上对传统矿用自卸车电驱电控系统进行深入研究,分析总结传统系统存在问题及根本原因,提出并采用主辅一体的电驱电控系统解决方案,有效解决原车风机、制动性能不足问题。为了进一步提供整车动态性能,牵引电机控制采用动态响应性能更优的直接转矩控制(Direct Torque Control-DTC)策略。系统方案通过设计研制完成现场装车应用,达到设计目标,证明了新系统方案有有效性,对矿用车电驱电控系统设计应用具有重要的实践指导意义。

关键词: 矿用自卸车; 电驱电控系统; 辅传风机; 制动系统 中图分类号: TP273 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2023)12-0056-04

## Optimization Design and Application of Electric Drive Electronic Control System for Large-tonnage Mining Dump Truck

ZHANG Jianhua¹, ZHOU Zhiyu², ZHANG Guoying¹, GAO Junfeng¹, FU Ruyuan², QIN Canhua²

(1. China Shenhua Energy Co., LTD., Ha'erwusu Open-pit Coal Mine, Ordos Inner Mongolia 017100, China;

2. Zhuzhou CRRC Times Electric Co., LTD., Zhuzhou Hunan 412001, China)

**Abstract**: For MT5500B mining dump truck (326T), during the application process, the supplementary fan damage, insufficient power of the braking system, and braking resistance burning loss of the electrical drive system. On this basis, in-depth research on traditional ore dial-loop carrier-driven power control systems, analyzed and summarized the problem of traditional systems and the root causes. Proposal and use the main and auxiliary electrical drive electrical control system solution to effectively solve the problem of insufficient original vehicle fan and braking performance. In order to further provide the dynamic performance of the vehicle, the traction motor control adopts the Direct Torque Control-DTC strategy with better dynamic response performance. The system scheme has completed the on -site loading application through design and development to achieve the design goals, which proves that the new system scheme is effective and has important practical guiding significance for the design application of the mining vehicle electric drive electrical control system. **Key words**: mining dump trucks; electrical drive electrical control systems; supplementary fan; braking systems

## 0 引 言

矿用电动轮整车系统由发动机、前桥结构和悬 挂系统、液压系统、电传动牵引系统、制动系统、 车斗、轮胎等各部分构成。目前电传动牵引系统主 要分为直流传动和交流传动方式,目前交流传动已 经基本取代了直流传动方式。矿用电动轮自卸车制 动方式分为两种制动方式:机械制动、电制动,在 大吨位电动轮矿用卡车工作过程中,主要采用电制 动方式进行制动。

MT5500 电动轮自卸车于 2008 年开始引进,由 特雷克斯(TERREX)设计生产,该车电驱电控系统 在矿山应用过程中其制动系统、冷却系统出现的设 计与质量缺陷长期存在^[1-2],文献[1]和文献[2]分 别对原车冷却系统和制动系统存在的问题进行了介 绍与升级改造,但相关升级是在原电驱电控制系统 的基础上进行的升级优化,并不能从根本上解决相 关问题。本文基于原系统方案存在缺陷,在电驱电

收稿日期: 2023-08-30 修回日期: 2023-09-30 作者简介: 张建华(1968), 男,高级经济师,硕士,研究方向为矿山智能化。

控系统方案上进行了重新设计,在方案原理上解决 以上原系统存在问题。在牵引电机控制策略上,为 进一步提供整车动态性能,牵引电机控制采用动态 响应性能更优的直接转矩控制策略。

## 1 矿用车电驱电控系统优化设计

#### 1.1 原车电驱电控系统

MT5500 电动轮自卸车驱动系统采用发动机带动 主发电机发出三相交流电,整流后进入到牵引系统 的直流回路,再经逆变器转换为变频变压的交流电 驱动电动轮,实现整车运行。原系统构成如图1所 示,对应主电路拓扑如图2所示。发电机发电后直 接驱动发电机风机、主风机,并提供电源给整流和 逆变装置驱动整车;制动部分采用接触器控制,电 阻冷却风机为直流风机,从电阻两端直接取电。



图1 原车电驱电控制系统原理图



#### 图 2 原车电驱电控制系统主电路拓扑

由图2可知,原驱动系统的发电机风机与主风 机由发电机主绕组直接供电,而发电机主绕组电压 随柴油机转速变化存在电压高、波动大、电压品质 较差等问题,对风机电机绝缘耐压要求、电压冲击 耐受、机械冲击耐受要求均很高。制动电阻风机为 直流风机,开通关断为接触器,二者都是直接开通 冲击大,故障率高。

(1)制动性能方面:

a. 制动功率偏低, 3380 kW 的制动功率低;

b. 接触器控制制动存在故障率与维护率高;

c. 制动电阻冷却风机为直流电机,随制动的开 启电压、电流冲击、机械冲击大,故障率高,且碳 刷维护工作量大。

(2)冷却风机性能:

发电机风机、后桥主风机均由发电机主绕组直 接驱动,风机驱动电压高,电压及电流随柴油机转 速变化幅度大,机械电气冲击均大,故障率高,而 且风速、风量不稳定。

#### 1.2 矿用车新电驱电控系统

针对原系统存在的冷却风机与制动相关问题, 新方案对风机辅助电源、制动方式进行了根本性改 变,系统集成程度高,性能与可维护性更优,方案 对应主电路拓扑如图3所示。



图 3 新电驱电控制系统主电路拓扑

新方案对制动电阻功率进行提升,制动控制采 用全控 IGBT, 摒弃原车机械接触器开关方式,新方 案寿命更长,在实现免维护和高可靠的基础上系统 进一步增大了制动功率,全面提升整车的制动性能。

新方案发电机自带风扇冷却,主风机与制动电 阻风机全部采用低压交流风机。从直流母线取电并 经 DC/DC 隔离变换后通过 VVVF 逆变单元驱动风机 电机,风机的电气与机械冲击问题得到有效解决, 方案主优点如下:

(1)电源稳定,变频调速度平衡,风量风速稳 定可调。

(2)风机电机的绝缘耐压不需要跟高压直流母 线匹配,发电机及母线的冲击电压、电流等不影响 风机电机,电机体积小,寿命长。

(3)采取直流母线取电更节能,制动时回馈的 能量通过直流母线供给辅助风机消耗,取部分能量 无需柴油机提供。

#### 2 冷却风机变频调速策略

为控制系统各部件温度在合适的范围的同时, 实现系统的最优节能,辅助变流器控制系统根据整 车运行工况与各部件的实际温度,采取不同的主风 机控制策略,实现系统节能与温度控制的最优。也 可根据系统实时牵引电机功率、部件温度等动态调 节风机频率,具体流程如图4所示。



#### 图 4 主风机控制流程图

牵引电机的功率能代表驱动系统的功率消耗和 系统整体发热情况,系统总的功率为两台牵引电机 的功率之和,牵引电机功率计算为 $P = \frac{Tn}{9550}$ ,其中P为单台电机功率,T为电机的转矩,n为电机实际 转速。

## 3 牵引电机直接转矩控制策略

为了进一步提供整车动态性能,牵引电机控制 采用动态响应性能更优的直接转矩控制(Direct Torque Control, DTC)策略^[4]。DTC 又称为直接自控 制,这种"直接自控制"的思想以转矩为中心来进 行综合控制,不仅控制转矩,也用于磁链量的控制 和磁链自控制。直接转矩控制与矢量控制的区别 是,它不是通过控制电流、磁链等量间接控制转 矩,而是把转矩直接作为被控量控制,其实质是用 空间矢量的分析方法,以定子磁场定向方式,对 定子磁链和电磁转矩进行直接控制的。这种方法 不需要复杂的坐标变换,而是直接在电机定子坐 标上计算磁链的模和转矩的大小,并通过磁链和 转矩的直接跟踪实现 PWM 脉宽调制和系统的高 动态性能。

电动轮车上采用直接转矩控制,在定子坐标系 下计算与控制电动机的转矩,采用定子磁场定向, 借助于离散的两点式调节(Band-Band)产生 PWM 波 信号,直接对逆变器的开关状态进行最佳控制,获 得了转矩的高动态性能。它省去了复杂的矢量变换 与电动机的数学模型简化处理,没有通常的 PWM 信 号发生器。它具有控制思想新颖,控制结构简单, 控制手段直接,信号处理的物理概念明确等优点。

直接转矩控制基本结构原理图如图 5 所示,以 下分别介绍各个部分。



#### 图 5 直接转矩控制基本结构原理图

(1) 坐标变换单元(UCT), 它将定子磁链  $\psi_{\alpha}$ 、  $\psi_{\beta}(\alpha - \beta 坐标系下)转换为三个<math>\beta$ 磁链分量。它们的 对应转换关系如式(1)所示。

$$\psi_{\beta a} = \psi_{\beta}$$

$$\psi_{\beta b} = -\frac{\sqrt{3}}{2}\psi_{\alpha} - \frac{1}{2}\psi_{\beta}$$

$$\psi_{bc} = \frac{\sqrt{3}}{2}\psi_{\alpha} - \frac{1}{2}\psi_{\beta}$$
(1)

(2) 磁链自控单元(*DMC*), 它将输入的 β 坐标 系下的定子磁链  $\psi_{\beta a}$ 、 $\psi_{\beta b}$ 、 $\psi_{\beta c}$ 通过施密特触发器与 磁链给定值  $\psi_{ug}$ 比较,输出开关信号 $\overline{S\psi_a}$ 、 $\overline{S\psi_b}$ 、 $\overline{S\psi_c}$ 。 信号 $\overline{SU_a}$ 、 $\overline{SU_b}$ 、 $\overline{SU_c}$ 与 $\overline{S\psi_a}$ 、 $\overline{S\psi_b}$ 、 $\overline{S\psi_c}$ 对应关系如式 (2)所示。

 $\overline{S\psi_a} = \overline{SU_e}; \overline{S\psi_b} = \overline{SU_a}; \overline{S\psi_e} = \overline{SU_b}$  (2) (3)异步电机磁链模型(AMM)。本文采用简单 的积分关系得到磁链模型。其中  $e_\alpha$ 、 $e_\beta$ 为定子电动 势在  $\alpha - \beta$ 坐标系下的分量。磁链模型的积分关系如 式(3)所示。

$$\psi_{\alpha} = \int e_{\alpha} dt = \int (u_{\alpha} - i_{\alpha} R_{s}) dt$$
  
$$\psi_{\beta} = \int e_{d}t = \int (u_{\beta} - i_{\beta} R_{s}) dt \qquad (3)$$

其中,  $u_{\alpha}$ 、 $u_{\beta}$  可由  $u_{a}$ 、 $u_{b}$ 、 $u_{c}$  通过 3/2 坐标变化得 到。而  $i_{\alpha}$ 、 $i_{\beta}$ 则可以直接从电机测量得到。

(4)零状态选择单元(AZS),它提供零电压, 转矩大小是通过改变定子磁链运动轨迹平均速度来 实现的,为了能够改变磁链轨迹的平均速度就必须 引入零电压矢量。而给出零电压工作时间是转矩调 节器(ATR)。

(5)转矩调节器(ATR),控制转矩输出信号 TQ, 它的原理与磁链调节器一样,也是施密特触发器。 如图 10 所示,当转矩实际值  $T_f$  与转矩给定值  $T_g$  的 差值小于容差  $-\varepsilon_m$ ,即  $T_f - T_g < -\varepsilon_m$ 时,转矩调节 器输出 TQ = 1,控制开关 S,使工作电压加到电机 上,此时磁通角  $\theta$  增大,转矩也增大。而当  $T_f - T_g$ > $\varepsilon_m$ 时,转矩调节器输出 TQ = 0,控制开关 S,使 零电压加到电机上,此时定子磁链静止不动,磁通 角 $\theta$ 减小,转矩减小。此过程成为"转矩直接自调 节"。通过工作电压状态与零状态交替出现来使定子 磁链停停走走,从而使转矩被控制在一定容差之内, 这样既控制了转矩又形成 PWM 过程。

(6) 转矩计算单元(AMC), 它根据计算式  $T_d = \frac{3}{2}(\psi_{u\alpha}i_{s\beta} - \psi_{u\beta}i_{s\alpha}),$  通过输入量  $\psi_{\alpha}, \psi_{\beta}$  以及测量量  $i_{\alpha}, i_{\beta}$  计算得到转矩的大小。

## 4 实验验证与应用

为进一步验证系统设计及控制策略的有效性, 新系统在 MT5500 电动轮自卸车上进行了装车应用 考核,近半年时间持续运行状态良好,无异常,结 合数据、波形分析,系统设计达到预期目标。

主风机运行频率与电流波形如图 6 所示,运行 频率调节平稳,运行电流平稳,无冲击,在隔离辅 助电源模式下能有效保障风机电机的寿命,达到使 用更小风机体积与重量、更低电压等级风机电机, 达到风机的长寿命与免维护,并满足整车的散热 要求。





根据现场重载运行测试数据表1可知,整车冷 却性能超出原冷却系统的冷却性能。

表1 牵引电机绕组温度范围(环境温度18℃)

序号	新系统	原系统
1	62℃ -82℃	80°C −100°C

整车满载牵引、制动达到预计目标,单个牵引 电机满载制动与起动波形如图 7 所示,图中坐标 1 对应该电压、电流、转速值单位分别为 V、A、 r/min,坐标 2 对应转矩值,其单位为 Nm。从数据 可知整车制动到 0 再加速过程正常,整个过程响应 迅速、平稳,通过计算可知最大制动功率约为 4200 kW,制动性能超出原车制能力。



#### 5 结 语

本文研究 MT5500B 矿用自卸车原电驱电控系统 存在问题。提出应用主辅一体的系统解决方案,解 决原车风机冷却系统问题,提升了牵引制动性能。 通过现场装车应用考核,证明新系统方案的有效性, 对矿用车电驱电控系统方案设计与应用具有重要的 实践推广意义。

#### 参考文献

- [1] 张静,白利涛,金鑫,等. MT5500 电动轮自卸卡车散热风机
   电源线路升级改造[J]. 露天踩矿技术,2017(12):66-71.
- [2] 刘捍疆. MT5500 电动轮矿用重型卡车电制动系统升级改造[J]. 露天踩矿技术, 2021(6): 123-125.
- [3] 王瑞峰. 矿用 MT5500 卡车电控部件国产化应用研究[J]. 露 天踩矿技术, 2018(3): 101-104.
- [4] 张涛,何亚屏,贺西. 电动轮矿用自卸车牵引变流器控制策略 研究[J]. 机车电传动,2020(5):83-86.
- [5] 王成元,夏加宽. 电机现代控制技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2006.

## 工程测量中三坐标测量机拟合算法的选择

刘军丽,张 旭,李权洋,李智生,张 健 (西安微电机研究所有限公司,西安710117)

**摘 要:** 三坐标测量机的出现是测量行业的一大革命,对于测量行业的发展有着深远的影响。本文介绍了三坐标测量机的发展史、组成以及测量原理,重点对三坐标测量机在实际测量中拟合算法进行了分析,并以圆为实例进行测量,得出工程测量中三坐标测量机拟合算法的选择。

关键词:测量原理;分析;拟合

中图分类号: TM306 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2023)12-0060-03

## Selection of Fitting Algorithm for Coordinate Measuring Machines in Engineering Measurement

LIU Junli, ZHANG Xu, LI Quanyang, LI Zhisheng, ZHANG Jian (Xi' an Micromotors Research Institute Co., LTD., Xi' an 710117, China)

Abstract: The emergence of coordinate measuring machines is a major revolution in the measurement industry, which has a profound impact on the development of the measurement industry. This paper introduced the development history, composition, and measurement principles of CMM, with a focus on analyzing the fitting algorithms of three coordinates in actual measurement. Using circles as an example for measurement, determined the selection of the fitting algorithm for CMM in engineering measurement.

Key words: measuring principle; analysis; fitting

## 0 引 言

三坐标测量机是上世纪中叶发展起来的一种 高效、多功能的精密测量仪器,在机械、电子制 造、塑料等行业广泛应用。在本单位微电机测量 应用中,它是测量数据和获取垂直度、同轴度、 位置度等形位尺寸最有效的途径之一,不仅很好 地取代了多种测量工具及复杂的组合量规,准确 率高并且极大地缩短了测量时间,从而达到很好 的测量效果,在微电机的设计、制造中起到了非 常关键的作用。

### 1 三坐标测量机的组成

三坐标测量机主要由下列几组子系统构成,如 图 1 所示。

收稿日期: 2023-10-08, 修回日期: 2023-10-27



图1 三坐标测量机

#### 2 三坐标测量机的原理

任何几何特征都是由三维点组成的,因此几何 特征量的测量都可以归结为三维点的测量,三维点 坐标的精确采集是评定几何特征的基础。

坐标测量机通常采用的是空间直角坐标系,它 的测量原理是基于空间直角坐标系来实现对空间三 维点的测量。将被测工件放置在有效的测量空间, 通过测头与被测物件接触,精准地测出被测工件的 空间坐标数值,再将获得到的数据经过软件处理, 拟合形成测量元素。如图2所示,最后经过数学计 算获得形状、位置公差等几何特征量参数。



#### 图 2 元素的拟合

#### 3 坐标测量机软件的拟合算法及实例

三坐标测量机采集到足够使用的点后, 计算机 会帮助我们拟合出被测零件的几何形状。这种拟合 算法是什么呢?测量同一零件的同一部位,选择的 拟合算法不同,得出的结论也不相同。下面以解析 圆的直径值为例介绍几种拟合算法。GB-T1182-2018 中,圆有四种拟合方式,如表1和图3所示。

表 1 图的四种拟合方式						
西麦米刊	最小	最小	最小	最大		
女系矢型	间隔	二乘	外接	内切		
员	$\checkmark$	$\checkmark$	$\checkmark$	$\checkmark$		
圆柱	$\checkmark$	$\checkmark$	$\checkmark$	$\checkmark$		
圆锥		$\checkmark$	×	×		
圆环	$\checkmark$	$\checkmark$	×	×		



#### 3.1 拟合算法实例

3.1.1 选取直径 Φ12.035 mm 的内孔, 圆度 0.01 mm的标准工件,分别以最小二乘法、最小间隔、 最大内切等拟合方式评价获取测量结果。

最小二乘法拟合方式测量结果如表2所示。 表 2 最小二乘注拟合

				42.1.		100 LI				
大小1-圆2				遼米		¢ 12.03	5 <del>*/</del> 0.05 GG			
调整	NOM	UNAL	+TOL	-TOL	MEAS	DEV	OUTTOL			
	12.0	350	0.0500		12.0304	-0.0046	0.0000			
GG	12.0	350		-0.0500	12.0304	-0.0046	0.0000	<u></u>		
FCF團度1	<b>愛</b> 米				0 0.01					
符位: 图2	0.0000	+10L 0.0100	-10L	0.0122	0.0122	0.0022	BONUS			
							_			
测量	<b></b>			直径	-		员	度		
	1			Ф12.0	304		0.0	0122		
	2			Φ12. 0293			0.0127			
	3			Ф12. 0296			0.0121			
	4			Φ12. 0296			0.0195			
	5			Φ12. 0	311		0.0	)198		
	6			Φ12. 0	309		0.0	)122		
	7			Φ12. 0	307		0.0	)151		
8			Φ12, 0300			0.0144				
	9			Ф12. 0303 0. 014			)147			
	10		đ		0. 0146			Ф12. 0297		)146
平.	均值			Φ12. 0	302		0. (	)159		
		-					1			

最小二乘法得出的结果范围: 直径  $\phi$ 12.030 mm,圆度0.016 mm。

最小间隔拟合方式测量结果如表3所示。

表 3 最小间隔拟合

大小1-圆2				毫米		¢ 12.0	35 +/- 0.05	
调整	NOM	INAL	+TOL	-TOL	MEAS	DEV	OUTTOL	
	12.0	350	0.0500		12.0425	0.0075	0.0000	
	12.0	350		-0.0500	12.0204	-0.0146	0.0000	
FCF圆度1	<b>毫</b> 米				O 0.01			
特征	NOMINAL	+TOL	-TOL	MEAS	DEV 0.0111	OUTTOL	BONUS	
00°	0.0000	0.0100		0.0111	0.0111	0.0011	_	
测量	<b>と次数</b>			直径	E		员	度
	1		Φ12.0	204 -	Ф12. 04	25	0.0	)111
	2		Φ12.0	0232 - Φ12. 0472		0.0120		
	3		Φ12.0	12. 0230 – Ф12. 0416		0.0103		
	4		Ф12.0	Ф12. 0227 – Ф12. 0386		0.0079		
	5		$\Phi_{12}$ , 0223 - $\Phi_{12}$ , 0395		0.0071			
	6		$\Phi_{12}, 0234 - \Phi_{12}, 0367$		0.0061			
	7		$\Phi_{12}, 0225 - \Phi_{12}, 0434$			0.0104		
8		Φ12.0	$\Phi_{12}, 0227 - \Phi_{12}, 0423$		0.0098			
9		Ф12.0	$\Phi_{12}, 0230 - \Phi_{12}, 0431$		0.0103			
10		Φ12.0	Φ12. 0229 - Φ12. 0399			0.0085		
平	均值		/			0.0093		

最小间隔得出的结果范围: 直径 Φ12.020 mm ~ Φ12.043 mm, 圆度 0.009 mm_o

最大内切拟合方式测量结果如表4所示。 表 4 最大内切拟合

大小1-圆2				毫米		¢ 12.03	XD 30.0 4+ 3	
调整	NOM	INAL	+TOL	-TOL	MEAS	DEV	OUTTOL	
	12.0	350	0.0500		12.0201	-0.0149	0.0000	
G	12.0	350		-0.0500	12.0201	-0.0149	0.0000	
FCF圖度2	毫米				0 0.01			
特征	NOMINAL	+TOL	-TOL	MEAS	DEV	OUTTOL.	BONUS	
Sec.	0.0000	0.0100		0.0112	0.0112	0.0012	1	<u></u>
测量	貴次数			直名	<u>s</u>		员	度
	1			Φ12. 0	201		0.0	)112
2			Ф12. 0204			0.0130		
3			Φ12. 0190			0.0125		
4			Ф12. 0206			0.0	0118	
5			Φ12. 0208			0.0126		
	6			Φ12. 0	210		0.0	0128
7		Φ12. 0208			0.0129			
8			Φ12. 0209			0.0130		
9			Ф12. 0211			0.0126		
10			Φ12. 0206			0.0128		
平均值			Φ12. 0205			0.0125		

最大内切得出的结果范围: 直径 Φ12.020 mm, 圆度 0.013 mm。

3.1.2 选取工称直径 Φ60 mm 的外圆,圆度 0.005 mm 的工件,分别以最小二乘法、最小间隔、最小 外接等拟合方式评价获取测量结果。

最小二乘法拟合方式测量结果如表5所示。

表 5 最小二乘法拟合

大小1-圆1			毫米	臺米 Ø 60 +4 0.05 GG				
调整	NOM	INAL	+TOL	-TOL	MEAS	DEV	OUTTOL	
	60.0	000	0.0500		59.9754	-0.0246	0.0000	and the second
GG	60.0	000		-0.0500	59.9754	-0.0246	0.0000	
FCF圆度1	<u>豪</u> 米				0.009	5		
特征	NOMENAL	+TOL	-TOL	MEAS	DEV	OUTTOL	BONUS	
1000 1000	0.0000	0.0050		0.0063	0.0063	0.0013		
测量	欠数			直径			L L	圆度
1				Ф59.9	754		0.	0063
2				Ф59.9	752		0.	0072
3				Ф59.9	755		0.	0078
4				Ф59.9	756		0.	0068
5				Ф59.9	749		0.	0080
6				Ф59.9	744		0.	0070
7				Ф59.9	745		0.	0078
8			Ф59.9	750	0.0067			
9				Ф59.9	743		0.	0073
10	)			Ф59.9	752		0.	0069
平均	J值			Ф59. 9	750		0.	0071

最小二乘法得出的结果范围: 直径 Φ59.975 mm, 圆度 0.007 mm。

最小间隔拟合方式测量结果如表6所示。

表6 最小间隔拟合

大小1-圆1				<b>壹</b> 米		\$ 60	) <del>+/</del> - 0.05	
调整	NOM	INAL	+TOL	-TOL	MEAS	DEA	OUTTOL	
	60.0	000	0.0500	0.0500	59.9782	-0.0218	0.0000	
FCF圆度1				-0.0000	0.005		0.0000	Linitiand
持证	NOMINAL	+TOL	-TOL	MEAS	DEV	OUTTOL	BONUS	
Ξi	0.0000	0.0050		0.0063	0.0063	0.0013		
测量	次数			直谷	5		Ţ	國度
1	l		Ф59. 9	9715 – 9	Ф59. 97	/82	0.	0063
2	2		Ф59. 9	9720 - 9	Ф59.97	83	0.	0052
3	3		Ф59. 9	9711 - 0	Ф59. 97	81	0.	0048
2	ļ.		Ф59. 9	9712 - 9	Ф59. 97	780	0.	0049
5	5		Ф59. 9	9711 –	Ф59. 97	78	0.	0054
6	5		Ф59. 9	9714 –	Ф59. 97	88	0.	0046
7	7		Ф59. 9	9715 –	Ф59. 97	'90	0.	0048
8	3		Ф59. 9	9700 - 9	Ф59. 97	91	0.	0051
ç	)		Ф59. 9	9705 - 9	Ф59. 97	/81	0.	0048
1	0		Ф59. 9	9701 - 9	Ф59. 97	79	0.	0051
平均	匀值			/			0.	0051

最小间隔得出的结果范围: 直径 Φ59.970 mm - Φ59.979 mm, 圆度 0.005 mm。

最小外接拟合方式测量结果如表7所示。

表7 最小外接拟合

大小1-團4		毫米			ø 60 ×	∮ 60 +- 0.05 GN		
调整	NOMINAL	+TOL	-TOL	MEAS	DEV	OUTTOL		
01	60.0000	0.0500	0.0500	59.9794	-0.0206	0.0000		
6N	20.4		-0.0500	59.979	-0.0206	0.0000	Loon word	
PURBIE: 特征	NOMINAL +TOL	-TOL	MEAS	DEV		BONUS		
圖4	0.0000 0.0050		0.0063	0.0063	0.0013			
测量》	大数		直径	2 C		5	圆度	
1			Ф59. 9	794		0.	0063	
2			Ф59. 9	805		0.	0062	
3			Ф59. 9	806		0.	0070	
4			ф59.9	802		0.	0063	
5			Ф59. 9	806		0.	0065	
6			Ф59. 9	803		0.	0068	
7			Ф59. 9	800		0.	0064	
8			Ф59. 9	806		0.	0065	
9			Ф59. 9	805		0.	0066	
10			Ф59. 9	804		0.	0065	
平均	值		Ф59. 9	803		0.	0065	

最小外接得出的结果范围: 直径 Φ59.580 mm, 圆度 0.006 mm。

由以上数据可以看出:最小二乘法测出的圆直 径数据与实际数据之间误差的平方和最小,故当测 量重点在圆心与直径时,优先选用此种方法。它是 目前应用最通用的一种拟合方法,一般未加标注时, 都默认为最小二乘法。

最小间隔测出的圆度误差最小,故当测量重点 为圆度误差时,应优先选用此种方法。最小间隔是 包含数据点的两个同心圆中间生成一个区域,使两 个同心圆的半径差最大程度减小,用于形状规范。 相比较于最小二乘法的局部误差平方和最小,最小 间隔法控制的是距离最小。

最大内切测出的内孔直径最小,故当当基准轴 一定时,我们需要加工一个最大内切圆径超过基准 轴径的孔,以确保能达到装配需求,如轴套等时, 优先选用此种方法。最大内切时拟合出了一个数据 范围内最大可能直径的空白圆。

最小外接测出的外圆直径最大,故当需要确保 其能更好地配合已加工好的基准孔,如某些轴类标 准件、光轴、活塞销等优先选用此种方法。最小外 接是拟合出了一个能包容测量数据最小的圆。在电 机精密装配过程中孔轴类零件的设计和测量,通常 运用最大内切和最小外接拟合算法。

通过以上验证得出结论:不同结构,用于不同 测量目的的工件使用三坐标测量机测量时,应根据 不同的使用目的和测量要求选择不同的拟合算法。

## 基于有限元的隔振垫刚度与压缩量关系研究

谢 峰¹,周严鉴¹,江龙顺¹,林 显²,刘 贤²
(1.美的集团中央研究院,广东佛山 528311;
2.美的洗涤电器制造有限公司,广东佛山 528311)

**摘 要:**为探究某型橡胶隔振垫的安装预压缩量与刚度的关系,建立了隔振垫在不同预压缩量条件下的静刚度模型。通过商业有限元软件,选用 Mooney – Rivlin 超弹性本构模型,分析了橡胶隔振垫在不同压缩量的条件下的各向 刚度。结果表面,该结构形式的隔振垫,其压缩量对垂向刚度的变化较为敏感,对径向和切向两方向的刚度变化影响不大。通过试验进一步验证了该有限元计算方法的结论,因此该计算方法对隔振垫的选型和使用具有一定的指导 意义。

关键词:固有频率;振动衰减比;橡胶隔振垫;有限元法
 中图分类号:TM305
 文献标志码:A
 文章编号:1001-6848(2023)12-0063-04

# Research on the Relationship Between Stiffness and Compressibility of Vibration Damper Based on FEA Method

XIE Feng¹, ZHOU Yanjian¹, JIANG Longshun¹, LIN Xian², LIU Xian²

(1. Midea Corporation Research Center, Foshan Guangdong 528311, China;

2. Midea Washing Appliance Manufacturing Co., LTD., Foshan Guangdong 528311, China)

**Abstract**: In order to investigate the relationship between the installation pre compression shrinkage and stiffness of a certain type of rubber isolation pad, a static stiffness model of the isolation pad was established under different pre compression shrinkage conditions. Using commercial finite element software and Mooney-Rivlin hyperelastic material constitutive model, the isotropic stiffness of rubber vibration isolation pad under different compression was analyzed. The results indicate that the compression of the vibration isolation pad in this structural form is more sensitive to changes in vertical stiffness, and has little effect on changes in stiffness in both radial and tangential directions. The conclusion of the finite element calculation method is further verified through experiments, so this calculation method has certain guiding significance for the selection and use of vibration isolation pads.

Key words: natural frequency; vibration attenuation ratio; rubber damper; FEA method

## 0 引 言

动力机械在运行的过程中,由于存在着电磁、 机械、通风等复杂的不平衡激振力,会产生一定的 振动和噪声,较大的振动噪声不仅会影响环境的舒 适性,而且也会影响设备的寿命,甚至会引发安全 事故。因此,很多设备在设计时通常会在其底座和 固定部位之间安装减振器或隔振垫,一方面可以为 设备提供支撑作用,另一方面也能够降低设备本身 的振动噪声,提高产品舒适性和竞争力。

橡胶材料具有结构紧凑、工艺性好、三向刚度

**收稿日期**: 2023-05-29, 修回日期: 2023-10-15 作者简介:谢 峰(1979),男,硕士,研究员,研究方向为电机结构设计。

可调、成本低等优点,一直是减隔振领域应用最多的材料。最常用的橡胶材料有天然橡胶、丁腈橡胶、 氯丁橡胶等^[1]。

对于大型设备,通常针对该设备的尺寸重量、 激振频率等选用标准的减振器,或者设计专用的减 振器来对某频段振动进行吸收和减弱。段成红等学 者针对标准减振器和特殊定制的减振器做了很多研 究工作,并且取得了很好的效果^[2-6]。

对于很多小型风机和水泵等驱动电机,由于其 尺寸较小,很难安装标准减振器,通常采用较为简 单的橡胶隔振垫来吸收和消耗振动能量,起到减振

因此,本文借成熟橡胶减振器方面的设计方面 的经验,对橡胶类超弹性体采用非线性有限元分析 方法^[79],分析了某型隔振垫在不同压缩量的条件下 不同方向的刚度,并得出了隔振垫刚度与压缩量之 间的关系。该研究结果对评估在一定压缩量的条件 下隔振垫的刚度,具有一定的理论价值和实践意义。

#### 减振器隔振效率 1

设备的隔振设计即通过在设备与基础之间设置 柔性连接来衰减两者之间的能量传递,隔离两者之 间的高频振动。柔性隔振系统的模型可以简化为单 自由度隔振模型,如图1所示。其中, m 为设备质 量, c为隔振系统阻尼系数, k为隔振系统刚度。



图1 单自由度隔振模型 该系统的固有频率为

$$\boldsymbol{\omega}_n = \sqrt{\frac{k}{m}} \tag{1}$$

$$f_n = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k}{m}} \tag{2}$$

式中, $\omega_n$ 为系统固有圆频率, $f_n$ 为固有频率。

系统的力传递率为

$$T_{f} = \frac{f_{i}}{f_{0}} = \sqrt{\frac{1 + (2\xi\lambda)^{2}}{(1 - \lambda^{2})^{2} + (2\xi\lambda)^{2}}}$$
(3)

$$\lambda = \frac{\omega}{\omega_n} \tag{4}$$

式中,T_f为隔振器的力传递率; ξ为隔振系统阻尼 比: $\lambda$ 为隔振系统频率比: $\omega$ 为激振力频率。

当减振系统的激振频率大于系统固有频率的√2 倍时,系统具有减振效果。因此,为了提高系统隔 振率,在质量不变的前提下,需要尽量降低系统的 刚度 $k_{\circ}$ 

#### 橡胶材料的本构模型 2

橡胶材料是一种超弹性材料,大变形下的橡胶 材料具有非线性、不可压缩等特点^[10-12]。基于下列 假设:

橡胶是不可压缩的,且在变形前各向同性。

(1)简单剪切包括先受简单拉伸,再在平面上 叠加,简单剪切服从胡克定律。

(2)橡胶材料采用 Mooney-Rivlin 模型(Mooney, 1940; Rivlin, 1948)进行模拟, 具体为

$$W = C_{10}(I_1 - 3) + C_{01}(I_2 - 3)$$
(5)

式中,W为橡胶材料应变能密度; $C_{01}$ 和 $C_{10}$ 分别为 Rivlin 系数,均为正定常数。橡胶的弹性模量  $E_0$  和 剪切模量 G 可以表示为

$$C_{01} = 0.25C_{10} \tag{6}$$

$$E_0 = 6(C_{01} + C_{10}) \tag{7}$$

$$G = 2(C_{01} + C_{10}) \tag{8}$$

根据以上理论,工程上可采用简单便捷的方法 得到模型中的材料参数,即采用测量材料的邵尔硬 度 HS 来实现^[13]:

$$G = 0.\ 117e^{0.\ 03HS} \tag{9}$$

$$E = 3G \tag{10}$$



图 2 橡胶硬度与模量关系

本文中选用邵尔硬度为70的丁腈橡胶作为隔振 垫,根据式(6)和式(7),计算出其相应的模量值如 表1所示。

			表1	丁腈橡胶材料参	ѷ数		
	计构居性	密度 <b>ρ</b> ∕	弹性模量	剪切模量	泊松世,	C. /MPa	C/MPa
的科周任	$(\text{kg} \cdot \text{m}^{-3})$	E∕(MPa)	G∕(MPa)	1114 LL U	0 ₀₁ / mi a	0 ₁₀ / mi a	
	橡胶垫	1000	2.87	0.96	0. 499	0.096	0.384
_							

## 3 隔振垫刚度的有限元分析

本 文 采 用 有 限 元 方 法, 对 标 准 隔 振 垫 E54S6000401,分别施加 5%、10% 和 15% 的压缩量 时,对应减振垫三个方向刚度 k 进行分析。

有限元分析的假设:(1)忽略基础弹性,将基础支撑简化为固定边界;(2)橡胶之外的其它材料为钢板,其弹性模量为206 GPa,泊松比为0.3。

#### 3.1 问题描述

该隔振垫通过一个螺纹柱销与支撑基础相连, 将一台电机的底脚进行固定。通过调整柱销圆柱部 分的长度,来调整隔振垫的初始压缩量。本分析以 电机系统为研究对象,建立圆柱坐标系,可以分别 计算在不同压缩量条件下,隔振垫垂向、径向和切 向三个方向的刚度,隔振垫与隔振设备总体安装如 图 3 所示,局部简化示意图如图 4 所示。



图 3 总体安装模型





#### 3.2 不同压缩量下垂向刚度计算

自由状态下,本隔振垫的轴向高度为14 mm, 在有限元计算中,分别计算不同的压缩量下对应的 轴向支反力,如图5 所示。

隔振垫静刚度为[14]

$$K = \frac{\Delta P}{\Delta X} \tag{11}$$

可以得到在不同压缩量的条件下,其轴向刚度 的变化如表2所示。

在 15% 压缩量的前提下,隔振垫的最大应力为 2.7 MPa,如图 6 所示,满足减振器橡胶受力不高于 3 MPa 的要求^[15]。



图 5 压缩量与支反力关系图





#### 3.3 不同压缩量下径向切向刚度计算

分别在压缩 5%、10% 和 15% 基础上, 施加一 个小径向载荷(在电机支撑系统整体柱坐标系下的定 义),对比载荷施加前后的径向变形,计算得出此时 的径向刚度。

同理,在分别施加垂向 5%、10% 和 15% 预压 缩量的基础上,施加一个小切向载荷(在电机支撑系 统整体柱坐标系下的定义),对比施加前后的切向变 形,计算出此时对应的切向刚度。刚度值如表 2 所示。

#### 3.4 结果分析

将计算得到的不同方向的刚度汇总表如表 2 所示。

表 2 隔振垫不同方向刚度

	5% 压缩量	10% 压缩量	15% 压缩量
垂向刚度 (N/mm)	77.9	100.1	115.7
径向刚度 (N/mm)	35.6	37	35.7
切向刚度 (N/mm)	28.8	29.5	27.5

由表2可知:

(1)在橡胶隔振垫的许用范围内,隔振垫的预 压缩量对其垂向刚度影响较为明显,并且随压缩量 的增加,垂向刚度呈现增加趋势。 (2)预压缩量对径向和切向的刚度影响不明显, 没有明显规律可循,这两个方向的刚度主要和橡胶 本身的材料参数以及隔振垫自身几何形状相关。

### 4 试验验证

对安装隔振垫的风机电机进行了噪声测试,同 时监控了在运行过程中的振动情况,测试试验如图 7 所示。



图 7 电机振动测试点

在不同的预压缩量的前提下,电机特性略有不同,特别是对轴向振动频率更为明显。典型的振动频谱图如图8所示。



图 8 轴向的典型振动频谱图

## 5 结 语

本文采用有限元分析方法,选用橡胶分析中常用的超弹性 Mooney-Rivlin 本构模型,对现有的橡胶隔振垫在不同压缩量的条件下,进行了轴向、径向和切向的刚度分析,并对相关部位的振动进行了测试。由该分析可知:

(上接第62页)

#### 4 结 语

三坐标测量机作为现代制造技术中不可或缺的 重要环节,可以高速高效地实现复杂工件的各种测 量要求。但在实际工作中,我们还需要根据不同的 工件及需求准确判断,选取不同的拟合算法,才能 得出更加准确、有效的测量结果。 (1)本类型的隔振垫的压缩量对轴向刚度较为 敏感,对其它两方向刚度影响不敏感。可以通过调整隔振垫的压缩量,来调整不同转速下系统的轴向振动特性。

(2)根据试验可以从趋势上验证不同预紧量对 振动特性的影响,但具体数值还有一定的差异。后 续为了得到更准确的仿真结果,需要将电机安装板 等系统的支撑刚度考虑进去,进一步提高仿真的可 靠性,进而更好的指导实际工作。

#### 参考文献

- [1] 杨清芝. 实用橡胶工艺学[M]. 北京:化学工业出版社, 2001.
- [2] 段成红,李芳妍,罗翔鹏,等. 硅橡胶减振器的非线性随机振动 分析 [J]. 弹性体, 2022, 32(3): 18-35.
- [3] 武帅帅,李晓鹏,杨泉,等. 钢质骨架橡胶减振器的研制[J].特种橡胶制品,2022,43(2):4145.
- [4] 鲍继轩,原霞,薛双桥,等.金属橡胶减振器抗冲击特性有限元 仿真研究[J].包装工程,2022,43(5):136-142.
- [5] 吴恒亮,代会军. 橡胶隔振器设计开发研究[J]. 噪声与振动控制, 2009, 29(1): 114-117.
- [6] 谢华,张小华,殷长春.聚氨酯与橡胶隔振器性能对比分析[J].柴油机,2015,37(6):33-35.
- [7] 谢峰,杨高,黄振华.基于有限元的 O 形密封圈在三角区域的 密封性能研究[J].机床与液压,2019,47(10):113-115.
- [8] 米雄伟. 安装状态的 O 形橡胶密封圈非线性有限元分析[J]. 液压与气动, 2022, 46(12): 18-23.
- [9] 吴迪,邱仕义,熊焱.约束橡胶支座竖向力学性能有限元分析[J]. 地震研究, 2022, 45(4): 635-640.
- [10] 王伟, 邓涛, 赵树高. 橡胶 Mooney-Rivilin 模型中材料常数的确 定[J]. 特种橡胶制品, 2004, 25(4): 8-10.
- [11] 刘萌, 王青春, 王国权. 橡胶 Mooney-Rivilin 模型中材料常数的 确定[J]. 橡胶工业, 2011, 58(4): 241-245.
- [12] 杨盛林, 芈小龙, 王晓丹, 等. 基于橡胶等效动态模量的惯导减 振装置设计方法[J]. 中国惯性技术学报, 2019, 27(5): 695-670.
- [13] 成大先. 机械设计手册[M]. 5 版. 北京: 化学工业出版社, 2008, 3, 11-164.
- [14] 郑伟涛, 赵应龙. 舰用橡胶隔振器在不同静水压力下的静刚度 研究[J]. 舰船电子工程, 2022, 42(4): 176-180.
- [15] 吴恒亮,谢华,车振东.大载荷聚氨酯隔振器的分析[J].噪声 与振动控制,2012,32(1):154-156.

#### 参考文献

- [1] 罗晓晔,王慧珍,陈发波.机械检测技术[M].杭州:浙江大学出版社,2020.
- [2] 国家市场监督管理局总局,中国国家标准化管理委员会. GB—T1182-2018产品几何技术规范(GPS)几何公差形状、方向、位置和跳动公差[S].北京:中国标准化出版社,2018.

## 一种伺服电机转轴外球面精密研磨抛光工艺研究

王会玲,冯 华,何文静,康小丽,刘军丽,李 煜 (西安微电机研究所有限公司,西安 710117)

**摘 要:** 球面精密研磨抛光是在其他金属切削加工未能满足工件精度和表面积粗糙度要求时采用的一种精密加工工 艺,对于球面的配合间隙必须长期保持不变,需要获得很高的尺寸精确度,要求零件间球面配合接触部位有较高的 密封性、贴合性等,均需在研磨加工中予以实现。文章针对单件小批量生产中球面研磨的必要性、手工研磨原理、 研磨工具、研磨膏、手工研磨工艺操作过程等内容进行阐述和分析。

关键词:研磨剂;手工研磨;研磨原理;研磨方法

中图分类号: TM305 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2023)12-0067-04

## Research on the Precision Grinding and Polishing Technology for the Outer Sphere of the Servomotor Shaft

WANG Huiling, FENG Hua, HE Wenjing, KANG Xiaoli, LIU Junli, LI Yu (Xi' an Micromotor Research Institute Co., LTD., Xi' an 710117, China)

**Abstract**: Precision grinding and polishing is a precision machining process used when other metal cutting processes fail to meet the requirements of work piece accuracy and surface area roughness, for the matching gap must remain unchanged for a long time, it is necessary to obtain a high dimensional accuracy, and it is required that the matching contact part between the parts has a high sealing, adhesion, etc., which needs to be realized in the grinding process. In this paper, the necessity of spherical grinding in small batch production, the principle of manual grinding, grinding tools, grinding paste and manual grinding process were expounded and analyzed.

Key words: grinding agents; manual grinding; grinding principle; grinding method

## 0 引 言

球面手工研磨是在研磨工具和研磨面之间加上 研磨膏,从工件球形表面研磨去除极薄的金属层, 使工件球形表面达到精确的尺寸精度和很高的表面 光洁度。本文主要采用湿式研磨方式为最终精密加 工手段,目的是去除前工序(上工序)加工形成的损 伤层和基体粗糙纹路(通常为精密数控车削和磨 削),提高零件的精度和表面粗糙度,从而获得纹路 光滑、无损伤的加工表面。

#### 1 概述

#### 1.1 工件结构概述

某伺服电机使用的一种带外球面的精密转轴类 零件,具体结构如图1所示。用于某 xxx 旋转机构 直接驱动的伺服阀,通过伺服反馈信号驱动偏心球 体旋转和有限转动角度运动,精确控制伺服阀的阀 芯运动,小球轮廓表面和阀芯内壁点接触时要求密 封性和贴合度好。

该精密转轴零件在图纸设计时,选用了优质不

收稿日期: 2023-08-15, 修回日期: 2023-09-11

作者简介:王会玲(1981),女,工艺工程师,研究方向为微电机加工工艺、专用工装及模具设计。 冯 华(1981),男,工艺工程师,研究方向为微电机加工工艺、专用工装及模具设计。 何文静(1984),女,助理工程师,研究方向为微电机加工工艺、专用工装及模具设计。 康小丽(1989),女,助理工程师,研究方向为微电机加工工艺、专用工装及模具设计。 刘军丽(1981),女,计量工程师,研究方向为微电机计量、检定工作。 李 煜(1989),男,助理工程师,研究方向为微电机产品项目管理工作。



图1 转轴结构示意图

#### 1.2 加工中存在的问题

工艺设计时,主要采用了传统的精密车削加工 工艺方法保证零件的最终精度指标。但受制于精密 设备自身几何精度相对不高(主轴跳动误差0.002~ 0.004 mm、重复定位精度0.003~0.004 mm)和整个 加工系统刚性不足以及加工刀具质量的影响,目前 最高加工精度能达到圆度误差0.005 mm 和表面粗糙 度 Ral.6~0.8 的精度指标,无法满足加工精度 要求。

为了使球面轮廓形状精度和表面粗糙度等精度 指标满足图纸设计要求,必须拓宽加工思路,改进 现有工艺加工方法,才能有效提高加工制造精度。

## 2 加工工艺的探索和研究

以传统机加工艺为基础,针对产品单件小批量 生产的特点,通过精密数控车削加工球体到手工研 磨球体的工艺思路,实现由精密加工到超精密加工 的工艺策略。首先将球体轮廓形状精密车削加工完 成,过程中预留少量的加工余量(0.04~0.06), 通过设备精度和优化工艺切削参数精确控制球体尺 寸公差和表面加工纹路,达到球体形状、尺寸的一 致性和表面纹路的均匀性;然后采用手工研磨的工 艺方法,研磨去除球体上预留的加工余量,保证球 体尺寸公差,提高球体的形状精度和表面粗糙度 要求。

#### 2.1 研磨机理

研磨是通过研磨工具在一定压力下与工件加工 表面作复杂的相对运动而完成的。研磨工具和工件 之间的磨粒与研磨剂在相对运动中,分别起机械切 削作用和物理、化学作用,使磨粒能从工件表面上 切去极薄的一层金属,从而得到极高的尺寸精度和 极细的表面粗糙度。

(1)物理作用

研磨时,预先将研磨膏涂覆在研磨工具和被研 工件表面,研磨中的磨料在研磨工具表面构成悬浮 浮动的类似的多个切削刃基体,当研磨工具与工件 产生相对运动时,手动施加一定的正压力给研磨工 具,两者之间的磨料借助研磨工具的精确接触型面, 对工件表面产生多切削刃切削,逐渐得到较高的形 状精度、尺寸公差和表面粗糙度。

(2)化学作用

当添加的研磨膏对工件进行研磨时,与空气接触的金属表面会产生化学反应,生成氧化膜,该氧 化膜很容易被研磨掉,而新的金属表面又很快生成 新的氧化膜,再继续进行研磨达到加速研磨的过程。

#### 2.2 研磨工具与研磨膏

(1)研磨工具设计及其材料的选取

研磨工具材料的组织结构应细密均匀,其硬度 低于被研工件材料的硬度,使研磨剂中的微小磨粒 容易嵌入研磨工具表面,而不易嵌入工件表面。但 研磨工具材料也不能太软,否则磨粒会完全嵌进研 具而失去研磨作用。研磨工具还应该有较好的耐磨 性以保证被研工件获得较高的尺寸和形状精度。

该伺服电机转轴的材料为优质不锈钢 1Cr17Ni2, 硬度达 HRC33~38。因此选用研磨工具材料为灰铸 铁 HT200,它强度不高且不易变形,润滑性能好, 磨耗较慢,硬度适中,研磨效果好;要求研磨工具 内孔直径通常大于等于小球半径。具体研磨工具结 构如图 2 所示。



#### 图 2 研磨工具结构图

#### (2)研磨膏的选取

研磨膏是由磨料和研磨液调和而成的混合剂。 其中,磨料在研磨中主要起切削作用,研磨加工的 效率、精度和表面粗糙度与磨料有密切关系。研磨 液在研磨加工中起到调和磨料、冷却和润滑的作用。 针对转轴球面研磨精度和表面粗糙度要求,分别选 用 W14、W7 和 W0.18 规格的研磨膏。
				农 I 117 居 9 5	L .		
它旦	研磨	工件转速	研磨膏	研磨去除量	研磨精度		研磨正压力
庁ち	工步	( r/min)	规格	/mm	Ra	圆度(mm)	/MPa
1	粗研	800 ~ 1200	W14	0.03~0.04	0.8~0.6	0.002 ~0.003	$0.01 \sim 0.2$
2	半精研	800 ~ 1200	W7	$0.01 \sim 0.015$	0.4~0.2	0.002 ~0.003	$0.01 \sim 0.12$
3	精研	800 ~ 1200	W0. 18	≥0.005	≤0.1	≤0.001	0.01~0.05

# 3 手工研磨工艺分析

#### (1)手工研磨余量确定

零件在研磨前的预加工质量和加工余量,将直接影响到研磨加工时的精度与质量。由于研磨加工 只能研磨掉很薄的外表层,因此研磨前必须严格控 制球面轮廓表面的加工质量,要求圆球表面粗糙度 值先达到 Ra1.6~0.8,圆度误差≤0.004 mm。通常 给研磨抛光预留研磨量 0.04~0.06 mm。

(2)手工研磨工艺流程

根据预留研磨余量情况和精度要求,依次安排 粗研磨 - - 半精研磨一精研磨的工艺流程。小圆 球面轮廓通过精密数控车床预留余量车削加工完成 后,使用研具完成由粗研到精研磨的工艺过程。研 磨过程中分别给研具 φ1.5 孔内涂抹足量的 W14、 W7 和 W0.18 规格的研磨膏,逐步提高圆球表面粗 糙度达到 Ra0.1、圆度误差 0.001 和尺寸公差要求。

(3)手工研磨工艺参数

研磨过程中,研磨压力是研磨外表单位面积上 所承受的压力。随着工件外表面粗糙度值的不断降 低,研磨工具与圆球外表面接触面积的不断增大, 则研磨压力应逐渐减小,研磨时研磨工具与工件的 接触压力应适当。

工件(圆球面)的旋转速度为800~1200 r/min, 手工研磨过程中,在放大镜下目测小球表面粗糙度 不断提高状态,并使用精密外径千分尺测量尺寸变 化情况,根据实际操作经验控制研磨时施加的正压 力。通常,粗研磨压力约为0.01~0.2 MPa,精研磨 时研磨压力约为0.01~0.05 MPa。具体研磨参数见 表1。

(4) 工艺操作方法

将工件装夹在车床卡盘上保证外圆跳动 ≤0.01 mm,工件正转 n = 800 ~ 1200 r/min,用 W14 研磨膏 涂覆在研具孔内和球面上,同时沿 45 度方向手工将 研磨工具的内孔 φ1.5 孔口棱边与球面接触并施加一 定的正压力,将研磨杆沿 50°夹角顺时针摆动,实现 圆球表面的粗研磨;当研磨量接近 0.015 mm 时,改 用 W7 研磨膏涂覆在研磨工具孔内和球面上,继续 重复上述动作进行半精研磨;当研磨量接近 0.005 mm 时,改用 W0.18 研磨膏涂覆在研具孔内和球面 上,继续重复上述动作进行精研磨;具体手工研磨 操作方法如图 3 所示。



图 3 球面研磨工具示意图

## 4 工艺验证

通过小批量生产模式,分别采用优化前和改进 后的加工工艺方案,各加工转轴球体零件30件,进 行了手工研磨抛光工艺,研磨后的球体表面粗糙度 得到了很大提升,并采用了表面粗糙度测量仪对球 体表面进行了检测。在40倍放大镜下观察,工艺改 进前、后的实物表面加工质量效果如图4所示。



 (a) 工艺改进前
 (b) 工艺改进

 图 4 球体表面加工质量效果图

序号	被测要素	工艺优	化前检测结果	:	工艺改进后检测结果			
		实测精度	合格数量	不合格数量	实测精度	合格数量	不合格数量	
1	$\phi 2.38^{\circ}_{-0.01}$	φ2. 372 ~ φ2. 378	23	7	φ2. 373 ~ φ2. 377	28	2	
2	圆度 0.001	0.003 ~0.005		30	0.0005 ~0.001	30		
3	Ra 0. 001	Ra 1. 6 ~ 0. 8		30	≤Ra 0.001	30		

按照由粗研一半精研一精研的工艺过程进行, 经手工研磨后球体的尺寸公差和形状精度得到了逐 步有效控制,使用测量精度为0.0005 mm 的外径杠 杆千分尺量具,在球体上多个方位分别测量,实测 尺寸精度和圆度误差均满足图纸要求。具体加工精 度指标对比如表2 所示。

根据实际加工、测量统计,该表格数据是两种 工艺方案加工的单项指标情况,按照改进后的工艺 方案执行,加工精度指标得到了很大提高,公差带 的离散性变小,加工尺寸稳定,可控性强;形状误 差和表面粗糙度提升效果好,通过工艺改进产品合 格率达到了93%以上。

### 5 结 论

(1)可获得超高的尺寸精度和形状精度,对工件进行 0.0001~0.001 mm 的切削,通过研磨后的尺寸精度可达到 0.001~0.004 mm。

(2)研磨能获得其他机械加工较难达到的稳定 的高精度表面,加工质量可靠。可获得很高的精度 和表面粗糙度,通常可达到 Ra0.8~0.1 μm。

(3)工件与研具随机接触,高点相互修整,轮 廓度误差逐步减小。同时,可随时检测工件外形轮

(上接第47页)

- [4] 焦宁飞. 基于两相励磁机的多级式无刷同步起动/发电系统起动阶段关键技术研究[D]. 西安:西北工业大学, 2017.
- [5] 杨娟,任仁良,韩勇.飞机辅助动力装置电起动系统模型设计 及仿真[J].计算机仿真,2018,35(1):61-65.
- [6] 王铮,刘卫国,焦宁飞,等.航空无刷同步起动/发电机单相 交流励磁系统研究[J],微特电机,2012,40(9):30-33.
- [7] 马鹏,刘卫国,毛帅,等.一种三级式同步电机起动过程励磁 控制方法[J].电机与控制学报,2014,18(10):68-73.
- [8] 韩楚. 变频交流起动/发电机无位置传感器起动控制技术研究 [D]. 南京:南京航空航天大学,2012.
- [9] 刘文昉. 航空三级式起/发电机两相励磁控制研究[D]. 西安: 西北工业大学, 2015.
- [10] 孙承浩. 航空无刷同步起动/发电机两相交流励磁机的设计与

廓,有针对性的变动研磨位置和研磨时间,保证尺 寸和形状精度。

(4) 经研磨后的零件能够提高表面的耐磨性、 耐蚀性及疲劳强度,从而延长零件的使用寿命。

(5)手工研磨使用设备、研磨工具简单,研磨 范围广,适用于多品种小批量的产品零件加工。

综上所述,针对工件球面加工中存在的问题, 探索该球面研磨加工工艺,通过设计研磨工装及选 用合适的研磨剂,解决了工件球面尺寸精度低和表 面粗糙度差的难题,达到了高精度和表面粗糙度高 的质量要求。

### 参考文献

- [1] 中国电器工业协会微电机分会. 微电机工模具手册[M]. 西安: 西安微电机研究所, 1998.
- [2] 丁武学. 装配钳工实用技术手册[M]. 苏州: 江苏科学出版 社, 2006.
- [3] 郁枫. 高级磨工工艺与技能训练[M]. 北京:中国劳动社会保 障出版社, 2007.
- [4] 郑文武. 机械加工现场实用技术[M]. 北京: 国防业出版 社, 2009.
- [5] 赵如福. 金属机械加工工艺设计手册[M]. 上海: 上海科学技术出版社, 2009.

分析[D]. 西安: 西北工业大学, 2016.

- [11] M L Waters. Field Excitation System for Synchronous Machines Utilizing a Rotating Transformer Brushless Exciter Generating Combination[P]. US: US3908161, 1975.
- [12] W Jiadan, Z Qingqing, Y Yiwei. Integrated AC and DC Excitation Method for Brushless Synchronous Machine [C]. Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE. 2012; 2322-2325.
- [13] 魏佳丹,杨溢炜,周波,等.三级式同步电机起动过程交直流 励磁一体化控制[J].电工技术学报,2015,30(10):138-146.
- [14] A Griffo, R Wrobel, P H Mellor, et al. Design and Characterization of a Three-Phase Brushless Exciter for Aircraft Starter/Generator
   [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2013, 49(5); 2106-2115.