

# 微电机

MICROMOTORS

2024 2

第57卷 第2期  
No.2 Feb., 2024

西安微电机研究有限公司主办

微  
电  
机

第五十七卷

第二期

二〇二四年

Shanghai Yingshuang Electric Machinery Technology Co.,Ltd



赢双电机  
全球专业旋变供应商  
GLOBAL RESOLVER SUPPLIER



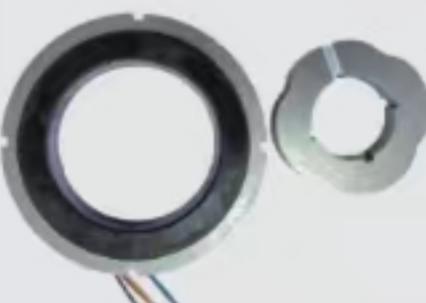
超薄尺寸，自动化流水线生产，产品质量稳定。



耐高温，允许工作温度范围-55°C至+155°C。



高精度，精度可达到5角秒。



贴近客户，定制化服务。



应用范围：伺服电机，纺织机械，电子凸轮，注塑机，机床主轴，混合动力汽车，纯电动汽车，风电变桨，雷达转台，国防军工，轨道交通等。

上海赢双电机科技股份有限公司

地址：上海市闵行区北吴路1230号

Addr.: No.1230, Beiwu Road, Minhang District, Shanghai

电话 Tel: 021-34023300

传真 Fax: 021-34200075

邮箱 Email: sales@windouble.com.cn

网址 http://www.windouble.com.cn

邮编：201109

# 微电机

WEI DIAN JI

月刊, 1972 年创刊  
第 57 卷 第 2 期(总第 362 期)  
2024 年 2 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

## 编辑委员会

顾 问: 唐任远(院士) 赵淳生(院士)  
王宗培 陆永平 程树康 谭建成

主任委员: 莫会成

副主任委员: 谭顺乐 荆仁旺

委 员: (按姓氏笔画为序)

王 健 王建乔 王晓远 王维俊  
任 雷 刘 刚 刘卫国 刘树林  
刘景林 贡 俊 严伟灿 李红梅  
杨向宇 肖 曜 吴玉新 闵 琳  
沈建新 张 卫 郝双晖 顾菊平  
柴 凤 柴建云 徐衍亮 郭 宏  
黄守道 黄声华 梁得亮 程 明  
温旭辉 廖 勇

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

编 辑 出 版: 《微电机》编辑部  
主 编: 谭顺乐  
副 主 编: 谭 莹 贾 钰  
地 址: 西安市高新区上林苑四路 36 号  
(710117)  
电 话: 86-29-84276641  
在线投稿系统: wdj.paperopen.com  
E-mail: micromotors@vip.sina.com  
Http: //www.china-micromotor.com.cn

国外总发行: 中国国际图书贸易总公司  
(100044 北京 399 邮箱)  
国 外 代 号: M 4228

国内总发行: 陕西省邮政报刊发行局  
订 购 处: 全国各地邮局或本刊编辑部  
邮 发 代 号: 52-92  
刊 号: ISSN 1001-6848  
CN 61-1126/TM  
国 内 定 价: ¥8.00  
国 外 定 价: \$8.00

广告经营许可证: 6101004004005  
印 刷: 西安创维印务有限公司

## 目 次

### 设计与研究

- 径轴向聚磁型永磁推进电机优化设计与分析 .....  
..... 孙明宇, 马 康, 刘 业( 1 )  
有限转角力矩电机电磁转矩与霍尔感应磁场研究 .....  
..... 张恩静, 潘 鹤, 张书荣, 等( 6 )  
基于强度和磁密的永磁电机转子结构优化 .....  
..... 黄漪帅, 梁志宏, 李 飞, 等( 13 )

### 驱动控制

- 基于改进超螺旋滑模观测器的游标电机无传感器控制 .....  
..... 熊 凯, 章 玮( 18 )  
基于 DFFRLS 的 PMSM 自校正 PI 速度控制策略研究 .....  
..... 邹敬业, 赵世伟, 陈志峰( 25 )  
基于参数自整定模糊 PID 的 BLDC 控制研究 .....  
..... 张 伟, 李昕涛, 王茹愿, 等( 31 )  
基于改进经验模态分解的无人机机电系统战伤状态评估方法  
研究 ..... 刘 聪, 廖开俊, 李 静( 36 )

基于新型双滑模结构的永磁同步电机控制策略 ..... 陈先福, 梁 泉, 黄新宇, 等( 41 )

## 应用技术与经验交流

齿轮箱油对发电机影响研究及应用 ..... 石胜杰, 李延慧, 李斐斐, 等( 50 )

基于 CEEMDAN - VMD 融合特征和 SO - SVM 的风机轴承故障诊断.....

..... 王 磊, 刘国龙, 杨 磊, 等( 56 )

高压断路器用电机驱动机构路径动态规划方法 ..... 何大伟, 张明慧, 何保营, 等( 63 )

## 综 述

球形关节关键技术研究进展 ..... 徐博涵, 张 帆, 曾 励, 等( 67 )

# 《微电机》(月刊)

邮发代号: 52 - 92

订价: 8 元/期

年价: 96 元/年

全年 12 期, 读者可到当地邮局订阅, 本刊亦可破订、零购。 编辑部邮购(含快递费): 300 元/年

**欢迎投稿! 欢迎订阅! 欢迎刊登广告!**

国内刊号: CN61 - 1126/TM

国际刊号: ISSN 1001 - 6848

邮 箱: micromotors @ vip. sina. com

地 址: 高新区上林苑四路 36 号(710117)

电 话: 029 - 84276641



# MICROMOTORS

Founded 1972 • Monthly • Public Publication  
Vol. 57 No. 2 (Serial No. 362) Feb. , 2024

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

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

**Edited & Published:** MICROMOTORS  
Editorial Department

**Chief Editor:** TAN Shunle

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

**Tel. :** 86 - 29 - 84276641

**Online Submission System:** wdj. paperopen. com

**E-mail:** micromotors@vip. sina. com

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

**Distributor:** Xi'an Newspapers and Periodicals  
Publish Office

**Domestic Subscription:** Local Post Office &  
MICROMOTORS Editorial Department

**Periodical Code:** 52 - 92

**Journal Code:** ISSN1001 - 6848  
CN61 - 1126/TM

## Foreign Subscription:

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

**Overseas Code:** M 4228

**Price:** \$ 8.00

**Annual Price:** \$ 96.00

**Publication Date:** Feb. 28, 2024

## CONTENTS

Design Optimization and Analysis of Radial-axial Flux-focusing Permanent Magnet Propulsion Motor	SUN Mingyu, MA Kang, LIU Ye( 1 )
Study of Electromagnetic Torque of Limited Angle Torque Motor and Hall Magnetic Field	ZHANG Enjing, PAN He, ZHANG Shurong, et al( 6 )
Optimization of Permanent Magnet Motor Rotor Structure Based on Intensity and Magnetic Flux Density	HUANG Yishuai, LIANG Zhihong, LI Fei, et al( 13 )
Sensorless Control of Vernier Motor Based on Improved Super-twisting Sliding Mode Observer	XIONG Kai, ZHANG Wei( 18 )
Self-tuning PI Speed Control Based on Dynamic Forgetting Factor Recursive Least Squares Method for PMSM	ZOU Jingye, ZHAO Shiwei, CHEN Zhifeng( 25 )
Research on BLDC Control Based on Parametric Autotuning Fuzzy PID	ZHANG Wei, LI Xintao, WANG Ruyuan, et al( 31 )
The Battle Damage Estimation Method of UAV Mechanical and Electrical System via Improved EMD	LIU Cong, LIAO Kaijun, LI Jing( 36 )
Control Strategy for Permanent Magnet Synchronous Motors Based on a New Dual Sliding Mode Structure	CHEN Xianfu, LIANG Quan, HUANG Xinyu, et al( 41 )
Research and Application of Gearbox Oil's Influence on Generator	SHI Shengjie, LI Yanhui, LI Feifei, et al( 50 )
Fault Diagnosis of Fan Bearing Based on CEEMDAN-VMD Fusion Feature and SO-SVM	WANG Lei, LIU Guolong, YANG Lei, et al( 56 )
Dynamic Path Planning Method of Motor Drive Mechanism for High-voltage Circuit Breaker	HE Dawei, ZHANG Minghui, HE Baoying, et al( 63 )
Research Progress on Key Technology of Spherical Joints	XU Bohan, ZHANG Fan, ZENG Li, et al( 67 )

# 径轴向聚磁型永磁推进电机优化设计与分析

孙明宇，马康，刘业

(南京师范大学 电气与自动化工程学院, 南京 210023)

**摘要：**为了进一步实现永磁电机磁负荷和转矩密度的提升，提出了一种径轴向聚磁型永磁推进电机结构，转子永磁体在 Halbach 径向聚磁结构基础上进一步结合轴向延伸永磁体，实现了永磁磁场的径轴向聚磁。针对该种新型电机，本文详细研究了其结构特点，利用有限元分析了所提电机结构的电磁性能。首先对比分析了定转子等长结构、定转子不等长(overhang)结构输出性能，并对对称型 overhang 结构进行了参数化优化，有效提升了电机转矩密度。最后，利用三维有限元模型对比分析了径向 overhang 和径轴向 overhang 电机的电磁性能，结果发现径轴向 overhang 电机空载磁密提升了 6%、输出转矩增大了 1.3%、转矩脉动减少了 0.4%，进一步验证了电机性能的优越性。

**关键词：**径轴向聚磁；永磁推进电机；定转子不等长结构；转矩特性

中图分类号：TM351

文献标志码：A

文章编号：1001-6848(2024)02-0001-05

## Design Optimization and Analysis of Radial-axial Flux-focusing Permanent Magnet Propulsion Motor

SUN Mingyu, MA Kang, LIU Ye

(College of Electrical and Automation Engineering, Nanjing Normal University, Nanjing 210023, China)

**Abstract:** In order to improve magnetic load and torque density of permanent magnet motors, the radial-axial flux-focusing permanent magnet propulsion motor was proposed, which could improve the motor torque output capacity by using the flux-focusing ability of axially magnetized permanent magnets combined with Halbach array permanent magnets. Aiming at this new type of motor, this paper studied its structural characteristics in detail and analyzes the electromagnetic performance of the proposed motor structure using finite element. Firstly, the traditional and overhang structures were compared and analyzed, and the symmetrical overhang structure was optimized to further improve the torque characteristics. Finally, the initial radial overhang and optimized radial-axial overhang motors were simulated under no load and load conditions using the 3D electromagnetic field model, the no load magnetic flux and the average torque are found to increase by 6% and 1.3%, and the torque pulsation is reduced by 0.4%, which further verified the superiority of the motor performance.

**Key words:** key words: radial-axial flux-focusing; permanent magnet propulsion motor; overhang structure; torque characteristic

## 0 引言

永磁同步电机因其高转矩密度和高效率而备受关注，并广泛应用于各种工业领域，如电动汽车、电推进飞机以及飞轮储能等<sup>[1-2]</sup>。目前，径向磁通永

磁同步电机相比轴向永磁电机技术成熟度高，应用更为广泛，因此如何进一步提升传统径向电机的转矩密度依然是一个重要的研究课题。径向磁通永磁同步电机分为表贴式和内置式两种结构，表贴式永磁同步电机的漏磁少、气隙磁密分布更正弦，且转

收稿日期：2023-07-16，修回日期：2023-09-26

基金项目：国家自然科学基金(52107051)；江苏省自然科学基金青年项目(BK20210570)；江苏省高校自然科学研究项目(21KJB470025)资助项目。

作者简介：刘业(1990)，男，博士研究生，讲师，研究方向为航空电推进系统、车载电驱动系统以及起动发电系统。

子重量轻，适用于航空电推进场合。为了提高表贴式永磁电机转矩输出能力，许多研究人员已经做了大量的研究工作。

Halbach 阵列永磁体相比传统表贴式结构具备较强的聚磁能力，被广泛应用于永磁推进电机<sup>[3-4]</sup>。Halbach 阵列具有许多优点，包括正弦气隙分布、减少谐波分量、提高永磁体利用率等。通过轴向延伸转子长度，定子部分保持不变可以进一步提升气隙磁密，增大转矩输出能力<sup>[5-6]</sup>。这种结构又被称为定转子不等长结构(overhang)，由于绕组端部的存在，转子部件延伸部分不占用额外轴向长度，总体轴向长度保持不变。然而，径向磁通永磁同步电机的转子轴向端容易产生漏磁通，这将降低气隙磁通量和转矩性能，并降低永磁体的利用率<sup>[7]</sup>。轴向漏磁包含两部分：一部分通过转轴形成闭合的磁路，另一部分在永磁体端部形成闭合磁路，永磁体端部漏磁对电机性能的影响比转轴漏磁更为重要<sup>[8]</sup>，本文主要针对减少永磁体端部漏磁展开研究。

近年来，径轴向磁通复合结构永磁电机吸引了研究人员的注意。径轴向磁通复合电机既可以共享单套绕组，也可以两套绕组独立作用。单套环形绕组径轴向磁通复合电机利用轴向磁化永磁体抑制径向永磁体端部磁力线自闭合，两套绕组结构是将径向电机和轴向电机轴向并联，提升电机转矩输出能力<sup>[9-10]</sup>。但是径轴向磁通复合电机所具有的双机械和双电气端口，增加了制造成本和难度。

针对这些考虑，本文提出了一种径轴向聚磁型永磁电机，通过调整定转子不等长结构的转子伸长部分的永磁体充磁方向进一步提升气隙磁密，以减少转子端部漏磁，提高电机性能。由于未使用第二气隙，减少了电机的制造难度。通过有限元分析，对几种不同转子结构电机的电磁性能进行了比较。最后，对三维仿真结果进行比较，验证了所提出结构的有效性。

## 1 电机基本结构

本文以无人飞行器中的一款 24 槽 22 极电推进永磁推进电机展开研究，其基本参数如表 1 所示。根据电机基本设计参数，建立有限元仿真模型。转子拓扑选择 Halbach 阵列，提升聚磁性能，增强转矩输出能力；绕组结构采用分数槽集中绕组，绕组端部更短，铜损更小；铁心材料方面选择 1j22，与普通铁心材料相比具备更高的饱和磁密，材料性能对比如图 1 所示。

表 1 24 槽 22 极电机基本参数

参数	参数值
定子外径/mm	280
气隙/mm	2
定子轴向长度/mm	20
转子轴向长度/mm	30
永磁体材料	N45AH
铁心材料	1j22
额定转速/(r/min)	1600
额定功率/kW	35

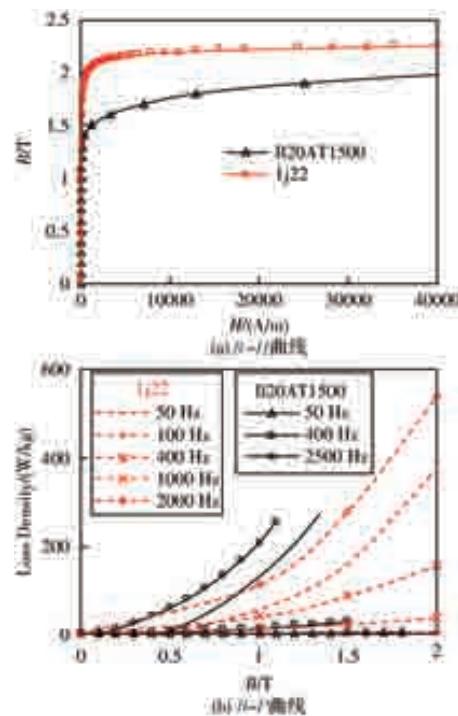


图 1 铁心材料性能对比

该表贴式电机的电磁模型如图 2(a)所示，Halbach 聚磁结构如图 2(b)所示。为了增强相同体积下的转矩输出能力，转子采用了 overhang 结构，转子相比于定子轴向长度增加了 10mm，图 3 为非 overhang 和 overhang 结构对比示意图。



图 2 电机模型

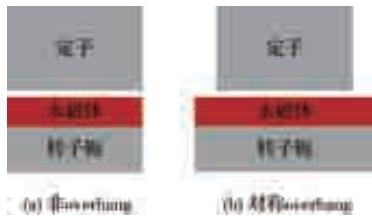


图3 非overhang 和 overhang 结构

关于非 overhang 和 overhang 电机的平均转矩的 3D 模型仿真结果如图 4 所示, 从结果可以发现, 转子采用 overhang 结构的平均转矩  $T_{\text{avg}}$  比非 overhang 结构高 53 Nm, 大约提升了 29%。转矩脉动计算由式(1)所示, 式中,  $T_{\max}$  为输出转矩最大值;  $T_{\min}$  为输出转矩最小值。根据式(1), 由于更高的平均转矩导致 overhang 结构的转矩脉动更低。

$$T_{\text{rip}} = \frac{T_{\max} - T_{\min}}{T_{\text{avg}}} \times 100\% \quad (1)$$

同时值得注意的是, 尽管 overhang 结构的永磁体用量更多, 但其转矩密度和非 overhang 结构相比提升了 2.3 Nm/kg, 如表 2 所示。

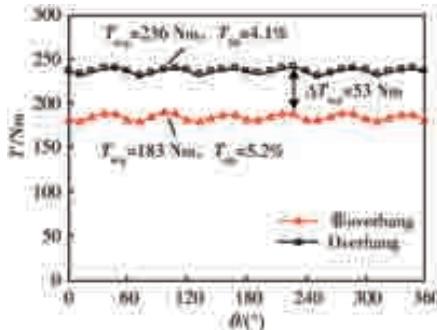


图4 输出转矩对比曲线

表2 转矩密度对比

	非 overhang	overhang
定子重量/kg	3.68	3.68
绕组重量/kg	1.94	1.94
转子重量/kg	2	3
永磁体重量/kg	0.79	1.19
转矩密度/(kg/Nm)	21.8	24.1

## 2 电机优化设计

无论是普通径向表贴式永磁电机还是 overhang 结构永磁电机, 都避免不了在永磁体端部产生轴向漏磁, 降低电机输出性能、减少永磁体利用率。为了抑制上述缺点, 本文提出了一种径轴向聚磁型拓扑结构, 该种拓扑可以减少永磁体端部轴向漏磁、提升气隙磁密、提高转矩输出能力。

### 2.1 径轴向聚磁型拓扑

上文已经对比了对称和不对称 overhang 结构转矩性能的优劣, 故本文研究对称 overhang 聚磁型拓扑。图 5 为所提出的径轴向聚磁型结构示意图, 形状类似字母 O。模型 I 在非 overhang 结构上下两端安装各安装一块永磁体, 构成 overhang 结构, 充磁方向为轴向。模型 II 减小轴向充磁永磁体用量, 并轴向延长两侧起聚磁作用的小永磁体。模型 II 可以看作沿轴向的 Halbach 聚磁结构, 两侧延长的小永磁体将轴向永磁体提供的主磁通分量向中间聚拢, 这种结构可以进一步减小轴向永磁体自身的漏磁分量, 提高气隙磁密幅值, 主磁通路径如图 6 所示。图 7 展示了两种模型空载状态下的气隙磁密傅里叶分解(FFT)以及额定工况下平均转矩曲线, 其中气隙磁密总谐波失真(THD)计算如下式所示。

$$\text{THD} = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} B_n^2} / B_1 \quad (2)$$

式中,  $B_1$  为气隙磁密基波幅值,  $B_n$  为气隙磁密谐波分量幅值。从图中可以看出, 模型 II 的气隙磁密基波高于模型 I, 这主要由于模型 II 有更强的聚磁能力, 但由于模型 II 存在稍高的 7 次谐波导致气隙磁密 THD 比模型 I 要高。在转矩输出能力方面, 模型 II 要强于模型 I。从图中可以看出, 模型 II 的平均转矩比模型 I 高 9 Nm, 转矩脉动下降了 0.3 个百分点。

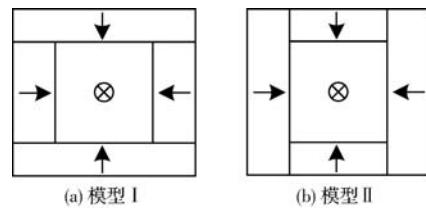


图5 径轴向聚磁型结构示意图

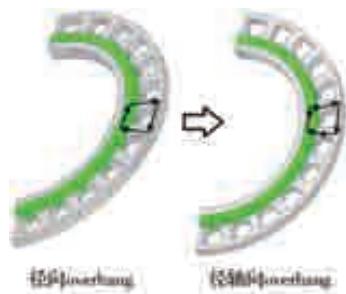


图6 径轴向聚磁型拓扑主磁通路径

### 2.2 聚磁型拓扑优化

前文已经比较了不同径轴向聚磁型拓扑的空载和负载性能, 从比较结果可以看出模型 II 要优于模型 I, 故本小节将对模型 II 进行优化分析。轴向永磁

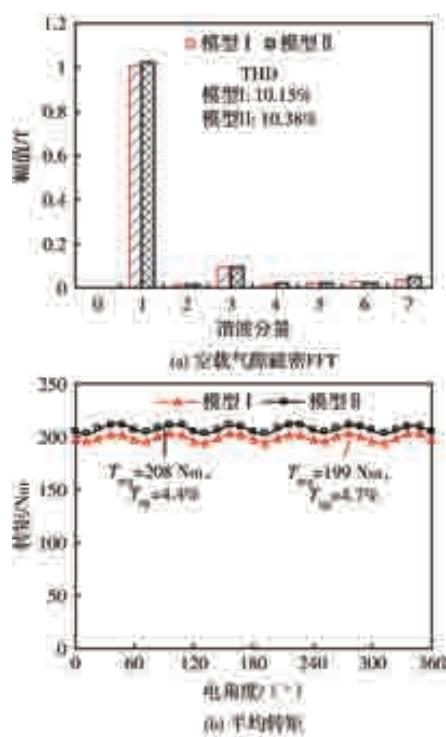


图 7 不同径轴向聚磁型结构空载和负载性能对比

体的充磁方向对电磁性能也存在一定的影响,为了最大化轴向永磁体的利用率,优化永磁体轴向充磁角度。规定当充磁角度为 $0^\circ$ 时,轴向永磁体充磁方向为轴向方向,当充磁角度为 $90^\circ$ 时,轴向永磁体充磁方向为径向方向。图 8 为平均转矩和转矩脉动随轴向充磁角度的变化曲线,充磁角度间隔为 $5^\circ$ ,在最大转矩点附近间隔角度为 $1^\circ$ 。从变化曲线图可以看出,随着充磁角度的增大,平均转矩呈现先增后减的趋势,当充磁角度为 $71^\circ$ 时,平均转矩达到最大值。转矩脉动则呈现下降趋势,并趋于平稳,拐点为 $30^\circ$ 。因此,沿轴向充磁的永磁体的磁化角度最终定为偏移轴向方向 $71^\circ$ 。

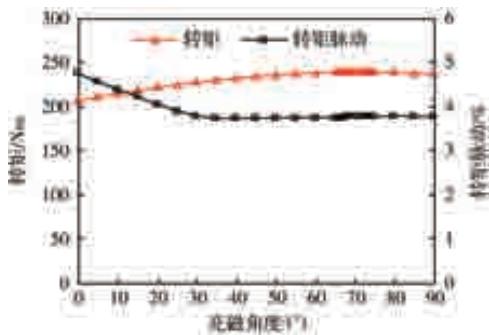


图 8 转矩特性随充磁角度的变化曲线

### 3 仿真对比与分析

在上节中,径轴向聚磁型拓扑已经完成了选择和优化。在本节中,将要对径向 overhang 转子和径轴向

overhang 转子的电磁性能进行全面的比较和分析,验证所提出径轴向聚磁型拓扑的有效性和可靠性。

#### 3.1 空载特性

空载特性在评估电机性能过程中占据了至关重要的地位,空载特性主要包括磁密云图和气隙磁密。图 9 为两种结构的空载磁密云图,从图中可以看出,径轴向 overhang 结构的磁密较径向 overhang 结构有所上升。其原因主要是径向结构的永磁体端部漏磁被轴向永磁体所抑制,增加了主磁路磁通,导致磁密增加。

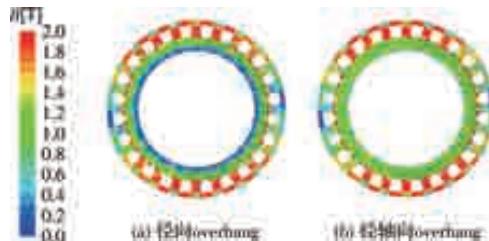


图 9 空载磁密云图

图 10 给出了空载气隙磁密曲线以及 FFT 分解结果,可以看出径轴向 overhang 结构的基波磁密幅值比径向 overhang 结构大,分别为 $1.03T$  和 $0.97T$ ,增加了 $6\%$ ,与此同时径轴向 overhang 结构的 THD 下降了约 $0.76$  个百分点,主要原因是其气隙磁密基波幅值更高。

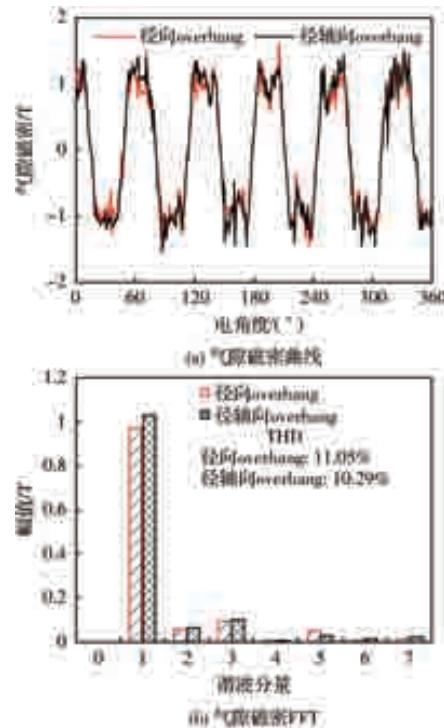


图 10 空载气隙磁密

#### 3.2 转矩特性

图 11 为径向 overhang 和径轴向 overhang 再额定

工况下的平均转矩对比, 基于表贴式永磁电机常用的 $i_d=0$ 控制方式。从图中可以看出, 径轴向overhang结构所产生的平均转矩比径向overhang结构高3 Nm, 最大输出转矩提升1.3%, 同时转矩脉动减少了0.4个百分点, 主要原因是径轴向聚磁型拓扑抑制了永磁体端部漏磁分量, 提升了气隙磁密、导致转矩输出能力有所增加。值得注意的是, 齿槽转矩由5次、7次、11次和13次谐波产生, 从图10(b)中可以发现径轴向overhang结构的5次谐波分量小于径向overhang结构, 因此转矩脉动得到了抑制。

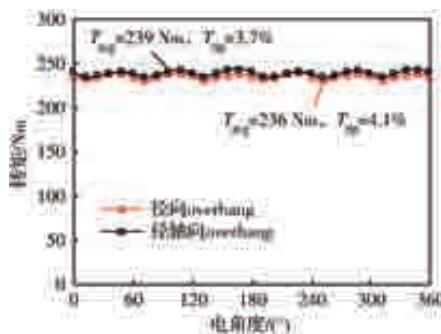


图11 平均转矩对比曲线

## 4 结语

本文针对径轴向聚磁型永磁推进电机这种新型结构电机进行了研究, 介绍了该电机的结构, 优化了其设计。首先, 比较了径向表贴式电机的非overhang结构和对称overhang结构的转矩性能, 发现对称overhang结构提升了转矩密度。其次, 探索并优化了径轴向overhang的拓扑结构, 同时调整轴向充磁永磁体的充磁方向, 使其输出最大的平均转矩。最后, 比较了空载和负载状态下径向overhang和径轴向overhang结构的电磁性能。可以发现, 径轴向overhang结构的气隙磁密有所增加, 大约提升了

6%。在转矩输出能力方面, 最大负载下径轴向overhang结构平均转矩增加了3Nm, 转矩脉动减少了0.4%。

## 参考文献

- [1] L Chen, H Xu, X Sun, et al. Three-Vector-Based Model Predictive Torque Control for a Permanent Magnet Synchronous Motor of EVs [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2021, 7(3): 1454-1465.
- [2] 董新伟, 王一飞, 杨磊. 车用高性能永磁同步电机磁极设计综述[J]. 微电机, 2019, 52(11): 97-100.
- [3] 陆嘉伟, 张卓然, 李进才, 等. 电推进飞机移相双绕组永磁电机特性分析[J]. 航空学报, 2022, 43(5): 410-419.
- [4] Y Wang, T Balachandran, Y Hoole, et al. Partial Discharge Investigation of Form-Wound Electric Machine Winding for Electric Aircraft Propulsion[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2020, 6(4): 1638-1647.
- [5] H K Yeo, D K Lim, D K Woo, et al. Magnetic Equivalent Circuit Model Considering Overhang Structure of a Surface-Mounted Permanent-Magnet Motor [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2015, 51(3): 1-4.
- [6] M Onsal, Y Demir, M Aydin, et al. Impact of Asymmetric and Symmetric Overhangs on Torque Quality and Axial Magnetic Force Computations in Surface Mounted PM Synchronous Motors [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2022, 58(2): 1-5.
- [7] 葛笑, 诸自强, 陈金涛. 切向内置式永磁电机的新型转子设计[J]. 微特电机, 2017, 45(6): 4-7.
- [8] J Wang, W Geng, Q Li, et al. A Novel Spoke-Type IPM Rotor With Hybrid Radial and Axial Flux Concentration for Reduction of Interpoliar Leakage Flux [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2022, 58(8): 1-6.
- [9] H Chen, N A O Demerdash, A M EL-Refaie, et al. Investigation of a 3D-Magnetic Flux PMSM With High Torque Density for Electric Vehicles[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2022, 37(2): 1442-1454.
- [10] 刘凡. 车用径轴向磁通复合结构电机设计与冷却散热研究[D]. 重庆: 重庆交通大学, 2022.

# 《微电机》(月刊)

全年12期, 读者可到当地邮局订阅, 本刊亦可破订、零购。

**欢迎投稿! 欢迎订阅! 欢迎刊登广告!**

国内刊号: CN61-1126/TM

邮 箱: micromotors@vip.sina.com

地 址: 高新区上林苑四路36号(710117)

邮发代号: 52-92

订价: 8元/期

年价: 96元/年

编辑部邮购(含快递费): 300元/年

电话: 029-84276641

国际刊号: ISSN 1001-6848

# 有限转角力矩电机电磁转矩与霍尔感应磁场研究

张恩静<sup>1</sup>, 潘鹤<sup>2</sup>, 张书荣<sup>1</sup>, 卢书君<sup>1</sup>, 王顺<sup>1</sup>, 周力<sup>1</sup>, 周龙<sup>1</sup>, 赵静<sup>3</sup>

(1. 中国航发贵州红林航空动力控制科技有限公司, 贵阳 550000; 2. 空军装备部驻成都地区军事代表局驻贵阳地区第二军代表室, 贵阳 550000; 3. 北京理工大学自动化学院, 北京 100081)

**摘要:** 永磁式齿槽式集中绕组形式有限转角力矩电机一般具有较小的气隙, 进而可以增加电机的气隙磁密幅值, 提高力矩输出能力。根据这一优势, 通过理论设计和有限元仿真软件设计出一种符合基本性能要求的旋转式直驱阀有限转角力矩电机, 并研究了充磁方向、斜槽对齿槽转矩和输出转矩的影响, 从而达到抑制转矩波动、改善转矩波形的目的。根据线性霍尔具有体积小、反馈信号线性度好等优点, 选用线性霍尔接收信号, 并研究霍尔位置和偏心距对霍尔波形畸变率的影响。研究表明, 对霍尔波形进行优化后成功将谐波畸变率从最初的 4.9% 降低到 0.1% 以下, 这在工程研究领域具有重要参考意义。

**关键词:** 有限转角力矩电机; 转矩波动; 线性霍尔; 偏心距; 霍尔波形畸变率

中图分类号: TM383; TM386

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2024)02-0006-07

## Study of Electromagnetic Torque of Limited Angle Torque Motor and Hall Magnetic Field

ZHANG Enjing<sup>1</sup>, PAN He<sup>2</sup>, ZHANG Shurong<sup>1</sup>, LU Shujun<sup>1</sup>, WANG Shun<sup>1</sup>,  
ZHOU Li<sup>1</sup>, ZHOU Long<sup>1</sup>, ZHAO Jing<sup>3</sup>

(1. Air China Guizhou Honglin Aviation Power Control Technology Co., LTD., Guiyang 550000, China;  
2. The Second Military Representative Office of the Air Force Armament Department in Guiyang,  
Guangzhou 550000, China; 3. School of Automation, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China)

**Abstract:** The permanent magnet cogging type central winding limited angle torque motor generally has a small air gap, which can increase the amplitude of air gap and improve the torque output capacity. According to this advantage, through theoretical design and finite element simulation software, a kind of rotary direct drive valve limited angle torque motor that meets the basically performance requirements was designed. In order to restrain torque fluctuation and improve torque waveform, this paper analyzes the cogging torque and output torque which may be affected by the magnetizing direction and the chute. According to the advantages of linear Hall, such as its small size and good feedback signal linearity, linear Hall was selected to receive signals. And the influence of Hall position and eccentricity on the distortion rate of Hall waveform was researched. The results show that the harmonic distortion rate was successfully reduced from the initial 4.9% to below 0.1% after optimizing the Hall waveform, which has important reference significance in the field of engineering research.

**Key words:** limited angle torque motor; torque fluctuation; linear Hall; eccentricity; Hall waveform distortion rate

## 0 引言

自上世纪 50 年代, 有限转角力矩电机(Limited Angle Torque Motor, LATM)已经出现在了人们的视野中。LATM 不仅结构简单、转矩密度大<sup>[1]</sup>,

操作简单可靠。虽然众学者一直想对 LATM 进行进一步突破, 但是受永磁材料磁性能的限制, 一直没有好的结果。近些年随着稀土永磁材料的成熟, LATM 越来越受到相关学者的关注。特别是在追求伺服电机轻量微型化、高转矩密度、高可靠性的航

空航天这类有限转角领域, LATM 作为执行机构逐步成为人们研究的热点。本文以一款基本满足性能的 4 极 4 槽的旋转式直驱阀有限转角力矩电机为基础, 对充磁方向、有无斜槽对输出转矩波形的影响进行进一步的综合分析, 并进行了归纳总结。

其次, LATM 的结构可以主要分为三部分, 分别是由绕制在定子齿槽上的电枢、转子磁钢以及位置传感器。换言之, 在分析时, 除了要关注电枢、转子组成的输出转矩结构外, 还需要对可以接收电机转子反馈信号的位置传感器进行分析。因为正是通过这些反馈信号, 驱动器才可以精准控制输入到电机电枢的电流的正反向, 从而让电机在需要的角度内可以做到精准地往复摆动, 电机的控制精度直接依赖于位置传感器的精度<sup>[2]</sup>。而常用的位置传感器中, 线性霍尔的优点更明显。它体积小, 通过感应正弦磁场来输出正弦信号, 所以更适合于 LATM 这种体积小的电机; 它的反馈信号呈线性度好, 所以在霍尔的工作性能要求内和信号的精度准确的情况下, 可以更准确的判断 LATM 的实时转角角度。因此, 根据线性霍尔的适用条件, 本文为优化霍尔精度, 研究了霍尔位置和永磁体偏心距对霍尔感应磁场波形畸变率的影响, 通过优化霍尔感应磁场波形, 将波形畸变率降低至 0.1% 以下。

## 1 旋转式直驱阀有限转角力矩电机结构设计

因为转矩波动一直是齿槽式电机常见的问题, 所以为了抑制转矩波动, 并保障足够的恒转矩区间, 本文决定为旋转式直驱伺服阀(以下简称 RDDV)中的驱动装置选用 4 极 4 槽的有限转角力矩电机<sup>[3]</sup>。并针对特定需求, 结合有限元分析, 对电机的结构尺寸、材料属性做进一步调整<sup>[4]</sup>, 从而完成了满足指标的旋转式直驱阀有限转角力矩电机的初步设计<sup>[5]</sup>。

具体特定性能要求如表 1 所示。

表 1 LATM 具体性能要求

性能	数值要求
供电电压/V	28
工作行程/(°)	±20
电机堵转扭矩/mN·m	≥210
电机连续扭矩/mN·m	≥21

根据所选的线性霍尔的工作环境温度和适应条件, 为了能让它反馈的信号线性度好, 所以尽量保证: 1) 磁密谐波畸变率 < 0.1%; 2) 霍尔磁密分布: -100 mT ~ 100 mT。

根据以上指标要求, 先对 LATM 进行了一个初步设计, 电机的二维有限元电磁分析图如图 1 所示, 具体结构参数如表 2 所示。

其中, ①-定子齿; ②-绕组; ③-永磁体; ④-转子轭; ⑤-转轴磁钢。

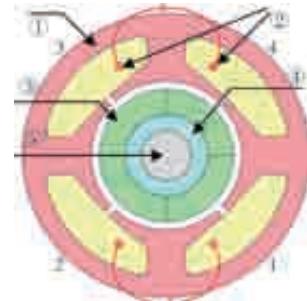


图 1 LATM 二维模型图

表 2 LATM 具体结构参数

参数	参数值	参数	参数值
槽数	4 极 4 槽	齿宽/mm	4.5
定子外径/mm	34	槽深/mm	5.6
定子内径/mm	17.8	气隙/mm	0.9
永磁体厚度/mm	3	轴向长度/mm	16
转轴直径/mm	6	每齿匝数	266

## 2 有限元仿真

不同充磁方向、有无斜槽会对电机的输出转矩产生影响, 为了更好的抑制转矩波动<sup>[6]</sup>, 优化转矩波形, 本文对这些影响进行了分类汇总<sup>[7-10]</sup>, 具体有限元仿真分析如下。

### 2.1 磁密

初始方案磁密分布对比如图 2 所示, 其中, 图 2(a)为径向充磁, 定子斜槽 30 度; 图 2(b)为平行充

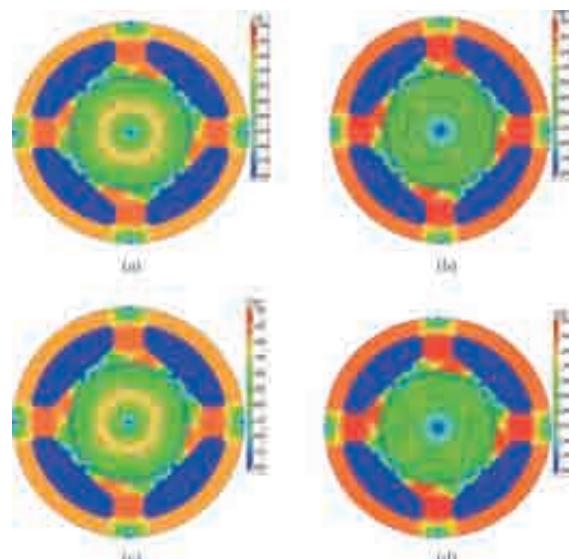


图 2 初始方案磁密分布对比

磁, 定子斜槽 30 度; 图 2(c) 为径向充磁, 无斜槽; 图 2(d) 为平行充磁, 无斜槽。不同充磁方式、有无斜槽的磁密如表 3 所示。

表 3 不同充磁方式、有无斜槽的磁密

参数	(a)	(b)	(c)	(d)
气隙磁密(平均值)/T	0.6202	0.6889	0.6216	0.6915
气隙磁密(幅值)/T	0.673	0.7871	0.6857	0.8455
定子齿部磁密幅值/T	1.641	1.738	1.644	1.741
定子齿顶磁密幅值/T	1.181	1.191	1.182	1.192
定子轭部磁密幅值/T	1.49	1.586	1.492	1.59
转子轭部磁密幅值/T	1.293	1.011	1.294	1.016

经对比, 有无斜槽对磁密几乎无影响, 但充磁方向对磁密有影响, 显然平行充磁要比径向充磁的磁密更高。

## 2.2 齿槽转矩

初始方案齿槽转矩对比如图 3 所示。不同充磁方式、有无斜槽的齿槽转矩如表 4 所示。

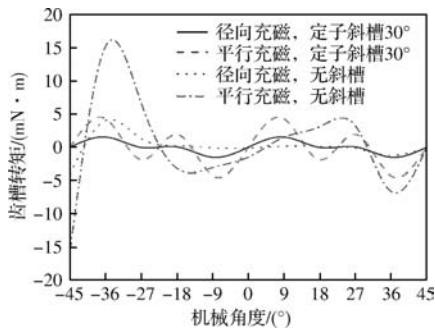


图 3 初始方案齿槽转矩对比

表 4 不同充磁方式、有无斜槽的齿槽转矩

齿槽转矩/mN·m	
径向充磁, 定子斜槽 30°	1.47
平行充磁, 定子斜槽 30°	4.35
径向充磁, 无斜槽	4.39
平行充磁, 无斜槽	17.2

经对比, 相比于有斜槽, 无斜槽会使得空载转矩、齿槽转矩激增; 相比于径向充磁, 平行充磁也会使得空载转矩、齿槽转矩激增。

## 2.3 反电势

初始方案反电势对比如图 4 所示。不同充磁方式、有无斜槽的反电势如表 5 所示。

经对比, 有无斜槽对反电势峰值几乎无影响, 但充磁方向对反电势峰值有影响, 显然平行充磁要比径向充磁的反电势峰值更高。

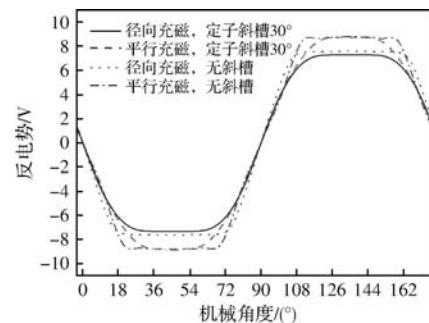


图 4 初始方案反电势对比

表 5 不同充磁方式、有无斜槽的反电势

反电势/V	
径向充磁, 定子斜槽 30°	7.58
平行充磁, 定子斜槽 30°	8.76
径向充磁, 无斜槽	7.63
平行充磁, 无斜槽	8.82

## 2.4 连续转矩

初始方案额定转矩对比如图 5 所示。

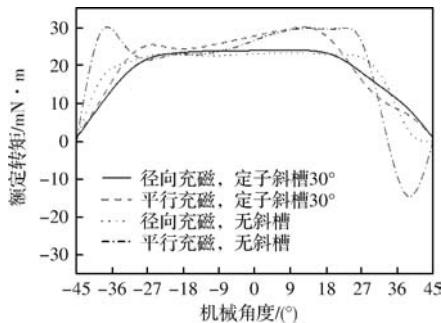


图 5 初始方案额定转矩对比

从波形来看, 相比于径向充磁, 平行充磁使得波形不再平整(有凹陷), 相比于有斜槽, 无斜槽的模型在 180° 机械角度附近的波形会很不顺滑, 所以表现出径向充磁且有斜槽的波形最平整, 而平行充磁且无斜槽的波形最不平整, 且凹陷最明显(即当机械角度范围为 29.4° ~ 41.4° 时连续转矩小于 22 mN·m, 但是仍大于 21 mN·m)。

以 90° 机械角度为零点, 则可得数据如表 6 所示。

表 6 不同充磁方式、有无斜槽的额定转矩

达到 22 mN·m 的范 围机械角度/(°)	总机械 角度/(°)
径向充磁, 定子斜槽 30°	-26.4 ~ 21.3
平行充磁, 定子斜槽 30°	-31.8 ~ 22.8
径向充磁, 无斜槽	-28.8 ~ 27.3
平行充磁, 无斜槽	-40.8 ~ -30.3
	-24.3 ~ 28.2

从数值来看,相比于径向充磁,平行充磁使得连续转矩角度范围有所增加,但是不如无斜槽的影响明显,相比于有斜槽,无斜槽的模型使得连续转矩机械角度范围增加了将近 $20^{\circ}$ 。

## 2.5 堵转转矩

初始方案堵转转矩对比如图6所示。

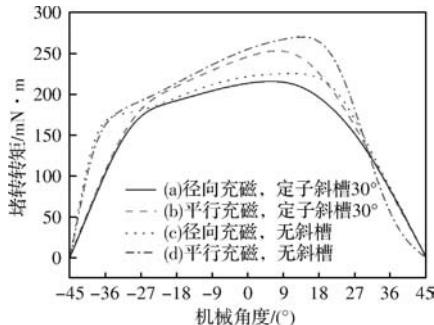


图6 初始方案堵转转矩对比

以 $90^{\circ}$ 机械角度为零点,则可得数据如表7所示。

表7 不同充磁方式、有无斜槽的堵转转矩

	(a)	(b)	(c)	(d)
达到 $210 \text{ mN} \cdot \text{m}$ 的机械角度	-10.45 ~ 15.9	-20.4 ~ 21.3	-14.4 ~ 22.2	-22.4 ~ -25.2
总机械角度	26.35	41.7	36.6	47.6
相电阻/ $\Omega$	14.28	14.28	13.88	13.88
堵转电流/A	1.96	1.96	2.02	2.02
铜损/W	54.85	54.85	56.64	56.64

经对比发现,充磁方向对相电阻并没有影响,而有无斜槽会影响相电阻的大小,从而导致堵转电流、电密、铜损均发生变化,所以无斜槽比有斜槽的堵转电流、电密、铜损均高一些。但是充磁方向、有无斜槽都会对达到 $210 \text{ mN} \cdot \text{m}$ 堵转转矩的机械角度范围产生影响,平行充磁的机械角度范围大于径向充磁的机械角度范围,无斜槽大于有斜槽的机械角度范围,所以径向充磁的模型均未满足要求,平行充磁的模型均满足要求<sup>[11-12]</sup>。

对以 $90^{\circ}$ 机械角度为中心的 $80^{\circ}$ 机械角度范围内进行分析,可以得到表8所示数据。

表8 以 $90^{\circ}$ 机械角度为中心堵转转矩分析

	(a)	(b)	(c)	(d)
机械角度为 $-20^{\circ}$ 的转矩/ $\text{mN} \cdot \text{m}$	189	204.5	192.1	208.8
机械角度为 $20^{\circ}$ 的转矩/ $\text{mN} \cdot \text{m}$	187.6	212.4	213.9	256.9
机械角度为 $0^{\circ}$ 的转矩/ $\text{mN} \cdot \text{m}$	213.1	245.5	221.9	255.6
峰值转矩/ $\text{mN} \cdot \text{m}$	215.4	252.3	225.6	270.7
峰值转矩的机械角度	6	7.5	11.4	13.5

对自峰值往下的 $80^{\circ}$ 机械角度范围内进行分析,可以得到表9数据。

表9 自峰值往下的 $80^{\circ}$ 机械角度范围堵转转矩分析

	(a)	(b)	(c)	(d)
最高转矩/ $\text{mN} \cdot \text{m}$	215.4	252.3	225.6	270.7
最高转矩的机械角度	6	7.5	11.4	13.5
最低转矩(左侧)/ $\text{mN} \cdot \text{m}$	188.6	206.6	197.4	220.3
最低转矩(左侧)的机械角度	-20.4	-19.2	-17.4	-15.6
最低转矩(右侧)/ $\text{mN} \cdot \text{m}$	188.8	206.5	197.1	221.1
最低转矩(右侧)的机械角度	19.8	21	23.4	24

经波形和数值对比发现,径向充磁、有斜槽可以做到波形几乎以 $90^{\circ}$ 机械角度对称的 $80^{\circ}$ 机械角度范围内,两侧数值几乎保持一致且为最低转矩,其他三个模型都出现波形激增(并不平稳);而相比于有斜槽,无斜槽会使得堵转转矩(最高转矩、最低转矩)增加,但是不如充磁方向的改变影响更明显;相比于径向充磁,平行充磁会使得堵转转矩峰值增加大概 $30 \text{ mN} \cdot \text{m}$ 。

经上有限元电磁仿真分析以后可发现,在都达到预期目标的情况下,选择平行充磁来建立模型比较好,因此最终模型选择平行充磁、无斜槽,并做进一步优化(改变结构参数)来抑制齿槽转矩波动,优化输出转矩的波形。

## 3 霍尔感应磁密分析

### 3.1 线性霍尔工作原理

线性霍尔基于霍尔效应原理,可以将外部变化的磁场转化为线性电压信号。而当霍尔感应到的磁场为0时,一般以此位置作为系统的零点,当感应到S极磁场时,磁场强度越大,输出电压越低,当感应到N极磁场时,则与之相反。因此,霍尔感受磁场的精度决定了反馈信号的精度<sup>[13]</sup>。

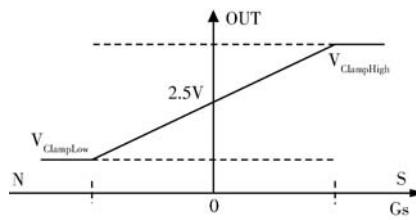


图7 线性霍尔输出函数

线性霍尔一般装置在轴承上,所以感应到的磁场主要是由感应磁钢产生的磁场,即改变磁钢磁场便是改变霍尔反馈信号<sup>[13]</sup>。线性霍尔典型安装示意

图如图 8 所示。

其中, ①-偏心永磁体(图 8 中偏心距为 2.5 mm); ②-转轴磁钢; ③-线性霍尔传感器。

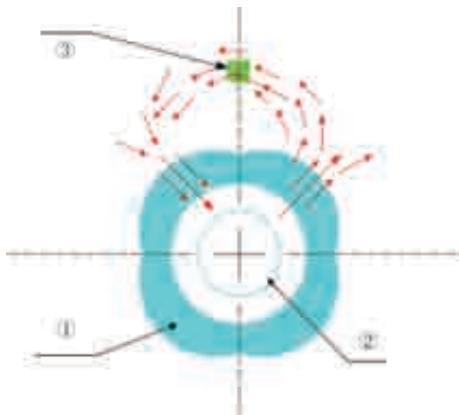


图 8 线性霍尔典型安装示意图

所以根据线性霍尔的工作原理, 在其他条件不变的情况下, 感应磁钢对霍尔的影响因素主要是磁钢形状、霍尔在磁场的径向距离、极弧系数等<sup>[13]</sup>。

现将电磁的定子部分删去, 画出机壳部分(非铁磁材料), 即可作为线性霍尔的原始模型, 同时对线性霍尔的径向位置以及偏心距做进一步分析, 让线性霍尔的磁密分布在 -100 mT ~ 100 mT 内的情况下, 选择低波形畸变率的最优位置。

图 9 为偏心距为 2.5 mm 的线性霍尔有限元模型, 其中, ①-机壳; ②-线性霍尔所在径向位置及其接收信号的角度; ③-偏心永磁体。

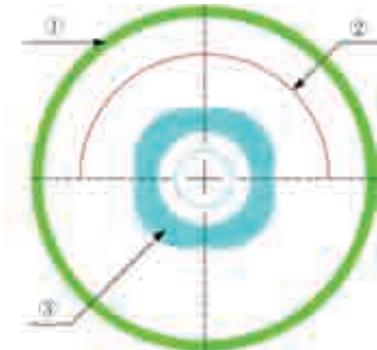


图 9 线性霍尔有限元模型

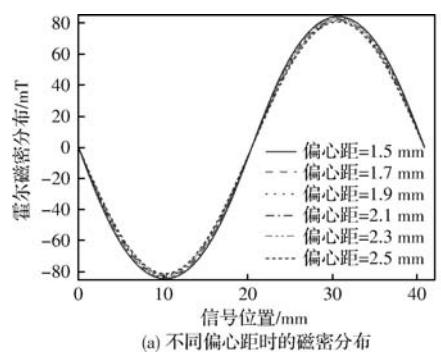
### 3.2 影响谐波畸变率的因素

#### (1) 永磁体偏心距

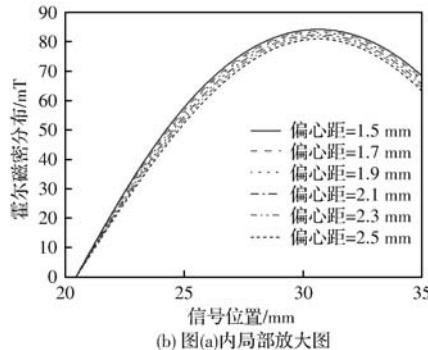
霍尔径向位置在 13mm 处, 永磁体极弧系数为 1, 永磁体厚度为 3mm, 仅改变永磁体偏心距情况下的磁密分布和谐波分析如图 10 和图 11 所示, 具体数据如表 10 所示。

从表 10 中可以看出, 在相同霍尔位置、永磁体厚度、极弧系数的情况下, 偏心距越大, 磁密峰值越小, 谐波畸变率越小, 所以需要尽可能的在满足

性能的基础上, 选择尽量高的偏心距。



(a) 不同偏心距时的磁密分布



(b) 图(a)内局部放大图

图 10 不同偏心距时的磁密分布

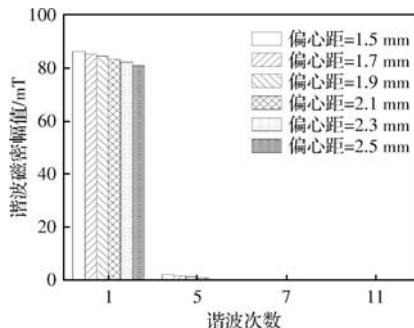


图 11 不同磁密分布所对应的谐波分析

表 10 不同偏心距时的磁密及其谐波畸变率

偏心距/mm	磁密峰值/mT	谐波畸变率/%
1.5	84.3	2.68
1.7	83.7	2.20
1.9	83.3	1.71
2.1	82.6	1.19
2.3	81.9	0.66
2.5	81.1	0.12

#### (2) 永磁体径向位置

永磁体极弧系数为 1, 永磁体厚度为 3 mm, 永磁体偏心距为 2.5 mm, 仅改变永磁体径向位置情况下的磁密分布和谐波分析如图 12 和图 13 所示, 具体数据如表 11 所示。

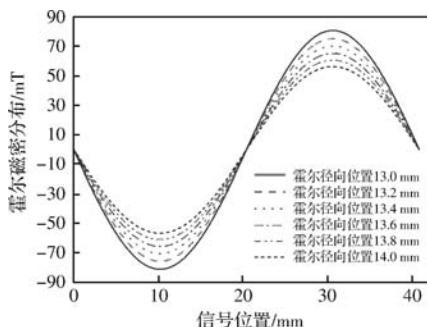


图 12 不同径向位置时的磁密分布

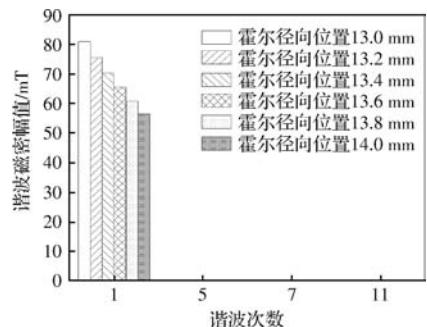


图 13 不同磁密分布所对应的谐波分析

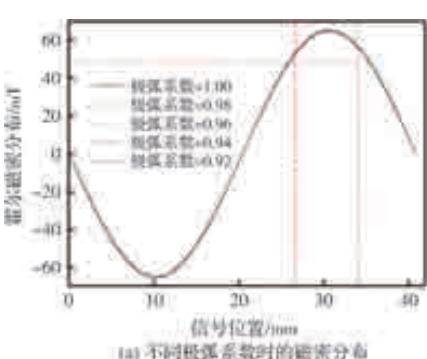
表 11 不同径向位置时的磁密及其谐波畸变率

径向位置/mm	磁密峰值/mT	谐波畸变率/%
13.0	81.1	0.117
13.2	75.6	0.111
13.4	70.4	0.105
13.6	65.6	0.099
13.8	60.9	0.095
14.0	56.5	0.091

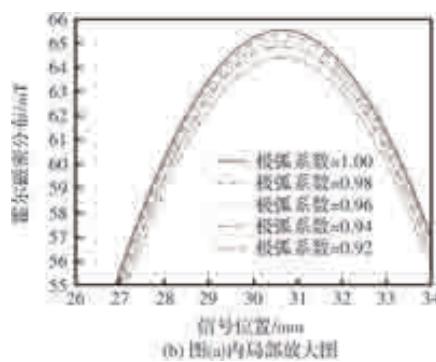
从表 11 中可以看出, 在相同偏心距、永磁体厚度、极弧系数的情况下, 径向位置越大, 磁密峰值越小, 谐波畸变率越小, 所以需要尽可能的在满足性能的基础上, 选择离圆心较远的位置。

### (3) 永磁体极弧系数

霍尔径向位置在 13.6 mm 处, 永磁体偏心距为 2.5 mm, 永磁体厚度为 3 mm, 仅改变永磁体极弧系数的情况下, 磁密分布和谐波分析如图 14 和图 15 所示, 具体数据如表 12 所示。



(a) 不同极弧系数时的磁密分布



(b) (a)内局部放大图

图 14 不同极弧系数时的磁密分布

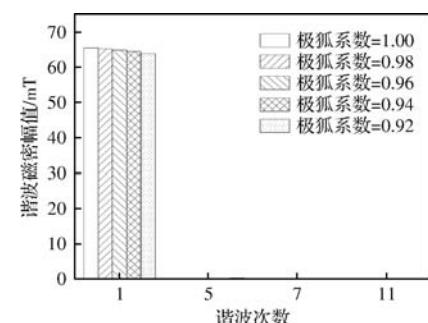


表 12 不同极弧系数时的磁密及其谐波畸变率

极弧系数	磁密峰值/mT	谐波畸变率/%
1.00	65.6	0.099
0.98	65.4	0.072
0.96	65.1	0.241
0.94	64.9	0.441
0.92	64.4	0.668

从表 12 中可以看出, 在相同霍尔位置、永磁体厚度、偏心距的情况下, 极弧系数越小, 磁密峰值越小, 但是谐波畸变率显然并不是, 所以需要对 0.98 附近做进一步分析, 具体如下。

从表 13 中可以看出, 在相同霍尔位置、永磁体厚度、偏心距的情况下, 极弧系数越小, 磁密峰值越小。而对于谐波畸变率而言, 则是随着极弧系数的降低, 谐波畸变率先降低再增加。就目前的分析而言, 极弧系数为 0.988 时是谐波畸变率变化的拐点。所以在满足性能的基础上, 视情况选择极弧系数。

经上有限元仿真分析, 可以发现在都达到预期目标的情况下, 选择较高的偏心距、较远的径向霍尔位置来建立模型比较好, 可从而获得低谐波畸变率、高精度的信号<sup>[14]</sup>。而由于极弧系数与谐波畸变率的关系并非保持单纯的单调性, 所以需要根据需求进一步考虑。

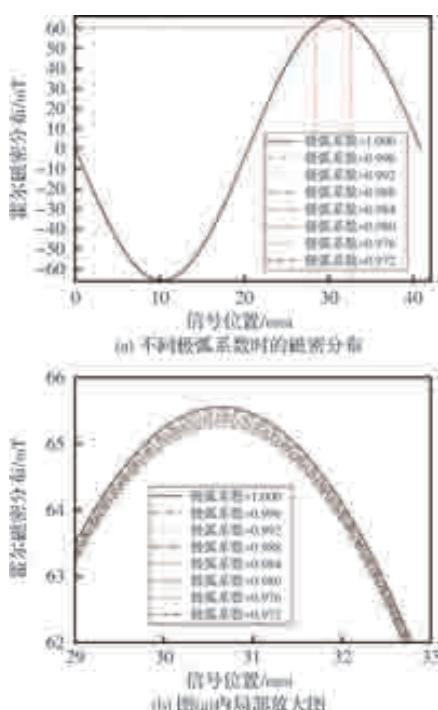


图 16 不同极弧系数时的磁密分布

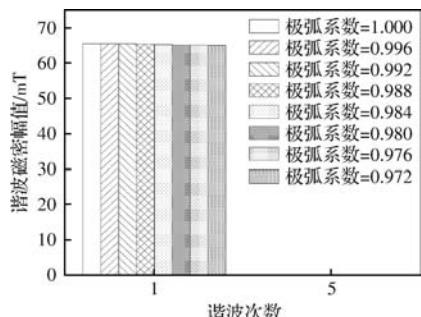


图 17 不同磁密分布所对应的谐波分析

表 13 不同极弧系数时的磁密及其谐波畸变率

极弧系数	磁密峰值/mT	谐波畸变率/%
1.000	65.59	0.099
0.996	65.53	0.072
0.992	65.47	0.050
0.988	65.41	0.038
0.984	65.35	0.047
0.980	65.29	0.072
0.976	65.23	0.102
0.972	65.16	0.135

## 4 结 论

本文先设计了一款 4 极 4 槽的旋转式直驱阀有限

转角力矩电机，之后以它为例，对充磁方向、有无斜槽对输出转矩波形的影响进行综合分析并进行归纳总结。其次，对线性霍尔的接收信号精度及其稳定性做了进一步讨论，分析了感应磁钢对霍尔的影响因素，即磁钢形状、霍尔在磁场的径向距离、极弧系数与磁密分布及其谐波畸变率的关系，并进行了归纳总结，从而将初步设计进行了优化，在满足基本性能要求的基础上，实现更均匀的电磁波形、更精确的霍尔信号。

## 参 考 文 献

- [1] 王铭杰, 李大伟, 曲荣海, 等. 有限转角力矩电机及其研究发展综述[J]. 电工技术学报, 2023, 38(6): 1486-1505.
- [2] 杨荣江, 戴志立, 安明灿. 有限转角力矩电机输出力矩不对称分析[J]. 微特电机, 2022, 50(11): 28-32, 36.
- [3] 周力, 唐庆, 谭慧萍, 等. 有限转角力矩电机设计及优化[J]. 微特电机, 2022, 50(5): 14-21.
- [4] 闫盼江, 周力, 单金光, 等. 船舶柴油机调速器有限转角力矩电机建模与仿真[J]. 武汉理工大学学报(交通科学与工程版), 2022, 46(5): 848-852.
- [5] 胡小飞, 王毅, 苏静静, 等. 旋转直驱伺服阀用有限转角电机的设计与研究[J]. 微特电机, 2021, 49(11): 25-29.
- [6] 于浩. 等极槽有限转角电机力矩特性优化与热问题研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2020.
- [7] 胡小飞, 刘超, 王毅, 等. 单相无刷有槽有限转角电机的分析与优化[J]. 电工技术学报, 2019, 34(13): 2744-2751.
- [8] 董艺, 司文凯, 王新博. 单相永磁无刷直流电机的转矩分析及其波动的抑制[J]. 通化师范学院学报, 2017, 38(4): 39-41.
- [9] 李勇, 樊华, 王骞, 等. 有限转角力矩电机的参数约束与电枢反应研究[J]. 微电机, 2015, 48(6): 9-12.
- [10] Ma Pengcheng, Wang Qian, Li Yong, et al. Research on torque ripple suppression of the slotted limited angle torque motor[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2021, 57(2): 1-6.
- [11] Li Yong, Ma Pengcheng, Wang Qian, et al. Analysis, modeling, and verification of limited angle torque motors with irregular slot numbers for performance improvement [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2020, 35(2): 1004-1013.
- [12] 王海燕, 张雪英, 王真, 等. 分数槽绕组有限转角电动机的设计及仿真[J]. 微特电机, 2009, 37(8): 9-11.
- [13] 刘鑫博, 曾晓松, 赵飞. 齿槽型有限转角力矩线性霍尔输出信号稳定性研究[J]. 现代机械, 2023(1): 40-44.
- [14] Yu Hao, Yu Guodong, Xu Yongxiang, et al. Torque performance improvement for slotted limited-angle torque motors by combined SMA application and GA optimization [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2021, 57(2): 1-5.

# 基于强度和磁密的永磁电机转子结构优化

黄漪帅<sup>1</sup>, 梁志宏<sup>2</sup>, 李 飞<sup>1</sup>, 王海波<sup>3</sup>, 苏 森<sup>4</sup>

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

**摘要:** 永磁电机转子作为储能飞轮的核心部件, 需要具有较高的磁性能同时要满足材料结构强度要求。本文针对此问题, 采用了综合评分法来衡量电机转子的电磁特性和力学特性。通过五因素四水平 16 项组合的优化方案, 调整电机转子铁心结构参数, 求出了因素主次顺序和最优组合。试验结果表明, 在电机气隙磁密的基波幅值不变的情况下, 转子最大应力值由原来的 407.8 MPa, 降低到了 325.9 MPa, 安全系数达到了 1.227 倍, 满足了电机转子强度的设计要求。本研究提出了一种基于强度和气隙磁密的永磁电机转子结构优化方法, 通过综合评分法实现了电机转子的气隙磁密的基波幅值与最大应力的综合指标的最优化。该方法可以解决大功率储能飞轮高速电机转子结构强度问题, 提供了理论方法解决方案。

**关键词:** 电机转子; 结构优化; 优化试验; 气隙磁密; 最大应力

中图分类号: TM341 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2024)02-0013-05

## Optimization of Permanent Magnet Motor Rotor Structure Based on Intensity and Magnetic Flux Density

HUANG Yishuai<sup>1</sup>, LIANG Zhihong<sup>2</sup>, LI Fei<sup>1</sup>, WANG Haibo<sup>3</sup>, SU Sen<sup>4</sup>

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

**Abstract:** As the core component of the energy storage flywheel, the rotor of permanent magnet motor needs to have high magnetic properties and meet the requirements of material structure strength. To solve this problem, a comprehensive scoring method was used to measure the electromagnetic and mechanical characteristics of the motor rotor. Through the optimization scheme of 16 combinations of five factors and four levels, adjusting the structure parameters of the rotor core of the motor, the main and secondary sequence of factors and the optimal combination were obtained. The test results show that the maximum stress of the rotor is reduced from 407.8 MPa to 325.9 MPa, and the safety factor is 1.227 times, which meets the design requirements of the rotor strength. In this paper, an optimization method of the rotor structure of permanent magnet motor based on strength and gap density was proposed. The comprehensive index of the fundamental amplitude and maximum stress of the rotor air gap density was optimized by comprehensive scoring method. This method can solve the structural strength problem of high speed motor rotor with high power storage flywheel, and provides a theoretical solution.

**Key words:** motor rotor; structural optimization; optimization experiment; air gap magnetic density; maximum stress

---

收稿日期: 2023-11-10

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

作者简介: 黄漪帅(1976), 高级工程师, 研究方向为电力技术、科技创新、项目管理。

## 0 引言

随着在“双碳”目标引导下的电力能源结构转型，储能技术在其中起到了至关重要的作用。飞轮储能是一种将电能转化为旋转动能存储起来的物理储能方式，具有寿命长、功率密度高、充放效率高、适应性强、响应速度快、绿色无污染等特点<sup>[1]</sup>。风能的随机性和间歇性导致我国大量风力发电的有效利用率严重受限，造成资源的浪费。以飞轮储能技术为突出代表的储能技术辅助风电场参与调频工作，可有效提高风能发电利用率<sup>[2]</sup>。

目前储能飞轮主要采用的是永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)，该类电机具有高速性能好、效率高、空载损耗低、体积小、噪声低、结构简单等优点<sup>[3-5]</sup>。但由于磁悬浮储能飞轮采用磁轴承支承转子高速旋转，对能量转换的核心部件(永磁电机转子)提出了较高的要求：要求电机转子具有较高的磁性能同时要满足较高结构强度<sup>[6-7]</sup>。

为了满足高速大功率储能飞轮对永磁电机转子的要求，本文提出了一种基于强度和气隙磁密的永磁电机转子结构优化方法，通过优化试验设计与综合分析法，调整电机转子铁心结构参数，使电机转子在满足磁性能的情况下，力学性能达到最佳。

## 1 永磁电机转子结构

### 1.1 永磁电机转子

本文设计电机功率为 500 kW，额定转速为 230.38 r/min。由于高速永磁电机转速较高，当电机极数选择过大时会导致电流频率过高和驱动器的基频增加；另一方面由于储能飞轮转子结构刚度要求，电机转子铁心内外径尺寸都较大，限制了铁心环的径向宽度，因此单个磁钢的尺寸宽度也会受到制约。综上考虑，选取电机极对数为 4。电机转子铁心轴向高度为 438 mm。

电机转子采用的是四对极的轴对称结构，通过 1/8 对称模型表达出整个电机转子结构参数，如图 1 所示。图中电机转子参数符号和参数值如表 1 所示。

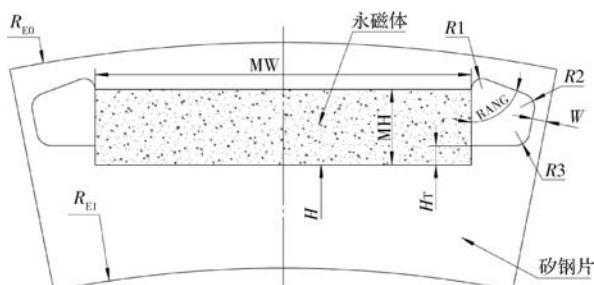


图 1 1/8 电机转子结构及尺寸参数变量

表 1 电机转子结构参数

参数	符号	数值
永磁体宽度/mm	MW	184
永磁体高度/mm	MH	30
永磁体槽高度/mm	H <sub>T</sub>	4
永磁体到圆心距离/mm	H	290
转子铁心内径(半径)/mm	R <sub>EI</sub>	220
转子铁心外径(半径)/mm	R <sub>EO</sub>	350
隔磁圆角/mm	R1	4
隔磁圆角/mm	R2	8
隔磁圆角/mm	R3	3
隔磁夹角/(°)	RANG	70
筋宽度/mm	W	4

### 1.2 电机转子电磁分析

电机铁心磁场的交变频率与电机的转速成正比，高频下定子产生的铁耗也更高。因此铁心选取材料为 20SW1500，公称厚度 0.2 mm。永磁体材料选用了 SmCo32，它比钕铁硼的磁稳定性更好，受温度的影响更小，能承受的最高工作温度可达 350 °C。电机转子材料 20SW1500 在磁场强度为 5000 A/m 时的最小磁感应强度为 1.63 T。SmCo32 的矫顽力  $H_{cb}$  为 832 kA/m，剩磁  $B_r$  为 1.114 T。

电机定子为 48 梁型槽型结构，内径(半径)为 352 毫米，外径(半径)为 600 mm，气隙为 2 mm。

通过 maxwell 对高速转子电机电磁特性进行分析，电机磁密分布结果如图 2 所示，磁密最大值出线在转子隔磁桥的位置，约为 2.48 T。电机气隙磁密的波形图如图 3 所示，对其进行谐波分析，气隙磁密的频谱图如图 4 所示，气隙磁密的基波幅值为 776.0 mT。在 230.38 r/min 时加载 1370 A 电流的扭矩为 2176 Nm，功率为 501.3 kW，满足设计要求。

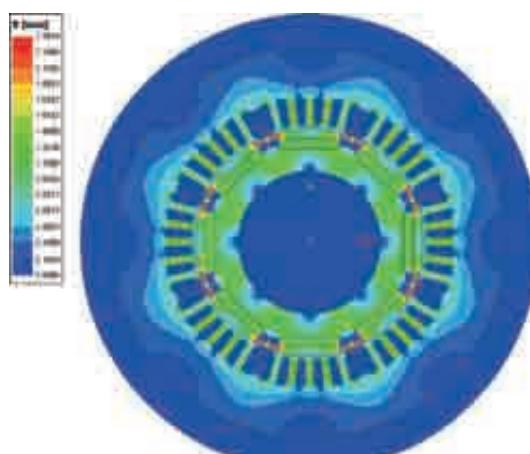


图 2 电机磁密分布图

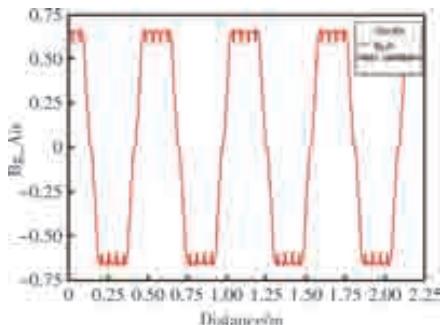


图3 电机气隙磁密的波形图

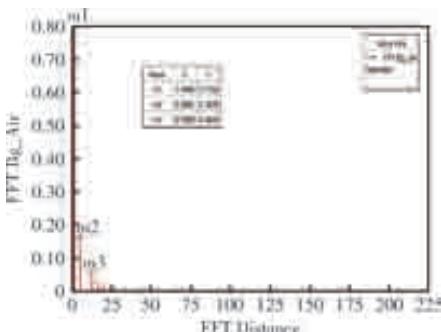


图4 电机气隙磁密的频谱图

高速运行时的永磁电机转子表面会产生巨大的离心力，对转子的力学特性产生更高的要求。因此，对高速永磁电机转子的选取，除了考虑电磁特性，还应该满足材料的力学性能<sup>[8]</sup>。

### 1.3 电机转子强度分析

电机转子材料的力学性能详细参数如表2所示。

表2 材料参数

材料名称	密度 kgm <sup>-3</sup>	泊松比	弹性模量 GPa	屈服强度 MPa	抗拉强度 MPa
SmCo32	8300	0.3	117	35	800 *
20SW1500	7650	0.25	200	400	600

注：\* 抗压

电机转子强度仿真模型单元采用 solid1863D 单元，通过扫略方式划分模型网格，如图5所示，灰色区域为铁心，浅灰色区域为永磁体。



图5 电机转子有限元模型网格划分

电机转子矽钢片与永磁体模型有4个面接触对，接触方式为摩擦接触，摩擦系数设置为0.15，如图6所示。



图6 电机转子矽钢片与永磁体的接触对设置

在模型左右分别施加轴对称约束，对整个模型加载230.38 r/min的转速。经过仿真计算，转子铁心矽钢片的应力分布图，如图7所示。转子铁心的最大等效应力出现在R2隔磁圆角位置，最大应力值为407.8 MPa。根据表2材料参数计算，矽钢片最大应力已经超过材料屈服强度，因此，电机设计的结构强度不满足材料许用应力要求，无法正常使用。



图7 电机转子矽钢片的等效应力分布

## 2 电机转子结构优化

由于储能飞轮转子长度会影响到转子轴系的动力学特性，因此功率较大电机都会采用短粗形态的结构。当大直径的电机转子高转速旋转时，产生的离心力会对铁心结构产生巨大的破坏。这也成为制约储能飞轮电机转子向更大功率发展的一个重要因素。因此需要合理结构优化方法在不降低电机磁性能的前提下保证电机的力学性能。

### 2.1 综合评分法

优化试验设计来衡量效果，第一个是气隙磁密的基波幅值来衡量转子的电磁特性，第二个是转子的最大应力来衡量转子的力学特性。各个因素及水平对各试验指标的影响往往是不同的，分析双指标试验结果时必须统筹兼顾，找寻使各项指标都尽可能好的条件。本文采用了综合评分方法进行试验优化。先根据各项指标的重要程度分别给予加权或打分，然后将双指标转化为单一指标的综合指标(即“综合评分”)再进行计算分析。双指标的综合评分的一般公式如下：

$$y_i^* = \alpha_1 (y_i)_1 / R_1 + \alpha_2 (y_i)_2 / R_2 \quad (1)$$

$\alpha$  反映了试验指标的重要程度和其他一些因素的影响,  $\alpha$  的正负反应它的性质, 如果  $\alpha$  为正, 则代表指标越大越好, 如果  $\alpha$  为负, 则代表指标越小越好。优化目标是气隙磁密的基波幅值越大越好, 最大应力越小越好。因此磁性能与力学性能权重转化系数分别取:  $\alpha_1 = -1$ ,  $\alpha_2 = 1$ 。 $R_1$  和  $R_2$  分别为  $(y_i)_1$  和  $(y_i)_2$  的极差(即一组变量值中最大值与最小值之差)。

优化试验设计采用四水平正交表  $L_{16}(4^5)$ , 采用了 5 因素, 4 个不同的因素水平形成 16 组试验组合进行优化试验。确定(A)永磁体到圆心距离  $H$ 、(B) 筋宽度  $W$ 、(C) 隔磁圆角  $R1$ 、(D) 隔磁圆角  $R2$ 、(E) 磁钢圆角  $R3$  为试验优化因素, 每个因素取四个水平, 采用方差分析进行数据处理, 其方案设计及分析结果, 如表 3 和表 4 所示。

表 3 双指标试验方案设计

单位: mm

试验号	A	B	C	D	E
1	290	2	1	8	1
2	290	4	2	10	2
3	290	6	3	12	3
4	290	8	4	14	4
5	292	2	2	12	4
6	292	4	1	14	3
7	292	6	4	8	2
8	292	8	3	10	1
9	294	2	3	14	2
10	294	4	4	12	1
11	294	6	1	10	4
12	294	8	2	8	3
13	296	2	4	10	3
14	296	4	3	8	4
15	296	6	2	14	1
16	296	8	1	12	2

表 4 双指标试验分析结果

序号	最大应力 $(y_i)_1/\text{MPa}$	气隙磁密的 基波幅值 $(y_i)_2/\text{mT}$	综合评分 $y_i^*$
1	304.7	724.3	3.59
2	317.9	736.4	3.63
3	316.8	746.9	3.69
4	321.3	775.0	3.86
5	339.2	772.6	3.79

续表

序号	最大应力 $(y_i)_1/\text{MPa}$	气隙磁密的 基波幅值 $(y_i)_2/\text{mT}$	综合评分 $y_i^*$
6	288.4	747.6	3.78
7	449.7	809.2	3.69
8	377.9	783.8	3.74
9	408.0	823.9	3.90
10	484.7	842.4	3.79
11	352.2	809.2	3.98
12	411.8	806.4	3.78
13	623.7	867.2	3.53
14	549.2	835.7	3.55
15	412.4	818.8	3.86
16	371.1	885.3	4.39

通过极差法处理试验指标综合评分, 计算结果如表 5 所示, 因素主次顺序为 D, B, C, E, A。最优组合为 A3, B4, C1, D3, E2。

表 5 试验结果处理

试验号	A	B	C	D	E
$\bar{y}_{jk}^*$	3.6915	3.7011	3.9355	3.6522	3.7436
$\bar{y}_j^*$	3.7494	3.6873	3.7625	3.7174	3.9010
$\bar{y}_i^*$	3.8611	3.8029	3.7223	3.9152	3.6963
$\bar{y}_{jk}^*$	3.8319	3.9425	3.7135	3.8490	3.7929
$R_j^*$	0.1696	0.2552	0.2219	0.2630	0.2047
最优组合	A3	B4	C1	D3	E2

注:  $\bar{y}_{jk}^*$ —第 j 因素 k 水平所对应的试验指标综合评分的平均值;  $R_j^*$ —第 j 因素综合评分平均值的极差。

## 2.2 试验数据优化分析

在不同磁性能与力学性能权重转化系数比 ( $\alpha_1/\alpha_2$ ) 的情况下, 求得最优组合及仿真结果如下: (1) 当转化系数比为  $-0.5 \sim -0.8$  时, 最优组合为 A4, B4, C1, D3, E2, 最大等效应力为 371.1 MPa, 气隙磁密基波幅值为 818.8 mT; (2) 当转化系数比为  $-0.9 \sim -1.5$  时, 最优组合为 A3, B4, C1, D3, E2, 最大等效应力为 325.9 MPa, 气隙磁密基波幅值为 781.3 mT; (3) 当转化系数比为  $-1.5 \sim -2$  时, 最优组合为 A1, B4, C1, D3, E2, 最大等效应力为 266.1 MPa, 气隙磁密基波幅值为 707.0 mT。根据在不同的转化系数比下最优组合计算出的最大等效应力和气隙磁密基波幅值曲线, 如图 5 所示。

通过图 8 可以看出，当转化系数比为  $-1.5 \sim -2$  时，气隙磁密基波幅值为 707.0 mT，小于原设计的仿真结果(776.0 mT)，因此无法达到 500 kW 额定功率的设计要求；当转化系数比为  $-0.5 \sim -0.8$  时，最大等效应力为 371.1 MPa，安全系数为 1.078，系数很低不安全。因此，选择转化系数比为  $-0.9 \sim -1.5$  时的最优组合 A3, B4, C1, D3, E2, 为最合理选择。此时，电机转子永磁体到圆心距离为 294 mm、筋宽度为 8 mm、隔磁大圆角 R1、R2、R3 分别为 1 mm、12 mm、2 mm 时，电机转子的气隙磁密基波幅值为 781.3 mT，如图 9 和图 10 所示，大于原设计的仿真值(776.0 mT)，可以满足 500 kW 额定功率的设计要求。转子矽钢片最大等效应力为 325.9 MPa，如图 11 所示，相比优化前最大应力下降了 20%，安全系数达到了 1.227，满足了电机转子强度的设计要求。

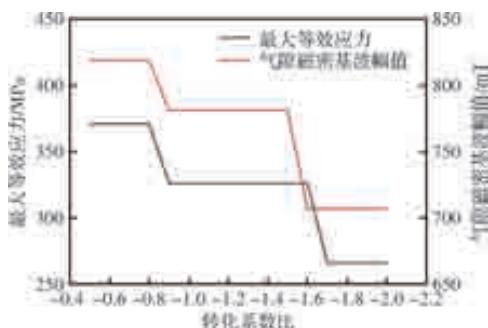


图 8 不同的转化系数比下最优组合的仿真结果曲线图

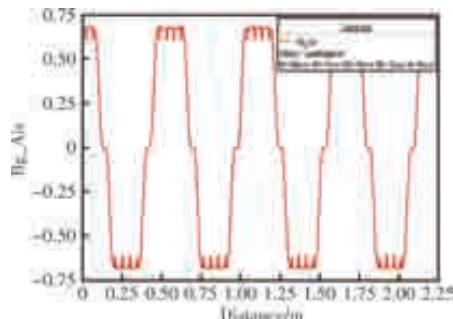


图 9 电机气隙磁密的波形图

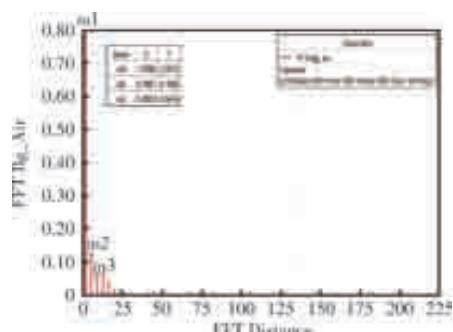


图 10 电机气隙磁密的频谱图



图 11 优化后电机转子矽钢片的等效应力分布

综上所述，通过综合评分法对高速永磁电机转子结构进行优化试验，提出了气隙磁密的基波幅值和最大应力为导向的双优化指标，设计了五因素四水平 16 项组合的优化方案，求出了因素主次顺序和最优组合。根据对不同转化系数比的最优组合仿真结果分析，得出了最合理的优化组合。通过优化后的电机转子仿真结果与优化前的仿真结果对比，可以得出以下结论：在电机气隙磁密的基波幅值不变的情况下，转子最大应力值由原来的 407.8 MPa，降低到了 325.9 MPa，由原来的无法满足转子强度的设计要求，到优化后拥有 1.227 倍的安全设计余量，说明了基于强度与磁密的双指标电机转子综合评分方法，可以在电机转子设计，尤其在大功率储能飞轮高速电机设计中，解决转子强度问题时提供理论方法解决方案。

### 3 结 论

通过综合评分法对高速永磁电机转子结构进行优化试验，提出了气隙磁密的基波幅值和最大应力为导向的双优化指标。通过设计五因素四水平 16 项组合的优化方案，并求出因素主次顺序和最优组合，可以实现电机转子的气隙磁密的基波幅值与最大应力的综合指标的最优化。

通过优化后的电机转子仿真结果与优化前的仿真结果对比，发现在电机气隙磁密的基波幅值不变的情况下，转子最大应力值由原来的 407.8 MPa，降低到了 325.9 MPa。同时，安全系数达到了 1.227，满足了电机转子强度的设计要求。

基于强度与磁密的双指标电机转子综合评分方法在电机转子设计中具有应用价值。该方法可以解决大功率储能飞轮高速电机转子结构强度问题，提供了理论方法解决方案。

(下转第 49 页)

# 基于改进超螺旋滑模观测器的游标电机无传感器控制

熊 凯, 章 玮

(浙江大学 电气工程学院, 杭州 310007)

**摘要:** 针对游标电机的无位置控制, 本文通过对磁场进行分析, 指出游标电机经过调制作用产生多个工作次谐波, 需根据合成反电势, 采用矢量控制。同时, 由于游标电机转子为多极对数的结构, 使其在运行时, 对于位置信号的准确性要求更为严苛, 较小的位置信号误差便会引起较大的控制角度的差距, 如何保证游标电机在无位置传感器控制时的观测精度, 对其运行性能起着至关重要的作用。本文以一台外转子分裂齿游标电机为对象, 分析其运行原理, 建立基于合成反电势的数学模型, 并采用基于改进超螺旋滑模观测器的无位置控制策略, 保证了游标电机无传感器控制的稳态及动态性能。

**关键词:** 永磁游标电机; 合成反电势; 无位置传感器控制; 改进超螺旋滑模观测器

中图分类号: TM341; TM355

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2024)02-0018-07

## Sensorless Control of Vernier Motor Based on Improved Super-twisting Sliding Mode Observer

XIONG Kai, ZHANG Wei

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310007, China)

**Abstract:** For the position sensorless control of a vernier motor, this article analyzed the magnetic field and points out that the vernier motor generates multiple working harmonics through modulation, which required vector control based on the synthesized back EMF. Meanwhile, due to the multipole structure of the rotor, the accuracy requirements for position signals are more stringent during operation. Small position signal errors can cause significant control angle differences. How to ensure the observation accuracy of the vernier motor in sensorless control plays a crucial role in its operational performance. This article took an external rotor split tooth vernier motor as the object, analyzed its operating principle, established a mathematical model based on synthetic back EMF, and adopted a position free control strategy based on an improved super-twisting sliding mode observer to ensure the steady-state and dynamic performance of the sensorless control of the vernier motor.

**Key words:** PMVM; synthetic back EMF; sensorless control; improved super-twisting sliding mode observer

## 0 引言

永磁游标电机, 结构与传统永磁同步电机相似, 但其通过磁场调制作用, 在低速传动时, 拥有更大的转矩和功率密度, 在电动汽车、航空航天、机器人关节等领域有较好的应用前景<sup>[1-3]</sup>。

目前已有大量文献对游标电机的运行原理和设计进行了研究, 由于永磁游标电机的原理近似于普

通永磁电机, 专门对于永磁游标电机的无位置传感器控制研究较少<sup>[4-6]</sup>。文献[7]提出了一种基于改进型磁链观测器的无位置传感器控制方法, 文献[8]设计了一套基于模型参考自适应方法的无位置控制方案, 文献[9-11]采用了基于反电势的无传感器控制方法, 以上文献均沿用了传统永磁电机的无位置控制策略, 实现了游标电机中高速域的无位置控制, 但都引入了低通滤波器, 且没有考虑观测值的抖振

收稿日期: 2023-08-22

基金项目: 浙江省自然科学基金(LY19E070005)

作者简介: 熊 凯(1997), 男, 硕士研究生, 研究方向为永磁游标电机的控制。

章 玮(1967), 女, 博士, 副教授, 硕士生导师, 研究方向为伺服电机高性能控制。

问题, 游标电机运行速度较低时会引起较大的补偿误差, 影响观测精度。

本文通过对永磁游标电机磁场的具体分析, 阐述该类电机的控制原理, 建立基于合成反电势的游标电机数学模型。在此基础上, 提出基于改进超螺旋滑模观测器的无位置控制策略, 以连续非线性函数替代传统超螺旋算法的符号函数, 避免了低通滤波器的引入, 减小了观测值的抖动误差, 提升了观测器观测精度, 最后以一台分裂齿游标电机为样机, 通过仿真与实验验证了该控制策略在游标电机运行时的有效性与准确性。

## 1 游标电机运行原理与建模

### 1.1 游标电机运行原理

分裂齿游标电机(外转子)基本结构由齿顶开有分裂小齿作为调制极的内定子, 线圈绕组, 外转子永磁体以及外转子铁心组成。其具体结构如图 1 所示。

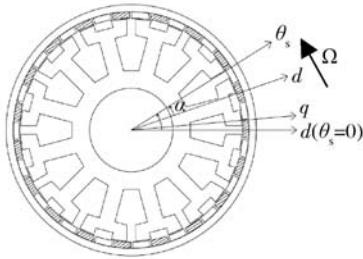


图 1 分裂齿游标电机基本结构示意图

当定子绕组按产生  $P_s$  对极磁场分布时, 通入电角频率为  $\omega$  的对称三相电流, 产生的  $P_s$  次磁动势可表示为

$$F_{s \perp P_s}(\theta_s, t) = F_{s \perp P_s} \cos(\omega t + P_s \theta_s + \varphi_0) \quad (1)$$

式中,  $F_{s \perp P_s}$  为  $P_s$  次磁动势分量幅值,  $\theta_s$  为定子侧机械位置角, 其初始位置定义为 A 相相轴所在位置,  $\varphi_0$  为初始相位。

定子开设分裂齿槽后分裂小齿后, 定子侧  $\theta_s$  处气隙磁导可表示为

$$\lambda(\theta_s) = \lambda_0 - \lambda_1 \cos(Z\theta_s) \quad (2)$$

式中,  $\lambda_0 > 0$  为基波磁导,  $\lambda_1 > 0$  为一次磁导,  $Z$  为分裂齿游标电机分裂小齿的总数。

则电枢磁场主磁动势经过气隙磁导的调制作用后, 得到气隙磁密表达式如下:

$$\begin{aligned} e_{ph}(t) = -\frac{d\psi}{dt} = -Nk_{\omega P_s} \int B(\theta_s) \cdot S d\theta_s = Nk_{\omega P_s} S F_{cl} \Omega \cdot \left[ \lambda_0 \sin\left(\frac{P_R \pi}{P_S} \frac{\pi}{2}\right) \sin\left(P_R \Omega t - \frac{P_R \pi}{2 P_S} \pi\right) + \right. \\ \left. \lambda_1 \frac{P_R}{2(Z+P_R)} \sin\left(\frac{Z+P_R}{P_S} \frac{\pi}{2}\right) \sin\left(P_R \Omega t - \frac{Z+P_R}{2 P_S} \pi\right) + \lambda_1 \frac{P_R}{2(Z-P_R)} \sin\left(\frac{Z-P_R}{P_S} \frac{\pi}{2}\right) \sin\left(P_R \Omega t + \frac{Z-P_R}{2 P_S} \pi\right) \right] \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} B_s(x) = \lambda_0 F_{s \perp P_s} \cos(P_s \theta_s + \omega t + \varphi_0) - \\ \frac{1}{2} \lambda_1 F_{s \perp P_s} \cos\left((Z-P_s)\left(\theta_s - \frac{\omega t}{Z-P_s}\right) - \varphi_0\right) - \\ \frac{1}{2} \lambda_1 F_{s \perp P_s} \cos\left((Z+P_s)\left(\theta_s + \frac{\omega t}{Z+P_s}\right) + \varphi_0\right) \end{aligned} \quad (3)$$

电机运行时, 只有极对数相同的磁场才会相互作用产生转矩。此时, 转子极对数可有以下三种选择:  $P_s$ ,  $Z+P_s$ ,  $Z-P_s$ 。

当满足  $P_R = P_s$  时, 就和传统永磁同步电机一致, 转子为多极结构时, 为了实现较大的绕组系数, 定子则需加工成多槽结构, 一方面增大了加工难度, 一方面则是影响电机散热性能。

为了实现更大的输出转矩, 区别于传统永磁同步电机, 游标电机定子极对数应与调制后产生的频率差分量相等, 即满足:

$$P_s = Z - P_R \quad (4)$$

记转子旋转机械角速度为  $\Omega$ , 则由转子励磁磁场产生的气隙磁密可表示为

$$\begin{aligned} B(\theta_s) = \lambda_0 F_{cl} \cos(P_R \theta_s - P_R \Omega t) - \\ \frac{1}{2} F_{cl} \lambda_1 \cos\left((Z+P_R)\left(\theta_s - \frac{P_R \Omega}{Z+P_R} t\right)\right) - \\ \frac{1}{2} F_{cl} \lambda_1 \cos\left((Z-P_R)\left(\theta_s + \frac{P_R \Omega}{Z-P_R} t\right)\right) \end{aligned} \quad (5)$$

式中,  $F_{cl}$  为转子主磁动势的幅值。

此时, 考虑电枢磁场与励磁磁场产生的极对数相同的磁场, 有  $P_s$  和  $P_R$  次, 根据式(3)和式(5), 可得到两种磁场的相位关系如图 2 所示。

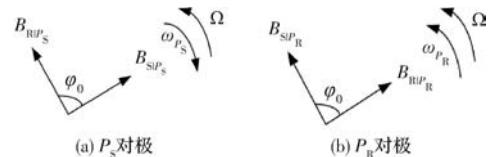


图 2 两种空间极对数磁场相位图

可以发现, 对于  $P_s$  对极磁场和  $P_R$  对极磁场, 二者极对数不同, 转向不同, 但其对应的电角频率相同, 且在各自旋转方向上, 电枢磁场均超前励磁磁场一个相同的电角度  $\varphi_0$ , 二者均产生恒定有效转矩, 且相互叠加, 从而提高电机的输出转矩。

### 1.2 游标电机数学模型

根据式(3), 可求得游标电机的相空载反电势为

式中,  $N$  为一相线圈绕组匝数,  $S$  为有效面积,  $k_{\omega P_s}$  为绕组系数。

空载反电势由三项组成: 第一项磁导为  $\lambda_0$ , 即未经过调制的分量, 电角频率为  $P_R \Omega$ , 初始相位为  $-\frac{P_R}{2P_s}\pi$ , 是传统永磁同步电机中所包含的反电势; 后两项磁导为  $\lambda_1$ , 即调制产生的分量, 分别为频率和分量和频率差分量, 初始相位分别为  $-\frac{Z+P_R}{2P_s}\pi$  和  $+\frac{Z-P_R}{2P_s}\pi$ , 在此基础上乘上对应的放大系数  $\frac{P_R}{2(Z+P_R)}$  和  $\frac{P_R}{2(Z-P_R)}$ , 电角频率均为  $P_R \Omega$ , 是磁场调制永磁电机所特有的分量。

对绕组侧而言, 由于各谐波磁场电角频率相同, 其作用产生的空载反电势频率也相同, 但区别于传统永磁同步电机, 空载反电势中含有未调制分量及调制分量, 且相位上存在差异。控制时, 则需根据合成反电势确定电流相位, 而不能仅根据传统永磁同步电机对应的未调制分量确定电流相位。

根据前述分析, 可建立表贴式游标电机静止两相坐标系下的数学模型如下:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_\alpha = -\frac{R_s}{L_d} i_\alpha + \frac{1}{L_d} u_\alpha - \frac{1}{L_d} e'_\alpha \\ \frac{d}{dt} i_\beta = -\frac{R_s}{L_d} i_\beta + \frac{1}{L_d} u_\beta - \frac{1}{L_d} e'_\beta \end{cases} \quad (7)$$

式中,  $i_\alpha$ ,  $i_\beta$  为定子电流,  $u_\alpha$ ,  $u_\beta$  为定子电压,  $R_s$  为定子电阻,  $L_d$  为定子电感,  $e'_\alpha$ ,  $e'_\beta$  为合成扩展反电势, 可表示为

$$\begin{cases} e'_\alpha = -\omega_e \psi_f \sin(\theta_e) \\ e'_\beta = -\omega_e \psi_f \cos(\theta_e) \end{cases} \quad (8)$$

式中,  $\psi_f$  为永磁体磁链,  $\theta_e$  为转子位置角度,  $\omega_e$  为电转速。

合成反电势中包含有转子的位置信息, 故可根据反电势法获得转子的位置信息。目前基于反电势的无位置控制策略, 应用较多的滑模算法, 而传统滑模算法无法避免在滑模面附近因控制率高频切换带来的抖振问题, 且需引进低通滤波器进行相位补偿, 当多极结构的游标电机低速运行时, 可能会引进较大的补偿误差, 影响观测精度<sup>[13-15]</sup>。

为了降低系统抖振的影响, 且避免引入低通滤波器, 提高系统观测精度, 本文引入超螺旋算法建立滑模观测器, 并根据游标电机的实际应用, 对超螺旋算法提出改进, 提出基于改进超螺旋滑模观测器的无位置控制策略, 实现游标电机的无位置控制,

保证了其运行时的稳态和动态性能。

## 2 改进超螺旋滑模观测器设计

### 2.1 超螺旋算法基本原理

超螺旋算法是一种系统相对阶为 1 时可直接采用的二阶滑模算法<sup>[16]</sup>, 基本形式如式(9)所示:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \hat{x}_1 = -k_1 |x_1 - \hat{x}_1|^{1/2} \operatorname{sgn}(x_1 - \hat{x}_1) + \hat{x}_2 + \rho_1 \\ \frac{d}{dt} \hat{x}_2 = -k_2 \operatorname{sgn}(x_1 - \hat{x}_1) + \rho_2 \end{cases} \quad (9)$$

式中,  $x_1$ ,  $x_2$  为状态变量,  $\hat{x}_1$ ,  $\hat{x}_2$  为状态变量观测值,  $k_1$ ,  $k_2$  为滑模增益,  $\rho_1$ ,  $\rho_2$  为扰动项。

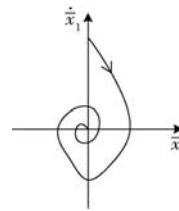


图 3 超螺旋算法相平面轨迹图

采用超螺旋算法控制过程中, 当满足参数  $k_1 > 0$ ,  $k_2 > 0$  时, 只需要知道滑模变量的信息, 不需要知道其导数的具体值, 就可以实现滑模变量及其导数有限时间内同时到达零点, 其轨迹如图 3 所示<sup>[17]</sup>。同时, 超螺旋滑模算法的控制率是连续的, 不需要引入新的控制量, 就可避免传统滑模的高频抖振问题, 故将其应用于永磁游标电机的观测器设计之中, 实现观测精度的提高。

### 2.2 改进超螺旋滑模观测器原理

根据状态方程(7), 构建永磁游标电机的滑模观测器方程为

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \hat{i}_\alpha = -\frac{R_s}{L_d} \hat{i}_\alpha + \frac{1}{L_d} u_\alpha - \frac{1}{L_d} v_\alpha \\ \frac{d}{dt} \hat{i}_\beta = -\frac{R_s}{L_d} \hat{i}_\beta + \frac{1}{L_d} u_\beta - \frac{1}{L_d} v_\beta \end{cases} \quad (10)$$

式中,  $\hat{i}_\alpha$ ,  $\hat{i}_\beta$  为观测电流,  $v_\alpha$ ,  $v_\beta$  为滑模控制率。

由式(10)-式(8)可得电流误差方程为

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \bar{i}_\alpha = -\frac{R_s}{L_d} \bar{i}_\alpha + \frac{1}{L_d} (e'_\alpha - v_\alpha) \\ \frac{d}{dt} \bar{i}_\beta = -\frac{R_s}{L_d} \bar{i}_\beta + \frac{1}{L_d} (e'_\beta - v_\beta) \end{cases} \quad (11)$$

式中,  $\bar{i}_\alpha = \hat{i}_\alpha - i_\alpha$ ,  $\bar{i}_\beta = \hat{i}_\beta - i_\beta$  为电流观测器误差。

定义滑模面为

$$\begin{cases} \dot{\bar{i}}_\alpha = \hat{i}_\alpha - \bar{i}_\alpha = 0 \\ \dot{\bar{i}}_\beta = \hat{i}_\beta - \bar{i}_\beta = 0 \end{cases} \quad (12)$$

根据式(9), 建立滑模控制率为

$$\begin{cases} v_\alpha = k_1 |\bar{i}_\alpha|^{1/2} \operatorname{sgn}(\bar{i}_\alpha) + \int k_2 \operatorname{sgn}(\bar{i}_\alpha) dt \\ v_\beta = k_2 |\bar{i}_\beta|^{1/2} \operatorname{sgn}(\bar{i}_\beta) + \int k_2 \operatorname{sgn}(\bar{i}_\beta) dt \end{cases} \quad (13)$$

则对应的扰动项可表示为:

$$\begin{cases} \rho_\alpha = -\frac{R_s}{L_d} \bar{i}_\alpha + \frac{1}{L_d} e'_\alpha \\ \rho_\beta = -\frac{R_s}{L_d} \bar{i}_\beta + \frac{1}{L_d} e'_\beta \end{cases} \quad (14)$$

结合式(11), 当状态变量及其导数同时到达零点, 即满足  $\frac{d}{dt}\bar{i}_\alpha = \bar{i}_\alpha = 0$ ,  $\frac{d}{dt}\bar{i}_\beta = \bar{i}_\beta = 0$  时, 对应的等效反电势观测值为

$$\begin{cases} e_\alpha = v_{\alpha eq} = k_1 |\bar{i}_\alpha|^{1/2} \operatorname{sgn}(\bar{i}_\alpha) + \int k_2 \operatorname{sgn}(\bar{i}_\alpha) dt \\ e_\beta = v_{\beta eq} = k_2 |\bar{i}_\beta|^{1/2} \operatorname{sgn}(\bar{i}_\beta) + \int k_2 \operatorname{sgn}(\bar{i}_\beta) dt \end{cases} \quad (15)$$

根据式(15), 观测反电势此时由两项组成, 一部分为不连续符号函数  $k_1 |\bar{i}_\alpha|^{1/2} \operatorname{sgn}(\bar{i}_\alpha)$ , 一部分为状态变量积分项  $\int k_2 \operatorname{sgn}(\bar{i}_\alpha) dt$ , 当电流观测值趋近于滑模面时, 即  $\bar{i}_\alpha \rightarrow 0$  时, 对于前一项, 满足

$$\lim_{\bar{i}_\alpha \rightarrow 0^+} k_1 |\bar{i}_\alpha|^{1/2} \operatorname{sgn}(\bar{i}_\alpha) = 0$$

$$\lim_{\bar{i}_\alpha \rightarrow 0^-} k_1 |\bar{i}_\alpha|^{1/2} \operatorname{sgn}(\bar{i}_\alpha) = 0 \quad (16)$$

对于后一项, 因为引入了积分符号, 则其必为连续函数。

因此, 当状态变量达到滑模面附近, 即观测电流逼近实际电流时, 系统观测得到的等效反电势必为连续值, 而非传统滑模得到的高频抖振的信号, 故可略去低通滤波器, 避免了相位补偿而引起的角度误差。

实际系统中, 电流受到系统采样噪声的影响, 很难完全到达滑模面, 此时不连续时间导数项不为0, 控制信号仍含有高频符号函数, 其值大小与电流误差值相关, 会在积分项附近产生小幅高频抖动, 轻载时采样噪声影响更为明显, 抖动幅值会更大。为了进一步优化, 降低抖振的影响, 本文以一种连续函数代替符号函数, 其表达式如下:

$$\operatorname{sig}(x) = \frac{2}{1 + e^{-\alpha x}} - 1 \quad (17)$$

其中,  $a$  为函数系数, 决定了曲线的形态, 使得函数在滑模面附近更具有连续性, 可以有效减小抖振。其曲线如图 5 所示。

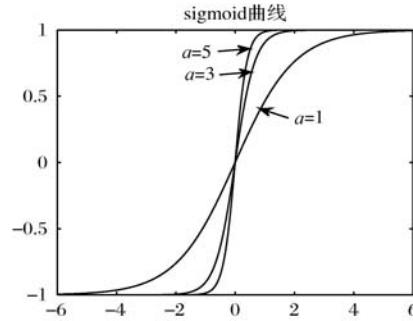


图 4 Sigmoid 曲线关于参数  $a$  形态

此时, 改进后的滑模控制率为

$$\begin{cases} v_\alpha = k_1 |\bar{i}_\alpha|^{1/2} \left( \frac{2}{1 + e^{-a\bar{i}_\alpha}} - 1 \right) + \int k_2 \left( \frac{2}{1 + e^{-a\bar{i}_\alpha}} - 1 \right) dt \\ v_\beta = k_2 |\bar{i}_\beta|^{1/2} \left( \frac{2}{1 + e^{-a\bar{i}_\beta}} - 1 \right) + \int k_2 \left( \frac{2}{1 + e^{-a\bar{i}_\beta}} - 1 \right) dt \end{cases} \quad (18)$$

### 3 仿真及实验结果

为了验证所提出的改进超螺旋滑模观测器在游标电机运行控制中的有效性, 对一台 12/10 极结构的分裂齿游标电机系统, 进行仿真和实验验证。电机的实物图如图 5 所示, 参数如表 1 所示

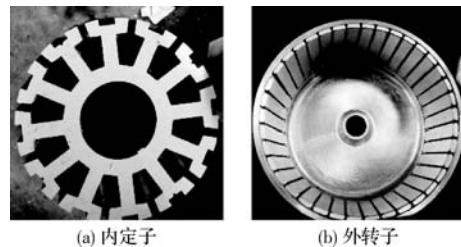


图 5 实物样机

表 1 游标电机参数

参数	参数值
定子极对数	5
转子极对数	19
直流母线电压/V	12
定子电阻/ $\Omega$	0.25
交直轴电感/mH	2.5
转子磁链/Wb	0.0475
额定转速/(r/min)	30
额定转矩/Nm	2

结合改进超螺旋滑模观测器, 基于其观测角度和速度, 采用矢量控制, 控制框图如图 6 所示。

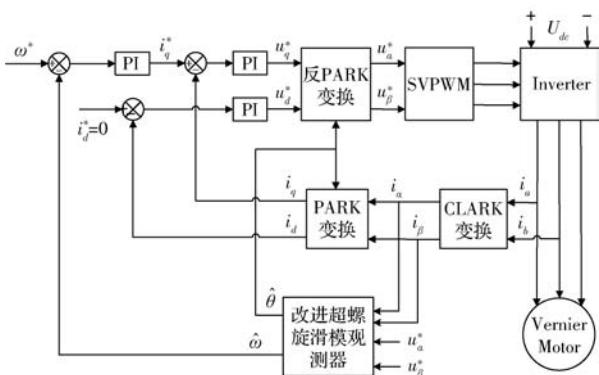


图 6 系统控制框图

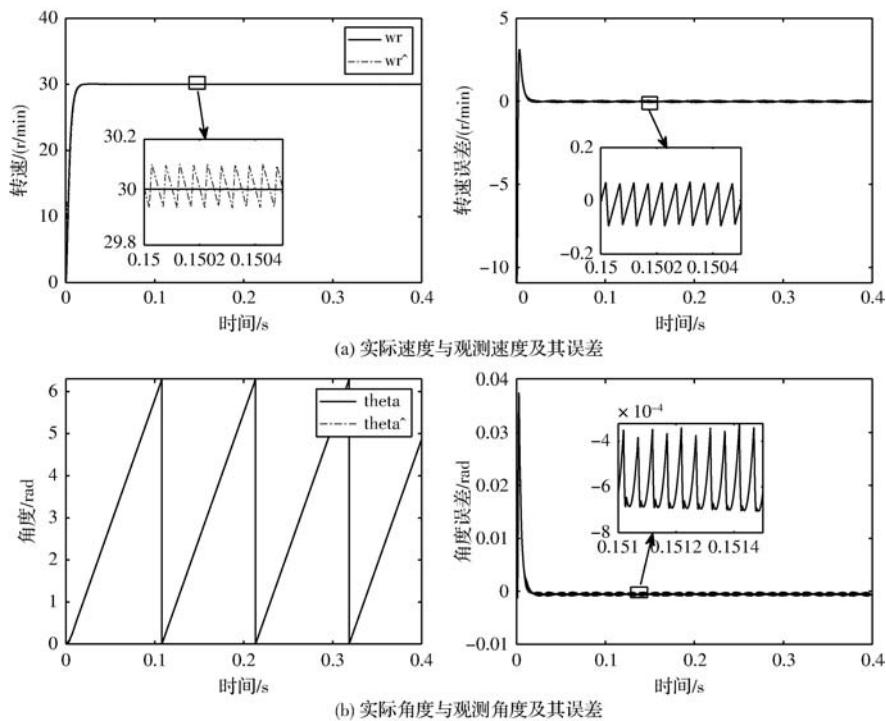


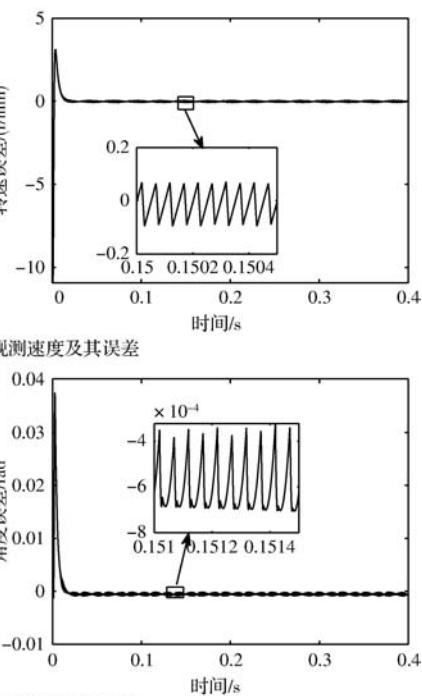
图 7 稳态下观测器仿真结果

再以起始给定转速 20 r/min, 0.1 s 突增至 30 r/min, 0.2 s 突降至 20 r/min, 得到动态变化结果如图 8 所示。当转速发生突变时, 观测器观测速度会有突变, 与实际速度存在误差, 但会在极短时间内(0.01 s)重新跟随实际转速; 角度上, 转速突变时, 观测角度可以很好跟随实际角度值, 最大存在 0.03 rad 的角度误差, 基本可忽略。可见基于改进超螺旋滑模观测器的无位置控制策略的有效性与观测的准确性。

最后给定转速 30 r/min, 0.5 s 时突增 2 Nm 负载, 0.25 s 时突减 2 Nm 负载, 得到转速动变化结果如图 9 所示。突加、突减负载时, 转速会产生小幅震荡, 最大时有 1.5 r/min 的抖动, 之后逐渐减小, 能够经过较短时间内重新恢复至稳态。

### 3.1 仿真结果

给定转速 30 r/min, 得到稳态运行时速度, 角度的观测值与实际值及其误差波形如图 7 所示。稳态时, 改进超螺旋滑模观测器观测得到的速度与角度与电机实际速度和角度基本一致, 速度误差维持在  $\pm 0.1$  r/min 内, 角度误差基本保持在 0.001 rad 之内, 可见稳态时, 改进超螺旋滑模观测器有较高的观测精度。



### 3.2 实验结果

实验平台选择以 ST(意法半导体)公司的 STM32G431RBT6 为主控芯片, 采样频率为 10 kHz, 得到各测试结果如下。

给定转速 30 r/min, 得到电机空载和带载 2 N·m 时的稳态速度电流波形如图 10 所示。稳态时, 三相电流保持较好的正弦形, 观测速度与给定转速基本一致, 观测速度在给定转速上下有约  $\pm 2$  r/min 的波动, 相比仿真结果而言, 波动有增大, 一方面是受到采样噪声的影响, 一方面是计算频率相比仿真会增长, 系统很难完全到达滑模面, 仍会产生轻微抖动。

再以给定 20 r/min 转速, 突加至 30 r/min, 再突减至 20 r/min, 观察给定转速突变时的动态响应,

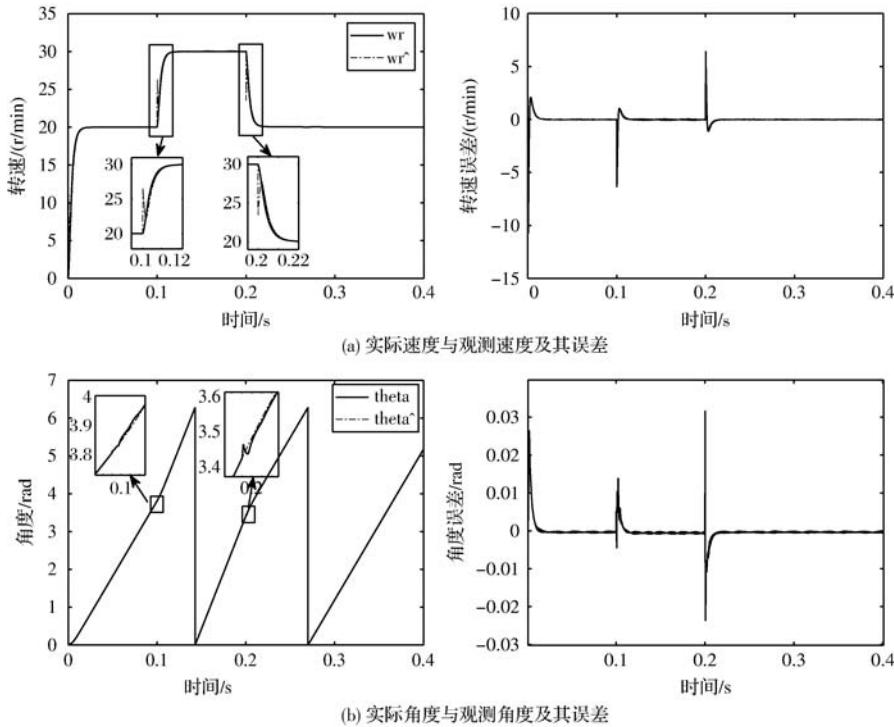


图 8 动态观测器仿真结果

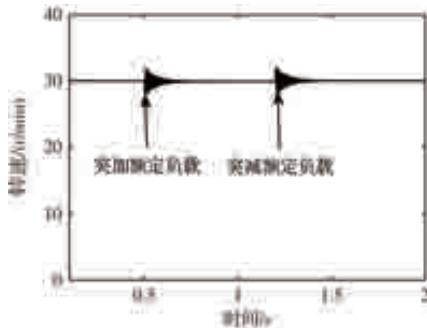


图 9 加减载动态仿真结果

结果如图 11 所示。转速突变时，此时采用改进超螺旋滑模观测器的无位置控制策略下，系统速度可以较好跟随给定转速变化，低速状况下，转速响应时间约为 0.5 s，稳定后仍保持约  $\pm 2$  r/min 的转速波动。

电机突加、突减额定负载时的转速与电流波形如图 12 所示。突加额定负载时，转速约有 5 r/min 的降落，之后逐渐调整回额定转速；突减额定负载时，转速约有 8 r/min 的突增，之后逐渐降落，恢复至稳态运行。应用改进超螺旋滑模观测器，电机可以较好适应负载变化，不会造成较大的速度突变，基本在给定转速附近小范围变化，保证了游标电机在加减载时的稳定运行。

由上述仿真和实验结果表明，采用改进超螺旋滑模观测器，可以有效实现永磁游标电机的无位置控制，并且能够减少系统抖振，且避免了低通滤波

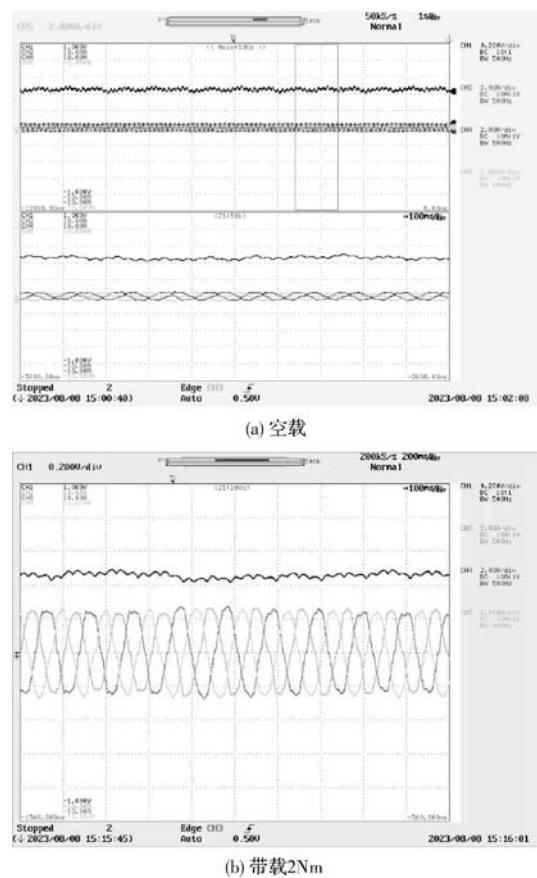


图 10 稳态时速度与三相电流

器的引入，保证了观测器较高的观测精度，在此无位置策略控制下，游标电机具有较好的稳态和动态性能。

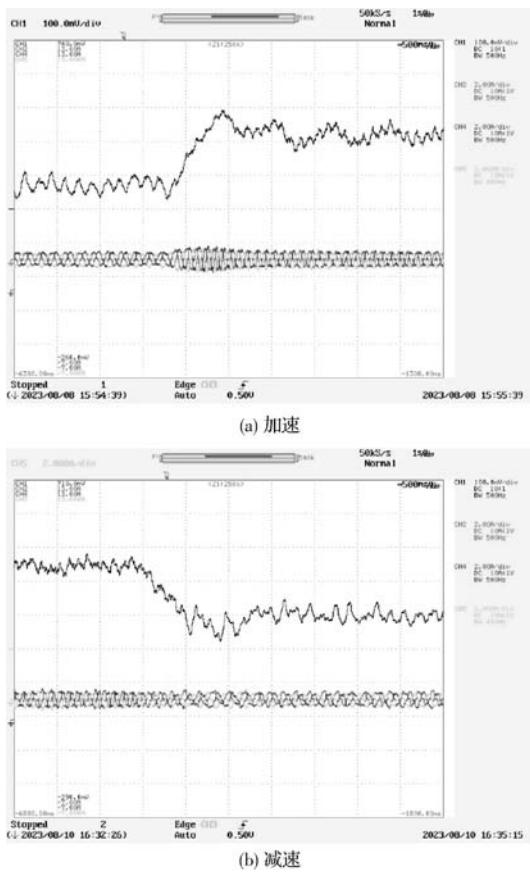


图 11 转速突变,速度变化波形

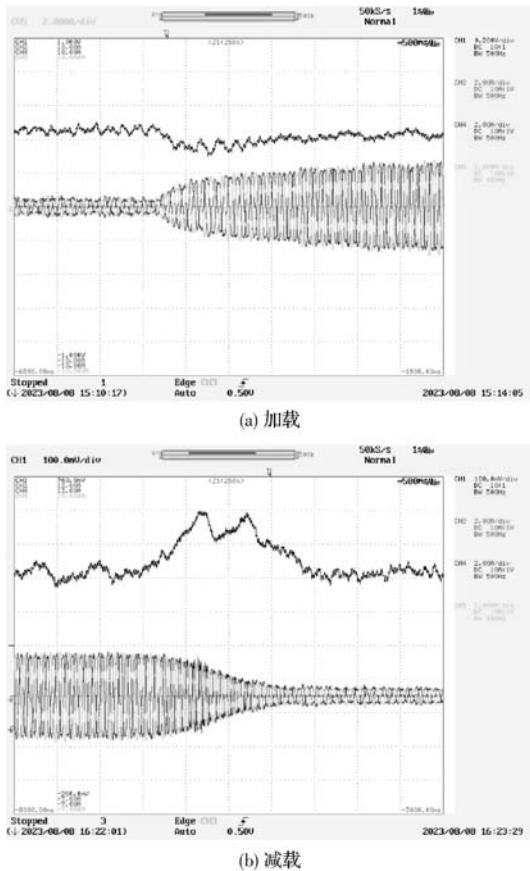


图 12 加减载时,转速与三相电流波形

## 4 结语

本文对游标电机运行原理进行了分析,指出其经过调制产生的多种空间谐波产生空载反电势电角频率相同,但相位之间存在差异,控制上需根据合成反电势进行控制。在此基础上,对游标电机无位置控制策略进行了研究,采用基于改进超螺旋滑模观测器的控制策略,并通过仿真与实验验证了该控制策略对于游标电机的适用性与有效性,在该无位置控制策略下,游标电机低速运行时具有较好的稳定性和动态性能。

## 参考文献

- [1] 俞东. 永磁游标轮毂电机的设计与研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2019.
- [2] 王远皓. 电动汽车轮毂电机用磁场调制永磁游标电机设计与研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2018.
- [3] 徐玉婷. 四足机器人用关节电机设计与分析[D]. 杭州: 浙江大学, 2020.
- [4] Toba A, Lipo T A. Novel Dual-Excitation Permanent Magnet Vernier Machine[C]. Phoenix, USA: Proceedings of the Conference Record of IEEE Industry Applications Conference, 34th IAS Annual Meeting, 1999: 2539-2544
- [5] 林鹤云, 张洋, 阳辉, 等. 永磁游标电机的研究现状与最新进展[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(18): 5021-5034, 5127.
- [6] 黄灵通. 基于矢量控制的永磁游标电机驱动系统的容错控制研究[D]. 镇江: 江苏大学, 2018.
- [7] Jinghua Ji, Yang Jiang, Wenxiang Zhao, et al. Sensorless Control of Linear Permanent-Magnet Motor Based on Improved Mover Flux Observer[J]. IEEE Transaction on Power Electronics, 2020, 35(4): 3869-3877.
- [8] 许博文. 新型磁场调制电机的设计与优化[D]. 杭州: 浙江大学, 2022.
- [9] Tianjie Zou, Xun Han, Dong Jiang, et al. Inductance Evaluation and Sensorless Control of a Concentrated Winding PM Vernier Machine[J]. IEEE Transaction on Industry Applications, 2018, 54(3): 2175-2184.
- [10] Tianjie Zou, Xun Han, Dong Jiang, et al. Modeling and Sensorless Control of an Advanced Concentrated Winding Vernier PM Machine[C]. XXII International Conference on Electrical Machines IEEE, 2016.
- [11] 蒋阳, 吉敬华, 赵文祥, 等. 基于新型抗低频扰动反电势观测器的直线永磁游标电机无位置控制[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(S1): 243-248, 257.
- [12] 余轲. 永磁游标电机的无位置传感器控制系统研究[D]. 南京: 东南大学, 2021.
- [13] 黄雷, 赵光宙, 年珩. 基于扩展反电势估算的内插式永磁同步电动机无传感器控制[J]. 中国电机工程学报, 2007(9): 59-63.

(下转第 40 页)

# 基于 DFFRLS 的 PMSM 自校正 PI 速度控制策略研究

邹敬业<sup>1</sup>, 赵世伟<sup>1</sup>, 陈志峰<sup>2</sup>

(1. 华南理工大学 电力学院, 广州 510640;  
2. 广州城市理工学院 电气工程学院, 广州 510800)

**摘要:** 基于惯量辨识的永磁同步电机自校正 PI 速度控制具有良好的抗负载扰动性能, 但受到惯量辨识过程存在抖动的影响转速响应会产生高频振荡。为抑制高频振荡, 提出一种基于动态遗忘因子递推最小二乘法惯量辨识的自校正 PI 控制策略。首先, 构造指数函数形式的动态遗忘因子, 分析其跟随辨识误差变化的规律并用于转动惯量辨识。然后, 采用“振荡指标法”设计 PI 参数整定公式, 并结合 DFFRLS 惯量辨识过程进行自校正 PI 控制。仿真和实验结果表明: 改进的 DFFRLS 有效减小了辨识惯量的抖动幅度; 所提 ST-PIC 调速控制策略在保证转速高性能响应的同时有效抑制了高频振荡。

**关键词:** 永磁同步电机; 自校正 PI 控制; 惯量辨识; 递推最小二乘法; 动态遗忘因子

中图分类号: TM341; TM351; TP273 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2024)02-0025-06

## Self-tuning PI Speed Control Based on Dynamic Forgetting Factor Recursive Least Squares Method for PMSM

ZOU Jingye<sup>1</sup>, ZHAO Shiwei<sup>1</sup>, CHEN Zhifeng<sup>2</sup>

(1. School of Electric Power, South China University of Technology, Guangzhou 510641, China;  
2. Guangzhou City University of Technology, Guangzhou 510800, China)

**Abstract:** The self-tuning PI speed control of permanent magnet synchronous motor based on inertia identification had good anti load disturbance performance, but the speed response would generate high-frequency oscillation due to the influence of jitter in the inertia identification process. To suppress high-frequency oscillations, a self-tuning PI control strategy based on dynamic forgetting factor recursive least squares inertia identification was proposed. Firstly, constructed a dynamic forgetting factor in the form of an exponential function, analyzed its law of following the variation of identification error, and used it for moment of inertia identification. Then, the “oscillation index method” was used to design the PI parameter tuning formula, and self-tuning PI control was carried out in conjunction with the DFFRLS inertia identification process. The simulation and experimental results show that the improved DFFRLS effectively reduces the jitter amplitude of the identification inertia; the proposed ST-PIC speed control strategy effectively suppresses high-frequency oscillations while ensuring high-performance speed response.

**Key words:** permanent magnet synchronous motor; self-tuning PI control; inertia identification; recursive least squares method; dynamic forgetting factor

## 0 引言

永磁同步电机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 双闭环调速控制系统中, 速度环 PI 参数的整定影响着控制器的动静态特性和抗干扰能

力<sup>[1-2]</sup>。在长时间和变负载等运行工况下, 系统惯量摄动将导致原来的 PI 参数与实际控制系统不匹配, 造成控制性能变差<sup>[3]</sup>。采用自校正 PI 控制 (Self-tuning PI Control, ST-PIC) 能够实现 PI 参数随惯量变化而自整定, 同时还可以避免惯量辨识前控

收稿日期: 2023-08-25

基金项目: 广东省自然科学基金(2018A0303130221)

作者简介: 邹敬业(1997), 男, 硕士研究生, 研究方向为电机驱动控制。

赵世伟(1977), 男, 博士, 副教授, 研究方向为电机设计及其驱动控制、直流微网控制。

陈志峰(1976), 男, 硕士, 高级工程师, 研究方向为继电保护运行及整定研究。

制器参数盲调的问题<sup>[4]</sup>。因此,结合惯量辨识过程进行自校正 PI 速度控制,对提高 PMSM 调速控制性能具有重要的研究意义。

速度环自校正 PI 控制器主要由 PI 调节器参数设计和转动惯量在线辨识两部分组成,其中惯量在线辨识过程影响着参数整定效果,故对辨识算法的收敛速度、稳态抖动幅度和辨识精度要求较高<sup>[5-6]</sup>。遗忘因子递推最小二乘法(Forgetting Factor Recursive Least Square, FFRRLS)具有结构简单、识别精度高和收敛速度快等特点,适用于 PMSM 自校正控制<sup>[7-9]</sup>。文献[10]为提高伺服系统速度控制性能,将 FFRRLS 惯量辨识过程用于极点配置加权最小方差控制的参数自校正中。该方法有效改善了系统的动态响应性能,但受到惯量辨识抖动幅度较大的影响,稳态时转速响应存在高频振荡的问题。为优化 FFRRLS 参数辨识的效果,文献[11]提出引入开关控制器,即当辨识过程有扰动发生时通过重置辨识器的参数来提高辨识算法的性能。该算法虽能减小抖动,但形式较为复杂且开关控制器阈值的确定较困难。文献[12]采用变结构函数形式构造可变遗忘因子,即根据辨识误差大小选择不同的遗忘因子并用于参数辨识中,有效加快了算法的收敛速度和辨识精度,但存在误差判断过程较繁琐导致遗忘因子选择较困难的问题。文献[13]提出采用动态遗忘因子递推最小二乘法(Dynamic Forgetting Factor Recursive Least Square, DFFRLS),将遗忘因子函数化成分数形式,实现了遗忘因子跟随辨识误差的改变进行调节。该方法虽能增强参数辨识过程的稳定性,但由于分数形式遗忘因子在辨识误差较大时的变化速度较快,导致参数辨识抖动减小的同时辨识速度减慢。通过上述文献分析,为使惯量辨识过程更适用于自校正控制中,需进一步优化惯量辨识算法。

为优化惯量辨识过程,进而改善上述自校正控制中转速响应存在的高频振荡现象。本文构造指数函数形式的动态遗忘因子并应用于转动惯量辨识中,设计自校正 PI 控制器并根据实时惯量辨识结果对 PI 参数进行校正。最后,通过仿真和实验对所提辨识算法和控制策略的有效性进行验证。

## 1 PMSM 转动惯量辨识

### 1.1 FFRRLS 辨识算法

在时变参数系统中,输入输出信号与时变待辨识参数模型关系如下

$$y(k) = \boldsymbol{\varphi}^T(k) \hat{\boldsymbol{\theta}}(k) \quad (1)$$

式中,  $\hat{\boldsymbol{\theta}}(k) \in R^n$  为系统时变参数向量,即待辨识参数;  $\boldsymbol{\varphi}(k) \in R^n$  为系统输入信号的组合;  $y(k) \in R^1$  为系统输出。

对于形如式(1)的系统,其 FFRRLS 辨识算法为

$$\begin{cases} \hat{\boldsymbol{\theta}}(k) = \hat{\boldsymbol{\theta}}(k-1) + \mathbf{K}(k)[y(k) - \boldsymbol{\varphi}^T(k) \hat{\boldsymbol{\theta}}(k-1)] \\ \mathbf{K}(k) = \frac{\mathbf{P}(k-1) \boldsymbol{\varphi}(k)}{\lambda + \boldsymbol{\varphi}^T(k) \mathbf{P}(k-1) \boldsymbol{\varphi}(k)} \\ \mathbf{P}(k) = \frac{1}{\lambda} [I - \mathbf{K}(k) \boldsymbol{\varphi}^T(k)] \mathbf{P}(k-1) \end{cases} \quad (2)$$

式中,  $\mathbf{P}(k)$  为协方差矩阵,  $\mathbf{K}(k)$  为修正矩阵,  $\lambda$  为遗忘因子,一般取  $0.9 \leq \lambda \leq 1$ 。

在最小二乘递推公式工作初期,需对  $\mathbf{P}(0)$  和  $\boldsymbol{\theta}(0)$  进行赋初值,直接令:

$$\begin{cases} \mathbf{P}(0) = \mu I \\ \boldsymbol{\theta}(0) = \boldsymbol{\eta} \end{cases} \quad (3)$$

式中,  $\mu$  为充分大的正实数,一般取  $10^4 \sim 10^6$ ;  $I$  为单位矩阵;  $\boldsymbol{\eta}$  为零向量或充分小的正实向量。

FFRRLS 辨识算法中的  $\lambda$  为固定值,此时辨识过程的跟踪能力和结果的稳定性之间相互矛盾,即当  $\lambda$  较大时,辨识结果抖动幅度较小但收敛速度慢;而当  $\lambda$  较小时,收敛速度加快但抖动幅度较大。

### 1.2 指数型动态遗忘因子

为克服带固定遗忘因子参数辨识时收敛速度和抖动幅度相矛盾的问题,要求遗忘因子能跟随实际辨识误差大小进行调整。文献[13]提出的分数形式动态遗忘因子如:

$$\lambda_1(k) = \alpha + \frac{(1-\alpha)}{1 + \gamma \cdot \varepsilon(k)} \quad (4)$$

本文构造指数形式动态遗忘因子函数如:

$$\lambda_2(k) = \alpha + (1-\alpha) \cdot e^{-\gamma \cdot \varepsilon(k)} \quad (5)$$

式中,  $\varepsilon(k)$  为  $k$  时刻的参数辨识误差,  $\alpha$  为动态遗忘因子的可调参数,  $\gamma$  为误差放大系数,且有  $1 > \alpha > 0$ ,  $\gamma > 0$ ,  $\varepsilon(k) = |y(k) - \boldsymbol{\varphi}^T(k) \hat{\boldsymbol{\theta}}(k-1)|$ 。

式(4)和式(5)中,在辨识初期即  $\varepsilon(k)$  较大时遗忘因子大小主要由  $\alpha$  决定;当  $\varepsilon(k)$  较小时  $\lambda$  的大小主要由加号右边部分决定,因此均能实现  $\lambda(k)$  跟随  $\varepsilon(k)$  的变化而实时调整的功能。通过对比可知,  $\lambda_1(k)$  对于  $\varepsilon(k)$  的变化更敏感,即当  $\varepsilon(k) \neq 0$  且其余条件相同时  $\lambda_1(k)$  会提前增大且速度较快。 $\lambda_2(k)$  则能取更小的遗忘因子,保证辨识算法具有更强的跟踪能力,收敛速度更快。当  $\varepsilon(k)$  逐渐趋于 0 时,  $\lambda_1(k)$  和  $\lambda_2(k)$  均逐渐趋于 1,能够保证辨识结果的稳定性。

为验证所提指数形式动态遗忘因子计算公式的有效性, 在估计误差为  $\varepsilon(k) \in [0, 1]$  时, 选取误差放大系数  $\gamma = 10$ ,  $\alpha = 0.1$  时进行函数对比分析。

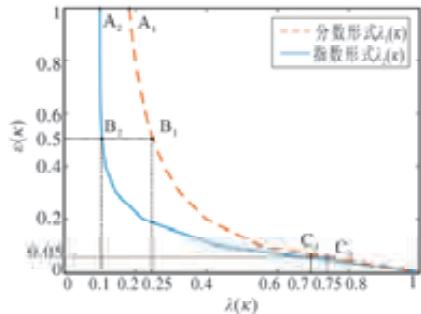


图 1 动态遗忘因子函数对比图

图 1 中随着辨识误差绝对值  $\varepsilon(k)$  减小,  $\lambda(k)$  将逐渐收敛到 1。当  $\varepsilon(k) = 1$  时,  $\lambda_2(k)$  能取到  $\alpha$  值, 且在  $\varepsilon(k)$  减小至 50% 的过程中均能保持该值, 如点 A 和 B。当  $\varepsilon(k)$  减小至 0 时,  $\lambda_1(k)$  和  $\lambda_2(k)$  均逐渐增大, 且有  $\lambda_2(k) < \lambda_1(k)$ 。由此可得, 相较于  $\lambda_1(k)$ ,  $\lambda_2(k)$  可以避免因  $\lambda$  值提前增大导致跟踪能力提前下降的问题; 并且当误差存在时,  $\lambda_2(k)$  能得到较小的  $\lambda$  值, 保证辨识算法具有较强的跟踪能力。

### 1.3 DFFRLS 转动惯量辨识

结合式(5)动态遗忘因子函数和式(2) FFRLS 辨识算法进行 PMSM 惯量辨识。

表贴式永磁同步电机在  $dq$  轴坐标系下的转矩方程为

$$T_e = \frac{3}{2} p_n \psi_f i_q \quad (6)$$

机械运动方程为

$$T_e - T_L - B\omega_m = J \frac{d\omega_m}{dt} \quad (7)$$

式中,  $i_q$  为  $q$  轴电流;  $\psi_f$  为永磁体磁链;  $p_n$  为极对数;  $\omega_m$  为机械角速度;  $J$  为转动惯量;  $B$  为粘滞摩擦系数;  $T_e$  为电磁转矩;  $T_L$  为负载转矩。

将式(7)进行拉氏变换后得到传递函数为

$$H(s) = \frac{y(s)}{u(s)} = \frac{1/J}{s + B/J} \quad (8)$$

其中输出值  $y(s) = \omega_m(s)$ , 输入值  $u(s) = T_e(s) - T_L(s)$ 。

双线性变换离散化处理后得

$$H(z) = \frac{T_s(z^{-1} + 1)}{BT_s(z^{-1} + 1) + 2J(1 - z^{-1})} \quad (9)$$

式中  $T_s$  为采样周期。

由于系统离散周期较小, 认为负载转矩在前后两个周期内的值保持不变。整理得  $k$  时刻的运动方

程差分形式为

$$\omega_m(k) - \omega_m(k-1) = \frac{T_s}{2J(k)} [T_e(k) + T_e(k-1)] \quad (10)$$

其中  $B$  较小, 忽略不计。则  $k-1$  时刻的运动方程差分形式为

$$\begin{aligned} \omega_m(k-1) - \omega_m(k-2) \\ = \frac{T_s}{2J(k-1)} [T_e(k-1) + T_e(k-2)] \end{aligned} \quad (11)$$

将两时刻即式(10)和式(11)作差得

$$\begin{aligned} \omega_m(k) - 2\omega_m(k-1) + \omega_m(k-2) \\ = \frac{T_s}{2J(k)} [T_e(k) - T_e(k-2)] \end{aligned} \quad (12)$$

式(12)为形如式(1)的表达式, 其中系统输出值、输入值及待辨识惯量相关值为

$$\begin{cases} y(k) = \omega_m(k) - 2\omega_m(k-1) + \omega_m(k-2) \\ \varphi(k) = [T_e(k) - T_e(k-2)]/2 \\ \hat{\theta}(k) = T_s/\hat{J}(k) \end{cases} \quad (13)$$

将式(13)代入式(2)便可辨识得到实时转动惯量  $\hat{J}(k)$  的值。

## 2 自校正速度控制器设计

自校正控制是一种带有在线参数辨识功能的自适应控制方法。其控制器由参数估计器和调节器两部分组成, 如图 2 所示。

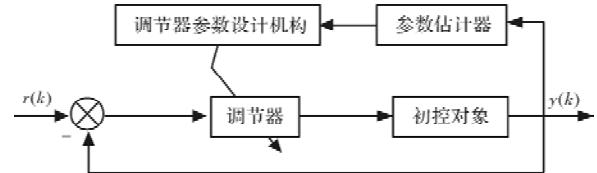


图 2 自校正控制器结构框图

其中  $r(k)$  为系统输入,  $y(k)$  为系统输出。本文中调节器选择 PI 调节器, 根据工程整定规则进行控制参数设计; 参数估计器采用前文所提 DFFRLS 在线辨识转动惯量  $\hat{J}$ 。

### 2.1 速度环 PI 参数整定

在 PMSM 调速控制系统中, 为加快电流的跟随作用, 电流闭环控制通常把电流环近似等效为只有较长时间常数的一阶惯性环节。简化等效后的电流环传递函数为

$$W_{cli}(s) = \frac{1}{(1/K_1)s + 1} \quad (14)$$

其中,  $1/K_1 = 2(T_{oi} + T_s)$ ,  $T_{oi}$ 为电流环滤波时间,  $T_s$ 为采样周期。

将等效后的电流环传递函数放入转速环中, 此时转速环结构如图 3(a)所示。在转速环的设计中通常希望稳态时转速调节无静差且有较好的抗干扰能力, 因此将转速环设计成典型 II 型系统。经过近似等效后转速环结构如图 3(b)所示。

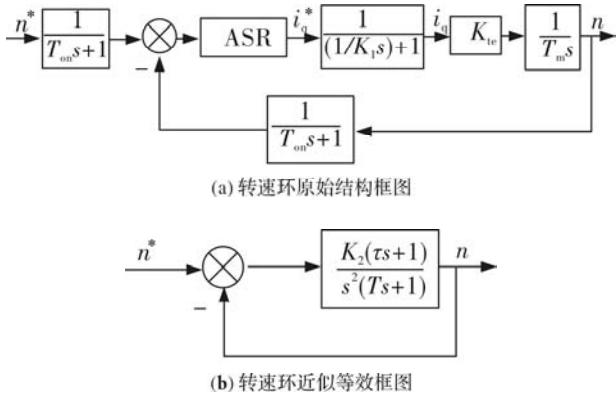


图 3 转速环结构框图

转速环采用 PI 调节器, 其传递函数为

$$W_{ASR}(s) = K_{pASR} \frac{\tau_{ASR}s + 1}{\tau_{ASR}s} \quad (15)$$

则图 3(b)中有  $K_2 = \frac{K_{pASR}K_{te}}{\tau_{ASR}T_m}$ ,  $\tau = \tau_{ASR}$ ,  $T = T_{\Sigma n}$ 。

综合考虑跟随性能指标与抗扰性能指标以及根据“振荡指标法”中闭环幅频特性峰值最小准则, 选取中频宽  $h = \frac{\tau_{ASR}}{T_{\Sigma n}} = 5$ ,  $K_2 = \frac{h+1}{2h^2T^2}$ 。

综上, 可以得到速度环 PI 参数的整定公式为

$$\begin{cases} \tau_{ASR} = hT_{\Sigma n} \\ K_{pASR} = \frac{\tau_{ASR}T_m(h+1)}{2h^2T_{\Sigma n}^2K_{te}} = \frac{T_m(h+1)}{2hT_{\Sigma n}K_{te}} \\ K_{iASR} = \frac{K_{pASR}}{\tau_{ASR}} \end{cases} \quad (16)$$

其中,  $T_{\Sigma n} = T_{on} + 2T_{\Sigma i}$ ,  $T_{\Sigma i} = T_{oi} + T_s$ ,  $T_m = 2\pi J/60$ ,  $K_{te} = 1.5P_n\psi_f$ 。

## 2.2 基于惯量辨识的自校正 PI 控制

结合式(13)得到某时刻的惯量估计值  $\hat{J}(k)$ , 由式(16)可得此时的自校正 PI 参数为

$$\begin{cases} \hat{K}_{pASR}(k) = \frac{\pi(h+1)\hat{J}(k)}{60hT_{\Sigma n}K_{te}} \\ \hat{K}_{iASR}(k) = \frac{\hat{K}_{pASR}(k)}{hT_{\Sigma n}} \end{cases} \quad (17)$$

将式(17)作为图 2 中的调节器参数设计机构, 并将整定的实时 PI 参数传递到速度环调节器, 便可实现 ST-PIC。

## 3 仿真与实验

为验证所提算法的有效性, 在 Matlab/Simulink 仿真平台搭建 PMSM 双闭环伺服控制仿真模型, 电机模型具体参数如表 1 所示。仿真的相关器件开关频率与实验中相同, 开关频率为 10 kHz, 且设定  $T_{oi} = T_s = 50 \mu s$ ,  $T_{on} = 200 \mu s$

表 1 PMSM 模型参数

电机参数	参数值
极对数 $P_n$	4
定子电阻 $R_s/\Omega$	0.25
$d$ 轴电感 $L_d/mH$	0.6
$q$ 轴电感 $L_q/mH$	0.6
永磁体磁链 $\psi_f/Wb$	0.0186
转动惯量 $J/(kg \cdot m^2)$	$1 \times 10^{-4}$

PMSM 双闭环调速控制系统结构如图 4 所示, 采用  $i_d = 0$  的矢量控制方法。

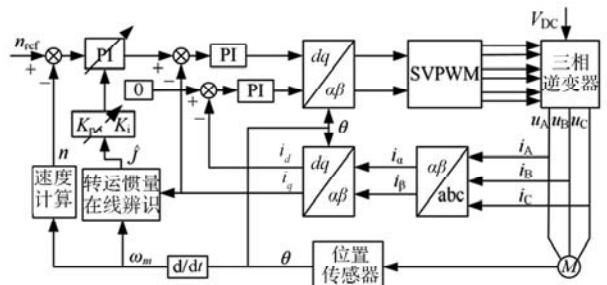


图 4 带惯量辨识的 PMSM 速度环 ST - PIC 框图

### 3.1 惯量辨识仿真分析

进行惯量辨识时, 首先要确定动态遗忘因子函数的各系数。根据转动惯量的数量级, 选取  $\gamma = 10^4$ ; 在辨识过程中通过不同的  $\alpha$  值来分析基于动态遗忘因子的惯量辨识性能。

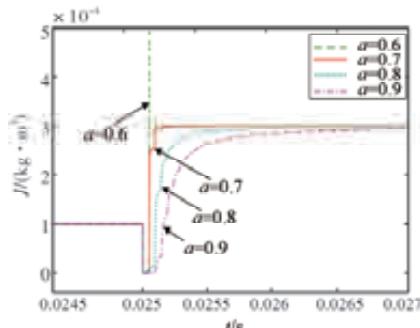


图 5 不同  $\alpha$  时的惯量辨识

0.025 s 时将系统转动惯量由  $1 \times 10^{-4} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$  突增至  $3 \times 10^{-4} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 。图 5 可见扰动发生后, 随着  $\alpha$  的增大, 辨识速度逐渐变慢; 而过小的  $\alpha$  则会导致超调的产生。当  $\alpha = 0.7$  时, 摄动后的惯量跟随效果最佳。

使用固定遗忘因子和动态遗忘因子进行惯量辨识效果对比, 其中不同动态遗忘因子系数取值一致, 不同遗忘因子时的惯量辨识结果如表 2 所示。

表 2 不同遗忘因子时参数辨识性能对比

不同遗忘因子	辨识误差	抖动幅度	收敛时间/ms
RLS( $\lambda = 1$ )	0.01%	0	$\infty$
FFRLS( $\lambda = 0.99$ )	0.2%	2%	0.6
DFFRLS(分数形式)	0.15%	0.2%	0.5
DFFRLS(指数形式)	0.15%	0.2%	0.2

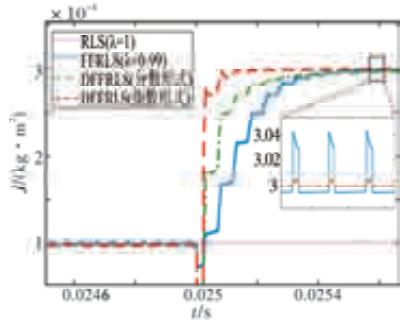


图 6 不同遗忘因子时的惯量辨识对比

辨识结果如图 6 所示, 上述辨识算法均能保证惯量辨识的准确性。在受到惯量摄动后, 由 RLS 和 FFRLS 辨识结果可以看出, 当固定遗忘因子较小时抖动幅度较大, 收敛速度较快; 遗忘因子增大后振幅减小, 但收敛速度减慢。DFFRLS 惯量辨识有效降低了抖动幅度且加快了收敛速度, 其中本文所提的基于指数形式遗忘因子的 DFFRLS 惯量辨识速度最快且抖动幅度小, 最适合用于自校正 PI 控制中。

### 3.2 自校正 PI 控制仿真分析

将基于动态遗忘因子的参数辨识过程应用于 PMSM 调速系统速度环的 PI 参数自校正中, 并通过仿真分别模拟电机空轴和带载时的转速响应。其中空轴电机惯量为  $1 \times 10^{-4} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ , 带载时系统惯量为  $3 \times 10^{-4} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 。仿真中给定转速为  $500 \text{ r/min}$ , 不同 PI 控制的转速响应如图 7 所示, 其中传统 PI 控制参数根据式(17)计算得到。

图 7 中可以看出, 经过 PI 参数整定公式计算得到的 PI 参数已有较好的控制性能, 但采用自校正 PI 控制时转速响应的超调更小且调节时间更短。

采用基于 DFFRLS 的 ST-PIC 在不同系统惯量时

均有最好的动态跟踪性能, 其中超调最小仅为 0.1%, 且调节时间最短。稳态时有效抑制了高频振荡现象, 且有效减小了转速波动幅度, 明显提高了转速响应的稳定性。

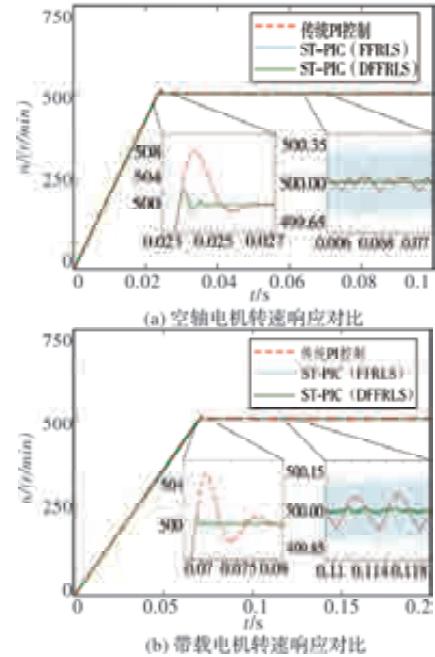


图 7 ST - PIC 转速响应对比

### 3.3 实验分析

根据前文的理论和仿真分析, 本文利用 STM32F446RCT6 搭建 PMSM 矢量控制系统, 通过串口通信将实验数据传输至 PC 上位机, 并将上位机中的实验数据导入 Matlab 中进行对比分析。实验条件与仿集中保持一致, 具体实验平台如图 8 所示。



图 8 电机实验平台

实验平台中的磁粉制动器惯量为  $2 \times 10^{-4} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ , 故带载时系统惯量为  $3 \times 10^{-4} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 。分别采用 FFRLS 和 DFFRLS 对电机空轴时与带载时的系统转动惯量进行辨识, 辨识结果如图 9 所示。

图 9 可见, 本文所提 DFFRLS 惯量辨识算法能够实现快速且准确的惯量辨识。根据实验数据计算得到电机空轴时辨识惯量的平均值为  $0.98 \times 10^{-4} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ , 带载时系统惯量平均值为  $2.93 \times 10^{-4} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ , 辨识误

差均仅为2%。并且改进后的DFFRLS惯量波动幅度较普通FFRLS辨识结果明显减小，仅为5%。

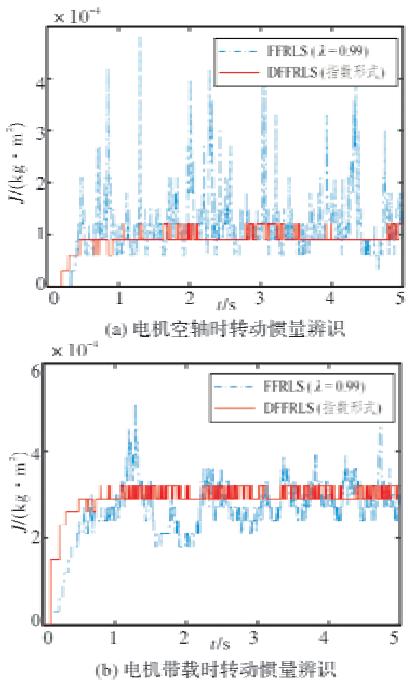


图9 转动惯量辨识结果对比

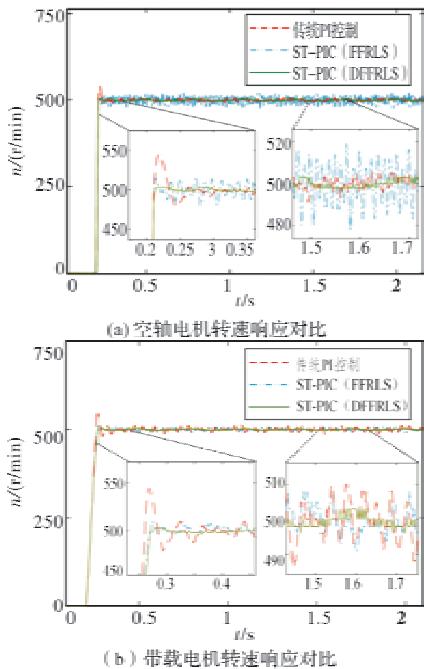


图10 ST-PIC 转速响应对比

图10中可见，ST-PIC能够适应由电机带不同负载时引起的惯量摄动，在电机空轴和带载时控制效果均优于传统PI控制，能实现几乎无超调且快速响应。相较于基于FFRLS的ST-PIC，本文所提的基于指数形式DFFRLS的ST-PIC明显抑制了由惯量辨识引起的转速响应的高频抖振，且具有较小的稳态转速波动。

## 4 结语

本文提出采用指数形式遗忘因子的DFFRLS进行惯量辨识，并将辨识过程应用于ST-PIC中。通过仿真和实验对比了不同遗忘因子时的惯量辨识效果以及对应ST-PIC的控制性能，得出以下结论：

(1) 指数形式DFFRLS有效解决了普通FFRLS辨识惯量时波动较大的问题，能够在保证快速辨识转动惯量的同时减小辨识结果的抖动幅度，使得惯量辨识过程更适用于自校正PI控制中。

(2) 基于DEERLS的ST-PIC在保证高性能响应的同时抑制了由辨识过程引起的转速响应的高频振荡。采用本文所提自校正PI控制策略进行调速控制时，动态响应超调更小且调节时间更短，稳态响应更平稳。

## 参考文献

- [1] 甘醇, 曲荣海, 石昊晨, 等. 宽调速永磁同步电机全域高效运行控制策略综述[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(7): 2496-2512.
- [2] 周宇, 陈永军. 基于MRAS的永磁同步电机改进滑模速度控制设计[J]. 微电机, 2021, 54(10): 74-78, 89.
- [3] 纪艳华, 李杰, 宋文祥, 等. 基于自适应滑模观测器的无位置传感器控制[J]. 微电机, 2023, 56(5): 58-66.
- [4] 孙欣, 肖曦, 韩继文, 等. 基于机械参数辨识的永磁同步电机驱动系统速度环自调试方法[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(12): 1-9.
- [5] 胡静, 尚俊云, 米乾宝. 永磁交流伺服系统自适应控制技术研究[J]. 微电机, 2017, 50(8): 53-57.
- [6] 颜黎明, 李宪昌, 褚维恒, 等. 基于自校正模型的感应电机鲁棒预测电流控制[J]. 微电机, 2021, 54(2): 41-48.
- [7] 杨帆, 赵希梅, 金鸿雁, 等. 基于无参数PMSM的自适应有限集模型预测控制[J]. 中国电机工程学报, 2023(4): 1-9.
- [8] 程静, 蔡华祥, 陈强, 等. 永磁同步电机参数自整定及参数辨识技术研究[J]. 微电机, 2020, 53(1): 101-105.
- [9] 郝勇, 杨建中, 蒋亚坤, 等. 面向PMSM参数在线辨识的引入惯性因子的改进模型参考自适应方法[J]. 微电机, 2021, 54(8): 47-56, 73.
- [10] 吴国荣, 肖曦. 基于自校正的伺服系统速度控制器[J]. 电气传动, 2009, 39(10): 47-50.
- [11] 刘永钦, 沈艳霞, 纪志成. 改进型最小二乘法在PMSM参数辨识中的应用[J]. 微特电机, 2008(11): 19-22.
- [12] Z Ma, W Zhang, J. He, et al, Multi-Parameter Online Identification of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Dynamic Forgetting Factor Recursive Least Squares[C]. IEEE 5th International Electrical and Energy Conference, 2022: 4865-4870.
- [13] 李祥功, 朱立军, 陈猛. 改进最小二乘法在永磁同步电机参数辨识中的应用[J]. 物联网技术, 2022, 12(7): 107-110, 113.

# 基于参数自整定模糊 PID 的 BLDC 控制研究

张 伟, 李昕涛, 王茹愿, 杨 辉, 李明怡

(太原科技大学 电子信息工程学院, 太原 030000)

**摘要:** 为解决传统 PID 控制在无刷直流电机调速系统中的控制精度低、效果不佳等问题, 设计了一种基于参数自整定模糊 PID 控制的调速系统。通过在 Matlab/Simulink 仿真软件中建立了无刷直流调速系统的模型, 分别采用传统 PID 控制、模糊 PID 控制和参数自整定模糊 PID 控制来对转速环进行调控, 而电流环则采用 PID 控制。通过对比研究结果发现, 采用参数自整定模糊 PID 控制的调速系统具有许多优势。系统的超调量较小, 控制效果较好, 同时提高了系统的鲁棒性。通过搭建模型并进行仿真实验, 证明了采用参数自整定模糊 PID 控制的调速系统在解决无刷直流电机调速系统控制精度低、效果不佳等方面具有优势。这一方法能够有效提升系统的控制性能, 并增强系统的鲁棒性。该无刷直流电机的调速系统可以稳定、可靠运行, 满足使用需求。

**关键词:** 无刷直流电机; 参数自整定; 模糊 PID 控制

中图分类号: TM36 + 1; TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2024)02-0031-05

## Research on BLDC Control Based on Parametric Autotuning Fuzzy PID

ZHANG Wei, LI Xintao, WANG Ruyuan, YANG Hui, LI Mingyi

(School of Electronic and Information Engineering, Taiyuan University of Science and Technology, Taiyuan 030000, China)

**Abstract:** A speed control system based on parameter self-tuning fuzzy PID control was designed to solve the problems of low control accuracy and poor effect of traditional PID control in the speed control system of brushless DC motor. The brushless DC speed control system was modelled in Matlab/Simulink simulation software, and traditional PID control, fuzzy PID control and parametric self-tuning fuzzy PID control were used to regulate the speed loop respectively, while PID control was used for the current loop. The results of the comparative study revealed that the speed control system using parametric self-tuning fuzzy PID control has many advantages. The overshoot of the system is smaller and the control effect is better, while the robustness of the system was improved. Through building models and conducting simulation experiments, it is demonstrated that the speed control system using parametric self-tuning fuzzy PID control has advantages in solving the problems of low control accuracy and ineffectiveness of the brushless DC motor speed control system. This method can effectively improve the control performance of the system and enhance the robustness of the system. This speed control system for brushless DC motors can operate stably and reliably to meet the usage requirements.

**Key words:** brushless DC motor; parameter self-tuning; fuzzy PID control

## 0 引言

无刷直流电机(BLDC)具有简单控制、力矩大、快速响应、易维护、高效率、无励磁损耗和优越调速性能等优点, 在航模、医疗器械、家电、电动车和工业现场等多个领域都有广泛应用前景。然而, 传统的 PID 双闭环调节方法在这种系统中存在一些问题, 例如速度响应慢、控制精度低, 很难实现良好的调速效果<sup>[1]</sup>。

为了应对以上问题, 提出了采用一种新型模糊控制的方法。模糊控制的特点是不需要建立被控对象数学模型。目前这方面的研究如带有自因子的模糊控制器、参数自整定模糊 PID 控制器和自适应模糊控制器等。

其中, 参数自整定模糊 PID 控制器具有在线调整参数的能力, 能够满足不同的控制要求, 改善系统的动态和静态性能, 并具备良好的鲁棒性和适应性。

在无刷直流电机调速系统中, 将参数自整定模

糊 PID 控制器应用于控制，能够提升控制性能和适应性，解决传统 PID 控制的一些问题，为实现高效的调速效果提供了一种可行的方法<sup>[2]</sup>。

本文研究设计了一种基于参数自整定的无刷直流电机调速系统，采用带有位置传感器的控制方案。系统通过使用霍尔传感器获取转子的位置信号，并根据该信号控制不同相的电流，实现功率管的导通和截止，从而使电机保持稳定运行。

在调速环节中，采用参数自整定模糊 PID 控制器来调节电机的转速。利用模糊推理根据输入信号进行计算，自适应地调整 PID 控制器的参数。控制器再根据设定的目标转速和实际转速之间的误差、误差变化率以及累积误差等参数，生成适当的控制信号，以调整电机的速度。

系统还利用参数自整定原理，在运行过程中根据实际反馈数据不断调整模糊 PID 控制器的参数，以提高调速性能和稳定性。

综上所述，基于参数自整定的无刷直流电机调速系统及其使用的带有位置传感器的控制方案，可以保证电机在不同负载和工作条件下的稳定运行，并能自适应地进行调速控制。实验结果验证了本文所提控制策略的优越性。

## 1 无刷直流电机数学模型

本文将重点分析无刷直流电机的数学模型特性。假设转子由永磁体制成，绕组采用三相绕组，逆变器用于控制电流，转子位置检测器用于准确控制绕组电流的换向。这些假设为后续建立数学模型提供了基础。以下假设为本文所进行实验的前提：

- (1) 三相绕组完全对称；
- (2) 忽略齿槽、换向过程和电枢反应等的影响；
- (3) 电枢绕组在定子内表面均匀连续分布；
- (4) 不计涡流和磁滞损耗。

通过分析无刷直流电机(BLDC)的特性，我们可以建立电机的简化数学模型，包括状态方程、电压和转矩方程<sup>[3]</sup>。

通过建立电机的数学模型，我们可以对电机的动态行为进行分析和预测，从而设计合适的控制策略来实现所需的调速效果。

用状态方程来描述 BLDC 的三相定子电压平衡：

$$p \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L-M} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L-M} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L-M} \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \right\} \quad (6)$$

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_a & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_b & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_c \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中： $u_a, u_b, u_c$  为三相定子电压； $e_a, e_b, e_c$  为三相定子的反电动势； $i_a, i_b, i_c$  为三相定子相电流； $L_a, L_b, L_c$  分别为三相定子电感； $L_{ab}, L_{ac}, L_{ba}, L_{bc}, L_{ca}, L_{cb}$  为三相定子绕组之间的互感； $R_a, R_b, R_c$  为三相定子绕组的相电阻； $p$  为微分子算子。

BLDC 电机中，转子上的永磁体产生一个旋转磁场，同时，驱动电流通过定子线圈产生定子磁场。这两个磁场之间的相互作用产生了转矩，驱动电机运行。转子的位置变化(通常通过霍尔效应或编码器等传感器来检测)对于控制 BLDC 电机的电流和相序很重要，以确保正确的转矩生成和电机运行。但是，这个位置变化并不会直接影响磁阻的改变。于是：

$$\begin{aligned} L_a &= L_b = L_c = L \\ L_{ab} &= L_{ac} = L_{ba} = L_{bc} = L_{ca} = L_{cb} = M \\ R_a &= R_b = R_c = R \end{aligned} \quad (2)$$

由于三相对称电机中， $i_a + i_b + i_c = 0$ ，以及  $M_{ib} + M_{ic} = -M_{ia}$ ，则式(1)可改写为

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L - M & 0 & 0 \\ 0 & L - M & 0 \\ 0 & 0 & L - M \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (3)$$

BLDC 的电磁转矩方程可表示为：

$$T_e = \frac{(e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c)}{\omega} \quad (4)$$

式中， $\omega$  为无刷直流电机的加速度。

BLDC 的运动方程可表示为

$$T_e = T_L + B\omega + J \frac{d\omega}{dt} \quad (5)$$

式中， $B$  为阻尼系数(Nms/rad)。 $J$  为电机的转动惯量( $\text{kg} \cdot \text{m}^2$ )， $T_L$  负载转矩(Nm)<sup>[3-4]</sup>。

由式(3)的电压方程，可得 BLDC 的状态方程：

## 2 参数自整定模糊 PID 控制器设计

### 2.1 参数整定方法

参数自整定是 PID 控制器运行过程中极为重要的一部分。本文使用稳定边界法在 Matlab/Simulink 环境下进行 PID 参数的整定。该方法通过分析系统的稳定性和根轨迹与虚轴相交的特点，根据系统的阶跃响应曲线获取初值。接着，根据实际的要求进行参数调整和优化。稳定边界法是一种广泛应用的 PID 控制器参数计算方法，具有较好的控制效果<sup>[4]</sup>。

当 PID 控制器的  $T_i = 0$  与  $T_d = 0$  时，增加  $K_p = 0$  值至系统开始振荡，此时系统闭环极点应在复平面的  $jw$  虚轴上，确定系统闭环根轨迹与复平面  $jw$  轴交点，求出交点的振荡频率  $W_m$  及其对应的系统增益  $K_m$ ，则 PID 控制器参数整定计算公式如表 1 所示。

表 1 稳定边界法 PID 整定公式

	$K_p$	$K_i$	$K_d$
P	$0.5K_m$		
PI	$0.445K_m$	$0.535K_m * W_m$	
PID	$0.6K_m$	$1.2K_m * W_m$	$0.075K_m / W_m$

选取被控对象为

$$G(s) = \frac{1}{(100s^3 + 80s^2 + 17s + 1)} \quad (7)$$

利用稳定边界法对 PID 进行参数整定，得到 PID 参数  $K_m = 12.5$ ,  $W_m = 0.066$  的值，再根据表中的整定公式，算出 PID 的相应参数。由此得到 PID 控制器：

$K_{p0} = 7.5$ ,  $K_{i0} = 1.02$ ,  $K_{d0} = 1.02$  三个参数值<sup>[5]</sup>。

### 2.2 模糊控制原理

本文转速控制模块采用参数自整定模糊 PID 控制。模糊控制的基石和思想就是不停的采样和检测正常运转中电机的转速，计算设定的恒定转速与实际转速的差值  $e(k)$  和差值的变化率  $e_c(k)$ ，根据模糊规则对  $K_p, K_i, K_d$  进行修正，其最后实际输出参数为  $K_p + \Delta K_p, K_i + \Delta K_i, K_d + \Delta K_d$ ，可对参数进行自整定，以满足控制器参数的不同要求，使系统具有良好的动、静态性能<sup>[6]</sup>。

参数自整定模糊 PID 控制器的结构如图 1 所示。

在模糊控制过程中，要将输入量经过模糊化，模糊推理和反模糊化，从而使其输出更加平滑。

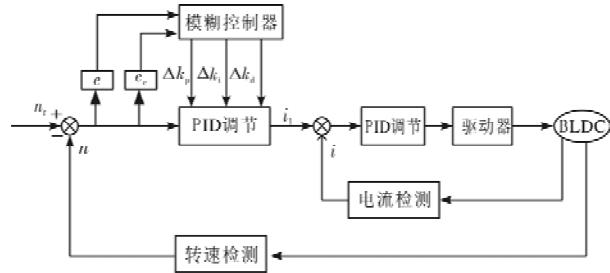


图 1 参数自整定模糊 PID 控制结构

模糊控制规则如表 2、表 3、表 4 所示，其中  $e, e_c$  论域均为  $\{-3, 3\}$ ，模糊集均为 {NB, NM, NS, Z, PS, PM, PB}；NB 代表负大，NM 代表负中，NS 代表负小，Z 代表 0，PS 代表正小，PM 代表正中，PB 代表正大。输入输出量均采用 Z 形隶属函数(zmf)。

表 2  $K_p$  模糊规则表

$\begin{matrix} e \\ e_c \end{matrix}$	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
NB	NB	NB	NB	NM	NS	NS	Z
NM	NB	NB	NM	NS	NS	Z	PS
NS	NM	NM	NM	NS	Z	PS	PS
Z	NM	NM	NS	Z	PS	PM	PM
PS	NB	Z	PS	PM	NM	PM	PB
PB	Z	PS	PM	PM	PM	PM	PB

表 3  $K_i$  模糊规则表

$\begin{matrix} e \\ e_c \end{matrix}$	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
NB	Z	Z	Z	Z	Z	Z	Z
NM	NM	NM	NS	NS	NS	Z	Z
NS	NB	NM	NS	NS	Z	PS	PS
PB	NB	NM	NM	NS	Z	PS	PM
PS	NS	NS	Z	PS	PS	PM	PB
PM	Z	Z	PS	PS	PS	PM	PM
PB	Z	Z	Z	Z	Z	Z	Z

表 4  $K_d$  模糊规则表

$\begin{matrix} e \\ e_c \end{matrix}$	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
NB	PS	NS	NB	NB	NB	NM	PS
NM	PS	NS	NB	NM	NM	NS	Z
NS	Z	NS	NM	NM	NS	NS	Z
Z	Z	NS	NS	NS	NS	NS	Z
PS	Z	Z	Z	Z	Z	Z	Z
PM	PB	NS	PS	PS	PS	PS	PB
PB	PB	PM	PM	PM	PS	PS	PB

## 3 系统建模与仿真分析

为验证本文所提出的新型控制策略的优越性，

在 Matlab/Simulink 中搭建了主要由 DC 直流源、三相逆变桥、无刷直流电机、PWM 发生器、霍尔位置解码模块、驱动信号模块等构成的仿真模型，采用转速环、电流环双闭环控制。

无刷直流电机起动时，根据初始 PWM 电压比例，电机开始转动。接着，设定所需的速度值，并通过霍尔器件检测信号计算当前速度值。利用设定速度值与当前速度值之间的差异，经过参数自整定模糊 PID 控制器进行调整，得到输出的速度值。这个输出速度值作为下一个步骤的输入值，通过调速环节反复修正来减少偏差值，使调速系统迅速响应设定的转速，从而使系统能够按照设定的转速运行。调速控制流程图如图 2 所示<sup>[7-9]</sup>。

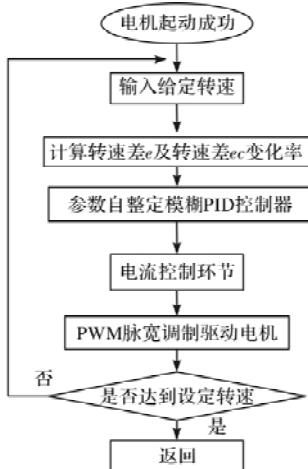


图 2 转速控制流程图

#### 4 仿真分析

其中，转速环采用分别采用参数自整定模糊 PID 控制、模糊 PID 控制、传统 PID 控制，电流环均采用 PID 控制。无刷直流电机主要参数：定子电阻 2.875 Ω、定子电感(8.5e - 3) H，磁链 0.175 Wb、转动惯量 0.0008 kg · m<sup>2</sup>、摩擦系数 0.001 N · m · s、极对数为 4。研究了转速在 600 r/min、0.2 s 时改变转速为 1000 r/min 和 0.3 s 时给予一个突加负载三种情况下三种控制策略在转矩脉动抑制、调速性能方面的对比实验。

转矩脉动表达式为

$$K_t (\%) = (T_{\max} - T_{\min}) / T_{av} \quad (8)$$

式中， $K_t (\%)$  为转矩脉动系数， $T_{\max}$  为电机稳态时最大瞬时转矩， $T_{\min}$  为电机稳态时最小瞬时转矩， $T_{av}$  为电机稳态时的平均瞬时转矩。 $K_t$  越小则转矩脉动越小<sup>[10-12]</sup>。

图 3 为转速在 600 r/min 时三种控制方法下的转速变化图，由图可以明显地看出采用参数自整定模糊 PID 控制方法能最快达到额定转速，而采用传统

PID 和模糊 PID 控制方法时间长、超调量大。

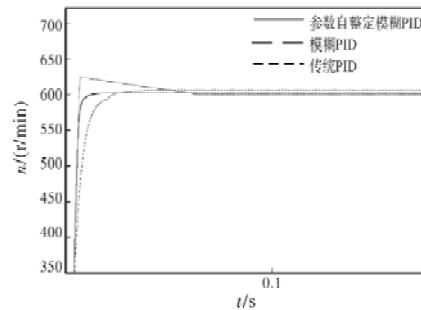


图 3 转速为 600r/min 时变化对比图

图 4 为在 0.2 s 时改变转速到 1000 r/min 时三种控制方法的转速变化图，由图可以明显地看出采用参数自整定模糊 PID 控制方法仍然是最快达到额定转速的且运行稳定，而采用传统 PID 控制方法具有较大的超调量，采用模糊 PID 控制方法达到额定转速的时间明显更长。

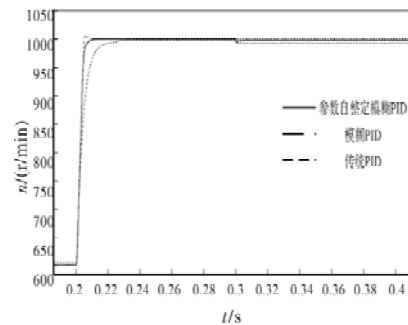


图 4 转速为 1000 r/min 时变化对比图

图 5 为在 0.3 s 时给予一个突加负载情况下三种控制方法的转速变化图，由图可以看出在突加负载后，采用参数自整定模糊 PID 和模糊 PID 方法均能较快的回到稳定的转速运行，而传统 PID 则波动较大，系统运行不稳定。

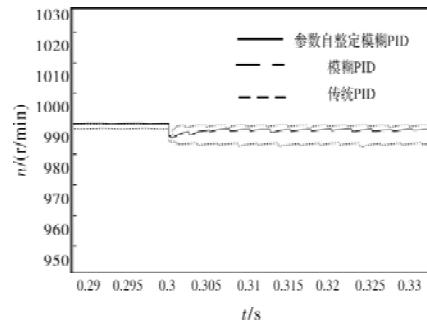


图 5 0.3s 秒时给予突加负载转速变化对比图

表 5 为由式(7)计算出的三种控制方法下三种情况的转矩脉动大小。

表 5 转矩脉动计算结果

控制策略	三种情况	600r/min	1000r/min	突加负载
参数自整定模糊 PID		1.98%	1.83%	1.62%
模糊 PID		2.26%	2.01%	1.81%
传统 PID		5.75%	2.49%	2.37%

图 6 为三种情况下采用参数自整定模糊 PID 控制方法下转矩变化图。由式(8)可计算出三种控制方法在转速为 600 r/min 下的转矩脉动分别为 1.98%、2.26%、5.75%，计算结果表明，相较于传统 PID 和模糊 PID 控制方法，参数自整定模糊 PID 控制下的转矩脉动明显较小。

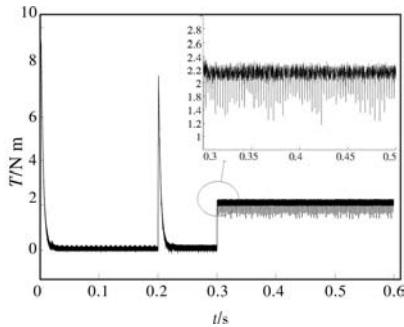


图 6 三种情况下参数自整定模糊 PID 转矩变化图

图 7 为三种情况下采用模糊 PID 控制方法下转矩变化图。由式(8)计算出三种控制方法在转速为 1000 r/min 下的转矩脉动分别为 1.83%、2.01%、2.49%，计算结果表明采用参数自整定模糊 PID 控制方法下的转矩脉动仍然是三种方法中最小的。

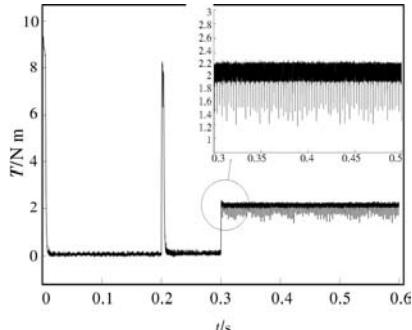


图 7 三种情况下模糊 PID 转矩变化图

图 8 为三种情况下采用传统 PID 控制方法下转矩变化图。由式(8)计算出三种控制方法在 0.3 s 时给予一个突加负载情况下的转矩脉动分别为 1.62%、1.81%、2.37%，计算结果表明给予一个突加负载后，采用参数自整定模糊 PID 控制方法下的转矩脉动相较于另外两种控制方法更小。

图 6、图 7、图 8 还分别给出了在三种实验情况下分别采用参数自整定模糊 PID、模糊 PID、传统 PID 控制方法下在 0.3s 突加负载情况下的转矩变化局部放大图。从 0.3s 突加负载情况下三种控制方法的转矩变化局部放大图以及转矩脉动计算结果表明在三种情况下采用参数自整定模糊 PID 的转矩脉动、峰谷差确实最小，运行也最稳定。

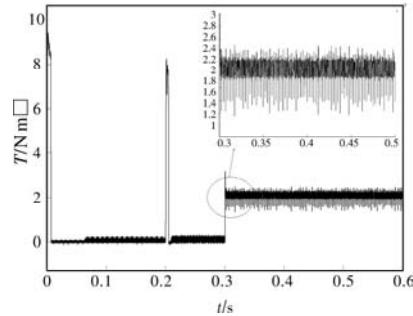


图 8 三种情况下传统 PID 转矩变化图

## 5 结 论

本文将参数自整定模糊 PID 控制理论应用到无刷直流电机调速系统，减小了无刷直流电机的转矩脉动以及提高了其调速性能。根据理论设计，搭建了仿真实验，验证了本文所提出策略的优越性，使无刷直流电机的控制系统自适应能力强，鲁棒性好。

## 参 考 文 献

- [1] 蔡红萍, 吴乐彬, 肖芳. 基于自整定模糊 - PID 控制的直流无刷电机调速系统研究[J]. 机电工程, 2016, 33(08): 991-996.
- [2] 秦娟英, 关军明, 王荣铸, 等. 参数自整定模糊 PID 直流电机调速系统研究[J]. 机电设备, 2004(02): 38-41.
- [3] 马晓爽, 石征锦. 基于 Simulink 的无刷直流电机双闭环调速系统仿真研究[J]. 制造业自动化, 2016, 38(07): 82-88.
- [4] 章涛, 张巍, 忻尚芝, 等. 无刷直流电机模糊自整定 PID 控制研究及仿真[J]. 电子测量技术, 2017, 40(08): 66-71.
- [5] 程启建. 模糊自整定 PID 控制器的研究及应用[D]. 西安: 西安工业大学, 2016.
- [6] 顾祖成, 耿小江, 王永娟, 等. 模糊自适应 PID 控制在无刷直流电机调速系统中的应用[J]. 机械设计与制造工程, 2020, 49(01): 39-41.
- [7] Yin Hongqiao, Yi Wenjun, Wu Jintao, et al. Adaptive Fuzzy Neural Network PID Algorithm for BLDCM Speed Control System [J]. Mathematics, 2021, 10(1).
- [8] 郭文韬, 单树清, 刘二林, 等. 无刷直流电机模糊 PID 控制及建模仿真[J]. 机电工程技术, 2021, 50(09): 14-18.
- [9] Xiao Yunfeng, Xu Kang, Liu Qiang. Design and Analysis of Dual - Magnet BLDCM for Momentum Wheel[J]. IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering, 2020, 16(2).
- [10] 薛彪, 苏礼, 赵莉. 无刷直流电机自适应模糊 PID 控制器的设计[J]. 自动化与仪器仪表, 2015(11): 117-119.
- [11] 吴燕翔, 张朝君, 周超群, 等. 基于参数自整定模糊 PID 双闭环直流调速系统的设计仿真[J]. 化工自动化及仪表, 2013, 40(02): 136-139.
- [12] 郑伟锋, 姚维. 基于模糊 PI 参数自整定的无刷直流电机控制[J]. 现代机械, 2007(02): 26-28.

# 基于改进经验模态分解的无人机机电系统 战伤状态评估方法研究

刘 聪, 廖开俊, 李 静

(空军工程大学 航空机务士官学校, 河南 信阳 464000)

**摘要:** 针对无人机机电系统结构内部战伤状态评估问题, 提出了基于改进经验模态分解(Empirical Mode Decomposition, EMD)的战伤状态评估参数设计方案。首先分析了无人机机电系统典型战伤模式及损伤机理, 提出了基于状态参数深层分析的状态评估方案; 其次考虑到 EMD 端点效应对机电系统战伤状态评估带来不利影响, 提出了基于多项式拟合延拓的 EMD 改进方案, 基于改进 EMD 综合奇异值熵理论, 构建了机电系统战伤状态评估参数设计方法。最后开展了仿真数值算例研究, 结果表明本文所提能够有效的无人机机电系统战伤状态评估结论。

**关键词:** EMD; 改进; 无人机机电系统; 战伤; 评估

中图分类号: TP271 + . 4; V279 + . 2

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2024)02-0036-05

## The Battle Damage Estimation Method of UAV Mechanical and Electrical System via Improved EMD

LIU Cong, LIAO Kaijun, LI Jing

(The School of Aeronautics Maintenance Noncommissioned Officers, Air Force Engineering University,  
Xinyang Henan 464000, China)

**Abstract:** To estimate the battle damage results of the UAV mechanical and electrical system, an method of the battle damage estimation value was proposed with the improved EMD. Firstly, the typical battle damage types and mechanism of UAV mechanical and electrical system were analyzed, and the estimation programme was provided with data deep analysis. Then considering the adverse effect caused by the date end, the improved algorithm with polymerization fitting expanding was added in the EMD arithmetic, combining the improved EMD and singular value entropy, the battle damage state estimation value was proposed. Finally, the numerical example was given, and the simulation results demonstrate the effectiveness of the proposed method in this paper.

**Key words:** EMD; improved; UAV mechanical and electrical system; battle damage; estimation

## 0 引言

随着现代战争模式的深刻变革, 无人机的应用将会越来越广。在执行侦察、监视、打击等任务过程中, 无人机将不可避免地会遭遇损伤, 战场抢修抢救能力就是保证无人机战斗力的重要支撑, 而战场抢修的重要前提就是开展战伤状态评估。由于机电系统在无人机平台中设备多、分布广, 故发生战斗损伤概率高, 且危害大, 故开展无人机机电系统战伤状态评估研究, 具有十分重要的理论和实践应

用价值。

目前国内外学者广泛关注战伤状态评估方法, 取得了一系列研究成果<sup>[1-5]</sup>。张均勇等<sup>[6]</sup>提出了基于矩阵特征的飞机战伤抢修分析评价模型, 具有较强的适用和推广价值。文献[7]针对防控导弹武器系统的战伤评定问题, 提出了一种评定函数设计方法, 解决了导弹的战伤等级评定问题。冯海星等<sup>[8]</sup>针对飞机结构损伤问题, 提出了智能评价专家系统设计方案。综合分析这些研究成果可以发现, 目前战伤评估方案主要包括有基于经验的评估和基于决策理

收稿日期: 2023-08-09, 修回日期: 2023-09-22

作者简介: 刘 聪(1988), 男, 博士, 讲师, 研究方向为电机非线性控制。

廖开俊(1981), 男, 博士, 讲师, 研究方向为电机非线性控制。

李 静(1993), 男, 硕士, 助教, 研究方向为电机非线性控制。

论的评估, 相比而言, 基于决策理论的评估能够得到更准确的评估结论, 具有更广的应用价值。同时, 研究国内外研究成果可以发现, 目前开展的战伤状态评价研究, 关注结构损伤评估的研究成果多, 而关于武器装备内部的损伤评估结论较少, 特别是针对无人机机电系统, 结构损伤评估固然重要, 但是内部损伤评估则更关键, 且结构损伤评估方法较多, 但是内部损伤目前尚无成熟的方案。鉴于此, 本文综合分析无人机系统独有的优势和特点, 以地面站或者飞参记录的战伤数据为输入, 基于数据提取技术等构建机电系统内部战伤评估方案。

本文针对无人机机电系统内部结构典型战伤模式, 在分析典型战伤模式特点基础上, 提出了基于改进 EMD 的损伤特征数据提取方案, 综合奇异值熵提出战伤状态评估方案, 并开展仿真算例研究, 以检验本文所提战伤状态评估的有效性。

## 1 无人机机电系统典型战伤模式分析

通常情况下, 除去结构(包括破孔、变形、裂缝、烧伤等等)出现战斗损伤外, 受战斗振动、弹片损坏等因素影响, 无人机机电系统最易出现的战伤模式包括短路、断路、接触不良等。这些战伤类型隐蔽性较强, 且对无人机平台正常工作具有较大的破坏性。基于以上分析, 本文着重分析无人机机电系统短路、断路和接触不良等三种战伤模式<sup>[9]</sup>。

### (1) 断路

无人机机电系统断路战伤模式可能由弹片猛烈撞击或者导弹爆炸引起的剧烈震动导致。比如机电系统内部的二极管、线路等产生脱焊、断线等, 都会引起机电系统断路。

### (2) 短路

无人机机电系统短路战伤模式可能由爆炸产生的冲击、振动等导致, 比如剧烈震动引起接地线搭铁、烧毁保险丝、自保护电路起动等等, 此外弹片等引起电气元器件损坏、电容击穿、绝缘物体失效等都可能导致短路。

### (3) 接触不良

无人机机电系统接触不良战伤模式可能由导弹弹片高速碰撞、震动、冲击波等产生。比如冲击波可能导致电路中的电焊处连接不紧、松动等, 高温导致焊点氧化等, 均也可能导致机电系统出现接触不良的现象。

分析以上无人机机电典型战伤模式可以发现,

无论是断路、短路还是接触不良等, 都会引起无人机机电系统内部电气信号的变化, 只要选取合适相关的电气特征信号, 通过信号分解和数据挖掘等构建有效的评估参数, 就能得到有效战伤状态评估结论。为此本文提出了基于改进 EMD 和奇异值熵相结合的战伤状态评估方案。

## 2 经验模态分解算法改进分析

EMD 是一种非平稳信号分解方法, 它可以提取信号的数据特征, 进而识别系统状态, 被广泛用于系统状态辨识中。无人机机电系统当遭遇战斗损伤时, 表征其状态的特征数据会发生变化, 只要采用合理的信号处理方法, 得到有用的特征数据, 就可以得到有效的损伤状态评估结论。基于以上分析, 本节首先分析 EMD 的基本原理及改进策略, 并开展仿真检验分析, 为后文开展无人机机电系统战伤状态评估提供基础。

### 2.1 EMD 基本原理

EMD 的基本原理<sup>[10]</sup>是基于原始信号开始分析的。假设选取机电系统特征数据为  $x(t)$ , 开展 EMD 分解的第一步是选取信号  $x(t)$  的每一个局部最大值和极小值点, 利用三次样条函数分别将局部最大值和最小值点连接起来, 得到上下包络曲线, 定义上下包络线每点的平均值为  $m_{11}(t)$ , 令原始信号  $x(t)$  和均值  $m_{11}(t)$  之间的误差为  $h_{11}(t)$ 。若差值  $h_{11}(t)$  对应的信号满足局部最大值和最小值点数量之和, 与信号本身的过零点数量相等或相差小于 1, 同时  $h_{11}(t)$  需要使得上下两条包络线对应的平均值为 0; 此时  $h_{11}(t)$  就是本征模态函数。如果差值  $h_{11}(t)$  不满足上述条件, 则继续采用包络线方法求取差值函数, 直到差值函数满足本征模态函数要求为止。

令差值函数  $h_{11}(t)$  为  $h_{11}(t) = c_1(t)$ , 此时  $c_{11}(t)$  就表示为原始信号  $x(t)$  的第一个本征模态函数, 并且  $c_1(t)$  表示原始信号分量中频率最高的一个。将原始信号  $x(t)$  中的第一个分量  $c_1(t)$  剥离出来, 得到剩余分量, 定义为  $r_1(t)$ , 且有  $r_1(t) = x(t) - c_1(t)$ 。对剩余分量  $r_1(t)$  继续提取第二个本征模态函数, 定义为  $c_2(t)$ 。以此类推, 可以提取得到第三个、第四个……等本征模态函数, 直到没法得到本征模态函数为止, 定义最后一个提取的本征模态函数为  $c_n(t)$ , 且提取完后的剩余残差函数为  $x_n(t) = r_n(t)$ 。这样一来, 原始信号  $x(t)$  就等效变换为一系列本征模态

函数与剩余残差函数之和，而这便是 EMD 分解的主要原理过程。

## 2.2 EMD 改进策略

采用三次样条函数求取原始信号上下包络线时，原始信号端点处可能不是局部最大值或最小值，这样一来，包络线会出现摆动现象，摆动现象将会破坏差值数据特征，导致分解后的分量不满足本征模态约束，使得经验模态分解失去意义。

为解决端点效应问题，不少学者<sup>[11-13]</sup>提出了极值延拓的处理方法。主要思路是首先分析信号在端点处变化趋势判定局部最大值或最小值，根据最值实施拟合得到拟合函数，求取拟合函数在端点处的取值，然后再进行 EMD 分解。通常情况下，极值延拓的处理方法包括直接极值延拓、极值斜率延拓和多项式拟合延拓三种。考虑到推广应用价值，本文选用多项式拟合延拓的方法。多项式拟合延拓算法的主要步骤包括：

第一步：选取要拟合多项式的次数。

第二步：利用原始数据  $x(t)$  求解  $A_p$  和  $B_r$ ， $A_p$ 、 $B_r$  表达形式如式(1)所示。

$$A_p = \sum_{i=1}^m t_i^p, B_r = \sum_{i=1}^m t_i^p x_i \quad (1)$$

其中， $t_i$ ， $x_i$  分别表示原始数据  $x(t)$  离散化处理后时间和幅值， $m$  代表离散化的数据个数。

第三步：求如式(2)式所示的解，得到  $\zeta_0$ ， $\zeta_1$ ， $\dots$ ， $\zeta_n$  的取值。

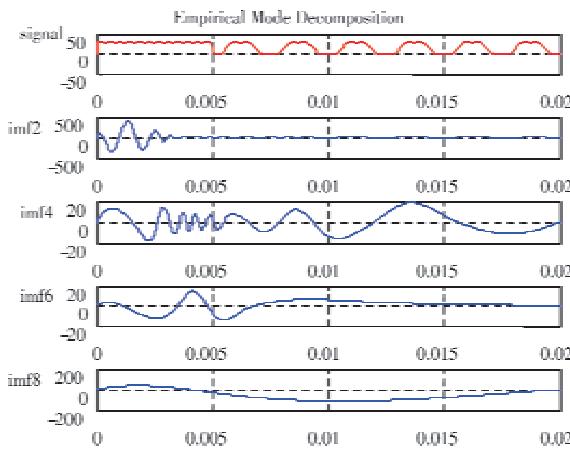


图 1 改进 EMD 分解信号图

## 3 基于改进 EMD 的战伤状态评估参数

改进 EMD 算法给出了战伤无人机系统特征数据提取方案，在此基础之上，利用各本征模态信号分量构造矩阵，考虑损伤形态多样性带来信号的多变

$$\begin{bmatrix} A_0 & A_1 & \cdots & A_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \zeta_0 \\ \zeta_1 \\ \cdots \\ \zeta_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_0 \\ B_1 \\ \cdots \\ B_n \end{bmatrix} \quad (2)$$

第四步：解算得到表达式如式(3)所示。

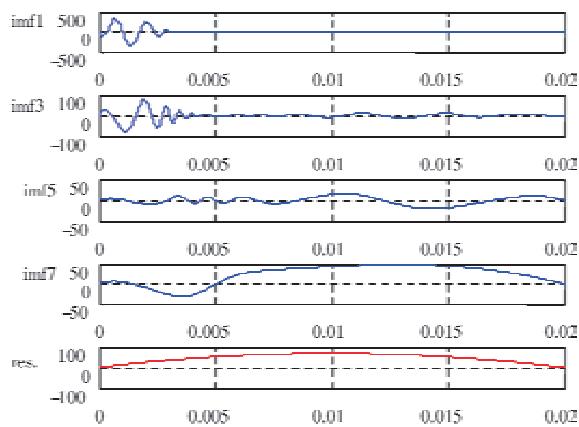
$$X_n(t) = \sum_{k=0}^n \zeta_k t^k \quad (3)$$

在进行 EMD 分解时，我们要求选取包络线的数据点应该有限，如果选用的拟合数据点数量太多的话，拟合出来端点处的变化规律可能失效，此外，采用的多项式拟合阶数不宜过高，容易造成失真。

## 2.3 改进策略检验

对于本节前述 EMD 基本原理及改进策略，为检验改进策略的有效性，本节先以某机电系统电压信号作为特征数据，开展 EMD 及改进策略的仿真分析，以检验算法及策略的合理性。

采用改进 EMD 算法得到的分解图如图 1 所示。图中，signal 表示原始特征信号，imf1 至 imf7 表示通过 EMD 得到的中间 7 个频带分解信号，通过图中的仿真曲线，可以发现，中间从 imf1 至 imf7 的中间频带分解信号曲线，各频带曲线端点处摆动较小，说明采用改进多项式极值延拓的改进设计策略，可以有效抑制端点效应。这为后文提出无人机机电系统战伤状态评估打下坚实基础。



性，综合矩阵奇异值反映出的不变性，引入奇异值得到评估无人机机电系统战伤状态的特征系数。考虑不确定性因素对无人机战伤状态评估结论的影响，本文提出引入熵这一参数，结合奇异值，提出基于奇异值熵的无人机战伤状态评估方法。

### 3.1 基于改进 EMD 的奇异值设计

在利用改进 EMD 对原始数据处理基础上, 获得原信号的各 IMF 值, 将每个 IMF 值作为行向量进行相空间重新构造, 得到如式(4)所示的矩阵。

$$C = \begin{bmatrix} X_1(1) & x_1(2) & \cdots & x_1(n) \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ x_n(1) & x_n(2) & \cdots & x_n(n) \end{bmatrix} \quad (4)$$

其中,  $n$  表示 EMD 频带的数量,  $x_1(1), \dots, x_1(n)$  为按照时间间隔选取构造的时间序列分量。对于式(4)所示形式的矩阵, 损伤状态变化、端点效应等因素可能影响矩阵中各元素  $x_1(1), \dots, x_1(n)$  的取值, 但是根据矩阵相关理论知识可知, 当矩阵中部分元素发生微幅变化时, 矩阵奇异值变化很小, 这样一来, 我们可以选择矩阵  $C$  的奇异值作为无人机机电系统战伤状态评估的特征参数, 同时令矩阵  $C$  的奇异值为  $c_1, \dots, c_n$ 。

### 3.2 综合奇异值及熵理论的战伤状态评估参数构建

基于奇异值状态评估的优点是, 能够克服变动对评估结果的影响, 但同时当无人机系统真正出现战伤状态时, 由于奇异值的不变性可能导致漏评估, 为此, 我们引入熵理论, 综合不确定概率分析基础上, 给出无人机机电系统战伤状态评估的确定性结论。基于奇异值及熵理论的无人机机电系统战伤状态评估特征参数如式(5)所示。

$$E(c) = E[-\log q(c_i)] = -\sum_{i=1}^n q(c_i) \log q(c_i) \quad (5)$$

其中,  $E(C)$  表示期望值,  $q(c_i)$  代表无人机机电系统处于某种状态的概率。由式(5)可以看出, 用于无人机机电状态评估的特征参数, 综合了奇异值的稳定性和熵的确定性, 能够得到比较准确的状态评估结论。为更直观对无人机机电系统战伤状态进行评估, 采用式(6)所示形式, 给出无人机机电系统战伤状态评估参数。

$$\eta = e^{-|E(C_0)-E(C_1)|} \quad (6)$$

其中,  $E(C_0)$  表示无人机未受任何战伤状态的奇异值熵,  $E(C_1)$  代表通过解算得到的无人机机电系统状态的奇异值熵。分析式(6)所示表达形式可以发现,  $\eta$  的取值在 0 到 1 之间, 当无人机未受任何战损时,  $\eta$  取值为 1, 当无人机机电系统完全损坏时,

$\eta$  取值为 0,  $\eta$  取值越小, 说明无人机机电系统战损越严重。

## 4 仿真算例

为检验本文所提战伤状态评估方法的有效性, 以无人机机电作动系统正常工作、内部 2 个二极管断路、4 个二极管断路、二极管全部断路、2 个二极管短路、4 个二极管短路等损伤模式为例, 开展仿真研究。其中 4 个二极管断路时机电作动系统输入电压波形如图 2 所示。

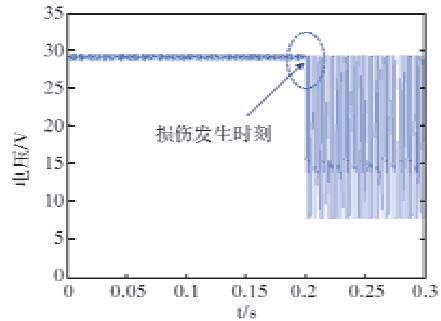


图 2 4 个二极管断路时无人机机电作动系统输入电压波形

从图 2 中所示的输入电压波形可以发现, 无人机机电作动系统在 0.2 s 出现了战斗损伤, 输入电压波形出现了较大波动。在得到战伤特征数据以后, 基于本文给出的战伤状态评估方案, 首先对原始数据信号进行 EMD 变换, 得到各 IMF 的分解信号如图 3 所示。分析图 3 所示的改进 EMD 分解图可以发现, IMF1 到 IMF9 信号分解谱带在 0.2 s 出现了明显变化, 说明无人机机电系统状态发生改变, 此外, 分解后各频带的数据信号满足本征模态函数要求, 说明采用本文所提改进策略可以抑制端点效应。

在进行 EMD 分解基础上, 根据本文所提战伤评估方案, 可以得到机电作动系统正常工作、内部 2 个二极管断路、4 个二极管断路、二极管全部断路、2 个二极管短路、4 个二极管短路等 6 种模式下的奇异值熵为 [2.32, 1.85, 1.62, 0.1, 1.52, 1.22], 在得到奇异值熵的基础上, 可以解算得到无人机机电作动系统的战伤状态评估参数为 [1, 0.625, 0.497, 0.109, 0.449, 0.333]。为便于直观观察状态评价情况, 将评估结果用直方图进行描述, 如图 4 所示。图中正常工作模式, 以及战伤模式 1 到 5 分别对应为机电作动系统内部 2 个二极管断路、4 个二极管断路、二极管全部断路、2 个二极管短路、4 个二极管短路等 5 种模式。从仿真结果可以看出,

采用本文所提的战伤状态评估方案，能够得到较为

准确的战伤状态评估结论。

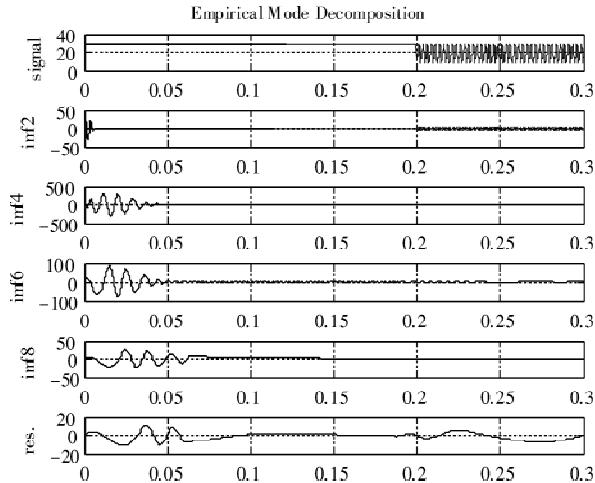


图3 无人机机电作动系统四个二极管断路损伤模式下的改进 EMD 分解信号图

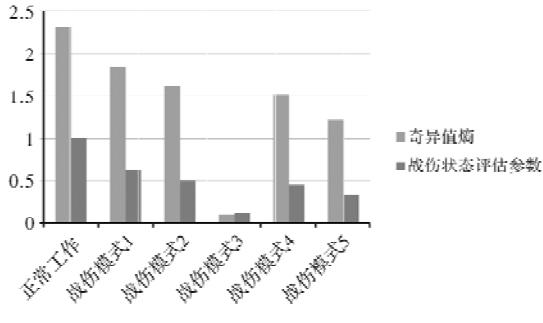
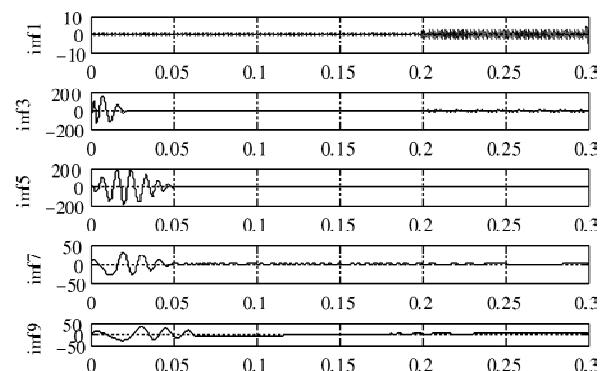


图4

## 5 结论

本文以无人机机电系统内部损伤评估为研究内容，提出了一种基于 EMD 的战伤状态评估参数构造方案。首先系统分析了无人机机电系统内部损伤的典型模式。其次针对 EMD 在提取机电系统特征数据中存在的缺点和不足，首先给出了改进策略，开展了检验研究。在此基础上，基于改进 EMD 分解和奇异值熵理论，构建了战伤状态评估参数设计方案。最后开展了数值仿真算例研究，结果表明，采用本文所提战伤状态评估方案，能够得到比较准确的战伤评估结论，为后续制定战伤抢修方案提供了基础。



## 参考文献

- [1] 祖光然, 裴扬, 侯鹏. 飞机战伤抢修评估与设计方法综述综[J]. 航空学报, 2020, 41(6): 1-22.
- [2] 范强军, 李曙光, 周彬, 等. 基于TFD的飞机战伤抢修技术体系的构建[J]. 航空维修与工程, 2015, 4(2): 50-53.
- [3] Pickhaver T W, Render P M. A Technique to Predict the Aerodynamic Effects of Battle Damage on an Aircraft's Wing[J]. Aeronautical, 2015, 11(9): 937-960.
- [4] 郭军, 宋建社, 曹继平, 等. 战场抢修资源重组决策方法[J]. 系统工程与电子技术, 2014, 36(2): 306-311.
- [5] 刘小辉, 逢勇. 飞机战伤抢修力量配置中的运筹学研究[J]. 航空维修与工程, 2015, 6(2): 53-54.
- [6] 张均勇, 李武奇, 周平辉. 基于特征的飞机战伤抢修性集对分析评价模型[J]. 东北大学学报(自然科学版), 2010, 31(5): 708-712.
- [7] 张胜涛, 杨建军, 娄寿春. 防空导弹武器系统战伤等级评判函数研究[J]. 战术导弹技术, 2007, 5(1): 16-19.
- [8] 冯海星, 先明乐. 军用飞机结构损伤评估专家系统设计研究[J]. 航空维修与工程, 2007, 6(1): 22-24.
- [9] 姚武文, 蔡开龙, 周平. 飞机战斗损伤基本形式研究[J]. 新技术新工艺, 2012, 6(4): 47-49.
- [10] 赵玉莹. 基于经验模态分解(EMD)的地震信号噪声抑制方法研究[D]. 吉林: 吉林大学, 2019.
- [11] 李方忠, 马文生, 陈溪, 等. 基于 Hilbert-Huang 变换方法的滚动轴承故障分析[J]. 兵器装备工程学报, 2018, 12(39): 213-217.
- [12] 李晨, 李川, 姜飞, 等. 改进希尔伯特-黄变换在电力系统谐波中的应用[J]. 电子科技, 2018, 8(31): 29-34.
- [13] 何振鹏, 朱志琪, 谢海超, 等. 线性外推法和相似极值法耦合抑制 EMD 端点效应[J]. 机械科学与技术, 2018, 37 (8): 58-64.

(上接第 24 页)

- [14] Jingchuan Li, Longya Xu, Zheng Zhang. An Adaptive Sliding-mode Observer for Induction Motor Sensorless Speed Control [J]. IEEE Transaction on Industry Applications, 2005, 41 (4): 1039-1046.
- [15] 刘震, 苗述, 李汶浍, 等. 基于 Super-Twisting 滑模观测器的永磁同步电机无传感器控制[J]. 东北大学学报(自然科学

版), 2020, 41(5): 741-746.

- [16] Levant A. Sliding Order and Sliding Accuracy in Sliding Mode Control, Control, 58(6): 1247-1263, 1993.
- [17] 杨洁. 高阶滑模控制理论及其在欠驱动系统中的应用研究[D]. 北京: 北京理工大学, 2015.

# 基于新型双滑模结构的永磁同步电机控制策略

陈先福<sup>1</sup>, 梁 泉<sup>2</sup>, 黄新宇<sup>1</sup>, 李炜鑫<sup>1</sup>, 蔡年杰<sup>1</sup>

(1. 福建理工大学 电子电气与物理学院, 福州 350118;

2. 福建理工大学 计算机科学与数学学院, 福州 350118)

**摘要:** 针对传统永磁同步电机无感矢量控制系统中存在转速超调、强抖振以及鲁棒性差等问题, 在位置环提出了一种以边界层可变的分段函数作为切换函数的新型全阶滑模观测器(NFSMO)并引入模糊控制模块实现对新切换函数边界层的自适应调节, 使系统的高频抖振问题得到有效削弱以及提高了转子位置的观测精度; 在速度环提出了一种新型趋近律与改进型扩展状态观测器(IESO)相组合的新型速度滑模抗扰动控制器(NSMDC), 结合最大转矩电流比(MTPA)拟合模块能够有效降低扰动误差对系统造成的影响, 提高系统的稳态性能。仿真结果表明: 与传统方法相比, 新型双滑模控制方法不仅能够有效改善系统的滑模抖振, 且具有更优的抗干扰性和稳定性。

**关键词:** 永磁同步电机; 全阶滑模观测器; 滑模抗扰动控制器; 最大转矩电流比; 双滑模控制

中图分类号: TM351; TN341; TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2024)02-0041-09

## Control Strategy for Permanent Magnet Synchronous Motors Based on a New Dual Sliding Mode Structure

CHEN Xianfu<sup>1</sup>, LIANG Quan<sup>2</sup>, HUANG Xinyu<sup>1</sup>, LI Weixin<sup>1</sup>, CAI Nianjie<sup>1</sup>

(1. School of Electronic, Electrical and Physics, Fujian University of Technology, Fuzhou 350118, China;

2. School of Computer Science and Mathematics, Fujian University of Technology, Fuzhou 350118, China)

**Abstract:** Aiming at the problems of speed overshoot, strong chattering and poor robustness in the traditional sensorless vector control system of permanent magnet synchronous motor, a new full-order sliding mode observer (NFSMO) with a variable boundary layer segmentation function as the switching function was proposed in the position loop and a fuzzy control module was introduced to achieve adaptive adjustment of the boundary layer of the new switching function, so that the high frequency jitter problem of the system can be effectively weakened and the rotor position observation accuracy was improved. Secondly, a new convergence law combined with an improved extended state observer (IESO) was proposed in the speed loop as a new speed sliding mode anti-disturbance controller (NSMDC), which combined the maximum torque-to-current ratio (MTPA) fitting module to effectively reduce the influence of disturbance errors on the system and improve the steady state performance. Simulation results show that the new dual-sliding-mode control method is not only effective in improving the sliding-mode jitter of the system, but also has better immunity and stability than the conventional method.

**Key words:** permanent magnet synchronous motor; full-order sliding mode observer; sliding mode anti-disturbance controller; maximum torque-to-current ratio; dual-sliding-mode control

## 0 引言

永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)具有功率密度高、响应速度快、起动力矩大和可靠性高等优点, 在诸多领域得到广泛应用。然而, PMSM 作为一个集耦合多、非线性强、

变量多的复杂控制对象, 实现高性能控制十分困难。由德国西门子公司的 F. Blaschke 于 1971 年提出的矢量控制理论采用磁链和转矩的解耦控制实现了 PMSM 类似直流电机的控制效果, 而且效率更高并提高了系统的动态性能, 被广泛应用于 PMSM 控制系统<sup>[1-3]</sup>。

收稿日期: 2023-08-19, 修回日期: 2023-09-12

基金项目: 福建省科技计划引导项目(2020H0021)

作者简介: 陈先福(1996), 男, 硕士研究生, 研究方向为电机与智能控制。

通讯作者: 梁 泉(1972), 男, 教授, 研究方向为电机及控制。

永磁同步电机矢量控制理论在实际运用中存在许多问题，比如位置环中位置传感器的安装无形增加了产品成本，降低了系统可靠性<sup>[4-5]</sup>。转速环中传统的 PI 控制存在超调量大、可靠性差等问题<sup>[6-8]</sup>。针对上述问题，本文主要采用了在永磁同步电机矢量控制领域中受到学术界和工业界广泛关注的滑模变结构控制系统，其具有对外部干扰和参数变化不敏感，鲁棒性好和可靠性高等诸多优点<sup>[9]</sup>，然而采用常规的滑模变结构模块易造成系统高频抖振，降低系统运行的动、静态性能<sup>[10]</sup>。为进一步提高该结构在 PMSM 系统中的控制性能，文献[11]把传统扩展滑模观测器中传统开关函数替换为边界层更为合适的饱和函数，提高了转子观测精度；文献[12]构造了一种改进的无模型速度滑模控制器（Sliding Mode Control, SMC），能有效降低控制系统对电机模型的依赖，提升系统抗干扰和鲁棒性能；文献[13]采用基于双锁相环的新型反电动势滑模观测器，实现转子位置信号相位估计误差的全补偿；文献[14]提出了一种基于滑模观测器（Sliding Mode Observer, SMO）的电流偏差解耦控制方法，利用滑模变结构的跟踪特性，实现对电流环更优的补偿控制。

综上所述，在对内嵌式永磁同步电机（Interior Permanent Magnet Synchronous Motor, IPMSM）的控制方法中有关双滑模控制方面的研究较少。由此，本文首先采用引入了模糊控制实现边界层自适应调节的分段函数替换传统全阶滑模观测器（Full-Order Sliding Mode Observer, FSO）中的开关函数来构成 NFSMO 控制器，旨在削弱因高频阶跃信号切换引起的系统抖振，并通过李雅普诺夫（Lyapunov）稳定性判据对所提出的 NFSMO 进行判定。其次，为增强系统对未知扰动的鲁棒性以及对速度观测的动态性能，围绕 IPMSM 控制系统中 MTPA 拟合模块给定转矩输入量要求，将所构造新型趋近律的 SMC 和 IESO 相结合，组成 NSMDC 控制器。最后综合上述思路，搭建了基于 FSMDC-NFSMO 的双滑模控制方案，最后通过 Matlab/Simulink 仿真结果分析，验证了所设计新型双滑模控制方案在转子位置和速度观测以及抗扰动方面有明显优势。

## 1 NFSMO 的理论推导和设计

### 1.1 传统 FSO 观测器的设计

IPMSM 在  $dq$  旋转坐标系下的电压方程可表示为

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + rL_d & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R_s + rL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \psi_f \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中， $i_d$ 、 $i_q$ 、 $u_d$ 、 $u_q$  分别为定子  $dq$  轴电流与电压；

$L_d$ 、 $L_q$  为定子  $dq$  轴电感； $R_s$  为定子相电阻； $\omega_e$  为转子电角速度； $\psi_f$  为永磁体磁链； $r$  为微分算子。

由于转子凸极性的存在，若直接将式(1)转换到  $\alpha\beta$  静止坐标系，则转换后电压方程式中夹杂  $\theta_e$  和  $2\theta_e$  项，很难将转子位置信息从中解耦出来。因此可重新构造式电压方程为

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + rL_d & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R_s + rL_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ (\omega_e i_d - i_q)(L_d - L_q) + \omega_e \psi_f \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中，上标“·”表示变量导数值。

定义  $E_{ex}$  为扩展反电动势（Extended Electromotive Force, EEMF）：

$$E_{ex} = (\omega_e i_d - i_q)(L_d - L_q) + \omega_e \psi_f \quad (3)$$

通过引入扩展反电动势概念，将电机转子位置信息仅在  $E_{ex}$  中反映，因此只需估算出 EEMF，便可获取电机转速和转子位置信息。

根据上述将式(2)转换为  $\alpha\beta$  两相静止坐标系下基于 EEMF 的电压方程：

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + rL_d & \omega_e(L_d - L_q) \\ -\omega_e(L_d - L_q) & R_s + rL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中， $E_\alpha = -E_{ex} \sin \theta_e$  和  $E_\beta = E_{ex} \cos \theta_e$  为在  $\alpha\beta$  轴下的扩展反电动势分量，而  $\theta_e$  为转子电角度。

将静止坐标系下的式(4)电压方程变换为电流方程：

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_\alpha \\ \dot{i}_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} -R_s & -\omega_e(L_d - L_q) \\ \omega_e(L_d - L_q) & -R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} u_\alpha - E_\alpha \\ u_\beta - E_\beta \end{bmatrix} \quad (5)$$

因为系统的电磁时间常数远小于其机械时间常数，在单个 PWM 时间周期内，可假设角速度为恒定值，即  $\dot{\omega}_e = 0$ 。结合扩展反电动势分量可求得：

$$\begin{bmatrix} \dot{E}_\alpha \\ \dot{E}_\beta \end{bmatrix} = \omega_e \begin{bmatrix} -E_\beta \\ E_\alpha \end{bmatrix} \quad (6)$$

联立式(5)和式(6)可得到状态变量为扩展反电动势和定子电流的 IPMSM 全阶状态方程：

$$\begin{bmatrix} \dot{e} \\ \dot{i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & 0 \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e \\ i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ B_2 \end{bmatrix} u \quad (7)$$

其中， $u = [u_\alpha \ u_\beta]^T$ ； $e = [E_\alpha \ E_\beta]^T$ ， $i = [i_\alpha \ i_\beta]^T$ ； $A_{11} = \omega_e \cdot H$ ， $A_{21} = -1/L_d \cdot I$ ； $A_{22} = 1/L_d (-R_s \cdot I +$

$$\omega_e(L_d - L_q) \cdot H; B_2 = 1/L_d \cdot I; I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; H = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

根据上述全阶状态方程, 搭建包含电流观测器和扩展反电动势观测器的 NFSMO 全阶观测器:

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{e}} \\ \dot{\hat{i}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{A}_{11} & 0 \\ A_{21} & \hat{A}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{e} \\ \hat{i} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \hat{B}_2 \end{bmatrix} u + G \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\text{其中, } \hat{e} = [\hat{E}_\alpha \quad \hat{E}_\beta]^T, \hat{i} = [\hat{i}_\alpha \quad \hat{i}_\beta]^T; \hat{A}_{22} = 1/L_d (-R_s \cdot I + \hat{\omega}_e(L_d - L_q) \cdot H); \hat{A}_{11} = \hat{\omega}_e \cdot H \quad G = \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} m & 0 & -n & 0 \end{bmatrix}^T; V_\alpha = \text{sign}(s_{i\alpha}); V_\beta = \text{sign}(s_{i\beta})。$$

式中,  $m$ ,  $n$  是经过 Lyapunov 稳定性分析后得到的滑模观测值增益,  $V_\alpha$ ,  $V_\beta$  为滑模控制率。上标“ $\hat{\cdot}$ ”表示状态量观测值, “~”表示状态量观测值和实际值之差。

定义电流滑模面为

$$s_i = \begin{bmatrix} s_{i\alpha} \\ s_{i\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha - i_\alpha \\ \hat{i}_\beta - i_\beta \end{bmatrix} \quad (9)$$

则式(8)中滑模控制率为

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sign}(s_{i\alpha}) \\ \text{sign}(s_{i\beta}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sign}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ \text{sign}(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{bmatrix} \quad (10)$$

## 1.2 NFSMO 观测器的设计

根据式(10)可知, 传统 FSMO 中滑模控制率由自身为阶跃跳变特性的符号函数组成, 导致观测器在系统稳定时仍出现高频抖振现象, 针对该问题, 本文构造一种边界层可变的分段函数作为新切换函数:

$$fal(s_i) = \begin{cases} \text{sign}(s_i) & |s_i| \geq \sigma \\ \frac{2}{\sigma} \frac{s_i}{|s_i|^2} & |s_i| < \sigma \end{cases} \quad (11)$$

式中,  $\sigma$  为边界层厚度, 且  $0 < \sigma \leq 1$ 。

如图 1 所示, 对比传统符号函数, 新切换函数在边界处的变化率较平缓, 可削弱由测量误差或系统惯性导致在滑模面运动过程中频繁地阶跃跳变导致的高频抖振。且如图 1(b)所示, 当边界层厚度增大时, 曲线越平缓, 控制精度更高, 但控制增益  $G$

的取值需更大, 系统抖振增强; 当边界层厚度减小时, 曲线越抖, 越接近符号函数的效果, 响应越快, 但抑制抖振效果减弱; 因此, 过大或过小的厚度取值都不能充分抑制抖振, 由此, 本文采用基于自适应模糊控制的可变边界层。

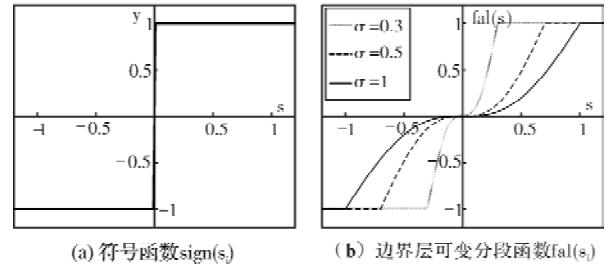


图 1 两种切换函数对比

自适应模糊控制器具有一定自适应学习能力, 新控制律边界层能够根据设定的模糊控制规则自动进行修正, 提高系统的性能。所设计自适应模糊控制器中  $\sigma$  边界层参数自适应模糊规则如表 1 所示, 自适应模糊控制器隶属度函数如图 2 所示。

表 1  $\sigma$  边界层参数自适应的模糊规则表

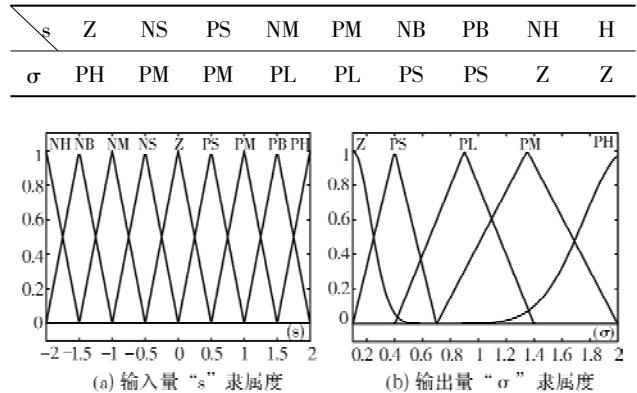


图 2 自适应模糊控制器隶属度函数

根据上述, NFSMO 的滑模控制率为

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} fal(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ fal(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{bmatrix} \quad (12)$$

综上所述, NFSMO 的结构如图 3 所示。

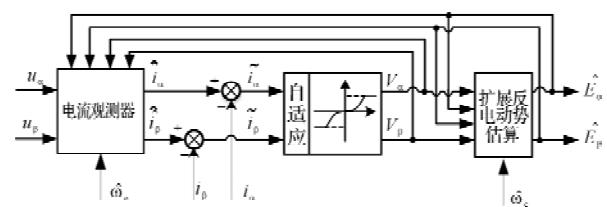


图 3 NFSMO 观测器整体结构

通过 NFSMO 估算出反电动势参数后, 采用正反切函数的方法可简单可靠地将 IPMSM 转速和转子位置信息解耦出, 即:

$$\begin{cases} \hat{\theta}_e = \arctan(\hat{E}_\beta/\hat{E}_\alpha) + \Delta\theta_{eo} \\ \Delta\theta_{eo} = \arctan(\hat{\omega}_e/\omega_c) + \frac{(\hat{E}_\alpha + |\hat{E}_\alpha|)\pi}{2|\hat{E}_\alpha|} \\ \hat{\omega}_e = \sqrt{\hat{E}_\alpha^2 + \hat{E}_\beta^2}/\psi_f \end{cases} \quad (13)$$

式中,  $\Delta\theta_{eo}$  为转子相位补偿角,  $\omega_c$  为截止频率。

### 1.3 NFSMO 稳定性分析

通常情况下, 定子电流运动到滑模区域时, 电机速度观测值  $\hat{\omega}_e$  收敛至实际值, 即  $\hat{\omega}_e = \omega_e$ , 将式(8)和式(7)相减得到定子电流和扩展反电动势误差动态方程组:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{E}}_\alpha = -\hat{\omega}_e \tilde{E}_\beta + \frac{m}{L_d} \cdot fal(\tilde{i}_\alpha) \\ \dot{\tilde{E}}_\beta = \hat{\omega}_e \tilde{E}_\alpha + \frac{m}{L_d} \cdot fal(\tilde{i}_\beta) \\ \dot{\tilde{i}}_\alpha = -\frac{R_s}{L_d} \tilde{i}_\alpha - \frac{\hat{\omega}_e(L_d - L_q)}{L_d} \tilde{i}_\beta - \frac{1}{L_d} \tilde{E}_\alpha - \frac{n}{L_d} \cdot fal(\tilde{i}_\alpha) \\ \dot{\tilde{i}}_\beta = -\frac{R_s}{L_d} \tilde{i}_\beta + \frac{\hat{\omega}_e(L_d - L_q)}{L_d} \tilde{i}_\alpha - \frac{1}{L_d} \tilde{E}_\beta - \frac{n}{L_d} \cdot fal(\tilde{i}_\beta) \end{cases} \quad (14)$$

对式(14)分析可知, 本文所设计 NFSMO 近似于由两个二阶滑模观测器构成, 分别为定子电流滑模观测器和扩展反电动势滑模观测器。为验证 NFSMO 能否在有限时间内在滑模面实现收敛, 先分析定子电流滑模观测器, 构造定子电流 Lyapunov 函数:

$$V_1 = \frac{1}{2} S^T S = \frac{1}{2} (\tilde{i}_\alpha^2 + \tilde{i}_\beta^2) \quad V > 0 \quad (15)$$

若要保证系统稳定, 根据滑模变结构原理, 需满足可达性条件  $\dot{V} < 0$ , 将式(14)中定子电流误差动态方程带入分析得:

$$\begin{aligned} \dot{V} = S^T \dot{S} = & -\frac{R_s}{L_d} (\tilde{i}_\alpha^2 + \tilde{i}_\beta^2) + \frac{(\hat{E}_\alpha - \tilde{E}_\alpha)}{L_d} \tilde{i}_\alpha - \\ & \frac{n}{L_d} \tilde{i}_\alpha \cdot fal(\tilde{i}_\alpha) + \frac{(\hat{E}_\beta - \tilde{E}_\beta)}{L_d} \tilde{i}_\beta - \frac{n}{L_d} \tilde{i}_\beta \cdot fal(\tilde{i}_\beta) < 0 \end{aligned} \quad (16)$$

由图 1(b)知新切换函数  $fal(\tilde{i}_\alpha)$  在直角坐标系上过原点且位于第一、三象限, 易知:  $\tilde{i}_\alpha \cdot fal(\tilde{i}_\alpha) \geq 0$ ,  $\tilde{i}_\beta \cdot fal(\tilde{i}_\beta) \geq 0$ 。若需满足  $\dot{V} < 0$ , 则滑模增益  $n$  必须符合:

$$n > \max\{|E_\alpha|, |E_\beta|\} \quad (17)$$

当定子电流观测值  $\hat{i}$  收敛至实际值  $i$ , 即  $\tilde{i}_\alpha = \tilde{i}_\beta = 0$ , 表示定子电流滑模观测器已处于稳定状态。然后进一步分析扩展反电动势滑模观测器, 此时式(14)中反电动势方程组可表示为

$$\begin{cases} \dot{\tilde{E}}_\alpha = -n \cdot fal(\tilde{i}_\alpha) \\ \dot{\tilde{E}}_\beta = -n \cdot fal(\tilde{i}_\beta) \end{cases} \quad (18)$$

将式(18)代入式(14)扩展反电动势误差动态方程组中得:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{E}}_\alpha = -\hat{\omega}_e \tilde{E}_\beta - \frac{1}{L_d} \frac{m}{n} \tilde{E}_\alpha \\ \dot{\tilde{E}}_\beta = \hat{\omega}_e \tilde{E}_\alpha - \frac{1}{L_d} \frac{m}{n} \tilde{E}_\beta \end{cases} \quad (19)$$

拉普拉斯变换解微分方程组式(19), 得到其特征方程:

$$\vartheta(s) = s^2 + \frac{2}{L_d} \frac{m}{n} \cdot s + \left(\hat{\omega}_e^2 + \left(\frac{m}{n}\right)^2 \cdot \left(\frac{1}{L_d}\right)^2\right) = 0 \quad (20)$$

进一步求得其特征根为

$$s_{1,2} = \frac{-m/n \pm jL_d \hat{\omega}_e}{L_d} \quad (21)$$

显然, 求得特征根为一对共轭复根且均在 s 负半平面, 分析可得扩展反电动势误差渐进减小并最终趋于零, 系统将收敛稳定。

将式(20)改写为标准式:

$$\begin{cases} s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 = 0 \\ \zeta = \frac{m}{n} \\ \omega_n = \sqrt{\left(\frac{m}{n}\right)^2 + (L_d \hat{\omega}_e)^2} \end{cases} \quad (22)$$

式中,  $\zeta$  为阻尼比,  $\omega_n$  为自然振荡角频率。

根据自动控制理论中二阶系统的时域响应分析, 当处于欠阻尼 ( $0 < \zeta < 1$ ) 时系统的特征根为一对处于 s 负半平面的共轭复根, 根据二阶系统在欠阻尼时阶跃响应的性能指标:

$$\begin{cases} M_p = e^{-\frac{\zeta\pi}{\sqrt{1-\zeta^2}}} \\ t_s \approx 3/(\zeta\omega_n) \end{cases} \quad (23)$$

式中,  $M_p$  为超调量,  $t_s$  为系统的调整时间。

根据式(23)可知, 欠阻尼系统的输出存在超调量且其大小由  $\zeta$  决定, 而  $\zeta\omega_n$  值越大, 系统收敛速度越快, 不同  $\zeta$  及  $\omega_n$  值对二阶系统动态性能的影响如图 4 所示。为确保系统有较小的超调量  $M_p$ , 通过选择合适的  $m/n$  值来使  $\zeta$  位于 0.5 ~ 0.8 之间; 为缩短

系统动态调整过程时间  $t_s$ , 可适当调整  $m$ 、 $n$  的值来校正  $\omega_n$  以实现较大的  $\zeta\omega_n$  值。

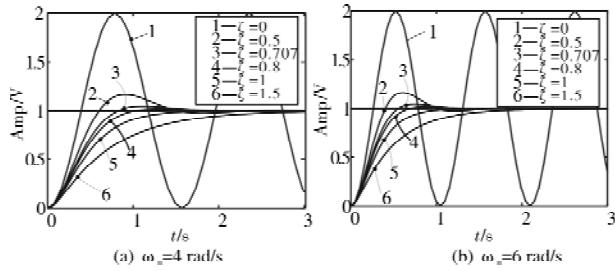


图 4  $\zeta$ 、 $\omega_n$  为不同值时单位阶跃响应下的时间曲线

## 2 NSMDC 的理论推导和设计

### 2.1 改进新型趋近律的设计

提高系统中滑模控制性能的关键在于解决滑模变结构存在的高频抖振问题。其中, 优化趋近律就是削弱滑模控制抖振问题的有效方法。本文基于传统指数趋近律提出一种新型趋近律:

$$\begin{cases} \dot{s} = -k_1 \operatorname{arcsinh}(a|s|^b \cdot \operatorname{sign}(s)) - k_2 s \\ k_1 > 0, k_2 > 0, 0 < a \leq 1, 0 < b < 1 \end{cases} \quad (24)$$

式中,  $s$  为滑模面,  $k_1$ 、 $k_2$  为滑模增益,  $a$ 、 $b$  为滑模系数。

新型趋近律与传统趋近律  $\dot{s} = -k_1 \operatorname{sign}(s) - k_2 s$  对比如图 5 所示。分析可知新型趋近律的滑模系数  $b$  可调整其在趋近滑模面时的趋近速度, 其数值越小越接近传统趋近律, 而滑模系数  $a$  可改变其在滑模面附近的跳变幅值。综上所述, 结合滑模系数  $a$ 、 $b$  可调整在新型趋近律在滑模面附近的基本分布, 而通过调节滑模增益  $k_1$ 、 $k_2$  大小可优化新型趋近律在不同工况下整个趋近过程的效果。

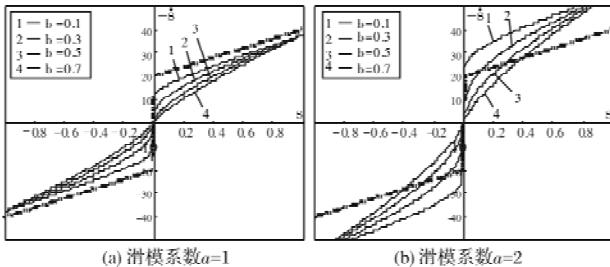


图 5  $b$  为不同值时的新型趋近律与传统趋近律对比

对式(24)分析可知, 新型趋近律中的指数部分保证了系统状态在远离滑模面阶段时的趋近速度。接着引入反双曲正弦函数替换传统的符号函数, 其相较于指数部分在系统状态变量接近滑模面时幅值更大而起主要趋近作用, 且较于传统的符号函数呈现更好地软切换效果。将传统趋近律和新型趋近律在系统稳态运行后的控制输入进行仿真对比, 结果如图 6 所示, 新型趋近律能够有效削弱系统抖振强

度, 改善系统的稳态输入。

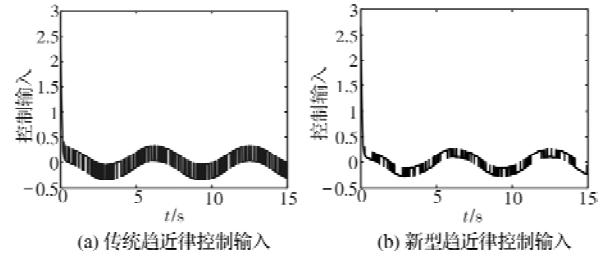


图 6 两种趋近律稳态输入对比

为了进一步验证新型趋近律的稳定性, 通过 Lyapunov 进行分析, 即:

$$\dot{V} = \dot{s}s = s[-k_1 \operatorname{arcsinh}(a|s|^b \cdot \operatorname{sign}(s)) - k_2 s^2] \quad (25)$$

已知反双曲正弦函数  $\operatorname{arcsinh}(a|s|^b \cdot \operatorname{sign}(s))$  为奇函数, 则对于任意  $s$  均满足可达性条件  $\dot{V} \leq 0$ , 表明本文所设计的新型趋近律可使滑模状态变量收敛至滑模面。

### 2.2 基于新型趋近律的 NSMDC 设计

考虑系统在外界出现不确定性扰动时, 需要确保速度环中速度滑模控制器能实现精准控制。由此, 本文将 SMC 设计中系统状态变量的微分滑模面替换为积分滑模面, 从而减小高频噪声的干扰, 提高系统稳态性能, 所设计 SMC 的系统状态变量为

$$\begin{cases} x_1 = \omega^* - \hat{\omega} \\ x_2 = \int_{-\infty}^t (\omega^* - \hat{\omega}) dt \end{cases} \quad (26)$$

式中,  $\omega^*$  为给定机械角速度。

所选取积分型滑模面为

$$s = x_1 + cx_2 \quad (27)$$

式中,  $s$  为积分滑模面,  $c$  为积分系数。

对积分滑模面函数求导可得:

$$\dot{s} = \dot{x}_1 + c\dot{x}_2 \quad (28)$$

在实际应用中, 电机运行过程中控制系统会实时受到外界未知扰动量的影响, 进而影响到系统的调速性能。为提高 SMC 估测的电磁转矩值精度, 增强系统的鲁棒性, 本文构建电机机械运动方程时考虑了外界扰动对系统的影响, 重构总扰动量方程  $d_t = -a_1 T_L + d_1$ , 并搭建扩展状态方程:

$$\begin{cases} \dot{\hat{\omega}} = a_1 T_e - a_1 T_L - b_1 \hat{\omega} + d_1 \\ \dot{d}_t = \nu_t \end{cases} \quad (29)$$

式中,  $a_1 = 1/J$ ,  $b_1 = B/J$ , 其中,  $J$  为转动惯量,  $T_L$  为负载转矩,  $d_1$  为其他未知外部扰动,  $d_t$  表示总扰动量,  $\nu_t$  为  $d_t$  的变化率。

联立式(24)、式(28)和式(29)得 NSMDC 输出的电磁转矩观测值为

$$\begin{aligned} T_e &= J(-k_1 \operatorname{arcsinh}(a + s + b \cdot \operatorname{sign}(s)) - k_2 s \\ &\quad + b_1 \hat{\omega} - c x_1 - d_1) \end{aligned} \quad (30)$$

由于式(30)中存在未知的总扰动量  $d_1$ , 无法直接获得 NSMDC 的输出值  $T_e$ , 需要对  $d_1$  另行估计。因为传统扩展状态观测器对未知扰动量能实现有效观测, 本文在其基础上提出 IESO 观测器。根据式(29), 所设计 IESO 状态方程组为

$$\begin{cases} \dot{\hat{\omega}}_{\text{ieso}} = a_1 T_e - b_1 \hat{\omega}_{\text{ieso}} + \hat{d}_1 + u_{\text{sme}} \\ \dot{\hat{d}}_1 = \eta u_{\text{sme}} \\ u_{\text{sme}} = \mu \operatorname{sign}(s_{\omega}) \end{cases} \quad (31)$$

式中,  $\eta$  为滑模系数,  $\mu$  为观测器系数,  $T_e$  为电磁转矩,  $\hat{\omega}_{\text{ieso}}$  为 IESO 对机械角速度  $\omega$  的估计值, 滑模面  $s_{\omega} = \hat{\omega}_{\text{ieso}} - \hat{\omega}$ 。

由 IPMSM 在  $dq$  轴的转矩方程可求得  $T_e$ , 即

$$T_e = 1.5p[\psi_f i_q + (L_d - L_q)i_d i_q] \quad (32)$$

式中,  $p$  为电机极对数。

将式(31)和式(29)相减得其误差方程:

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = -b_1 e_1 + e_2 + u_{\text{sme}} \\ \dot{e}_2 = \eta u_{\text{sme}} - \nu_t \end{cases} \quad (33)$$

式中,  $e_1$  为机械角速度的估计误差值,  $e_2$  为总扰动量的估计误差值, 且  $e_1 = s_{\omega}$ ,  $e_2 = \hat{d}_1 - d_1$ 。

综上所述, IESO 结构如图 7 所示。

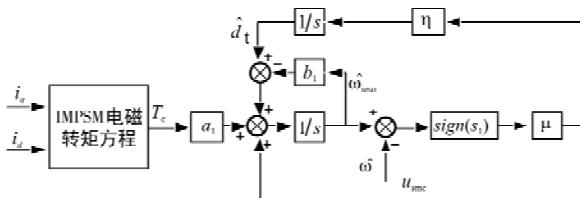


图 7 IESO 整体结构

为进一步分析 IESO 的系数  $\eta$  与  $\mu$ , 根据滑模变结构原理, 系数  $\mu$  需满足滑动模态可达性条件  $\dot{V} = ss < 0$  以保证系统能够收敛稳定, 结合式(33)将 IESO 的滑动模态可达条件表述为

$$\dot{e}_1 e_1 = e_1(-b_1 e_1 + e_2 + \mu \operatorname{sign}(e_1)) < 0 \quad (34)$$

根据  $e_1$  的取值将式(34)重新表述为

$$\dot{e}_1 e_1 = \begin{cases} e_1[(-b_1 e_1 + e_2) - \mu] < 0, & e_1 < 0 \\ e_1[(-b_1 e_1 + e_2) + \mu] < 0, & e_1 > 0 \end{cases} \quad (35)$$

根据式(35)可得:

$$\mu < -| -b_1 e_1 + e_2 | \quad (36)$$

为便于分析设计, 将系数  $\mu$  重新表述为

$$\mu = -\lambda_1 | -b_1 e_1 + e_2 |, \lambda_1 > 1 \quad (37)$$

式中,  $\lambda_1$  为影响因子。

分析知系数  $\mu$  满足式(37)条件即可确保观测器状态变量动态收敛并维持在滑模面上, 得:

$$\dot{e}_1 = e_1 = 0 \quad (38)$$

联立式(33)和式(38)可得:

$$\begin{cases} \dot{e}_2 = -u_{\text{sme}} \\ \dot{e}_2 = \eta u_{\text{sme}} - \nu_t \end{cases} \quad (39)$$

式(39)可改写为

$$\dot{e}_2 + \eta e_2 + \nu_t = 0 \quad (40)$$

根据式(40)可求扰动估计误差:

$$e_2 = e^{-\eta t} (\lambda_2 + \int \nu_t e^{\eta t} dt) \quad (41)$$

式中,  $\lambda_2$  为常数。

基于式(41)分析可知,  $e_2$  的大小取决于  $e^{-\eta t}$ , 要确保  $e_2$  能收敛到 0, 则应满足  $\eta > 0$ , 且滑模系数  $\eta$  的取值大小直接影响扰动估计误差的收敛速度, 即  $\eta$  取值越大,  $e_2$  的收敛速度越快。

综上而言, 观测器系数  $\mu$  和滑模系数  $\eta$  是 IESO 的唯一约束条件。

### 2.3 NSMDC 在 IPMSM 调速系统的实现

NSMDC 难以从交直轴电感不对称的 IPMSM 模型中直接分析出准确的  $dq$  轴给定电流, 为充分发挥 IPMSM 电机性能, 本文构建 MTPA 拟合模块作为  $dq$  轴电流的给定输出, 而 MTPA 拟合模块的给定转矩输入量由 NSMDC 观测器提供, 具体实现分析如下, 令:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_s \cos \vartheta \\ i_s \sin \vartheta \end{bmatrix} \quad (42)$$

式中,  $\vartheta$  为  $i_s$  和  $d$  轴正向夹角,  $i_s$  为定子电流。

将式(42)代入式(32)可得  $T_e$  与  $\vartheta$  关系:

$$T_e = 1.5p[\psi_f i_s \sin \vartheta + 0.5(L_d - L_q)i_s^2 \sin(2\vartheta)] \quad (43)$$

对式(43)求极值, 可得满足  $i_s$  在一定范围下的 MTPA 最优  $\vartheta$ , 即:

$$\vartheta = \frac{\pi}{2} - \arcsin \left[ \frac{\psi_f^2 - 8(L_d - L_q)^2 i_s^2}{4(L_d - L_q)i_s} \right] \quad (44)$$

联立式(43)和式(44)可得到给定电磁转矩  $T_e$  分别与  $i_d$ 、 $i_q$  的对应关系。根据所得关系, 通过使用 Matlab 进行二次多项式拟合获取  $i_s$  在一定范围内  $dq$  轴给定电流  $i_d$ 、 $i_q$  分别对应  $T_e$  的拟合表达式。本文结合表 2 所给 IPMSM 电机参数, 得到  $i_s$  在 0~10 A 内,  $T_e$  所对应电流的拟合表达式:

$$\begin{cases} i_q^* = -0.0117T_e^2 + 1.8070T_e + 0.0005 \\ i_d^* = -0.1109T_e^2 - 0.0019T_e + 0.0002 \end{cases} \quad (45)$$

式中,  $i_d^*$ 、 $i_q^*$  为  $dq$  轴给定电流。

实际曲线与拟合表达式曲线如图 8 所示。

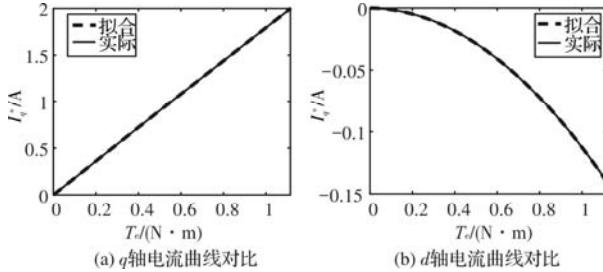


图 8  $dq$  轴电流与转矩的拟合曲线与实际曲线对比

由图 7 可知,  $q$  轴和  $d$  轴拟合表达式曲线和实际曲线非常接近, 通过 MTPA 拟合模块能够简单、快速实现从 IPMSM 电磁转矩中分析出对应准确的  $dq$  轴给定电流。

### 3 仿真结果与分析

为了分析验证 NSMDC + NFSMO 方案的可行性和有效性, 通过 Matlab/Simulink 平台搭建基于 IPMSM 的双滑模控制系统。然后依次对传统比例积分控制器—全阶滑模观测器(PI-FSMO)、速度滑模控制器—全阶滑模观测器(SMC-FSMO)以及新型速度滑模抗干扰控制器—新型全阶滑模观测器(NSMDC-NFSMO)三种控制方案各进行仿真并分析比较, 其中本文所设计的 NSMDC-NFSMO 控制方案系统框图如图 9 所示。

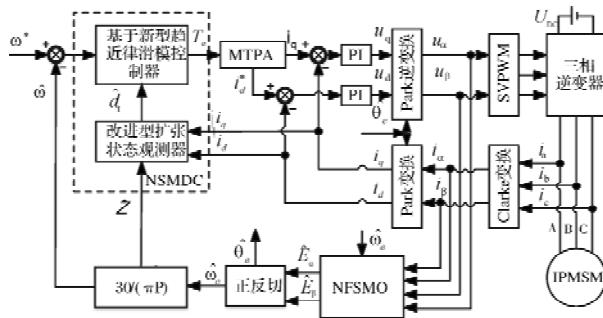


图 9 NSMDC-NFSMO 控制方案控制系统框图

仿集中内置式永磁同步电机参数如表 2 所示。

表 2 内置式永磁同步电机参数

电机参数	参数值
极对数 $P$	5
定子电阻 $R_s/\Omega$	0.474
$d$ 轴电感 $L_d/mH$	0.0082
$q$ 轴电感 $L_q/mH$	0.0108
转动惯量 $J/(kg \cdot m^2)$	0.0001
永磁体磁链 $\Psi_f/Wb$	0.074
阻尼系数 $B/(N \cdot m \cdot s)$	0.003

仿真时参数设置为: PI 中  $K_p = 0.01$ ,  $K_i = 0.6$ ; NSMDC 中  $k_1 = 200$ ,  $k_2 = 100$ ,  $a = 0.3$ ,  $b = 0.5$ , 滑模系数反馈系数  $c = 20$ ; IESO 中影响因子  $\lambda_1$  取值 2,  $\eta$  取值 120; NFSMO 中滑模增益  $n = 3000$ ,  $m = 18000$ 。仿真过程中, 电机采用 L/F 开环起动并切闭环至低速 600 r/min, 然后在 0.5 s 时将转速提高至 1200 r/min, 且在 1.0 s 时突加负载。

三种控制方案速度响应仿真结果如图 10 所示。

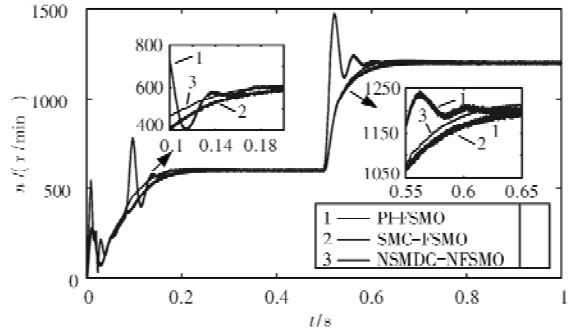


图 10 IPMSM 宽速域速度响应对比

根据图 10 可得, 在系统从 L/F 开环切换至速度闭环以及电机转速提升至 1200 r/min 两处, PI-FSMO 控制方案均出现明显超调震荡现象, 且最大抖振幅度为期望转速的 18.3%; 而 SMC-FSMO 方案和 NSMDC-NFSMO 控制方案无明显超调现象, 但后者动态响应更快, 在系统开环切闭环瞬间表现出更优的抗扰动能力。

图 11 为系统在 1 s 突加负载转矩时三种方案对应的转速响应波形。分析可知, 突加负载时 SMC-FSMO 方案控制下的转速脉动最大, 达到期望转速的 16.7%, 且速度回稳所需时间最长; PI-FSMO 方案虽然稳定速度所需时间最短, 但最大速度脉动为 14.6%, 且过程中伴随明显超调震荡现象; 相较前两种方案, NSMDC-NFSMO 控制方案速度脉动为 10.4%, 数值最小且速度回稳过程中呈现更好的动态响应特性。

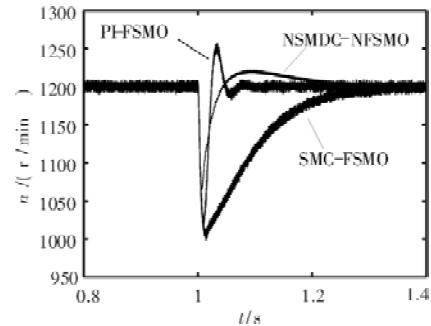


图 11 IPMSM 突加负载时速度响应对比

三种方案对应的三相电流响应波形如图 12 所示。对比分析发现, 在系统状态发生较大变化时三者中 PI-FSMO 方案的三相电流均呈现较大脉动, 而 SMC-FSMO 方案下的三相电流响应速度则略显缓慢。

从整体而言, FSMDC-NFSMO 方案的三相电流波形展现出更好的效果。

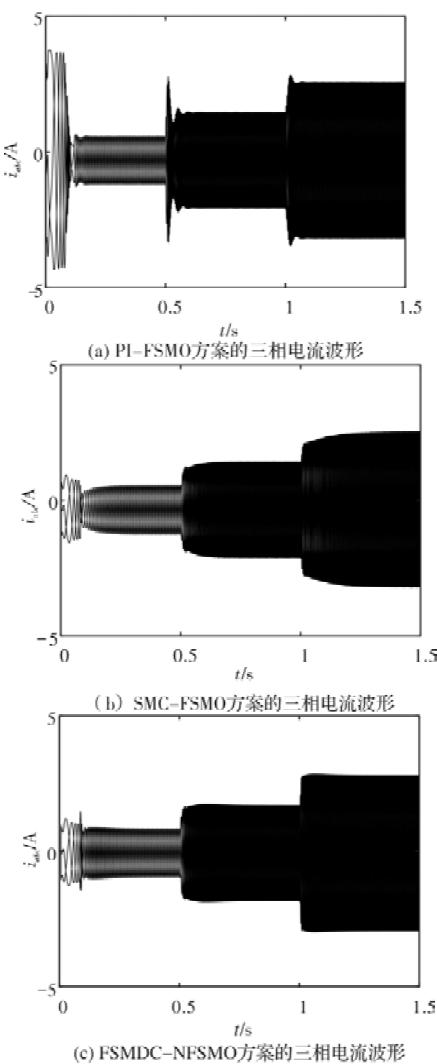


图 12 IPMSM 三相电流波形对比

图 13 为系统分别在三种控制方案下的转速误差波形以及对应 1.4~1.5 s 稳定运行下的转速误差放大波形。分析图 12 可知在电机稳态下, 采用传统全阶滑模观测器的 PI-FSMO 和 SMC-FSMO 控制方案的系统转速误差波动范围为 -10~10 r/min 且稳态时仍呈现无规律高频抖动现象; 而 FSMDC-NFSMO 方案由于其速度环中的 FSMDC 控制器设计时采用了积分滑模面, 在状态轨迹到达滑模面后具有积分器的效果, 并且相较于传统趋近律所携带符号函数的阶跃特性, 新型趋近律在滑模面附近的曲线分布呈现平滑对称的非线性特性, 总体使得在 FSMDC-NFSMO 方案下系统的转速误差波形不似前两种方案那样表现出无规律的阶跃跳变, 而是呈现平滑且有规律的波动, 且其波动范围仅为 -2.0~1.0 r/min。

图 14 为系统分别在三种控制方案下转子位置实际值和观测值仿真波形。分析可得, PI-FSMO 和 SMC-FSMO 控制方案在电机起动阶段转子位置观测

角度畸变较大, 且在整个控制过程中角度观测误差表现的“毛刺”现象明显。而 FSMDC-NFSMO 控制方案的角度观测误差明显优于前面两种方案, 这提高了系统的控制精度, 且更大程度地降低系统损耗。

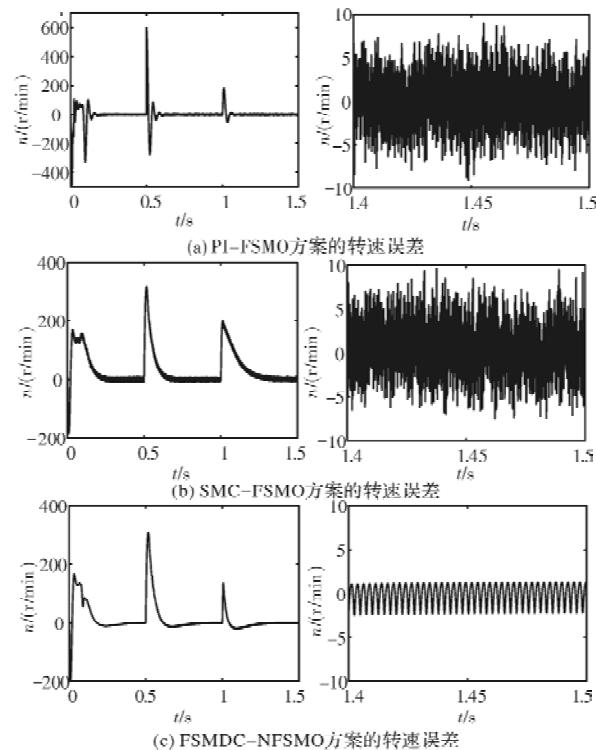


图 13 IPMSM 转速误差变化对比

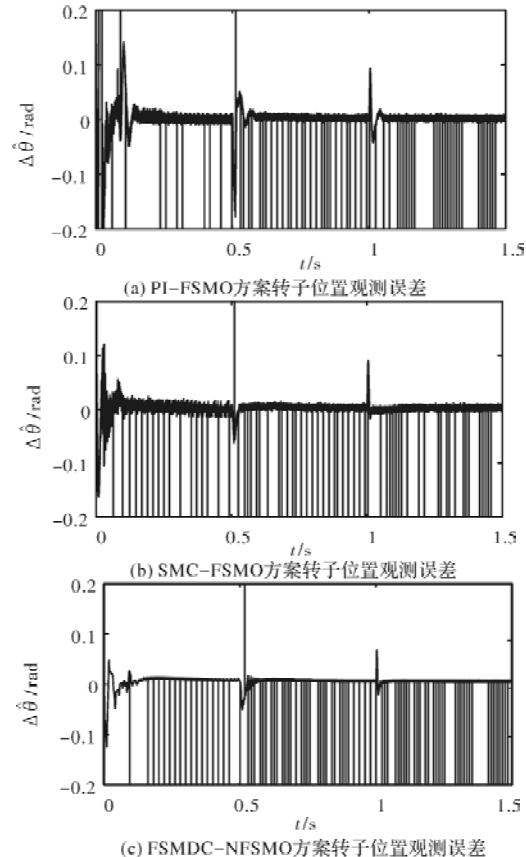


图 14 IPMSM 转子位置观测误差对比

## 4 结 论

在传统 SMO 与 SMC 的基础上, 本文设计了一套针对 IPMSM 系统的 NFSMO-NSMDC 双滑模控制方案, 并与 PI-FSMO 和 SMC-FSMO 两种常用控制方案进行了仿真对比分析。结果表明, 采用了新型双滑模控制方案下, 在电机起动时, 系统的速度响应更优, 转速超调更小, 转子角度跟踪更精准; 在增大转速时, 电机具有优异的调速性能; 在突加负载时, 系统的抗扰动能力也优于其他两种控制策略; 在整个控制过程中, 系统的三相电流波形更加完善, 并且系统中无位置传感器的转子位置辨识结果更加准确, 转速误差波动更为平滑。综上所述, 该方案具有更高性能的无感矢量控制特性, 在 IPMSM 系统双滑模控制方面研究有一定参考价值。

## 参考文献

- [1] 刘军, 俞金寿. 永磁同步电机控制策略[J]. 上海电机学院学报, 2007, 10(3): 180-185.
- [2] Liu L, Cartes D A. Synchronisation Based Adaptive Parameter Identification for Permanent Magnet Synchronous Motors[J]. IET Control Theory and Applications, 2007, 1(4): 1015-1022.
- [3] 寇宝泉, 赵晓坤, 张浩泉, 等. 永磁同步电机电磁结构及磁场调节技术的综述分析[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(20): 7126-7141.
- [4] 付康壮, 刘计龙, 麦志勤, 等. 改进型 IF 控制结合有效磁链法的永磁同步电机全速域无位置传感器控制策略[J]. 电工技术学报, 2022, 37(22): 5704-5716.
- [5] 张祺琛, 刘细平, 王方凯文, 等. 基于改进滑模观测器的永磁同步电机无传感器控制[J]. 组合机床与自动化加工技术, 2022(1): 85-88, 93.
- [6] 张猛. 基于级联模糊控制的永磁同步电机直接转矩控制[J]. 组合机床与自动化加工技术, 2022(11): 84-87.
- [7] 李垣江, 董鑫, 魏海峰, 等. 表贴式永磁同步电机转速环复合 PI 无位置传感器控制[J]. 电工技术学报, 2020, 35(10): 2119-2129.
- [8] Wenjing Zhang, Bowen Cao, Nan Nan, et al. An Adaptive PID-Type Sliding Mode Learning Compensation of Torque Ripple in PMSM Position Servo Systems Towards Energy Efficiency [J]. Isa Transactions, 2021, 110: 258-270.
- [9] 于艳君, 崔明恺, 柴凤. 双绕组永磁同步电机滑模变结构控制[J]. 电工技术学报, 2022, 37(22): 5799-5807.
- [10] 吕德刚, 李子豪. 表贴式永磁同步电机改进滑模观测器控制[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(10): 58-66.
- [11] 申永鹏, 刘安康, 崔光耀, 等. 扩展滑模观测器永磁同步电机无传感器矢量控制[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(8): 51-57, 66.
- [12] 赵凯辉, 戴旺珂, 周瑞睿, 等. 基于扩展滑模扰动观测器的永磁同步电机新型无模型滑模控制[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(6): 2375-2386.
- [13] 顾聰, 王晓琳, 邓智泉. 一种基于双重锁相环的高速永磁同步电机转子位置估计误差全补偿方法[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(3): 962-970.
- [14] 刘宇博, 王旭东, 周凯. 基于滑模观测器的永磁同步电机电流偏差解耦控制[J]. 电工技术学报, 2020, 35(8): 1642-1652.

(上接第 17 页)

## 参考文献

- [1] 戴兴建, 邓占峰, 刘刚, 等. 大容量先进飞轮储能电源技术发展状况[J]. 电工技术学报, 2011, 26(7): 133-140.
- [2] 高春辉, 刘春晖, 郑博文, 等. 飞轮储能系统在风力发电调频中的应用研究[J]. 科技创新与应用, 2022, 12(30): 161-164.
- [3] 鲍海静, 梁培鑫, 柴凤. 飞轮储能用高速永磁同步电机技术综述[J]. 微电机, 2014, 47(2): 64-72.
- [4] 邢向上, 姜新建. 飞轮储能系统电机及其控制器概述[J]. 储能科学与技术, 2015, 4(2): 147-152.
- [5] 寇宝泉, 曹海川, 张晓晨. 新型结构高速无槽永磁同步电机研究[J]. 电机与控制学报, 2016, 20(6): 77-86.
- [6] 吕东元, 吕奇超, 李延宝, 等. 磁悬浮储能飞轮高速永磁电机设计及优化[J]. 大电机技术, 2022(2): 6-12, 44.
- [7] 张维煜, 朱焜秋. 飞轮储能关键技术及其发展现状[J]. 电工技术学报, 2011, 26(7): 141-146.
- [8] 苏京悦. 飞轮储能用高速永磁电机设计与多物理场分析[D]. 武汉: 华中科技大学, 2023.

# 齿轮箱油对发电机影响研究及应用

石胜杰，李延慧，李斐斐，何海涛

(北京金风科创风电设备有限公司，北京 100176)

**摘要：**中速永磁风力发电机组的发电机与齿轮箱高度集成，共用高速轴和端盖。若端盖密封失效会导致油液、油雾进入发电机内部。由于端盖密封的寿命未经过长期老化验证，因此亟需研究油液、油雾对发电机绕组绝缘和防腐等功能的影响。然而，齿轮箱漏油程度等环境工况无法量化，故在研究过程中通过常规试验项目提高试验严苛等级，提出了“高温长时油膜 + 高温长时浸油”的发电机绝缘及防腐耐油测试方法，完成了发电机绝缘的系统级防腐体系的油雾耐受性试验，为发电机的可靠性设计提供了重要依据。

**关键词：**中速永磁发电机；风力发电机组；绝缘及防腐；耐油测试

中图分类号：TM315；TM351

文献标志码：A

文章编号：1001-6848(2024)02-0050-06

## Research and Application of Gearbox Oil's Influence on Generator

SHI Shengjie, LI Yanhui, LI Feifei, HE Haitao

(Beijing Goldwind Science & Creation Windpower Equipment Co., LTD., Beijing 100176, China)

**Abstract:** The generator and gearbox of the medium-speed permanent magnet wind turbine are highly integrated, sharing the high-speed shaft and end cover. If the seal of the end cover fails, oil and oil mist will enter the generator. Since the life of the end cover seal has not been verified by long-term aging, it is urgent to study the influence of oil and oil mist on the insulation and anti-corrosion of the generator winding. However, the environmental conditions such as the amount of oil leakage of the gearbox cannot be quantified. Therefore, in the process of research, conventional test items were used to improve the test severity level, and the generator insulation and anti-corrosion oil resistance test method of “high temperature and long time oil film + high temperature and long time oil immersion” was proposed. The oil mist resistance test of the system-level anti-corrosion system of the generator insulation was completed, which provided an important basis for the reliability design of the generator.

**Key words:** medium-speed permanent magnet generator; wind turbine; insulation and anti-corrosion; oil mist tolerance test.

## 0 引言

2022 年 1 月至 12 月份，全国风电累计并网装机量 35096 万千瓦。预计到 2023 年底，全国风电装机规模约将达到 4.3 亿千瓦。在能源转型的背景下，我国风电技术稳步发展，风电设备得到持续升级，风电事业将会蓬勃发展。随着产业规模的扩大，风电行业特有的技术难题逐渐暴露在行业视野中，发电机面临油液泄露的侵蚀便是其中之一<sup>[1-2]</sup>。

不同于直驱永磁和双馈机组，中速永磁机组特

殊的齿电集成传动形式，使得从齿轮箱输出端部泄露出来的润滑油直接进入发电机中，严重危害发电机的安全运行。有机组运行表明，由于油雾、油污、碳粉的影响，导致转子绝缘多次发生下降到整定下限值，机组被迫停机处理<sup>[3]</sup>。润滑油可导致电机绝缘发生腐蚀老化，易发生短路、击穿等故障。油液还会溶解结构防腐涂层并凝聚其它有害元素，使构件表面产生裂纹或涂层剥落等有害影响，对于开放式冷却或油冷发电机<sup>[4]</sup>，油液极易沾染灰尘或涂层碎屑凝聚在冷却回路中，降低其散热性能。陆上机

收稿日期：2023-08-10，修回日期：2023-12-06

基金项目：国家重点研发专项资助(2022YFB4201402)

作者简介：石胜杰(1995)，男，硕士，中级工程师，研究方向为中速永磁风力发电机设计。

李延慧(1974)，男，本科，高级工程师，研究方向为中速永磁风力发电机设计。

组 20 年、海上机组 25 年的使用寿命，对发电机的可靠性提出了很高的要求，一旦发生了损害，将对风电场业主和整机企业的收益以及品牌形象带来不小的损失，因此不能不对发电机面临的这种风险加以警惕和防范。

## 1 试验方法概述

风电齿轮箱油选用成熟的 Mobil SHC Gear WT 320 系列产品，属于全合成齿轮油。MobilSHC 合成润滑油因其创新性和杰出的性能受到全世界的认可与重视。现场试验项目已证实了 MOBILSHC GEAR 320 WT 对齿轮箱润滑具有卓越的性能。但对于电机来说，特别是绝缘的影响并无研究，本文以该齿轮箱油为研究对象进行试验研究。中速永磁风电机组对油液泄露的敏感性最为突出。在试验原理上，通过对齿轮箱输出轴位置进油管口的流动过程进行流体力学特性分析，制作等效雾化装置模拟油雾对电机的影响<sup>[5-7]</sup>。

在风电机组的实际运行过程中，发电机的绝缘、防腐可靠性能会受到多种因素的共同影响<sup>[8]</sup>，例如，机舱环境温度、湿度、颗粒杂质、运行时间、污染腐蚀等。其中颗粒杂质的威胁可以通过增强过滤防护等方式加以解除，因此该因素对发电机可靠性的影响可以屏蔽。环境湿度对绝缘和防腐体系的最大威胁在于空气中的水分子含量是否能够引起防护材料的潮解破坏，针对齿轮箱泄露油气这一特殊工况，参考新能源汽车电机相关标准<sup>[9]</sup>将齿轮箱润滑油与一定比例的水制成“油水混合物”，将环境湿度与污染腐蚀从两个维度简化成一个维度，便于试验实施。因此，可以筛选出环境温度、运行时间、油液腐蚀这三个对发电机可靠性影响程度最大的因素。按照选取最大严苛程度工况的原则，设计出高温长时油膜试验、高温长时浸油试验、对比试验。通过对同一个性能指标分别进行这三项试验后的测试结果，根据测试数据的变化程度，完成发电机定子绝缘和防腐系统的耐油雾性能评定工作。

### 1.1 高温长时油膜试验

磁极系统的可靠固定作为永磁电机运行的前提条件，需要保证在发电机运行过程和生命周期内，不能够由于电磁力、离心力、疲劳导致固定松动、结构老化，需采用有效的仿真手段，对磁极固定形

式进行可靠性论证。

将发电机试样放入装有“油水混合物”的敞口容器中，“油水混合物”为一定比例的齿轮箱油和一定比例的特种水混合而成。试样完全浸没后立即取出沥油，依靠油液自身的重力控干油液，不主动清洁试样表面的油液，得到试验所需的油膜。考虑油膜在试验过程中的高温蒸发等损伤，规定在测试前以及后续每隔一定时间蘸油一次，用以保持油膜的恒定。

将形成油膜后的试样置于烘箱中，加热至设定温度，然后进行初次保温一定时间。

初次保温过程结束后，用吸油纸将试样表面的油液清洁干净，对试样进行相关指标的测试作为过程诊断。

过程诊断结束后继续二次保温一定时间，二次保温结束后，对试样进行相关指标的测试作为最终诊断，完成高温长时油膜试验全部过程。

### 1.2 高温长时浸油试验

将发电机试样放入特定地封闭容器中，装入“油水混合物”直至试样完全浸没，为了保证在试验过程中“油水混合物”能够完全覆盖住试样，可根据情况使得油液表面高出试样表面适当距离。将装有“油水混合物”和发电机试样的容器放置在烘箱中，加热至设定温度，然后初次保温一定时间。

初次保温过程结束后，用吸油纸将试样表面的油液清洁干净，对试样进行相关指标的测试作为过程诊断。

过程诊断结束后继续二次保温一定时间，二次保温结束后，对试样进行相关指标的测试作为最终诊断，完成高温长时浸油试验全部过程。

### 1.3 对比试验

为了准确客观地研究发电机试样的相关测试性能在高温长时油膜试验、高温长时浸油试验后的变化程度及趋势，应在各项性能指标测试中设立相应的对比试验。对比试验的加热温度、保温时间等过程与高温长时油膜试验、高温长时浸油试验保持一致，但是过程中试样不作油液处理。

## 2 绝缘耐油测试

按照中速永磁发电机实际产品制造出一定数量的绝缘试样，通过测试绝缘试样相应浸油试验及其

比对试验后的电性能，评价齿轮油对绝缘系统的影响。测试项目包括：外观、绝缘电阻、介质损耗因数、工频局部放电、工频击穿电压等方面。

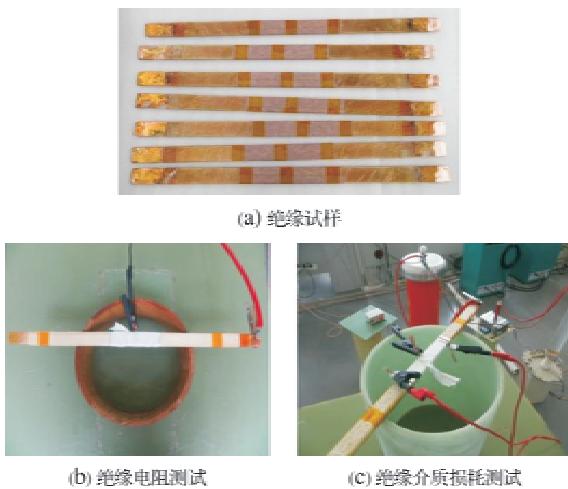


图 1 绝缘耐油测试

## 2.1 高温长时油膜及其对比测试结果

试验结束后检查绝缘试样外观无分解、腐蚀、分层、剥落、毛边等变化，外观状态良好无损伤。

### (a) 绝缘电阻

分别测试了每个绝缘试样的试前、过程诊断( $\geq 240$  小时)和最终诊断( $\geq 480$  小时)的绝缘电阻，并将这三个时间点的测试数据依次连接进行趋势判断，图中的每条曲线代表一个试样，其中“油膜”和“无油膜”表示试样在对应试验处理后测试时的表面状态，下同。通过高温无油膜试验与高温油膜试验的各阶段比较，发现经历了高温长时油膜试验后，绝缘电阻无变化。因此，高温长时油膜对绝缘电阻无明显影响。

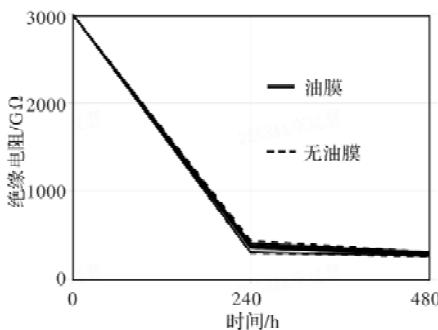


图 2 高温油膜绝缘电阻对比

### (b) 介质损耗因数

分别测试了绝缘试样的试前、过程诊断和最终诊断后的介质损耗，通过对比试验发现试样经历了高温长时油膜试验，Up 下介质损耗上升 1% ~ 3%。

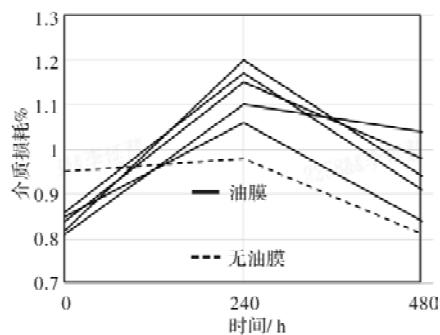


图 3 高温油膜介质损耗对比-0.2Up

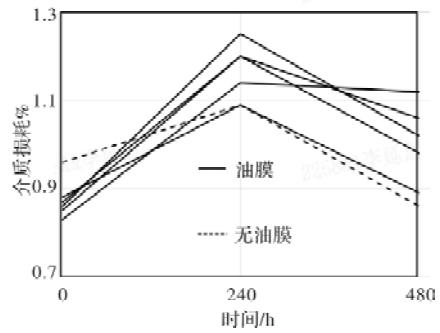


图 4 高温油膜介质损耗对比-0.4Up

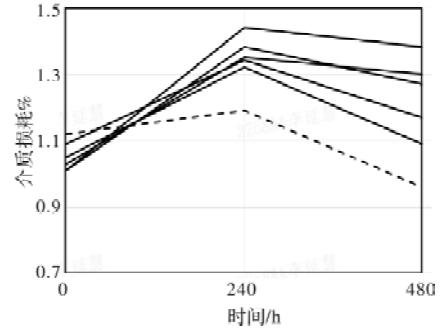


图 5 高温油膜介质损耗对比-0.6Up

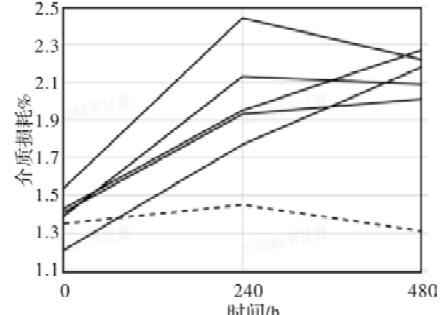


图 6 高温油膜介质损耗对比-0.8Up

### (c) 工频局部放电、工频击穿电压

分别测试了绝缘试样高温长时油膜试验、对比试验和未处理时的试前、过程诊断和最终诊断后的局部放电电压 PDIV、熄灭电压 PDEV 以及击穿中值。未处理表示的是绝缘试样不经过温度和油液处理直接测试得到的结果。通过对比试验得出，电气强度在经历高温长时油膜试验后未发生衰减，PDIV

和 PDEV 下降约 0.5 kV。

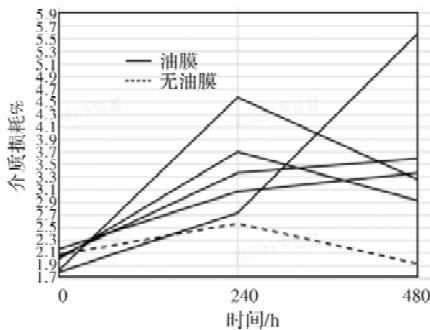


图 7 高温油膜介质损耗对比-1.0Up

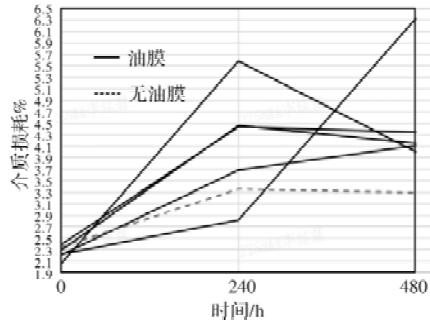


图 8 高温油膜介质损耗对比-1.2Up

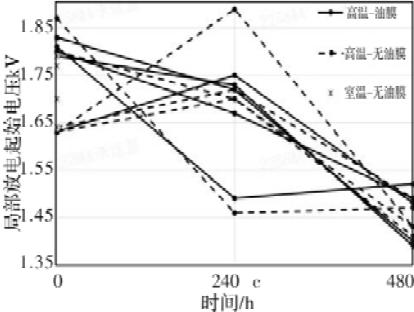


图 9 高温油膜局部放电 PDIV 对比

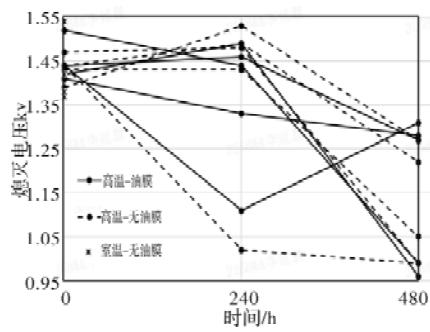


图 10 高温油膜熄灭电压 PDEV 对比

## 2.2 高温长时浸油及其对比测试结果

试验结束后检查绝缘试样外观无分解、腐蚀、分层、剥落、卷边等变化，外观状态良好无损伤。

### (a) 绝缘电阻

分别测试了绝缘试样的试前、过程诊断和最终诊断的绝缘电阻，通过对比试验与高温浸油试验的

各阶段比较，发现经历了高温长时浸油试验后，绝缘电阻发生明显衰减但仍在 GΩ 级别。因此，高温长时浸油对绝缘电阻有负面影响。

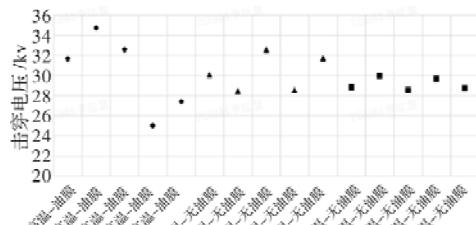


图 11 高温油膜击穿电压对比

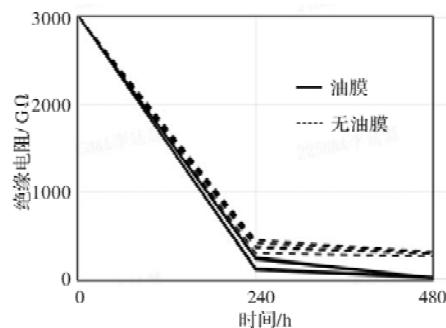


图 12 高温浸油绝缘电阻对比

### (b) 介质损耗因数

分别测试了绝缘试样的试前、过程诊断和最终诊断后的介质损耗，通过对比试验发现试样经历了高温长时浸油试验，Up 下介质损耗上升 3% ~ 5%。

### (c) 工频局部放电、工频击穿电压

分别测试了绝缘试样高温长时浸油试验、对比试验和未处理时的试前、过程诊断和最终诊断后的 PDIV、PDEV 以及击穿中值。未处理表示的是绝缘试样不经过温度和油液处理直接测试得到的结果。通过对比试验得出，电气强度在经历高温长时浸油试验后未发生衰减，PDIV 和 PDEV 下降约 0.5 kV。浸油未对 PDIV、PDEV 和电气强度造成明显影响。

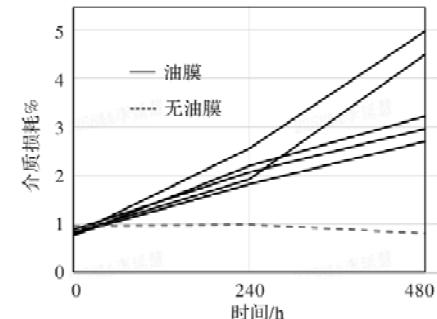


图 13 高温浸油介质损耗对比-0.2Up

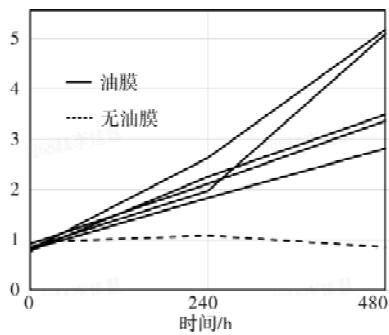


图 14 高温浸油介质损耗对比-0.4Up

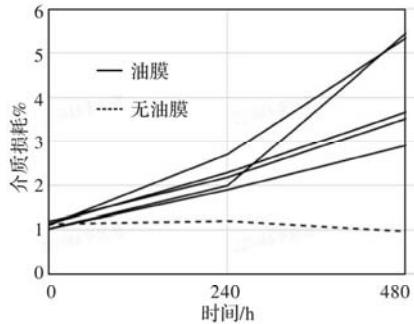


图 15 高温浸油介质损耗对比-0.6Up

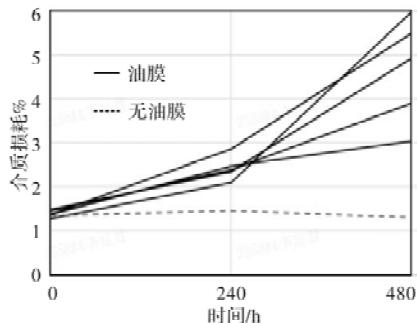


图 16 高温浸油介质损耗对比-0.8Up

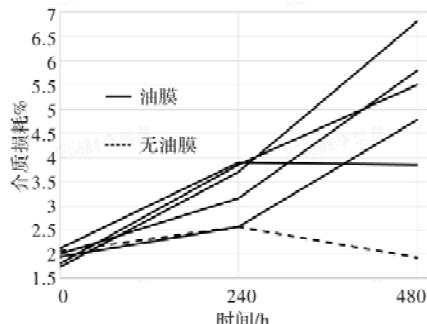


图 17 高温浸油介质损耗对比-1.0Up

### 3 防腐耐油测试

根据发电机实际产品制作铁心齿压板表面漆试样，对试样进行外观检查，要求样品表面无铁屑或其他金属杂物，无锈蚀情况。试样表面漆各部分应为同一整体，无松动现象。喷漆均匀，无气泡、气孔和掉漆等不良现象。

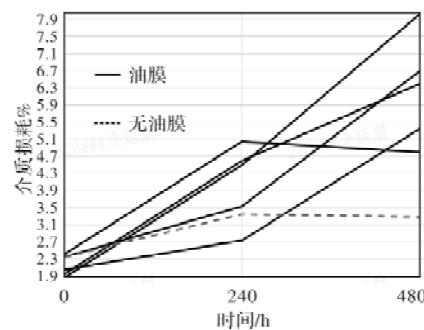


图 18 高温浸油介质损耗对比-1.2Up

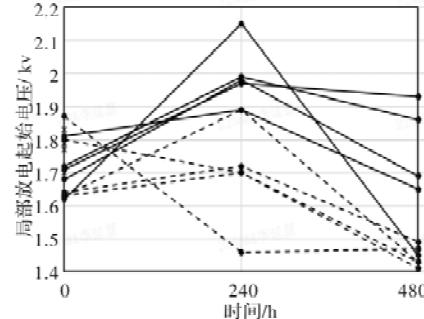


图 19 高温浸油局部放电 PDIV 对比

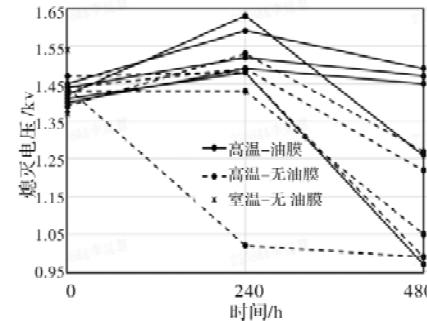


图 20 高温浸油熄灭电压 PDEV 对比

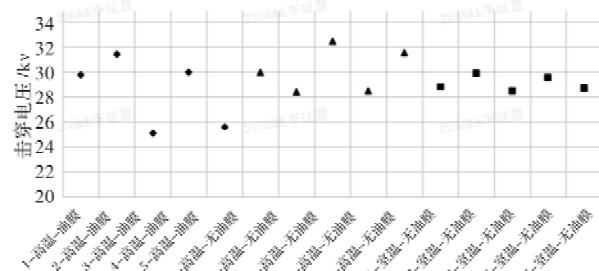


图 21 高温浸油击穿电压对比



图 22 防腐表面试样

分别对表面漆试样同步开展高温油膜试验和高温浸油试验。测试过程诊断和最终诊断后的表面漆

的附着力，附着力测试参照标准 ISO2409 中的划格法试验原理。对表面漆试样采用划格法测试附着力，以直角网格图形切割涂层穿透底材来评定涂层从底材上脱离的抗性，测试出漆膜的分级结果。

表 1 附着力等级测试结果

序号	试验	检验项目	检测结果	备注
1	室温无油试验	外观	完好	喷漆均匀，未见气泡、气孔和掉漆等不良现象。
		附着力等级	1 级	1 级：在栅格交点处有细小涂层碎片剥落，剥落面积约占栅格面积 5% 以下。
2	高温长时油膜试验	过程诊断附着力等级	1 级	1 级：在栅格交点处有细小涂层碎片剥落，剥落面积约占栅格面积 5% 以下。
		最终诊断附着力等级	5 级	5 级：划格试验整片表面漆脱落剥落面积超过栅格面积的 65%。
3	高温长时浸油试验	过程诊断附着力等级	5 级	5 级：划格试验整片表面漆脱落剥落面积超过栅格面积的 65%。
		最终诊断附着力等级	>5 级	样品表面发黑、起泡



(a) 高温油膜过程诊断



(b) 高温油膜最终诊断



(c) 高温浸油过程诊断



(d) 高温浸油最终诊断

图 23 防腐耐油测试

高温长时油膜试验表明：表面漆在过程诊断后发生老化，表面漆性能良好。最终诊断后附着力为 5 级。因此，表面漆防腐对于短期耐油性好，但不能长期处于油膜环境下使用。

高温长时浸油试验表明：表面漆在过程诊断后附着力为 5 级，经历最终诊断后发生严重老化，表面出现发黑、起泡、剥落等现象。

## 4 结 论

根据绝缘结构耐油性相关要求，外观看试验后不应有明显损伤，绝缘电阻应不低于  $500 \text{ M}\Omega$ ，局部放电起始电压 (PDIV) 不低于初始值的 50%。因此，可以得出以下结论：

- (1) 高温油膜试验对绝缘系统影响很小。油雾或齿轮箱漏油的情况不会对绝缘系统造成负面影响。
- (2) 高温浸油试验对绝缘电阻影响大，对其他性能影响小。
- (3) 表面漆在高温环境下具有短期耐油性，其防腐性能不足以应对持续高温油膜和浸油的环境。

## 参考文献

- [1] 陈朝春, 马建国. 风电机组齿轮箱渗漏油原因分析及解决方案 [J]. 设备管理与维修, 2019(13): 46-47.
- [2] 胡建彪, 黄剑忠. 风电机组齿轮箱高速轴漏油解决方案 [C]. 中国农机工业协会风能设备分会, 风能产业, 2017: 83-86.
- [3] 谢金伟. 瑞丽江水电站发电机油雾及转子绝缘问题处理 [J]. 水电站机电技术, 2010, 33(4): 52-54.
- [4] 吴元强, 李施雨辰, 庄龙, 等. 油冷电机定子冷却结构散热仿真研究 [J]. 微电机, 2023, 56(02): 25-30.
- [5] 陈建文, 宋锦春, 张志伟, 等. 关于油雾润滑中油雾浓度的影响因素分析 [J]. 东北大学学报(自然科学版), 2007(4): 566-568.
- [6] 韩杨, 淡洋. 水电站发电机风洞油雾处理技术研究 [J]. 水电与新能源, 2023, 37(3): 18-21.
- [7] 胡北. 细长孔中油雾流场及凝聚机理的分析研究 [D]. 沈阳: 东北大学, 2014.
- [8] 赵昊, 傅小敏, 谢振峰, 等. 湿热盐雾环境下直流电机的可靠性研究 [J]. 微电机, 2018, 51(09): 29-31, 37.
- [9] 中国电气工业协会. 新能源汽车驱动电机绝缘结构技术要求: T/CEEIA 415-2019[S]. 科学技术文献出版社, 2020.

# 基于 CEEMDAN - VMD 融合特征和 SO - SVM 的风机轴承故障诊断

王 磊，刘国龙，杨 磊，王志强，冯 萌，姚学龙，包 桦，张建盈，马向阳

(宁夏银星能源股份有限公司，银川 750021)

**摘要：**由于风机轴承易发生故障且振动信号分析对于故障诊断极其有效，提出了基于自适应噪声完备集合经验模态分解(Complete Ensemble EmpiricalMode Decomposition with Adaptive Noise, CEEMDAN)和变分模态分解(Variational Modal Decomposition, VMD)相结合的信号处理方法。首先，使用 CEEMDAN 将采集到的振动信号分解成若干本征模态函数(Intrinsic Mode Function, IMF)分量，并使用能量加权合成峭度指标筛选故障特征明显的 IMF 分量，进行信号重构；之后，利用 VMD 将新的信号进行再分解，将 VMD 分解后每个 IMF 的能量比与基于包络熵和包络谱峭度组合的复合指标筛选出的最优 IMF 分量构建能量熵、样本熵、近似熵进行特征融合；最后，将融合特征矩阵输入到蛇优化算法(SO)优化支持向量机(SVM)进行识别和分类，实现多故障模式识别。通过仿真实验表明：此方法对于检测轴承十种劣化状态，诊断正确率达到 98%。为风机轴承故障诊断提供了一种新的思路。

**关键词：**自适应噪声完备集合经验模态分解；变分模态分解；SO-SVM 算法；滚动轴承

中图分类号：TH133. 33；TM315

文献标志码：A

文章编号：1001-6848(2024)02-0056-07

## Fault Diagnosis of Fan Bearing Based on CEEMDAN-VMD Fusion Feature and SO-SVM

WANG Lei, LIU Guolong, YANG Lei, WANG Zhiqiang, FENG Meng, YAO Xuelong,

BAO Hua, ZHANG Jianying, MA Xiangyang

(Ningxia Yinxing Energy Co., LTD., Yinchuan 750021, China)

**Abstract:** Since fan bearings are prone to failure and vibration signal analysis is extremely effective for fault diagnosis, this paper proposed a Complete Ensemble Empirical Mode Decomposition with Adaptive Noise (CEEMDAN) and Variational Modal Decomposition (VMD) combined signal processing method. Firstly, CEEMDAN was used to decompose the collected vibration signals into several Intrinsic Mode Function (IMF) components, and the energy-weighted composite kurtosis index was used to screen IMF components with obvious fault characteristics, and the signal was reconstructed. After that, the new signals were decomposed using VMD, and the energy ratio of each IMF after VMD decomposition was combined with the optimal IMF component screened by the composite index of envelope entropy and envelope spectrum kurtosis to construct energy entropy, sample entropy and approximate entropy for feature fusion. Finally, the fusion feature matrix was input into the Snake optimization algorithm (SO) optimization support vector machine (SVM) for recognition and classification, and multi-fault pattern recognition was realized. The simulation results show that the diagnostic accuracy of this method is 98% for the detection of ten kinds of bearing deterioration states. It provides a new way of fault diagnosis for fan bearing.

**Key words:** adaptive noise complete set empirical mode decomposition; variational mode decomposition; SO-SVM algorithm; rolling bearing

## 0 引言

滚动轴承广泛应用于电力、能源和现代工业，

作为风机的关键部件，其故障将直接影响到整个系统。因此，对滚动轴承进行早期故障诊断研究非常重要<sup>[1]</sup>。风机在发生故障时的振动信号多为非线性、

收稿日期：2023-07-07，修回日期：2023-09-17

作者简介：王 磊(1987)，男，工程师，研究方向为电气设备故障诊断技术。

通讯作者：马向阳(1999)，男，硕士，研究方向为信号分析处理。

非平稳。信号的降噪、特征提取和机器学习算法是故障诊断很好的发展方向<sup>[2-3]</sup>。例如, 文献[4]采用麻雀算法(SSA)改进VMD将轴承振动信号的四阶本征模函数的多尺度排列熵分解计算为特征矩阵。之后, 对特征矩阵进行降维, 使用密度峰值聚类方法对降维后的二维矩阵进行划分并确定样本特征的聚类中心。最后, 利用聚类中心之间的归一化聚类距离来实现故障分类。文献[5]使用滚动轴承故障时域信号样本进行VMD分解, 得到特征样本集输入到改进的天鹰优化算法(IAO)优化SVM中, 确定出了不同类型的滚动轴承故障。文献[6]提出一种改进的卷积神经网络(ICNN)用于风机轴承故障诊断, 通过改进网络结构加快网络特征提取, 改进激活函数解决部分神经元未被激活的问题, 大幅提高了网络检测的准确性。文献[7]采用卷积神经网络(CNN)与VMD算法相结合的方法, 提高了故障诊断的准确性。上述众多学者对信号只是做了简单的初步降噪, 对此作者使用CEEMDAN-VMD对振动信号进行二次降噪并与只使用VMD进行一次降噪的方法进行对比实验, 筛选两种特征提取方法的最优IMF分量计算其能量比、能量熵、样本熵和近似熵, 将它们作为特征向量输入到SO-SVM中以验证本文所提出特征提取方法的优越性。

SVM是一种有能力处理小样本情况的机器学习, 有效的防止出现过学习, 其优点是具有高泛化能力和能够防止出现局部极小点。由于SVM性能取决于它的参数选择, 本文将SO-SVM与PSO-SVM、FOA-SVM两种方法进行对比验证, 实验结果表明该方法具有更高的识别效率和更好的性能。

## 1 风机轴承振动信号降噪和特征提取原理

### 1.1 基于CEEMDAN的初步降噪

CEEMDAN常用于非线性和非平稳信号的分解, 由于篇幅有限CEEMDAN算法详见文献[8], 本文不再叙述。笔者使用一种能量加权合成峭度指标<sup>[9]</sup>对经过CEEMDAN处理后的IMF分量进行处理, 其具体步骤如下:

(1) 运算各分量  $u_k(t)$  与原始信号  $x(t)$  的相关系数:

$$\rho_k = \frac{\text{cov}(u_k(t), x(t))}{\delta_{u_k} \delta_x} \quad (1)$$

(2) 计算频域中每个分量  $u_{vk}$  的峭度指标, 并对其进行归一化:

$$K(u_{vk}) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \left( \frac{u_{vk}(n)}{\delta_{vk}} \right)^4 \quad (2)$$

$$K_{ni} = \frac{K(u_{vk}) - \min K(u_{vk})}{\max K(u_{vk}) - \min K(u_{vk})} \quad (3)$$

(3) 计算各分量  $u_k(t)$  的能量比:

$$E_k = \frac{\int_0^T u_k^2(t) dt}{\sum_{k=1}^K \int_0^T u_k^2(t) dt} \quad (4)$$

(4) 计算能量加权合成峭度指标:

$$W = \rho_k \cdot K_{ni} \cdot E_k \quad (5)$$

式中,  $K(u_{vk})$  为各分量在频域的峭度;  $K_{ni}$  为归一化处理后频域内的峭度;  $\rho_k$  为  $u_k(t)$  与风机最初振动信号  $x(t)$  的相关系数;  $E_k$  为各 IMF 分量的能量比;  $W$  为能量加权合成峭度指标。

### 1.2 基于VMD的深度降噪

VMD信号处理的方法需要提前确定分解模态的个数, 且在分解过程中得自适应地匹配每种模态的最佳中心频率和有限带宽, 从而有效的对模态分量(IMF)实现分离。同样地VMD算法本文也不再叙述, 详见文献[7]。

对信号VMD分解后, 需要在各模态分量选取最优的IMF, 笔者选用包络熵和包络谱峭度相结合的复合指标(Composite impact index, CII)对IMF进行选择。文献[10]指出当IMF分量包含故障特征越多, 则包络熵值越大。包络熵所体现的冲击信号信息较少且筛选最优IMF分量存在一定的弊端, 包络熵  $E_p$  计算方法见文献[11], 因此引入冲击信号丰富的峭度指标十分重要。包络谱峭度  $K_v$  计算公式见文献[12]。结合包络熵和包络谱峭度的优点, 生出复合指标CII, 计算公式如式(6)所示。

$$CII = \log_2(K_v/E_p) \quad (6)$$

式中,  $K_v$  和  $E_p$  分别为信号的包络谱峭度和包络熵。

### 1.3 融合特征的提取

本文引入VMD的IMF分量能量比、能量熵、样本熵和近似熵作为故障特征。它们的计算过程为

(1) 将信号经VMD分解后各IMF的能量为<sup>[3]</sup>

$$E_i = \int_{-\infty}^{+\infty} |f_{IMF,i}(t)|^2 dt \quad (7)$$

式中,  $f_{IMF,i}(t)$  为第  $i$  个IMF分量的时域信号。

计算每个IMF能量与所有IMF的总能量  $E$  之比得到IMF的能量比。

(2) 根据得到的IMF能量比计算VMD能量熵:

$$H_{en} = - \sum_{i=1}^n p_i \log(p_i) \quad (8)$$

式中,  $p_i = E_i/E$  为第  $i$  个IMF分量占总能量的比值。

(3) 将采集到信号  $x(t)$  按顺序组成  $m$  维矢量, 即:

$$\begin{aligned} X(i) &= [x(i), x(i+1), \dots, x(i+m-1)] \\ i &= 1, 2, \dots, N-m+1 \end{aligned} \quad (9)$$

计算  $X(i)$  与  $X(j)$  中对应元素距离最大的值, 记为

$$\begin{aligned} d[X(i), X(j)] &= \max_{k=0,1,\dots,m-1} |x(i+k) - x(j+k)| \end{aligned} \quad (10)$$

统计小于  $r$  的数目及与总数的比值, 即:

$$\begin{aligned} c_i^m(r) &= \frac{1}{N-m+1} \{ \text{number of } d[X(i), X(j)] < r \} \\ i &= 1, 2, \dots, N-m \end{aligned} \quad (11)$$

之后计算  $\varphi^m(r)$  和  $B^m(r)$ , 计算公式如下:

$$\varphi^m(r) = \frac{1}{N-m+1} \sum_{i=1}^{N-m+1} \ln c_i^m(r) \quad (12)$$

$$B^m(r) = \frac{1}{N-m} \sum_{i=1}^{N-m+1} c_i^m(r) \quad (13)$$

(4) 令  $m = m + 1$ , 重复过程(3), 得到近似熵为<sup>[14]</sup>

$$ApEn(m, r) = \varphi^m(r) - \varphi^{m+1}(r) \quad (14)$$

得到样本熵为<sup>[15]</sup>

$$\text{SampEn}(m, r) = -\ln[B^{m+1}(r)/B^m(r)] \quad (15)$$

本文在计算样本熵和近似熵的过程中取  $m = 2$ ,  $r = 0.15 \cdot SD(u)$ 。

## 2 改进 SVM 的风机轴承状态监测

### 2.1 SO 优化 SVM

SO 是由 Fatma A. Hashim 等<sup>[16]</sup>人通过对蛇的交配行为进行观察和总结性的研究。若温度低且食物量充足, 每条蛇(雄性/雌性)都会争夺最佳伴侣。该算法在数学上模拟了觅食和繁殖的行为和模式, 具有良好的优化效率。SO 首先生成一个均匀分布的随机种群, 以启动优化算法过程。初始化种群的公式如下:

$$X_i = X_{\min} + r \times (X_{\max} - X_{\min}) \quad (16)$$

式中,  $X_i$  是第  $i$  个个体的位置,  $r$  是介于 0 和 1 之间的随机数,  $X_{\min}$  和  $X_{\max}$  分别表示位置变量的下界和上界。

假设雄性数量为 50%, 雌性数量为 50%。把它们分为两组: 雄性组和雌性组。按以下两个方程式划分群体:

$$N_m \approx N/2 \quad (17)$$

$$N_f = N - N_m \quad (18)$$

式中,  $N$  是个体数,  $N_m$  是指雄性个体数,  $N_f$  是指雌性个体数。

评估每组并定义温度和食物数量, 在每组中找到最佳个体, 并获得最佳雄性 ( $f_{best,m}$ ) 和最佳雌性 ( $f_{best,f}$ ) 以及食物位置 ( $f_{food}$ )。温度 Temp 用下式定义:

$$\text{Temp} = \exp\left(\frac{-t}{T}\right) \quad (19)$$

式中,  $t$  指的是当前迭代,  $T$  指的是最大迭代次数。

食物量  $Q$  使用下式定义:

$$Q = c_1 \times \exp\left(\frac{t-T}{T}\right) \quad (20)$$

式中,  $c_1$  是常数, 等于 0.5。

在无食物的探索阶段中, 如果  $\{Q < \text{Threshold}; \text{Threshold} = 0.25\}$ , 蛇会通过选择任何随机位置来搜索食物并更新它们的位置。探索阶段如式(21)所示。

$$\begin{aligned} X_{i,m}(t+1) &= X_{rand,m}(t) \pm c_2 \times A_m \times \\ &\quad ((X_{\max} - X_{\min}) \times \text{rand} + X_{\min}) \end{aligned} \quad (21)$$

其中,  $X_{i,m}$  指第  $i$  个雄性位置,  $X_{rand,m}$  指随机雄性的位置, rand 是 0 到 1 之间的随机数,  $A_m$  是雄性寻找食物的能力, 用下式计算:

$$A_m = \exp\left(\frac{-f_{rand,m}}{f_{i,m}}\right) \quad (22)$$

式中,  $f_{rand,m}$  是  $X_{rand,m}$  的适应度,  $f_{i,m}$  是雄性组中第  $i$  个个体的适应度,  $c_2$  是常数, 等于 0.05。

$$\begin{aligned} X_{i,f}(t+1) &= X_{rand,f}(t) \pm c_2 \times A_f \times \\ &\quad ((X_{\max} - X_{\min}) \times \text{rand} + X_{\min}) \end{aligned} \quad (23)$$

其中,  $X_{i,f}$  指第  $i$  个雌性位置,  $X_{rand,f}$  指随机雌性的位置, rand 是 0 到 1 之间的随机数,  $A_f$  是雌性寻找食物的能力, 用下式计算:

$$A_f = \exp\left(\frac{-f_{rand,f}}{f_{i,f}}\right) \quad (24)$$

式中,  $f_{rand,f}$  是  $X_{rand,f}$  的适应度,  $f_{i,f}$  是雌性组中第  $i$  个个体的适应度。

在有食物的探索阶段中, 如果  $\{Q > \text{Threshold}, \text{Temp} > \text{Threshold}; \text{Threshold} = 0.6\}$  蛇只会移动到食物上, 其数学表达式如式(25)所示。

$$\begin{aligned} X_{i,j}(t+1) &= X_{food}(t) \pm c_3 \times \text{Temp} \times \text{rand} \times \\ &\quad (X_{food}(t) - X_{i,j}(t)) \end{aligned} \quad (25)$$

式中,  $X_{i,j}$  是个体(雄性或雌性)的位置,  $X_{food}$  是最佳个体的位置,  $c_3$  是常数, 等于 2。

如果  $\{Q > \text{Threshold}, \text{Temp} < \text{Threshold}; \text{Threshold} = 0.6\}$  蛇将处于战斗模式或交配模式。战

斗模式：

$$X_{i,f}(t+1) = X_{i,m}(t) + c_3 \times FM \times \text{rand} \times (Q \times X_{best,f} - X_{i,m}(t)) \quad (26)$$

式中,  $X_{i,m}$  指第  $i$  个雄性位置,  $X_{best,f}$  指雌性群体中最佳个体的位置,  $FM$  是雄性个体的战斗能力。

$$X_{i,f}(t+1) = X_{i,f}(t) + c_3 \times FF \times \text{rand} \times (Q \times X_{best,m} - X_{i,f}(t)) \quad (27)$$

式中,  $X_{i,f}$  指第  $i$  个雌性位置,  $X_{best,m}$  指雄性群体中最佳个体的位置,  $FF$  是雌性个体的战斗能力。

$FM$  和  $FF$  可以通过式(28)和式(29)计算:

$$FM = \exp\left(\frac{-f_{best,f}}{f_i}\right) \quad (28)$$

$$FF = \exp\left(\frac{-f_{best,m}}{f_i}\right) \quad (29)$$

式中,  $f_{best,f}$  是雌性组最佳个体的适应度,  $f_{best,m}$  是雄性组最佳个体的适应度,  $f_i$  是总体适应度。交配模式:

$$X_{i,m}(t+1) = X_{i,m}(t) + c_3 \times M_m \times \text{rand} \times (Q \times X_{i,f} - X_{i,m}(t)) \quad (30)$$

$$X_{i,f}(t+1) = X_{i,f}(t) + c_3 \times M_f \times \text{rand} \times (Q \times X_{i,m}(t) - X_{i,f}(t+1)) \quad (31)$$

式中,  $X_{i,f}$  为第  $i$  个智能体在雌性组中的位置,  $X_{i,m}$  为第  $i$  个智能体在雄性组中的位置,  $M_m$ 、 $M_f$  分别表示雄性和雌性的交配能力, 两者表达式如式(32)和式(33)所示。

$$M_m = \exp\left(\frac{-f_{i,f}}{f_{i,m}}\right) \quad (32)$$

$$M_f = \exp\left(\frac{-f_{i,m}}{f_{i,f}}\right) \quad (33)$$

如果蛇蛋孵化, 选择最差的雄性和雌性并替换它们:

$$X_{worst,m} = X_{\min} + \text{rand} \times (X_{\max} - X_{\min}) \quad (34)$$

$$X_{worst,f} = X_{\min} + \text{rand} \times (X_{\max} - X_{\min}) \quad (35)$$

式中,  $X_{worst,m}$  是雄性组中最差的个体,  $X_{worst,f}$  是雌性组中最差的个体。标志方向算子  $\pm$  也称为多样性因子, 它提供了增加或减少位置解决方案的可能性, 以提供改变个体方向的机会, 从而在所有可能的方向上对给定的搜索空间进行良好的扫描。该参数随机生成以实现随机化。基于 SO 优化 SVM 的算法流程图如图 1 所示。

具体步骤如下:

步骤 1 将训练数据输入 SVM。

步骤 2 初始化 SO 参数, 由于优化 SVM 的参数  $C$  和  $\sigma$ , 所以空间上界设为 [100, 100], 空间

下界设为 [0.01, 0.01], 种群规模设为 20, 迭代次数 100。

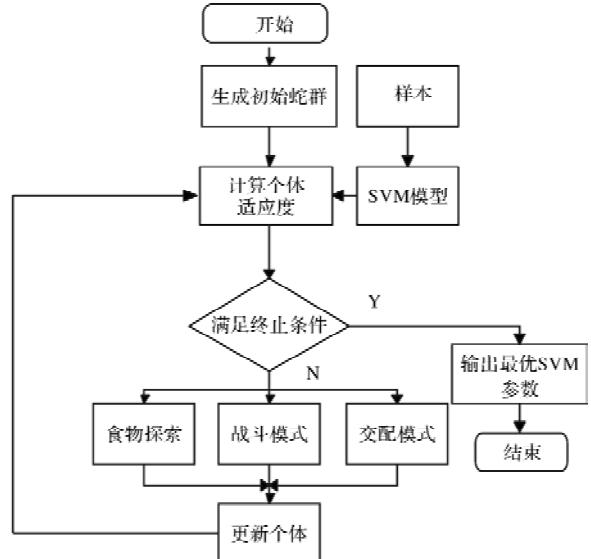


图 1 SO-SVM 优化流程

步骤 3 将种群分为雄性组和雌性组, 评估每组并在每组中找到最佳个体。

步骤 4 蛇群通过食物探索、战斗和交配的能力争夺最佳伴侣, 并孵化蛇蛋。

步骤 5 蛇蛋孵化, 选择最差的雄性和雌性并替换它们, 即更新个体。

步骤 6 重复步骤 3 ~ 步骤 5, 迭代更新直到满足终止条件, 输出所求参数, 之后将测试集输入 SVM 验证其分类准确率。

## 2.2 状态监测流程

基于 CEEMDAN-VMD 混合熵的风机轴承振动信号双重降噪和特征提取流程如下:

(1) 将轴承十种工况数据分为训练样本和测试样本两类。将其由 CEEMDAN 进行初步分解, 通过式(1)~式(5)计算能量加权合成峭度指标选取指标大于平均值的各分量进行重构, 完成初步筛选模态分量, 以达到信号的初步降噪。并且将筛选出的分量进行重构组成新的信号;

(2) 使用 VMD 将重构信号进行再处理, 根据式(6)计算各 IMF 分量的复合指标, 将最大的 IMF 分量作为最终处理完成的信号;

(3) 提取经过 VMD 分解的 4 个 IMF 分量能量比和最优 IMF 分量的能量熵、样本熵和近似熵七种指标作为特征;

(4) 将训练样本输入 SO-SVM 模型用于模型的训练, 之后把测试样本输入训练好的模型进行故障诊断。

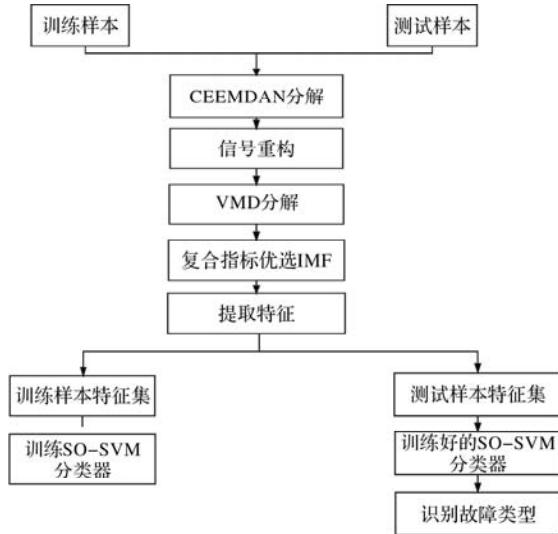


图 2 诊断模型图

### 3 实验结果与分析

#### 3.1 样本选择与特征提取

采用美国西储大学实验室提供的数据。选择支承电机驱动轴端部的深沟球轴承 6205-2RSSKF 作为试验轴承，在 OHP 状态下采集加速度传感器信号数据，采样频率为 12 kHz。本文识别的轴承故障状态主要包括内圈轻度故障、滚动体轻度故障、外圈轻度故障、内圈中度故障、滚动体中度故障、外圈中度故障、内圈重度故障、滚动体重度故障、外圈重度故障十种状态，轻度损伤直径为 0.007 inch (1 inch = 2.54 cm)，中度损伤直径为 0.014 inch，重度损伤直径为 0.021 inch。数据取样获得 N(正常)、IR1(内圈轻度故障)、IR2(内圈中度故障)、IR3(内圈重度故障)、OR1(外圈轻度故障)、OR2(外圈中度故障)、OR3(外圈重度故障)、RF1(滚动体轻度故障)、RF2(滚动体中度故障)、RF3(滚动体重度故障)、十种工况各 100000 个数据点，每个样本 1000 个数据点。训练样本和测试样本按照 7:3 随机分配。所用电机滚动轴承参数如表 1 所示，样本标签如表 2 所示。

表 1 电机滚动轴承参数

参数	参数值
轴承节径 $D / \text{mm}$	39.04
滚动体直径 $D_w / \text{mm}$	7.94
外径 $d_o / \text{mm}$	52
内径 $d_i / \text{mm}$	25
转速 $n / (\text{r}/\text{min})$	1797

表 2 电机轴承样本制作

状态类型	训练样本	测试样本	标签
N	70	30	1
IR1	70	30	2
IF2	70	30	3
IF3	70	30	4
OF1	70	30	5
OF2	70	30	6
OF3	70	30	7
RF1	70	30	8
RF2	70	30	9
RF3	70	30	10

首先，采用本文所叙述的方法对风机振动信号进行 CEEMDAN 分解，生成 10 个 IMF 和一个余量。分别计算各个分量的能量加权合成峭度指标，内圈中度故障信号的指标见图 3 所示。由图可知，分量 IMF1, IMF2, IMF3, IMF4 的能量加权合成峭度值大于平均值，故选其进行重构以完成初步降噪。

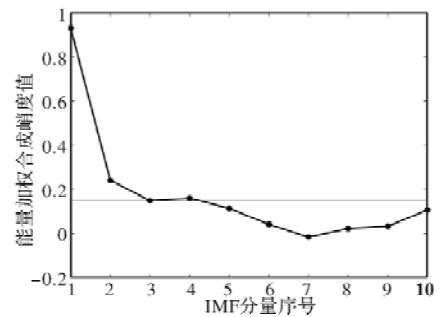


图 3 能量加权合成峭度值

根据中心频率分解法<sup>[17]</sup>，采用 VMD 对经 CEEMDAN 处理后的重构样本信号进行分解，设定分解层数  $K = 4$ ，二次惩罚因子  $\alpha = 1000$ 。以一个内圈中度故障信号样本为例，其经 VMD 分解的 4 个模态分量如图 4 所示。

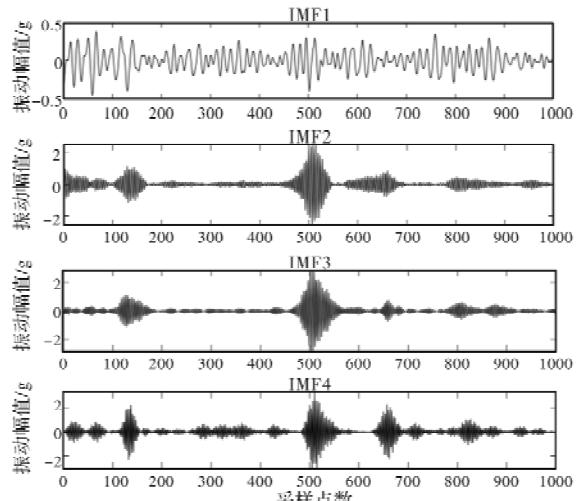


图 4 VMD 各模态分量的波形图

之后, 根据式(6)计算每种故障信号的 IMF 分量复合指标 CII, 保留指标值最大的 IMF 分量作为提取特征的信号。各种故障类型的 IMF 分量的 CII 如表 3 所示(保留 2 位有效数字)。

表 3 IMF 分量 CII 值

故障类型	IMF1	IMF2	IMF3	IMF4
N	-1.67	-1.79	-1.49	-0.90
IF1	-1.84	-1.14	-0.91	-0.62
IF2	-1.21	1.08	1.19	0.52
IF3	-1.18	-1.59	-1.54	-1.51
OF1	-0.47	-0.89	-1.66	-1.19
OF2	-0.99	-1.23	-1.23	-1.36
OF3	-0.04	0.65	0.62	0.21
RF1	-1.18	-1.39	-0.87	-0.93
RF2	-1.37	-0.90	-0.44	-1.10
RF3	-1.06	-1.28	-0.36	-1.48

由表 3 可知, 正常和内圈轻度故障的冲击成分主要集中在低频段 IMF4 里, 内圈中度故障、滚动体轻度、中度、重度故障主要在 IMF3 中, 内圈重度故障、外圈轻度和中度故障的信息主要在高频段 IMF1 里, 外圈重度故障信息大部分存在于 IMF2 中。CII 值越高的 IMF 分量越能反映出各种故障的冲击特性, 也包含了更有效的故障信息。

随机选取 10 种不同工况的一个样本, 它们的时域波形如图 5 所示, 从图 5 可以看出, 优选 IMF 后

提取的信号基本上消除了噪声干扰, 不同故障类型的时域波形呈现出不同幅度和不同周期性的冲击特征, 且可以较好的体现出各种故障信号的差异性, 这为信号特征的有效提取提供了先行条件。

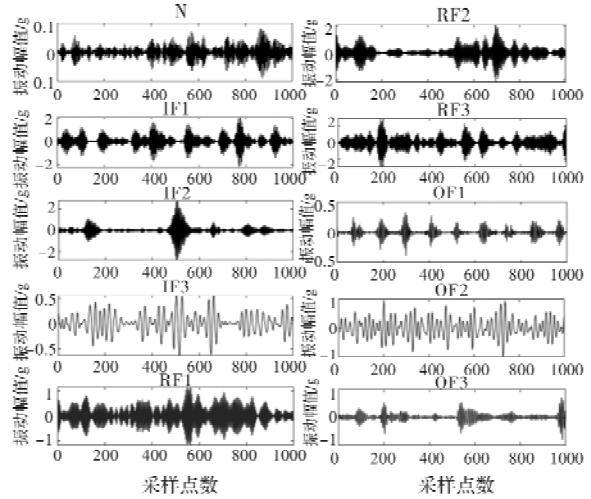


图 5 十种工况类型的时域波形

计算经过 VMD 处理后各种故障信号的 IMF 分量能量比 ( $p_1, p_2, p_3, p_4$ ) 和最优 IMF 分量的能量熵 ( $H_{en}$ )、样本熵(SampEn)和近似熵(ApEn), 共七种特征向量组成特征集。由于本文的篇幅有限, 每种状态只列举了部分样本, 部分训练集的特征值如表 4 所示。从降噪后的特征样本可以看出, 每种故障类型的特征信息比较稳定, 且有一定的差异性, 可以很好地表征轴承的各种故障信息。

表 4 部分训练集的特征向量

轴承状态	序号	$p_1$	$p_2$	$p_3$	$p_4$	$H_{en}$	SampEn	ApEn
正常状态	1	0.3612	0.8960	0.0045	0.0001	0.3528	1.1403	1.0297
	2	0.3674	0.8786	0.0160	0.0005	0.3880	1.2211	1.0782
内圈轻度故障	1	0.0868	0.1466	0.3881	0.5402	0.8351	1.8401	1.3284
	2	0.0871	0.1606	0.3970	0.5178	0.8501	1.8205	1.3230
内圈中度故障	1	0.0210	0.3605	0.2557	0.5194	0.8252	1.3364	1.2011
	2	0.0468	0.3605	0.5942	0.4644	0.5824	1.5712	1.3425
内圈重度故障	1	0.0289	0.3923	0.2394	0.6177	0.7767	1.3241	1.1438
	2	0.0214	0.2464	0.2710	0.5553	0.7789	1.2285	1.0627
外圈轻度故障	1	0.0076	0.3384	0.4079	0.3854	0.8040	0.6376	0.6325
	2	0.0032	0.3093	0.3714	0.4578	0.7927	0.5606	0.6154
外圈中度故障	1	0.1302	0.0291	0.6255	0.3689	0.6610	2.0426	1.3697
	2	0.1671	0.0477	0.6376	0.3094	0.7069	2.1711	1.4149
外圈重度故障	1	0.1193	0.0110	0.3895	0.6534	0.6490	0.7496	0.9821
	2	0.0758	0.0122	0.2078	0.8831	0.4683	0.8977	1.0266
滚动体轻度故障	1	0.0668	0.0143	0.2487	0.8415	0.5022	1.8775	1.2643
	2	0.0654	0.0135	0.1608	0.9409	0.3980	1.9292	1.2829
滚动体中度故障	1	0.2667	0.0550	0.0988	0.8173	0.6703	1.9239	1.3859
	2	0.1456	0.0090	0.2692	0.7673	0.6151	1.4852	1.3088
滚动体重度故障	1	0.0992	0.0524	0.9020	0.0660	0.2799	2.0424	1.3272
	2	0.1321	0.0343	0.9065	0.0550	0.2592	2.0331	1.3545

### 3.2 特征提取算法对比

为了验证 CEEMDAN - VMD 的降噪效果, 将它与 VMD 单独降噪, 即使用复合指标 CII 筛选出经 VMD 分解的 IMF 分量的方法进行对比。二者同样使用降噪信号的融合特征作为特征向量, 随机选取 70% 的样本作为训练集, 30% 的样本作为测试集。将数据输送到 SO - SVM 中进行训练和测试。SVM 的参数  $C$  和  $\sigma$  空间上界设为  $[100, 100]$ , 空间下界设为  $[0.01, 0.01]$ , SO 初始的蛇群规模设为 20, 迭代次数设为 100。二者寻优过程如图 6 所示。从图 6 和图 7 可以看出, 只使用 VMD 进行信号处理的模型进行 62 次迭代才趋于稳定, 故障识别正确率只有 77% (231/300)。

而使用 CEEMDAN - VMD 进行信号处理的模型只迭代了 8 次就趋于收敛, 且轴承状态的识别率达到了 98% (294/300), 此时惩罚参数  $C = 159.4906$ ,  $\sigma = 12.1388$ 。

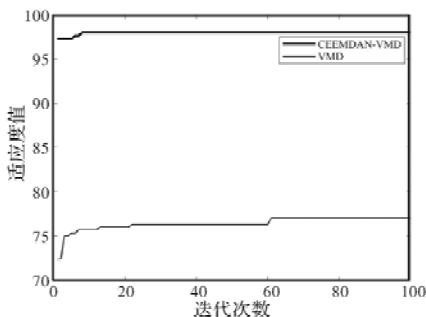


图 6 两种模型的最佳适应度曲线

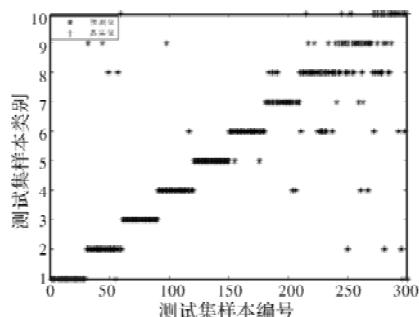


图 7 VMD 处理模型分类结果

从表 4 可以看出, 同种故障类型的部分特征数据波动幅度较大, 不同故障类型的部分特征向量相似, 从而导致分类错误。不过, 从图 6 ~ 图 8 可以看出, 本文所提出的特征提取方法具有优异的性能。因此, 对信号进行更有效的降噪和特征提取是研究工作的难点。今后, 可以运用更高级的提取故障特征和信号降噪的方法融合, 以获得更优良的故障特征矩阵。

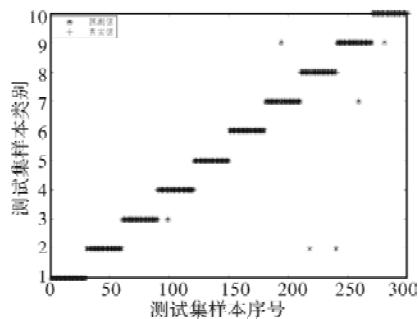


图 8 CEEMDAN - VMD 处理模型分类结果

### 3.3 算法优化 SVM 对比

将所提的 CEEMDAN-VMD 融合特征 SO-SVM 方法与 PSO-SVM、FOA-SVM 方法进行对比。三个算法的初始参数设定一样, 适应度曲线如图 9 所示。

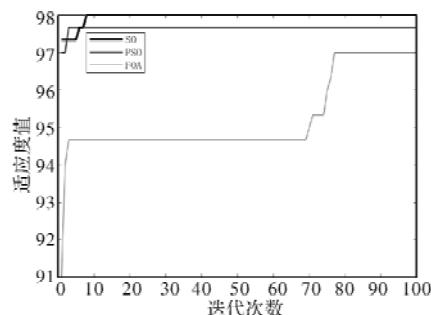


图 9 算法优化 SVM 适应度曲线对比

由图 9 可知, SO - SVM 在第八代就迭代到了最优, 并且收敛精度明显优于 PSO-SVM、FOA-SVM。为避免一次识别存在的偶然性而进行多次识别, 运行时间和平均识别率如表 5 所示, 其有效性和优越性在实际工程中通过本文所提方法可以实现。

表 5 不同方法识别轴承状态的实验结果

方法	运行时间/s	平均识别率/%
SO-SVM	15.297	98.00
PSO-SVM	19.632	97.67
FOA-SVM	22.296	97.00

从表 5 可以看出, SO-SVM 对比 PSO-SVM、FOA-SVM 其正确率分别提升了 0.33%、1.00%, 运行时间分别提高了 4.335s、6.999s, SO-SVM 优越性得以验证。

## 4 结语

通过本文的研究, 可以得出以下结论:

(1) 针对电机轴承早期故障信息难提取的问题, 提出基于 CEEMDAN-VMD 信号处理方法, 根据求解经 CEEMDAN-VMD 处理后的 IMF 分量的能量比以及最优 IMF 分量的能量熵、样本熵和近似熵构建融合特征向量矩阵, 并与单独使用 VMD 信号处理的方法进行对比, 实验证明了本文提出的二次降噪方法的有效性。

(下转第 72 页)

# 高压断路器用电机驱动机构路径动态规划方法

何大伟<sup>1</sup>, 张明慧<sup>1</sup>, 何保营<sup>1</sup>, 段晓辉<sup>1</sup>, 许家源<sup>1</sup>, 金 悅<sup>2</sup>, 刘 宇<sup>1</sup>

(1. 平高集团有限公司, 河南 平顶山 467001;  
2. 河南平高电气股份有限公司, 河南 平顶山 467001)

**摘要:** 电机驱动操动机构相较于传统操动机构结构简单, 动作可控性强, 极大的提高了断路器分合闸操作的可控性及可靠性。针对电机驱动机构的控制方法即机构的运动轨迹方法, 提出了一种电机驱动机构的路径动态规划方法, 由建立的电机输出轴与开关动触头之间的数学模型, 推导开关动触头最佳运动轨迹和电机轴最佳输出曲线的数学关系, 最后搭建 126kV 电机驱动操动机构试验平台, 由试验平台所得的结果证明, 提出的动态规划方法与预置曲线法相比, 能够有效缩短运行时间, 提高断路器的机械寿命。

**关键字:** 高压断路器; 电机直接驱动; 永磁同步电机; 操动机构; 动态规划

中图分类号: TM351; TM341; TP273 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2024)02-0063-04

## Dynamic Path Planning Method of Motor Drive Mechanism for High-voltage Circuit Breaker

HE Dawei<sup>1</sup>, ZHANG Minghui<sup>1</sup>, HE Baoying<sup>1</sup>, DUAN Xiaohui<sup>1</sup>, XU Jiayuan<sup>1</sup>, JIN Yue<sup>2</sup>, LIU Yu<sup>1</sup>

(1. Pinggao Group Co., LTD., Pingdingshan Henan 467001, China;  
2. Henan Pinggao Electric Co., LTD., Pingdingshan Henan 467001, China)

**Abstract:** Compared with the traditional operating mechanism, the motor-driven operating mechanism has simple structure and strong action controllability, which greatly improves the controllability and reliability of the opening and closing operation of the circuit breaker. Aiming at the control method of motor-driven mechanism, that is, the motion path method of the mechanism, this paper proposed a dynamic path planning method of the motor-driven mechanism. Based on the established mathematical model between the motor output shaft and the switch moving contact, the mathematical relationship between the optimal motion path of the switch moving contact and the optimal output curve of the switch moving contact was derived. Finally, a 126kV motor-driven operating mechanism test platform was built, which was proved by the results obtained from the test platform. Compared with the preset curve method, the dynamic programming method proposed in this paper can effectively shorten the operation time and improve the mechanical life of the circuit breaker.

**Key words:** high voltage circuit breaker; direct motor drive; permanent magnet synchronous motor; operating mechanism; dynamic programming

## 0 引言

高压断路器是电网系统的关键设备, 不仅可在正常情况下导通或切断线路中的空载电流或负荷电流, 还可以在电网系统发生故障时, 与继电保护装置相互配合, 快速的切断闭合高压电力线路中负载电流<sup>[1]</sup>。同时作为供给断路器能量的操动机构对断路器的性能优劣有着重要的作用, 对电网系统亦是如此。近年来, 采用电机直接驱动断路器进行分合闸操作的想法更是吸引了学术界及企业的广泛关注。

注<sup>[2,3]</sup>。随着工业界、学术界和企业界的深入合作, 国内少数高压开关设备制造企业相继完成电机驱动系列产品研制, 并实现挂网应用。电机驱动高压断路器机械结构简单, 机构运动部件只有一个伺服电机, 电机本身的机械部件也由传统机构的 200 多个简化为几个, 极大的降低了结构的复杂度, 减少了故障隐患点, 提高了高压断路器的机械可靠性。

驱动电机的负载主要是断路器本体, 本体负载的大小直接影响电机运行状况及控制精度, 同时电机控制方法的差异也会带来额外负载, 对控制精度

也有一定的影响。目前断路器的电机驱动机构常用的控制方法是预置曲线法，即根据本体分合闸操作需求，设计一条或多条电机运动曲线，并将这些曲线预置在控制系统中，当断路器进行分合闸操作时，电机将严格按照预置的曲线输出运动轨迹，进而带动开关完成操作<sup>[4-8]</sup>。这种电机路径规划方法虽然简单易操作，可靠性也得到了验证，但是在使用过程中存在一些弊端：开关每次分闸前，电机必须先带动开关到理论的合闸位置，然后才能进行分闸动作。除此之外，这种弊端还会造成两方面的影响：一方面是会引起电机扭矩小范围波动，但这个波动相对于电机克服机械死点位置时的扭矩很小，可以忽略不计；另一方面，每次分闸都需要先转到合闸位置导致分闸时间变长，极端情况下甚至会导致断路器损坏，威胁电网安全运行。

为解决现有路径规划方法存在的问题，本文提出一种电机动作路径动态规划方法，对电机驱动高压断路器的过程进行控制，进而实现对开关分合闸运动过程的最优控制和调节。该方法以电机驱动的高压断路器为研究对象，通过分析电机运动与动触头运动的数学关系，建立驱动电机输出轴转角与断路器动触头行程之间的数学模型，以动触头当前位置为参考，实现动触头路径规划，同时根据动触头运动与电机转角之间的数学关系，将动触头路径归算到电机输出轴侧，从而实现电机路径的动态规划。最后，在搭建的 126kV 电机驱动操动机构试验平台上对路径动态规划方法进行验证，结果表明，与预置曲线法相比，本文提出的路径动态规划法能够有效减缓触头磨损，缩短断路器分闸时间，提高系统的安全性。

## 1 电机路径动态规划方法

### 1.1 电机驱动高压断路器传动数学模型

图 1 所示为电机驱动断路器驱动电机转轴到动触头侧传动简图及简化后的几何模型，整个传动系统由电机转轴、拐臂、绝缘拉杆、触头压力簧、动触头及静触头组成，其中驱动电机输出轴与拐臂直连，电机主轴旋转运动由拐臂与绝缘拉杆转换为断路器触头的直线运动<sup>[9-10]</sup>。由简化后的几何模型可以推导出驱动电机输出转角与动触头动作之间的数学方程，如式(1)所示。

$$\begin{cases} d = L - (L_1 \cos \theta_1 + L_2 \cos \theta_2) \\ 0 = L_1 \sin \theta_1 - L_2 \sin \theta_2 \end{cases} \quad \theta_1 \in [0, \pi] \quad (1)$$

式中， $L_1$  是拐臂长度， $L_2$  是绝缘拉杆的长度， $L$  是静触头到电机转轴的垂直距离， $L_1$ 、 $L_2$ 、 $L$  均已知； $\theta_1$

为电机输出轴旋转角度，即电机转子旋转角度； $\theta_2$  为绝缘拉杆与垂直方向之间的夹角； $d$  是动触头行程。

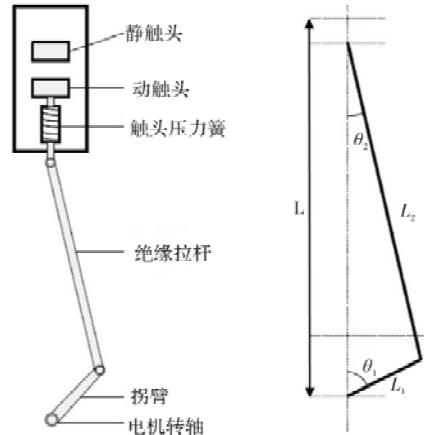


图 1 电机直接驱动断路器的传动结构及几何模型

由式(1)分析可得出如下结论：只有静触头到电机转轴的垂直距离  $L$  或者电机输出转角  $\theta_1$  已知的情况下，才可由式(1)推导出动触头行程等另外两个未知变量。

### 1.2 动触头和电机转轴的路径规划

一般情况下，高压断路器分合闸操作时，动触头的运动曲线期望设计为一次曲线，如图 2 中曲线 2，但是在实际的工况下，这种一次曲线很难实现，往往通过选择曲线 1 作为理想的动触头运动曲线。

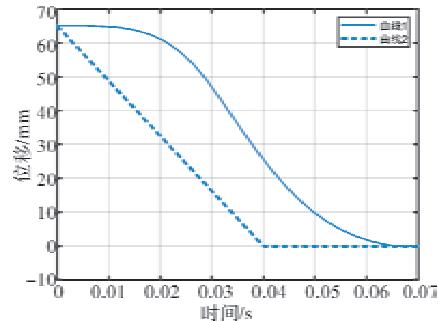


图 2 动触头不同运动曲线的对比

根据电机轴侧和动触头侧的数学模型及前文的路径规划分析，电机转轴输出转角曲线可采用式(2)表示。

$$\theta(t) = G[d(t), v, d_0, d_1, s, n_t, n_l, \varepsilon] \quad (2)$$

式中， $d(t)$  为动触头行程曲线，由动触头的行程曲线可得知动触头的直线行程距离进而通过求导可得知断路器的实时速度， $v$  为开关设计平均速度， $d_0$  为断路器分闸距离， $d_1$  为断路器超程， $s$  为分合闸操作标识符， $n_t$  为电机转轴路径分段数， $n_l$  为电机转轴路径轨迹拟合曲线的最高阶数， $\varepsilon$  是电机转轴路径轨迹拟合曲线与式(1)计算的曲线之间累积误差的最大限值。

由式(1), 式(2)及电机转轴路径轨迹可得到如图3所示的电机转轴路径轨迹规划流程图, 即当电机的分闸指令传送至伺服控制器时, 控制器将按照图3所示的流程图完成电机转轴路径轨迹计算: 首先, 读取电机转轴当前位置, 再根据建立的电机直接驱动高压断路器数学模型推导出断路器动触头的当前位置; 之后, 由动触头当前位置计算出理想的动触头运动曲线; 其次, 根据电机直接驱动高压断路器的数学模型, 反推出拐臂的旋转运动曲线, 即电机转轴的路径轨迹; 最后, 电机根据计算好的路径轨迹完成动作。

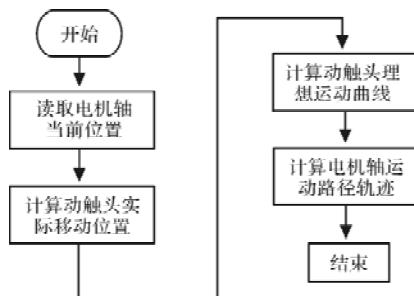


图3 电机转轴路径轨迹规划流程图

## 2 仿真验证

本文以126 kV高压断路器为仿真分析对象, 该产品触头开距为50mm, 超程为15 mm; 同时利用该样机的技术参数建立仿真模型, 并通过仿真验证文中所提的电机驱动机构路径动态规划方法。

在实际工况中, 当断路器的机械尺寸及特性参数确定后, 该产品的触头运动曲线也随之确定, 之后由触头运动曲线就能拟合出电机驱动机构转轴运动轨迹, 同时为了减少控制器的计算步骤, 拟合的电机驱动机构转轴运动轨迹多为2阶曲线。

基于本文提出的路径动态规划方法, 在图4中给出了两条满足126 kV高压断路器特性需求的分闸动作规划曲线, 这两条曲线对应不同的动触头行程。曲线1是动触头行程为65 mm时的动触头运动曲线以及对应的电机转轴旋转曲线; 曲线2是动触头行程58 mm时的动触头运动曲线和对应的电机转轴旋转曲线, 由图可看出不同动触头行程对应的分闸动作运行时间不同, 但是两条曲线对应的分闸速度相同。

众所周知, 高压断路器的合分操作比单分/单合操作对运行时间的要求更严格。图5展示了三种不同情况下合分操作时动触头运动曲线, 其中曲线1是在系统中预置分合闸曲线, 当合闸到位后, 再进行分闸操作, 此时动触头动作曲线平滑, 与预置曲线一致; 曲线2同样是在系统中预置分合闸曲线, 当动触头运动到合闸位附近时, 才进行分闸操作, 可以看出曲线中有明显的跳跃, 这是因为触头先运

动到合闸位置后才进行分闸动作, 所以产生了行程曲线的跳跃; 曲线3则是利用本文提出的路径动态规划方法, 当动触头到达刚合点附近时, 进行分闸操作, 可以看到动触头不再是先运动到合闸位置再分闸, 而是直接从刚合点进行分闸动作。

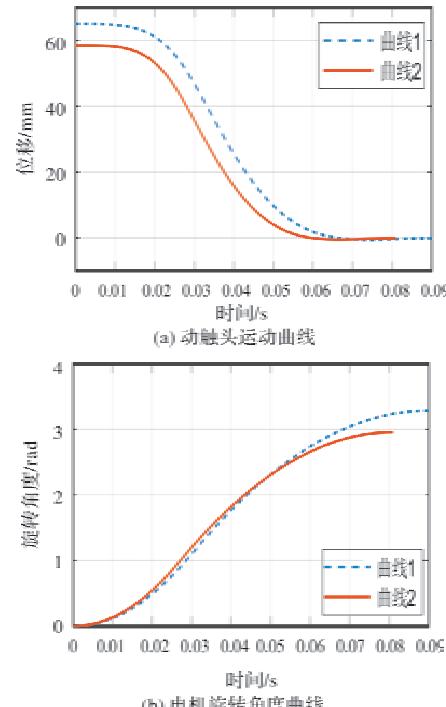


图4 不同动触头行程的运动曲线

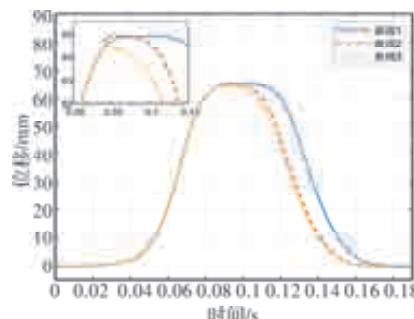


图5 合-分操作的运动曲线

当采用路径动态规划方法之后, 高压断路器进行分闸操作时, 电机驱动机构可根据动触头的当前位置实时动态规划动作曲线, 避免了传统预置曲线法中动触头动作跳跃的弊端, 减小了操作冲击。如图6为上述三种情况下对应的电机驱动机构转轴旋转曲线。

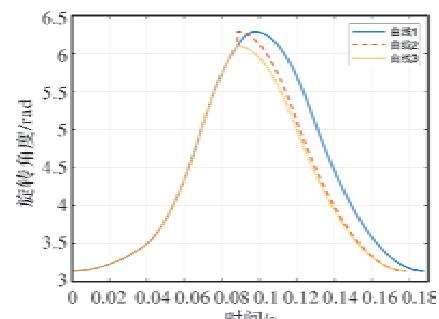


图6 合-分操作的电机转轴运动曲线

### 3 试验验证

为了验证前文中所提出的路径动态规划方法的控制效果,本文基于126 kV高压断路器搭建了电机驱动机构试验平台。图7为电机驱动机构试验平台实物图,平台包括126 kV高压断路器本体、驱动电机、电机驱动机构控制柜等。其中驱动电机通过法兰直接固定在断路器横梁上,电机转轴与断路器传动轴通过联轴节直连,电机转轴旋转运动经联轴节传递至断路器传动轴,同时断路器传动轴通过内拐臂、传动连杆和绝缘拉杆带动开关动触头上下运动,完成断路器分合闸操作。



图7 电机驱动机构试验平台

在进行试验时,选择模拟故障方式,将故障状态下采用动态规划方法与预置曲线法所对应的电机动作曲线相比较,具体的比较方法为:控制断路器进行合分操作,在刚合点附近发出分闸指令,从而观察两种方法下的动作曲线。如图8为传统预置曲线方法和动态规划方法对应的动触头动作曲线,其中传统预置曲线法在收到分闸命令后,动触头先运动到理论合闸位置,然后再进行分闸动作;而动态规划法在收到分闸命令后,则是根据当前动触头位置规划动触头运动曲线,最终动触头从当前位置直接进行分闸动作。由此可以看出相较于预置曲线法,动态规划方法可在连续动作过程中,以更快的速度响应,并且同时规划出一条满足以当前位置为起始点的运动轨迹,有效缩短了断路器的动作时间。

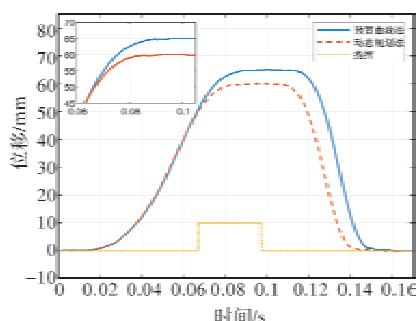


图8 不同控制方法对应的合分动作曲线

同时还在测试平台上进行了重合闸特性试验,如图9为预置曲线法下的重合闸机械特性曲线,图10为动态规划法下的重合闸机械特性曲线。从重合闸机械特性曲线上可以得出:路径动态规划方法可以通过当前位置规划分合闸运动曲线,有效缩短重合闸操作下的合闸时间(金属短接时间),这在一定程度上减少了触头烧蚀,延长了断路器的使用寿命。

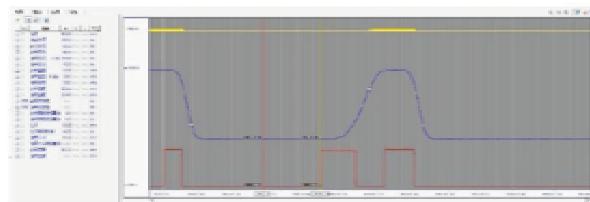


图9 预置曲线法下的重合闸特性曲线

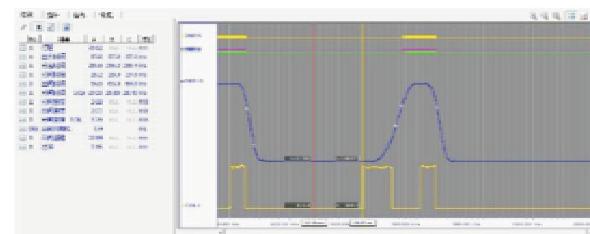


图10 动态规划方法下的重合闸特性曲线

### 4 结 论

以126 KV电机驱动断路器为研究对象,提出一种电机转轴路径动态规划方法。首先根据电机驱动断路器的几何模型,推导出电机输出转轴旋转角度与动触头运动关系的数学模,然后结合断路器运行工况,建立了动触头动作轨迹和电机转轴轨迹关系的数学模型,最后控制器根据指令以动触头实际位置为参考,动态规划动触头运动曲线,并依据动触头轨迹与电机转轴轨迹之间的数学模型,获得电机转轴的运动轨迹。仿真及试验结果表明,相较于传统的预置曲线法,动态规划方法可以有效缩短断路器的动作时间,减少触头磨损量,延长触头的使用寿命,进而提高断路器整体使用寿命及运行可靠性。

### 参考文献

- [1] 贺华军, 唐韬, 高严福, 等. 一种高压真空断路器机械特性的在线监测系统[J]. 中国高新科技, 2021, 92 (08): 27-28.
- [2] ZENG Guanbao, YANG Xiangyu. Analysis Design and Optimization of a Novel Asymmetrical Bistable Short Mover Permanent Magnet Actuator for High-Voltage Circuit Breaker Application[J]. Actuators, 2022, 11(7).
- [3] 唐诚, 韩书漠, 吴军辉. 高压断路器电机驱动操动机构控制方法[J]. 微电机, 2017(02): 16-18.

(下转第72页)

# 球形关节关键技术研究进展

徐博涵，张帆，曾励，寇海江，竺志大，刁星  
(扬州大学，江苏扬州 225009)

**摘要：**球形关节是一种结构简单紧凑、响应快、精确度高的单一球转子多自由度电机，在航空航天、先进医疗设备、智能机器人等众多领域有着广阔的应用前景。针对球形关节的部分关键技术进行了分析总结，首先对当前一些主流球形关节的驱动原理和结构进行了分类整理，介绍了各类球形关节的驱动方法和技术特征；其次针对位姿检测研究主要技术路线进行了总结归纳。最后，基于上述讨论分析了球形关节研究的关键技术发展趋势，为后续球形关节研究提供了参考。

**关键词：**球形关节；多自由度电机；关键技术；发展趋势

中图分类号：TM35 文献标志码：A 文章编号：1001-6848(2024)02-0067-06

## Research Progress on Key Technology of Spherical Joints

XU Bohan, ZHANG Fan, ZENG Li, KOU Haijiang, ZHU Zhida, DIAO Xing  
(Yangzhou University, Yangzhou Jiangsu 225009, China; )

**Abstract:** Spherical joint is a kind of simple and compact structure, fast response, high precision single ball rotor multi-degree-of-freedom motor, which has a broad application prospect in aerospace and aviation, advanced medical equipment, intelligent robots and many other fields. Some key technologies of spherical joints were analyzed and summarized, firstly, the driving principles and structures of some mainstream spherical joints were classified, and the driving methods and technical characteristics of various spherical joints were introduced; secondly, the main technical routes of the research on position detection were summarized. Finally, based on the above discussion, the key technology development trend of spherical joint research was analyzed, which provided a reference for the subsequent spherical joint research.

**Key words:** spherical joint; multi-degree-of-freedom motors; key technologies; development trends

## 0 引言

随着现代工业科技的快速进步，航空航天、先进医疗设备、智能机器人等众多领域对在空间做复杂多自由度运动的精密驱动装置的需求与日俱增。而传统多自由度驱动系统一般通过串联或并联方法，将多个单自由度驱动器组合起来实现空间多维运动操控，每个驱动装置都配有复杂的变速和传动结构，这使得传统多自由度驱动系统体积庞大、结构复杂、响应缓慢、摩擦与损耗大、传动效率低，已经不能满足当前

应用结构紧凑、灵活性高的应用要求<sup>[1-2]</sup>。因此能够在空间做多自由度运动的球形关节的研制引起人们的广泛关注，并成为机电驱动领域研究的热点。

球形关节是一种定转子工作面为球面，可实现单一球转子多自由度转动的新型电磁驱动电机，为了实现转子的多自由度转动，电机转子多采用球形结构，而定子则根据不同的驱动原理在球面空间上布置复杂的电磁驱动线圈。这种定转子工作面为球面的电机结构与人体关节结构类似，因此我们也称此为球形关节。球形关节通过线圈通电控制，产生定转子之间的

收稿日期：2023-08-20，修回日期：2023-12-06

基金项目：机器人臂万向磁悬浮球形主动关节的关键技术基础研究(51375427)；高温热交变下磁悬浮叶盘转子非线性磁摩擦特性及协同优化方法研究(52005434)。

作者简介：张帆(1975)，男，副教授，研究方向为机电一体化技术、磁悬浮技术方向。

徐博涵(2000)，男，硕士，研究方向为磁悬浮驱动控制技术方向。

曾励(1957)，男，教授，研究方向为机电一体化技术、磁悬浮技术方向。

寇海江(1985)，男，副教授，研究方向为转子动力学、磁悬浮技术方向。

竺志大(1965)，男，教授级高工，研究方向为智能制造技术、磁悬浮技术方向。

刁星(1997)，男，硕士，研究方向为磁悬浮驱动控制技术方向。

磁场变化，生成驱动转子轴线偏转和转子绕轴线旋转的转矩。本文总结了球形关节这种新型驱动装置多年来的研发成果，从球关节的旋转驱动与位姿检测等方面讨论了国内外高校和科研机构在其关键技术的研究进展，提出了球形关节关键技术的发展趋势，为球形关节的未来研究开展提供参考。

## 1 球形关节的旋转驱动研究

旋转驱动技术是球形关节实现的核心技术，通过不同的电磁结构和通电调节，控制电磁力的大小和方向，实现球转子多自由度的旋转与偏转。上世纪五十年代，苏联学者在传统单自由度电机的电磁关系基础上，建立了最初的三自由度球形电机数学模型<sup>[3]</sup>，利用该简化模型进一步分析了球形转子的运动轨迹。但由于当时的控制技术和材料条件的限制，在很长一段时间内多自由旋转驱动研究难有所成。随着现代电力电子技术的进步和控制技术的快速发展，21世纪初多自由度球形电机又迎来了新的研究热潮。根据励磁和转矩产生机制的不同球形关节可以分为永磁式(PMLSJ)、感应(IMLSJ)和磁阻(MMLSJ)三个大类。

### 1.1 永磁式球形关节

永磁式的球型关节的主要结构特征就是将永磁体安装在转子上，为转子提供稳定的励磁，通过定子的电磁结构布局为关节提供可控的稳定磁场，该磁场与转子永磁体作用形成有效的驱动电磁力矩。永磁式的球型关节是目前研究较多的一类旋转驱动技术路线，取得了大量的研究成果。

1999年，美国约翰霍普金斯大学的Gregory S. Chirikjian及其团队<sup>[4]</sup>提出一种步进式球形永磁电机(如图1所示)。该电机采用32个电磁铁构造的定子和多个永磁体阵列布置构成的转子球，通过电磁铁和永磁体之间相互作用以形成有效而稳定的旋转驱动转矩，从而驱动转子按照特定的旋转轨迹运动。研究探讨了转子永磁体和定子电磁铁的空间布置问题，提出一种快速规划出电磁铁通断驱动逻辑路径的方法。由于可用正多面体构型有限，该研究方向的深入探索较为困难。



图1 步进式球形永磁电机实物图

2005年，南洋理工大学的学者<sup>[5]</sup>提出一种如图2(a)所示的三自由度永磁球形电机，采用与永磁同步电机类似的旋转驱动机制。电机定子沿黄道环上、下布置了两层定子线圈，每层等间距布置12个线圈；转子赤道环上均匀布置8个永磁体磁极。通过对定子两层线圈的通电控制，形成工作面偏转的旋转磁场来吸引球转子上的永磁体磁极产生偏转力矩并使转子绕偏转工作面的轴线转动。众多研究者在此研究基础上提出了大量改进方案，如天津大学夏长亮团队<sup>[6]</sup>研制的三自由度永磁球形电机如图2(b)，在赤道面上增加一周定子线圈，这种三层的结构可以提供更强的倾斜扭矩和偏转控制能力。安徽大学何竞雄等人<sup>[7]</sup>将圆柱形磁极永磁体改为台阶式的磁极永磁体，通过三维有限元磁场和转矩仿真实验验证了台阶式的磁极对球电机输出转矩的提升。



(a) 双层式永磁球形电机 (b) 三层式永磁球形电机

图2 三自由度永磁球形电机

### 1.2 磁阻式球形关节

磁阻式球形关节的工作原理与永磁式不同，它的驱动机理是根据“磁阻最小原理”，利用定转子齿极之间结构上形成的齿极位置偏差形成磁路的磁阻变化，利用磁阻性质形成的吸引力产生电磁转矩。

2004年，K. M. Lee<sup>[8]</sup>提出了一种基于可变磁阻电机理论设计的三个旋转自由度的球形电机，通过设置合理的磁通回路完成该球电机的旋转驱动，并利用转子永磁体提高电机的功率因数。研究建立了运动学和动力学模型，为后续磁阻球形步进电机设计提供了参考。日本学者 Tomoaki Yano<sup>[9-10]</sup>先后提出两种基于正多面体排布的6-8型和12-24型大转矩球形磁阻电机(如图3所示)。该电机通过构建特殊的三维磁路产生电机驱动力矩，实现电机多自由度转动的路径规划。

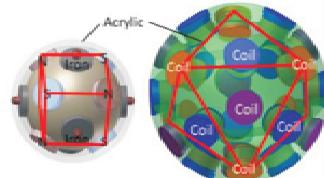


图3 6-8型大转矩球形磁阻电机基本结构

2013年, Shuhei Maeda 和 Katsuhiro Hirata 等人<sup>[11]</sup>提出了一种新型球形电机, 基本结构和工作原理(如图4所示)。电机定子包含上下两层绕组, 转子通过两片永磁体构成的特殊磁路结构将旋转驱动与偏转驱动进行了磁路解耦, 简化了球电机驱动控制。旋转驱动与永磁步进电机工作原理相似; 偏转驱动通过调节下半部分线圈电流大小, 使得磁通分布不平衡, 从而引导转子向磁通密集方向偏转。



图4 新型球形电机基本结构和工作原理

2019年, 王群京团队<sup>[12]</sup>对提出了一种凸极式的磁阻型球形电机如图5(a)。该电机通过在定子球壳的黄道上布置了8个线圈电极, 同时在球壳与黄道电极相同经度位置的纬线方向延伸布置两组线圈, 形成三环线圈布置; 电机的转子是六齿的导磁环结构。电机工作原理如图5(b), 对电机某对赤道面某一对绕组通电, 根据磁阻最小原理, 使得转子受到径向拉力和切向电磁力, 通过对赤道面线圈顺序通电, 使得球电机定转子间的气隙阻变化, 改变磁通的流动, 实现顺, 逆时针的旋转运动。同时对纬线方向的上下两对绕组通电控制改变磁通回路, 利用产生的磁场偏摆实现转子的偏转运动。

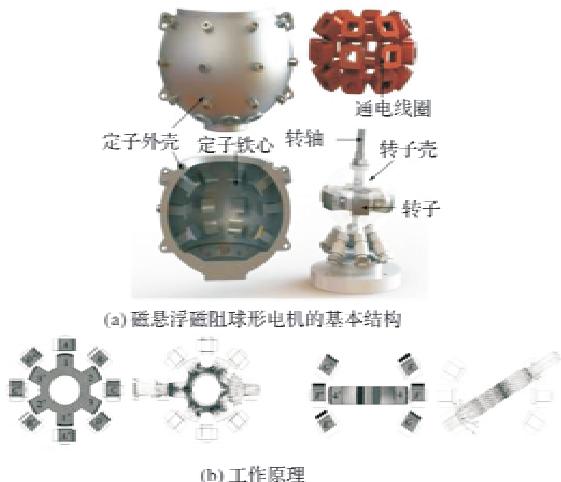


图5 磁悬浮磁阻球形电机的基本结构与工作原理

### 1.3 感应式球形关节

感应式球形关节研究起步最早, 工作原理与前面两种球形关节的工作原理差异较大。其旋转驱动方式是通过定子绕组上通入的交流电在转子中形成

感应电流, 再利用感应电流在磁场中的受力形成驱动转子旋转的驱动力矩。因此这类关节研究的核心就是如何控制球转子上的感应电流方向和结构, 从而得到所需的旋转力矩。

2014年D K Kim 和 H Yoon<sup>[13]</sup>提出一种如图6的新型三轴感应球电机, 该电机通过对定子绕组通电产生旋转磁场, 使得球转子表面形成感应涡电流。随后感应涡电流与旋转磁场相互作用产生洛伦兹力使得球转子自转。

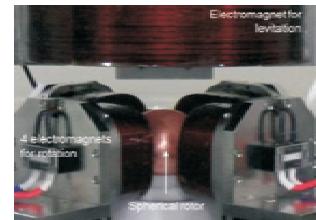
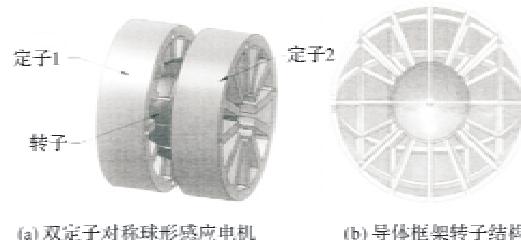


图6 一种新型三轴感应电机

2012年扬州大学徐媛媛<sup>[14]</sup>提出一种双定子对称球形感应电机(如图7所示)。其转子球面上设计了经纬线沟槽并在其中嵌入经纬线圈构成的导体框架, 用以引导感生电流流向, 通过调节定子绕组电流来改变麦克斯韦力的大小和方向, 实现转子的旋转和悬浮。



(a) 双定子对称球形感应电机 (b) 导体框架转子结构

图7 双定子对称球形感应电机基本结构

2019年, 重庆交通大学邓涛等<sup>[15]</sup>提出一种如图8所示的弧形定子组多自由度球形感应电机, 电机包括球形转子和3个弧型定子。研究进行了电机的数学建模和电磁仿真, 得出感应电机的输出转矩及其旋转运动的运行机理。2022年倪喜卓<sup>[16]</sup>基于直线感应电机的基础上设计了4个空间交错弧形定子驱动的感应式球形电机, 构建了弧形定子驱动球转子的动力学模型。

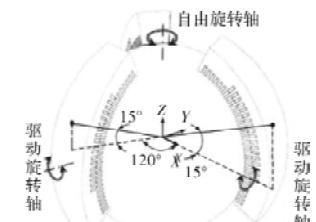


图8 弧形定子组多自由度球形感应电机

## 2 球形关节的位姿检测技术

位姿检测技术是球型关节研究的一个重要方向，检测反馈的信号精度直接影响着旋转运动的闭环控制精度等性能。上世纪末球关节检测研究多采用接触式测量方法，新世纪检测研究摆脱了接触式测量的局限，出现了大量光电式非接触检测方法。

### 2.1 接触式位姿检测技术

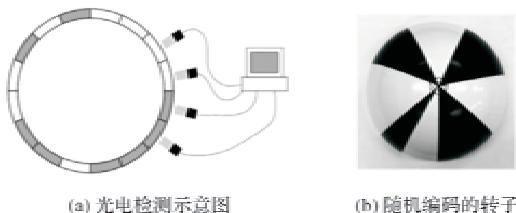
1991 年 Kok Meng Lee 等人<sup>[17]</sup>提出了一套三自由度转子角位移测量装置。如图 9 所示，采用一种由 2 个圆弧形滑轨支架、一个滑块组成一套接触式角位移偏转测量机构，将转子输出轴的偏摆位姿变化分解为 X、Y 两个正交方向的偏转，并通过旋转编码器进行测量，输出轴与滑块的连接处也装有旋转编码器，测量输出轴的旋转位移量。2002 年，K. Kahlen 等人<sup>[18]</sup>在前一种方法的基础上设计了一种简化的单滑轨支架检测装置。上述方法中检测装置与球转子接触，装置机构中的运动副不可避免会产生摩擦，影响转子的定位精度和动态响应性能。



图 9 滑轨支架转子位置检测装置实物图

### 2.2 光电位姿检测技术

21 世纪初随着半导体和光电技术的发展，光电传感器开始成为球形关节位姿检测的重要研究方向。美国 G. S. Chirikjian<sup>[19]</sup>研发了基于光电识别的非接触转位姿检测技术(如图 10 所示)。研究通过布置在中定子球壳上的光电传感器，识别转子球体表面绘制的黑白相间的编码，通过几种算法来识别和确定转子自由旋转的方向和旋转的角位移大小。合肥工业大学王群京团队<sup>[20]</sup>在此技术基础上，进一步研究了高效的转子位姿检测算法。



(a) 光电检测示意图  
(b) 随机编码的转子

图 10 永磁球形步进电机光电检测

2003 年，K. M. Lee 等人<sup>[21]</sup>提出了一种与光电鼠标原理相似的三自由度非接触式定向测量的光学传感器，如图 11 所示。传感器 LED 光源产生的光

通过聚焦棱镜以最佳角度照射转子表面，反射光形成的表面图像信号通过透镜由传感器获取。与前面需要绘制特定编码图案进行识别不同，该系统通过比较光学传感器获得的两个相邻瞬间的连续图像变化来获得转子的运动增量，实现高效的位姿状态检测。Masakki 团队<sup>[22]</sup>与安徽大学团队<sup>[23]</sup>也都在此基础上研究了多光学传感器进行位姿检测。

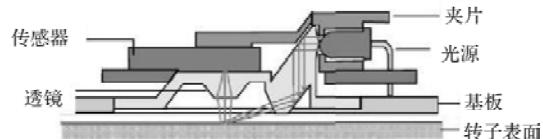


图 11 传感器图解

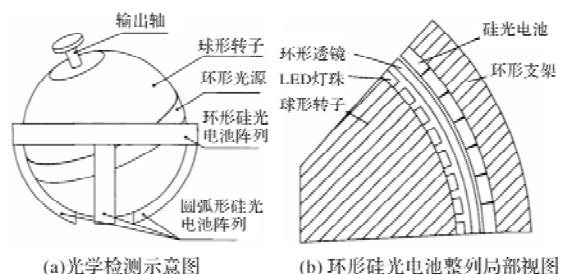


图 12 检测示意图

2018-2019 年扬州大学曾励团队也开展了新型的光电式转子位姿检测技术的研究工作。如刘文韬<sup>[24]</sup>在磁悬浮球关节转子赤道环槽上布置发光二极管灯带为光源，定子的黄道环和四个互成 90 度的经度线上布置硅光电池阵列进行检测，检测示意图如图 12 所示。通过环形光源偏转导致硅光电池阵列上光斑面积发生变化，根据检测得到的光强度信号测量球型关节的姿态角和位置信息。

### 2.3 MEMS 陀螺仪位姿检测技术

随着 MEMS 陀螺仪在研发迭代下精度性能和稳定性不断提高，MEMS 陀螺仪初步具备了球关节转子位姿检测所需要的性能。2016 年扬州大学张小红<sup>[25]</sup>设计了一种基于 MEMS 陀螺仪检测位姿的一种检测方法，初步构建了一套磁悬浮球型关节转子位姿检测的完整理论。安徽大学荣怡平<sup>[26]</sup>、天津大学邹志强<sup>[27]</sup>等也都研究了利用 MEMS 陀螺仪检测球关节转子的运动位姿。

## 3 技术发展趋势分析

经历了 70 多年的发展沉淀，球形关节在理论研究和样机实验上取得了大量研究成果。尤其是新世纪初，在经历了近半个世纪技术积累的基础上，球形关节研究论文开始进入成果发表的快速增长，如

图13所示。从国内外文献对比看初期，国外研究较为领先，随着国内对球形关节研究的不断重视和科研点实验条件的提升，从2018年开始国内成果发表量超越国外，近五年国内文献发表量超过国外约23%。2020年之后，球电机研究出现了一定的波动，如何将理论研究成果落地为工程实践已成为未来研究的重要课题。

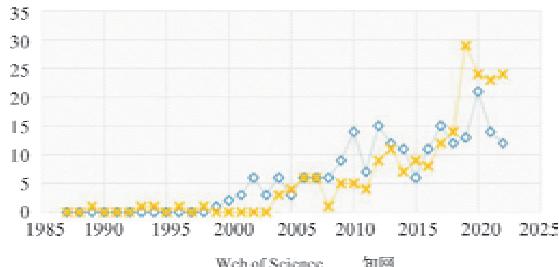


图13 球形关节发展趋势图

到目前为止，球形关节的研究还停留在理论研究和关键技术研发阶段，未见工业应用的报道。今后一段时间内球形关节的研究应仍然集中在样机和关键技术研究领域，这些研究主要包括以下几方面：

(1) 多自由度旋转驱动技术。旋转驱动技术的三大类旋转驱动方案研究已经形成了几个主流的结构方向，其工作机理已基本清晰，但如何通过控制系统实现其高性能的运动控制仍然需要进一步的研究。同时作为一种三维空间多自由度旋转装置，转子空间运动和动力学性能分析与评估的指标体系需要建立起来。

在驱动技术研究中，电磁耦合较为严重的问题必须重视，不同自由度运动控制的多输入和多输出关系需要通过解耦来解决。尤其在磁悬浮支承结构中，悬浮磁场与转矩磁场之间也存在着耦合问题，从而会影响控制精度与可靠性。

(2) 位姿检测技术。位姿检测技术的进步与创新一直伴随着球型关节技术的研究开发，并极大地推动了球形关节的研究深入。未来光电检测技术和MEMS陀螺仪必将成为主要的监测研究方向，其中的信号传递与抗干扰问题必须解决。

## 4 结语

本文总结了球形关节关键技术的研究成果，介绍了国内外不同驱动原理的球形关节的结构设计和工作原理，对球形关节的支承技术和位姿检测技术等关键技术发展进行了相关分析，提出了球形关节的技术发展趋势，为未来球形关节的研究提供了参考。随着理论研究落地，工程实践成功，球形关节

作为目前电机领域的研究前沿必然会带动高端制造业的进一步发展。

## 参考文献

- [1] 钟冠鸣. 新型多自由度永磁球形电机结构设计与分析[D]. 广州：华南理工大学，2022.
- [2] 周嗣理，李国丽，王群京，等. 基于改进粒子群优化算法的永磁球形电机驱动策略研究[J]. 电工技术学报，2023，38(01)：166-176, 189.
- [3] 黄声华，陶醒世，林金铭. 三自由度球形电机的发展[J]. 电工电能新技术，1989(01)：6-11.
- [4] Chirikjian G S, Stein D. Kinematic Design and Commutation of a Spherical Stepper Motor[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 1999, 4(4) : 342-353
- [5] Yan L, Chen I M, Lim C K, et al. Torque Modeling of Spherical Actuators With Double-layer Poles[C]. International Conference on Intelligent Robots and Systems, 2006 : 5447-5452.
- [6] Xia C, Guo C, Shi T. A Neural-Network-Identifier and Fuzzy-Controller-Based Algorithm for Dynamic Decoupling Control of Permanent-Magnet Spherical Motor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 57(8) : 2868-2878.
- [7] 何竞雄. 一种台阶式磁极永磁球形电机的磁场建模与转矩分析[D]. 合肥：安徽大学，2020.
- [8] 黄泽浩. 基于磁测量的球关节多自由度姿态传感系统[D]. 武汉：华中科技大学，2021.
- [9] Yano T. Basic Characteristics of a Hexahedron-Octahedron Based Spherical Stepping Motor[C]. SPEEDAM IEEE, 2010: 1748-1753.
- [10] Adachi K, Gofuku A, Yano T. Simulation of Rotation Behavior of a 14-12 Spherical Motor[C]. International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2014: 1301-1305.
- [11] Maeda S, Hirata K, Niguchi N. Dynamic Analysis of an Independently Controllable Electromagnetic Spherical Actuator [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2013, 49(5) : 2263-2266.
- [12] 王群京，乔元忠，鞠鲁峰，等. 一种凸极式磁阻型球形电机的结构设计[J]. 电机与控制学报，2021，25(1)：90.
- [13] Kim D K, Yoon H, Kang W Y, et al. Development of a Spherical Reaction Wheel Actuator Using Electromagnetic Induction[J]. Aerospace Science and Technology, 2014, 39: 86-94.
- [14] 徐媛媛. 磁悬浮球形感应电机机理和有限元分析[D]. 扬州：扬州大学，2012.
- [15] 邓涛，苏振华，唐鹏，等. 多自由度球形感应电机创新设计及其参数化仿真分析[J]. 汽车工程，2019, 41(4) : 366-372.
- [16] 倪喜卓. 感应式磁悬浮球形关节的机理研究与性能分析[D]. 扬州：扬州大学，2022.
- [17] 李争，邢璇璇，刘力博，等. 多自由度电机的发展及关键技术综述[J]. 电机与控制应用，2021, 48(04) : 1-11.
- [18] 嘉奖. 基于电感特性的磁阻式球形电机无传感器位置检测[D]. 安徽：安徽大学，2022.
- [19] Stein D, Scheinerman E R, Chirikjian G S. Mathematical Models of Binary Spherical-Motion Encoders[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2003, 8(2) : 234-244.

- [20] 王群京, 李争, 陈丽霞, 等. 一种永磁球形步进电动机的运动分析与仿真[J]. 系统仿真学报, 2005(9): 2260-2264.
- [21] 李耀. 基于机器视觉的永磁球形电动机轨迹跟踪控制[D]. 安徽: 安徽大学, 2021.
- [22] Bhatia A, Kumagai M, Hollis R. Six-stator Spherical Induction Motor for Balancing Mobile Robots[C]. IEEE, 2015: 226-231.
- [23] 李建. 基于光学传感器的永磁球形电机转子位置检测方法研究[D]. 合肥: 安徽大学, 2019.
- [24] 刘文韬. 复合式磁悬浮球形主动关节设计及其检测系统研究

(上接第 62 页)

(2) 在 SVM 参数惩罚因子  $C$  和参数  $\sigma$  优化上, 采用蛇优化算法对其进行寻优操作, 使得可以自适应确定参数, 提升了支持向量机的分类精度。

(3) 故障诊断的准确率有所欠缺, 可以考虑更优的信号处理方法和智能优化算法。

## 参考文献

- [1] Qiao, Wei, Lu, et al. A Survey on Wind Turbine Condition Monitoring and Fault Diagnosis-Part II: Signals and Signal Processing Methods [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62 (10).
- [2] Kankar P K, Sharma S C, HARSHA S P. Fault Diagnosis of Rolling Element Bearing Using Cyclic autocorrelation and Wavelet Transform [J]. Neurocomputing, 2013, 110.
- [3] 刘颖, 陶建峰, 黄武涛, 等. 小波包能量与 CNN 相结合的滚动轴承故障诊断方法 [J]. 机械设计与制造, 2021, (11): 127-31.
- [4] Xi Z, Hongju W, Xuehui L, et al. Fault Diagnosis of Mine Ventilator Bearing Based on Improved Variational Mode Decomposition and Density Peak Clustering [J]. Machines, 2022, 11(1).
- [5] 李红月, 高英杰, 朱文昌. IAO 优化 SVM 的电机滚动轴承故障诊断 [J]. 电子测量技术, 2022, 45(10): 126-32.
- [6] Boyang M. Fault Diagnosis of Fan Bearing Based on Improved Convolution Neural Network [J]. IOP Conference Series: Earth and Environmental Science, 2021, 632(3).
- [7] XU Z, LI C, YANG Y. Fault Diagnosis of Rolling Bearing of Wind Turbines Based on the Variational Mode Decomposition and Deep
- [D]. 扬州: 扬州大学, 2019.
- [25] 张小红. 磁悬浮球形主动关节转子检测系统的设计与研究[D]. 扬州: 扬州大学, 2016.
- [26] Rong, Yiping. Improving Attitude Detection Performance for Spherical Motors Using a MEMS Inertial Measurement Sensor. IET Electric Power Applications, 2019, 13(2): 198-205.
- [27] 邹志强. 卫星姿态控制用永磁球形电机运动控制[D]. 天津: 天津大学, 2018.
- [8] 谢锋云, 刘慧, 胡旺, 等. CEEMDAN 与参数优化多尺度排列熵结合的滚动轴承早期故障诊断 [J]. 机械科学与技术: 1-7.
- [9] 赵小惠, 杨文彬, 胡胜, 等. 基于 VMD 能量权重法与 BWO-SVM 的铣刀磨损状态监测 [J]. 机电工程, 2022, 39(12): 1762-8 + 83.
- [10] 贺志军, 李军霞, 刘少伟, 等. CEEMD-VMD 与参数优化 SVM 结合的托辊轴承故障诊断 [J]. 机械科学与技术: 1-7.
- [11] 唐贵基, 王晓龙. 参数优化变分模态分解方法在滚动轴承早期故障诊断中的应用 [J]. 西安交通大学学报, 2015, 49(05): 73-81.
- [12] Mirjalili S, Gandomi A H, Mirjalili S Z, et al. Salp Swarm Algorithm: A Bio-inspired Optimizer for Engineering Design Problems [J]. Advances in Engineering Software, 2017, 114.
- [13] 陈维望, 李军霞, 张伟. 基于 VMD 混合域特征和 SSA-SVM 的滚动轴承故障诊断 [J]. 机床与液压, 2022, 50(24): 159-64.
- [14] 赵晶晶, 杨燕, 李天瑞, 等. 基于近似熵及 EMD 的高铁故障诊断 [J]. 计算机科学, 2014, 41(01): 91-4 + 9.
- [15] S R J, R M J. Physiological Time-series Analysis Using Approximate Entropy and Sample Entropy [J]. American Journal of Physiology Heart and Circulatory Physiology, 2000, 278(6).
- [16] A. H F, G. H A. Snake Optimizer: A novel meta-heuristic optimization algorithm [J]. Knowledge-Based Systems, 2022, 242.
- [17] 赵志杰, 曾劲松, 郝旺身, 等. 基于 VMD 与发育网络的滚动轴承故障检测 [J]. 组合机床与自动化加工技术, 2021, (05): 81-5.

(上接第 66 页)

- [4] A. Bosma, P. - Thureson. A New Reliable Operating Mechanism for HVAC circuit-breakers[J]. IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition. Developing New Perspectives, Nov. 2001, 1: 573 - 577.
- [5] 赵伟涛, 刘超, 党德旺, 等. SF\_6 高压断路器动力学仿真研究[J]. 电气工程学报, 2019, 14(02): 30-37.
- [6] 何保营, 韩国辉, 耿英三, 等. 新型 126 kV 电机直驱高压真空断路器伺服控制系统研究[J]. 高压电器, 2020, 56 (08): 92-99.
- [7] 邓赟, 武建文, 金鑫晨, 等. 基于高压断路器电机操动机构的

Convolutional Neural Networks [J]. Applied Soft Computing Journal, 2020, 95 (prepublish).

- [8] 谢锋云, 刘慧, 胡旺, 等. CEEMDAN 与参数优化多尺度排列熵结合的滚动轴承早期故障诊断 [J]. 机械科学与技术: 1-7.
- [9] 赵小惠, 杨文彬, 胡胜, 等. 基于 VMD 能量权重法与 BWO-SVM 的铣刀磨损状态监测 [J]. 机电工程, 2022, 39(12): 1762-8 + 83.
- [10] 贺志军, 李军霞, 刘少伟, 等. CEEMD-VMD 与参数优化 SVM 结合的托辊轴承故障诊断 [J]. 机械科学与技术: 1-7.
- [11] 唐贵基, 王晓龙. 参数优化变分模态分解方法在滚动轴承早期故障诊断中的应用 [J]. 西安交通大学学报, 2015, 49(05): 73-81.
- [12] Mirjalili S, Gandomi A H, Mirjalili S Z, et al. Salp Swarm Algorithm: A Bio-inspired Optimizer for Engineering Design Problems [J]. Advances in Engineering Software, 2017, 114.
- [13] 陈维望, 李军霞, 张伟. 基于 VMD 混合域特征和 SSA-SVM 的滚动轴承故障诊断 [J]. 机床与液压, 2022, 50(24): 159-64.
- [14] 赵晶晶, 杨燕, 李天瑞, 等. 基于近似熵及 EMD 的高铁故障诊断 [J]. 计算机科学, 2014, 41(01): 91-4 + 9.
- [15] S R J, R M J. Physiological Time-series Analysis Using Approximate Entropy and Sample Entropy [J]. American Journal of Physiology Heart and Circulatory Physiology, 2000, 278(6).
- [16] A. H F, G. H A. Snake Optimizer: A novel meta-heuristic optimization algorithm [J]. Knowledge-Based Systems, 2022, 242.
- [17] 赵志杰, 曾劲松, 郝旺身, 等. 基于 VMD 与发育网络的滚动轴承故障检测 [J]. 组合机床与自动化加工技术, 2021, (05): 81-5.
- [18] 位移分段控制策略 [J]. 电工技术学报, 2018, 33 (15): 3586-3595.
- [19] Y. Feng, H. Wan, J. Wu, et al, Y. Deng. Research on Segmented Control of Motor Operating Mechanism for High - voltage Circuit Breaker [J]. The Journal of Engineering, 2019, 16: 794-797, 2019.
- [20] 黄瑜珑, 王静君, 徐国政, 等. 配永磁机构真空断路器运动特性控制技术的研究[J]. 高压电器, 2005(05): 4-6.
- [21] 王潇. 高压真空断路器电机直驱操动机构控制策略研究[D]. 湘潭: 湘潭大学, 2019.