

# 微电机

2025 5

MICROMOTORS

第58卷 第5期  
No.5 May, 2025

西安微电机研究所有限公司主办

## 高精度4通道同步/旋变仿真/测量模块

— 采用VXI总线结构 —

可同时实现同步模式或旋变模式下的4通道角度动态  
或静态仿真和4通道角度动态或静态测量功能



最高精度:  $\pm 0.005^\circ$

自带双路励磁电源

频率范围: 47Hz-20000Hz

湖南米艾西测控技术有限公司

HUNAN MIAIXI MEASUREMENT AND CONTROL TECHNOLOGY CO., LTD

☎ 400-1881-575

🌐 [www.smartbrx.com](http://www.smartbrx.com)

# 微电机

WEI DIAN JI

月刊, 1972 年创刊  
第 58 卷 第 5 期(总第 377 期)  
2025 年 5 月 28 日出版

中国科技论文统计源期刊  
中国学术期刊(光盘版)全文收录期刊  
《中国核心期刊(遴选)数据库》收录期刊  
《中文科技期刊数据库(全文版)》收录期刊  
RCCSE 中国核心(扩展版)学术期刊  
美国《乌利希期刊指南》(UPD)收录期刊  
美国《剑桥科学文摘(工程技术)》(CSA)来源期刊  
英国《科学文摘》(Inspec)检索源期刊  
中国机械工业优秀期刊  
陕西省优秀期刊

## 编辑委员会

顾问: 唐任远 赵淳生 莫会成 徐殿国  
黄守道 梅雪松 刘卫国

主任委员: 肖 曦

常务副主任委员: 李中军

副主任委员: 沈建新 曲荣海

委员: (按姓氏笔画为序)

弋英民 王晓远 王 健 甘宝平  
卢琴芬 毕 超 任 雷 刘 刚  
刘品宽 刘景林 安忠良 孙向东  
花 为 严伟灿 杨向宇 杨 明  
李红梅 李祥林 时运来 吴玉新  
吴红星 沈桂霞 卓 亮 周奇勋  
郝双晖 骆光照 顾菊平 柴 凤  
柴建云 徐金全 徐衍亮 高 鹏  
郭 宏 郭新华 黄允凯 黄晓艳  
梁得亮 程 明 温旭辉 窦满峰

主管: 陕西科技控股集团有限责任公司  
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: 李中军

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

基于改进面电流的近极槽 Spoke 电机磁场解析 .....  
..... 曹江华, 刘敏豪, 赵世伟, 等(1)

永磁推力轴承轴向承载特性分析与变刚度结构设计 .....  
..... 朱龙飞, 裴银涛, 郭征华, 等(9)

车门系统智能无刷直流电机定子结构优化 .....  
..... 侯品杨, 李 杰, 黄军才(15)

### 驱动控制

带转矩滞环的 PMSM 变开关点模型预测转矩控制 .....  
..... 王传龙, 郭宇浩, 程善美(19)

永磁同步电机模糊滑模控制器设计…………… 丁天羽, 杨建飞, 姜琛昱, 等( 26 )

油田测井无刷直流电机逆变器短路故障诊断及容错控制…………… 叶 高, 杨居朋, 梁小兵, 等( 33 )

基于自抗扰滑模的开关磁阻电机转矩控制策略…………… 韩子健, 李昕涛, 薛焱君, 等( 39 )

基于改进强跟踪无迹卡尔曼滤波的 PMSM 无感控制…………… 江秀红, 孟俊旭, 王 森, 等( 45 )

基于混合递阶遗传算法的直流伺服电机速度控制方法…………… 贾彦荣, 徐满亮, 候 玮, 等( 52 )

## 直线电机技术

永磁同步直线电机的降阶切换自抗扰控制器研究…………… 饶 欢, 梁 文, 杨璟珉, 等( 58 )

不同固定方式永磁同步直线电机振动特性分析…………… 刘小梅, 聂沛林, 王豪苒( 64 )

波浪能磁场调制式永磁直线发电机设计与参数优化…………… 贾海媛, 王 刚( 71 )

# 《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

在线投稿系统: [wdj.paperopen.com](http://wdj.paperopen.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

国际刊号: ISSN 1001-6848

电话: 029-84276641

# MICROMOTORS

Founded 1972 • Monthly • Public Publication  
Vol. 58 No. 5 (Serial No. 377) May, 2025

**Authorities:** Shaanxi Science and Technology  
Holding Group

**Sponsor:** Xi'an Micromotor Research Institute Co., LTD.

**Edited & Published:** MICROMOTORS

Editorial Department

**Chief Editor:** LI Zhongjun

**Add.:** No. 36, Shanglinyuan 4 Road, Xi'an  
710117, China

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

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

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

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

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

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

**Periodical Code:** 52-92

**Journal Code:** 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:** May 28, 2025

## CONTENTS

Magnetic Field Analysis of Spoke-type Machine With Near-pole Slots Based on Improved Surface Current .....	CAO Jianghua, LIU Minhao, ZHAO Shiwei, et al( 1 )
Axial Magnetic Force Analysis and Variable Stiffness Structure Design of Permanent Magnet Thrust Bearing .....	ZHU Longfei, PEI Yintao, GUO Zhenghua, et al( 9 )
Optimization of Stator Structure for Intelligent Brushless DC Motor for Door System .....	HOU Pinyang, LI Jie, HUANG Juncai( 15 )
Variable Switching Point Model Predictive Torque Control with Torque Hysteresis of PMSM .....	WANG Chuanlong, GUO Yuhao, CHENG Shanmei( 19 )
Design of Fuzzy Sliding Mode Controller for Permanent Magnet Synchronous Motor .....	DING Tianyu, YANG Jianfei, JIANG Chenyu, et al( 26 )
Short Circuit Fault Diagnosis and Fault-tolerant Control of Brushless DC Motor Inverter for Oilfield Logging .....	YE Gao, YANG Jupeng, LIANG Xiaobing, et al( 33 )
Torque Control Strategy of Switched Reluctance Motor Based on Active Disturbance Rejection Sliding Mode .....	HAN Zijian, LI Xintao, XUE Yaojun, et al( 39 )
Sensorless Control of PMSM Based on Modified Strong Tracking Unscented Kalman Filter .....	JIANG Xiuhong, MENG Junxu, WANG Miao, et al( 45 )
DC Servo Motor Speed Control Method Based on Hybrid Hierarchical Genetic Algorithm .....	JIA Yanrong, XU Manliang, HOU Wei, et al( 52 )
Research on Reduced-order Switching Active Disturbance Rejection Controller for Permanent Magnet Synchronous Linear Motor .....	RAO Huan, LIANG Wen, YANG Jingmin, et al( 58 )
Analysis of Vibration Characteristics of Permanent Magnet Synchronous Linear Motors With Different Fixed Modes .....	LIU Xiaomei, NIE Peilin, WANG Haoran( 64 )
Design and Parameter Optimization of Wave-energy Magnetic Field Modulated Permanent Magnet Linear Generator .....	JIA Haiyuan, WANG Gang( 71 )

## 基于改进面电流的近极槽 Spoke 电机磁场解析

曹江华<sup>1</sup>, 刘敏豪<sup>1</sup>, 赵世伟<sup>1</sup>, 周泽群<sup>2</sup>

(1. 华南理工大学 电力学院, 广州 510641; 2. 岳阳市湘能农电服务有限公司汨罗市分公司, 湖南 汨罗 414400)

**摘要:** 针对近极槽 Spoke 型永磁电机, 提出了一种改进面电流模型的气隙磁场计算方法。基于等效磁化思想, 提出非等值面电流模型, 将 Spoke 电机等效为表贴式电机, 使得复势函数保角变换能够应用于 Spoke 电机的磁场分析, 从而显著降低计算复杂度。在此基础上, 求解电机的空载和负载磁场分布, 并通过后处理获得反电动势、电磁转矩等性能。通过与有限元仿真结果对比验证, 所提方法在电机性能快速计算与优化设计中具有较高的精度, 证明了其可行性和有效性。

**关键词:** 改进面电流; 近极槽 Spoke 电机; 保角变换

中图分类号: TM351 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2025)05-0001-08

## Magnetic Field Analysis of Spoke-type Machine With Near-pole Slots Based on Improved Surface Current

CAO Jianghua<sup>1</sup>, LIU Minhao<sup>1</sup>, ZHAO Shiwei<sup>1</sup>, ZHOU Zequan<sup>2</sup>

(1. School of Electric Power Engineering, South China University of Technology, Guangzhou 510641, China;

2. Miluo Branch of Yueyang Xiangneng Rural Power Service Co., LTD., Miluo Hunan 414400, China)

**Abstract:** Based on the equivalent magnetization concept, an improved Surface Current model was proposed for the air-gap magnetic field calculation of near-pole slot Spoke-type permanent magnet motors. A non-equivalent surface current model was introduced, which equivalently treated the Spoke rotor as a surface-mounted rotor, enabling the application of the conformal transformation using the complex potential function to the magnetic field analysis of Spoke motors, this significantly reduced the computational complexity. On this basis, the no-load and load magnetic field distributions of the motor were solved, and the back electromotive force and electromagnetic torque, among other performance parameters, were obtained through post-processing. Comparison with finite element simulation results verified that the proposed method achieves high accuracy in rapid motor performance calculation and optimization design, proving its feasibility and effectiveness.

**Key words:** improved surface current; near-pole slot Spoke motor; conformal transformation

### 0 引言

永磁电机凭借其高功率密度、运行稳定、维护成本低等优势, 在新能源车辆、智能制造和家用电器等领域得到了越来越广泛的应用, 成为推动技术进步和节能减排的重要驱动力之一。电机的性能与气隙磁场密切相关, 包括反电动势、转矩、电磁力以及各种损耗和温升<sup>[1,5]</sup>。因此, 气隙磁场计算对于电机设计和优化至关重要<sup>[6,8]</sup>。

当前, 磁场计算方法可归纳为有限元法、解析法、磁网络法、混合解析法四大类, 各具特点并在不同场景中发挥作用。有限元法是一种精确且通用的磁

场计算方法。它能够有效模拟复杂几何和非线性材料特性, 是当前磁场分布研究的主流工具之一<sup>[9,10]</sup>。市面上已有多种商业有限元软件, 它们在电机设计与分析中提供了便捷性和可靠性。然而, 有限元法计算过程繁琐, 建模与网格划分复杂, 并且优化过程中计算耗时较长<sup>[11,12]</sup>, 使其在工程实际中的应用受到一定限制。相比之下, 解析法以计算速度快、建模简单的优势备受关注, 尤其是在电机几何形状规则的场景中更具实用性。常用的解析方法包括保角变换和子域法等。其中, 保角变换利用复变函数理论, 能有效地简化电机复杂边界条件的处理<sup>[13,14]</sup>, 子域法适用于规则形状气隙的磁场分析<sup>[15,17]</sup>。磁网络法通过将电机磁路

收稿日期: 2025-03-07

作者简介: 曹江华(1982), 女, 讲师, 研究方向为永磁电机设计。

刘敏豪(2002), 男, 硕士研究生, 研究方向为永磁电机设计与分析。

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

周泽群(1974), 男, 技师, 研究方向为电气设备设计及应用。

类比于电路, 直观且快速, 但其模型复杂度高且通用性差<sup>[18,19]</sup>。混合解析法结合磁网络与解析法的优点, 通过综合不同方法的特性实现更高效的磁场计算, 混合解析法在复杂几何和多物理场耦合的电机优化问题中展现了显著优势<sup>[20,21]</sup>。

保角变换作为一种解析方法, 具有建模简单、通用性强的优势, 无需对模型边界进行过多简化。根据变换类型, 该方法可分为三类: 第一类是将电机齿槽圆域变换为规则矩形域, 通过镜像法求解两无限大平面内电流的磁场, 得到原气隙内的磁场分布<sup>[22]</sup>; 第二类是将电机齿槽圆域变换为光滑圆域, 利用光滑圆域内的 Hague 方程求解电流磁场, 并反变换得到原气隙内的磁场分布<sup>[23]</sup>; 第三类结合许克变换与半无穷平面的复势函数, 在矩形域内计算磁场, 再反变换至原始域<sup>[24]</sup>。三种保角变换均需与等效电流模型结合使用, 其中等效电流的建模精度直接影响计算精度<sup>[25]</sup>。受单连通域限制, 内置式电机的保角变换实现难度较高。

文献[26, 27]采用 V 型转子的 1/16 模型, 通过提出保角变换函数求得转子凸极的相对磁导函数, 并结合泊松方程求解空载气隙磁密。文献[28]利用双曲函数描述同步磁阻电机转子凸极形状, 通过保角变换获取磁通屏障的磁阻参数, 随后将参数应用于磁等效电路模型中, 以预测电机的空载气隙磁通密度分布。然而, 这些方法对永磁体的形状要求较高, 对于 Spoke 型转子, 由于其结构与上述文献中提到的双曲形磁通屏障或多磁通屏障转子不同, 导致相关方法难以适用。文献[29]基于等效磁化思想, 将 4 极 24 槽 Spoke 电机的永磁体等效为表贴式永磁体, 进而通过求解子域方程得到等效气隙磁密。文献[30, 31]通过不同区域间磁通的连续性分析, 计算 4 极 24 槽 Spoke 电机的性能。然而, 上述方法均基于 1 极 6 槽的单元电机模型, 暂无应用于近极槽电机的研究模型。

基于等效磁化理论, 本文提出适用于近极槽 Spoke 电机的改进面电流模型, 实现了 MATLAB 的 SC-Toolbox 在 Spoke 电机性能分析中的应用。保角变换在处理复杂边界条件电机模型方面具有独特优势, 通过多重变换可分别提取定转子磁导信息。基于数学推导建立等效面电流模型, 结合许克变换获取平面映射关系, 借助复势函数求解气隙磁场分布。通过与有限元仿真结果对比, 验证模型的有效性。

## 1 改进永磁体面电流模型

在分析永磁电机磁场时, 常采用等效面电流法。该方法通过在永磁体位置引入一系列等效电流, 使

其产生的磁场方向与永磁体产生的磁场方向一致, 且电流产生磁势的大小保证与永磁体磁势相等, 从而确保永磁体外部的磁位保持一致。

本文研究的 Spoke 电机如图 1 所示, 其主要参数列于表 1 中。

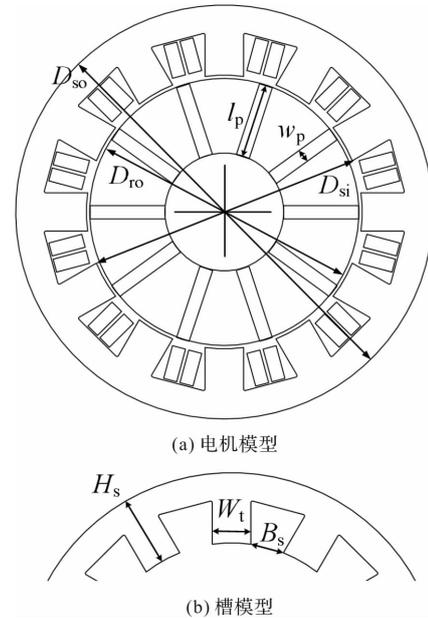


图 1 10 极 12 槽 Spoke 电机

表 1 10 极 12 槽电机参数

参数	参数值
额定电压 $U$ / V	160
额定电流 $I$ / A	10
电机极数 $p$	10
电机槽数 $Q_s$	12
轴向长度 $l$ / mm	40
定子内径 $D_{si}$ / mm	82
定子外径 $D_{so}$ / mm	124
转子外径 $D_{ro}$ / mm	80
转子内径 $D_{ri}$ / mm	35.3
永磁体宽度 $w_p$ / mm	4
永磁体长度 $l_p$ / mm	22.35
永磁体剩磁 $B_r$ / T	1.2
槽口宽度 $B_s$ / mm	10
槽深 $H_s$ / mm	12.3
定子齿宽 $w_t$ / mm	11.45

针对 Spoke 型永磁体, 本研究采用文献[29]中的变换方法, 其计算公式如式(1)所示。具体而言, 对每个永磁体单独进行变换, 得到如图 2 所示的结果。永磁体在转子侧呈周期性分布, 通过保角变换后, 可对变换后的结构进行周期性构建, 得到等效表贴式电机模型。

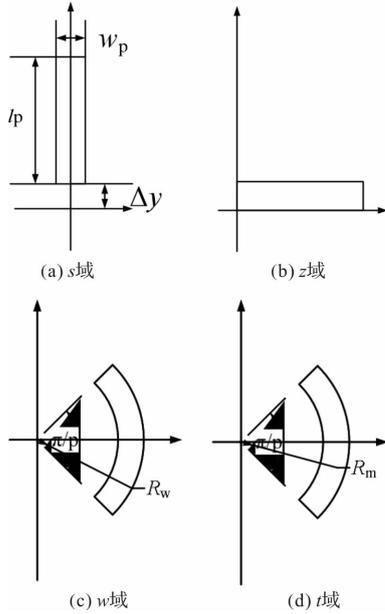


图2 永磁体保角变换流程

图2中  $\Delta y$  为转子内半径,  $R_m$  为转子外半径。

$$\begin{cases} z = e^{\frac{\pi j}{2}} s + (\Delta y + l_p + w_p j/2), s \rightarrow z \\ \omega = e^{(-2zj + l_p j - w_p) \pi / (2pl_p)}, z \rightarrow \omega \\ t = (R_m / e^{2pl_p}) \omega, \omega \rightarrow t \end{cases} \quad (1)$$

永磁体变换后改为径向充磁后磁化强度  $M_t$  满足:

$$M_t = KrMe_r \quad (2)$$

式中,  $K$  为等效系数。需产生相同磁势, 因此有以下公式:

$$w_p M = K \int_{R_1}^{R_m} Mr dr \quad (3)$$

可以推出等效系数  $K$  可由下式计算:

$$K = \frac{2w_p}{(R_m^2 - R_1^2)} \quad (4)$$

式中,  $R_1$  为永磁体内表面半径, 为保证外部磁势不变, 变换后表贴式永磁体等效电流  $I$  幅值应随着半径  $r$  的大小逐渐增加, 计算公式:

$$I = \frac{KM_r \cdot (R_m - R_1)}{n} \quad (5)$$

式中,  $n$  为表面电流划分层数。而等效面电流密度  $\eta_m$  为

$$\eta_m = \frac{n}{R_m - R_1} \quad (6)$$

当  $n$  增加时,  $\eta_m$  增大, 等效面电流产生的磁场与实际永磁体产生的磁场的最大误差不断减小, 当最大误差不超过 5% 时,  $\eta_m > 3.33 \times 10^3$  层/m<sup>[32]</sup>。为满足精度需要, 本文中  $n$  取 15,  $\eta_m$  为  $4 \times 10^3$  层/m。

针对 Spoke 永磁体的改进面电流模型如图3所示, 图3(b)中以等效电流符号的大小的变化趋势

代表等效电流的幅值变化趋势。

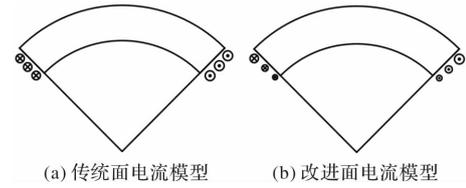


图3 改进面电流模型

## 2 无槽等效表贴电机气隙磁场计算

为分析 Spoke 转子电机, 本文首先对等效无槽表贴式电机进行气隙磁场计算。取 1/2 单元模型, 分析单根电流在气隙区域内产生的磁场, 并通过叠加方法计算改进电流模型产生的总磁场。随后, 利用许克变换分别提取转子和定子开槽相对调制系数。最后, 根据变换前后磁密的转换关系, 推导出原 Spoke 转子电机在气隙区域各位置的磁密分布。

在计算之前, 首先做如下假设:

1) 忽略电机的轴向端部效应, 认为二维性能计算结果代表电机整体;

2) 忽略铁心的饱和效应影响, 认为硅钢片磁导率为定值;

3) 假设永磁体和绕组材料磁导率与空气一致。

本节采用基于复势函数的保角变换, 减少一次平面变换, 提高计算效率。变换关系图4所示。

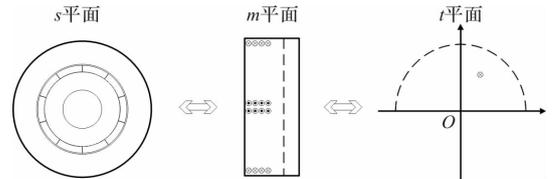


图4 保角变换模型

在  $s$  平面中, 建立极坐标系, 极轴与单元模型的起始轴重合。模型中任意位置可用极坐标表示:

$$s = \rho e^{j\theta} \quad (7)$$

接着, 利用对数函数将  $s$  平面展开为  $m$  平面:

$$m = \ln(s) \quad (8)$$

如下对应关系成立:

$$\begin{cases} m = x + jy \\ x = \ln(\rho) \\ y = \theta \end{cases} \quad (9)$$

已知, 靠近单无限大平面电流  $I$  所形成的磁场分布可由镜像法求出:

$$\begin{cases} g(t) = \frac{I}{2\pi} [\ln(t - t_a) + \ln(t - t_a^*)] \\ g(t) = \varphi(u, v) + j\psi(u, v) \end{cases} \quad (10)$$

式中,  $g(t)$  为  $t$  平面的复势函数, 其实部表示  $t$  平

面等效电流产生的磁力线，虚部表示  $t$  平面等效电流产生的标量磁位函数； $t$  为平面内任意位置， $t_s$  为平面内电流位置。因此，只需要求出  $m$  平面至  $t$  平面的变换函数，即可得到  $m$  平面内的复势函数。该变换函数可由许克变换法求得：

$$m = j \frac{L}{\pi} \ln t + \ln R_{si} \quad (11)$$

式中， $L$  为  $m$  平面两平板的间距， $R_{si}$  为电机定子内径。结合式(10)和式(11)，得到单根电流在  $m$  平面内产生的复势函数：

$$\begin{cases} g(m) = \frac{I}{2\pi} \ln \{ [e^{-j\frac{\pi}{L}(m-\ln R_{si})} - e^{-j\frac{\pi}{L}(m_a-\ln R_{si})}] \\ [e^{-j\frac{\pi}{L}(m-\ln R_{si})} - (e^{-j\frac{\pi}{L}(m_a-\ln R_{si})})^*] \} + C \\ C = -\frac{I}{2L} (j \frac{L}{\pi} \ln t + \ln R_{si}) \end{cases} \quad (12)$$

结合复势函数和磁密之间的关系，式中  $\mu_0$  为空气磁导率，可知  $m$  平面磁密  $B_m$ ：

$$B_m = \mu_0 [j \frac{dg(m)}{dm}]^* = \mu_0 [j \frac{dg(t)}{dt} \frac{dt}{dm}]^* \quad (13)$$

最终可以得到  $s$  平面，即原始电机气隙区域内磁密  $B_s$  计算公式：

$$B_s = B_m \cdot \left| \frac{dm}{ds} \right| \quad (14)$$

在气隙中心线处 ( $r = 40.5 \text{ mm}$ )，求得单元电机的径向和切向磁密如图 5 所示，包含 2.5 个电周期，与实际结果一致，此时径向和切向磁密幅值分别为 0.97 T 和 0.43 T。

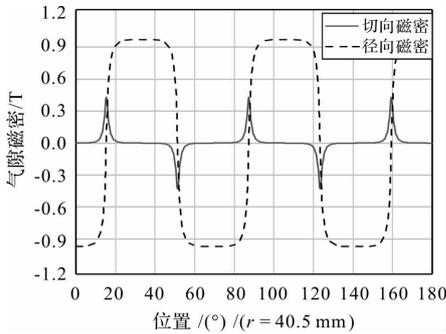


图 5 无槽等效表贴式电机气隙磁密波形

### 3 Spoke 转子电机气隙磁场计算

在前节分析的基础上，利用传统保角变换分别求解转子和定子开槽相对调制系数，从而获得原模型的空载气隙磁场分布。随后，进一步引入电枢电流的影响，计算得到原模型在负载条件下的气隙磁场分布。

#### 3.1 转子磁导调制

通过计算转子开槽相对磁导调制系数，可以获

得无定子槽条件下的 Spoke 电机气隙磁密分布。在分析中将永磁体的磁导率视为与空气相同，通过保角变换将 Spoke 转子槽结构转换为无槽表贴式结构，并利用复变函数的性质计算出气隙磁导波形。

变换过程如图 6 所示：

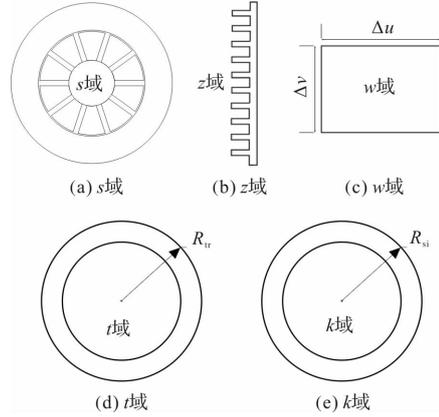


图 6 转子槽保角变换流程

将原始电机模型利用对数函数展开后，采用数值许克变换算法将齿槽结构变换为无齿槽结构，最后利用指数函数将无齿槽结构变换为光滑圆域。具体的变换函数见式(15)：

$$\begin{cases} z = \ln(s) & s \rightarrow z \\ w = f_{SCTool}(z) & z \rightarrow w \\ t = e^{2\pi/(j2p) \cdot \Delta u \cdot (w - j\Delta v/2) - \pi/j} & w \rightarrow t \\ k = R_{si}/R_{rt} & t \rightarrow k \end{cases} \quad (15)$$

式中， $\Delta u$  和  $\Delta v$  分别为  $w$  域矩形的长和宽，见图 6 (c)， $f_{SCTool}$  为数值算法求解得到的许克变换反函数， $R_{si}$  为定子内径， $R_{rt}$  为光滑圆域  $t$  内的外圆半径。

变换前后的磁密存在如下关系：

$$\begin{cases} B_s = B_k \left( \frac{\partial k}{\partial s} \right)^* = B_k \left( \frac{\partial k}{\partial t} \frac{\partial t}{\partial w} \frac{\partial w}{\partial z} \frac{\partial z}{\partial s} \right)^* \\ \lambda_m = \left( \frac{\partial k}{\partial t} \frac{\partial t}{\partial w} \frac{\partial w}{\partial z} \frac{\partial z}{\partial s} \right) \\ \lambda_m = \lambda_{mr} + j\lambda_{m\theta} \end{cases} \quad (16)$$

式中， $B_k$  为  $k$  域内气隙磁密， $B_s$  为  $s$  域内气隙磁密， $\lambda_m$  为转子开槽相对调制系数，通过将变换函数求偏导后相乘即可求解，可表示为径向实部和切向虚部复数形式。通过有限元仿真，利用电场和磁场对偶的特点，在转子外表面和定子内圆表面施加电位差  $U = 1 \text{ V}$ ，求出气隙中的  $\text{Mag}_E$ ，接着类比气隙磁场，对  $\text{Mag}_E$  做径向和切向分解，得到  $E_r$ 、 $E_t$ ，利用式(17)得到相对磁导波形：

$$\Lambda = \frac{\mu_0}{\delta(\theta)} = \frac{\mu_0}{U/E(\theta)} \quad (17)$$

相对磁导曲线对比如图 7 所示，转子开槽对气

隙磁导径向和切向分量的相对调制系数最大值为 0.97、0.15，精度通过有限元仿真得到验证。

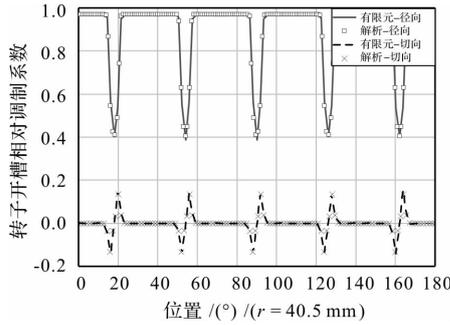


图 7 转子开槽相对调制系数

### 3.2 定子磁导调制

为进一步求解定子调制后的气隙磁密，在假设仅考虑定子槽结构且转子为光滑表面的情况下，基于保角变换方法，推导定子开槽相对调制系数。

此时的定子调制系数  $\lambda_s$  计算公式：

$$\begin{cases} \lambda_s = \left( \frac{\partial k}{\partial t} \frac{\partial t}{\partial w} \frac{\partial w}{\partial z} \frac{\partial z}{\partial s} \right) \\ \lambda_s = \lambda_{sr} + j\lambda_{st} \end{cases} \quad (18)$$

定子相对磁导调制系数如图 9 所示，定子开槽对气隙磁导径向和切向分量的相对调制系数最大值为 0.98、0.23。

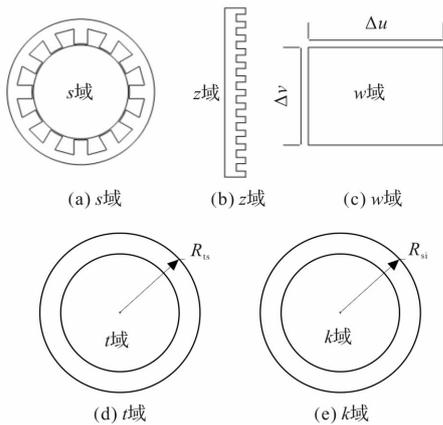


图 8 定子槽保角变换流程

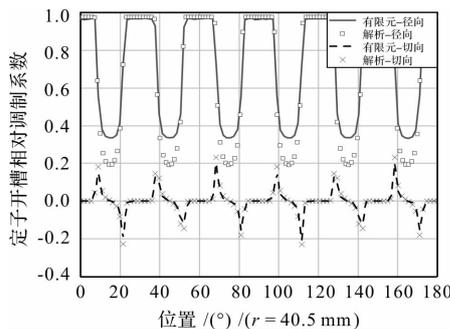


图 9 定子开槽相对调制系数

将无槽等效表贴式电机气隙磁密映射回原始域，

公式如下：

$$B_{Spoke} = B_{surface} (\lambda_m)^* (\lambda_s)^* \quad (19)$$

式中， $B_{Spoke}$  为原 Spoke 转子时的气隙磁密  $B_{surface}$  为等效后的表贴式电机的气隙磁密。

因此，可以计算出  $B_{spoke}$  的径向和切向气隙磁密，如图 10 所示，径向磁密计算结果和有限元一致，切向部分 10 mm 处存在误差，这是由于定子齿槽磁导波形求解存在差异导致。

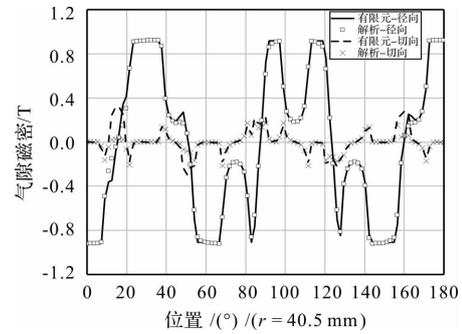


图 10 Spoke 电机空载气隙磁密

### 3.3 电枢磁场计算

在计算负载工况下 Spoke 转子电机的气隙磁场时，首先需要构建电枢绕组等效位置的电流模型。随后，采用基于复势函数的保角变换，对电枢磁场进行叠加求解。具体而言，将每个槽内电枢绕组区域的几何中心视为等效电流的位置，以此简化模型计算，如图 11 所示。

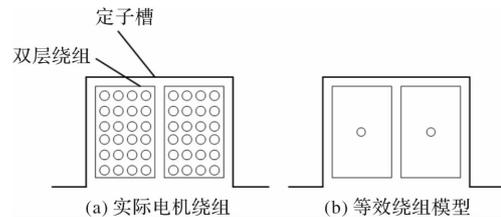


图 11 电枢绕组等效模型

将该位置用复数  $s = \rho e^{j\theta}$  表示，计算得一个槽内电流的位置后，通过循环加上槽距角，即可得到完整的电枢绕组等效模型。

电枢磁场的计算与永磁体不同之处在于需要考虑电枢绕组的分布情况，采用  $N_c$  表示绕组分布情况，对于本文的电机， $N_c$  表达形式如下：

$$N_c^T = \begin{bmatrix} 11 & -10 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 00 & 0 & 1 & -1 & -11 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 00 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -11 & 1 & -10 \end{bmatrix} \quad (20)$$

采用  $i$  表示三相电流的瞬时值， $I_N$  为电流有效值， $\omega$  为电频率， $\varphi$  为初相角，表达形式如下：

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2}I_N \sin(\omega t + \varphi) \\ \sqrt{2}I_N \sin(\omega t + \varphi - \frac{2\pi}{3}) \\ \sqrt{2}I_N \sin(\omega t + \varphi + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (21)$$

结合  $N_c$ 、 $i$ 、每槽绕组匝数  $N_a$ 、并联支路数  $a$ ，即可算出每个等效电流的实时值  $i_{slot}$ ，公式如下：

$$i_{slot} = \frac{N_a \cdot N_c \cdot i}{2a} \quad (22)$$

在得到等效模型的数据后，分别计算每个等效电流在气隙区域内产生的磁密分布并叠加，得到电枢磁场。当三相绕组通入有效值为 10 A 的正弦电流，时间  $t = 0$  s 时，因 A 相电枢绕组电流值为 0 A，气隙磁密存在一段零值，具体磁场分布如图 12 所示，电枢磁场解析结果与有限元吻合度高。

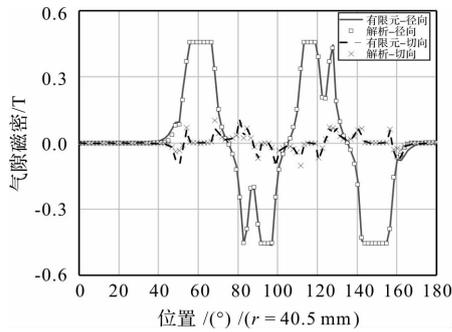


图 12 额定电流时的电枢磁场

### 3.4 合成气隙磁场计算

在气隙中，合成磁场可通过式(23)计算：

$$\begin{cases} B_{to} = B_{tor}e_r + B_{to\theta}e_\theta \\ B_{tor} = B_{pr} + B_{ar} \\ B_{to\theta} = B_{p\theta} + B_{a\theta} \end{cases} \quad (23)$$

式中， $B_{to}$  为气隙合成磁密， $B_{tor}$ 、 $B_{to\theta}$  分别为径向、切向气隙合成磁密， $B_{pr}$ 、 $B_{p\theta}$  分别为径向、切向永磁磁密， $B_{ar}$ 、 $B_{a\theta}$  分别为径向、切向电枢磁密。结合图 10 和图 12 得到，气隙合成磁场的三维分布情况，如图 13 所示，在负载情况下，电机气隙内的磁场分布变得更加复杂，气隙磁场随转子运动的特点得以呈现。

通过改进面电流模型和保角变换，Spoke 转子电机的空载气隙磁密和负载气隙磁密均已计算得到。基于此，可以进一步对电机性能进行分析。

## 4 性能计算

本文提出的磁场解析方法为电机性能后处理提供理论依据。本节通过与有限元结果的对比，验证该方法能够准确预测电机在空载和负载状态下的性能。

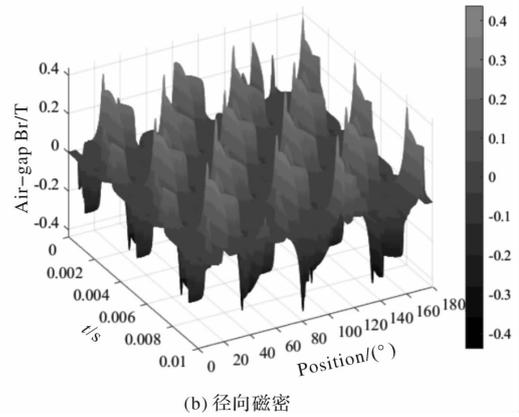
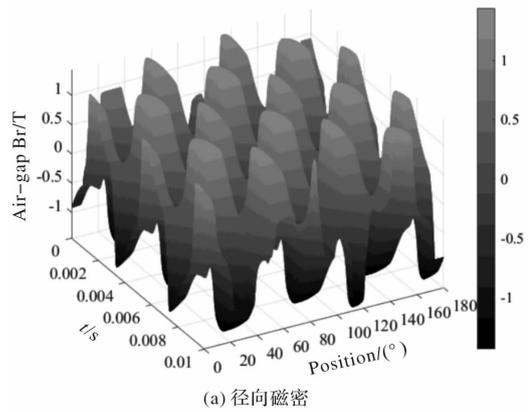


图 13 合成气隙磁密

## 4.1 空载结果

### 4.1.1 空载反电动势

每相的反电动势  $E_p$  定义为该相所有导体反电动势的总和。基于第三节推导的空载气隙磁密分布，并结合绕组的实际分布、匝数  $N_a$  和每极每相槽数  $m$ ，可以计算出每相的磁链。在此基础上，通过数值微分方法即可求得反电动势  $E_p$ 。其计算公式如下：

$$E_p(t) = -N_a d\psi_k / dt \quad (24)$$

当电机以 3000 r/min 的额定速度旋转时，以 B 相为例，解析和有限元计算的空载磁链  $\psi_k$  和空载反电动势  $E_p$  分别如图 14、图 15 所示。其中  $\psi_k$  的幅值分别为 0.06 Wb 和 0.06 Wb， $E_p$  的幅值分别为 111.41 V 和 111.83 V，其均方根误差分别为  $8.8 \times 10^{-4}$  Wb、3.53 V，解析与有限元计算结果拟合度高。

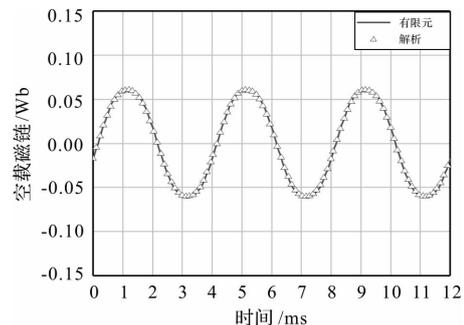


图 14 空载相磁链

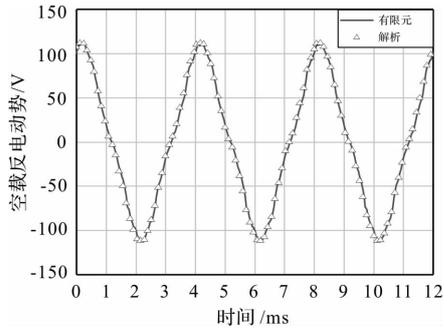


图 15 空载相反电动势

#### 4.1.2 齿槽转矩

根据 Spoke 电机转子在不同位置时的空载磁密分布, 结合麦克斯韦张量法, 通过公式(25)计算齿槽转矩  $T_{\text{cog}}$ , 其曲线如图 16 所示。

$$T_{\text{cog}} = \frac{l r^2}{\mu_0} \int_0^{2\pi} B_r(r, \theta) \cdot B_\theta(r, \theta) d\theta \quad (25)$$

式中,  $r$  为气隙中心线半径。

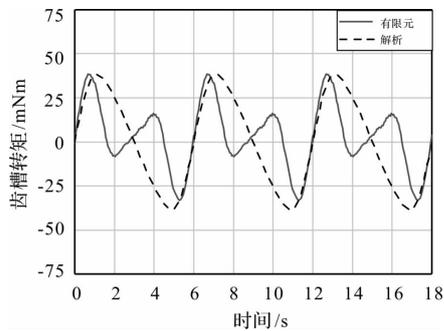


图 16 齿槽转矩

解析和有限元计算的齿槽转矩幅值分别为 0.038 mNm 和 0.038 Nm, 均方根误差为 0.024 Nm, 由于空载切向磁密的解析解在某些位置与有限元结果存在差异, 导致齿槽转矩的计算结果出现偏差, 但周期性一致。结果表明, 改进面电流模型结合保角变换的解析方法能够较为准确地预测 Spoke 电机的空载性能。

## 4.2 负载结果

负载情况下, 需考虑电枢磁场与永磁体磁场之间的关系。通过电流角分析来进行研究, 假定在  $i_d = 0$  控制方式下计算, 电流有效值为 10 A。

#### 4.2.1 负载反电动势

以 B 相为例, 当电机以 3000 r/min 的额定速度旋转时, 相磁链、反电动势如图 17、图 18 所示, 解析和有限元计算的相磁链幅值分别为 0.07 Wb、0.07 Wb, 相反电动势幅值分别为 120.08 V、123.01 V, 周期均为 4 ms。其均方根误差分别为  $2.2e \sim 3$  Wb、

9.77 V。

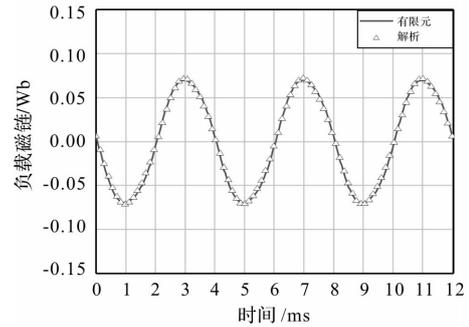


图 17 负载相磁链

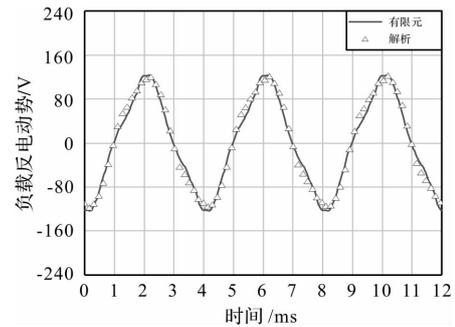


图 18 负载相反电动势

#### 4.2.2 电磁转矩

电枢磁场引入加深电机的饱和, 解析计算忽略饱和, 有限元计算负载转矩平均值为 6.75 Nm, 解析计算平均值为 6.66 Nm, 解析与有限元计算结果的均方根误差为 0.16 Nm。

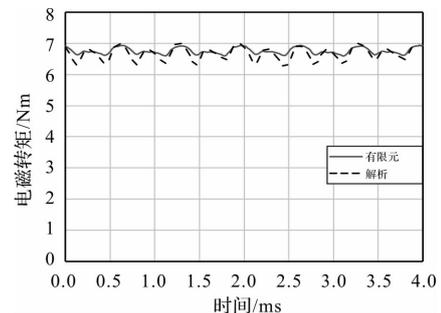


图 19 电磁转矩

后处理结果验证了改进面电流模型结合保角变换的解析方法能够较为准确地预测 Spoke 电机的负载性能。

#### 4.3 计算时间对比

表 2 给出了分别利用解析法与有限元法计算上述反电动势、齿槽转矩和电磁转矩所需的时间, 解析和有限元法在同一台计算机上进行, 空载时有限元剖分网格数目为 12012, 负载时剖分数目为 8780, 结果表明解析法在计算速度方面具有很大优势。

表 2 计算时间对比

时间	空载		负载	
	反电动势	齿槽转矩	反电动势	电磁转矩
解析法	119 s	119 s	125 s	125 s
有限元	597 s	1541 s	660 s	326 s

### 5 结 论

针对近极槽 Spoke 电机气隙磁场的计算问题, 本文提出基于改进面电流的保角变换解析模型。该方法通过保角变换提取电机定子和转子开槽的磁导信息, 利用原始模型与变换后模型之间的对应关系, 精确计算电机气隙磁场, 后处理得到电机的空载与负载性能。通过有限元对比分析, 得出以下结论:

1) 在低饱和情况下, 基于等效磁化思想提出的改进面电流模型在求解 Spoke 电机气隙磁密时具有较高精度, 通过解析电机的性能得以验证;

2) 通过保角变换得到的相对磁导函数波形与有限元求解结果一致, 证明结合等效表贴式电机气隙磁场和定转子相对磁导函数解析的有效性;

3) 本文提出的改进保角变换法利用已有数学理论建立简洁解析模型, 模型通用性高, 便于参数化, 计算速度快, 通过直接分析定转子开槽对气隙磁密的调制, 得到相对磁导调制系数, 可为后续分析径向电磁力提供依据。

### 参考文献

[1] 孙明宇, 马康, 刘业. 径向向聚磁型永磁推进电机优化设计与分析[J]. 微电机, 2024, 57(02): 1-5.

[2] 罗超凡, 赵世伟, 邱小华, 等. 基于定子辅助槽永磁电机电磁激振力削弱研究[J]. 微电机, 2024, 57(06): 1-7.

[3] 王小飞, 代颖, 罗建. 基于流固耦合的车用永磁同步电机水道设计与温度场分析[J]. 电工技术学报, 2019, 34(S1): 22-29.

[4] Zhu Z Q, Ng K, Schofield N, et al. Improved Analytical Modelling of Rotor Eddy Current Loss in Brushless Machines Equipped with Surface-mounted Permanent Magnets [J]. IEEE Proceedings Electric Power Applications, 2004, 151(6): 641-650.

[5] 佟文明, 杨先凯, 鹿吉文, 等. 双层永磁体结构高速永磁电机转子涡流损耗解析模型[J]. 电工技术学报, 2024, 39(20): 6293-6304.

[6] 佟文明, 杜绍雨, 贾建国, 等. 基于改进复相对磁导函数的开槽轴向磁通永磁电机气隙磁场解析模型[J]. 电工技术学报, 2024, 39(24): 7700-7711.

[7] 卜凡, 郗珂庆, 胡博. 表贴式永磁电机转子偏心下齿槽转矩研究[J]. 微电机, 2024, 57(10): 26-31.

[8] 赵士豪, 陈进华, 张驰, 等. 不均匀气隙表贴式永磁同步电机磁场解析计算[J]. 电工技术学报, 2022, 37(14): 3502-3513.

[9] 乔正忠, 毛临书, 徐飞. 微型压缩机用多槽多极表贴式电机研究[J]. 微电机, 2024, 57(10): 32-41.

[10] 李京泽, 吴新振, 陈春涛. 基于磁极分块的永磁电机气隙磁场解析计算[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(18): 6390-6399.

[11] Hanic A, Zarko D, Hanic Z. A Novel Method for No-Load Magnetic Field Analysis of Saturated Surface Permanent-Magnet Machines Using Conformal Mapping and Magnetic Equivalent Circuits[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2016, 31(2): 740-749.

[12] Li Z, Huang X, Liu A, et al. Analytical Model of Electromagnetic Performance for Permanent-Magnet Vernier Machines Using Nonlinear Exact Conformal Model[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 8(2): 2005-2014.

[13] Boughrara K, Zarko D, Ibtouen R, et al. Magnetic Field Analysis of Inset and Surface-Mounted Permanent-Magnet Synchronous Motors Using Schwarz-Christoffel Transformation[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2009, 45(8): 3166-3178.

[14] Boughrara K, Ibtouen R, Zarko D, et al. Magnetic Field Analysis of External Rotor Permanent-Magnet Synchronous Motors Using Conformal Mapping[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2010, 46(9): 3684-3693.

[15] Li J, Wu L, Wu X. Advanced Computational-Time Reduction Technology of Nonlinear Fourier-Based and Magnetic Circuit Hybrid Model[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2024, 1-1.

[16] Li J, Wu X, Wu L. A Computationally-Efficient Analytical Model for SPM Machines Considering PM Shaping and Property Distribution [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2024, 39(2): 1034-1046.

[17] Wu L J, Zhu Z Q, Staton D, et al. An Improved Subdomain Model for Predicting Magnetic Field of Surface-Mounted Permanent Magnet Machines Accounting for Tooth-Tips [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2011, 47(6): 1693-1704.

[18] Yang S, Asfirane S, Hlioui S, et al. Introduction to Mesh-Based Generated Lumped Parameter Models for Electromagnetic Problems [J]. Transactions on Electrical Machines and Systems, 2021, 5(2): 152-162.

[19] Xu G, Liu G, Jiang S, et al. Analysis of a Hybrid Rotor Permanent Magnet Motor Based on Equivalent Magnetic Network[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2018, 54(4): 1-9.

# 永磁推力轴承轴向承载特性分析与变刚度结构设计

朱龙飞, 裴银涛, 郭征华, 安忠良

(沈阳工业大学 国家稀土永磁电机工程技术研究中心, 沈阳 110870)

**摘要:** 针对分析径向交替充磁的永磁推力轴承轴向力和刚度特性时, 有限元仿真计算量大、耗时长, 本文利用线性叠加原理和虚功原理建立径向交替充磁永磁推力轴承的数学解析模型。模型表明, 轴向承载力随轴向位移的增加先增大后减小, 存在最大承载力。轴向刚度随着轴向位移的增加而减小。将计算结果与三维有限元进行比较, 验证了该模型的准确性。最后, 根据船舶运行需求, 设计一种变刚度结构永磁推力轴承。对刚度性能进行分析, 结果显示, 本文提出的结构相比于传统永磁推力轴承, 可有效降低低承载区刚度, 提高高承载区刚度, 有利于船舶的稳定运行。

**关键词:** 永磁推力轴承; 轴向承载力; 轴向刚度; 变刚度结构

**中图分类号:** TM351 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-6848(2025)05-0009-06

## Axial Magnetic Force Analysis and Variable Stiffness Structure Design of Permanent Magnet Thrust Bearing

ZHU Longfei<sup>1</sup>, PEI Yintao<sup>2</sup>, GUO Zhenghua<sup>3</sup>, AN Zhongliang<sup>4</sup>

(National Engineering Research Center for REPM Electrical Machines of Shenyang University of Technology, Shenyang 110870, China)

**Abstract:** In order to analyze the axial force and stiffness characteristics of radial alternately magnetized permanent magnet thrust bearings, finite element simulation is time-consuming and time-consuming. In this paper, a mathematical analytical model of radial alternately magnetized permanent magnet thrust bearings was established by using linear superposition principle and virtual work principle. The model shows that the axial bearing capacity increases first and then decreases with the increase of axial displacement, and there is a maximum bearing capacity. The axial stiffness decreases with the increase of axial displacement. The accuracy of the model was verified by comparing the calculated results with the three-dimensional finite element method. Finally, according to the requirements of ship operation, a permanent magnet thrust bearing with variable stiffness structure was designed. The stiffness performance was analyzed, and the results show that compared with the traditional permanent magnet thrust bearing, the proposed structure can effectively reduce the stiffness in the low load zone and improve the stiffness in the high load zone, which is conducive to the stable operation of the ship.

**Key words:** permanent magnet thrust bearing; axial bearing capacity; axial stiffness; variable stiffness structure

## 0 引言

磁悬浮轴承是一种非接触式的轴承, 可以有效解决机械接触带来的问题。相较于传统机械轴承, 磁悬浮轴承具有无摩擦、无润滑、无污染、维护少、寿命长等显著优势<sup>[1-2]</sup>。磁悬浮轴承可分为主动磁悬浮轴承、永磁悬浮轴承和混合磁悬浮轴承。主动磁悬浮轴承与混合磁轴承除了需要线圈通电来产生磁

力以外, 还需传感器、放大器和控制器等对其进行实时监测与控制<sup>[3-4]</sup>。而永磁悬浮轴承结构简单, 体积更小, 不需外部增加动力装置提供动力, 也不需要增加控制装置对轴承进行控制, 符合当今社会节能和可持续发展的时代背景。文献[5-6]分别使用等效磁路法和等效磁荷法得出双环结构的轴向力, 但是并未对多环的永磁推力轴承进行建模。文献[7-8]针对船用永磁推力轴承建立了轴向力和轴向刚

收稿日期: 2024-10-21

基金项目: 国家自然科学基金面上项目(52377062); 辽宁省自然科学基金联合基金项目(2023-MSLH-243)

作者简介: 朱龙飞(1988), 男, 副教授, 研究方向为永磁特种电机及控制。

裴银涛(2000), 男, 硕士研究生, 研究方向为高品质永磁及特种电机系统。

郭征华(1993), 男, 博士研究生, 研究方向为高品质永磁及特种电机系统。

安忠良(1975), 男, 教授级高工, 研究方向为高品质永磁及特种电机系统。

度的解析模型，但是仅适用于小间隙永磁推力轴承。

永磁推力轴承被证实具有无可比拟的全频段隔振性能<sup>[9]</sup>，但是永磁推力轴承的刚度位移曲线尚未满足现代船舶的运行需求，主要表现在永磁推力轴承运行状态表现为低承载区高刚度，高承载区低刚度，而船舶匀速运行时需要低刚度特性，目的是为了降低振动来满足稳定性需求，启动和加速时需要高刚度特性，目的是为了减少滑动颤动等不稳定运动。

针对上述问题，本文利用线性叠加原理和虚功原理，建立轴向承载力与刚度的解析模型，并与有限元仿真结果进行比较，验证了模型的准确性。同时提出一种变刚度结构永磁推力轴承来降低永磁推力轴承低承载区的刚度，提高高承载区的刚度，进而满足船舶运行需求。

### 1 永磁推力轴承解析模型

径向交替充磁的多对磁环结构的永磁推力轴承剖面图如图 1 所示。上下位置的定转子永磁环磁化方向相同，为相互吸引状态，转子或定子相邻磁环充磁方向相反，定转子铁心为良导磁材料，目的是控制漏磁和减小磁路磁阻。当螺旋桨旋转时，永磁推力轴承转子发生窜动，永磁推力轴承脱离平衡状态，转子磁环将受到来自定子磁环回到平衡状态的轴向回复力。

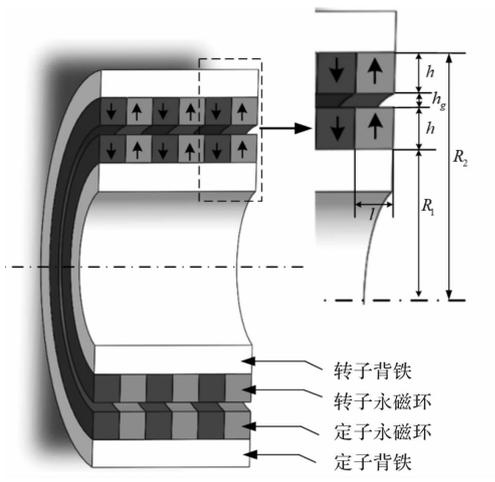


图 1 径向交替充磁的永磁推力轴承

图中， $l$  为永磁环的轴向长度， $h$  为永磁环的径向厚度， $R_1$  为内磁环的内半径， $R_2$  为外磁环  $h_g$  为定子之间的气隙长度。

#### 1.1 磁路模型及磁导计算

径向交替充磁的永磁推力轴承磁路结构复杂，不易划分等效磁路，已知永磁推力轴承的承载力为转子磁环与定子磁环之间的作用力。根据线性叠加原理，永磁体之间的相互影响对永磁体工作点的影

响很小<sup>[10]</sup>。故可将永磁推力轴承的承载力拆分为所有对转子环与定子环双环之间的力的叠加。对于多环结构，相距较远的两磁环之间的作用力较小，如若全部考虑，计算量大大增加。故本文对单一磁环受到的力进行分析时，选取与之相距最近五个磁环进行磁力计算。如图 2 所示。为了简化计算，忽略磁块侧面的漏磁以及其他部分的漏磁，同时忽略包裹定转子的良导磁材料的磁阻。定子环与转子环双环结构等效后的磁路结构由图 3 所示。



图 2 构建等效磁路的吸力磁环和斥力磁环

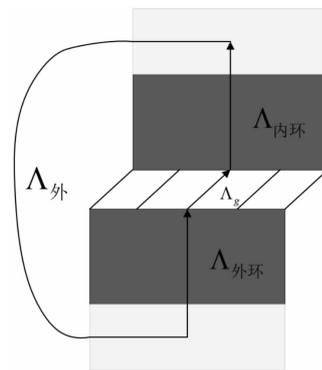


图 3 双环磁路结构示意图

由于退磁很小的高矫顽力斥力型永磁环之间的磁力与吸力型永磁环之间磁力大小几乎相等<sup>[5]</sup>。所以本文将永磁环之间的斥力转化为吸力来计算。

由图 3 的磁路走向可得出磁路的总磁阻为

$$\frac{1}{\Lambda} = \left( \frac{1}{\Lambda_r} + \frac{1}{\Lambda_s} + \frac{1}{\Lambda_g} + \frac{1}{\Lambda_{外}} \right) \quad (1)$$

式中， $\Lambda_r$  为转子磁环磁导， $\Lambda_s$  为定子磁环的磁导， $\Lambda_g$  为永磁环间的气隙磁导， $\Lambda_{外}$  为永磁环外部磁导。

由于永磁环外部介质与双环永磁环内部的介质相同，可等效永磁环外部磁导为

$$\frac{1}{\Lambda_{外}} \approx \left( \frac{1}{\Lambda_r} + \frac{1}{\Lambda_s} + \frac{1}{\Lambda_g} \right) \quad (2)$$

于是可得分析对象与磁环  $i$  之间的磁路总磁阻为：

$$\frac{1}{\Lambda_i} \approx 2 * \left( \frac{1}{\Lambda_r} + \frac{1}{\Lambda_s} + \frac{1}{\Lambda_{gi}} \right) \quad (3)$$

本文所研究的永磁推力轴承磁环材料均匀且磁饱和较小，且在永磁推力轴承发生轴向位移时，磁场变化较小，故在下文磁导计算中，忽略磁密不均匀分布对局部磁导的影响。

永磁推力轴承永磁环内部的磁路走向与两个等齐同心圆筒间隙磁路走向相同, 根据两个等齐同心圆筒间隙磁导公式  $\Lambda = 2\mu_0\pi L/\ln(R_{\text{外}}/R_{\text{内}})$ , 可得永磁推力轴承转子磁环和定子磁环的磁导:

$$\Lambda_r = 2\mu_0\mu_r\pi l/\ln((R_1 + h)/R_1) \quad (4)$$

$$\Lambda_s = 2\mu_0\mu_r\pi l/\ln(R_2/(R_2 - h)) \quad (5)$$

当永磁推力轴承的转子发生轴向位移  $z$  时, 以分析对象与磁环 1 之间的间隙磁导为例进行磁导计算, 磁环间隙的磁力线长  $L = \sqrt{h_g^2 + z^2}$ ; 与磁力线垂直的磁通等效截面为磁环间隙圆柱形面积在垂直于磁力线方向的投影, 即

$$S = \frac{2\pi(R_1 + h_g/2)lh_g}{\sqrt{h_g^2 + z^2}} \quad (6)$$

由磁导公式  $\Lambda = \mu S/L$  可得磁环间隙磁导为:

$$\Lambda_{g1} = \frac{2\mu_0\pi(R_1 + h_g/2)lh_g}{h_g^2 + z^2} \quad (7)$$

同理可得与磁环 2、3、4、5 间的气隙磁导为:

$$\Lambda_{g2} = \frac{2\mu_0\pi(R_1 + h_g/2)lh_g}{h_g^2 + (l - z)^2} \quad (8)$$

$$\Lambda_{g3} = \frac{2\mu_0\pi(R_1 + h_g/2)lh_g}{h_g^2 + (l + z)^2} \quad (9)$$

$$\Lambda_{g4} = \frac{2\mu_0\pi(R_1 + h_g/2)lh_g}{h_g^2 + (2 * l - z)^2} \quad (10)$$

$$\Lambda_{g5} = \frac{2\mu_0\pi(R_1 + h_g/2)lh_g}{h_g^2 + (2 * l + z)^2} \quad (11)$$

## 1.2 轴向承载力与轴向刚度计算

永磁环选用 N50 牌号永磁体, 其退磁曲线为直线, 如图 4 所示。

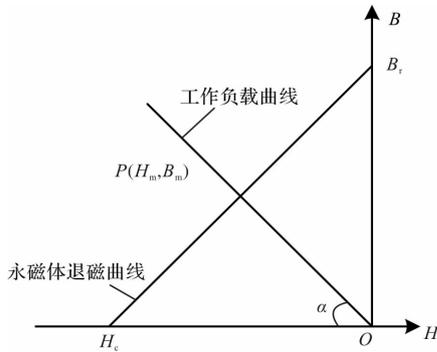


图 4 N50 退磁曲线和气隙负载线

下面对磁环间的轴向力进行计算分析, 假设定子与转子磁环间隙无漏磁, 则有

$$\begin{aligned} B_m S_m &= B_g S_g \\ H_m L_m &= K_r H_g L_g \end{aligned} \quad (12)$$

式中,  $B_m$  为永磁体工作点磁通密度,  $S_m$  为与磁化方向垂直的永磁体中磁通平均面积,  $B_g$  为永磁环间隙

的磁通密度,  $S_g$  为永磁环间隙磁通面积,  $H_m$  为永磁体工作点磁场强度,  $H_g$  为永磁环间隙磁场强度,  $L_m$  为永磁体磁化方向等效长度,  $L_g$  为永磁环间隙长度,  $K_r$  为磁阻系数。于是气隙负载线方程为<sup>[10]</sup>

$$\tan\alpha = \frac{B_m}{H_m} = \frac{L_m \Lambda_i}{K_r S_m} = \frac{L_m \Lambda_i}{S_m} \quad (13)$$

$$B_m = \frac{B_r H_c \tan\alpha}{B_r + H_c \tan\alpha} = \frac{B_r H_c L_m \Lambda_i}{B_r S_m + H_c L_m \Lambda_i} \quad (14)$$

由磁通连续性原理可得:

$$\begin{aligned} \Phi_{gi} &= B_m S_m = 2\pi R_{pj} l B_m \\ &= \frac{2\pi R_{pj} l B_r H_c L_m \Lambda_i}{2\pi R_{pj} l B_r + H_c L_m \Lambda_i} \end{aligned} \quad (15)$$

式中,  $B_r$  为永磁体剩磁感应强度;  $H_c$  为永磁体矫顽力;  $R_{pj} = R_1 + h_g/2$  为永磁环间隙的中间半径;  $\Phi_{gi}$  为分析对象与磁环  $i$  之间的间隙磁通。

根据电磁场理论<sup>[11]</sup>, 永磁环间隙磁能  $W_g = \Phi_g^2/2\Lambda_g$ , 由虚功原理可得分析对象与磁环  $i$  间的轴向力为

$$F_{zi} = \frac{\partial W_{gi}}{\partial Z} = -\frac{\Phi_{gi}^2}{2\Lambda_{gi}^2} \times \frac{\partial \Lambda_{gi}}{\partial Z} \quad (16)$$

同时考虑永磁推力轴承的边缘磁环不能受到上述提到的五个磁环的作用力, 最左侧的磁环不能受到磁环 3 和磁环 5 的作用力, 最右侧的磁环不能受到磁环 2 和磁环 4 的作用力, 次最左侧的磁环没有磁环 5 的作用力, 次最右侧的磁环没有磁环 4 的作用力。于是  $n$  环永磁推力轴承轴向承载力为

$$\begin{aligned} F_z &= n * F_{z1} + (n - 1) * F_{z2} + (n - 1) * F_{z3} \\ &\quad + (n - 2) * F_{z4} + (n - 2) * F_{z5} \end{aligned} \quad (17)$$

结合上述公式与永磁环之间的吸力与斥力关系, 得出  $n$  环永磁推力轴承轴向承载力为

$$\begin{aligned} F_z &= n * \left( \frac{2\pi R_{pj} l B_r H_c L_m \Lambda_1}{2\pi R_{pj} l B_r + H_c L_m \Lambda_1} \right)^2 * \frac{z}{2\mu_0 \pi R_{pj} l h_g} \\ &\quad + (n - 1) * \left( \frac{2\pi R_{pj} l B_r H_c L_m \Lambda_2}{2\pi R_{pj} l B_r + H_c L_m \Lambda_2} \right)^2 * \frac{(l - z)}{2\mu_0 \pi R_{pj} l h_g} \\ &\quad - (n - 1) * \left( \frac{2\pi R_{pj} l B_r H_c L_m \Lambda_3}{2\pi R_{pj} l B_r + H_c L_m \Lambda_3} \right)^2 * \frac{(l + z)}{2\mu_0 \pi R_{pj} l h_g} \\ &\quad - (n - 2) * \left( \frac{2\pi R_{pj} l B_r H_c L_m \Lambda_4}{2\pi R_{pj} l B_r + H_c L_m \Lambda_4} \right)^2 * \frac{(2 * l - z)}{2\mu_0 \pi R_{pj} l h_g} \\ &\quad + (n - 2) * \left( \frac{2\pi R_{pj} l B_r H_c L_m \Lambda_5}{2\pi R_{pj} l B_r + H_c L_m \Lambda_5} \right)^2 * \frac{(2 * l + z)}{2\mu_0 \pi R_{pj} l h_g} \end{aligned} \quad (18)$$

永磁推力轴承的刚度为轴向力变化量与磁环位移的比值

$$k_z = \frac{dF_z}{dz} \quad (19)$$

### 2 永磁推力轴承变刚度结构设计

永磁推力轴承对于传统推力轴承已经减少了大量的振动与噪声，但是永磁推力轴承的刚度位移曲线尚未满足现代船舶运行需求，传统的永磁推力轴承的刚度位移曲线表现为低承载区高刚度，高承载区低刚度的特性，对应的特性曲线如图 5 所示。而船舶运行时需要高承载区高刚度的特性，用于克服船舶启动时与水体之间的静摩擦力和克服船舶加速时的阻力，减少启动和加速过程中可能出现的滑动、颤动或其他不稳定的运动。同时船舶运行时还需要低承载区低刚度的特性，船舶启动后会进入匀速运行状态，船舶受到水体阻力减小，这时需要永磁推力轴承表现为低刚度，目的是为了降低振动与噪声，满足船舶运行的稳定性与舒适度的要求。所以，其对应的理想特性曲线如图 6 所示。

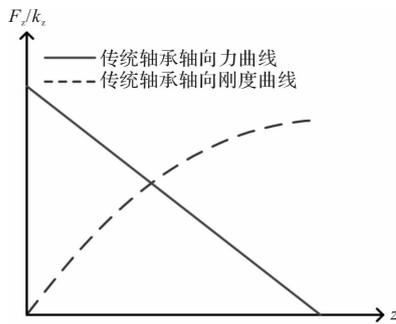


图 5 传统永磁推力轴承轴向承载力与刚度曲线

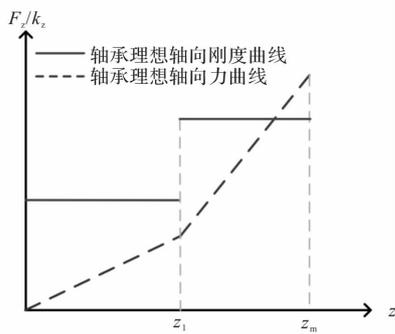


图 6 轴承理想承载力和刚度特性曲线

针对传统结构无法实现变刚度的问题，本文提出一种新型变刚度结构永磁推力轴承，如图 7 所示。新型变刚度永磁推力轴承由两个不相连的定子层与一个转子层组成，转子层与螺旋桨相连，液压缸与船体相连，根据船舶运行工况，预设液压缸伸出长度，永磁推力轴承运行在低承载区时，定子 2 先跟转子层随动，船体受到的力为转子层与定子 1 之间的力，当永磁推力轴承进入高承载区时，由于液压缸的错位作用，定子 2 不再跟随转子运动，此时船

体受到的力为转子层与定子 1 和定子 2 之间的作用力。变刚度结构的永磁推力轴承的不同承载区的工作状态如图 8 所示。

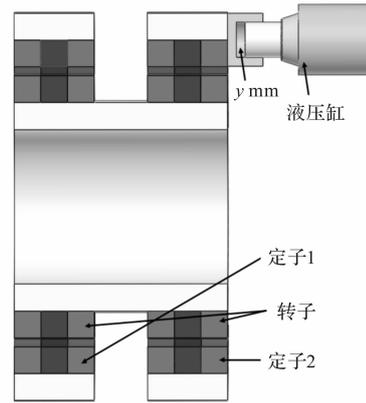


图 7 变刚度结构永磁推力轴承



图 8 变刚度结构永磁推力轴承不同工作区间

### 3 轴向承载力与刚度分析及变刚度结构承载特性对比

#### 3.1 轴向承载力与刚度仿真验证

设计一款最大承载力为 60 kN 永磁推力轴承 (PMTB1) 永磁推力轴承参数如表 1 所示。

表 1 60 kN 永磁推力轴承参数

推力轴承参数	参数值
转子磁环内径 $R_1$ /mm	100
永磁体径向厚度 $h$ /mm	15
永磁体轴向长度 $l$ /mm	15
定转子磁环数量	15
永磁体材料	N50
永磁体剩磁 $B_r$ /T	1.41
永磁体矫顽力 $H_c$ /(kA/m)	1065
轴向位移 $z$ /mm	0 ~ 30
永磁环间隙 $hg$ /mm	2

利用求解的轴向力和刚度模型对上述参数进行分析计算，得出轴向力和轴向刚度与转子轴向位移量之间的关系，如图 9 所示。可以看出，轴向承载力随着轴向位移量的增大先增大后减小，存在最大承载力，大约在 0.5 倍  $l$  处。轴向刚度随着位移量增大而减小，在 0 mm 处存在最大刚度值。解析模型计

算结果  $F_1$  与有限元计算结果  $F_2$  对应曲线如图 9 所示, 有限元仿真步长为 0.2 mm, 有限元仿真模型如图 10 所示。由图可知,  $F_1$  与  $F_2$  基本吻合, 平均误差为 2%, 最大误差为 3.7%, 刚度曲线趋势基本吻合。误差主要来源于磁环间的漏磁以及永磁体之间的相互影响。

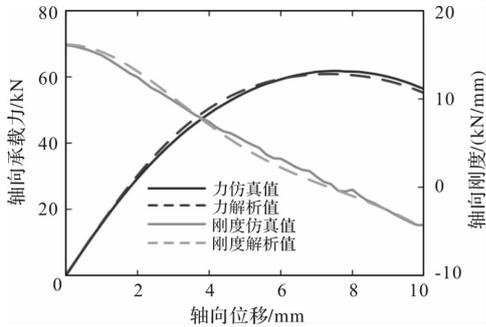


图 9 轴向承载力和轴向刚度位移曲线

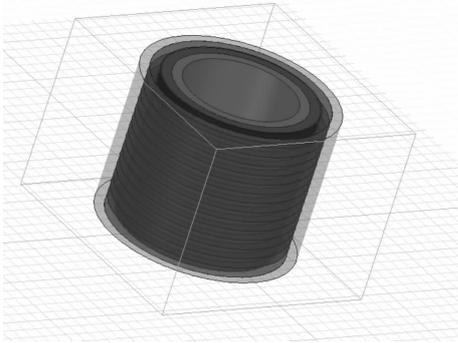


图 10 PMTB1 有限元仿真图

### 3.2 不同结构承载特性对比

对比 PMTB1 设计最大承载力为 60 kN 的变刚度结构永磁推力轴承 (PMTB2)。根据船舶的运行工况, 0~30 kN 为低承载区区间, 30 kN~60 kN 为高承载区区间。同时对 PMTB2 进行设计时需要实现在 30 kN 处实现变刚度的同时, 在 60 kN 时与 PMTB1 转子位移量保持一致。在设计时, PMTB2 的磁环内径、磁环轴向长度、磁环径向长度、永磁体材料参数和永磁环间隙长度与 PMTB1 相同。

PMTB2 的定子 1 环数为 9 环, 定子 2 环数为 9 环, 转子磁环为 18 环。PMTB2 的有限元仿真图如图 11 所示, 对 PMTB2 承载力进行仿真计算时, 为了还原液压缸存在时的情形, 仿真分两步进行, 首先定子 2 跟随转子进行运动, 此时轴向承载力为转子和定子 1 之间的相互作用力, 当转子受到 30 kN 的力时 (真实情形为液压缸与定子 2 相接, 定子 2 被固定), 第二步将定子 2 固定住, 转子继续运动, 此时轴向承载力为转子与定子 1 和定子 2 之间的相互作用力的叠加。

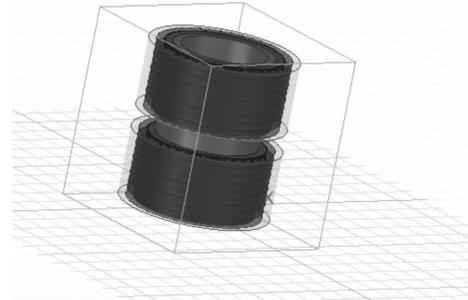


图 11 PMTB2 有限元仿真图

利用求解的轴向力和刚度模型对变刚度结构永磁推力轴承 PMTB2 进行计算分析, PMTB2 的轴向承载力和轴向刚度曲线如图 12 所示, 由图可知, 有限元计算结果与解析模型计算结果基本吻合, 轴向承载力平均误差 2.9%, 最大误差为 4.4%, 刚度曲线趋势基本吻合。

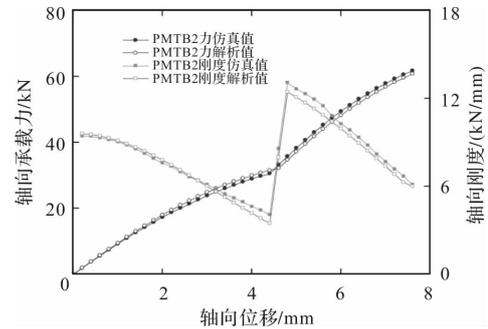


图 12 轴向承载力和轴向刚度位移曲线

变刚度结构永磁推力轴承 PMTB2 与 PMTB1 的轴向承载力与轴向刚度曲线如图 13 所示, 由图可知, PMTB2 在低承载区的平均刚度为 7.1 kN/mm, 而 PMTB1 低承载区的平均刚度为 12 kN/mm, PMTB2 相比 PMTB1 在低承载区拥有更低的刚度, 有利于船舶匀速行驶的稳定性。PMTB2 在高承载区的平均刚度为 10.6 kN/mm, 而 PMTB1 高承载区的平均刚度为 3.4 kN/mm, PMTB2 相比 PMTB1 在高承载区拥有更高的刚度, 有利于船舶的启动和加速。

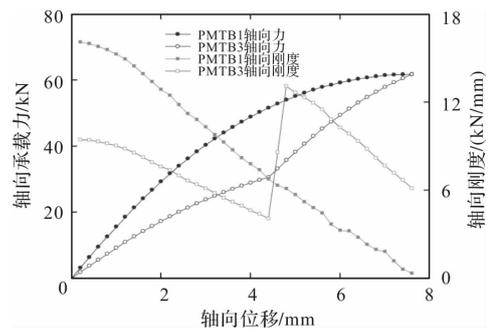


图 13 PMTB2 和 PMTB1 的轴向承载力与轴向刚度曲线

## 4 结 语

针对交替充磁的永磁推力轴承,建立轴向承载力和轴向刚度的解析模型,利用有限元对解析模型进行了验证,大大提高轴承设计的效率。永磁推力轴承轴向承载力随着轴向位移量的增大先增大后减小,在 0.5 倍  $l$  附近存在最大承载力,刚度在随着位移量增大而减小,在 0 mm 处存在最大刚度值。本文提出的变刚度结构永磁推力轴承,可以降低船舶运行在低承载区的刚度,提高运行在高承载区的刚度,满足船舶的运行需求。

## 参考文献

- [1] Tanase N, Morega A M, Chirita I, et al. Passive Magnetic Bearing-Design and Numerical Simulation[C]. 11th International Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering (ATEE), 2019: 1-5.
- [2] 朱润泽. 新型径向永磁偏置磁悬浮轴承的设计与研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2018.
- [3] Schweitzer G, Maslen E H, Magnetic Bearings: theory, Design, and Application to Rotating Machinery[M]. Berlin, Heidelberg: Springer, 2009: 15-17.
- [4] 席晶晶. 基于分数阶 PID 的主动磁悬浮轴承控制系统设计[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2017.
- [5] 田录林, 李言, 田琦, 等. 轴向磁化的双环永磁轴承轴向磁力研究[J]. 中国电机工程学报, 2007(36): 41-45.
- [6] Ravaud R, Lemarquand G, Lemarquand V. Force and Stiffness of Passive Magnetic Bearings Using Permanent Magnets. Part 2: Radial magnetization[J]. IEEE Transactions on magnetics, 2009, 45(9): 3334-3342.
- [7] 李贺, 帅长庚, 徐伟. 船用永磁推力轴承轴向承载特性研究[J]. 舰船科学技术, 2019, 41(17): 105-109.
- [8] 李贺, 帅长庚, 王迎春. 船用永磁推力轴承轴向刚度特性研究[J]. 磁性材料及器件, 2019, 50(05): 31-34, 48.
- [9] 俞翔栋, 常震罗, 陈悦, 等. 高功率密度船用永磁推力轴承及承载特性研究[J]. 传动技术, 2022, 36(04): 17-20.
- [10] 宋后定, 陈培林. 永磁材料及其应用[M]. 北京: 机械工业出版社, 1984.
- [11] 林其壬, 赵佑民. 磁路设计原理[M]. 北京: 机械工业出版社, 1987.
- [12] 宋后定, 陈培林. 永磁材料及其应用[M]. 北京: 机械工业出版社, 1984.
- [13] 林其壬, 赵佑民. 磁路设计原理[M]. 北京: 机械工业出版社, 1987.
- [14] 宋后定, 陈培林. 永磁材料及其应用[M]. 北京: 机械工业出版社, 1984.
- [15] 林其壬, 赵佑民. 磁路设计原理[M]. 北京: 机械工业出版社, 1987.
- [16] 宋后定, 陈培林. 永磁材料及其应用[M]. 北京: 机械工业出版社, 1984.
- [17] 林其壬, 赵佑民. 磁路设计原理[M]. 北京: 机械工业出版社, 1987.
- [18] 宋后定, 陈培林. 永磁材料及其应用[M]. 北京: 机械工业出版社, 1984.
- [19] 林其壬, 赵佑民. 磁路设计原理[M]. 北京: 机械工业出版社, 1987.
- [20] Li Z, Huang X, Peretti L. The Scalable Analytical Model for Calculating the Magnetic Field of Surface-Mounted Permanent Magnet Motor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(10).
- [21] Li Z, Huang X, Wu L, et al. An Improved Hybrid Field Model for Calculating On-Load Performance of Interior Permanent-Magnet Motors[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(10).
- [22] Hague B. Electromagnetic Problems in Electrical Engineering[M]. London, U. K.: Oxford Univ. Press, 1929.
- [23] Chiodetto N, Bianchi N, Alberti L. Improved Analytical Estimation of Rotor Losses in High-Speed Surface-Mounted PM Synchronous Machines[J]. IEEE Transactions on Industrial Applications, 2017, 53(4): 3548-3556.
- [24] Ding Z, Wu X, Chen C, et al. Magnetic Field Analysis of Surface-Mounted Permanent Magnet Motors Based on an Improved Conformal Mapping Method[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2023, 59(2).
- [25] Chen C, Wu X, Yuan X, et al. Prediction of Magnetic Field for PM Machines With Irregular Rotor Cores Based on an Enhanced Conformal Mapping Model Considering Magnetic-Saturation Effect[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2024, 1-1.
- [26] 刘兴刚, 于慎波, 窦汝桐, 等. 基于保角变换的内置式永磁同步电机磁场解析计算[J]. 机电工程技术, 2022, 51(11): 4-7, 126.
- [27] Mirazimi M S, Kiyomarsi A. Magnetic Field Analysis of Multi-Flux-Barrier Interior Permanent-Magnet Motors Through Conformal Mapping [J]. IEEE Transactions on Magnetism, 2017, 53(12): 1-12.
- [28] Mirazimi M S, Kiyomarsi A. Magnetic Field Analysis of SynRel and PMASynRel Machines With Hyperbolic Flux Barriers Using Conformal Mapping[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2020, 6(1).
- [29] Xue L, Luo L. Semi-Analytical Calculation of the Unsaturated Magnetic Field Distribution of a Slotted Spoke-Type Interior Permanent Magnet Machine With Conformal Mapping Method[J]. IEEE Transactions on Magnetism, 2022, 58(5): 1-10.
- [30] Zhou Y, Li H, Ren N, et al. Analytical Calculation and Optimization of Magnetic Field in Spoke-Type Permanent-Magnet Machines Accounting for Eccentric Pole-Arc Shape [J]. IEEE Transactions on Magnetism, 2017, 53(9): 1-7.
- [31] Zhou Y, Yang X. Analytical Method to Calculate Inductances of Spoke-Type Permanent-Magnet Synchronous Motors With Damping Bars[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(8): 8254-8263.
- [32] 卢晓慧, 梁加红. 表面式永磁电机气隙磁场分析[J]. 电机与控制学报, 2011, 15(07): 14-20.

(上接第 8 页)

# 车门系统智能无刷直流电机定子结构优化

侯品杨<sup>1</sup>, 李杰<sup>2</sup>, 黄军才<sup>2</sup>

(1. 广州地铁集团有限公司, 广州 510000; 2. 中车株洲电力机车有限公司, 湖南 株洲 412001)

**摘要:** 本文针对某地铁车门智能无刷直流电机定子铁心 II 叠片脱落质量案例, 从设计方案、生产流程角度分析阐述了故障发生机理, 为提升产品质量提供指导。同时, 为降低质量成本, 提出了电机定子铁心 II 去叠片与定子端部打胶封塑技术方案。为验证方案可行性, 针对电机定子铁心 II 去叠片方案, 开展了三维仿真及性能测试试验; 针对电机定子端部打胶封塑方案, 开展了高低温振动测试与胶水时效测试。经充分试验, 证明了技术方案不会对电机性能造成影响, 同时能够对铁心 II 掉片的失效模式起到有效的拦截效果, 可有效提升智能无刷直流电机应用可靠性。

**关键词:** 智能无刷直流电机; 定子; 铁心掉片; 设计优化

中图分类号: TM36+1 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2025)05-0015-04

## Optimization of Stator Structure for Intelligent Brushless DC Motor for Door System

HOU Pinyang<sup>1</sup>, LI Jie<sup>2</sup>, HUANG Juncai<sup>2</sup>

(1. Guangzhou Metro Group Co., LTD., Guangzhou 510000, China;

2. CRRC Zhuzhou Locomotive Co., LTD., Zhuzhou Hunan 412001, China)

**Abstract:** This article focused on the quality case of the stator core II lamination peeling of an intelligent brushless DC motor for a subway car door. From the perspective of design scheme and production process, the failure mechanism was analyzed and explained, providing guidance for improving product quality. At the same time, in order to reduce quality costs, a technology scheme for removing laminations from the motor stator core II and sealing the stator end with glue has been proposed. To verify the feasibility of the scheme, three-dimensional simulation and performance testing tests were conducted for the motor stator core II de lamination scheme; Conducted high and low temperature vibration testing and adhesive aging testing for the sealing scheme of the motor stator end. After thorough testing, it has been proven that the technical solution will not affect the performance of the motor, and can effectively intercept the failure mode of iron core II falling, which can effectively improve the reliability of intelligent brushless DC motor applications.

**Key words:** intelligent brushless DC motor; stator; iron core peeling; design optimization

## 0 引言

某地铁项目装备智能车门系统<sup>[1]</sup>, 通过监控车门电机电流、转角及转速等相关参数, 建立模型, 对车门状态进行实时监控, 提前识别风险, 报出预警信息, 为车门系统运维提供指导与建议, 因此车门智能电机的稳定工作扮演极其重要的作用。不过, 该地铁项目智能车门系统正线运营后, 车辆报某处车门防夹故障, 故障车门手动无法关闭。车辆回库检查发现, 车门电机带轮无法转动导致车门无法动作关闭, 拆除带轮后电机轴端仍无法自由转动, 确认为电机故障导致车门卡滞; 检查电机表面无异常,

手动转动电机减速器输出轴困难, 分析为电机内部机械卡滞; 拆开减速器, 手动转动电机输出轴困难, 判断为电机本体机械卡滞; 分解电机本体, 发现定子铁心 II 冲片脱落两片, 贴附在转子表面, 导致电机转子卡死。

## 1 原因分析

### 1.1 设计分析

将卡死电机进行拆解分析, 此时目视检查铁心 II 高度与铁心 I 高度基本持平, 如图 1 所示。

该直流电机的定子采用铁心 I 组件与铁心 II 组

收稿日期: 2024-08-29

作者简介: 侯品杨(1982), 男, 硕士, 高级工程师, 研究方向为轨道车辆运维工作。

李杰(1982), 男, 高级工程师, 研究方向为轨道车辆运维工作。

黄军才(1984), 男, 高级工程师, 研究方向为轨道车辆运维工作。

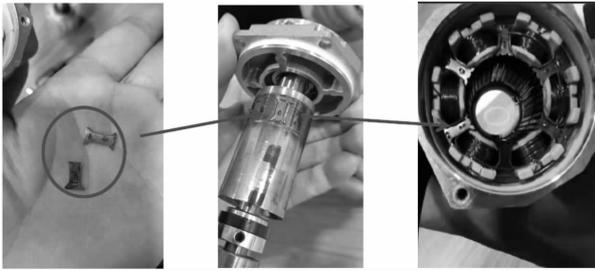


图1 铁心 II 冲片脱落后目视图

件机械压接而成，铁心 I 叠片经过多片整体叠压成型后，以其根部的燕尾槽作为压接接口，压入 6 组铁心 II 叠压组件，形成车门直流电机的定子铁心整体，如图 2 所示。

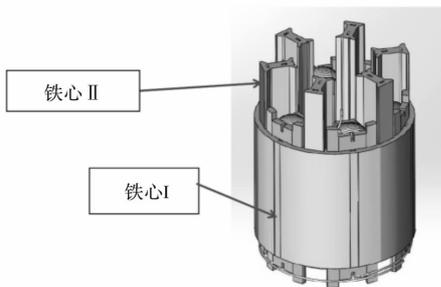


图2 定子铁心 I 与铁心 II 组装示意图

经核实设计图纸，铁心 I 组件整体长度范围为 48 mm ~ 48.5 mm，铁心 II 组件整体长度范围为 47.65 mm ~ 48 mm。该尺寸公差设计使得铁心 II 组件与铁心 I 组件压装后不会出现铁心 II 突出压接面的情况，从而有效保证铁心 II 的每片铁心均能够受到过盈力及叠片间的相互叠铆力的共同约束作用，确保压接后产品的可靠性。

经核实铁心 I 组件与铁心 II 组件组装方案，直流电机定子铁心 I 与铁心 II 均由高速冲床直接冲压叠铆成型，每一片冲片上均具有叠铆点，叠片间通过叠铆点相互叠扣连接在一起。进一步地，铁心 II 采用燕尾槽设计方案，燕尾槽两斜边角度为 90°，铁心 I 配合位置燕尾槽角度为 87°，通过设计有效的角度差可以保证铁心 II 的径向压力。同时为进一步增加铁心 I 与铁心 II 连接可靠性，在燕尾槽宽方向采用了过盈配合，采用多面配合过盈压装方式，保证压装压力及铁心 II 与铁心 I 组装稳定性，如图 3 所示。

### 1.2 生产分析

直流电机在铁心 I 绕线完成后将铁心 II 组件压入铁心 I 组件，整个压装过程进行压力及行程监控，其中压装设备压力下限设定为 9000 N，铁心 II 正常压装后，正常压装单槽铁心 II 退出力区间 2000 N ~

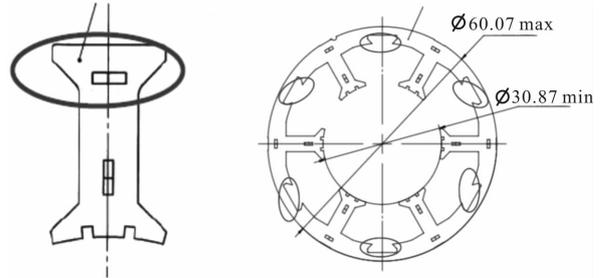


图3 铁心 I 与铁心 II 部件示意图

4000 N。压装以铁心 I 的 B 端(电机后盖端)压平为限位，铁心 I 的 A 端(电机前盖端)处于非限位端。在原材料合格的情况下，铁心 II 组件压装后高度均会等于或低于铁心 I 组件。当原材料不合格情况下，由于在 A 端为非限位端，将会出现铁心 II 组件突出铁心 I 组件的不良问题。

### 1.3 原因结论

结合上述分析，通过对故障电机进一步检查发现，铁心 II 组件掉落两片后，铁心 II 组件高度与铁心 I 组件高度基本持平。根据铁心 II 组件高度与铁心 I 组件高度基本持平现象，现场测量铁心 II 组件长度，测得铁心 II 长度为 47.50 mm，满足图纸 47.65 mm ~ 48 mm 的要求，测量铁心 I 组件高度，测得铁心 I 组件高度为 47.52 mm，不满足图纸要求 48 mm ~ 48.5 mm 的要求。进一步地，现场通过对故障电机铁心 I 组件冲片数量进行清点，数量 134 片与合格品数量完全一致，说明铁心 I 叠片存在厚度不足质量问题，使得铁心 I 叠片冲压后高度不符合设计要求。总之，当压接后铁心 II 端部超出铁心 I 时，铁心 II 超出的部分叠片与铁心 I 组件过盈力约束失效，导致首片定子铁心 II 叠片脱落。正常地，铁心 II 压接后受到过盈力及叠片间的相互叠铆力的共同约束作用，当故障件铁心 II 突出铁心 I 导致过盈力失效，铁心 II 压接后变形导致前端叠铆力失效，二者同时失效后铁心 II 在运营过程中出现掉片，卡滞在转子与定子气隙中，造成电机卡死。

### 1.4 故障复现

将松脱的冲片放入铁心 II 组件上(起始状态未掉入定转子之间)，电机空载运行 30 秒左右一片落入定转子之间，另一片被跨线槽挡住无法掉落，测试噪音值 52 dB ~ 58 dB，正常电机噪音值为 42 dB ~ 45 dB，因噪音测试为产品出厂的必检项点，若出现噪音异常，测试系统设备会将噪音异常电机判为不合格产品，排除装配过程中掉入可能。

将松脱的冲片放入铁心 II 上(无跨线槽铁心 II)，电机空载运行后两片均吸入定转子之间，电机

噪音大, 运行 1 分钟后卡死(电机卡死的时间与冲片掉落的位置和角度有关), 与现场故障现象一致。

### 1.5 风险评估

针对不同状态的铁心 II 进行振动冲击试验<sup>[2]</sup>, 进行视频记录并做好标记。具体设计方案: 2 个槽铁心 II 比铁心 I 高度相同, 2 个槽铁心 II 比铁心 I 长, 2 个槽铁心 II 比铁心 I 短组装成整机后做振动试验, 模拟车辆运营工况, 直流电机振动 20 h 后无再现故障。

挑选有错片铁心 II 进行试验, 铁心 II 压接后高出铁心 I 组件, 且压接过程中最后一组有变形, 模拟车辆运营工况, 直流电机振动 2 小时后铁心 II 组件叠片脱落一片, 卡入定转子间隙, 如图 4 所示。



图 4 铁心脱落示意图

## 2 解决方案

针对上述存在的铁心 II 脱落风险, 拟开展如下设计优化:

(1) 优化铁心 II 组件长度, 通过工装去片将铁心 II 高度由 47.5 mm ~ 48 mm 减少至 46.5 mm ~ 47 mm, 使得铁心 II 高度明显低于铁心 I 高度 0.5 mm ~ 0.7 mm。

(2) 铁心 II 组件去片完成后对直流电机铁心 II 端面进行打胶封塑固定处理, 增加多重固定保障。

### 2.1 去片方案验证

正常地, 电机定子铁心 I 与铁心 II 压接组合后, 铁心 I 的表面与铁心 II 的表面应处于同一平面。为模拟铁心 II 脱落情况, 拟针对铁心 II 进行去片处理, 使得铁心 II 高度低于铁心 I 的高度 0.5 mm ~ 0.7 mm。以下将结合理论与实测开展验证, 对比分析去片前后性能表现差异。

#### 2.1.1 电磁理论分析

将铁心 II 端部末与铁心 I 齐平及去片 0.7 mm 两种不同状态进行仿真验证, 核实电磁性能变化情况。通过对比去片前后的仿真反电势波形峰值及波形形状, 变更前后电磁性能几乎无变化(如图 5、图 6 所

示), 说明去片后对电机电磁性能影响极小, 不会造成电机性能的衰减及其他参数指标的降低。同时, 由于永磁电机端部本身存在漏磁现象, 该铁心 II 端部长度降低 0.7 mm 造成的有效磁通<sup>[3]</sup>减少量不足百分之一, 同样不会对电机的使用造成影响。

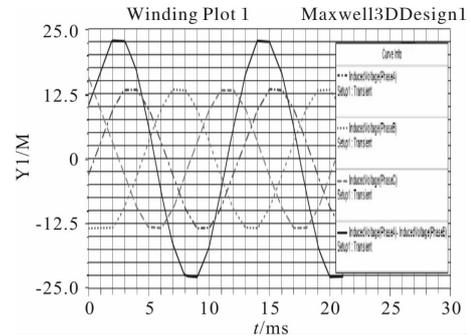


图 5 去片前反电势波形三维仿真模型(1/2 模型仿真)

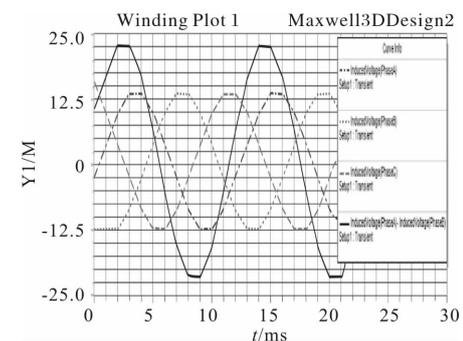


图 6 去片后反电势波形三维仿真模型(1/2 模型仿真)

#### 2.1.2 样机实试验证

取两台合格品(铁心 I 与铁心 II 端面平齐)直流电机在检测设备上进行负载测试并记录变更前数据。测试完成后将两台电机拆解, 对铁心 II 进行去片处理, 去片高度为 0.7 mm, 去片完成后再次进行电机负载测试(如图 7 所示)并记录变更后数据。

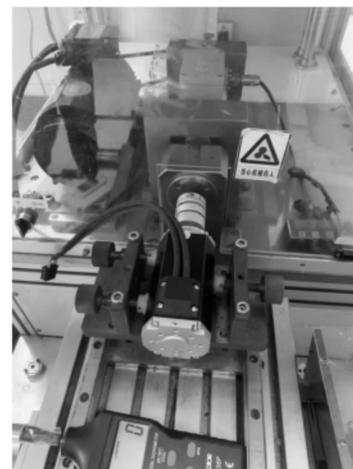


图 7 电机负载综合测试台图

1 号样机测试对比参数如表 1 所示。2 号样机测试对比参数如表 2 所示。

表 1 第 1 号样机测试对比参数

参数	输入电/A	转速/(r/min)	转矩/Nm	功率/W	效率/%
标准	<2.1	2300 +5%	0.45	150-159	>75
变更前	1.69	3279	0.45	155	86.5
变更后	1.71	3292	0.45	156	86.1

表 2 第 2 号样机测试对比参数

参数	输入电/A	转速/(r/min)	转矩/Nm	功率/W	效率/%
标准	<2.1	2300 +5%	0.45	150-159	>75
变更前	1.70	3247	0.45	153	84.5
变更后	1.71	3255	0.45	153.3	85.2

查阅该型号直流电机相关技术参数,电机额定输出功率由电机额定转矩与额定转速决定,具体区间为 150.7 W ~ 158.3 W,其中额定转速区间为 3200 r/min ~ 3360 r/min,额定转矩为 0.45 Nm。对比上述数据发现,电机的空载及负载性能在去片变更前后几乎无变化,能够满足电机各项性能参数指标要求,与直流电机仿真分析结果一致,说明铁心 II 去片的优化技术方案对直流电机性能无影响。

## 2.2 打胶封塑方案验证与测试

车门机构正常执行开关门命令,车门电机的内部温度为 40 ℃ ~ 70 ℃,特殊堵转工况下电机内部的极限温度不会超过 120 ℃。鉴此,经分析研判,选取 SN592 型号胶水能够完全覆盖电机在各种不同工况条件下的温度要求,可以满足电机的正常使用。

### 2.2.1 打胶封塑验证方案

为验证打胶封塑对铁心 II 叠片影响,本方案分铁心 II 已脱落与未脱落两组开展测试。

组 a: 将电机中的三个铁心 II 最上端叠片完全取下,模拟叠铆力和过盈力均失效情况,再将失效后叠片放置在铁心 II 端部,此时将六组铁心 II 端面进行打胶封塑处理。

组 b: 电机中铁心 II 正常安装,将六个铁心 II 用胶水固定在端面上。

### 2.2.2 高低温循环及振动试验

试验步骤:

a、将试验电机放置高低温箱中,进行高低温试验,高温设置 155 ℃,用时 2 h,然后低温设置 -40 ℃,用时 2 h,循环两次。

b、将高低温循环试验后直流电机安装至振动试验台上,启动振动测试台,对电机进行振动试验<sup>[4]</sup>,试验时长增加至 30 h。

c、试验结束后,拆解电机,检查发现铁心 II 和胶水状态稳固可靠,胶水没有发生老化且两台样机均未出现掉片或叠片松动现象,如图 8 所示。

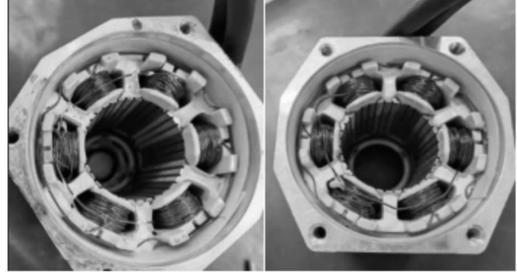


图 8 打胶试验后拆解示意图

### 2.2.3 胶水有效性测试

为进一步验证胶水长时间应用的稳定性及可靠性,通过对应用本胶水长达 15 年的部件进行拆解检查,发现胶水整体外观状态良好,胶水表面仅出现了轻微发黄现象,内部仍具有较强的韧性及粘接强度,没有出现粉化及其他老化现象。进一步,通过选取相应的胶条进行相应的力学性能测试<sup>[5]</sup>。

开展拉力试验时,胶条出现明显的塑性变形,当拉力值达到 4.2 N 时仍未发生断裂,直至 4.3 N 才断裂,端面仍呈现明显的塑性断裂(如图 9 所示),可以判断其仍具有较高的韧性及强度。根据胶水技术规格要求,胶水拉伸强度应不低于 1 Mp,进一步根据该拉伸试验进行强度计算,考虑截面积近似三角形,则截面积  $S = \text{底边} * \text{高} / 2 = 2.1 * 1.8 / 2 = 1.89 \text{ mm}^2$ 。根据公式,拉伸强度  $\delta = F / S = 4.3 \text{ N} / 1.89 \text{ mm}^2 = 2.27 \text{ MPa}$ 。胶水抗拉强度符合胶水的技术规格要求,未发生明显老化。同时,通过胶水进行拉伸试验,胶条原长 1.4 mm,拉伸至约 2.6 mm,伸长达 85% 时胶条未发生断裂,符合胶水技术规格要求伸长率 80% 要求。



图 9 拉力测试示意图

进一步地,针对实施打胶方案的车门电机,通过模拟车辆工作环境,开展 10 万次开关门测试后,选取胶开展相应测试。在进行拉力试验时出现明显塑性变形,当拉力 7.1 N 时未发生断裂,直至 9 N 才断裂,断面仍呈现明显的塑性裂缝,可以判断其仍具有较高的韧性和强度。在进行拉伸强度试验测

(下转第 51 页)

## 带转矩滞环的 PMSM 变开关点模型预测转矩控制

王传龙, 郭宇浩, 程善美  
(华中科技大学, 武汉 430074)

**摘要:** 传统的有限控制集模型预测转矩控制由于电压矢量数量有限且作用时间固定, 存在转矩脉动大的问题。通常为了减小转矩脉动需要减小电压矢量作用时长, 但同时会带来开关频率的增加。针对该问题, 提出一种带转矩滞环的永磁同步电机变开关点模型预测转矩控制策略。该策略将原本固定于控制周期始末的矢量切换时刻即开关点移动到控制周期中间, 在不改变控制周期的同时使电压矢量作用时长可变, 且通过适当设置滞环和转矩无差拍计算该作用时长以限制转矩脉动。实验结果表明该策略能够很好地降低转矩脉动。

**关键词:** 变开关点; 滞环; 模型预测转矩控制; 永磁同步电机

中图分类号: TM341; TM351; TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2025)05-0019-07

## Variable Switching Point Model Predictive Torque Control With Torque Hysteresis of PMSM

WANG Chuanlong, GUO Yuhao, CHENG Shanmei  
(Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China)

**Abstract:** The conventional finite control set model predictive torque control has the problem of large torque ripple due to the limited number of voltage vectors and fixed action time. Usually, in order to reduce torque ripple, it is necessary to reduce the duration of voltage vector action, but at the same time, it will lead to an increase in switching frequency. A variable switching point model predictive torque control strategy for permanent magnet synchronous motors with torque hysteresis was proposed to address this issue. This strategy moves the switching point of the vector, which was originally fixed at the beginning and end of the control cycle, to the middle of the control cycle. It allowed the duration of the voltage vector action to be variable without changing the control cycle, and calculated the duration of the action by appropriately setting hysteresis and the principle of torque deadbeat to limit torque ripple. The experimental results show that this strategy can effectively reduce torque ripple.

**Key words:** variable switching point; torque hysteresis; model predictive torque control; permanent magnet synchronous motor

### 0 引言

永磁同步电机(PMSM)由于具有体积小、功率密度高、可靠性高等优点而广泛应用于电力传动相关工业领域。目前较为成熟且常用的PMSM控制策略有磁场定向控制(FOC)和直接转矩控制(DTC)两种。但随着数字信号处理器计算能力的不断提高,将模型预测控制(MPC)应用于PMSM控制系统的控制策略具备了很强的实用性并得到广泛研究<sup>[1-2]</sup>。

MPC在电机控制上主要分为两种,一种是连续控制集的CCS-MPC,另一种是有限控制集的FCS-MPC,前者涉及PWM调制,计算和控制更为复杂,而后者利用被控系统离散时间模型来预测控制系统未来状态,以此找到最符合系统约束的空间电压矢

量直接作用于系统,省去了调制阶段。两者都易于处理多变量、非线性约束。有限集模型预测转矩控制(FCS-MPTC)则是将转矩和磁链作为系统目标约束的一种FCS-MPC控制策略。该控制策略没有调制阶段,控制结构简单,动态响应快,但通常而言,其用于系统控制的输出矢量仅有8个,加上控制周期固定,存在稳态时转矩和磁链脉动较大的问题<sup>[3]</sup>。

为了优化稳态性能,文献[4]提出一种双矢量控制策略,通过定子磁链位置查表选择电压矢量,在计算其占空比后,将其在一个控制周期中先后作用,有效降低了转矩脉动。文献[5]同样提出一种通过定子磁链位置查找矢量选择表来确定最优矢量的方法,但其在双矢量的基础上再次添加了一个矢量,更为细致地控制转矩和磁链,稳态性能进一步

收稿日期: 2025-01-16

作者简介: 王传龙(2000),男,硕士研究生,研究方向为电力电子与电气传动。

提升。显然,这种通过分配多个矢量在一个控制周期中的时间比例来精确控制系统转矩、磁链的多矢量控制策略会在改善稳态性能的同时带来更高的开关频率,且通常伴随复杂的计算量。与这种固定控制周期的方式不同,文献[6]提出可变控制周期的思路,但其目的在于更准确地合成参考电压矢量,同样需要增加电压矢量切换频率,带来了开关频率的增加。但针对开关频率和转矩脉动难以兼顾的情况,这种改变矢量切换时刻使电压矢量的作用周期的可变控制周期方案的确是可行的<sup>[7-8]</sup>,开关频率的降低根本在于矢量切换时刻的改变。文献[9]在这种改变矢量切换时刻的基础上结合开关表,实现了一种基于可变开关点(VSP)控制的无限综合向量集,在有效抑制转矩脉动的同时不会产生高开关频率。

基于可变开关点的模型预测控制策略使得一个控制周期能够出现两个电压矢量,同时并不增加矢量切换频率,类似于一种特殊的双矢量 FCS-MPTC,能够兼顾转矩脉动和开关频率的改善。但目前对于该方法中矢量占空比的计算大都基于无差拍或转矩脉动最小化原理,缺乏对转矩脉动量化的限制,且存在由于难以适应转矩变化率的改变而导致转矩脉动在一个转子转动周期中出现高低起伏的问题。针对这种问题,本文提出一种带转矩滞环的永磁同步电机变开关点模型预测转矩控制策略。该策略不改变控制周期,通过转矩滞环和转矩无差拍共同确定开关点的位置,随后由代价函数来完成电压矢量的选择。转矩滞环的主要作用在于限制转矩脉动,整体上可以视为将某些大脉动平均到其他小脉动上,使得整个控制过程中转矩脉动较为平整,控制更加平稳。

## 1 PMSM 数学模型

本文以表贴式 PMSM 作为研究对象,在同步旋

$$\begin{cases} i_d(k+1) = i_d(k) + \frac{T_s}{L_s} [u_d(k) - R_s i_d(k) + \omega_e(k) L_s i_q(k)] \\ i_q(k+1) = i_q(k) + \frac{T_s}{L_s} [u_q(k) - R_s i_q(k) - \omega_e(k) L_s i_d(k) - \omega_e(k) \psi_f] \end{cases} \quad (4)$$

$$\begin{cases} \psi_d(k+1) = \psi_f + L_s i_d(k+1) \\ \psi_q(k+1) = L_s i_q(k+1) \\ \psi_s(k+1) = \sqrt{\psi_d^2(k+1) + \psi_q^2(k+1)} \end{cases} \quad (5)$$

$$T_e(k+1) = \frac{3}{2} n_p \psi_f i_q(k+1) \quad (6)$$

式中,下标为“ $k+1$ ”的变量为下一时刻状态,下标为“ $k$ ”的变量为当前时刻状态, $T_s$ 为控制周期。

根据系统控制目标选取代价函数如:

转坐标系( $dq$  坐标系)下,其电压方程具体表达式如下:

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + \frac{\partial \psi_d}{\partial t} - \omega_e \psi_q \\ u_q = R_s i_q + \frac{\partial \psi_q}{\partial t} + \omega_e \psi_d \end{cases} \quad (1)$$

式中, $u_d$ 和 $u_q$ 分别为 $d$ 、 $q$ 轴定子电压; $\psi_d$ 和 $\psi_q$ 分别为的 $d$ 、 $q$ 轴定子磁链; $i_d$ 和 $i_q$ 分别为 $d$ 、 $q$ 轴定子电流; $R_s$ 为定子电阻; $\omega_e$ 为转子电角速度。

磁链方程如下:

$$\begin{cases} \psi_d = \psi_f + L_s i_d \\ \psi_q = L_s i_q \end{cases} \quad (2)$$

式中,表贴式 PMSM 的 $d$ 轴、 $q$ 轴等效电感相等,以 $L_s$ 表示; $\psi_f$ 为永磁体磁链。

在三相静止坐标变换为两相静止坐标时采取等幅变换,则电磁转矩方程如下:

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

式中, $T_e$ 为电磁转矩; $n_p$ 为极对数。

## 2 传统 FCS-MPTC 与 VSP-MPTC

### 2.1 传统 FCS-MPTC

FCS-MPTC 的控制目标是电磁转矩和定子磁链幅值,根据电机当前状态预测出 PMSM 在不同电压矢量作用后的下一时刻电磁转矩和定子磁链幅值,再通过代价函数来选择控制效果最好的一个电压矢量并将其作用于系统。

当控制周期极小时,电机电角频率和定子磁链位置变化忽略不计,采用一阶欧拉公式将式(1)、式(2)、式(3)离散化,能够推导出下一时刻电流、磁链、电磁转矩表达式如下:

$$g_i = |T_e^* - T_e(k+1)| + \lambda |\psi_s^* - \psi_s(k+1)| \quad (7)$$

式中, $\lambda$ 为权重系数,根据实验反复调节来设定; $T_e^*$ 和 $\psi_s^*$ 分别为电磁转矩参考值和定子磁链参考值, $T_e^*$ 由转滞环 PI 控制器输出确定, $\psi_s^*$ 由最大转矩电流比(MTPA)算法确定,即取 $i_d^* = 0$ , $\psi_s^*$ 计算如下:

$$\psi_s^* = \sqrt{\psi_f^2 + \left(\frac{2L_s T_e^*}{3n_p \psi_f}\right)^2} \quad (8)$$

对于三相两电平逆变器,一共能输出八个待选

的基本空间电压矢量,其中有六个有效电压矢量 ( $u_1, u_2, u_3, u_4, u_5, u_6$ ) 和两个零矢量 ( $u_0, u_7$ )。由于零矢量对转矩、磁链的作用效果是一致的,两个零矢量仅在矢量切换时的开关频率上表现出差异,因此用  $u_0$  代表零矢量,计算仅考虑  $u_0$  和 ( $u_1, u_2, u_3, u_4, u_5, u_6$ ) 这七个待选空间电压矢量。将七个待选空间电压矢量依次作为当前时刻采用的电压矢量代入到式(4)中预测出下一时刻  $d$ 、 $q$  轴电流,继而通过将电流预测值代入式(5)、式(6)得到下一时刻定子磁链和电磁转矩的预测值。将 7 组磁链、转矩预测值依次代入到式(7)中,能够得到 7 个对应的代价函数值,即  $g_i (i = 0 \cdots 6)$ 。其中最小的  $g_i$  所对应的待选电压矢量,即认为是当前时刻能够使系统状态最接近控制目标的矢量。

## 2.2 VSP-MPTC 的提出

为便于区分,用  $T_{sf}$  和  $T_{sv}$  分别表示 FCS-MPTC 和 VSP-MPTC 的控制周期。在传统的 FCS-MPTC 中,控制周期  $T_{sf}$  是固定的,最优电压矢量需要通过一个控制周期后的预测转矩、预测磁链来确定,并且该矢量被选定后会作用于系统的时长也是固定的(一个  $T_{sf}$ )。因此,如图 1 所示,在 FCS-MPTC 中每个电压矢量必须在系统中作用控制周期的整数倍 ( $kT_{sf}, k = 1, 2, \dots$ ),虽然通过代价函数的选择能够减小 PMSM 电磁转矩脉动,但由于每个矢量作用时间固定,代价函数只能选择脉动相对小的矢量,作用有限。

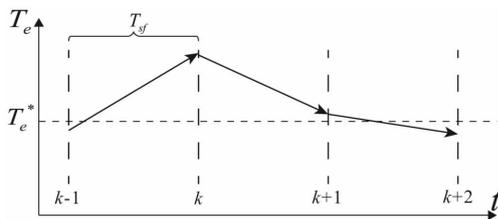


图 1 FCS-MPTC 的固定开关点位置

区别于 FCS-MPTC 开关状态的切换总是间隔控制周期的整数倍,令开关状态拥有任意的切换间隔,且由控制算法确定其具体的间隔时长,即为变开关点模型预测转矩控制(VSP-MPTC)。

在图 2 中,长虚线表示 VSP-MPTC 的变控制周期的矢量切换时刻,短虚线的间隔为定控制周期  $T_{sf}$ 。可以看到变控制周期  $T_{sv}$  相比于  $T_{sf}$  一直在变化,即每个矢量作用的时间可变。VSP-MPTC 能够在转矩变化率较大时,缩短矢量作用时间;在转矩变化率较小时,延长矢量作用时间,以此在开关频率不显著变化的前提下减小转矩脉动。在图 2 中,如果控制周期  $T_{sf}$  固定,可以理解为矢量在  $k-1$ 、 $k$ 、 $k+$

1 等位置产生切换,这样可以得到与变控制周期一样的效果。

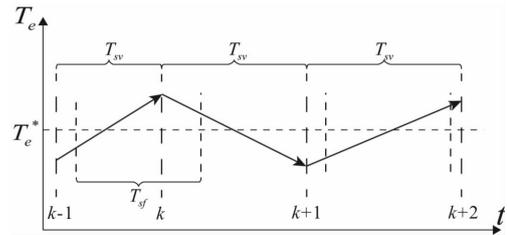


图 2 VSP-MPTC 的可变开关点位置

## 3 带转矩滞环的 VSP-MPTC 原理

### 3.1 变开关点的实现

开关点即是逆变器开关切换的时间点,对应于 MPC 控制方法中矢量切换的时间点。要在减小转矩脉动的同时不增大开关频率,关键就在于开关点的可变。为了达到这一目的,直观的做法是如图 2 所示使系统的控制周期实时变化。但由于芯片算力等的制约,这种做法使得矢量作用时长能够缩短的范围很有限。为了解决这一问题,可以延续 FCS-MPTC 中固定控制周期的形式而仅仅改变开关点。

当控制周期固定而开关点可变时,矢量选择的时刻与切换的时刻是不同步的,即在选择出下一个最优矢量后,上一矢量作用尚未结束,被选择的最优矢量不会立即作用于系统,上一矢量在当前周期作用一段时间后才切换到当前周期选择的最优矢量。因此,在一个控制周期中会先后作用两个矢量,上一控制周期选择的最优矢量在当前控制周期会持续作用一段时间作为当前控制周期的第一个矢量,接着在开关点切换到当前控制周期所选择的最优电压矢量,该矢量作为当前控制周期的第二个矢量。可以将第一个矢量称作前矢量,而第二个矢量称作后矢量,那么每个控制周期选择的最优电压矢量实际上是后矢量,而上一控制周期的后矢量则是当前控制周期的前矢量。

图 3 中,“ $k-1$ 、 $k$ 、 $k+1$ ”分别是不同控制周期的控制时刻,“ $m-2$ 、 $m-1$ 、 $m$ ”分别是不同控制周期中的开关点,矢量  $u^{k-1}$  为  $k-1$  时刻选择的最优电压矢量,该矢量作为第  $k-1$  个控制周期的后矢量同时也是第  $k$  个控制周期的前矢量,从  $m-1$  时刻持续作用到  $m$  时刻。第  $k$  个控制周期会先后作用矢量  $u^{k-1}$  和矢量  $u^k$ ,其中  $u^k$  是在  $k$  时刻从七个待选电压矢量中选择出的最优电压矢量,且在  $m$  时刻由  $u^{k-1}$  切换而来。以  $k$  时刻为节点,  $u^{k-1}$  分为位于第  $k-1$  个控制周期的前段部分和位于第  $k$  个控制周期的后段部分,该后段部分与  $u^k$  在  $k+1$  时刻之前的前段部

分共同作用一整个控制周期，二者的占空比通过转矩无差拍计算得到。

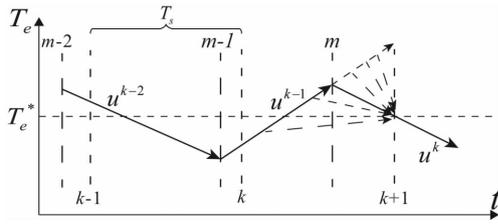


图3 VSP-MPTC的转矩无差拍矢量选择

通过转矩无差拍，即令  $T_e(k+1) = T_e^*$ ，结合式(4)、式(6)得到一个控制周期中两个电压矢量占空比的计算公式如下：

$$\begin{cases} s_q = \frac{3n_p\psi_f}{2L_s} [u_q(k) - R_s i_q(k) - \omega_e(k)L_s i_d(k) - \omega_e(k)\psi_f] \\ d_1 = \frac{t_1}{T_s} = \frac{T_e^* - T_e(k) - s_{q-2}T_s}{(s_{q-1} - s_{q-2})T_s} \\ d_2 = 1 - d_1 \end{cases} \quad (9)$$

式中， $s_q$  为电压矢量作用下的转矩斜率， $s_{q-1}$  和  $s_{q-2}$  分别为一个控制周期中前矢量作用下的转矩斜率和后矢量作用下的转矩斜率； $d_1$  和  $d_2$  分别为前矢量和后矢量在当前控制周期中的占空比。

基于式(4)、式(9)能够得到前、后矢量共同作用下的电流预测值，如式(10)所示。

$$\begin{cases} i_d(k+1) = i_d(k) + \frac{T_s}{L_s} [u_d(k-1)d_1 + u_d(k)d_2 - R_s i_d(k) + \omega_e(k)L_s i_q(k)] \\ i_q(k+1) = i_q(k) + \frac{T_s}{L_s} [u_q(k-1)d_1 + u_q(k)d_2 - R_s i_q(k) - \omega_e(k)L_s i_d(k) - \omega_e(k)\psi_f] \end{cases} \quad (10)$$

在每个控制周期中，前矢量与上一控制周期的后矢量是一致的，而后矢量则有7个待选电压矢量。当待选电压矢量与前矢量一致时，当前控制周期无开关点，不需要计算占空比；不一致时，通过式(9)能够计算其余6个待选电压矢量对应的占空比，即对应有6个开关点。需要注意的是，当占空比小于0时，则令其为0；当占空比大于1时，则令其为1。

### 3.2 转矩滞环的引入

转矩无差拍确定的矢量切换的开关点能够在每个控制时刻获得接近参考值的电磁转矩和定子磁链，但没有考虑对开关点的控制，可能存在开关点处转矩脉动大的情况，因此对转矩引入滞环来限制开关

点处的转矩脉动。滞环的形式如图4所示。

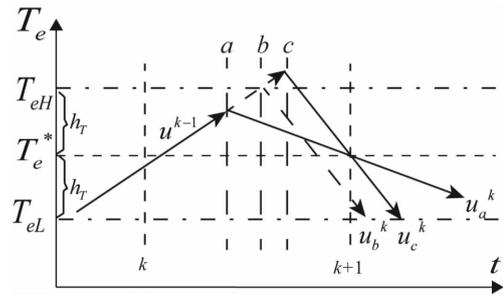


图4 带转矩滞环的VSP-MPTC开关点

图中， $h_T$  为滞环的宽度； $T_{eH}$  和  $T_{eL}$  分别是滞环的上下限，将转矩脉动限制在转矩参考值的附近。通过转矩无差拍计算出开关点后，不再直接计算预测转矩和预测磁链并代入代价函数中寻优，而是需要先预测出开关点处的转矩。倘若开关点处的预测转矩并未超出滞环范围，如图4开关点a所示，其转矩脉动峰值处于滞环上限与下限之间，则保留该开关点不变，其后矢量依旧满足转矩无差拍，不需要处理；倘若开关点处的预测转矩超出滞环范围，即大于  $T_{eH}$  或小于  $T_{eL}$ ，则需要重新确定开关点，如图4中开关点c所示，其转矩脉动峰值大于  $T_{eH}$ ，需要将开关点c提前来缩短  $u^{k-1}$  的作用时长，从而将开关点处转矩脉动峰值控制在滞环内，同时，为了尽可能地减小开关频率， $u^{k-1}$  作用时间应该尽可能地长。因此，前矢量  $u^{k-1}$  与滞环的交点b是代替点c作为开关点的最佳选择，而后矢量的作用效果将从  $u_c^k$  变为  $u_b^k$  的情况。通过滞环重新确定各矢量作用时间后，再通过式(10)、式(5)、式(6)预测下一时刻的转矩、磁链，并代入到式(7)代价函数中选择最优矢量。

需要注意的是，当通过转矩无差拍所计算开关点处转矩位于滞环内时，不能为了追求更低的开关频率而将该开关点后移至滞环交点处。考虑转矩变化率极低的情况，开关点将大幅后移导致磁链脉动变大，使得原本对转矩和磁链控制效果均较好的矢量失去原有的控制效果，可能导致最终所有待选矢量均无法良好地控制磁链影响系统稳态性能。

因此，引入滞环的主要目的在于限制转矩脉动峰值，对于未达到滞环的转矩脉动不会做处理。当七个待选矢量在转矩无差拍原则下的转矩脉动均小于滞环时，该策略便等同于VSP-MPTC，但当存在某些甚至全部待选矢量的转矩脉动均超过滞环时，滞环的限制作用将很有必要，并且在合理设置滞环后，该限制作用能使转矩脉动在不同时刻保持一致。

图5为转矩滞环VSP-MPTC系统控制框图。



(TMS320F28335)作为控制器实现控制算法控制两电平电压型逆变器驱动 PMSM。实验所用系统参数如表 1 所示，控制频率为 10 kHz，母线电压 100 V。

表 1 PMSM 参数

参数	参数值
极对数 $n_p$	4
定子电感 $L_s$ /mH	1.515
定子电阻 $R_s$ /Ω	0.338
永磁体磁链 $\psi_f$ /Wb	0.0884
额定转速 $n_N$ /(r/min)	3000
额定电流 $I_N$ /A	8

图 7(a)、图 7(b)、图 7(c)分别为 FCS-MPTC 和带滞环的 VSP-MPTC 控制下，PMSM 负载转矩 0.5 Nm，给定转速 300 r/min、500 r/min、1000 r/min 时系统的转矩波形。

图 7(a)中，FCS-MPTC 的转矩在 -0.05 ~ 1.05 Nm 范围脉动，滞环 VSP-MPTC 的转矩在 0.25 ~ 0.75 Nm 范围脉动。图 7(b)中，FCS-MPTC 的转矩在 0 ~ 1 Nm 范围脉动，滞环 VSP-MPTC 的转矩在 0.15 ~ 0.85 Nm 范围脉动。图 7(c)中，FCS-MPTC 的转矩在 0 ~ 1 Nm 范围脉动，滞环 VSP-MPTC 的转矩在 0.2 ~ 0.8 Nm 范围脉动。

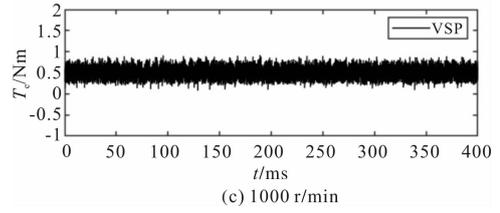
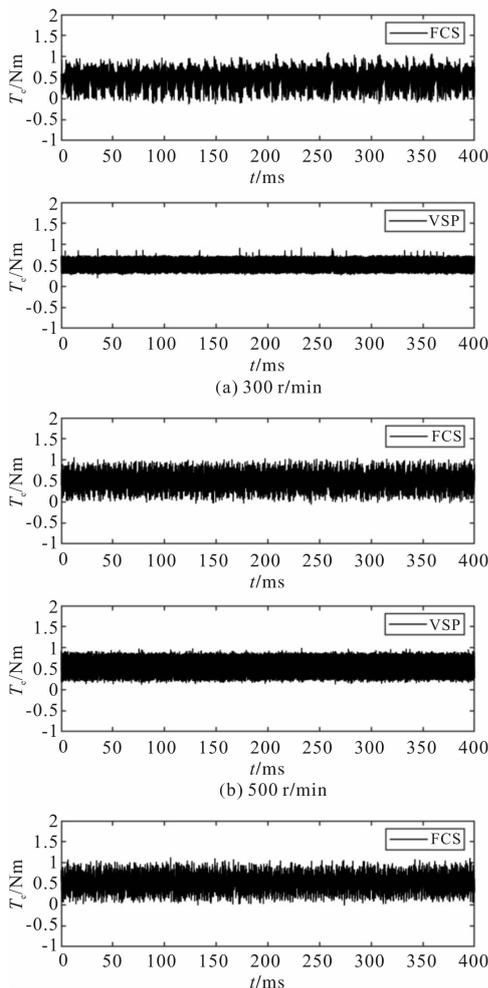


图 7 0.5 Nm 负载下 FCS-MPTC 与滞环 VSP-MPTC 转矩脉动对比

图 8(a)、图 8(b)、图 8(c)分别为 FCS-MPTC 和带滞环的 VSP-MPTC 控制策略下，PMSM 负载转矩 1 Nm，给定转速 300 r/min、500 r/min、1000 r/min 时系统的转矩波形。可以看到，FCS-MPTC 在三种工况下转矩脉动范围均约为 0.5 ~ 1 Nm，而滞环 VSP-MPTC 转矩脉动范围均约为 0.65 ~ 1.35 Nm。

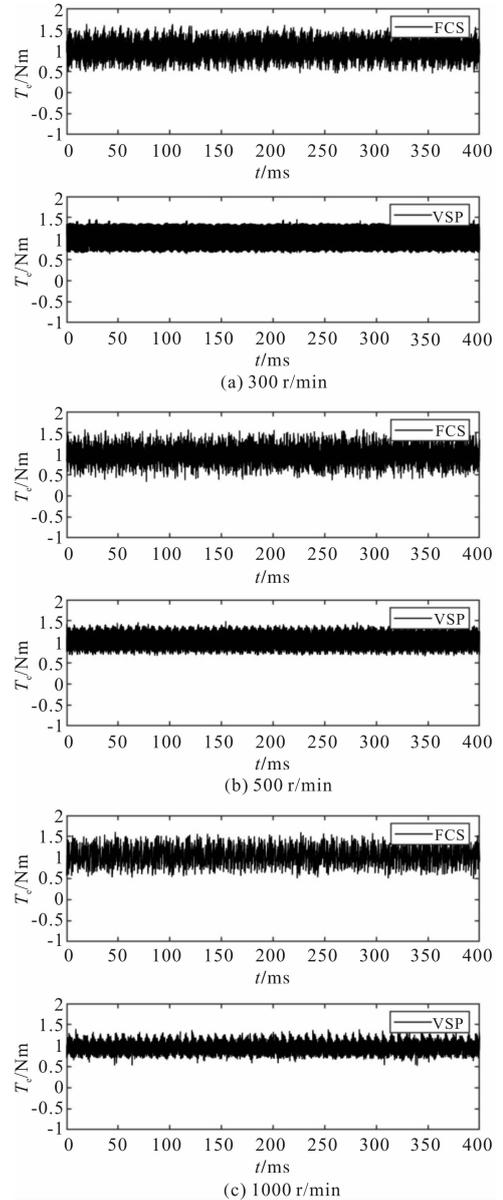


图 8 1 Nm 负载下 FCS-MPTC 与滞环 VSP-MPTC 转矩脉动对比

两种方法在不同转速、负载下的转矩脉动对比具体如表 2 所示。带滞环的 VSP-MPTC 在不同转速、负载下均表现出比 FCS-MPTC 更低的转矩脉动,证明了带滞环的 VSP-MPTC 在抑制转矩脉动上的有效性。在图 7 和图 8 中可以看到 FCS-MPTC 控制下的转矩脉动存在毛刺多、不均匀的情况,而带滞环的 VSP-MPTC 控制下的转矩脉动更为平滑,毛刺较少。

表 2 不同负载、不同转速下转矩脉动对比

方法	工况	转矩脉动范围
FCS-MPTC	0.5 Nm, 300 r/min	-0.05 ~ 1.05 Nm
	0.5 Nm, 500 r/min	0.00 ~ 1.00 Nm
	0.5 Nm, 1000 r/min	0.00 ~ 1.00 Nm
	1 Nm, 300 r/min	0.49 ~ 1.51 Nm
	1 Nm, 500 r/min	0.49 ~ 1.51 Nm
	1 Nm, 1000 r/min	0.51 ~ 1.49 Nm
滞环 VSP - MPTC	0.5 Nm, 300 r/min	0.25 ~ 0.75 Nm
	0.5 Nm, 500 r/min	0.15 ~ 0.85 Nm
	0.5 Nm, 1000 r/min	0.20 ~ 0.80 Nm
	1 Nm, 300 r/min	0.64 ~ 1.36 Nm
	1 Nm, 500 r/min	0.65 ~ 1.35 Nm
	1 Nm, 1000 r/min	0.62 ~ 1.38 Nm

## 5 结 语

本文针对传统 FCS-MPTC 策略中转矩脉动大、毛刺多、分布不均的问题,通过引入转矩滞环,结合 VSP-MPTC,提出一种带转矩滞环的 VSP-MPTC 并给出了转矩滞环的设计方法。通过对不同电压矢量在定子磁链旋转过程中对转矩变化率的影响进行分析,利用滞环的限制,将大转矩脉动均匀到小转矩脉动上,使转矩脉动更加平滑,且具有抑制转矩脉

动的作用。通过实验对比验证两种控制策略分别在低、中、高三个速度段不同负载的工况下的转矩脉动,证实了所提策略的有效性和可行性。

## 参考文献

- [1] 王治国, 郑泽东, 李永东, 等. 交流电机模型预测控制综述[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(11): 14-30.
- [2] 齐昕, 苏涛, 周珂, 等. 交流电机模型预测控制策略发展概述[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(18): 6408-6419.
- [3] 陈荣, 翟凯森, 舒胡平. 永磁同步电机双矢量固定开关频率模型预测控制研究[J]. 电工技术学报, 2023, 38(14): 3812-3823.
- [4] Wu M K, Sun X D, Zhu J G, et al. Improved Model Predictive Torque Control for PMSM Drives Based on Duty Cycle Optimization [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2021, 57(2): 1-5.
- [5] 兰志勇, 罗杰, 李延昊, 等. 基于快速选择表的永磁同步电机模型预测转矩控制[J]. 电工技术学报, 2023, 38(21): 5749-5757.
- [6] Zhang X, Yan K, Zhang W. Composite Vector Model Predictive Control with Time-varying Control Period for PMSM Drives[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2021, 7(3): 1415-1426.
- [7] Karamanakos P, Stolze P, Kennel R M, et al. Variable Switching Point Predictive Torque Control of Induction Machines[J]. IEEE Journal of Emerging & Selected Topics in Power Electronics, 2013, 2(2): 285-295.
- [8] 牛峰, 柳子栋, 李云龙, 等. 基于变控制周期的永磁同步电机模型预测转矩控制方法[J]. 微电机, 2020, 53(02): 50-55.
- [9] Shi T, Xu Y, Xiao M, et al. VSP Predictive Torque Control of PMSM[J]. IET Electric Power Applications, 2019, 13(4): 463-471.

## 《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

在线投稿系统: wdj.paperopen.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

国际刊号: ISSN 1001-6848

电话: 029-84276641

# 永磁同步电机模糊滑模控制器设计

丁天羽<sup>1,2</sup>, 杨建飞<sup>1</sup>, 姜琛昱<sup>2</sup>, 邱鑫<sup>1</sup>, 葛明锋<sup>2</sup>, 胡伦<sup>1</sup>

(1. 南京师范大学电气与自动化工程学院, 南京 210023; 2. 中国科学院苏州生物医学工程技术研究所, 江苏 苏州 215163)

**摘要:** 滑模控制在永磁同步电机的运动控制中得到了广泛的应用。提出了一种改进趋近律结合非均匀态模糊的滑模控制器。针对改进趋近律后的系统趋近速度动态控制问题, 引入非均匀形态的模糊控制, 使得滑模趋近速度实现动态变化。该设计方法消除了转速超调、提高了控制系统的响应速度、减小了抖振。采用连续且平滑输出的 sigmoid 函数代替不连续不可导的 sgn 函数作为系统的切换方式减小系统的抖振。

**关键词:** 永磁同步电机; 滑模控制; 模糊算法; 动态响应速度

中图分类号: TM351; TM341 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2025)05-0026-07

## Design of Fuzzy Sliding Mode Controller for Permanent Magnet Synchronous Motor

DING Tianyu<sup>1,2</sup>, YANG Jianfei<sup>1</sup>, JIANG Chenyu<sup>2</sup>, QIU Xin<sup>1</sup>, GE Mingfeng<sup>2</sup>, HU Lun<sup>1</sup>

(1. School of Electrical and Automation Engineering, Nanjing Normal University, Nanjing 210023, China;

2. Suzhou Institute Biomedical and Technology Chinese Academy of Sciences, Suzhou Jiangsu 215163, China)

**Abstract:** Sliding mode control (SMC) has been widely used in the motion control of permanent magnet synchronous motors (PMSM). A sliding mode controller (FCSMC) combining improved convergence law and non-uniform state fuzzy was proposed. To address the dynamic control problem of system convergence speed after improving the convergence law, non-uniform fuzzy control was introduced to achieve dynamic changes in sliding mode convergence speed. This design method eliminates speed overshoot, improves the response speed of the control system, and reduces chattering. Using a continuous and smooth output sigmoid function instead of a discontinuous and non differentiable sgn function as the system switching method to reduce system chattering.

**Key words:** PMSM; SMC; fuzzy control; dynamic response

## 0 引言

永磁同步电机(PMSM)因其发热小、低噪音、转矩电流比高以及高效能等优点,在医疗器械、汽车工业和航空航天等多个领域得到广泛使用<sup>[1,2]</sup>。但鉴于PMSM是一个多变量、非线性且强耦合的受控对象,其控制系统易受众多不确定因素干扰,例如电机的参数不确定、外部负载扰动、未建模动态问题和电磁耦合等。在PMSM的双闭环控制中,传统的PI控制<sup>[3,4]</sup>方法由于其简单稳定的特性,常用于

速度控制器设计。然而,它在实现过程中的控制精度普遍较低,且高度依赖于精确的系统数学模型,这使得其极易受到外界环境干扰和参数变动的影。这种特性极大地限制了其在需要高精度、稳定性和鲁棒性的复杂系统中的应用,因此难以满足现代系统对高性能控制的需求。

控制方法对于保证永磁同步电机的高性能速度调节应用是至关重要的,普遍采用的永磁同步电机控制方法可以归为两种类型。第一种是传统的线性控制方法,如比例-积分控制(PI)。传统的PI调节

收稿日期: 2024-09-21, 修回日期: 2024-11-09

作者简介: 国家重点研发计划“诊疗装备与生物医用材料”重点专项计划资助 2022YFC2406200, “泰山产业领军人才工程”资助 tscx202306125, 山东省“2023 年省级创新平台项目”资助 2023CXPT041, 2024 年江苏省研究生实践创新项目 (SJCX24\_0655), 济南市泉城 5150 人才工程资助

作者简介: 丁天羽(1999), 男, 硕士研究生, 研究方向为永磁电机控制。

杨建飞(1982), 男, 教授, 研究方向为永磁同步电机高性能控制, 三维金属打印, 风光互补发电等。

姜琛昱(1983), 男, 研究员, 研究方向为激光光谱技术的体外诊断方法研究和自动化仪器控制策略研究。

邱鑫(1985), 男, 副教授, 研究方向为永磁同步电机设计和高性能控制, 电动汽车电驱动系统, 三维打印。

葛明锋(1987), 男, 研究员, 研究方向为高光谱成像检测和自动化仪器控制策略研究。

胡伦(1999), 男, 硕士研究生, 研究方向为电机控制。

器广泛应用于多种调速矢量控制<sup>[5,6]</sup>系统中。其算法具有简单、稳定性高和易于调整参数等显著优势。矢量控制是使用坐标变换的方法将交流电机三相交流流量转换为两相直流量, 以此实现与直流电机相似的控制效果。还有一种是非线性控制理论, 例如自适应控制<sup>[7]</sup>、模糊控制<sup>[8,9]</sup>和滑模控制<sup>[10-13]</sup> (Sliding mode control, SMC) 等。其中 SMC 展现出对参数变动与干扰不敏感、响应速度快的特性, 此特征能有效提升三相永磁同步电机变速系统的动态表现。在传统滑模控制下, 速度控制器具有较好的动态性能, 但超调较大, 抗扰能力有待加强。因此, 有必要提出一种改进的滑模控制方法来解决这些问题。

在文献[14]中, 利用广义比例积分观测 (GPIO) 精确估计到集中扰动, 并与超扭曲滑模控制 (STSM) 相结合, 形成复合控制器。实验表明, 该方案能够以更小的开关增益实现更好的跟踪精度。然而, 整体过程存在不连续问题, 导致无法完全消除抖振现象。在文献[15]中, 提出了一种创新的自适应终端滑模控制方法, 该方法采用了连续的快速终端滑模趋近法则, 有效降低了控制信号的需求量, 实现了系统在限定的时间内实现动态高准确度追踪, 并在一定程度上减少了系统的振荡现象。但缺点在于控制方案过于繁琐, 启动电流大。在文献[16]中, 提出了一种新型的超扭曲类分数阶 (STLF) 控制器, 有效解决了 STSM 控制法则因积分不连续而引发的性能退化问题。尽管如此, 仍有一些方面需要进一步研究以提高其实用性, 例如系统的动态响应。由于趋近律是直接作用于接近过程, 因此可以更有效地解决抖振的问题。在文献[17]中, 通过以双曲正切函数替换传统滑模控制的符号函数, 抖振现象在一定程度上有所减弱, 但效果并不显著。文献[18]在位置自抗扰控制器 (ADRC) 的设计过程中, 引入了模糊逻辑原理, 进而构想出一种新型位置环模糊自抗扰控制策略。该方法虽然能够提升系统响应速度, 并且减小超调, 但是其变量众多且模糊控制的规则设计过于复杂, 导致计算量较大。

本文针对传统 SMC 系统中存在的超调量大、动态响应慢以及抖动较大的问题, 设计一种结合改进的模糊滑模速度控制器 (Fuzzy combinative sliding mode control, FCSMC)。系统采用指数趋近律和幂次趋近律相结合作为系统状态量的趋近方式, 同时融入模糊控制理论, 并且采用异形态隶属度函数实现滑模增益的动态优化。与传统 SMC 相比, FCSMC 在提升系统动态响应速度和抗扰能力上有显著的优势, 能够消除超调现象并削弱抖振。

## 1 PMSM 的数学模型

本文以表贴式永磁同步电机作为控制对象 ( $L_d = L_q = L$ )。为了简化分析, 不考虑阻尼绕组和转子中永磁材料的电导率的影响, 同时忽略磁路、涡流和滞后损耗, 则  $dq$  坐标系中 PMSM 的数学模型为

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L \frac{di_d}{dt} - p_n \omega_m L i_q \\ u_q = R_s i_q + L \frac{di_q}{dt} + p_n \omega_m L i_d + p_n \omega_m \psi_f \\ J \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{3}{2} p_n \psi_f i_q - B \omega_m - T_L \end{cases} \quad (1)$$

式中,  $J$  为转动惯量,  $\omega_m$  为转子机械角速度,  $u_d$ 、 $u_q$ 、 $i_d$  和  $i_q$  分别为定子电压和电流的  $dq$  轴分量。  $p_n$  为极对数,  $L$  为定子电感,  $R_s$  为定子电阻,  $\psi_f$  为永磁磁链,  $T_L$  为负载转矩,  $B$  为粘性系数。

系统选择  $i_d = 0$  的矢量控制策略, 因此将式(1)表示为

$$\begin{cases} \frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L} (-R i_q - p_n \psi_f \omega_m + u_q) \\ \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J} (-T_L + \frac{3p_n \psi_f}{2} i_q) \end{cases} \quad (2)$$

## 2 改进模糊滑模速度控制器设计

### 2.1 改进滑模速度控制器设计

传统的指数趋近律为

$$\dot{s} = -\varepsilon \operatorname{sgn}(s) - qs \quad \varepsilon, q > 0 \quad (3)$$

由公式(3)所示, 单独依赖指数趋近无法在有限时间内使系统状态变量达到收敛, 因此引入等速趋近律作为补充。该方法的关键在于, 当  $s$  趋近于零时, 其速度由滑模增益  $\varepsilon$  来控制, 进而确保系统状态变量能够在有限时间内到达预期状态, 实现系统的快速收敛。相较于纯粹的等速趋近, 结合了等速趋近项的指数趋近策略不仅有效降低了系统抖振现象, 还提高了趋近速度。

传统幂次趋近律为

$$\dot{s} = -q |s|^\alpha \operatorname{sgn}(s) \quad q > 0, 1 > \alpha > 0 \quad (4)$$

由式(4)所示, 随着  $\alpha$  值的改变通过动态调节逼近滑模面的速度, 当系统状态参数与滑模面之间的距离发生变化时, 逼近滑模面的速度亦随之调整, 该方法可以很好的削弱系统抖振的情况。

定义 PMSM 控制系统的状态变量为

$$\begin{cases} x_1 = \omega_r - \omega_m \\ x_2 = \dot{x}_1 = -\dot{\omega}_m \end{cases} \quad (5)$$

式中:  $x_1$ 、 $x_2$  为系统状态变量;  $\omega_r$  为给定转子转速;  $\omega_m$  为电机实际转子转速。由式(5)求导得到式(6)如下:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\dot{\omega}_m = J(\frac{3}{2}p_n\psi_f i_q - T_L) \\ \dot{x}_2 = -\ddot{\omega}_m = -\frac{3p_n\psi_f}{2}\dot{i}_q \end{cases} \quad (6)$$

定义  $K = \frac{3p_n\psi_f}{2J}$ ;

定义此滑模控制的函数为

$$s = cx_1 + x_2 \quad (7)$$

式中,  $c$  为滑膜设计参数, 且是一个大于零的常数, 由式(7)求导可得:

$$\dot{s} = c\dot{x}_1 + \dot{x}_2 = cx_2 - Ki_q \quad (8)$$

由式(3)、式(8)整理可得:

$$\dot{i}_q = \frac{1}{K} \int_0^t [cx_2 + \varepsilon \text{sgn}(s) + qs] d\tau \quad (9)$$

通过设计结合指数趋近律与幂次趋近律, 来进一步减小输出转速的波动, 获得更稳定的输出性能。新型趋近律设计如下:

$$\dot{s} = -G_1 \text{sgn}(s) - G_2 \text{sgn}(s) |s|^\alpha - Fs \quad (10)$$

式中:  $0 < \alpha < 1$ ,  $G_1 > 0, G_2 > 0, F > 0$  为可调参数。

为了降低 SMC 中的振动现象并优化系统的输出表现, 采用将指数趋近和结合幂次趋近结合的方法, 为系统设计新的趋近方式。将连续且平滑输出的 sigmoid 函数代替不连续不可导的 sgn 函数作为系统的切换方式, sigmoid 函数如下:

$$\text{sigmoid}(s) = \frac{2}{1 + \exp(-2s)} - 1 \quad (11)$$

Sigmoid 函数如图 1 所示。

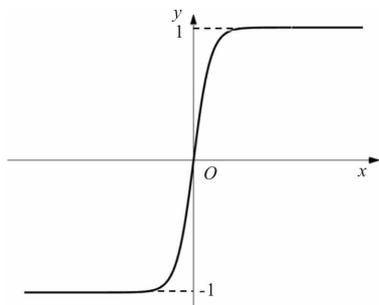


图 1 sigmoid 函数图像

由此进一步设计新型滑模趋近律如:

$$\dot{s} = -G_1 \text{sigmoid}(s) - G_2 \text{sigmoid}(s) |s|^\alpha - Fs \quad (12)$$

通过 Lyapunov 定理来证明其稳定性:

$$\begin{aligned} \dot{V} = \dot{s}s &= \\ s[-G_1 \text{sigmoid}(s) - G_2 \text{sigmoid}(s) |s|^\alpha - Fs] & \\ = -Fs^2 - G_1 |s| - G_2 |s|^{\alpha+1} \leq 0 \end{aligned} \quad (13)$$

依据 Lyapunov 稳定性理论分析后确认, 所设计的新型结合滑模控制(Combinative Sliding Mode Control, CSMC)可使得系统在有限时间内收敛到零。

## 2.2 模糊控制器设计

为了提高系统的动态响应性能, 以及优化滑模本身固有的抖振问题, 本节内容探究了模糊逻辑的应用, 将其融入到滑模控制策略中。通过引入动态调整的滑模增益, 对系统实施更为精确的操控。此外, 系统的状态变量与滑模面间的接近程度与滑模增益之间建立了动态的模糊规则关联, 从而使系统在滑动过程中的接近速度随着相应的模糊规则动态改变。依据这些模糊规则产生的输出, 系统的状态变量接近速度得以动态调节。

鉴于对动态响应速率的要求, 系统输入变量  $s$  和  $\dot{s}$  采用 7 个模糊语言变量集进行描述, 这些变量包括负大(NB)、负中(NM)、负小(NS)、零(ZO)、正小(PS)、正中(PM)及正大(PB), 共同构成输入模糊集合。系统输出变量滑模增益  $K$  则通过更为精细的十一个模糊语言变量来描述, 包括负极大(NVB)、负大(NB)、负中(NM)、负小(NS)、负极小(NVS)、零(ZO)、正极大(PVB)、正小(PS)、正中(PM)、正大(PB)及正极大(PVB)。输入变量设定在特定的数值范围内, 其中  $s$  对应  $[-0.004, 0.004]$ ,  $\dot{s}$  对应  $[-0.001, 0.001]$ , 系统输出的滑模增益  $K$  对应  $[1100, 1400]$ 。

系统输入输出量均采用如图 2(a)、图 2(b)、图 2(c)所示的三角形隶属度函数。

如表 1 所示, 采用 Mamdani 模糊算法, 可以更准确的控制系统输出量, 同时采用非均匀形态隶属度函数的方法, 可以得到较优的控制效果。

表 1 模糊规则表

K	$\dot{s}$						
	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	NVB	NVB	NB	NM	NVS	ZO	PVS
NM	NVB	NB	NM	NS	NVS	PVS	PS
NS	NB	NM	NS	NVS	ZO	PS	PM
ZO	NB	NS	NVS	ZO	PVS	PS	PB
PS	NM	NS	ZO	PVS	PS	PM	PB
PM	NS	NVS	PVS	PS	PM	PB	PVB
PB	NVS	ZO	PVS	PM	PB	PVB	PVB

根据模糊逻辑设计规则, 将状态量趋近滑模面距离与滑模趋近速度作为参考量, 构建一种非均匀

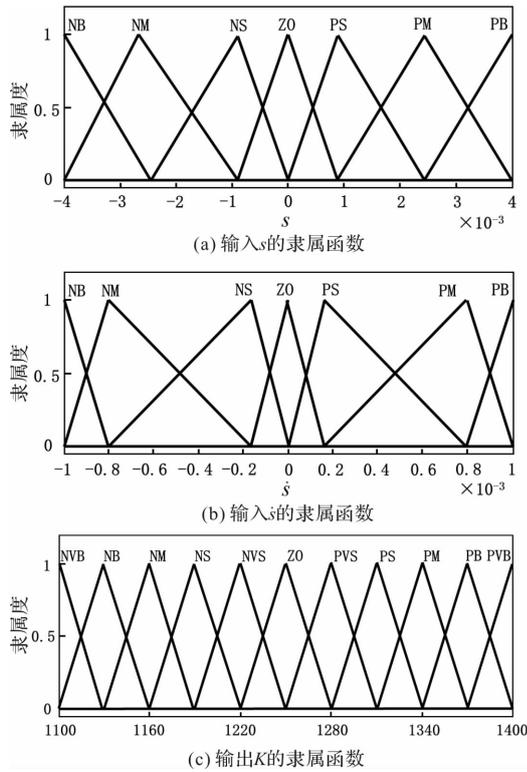


图 2 模糊控制输入输出隶属函数图

态模糊结合滑模控制(Fuzzy Combinative Sliding Mode Control, FCSMC)策略, 进而得到如下模糊滑模控制器:

$$\dot{s} = -G_1 \text{sigmoid}(s) - \text{Fuzzy}K(s, \dot{s})s - G_2 \text{sigmoid}(s) |s|^\alpha \quad (14)$$

$$u = \frac{1}{D} [G_1 \text{sigmoid}(s) + \text{Fuzzy}K(s, \dot{s})s + G_2 \text{sigmoid}(s) |s|^\alpha + hx_2] \quad (15)$$

式中, 模糊滑模控制参数  $\alpha = 0.9$ ,  $h = 1.2$ ,  $G_1 = 1000$ ,  $G_2 = 3.5$ 。

系统稳定性分析:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s\dot{s} = \\ &s[-G_1 \text{sigmoid}(s) - \text{Fuzzy}K(s, \dot{s})s - G_2 \text{sigmoid}(s) |s|^\alpha] \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} \dot{V} &= -\text{Fuzzy}K(s, \dot{s})s^2 - G_1 |s| - G_2 |s|^{\alpha+1} \leq 0 \end{aligned} \quad (17)$$

由 Lyapunov 稳定性判定可得所提出的 FCSMC 在有限时间内渐进收敛, 满足系统可达性条件。

### 3 仿真和实验验证

#### 3.1 仿真结果分析

使用 Matlab/Simulink 搭建 PMSM 控制系统仿真模型, 对比说明设计方法的有效性。同时搭建相应的实验平台验证本文设计的控制方法。所使用的永

磁同步电机各项参数如表 2 所示。

表 2 PMSM 参数

参数	参数值
电压 VDC	24
额定转速/(r/min)	1000
极对数 $P_n$	4
定子电阻 $R_s/\Omega$	0.89
d/q 轴电感 L/mH	0.62
粘滞阻尼 $B/(\text{Nm} \cdot \text{s})$	0.008
转动惯量 $J/\text{kg} \cdot \text{cm}^2$	0.28
永磁体磁链 $\psi_f/\text{Wb}$	0.1827
额定转矩/Nm	0.2

系统采用  $i_d = 0$  的控制方法, 设定参考转速由 0 上升到 600 r/min, 再上升到 1000 r/min, 仿真时间为 0.3 s, 在 0.2 s 时突增 0.2 Nm 负载。

永磁同步电机控制系统框图如图 3 所示。

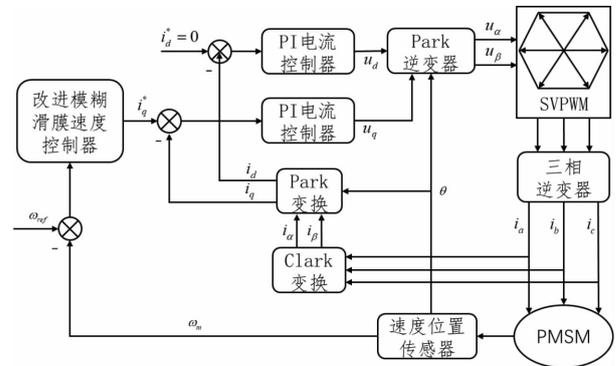


图 3 永磁同步电机系统框图

图 4 为系统转速波形图, 由波形可知 SMC 在 0 ~ 600 r/min 所用时间约为 0.02 s, 动态响应速度较快, 但是系统存在约为 6.5% 的转速超调, 并且在突加 0.2 Nm 负载时系统产生 6.9% 的转速波动; CSMC 消除了系统转速超调量, 转速波动仅有  $\pm 0.15$  r/min, 比传统 SMC 有更强的抗扰动能力, 但是其动态响应速度有明显下降, 0 ~ 600 r/min 所用时间约为 0.05 s。为了保证在提高系统动态响应速度的同时不影响现有的控制性能, 本文提出了 FC-SMC, 由波形可知 FCSMC 明显提升了动态响应速度, 并且保证了原有的控制性能, 提高了系统的鲁棒性, 可以满足调速和变负载的环境需求。

图 5 为 PMSM 控制系统转速波形图, 分别为 SMC、CSMC 以及 FCSMC 转速为 1000 r/min 时的转速波形, 其转速波动范围以及系统稳态误差如表 3 所示。

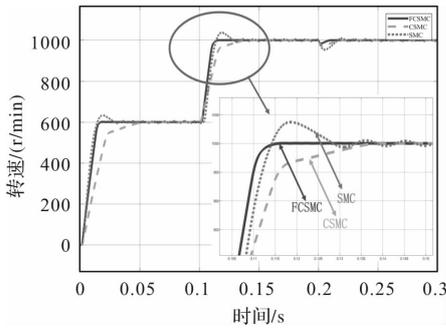


图4 PMSM 控制系统仿真速度对比波形图

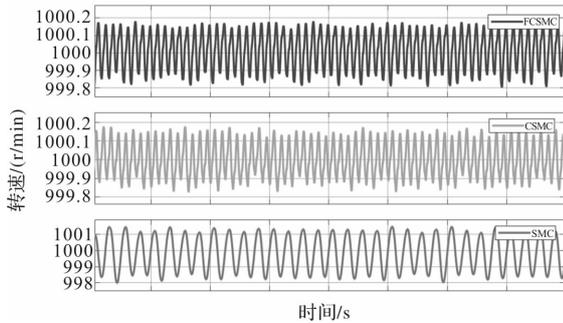


图5 PMSM 控制系统仿真转速 1000 r/min 波形图

表3 系统 1000 r/min 输出数据表

控制器	转速波动	稳态误差	控制性能
SMC	997.8 r/min ~ 1001.5 r/min	0.35 r/min	差
CSMC	999.80 r/min ~ 1000.18 r/min	0.01 r/min	一般
FCSMC	999.84 r/min ~ 1000.16 r/min	0 r/min	好

由表3可知，FCSMC控制相较于SMC转速波动减小了3倍，有效削弱了系统的抖振；提相较于CSMC在控制转速波动和稳态误差方面都有着改善，对于二者的控制性能都有提高了。

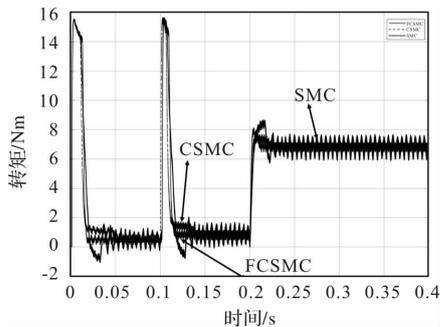


图6 PMSM 控制系统仿真转矩对比波形图

图6为系统SMC、CSMC和FCSMC控制方式下转矩对比波形图。在0.2s时刻突加0.2Nm负载，传统SMC控制存在转矩输出波动较大的问题，从而产生较大的转矩脉动。与传统的SMC相比，

CSMC显著降低了系统的转矩波动，然而却使得系统的动态响应速度变慢。与CSMC相比，FCSMC在确保降低转矩波动的同时，显著提升了系统的响应效率。

图7展示了系统在SMC、CSMC和FCSMC三种控制方式下的三相电流波形。在SMC控制方式下的电流输出存在较大的脉动，表明系统的控制效果不理想。相比之下，CSMC能够有效减小电流输出的脉动，提升了系统的整体控制性能。FCSMC和CSMC相较于SMC而言，对电流的输出性能都有着明显的改善。

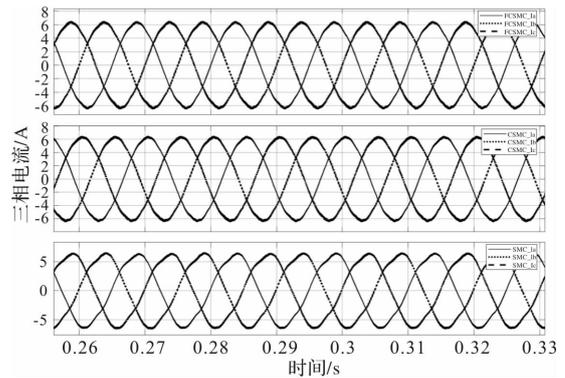


图7 系统三相电流波形图

### 3.2 实验验证分析

图8为控制系统实验平台，其主要包括负载PMSM电机、算法测试PMSM电机、主控芯片和驱动板、扭矩传感器、Simulink上位机等设备，采用TI公司的TMS320F28379做为系统主控芯片，将所设计的模糊滑模控制器模型通过simulink生成代码烧录到核心板中。



图8 实验平台

图9为带0.2Nm负载时，系统变速工况下的实验波形，设定系统转速由0上升到600r/min，再提升到1000r/min。正如仿真中所得到的结论相同，结合后的趋近律会降低动态响应速度，模糊算法的加入可以有效的提高系统的动态响应速度。

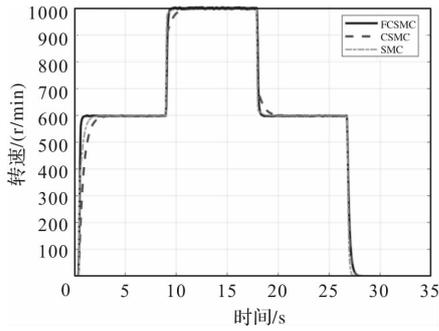


图9 系统 0.2 Nm 负载时调速波形

表4 系统带负载变工况所用时间

控制器	0 ~ 600 r/min	600 ~ 1000 r/min	1000 ~ 600 r/min
SMC	1.9 s	1.2 s	1.6 s
CSMC	2.9 s	2.6 s	2.6 s
FCSMC	0.8 s	0.9 s	0.7 s

由图 10 实验波形可知，CSMC 和 FCSMC 在转速 600 r/min 和 1000 r/min 都能够有效的减小抖振情况，相较于 SMC 有着明显的改善，实验验证效果与仿真效果基本一致。

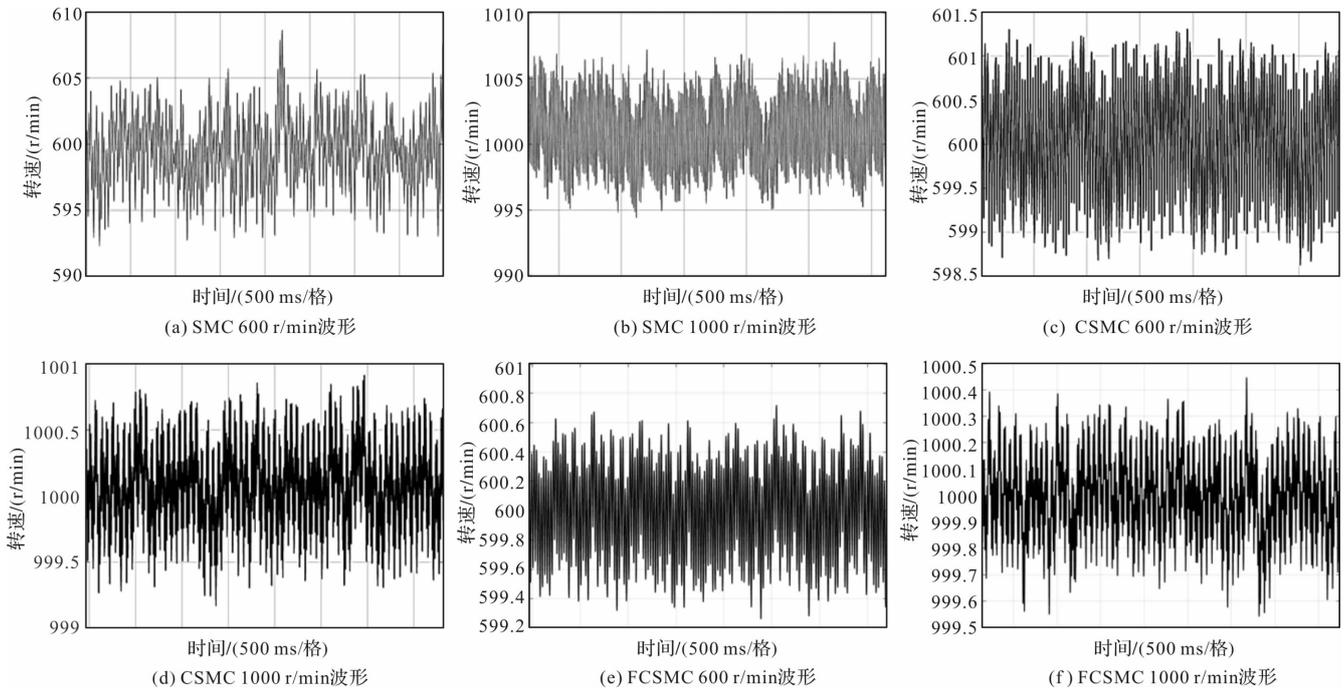


图 10 系统 0.2 Nm 负载时转速波形

表5 系统 0.2 Nm 负载时转速波动

控制器	转速波动	
	600 r/min	1000 r/min
SMC	592.7 r/min ~ 608.3 r/min	994.8 r/min ~ 1007.2 r/min
CSMC	598.7 r/min ~ 601.3 r/min	999.2 r/min ~ 1000.8 r/min
FCSMC	599.3 r/min ~ 600.7 r/min	999.6 r/min ~ 1000.5 r/min

由图 11 实验波形可知，SMC 由于不连续的符号函数导致基波电流发生畸变，从而产生较大的电流谐波，CSMC 相较于 SMC 将不连续的符号函数更改为连续的函数，从而大大减小了电流谐波。FCSMC 和 CSMS 相较于 SMC 而言，都有着明显的改善。

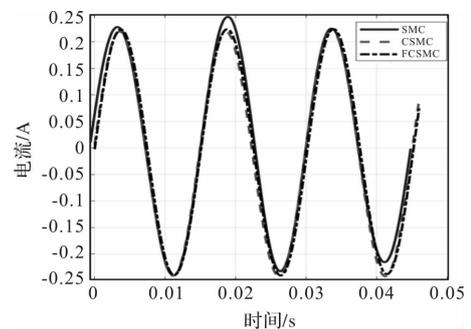


图 11 系统 A 相电流实验波形

### 4 结 语

本文提出了一种结合趋近律的控制方法，改善传统 SMC 控制器的超调量大、抗扰动力弱以及抖振等问题，实现了系统转速无超调启动，但是动态响应速度降低。

根据最初设计的 CSMC 模型，针对其在动态特性上所表现的不足，设计了一种改进型控制器，即

FCSMC。在模糊算法的基础上,对其模糊逻辑进行设计,采用了非均匀态的隶属度函数,从而使输出控制量更精准。与最初的 CSMC 控制器相比,改进后控制器显著提升了系统的动态反应速度,在突加 0.2 Nm 负载时,系统能更迅速地恢复到稳定状态,并显著增强了系统的抗干扰能力。

通过仿真和实验验证,与 SMC 和相比较,CSMC 能实现零超调的启动,并且转速波动由  $\pm 5$  r/min 缩小为 0.5 r/min,减少了系统抖振的问题。与 CSMC 和相比较,FCSMC 提高了动态响应速率,响应时间平均缩短了 1.8 s,平均提升了 220%,同时还增强了系统的抗干扰能力。实验结果验证了该控制策略的有效性。

## 参考文献

- [1] 史俊旭,吴霜,陈致初,等. 电动汽车用扁线异步电机性能分析与计算[J]. 微电机, 2024, 57(04): 52-59.
- [2] 黄煜明,郭新华,李昭代,等. 增程式汽车发电机噪声机理分析与控制[J]. 微电机, 2023, 56(10): 70-76.
- [3] 刘慧博,黄前柱. 基于模型预测控制的永磁同步电机参数辨识[J]. 微电机, 2021, 54(09): 70-77, 100.
- [4] 段超,刘亚静,孙章军,等. 基于线性扩张状态观测器的电流谐波抑制[J]. 微电机, 2022, 55(02): 51-55, 75.
- [5] 陈华杰,郝振洋,向洋,等. 坦克用高压两级式矢量控制策略研究[J]. 微电机, 2021, 54(11): 63-69, 102.
- [6] 韦慧东,王淑芬,张志新. 无零矢量作用的逆变器结构仿真研究[J]. 微电机, 2022, 55(07): 77-82, 112.
- [7] 张锦,李洋洋,唐友亮,等. 参数不确定永磁同步电机有限时间自适应控制[J]. 微电机, 2021, 54(03): 51-55.
- [8] 乔林,刘颖,胡畔,等. 基于遗传算法与模糊 PID 复合控制的电机调速研究[J]. 微电机, 2021, 54(07): 92-98.
- [9] 王茹愿,李昕涛,杨辉,等. 模糊自抗扰优化开关磁阻电机速度环控制策略[J]. 微电机, 2024, 57(03): 19-23.
- [10] 温超,邱楠. 基于新型趋近律和扰动补偿的永磁同步电机滑模调速系统[J]. 微电机, 2024, 57(04): 18-23.
- [11] 陈先福,梁泉,黄新宇,等. 基于新型双滑模结构的永磁同步电机控制策略[J]. 微电机, 2024, 57(02): 41-49.
- [12] 张玉霖,卢涛,菅志军,等. 基于滑模观测器无位置控制的 PWM 整流技术[J]. 微电机, 2023, 56(11): 45-48.
- [13] 唐红雨,沙鸥,许德志. 基于等效滑模的开绕组永磁直线电机控制研究[J]. 微电机, 2022, 55(04): 59-64, 72.
- [14] Hou Q, Ding S. GPIO Based Super-twisting Sliding Mode Control for PMSM[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2020, 68(2): 747-751.
- [15] Junejo A K, Xu W, Mu C, et al. Adaptive Speed Control of PMSM Drive System Based a New Sliding-mode Reaching Law[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(11): 12110-12121.
- [16] Hou Q, Ding S, Yu X, et al. A Super-twisting-like Fractional Controller for SPMSM Drive System[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 69(9): 9376-9384.
- [17] Wang Y Q, Feng Y T, Qin M, et al. Full-order Sliding Mode Observation and Control Strategy for Surface Permanent Magnet Synchronous Motor[J]. Trans. China Electrotech. Soc, 2018, 33(24): 5688-5699.
- [18] 黄庆,黄守道,伍倩倩,等. 基于模糊自抗扰控制器的永磁同步电动机伺服系统[J]. 电工技术学报, 2013, 28(09): 294-301.

# 油田测井无刷直流电机逆变器短路故障诊断及容错控制

叶高<sup>1</sup>, 杨居朋<sup>2</sup>, 梁小兵<sup>2</sup>, 范修伟<sup>1</sup>, 李自成<sup>1</sup>

(1. 武汉工程大学电气信息学院, 武汉 430205; 2. 中国石油集团测井有限公司测井技术研究院, 北京 100200)

**摘要:** 逆变器是无刷直流电机(BLDCM)的重要组成部分, 为了保证电机在油田测井过程中连续可靠的运行, 对逆变器进行故障诊断和容错控制具有重要意义。相对于电压型逆变器开路故障, 短路故障是一种更为严重的故障。由于短路持续时间非常短, 短路故障开关位置很难被检测出来。针对该问题, 本文结合相应的短路保护电路, 提出了一种基于相电流变化规律的无刷直流电机逆变器短路故障诊断方法, 并对故障后的电路采取了相应的容错控制。该方法不需要大量的数据信息, 可以在短路后一个换向周期内实现短路故障开关的定位。仿真结果证明了该诊断方法的有效性。

**关键词:** 无刷直流电机; 油田测井; 逆变器短路; 故障诊断; 容错控制

**中图分类号:** TM36 + 1; TP272 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-6848(2025)05-0033-06

## Short Circuit Fault Diagnosis and Fault-tolerant Control of Brushless DC Motor Inverter for Oilfield Logging

YE Gao<sup>1</sup>, YANG Jupeng<sup>2</sup>, LIANG Xiaobing<sup>2</sup>, FAN Xiuwei<sup>1</sup>, LI Zicheng<sup>1</sup>

(1. School of Electrical and Information Engineering, Wuhan Institute of Technology, Wuhan 430205, China;

2. Logging Technology Research Institute, China National Logging Corporation, Beijing 100200, China)

**Abstract:** The inverter is an important part of the Brushless DC Motor (BLDCM). In order to ensure the continuous and reliable operation of the motor in the oilfield logging process, it is of great significance to carry out fault diagnosis and fault-tolerant control of the inverter. A short-circuit fault is a more serious fault than an open-circuit fault in a voltage inverter. Due to the very short duration of the short circuit, the position of the short circuit fault switch is difficult to detect. In response to this issue, this paper proposed a short-circuit fault diagnosis method for brushless DC motor inverter based on the phase current variation law according to the corresponding short-circuit protection circuit, and adopted the corresponding fault-tolerant control for the faulty circuit. This method does not require a large amount of data information, and can realize the positioning of the short-circuit fault switch within one commutation cycle after the short circuit. The simulation results demonstrated the effectiveness of the proposed diagnostic method.

**Key words:** brushless DC motor; oilfield logging; inverter short circuit; fault diagnosis; fault-tolerant control

## 0 引言

无刷直流电机(Brushless DC Motor, BLDCM)具有转换效率高、功率密度大、控制相对简单等优点, 已成为测井仪器的核心动力单元, 其驱动性能对测井作业的效率至关重要<sup>[1]</sup>。然而, 油气测井工况复杂、环境极端恶劣, 特别是在油气勘探和石油钻井等领域中的随钻测井过程中, 随着钻井的不断深入, 电机的运行环境的温度、压力和介质特性都会发生变化, 而这些地层参数的微小变化都会影响电机负

载的变化, 最终反馈至三相桥逆变电路<sup>[2]</sup>。而逆变器是 BLDCM 控制系统的重要组成部分, 也是驱动系统中最容易发生故障的部分。为了保证 BLDCM 在油气测井过程中持续可靠的运行, 对逆变器的功率开关故障进行诊断和容错控制具有重要意义<sup>[3-4]</sup>。

BLDCM 逆变器开关故障分为开路和短路故障, 目前故障诊断研究侧重于开路故障诊断。在开路故障的情况下, 整个驱动系统不会立即停止工作, 可以带故障继续运行一段时间, 因此可以根据电流、电压信号的时域畸变特征来进行开路故障识别<sup>[5-6]</sup>。

收稿日期: 2024-10-22

基金项目: 中国石油集团测井有限公司开放创新基金(CNLC2022-9C06)

作者简介: 叶高(2001), 男, 硕士研究生, 研究方向为无刷直流电机控制。

通讯作者: 李自成(1977), 男, 教授, 研究方向为电力电子与运动控制。

在短路故障的情况下，会出现短路电流，一般由保护电路直接断开，短路会按照开路诊断进行处理<sup>[7]</sup>。对于 Z 源逆变器和三电平逆变器的短路故障可以通过中性点偏差电压来实现<sup>[8-9]</sup>。另外也有学者提出从谐波频谱时域特征进行短路故障识别，但是对于电压频域信号容易受到 PWM 信号的干扰，降低了诊断结果的准确性<sup>[10]</sup>。

本文基于无刷直流电机驱动原理，提出针对无刷直流电机逆变器的新型故障诊断方法。该方法能够在单个电流周期内精确地识别出短路故障开关的具体位置，并通过仿真验证了该方法的有效性。同时，仿真结果表明短路故障后的容错控制效果。

### 1 无刷直流电机驱动原理

无刷直流电机通常采用双闭环控制策略。其中包括速度环和电流环。速度环旨在控制电机转速，通过比较实际转速与设定转速，使用 PI 控制器调节所需电流值；而电流环则直接控制电机电流，接收速度环的输出，实时检测电机电流值，并通过 PI 控制器调整 PWM 信号占空比以维持电流稳定。基于霍尔换向逻辑，逆变器通过 6 个 PWM 信号驱动电机连续运行。其中整个控制流程如图 1 所示。

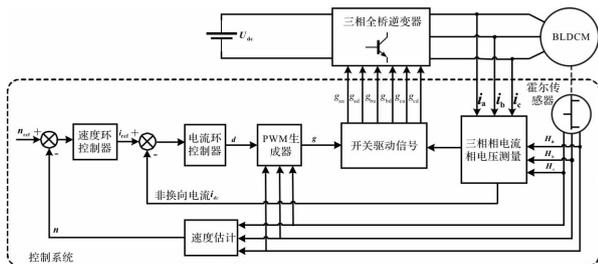


图 1 无刷直流电机双闭环控制框图

逆变器作为无刷直流电机的重要组成部分，其等效电路如图 2 所示。

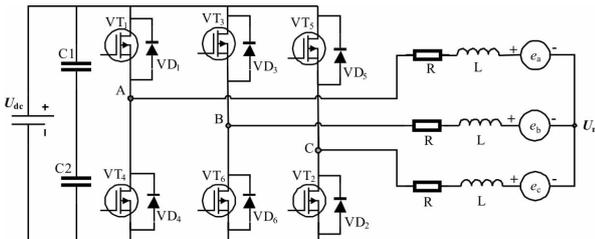


图 2 三相全桥逆变器等效电路图

六个开关管  $VT_1 \sim VT_6$  和六个续流二极管  $VD_1 \sim VD_6$  共同构成一个标准的三相全桥逆变器电路。采用六步换相控制策略的 BLDCM，在其正常运行期间，每次换相时刻仅两个开关管导通，且同一相上

下开关管不能同时导通。在单个开关周期内，六个开关管的导通顺序依次为  $A + B - \rightarrow A + C - \rightarrow B + C - \rightarrow B + A - \rightarrow C + A - \rightarrow C + B -$ 。目前 BLDCM 调速大多采用 PWM\_ON 调制方式，即在  $120^\circ$  导通区间内，各开关管在前  $60^\circ$  采用 PWM 调制，而在后  $60^\circ$  则保持恒通状态的一种调制方式。

### 2 逆变器短路故障分析

为快速应对逆变器开关短路故障，确保逆变器可靠保护并加速电机恢复运行，本文设计了一种新型逆变器故障容错拓扑电路，如图 3 所示。该电路在图 2 所示逆变器架构的基础上增加了 6 个快速熔断器 ( $F1 \sim F6$ )，2 个 MOS 开关管 ( $VT_7, VT_8$ )，2 个续流二极管 ( $VD_7, VD_8$ ) 和三个双向可控开关管 ( $S_A, S_B, S_C$ )。为防止熔断器发生误动作，熔断电流的设定值需高于正常工作下三相导通所产生的最大电流值，本文设置熔断电流为 18A。当逆变器中的任一个开关 ( $VT_1 \sim VT_6$ ) 发生短路故障时，都将触发对应的导通相上下两个熔断器迅速动作，达到断开并保持开路状态，以确保故障电路被有效隔离开。

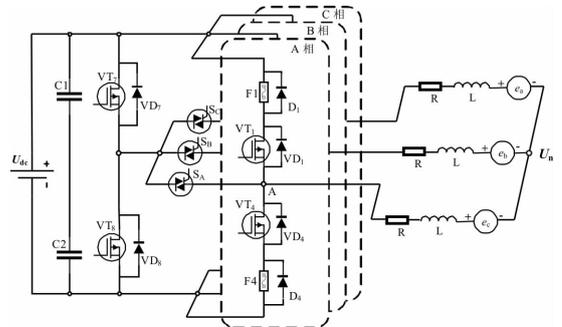


图 3 逆变器故障容错拓扑电路图

在逆变器系统中，单开关发生短路故障的概率通常是最高的。这类短路故障可能源于硬件层面的开关元件短路，也可能由软件控制异常导致的驱动信号短路所引起。短路可能任意时刻发生的，为了深入且具体地分析此类故障，本文以  $B + C -$  换相阶段中发生单管短路为例。假设  $VT_1$  在 1.96 s 时发生短路，保护电路不会立即熔断，会出现三相导通的非正常状态，由于三相导通使电流增大，速度增大。但由于 PI 控制器的调节作用，会使正常导通相的 PWM 占空比为零，既原本正常导通相的电流幅值会减小至零。当运行到  $B + A -$  换向阶段 A 相会发生保护熔断，从而 A 相电流变为零。若  $VT_4$  在 1.96 s 发生短路，则直接导致 A 相短路而熔断。由于 A 相断开，则电机后续阶段将变为开路运行。以此类推，可以观察到其他开关管短路故障后各项的电流变化特征，如图 4 所示。

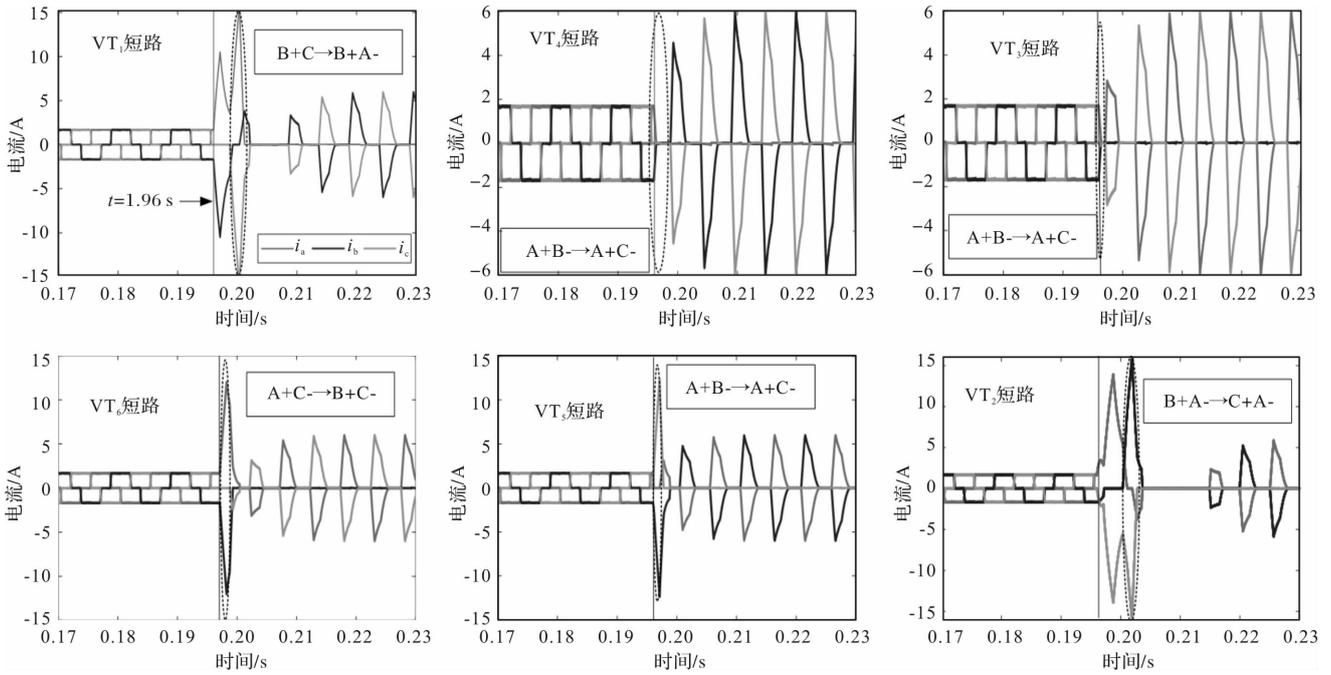


图 4 短路后电流变化特征

根据上述短路电流变化特征，短路故障在逆变器中主要可以划分为两大类，第一类别是开关短路事件发生在同相的另一桥臂开关处于非导通阶段的情形下，该故障会导致逆变器进入一种非正常的三相同步导通状态。第二类别是短路故障发生在同相的另一桥臂开关处于导通状态的情形下，该故障会导致逆变器发生直接短路的现象，在此情形下，由于同一相的上下两个桥臂开关同时处于导通状态，电流将不经过电机而直接通过短路路径流通，导致电流急剧增大。这种直接的短路现象会导致熔断器迅速熔断。

### 3 短路故障诊断算法

逆变器短路故障的一个显著且直接的特征是有短路冲击电流的出现，通过该特征可将直流母线电流作为逆变器短路故障的有效标识。即可以根据直流母线电流的变化来诊断逆变器是否发生了短路故障。为了更精确地定位故障开关，本文根据上述的两类短路故障类型采用不同的诊断算法。其整个诊断流程图如 5 所示。

对于第一类非直接短路故障类型，其特性在于短路发生时会导致非预期路径上的电流异常导通，且此异常电流的幅值呈持续增长态势。因此可以通过监测非导通相电流的变化率及其极性作为辨识故障开关的关键依据。为有效排除正常导通相对故障判断造成的干扰，本文采用基于霍尔效应传感器的导通信号进行筛选的方法。其中三相短路故障电流

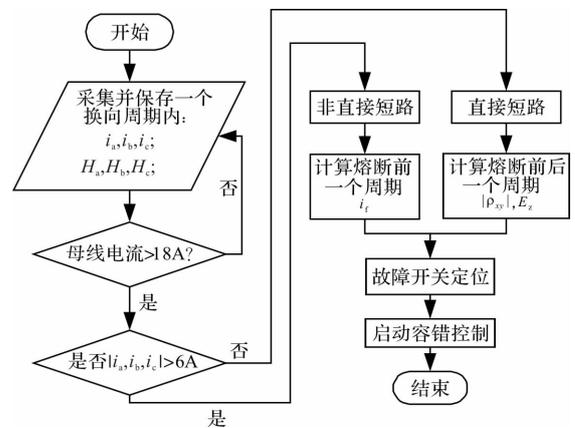


图 5 短路故障诊断流程图

可以表示为：

$$\begin{cases} i_{fa} = \overline{H_a} * i_a \\ i_{fb} = \overline{H_b} * i_b \\ i_{fc} = \overline{H_c} * i_c \end{cases} \quad (1)$$

式中， $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$  分别为实际测得的三相相电流值。六步换相处于正常导通状态时，换向逻辑信号  $H_a$ 、 $H_b$ 、 $H_c$  的取值为 1 或 0，其中 1 表示该相导通，而 0 则表示不导通。通过对换向逻辑信号取非，再与三相电流相乘，可得到非正常导通相故障电流  $i_{fa}$ 、 $i_{fb}$ 、 $i_{fc}$ 。

在无刷直流电机正常运行时，若检测到某相电流为正值，并且该相电流的斜率  $di/dt$  大于零，则表明该相的上桥臂开关发生了短路故障。相反地，如果某一相的相电流值为负值，同时该相电流的斜率  $di/dt$  小于零，则意味着该相的下桥臂开关发生了短

路故障。

对于第二类直接短路故障类型,当短路发生后,由于短路电流过大,通常会导致熔断器迅速熔断,从而将故障部分从电路中隔离出来,此时该故障可

$$|\rho_{xy}| = \frac{\left| \sum_{k=1}^{W_l} i_x(k) \cdot i_y(k) - \frac{1}{W_l} \cdot \sum_{k=1}^{W_l} i_x(k) \cdot \sum_{k=1}^{W_l} i_y(k) \right|}{\sqrt{\sum_{k=1}^{W_l} i_x^2(k) - \frac{1}{W_l} \cdot \left[ \sum_{k=1}^{W_l} i_x(k) \right]^2} \cdot \sqrt{\sum_{k=1}^{W_l} i_y^2(k) - \frac{1}{W_l} \cdot \left[ \sum_{k=1}^{W_l} i_y(k) \right]^2}} \quad (2)$$

式中,  $W_l$  为滑动窗口的长度,被定义为用于捕获和分析一个电流周期内数据样本的固定数量,即一个电流周期的采样次数。其大小为

$$W_l = \frac{60}{n \cdot p \cdot T_s} \quad (3)$$

式中,  $n$  为转速,  $p$  为电机的极对数,  $T_s$  为采样时间。

其相关系数范围在 0~1 之间。在开关处于正常导通状态时,每两相电流之间的相关系数大致维持在 0.5 左右,显示出一定的相关性但非完全相关。然而,当其中一相电流因故障而断开后,剩余两相电流之间的相关系数会显著增大,趋近于 1,表明它们之间的线性关系变得极为紧密。因此可以通过设定相关系数的阈值作为判断故障相的有效依据。当检测到某两相电流间的相关系数超过预设阈值时,即可初步判定与之对应的第三相电流可能存在故障。

另外正常导通时,单相电流极性是正负交替的。因此电流极性可以用电流绝对平均值表示为

$$E_z(k) = \frac{\sum_{k=1}^{W_l} i_z(k)}{\sum_{k=1}^{W_l} |i_z(k)|} \in [-1, 1] \quad (4)$$

在电机正常运行状态下,由于三相电流的自然周期对称性,其绝对平均值理论上均为 0,这反映了三相电流的平衡与稳定。然而,一旦系统发生直接短路后会导致滑动窗口内周期极性会出现非正或非负的电流,此时,电流的绝对平均值将显著偏 0 值,趋近于 1 或 -1。当电流绝对平均值接近 1 时,表示短路前该故障相的上开关处于导通状态,而下开关发生短路故障。相反,若该值接近为 -1,则表示上开关发生了短路故障。

### 4 仿真结果

在 Simulink 上搭建无刷直流电机双闭环仿真模型,对上述故障诊断算法的有效性进行仿真验证。此外本文还通过采集了逆变器单开关短路故障电流数据,对容错电路进行了相应的测试与验证。

以视为开路故障来处理。在开路状态下,故障相将不再导通,其电流值将降为 0。因此可以通过监测三相电流的相关性来判断故障相。由于三相电流具有周期对称性,则相关性系数可以表示为:

#### 4.1 诊断结果

由图 6 可知,无论是非直接短路还是直接短路情形,短路事件后均伴随有明显的冲击电流信号。通过设置冲击电流的阈值为熔断器的熔断电流的大小,当监测到的冲击电流超过阈值 18 A 时,即判定系统发生了短路故障。

对于非直接短路的诊断结果,如图 7 所示,故障电流呈现出明显的特征。即在短路发生时,非正常导通相的电流幅值超过了 6 A。当 VT<sub>1</sub> 发生短路时, A 相电流极性表现为正值,且其电流变化率大于 0,这一特征表明 A 相上桥臂开关存在短路故障;类似地,当 VT<sub>6</sub> 短路时, B 相电流的极性为负,且电流变化率小于 0,则说明 B 相下桥臂开关存在短路故障。

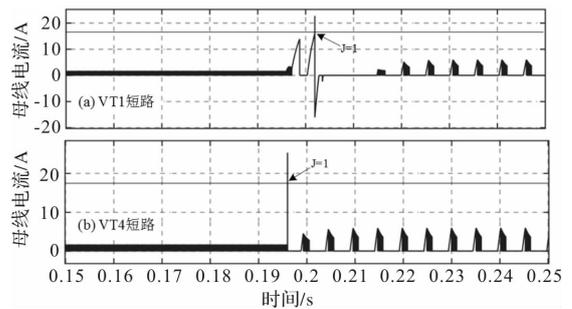
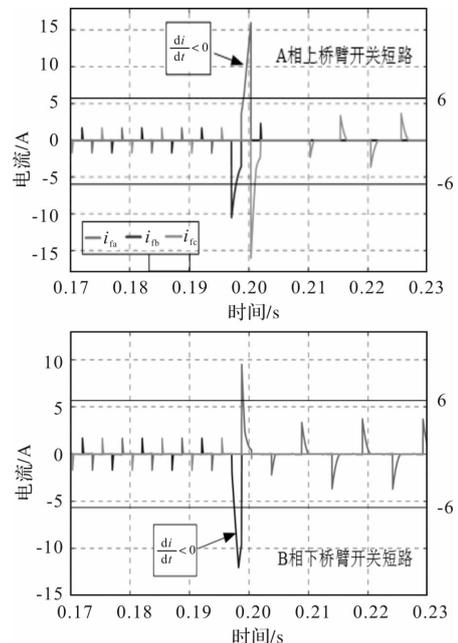


图 6 直流母线电流波形



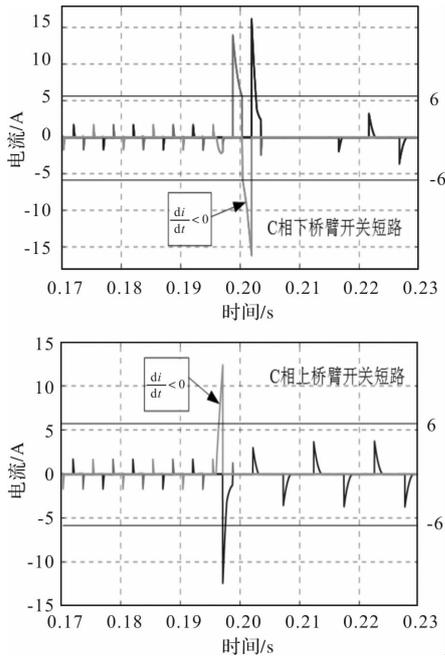


图 7 非直接短路的诊断结果

直接短路的故障诊断结果如图 8 所示。当  $VT_4$  发生短路时, BC 两相之间的相关系数接近 1, 则 A 相发生了开路故障, 此外 A 相电流的绝对平均值接近 1, 则进一步确认出是 A 相下桥臂发生了开路故障。 $VT_3$  的短路诊断结果与此类似, 即通过观察相关系数的接近程度以及特定相电流的绝对平均值来诊断开路故障。

### 4.2 容错控制效果

为验证容错控制效果, 在  $VT_1$  和  $VT_4$  在 0.196 s 短路后进行容错控制, 其波形图如图 9 所示。其中  $VT_7$  和  $VT_8$  分别替代了故障的  $VT_1$  和  $VT_4$ 。由于 A 相因短路已被熔断器隔离, 因此  $S_A$  保持不导通状态, 同时  $S_B$  仅在 B 相有开关管导通时才会导通, 而  $S_C$  仅在 C 相有开关管导通时才导通。其他相开路情况可以以此类推。从图中可以明显看出, 经过容错控制策略的实施, 电机的速度、转矩、电流波形均在大约 0.21 s 时恢复至正常运行状态。

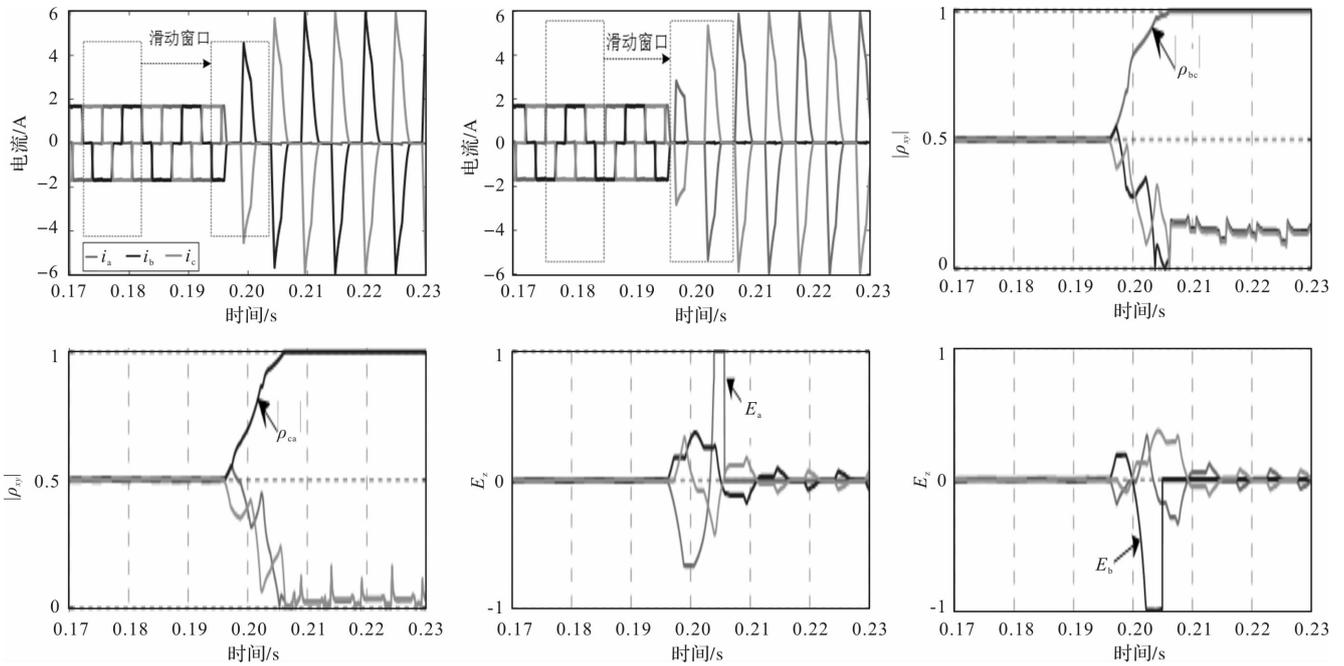
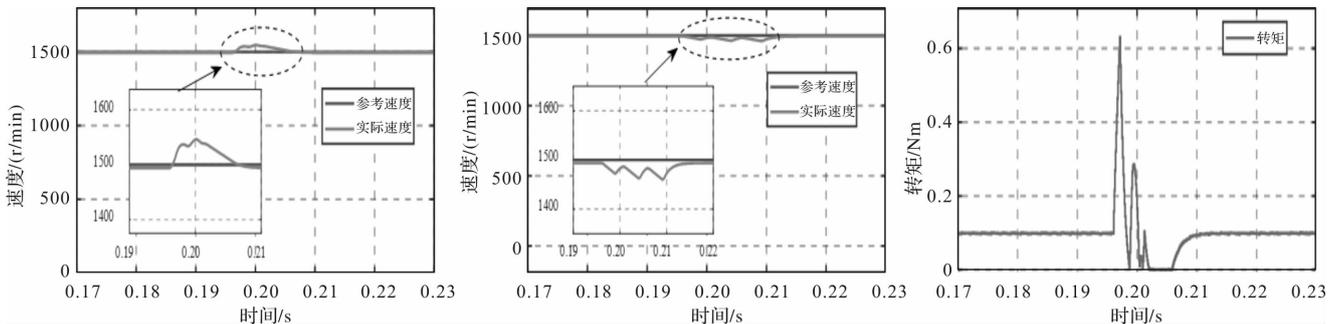


图 8 直接短路的诊断结果



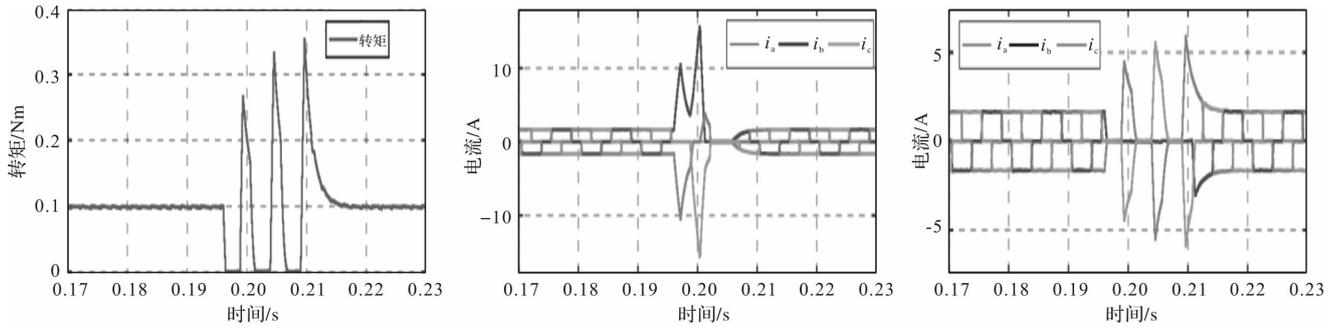


图9 容错控制效果

### 5 结 语

本文基于无刷直流电机的六步换相驱动原理,提出了一种针对逆变器单开关短路的故障精确定位与容错控制策略。该策略结合短路保护电路,通过实时监测直流侧母线电流、三相相电流以及霍尔换向信号,实现了对短路故障开关的快速而准确的检测,仿真实验结果验证了该方法的有效性。该策略不需要进行复杂的数据计算,能够在短路发生后的一个换相周期内迅速锁定故障开关的位置,从而极大简化了传统的人工离线检测流程。此外,一旦检测到短路故障,系统会立即将故障相隔离,并立即启动容错控制机制,以确保电机在石油测井过程中连续稳定运行,这一举措减少了因短路故障而导致的电机停机时间,进一步提升了电机运行的效率,十分有利于在石油测井等极端环境中进行应用。

### 参考文献

[1] 苏社艳, 吴佳炜, 侯军涛, 等. 考虑高温环境的无刷直流电机复合控制驱动系统[J]. 微电机, 2024, 57(5): 23-27.  
 [2] 李自成, 孔庆尧, 曾丽. 基于有限状态模型预测控制的无刷直流电机转矩脉动抑制方法[J]. 微电机, 2020, 53(4): 60-65.

[3] 王宇, 张成糕, 郝雯娟. 永磁电机及其驱动系统容错技术综述[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(01): 351-372.  
 [4] 黄皓然, 张博. 轴承故障工况下无刷直流电机的电感参数计算[J]. 微电机, 2023, 56(10): 1-6.  
 [5] 原敏昕, 尹忠刚, 罗培恩, 等. 基于 MPC 的永磁同步电机驱动系统逆变器 IGBT 开路故障诊断方法[J]. 电气传动, 2023, 53(12): 25-31.  
 [6] 刘陵顺, 李永恒, 葛宝川. 九开关逆变器供电的双 Y 移 30°PMSM 开路故障诊断[J]. 微电机, 2023, 56(5): 47-52.  
 [7] 于海洋, 梅迪, 禹加. 三相两电平逆变器短路故障快速识别算法研究[J]. 科技通报, 2021, 37(03): 40-43.  
 [8] 王梓航, 李磊, 李建明. 三相开环 Z 源逆变器短路故障诊断研究[J]. 计算技术与自动化, 2018, 37(02): 33-37.  
 [9] Anton Kersten, Karl Oberdieck, Andreas Bubert, et al. Fault Detection and Localization for Limp Home Functionality of Three-level NPC Inverters with Connected Neutral Point for Electric Vehicles [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2019, 5(2): 416-432.  
 [10] Ahmad N S, Abdullah A R, Bahari N. Open and Short Circuit Switches Fault Detection of Voltage Source Inverter Using Spectrogram[J]. Conference on Electrical Machines and Systems, 2014, 3(2): 190-199.

## 《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

在线投稿系统: wdj.paperopen.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

国际刊号: ISSN 1001-6848

电话: 029-84276641

# 基于自抗扰滑模的开关磁阻电机转矩控制策略

韩子健<sup>1</sup>, 李昕涛<sup>2</sup>, 薛焱君<sup>1</sup>, 石磊<sup>2</sup>, 王博<sup>1</sup>

(1. 太原科技大学 电子信息工程学院, 太原 030024; 2. 重型机械教育部工程研究中心, 太原 030024)

**摘要:** 针对传统开关磁阻电机结构复杂、调速性能较差、转矩脉动大等问题, 采用了一种基于自抗扰滑模的改进转矩分配函数控制策略, 用滑模趋近律取代非线性状态误差反馈控制律部分, 用正弦型函数取代直线型 TSF, 对开关磁阻电机结构和数学模型进行了优化。通过高转速空载和低转速变负载两种工况下仿真实验, 对比传统 TSF-DITC 和改进后的 SMC-ADRC 的仿真波形图, 可以表明, 本文提出的控制策略转矩脉动系数和系统响应性能都优于传统方案, 提高了系统鲁棒性, 能较好地抑制系统的转矩脉动, 验证了所提策略的可行性和有效性。

**关键词:** 开关磁阻电机; 自抗扰滑模; 转矩分配函数; 直接瞬时转矩控制

中图分类号: TM352; TP273 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2025)05-0039-06

## Torque Control Strategy of Switched Reluctance Motor Based on Active Disturbance Rejection Sliding Mode

HAN Zijian<sup>1</sup>, LI Xintao<sup>2</sup>, XUE Yaojun<sup>1</sup>, SHI Lei<sup>2</sup>, WANG Bo<sup>1</sup>

(1. School of Electronic Information Engineering, Taiyuan University of Science and Technology, Taiyuan 030024, China;

2. Engineering Research Center of Heavy Machinery Ministry of Education, Taiyuan 030024, China)

**Abstract:** To address the issues of complex structure, poor speed regulation performance, and large torque ripple in traditional Switched Reluctance Motor (SRM) systems, an improved torque allocation function control strategy based on self-tuning Sliding Mode (SMC) was proposed. The sliding mode approach was used to replace the nonlinear state error feedback control law in part, and a sinusoidal function was used to replace the linear type Torque Sharing Function (TSF). The structure and mathematical model of the SRM were optimized. Through the simulation experiments under high-speed empty load and low-speed variable load conditions, the simulation waveform diagrams of the traditional TSF-DITC and the improved SMC-ADRC were compared, which showed that the proposed control strategy had better torque ripple coefficient and system response performance than the traditional scheme, improved system robustness, and could effectively suppress the system's torque ripple. The feasibility and effectiveness of the proposed strategy were verified.

**Key words:** switched reluctance motor; self-tuning sliding mode; torque sharing function; direct instantaneous torque control

## 0 引言

开关磁阻电机 (Switched Reluctance Motor, SRM) 因其结构坚固、成本低廉、可靠性高等优点, 在新能源汽车领域得到了广泛应用, 特别是其大启动转矩的特性, 使其在需要快速加速的场合表现出色。然而, SRM 的双凸极结构和开关式励磁方式也带来了一些挑战。在特定条件下, 传统的比例积分 (PI) 控制策略能够满足相应的控制需求, 但由于系统抗干扰能力较低和电机参数难以确定等情况, PI 控制很难达到控制所需的精度。这是因为 PI 控制依赖于精确的数学模型和参数估计, 一旦这些条件发

生变化, 控制效果就会受到影响<sup>[1-6]</sup>。

针对开关磁阻电机普遍存在的转矩脉动较大的情况, 学术界已探索并提出了多种创新的智能控制策略, 包括滑模变结构控制 (SMC)、直接瞬时转矩调控 (DITC)、基于神经网络的控制系统等方法<sup>[7-11]</sup>。文献[12]引入 BP 神经网络相较于传统的 DITC 提高了响应速度, 抑制了不同工况下的转矩脉动, 但是相比于其他方法控制较复杂且存在传统神经网络的一些缺点。文献[13]采用新型滑模趋近律, 并引入状态变量, 有效提升了响应速度同时降低了抖振, 另外设计了自抗扰扩张状态观测器, 提升了电机系统的稳定性, 实现了良好的控制效果。文献[14]介

收稿日期: 2024-11-07, 修回日期: 2025-01-11

作者简介: 韩子健(2000), 男, 硕士研究生, 研究方向为电机控制。

绍了一种融合了粒子群优化模糊 PI 控制与柔性神经网络的综合控制策略,该策略结合了模糊控制理论与 PI 控制的优点,显著增强了系统的鲁棒性能,并能有效减小转矩波动。然而,这一方法需要庞大的数据集来支持柔性神经网络的运算,导致计算过程较为复杂,并对控制器的性能提出了较高的要求。文献[15]建立开关磁阻电机双闭环系统仿真模型,转速环采用自抗扰控制技术并使用模糊控制对其参数实施整定,有效地改善了调速性能,相较于传统 PI 控制具有较好的抗干扰能力,但是未考虑较高转速情况下对系统稳定性的影响。文献[16]通过分析转速波动的机械运动方程,设计了基于参考转矩补偿的开路容错控制算法,以应对开路故障带来的相电流和转矩过大的问题,实现了对转矩故障的诊断,但是适用场景具有一定局限性。

基于上述分析,本文在传统自抗扰控制的基础上,将传统自抗扰中的非线性状态误差反馈控制律(NLSEF)环节替代为滑模趋近结构,有效地提高了系统的转速响应和鲁棒性;另外,采用了转矩分配函数法(TSF)作为开关磁阻电机(SRM)的转矩调控手段,提出了一种基于自抗扰滑模控制开关磁阻电机改进转矩分配控制策略,通过环节优化,可以有效提高系统的响应速度,抑制系统的转矩脉动,增强系统的抗干扰能力。

### 1 SRM 调速系统

本文设计的 SRM 调速系统结构图如图 1 所示,主要模块有滑模自抗扰控制器、直接瞬时转矩控制模块、电流检测模块、位置检测模块、开关磁阻电机和电源等。

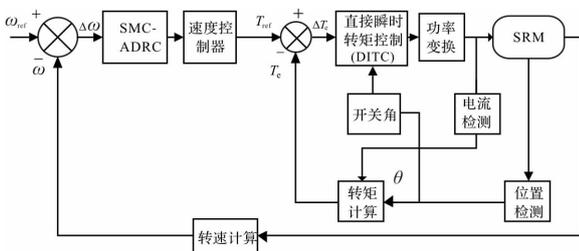


图 1 SRM 调速系统结构图

本系统与传统的 SRM-DITC 系统具有相似性,在速度控制器的调节作用下,能够依据转速偏差计算出所需的参考转矩值。然后,将计算所得的参考转矩与实时转矩值进行对比,以确定两者之间的偏差,并依据当前的位置反馈角度的信息,对控制指令实施相应的调整与优化。在控制系统中,期望的电磁转矩  $T_e$  通过一系列的数学运算被转换成期望电

流值  $i_g$ 。期望电流  $i_g$  与从系统反馈回来的实时电流  $i$  共同构成内环控制的输入信号。在内环中,自抗扰电流控制器发挥作用,它通过对输入信号的处理,计算出所需的脉宽调制(PWM)占空比。这个占空比随后被用于控制 PWM 发生装置,该装置产生相应的不对称半桥电路的控制信号。这些控制信号最终驱动开关磁阻电机的电路,实现对电机的精确调控。在 SRM 的运行过程中,每一相绕组的桥臂均有三种不同的工作状态。

以下是对 6/4 极开关磁阻电机数学模型的详细分析:

#### (1)SRM 电压方程

$$U = Ri + \frac{d\varphi(\theta, i)}{dt} \tag{1}$$

式中,  $U$  为线电压;  $R$  为线电阻;  $i$  为线电流;  $\varphi$  为线磁通量;  $\theta$  为定子间的位置电角度。

#### (2)SRM 电磁转矩方程

$$T_e = \frac{1}{2}i^2 \frac{dL}{d\theta} \tag{2}$$

#### (3)SRM 机械运动方程

$$T_e = J \frac{d^2\theta}{dt^2} + B \frac{d\theta}{dt} + T_L \tag{3}$$

式中,  $J$  为转动惯量;  $B$  为摩擦因数;  $T_L$  为负载转矩。

## 2 SRM 转矩分配控制

由于开关磁阻电机(SRM)具有独特的定子与转子的双凸极构造以及非正弦特性的供电电流,相较于传统的交直流电机,其产生的转矩脉动更为显著。为了降低这种脉动,研究者们通常采用两种主要的转矩控制策略:其一是间接转矩控制,该策略主要调控磁链或电流的大小;其二是直接转矩控制,该策略将瞬时合成转矩作为核心调控对象。在实施直接转矩控制时,首要步骤是根据转子位置角信息结合各相电流或磁链的反馈数据,计算出即时的转矩反馈量。随后,将此反馈量与预先设定的合成转矩指令值进行对比,产生差值信号。结合恰当的换相控制逻辑,就可以直接生成能作用于各相的开关控制指令。本文采取的直接瞬时转矩控制策略,结合了系统实时检测的定子绕组电压、电流值以及转子位置角等关键信息,能通过一系列数学变换,最终实现对磁链数据及瞬时转矩的精确评估与计算。

将预设转速与实际反馈的转速进行差值计算,并经过必要的数学变换,可以得到所需的参考转矩值。随后,计算参考转矩与估算转矩的差值,以及给定磁链与估算磁链之间的差值,对这两个值分别

进行滞环比较处理，依据滞环比较的结果，并结合计算得到的磁链空间角度数据，可以确定开关表的当前输出状态。基于这一状态信息，可以进一步调节功率变换器的输出，从而保障开关磁阻电机能够稳定地运行于预定的工作状态。

### 3 基于自抗扰滑模结构的 SRM-DITC 控制

考虑到 SRM 的结构特性，其磁场分布呈现出高度的非线性。由于采用了开关式换相供电机制，传统的比例-积分-微分 (PID) 控制方法难以充分确保系统的稳定运行和电机的性能发挥。因此，本文在传统的直接瞬时转矩控制 (DITC) 基础上，引入了滑模控制结构，构建了一种包含转速控制外环和转矩控制内环的双闭环控制系统。

双闭环控制中的速度环节通常包含速度反馈、位置反馈与 SMC 控制端三部分。系统通过整定计算，将输入和反馈两部分的转速偏差  $\Delta\omega$  作为滑模输入，参考转矩  $T_{\text{ref}}$  作为输出。

转矩环的构成主要包括转矩滞环控制器以及转矩反馈模块等组件。在双闭环控制结构中，其核心运作原理是将参考转矩与反馈转矩间的偏差值的平方作为性能评价的依据。经由这一控制过程，瞬时转矩得以适时调整，而转矩偏差则可以用于调控功率变换器的工作模式。

#### 3.1 滑模部分设计

滑模控制器因其结构简单且可靠性卓越，而被广泛应用于多种电机控制系统中。随着滑模控制技术的不断升级优化，各类电机的性能指标也得以持续提升。这种控制策略通过持续变换控制变量，可以确保系统状态能够沿着滑模面实现稳定的动态运行，即使突加外部扰动，滑模控制器也能展现出强大的抗干扰能力。

设计 SRM 滑模结构时，可选电机的转速误差为控制变量，令  $i = 1$ ，则可得滑模切换函数为

$$s = x_1 = \omega_{\text{ref}} - \omega \quad (4)$$

对式(4)微分后可得：

$$\frac{ds}{dt} = \frac{d\omega_{\text{ref}}}{dt} - \frac{d\omega}{dt} = -\frac{d\omega}{dt} \quad (5)$$

将 SRM 的机械方程进行数学变换后可得：

$$\frac{d^2\theta}{dt^2} = \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J}(T_e - B\omega - T_L) \quad (6)$$

在滑模控制系统中，系统动态性能的关键影响因素在于趋近律的演变趋势，常用的指数趋近律可表示为

$$\frac{ds}{dt} = -k_1 \text{sgn}(s) - k_2 s \quad (7)$$

式中， $k_1$ 、 $k_2$  为趋近律正系数； $\text{sgn}(s)$  为符号函数。

传统指数趋近律包含等速趋近与指数趋近两个部分，其中，符号函数的变动可能引发系统切换频率的提升，产生显著的系统抖振现象。为缓解由符号函数带来的滞后效应，可以采用平滑曲线对其进行改进。另外，当某种特定工况下，使得系统初状与期望状态二者间存在较大差距时，由于趋近律的开关增益为恒定值，就很可能导致系统响应出现延迟，因此，本文采用了一种改进型的指数趋近律，使得开关增益会随系统状态改变而变化，用函数  $H(x)$  取代传统中的  $\varepsilon$ ，其具体表现形式为

$$\dot{S} = -H(x) \text{sgn}(s) \quad (8)$$

$$H(x) = \frac{1}{(0.5 + \frac{1}{|x|})e^{|s|} + 0.5} \quad (9)$$

将上式与滑模切换函数联立，可以发现，当系统初始状态与预期状态存在较大差异时，趋近律在该工况时，仍然可以实现电机起动，但电机转速会很低，在转速最低点时转速偏差值达到最大。随着系统逐渐接近滑模面，其趋近速度会相应减缓。电机转速达到稳定阶段时，其转速差值微乎其微，这体现出在转速稳定之后，电机的实际运行速度能够极为接近预设的参考值，此时滑模控制停止动作，确保电机可以稳定运行，这表明本文所提出的滑模面设计能够灵活适应各种工况条件，确保系统运行状态维持稳定。联立上式可以得到滑模控制律，即电磁转矩的表达式为

$$T_{\text{ref}} = J[H(x) \text{sgn}(s)] + T_L + B\omega \quad (10)$$

选用李雅普诺夫函数来验证所设计的滑模趋近律的稳定性：

$$V = \frac{1}{2}s^2 \quad (11)$$

对上式求导，可得出系统稳定性条件：

$$\dot{V} = s\dot{s} \quad (12)$$

经计算可得，本文的滑模趋近律满足稳定性条件：

$$\dot{V} = -H(x) \text{sgn}(s) \cdot s \leq 0 \quad (13)$$

说明本文采用的调速控制器能够稳定到达滑模面，即设计的滑模速度控制器是稳定的。

#### 3.2 基于抑制转矩脉动的转矩分配策略

开关磁阻电机有着独特的双凸极结构耦合，这使得其相间电流呈非线性，并且通常会在磁通曲线

的高饱和区域工作。每相电流切换需要一定时间,即使开关磁阻电机的多相绕组按顺序以此通入恒定电流,其瞬时转矩也会发生改变。但是,结合 SRM 的动态特性,采用恰当的优化控制技术可以有效减小 SRM 的转矩脉动。

在 SRM 相绕组切换时刻,若运用传统控制方法来导通与关断相电流,那么导通相所形成的转矩的增长将难以抵消关断相造成的转矩的降低,关断相无法维持恒定转矩。所以,合成的瞬时转矩会远低于预期转矩,在此范围内,转矩脉动的波动较为剧烈。基于这种情况,TSF 策略的目标是合成等同于预期转矩值的输出转矩。传统的 TSF 策略为每个相位的不同转子位置分配预期转矩,并借助转矩/磁通量/电流滞后控制器或者转矩/磁通/电流 PWM 控制等参数来追踪位置闭环控制器或者速度闭环控制器的合成瞬时转矩输出。

设计一种合理 TSF 控制 SRM,可以有效地抑制电机的转矩脉动。典型的 TSF 有直线型 TSF、正弦型 TSF 等,本文采用了改进型 TSF 的直接瞬时转矩控制策略。

#### (1) 直线型 TSF

在一个转子周期内第  $n$  相转矩的表达式为

$$f_n(\theta) = \begin{cases} 0 & 0 \leq \theta \leq \theta_{on} \\ \frac{\theta - \theta_{on}}{\theta_{ov}} & \theta_{on} \leq \theta \leq \theta_{ov} + \theta_{on} \\ 1 & \theta_{ov} + \theta_{on} \leq \theta \leq \theta_{off} \\ 1 - \frac{\theta - \theta_{on}}{\theta_{ov}} & \theta_{off} \leq \theta \leq \theta_{off} + \theta_{ov} \\ 0 & \theta_{off} + \theta_{ov} \leq \theta \leq \tau_r \end{cases} \quad (14)$$

式中,  $\theta_{on}$  为导通角;  $\theta_{off}$  为关断角;  $\theta_{ov}$  为换相重叠角;  $\tau_r$  为周期。

#### (2) 改进型 TSF

本文采用的控制策略可以使各相只产生正的电磁转矩,不产生负电磁转矩,且不管任何时刻,只有一相或相邻的两相绕组导通。

在一个转子周期内第  $n$  相转矩的表达式为

$$f_n(\theta) = \begin{cases} 0 & 0 \leq \theta \leq \theta_{on} \\ \frac{1}{2} \sin^2\left(\frac{\pi}{2} \frac{\theta - \theta_{on}}{\theta_{ov}}\right) & \theta_{on} \leq \theta \leq \theta_{ov} + \theta_{on} \\ 1 & \theta_{ov} + \theta_{on} \leq \theta \leq \theta_{off} \\ 1 - \frac{1}{2} \sin^2\left(\frac{\pi}{2} \frac{\theta - \theta_{on}}{\theta_{ov}}\right) & \theta_{off} \leq \theta \leq \theta_{off} + \theta_{ov} \\ 0 & \theta_{off} + \theta_{ov} \leq \theta \leq \tau_r \end{cases} \quad (15)$$

为使得电机的总转矩恒定并且有效抑制转矩脉动,需满足:

$$\begin{cases} \sum_{n=1}^m f_n(\theta) = 1 & 0 \leq f_n(\theta) \leq 1 \\ T_n(\theta) = T_{ref} f_n(\theta) & n = 1, 2, 3, \dots, m \end{cases} \quad (16)$$

经验证,改进后的 TSF 控制策略满足电机总转矩恒定要求。

## 4 仿真验证及分析

为对本文采用的改进型 SRM-DITC 策略的可行性进行验证,在 Matlab / Simulink 构建仿真模型。为了突显改进的直接转矩控制策略的优势,进行电机空载启动至高转速和低转速下突加负载扰动两种工况的对照实验,分别采用传统 TSF-DITC 控制与改进 DITC 控制策略并对比其转速稳定时间和转矩等主要性能指标,仿真参数如表 1 所示。

表 1 开关磁阻电机参数

参数	参数值
定子转子极数	6/4
额定电压 $U/V$	240
额定功率 $P/kW$	6
对齐电感 $L_{min}/mH$	0.667
未对齐电感 $L_{max}/mH$	23.6
绕组电阻 $R/\Omega$	0.05
转动惯量 $J/(kg \cdot m^2)$	0.02
摩擦因数 $B/(Nm/s)$	0.02

### 4.1 传统控制策略与改进后的 DITC 方案在零负载且高转速启动条件下的表现对比

图 2 与图 3 分别为 SRM 在空载条件下,从电机启动初始时刻直至转速平稳达到 600 r/min 的两种不同方案的转矩以及转速随时间变化的波形图。

观察图 2 和图 3 的数据,可以看出传统 TSF-DITC 控制策略从启动至转速稳定达到 600 r/min 所需时间约为 0.5 秒,其最大转速约为 609 r/min,伴随约 1.5% 的超调量,且转矩脉动幅度在 1 Nm 至 3 Nm 之间。相比之下,本文提出的改进 DITC 策略在约 0.06 秒内即可达到稳定的 600 r/min 转速,其最大转速约为 601 r/min,超调量仅为 0.2% 左右,转矩脉动幅度则显著减小至 0.5 Nm 至 0.85 Nm 之间。通过对比分析,可以确认改进后的 DITC 控制策略不仅响应速度更快,能够迅速抵达额定转速并保持稳定,而且其超调量显著减小,同时亦能有效缓解转矩的脉动现象,从而验证了所提出控制方案的有效性和优越性。

### 4.2 低转速启动时改进方案策略与传统 DITC 策略在突加负载扰动工况下的转速对比

图 4、图 5 分别为给定 SRM 在达到转速 200 r/min 稳定运行后，从 0.2 s 处突加至 10 Nm 负载时的两种方案转矩及转速波形图。

从图 4、图 5 可以看出，相同工况下，在突加相同的负载扰动后，SRM 的传统 TSF-DITC 控制策略

转速下降约为 11.5 r/min，最大转速约为 199 r/min，大约在 0.18 s 达到额定转速，受到扰动后经过 0.07 s 恢复稳定转矩毛刺较多；本文采用的改进型 DITC 控制策略转速下降约为 3.6 r/min，最大转速约为 201.07 r/min，大约在 0.03 s 达到额定转速，受到扰动后经过 0.02 s 恢复稳定，相较于传统控制策略，转矩毛刺少，恢复时间快。

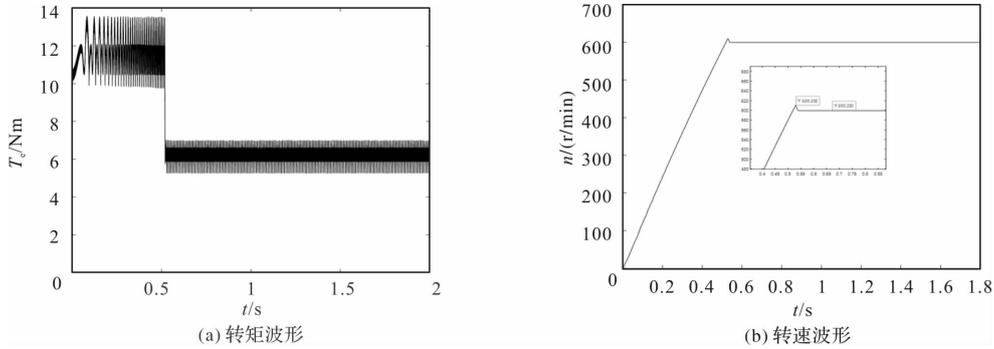


图 2 传统 TSF-DITC 转矩转速波形图

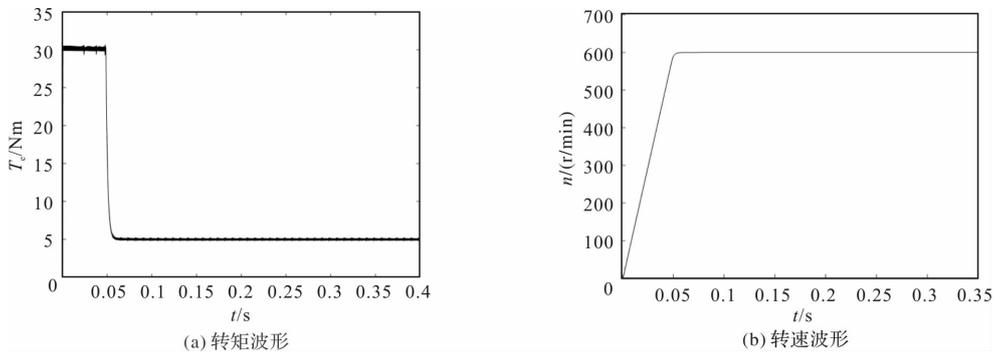


图 3 改进型 DITC 转矩转速波形图

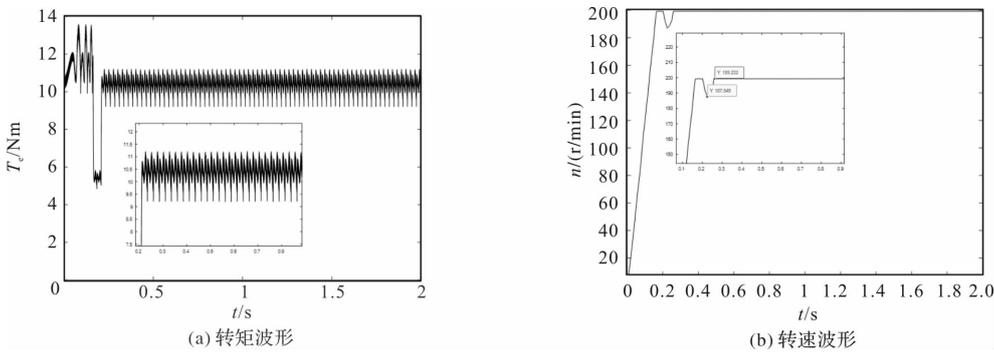


图 4 传统 TSF-DITC 转矩转速波形图

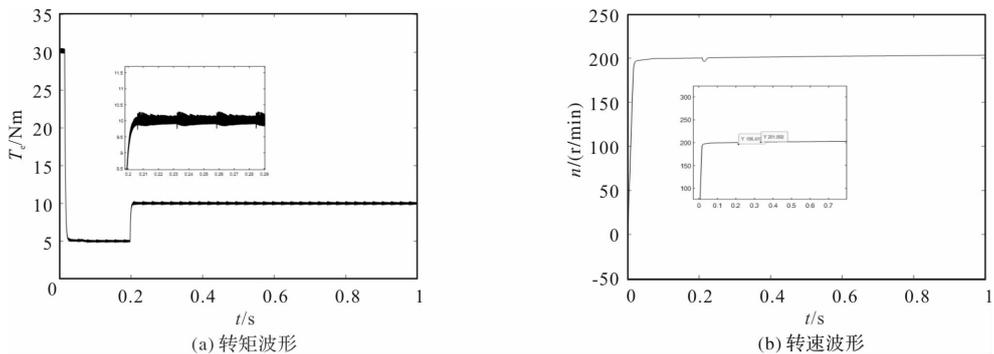


图 5 改进型 DITC 转矩转速波形图

从仿真波形可知，在低转速突加负载扰动的过程中，改进型 DITC 控制策略具有更快的响应速度，抗干扰性能更好，同时有效地抑制了转矩脉动。对比全过程平均转矩，可得传统 TSF-DITC 控制策略的转矩脉动系数约为 0.1818，改进型控制策略的转矩脉动系数约为 0.0588，减少约 32.36%，即改进后的方案在低转速突加负载扰动工况下，转矩脉动较小，与仿真结果一致。

### 5 结 语

本文针对开关磁阻电机(SRM)的转矩控制问题，提出了一种新颖的自抗扰滑模控制为基础的改进型转矩分配函数控制策略。该策略通过整合滑模自抗扰控制来优化转速调节环节，显著缩短了系统的响应时间，使其能够迅速达到并维持额定转速。仿真实验的结果表明，采用正弦化的转矩分配函数对 TSF 控制策略进行改进后，系统转矩脉动得到了有效抑制，增强了系统的抗干扰性能。这一改进在一定程度上缓解了 SRM 内部数学模型复杂度高、构建难度大以及系统参数难以精确确定的问题，不仅提升了系统的响应速度，还赋予了系统较出色的鲁棒性。

### 参考文献

[1] 卿龙, 王惠民, 葛兴来. 一种高效率开关磁阻电机转矩脉动抑制方法[J]. 电工技术学报, 2020, 35(09): 1912-1920.

[2] 李梦茹, 冬雷, 于坤洋, 等. 开关磁阻电机直接转矩控制方法的优化[J]. 微特电机, 2022, 50(11): 16-22, 27.

[3] 胡艳芳, 康智勇, 孙德博, 等. 基于区间分段转矩分配函数的开关磁阻电机转矩脉动抑制[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(10): 54-62.

[4] 马超群, 颜士伟, 毛雨泰, 等. 开关磁阻电机的自抗扰控制策略研究[J]. 微电机, 2021, 54(09): 53-60.

[5] Sun Q, Wu J, Gan C. Optimized Direct Instantaneous

Torque Control for SRMs With Efficiency Improvement[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 68(3): 2072-2082.

[6] Xu B, Zhang L, Ji W. Improved Non-singularFast Terminal Sliding Mode Control With Disturbance Observer for PMSM Drives [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2021, 7(4): 2753-2762.

[7] 朱兆鑫. 基于模糊 PI 的永磁辅助开关磁阻电机直接瞬时转矩控制策略研究[D]. 江西 赣州: 江西理工大学, 2023.

[8] Ye J, Bilgin B, Emadi A. AnExtended-speed Low-ripple Torque Control of Switched Reluctance Motor Drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 30(3): 1457-1470.

[9] 于继飞, 隋先富, 陶明, 等. 基于换相重叠角实时变化的 SRM 转矩脉动抑制控制策略[J]. 电子测量技术, 2023, 46(14): 87-94.

[10] 金爱娟, 刘建鹏, 李少龙. 基于动态换向策略的开关磁阻电机控制方法[J]. 信息与控制, 2022, 51(06): 730-740.

[11] 任萍, 朱景伟, 赵燕, 等. 基于双滑模控制器的开关磁阻电机调速策略[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(11): 4501-4513.

[12] 赵晨, 邓福军. 基于滑模神经网络直接瞬时转矩控制的优化[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(04): 102-109.

[13] 李宗霖, 陈昊, 戚湧, 等. 基于自抗扰滑模控制的开关磁阻电机转矩分配控制策略[J/OL]. 电工技术学报, 2024-09-24.

[14] 杨辉, 李昕涛, 王茹愿, 等. 基于粒子群算法的开关磁阻电机控制系统研究[J]. 微特电机, 2024, 52(04): 65-71.

[15] 王茹愿, 李昕涛, 杨辉, 等. 模糊自抗扰优化开关磁阻电机速度环控制策略[J]. 微电机, 2024, 57(03): 19-23.

[16] 杨辉, 李昕涛, 赵亚涛, 等. 基于 DITC 的开关磁阻电机功率变换器容错控制方法[J]. 微特电机, 2024, 52(06): 62-67.

## 《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

在线投稿系统：wdj.paperopen.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

国际刊号：ISSN 1001-6848

电话：029-84276641

# 基于改进强跟踪无迹卡尔曼滤波的 PMSM 无感控制

江秀红, 孟俊旭, 王 森, 邓 永

(沈阳航空航天大学 电子信息工程学院, 沈阳 110136)

**摘要:** 针对传统无迹卡尔曼滤波(Unscented Kalman Filter, UKF)在电机无传感器控制中的跟踪能力下降和滤波发散问题, 提出了一种融合渐消因子和 Sage-Husa 自适应滤波技术的改进型强跟踪无迹卡尔曼滤波算法(Sage-Husa modified strong tracking Unscented Kalman Filter, SH-MSTUKF)。首先, 在传统 UKF 框架基础上引入渐消因子, 以实现强跟踪效果; 通过对 sigma 点引入渐消因子, 并结合奇异值分解求取 sigma 点, 降低了计算复杂度, 优化了算法运行效率。此外, 结合 Sage-Husa 自适应滤波技术, 实现对系统噪声协方差的自适应调节, 增强电机在中高速运行状态下的动态响应。最后, 通过仿真和实验验证了其有效性。相较于传统 UKF, 所提算法显著提升了系统的动态响应性能和鲁棒性, 降低了估计误差, 并有效抑制了滤波过程中的发散现象。

**关键词:** 永磁同步电机; 无传感器控制; 强跟踪无迹卡尔曼滤波; 渐消因子; 自适应滤波器

中图分类号: TM341; TM351; TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2025)05-0045-07

## Sensorless Control of PMSM Based on Modified Strong Tracking Unscented Kalman Filter

JIANG Xiuhong, MENG Junxu, WANG Miao, DENG Yong

(School of Electronic Information, Shenyang Aerospace University, Shenyang 110136, China)

**Abstract:** To address the issues of diminished tracking capability and filtering divergence in traditional unscented Kalman filters(UKF) for sensorless motor control, an enhanced strong tracking unscented Kalman filter algorithm was proposed, integrating a fading factor with Sage-Husa adaptive filtering technology (SH-MSTUKF). Initially, a fading factor was integrated into the traditional UKF framework to enhance tracking performance; By incorporating a fading factor into the sigma points and employing singular value decomposition for their computation, computational complexity was reduced and algorithm efficiency was optimized. Moreover, the integration of Sage-Husa adaptive filtering technology allows for adaptive adjustments to the system noise covariance, thereby enhancing the motor's dynamic response at medium to high speeds. Finally, the algorithm's effectiveness was confirmed through simulations and experiments. Compared to traditional UKF, the proposed algorithm significantly enhances the system's dynamic response and robustness, reduces estimation errors, and effectively mitigates divergence during the filtering process.

**Key words:** permanent magnet synchronous motor; sensorless control; strong tracking unscented Kalman filter; fading factor; adaptive filter

## 0 引言

永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)具有结构简单、效率高、体积小等特点, 已在新能源汽车动力系统中得到了广泛应用<sup>[1-5]</sup>。PMSM 的高精度和高效率控制一般需要依靠机械式传感器来获取电机转子的位置和速度信息。而霍尔传感器等位置传感器往往会带来电机体积增大、成本提升以及抗干扰能力下降等诸多问题。无

传感器控制技术因其独特的优势, 逐渐成为众多研究者关注的焦点。

无传感器控制常见的有滑模观测器法<sup>[6]</sup>、模型参考自适应法(MARS)<sup>[7]</sup>、龙伯格观测器法<sup>[8]</sup>、扩展卡尔曼滤波法(EKF)<sup>[9]</sup>等。

EKF 作为一种系统状态预测算法, 具有电机转子位置追踪能力, 在处理噪声方面也表现出色, 尤其适用于 PMSM 高速运行场景下的精确控制。EKF 通过泰勒展开对非线性系统模型进行线性近似, 将

收稿日期: 2024-08-21, 修回日期: 2025-03-01

基金项目: 辽宁省教育厅重点攻关项目(JYT2020160)

作者简介: 江秀红(1977), 女, 博士, 教授, 硕士生导师, 研究方向为电机伺服控制、电子系统可靠性分析与健康管理。  
孟俊旭(1999), 男, 硕士研究生, 研究方向为电机伺服控制。

获得的雅可比矩阵运用在卡尔曼滤波框架内, 来实施状态估计。因 EKF 仅考虑了泰勒一阶项, 当系统非线性程度较高时, 可能引入较大的误差, 并且雅可比矩阵的求解也较为复杂, 降低了系统稳定性。

无迹卡尔曼滤波(UKF)利用无迹变换代替泰勒线性化, 在估算精度上要优于 EKF<sup>[10]</sup>。然而实际应用中, 工况往往十分复杂, 当系统状态发生突变时, 无论是 UKF 还是 EKF 的估算精度都会变差, 进而可能导致滤波器发散。文献[11]提出了一种引入渐消因子的强跟踪滤波器(Strong Tracking Filter, STF), 具有跟踪能力强, 鲁棒性好等特点, 但 STF 算法的估算精度却不太理想。文献[12]将 STF 与 UKF 进行融合, 提出了一种强跟踪无迹卡尔曼滤波算法(strong tracking Unscented Kalman Filter, STUKF), 估算精度以及抗扰能力有了进一步提升。但在上述研究中, 无论是 UKF 还是 STUKF 都将系统噪声设为定值, 这与实际应用场景的噪声变化特性不符, 且它们过于繁琐的计算可能影响系统稳定性。因此, 如何准确地描述和处理系统噪声以及降低算法复杂度仍是值得研究的问题。

本文对 PMSM 的无感传感器控制展开研究, 聚焦强跟踪无迹卡尔曼滤波算法进行优化和提升。在强跟踪算法中引入渐消因子, 并针对系统噪声与实际应用情况不一致的问题, 结合 Sage-Husa 自适应滤波技术实现对系统噪声的次优估计。此外, 针对算法计算复杂的问题, 对 STUKF 算法进行了优化, 在保证估算精度的同时降低计算量。最后, 通过仿真验证和硬件测试, 证明了本文所提算法在 PMSM 无传感器控制中可有效提高估计精度和稳定性。

## 1 无迹卡尔曼滤波算法

UKF 是一种基于卡尔曼滤波框架的滤波算法, 通过对高斯分布的先验状态进行无迹变换来提高状态估计的准确性, 在非线性系统中应用广泛。

无迹变换过程中, 对于 sigma 点集的采样十分关键。常用的采样策略有单形采样和对称采样, 本文采用对称采样策略。

首先, 对非线性函数进行 UT 变换计算 sigma 点,  $n+1$  个采样点如式(1)所示:

$$\begin{cases} x^{(0)} = \hat{x} \\ x^{(i)} = \hat{x} + (\sqrt{(n+\lambda)P})_i, i = 1: n \\ x^{(i)} = \hat{x} - (\sqrt{(n+\lambda)P})_i, i = n+1: 2n \end{cases} \quad (1)$$

式中,  $n$  为状态维数,  $(\sqrt{(n+\lambda)P})_i$  为  $(n+\lambda)P$  的均方根的第  $i$  列。

各采样点的权重为

$$\begin{cases} W_m^{(0)} = \frac{\lambda}{n+\lambda} \\ W_c^{(0)} = \frac{\lambda}{n+\lambda} + (1-\alpha^2+\beta) \\ W_m^{(i)} = W_c^{(i)} = \frac{1}{2(n+\lambda)}, i = 1: 2n \\ \lambda = \alpha^2(n+k) - n \end{cases} \quad (2)$$

$$\lambda = \alpha^2(n+k) - n \quad (3)$$

式中,  $m$  为均值;  $c$  为协方差;  $i$  为第  $i$  个采样点;  $W_m^{(i)}$  为均值权重系数,  $W_c^{(i)}$  为方差权重系数;  $\lambda$  为缩放因子;  $\alpha$  作为点集的分布状态, 常在  $(0.0001, 1)$  之间取值;  $k$  为自由参数, 高斯状态下, 系统为单变量时  $k$  取 2;  $\beta$  须为非负数才能减少或消除高阶所产生的系统动差, 高斯状态下  $\beta$  取 2 较合适。

sigma 点确定后, 接着进行状态估计。

(1) 初始化状态  $x_0$  与协方差矩阵  $P_0$  为

$$x_0 = E(x_0)$$

$$P_0 = E(x_0 - \hat{x}_0)(x_0 - \hat{x}_0)^T \quad (4)$$

(2) 根据式(1)~(2)计算 sigma 点及其权重, 代入非线性状态方程得出新的 sigma 点, 以及下一时刻的状态估计为

$$\chi_{k-1} = [\hat{x}_{k-1}, \hat{x}_{k-1} + (\sqrt{(n+\lambda)P_{k-1}})_i, \hat{x}_{k-1} - (\sqrt{(n+\lambda)P_{k-1}})_i] \quad (5)$$

$$\chi_{k|k-1} = f(\chi_{k-1}) \quad (6)$$

$$\hat{x}_{k|k-1} = \sum_0^{2n} W_m^{(i)} \chi_{i,k|k-1} + q_{k-1} \quad (7)$$

式中,  $f()$  为非线性状态方程;  $\chi_{i,k|k-1}$  为  $\chi_{k|k-1}$  的第  $i$  列向量;  $q_{k-1}$  为系统噪声。

(3) 计算状态预测协方差为

$$P_{k|k-1} = \sum_0^{2n} W_c^{(i)} (\chi_{i,k|k-1} - \hat{x}_{k|k-1})(\chi_{i,k|k-1} - \hat{x}_{k|k-1})^T + Q \quad (8)$$

式中,  $Q$  为系统噪声协方差。

(4) 根据一步预测得到的预测状态值  $\hat{x}_{k|k-1}$ , 再次使用 UT 变换产生一组新的 sigma 点集, 并进行量测预测更新

$$\chi_{klk-1}^* = [\hat{x}_{klk-1}, \hat{x}_{klk-1} + (\sqrt{(n+\lambda)P_{klk-1}})_i, \hat{x}_{klk-1} - (\sqrt{(n+\lambda)P_{klk-1}})_i] \quad (9)$$

$$y_{klk-1} = h(\chi_{klk-1}^*) \quad (10)$$

$$\hat{y}_k = \sum_0^{2n} W_c^{(i)} y_{i,klk-1} \quad (11)$$

式中,  $h()$  是非线性观测方程; 同理  $y_{i,klk-1}$  为  $y_{klk-1}$  的第  $i$  列向量。

(5) 计算量测协方差矩阵与状态互协方差矩阵

$$P_{yy,k} = \sum_0^{2n} W_c^{(i)} (y_{i,klk-1} - \hat{y}_k)^T + R \quad (12)$$

$$P_{xy,k} = \sum_0^{2n} W_c^{(i)} (\chi_{i,k|k-1} - \hat{x}_k)^T (y_{i,klk-1} - \hat{y}_k) \quad (13)$$

式中,  $R$  为量测噪声协方差。

(6) 计算滤波增益, 并对状态估计值  $x_k$  与误差协方差  $P_k$  进行更新

$$K_k = P_{xy,k} / P_{yy,k} \quad (14)$$

$$x_k = \hat{x}_k + K_k (y_k - \hat{y}_k) \quad (15)$$

$$P_k = P_{klk-1} - K_k P_{xy,k} K_k^T \quad (16)$$

## 2 改进型强跟踪无迹卡尔曼滤波算法

### 2.1 强跟踪无迹卡尔曼滤波算法

强跟踪卡尔曼滤波 (STF) 的理论是在 EKF 算法的基础上, 通过在  $P_{klk-1}$  引入渐消因子, 实现了对增益矩阵  $K_k$  的实时调整<sup>[13]</sup>。

STF 的设计遵循两个条件:

(1) 状态估计的协方差最小。

$$E[(x_0 - \hat{x}_0)(x_0 - \hat{x}_0)^T] = \min;$$

(2) 不同时刻的残差序列相互正交。

$$E(\varepsilon_{k+j}\varepsilon_k^T) = 0, k = 1, 2, \dots; j = 1, 2, \dots。$$

式中,  $\varepsilon_k$  为  $k$  时刻的残差,  $\varepsilon_k = y_k - \hat{y}_k$ 。

上述两个条件是强跟踪滤波的充分条件, 因为当模型匹配准确且系统状态良好时, 滤波器可以同时满足条件(1)(2), 这个状态下系统估算准确。若模型匹配不准确时, 滤波器仍然可以满足条件(1), 但是条件(2)需要通过强跟踪的作用来达成, 即通过在  $P_{klk-1}$  中引入渐消因子  $\lambda_k$  来实时调整增益矩阵  $K_k$ , 使残差序列仍可以保持正交。

根据下式计算渐消因子:

$$\lambda_k = \max\left(1, \frac{\text{tr}[N_k]}{\text{tr}[M_k]}\right) \quad (17)$$

式中,  $\text{tr}[\ ]$  为矩阵的迹。

传统的 STF 算法中  $N_k$ ,  $M_k$  的求解需要计算由非线性方程线性化求得的雅可比矩阵, 为避免繁琐计算导致的算法估计精度不理想的问题, 可将 UT 变换理论引入强跟踪滤波器<sup>[14]</sup>, 得到强跟踪无迹卡尔曼滤波 (STUKF)

基于 UT 变换理论的 STF 等价表达式为

$$\begin{cases} N_k = V_k - \beta R \\ M_k = P_{yy,k} - R \end{cases} \quad (18)$$

式中,  $\beta$  为弱化因子, 一般  $\beta \geq 1$ ;  $V_k$  为残差序列的协方差矩阵, 可由式(17)求得:

$$V_k = \begin{cases} \varepsilon_1 \varepsilon_1^T & k = 1 \\ \frac{\rho V_{k-1} + \varepsilon_k \varepsilon_k^T}{1 + \rho} & k > 1 \end{cases} \quad (19)$$

式中,  $\rho$  为遗忘因子, 一般  $0 \leq \rho \leq 1$ 。

获得渐消因子  $\lambda_k$  后, 重新求得  $P_{klk-1}$

$$P_{klk-1} = \lambda_k \sum_0^{2n} W_c^{(i)} (\chi_{i,k|k-1} - \hat{x}_{k|k-1})^T + Q \quad (20)$$

根据估计值  $\hat{x}_{klk-1}$  与引入渐消因子之后的协方差  $P_{klk-1}$ , 按照式(9)~(11)重新量测预测更新, 在  $P_{yy,k}$  中也引入渐消因子, 即:

$$P_{yy,k} = \lambda_k \sum_0^{2n} W_c^{(i)} (y_{i,klk-1} - \hat{y}_k)^T + R \quad (21)$$

当参数突变时, 观测误差  $y_k - \hat{y}_k$  将增大,  $\lambda_k$  与  $P_{yy,k}$  也会随之增大, 而卡尔曼增益  $K_k$  会变小, 状态估计值  $x_k$  中  $\hat{x}_k$  占比将增大, 观测误差  $y_k - \hat{y}_k$  占比减小, 从而避免参数突变导致的发散, 增强算法的稳定性。

接着, 根据式(14)求出卡尔曼增益  $K_k$ , 并按照式(15)~(16)进行状态变量  $x_k$  与协方差  $P_k$  的更新。

### 2.2 STUKF 算法的优化

相较于 UKF, STUKF 增加了一次 UT 变换计算渐消因子  $\lambda_k$ , 增加了计算量。可在 sigma 点引入渐消因子来减少无迹变换的次数。

根据式(5)将 sigma 点集表示为

$$\chi_k = [X_1, X_2, X_3] \quad (22)$$

根据估计值  $\hat{x}_k$  与引入渐消因子之后的协方差  $P_{klk-1}$  求取对应的 sigma 点集时, 因为  $P_{klk-1}$  只是乘以一个  $\lambda_k$ , 对 sigma 点集的选取可以利用式(1), 新的 sigma 点集为

$$\gamma_k = [X_1, \sqrt{\lambda_k} X_2 + (1 - \sqrt{\lambda_k}) X_1, \sqrt{\lambda_k} X_3 + (1 - \sqrt{\lambda_k}) X_1] \quad (23)$$

这样, 对已经选择的 sigma 点引入渐消因子  $\lambda_k$ , 无需重新进行 cholesky 分解, 减少了 UT 变换的次数, 降低了计算复杂度。

此外, 在 STUKF 中, sigma 点的求取需要将协方差矩阵 cholesky 分解成上三角矩阵及其转置矩阵。cholesky 分解要求  $P_{klk-1}$  正定, 然而观测粗差及状态模型扰动等都会使  $P_{klk-1}$  失去正定性, 此时可以利用奇异值分解 (SVD) 来求取 sigma 点, 如式(24)所示:

$$\sqrt{P} = U \Sigma V^T \quad (24)$$

式中,  $P$  为待分解矩阵,  $U$  和  $V$  为两个正交矩阵,  $\Sigma$  为对角矩阵。

将式(24)代入式(1)得:

$$\begin{cases} x^{(0)} = \hat{x} \\ x^{(i)} = \hat{x} + (\sqrt{(n+\lambda)}U\sqrt{\Sigma})_i, i = 1:n \\ x^{(i)} = \hat{x} - (\sqrt{(n+\lambda)}U\sqrt{\Sigma})_i, i = n+1:2n \end{cases} \quad (25)$$

### 2.3 噪声自适应估计器

Sage-Husa 估计器能实时地自适应估计和修订噪声及其协方差, 可有效抑制滤波过程中的发散现象<sup>[15]</sup>。

一般非线性系统可表示为

$$\begin{cases} x_k = f(x_{k-1}) + w_{k-1} \\ z_k = h(x_k) + v_k \end{cases} \quad (26)$$

式中,  $x_k$  和  $z_k$  分别为状态向量和量测向量;  $w_k$  和  $v_k$  分别为系统噪声和量测噪声。

采用 Sage-Husa 估计器对系统噪声协方差  $Q_k$  与系统噪声  $w_k$  的均值  $q_k$  进行估计:

$$E[w_k] = q_k \quad (27)$$

$$E[w_k w_j^T] = \begin{cases} Q_k & k = j \\ 0 & k \neq j \end{cases} \quad (28)$$

$$q_k = \frac{1}{k} \sum_{j=1}^k [x_{j|j} - f(x_{j-1|j-1})] \quad (29)$$

$$Q_k = \frac{1}{k} \sum_{j=1}^k \{ [x_{j|j} - f(x_{j-1|j-1}) - q]^T [x_{j|j} - f(x_{j-1|j-1}) - q] \} \quad (30)$$

Sage-Husa 估计器采用指数加权法, 对不同时间点的系统噪声乘以不同的加权系数, 实现对系统噪声的最优估计, 保持估计的准确性和滤波器的稳定性。

采用 Sage-Husa 估计器对 STUKF 算法进行优化, 得到适用于时变噪声环境下的非线性系统的自适应滤波方法, 有效应对噪声的时间变化特性。

系统噪声估计值  $Q_k$  与均值  $q_k$  通过递推可得:

$$Q_k = (1 - d_k)Q_{k-1} + d_k [K_k \epsilon_k \epsilon_k^T K_k^T + P_k] - \sum_0^{2n} W_c^{(i)} (\chi_{i,k|k-1} - \hat{x}_k)(\chi_{i,k|k-1} - \hat{x}_k)^T \quad (31)$$

$$\begin{aligned} q_k &= (1 - d_k)q_{k-1} + d_k \\ &[\hat{x}_k - \sum_0^{2n} W_m^{(i)} \chi_{i,k|k-1}] \end{aligned} \quad (32)$$

式中,  $d_k = (1 - b)/(1 - b^{k+1})$ ,  $b$  为遗忘因子, 取值 0.95。

由于系统噪声和测量噪声均未知, 次优 Sage-Husa 估计器在同时估计这两种噪声时存在局限性。本研究将测量噪声假设为恒定或已知, 专注于对系统噪声的自适应调节, 提出一种 SH-MSTUKF 算法。

### 2.4 SH-MSTUKF 算法实现流程

SH-MSTUKF 算法的流程如图 1 所示。

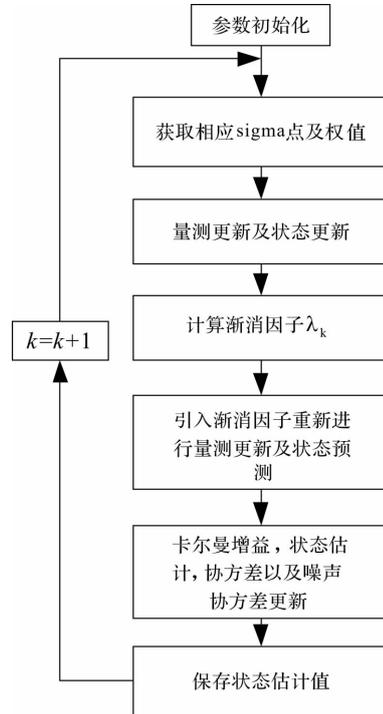


图 1 SH-MSTUKF 算法逻辑流程图

步骤 1: 对系统状态初始化。

步骤 2: 由式(1)获取相应 sigma 点, 并根据式(2)~(3)计算出权值  $W_m^{(i)}$  与  $W_c^{(i)}$ 。

步骤 3: 通过式(4)~(12)进行未引入渐消因子前的量测更新与状态更新。

步骤 4: 由(17)~(19)计算渐消因子。

步骤 5: 根据式(20)将渐消因子引入后重新求得  $P_{k|k-1}$ , 再进行引入后的量测更新, 除了在  $P_{k|k-1}$  中引入渐消因子, 根据式(21)在  $P_{yy,k}$  中也同时引入渐消因子。

步骤 6: 按照式(13)重新计算  $P_{xy,k}$ 。

步骤 7: 按照式(14)~(16)进行卡尔曼增益  $K_k$ , 状态变量  $x_k$  与协方差  $P_k$  的更新。

步骤 8: 通过式(31)~(32)进行系统噪声估计值  $Q_k$  与均值  $q_k$  的自适应。

步骤 9: 输出  $k$  时刻的状态估计值, 并将更新的状态估计值与误差协方差作为下次预测的初值, 不断重复上述步骤直至结束。

### 3 仿真结果

在 Matlab/Simulink 中搭建 PMSM 无感控制矢量模型，仿真时间为 0.5 s，PMSM 仿真原理图如图 2 所示，包含 PI 控制、Clark 变换、Park 变换、SVPWM 脉宽调节、逆变器驱动模块，以及 SH-MSTUKF 模块。表 1 中列出了仿真中所采用的 PMSM 参数。通过仿真实验对比 SH-MSTUKF 与其他算法的估计精度，评估所提的算法在 PMSM 的速度与转子位置跟踪方面的性能。

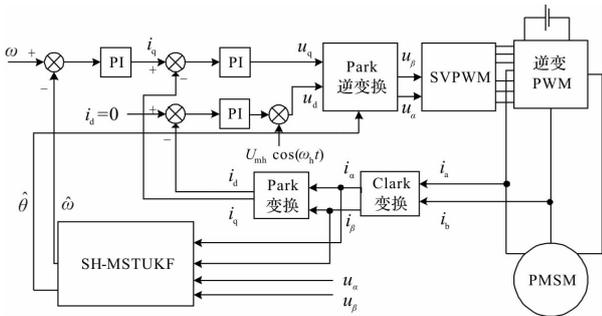


图 2 基于 SH-MSTUKF 的 PMSM 无传感器控制原理图

表 1 PMSM 参数

参数	参数值
额定电压 $U/V$	300
$d$ 轴电感 $L/mH$	8.5
$q$ 轴电感 $L/mH$	8.5
定子电阻 $R_s/\Omega$	2.85
转动惯量 $J/(kg \cdot m^2)$	0.0008
永磁体磁链 $\psi/Wb$	0.175
摩擦系数	0.0001
极对数	4

如图 3 所示，电机空载起动，参考速度设定为 200 r/min，0.1 s 时参考速度跃迁至 1000 r/min。图 4 为三种算法的速度误差，电机空载起动后三者都会产生超调量，其中 SH-MSTUKF 的速度最大超调量为 7.57 r/min。而 STUKF、UKF 的速度最大超调量分别为 13 r/min 和 38 r/min，随后三者速度保持稳定，在 0 左右波动，SH-MSTUKF 最大静态误差为 3.7 r/min。三种算法的跟踪能力差异不大。但在系统加速至 1000 r/min 时，采用 SH-MSTUKF 算法的估计表现出显著优势：加速区间的速度最大超调量为 126 r/min，而 STUKF、UKF 的速度最大超调量分别为 270 r/min 与 502 r/min。最后保持稳定，SH-MSTUKF 的最大稳态误差为 3.6 r/min。由此可知 SH-MSTUKF 的转速估计与实际值之间的偏差更小，响应时间更短，超调量亦有所降低。

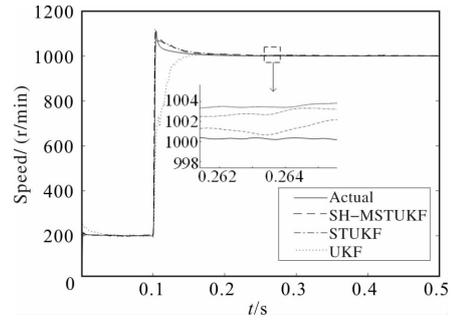


图 3 仿真电机转速实际值与估计值

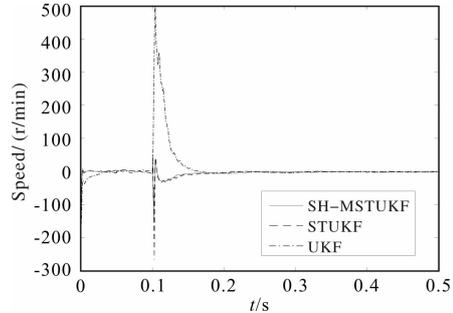


图 4 仿真电机速度误差

图 5 为电机转子位置实际值与估计值的对比，SH-MSTUKF 估算出的永磁体位置的稳定误差约为 0.009 rad，而 STUKF、UKF 的稳定误差约为 0.03 rad 和 0.06 rad，如图 6 所示。这表明 SH-MSTUKF 算法在应对电机速度快速变化时，具有更优的动态性能和估计准确性。

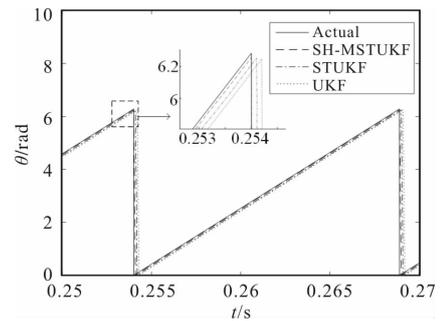


图 5 仿真电机转子位置实际值与估计值

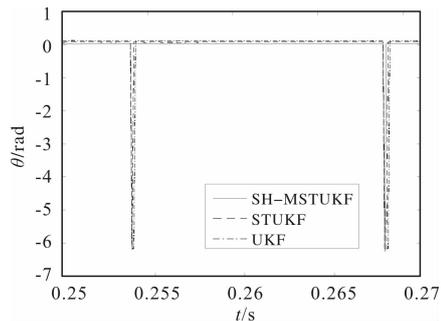


图 6 仿真电机转子位置误差

为评估算法在承受突发负载变化时的估计精度，电机空载起动，参考速度设定为 1000 r/min，在仿

真时间达到 0.2 s 时加入 10 Nm 的负载。如图 7 所示，在施加突变负载的情况下，SH-MSTUKF 算法转速波动抑制方面表现更为出色：对系统的实际速度的跟踪能力更强，动态响应更快，稳定性更佳。

图 8 为三种算法在加负载时的仿真电机输出转矩，SH-MSTUKF 相比其他两种算法，在转矩输出方面，转矩脉动有所降低，稳态性能良好，在 0.2 s 突加负载时，能够更快到达给定负载转矩，稳定性更好。这表明 SH-MSTUKF 算法在应对负载扰动时的优越性和鲁棒性。

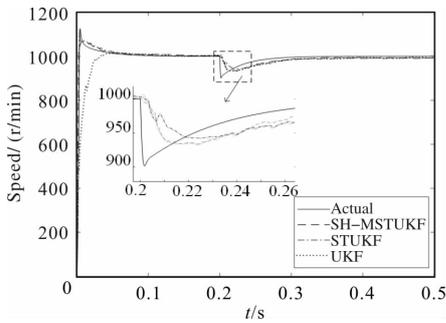


图 7 仿真电机加负载时转速实际值与估计值

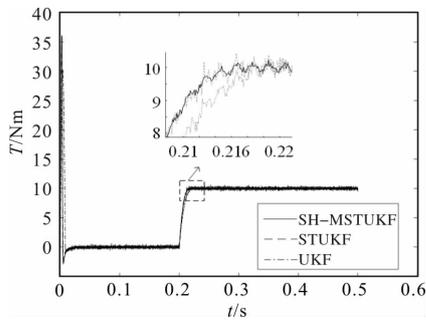


图 8 仿真电机加负载时输出转矩

由仿真结果可见，相较于传统的 UKF 和 STUKF 算法，所提的 SH-MSTUKF 算法可以有效减少估计误差，提高系统稳定性与跟踪能力。

#### 4 实验验证

实验平台采用英飞凌公司的 TC275 控制芯片作为控制核心，如图 9 所示。通过该平台，对 STUKF 与 SH-MSTUKF 算法的估计误差进行对比。

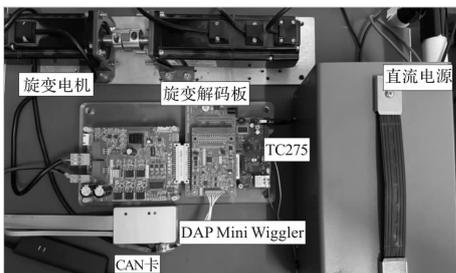


图 9 系统实验平台

电机运行时的转速及转子位置对比如图 10 和图 11 所示。

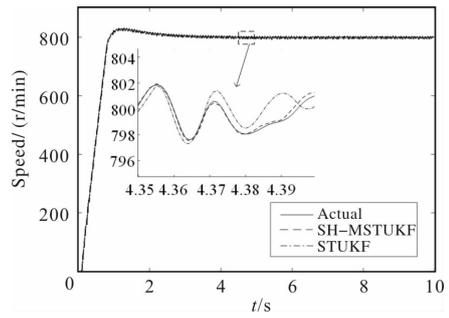


图 10 电机转速实际值与估计值

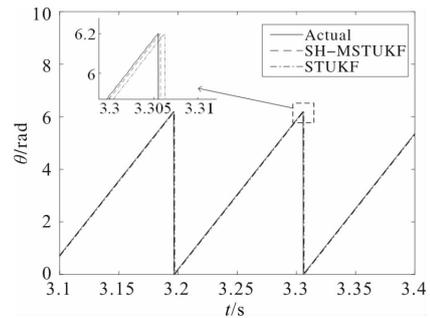


图 11 电机转子位置实际值与估计值

图 10 为 PMSM 的转速实测和估计曲线。在设定的 800 r/min 转速下，两种算法均可稳定运行。但在实际转速估计误差方面，SH-MSTUKF 算法较 STUKF 算法估计精度更高。图 11 所示为 PMSM 的转子位置实测估计曲线。两种算法对于转子实际位置均有较好的估计效果，但相比之下，SH-MSTUKF 算法的估计误差更小，跟踪性能更好。

#### 5 结 语

针对 PMSM 在实际复杂工况下运行时易受干扰的问题，以 PMSM 无感控制为切入点，提出了一种改进型强跟踪无迹卡尔曼滤波算法 SH-MSTUKF。该方法以 PMSM 矢量控制模型为基础，对传统强跟踪无迹卡尔曼算法进行优化，并通过融合 Sage-Husa 估计器，实时对噪声与噪声协方差进行自适应估计及调整。使得 PMSM 控制系统能够在应对各种复杂情况时鲁棒性更强，并且在有效抑制滤波发散的同时提高了系统估计的精度。仿真和硬件实验结果表明，所提的新算法在估计精度上实现了显著提升，能够适应实际复杂工况对算法的需求。

#### 参考文献

[1] Sain C, Banerjee A, Biswas P K, et al. A State-of-the-artreview on Solar-powered Energy-efficient PMSM Drive Smart Electric Vehicle for Sustainable Development [J].

- Advances in Greener Energy Technologies, 2020: 231-258.
- [2] 赵剑飞, 蒋永群, 吴德亮. 电动车用非对称双盘永磁同步电机全速域驱动控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(07): 2541-2552.
- [3] 刘军杰, 吴静波, 郭志军, 等. 纯电动汽车用内置式永磁同步电机弱磁控制策略综述[J]. 微电机, 2022, 55(07): 107-112.
- [4] 单莹, 唐百胜. 基于神经网络的混合动力车用永磁同步电机矢量速度控制研究[J]. 微电机, 2023, 56(07): 29-33.
- [5] 罗润谦. 新能源汽车用永磁同步电机的研究现状[J]. 兵器材料科学与工程, 2023, 46(05): 154-158.
- [6] 李孝银, 常九健. IPMSM 全速域无传感器控制切换策略研究[J]. 微电机, 2023, 56(04): 56-62.
- [7] 朱吕攀, 毛谦敏, 王学影. 一种参数自适应双滑模结构 MRAS 永磁同步电机矢量控制方法[J]. 微电机, 2023, 56(07): 23-28.
- [8] 严彩芹, 陈永军, 耿天润, 等. 基于自适应增益的 PMSM 龙伯格-滑模无位置控制[J]. 微电机, 2022, 55(06): 48-53, 92.
- [9] 詹国兵, 宗子皓, 吉智. 采用扩展卡尔曼滤波的永磁同步电机转矩控制[J]. 微电机, 2020, 53(10): 94-98, 106.
- [10] Wang Z, Liu X, Wang W, et al. UKF-based Parameter Estimation and Identification for Permanent Magnet Synchronous Motor[J]. Frontiers in Energy Research, 2022, 10: 855649.
- [11] Zhou D, Xi Y, Zhang Z. Suboptimal Fading Extended Kalman Filtering for Nonlinear Systems[J]. Control and Decision, 1990, 5(5): 1-6.
- [12] Li Z, Pan P, Gao D, et al. An Improved Unscented Kalman Filter Based on STF for Nonlinear Systems[C]//2009 2nd international congress on image and signal processing. IEEE, 2009: 1-5.
- [13] 王琳, 李军伟, 马彦, 等. 基于强跟踪容积卡尔曼滤波的永磁同步电机转子位置估计[J]. 微电机, 2020, 53(03): 61-65.
- [14] 牛胜锁, 王康乐, 梁志瑞. 基于改进强跟踪无迹卡尔曼滤波的电力系统同步相量估计方法[J]. 电网技术, 2019, 43(09): 3218-3225.
- [15] Sage A P, Husa G W. Adaptive Filtering with Unknown Prior Statistics[C]//Joint Automatic Control Conference. 1969 (7): 760-769.

(上接第 18 页)

得其强度为 1.875 MPa, 说明该胶水未发生明显老化。通过对断面开展拉伸长度试验测得其拉伸至原长度 2 倍时, 胶水仍未发生断裂, 满足该胶水技术规格 80% 的伸长率要求。

#### 2.2.4 测试结论

铁心 II 端面打胶封塑直流电机通过高低温及振动测试后, 胶水没有发生老化且两台样机均未出现掉片或者叠片松动现象, 充分说明该胶水在高低温循环的使用条件下能保持较高的稳定性及可靠性。进一步通过对 SN592 胶水在应用 15 年产品及改进后直流电机 10 万次功能测试后的力学性能检测, 胶水各项技术参数符合指标, 说明胶水应用年限满足产品设计要求。

#### 2.2.5 胶水失效脱落模拟

通过模拟胶水固化后掉入转子内部, 验证是否会造成电机卡滞或其他衍生故障。本测试将胶水强行注入定子之上, 固化后将电机安装至寿命试验台架进行试验。试验过程中电机未出现卡死及其他异常现象, 试验测试 2 小时后将该直流电机拆解, 电机内部胶水呈现黑色, 有部分胶水已脱离打胶位置并粘附至转子内表面。由于该胶水固化后仍表现明显柔韧性, 不会造成电机卡死故障。

### 3 结 语

通过分析智能无刷直流电机卡滞故障, 识别了定子铁心 II 铆接失效风险隐患, 通过优化设计, 对定子结构制定了去片及打胶封塑方案。该方案经充分试验验证, 不会对电机的性能造成影响, 同时能够对铁心 II 掉片的失效模式起到有效的拦截效果。对叠片已脱落的铁心 II 端部进行打胶封塑固定后, 经过 30 小时的振动试验后, 仍未发现铁心 II 松动的迹象。该固定胶对已脱落的叠片能够起到有力的保护, 不会导致其掉入电机转子, 对经过去片处理且叠片良好的铁心 II 进行打胶封塑固定, 更能保证掉片问题发生。

#### 参考文献

- [1] 朱士友, 高文明, 史翔. 城市轨道交通车门系统智能诊断关键技术与运维平台研制与应用[J]. 科技成果, 2020.
- [2] IEC61373. 机车车辆设备冲击和振动试验[S]. 南京: 南京浦镇车辆厂, 1999.
- [3] 袁艳红. 大学物理学下册[M]. 2 版. 北京: 清华大学出版社, 2017.
- [4] 任晓辉, 吕杰, 王宇航. 标准地铁列车牵引电机定子端部振动特性分析[S]. 湖南 株洲: 电力机车与城轨车辆, 2021.
- [5] S 铁摩辛柯, J 盖尔. 材料力学[M]. 韩耀新, 译. 北京: 科学出版社, 1990.

# 基于混合递阶遗传算法的直流伺服电机速度控制方法

贾彦荣<sup>1</sup>, 徐满亮<sup>1</sup>, 侯 玮<sup>1</sup>, 王梓曼<sup>2</sup>

(1. 石家庄海山实业发展总公司, 石家庄 050208; 2. 河北工业大学, 石家庄 050208)

**摘要:** 直流伺服电机系统具有多变量、非线性且存在强耦合关联的特点, 这些特性增加了控制方法的复杂性和难度, 为快速调整电机的转速、提升电机控制响应能力, 提出基于混合递阶遗传算法的直流伺服电机速度控制方法。依据直流伺服电机系统模型, 分析电机的工作原理和转矩特性, 并计算电机传递函数; 依据分析结果, 采用模糊 RBF 神经网络 PID 控制器控制电机速度, 并结合传递函数计算结果调整 PID 控制参数, 提升电机实时调整需求; 为使电机能够快速响应速度控制, 利用混合递阶遗传算法优化模糊 RBF 神经网络参数, 优化控制效果, 使其满足不同运行条件下的控制需求。测试结果显示: 电机速度控制均在 0.02 s 以下, 直流伺服电机速度控制超调量结果均在 2 r/min 以下, 控制过程中没有发生波动, 平稳完成电机速度控制, 控制后, 电机转速控制误差在 25 r/min 以内, 展示了该方法的高效性、稳定性和精确性。

**关键词:** 混合递阶遗传算法; 速度控制; 参数调整; 模糊 RBF 神经网络; PID 控制

中图分类号: TP273 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2025)05-0052-06

## DC Servo Motor Speed Control Method Based on Hybrid Hierarchical Genetic Algorithm

JIA Yanrong<sup>1</sup>, XU Manliang<sup>1</sup>, HOU Wei<sup>1</sup>, WANG Ziman<sup>2</sup>

(1. Shijiazhuang Haishan Industrial Development Corporation, Shijiazhuang 050208, China;

2. Hebei University of Technology, Shijiazhuang 050208, China)

**Abstract:** The DC servo motor system has the characteristics of multiple variables, nonlinearity, and strong coupling, which increases the complexity and difficulty of the control method. To quickly adjust the motor speed and improve the motor control response capability, a DC servo motor speed control method based on hybrid hierarchical genetic algorithm was proposed. Based on the DC servo motor system model, analyzed the working principle and torque characteristics of the motor, and calculated the motor transfer function; Based on the analysis results, a fuzzy RBF neural network PID controller was used to control the motor speed, and the PID control parameters were adjusted by combining the transfer function calculation results to improve the real-time adjustment requirements of the motor; To enable the motor to quickly respond to speed control, a hybrid hierarchical genetic algorithm was used to optimize the parameters of the fuzzy RBF neural network, optimize the control effect, and meet the control requirements under different operating conditions. The test results show that the motor speed control is below 0.02 s, and the overshoot of the DC servo motor speed control is below 2 r/min. There is no fluctuation during the control process, and the motor speed control is completed smoothly. After control, the motor speed control error is within 25 r/min, demonstrating the efficiency, stability, and accuracy of this method.

**Key words:** hybrid hierarchical genetic algorithm; speed control; parameter adjustment; fuzzy RBF neural network; PID control

## 0 引言

随着生产过程对精度、效率及动态响应能力要求的不断提升, 直流伺服电机作为执行元件的核心,

其速度控制的精确性、稳定性和灵活性成为决定系统性能的关键因素<sup>[1-3]</sup>。然而, 传统的速度控制方法往往存在参数调整复杂、易受外界干扰、难以达到最优控制效果等问题<sup>[4-5]</sup>。因此, 深入探索和创新直

收稿日期: 2024-11-07, 修回日期: 2025-03-11

基金项目: 石家庄市科技计划项目(项目编号 221130253A)石家庄市数字医疗复技术创新中心

作者简介: 贾彦荣(1982), 男, 硕士, 研究方向为电子产品维修与测试。

徐满亮(1985), 男, 本科, 研究方向为机械设计制造及其自动化, 机电方向。

侯 玮(1982), 女, 本科, 研究方向为电气工程及其自动化。

王梓曼(2004), 女, 本科, 研究方向为电气工程及其自动化。

流伺服电机的速度控制方法, 克服传统控制策略的局限性, 成为该领域现阶段的迫切需求。

在上述背景下, 研究者们致力于开发更为高效、精确和具有自适应性的速度控制策略, 秦明皇<sup>[6]</sup>等人将分数阶用于伺服电机速度控制中, 对非线性问题进行有效地抑制, 提高电机控制效果。但是该方法在控制过程中, 如果控制系统发生较大负载扰动, 其控制效果可能受到影响。黄依婷<sup>[7]</sup>等人将递推最小二乘法用于伺服电机控制, 递推最小二乘法观测器是以递推最小二乘原理形成控制方法, 其能够依据状态观测分析控制目标的运行状态, 并进行状态更新, 输出多次迭代后的状态结果, 依据该结果进行控制。当系统存在有色噪声时, 递推最小二乘法对模型参数的估计不是无偏和一致的, 这导致对伺服电机状态的观测和控制出现偏差, 从而影响控制性能。宋哲<sup>[8]</sup>等人将自整定控制技术用于电机控制中, 实时调整补偿系数, 以此完成转矩误差补偿, 从而保证速度控制效果。但是在电机速度控制中, 系统的动态特性可能随着负载、电源波动等因素发生快速变化。如果自整定控制技术的响应速度不够快, 或者调整策略不够灵活, 可能无法及时适应这些变化, 导致控制性能下降。Wang B F<sup>[9]</sup>等人将命令滤波反推同步控制方法用于电机控制中, 使用命令滤波器来处理虚拟控制信号, 并应用补偿系统来减少跟踪误差, 实现速度和扭矩的同时控制。但是电机速度控制过程中可能受到各种未知扰动的影响, 如负载变化、电源波动等。该方法在处理这些未知扰动时可能缺乏足够的鲁棒性, 导致系统性能下降或不稳定。

混合递阶遗传算法(hybrid hierarchical genetic algorithm, HHGA)引入递阶结构, 将问题分解为多个子问题, 并对每个子问题分别进行遗传操作, 可以更好地处理复杂问题, 并提高其对目标解的搜索能力, 该算法能够充分利用递阶结构和混合优化的优势。因此, 本文为实现直流伺服电机速度控制, 提出基于混合递阶遗传算法的直流伺服电机速度控制方法。

## 1 直流伺服电机速度控制方法设计

### 1.1 直流伺服电机系统模型构建

本文为实现直流伺服电机速度控制, 使其满足不同运行条件或者工况下的需求<sup>[10]</sup>, 同时保证其快速响应控制指令, 需分析直流伺服电机的工作原理和转矩特性等。因此, 在不考虑电机自身温度以及

损耗的前提下, 文中构建直流伺服电机系统模型。

如果直流伺服电机在运行转动情况下产生的惯性转矩用  $T_j$  表示、电磁转矩用  $T_e$  表示, 且转矩系数用  $T_2$  表示, 则计算公式为

$$\begin{cases} T_j = J \frac{d\omega}{dt} \\ T_e = T_2 i_d \end{cases} \quad (1)$$

式中,  $\omega$  为转动角速度;  $i_d$  为电枢电流;  $J$  为转动惯量。

直流伺服电机在转动过程中, 会产生摩擦和粘滞两种阻尼转矩, 分别用  $T_o$  和  $\xi$  表示, 两种转矩会影响电机转动, 结合转矩平衡理念, 计算电机电磁转矩, 其计算公式为

$$T_e = T_o + T_h + T_j + \xi \quad (2)$$

式中,  $T_h$  为负载转矩, 对其进行拉普拉斯变换后, 可将其作为扰动量。

如果电枢产生的感应电动势用  $E$  表示, 则依据基尔霍夫电压定律计算直流伺服电机的电枢电压  $v_0$ , 其计算公式为

$$v_0 = i_d R_0 + E + L_0 \frac{di_d}{dt} \quad (3)$$

式中,  $R_0$  和  $L_0$  为电机的电枢电阻和电感。

联合上述公式, 并进行拉普拉斯简化处理后, 获取直流伺服电机系统模型  $f_T$ , 其计算公式为

$$f_T(s) = T_o(s) + T_h(s) + T_j(s) + \xi(s) \quad (4)$$

式中,  $s$  为拉普拉斯算子;  $f_T$  为传递函数。

### 1.2 基于 HHGA 的直流伺服电机速度控制

依据上述小节中直流伺服电机系统模型的分析可知, 其属于多变量、非线性且存在强耦合关联的系统, 因此, 为保证直流伺服电机速度控制效果<sup>[11]</sup>, 文中以模糊 RBF 神经网络 PID 控制器为核心, 控制直流伺服电机速度。在此基础上, 为提升控制效率, 采用 HHGA 算法优化网络权值, 以此保证满足电机的实时控制需求<sup>[12]</sup>。基于 HHGA 的直流伺服电机速度控制方法结构如图 1 所示。

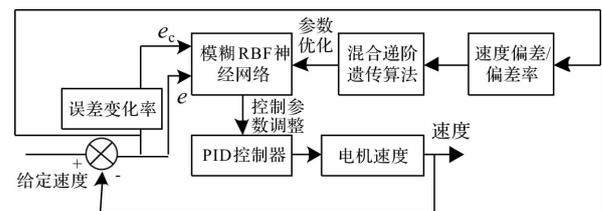


图 1 基于 HHGA 的直流伺服电机速度控制方法结构

该方法在应用时, 采用在线整定方式, 利用模糊神经网络实时调整 PID 控制器的 3 个控制参数  $k_p$ 、 $k_i$ 、 $k_d$ , 满足不同时刻或者条件下, 电机实际速

度输出和给定速度输出差值  $e(t)$  以及其变化率  $e_c(t)$  对 PID 控制器参数的不同需求。其中, PID 控制器的数学表达式通常表示为

$$u(t) = k_p \cdot e(t) + k_i \int_0^t e(\tau) d\tau + k_d \cdot \frac{de(t)}{dt} \quad (5)$$

式中,  $u(t)$  为 PID 控制器的输出, 用于调整伺服电机的控制输入。 $e(t)$  为误差值, 通常是期望值与实际值之间的差值。但是该网络参数初始值选择对于网络的收敛性能存在较大影响, 因此通过 HHGA 算法进行网络参数优化, 以此提升控制参数的实时调整效果。

1.2.1 基于模糊神经网络的 PID 控制器设计

利用模糊 RBF 神经网络在线调整  $k_p$ 、 $k_i$ 、 $k_d$  时, 将  $e(t)$  以及  $e_c(t)$  作为输入。其中, 模糊 RBF 神经网络中各层的结构图如图 2 所示:

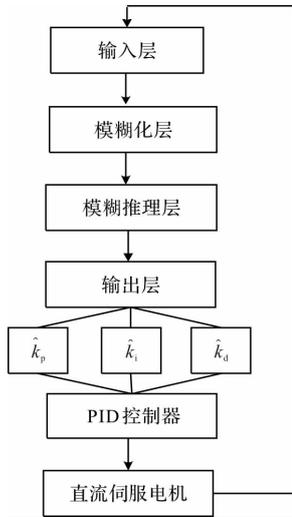


图 2 模糊 RBF 神经网络中结构图

结合图 2, 模糊 RBF 神经网络中各层的详细情况为

(1) 输入层: 该层中共包含两个神经元节点, 分别用于两个输入量的连接, 通过激活函数对输入量进行处理后, 传送至模糊化层中进行下一步处理。

(2) 模糊化层: 将上层输入的两个输入量进行模糊化处理, 在处理时以高斯函数作为各个节点的激活函数, 其计算公式为

$$f_2(i, j) = \exp\left[-\frac{(x_i - c_{ij})^2}{2\eta_{ij}^2}\right] \quad (6)$$

式中,  $c_{ij}$  为第  $i$  层中第  $j$  个节点的隶属度函数中心;  $\eta_{ij}^2$  为隶属度函数基宽;  $x_i$  为输入层激活函数。

(3) 模糊推理层: 对输入和输出变量进行模糊化, 将其划分为不同的模糊集合, 如负大(NB)、负中(NM)、负小(NS)、零(ZO)、正小(PS)、正中(PM)、正大(PB)等。然后根据控制经验和系统特

性, 制定相应的模糊规则, 如表 1 所示。

表 1 模糊规则

速度偏差 / 偏差率	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	PB	PB	PM	PM	PS	ZO	ZO
NM	PB	PB	PM	PS	PS	ZO	NS
NS	PM	PM	PM	PS	ZO	NS	NS
ZO	PM	PM	PS	ZO	NS	NM	NM
PS	PS	PS	ZO	NS	NS	NM	NM
PM	PS	ZO	NS	NM	NM	NM	NB
PB	ZO	ZO	NM	NM	NM	NB	NB

按照模糊规则将上层模糊化处理后的输入量进行模糊推理, 得到各个节点的激活函数, 计算公式为

$$f_3 = \exp\left(-\frac{(x - c_j)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (7)$$

式中,  $x$  为输入变量的值,  $c_j$  为隶属函数的中心(即模糊集合的代表性值),  $\sigma$  为标准差, 以此获取点火强度。

(4) 输出层: 按照模糊控制规则, 进行直流伺服电机速度控制参数的在线调整, 该层的激活函数计算公式为

$$f_4(i) = wf_3 \quad (8)$$

式中,  $w$  为权值;  $f_3$  为模糊推理层节点激活函数。

利用模糊神经网络实时调整 PID 控制器的 3 个控制参数  $k_p$ 、 $k_i$ 、 $k_d$  后, 得到:

$$\begin{cases} k_p = \hat{k}_p + f_4(i) [s, f_T(S)]_p \\ k_i = \hat{k}_i + f_4(i) [s, f_T(S)]_i \\ k_d = \hat{k}_d + f_4(i) [s, f_T(S)]_d \end{cases} \quad (9)$$

式中,  $\hat{k}_p$ 、 $\hat{k}_i$ 、 $\hat{k}_d$  为三个控制参数的调整量,  $[s, f_T(s)]_p$ 、 $[s, f_T(s)]_i$ 、 $[s, f_T(s)]_d$  为三个控制参数比例系数。

1.2.2 基于 HHGA 的控制参数优化

参数  $c_{ij}$ 、 $\eta_{ij}^2$  和  $w$  是影响模糊 RBF 神经网络调整效果的关键参数, 因此, 为提升直流伺服电机速度控制效果<sup>[13]</sup>, 使电机能够快速响应速度控制, 文中采用 HHGA 算法对模糊 RBF 神经网络参数  $\eta_{ij}^2$  和  $w$  进行寻优, 获取最佳参数, 以此提升控制参数的在线调整效果, 从而提升直流伺服电机速度控制效果, 使其满足不同运行条件下的控制需求<sup>[14]</sup>。

HHGA 算法进行参数寻优的过程中, 递阶染色体包含隐含层的  $c_{ij}$  和  $\eta_{ij}^2$ , 而输出层  $w$  的参数由最小二乘算法确定, 以此提升算法的寻优效率<sup>[15]</sup>。进行

参数优化的过程中, HHGA 算法将参数优化问题划分为两个子空间, 分别用  $g_1$  和  $g_2$  表示, 两个空间分别对应两个优化参数; 而算法具备较好的并行能力, 可通过多点方式在解空间中进行解搜索, 获取整个解空间内的最优网络参数。

HHGA 算法在进行网络参数寻优时, 需进行选择、交叉以及变异处理, 在处理过程中利用轮盘赌法选择因子。选择是依据适应度进行因子个体的判断, 确定其是否进入下一代。其详细寻优步骤为

(1) 将网络的参数  $c_{ij}$ 、 $\eta_{ij}^2$  进行长度分别为  $M_{\max} \times n$  和  $M_{\max}$  的实数编码, 使其形成由两种基因组成的染色体, 即控制基因和参数基因; 其中  $n$  和  $M_{\max}$  则分别代表设定的输入层和最大隐含层的节点数量。

(2) 计算适应度值, 并依据解算结果选择个体, 适应度值较大的个体(目标解)选择进入下一代的概率越大。第  $i$  个个体在第  $n$  次迭代时的适应度的计算公式为

$$\hat{f}(i, n) = \frac{\alpha}{\varepsilon(i, n)} + \frac{\beta}{\hat{\varepsilon}(i, n)} \quad (10)$$

式中,  $\alpha$  和  $\beta$  分别为正实数;  $\varepsilon(i, n)$  和  $\hat{\varepsilon}(i, n)$  分别为个体误差和种群误差。

依据公式(10)获取的  $\hat{f}(i, n)$  结果进行个体被选择概率  $p_i$  计算, 其计算公式为

$$p_i = \frac{\hat{f}(i, n)}{\sum_{n=1}^N \hat{f}(i, n)} \quad (11)$$

依据上述步骤完成交叉个体选择, 利用轮盘赌法循环选择交配个体, 循环选择时会形成一个均匀随机数, 其取值范围在  $0 \sim 1$  之间, 依据该随机数确定交配个体。

(3) 通过初始化进行种群处理, 并结合上述步骤随机产生初始解后; 并通过染色体解码操作计算网络隐含层输出结果; 在此基础上利用最小二乘方法获取  $w$  结果。

(4) 采用交叉和变异两种操作对步骤 1 中获取的两种编码进行处理, 如果交叉率用  $\xi_a$  表示, 变异率用  $\xi_b$  表示, 两者都随着适应度值的变化而变化, 适应度值较大, 获取较小的  $\xi_a$  和  $\xi_b$ , 增加控制基因和参数基因进入下一代的概率; 如果适应度值较小, 获取较大的  $\xi_a$  和  $\xi_b$ , 以此进行基因淘汰; 当算法发生过早收敛时, 增加  $\xi_a$  和  $\xi_b$ , 使新个体快速生成。 $\xi_a$  和  $\xi_b$  的计算公式分别为

$$\xi_a = \frac{\kappa_1(\hat{f} - \hat{f}_{\min}(i, n))}{\bar{f} - \hat{f}_{\min}(i, n)} \quad (12)$$

$$\xi_b = \frac{\kappa_3(f - \hat{f}_{\min}(i, n))}{\bar{f} - \hat{f}_{\min}(i, n)} \quad (13)$$

式中,  $\hat{f}$  和  $f$  分别为个体和带变异个体的适应度值;  $\hat{f}_{\min}(i, n)$  和  $\bar{f}$  为种群的较小适应度值和平均适应度值;  $\kappa_1$ 、 $\kappa_3$  为交叉和变异时的系数。

(5) 判断当前迭代次数是否符合设定条件, 如果符合则输出参数寻优结果, 如果不符合, 则回转至步骤 1。依据寻优获取的最优网络参数进行 PID 控制参数在线调整, 以此提升直流伺服电机速度控制效果。

## 2 结果分析

为验证文中方法对于直流伺服电机速度控制效果, 文中以 HSV-24-100 型号的直流伺服电机作为测试对象, 测试环境示意图如图 3 所示; 测试电机的相关参数如表 2 所示。



图 3 测试环境示意图

表 2 测试电机的相关参数

参数	参数值
额定转速/(r/min)	3000
最高转速/(r/min)	3500
额定扭矩/Nm	0.25
最大电流/A	12
线圈电阻/ $\Omega$	0.42
线圈电感/mH	0.36
反电动势/V	2.5
转矩常数	0.05
转子转动惯量/( $\text{kg} \cdot \text{m}^2$ )	0.51
磁链/Vs	0.003
阻尼系数	0.008
定子电阻/ $\Omega$	0.96

文中方法在进行直流伺服电机速度控制时, 采用混合递阶遗传算法进行网络参数优化, 以此提升

直流伺服电机速度控制效果。因此为分析文中方法的优化效果，以控制响应速度为测试指标，采用优化前、后的方法分别进行电机速度控制，获取在不同转速下的控制响应时间，测试结果如表 3 所示，本文方法优化前后转速波形图如图 4 所示。

表 3 不同转速下的控制响应时间

转速/ (r/min)	优化前/s	神经网络 参数调整 后/s	神经网络 以及 HHGA 算法优化后/s
300	0.038	0.033	0.016
600	0.041	0.038	0.017
900	0.046	0.041	0.015
1200	0.039	0.042	0.016
1500	0.051	0.039	0.018
1800	0.048	0.044	0.019
2100	0.039	0.036	0.017
2400	0.052	0.032	0.014
2700	0.055	0.043	0.018
3000	0.051	0.039	0.016

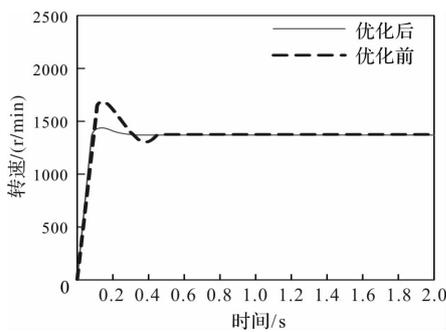


图 4 本文方法优化前后转速波形图

设定期望转速为 1400 r/min，分析图中结果可知，优化前后直流伺服电机转速控制表现差异明显。初始响应阶段(0 - 0.2 s)，优化前转速急剧上升远超期望转速至约 1700 r/min，存在严重超调，转速大幅振荡，与期望转速偏差大，无法稳定在期望转速附近。优化后转速在 0.3 s 后逐渐稳定在 1400 r/min 左右，波动极小。总体上，优化后的控制策略显著提升了电机速度控制的稳定性与精确性，使电机转速能更精准跟随期望转速。

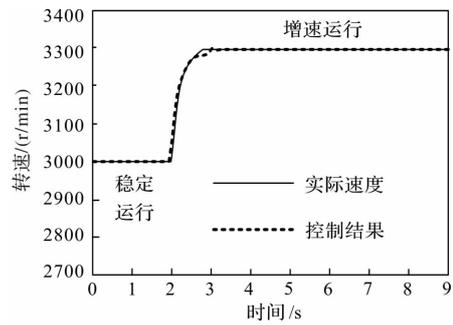
为验证文中方法对于直流伺服电机速度的控制性能，通过文中方法对其进行控制后，获取电机速度控制后的超调量结果(期望标准低于 2 r/min)以及速度调节时间(期望低于 170 ms)，测试结果如表 4 所示。

表 4 超调量以及速度调节时间结果

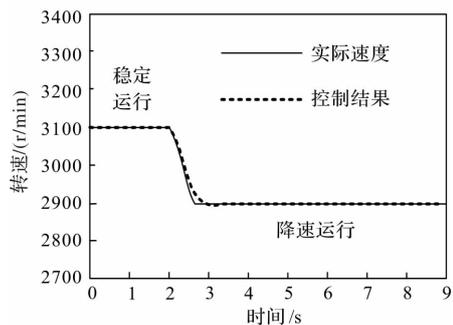
转动惯量/J	超调量/(r/min)	速度调节时间/ms
0.5	1.2	116
1	1.3	127
1.5	1.4	152
2	0.9	134
2.5	1.1	119
3	1.5	127
3.5	0.8	131
4	1.1	126
4.5	1.6	135
5	1.2	133

对表 4 测试结果进行分析后得出：在不同的转动惯量下，通过文中方法进行控制后，直流伺服电机速度控制超调量结果均在 2 r/min 以下，其中最大超调量为 1.6 r/min，最大速度调节时间为 152 ms。说明该方法可依据控制指令快速响应和调整，满足直流伺服电机速度控制需求。

为直观验证文中方法的控制效果，在突然增速和突然降速两种运行状态下进行测试，突然增速为：在额定转速下运行 2 s 后，突然增加转速；突然降速：在额定转速下运行 2 s 后，突然降低转速，降至 2000 r/min。通过文中方法对两种运行状态下的电机进行转速控制，获取转速的控制结果，如图 5 所示。



(a) 突然增速的控制结果



(b) 突然降速的控制结果

图 5 电机速度控制结果

对图 5 测试结果进行分析后得出：在突然增速和突然降速两种情况下，通过文中方法进行控制后，

可快速完成速度精准, 并且控制过程中, 没有发生波动, 平稳的完成电机速度控制。因为文中方法在控制时, 为保证控制效果, 采用双优化进行参数调节, 以此更好的保证速度控制效果。

为进一步验证文中方法对于直流伺服电机速度的控制效果, 在带载和空载两种运行工况下, 进行电机速度控制, 获取文中方法对两种工况下电机转速控制后的误差结果(标准低于 25 r/min), 测试结果如图 6 所示。

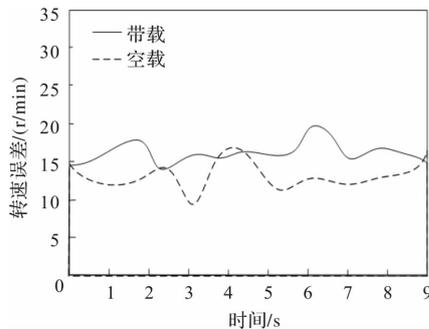


图 6 电机转速控制误差结果

对图 6 测试结果进行分析后得出: 在两种运行工况下, 通过文中方法进行控制后, 电机转速控制误差在 25 r/min 以内, 最大误差为 -20 r/min 左右。因此, 文中方法能实现电机速度的可靠控制。

为了验证模糊 RBF 神经网络算法和混合递阶遗传算法对  $k_p$ 、 $k_i$ 、 $k_d$  参数优化的有效性, 使用 MATLAB 软件进行仿真实验。实验开始时, 电机的初始速度设定为 300 r/min, 负载为 5 Nm。采样频率设置为 500 Hz, 实验持续时间为 60 s。在此条件下, 运用文中方法对  $k_p$ 、 $k_i$ 、 $k_d$  参数进行优化调整, 得到  $k_p$ 、 $k_i$ 、 $k_d$  的波形变化如图 7 所示。

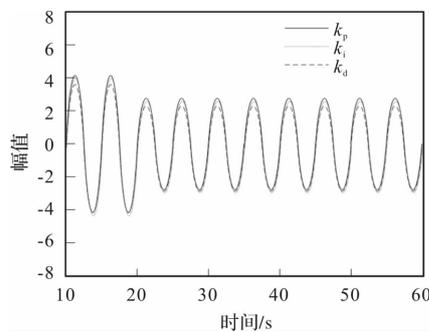


图 7 PID 控制参数波形图

从图 7 中可以看出, 在电机启动阶段,  $k_p$ 、 $k_i$ 、 $k_d$  参数迅速增大, 这是因为模糊 RBF 神经网络算法根据速度偏差和偏差率的输入, 判断需要较大的比例增益来快速提高电机的速度。随着电机速度接近目标值,  $k_p$ 、 $k_i$ 、 $k_d$  参数逐渐减小, 以避免系统出现过大的超调。参数的变化趋势与模糊 RBF 神经网络

算法和混合递阶遗传算法的工作原理相符, 表明算法能够根据电机的运行状态实时优化  $k_p$ 、 $k_i$ 、 $k_d$  参数, 使电机具有更快的响应速度和更小的稳态误差。

### 3 结 语

为保证直流伺服电机速度控制效果, 使其迅速调整电机的转速以达到新的稳定状态, 提出基于混合递阶遗传算法的直流伺服电机速度控制方法。设计了一种结合模糊逻辑、RBF 神经网络和 PID 控制器的复合控制器。模糊逻辑能够处理系统的不确定性, RBF 神经网络则具有强大的非线性映射能力, 而 PID 控制器则保证了系统的稳定性和精确性。这种复合控制器的设计充分利用了各自的优势, 实现了对直流伺服电机速度控制的全面优化。对该方法的应用效果进行相关分析后, 确定该方法满足直流伺服电机速度控制需求, 能够更快、更稳定的完成电机速度调整。

### 参考文献

- [1] 冯岗, 柳海科, 孙武, 等. 某永磁直流伺服减速电机卡滞故障分析[J]. 微电机, 2020, 53(12): 104-108.
- [2] 李胜, 石利俊, 周荣川, 等. 基于 Halbach 阵列的无槽直流伺服电机电磁设计[J]. 微电机, 2021, 54(07): 108-112.
- [3] 南宇洋, 朱其新, 刘红俐, 等. 基于改进超螺旋算法的永磁同步电机快速积分终端滑模速度控制[J]. 机床与液压, 2023, 51(17): 70-74.
- [4] 淳刚, 谢海东, 石利俊, 等. 航空燃油泵无刷直流电机无位置控制系统设计与实现[J]. 微特电机, 2022, 50(11): 56-60.
- [5] 牛志存, 汪锐, 胡志力. 基于自抗扰扭矩分配算法的伺服凸轮式压力机双电机同步控制[J]. 锻压技术, 2024, 49(03): 161-170.
- [6] 秦明皇, 陶翔, 佃松宜, 等. 伺服电机速度的分数阶滑模容错控制[J]. 空间控制技术与应用, 2022, 48(04): 86-95.
- [7] 黄依婷, 沈建新, 王云冲, 等. 基于递推最小二乘法观测器的永磁同步伺服电机变参数滑模控制[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(18): 6835-6846.
- [8] 宋哲, 杨军, 陶涛, 等. 永磁同步电机系数自整定速度补偿控制方法[J]. 西安交通大学学报, 2022, 56(06): 67-75.
- [9] Wang B F, Iwasaki M, Yu J P. Command Filtered Adaptive Backstepping Control for Dual-Motor Servo Systems With Torque Disturbance and Uncertainties[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(2): 1773-1781.

(下转第 70 页)

# 永磁同步直线电机的降阶切换自抗扰控制器研究

饶欢, 梁文, 杨璟珉, 周泉  
(广东工业大学 机电工程学院, 广州 510006)

**摘要:** 针对永磁同步直线电机(PMSLM)在高精度半导体封装设备中面临的复杂应用环境和多种扰动, 提出了一种线性/非线性切换自抗扰控制策略(SADRC)。先利用正弦扫频法获取输入输出数据集, 并利用系统辨识工具, 拟合出该系统的传递函数, 以便仿真实验。然后, 结合了常规的线性自抗扰(LADRC), 非线性自抗扰控制器(NLADRC), 搭建了一种创新的切换型自抗扰控制器(SADRC)。针对常规观测器(ESO)引发的系统相位延迟问题, 在 SADRC 的基础上, 设计了降阶切换自抗扰控制器(RSADRC), 这种设计旨在提高系统对扰动的检测精度。然后针对该控制器非线性处理部分, 开发了一种改良的降阶切换自抗扰控制器(IRSADRC)。仿真数据证实 IRSADRC 不仅融合了 LADRC 和 NLADRC 的优势, 而且在运动控制方面比 RSADRC 与 SADRC 表现出色, 能够实现更快速的系统稳定, 更少的超调量, 并且具备更强的抗扰动能力, 完全符合实际工程应用的标准。

**关键词:** 永磁同步直线电机; 阶跃响应; 自抗扰控制; 降阶切换自抗扰控制

中图分类号: TM351; TM341; TM359.4 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2025)05-0058-06

## Research on Reduced-order Switching Active Disturbance Rejection Controller for Permanent Magnet Synchronous Linear Motor

RAO Huan, LIANG Wen, YANG Jingmin, ZHOU Quan

(School of Mechatronics Engineering, Guangdong University of Technology, Guangzhou 510006, China)

**Abstract:** In response to the complex application environment and various disturbances faced by Permanent Magnet Synchronous Linear Motors (PMSLM) in high-precision semiconductor packaging equipment, a Linear/Nonlinear Switching Active Disturbance Rejection Control (SADRC) strategy has been proposed. First, the sine sweep method was used to obtain input and output datasets, and system identification tools were employed to fit the transfer function of the system for simulation experiments. Then, combining conventional Linear Active Disturbance Rejection Control (LADRC) and Nonlinear Active Disturbance Rejection Control (NLADRC), an innovative switching-type Active Disturbance Rejection Controller (SADRC) was constructed. To address the phase delay issues caused by the conventional Extended State Observer (ESO), Reduced-order Switching Active Disturbance Rejection Controller (RSADRC) was designed on the basis of SADRC, aiming to enhance the system's disturbance detection precision. Subsequently, for the nonlinear processing part of the controller, an Improved Reduced-order Switching Active Disturbance Rejection Controller (IRSADRC) was developed. Simulation experimental data confirm that IRSADRC not only integrates the advantages of LADRC and NLADRC but also outperforms RSADRC and SADRC in motion control, achieving faster system stabilization, less overshoot, and stronger disturbance rejection capabilities, fully meeting the standards of practical engineering applications.

**Key words:** PMSLM; step response; ADRC; RSADRC

## 0 引言

随着信息技术的飞速发展, 半导体行业成为推动现代科技进步的核心领域之一<sup>[1]</sup>。据中国半导体行业协会按照发展速度预测, 2026 年国内半导体市场规模有望突破 19367.62 亿元。半导体封装技术的迅速发展为提高器件性能、功能集成度以及降低成

本提供了一条全新的路径。半导体封装不仅是集成电路制造的最后一道工艺环节, 更是实现芯片与外界连接、保护芯片免受外界环境影响的重要技术。在一系列半导体封装设备中, 运动定位平台是直接关乎到设备的运动表现的, 也是衡量其性能的关键部件。

永磁同步直线电机(Permanent Magnet Linear

收稿日期: 2024-12-21, 修回日期: 2025-03-07

基金项目: 国家自然科学基金项目(61973093)

作者简介: 饶欢(2000), 男, 硕士研究生, 研究方向为运动控制。

Synchronous Motor, PMSLM) 是焊线机高性能运动平台中不可或缺的核心部件。那对高精度直线电机伺服控制系统的设计与优化便是重中之重。传统的 PID 控制在应对非线性、参数变化及外部扰动方面存在局限, 若采用一种无需依赖具体模型且具备卓越的抗干扰能力的控制技术来驱动电机, 将能充分发挥电机的性能, 并在封装设备中实现更精准的定位, 自抗扰控制正好可以解决问题。

自抗扰控制 (Active Disturbance Rejection Controller, ADRC) 是韩京清研究员提出的非线性鲁棒控制技术<sup>[1]</sup>, 该技术引出“总扰动”, 并定义为系统的扩张状态。通过构建扩张状态观测器, 能够实时估计并消除这些扰动, 从而简化被控对象的动态特性, 解决不确定性问题, 满足工程实践的需求。文献<sup>[2]</sup>将自抗扰与滑膜组合, 并将其运用在电机的位置环, 文献<sup>[3]</sup>将模糊算法融入到自抗扰控制中, 仿真中, 模糊自抗扰出良好的抗干扰能力。文献<sup>[4-6]</sup>则是在自抗扰各组件上下文章, 都改进了状态观测器, 并取得了良好的效果。ADRC 在控制方案上的广泛应用始终被过多的参数需要调节这个问题所阻碍, 于是高志强提出了线性自抗扰控制 (Linear Active Disturbance Rejection Control, LADRC), 减少了 ADRC 调参数目<sup>[7]</sup>。于是, 在实际工程应用中, 线性/非线性切换自抗扰控制 (Switching Active Disturbance Rejection Controller, SADRC) 就此诞生。该方法可以根据系统的运行状态和扰动情况, 在线性与非线性之间切换, 从而实现更好的控制效果。许多学者已经对 SADRC 在电机上的应用进行了广泛的研究。文献<sup>[8]</sup>设计了切换自抗扰策略, 成功将其应用于混合磁轴承的解耦控制中, 文献<sup>[9]</sup>进一步证实了这种切换策略相比传统的 SADRC 具有更好的性能。文献<sup>[10]</sup>和文献<sup>[11]</sup>采用该策略设计了永磁同步旋转电机的控制器, 并通过实验验证了其有效性。文献<sup>[12]</sup>将 SADRC 应用于船舶动态定位系统的控制器设计, 取得了较好的控制效果。文献<sup>[13]</sup>则将此策略用于船用柴油机的速度控制, 仿真结果显示该控制器能显著提升控制效果。许多研究者已经对不同阶数的扩张状态观测器 (Extended State Observer, ESO) 进行了深入研究<sup>[14-15]</sup>, 致力于通过简化观测器结构来获得更准确的扰动估计值。

本研究针对传统 LADRC 在应对干扰时存在的缺陷, 以及 NLADRC 面对大幅值扰动时稳定性变差的问题, 本文提出了一种创新的 SADRC。并且为了解决常规 ESO 对系统总扰动估计不精确、相位滞后的问题, 设计了降阶切换自抗扰 (Reduced-Order Swit-

hing Active Disturbance Rejection Controller, RSA-DRC), 以及一种基于改进的非线性控制率的降阶切换自抗扰 (Improved Reduced-order Switching Active Disturbance Rejection Controller, IRSADRC), 对上述控制方案进行仿真实验, 来验证所提方法的有效性。

## 1 PMSLM 建模与辨识

### 1.1 PMSLM 的数学模型

在理想情况下, PMSLM 在  $d-q$  轴模型下的电压方程如式(1)所示:

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e \psi_d \\ u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} - \omega_e \psi_q \end{cases} \quad (1)$$

式中,  $R_s$  为定子绕组的等效电阻,  $i_d$ 、 $i_q$ 、 $u_d$ 、 $u_q$ 、 $L_d$ 、 $L_q$  分别为  $d$ 、 $q$  轴上的电流、电压和电感,  $\psi_d$  和  $\psi_q$  为各自轴上的磁链,  $\omega_e$  为电角速度。

电磁推力方程以及机械运动方程为

$$\begin{cases} p_e = Fv = \frac{3}{2} \omega_e n_p (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \\ F_e = \frac{3\pi}{2} n_p [\psi_f + (L_d - L_q) i_d] i_q \end{cases} \quad (2)$$

$$m\dot{v} + Bv = F_e - F_d \quad (3)$$

式中,  $n_p$  为极对数,  $F_e$  为电磁推力,  $m$  为平台质量,  $B$  为粘滞摩擦系数,  $F_d$  为负载阻力,  $\psi_f$  为永磁体磁链在  $d$  轴上的分量,  $v$  为转子运动速度。

考虑采用  $i_d = 0$  控制时, 可以得到 PMSLM 的简化数学模型如式(4)所示:

$$\begin{cases} L_q \dot{i}_q + Ri_q = -\frac{\pi v}{\tau} \psi_{pm} + u_q \\ m\dot{v} + Bv = \frac{3\pi}{2} \psi_{pm} i_q - F_d \end{cases} \quad (4)$$

为了简化 PMSLM 的控制模型, 近似将电流环节作为一个单位增益环节。位置环控制器确定控制电压  $u$ , 随后  $u$  通过线性比例转换得到  $q$  轴的参考电流  $i$ 。这样, 从驱动器电压  $u$  到电机位移  $y$  的传递函数就可以用简化的形式来表示:

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{b}{s^2 + as} \quad (5)$$

### 1.2 PMSLM 的模型参数辨识

X 轴电机的阶跃响应实验, 其中电机驱动器被设定为输出 1A 的电流, 这个过程维持了 0.2 秒。随后, 将获得的电流反馈和速度反馈的时域数据导入到 Matlab 软件中, 利用这些数据进行了曲线拟合。通过这一过程, 成功推导出了一个描述电流 ( $i$ ) 与电

机转速( $v$ )之间关系的传递函数:

$$\frac{V(s)}{I(s)} = \frac{7125}{s + 0.6661} \quad (6)$$

驱动器的电流缩放模块设定为 1A 电流时, 对应的电压为 0.4V。基于这一设定, 可以推导出从驱动器电压到电机位移的传递函数:

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{2850}{s^2 + 0.6661s} \quad (7)$$

可以看出, 该模型的拟合程度为 99.65%, 拥有很高的辨识准确性。

## 2 切换自抗扰控制器设计

### 2.1 系统状态方程

由式(7)可知, PMSLM 平台的理想微分方程形式为

$$\ddot{y} = -0.6661\dot{y} + 2850u \quad (8)$$

在实际运动中, 平台会受到多种因素的影响, 例如模型误差、摩擦力波动和电机力常数的变化等, 将这些影响因素整合为一个总的扰动项, 并将其纳入方程(8)中得

$$\ddot{y} = \underbrace{-0.6667\dot{y} + (2850 - b_0u)}_{f(\dot{y}, u, w)} + w + b_0u \quad (9)$$

式中,  $f(\dot{y}, u, w)$  为总扰动,  $w$  为未知扰动,  $b_0$  为  $b$  的估计值,  $b_0$  的值最后几个控制器调试出来是相同的。

由式

$$\begin{cases} x_1 = y \\ x_2 = \dot{y} \\ x_3 = f(\dot{y}, u, w) \end{cases} \quad (10)$$

则得到系统的扩张状态方程为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_3 + b_0u \\ \dot{x}_3 = \dot{f} \\ y = x_1 \end{cases} \quad (11)$$

### 2.2 常规以及降阶的自抗扰控制设计

#### 2.2.1 线性自抗扰控制器设计

一般的 LADRC 包括跟踪-微分器(Tracking Differentiator, TD), 线性状态误差反馈控制率(Linear State Error Feedback, LSEF)和线性扩张状态观测器(Linear Extended State Observer, LESO)。并且, 把四阶 S 型运动规划<sup>[16]</sup>作为控制器的位置规划。由于 TD 通常负责平滑追踪给定信号及其微分提取, 而自抗扰设计了 S 形轨迹规划, 指令信号已足够平滑且无需误差微分, TD 的作用变得冗余。因此, 省去 TD 可简化控制器设计并减少参数整定负担。

根据系统(10), LESO 设计为

$$\begin{cases} e = z_1 - y \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1 e \\ \dot{z}_2 = z_3 - \beta_2 e + b_0u \\ \dot{z}_3 = -\beta_3 e \end{cases} \quad (12)$$

电机位置  $y$  可以由光栅尺直接测量得到, 可在式(11)中删除相关结构得到降阶的线性观测器(Reduced-Order Linear Extended State Observer, RLESO)

$$\begin{cases} e = z_2 - \dot{y} \\ \dot{z}_2 = z_3 - \beta_2 e + b_0u \\ \dot{z}_3 = -\beta_3 e \end{cases} \quad (13)$$

式中, 系统状态  $x_1$ 、 $x_2$ 、 $x_3$  的估计值为  $z_1$ 、 $z_2$ 、 $z_3$ 。 $\beta_1$ 、 $\beta_2$ 、 $\beta_3$  为观测器的参数。

LADRC 的 LSEF 设计为

$$u = \frac{k_1(r - z_1) + k_2(\dot{r} - z_2) - z_3}{b_0} \quad (14)$$

同样降阶的线性自抗扰(Reduced-order Linear Active Disturbance Rejection Controller, RLADRC)中降阶反馈控制率(Reduced-order Linear Extended State Observer, RLSEF)设计为

$$u = \frac{k_1(r - y) + k_2(\dot{r} - z_2) - z_3}{b_0} \quad (15)$$

式中,  $r$  为规划位置,  $\dot{r}$  为指令速度,  $k_1$  和  $k_2$  为 LSEF 的增益参数。

目前对于自抗扰参数的整定方法还是依靠经验, 即调节带宽。基于带宽法<sup>[7]</sup>对 LESO, RLESO 的参数和 LSEF, RLSEF 的参数进行整定, RLADRC 与 LADRC 用的同一套参数, 其参数如下:

$$\begin{cases} \beta_1 = 3\omega_o, \beta_2 = 3\omega_o^2, \beta_3 = \omega_o^3 \\ k_1 = \omega_c^2, k_2 = 2\omega_c \end{cases} \quad (16)$$

式中,  $\omega_o$  为观测器带宽,  $\omega_c$  为控制器带宽。 $\omega_o$  取值一般是  $\omega_c$  的 2~5 倍, 使观测器有足够的带宽, 才能保证观测器对各个状态量的跟踪能力。

最后, 确定 LADRC 与 RLADRC 的参数设置为这样的一组参数:  $b_0 = 2850$ ,  $\omega_c = 400$ ,  $\omega_o = 800$ 。

#### 2.2.2 非线性自抗扰控制器设计

事实上, 线性可以被视为非线性的一种特殊情况, 因此, 非线性自抗扰控制器(Nonlinear Active Disturbance Rejection Control, NLADRC)拥有更多的自主性和可能性, 从而具备更强的适应性。NLADRC 包括非线性状态误差反馈控制率(Nonlinear State Error Feedback, NLSEF)和非线性扩张状态观测器(Nonlinear Extended State Observer, NLESO)。

根据系统(10), NLESO 设计为

$$\begin{cases} e = z_1 - y \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1 e \\ \dot{z}_2 = z_3 - \beta_2 \text{fal}(e, 0.25, \delta) + b_0 u \\ \dot{z}_3 = -\beta_3 \text{fal}(e, 0.25, \delta) \end{cases} \quad (17)$$

然后, 删除相关结构得到降阶的非线性观测器 (Reduced-order Nonlinear Extended State Observer, RNLESO), 如式(18)所示:

$$\begin{cases} e = z_2 - y \\ \dot{z}_2 = z_3 - \beta_2 \text{fal}(e, 0.25, \delta) + b_0 u \\ \dot{z}_3 = -h\beta_3 \text{fal}(e, 0.25, \delta) \end{cases} \quad (18)$$

式中  $z_1$ 、 $z_2$ 、 $z_3$ 、 $\beta_1$ 、 $\beta_2$ 、 $\beta_3$  的意义与 LADRC 中 LESO 的设计参数相同,  $h$  为系统采样时间,  $\text{fal}$  函数表示的是一个非线性函数, 如式(19)所示:

$$\text{fal}(e, a, \delta) = \begin{cases} \frac{e}{\delta^{(1-a)}}, & |e| \leq \delta \\ \text{sign}(e) |e|^a, & |e| > \delta \end{cases} \quad (19)$$

所以, NLSFE 可设计为

$$u = \frac{k_1 \text{fal}(r - z_1, a_1, \delta) + k_2 \text{fal}(\dot{r} - z_2, a_2, \delta) - z_3}{b_0} \quad (20)$$

同样降阶非线性反馈控制率 (Reduced-order Nonlinear State Error Feedback, RNLSFE) 可设计为

$$u = \frac{k_1 \text{fal}(r - y, a_1, \delta) + k_2 \text{fal}(\dot{r} - z_2, a_2, \delta) - z_3}{b_0} \quad (21)$$

式中,  $a_1$ 、 $a_2$  的取值一般在  $[0, 2]$ 。  $\delta > 0$ , 一般可取  $5h \leq \delta \leq 10h$ 。其中  $r$ ,  $\dot{r}$ ,  $k_1$  和  $k_2$  的意义与参数都与 LADRC 中 LSEF 的相同。

由非线性特性可知:  $\delta$  越小,  $\text{fal}$  函数值就越大, 能实现“小误差, 大增益”, 所以  $\delta$  的取值一般偏小。暂时选定  $\delta = 0.001$ 。确定了  $\delta$  之后, 再来选取  $a_1$ 、 $a_2$ 。取  $a_1 = 0.25$ ,  $a_2 = 0.25$ 。NADRC, RNADRC 其余参数与 LADRC 相同。

### 2.3 切换自抗扰控制器设计

切换自抗扰控制的核心思想是结合线性和非线性控制器的优势, 通过智能切换机制, 根据系统的实际系统状态和扰动强度, 自适应地选择最适合的控制器类型, 以实现更优的整体控制效果。可以得到 SADRC 基本思想: 在控制启动初期 (大概前 3% 时刻), 为避免大误差误动作, 先采用 LADRC 进行大致的参考输入跟踪, 之后转换到 NLADRC 以增强跟踪精度和抗干扰能力。面对较大的扰动幅度或变化速率, 或者当输出状态观测的误差较大时, 为确

保系统稳定性和控制品质, 应转回 LADRC。因此, 可以总结出以下 LADRC 的切换条件:

- (1) 前阶段实时运动时刻  $t < T$ 。
- (2) 总扰动  $|z_{n+1}| > M$ 。
- (3) 观测误差  $|e| > K$ 。

式中,  $T$  为运动时间, 通常设置为总规划时间的 5% 到 10%。  $M$ ,  $N$ ,  $K$  分别为各切换条件的阈值, 可以通过单独调试 NLADRC 时确定初值。

根据 SADRC 原理, 当系统状态满足 NLADRC 切换条件 A 时, SADRC 切换 NLADRC, 其控制器的 ESO 切换为 NLESO, SEF 切换为 NLSEF, 反之, 则相应地切换回 LESO 和 LSEF。因而可得到 SADRC 的控制方程如式(22)所示:

$$f_{\text{SADRC}} \begin{cases} f_{\text{NLADRC}} = \begin{cases} f_{\text{NLESO}} \\ f_{\text{NLSEF}} \end{cases}, \text{ system state} \in A \\ f_{\text{LADRC}} = \begin{cases} f_{\text{LESO}} \\ f_{\text{LSEF}} \end{cases}, \text{ system state} \notin A \end{cases} \quad (22)$$

此外, 为了防止 LADRC 和 NLADRC 之间的切换过于频繁, 参考文献[17]的设计方法, 本文引入了一种改进的混合切换平滑策略, 该策略将扰动观测值的变化率加入切换条件中。在切换区间内, 电机的控制电压由 LADRC 与 NLADRC 输出的加权组合确定, 可以表示为

$$u_{\text{final}} = \lambda u_{\text{NLADRC}} + (1 - \lambda) u_{\text{LADRC}} \quad (23)$$

$$\lambda = \frac{g\text{Error} + g\text{Disturb}}{2} \quad (24)$$

$$g\text{Error} = \begin{cases} 1, & |e| \leq E_1 \\ \frac{E_2 - |e|}{E_2 - E_1}, & E_1 < |e| < E_2 \\ 0, & |e| \geq E_2 \end{cases} \quad (25)$$

$$g\text{Disturb} = \begin{cases} 1, & |Z_3| \leq D_1 \\ \frac{D_2 - |Z_3|}{D_2 - D_1}, & D_1 < |Z_3| < D_2 \\ 0, & |Z_3| \geq D_2 \end{cases} \quad (26)$$

式中,  $E_1$  和  $E_2$  分别为位置观测误差范围的下限和上限。  $D_1$  和  $D_2$  分别为总扰动观测范围的下限和上限。  $M_1$  和  $M_2$  分别为总扰动微分观测范围的下限和上限。  $u_{\text{LADRC}}$  和  $u_{\text{NLADRC}}$  分别为线性与非线性自抗扰输出的控制电压。对于上述变量阈值的确定, 实验显示, 这些范围值设置为 NLADRC 相应变量无扰工况下最大值的 80% 和 100% 可以达到较好的切换效果。

并可状态变量切换设计如式(27)所示:

$$Z_n = \lambda N Z_n + (1 - \lambda) L Z_n \quad (27)$$

式中,  $N Z_n$  和  $L Z_n$  分别是 NLADRC 和 LADRC 的观测器状态变量。

对于 SADRC 的参数设置, 根据上一小节, 各部件参数与对应 LADRC, NLADRC 的参数一致即可。

### 2.4 降阶切换自抗扰控制器设计

在上一小节中, 构建了 RLADRC 与 RNADRC, 由此可以按照 SADRC 一样的逻辑, 搭建 RADRC, 因而可得到 RSADRC 的控制方程如下:

$$f_{RSADRC} \begin{cases} f_{RNADRC} = \begin{cases} f_{RNLESO} \\ f_{RNLEF} \end{cases}, \text{ system state} \in A \\ f_{RLADRC} = \begin{cases} f_{RLESO} \\ f_{RLEF} \end{cases}, \text{ system state} \notin A \end{cases} \quad (28)$$

混合切换平滑策略依旧沿用 SADRC 的策略。对于平滑策略中的变量阈值的确定, 实验显示, 这些范围值设置为 RNADRC 相应变量无扰动工况下最大值的 80% 和 100% 可以达到较好的切换效果。对于 SADRC 的参数设置, 根据上一小节, 各部件参数与对应的 RLADRC, RNADRC 的参数一致即可。

### 2.5 改进的降阶切换自抗扰控制器设计

在研究 RSADRC 控制器的结构及仿真时, 逐渐发现该控制器在 PMLSM 定位控制领域存在一些不足。因此, 提出了优化 RSADRC 的目标, 其中 *fal* 函数具有非线性特性, 在误差较小时增益大, 误差较大时增益小。但实际跟踪中, 这会导致跟踪速度慢、误差大。为提升跟踪速度、减少误差、增强抗干扰能力, 改进了非线性处理方法, 引入离散积分。改进后, 在误差较小时进行积分以消除稳态误差, 误差较大时不积分以避免积分饱和。这既消除了稳态误差, 又防止了积分饱和, 增强了系统稳定性和鲁棒性, 使非线性控制策略更有效。

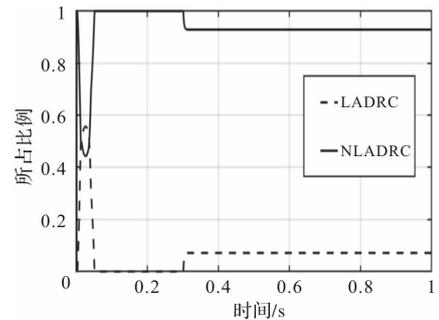
改进后的 NLSFE-new 表达式如式(29)所示:

$$\begin{cases} e_1 = v_1 - z_1 \\ e_2 = v_2 - z_2 \\ c = \begin{cases} 0, & |\text{fal}(e_1, \alpha_3, \delta_2)| > \eta \\ 1, & |\text{fal}(e_1, \alpha_3, \delta_2)| \leq \eta \end{cases} \\ d = \begin{cases} 0, & |\text{fal}(e_2, \alpha_4, \delta_2)| > \eta \\ 1, & |\text{fal}(e_2, \alpha_4, \delta_2)| \leq \eta \end{cases} \\ fe_2 = k_1 \text{fal}(e_1, \alpha_3, \delta_2) + S_{i1} \sum c * \text{fal}(e_1, \alpha_3, \delta_2) \\ fe_3 = k_2 \text{fal}(e_2, \alpha_4, \delta_2) + S_{i1} \sum d * \text{fal}(e_2, \alpha_4, \delta_2) \\ u_0 = fe_2 + fe_3 \\ u = u_0 - \frac{z_3}{b_0} \end{cases} \quad (29)$$

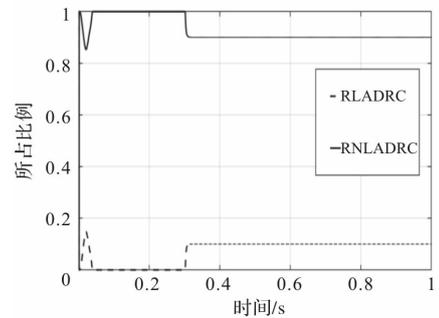
式中  $\eta$  为积分作用边界, 取值为 2.1。 $S_{i1}$  与  $S_{i2}$  分别为  $e_1$  与  $e_2$  积分系数取值分别为 1000 与 100。

### 3 仿真验证

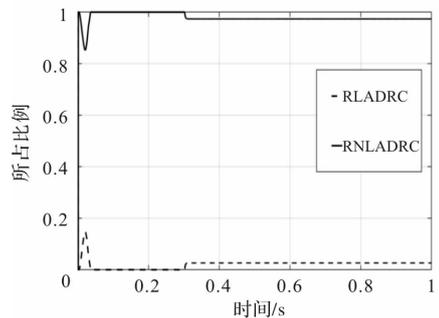
将五种自抗扰算法来执行相同的 S 型轨迹规划任务。在相同的运动规划(8 毫米的规划位置和 20 米每秒平方的加速度), 并且在 0.3s 时添加一个值为 1 的阶跃函数, 当成扰动, 其中针对 SADRC, RSADRC, IRSADRC 有线性与非线性切换部分, 其切换的比例如图 1 所示:



(a) SADRC 中NLADRC与LADRC控制量比例



(b) RSADRC 中RNADRC与RLADRC控制量比例



(c) IRSADRC 中IRNADRC与RLADRC控制量比例

图 1 SADRC 中线性与非线性控制量比例

由图 1 可以看出, 在运动规划前期 NLADRC 的控制量占大部分, 在系统遇到干扰后是 LADRC 与 NLADRC 共同作用。此外, 为了深入分析控制器性能表现, 除了常用的超调量、最大的动态误差性能指标外, 加入了时间加权绝对误差积分(Integral of Time-weighted Absolute Error, ITAE)作为评价指标, 其表达式如:

$$ITAE = \int_0^T t |e(t)| dt \quad (30)$$

式中:  $T$  为总观测时间,  $t$  为运动时刻,  $e(t)$  为  $t$  时刻的位置误差。这一指标将用于量化稳定性与响应能力。低 ITAE 意味着系统有更好的稳定性和动态响应能力。图 2 是五个控制器反馈位置对比以及位置误差对比。

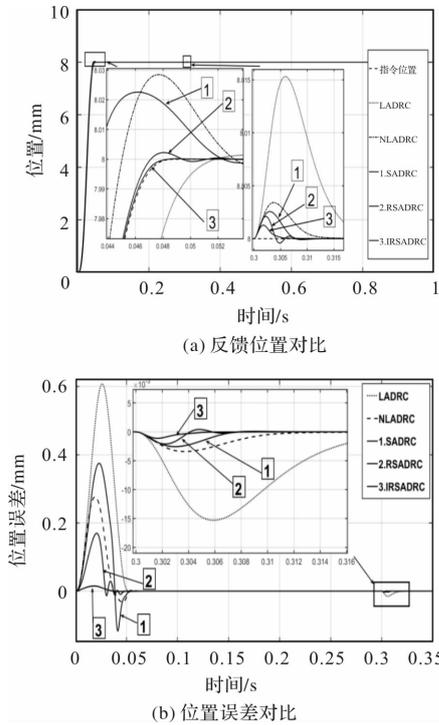


图 2 S 型点位运动对比

将图 2 中的数据信息整理得表 1。

表 1 仿真不同控制器运动性能对比

控制器	超调量/%	最大动态误差/ $\mu\text{m}$	ITAE
LADRC	0.125	608	48
NLADRC	0.35	275	14.1
SADRC	0.225	375	24.15
RSADRC	0.025	168	5.8
IRSADRC	$\approx 0$	19	0.95

如表 1 所示, 在超调量方面: RSADRC 与 IRSADRC 的效果比常规自抗扰好, IRSADRC 的效果最好, 其中 SADRC 也有不俗表现, 但是略差于 LADRC。在动态误差方面, ITAE 方面与超调量这方面表现的一致。但是从仿真图中明显的看出 SADRC 遇到干扰后的抗扰动能力明显比 LADRC 以及 NLADRC 强, 这才是设计出 SADRC 主要想改善的点。所以综合来看其控制性能表现:

IRSADRC > RSADRC > SADRC > NLADRC > LADRC。

## 4 结 语

在 PMSLM 平台的位置控制系统中, 为了解决传统控制策略中存在的动态响应迟缓和跟踪精度不足的问题, 创新性的引进了切换策略, 并与自抗扰控制结合为 SADRC, 并且还有创新点在于: 第一, 将标准 SADRC 的 LESO 和 NLESO 进行了改进优化, 即 RSADRC, 然后在仿真中也验证了其可靠性。第二, 对 NLSFE 模块进行了优化, 采用了基于新模块 NLSFE-new 与 RESO 的 IRSADRC 来进行仿真实验。

最后, 通过一系列仿真实验对比分析可以明显看出, IRSADRC 相较于传统的 ADRC 以及标准 SADRC, 展现出了更为卓越的控制性能。在面对复杂多变的系统工况以及各类扰动因素时, IRSADRC 能够更为迅速且精准地对系统状态进行调整, 使系统输出快速趋于稳定, 并且在跟踪精度、超调量以及抗干扰能力等多个关键性能指标上, 均实现了显著的优化提升, 充分验证了其在控制领域的优越性。

针对 IRSADRC 未来可改进的点, 其中就包括: 实用性验证: 就是将 IRSADRC 实际用于真实运动平台中, 观察其运动效果, 因为现实干扰因素过多, 所以其效果跟仿真有可能不太一致。参数优化方面: IRSADRC 的性能在很大程度上依赖于参数的整定, 未来可以通过引入更先进的优化算法。算法改进方面: 在 IRSADRC 的算法设计中, 可以进一步改进扩张状态观测器和跟踪微分器模块, 以达到最好的运动效果。

## 参考文献

- [1] Han J Q. From PID to Active Disturbance Rejection Control [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(3): 900-906.
- [2] 唐红雨, 刘贤兴. 基于滑模自抗扰控制器的永磁同步电机位置环控制研究[J]. 微电机, 2015, 48(05): 90-94.
- [3] 王茹愿, 李昕涛, 杨辉, 等. 模糊自抗扰优化开关磁阻电机速度环控制策略[J]. 微电机, 2024, 57(03): 19-23.
- [4] 李寅生, 陈永军. 变增益策略在 PMSM 自抗扰控制中的应用与研究[J]. 微电机, 2020, 53(04): 77-82.
- [5] 封志鹏, 李白雅, 张宇祥. 自抗扰 ESO 改进及其在 PMSM 控制中的应用[J]. 微电机, 2022, 55(03): 47-51.
- [6] 刘亚超, 高健, 张金迪, 等. 永磁直线同步电机的改进线性自抗扰控制[J]. 微电机, 2021, 54(05): 51-55, 85.

(下转第 77 页)

# 不同固定方式永磁同步直线电机振动特性分析

刘小梅, 聂沛林, 王豪苒

(郑州轻工业大学 电气信息工程学院, 郑州 450001)

**摘要:** 为研究分析转子铁心固定方式对永磁同步直线电机的振动的影响, 本文对比分析了转子铁心分别采用燕尾槽固定方式和螺栓固定方式时永磁同步直线电机的振动特性。首先, 基于直线电机的法向力波计算, 在不考虑直线电机端部效应影响的前提下分析了影响电机振动的主要频率。然后, 利用多物理场有限元分析的方法, 并结合模态叠加法的谐波响应分析技术, 对不同固定方式下直线电机的振动加速度进行了计算分析。最后, 搭建实验平台验证本文分析及仿真的正确性。结果表明燕尾槽固定方式下, 电机转子铁心的刚性更好, 且在二倍频载荷频率作用下振动加速度较小。

**关键词:** 永磁同步直线电机; 燕尾槽固定; 螺栓固定; 模态分析; 谐波响应分析

**中图分类号:** TM351; TM341; TM359.4 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-6848(2025)05-0064-07

## Analysis of Vibration Characteristics of Permanent Magnet Synchronous Linear Motors With Different Fixed Modes

LIU Xiaomei<sup>1</sup>, NIE Peilin<sup>1</sup>, WANG Haoran<sup>1</sup>

(1. School of Electrical and Information Engineering, Zhengzhou University of Light Industry, Zhengzhou 450001, China)

**Abstract:** To deeply analyze the impact of the rotor core fixation mode on the vibration of permanent magnet synchronous linear motors, this paper comparatively examined the vibration characteristics of permanent magnet synchronous linear motors when the rotor core was fixed using the dovetail groove fixation method and the bolt fixation method, respectively. Firstly, based on the calculation of the normal force wave of the linear motor and without considering the influence of the end of the linear motor, the main frequencies affecting the motor vibration were analyzed. Then, by employing the finite element analysis method of multi-physical fields and combining the harmonic response analysis technique of the modal superposition method, the vibration accelerates were calculated and analyzed. Finally, an experimental platform was constructed to verify the correctness of the analysis and simulation in this paper. The results indicate that under the dovetail groove fixation mode, the rigidity of the motor rotor core is better, and the vibration acceleration is smaller under the action of the double-frequency load frequency.

**Key words:** permanent magnet synchronous linear motor; dovetail groove fixation; bolt fixation; modal analysis; harmonic response analysis

## 0 引言

高精度、高效率、高可靠性的动力装置需求不断增加为直线电机产业提供了广阔的发展空间<sup>[1]</sup>。特别是在锂电、光伏、半导体制造等中国工业领域的高速发展下, 直线伺服电机正逐步成为高端制造业不可或缺的核心组件。随着永磁同步直线电机(PMSLM)在高精密伺服系统中的应用, 对直线电机的定位精度提出了更高的要求<sup>[2]</sup>。

永磁同步直线电机一般存在开齿槽结构和转子端部断开结构, 使得其存在两个重要问题: 一个是

周期性推力波动问题; 二是法向电磁力(法向力)波动问题。这两个问题是 PMSLM 在应用时影响其定位精度潜在的重要问题, 尤其是在高精密伺服驱动系统中, 推力波动的存在容易造成 PMSLM 的速度波动, 机械振动和噪声<sup>[3]</sup>。

在 PMSLM 的推力波动的优化设计方面, 国内外学者提出了各种不同的解决方案<sup>[4-5]</sup>, 并且也相对比较成熟。一般旋转电机采用的降低转矩波动的方法包括斜极斜槽、优化极弧系数、优化永磁体形状和尺寸的方法在直线电机的推力波动优化中都可以应用。而对于直线电机端部效应的优化, 可以采用添

收稿日期: 2024-10-31, 修回日期: 2025-01-07

基金项目: 河南省自然科学基金项目(222300420372)

作者简介: 刘小梅(1988), 女, 博士研究生, 讲师, 研究方向为特种电机设计及其多物理场研究。

聂佩林(1997), 男, 硕士研究生, 研究方向为永磁直线电机设计及其振动特性研究。

加端部辅助齿、调整动子铁心长度等方法。例如, 日本东京大学、江苏大学赵文祥教授课题组等应用斜极斜槽的方法来降低直线电机的定位力<sup>[6]</sup>, 南京航空航天大学黄旭珍教授通过分析两侧动子的相对位置, 通过使得初级动子铁心间错开一定的角度的方法降低了双边 PMSLM 的定位力<sup>[7]</sup>, 除此之外, 还可以通过适当的优化方法和控制策略减小直线电机的定位力<sup>[8,9]</sup>。

PMSLM 振动特性研究方面, 学者也做了大量研究。文献[10]采用整机系统的振动方法较好地反映了实际工况下直线电机的振动。文献[11]在考虑铁心磁致伸缩效应对电机铁心振动影响的前提下, 探索了谐波电流对改善电机铁心振动的作用。文献[12]以偏心距与极弧系数为设计变量, 以电机整机最大振动加速度及最大振幅为目标函数, 利用试验设计点生成响应面, 应用 MOGA 算法对电机进行优化, 优化后振动大幅减小。文献[13]提出一种将有限元法与改进无网格法结合的多物理场耦合分析计算方法, 来解决旋转机械的振动噪声计算问题。文献[14]针对由直线电机引起的机械振动影响异形插件机精度的问题, 对异形插件机的振动特性进行研究, 并根据振动特性进行结构优化。文献[15]采用增加轭部厚度的方法对电机结构进行优化, 能够有效减少电机运行时因振动造成的位移, 降低电机振动频率。

以上研究可以看出, 电机电磁结构及控制方式对电机定位精度的影响较大。然而, 在电机装配过程中, 动子铁心固定方式也会影响电机的振动。文献[16]在机械领域对比了对称固定方式和悬臂梁固定方式下的压电片的振动特性, 发现模态分析时压电片固定方式下的固有频率为 240.034 Hz, 悬臂梁固定方式下的固有频率为 73.6059 Hz。而对称固定方式得到的最大振动加速度是 91.05 m/s<sup>2</sup>, 悬臂梁固定方式下得到的振动加速度是 13.96 m/s<sup>2</sup>。但是文献[16]并没有对造成电机振动特性不同的原因做深入研究。为进一步分析动子固定方式对电机振动特性的影响, 本文以一种端部梳状齿结构的 PMSLM 为研究对象, 基于多物理场仿真计算, 应用模态叠加法对 PMSLM 在燕尾槽固定方式和螺栓固定方式下的振动特性进行了分析。

## 1 永磁同步直线电机法向力波分析

有铁心永磁同步直线电机法向力波是气隙磁场作用的结果, 当初级铁心结构参数确定后, 次级永

磁体结构变化将会影响气隙磁密的变化。单边 PMSLM 在空载运行时, 永磁体励磁产生的空载气隙磁场的磁动势可表示为

$$f_{PM}(x) = \sum_{\mu} F_{\mu} \cos\left(\frac{\mu\pi}{\tau}x\right) \quad (1)$$

式中,  $\mu$  为谐波阶数, 可由公式  $\mu = (2r + 1P)$  进行表示, 其中  $P$  为永磁体的极数;  $F_{\mu}$  为磁动势的第  $\mu$  次谐波幅值;  $\tau$  为极距;  $x$  为次级距离。

考虑到电机动子铁心开槽结构, 其气隙磁导可表示为

$$\Lambda(x, t) = \Lambda_0 + \sum_{k=1}^{\infty} \Lambda_k \cos\left(\frac{2kZ_s\pi}{\tau_s}(x - vt - x_0)\right) \quad (2)$$

式中,  $\Lambda_0 = \mu_0/k_c$  为考虑初级铁心开槽情况下电机气隙的平均磁导,  $\mu_0$  为真空磁导率,  $k_c$  为笛卡尔系数,  $\delta$  为气隙长度,  $Z_s$  为永磁同步直线电机初级铁心槽数。 $\Lambda_k$ ,  $\bar{\Lambda}_0$  和  $\bar{\Lambda}_k$  可由式(3)到式(5)计算得到。

$$\Lambda_k = \Lambda_0 (-1)^{k+1} (k_c - 1) \left| \frac{\sin k \frac{k_c - 1}{k_c} \pi}{k \frac{k_c - 1}{k_c}} \right| \quad (3)$$

$$\bar{\Lambda}_0 = \frac{\Lambda_0}{\mu_0/\delta} = \frac{1}{k_c} \quad (4)$$

$$\bar{\Lambda}_k = (-1)^{k+1} \frac{\Lambda_k}{\mu_0/\delta} = \frac{k_c - 1}{k_c} \left| \frac{\sin k \frac{k_c - 1}{k_c} \pi}{k \frac{k_c - 1}{k_c} \pi} \right| \quad (5)$$

忽略永磁同步直线电机的端部效应, 永磁同步直线电机的法向气隙磁密可表示为

$$\begin{aligned} b(x, t) &= f(x) \cdot \Lambda(x, t) = \sum_{\mu} F_{\mu} \Lambda_0 \cos\left(\frac{\mu\pi}{\tau}x\right) + \\ &\sum_{\mu} \sum_{k=1}^{\infty} \Lambda_k F_{\mu} \cos\left(\frac{\mu\pi}{\tau}x\right) \cos\left(\frac{2kZ_s\pi}{\tau_s}(x - vt - x_0)\right) \\ &= \sum_{\mu} B_{\mu} \bar{\Lambda}_0 \cos\left(\frac{\mu\pi}{\tau}x\right) + \sum_{\mu} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2} \bar{\Lambda}_k B_{\mu} \cos \\ &\quad \left[ (\mu \pm 2kZ_s) \frac{\pi}{\tau_s}(x - vt - x_0) \right] \quad (6) \end{aligned}$$

式中,  $B_{\mu}$  为主极磁场的第  $\mu$  次谐波分量, 可表示为

$$B_{\mu} = \frac{\mu_0 F_{\mu}}{\delta} = \frac{p}{\mu} \left| \frac{\sin \frac{\mu}{p} \cdot \frac{\alpha\pi}{2}}{\sin \frac{\alpha\pi}{2}} \right| B_1 \quad (7)$$

式中,  $p$  为电机的极对数;  $\alpha$  为极弧系数;  $B_1$  为电机主极磁场的第  $\mu$  次谐波分量所产生的磁通密度基波分量。

基于麦克斯韦张量定理, 永磁同步直线电机的法向力波可表示为

$$\begin{aligned}
 p(x,t) &= \frac{b^2(x,t)}{2\mu_0} = \frac{1}{2\mu_0} \left\{ \sum_{\mu} B_{\mu} \bar{\Lambda}_0 \cos\left(\frac{\mu\pi}{\tau}x\right) + \sum_{\mu} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2} B_{\mu} \bar{\Lambda}_k \cos\left[\frac{\mu\pi}{\tau}x \mp \frac{2k\pi}{\tau_s}(x - vt - x_0)\right]^2 \right\} \\
 &\approx \frac{1}{2\mu_0} \left\{ \begin{aligned}
 &\sum_{\mu} \frac{B_{\mu}^2 \bar{\Lambda}_0^2}{2} \cos\left(2\frac{\mu\pi}{\tau}x\right) \\
 &+ \sum_{\mu_1} \sum_{\mu_2} B_{\mu_1} B_{\mu_2} \bar{\Lambda}_0^2 \cos\left[(\mu_2 \pm \mu_1) \frac{\pi}{\tau}x\right] \\
 &+ \sum_{\mu} \sum_k \frac{1}{8} B_{\mu}^2 \bar{\Lambda}_k^2 \cos\left[2\frac{\mu\pi}{\tau}x \mp \frac{2k\pi}{\tau_s}(x - vt - x_0)\right] \\
 &+ \sum_{\mu_1} \sum_{\mu_2} \sum_{k_1} \sum_{k_2} (-1)^{k_1+k_2} \cdot \frac{1}{4} B_{\mu_1} B_{\mu_2} \bar{\Lambda}_{k_1} \bar{\Lambda}_{k_2} \cos\left\{(\mu_2 \pm \mu_1) \frac{\pi}{\tau}x \mp \left[(k_1 \pm k_2) \frac{\pi}{\tau_s}(x - vt - x_0)\right]\right\} \\
 &+ \sum_{\mu_1} \sum_{\mu_2} \sum_k (-1)^{k+1} \cdot \frac{1}{2} B_{\mu_1} B_{\mu_2} \bar{\Lambda}_0 \bar{\Lambda}_k \cos\left\{(\mu_2 \pm \mu_1) \frac{\pi}{\tau}x \mp k \frac{\pi}{\tau_s}(x - vt - x_0)\right\}
 \end{aligned} \right\}
 \end{aligned} \tag{8}$$

式中， $v$  为电机的运行速度。式子中去掉了一些不随时间变化力波，这些力波对电机的静态形变有影响，但是不影响电机振动。从式(8)中可以看出，法向力波的主要阶数为

$$\begin{cases}
 (\mu_2 + \mu_1) \frac{\pi}{\tau}x = 2(r_1 + r_2 + 1) \frac{\pi}{\tau}x = 2 \frac{\pi}{\tau}xr_3 \\
 (\mu_2 - \mu_1) \frac{\pi}{\tau}x = 2(r_1 - r_2) \frac{\pi}{\tau}x = 2 \frac{\pi}{\tau}xr_4 \\
 2\mu \frac{\pi}{\tau}x = 2 \frac{\pi}{\tau}x(2r + 1)
 \end{cases} \tag{9}$$

式中， $r, r_4=0, 1, 2, 3\cdots, r_3=1, 2, 3\cdots$ 。

由式(9)可知，永磁体产生的磁场谐波分量对永磁同步直线电机的振动特性具有显著影响，其中对永磁同步直线电机振动影响较大的法向电磁力波主要是由永磁体产生的一阶谐波与二阶齿谐波相互作用产生的倍频力波。

## 2 永磁同步直线电机的法向力波仿真分析

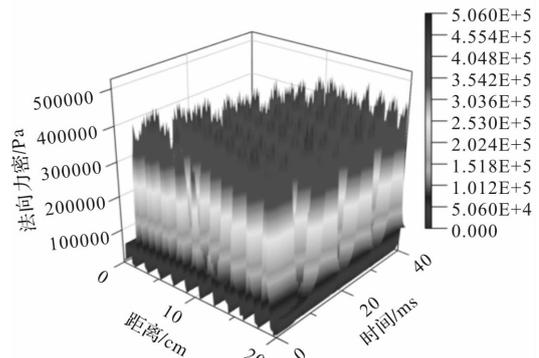
本文所研究的 PMSLM 带有端部结构，为了分析端部结构对法向力波的影响，因此在本节也建立了无端部结构的初级铁心，并对其法向力密进行分析。其无端部铁心二维结构如下图所示。



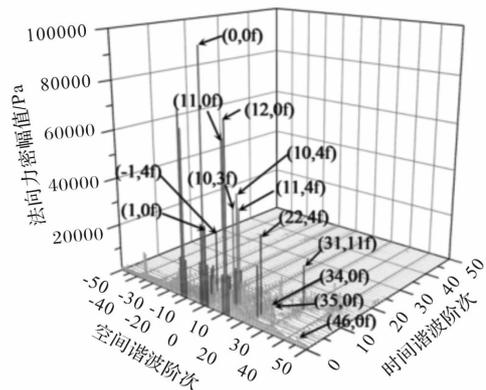
图1 无端部铁心二维示意图

基于以上公式，且结合有限元模型分析得到空载情况下，无端部结构永磁同步直线电机的法向力密及傅里叶分解如图2所示。

由图2可以看出，无端部情况下永磁同步直线电机的法向力密的主要阶数包括(1, 0f), (-1, 0f), (12, 0f), (11, 0f), (34, 0f), (35, 0f),



(a) 法向力密分布图



(b) 法向力密的傅里叶分解图

图2 空载情况下无端部结构永磁同步直线电机法向力密及其傅里叶分解图

(46, 0f), (10, 4f), (11, 4f), (22, 4f), (31, 11f) 和(10, 3f)。这与式(9)中的直线电机的法向力波的主要谐波阶数基本对应。

空载情况下，有梳状辅助齿永磁同步直线电机的法向力密及其傅里叶分解图如图3所示。

由图3可以看出，空载情况下有梳状辅助齿结构电机的法向力密及其傅里叶分解结果与无端部结构电机的大致相同。但是相比于无端部结构电机，四倍频下，由主极磁场及一阶齿谐波共同作用引起

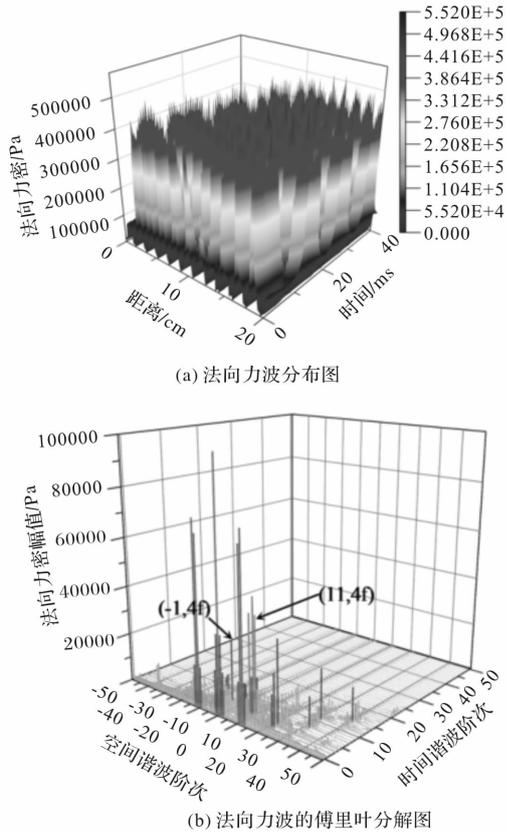


图3 空载情况下梳状辅助齿永磁同步直线电机法向力波分布及其傅里叶分解图

的-1阶, 11阶谐波的法向力密幅值有所降低。

### 3 不同动子固定方式的梳状齿结构直线电机的结构模型和参数

本文使用的直线电机为两端梳状齿型, 左右两端均为厚度 3 mm, 间隔 3 mm, 且两端均有 3 个对称的梳状齿结构。梳状齿结构最大的优点之一是可以降低直线电机初级的边端效应, 以降低其推力波动。梳状辅助齿永磁同步直线电机的结构图, 如图 4 所示。

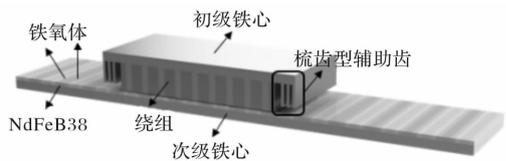


图4 梳状辅助齿永磁同步直线电机结构图

燕尾槽开槽时, 槽的位置位于初级的三等分线段的中间位置上, 并将槽开为上下两段, 上段为 12 mm, 下段为 18 mm。螺栓固定时, 孔位于初级齿的长四等分线和宽三等分线的位置, 规格为 M6。初级齿的具体参数如表 1 所示。永磁同步直线电机燕尾槽固定方式和螺栓固定方式下的电机 3D 模型图分

别如图 5(a) 和图 5(b) 所示。

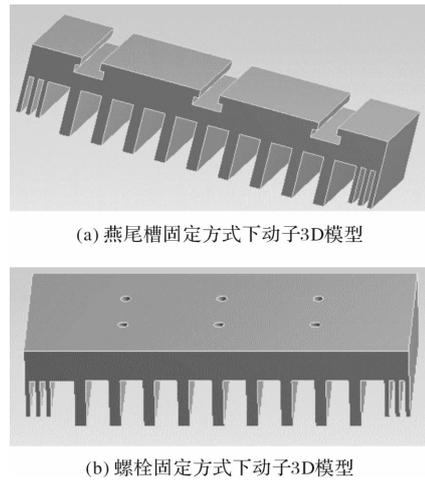


图5 有梳状辅助齿永磁同步直线电机动子不同固定方式下 3D 模型

表1 永磁同步直线电机动子铁心的参数

参数	参数值
电机宽度 $L$ /mm	100
中间槽宽 $W_{s1}$ /mm	13
两边槽宽 $W_{s2}$ /mm	13.6
梳状齿宽 $W_{d0}$ /mm	3
主槽高 $H_{s1}$ /mm	30
疏状齿槽高 $H_{d0}$ /mm	23.5
下槽宽 $W_{x1}$ /mm	18
下槽高 $W_{x2}$ /mm	3
上槽宽 $W_{d1}$ /mm	12
上槽高 $W_{d2}$ /mm	3
螺栓孔直径 $D$ /mm	6 (规格为 M6)
螺栓高度 $H_d$ /mm	16

### 4 动子铁心的振动分析

为分析固定方式对电机振动特性的影响, 本文应用基于模态叠加法的谐响应分析。该方法能够迅速计算动子铁心受力下的响应情况, 但其前提条件是对结构进行模态分析。模态分析是动力学分析的核心环节, 其目的是确定所分析结构的固有频率和振型。当外部作用在动子铁心上的激励频率与固有频率相近或相等时, 可能会导致动子铁心共振。在基于模态叠加原理的谐响应分析中, 可通过振型对其结构进行评估。

模态求解过程中, 典型的动力学方程为

$$M\ddot{x} + C\dot{x} + Kx = F(t) \quad (10)$$

式中,  $M$  为物体运动的质量矩阵, 描述了物体在运动中的质量分布;  $C$  为物体运动的阻尼矩阵, 反映

了物体运动过程中受到的阻尼效应； $K$  为物体运动的刚度矩阵，体现了物体结构的刚度特性。此外，该式子还包含了位移响应的列向量  $x$ ，速度响应的列向量  $\dot{x}$  和加速度响应的列向量  $\ddot{x}$ 。

上述方程组是相互耦合的，但在动力学理论的框架内，可以借助模态变换的方法来将其解耦，模态变换的过程如式(11)所示。基于式(11)，能够计算出结构的动态响应。响应是通过将每一阶模态的振型与对应的模态坐标相乘，然后将所有这些乘积相加而得到的。

$$\{u\} = [\varphi]\{\eta\} \quad (11)$$

式中， $\{u\}$  为结构的位移列向量， $[\varphi]$  为模态结构振型矩阵，描述了结构在不同模态下的振动形状， $\{\eta\}$  为模态坐标向量，也称为广义坐标向量，其包含了各个模态的坐标值，如  $\{\eta_1, \eta_2, \eta_3, \dots, \eta_n\}^T$ ，其中  $\eta_1, \eta_2$  等为相对应的各阶模态坐标。

#### 4.1 定子铁心模态分析

本文应用有限元分析软件对螺栓固定方式和燕尾槽固定方式下的直线电机进行模态分析<sup>[17]</sup>。电机定子铁心的材料为 DW465-50<sup>[18]</sup>，其材料性能如表 2 所示。

表 2 直线电机初级铁心材料特性

	杨氏模量 $Y/\text{MPa}$	泊松比 $\nu$	密度 $\rho/(\text{kg}/\text{m}^3)$
初级铁心	$2.06 \times 10^5$	0.3	7650

在进行初级铁心的模态分析时，采用自由边界条件作为约束，同时不对铁心施加任何预应力。燕尾槽固定方式和螺栓固定方式下初级铁心的前六阶振型，分别如图 6 和图 7 所示。

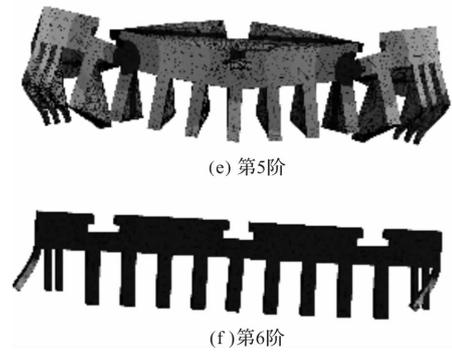
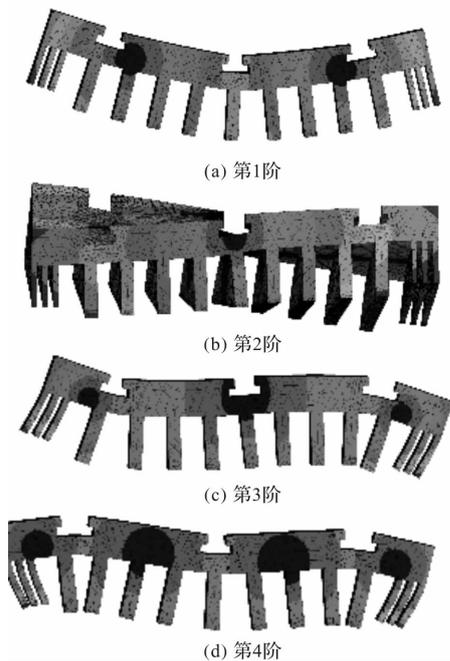


图 6 燕尾槽固定方式直线电机的初级铁心的前 6 阶振型

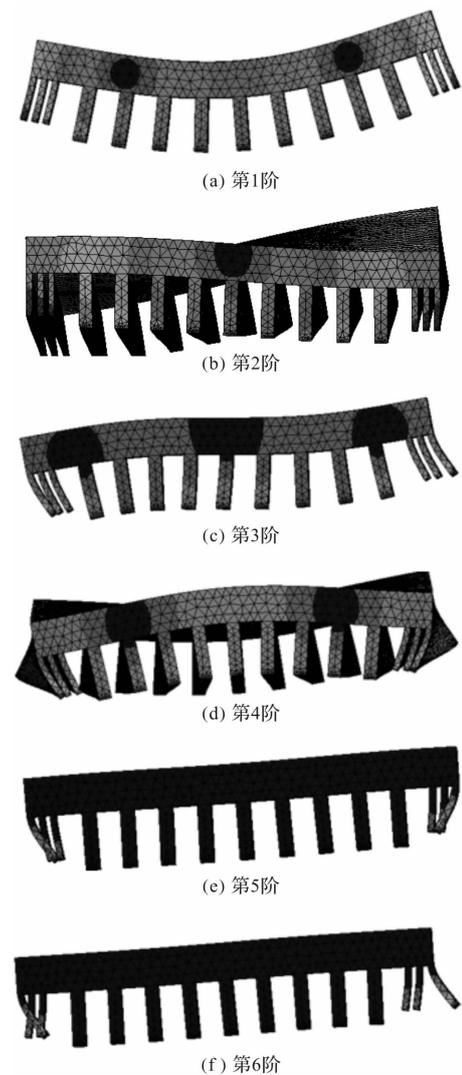


图 7 螺栓固定方式直线电机的初级铁心的前 6 阶振型

由图 6 和图 7 可以看出，两种不同铁心固定方式下，初级铁心的前六阶振型基本一致。因此，永磁同步直线电机定子铁心振型受其背铁的固定方式影响较小。在模态分析中，不同固定方式下初级铁心的前 6 阶的固有频率如表 3 所示。

表 3 不同固定方式下初级铁心的模态分析前六阶固有频率

阶数	燕尾槽固定定子 固有频率 $f_1$ /Hz	螺栓固定定子 固有频率 $f_2$ /Hz
1	706.94	807.5
2	1746.2	1967
3	2846.7	3189
4	3640.7	4146.3
5	4009.9	4658.4
6	4269.9	4915.4

由表 3 可以看出，阶次越高，电机定子铁心的固有频率也越来越高。且由于燕尾槽固定方式，定子铁心的固定面积更大，具有相对刚性的核心。

### 4.2 定子铁心的谐响应分析

本文基于多物理场分析软件，对永磁同步直线电机进行谐响应分析。如图 8 所示为电机进行谐响应分析的流程图。首先，通过三维电磁场的计算获得空载法向电磁力，然后，将该电磁力准确传递到结构场中电机齿部相应位置。其次，结合模态分析得到的模态数据，在谐响应分析模块进行计算。通过这一过程，可以计算出初级铁心在不同频率下的振动加速度。

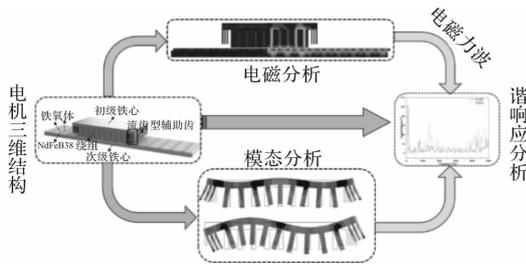


图 8 PMLSM 空载法向振动多物理场仿真分析流程图

通过谐响应分析，计算电机在两种不同固定方式在振动加速度。空载情况下，电机速度为 1.8 m/s 时，铁心上表面在不同频率下的振动加速度曲线如图 9 所示。

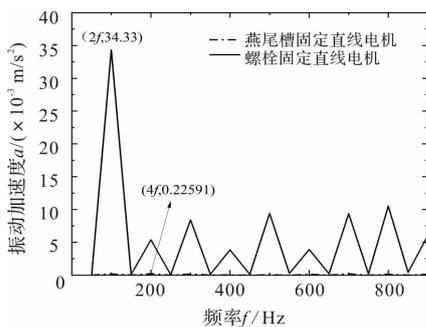


图 9 不同固定方式下电机定子铁心上表面振动加速度对比图

由图 9 可以看出，在不同频率下，螺栓固定方式下，电机振动加速度的最大值出现在 100 Hz，即电机工作频率的两倍，相应的振动加速度为 34.33 m/s<sup>2</sup>。燕尾槽固定方式下，电机振动加速度的最大值出现在 200 Hz，即电机工作频率的四倍，相应的振动加速度分别为 0.22591 m/s<sup>2</sup>。该结论与理论分析中结论一致，且对比分析可以看出燕尾槽固定方式下，电机的振动加速度更小，振动特性更好。

### 5 实验

实验样机为有端部梳状辅助结构、初级铁心采用燕尾槽固定方式的永磁同步直线电机。直线电机振动测试平台如图 10 所示，包括滚珠丝杠平台、被测电机、动态信号分析仪(型号 SA808A)、加速度传感器(型号 SAED0005B)、振动分析软件(DASP)以及上位机。



图 10 直线电机振动测试平台

在振动实验中，滚珠丝杠平台拖动电机进行空载运行，通过固定在电机定子上的加速度传感器采集法向的振动加速度数据。这些数据随后被传输至动态信号分析仪中，并经过傅里叶变换处理，得到初级铁心燕尾槽固定方式下的永磁同步直线电机的空载振动数据，如图 11 所示。

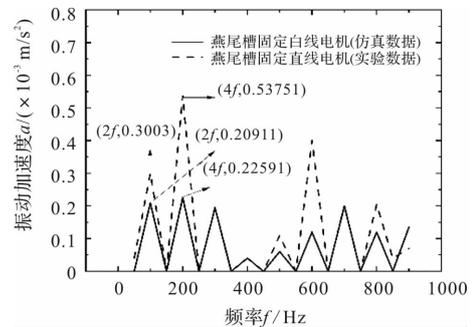


图 11 燕尾槽固定方式下 PMLSM 的实验数据与仿真数据对比

由图 11 可以看出，实验测量的数据与仿真分析的数据变换趋势基本一致，然而由于电机制造误差及测量误差，实验数据要稍大于仿真数据。在 100 Hz 时，仿真和测量振动加速度分别为 0.20911 m/s<sup>2</sup> 和 0.3003 m/s<sup>2</sup>，在 200 Hz 时，仿真和测量振动加速度

分别为  $0.222591 \text{ m/s}^2$  和  $0.53751 \text{ m/s}^2$ 。

### 6 结 语

本文是针对燕尾槽固定和螺栓固定方式下的直线电机做振动特性的对比分析,并且通过仿真和实验的办法来验证这两种不同固定方式之下的直线电机的振动特性,能够得到以下的结论:

(1)空载情况下的梳状辅助齿结构永磁同步直线电机的法向力密的幅值可以达到  $542874.8 \text{ Pa}$ ,而且在  $(10, 2f)$ 、 $(10, 1f)$ 、 $(10, 0f)$ 、 $(1, 0f)$ 、 $(2, 0f)$ 、 $(-1, 2f)$  和  $(-10, 0f)$  处的谐波幅值较小。

(2)燕尾槽固定方式下,电机动子的刚性更好。

(3)不同固定方式下,电机均在二倍频时振动加速度相对较高。螺栓固定方式下,电机振动加速度的最大值出现在电机工作频率的两倍,振动加速度为  $34.33 \text{ m/s}^2$ 。燕尾槽固定方式下,电机振动加速度的最大值出现在电机工作频率的四倍,振动加速度分别为  $0.22591 \text{ m/s}^2$ 。

### 参考文献

[1] 於峰,殷琪皓,佟明昊,等. 电动汽车用多相电驱重结构型车载充电系统关键综述[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(13): 5281-5396.

[2] 周世炯,李耀华,史黎明,等. 基于自适应非线性跟踪微分器的直线电机位置和速度检测方法[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(10): 24-33.

[3] 赵纪龙,逯卓林,韩青峰,等. 轴向磁通永磁电机系统及关键技术前沿发展综述[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(7): 2744-2764.

[4] 李博,张君安,李子昂,等. 新型无铁心永磁同步直线电机推力性能优化设计实验[J]. 西安工业大学学报, 2022, 42(2): 123-129.

[5] 尹绍杰,林鹏,杨扬骞,等. 一种在线数据驱动的永磁直线电机的优化设计[J]. 微电机, 2022, 55(7):

1-5, 18.

[6] 陈前,赵美玲,廖继红,等. 轻量化高效率永磁电机及其控制技术综述[J]. 电气工程学报, 2023, 18(4): 3-19.

[7] 胡源,李静,黄旭珍. 连续极永磁直线同步电机定位力和推力波动研究[J]. 电气技术, 2023, 23(9): 1-7, 92.

[8] 王浩宇,李荣,张杰. 初级分段不连续型直线电机定位力分析与参数优化[J]. 电机控制与应用, 2024, 51(5): 61-70.

[9] 贾周,彭思洋,贺伟,等. 背靠背  $\Omega$  定子横向磁通永磁直线电机推力波动抑制[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(20): 8094-8101.

[10] 关名赫,董婷,冯威. 机床进给永磁直线电机整机系统振动分析[J]. 微特电机, 2023, 51(07): 8-13.

[11] 刘睿松,董婷. 谐波电流注入下永磁同步直线电机振动分析[J]. 微特电机, 2023, 51(08): 16-21.

[12] 李骛,冯桑,梁一意,等. 改善微型永磁电机振动特性的设计方法[J]. 机械设计与研究, 2023, 39(05): 63-66, 71.

[13] 李思泽,徐炜,金振,等. 一种基于有限元法与改进无网格法耦合的双定子电机振动噪声分析方法[J]. 电工技术学报, 2023, 38(19): 5112-5127.

[14] 胡意波,高自成,李立君,等. 基于直线电机驱动的插件机振动特性研究[J]. 制造技术与机床, 2023, 重大应用需求(12): 32-39.

[15] 白继刚,张泉. 电机设计及振动噪声研究——以深海飞行器为例[J]. 农业工程与装备, 2023, 50(01): 17-20.

[16] 郝本良. 压电式自供能无线电传感器节点关键技术研究[D]. 江苏 徐州: 中国矿业大学, 2019: 25-26.

[17] 涂宇,王怡,罗建阳. 施工升降机电吊笼结构动态特性仿真分析与拓扑优化[J]. 湘潭大学学报(自然科学版), 2023, 45(6): 78-84.

[18] 菅玲. 低法向力波动的永磁直线同步电机的研究[D]. 沈阳: 沈阳工业大学, 2020: 17-18.

(上接第 57 页)

[10] 陈启明,方宇轩. 基于改进遗传算法的永磁伺服电机优化设计[J]. 武汉理工大学学报, 2023, 45(11): 139-147.

[11] 刘延飞,彭征,王艺辉,等. 基于改进的遗传算法的有刷直流电机 PID 参数整定[J]. 计算机应用, 2022, 42(05): 1634-1641.

[12] 金宏伟,方匡坤,张方明,等. 基于遗传算法整定参数的火力发电用电动机伺服控制分析[J]. 中国工程机械学报, 2024, 22(01): 27-31.

[13] 陈琳,王子微,莫玉良,等. 改进的自适应复制、交叉和突变遗传算法[J]. 计算机仿真, 2022, 39(08): 323-326, 362.

[14] 刘泓杉,刘慧博. 基于径向基函数神经网络的永磁同步电机转速自适应控制策略[J]. 电子器件, 2023, 46(06): 1552-1560.

[15] 张振振,戈海龙,成巍,等. 基于滑模变结构的异步电机调速系统建模与控制[J]. 微电机, 2023, 56(08): 25-29.

# 波浪能磁场调制式永磁直线发电机设计与参数优化

贾海媛, 王 刚

(内蒙古工业大学 电力学院, 呼和浩特 010080)

**摘要:** 磁场调制式永磁直线发电机通过磁场调制效应提高设计点的转速提高电机感应电动势, 从而提高电机的功率密度, 特别适用于波浪能发电领域。根据设计输入, 完成双动子磁场调制式永磁直线发电机设计方案, 并利用有限元法分析计算了电机的气隙磁场、静态特性、空载性能及负载特性, 计算结果表明了设计的合理性与正确性。针对推力波动, 对速比、调制单元相对宽度、调制单元厚度参数进行了优化设计, 为双动子磁场调制式永磁直线发电机的设计提供参考。

**关键词:** 磁场调制; 波浪能发电; 有限元分析; 推力波动

中图分类号: TM351; TM359.4

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2025)05-0071-07

## Design and Parameter Optimization of Wave-energy Magnetic Field Modulated Permanent Magnet Linear Generator

JIA Haiyuan, WANG Gang

(School of Electrical Power, Inner Mongolia University of Technology, Hohhot 010080, China)

**Abstract:** Magnetic field modulated permanent magnet linear generator improves the design point speed and electromotive force of the motor by utilizing the magnetic modulation effect, thereby improving the power density of the motor, especially suitable for wave energy generation. Based on the design input, a dual-mover magnetic field modulated permanent magnet linear generator design scheme was completed, and the air gap magnetic field, static characteristics, open-circuit performance, and load characteristics of the motor were analyzed and calculated using finite element method. The computational results demonstrate the rationality and correctness of the design. In order to reduce the thrust fluctuation, the speed ratio, relative width of the modulation unit, and thickness of the modulation unit were optimized, providing reference for the design of dual-mover permanent magnet linear generator.

**Key words:** magnetic field modulation; wave energy generation; finite element analysis; thrust ripple

### 0 引言

海洋波浪能作为一种优质的新型可再生能源, 具有安全清洁、能量密度大、传播过程损失小等优点, 受到国内外广大学者的关注<sup>[1-2]</sup>, 采用直驱永磁直线发电机将波浪能转换成电能减少了传统的气动结构、液压机构等中间环节, 提高了转换效率, 但因为波浪能速度低使得电机功率密度较低。随着磁场调制效应的提出, 将永磁直线电机与永磁直线磁齿轮复合形成了多种结构形式的磁场调制式直线电机<sup>[3-4]</sup>。文献[5]提出的外动子磁场调制型圆筒直线电机, 通过磁场调制效应提高了磁场运动速度从而提高了电机的功率密度, 但由于将调磁块和初级齿合为一体, 调磁块的选取受制于电机槽数, 其

调制效应完全取决于槽型尺寸。文献[6-7]提出的直线磁场调制电机由电枢定子、永磁定子和在两定子之间的长调制动子组成, 与文献5不同的是将磁场调制单元与电枢定子分离, 其速比选择不再受定子槽数限制。文献[8-9]提出了初级永磁型直线电机, 将永磁体固定于定子, 动子仅由多个梯形齿的凸极形状铁心组成, 简化了结构, 减少了永磁体用量, 但由于永磁体固定于定子上, 使得定子绕组、永磁体和磁路三者的空间相互制约, 容易导致功率密度受限与磁路过饱和问题。而双动子磁场调制式永磁直线电机充分利用了直线电机内部空间, 将直线磁齿轮内嵌于电机定子内部, 并将多极永磁体固定于定子铁心上形成双动子结构, 较好地克服了上述问题。

收稿日期: 2024-12-10, 修回日期: 2025-02-17

基金项目: 内蒙古工业大学科学研究项目(ZZ202121)

作者简介: 贾海媛(1985), 女, 工学硕士, 高级工程师, 研究方向为特种电机设计技术。

本文根据电机设计输入,完成电机设计方案,并利用有限元法分析计算了电机的气隙磁场、静态特性、空载性能和负载性能,计算结果与设计输入相符。针对电机推力波动,分析了电机速比、调制单元相对宽度、调制单元厚度对其的影响,并确定优化参数及优化方案。

## 1 磁场调制式永磁直线发电机基本结构及方案设计

### 1.1 基本结构

波浪能磁场调制永磁直线发电机为圆筒形结构,主要由定子、低速动子和高速动子组成,其结构图如图1所示。由图1可以看出,定子由定子铁心、绕组和多极的永磁体组成,低速动子由间隔的导磁的调磁块组成,高速动子由少极的永磁体组成。

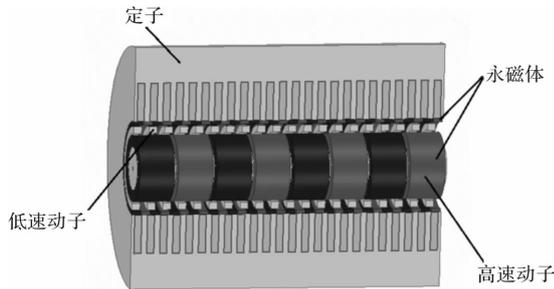


图1 双动子磁场调制式永磁直线发电机结构示意图

由图1可以看出,该磁场调制永磁直线发电机是圆筒形永磁直线电机与直线磁齿轮在机械和电磁上进行复合而形成的一种新型电机,当波浪能驱动低速动子运动时,由于磁齿轮效应使得高速动子以速比倍的速度运动,定子绕组中会感应出较高的感应电动势,从而提高了电机的功率密度。

### 1.2 方案设计

双动子磁场调制式永磁直线发电机的设计及运行都基于直线磁齿轮效应,通过调磁块的磁场调制作用实现倍速的功能,从而实现推力传输,根据文献[10]可知,内外层永磁体和调磁环铁心片数满足:

$$p_1 + p_2 = p_p \quad (1)$$

式中, $p_1$ 为内层永磁体极对数,对应图1中高速动子永磁体极对数, $p_2$ 为外层永磁体极对数,对应图1中定子永磁体极对数, $p_p$ 为调磁单元铁心片数,对应图1中低速动子导磁块个数。

气隙磁场中所包含的各次谐波磁场次数可统一表示为

$$\begin{aligned} p_{m,k} &= |mp + kp_p| \\ m &= 1, 3, 5, \dots \infty \\ k &= 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3 \dots \infty \end{aligned} \quad (2)$$

式中, $p$ 为内层或外层永磁体极对数,其与调制单元作用在气隙中产生的气隙磁密极对数为 $P_{m,k}$ 。

气隙磁场中所包含的各次谐波磁场的直线运动速度可统一表示为

$$v_{m,k} = \frac{mp}{mp + kp_p} v_r + \frac{kp_p}{mp + kp_p} v_s \quad (3)$$

式中, $v_r$ ,  $v_s$ 分别为内或外层永磁体和调磁环的直线运动速度。在所有调制谐波磁场中 $p_{1,-1}$ 次谐波磁场幅值最大,其谐波磁场的次数及对应运动速度为

$$\begin{cases} p_{1,-1} = |p - p_p| \\ v_{1,-1} = \frac{p}{p - p_p} v_r - \frac{p_p}{p - p_p} v_s \end{cases} \quad (4)$$

直线磁齿轮由内外层永磁体和调磁环三部分组成,将其中一个部件固定,其余两个作为动子,均能按照设计的速比实现速度和推力传输,速比即为动子速度之比。根据式(4)可知:当内层永磁体固定时,外层永磁体与调磁环同向旋转,速比为 $p_p/p_2$ ,接近于1,只适用于速度微调的场合;当调磁环固定时,内层永磁体与外层永磁体反向旋转,速比为 $-p_2/p_1$ ;当外层永磁体固定时,内层永磁体与调磁环同向旋转,速比为 $p_p/p_1$ 。对比三种运行状态,当外层永磁体固定时,可获得最大速比,而磁场调制式永磁直线发电机将直线磁齿轮的外层永磁体固定于电机定子铁心内部,实现了圆筒型永磁电机与直线磁齿轮电磁和机械方面的集成,可以获得最大速比传动,从而提高电机功率密度。

电机主要尺寸和空载反电势:

$$DL = \frac{P_N}{\frac{\sqrt{2}\pi}{2} \eta k_w ABv} \quad (5)$$

$$E_m = 2\pi N_{ph} k_w BDv \quad (6)$$

式中, $D$ 为电机定子内径, $L$ 为电机定子轴向有效长度, $P_N$ 为电机额定功率, $\eta$ 为电机效率, $k_w$ 为电机绕组系数, $A$ 为电机线负荷, $B$ 为电机定子侧气隙最大磁通密度, $N_{ph}$ 为电机每相绕组匝数, $v$ 为电机高速动子运行速度。

根据分析计算,确定电机槽数为48槽,高速动子极对数为4,采用整数槽分布短距绕组,速比取为5,永磁体采用具有高剩磁、高矫顽力特点的钕铁硼N42UH。电机基本参数和主要尺寸如表1所示。

表 1 电机基本参数和主要尺寸

参数	参数值
额定功率/kW	20
额定速度/低速动子速度/(m/s)	2
高速动子速度/(m/s)	10
额定电压/V	690
相数	3
定子内径/mm	160
定子外径/mm	300
定子槽数	48
定子永磁体极对数	16
定子永磁体厚度/mm	5
定子永磁体极弧系数	0.9
外气隙/mm	3
内气隙/mm	3
低速动子外径/mm	144
低速动子内径/mm	134
低速动子铁心片数/极对数	20
高速动子外径/mm	128
高速动子内径/mm	6
高速动子极对数	4
高速动子永磁体厚度/mm	18
高速动子永磁体极弧系数	0.65
长度/mm	792

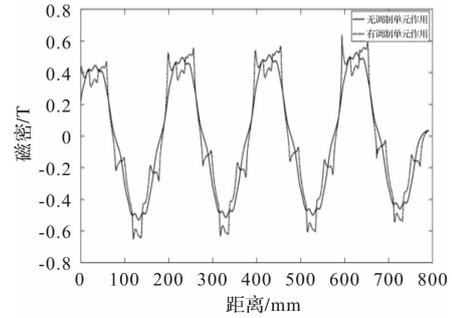
## 2 有限元分析

根据电机设计参数建立有限元模型，仿真分析了电机气隙磁场、静态特性、空载特性及负载特性。

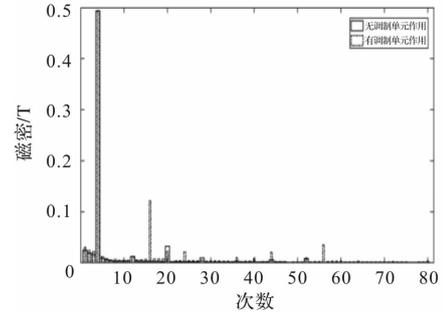
### 2.1 气隙磁场

气隙磁场的大小及波形直接影响电机性能，对于双动子磁场调制式永磁直线发电机，其内层气隙磁场由高速转子永磁体与定子永磁体经过调磁环调制作用后的磁场共同作用产生，外层气隙磁场由定子永磁体与高速转子永磁体经过调磁环调制作用后的磁场共同作用产生。高速转子永磁体单独作用时及经过调磁环调制作用后的外层气隙磁密波形如图 2 所示，定子永磁体单独作用时及经过调磁环调制作用后的内层气隙磁密波形分别如图 3 所示，电机内外层气隙磁密波形分别如图 4 及图 5 所示。

由图 2 可知，当高速转子永磁体单独作用，调制单元不作用时，电机外层气隙磁密以 4 次磁密为主，谐波主要包含其奇数次谐波，经过调制单元作用后，电机外层气隙磁密不仅包含 4 次及其奇数次

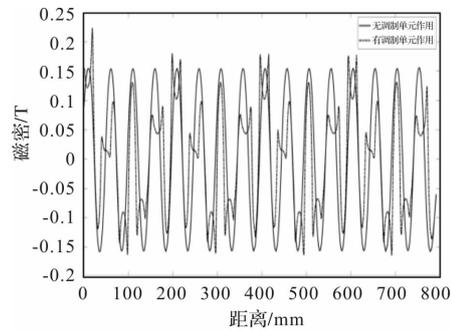


(a) 波形

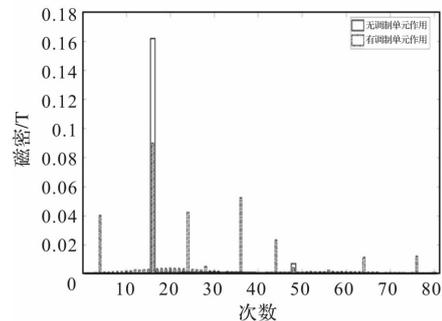


(b) 傅里叶分解

图 2 高速动子永磁体单独作用时的外层气隙磁密



(a) 波形



(b) 傅里叶分解

图 3 定子永磁体单独作用时的外层气隙磁密

谐波，16 次谐波磁密成为主要成分，与定子永磁体极对数相同。同样，由图 3 可知，当定子永磁体单独作用，调制单元不作用时，电机内层气隙磁密以 16 次磁密为主，谐波主要包含其奇数次谐波，经过磁导调制后，电机内层气隙磁密不仅包含 16 次及其奇数次谐波，4 次谐波磁密成为主要成分，与高速动子永磁体极对数相同。而且经过磁导调制后，其谐波成分增多。

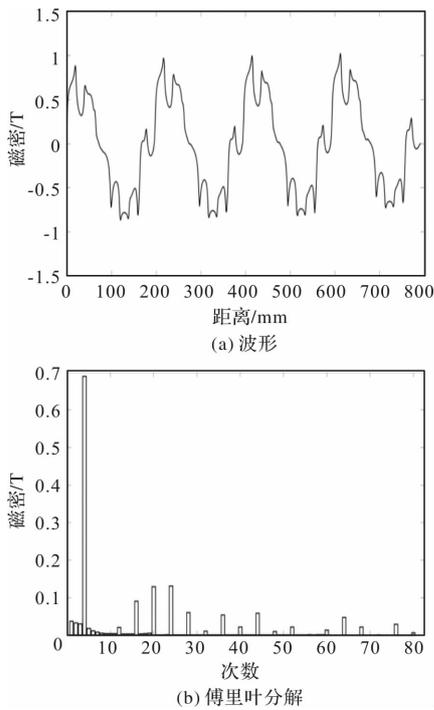


图4 电机内层气隙磁密

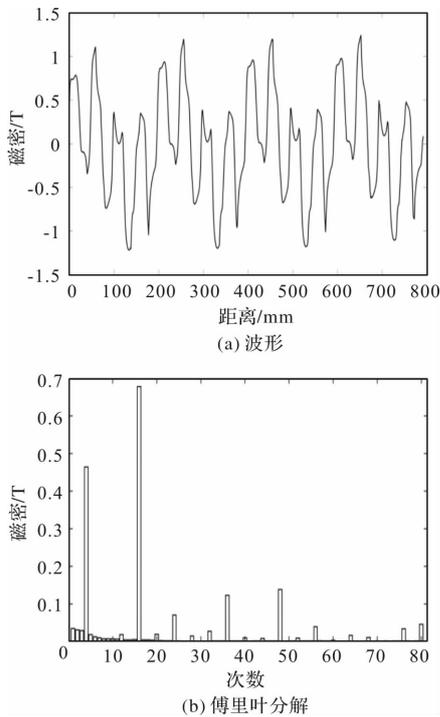


图5 电机外层气隙磁密

由图4及图5可知，电机内层气隙以4次磁密为主，外层气隙磁密以16次磁密为主。定子永磁体及高速动子永磁体分别经过磁导调制单元作用在内层气隙和外层气隙产生4次及16次气隙磁密谐波，分别与高速转子永磁体及定子永磁体作用，从而输出恒定推力，实现倍速功能。

### 2.2 静态特性

静态特性是高速动子与低速动子之间固有的推

力关系，计算时保持其中一个动子静止，另外一个动子以恒定速度运动，计算得到的推力波形即为双动子磁场调制式永磁直线电机的静态特性。通过静态特性可以获得电机的最大推力，并通过推力波形确定电机的工作点，所以在分析电机空载特性和负载特性之前，需要通过静态特性确定电机的工作点。电机静态特性如图6所示。

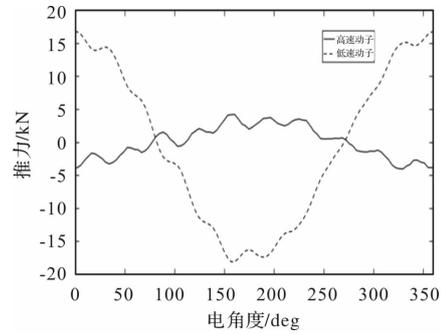


图6 电机静态特性

由图6可知，推力波形基本呈正弦变化，推力大小随动子所处位置不同而变化，推力方向相反，但其比值基本满足速比5的传动比关系，与设计相符。根据计算结果可知低速动子的最大静态推力为18 kN，高速动子的最大静态推力为4 kN。

### 2.3 空载性能

根据静态特性确定电机的工作点，将电机高速动子速度设置为10 m/s，低速动子速度设置为2 m/s，计算得到电机空载电动势及空载推力分别如图7及图8所示。

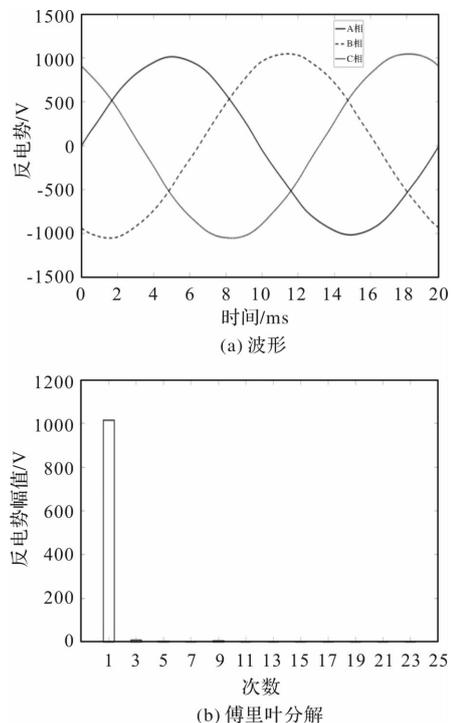


图7 电机空载反电势

根据图 7 计算可得, 电机空载反电势基波有效值为 717.5 V, 正弦畸变率为 1.1%。

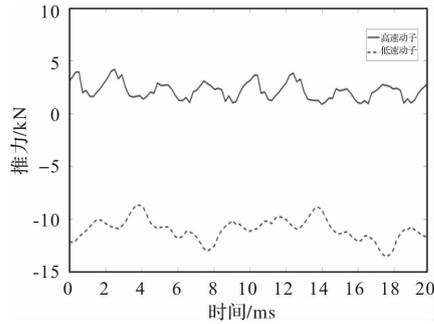


图 8 电机空载推力

由图 8 可知, 空载时, 电机高速动子推力为 2 kN, 低速动子推力为 -10.35 kN, 其方向相反, 比例关系也基本满足速比 5 的传动比关系。通过计算得到电机高速动子推力波动为 173.62%, 低速动子推力波动为 46.24%。

#### 2.4 负载性能

负载计算时, 通过外电路接入电阻负载, 通过计算得到电机每相绕组内阻为 1.57  $\Omega$ , 每相绕组外接电阻为 71.42  $\Omega$ , 并将电机高速动子速度设置为 10 m/s, 低速动子速度设置为 2 m/s, 计算得到电机负载推力及输出电压电流波形分别如图 9 及图 10 所示。

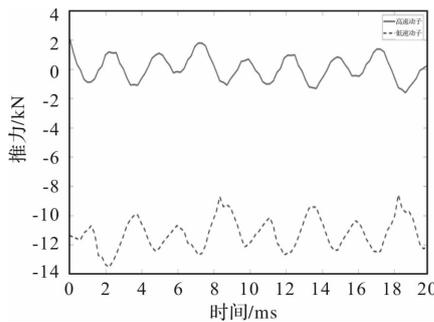


图 9 电机额定负载推力

由图 9 可知, 当电机外接额定负载时, 电机高速动子推力约为 0, 其推力与电机绕组通入电流后所产生的推力相抵消, 此时高速动子基本处于空转的状态。电机低速动子推力为 -11.15 kN, 计算得到此时低速动子电磁功率约为 22.3 kW, 推力波动为 44.38%。

根据图 10 计算可知, 当电机外接额定负载时, 电机输出相电压有效值为 695.64 V, 相电流有效值为 9.74 A, 计算得到其输出功率约为 20.33 kW。当不考虑电机铁耗及杂散损耗时, 根据式(7)计算得到电机效率约为 97.85%, 满足设计要求。

$$\eta = \frac{P_2}{P_2 + 3I^2 R_0} \times 100\% \quad (7)$$

式中,  $\eta$  为电机效率,  $P_2$  为电机输出功率,  $I$  为电机相

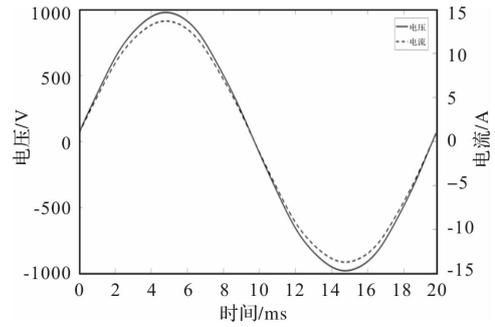


图 10 电机额定负载时输出电压及电流  
电流,  $R_0$  为电机每相绕组内阻。

### 3 参数优化

根据图 8 及图 9 仿真分析结果可知, 电机推力波动较大, 将会影响高速动子及低速动子运动的平稳性, 导致动子运动过程中产生剧烈的震动, 从而影响电机的正常运行。对于常规直线电机, 其推力波动主要由边端效应和尺寸效应引起, 并可以通过斜极、优化边端齿参数的方法对推力波动进行优化<sup>[11-14]</sup>。而对于双动子磁场调制式永磁直线电机而言, 其推力即为直线磁齿轮推力, 不再与常规圆筒型直线电机相同, 其推力波动主要受磁齿轮参数影响。为了减小电机推力波动, 对速比、磁场调制单元相对宽度及宽度进行优化设计。当电机外接额定负载时, 高速动子推力基本为 0, 所以分析时主要考虑不同参数对低速动子推力波动的影响。

#### 3.1 速比对推力波动影响分析

基于前期分析可知电机低速动子最大推力随速比先增大后减小, 而且在速比为 5 时达到最大, 所以主要分析速比为 4.125 至 5.875 时低速动子的推力波动, 计算时稳态推力基本保持为额定推力, 计算结果如表 2 所示。

表 2 不同速比时低速动子的推力波动

速比	推力波动/%
4.125	39.37
4.25	23.25
4.375	21.87
4.5	28.74
4.625	24.07
4.75	25.58
4.875	25.57
5	46.21
5.125	23.2
5.25	33.01
5.375	38.24
5.5	38.35
5.625	39.88
5.75	34.87
5.875	53.24

由表 2 可知, 在速比为 4.125 至 5.875 范围内, 当速比不为整数时, 低速动子推力波动大多小于速比为整数时的推力波动, 由计算结果可知, 当速比为 4.375 时, 推力波动最小, 但考虑到速比对最大推力及空载反电势的影响, 在本方案中, 优选速比为 5.125, 与速比为 5 的方案相比, 推力波动减小了 49.8%。

### 3.2 调制单元宽度对推力波动影响分析

确定电机速比为 5.125, 计算不同调制单元相对宽度对电机低速动子推力波动的影响, 计算结果如表 3 所示。调制单元宽度利用相对宽度来表表示, 定义调制单元相对宽度为

$$k = \frac{d}{d+s} \quad (7)$$

式中,  $d$  为调制单元轴向长度,  $s$  为调制单元单元间的间隔长度。

表 3 不同调制单元相对宽度时低速动子的推力波动

调制单元相对宽度	推力波动/%
0.3	17.2
0.4	22.64
0.5	23.2
0.6	25.29
0.7	32.15
0.8	35.57

由表 3 可知, 低速动子推力波动随调制单元相对宽度的增大而增大, 但考虑到电机最大推力随调制单元相对宽度的增大先增大后减小, 而且在调制单元相对宽度为 0.5 时, 电机最大推力达到最大, 所以本方案优选调制单元相对宽度为 0.5。

### 3.3 调制单元厚度对推力波动影响分析

确定电机速比为 5.125, 调制单元相对宽度为 0.5, 计算不同调制单元厚度对电机低速动子推力波动的影响, 计算结果如表 4 所示。

表 4 计算结果

调制单元厚度/mm	推力波动/%
3	25.73
4	23.42
5	23.2
6	32.07
7	33.03
8	28.22
9	30.64
10	33.03

由表 4 可知, 当调制单元厚度为 5 mm 时, 低速动子推力波动最小, 所以本方案优选调制单元厚度为 5 mm。

根据上述分析, 将电机速比由 5 改为 5.125, 其他参数保持不变, 通过仿真计算得到电机空载反电势基波有效值增加了 2.8%, 正弦畸变率降低了 33.6%, 输出功率增加了 4.1%, 低速动子的空载稳态推力波动和额定负载稳态推力分别降低了 49.8% 和 47%。

## 4 结 语

根据设计输入, 完成了双动子磁场调制式永磁直线电机的方案设计, 并利用有限元法完成了电机的气隙磁场, 静态特性, 空载性能及负载性能的仿真计算, 并针对推力波动进行了参数优化, 得到以下结论:

(1) 仿真计算得到低速动子最大推力为 18 kN, 高速动子最大推力为 4 kN。电机空载反电势基波有效值为 717.5 V, 正弦畸变率为 1.1%。电机高速动子空载稳态推力为 2 kN, 低速动子空载稳态推力为 -10.35 kN。电机负载稳态推力为 -11.15 kN, 电机输出相电压有效值为 695.64 V, 相电流有效值为 9.74 A, 输出功率约为 20.33 kW, 效率约为 97.85%, 满足设计要求。

(2) 针对推力波动, 仿真计算得到在设定的参数范围内, 速比为分数时的推力波动大多小于速比为整数时的推力波动, 推力波动随调制单元相对宽度的增大而增大, 在调制单元厚度为 5 mm 时推力波动最小, 兼顾各参数对最大推力盒空载反电势的影响, 本方案优选速比为 5.125, 调制单元相对宽度为 0.5, 调制单元厚度为 5 mm。

(3) 根据仿真分析, 将速比由 5 改为 5.125, 其他参数保持不变, 优化后方案空载反电势基波有效值增加了 2.8%, 正弦畸变率降低了 33.6%, 输出功率增加了 4.1%, 低速动子的空载稳态推力波动和额定负载稳态推力分别降低了 49.8% 和 47%。

## 参考文献

- [1] 路晴, 史宏达. 中国波浪能技术发展与未来趋势[J]. 海岸工程岸工程, 2022, 41(1): 1-12.
- [2] 陈佳, 兰飞, 郭昊霖等. 波浪能发电控制技术研究综述[J]. 电力自动化设备, 2023, 43(6): 124-136.
- [3] 周游, 石超杰, 曲荣海等. 磁场调制永磁直线电机拓扑研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(4): 1469-1485.

- [4] 凌志健, 赵文祥, 吉敬华. 高推力永磁直线作动器及其关键技术综述[J]. 电工技术学报, 2020, 35(5): 1022-1034.
- [5] 夏涛. 用于直驱式波浪发电的圆筒型直线电机优化设计及其控制研究[D]. 南京: 东南大学, 2019.
- [6] 王雨桐, 李雄松, 刘晓, 等. 直线磁场调制电机推力特性关键参数分析[J]. 微电机, 2021, 54(2): 6-11.
- [7] 刘晓, 刘磊, 王雨桐, 等. 直线磁场调制电机功率因数优化设计[J]. 湖南大学学报(自然科学版), 2021, 48(12): 137-145.
- [8] 朱旭晖, 赵文祥. 高性能磁场调制式永磁直线电机研究综述与展望[J]. 电机与控制应用, 2020, 47(8): 1-12.
- [9] Shen Yiming, Lu Qinfen. Overview of Permanent Magnet Linear Machines with Primary Excitation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(11): 2325-2343.
- [10] Robert C. Holehouse, Kais Atallah, Jiabin Wang. Design and Realization of a Linear Magnetic Gear [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2011, 47(10): 4171-4174.
- [11] 周建华, 唐敦兵, 王昌生, 等. 永磁直线同步电机边齿参数对定位力影响的分析与优化[J]. 微电机, 2013, 46(7): 1-5.
- [12] 罗婉韵, 江鹏程. 圆筒型永磁直线发电机的设计与定位力优化[J]. 微电机, 2017, 50(6): 20-25.
- [13] 尹相睿, 邵一, 陈小龙, 等. 一种直线永磁游标电机设计与定位力优化[J]. 微电机, 2017, 50(8): 20-23.
- [14] 史石磊, 康尔良, 史桂英. 扁平型永磁直线电机定位力综合优化[J]. 微电机, 2020, 53(3): 33-37.

(上接第 63 页)

- [7] Gao Z Q. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning [C]. Proceedings of the 2003 American Control Conference, 2003: 4989-4996.
- [8] 朱焯秋, 赵泽龙. 三自由度六极混合磁轴承线性/非线性切换自抗扰解耦控制[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(10): 3077-3086, 3159.
- [9] Zhu H, Wang S. Decoupling Control Based on Linear/non-linear Active Disturbance Rejection Switching for Three-degree-of-freedom six-pole Active Magnetic Bearing [J]. IET Electric Power Applications, 2020(5).
- [10] Zhao K, Chen Y, Li R, et al. PMSM Control System Based on SADRC Control [C]. IEEE 9th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2020.
- [11] Hao Z, Yang Y, Gong Y, et al. Linear/Nonlinear Active Disturbance Rejection Switching Control for Permanent Magnet Synchronous Motors [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 99: 1-1.
- [12] Yang F, Guo C, Wang P. Switching Active Disturbance Rejection Controller for a Ship Dynamic Positioning System [C]. 13th World Congress on Intelligent Control and Automation (WCICA), 2018
- [13] Wang R, Li X, Zhang J, et al. Speed Control for a Marine Diesel Engine Based on the Combined Linear-Nonlinear Active Disturbance Rejection Control [J]. Mathematical Problems in Engineering, 2018.
- [14] 高旭生, 李娟, 李生权, 等. 基于降阶自抗扰的永磁同步电机位置控制[J]. 组合机床与自动化加工技术, 2022(08): 105-108, 113.
- [15] 王传榜, 王永, 梁青. 降阶自抗扰控制器对时滞系统控制研究[J]. 控制工程, 2016, 23(10): 1602-1606.
- [16] 王允森, 盖荣丽, 孙一兰, 等. 高质量加工中四次多项式速度规划算法研究[J]. 中国机械工程, 2014, 25(05): 636-641.
- [17] 郝正杰. 基于自抗扰控制的永磁同步电机驱动系统关键技术研究[D]. 长春: 吉林大学, 2023.

## 《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

在线投稿系统: wdj.paperopen.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

国际刊号: ISSN 1001-6848

电话: 029-84276641