

INSPEC 科学文摘（英）收录期刊

中国科技核心期刊

陕西省优秀期刊

ISSN 1001-6848

CN 61-1126/TM

CODEN WIDIF4

微电机

MICROMOTORS

2025 12

第58卷 第12期
No.12 Dec., 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:±0.005°

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

微电机

WEI DIAN JI

月刊, 1972 年创刊
第 58 卷 第 12 期(总第 384 期)
2025 年 12 月 28 日出版

中国科技论文统计源期刊
中国学术期刊(光盘版)全文收录期刊
《中国核心期刊(遴选)数据库》收录期刊
《中文科技期刊数据库(全文版)》收录期刊
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 曜

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

驱动控制

基于参数自适应递归最小二乘法辨识的 MTPA 控制

..... 龙凤杰, 高 剑, 刘 锐, 等(1)

基于改进滑模的永磁同步电机最大转矩电流比控制

..... 伍有杰, 王 博, 戴大利, 等(9)

基于模型参考自适应的永磁同步发电机参数在线

辨识与稳压控制 柳舟洲, 任虹霞, 王 桐, 等(16)

一种航空起发电机无位置传感器起动控制方法

..... 詹 旺, 王 越, 施道龙(23)

电力系统接入分布式光伏机组出力自动控制

..... 董少娇, 周 毅, 张适宜, 等(30)

基于两点乘积算法的变压器励磁涌流保护控制方法

..... 陈振勇(36)

设计与研究

- 一种新型双定子永磁球形电机二维截面的参数优化 陈 晴(40)
飞轮储能高速电机力学性能研究 李松涛, 韩 坤, 苏 森, 等(47)
基于磁-流-固耦合的气体箔片轴承-高速电机转子
系统动力学特性分析 宫 佐, 刘 杰, 卜 婵, 等(55)

超声电机技术

- 基于形状记忆合金的双模式超声电机研究 何卢锦昀, 陈 祺, 李华峰, 等(65)
复合模态型超声电机的设计方法与仿真 孟祥晗, 蓝永庭, 张佳新, 等(73)

综述

- 数控机床用电主轴电机技术研究综述 梁锦华, 许海平, 陈 飞, 等(82)

《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。

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

欢迎投稿! 欢迎订阅! 欢迎刊登广告!

国内刊号: CN61 - 1126/TM

国际刊号: ISSN 1001 - 6848

在线投稿系统: wdj. paperopen. com

地 址: 高新区上林苑四路 36 号(710117)

电话: 029 - 84276641

MICROMOTORS

Founded 1972 • Monthly • Public Publication
Vol. 58 No. 12(Serial No. 384) Dec. , 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: Dec. 28, 2025

CONTENTS

Parameter-adaptive Recursive Least Squares Identification and Optimization for Permanent Magnet Synchronous Motors	LONG Fengjie, GAO Jian, LIU Kun, et al(1)
Improved Sliding Mode Based Maximum Torque Per Ampere Control for Permanent Magnet Synchronous Motors	WU Youjie, WANG Bo, DAI Dali, et al(9)
Online Parameter Identification and Voltage Stabilization Control of Permanent Magnet Synchronous Generator Based on Model Reference Adaptive Control	LIU Zhouzhou, REN Hongxia, WANG Tong, et al(16)
A Sensorless Starting Control Method for Aviation Starter-generators	ZHAN Wang, WANG Yue, SHI Daolong(23)
Power System Access to Distributed Photovoltaic Unit Output Automatic Control	DONG Shaoqiao, ZHOU Yi, ZHANG Shiyi, et al(30)
Transformer Excitation Inrush Current Protection Control Method Based on Two-point Product Algorithm	CHEN Zhenyong(36)
Preliminary Design of 2-D Cross-section of a New Type of Double Stator Permanent Magnet Spherical Motor	CHEN Qing(40)
Research on the Mechanical Properties of High-speed Motors for Flywheel Energy Storage	LI Songtao, HAN Kun, SU Sen, et al(47)
Dynamic Characteristics Analysis of Gas Foil Bearing High-speed Motor Rotor System Based on Magnetic Fluid Solid Coupling	GONG Zuo, LIU Jie, BU Chan, et al(55)
Research on Dual-mode Ultrasonic Motor Based on Shape Memory Alloy	HE Lujinyun, CHEN Qi, LI Huafeng, et al(65)
Design Method and Simulation of Composite Mode Shape Ultrasonic Motor	MENG Xianghan, LAN Yongting, ZHANG Jiaxin, et al(73)
A Comprehensive Review of Motor Technology for Electric Spindle in CNC Machine Tools	LIANG Jinhua, XU Haiping, CHEN Fei, et al(82)

基于参数自适应递归最小二乘法辨识的 MTPA 控制

龙凤杰, 高 剑, 刘 锰, 周琳竣, 高世诚

(湖南大学 电气与信息工程学院, 湖南 长沙 410082)

摘要: 参数的准确辨识是保证电机高性能控制的基础, 内置式永磁同步电机的参数会在运行中发生变化, 但是不易直接测量, 需要在线辨识。若采用固定参数会导致 MTPA 没有工作在最佳运行点。传统的递归最小二乘法对 PMSM 的动态辨识性能不高, 误差大, 辨识过程扰动大, 对噪声较为敏感。本文研究了永磁同步电机的参数辨识问题, 在递归最小二乘法的基础上, 动态调整遗忘因子, 对辨识误差进行平滑处理, 并对增益矩阵进行改进处理, 仿真结果表明, 改进后的算法具有抗扰性, 辨识效果更准确, 动态性能更好, MTPA 控制所需电流更小, 电机效率更高。

关键词: 永磁同步电机; 递归最小二乘法; 遗忘因子; 平滑处理; 增益矩阵

中图分类号: TM351; TM341; TP273 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2025)12-0001-08

Parameter-adaptive Recursive Least Squares Identification and Optimization for Permanent Magnet Synchronous Motors

LONG Fengjie, GAO Jian , LIU Kun, ZHOU Linjun, GAO Shicheng
(Hunan University, Changsha 410082, China)

Abstract: Accurate parameter identification is fundamental to achieving high-performance motor control. The parameters of an interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM) vary during operation, yet they are not easily measured directly, thus necessitating online identification. The use of fixed parameters may lead the maximum torque per ampere (MTPA) control to operate away from its optimal point. Traditional recursive least squares (RLS) methods exhibit limitations in dynamic identification performance for PMSM, including significant errors, large disturbances during identification, and high sensitivity to noise. This paper investigated the parameter identification of permanent magnet synchronous motors. Based on the recursive least squares method, a dynamically adjusted forgetting factor was introduced, along with smoothing processing of identification errors and improvements to the gain matrix. Simulation results demonstrate that the improved algorithm offers enhanced disturbance resistance, more accurate identification, and better dynamic performance. Furthermore, it reduces the current required for MTPA control and improves motor efficiency.

Key words: permanent magnet synchronous motor; recursive least squares; forgetting factor; smoothing; gain matrix

0 引言

永磁同步电机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 因其效率高, 功率密度大, 结构简单等优点, 在工业中得到广泛运用。为了充分发挥 IPMSM 的性能优势, 实现其最佳运行状态, 最大转矩电流比 (MTPA) 控制技术应运而生。然而, 传统的 MTPA 控制受到电机模型和参数变化的影响非常

大, 电机运行时, 其定子电阻、磁链、电感等参数随运行状态的变化而变化。当模型参数失配时, 会导致 MTPA 算法失效^[1], 难以达到提高电磁转矩的目的。因此, 准确地辨识电阻, 磁链, d 轴 q 轴电感参数对 PMSM 的控制具有重大意义。

永磁同步电机参数辨识分为离线辨识和在线辨识, 目前研究的在线辨识主要有模型参考自适应法、卡尔曼滤波法、递推最小二乘法等^[2]。模型参考自

收稿日期: 2025-10-25

基金项目: 国家重点研究计划项目(2022YFF1400202)

作者简介: 龙凤杰(2001), 男, 硕士研究生, 研究方向为永磁电机驱动控制。

通讯作者: 高 剑(1979), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为电机设计与控制。

刘 锰(1998), 男, 博士研究生, 研究方向为永磁电机驱动控制。

周琳竣(1998), 男, 硕士研究生, 研究方向为永磁电机驱动控制。

高世诚(2002), 男, 硕士研究生, 研究方向为永磁电机驱动控制。

适应 (Model Reference Adaptive System, MRAS) 方法按照设计的自适应律, 不断调节可调模型的待辨识参数值, 迫使可调模型与参考模型之间的输出偏差收敛于零, 因而使得可调模型的待辨识参数值渐进收敛于实际模型的真实参数^[3]。有学者采用离散模型参考自适应系统 (MRAS), 通过建立两个包含电机参数不确定成分的电流预测误差模型, 有效解决了多参数识别中的欠定方程问题^[4]。

扩展卡尔曼滤波器 (Extended Kalman Filter, EKF) 通常用于无位置传感器控制系统转子位置和转速辨识, 而应用于参数辨识时存在诸多现实困难, 如辨识模型阶数高, 低速、空载状态辨识精度低等。有学者设计了基于一致性卡尔曼滤波器的参数辨识方法, 建立电机的近似模型, 降低电流环模型的不确定性, 并利用改进的 ADRC 算法消除 PMSM 电流环的不确定性、非线性和强耦合的影响。内环的电流控制精度得到了提高^[5], 但是扩展卡尔曼滤波器计算量大, 对硬件要求高。

理论界主要从以下几个方面展开研究: 欠秩问题。根据永磁同步电机的 d 轴, q 轴电压方程的秩为 2, 这意味着同时只能正确估计两个电机参数。如果秩小于需要识别的参数数量, 方程就会出现秩缺陷。因此, 估计结果可能无法确保收敛到正确值, 并表现出明显的误差。低估一个参数会导致高估其他参数^[6]。在这种情况下, 提出了利用谐波反电动势 (HBEMF), 并据此调节反电动势观测器中 R_s 的值, 利用 HBEMF 提供的额外信息解决了秩亏的问题^[7]。另一种流行的方法是采用注入高频电压信号的算法, 通过对纯延时滤波器提取出的高频响应电流进行分析, 得到交直轴电感值^[8]。持续激励问题, 为了实现快速、准确的收敛, 输入和输出信号所提供的信息应该足够丰富, 以使参数估计准确。持续激励, 对于以快速收敛参数为主要目标的参数识别技术至关重要。输入和输出信号的激励水平不应过低, 导致无法收敛, 也不应过高导致损坏机器和控制系统。

转子位置和电压非线性问题。许多参数估计技术要求转子位置传感器与 PMSM 的磁轴准确对齐, 以实现参数辨识。这些技术中一种常用方法是将编码器位置与反电动势 (Back-EMF) 进行比较。通过比较位置信号的零点和相反电动势的负零交叉点来计算位置偏移量。在软件中加入一个位置偏移量, 以实现位置传感器的正确对齐。

传统 RLS 算法存在欠秩问题, 在辨识参数过程中, 遗忘因子的选择会影响算法的稳定性, 选择不当会影响辨识结果的稳定性。由于遗忘因子是固定的, 无法同时满足快速跟踪和减少稳态误差的需求, 在存在干扰的情况下会导致算法的辨识结果变差。同时, d - q 轴的电压电流波动会导致辨识过程存在波动, 抗扰性差。传统 RLS 算法中, 视电流变化为零, 导致辨识动态性能差。

为解决难以选取合适的遗忘因子以及遗忘因子固定导致辨识结果不够准确的问题, 文献[9]使用动态遗忘因子递推最小二乘法, 通过最小化预测误差来不断修正遗忘因子, 使得算法更加灵活, 参数辨识结果更接近真实值。文献[10]使用模糊遗忘因子最小二乘法对 PMSM 电阻进行辨识, 设计模糊控制器, 进行遗忘因子的自适应调整, 较好地解决了遗忘因子最小二乘算法中结果稳定性和收敛速度相互矛盾的问题。文献[11]使用折息因子来降低旧数据对参数辨识的影响, 自适应调整折息因子, 从而提高辨识精度, 但是折息因子的选择十分困难。文献[12]提出了一种长期记忆递归最小二乘在线识别方法, 优化了有限控制集模型预测控制器解决了在不需要额外信号注入的情况下, 如何实现对高度利用的永磁同步电机的差分电感和磁链的在线自识别问题。为解决秩不足问题, 文献[13]使用递归最小二乘算法, 注入正弦波扰动电流到 d 轴以解决秩不足问题, 同时识别了定子电阻、转子磁通和 d - q 轴电感, 以实现准确的瞬时电磁转矩控制。文献[14]提出了一种使用电流导数来识别永磁同步电机整体电气参数的方法, 以避免秩不足问题。解决了在稳态下同时识别电机的所有参数, 包括 d - q 轴电感、定子电阻和永磁通量的问题。通过测量相电流导数, 无需注入信号即可在稳态下识别所有电气参数, 避免了秩不足问题。为解决动态辨识效果差的问题, 文献[15]将提出了一种改进 RLS 算法来识别直轴和正交轴电感, 将电流变化率引入动态识别, 并修改增益矩阵 K 以减少识别误差对耦合系数的影响, 有效提高参数的动态辨识效果。

本文针对传统 RLS 算法秩不足问题, 在辨识参数过程中存在辨识误差大, 辨识过程存在波动, 抗扰性差的问题, 提出一种改善辨识精度和辨识动态性能的新方法。将 d - q 电压方程分别辨识, 解决电感辨识秩不足问题, 并根据误差动态调整遗忘因子, 对辨识误差进行平滑处理, 提高辨识的抗扰动性。对 q 轴电流进行动态滤波, 提高参数的动态辨识效果。对增益矩阵 K 进行改进处理, 使得参数不会突

变，增加辨识的稳定性，使 MTPA 控制运行在最佳运行点上。

1 永磁同步电机的数学模型

永磁同步电机是一个多变量、强耦合、非线性的系统，当感应电动势和磁场正弦分布，忽略铁心损耗、永磁体磁通恒定，通过坐标变换，永磁同步电机在同步旋转 d - q 坐标系下的定子电压方程为

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

式中， u_d, u_q 为 d - q 轴定子电压； i_d, i_q 为 d - q 轴定子电流； L_d, L_q 为 d - q 轴电感； R_s 为定子相电阻； ψ_f 为永磁体磁链； ω_e 为电气角速度。进一步推导有定子电流状态方程

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} \omega_e i_q + \frac{1}{L_d} u_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} \omega_e i_d - \frac{\psi_f}{L_q} \omega_e + \frac{1}{L_q} u_q \end{cases} \quad (2)$$

方程表明， d 轴电流 i_d 的变化不仅受自身回路电压 u_d 的影响，还通过交叉耦合项 $(L_q/L_d)\omega_e i_q$ 受到 q 轴电流 i_q 和转速 ω_e 的显著影响。同理， q 轴电流 i_q 也受到 d 轴电流 i_d 和反电动势 $(\psi_f/L_q)\omega_e$ 耦合作用。

内置式永磁同步电机输出转矩公式如下：

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot n_p [\psi_f \cdot i_q + (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q] \quad (3)$$

式中， T_e 为电磁转矩， n_p 为极对数， ψ_f 为转子磁链， i_d 和 i_q 分别为 d 轴和 q 轴的电流， L_d 和 L_q 分别为 d 轴和 q 轴的电感。

电流极限值公式如下：

$$i_s = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad (4)$$

为了找到极值关系，利用数学中的拉格朗日定理，引入辅助函数。

$$H = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} + \lambda \left\{ T_e - \frac{3}{2} n_p [\psi_f + (L_d - L_q) \cdot i_d] \cdot i_q \right\} \quad (5)$$

结合辅助函数，拉格朗日求极值如下^[16]：

$$\begin{cases} \frac{\partial H}{\partial i_d} = \frac{i_d}{\sqrt{i_d^2 + i_q^2}} + \frac{3}{2} \lambda \cdot n_p (L_q - L_d) i_q = 0 \\ \frac{\partial H}{\partial i_q} = \frac{i_q}{\sqrt{i_d^2 + i_q^2}} - \frac{3}{2} \lambda \cdot n_p (L_d - L_q) i_d = 0 \\ \frac{\partial H}{\partial \lambda} = T_e - \frac{3}{2} n_p [\psi_f + (L_d - L_q) i_d] i_q = 0 \end{cases} \quad (6)$$

对上式进行求解，得到了直轴电流 i_d 和交轴电流 i_q 的关系。最大转矩/电流的控制方程如下：

$$\begin{aligned} i_d &= \frac{-\psi_f + \sqrt{\psi_f^2 + 8(L_d - L_q)^2 i_s^2}}{4(L_d - L_q)} \\ i_q &= \frac{\left(\frac{8T_e\psi_f}{3n_p}\right) + \sqrt{\left(\frac{8T_e\psi_f}{3n_p}\right)^2 - 4K \cdot \left[\left(\frac{4T_e}{3n_p}\right)^2 - \psi_f^2\right]}}{2K} \\ K &= [\psi_f^2 - 4(L_d - L_q)^2] \end{aligned} \quad (8)$$

上式解析关系式非常复杂，不便于在线求解，因此一般预先进行标幺化处理，并做成表格，在实时控制时通过查表来确定 d 、 q 轴电流值。

2 RLS 算法

2.1 传统 RLS 算法

传统 RLS 算法利用三相永磁同步电机的 q 轴电压方程进行参数辨识，改写式(1)有：

$$\begin{cases} u_d - Ri_d = -\omega_e L_q i_q \\ u_q - Ri_q - L_q \frac{di_q}{dt} = \omega_e (L_d i_d + \psi_f) \end{cases} \quad (9)$$

输出方程如下：

$$Y_d = u_d - Ri_d, Y_q = u_q - Ri_q - L_q \frac{di_q}{dt} \quad (10)$$

$$X_d = -\omega_e i_q, X_{q1} = \omega_e i_d, X_{q2} = \omega_e \quad (11)$$

自适应递归最小二乘法通过 u_d, u_q 轴电压方程辨识 L_q, L_d, ψ_f 。为了选择最合适的系统参数，引入残差平方和函数 $S(\theta)$ ^[17]。

$$X\theta = Y \quad (12)$$

$$S(\theta) = \|X\theta - y\|^2 \quad (13)$$

对 $S(\theta)$ 求极小值，得到

$$\begin{aligned} \hat{\theta} &= (X^T X)^{-1} X^T Y \\ X_k &= \begin{pmatrix} X_{k-1} \\ x^T(k) \end{pmatrix}, Y_k = \begin{pmatrix} Y_{k-1} \\ y(k) \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (14)$$

协方差矩阵为

$$\begin{aligned} P(k) &= (X_k^T X_k)^{-1} = [P^{-1}(k-1) + x(k)x^T(k)]^{-1} \\ P^{-1}(k) &= P^{-1}(k-1) + x(k)x^T(k) \end{aligned} \quad (15)$$

由式(14)和式(15)可得参数在 $k-1$ 时刻下的表达式

$$\begin{aligned} \hat{\theta}(k-1) &= (X_{k-1}^T X_{k-1})^{-1} X_{k-1}^T Y_{k-1} \\ &= P(k-1) X_{k-1}^T Y_{k-1} \end{aligned} \quad (16)$$

由式(15)和式(16)可得

$$\begin{aligned} X_{k-1}^T Y_{k-1} &= P^{-1}(k-1) \cdot \hat{\theta}(k-1) \\ &= [P^{-1}(k) - x(k)x^T(k)] \cdot \hat{\theta}(k-1) \end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} \hat{\theta}(k) &= P(k) X_k^T Y_k \\ &= \hat{\theta}(k-1) + K(k)[y(k) - x^T(k)\hat{\theta}(k-1)] \end{aligned} \quad (18)$$

式中, $K(k)$ 为增益矩阵。

对式(15)求逆矩阵可得

$$P(k) = P(k-1) - \frac{P(k-1)x(k)x^T(k)P(k-1)}{1 + x^T(k)P(k-1)x(k)} \quad (19)$$

由式(18)和式(19)可得 RLS 算法的递推形式

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + K(k)[y(k) - x^T(k) \cdot \hat{\theta}(k-1)] \quad (20)$$

$$P(k) = [I - K(k)x^T(k)]P(k-1) \quad (21)$$

式中, I 为单位矩阵, $x(k)$ 为输入矩阵。

$$K(k) = P(k-1)x(k)[1 + x^T(k)P(k-1)x(k)]^{-1} \quad (22)$$

传统 RLS 辨识方法, 参数 $\hat{\theta}(k)$ 更新方程为(20), 协方差矩阵 $P(k)$ 更新方程为(21), 增益矩阵 $K(k)$ 更新方程为(22)。辨识的本质是按照某一个特定的辨识准则, 从一组模型或者数据类中找出一个能够最好地拟合实际模型或者参数的目标。参数辨识的基本方法通过一步一步地向真实值逼近方式去获取模型中未知参数 θ 的估计值 $\hat{\theta}$, 如图 1 所示。

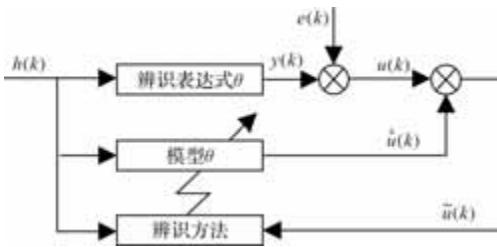


图 1 参数辨识框图

$$\omega_e i_d = [-i_q \quad -\omega_e \quad u_q] \left[\begin{array}{ccc} R & \psi_f & 1 \\ L_s & L_s & L_s \end{array} \right]^T \quad (23)$$

$$Y_N = x(k)\Theta \quad (24)$$

式中, u_q, i_d, i_q , 分别为 q 轴的定子电压, $d-q$ 轴电流, L_d, L_q 为永磁同步电机 $d-q$ 轴电感, R 为定子电阻; ω_e, ψ_f 分别为转子电角度和永磁体磁链。式(24)中回归向量 $x(k)$ 包含 i_d, i_q, ω_e 等元素。

回归向量 $x(k)$ 秩缺, 待辨识的参数个数大于辨识的方程组数, 导致算法在多个可能的参数解之间

“摇摆”或“漂移”, 无法稳定到真实值^[18]。

RLS 算法通过不断地更新参数, 并且更新矩阵增益和协方差矩阵, 使辨识误差代价函数最小化, 达到辨识参数的目的。当出现秩缺时, 由于缺乏新信息, 增益向量 $K(k)$ 会趋于零, 协方差矩阵 $P(k)$ 在缺乏有效更新的情况下不断放大, 如果突然出现一个微小的扰动或噪声, 会被巨大的协方差矩阵 $P(k)$ 放大成一个巨大的增益 $K(k)$ 导致参数估计值发生剧烈跳变, 甚至完全发散, 使系统崩溃。

2.2 改进 RLS 算法

改进 RLS 算法, 采用 MTPA 控制策略。利用 d 轴电压方程建立辨识模型, 单独辨识电感参数, 利用 q 轴电压方程辨识电阻和磁链参数。 d 轴电压方程辨识模型如:

$$u_d = [i_d \quad -\omega_e i_q] [R \quad L_s]^T \quad (25)$$

将 d 轴电压方程识别出的电感参数随后与 q 轴电压方程结合, 用于识别电阻和磁通参数。 q 轴电压方程的识别过程如:

$$u_q = \left[i_q \quad \frac{di_q}{dt} \quad \omega_e \right] [R \quad L_s \quad \psi_f]^T \quad (26)$$

对协方差矩阵 $P(k)$ 和增益矩阵 $K(k)$ 加入随误差变化的动态遗忘因子 λ , $\lambda \in (0.68, 1)$ 。

$$P(k) = \frac{1}{\lambda} [I - K(k)\varphi^T(k)]P(k-1) \quad (27)$$

$$K(k) = \frac{\varphi(k)P(k-1)}{\lambda + \varphi^T(k)P(k-1)\varphi(k)} \quad (28)$$

$$\hat{\theta}_d(k) = \hat{\theta}_d(k-1) + K_d(k)[y_d(k) - x_d^T(k)\hat{\theta}_d(k-1)] \quad (29)$$

$$\hat{\theta}_q(k) = \hat{\theta}_q(k-1) + K_q(k)[y_q(k) - x_q^T(k)\hat{\theta}_q(k-1)] \quad (30)$$

遗忘因子随误差变化, 遗忘因子更新方程如下:

$$\lambda(k) = \begin{cases} \min(1, \lambda(k-1) \times m) & e < \varepsilon \\ \max(\lambda_{\min}, \lambda(k-1) \times n) & e > \varepsilon \end{cases} \quad (31)$$

式中, m 为遗忘因子递增率, n 为遗忘因子递减率 $m = 0.999, n = 1.005$, 其中 e 为平滑处理后的辨识误差, ε 为误差限值。

为了防止辨识参数波动较大, 对辨识误差采用平滑处理, $e(k)$ 为误差平滑处理后的结果, 如:

$$e(k) = (1 - \alpha)e(k-1) + \alpha |Y_N - \Phi_N \Theta| \quad (32)$$

其中, $e(0) = 0$ 。 α 为权重系数, $\alpha \in (0, 1)$ 。

为了增加辨识稳定性, 对增益矩阵 $K(k)$ 进行

范数控制, 增益矩阵更新方程:

$$\mathbf{K} = \begin{cases} \mathbf{K} \times \left(\frac{\xi}{\mathbf{K}_{\text{norm}}} \right) & \mathbf{K}_{\text{norm}} > \xi \\ \mathbf{K} & \mathbf{K}_{\text{norm}} \leq \xi \end{cases} \quad (33)$$

$\mathbf{K}_{\text{norm}} = \|\mathbf{K}\|$, ξ 为最大范数限值。

稳态时理想情况下 $di_q/dt = 0$ 。由于负载转矩变化时导致 i_q 突变, 导致辨识误差增大^[19], 系统不稳定, 辨识误差方程如:

$$e = Ri_q + \psi_f \omega_e - u_q + L_s di_q/dt + \omega_e L_s i_d \quad (34)$$

由于直接引入 $L_s di_q/dt$ 时, 辨识结果会发散^[20], 为此引入滤波环节。然而滤波的引入会降低稳态时的辨识精度, 为兼顾动态响应与稳态精度, 在辨识误差较大时进行滤波, 误差较小时, 视作稳态, 取消滤波, i_q 滤波方程如:

$$i_q(k+1) = \begin{cases} ai_q(k) + (1-a)i_q(k-1) & e \geq \gamma \\ i_q(k) & e < \gamma \end{cases} \quad (35)$$

式中, a 为滤波系数, $a = Tf_c = 0.6$, γ 为误差临界值, T 为采样周期, f_c 为截止频率。

图 2 为改进的 RLS 算法的流程图, 首先系统进行参数初始化, 之后采集 $d-q$ 轴电压电流和转速, 根据采集的电压电流和转速进行协方差矩阵更新, 系统对增益矩阵更新并进行范数控制, 对计算出的误差进行平滑处理, 输出结果后对遗忘因子进行更新。

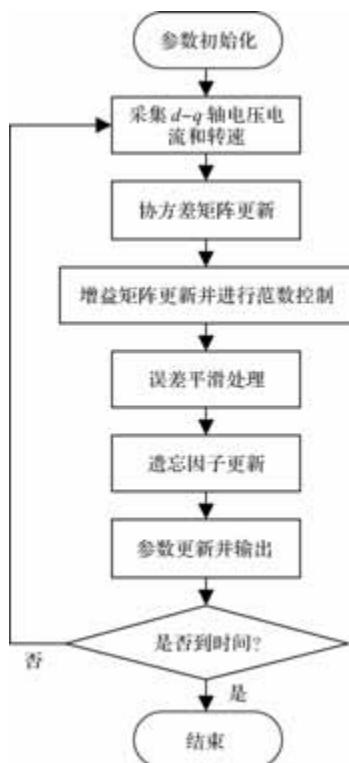


图 2 系统辨识算法流程图

3 基于自适应 RLS 参数辨识的 MTPA 控制

基于 RLS 参数辨识的 MTPA 控制系统结构框图如图 3 所示。将给定转速 ω_{ref} 与实际转速作差并通过 PI 调节器得到 T_{ref} , 再将速度反馈与转矩期望值进行 MTPA 环节运算得 I_{dref} 和 I_{qref} , 经过计算得到 U_d , U_q 经过 SVPWM 产生激励信号从而使得电机正常运转, 随后在反馈环节中, 得到三相电流之后通过 Clark 变换和 Park 变换得到 I_d 和 I_q , RLS 参数辨识计算得到的 L_d , L_q , ψ_f 实时更新 MTPA 环节的参数, 以保证电机能够在准确的 MTPA 状态下运行。

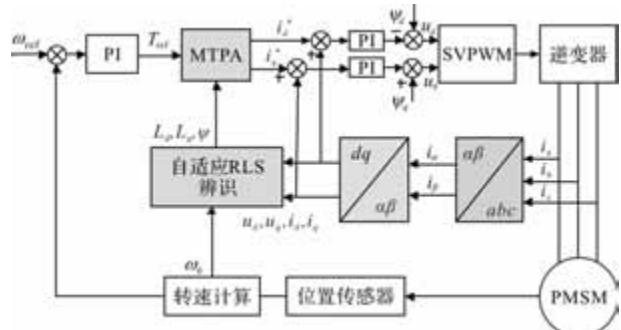


图 3 系统辨识框图

4 仿真验证及对比分析

4.1 转矩阶跃参数辨识对比

为了验证改进 RLS 算法辨识的准确性和辨识动态性能, 在 Matlab/Simulink 环境下建立 PMSM 模型进行仿真, 控制系统采用 MTPA 矢量控制方案, PI 电流控制模板、逆变器和电压电流采样模块。表贴式永磁同步电机参数如表 1 所示。

表 1 永磁同步电机参数

永磁同步电机参数	参数值
极对数 n_p	2
定子电阻 R_s/Ω	0.036
d 轴电感 L_d/H	0.0015
q 轴电感 L_q/H	0.0036
永磁体磁链 ψ_f/Wb	0.35
惯性 $kg \times m^2$	0.0016
槽数	12
定子外径 mm	142
定子内径 mm	77
转子外径 mm	74
转子内径 mm	32

在恒转速 800 r/min 进行仿真测试, 始转矩负载为 0 Nm, 3 秒后阶跃至 10 Nm。模拟参数设置如: 遗忘因子递增率 $m = 0.99$, 遗忘因子递减率 $n = 0.036$, 权重系数 $\alpha = 0.01$, 误差阈值 $\varepsilon = 0.08$, 最大范数限制 $\xi = 0.125$ 。改进前转矩阶跃变化时辨

识结果如图 4、图 5、图 6 所示。

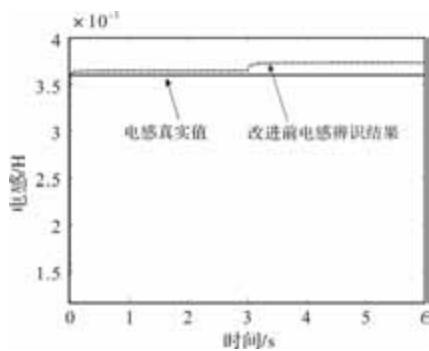


图 4 改进前电感参数辨识结果

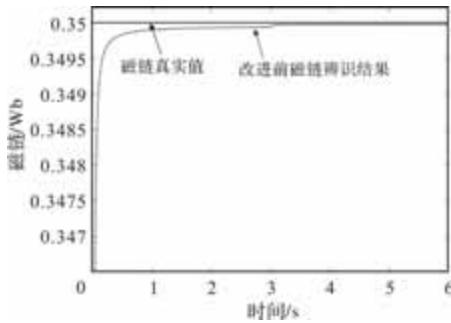


图 5 改进前磁链参数辨识结果

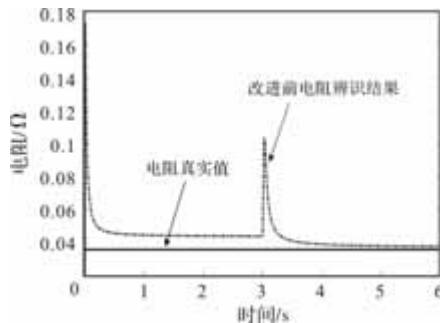


图 6 改进前电阻参数辨识结果

改进前，电感器的最大误差达 3.8%，磁链的最大识别误差为 0.02%，但识别动态性能较差，调整时间较长。在稳态下，电阻最大识别误差为 19.45%，3 秒内突加扭矩负载导致电阻识别误差增大、识别过程波动，识别抗干扰能力差。

改进后转矩阶跃变化时辨识结果如图 7、图 8、图 9 所示。

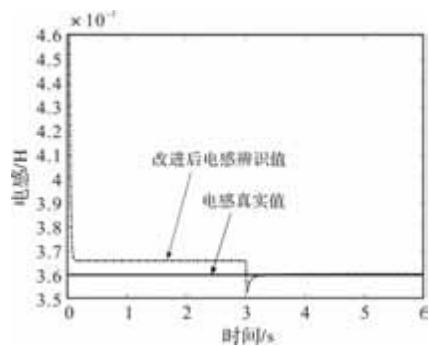


图 7 改进后电感参数辨识结果

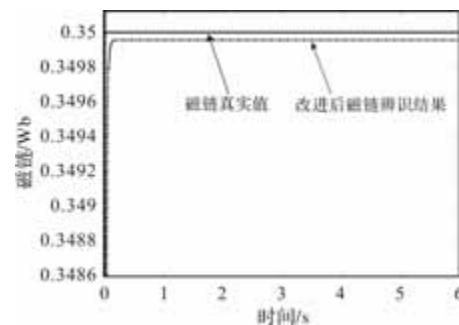


图 8 改进后磁链参数辨识结果

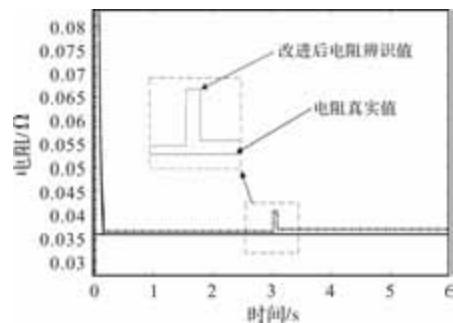


图 9 改进后电阻参数辨识结果

改进的 RLS 算法具有更小的电感识别误差，在 3 秒时，当负载转矩突然变化时，电感识别能在误差范围内稳定下来，并快速收敛至更精确的结果。同时，磁链识别过程更快，在负载转矩突变时仍保持稳定。稳态下，改进型 RLS 算法的最大误差为：电感器识别误差 1.65%，磁链识别误差仅 0.02%。

改进的 RLS 算法在稳态电阻下的最大误差为 2.92%，识别结果无明显波动，且结果准确稳定。

4.2 参数变化辨识

为了验证改进 RLS 算法辨识运行中电机电感变化时的效果，在进行电感参数辨识时，认定定子电阻 R ，永磁体磁链 ψ_f 为常数。电感参数辨识结果如图 10 所示，电感变化时改进前不能很好地辨识出电感地变化，电感辨识最大误差在 13.1%。

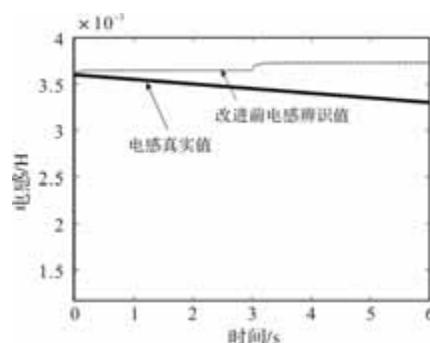


图 10 改进前电感参数辨识结果

改进后电感辨识结果如图 11 所示，电感辨识能够跟随实际电感变化，电感辨识最大误差在 5.6%，

小于改进前的电感辨识误差。

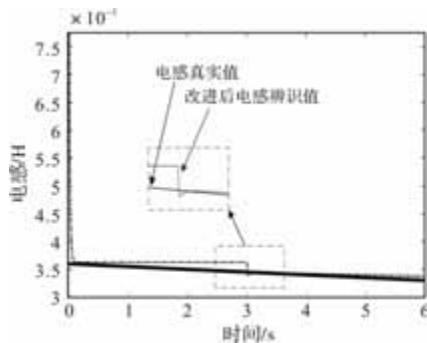


图 11 改进后电感参数辨识结果

4.3 基于自适应 RLS 参数辨识的 MTPA 控制

为了验证基于自适应 RLS 参数辨识的 MTPA 控制方法的有效性, 本文在 Matlab/Simulink 中搭建了永磁同步电机的仿真模型。仿真过程中, 电机运行在不同的负载条件下, 通过自适应 RLS 算法实时辨识 L_d 、 L_q 和 ψ_f 的变化, 并将辨识结果输出给 MTPA 控制模块进行电流分配优化。

被测 IPMSM 以转速 800 r/min 运行, 0.1 s 时, 额定负载转矩为 200 Nm, 0.5 s 时负载转矩加到 400 Nm。

图 12 为加入自适应参数辨识输出的 d - q 轴电流, 图 13 为参数失配输出的 d - q 轴电流, 加入参数辨识后, 当加入负载后输出 i_s 电流为 135.36 A, 参数失配的 i_s 电流为 150.31 A, 参数匹配输出的电流比参数失配输出的电流低 11.04%, 意味着系统在电流控制上的耗能更少, 电机的输出效率更高。

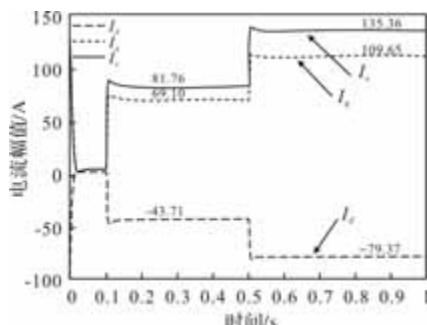


图 12 加入自适应参数辨识输出的 d - q 轴电流

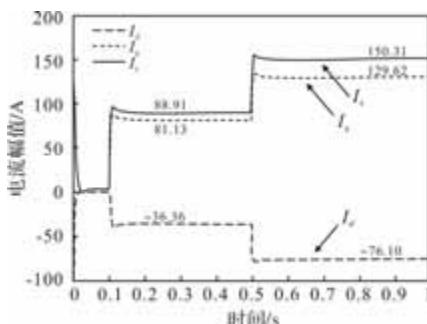


图 13 参数失配输出的 d - q 轴电流

为验证自适应 RLS 参数辨识多工况下的有效性, 被测 IPMSM 以转速 2000 r/min 运行, 0.1 s 时, 额定负载转矩为 200 Nm, 0.5 s 时负载转矩加到 400 Nm。通过在不同负载条件下对比 d - q 轴电流的输出情况, 可以评估 RLS 算法的自适应能力和参数辨识精度。在 0.1 s 加入负载, i_q 由 0 A 上升到 69.2 A, L_q 因电流增大而减小, 0.5 s 时负载进一步增大, i_q 电流增大到 111.7 A, L_q 辨识误差最大增加到 7.51%, 随后辨识结果逐渐收敛, 收敛后误差为 2.63%。 L_q 辨识动态响应时间为 0.08 s, 响应速度快, 辨识精度高。

为 2000 r/min 工况下加入参数辨识后, 当加入负载后输出 i_s 电流为 136.33 A, 参数失配的 i_q 电流为 150.31 A, 参数匹配输出的电流比参数失配输出的电流低 10.25%, 电机输出效率更高。

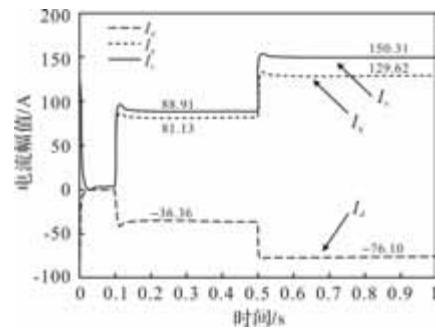


图 14 2000 r/min 工况下加入自适应参数辨识输出的 d - q 轴电流

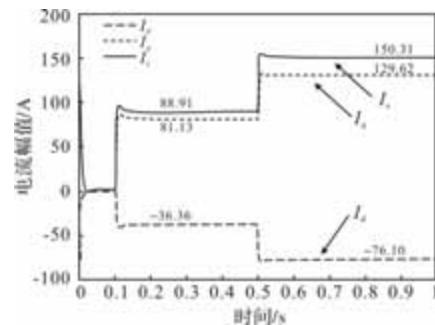


图 15 2000 r/min 工况下参数失配输出的 d - q 轴电流

电机转速维持在 2000 r/min 并在稳定负载下运行时, 自适应 RLS 算法能够快速收敛至真实参数值附近, 确保 MTPA 控制系统的 d - q 轴电流输出符合预期。结果表明, 自适应 RLS 算法在 2000 r/min 稳态工况下依然表现出较好的辨识精度, 能够为电流控制提供精准的模型参数支持。

仿真结果表明, 基于自适应 RLS 的参数辨识方法能够准确跟踪电机参数的动态变化, MTPA 控制策略得以始终保持最优的电流分配, 从而实现了高效的电机控制。基于自适应 RLS 参数辨识的 MTPA

控制方法有效地解决了电机运行过程中参数变化对控制精度的影响。通过动态调整电感和磁链参数,本文提出的方法能够实时优化电流分配,实现更高的能效和更优的转矩控制效果。

5 结 论

针对内置式永磁同步电机的 MTPA 参数失配问题,传统 RLS 辨识算法在辨识参数过程中存在辨识误差大,辨识过程存在波动,抗扰性差的问题,本文通过改进 RLS 算法,该方法根据误差动态调整遗忘因子,同时对辨识误差进行平滑处理;同时对 q 轴电流进行动态滤波,提高辨识的抗扰动能力。对增益矩阵 K 进行改进处理,使得参数不会突变,增加辨识的准确性和稳定性。相较于传统方法,改进算法将电感辨识误差降低 16%,电阻辨识误差降低 18.65%,磁链辨识误差不变,但是动态性能增强。结果表明改进后的算法辨识误差更小,动态性能更好。对参数匹配和参数失配的 MTPA 工况进行分析,改进后的算法能够实时辨识电机参数,使得电机工作在 MTPA 曲线上,改进后电机在 800 r/min 工况下输出的电流比参数失配输出的电流低 11.04%,在 2000 r/min 工况下改进后电机输出的电流比参数失配输出的电流低 10.25%,输出转矩比参数失配效果更好,提高了电机的性能和效率。

参考文献

- [1] 剑松岩,吴文扬,卓金亮,等.基于参数辨识的低速永磁同步电机 MTPA 控制策略[J].实验技术与管理,2024,41(4):46-52.
- [2] Zhu Z Q, Liang D, Liu K. Online Parameter Estimation for Permanent Magnet Synchronous Machines: An Overview [J]. IEEE Access, 2021, 9: 59059-59084.
- [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(9):70-77, 100.
- [4] Wang L, Zhang S, Zhang C, et al. An Improved Deadbeat Predictive Current Control Based on Parameter Identification for PMSM [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2024, 10(2): 2740-2753.
- [5] Shi S, Guo L, Chang Z, et al. Current Controller Based on Active Disturbance Rejection Control With Parameter Identification for PMSM Servo Systems [J]. IEEE Access, 2023, 11: 46882-46891.
- [6] 金宁治,周凯.带有自适应参数辨识的 IPMSM MTPA 控制[J].电机与控制学报,2020,24(7):90-101.
- [7] Wang T, Huang J, Ye M, et al. An EMF Observer for PMSM Sensorless Drives Adaptive to Stator Resistance and Rotor Flux Linkage[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2019, 7 (3): 1899-1913.
- [8] 梅柏杉,张鹏.基于高频信号注入的内置式永磁同步电机电感参数辨识[J].微特电机,2019,47(12):52-55, 63.
- [9] 方桂花,王鹤川,高旭.基于动态遗忘因子递推最小二乘法的永磁同步电机参数辨识算法[J].计算机应用与软件(1): 280-283.
- [10] 沈艳霞,靳保龙.永磁同步电机模糊遗忘因子最小二乘法参数辨识[J].系统仿真学报(9): 3404-3410, 3419.
- [11] 罗小军,陈天航,朱思明,等.基于 RLS 的永磁同步电机参数辨识技术研究[J].自动化与仪表,2019, 34 (9): 71-74, 83.
- [12] Brosch A, Wallscheid O, Böcker J. Long-Term Memory Recursive Least Squares Online Identification of Highly Utilized Permanent Magnet Synchronous Motors for Finite-Control-Set Model Predictive Control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(2): 1451-1467.
- [13] Liu X, Du Y. Torque Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Online Parameter Identification Using Sinusoidal Current Injection[J]. IEEE Access, 2022, 10: 40517- 40524.
- [14] Yu Y, Huang X, Li Z. Overall Electrical Parameters Identification for IPMSMs Using Current Derivative to Avoid Rank Deficiency[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(7): 7515-7520.
- [15] A Brosch, O Wallscheid, J Böcker. Torque and Inductances Estimation for Finite Model Predictive Control of Highly Utilized Permanent Magnet Synchronous Motors[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2021, 17 (12): 8080-8091.
- [16] 李罗,王兵,郭皓源,等.带参数辨识的内置式永磁同步电机改进型 MTPA 控制[J].电工电气,2022, (10): 15-19, 25.
- [17] Z Ma, W Zhang, J He, et al. Multi-Parameter Online Identification of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Dynamic Forgetting Factor Recursive Least Squares[C]. IEEE 5th International Electrical and Energy Conference, 2022: 4865- 4870.
- [18] 王祥松,杨淑英,谢震,等.基于多参数辨识的永磁同步电机磁链预测控制[J].电工技术学报,2024: 1-14.
- [19] 张迁.基于参数辨识的永磁同步电机电流预测控制研究[D].南京:南京航空航天大学,2021.
- [20] 刘政,庄佳林,杨怀志,等.表贴式永磁同步电机多参数辨识研究[J].微电机,2022,55(9): 32-38.

基于改进滑模的永磁同步电机最大转矩电流比控制

伍有杰¹, 王博¹, 戴大利², 金石¹

(1. 沈阳工业大学 电气工程学院, 沈阳 110870; 2. 重庆德马高速装备工程研究院有限公司, 重庆 402263)

摘要: 为了提高内置式永磁同步电机(Interior Permanent Magnet Synchronous Motors, IPMSM)调速系统的动、静态性能, 针对 d - q 轴电流耦合影响转矩响应, 传统的 PI 难以实现解耦, 以及基于交直轴电流解耦的电流环控制策略对参数敏感的问题, 设计了一种基于偏差解耦的 IPMSM 滑模电流环控制策略。偏差解耦控制策略是为了抑制反馈解耦所产生的解耦误差, 是由直接控制和交叉耦合控制策略相结合的产物。此外设计了一个基于幂函数和指数函数的新型滑模趋近率, 结合了两种趋近率的优点, 降低控制器对参数的敏感性, 加快收敛速度, 提高系统的动态响应速度。仿真结果表明采用偏差解耦滑模控制策略能有效提高系统动态性能, 并且具有优良的鲁棒性。

关键词: 内置式永磁同步电机; 新型趋近律; 滑模控制器; 解耦控制

中图分类号: TM315 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2025)12-0009-07

Improved Sliding Mode Based Maximum Torque Per Ampere Control for Permanent Magnet Synchronous Motors

WU Youjie¹, WANG Bo¹, DAI Dal², JIN Shi¹

(1. School of Electrical Engineering, Shenyang University of Technology, Shenyang 110870, China;

2. Chongqing Dema High Speed Equipment Engineering Research Institute Co., LTD., Chongqing 402263, China)

Abstract: To enhance the dynamic and static performance of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor (IPMSM) speed control systems, this work addresses key challenges: the adverse impact of d - q axis current coupling on torque response, the inherent limitations of traditional PI controllers in achieving decoupling, and the parameter sensitivity of conventional cross-axis current decoupling control strategies. A novel sliding mode current loop control strategy for IPMSM, based on deviation decoupling, was devised. This strategy integrated direct control with cross-coupling control to suppress decoupling errors arising from feedback decoupling. Furthermore, a new sliding mode reaching law combining power and exponential functions was developed. This design merges the advantages of both approaches, reducing controller parameter sensitivity, accelerating convergence speed, and improving the system's dynamic response. Simulation results demonstrate that the proposed deviation decoupling sliding mode control strategy significantly enhances system dynamic performance while exhibiting excellent robustness.

Key words: interior permanent magnet synchronous motor; novel reaching law; sliding mode controller; decoupled control

0 引言

内置式永磁同步电机采用独特的永磁体嵌入式转子设计, 不仅增强了转子的机械稳定性, 更通过磁阻转矩效应实现了转矩特性的优化与功率区间的扩展。兼具高效能与宽调速优势的 IPMSM, 已广泛应用于电动汽车、精密数控及航空航天等领域。

为了让永磁同步电机获得更高的性能, 国内外

研究人员提出了许多非线性的控制方法, 包括滑模控制(Sliding Mode Control, SMC)^[1]、鲁棒控制^[2]、自适应控制^[3]、模糊控制^[4]等。目前工程实践中, 基于 PI 控制器的矢量控制系统因其结构简单、实施便捷的特点仍占据主导地位, 在常规工况下可达成基本控制需求。然而, 针对 IPMSM 调速系统表现出的非线性、强耦合及参数时变等复杂特性, 传统 PI 控制策略对系统参数摄动和外部干扰的敏感性将导

收稿日期: 2025-06-17, 修回日期: 2025-08-21

基金项目: 国家自然科学基金区域创新发展联合基金项目(U22A20215), 辽宁省教育厅高等学校基本科研项目(重点攻关项目)(JYTZD2023112)。

作者简介: 伍有杰(1998), 男, 硕士研究生, 研究方向为电机系统及其控制。

王博(1994), 男, 博士研究生, 研究方向为电机系统及其控制。

戴大利(1974), 女, 大学专科, 研究方向为电机系统及其控制。

通讯作者: 金石(1981), 女, 博士, 教授, 研究方向为电机系统及其控制。

致控制品质下降，难以满足高动态响应、强鲁棒性的现代驱动系统要求。滑模控制因对扰动与参数不敏感、动态响应快等优势，在电机控制中应用广泛，前景广阔。然而，滑模控制也存在缺陷：开关切换频繁导致的不连续性控制会引发不可避免的抖振现象。有许多学者针对抖振抑制做出了研究。文献[5]提出了一种新型幂次分段函数的混合趋近律，该趋近律能在削弱抖振的同时提升收敛时间。文献[6]设计了基于新型趋近律的自适应模糊全局快速终端滑模控制器，该控制器引用饱和函数可以有效地削弱在滑模面进行切换运动所带来的抖振。文献[7]设计了一种准滑动模态函数来代替符号函数，并将其与比例控制和积分控制相结合构建新型超螺旋滑模观测器，提高了系统动态性能。文献[8]将滑模控制与自抗扰控制相结合应用在速度换上，仿真证明其新型控制器动态响应快且无明显超调。文献[9]提出了基于延迟校正扩张状态观测器的IPMSM电流控制方案提升了电流环的稳定裕度，改善了电流信号的跟踪性能和抗扰性能。本文设计了一个采用幂函数和指数函数相结合的新型滑模控制器，可以提高系统的动态响应和削弱抖振现象。

传统IPMSM系统中电流环常用的PI控制器控制精度差，只对各自轴的电流环起作用，并没有考虑交叉耦合项，存在稳态偏差较大、动态响应抗扰性不足等问题。基于交直轴电流解耦的电流环控制策略考虑了IPMSM电流环模型交叉耦合项的影响，并通过合适的解耦控制方法对交叉耦合项进行补偿，解耦效果较理想，具有算法实现简便、动态跟踪性能优良等优势，但在实际应用中却存在两个问题：解耦效果高度依赖电机参数精度和外部扰动易导致解耦效果变差，系统鲁棒性变差。针对上述问题，本文分析了偏差解耦电流环控制策略，并结合IPMSM的数学模型设计了偏差解耦电流环控制器，提出了一种基于偏差解耦的IPMSM滑模电流环控制，并通过仿真对比证明了该种新型滑模控制器的有效性与优越性。

1 IPMSM 最大转矩电流比控制

1.1 永磁同步电机数学模型

内置式永磁同步电机在d-q同步旋转坐标系下的电压方程可表示为

$$\begin{cases} u_d = R i_d + \frac{d}{dt} \psi_d - \omega_e \psi_q \\ u_q = R i_q + \frac{d}{dt} \psi_q + \omega_e \psi_d \end{cases} \quad (1)$$

定子磁链方程为

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

结合可得定子电压方程为

$$\begin{cases} u_d = R i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - \omega_e L_q i_q \\ u_q = R i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + \omega_e (L_d i_d + \psi_f) \end{cases} \quad (3)$$

式中， u_d 、 u_q 分别为定子电压的d-q轴分量； i_d 、 i_q 分别为定子电流的d-q轴分量； R 为定子电阻； ψ_d 、 ψ_q 为定子磁链的d-q轴分量； ω_e 为电角速度； L_d 、 L_q 分别为d-q轴电感分量； ψ_f 代表永磁体磁链。

电磁转矩方程为

$$T_e = \frac{3}{2} p_n i_q [i_d (L_d - L_q) + \psi_f] \quad (4)$$

1.2 最大转矩电流比控制

最大转矩电流比控制 (Maximum Torque Per Ampere Control, MTPA) 是一种在输出指定转矩的前提下，使电机的定子电流幅值最小的控制方法。在电流约束条件下可以提升电机输出转矩、降低损耗、提高效率。因此，该控制方法适用于需要电机在特定电流幅值下产生最大转矩的场景。MTPA 控制算法的电流推导如：

电流幅值为 i_s ：

$$i_s^2 = i_d^2 + i_q^2 \quad (5)$$

利用拉格朗日定理，引入辅助函数：

$$F = i_d^2 + i_q^2 + \lambda \left[\frac{3}{2} p_n \psi_f i_q + \frac{3}{2} p_n (L_d - L_q) i_d i_q - T_e \right] \quad (6)$$

拉格朗日求极值过程：

$$\begin{cases} \frac{\partial F}{\partial i_d} = 2 i_d + \frac{3}{2} \lambda p_n (L_d - L_q) i_q = 0 \\ \frac{\partial F}{\partial i_q} = 2 i_q + \frac{3}{2} \lambda p_n \psi_f + \frac{3}{2} \lambda p_n (L_d - L_q) i_d = 0 \\ \frac{\partial F}{\partial \lambda} = \frac{3}{2} p_n \psi_f i_q + \frac{3}{2} p_n (L_d - L_q) i_d i_q - T_e = 0 \end{cases} \quad (7)$$

计算得到：

$$\frac{2 T_e}{3 p} = [\psi_f + (L_d - L_q) i_d] i_q \quad (8)$$

$$\lambda = \frac{-2 i_d}{\frac{3}{2} p_n (L_d - L_q) i_q} \quad (9)$$

代入后得到：

$$\begin{cases} (L_d - L_q) i_q^2 - \psi_f i_d - (L_d - L_q) i_d^2 = 0 \\ (L_d - L_q) i_d^2 + \psi_f i_d - (L_d - L_q) i_q^2 = 0 \end{cases} \quad (10)$$

计算后可以得到公式:

$$i_q = \frac{2T_e}{3p_n [\psi_f + (L_d - L_q) i_d]} \quad (11)$$

$$i_d = \frac{-\psi_f \pm \sqrt{\psi_f^2 + 4(L_d - L_q)^2 i_q^2}}{2(L_d - L_q)} \quad (12)$$

2 新型滑模控制器设计

2.1 电流环滑模控制器设计

2.1.1 偏差解耦控制策略

由定子电压方程可以看出 d - q 轴电压方程中既有自身电流项又有另外轴系的耦合项, 且强度与电机的转速和 d - q 轴电感的大小有关。为了使 IPMSM 系统具有更强的性能, 消除交叉耦合现象 ($-\omega_e L_q^* i_q$ 和 $\omega_e L_d^* i_d + \omega_e \psi_f$ 的影响) 是必要的, 使得 d - q 轴电流控制器可以单独控制两轴电流。如图 1 所示。

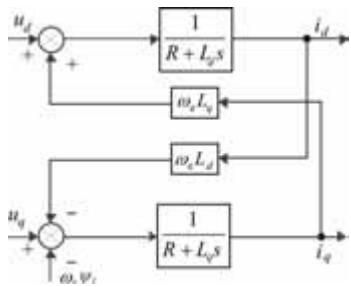


图 1 动态耦合关系示意图

通过添加反馈结构可以消除 IPMSM 系统中的交叉耦合现象。将另一轴系的电流量与永磁体磁链分量相加构成反馈电压补偿量消除耦合项, 用电流反馈值建立补偿量并与 IPMSM 电压方程式中的耦合项极性相反, 并将补偿结果引入到 d - q 轴电流控制器的输出端与原电流控制器输出值相加得到补偿后的电压参考值。具有反馈结构的控制系统框图如图 2 所示。

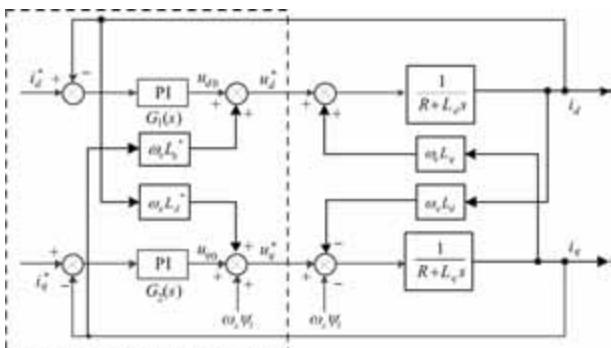


图 2 电流反馈解耦控制框图

电流反馈控制的效果往往依赖于准确的电机参数。解耦原理是在理想工作状态下直接补偿控制系统的交轴和直轴电流之间的耦合, 从而消除控制系统的动态耦合项。因此, 它可以被称为直接动态解耦控制器。偏差解耦控制策略的诞生正是为了抑制反馈解耦所产生的解耦误差, 是由直接控制和交叉耦合控制策略相结合的产物。其核心原理是: 将参考电流与反馈电流求偏差, 生成耦合电压并注入直接控制器输出端, 构建解耦支路以消除交叉耦合效应, 从而实现电流环控制器的解耦。控制原理框图如图 3 所示。其中 d - q 轴电流控制器可以选择常用的 PI 控制器, 分别用 $G_1(s)$ 、 $G_2(s)$ 表示。解耦控制器分别用 $G_3(s)$ 、 $G_4(s)$ 表示, 用来抵消 IPMSM d - q 轴的耦合作用。

假设反电动势分量已补偿, 并且 $G_1(s) = G_2(s)$, 由图 3 得:

$$\begin{cases} i_d = \frac{G_1(s)(i_d^* - i_d) + G_4(s)(i_q^* - i_q) + \omega_e L_q i_q}{R + L_d s} \\ i_q = \frac{G_2(s)(i_q^* - i_q) + G_3(s)(i_d^* - i_d) - \omega_e L_d i_d}{R + L_q s} \end{cases} \quad (13)$$

将式(13)中的 i_d 、 i_q 提取出来, 计算可以获得电流的耦合方程:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} G_{dd1} & G_{dq1} \\ G_{qd1} & G_{qq1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \\ G_{dd1} &= 1 + \frac{G_2(s)R + G_2(s)L_qs - G_4(s)\omega_e L_d}{G_1(s)G_2(s) - G_3(s)G_4(s)} \\ G_{dq1} &= -\frac{G_4(s)R + G_4(s)L_qs + G_2(s)\omega_e L_q}{G_1(s)G_2(s) - G_3(s)G_4(s)} \\ G_{qd1} &= -\frac{G_3(s)R + G_3(s)L_qs - G_1(s)\omega_e L_d}{G_1(s)G_2(s) - G_3(s)G_4(s)} \\ G_{qq1} &= 1 + \frac{G_1(s)R + G_1(s)L_qs + G_3(s)\omega_e L_q}{G_1(s)G_2(s) - G_3(s)G_4(s)} \end{aligned} \quad (14)$$

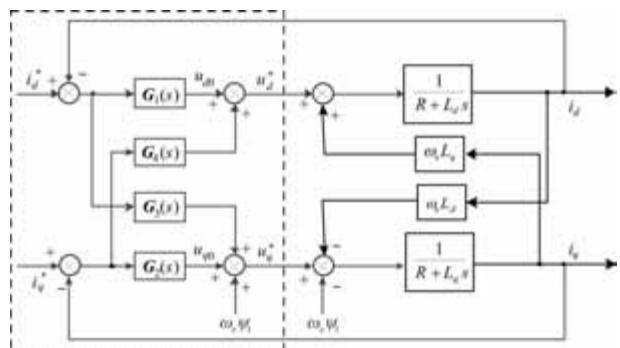


图 3 IPMSM 电流环偏差解耦控制原理框图

将式(14)中的 i_d^* 、 i_q^* 提取出来, 得到电流耦合方程如:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = k_{G1} \begin{bmatrix} G'_{dd1} & G'_{dq1} \\ G'_{qd1} & G'_{qq1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} \\ \begin{aligned} G'_{dd1} &= G_1(s)G_2(s) - G_3(s)G_4(s) + G_1(s)R + G_1(s)L_qs + G_3(s)\omega_e L_q \\ G'_{dq1} &= G_4(s)R + G_4(s)L_qs + G_2(s)\omega_e L_q \\ G'_{qd1} &= G_3(s)R + G_3(s)L_qs - G_1(s)\omega_e L_q \\ G'_{qq1} &= G_1(s)G_2(s) - G_3(s)G_4(s) + G_2(s)R + G_2(s)L_qs - G_4(s)\omega_e L_d \end{aligned} \\ k_{G1} = \frac{1}{[R + L_qs + G_1(s)][R + L_qs + G_2(s)] - [G_3(s) + \omega_e L_d][G_4(s) - \omega_e L_q]} \end{cases} \quad (15)$$

从式(15)可以看出, 令 $G'_{dq1} = G'_{qd1} = 0$, 将完全解耦系统电流环, 此时, 引入控制器中的偏差解耦支路的传递函数为

$$\begin{cases} G_3(s) = \frac{\omega_e L_d}{R + L_d s} G_1(s) \\ G_4(s) = -\frac{\omega_e L_q}{R + L_q s} G_2(s) \end{cases} \quad (16)$$

将式(16)中 $d-q$ 轴的电感和电阻都换成参考值 L_d^* 、 L_q^* 和 R^* , 把原来解耦支路的输入放到 $G_1(s)$ 和 $G_2(s)$ 后面。

$$\begin{cases} G_3(s) = \frac{\omega_e L_d^*}{R^* + L_d^* s} G_1(s) \\ G_4(s) = -\frac{\omega_e L_q^*}{R^* + L_q^* s} G_2(s) \end{cases} \quad (17)$$

变换后的电流偏差解耦控制框图如图 4 所示。该策略通过计算反馈值 i_d 、 i_q 与给定值 i_d^* 、 i_q^* 的误差, 通过解耦电流控制器和 PI 调节器的作用下, 输出最后的电压。

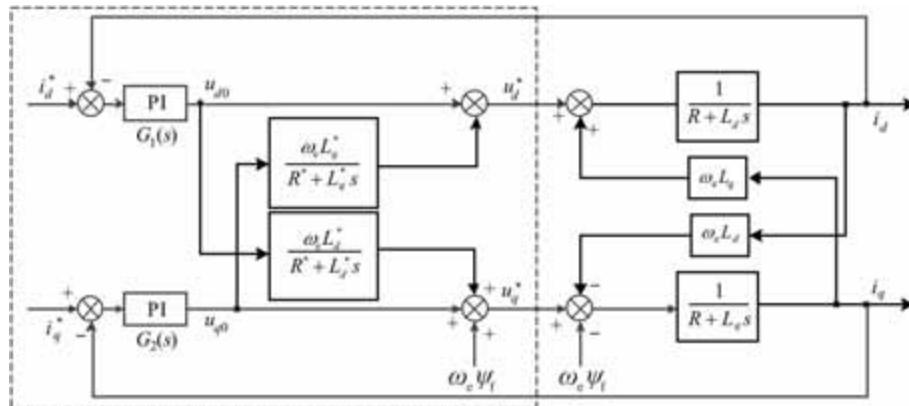


图 4 偏差解耦控制等效结构图

2.1.2 基于偏差解耦的滑模电流环控制

在现实情况下, 系统还会受参数变化、外部扰动等方面干扰, 定子电压方程可以等效为

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q + h_d(x, t) \\ u_q = Ri_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e L_d i_d + \omega_e \psi_f + h_q(x, t) \\ h_d(x, t) = \Delta R i_d + \Delta L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e \Delta L_q i_q + \varepsilon_d \\ h_q(x, t) = \Delta R i_q + \Delta L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e \Delta L_d i_d + \omega_e \Delta \psi_f + \varepsilon_q \end{cases} \quad (18)$$

式中, ΔL_d 、 ΔL_q 、 ΔR 、 $\Delta \psi_f$ 分别为 L_d 、 L_q 、 R 、 ψ_f 的变化量, ε_d 、 ε_q 为各种外部扰动和仿真建模时未涉及的误差。

为了寻找合适的控制率 u , 可以在系统的控制

律 u_0 中加入 u_1 , u_1 的作用可以消除扰动 $h(x, t)$ 。

$$u_1 = h(x, t) \quad (19)$$

对于 i_d 和 i_q , $d-q$ 轴电流分别在对方轴上产生耦合电动势, 也会在 q 轴方向上产生 $\omega_e \psi_f$ 反电动势。

若 i_d 、 i_q 完全解耦, 可得:

$$\begin{cases} u_{d0} = u_d + \omega_e L_q i_q = Ri_d + L_d \frac{di_d}{dt} \\ u_{q0} = u_q - \omega_e L_d i_d - \omega_e \psi_f = Ri_q + L_q \frac{di_q}{dt} \end{cases} \quad (20)$$

式中, u_{d0} 、 u_{q0} 分别为电流解耦后的 $d-q$ 轴电压。

为改善图 4 所示偏差解耦电流环控制的性能, 引入滑模控制策略。为确保系统的稳定性, 须使系统维持在滑模阶段。定义 $d-q$ 轴电流的滑模面为

$$\begin{cases} S_d = i_d + Z_d \\ \frac{dZ_d}{dt} = \frac{Ri_d - u_{d0}}{L_d} \\ Z_d(0) = 0 \end{cases} \quad (21)$$

$$\begin{cases} S_q = i_q + Z_q \\ \frac{dZ_q}{dt} = \frac{Ri_q - u_{q0}}{L_q} \\ Z_q(0) = 0 \end{cases} \quad (22)$$

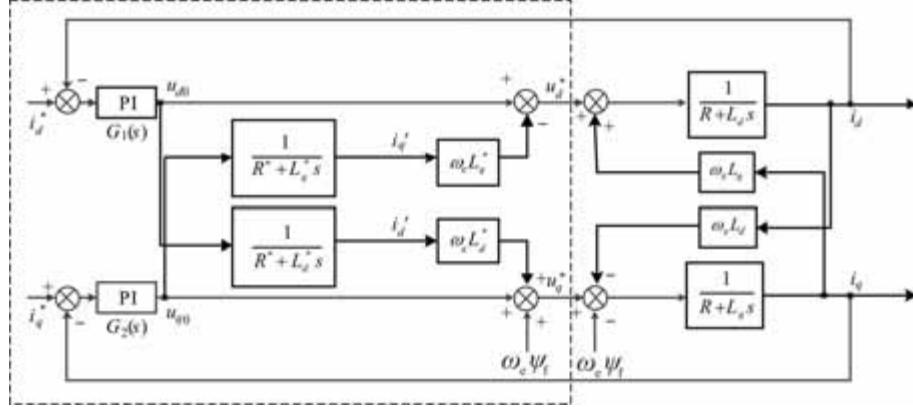


图5 偏差解耦控制分解结构图

设计的滑模面确保系统运动轨迹在开始时就位于面上，保证了系统全程的鲁棒性。代入后，用 i_d' 替代 i_d , i_q' 替代 i_q ，滑模面对时间 t 求导可得：

$$\begin{cases} \frac{dS_d}{dt} = \frac{u_d - u_{d0} + \omega_e L_d i_q'}{L_d} \\ \frac{dS_q}{dt} = \frac{u_q - u_{q0} - \omega_e L_d i_d'}{L_q} \end{cases} \quad (23)$$

选取李雅普诺夫函数：

$$V(t) = \frac{1}{2} S^2(t) \quad (24)$$

对式(24)进行求导：

$$\frac{dV(t)}{dt} = S(t) \frac{dS(t)}{dt} \quad (25)$$

式中， u_{d0} 、 u_{q0} 为通过偏差解耦控制策略输出的 $d-q$ 轴电压。

将图4中的偏差控制器的部分拆成参考模型和补偿分量两部分，如图5所示，得到 $d-q$ 轴电流中间量 i_d' 、 i_q' 。

根据李雅普诺夫稳定性理论，要求 $\frac{dV(t)}{dt} \leq 0$ ，来确保系统的稳定，并且要求系统在运行过程中具有优秀的动态品质。将幂函数引入到指数趋近律中，定义 $d-q$ 轴电流滑模控制律为

$$\begin{cases} u_d = L_d^* \left[-k_1 S_d^{1-\alpha} \operatorname{sgn}(S_d) - k_2 S_d^{1+\alpha} \right] + u_{d0} - \omega_e^* L_d i_q' \\ x_d = i_d^* - i_d \\ u_q = L_q^* \left[-k_1 S_q^{1-\alpha} \operatorname{sgn}(S_q) - k_2 S_q^{1+\alpha} \right] + u_{q0} + \omega_e L_d^* i_d' + \omega_e \psi_f \\ x_q = i_q^* - i_q \end{cases} \quad (26)$$

结合偏差解耦和滑模控制思想，基于偏差解耦的 IPMSM 滑模电流环控制原理如图6所示。

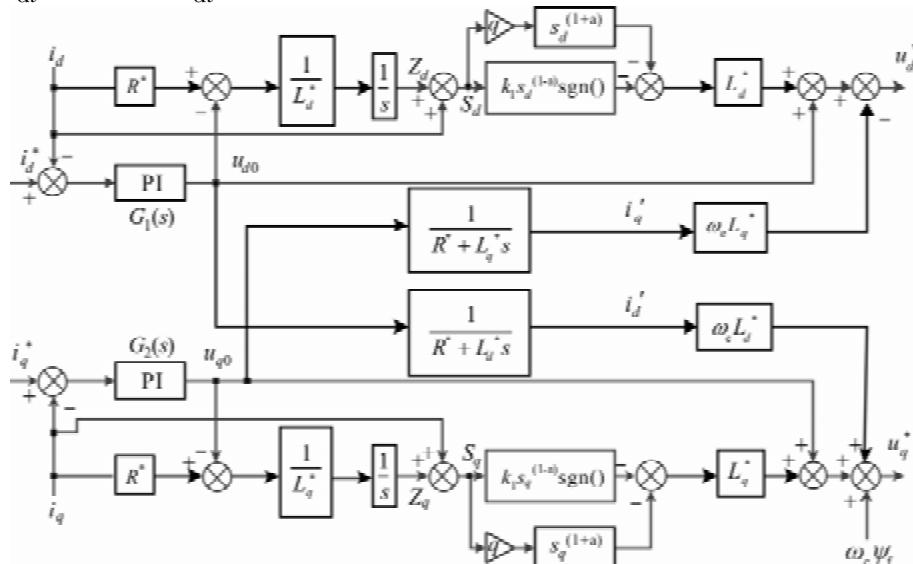


图6 基于偏差解耦的 PMSM 滑模电流环控制系统框图

2.2 转速环滑模控制器设计

2.2.1 传统滑模趋近律

表 1 常见趋近率及其优缺点

趋近率名称	公式	优点	缺点
等速趋近律	$\dot{s} = -\varepsilon \text{sgn}(s), \varepsilon > 0$	结构简单	抖振严重, 无法自适应调整
指数趋近律	$\dot{s} = -\varepsilon \text{sgn}(s) - qs, \varepsilon, q > 0$	抖振较小, 参数调节灵活	收敛速度受参数影响
幂次趋近律	$\dot{s} = -q s ^\alpha \text{sgn}(s), q > 0, 1 > \alpha > 0$	自适应速度, 平滑性好	参数敏感, 设计复杂
终端趋近律	$\dot{s} = -\eta \cdot \text{sgn}(s) - k \cdot s ^\beta \cdot \text{sgn}(s), 0 < \beta < 1$	有限时间收敛, 精度高	有奇异性风险
组合趋近律	$\dot{s} = -\eta \cdot \text{sgn}(s) - k_1 \cdot s - k_2 \cdot s ^\gamma \cdot \text{sgn}(s)$	综合性能优秀	参数多, 设计复杂

2.2.2 新型滑模趋近律

本文采用组合趋近律, 它是基于幂函数和指数函数, 结合了两种趋近率的优点, 可以降低控制器对参数的敏感性、加快收敛速度、提高系统的动态响应能力和削弱抖振现象。

定义新型趋近律:

$$\dot{s} = -k_1 |s|^{1-\alpha} \text{sgn}(s) - k_2 |s|^{1+\alpha} \quad (27)$$

其中, $k_1, k_2 > 0, 1 > \alpha > 0$ 。取 IPMSM 系统的状态变量为

$$\begin{cases} x_1 = \omega_r^* - \omega_r \\ x_2 = \frac{dx_1}{dt} = -\frac{d\omega_r}{dt} \end{cases} \quad (28)$$

式中, ω_r^* 为给定转子角速度; ω_r 为实际转子角速度。

IPMSM 机械运动方程为

$$T_e - T_L = J \frac{d\omega_r}{dt} \quad (29)$$

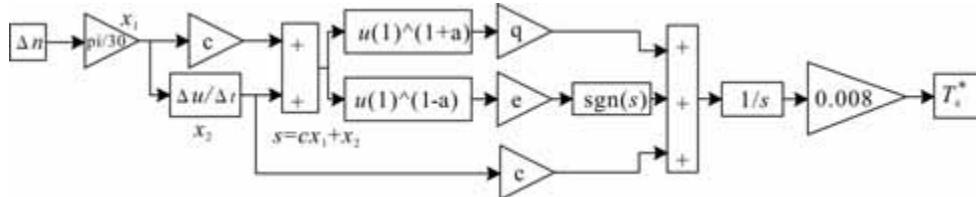


图 7 改进滑模转速环控制器设计

3 仿真结果分析

为了验证所提出的偏差解耦滑模控制器的可行性和有效性, 在 Matlab 中对其性能进行了仿真。

本文使用的是内置式永磁同步电机, 其具体的参数如表 2 所示。

表 2 永磁同步电机参数

参数	参数值
额定功率 P/kW	30
母线电压 U_{dc}/V	320
额定转速 $n/(\text{r}/\text{min})$	4500
额定转矩 T_e/Nm	72

目前学者提出很多不同的趋近律, 下面列举一些常见的趋近律以及其优缺点。如表 1 所示。

表 1 常见趋近率及其优缺点

式中, T_L 为负载转矩; J 为传动系统转动惯量。

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ x_2 = -\frac{d^2 \omega_r}{dt^2} = -\frac{1}{J} \frac{dT_e}{dt} \end{cases} \quad (30)$$

设计线性滑模面函数为

$$s = cx_1 + x_2 \quad (31)$$

其中, $c > 0$ 为待设计参数。

代入得到:

$$T_e = J \int (cx_2 - \dot{s}) dt \quad (32)$$

将式(27)代入式(32)中, 得到转矩给定方程为

$$T_e^* = J \int [cx_2 + k_1 |s|^{1-\alpha} \text{sgn}(s) + k_2 |s|^{1+\alpha}] dt \quad (33)$$

根据滑模到达条件 $s\dot{s} < 0$, 证明在新型滑模控制器的作用下, 系统是渐近稳定的。

改进的滑模转速环控制器如图 7 所示。

续表 2

参数	参数值
额定功率 P/kW	30
电感 L_d/H	0.13
电感 L_q/H	0.33
电阻 R/Ω	0.058
转子磁链 ψ_r/Wb	0.062
极对数 P_n	4

在将电机转速设置为额定值的条件下, 在 0.5 s 时加到额定转矩 72 Nm, 仿真时间为 1 s。在转速环和电流环分别使用不同的控制器, 同时搭建了一个采用传统的滑模控制器模型, 仿真结果如图 8 ~ 图

12 所示。

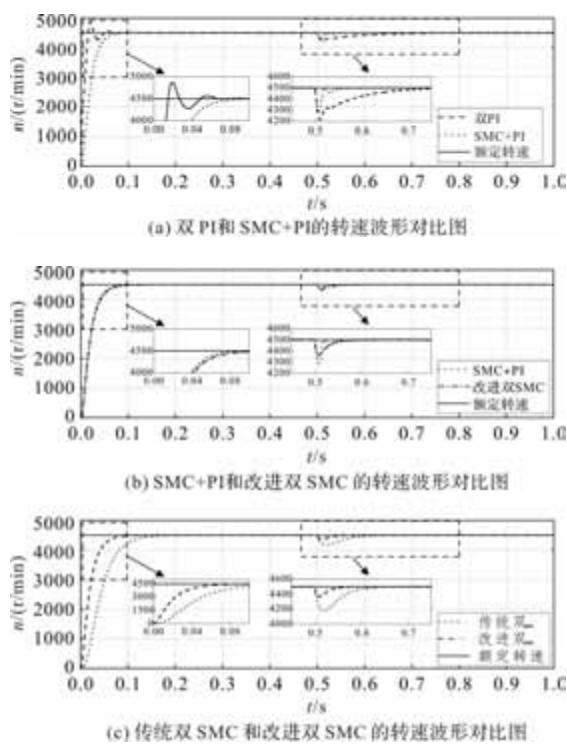


图 8 转速波形对比图

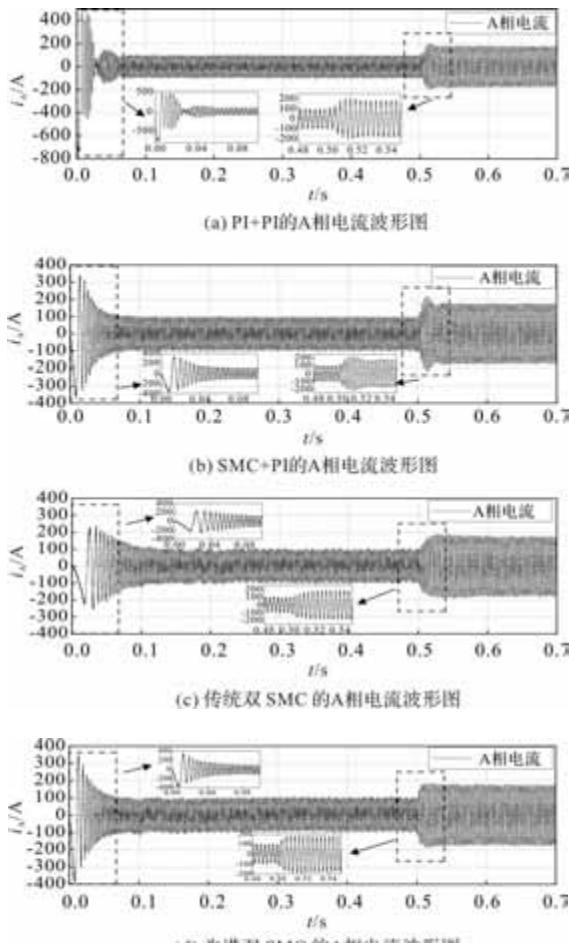


图 9 A 相电流波形图

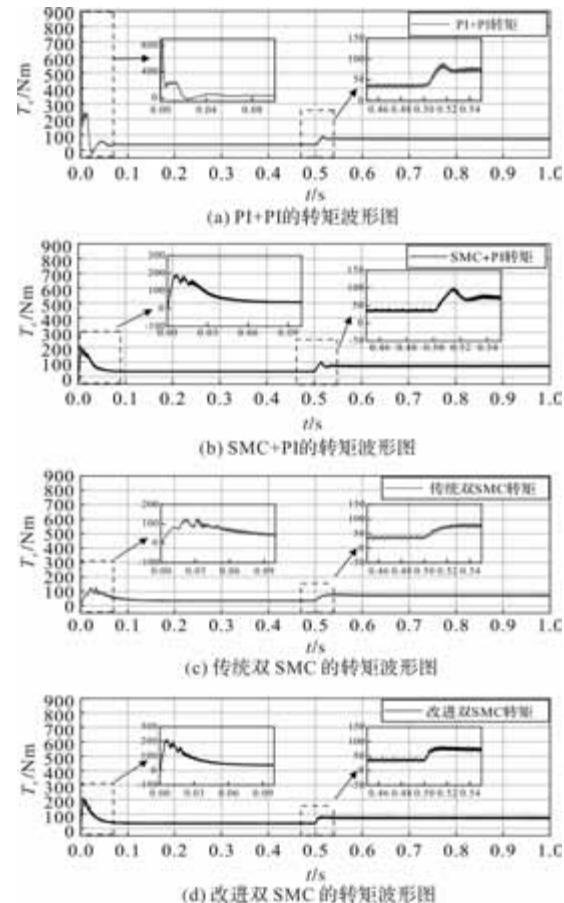


图 10 转矩波形图

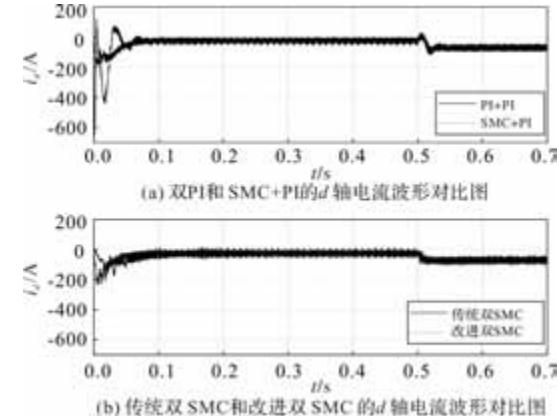


图 11 d 轴电流波形对比图

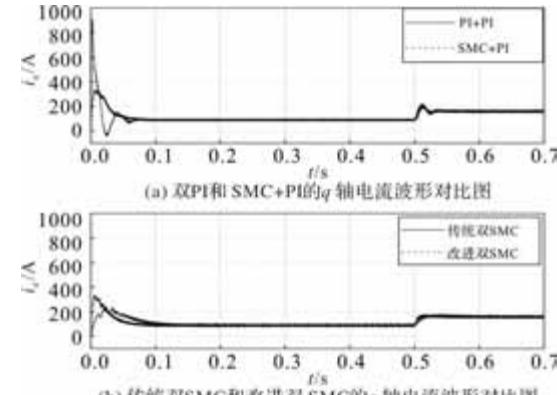


图 12 q 轴电流波形对比图

(下转第 35 页)

基于模型参考自适应的永磁同步发电机参数在线辨识与稳压控制

柳舟洲¹, 任虹霞¹, 王桐¹, 赵文利¹, 付倩娆²

(1. 西安微电机研究有限公司, 西安 710077; 2. 西安建筑科技大学, 西安 710055)

摘要: 永磁同步发电机(PMSG)在宽转速运行范围内, 因温度变化与磁路饱和会导致其电气参数发生变化, 进而影响定值参数设计的电机控制器的控制效果。本文提出一种将模型参考自适应系统(MRAS)在线参数辨识与发电机控制模型相结合的控制策略, 该策略在低速区采用最大转矩电流比(MTPA)控制, 在高速区则采用双环可控弱磁稳压控制, 并引入前馈解耦以抑制交叉耦合效应。基于波波夫超稳定性理论, 推导了用于电机电感和永磁磁链的在线参数辨识自适应律, 使控制器参数能够随电机实际状态自适应调整。仿真结果表明, 该方法可以使PMSG在宽转速范围内有效实现直流侧电压的稳定输出, 且参数辨识准确, 提高了控制器的品质。

关键词: 永磁同步发电机; 模型参考自适应; 参数辨识; 矢量控制; 弱磁控制; 波波夫超稳定性

中图分类号: TM351; TM341; TP273 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2025)12-0016-07

Online Parameter Identification and Voltage Stabilization Control of Permanent Magnet Synchronous Generator Based on Model Reference Adaptive Control

LIU Zhouzhou¹, REN Hongxia¹, WANG Tong¹, ZHAO Wenli¹, FU Qianrao²

(1. Xi'an Micromotor Research Institute Co., LTD., Xi'an 710077, China;

2. Xi'an University of Architecture and Technology, Xi'an 710055, China)

Abstract: Permanent magnet synchronous generators (PMSGs) exhibit variations in electrical parameters due to temperature changes and magnetic circuit saturation over a wide operating speed range, which consequently affects the control performance of motor controllers designed with fixed parameters. This paper proposed a control strategy that integrates online parameter identification based on a model reference adaptive system (MRAS) with the generator control model. The strategy employed maximum torque per ampere (MTPA) control in the low-speed region and dual-loop controllable field-weakening voltage stabilization control in the high-speed region, while incorporating feed forward decoupling to suppress cross-coupling effects. Based on Popov's hyperstability theory, adaptive laws for online identification of motor inductance and permanent magnet flux linkage are derived, enabling the controller parameters to adaptively adjust according to the actual operating state of the motor. Simulation results demonstrate that the proposed method can effectively achieve stable output of the DC-side voltage across a wide speed range, with accurate parameter identification and improved controller performance.

Key words: permanent magnet synchronous generator; model reference adaptive system; parameter identification; vector control; field-weakening control; Popov's hyperstability

0 引言

随着全球能源转型与“双碳”战略的深入推进, 电力系统的高效、稳定与智能化运行已成为关键研究领域。永磁同步发电机(Permanent Magnet Synchronous Generator, PMSG)凭借其高功率密度、高效率

和优异的控制性能, 在风力发电、航空电源系统及分布式能源等领域获得了广泛应用^[1-4]。然而, PMSG在宽转速、变负载的复杂工况下持续运行时, 其内部关键电气参数(如定子电阻、电感和永磁体磁链)会因温度变化、磁路饱和及老化效应而发生显著漂移。这种参数失配问题严重依赖于固定参数设计

收稿日期: 2025-10-20

基金项目: 陕西省自然科学基础研究计划(2024JC-YBQN-0753)

作者简介: 柳舟洲(1986), 男, 高级工程师, 研究方向电力电子及高压电机驱动控制。

通讯作者: 任虹霞(1975), 女, 高级工程师, 研究方向为电机控制。

的传统矢量控制器性能, 导致系统稳压精度下降、动态响应恶化, 甚至威胁系统稳定运行^[5-6]。因此, 实现 PMSG 参数的在线精确辨识, 并据此构建自适应控制系统, 对于提升发电系统在全工况下的鲁棒性与可靠性具有重要意义^[7]。

PMSG 的参数失配主要表现为定子电阻随温升增大, 电感因磁饱和而减小, 以及永磁体磁链随温度升高而减弱。这些变化直接影响到磁场定向控制的准确性, 特别是对最大转矩电流比(MTPA)控制和弱磁控制的效果产生不利影响。为解决这一问题, 国内外学者致力于发展在线参数辨识技术。现有的方法主要可分为以下几类: 基于最小二乘法(RLS)的辨识方法原理简单, 但对测量噪声敏感且存在“数据饱和”现象^[8-9]; 扩展卡尔曼滤波器(EKF)能够处理非线性系统, 但算法计算量大, 实时实现困难^[10-12]; 基于智能算法的辨识策略, 如神经网络和粒子群算法, 虽具有强鲁棒性, 但其计算复杂度和对处理器的要求限制了工程应用。相比之下, 模型参考自适应系统(Model Reference Adaptive System, MRAS)以其结构清晰、计算负担相对较小且能基于稳定性理论保证收敛性的优势, 展现出巨大的应用潜力^[13-14]。

尽管 MRAS 在电机参数辨识中已取得一定进展, 但在 PMSG 宽转速稳压控制的实际应用中仍面临挑战。首先, 电机的数学模型是一个高阶非线性系统, 同时在线辨识多个参数(如电阻、电感、磁链)并确保其快速、准确收敛极为困难^[15-16]。其次, 多数研究将参数辨识与控制系统独立设计, 未能将辨识结果有效地反馈至控制器中进行实时参数修正, 使得辨识的效益未能充分发挥。

针对上述问题, 本文提出一种融合在线参数辨识的 PMSG 自适应复合控制策略。首先, 设计了一种结合 MTPA 控制与弱磁控制的前馈解耦矢量控制框架, 作为系统性能的基础保障。其次, 核心贡献在于, 基于波波夫(Popov)超稳定性理论, 系统性地推导了用于在线辨识 PMSG 关键参数(电感和磁链)的 MRAS 自适应律, 确保了辨识过程的全局渐近稳定。进而, 提出一种分步辨识策略以解决多参数同时辨识的难题。最后, 将在线辨识得到的实时参数值前馈至电流环与弱磁环控制器, 实现对控制器参数的动态校正, 从而构成一个完整的参数自适应控制系统。通过综合仿真验证, 所提策略能够在宽转速范围内显著提升直流侧电压的稳压精度与系统动

态性能, 为高性能 PMSG 发电系统的设计提供了新思路。

1 PMSG 控制系统设计

1.1 PMSG 数学模型与控制结构

为便于设计高性能控制器, 首先建立永磁同步发电机(PMSG)在两相旋转 d-q 坐标系下的数学模型。在忽略磁路饱和、涡流和磁滞损耗的理想假设下, 其电压方程与电磁转矩方程式如:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -w_e L_q \\ w_e L_d & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d \frac{di_d}{dt} \\ L_q \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ w_r \phi_f \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p_n (\phi_d i_q - \phi_q i_d) = \frac{3}{2} p_n [\phi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (2)$$

式中, u_d 、 u_q 和 i_d 、 i_q 分别为定子电压和电流在 d、q 轴的分量, R_s 为定子电阻, L_d 、 L_q 为直、交轴电感, w_e 为电角速度, ϕ_f 为永磁体磁链, p_n 为极对数, T_e 为电磁转矩。

由于永磁同步电机的磁场由永磁体提供, 因此需要改变直轴去磁电流来达到弱磁降低反电势的效果。从而, 在电机低速运转时选择最大转矩电流比(MTPA)控制, 在高速运转时选择弱磁控制。

如图 1 所示为 PMSG 控制框图。PMSG 的三相电通过坐标变换转为旋转坐标系下的表达形式。控制模块由电压环、电流环与弱磁环构成, 结合 MTPA 控制与弱磁控制。电压环通过比较目标电压与直流侧电压, 经过 PI 调节器, 变为转矩, 输入给 MTPA 模块, 通过 MTPA 控制输出交直轴电流的给定值, 给定值与实际值比较后, 通过 PI 调节器变为交直轴电压。再通过反坐标变换, 经 SVPWM, 得到整流器控制信号, 使得输出电压稳定在目标电压。

弱磁环负责调节弱磁电流, 它通过比较实际电压幅值与直流侧电压的大小关系, 经过 PI 调节器, 输出弱磁电流来达到弱磁降低反电势的效果。当电压幅值低于直流侧电压, 即工作点在电压极限椭圆内时, 不需要弱磁控制, 此时通过限幅模块使输出为 0, 不影响 MTPA 控制。当电压幅值高于直流侧电压时, 通过输出弱磁电流使工作点离开 MTPA 移动到稳定工作区内。

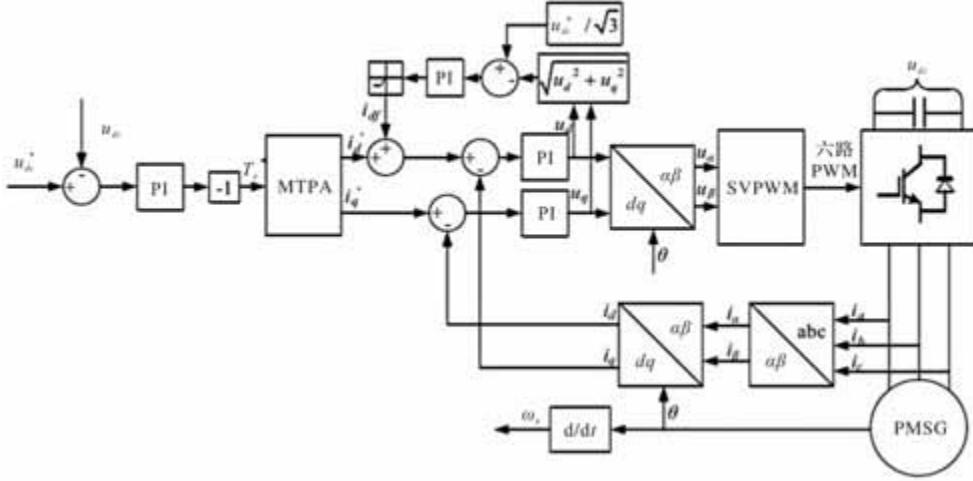


图 1 PMSG 控制框图

1.2 前馈解耦控制

根据永磁同步发电机在两相旋转坐标系下的数学模型，可以看到， U_d 的表达式中有两项为 R_{sid} 与 $w_e L_{q_i q_j}$ ， U_q 的表达式中有两项为 R_{sqi} 与 $w_e L_{d_i} i_d$ ，也就是说， U_d 同时与 I_d 和 I_q 相关， U_q 也同时与 I_d 和 I_q 相关，交直轴电压无法分别独立控制交直轴电流，电机系统是一个典型的非线性系统。在这种情况下，电机系统的交直轴电流之间会存在交叉耦合的状况。

在数学模型的表达式中，转速 w 作为电流的系数之一，它的大小，决定着这一项在电压表达式中的占比。在转速较低时，该项占比较小，可以认为该项影响较小或者可以直接忽略；当转速上升后，该项占比越来越大，无法忽略，对电机运行状态的影响也越来越明显。在实际的电机运行中，在高速运转时，电机响应速度与控制精度会表现出下降的情况，就是上述分析在实际模型中的表现。

针对该问题，文献[17]给出了一种永磁同步电机解耦控制方法。在电流环控制的基础上，引入前馈解耦控制，将电机数学模型拆为耦合部分与非耦合部分。对电机的耦合部分，通过前馈的方式进行补偿，从而达到交直轴电压可以分别独立控制交直轴电流的效果，减小耦合部分对电机控制造成的不良影响。

解耦补偿部分的输出电压方程如下。

$$\begin{cases} u_d = u_d^* - w_e L_q i_q \\ u_q = u_q^* + w_e (\varphi_f + L_d i_d) \end{cases} \quad (3)$$

式中， u_d^* 和 u_q^* 为经过电流调节器得到的交直轴电压， u_d 与 u_q 为电流调节器输出的电压经过解耦补偿后的输出电压。

在引入前馈解耦补偿模块之后，可得交直轴电

压 u_d^* 和 u_q^* 。

$$\begin{aligned} u_d^* &= u_d + w_e L_q i_q \\ &= R_s i_d - w_e L_q i_q + L_d \frac{di_d}{dt} + w_e L_q i_q \\ &= R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} u_q^* &= u_q - w_e (\varphi_f + L_d i_d) \\ &= R_s i_q + w_e L_d i_d + L_q \frac{di_q}{dt} + w_e \varphi_f - w_e (\varphi_f + L_d i_d) \\ &= R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} \end{aligned} \quad (5)$$

解耦控制模块示意图如图 2 所示。

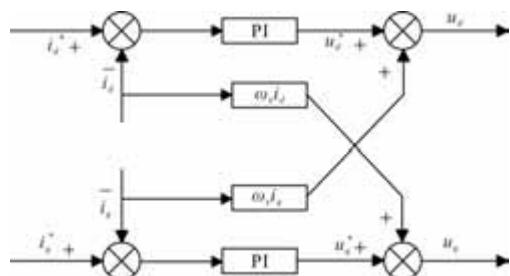


图 2 解耦控制模块示意图

由式(4)和式(5)可以看出，将电机的耦合部分分离，通过前馈解耦来进行补偿后， d 轴和 q 轴的电压方程实现了完全解耦。 u_d^* 仅与 i_d 及其微分有关， u_q^* 仅与 i_q 及其微分有关。这使得电流内环的两个 PI 调节器可以独立进行设计，显著简化了控制器参数整定过程，可以有效提升了系统在宽转速范围内的动态性能与稳定性。

2 基于 MRAS 的参数在线辨识

2.1 MRAS 结构

模式参考自适应系统 (Model Reference Adaptive

System, MRAS)作为一种参数在线辨识系统, 主要包括三个部分, 分别是参考模型、可调模型与参数自适应律。参考模型为实际的研究对象, 在电机控制中为实际的电机; 可调模型是与参考模型相对应的、将待辨识参数以估计值表示的数学模型, 需要与参考模型具有相同物理意义的输入与输出; 自适应律是令可调模型的估计值逐渐趋向参考模型的规则, 是 MRAS 设计的重点。

MRAS 共有三种结构, 分别是串联型、并联型与混联型, 一般情况下均使用并联结构, 本文采用并联型 MRAS 结构, 其中参考模型为 PMSG 实际系统, 可调模型为包含待辨识参数的 PMSG 数学模型。自适应律的作用是调节可调模型参数, 使得可调模型输出与参考模型输出之间的广义误差 e 趋近于零。并联型 MRAS 结构示意图如图 3 所示。

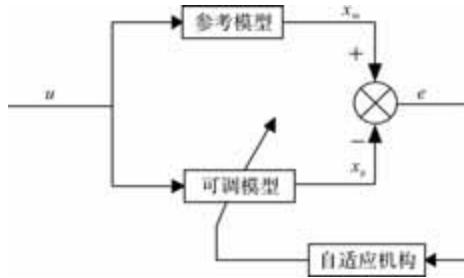


图 3 MRAS 并联结构

2.2 基于波波夫理论的自适应律设计

为实现永磁同步发电机(PMSG)关键参数——电感 L 与永磁体磁链 ϕ_f 的精确在线辨识, 本节基于波波夫超稳定性理论, 系统性地推导模型参考自适应系统(MRAS)的自适应律。以隐极式 PMSG ($L_d = L_q = L$) 为研究对象, 通过定义中间变量 $m = 1/L$ 与 $n = \phi_f/L$, 将参数辨识问题转化为对 m 和 n 的估计问题。

PMSG 在 d - q 坐标系下的数学模型如下。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & w \\ w & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -w \frac{\phi_f}{L} \end{bmatrix} \quad (6)$$

引入中间变量 m 与 n , 式(6)可重写为式(7)。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i \\ i \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} i \\ i \end{bmatrix} + Bu + C \quad (7)$$

$$\text{其中, } \begin{bmatrix} i \\ i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d & i_q \end{bmatrix}^T; A = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & w \\ w & -\frac{R}{L} \end{bmatrix};$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix}; C = \begin{bmatrix} 0 & -w \frac{\phi_f}{L} \end{bmatrix}^T;$$

相应的, 可调模型的状态方程设计如下。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i} \\ \hat{i} \end{bmatrix} = \hat{A} \begin{bmatrix} \hat{i} \\ \hat{i} \end{bmatrix} + \hat{B}u + \hat{C} \quad (8)$$

$$\text{其中, } \begin{bmatrix} \hat{i} \\ \hat{i} \end{bmatrix} = [\hat{i}_d \quad \hat{i}_q]^T \text{ 为可调模型输出的电流状态矢量; } \hat{A} = \begin{bmatrix} -\hat{m}R & w \\ w & -\hat{m}R \end{bmatrix}; \hat{B} = \begin{bmatrix} \hat{m} & 0 \\ 0 & \hat{m} \end{bmatrix};$$

$$\hat{C} = [0 \quad -w\hat{n}]^T; \hat{m}, \hat{n} \text{ 为待辨识的参数估计值。}$$

定义状态广义误差 $e = i - \hat{i}$, 推导可得误差方程式为

$$\frac{d}{dt} e = Ae + Iw_1 \quad (9)$$

基于波波夫超稳定性理论, 设计 PI 型自适应律为式(10)和式(11)。

$$\hat{m} = (k_{12} + \frac{k_{\text{fl}}}{s})(-R\hat{i}_d v_1 - R\hat{i}_q v_2 + u_d v_1 + u_q v_2) + \hat{m}_0 \quad (10)$$

$$\hat{n} = (k_{g2} + \frac{k_{\text{gl}}}{s})(-v_2 w) + \hat{n}(0) \quad (11)$$

其中, 自适应增益 $k_{\text{fl}}, k_{12}, k_{\text{gl}}, k_{g2}$ 均为正数;

$$v = [v_1 \quad v_2]^T。$$

辨识得到 \hat{m}, \hat{n} 后, 计算电机参数 L 为

$$L = \frac{1}{\hat{m}}, \phi_j = \frac{\hat{n}}{\hat{m}} \quad (12)$$

需要指出的是, 虽然 MRAS 相较于其他参数在线辨识方法的优点之一是可以进行多个参数的辨识, 但是可以看出, 电机的数学模型是一个二阶的非线性方程。由一个二阶动态方程在线辨识出三个以上的未知参数, 并同时收敛于真实值, 这是比较困难的。因此对于多个参数的辨识, 一般需要通过分步来实现。首先根据电机当前状态, 将其中某个或某些不太敏感的参数给定一个不完全精确的固定值, 根据 MRAS 先将其他参数精确辨识(若选用敏感参数会对辨识结果影响较大)。当其他参数准确辨识后, 再以辨识值作为固定值, 对开始时选中的参数进行辨识。

3 仿真结果与分析

3.1 仿真模型

simulink 仿真模型如图 4 所示。

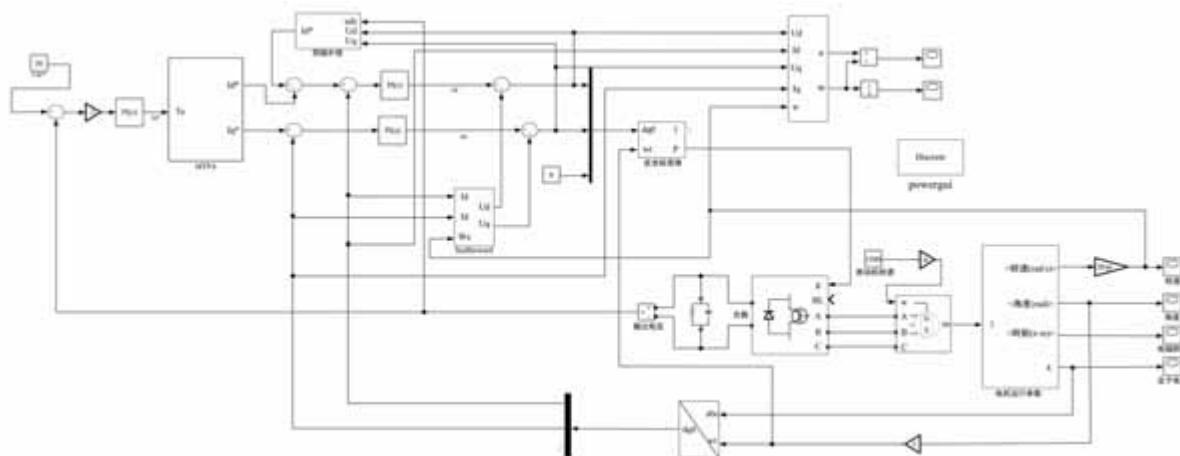


图 4 simulink 环境下永磁同步发电机控制与参数辨识仿真模型

仿真模型的主体是永磁同步发电机稳压控制模型，采用 MTPA 与弱磁补偿相结合的控制方法。在控制中，引入了可以减弱交叉耦合现象的前馈解耦模块。左下角是参数辨识模块，通过示波器展示辨识参数。

3.2 仿真结果

由于电机类型选择了隐极式永磁同步电机，因此在实际仿真过程中，低转速条件下使用的控制方法为直轴电流为零的控制方法；参数辨识部分利用隐极式永磁同步电机的交直轴电感相等， L_d 与 L_q 用同一个值 L 代替，简化运算。电机各参数如表 1 所示。

表 1 永磁同步电机参数

电机参数	参数值
定子电阻 R_s/Ω	0.5
d 轴电感 L_d/mH	3
q 轴电感 L_q/mH	3
永磁体磁链 $\Phi_f/(V \cdot s)$	0.0167
额定转速 $n_N/(r/min)$	3000
极对数 P_n	3
转动惯量 $J/(kg \cdot m^2)$	0.0043

3.2.1 永磁同步发电机稳压控制仿真结果

给定原动机转速为 1500 r/min，负载大小为 100 Ω ，目标电压为 28.5 V，仿真结果如图 5 和图 6 所示。

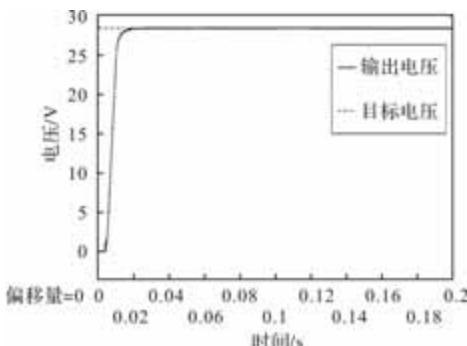


图 5 直流电压输出波形

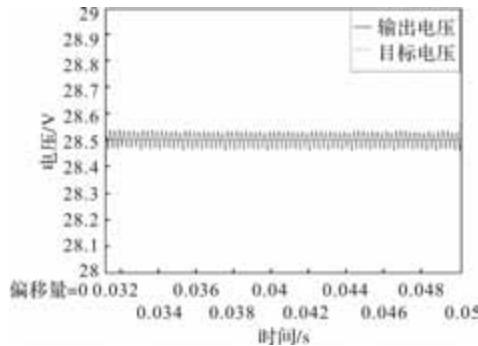


图 6 电压纹波

卸下电阻负载后，仿真结果如图 7 所示。

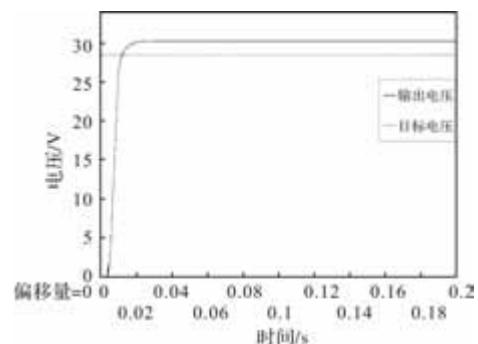


图 7 无电阻负载时输出波形

根据仿真结果可知，控制系统将直流输出电压稳压在 28.5 V，误差在 1.5 V 之内。当卸下负载电阻空载运行时，输出电压为 30.3 V。

接下来验证不同目标电压与不同给定转速下的稳压效果，选择进行两组仿真验证。第一组为原动机转速不变，改变目标电压；第二组为目标电压不变，改变原动机转速。

对于第一组验证，选择目标电压分别为 20 V，50 V，75 V，100 V，仿真结果如图 8 所示。

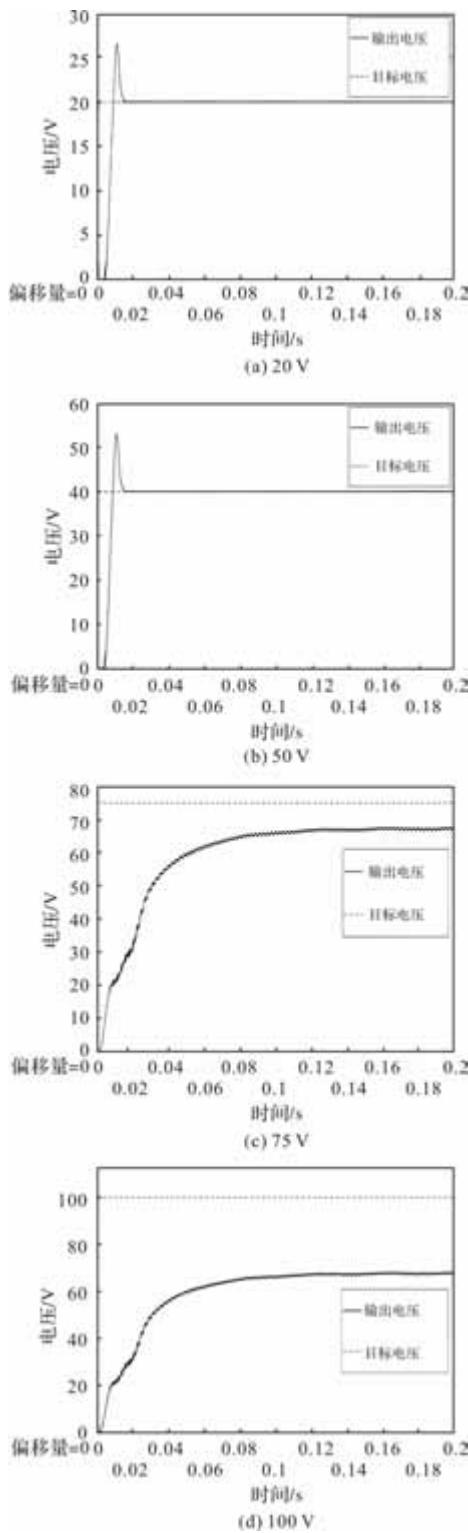


图 8 不同目标电压设置下的输出电压

根据仿真结果可以看出，当原动机工作状态稳定时，在一定范围内，发电机输出电压可根据需要进行调整，达到了变压要求。在此次验证中给定的条件下，目标电压较低时，系统可以准确输出目标电压。随着目标电压升高，由于原动机输入不足，导致输出电压无法继续升高，低于目标电压。若想要继续提升输出电压，需要增大原动机输入。

例如当转速提升至 2500 r/min 后，依然选定目标电压为 100 V，此时输出电压可以达到目标电压，仿真结果如图 9 所示。

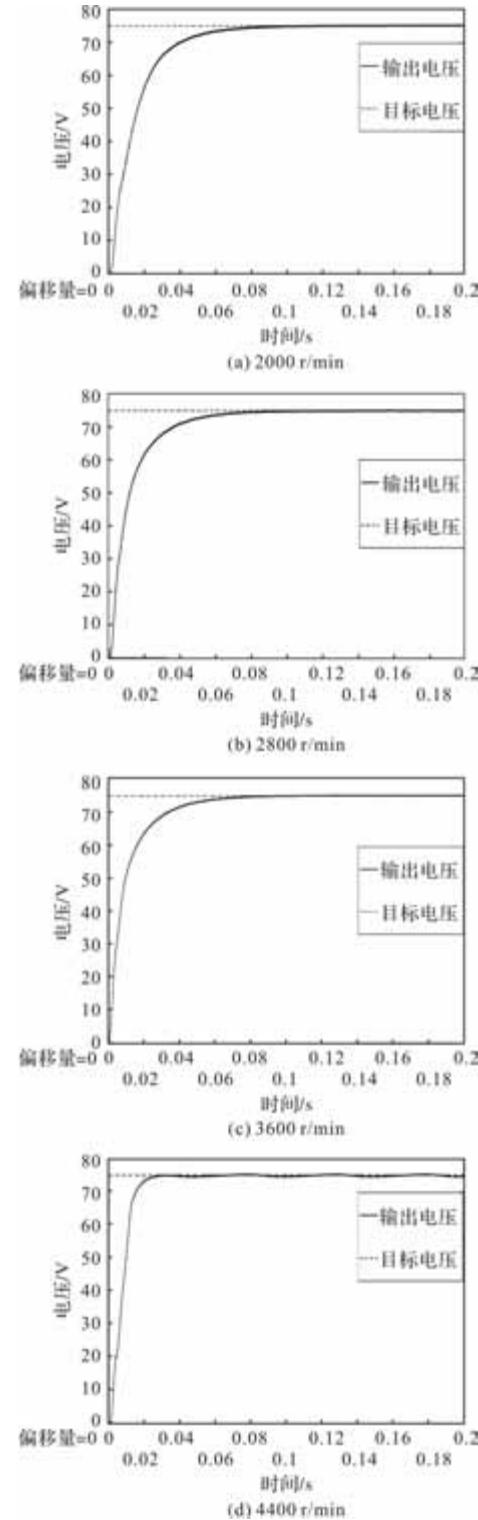


图 9 稳压宽转速验证

由仿真结果可以看出，在原动机给定不同输入转速的条件下，发电机仍能保持输出稳压，即原动机即使工作状态不稳定，直流电压输出端仍能保持稳定，达到了宽转速稳压的效果。

3.2.2 MRAS 参数辨识仿真结果

在发电机转速为 1500 r/min, 负载大小为 100Ω , 目标电压为 28.5 V 的工作状态下, 参数辨识仿真结果如图 10 所示。

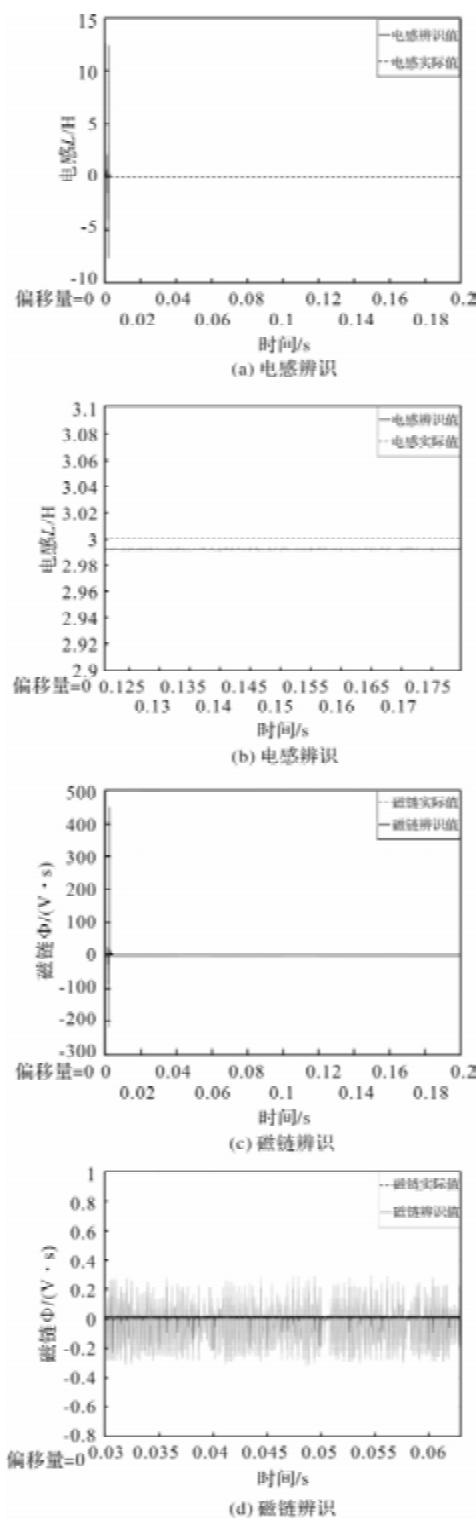


图 10 电感辨识和磁链辨识

通过辨识值与实际值的比较可以看出: 对于电感辨识, 实际值为 $3 \times 10^{-3} H$, 辨识值为 $2.99 \times 10^{-3} H$, 辨识效果较好; 对于磁链辨识, 辨识值未能收敛于实际值, 辨识效果较差。

4 结 论

针对永磁同步发电机在宽转速运行中因参数失配导致的控制性能恶化问题, 本文开展了基于模型参考自适应的参数在线辨识与控制策略研究。通过建立融合 MTPA 与弱磁控制的前馈解耦控制框架, 并基于波波夫超稳定性理论推导了参数自适应律, 构建了完整的参数自适应控制系统。仿真结果表明, 所提出的控制策略在不同运行工况下均能有效保持系统稳定性。通过在线辨识得到的电机参数能够快速跟踪实际值, 其中电感辨识误差稳定在 2% 以内, 验证了所提辨识方法的准确性和鲁棒性。

本研究为解决永磁同步发电机参数时变性问题提供了一种有效方案, 所提出的控制策略不仅显著提升了系统的稳压精度和动态性能, 也为实现电机驱动系统的智能化维护奠定了理论基础。后续研究将重点考察该策略在多变环境条件下的长期运行可靠性, 并推进其在实验平台上的验证工作。

参 考 文 献

- [1] 戴烨敏, 顾华, 林顺富, 等. 基于谐波状态空间的永磁同步发电机风力发电系统建模及频率耦合分析 [J]. 现代电力, 2025, 42(02): 247-255.
- [2] Pequena Suni J C, Perez Paredes M G S, De Paula M V, et al. Fault Section Identification in Distribution Networks with DFIG and PMSG Generators Using Current Transients [J]. IEEE Latin America Transactions, 2025, 23 (6): 487-496.
- [3] 黄健, 王晨, 江明, 等. 航空永磁同步发电机系统改进型电压反馈弱磁控制策略研究 [J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(07): 2521-2532.
- [4] Sun L, Li X, Chen L. Motor Speed Control with Convex Optimization-Based Position Estimation in the Current Loop [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36 (9): 10906-10919.
- [5] 殷生晶, 王晓琳. 基于自适应超螺旋算法的高速永磁同步发电机稳压控制策略 [J]. 电机与控制学报, 2023, 27(07): 30-39.
- [6] Prince M K K, Arif M T, Gargoom A, et al. Coordinated Control of Grid-Connected PMSG Based Wind Energy System With STATCOM and Supercapacitor Energy Storage [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2024, 60(3): 5108-5118.
- [7] 邱建琪, 林俊鹏, 王剑, 等. 考虑电机磁饱和特性的车用永磁同步电机多参数辨识方法 [J]. 电机与控制学报, 2025, 29(08): 1-9.

(下转第 64 页)

一种航空起发电机无位置传感器起动控制方法

詹 旺, 王 越, 施道龙

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

摘要: 针对内置式航空起发系统中起发电机位置传感器安装困难的问题, 提出一种起发电机无位置传感器起动控制方法。首先, 构建基于电压电流混合模型的有效磁链观测器实现中高速工况转子位置观测, 同时, 引入三相端电压采样电路获取电机三相电压改善有效磁链观测器的低速性能。其次, 提出改进型 L/F 控制方法用于低速控制, 在该方法中, 角频率指令为较低的恒定值, 而不是逐渐增加, 降低了 L/F 控制过程中的失步风险。同时, 通过 L/F 控制与锁相环共用角度积分器, 将有效磁链观测器与 L/F 控制集成在一起, 此外, 通过对锁相环中 PI 控制器输出最小值进行限制, 实现了 L/F 控制和基于观测器的闭环控制之间的快速平滑切换。最后, 在 4 kW 起动电机实验平台上验证了所提起发电机无位置传感器控制方法的有效性。

关键词: 起发电机; 无位置传感器控制; 改进 L/F 控制; 有效磁链; 平滑切换

中图分类号: TM351; TM341; TP273 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2025)12-0023-07

A Sensorless Starting Control Method for Aviation Starter-generators

ZHAN Wang, WANG Yue, SHI Daolong

(National Engineering Research Center for Small and Special Precision Motors,
Guizhou Aerospace Linquan Motor Co., LTD., Guiyang 550081, China)

Abstract: In order to solve the difficulty of installing the position sensor of the generator in the built-in aviation starting system, a position sensor less starting control method of the generator was proposed. First, an effective flux observer based on voltage current hybrid model was constructed to observe the rotor position at medium and high speeds. At the same time, a three-phase terminal voltage sampling circuit was introduced to obtain the three-phase voltage of the motor to improve the low-speed performance of the effective flux observer. Secondly, an improved L/F control method was proposed for low-speed control, in which the angular frequency command was a lower constant instead of increasing gradually, reducing the risk of out of step during L/F control. At the same time, the effective flux observer was integrated with the L/F control by L/F control sharing an angle integrator with the phase-locked loop. In addition, a fast smooth switching between the L/F control and the observer based closed-loop control was achieved by limiting the minimum output of the PI controller in the phase-locked loop. Finally, the effectiveness of the proposed generator position sensorless control method was verified on a 4 kW starter motor experimental platform.

Key words: starter-generators; sensorless control; improved L/F control; active flux linkage; smooth switching

0 引言

起发电机是航空发动机的关键部件, 为发动机提供第一级动力。主要作用是将发动机由静止拖转至点火转速, 发动机点火成功后, 起发电机继续助力至发动机自持后由发动机带动起发电机发电为机载设备供电^[1-4]。永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)因其高功率密度、低转矩脉动等特性, 在航空起发电机中具有应用优势。PMSM 的高性能控制需要获取转子位置信息, 常通

过安装转子位置传感器(如旋转变压器)实现。然而, 发动机集成化设计导致起发电机转子位置传感器的安装空间受限, 且高温、振动等恶劣环境进一步加剧了传感器可靠性问题。因此, 航空起发电机无位置传感器起动控制技术成为研究焦点。

按位置跟踪原理, PMSM 的无位置控制方法主要分为高频信号注入法和基波数学模型法。高频注入法基于电机电感凸极性估计转子位置, 适用于零低速工况。基波数学模型法利用反电动势或磁链基波估计转子位置, 适用于中高速工况, 包括滑模观

收稿日期: 2025-04-11

基金项目: 军用电子元器件型谱项目(2209WZ0003)

作者简介: 詹 旺(1996), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为航空航天起动发电机控制技术。

王 越(1994), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为航空航天起动发电机控制技术。

测器、模型参考自适应、扩展卡尔曼滤波器等^[5-6]。

国内外学者针对航空起发电机的无位置传感器起动进行了广泛研究，文献[7]提出一种基于旋转高频注入法和分数阶滑模观测器的起动控制策略，可以实现起发电机的无位置传感器可靠起动，但该方法要求电机具有较高的凸极率，而航空起发电机多为表贴式结构，此外，由于起发电机集成于发动机内部，注入高频信号会对发动机控制系统造成干扰。文献[8-9]提出在零低速时采用 L/F 控制起发电机加速到一定转速后再切换到基于观测器的闭环控制的控制方法，该方法能实现起发电机的起动，但航空发动机惯量较大，传统 L/F 控制加速缓慢，起动过程中电机发热严重，导致系统可靠性降低。

针对上述问题，提出一种起发电机无位置传感器起动控制方法，以实现起发电机的无位置传感器快速起动。本文的创新之处在于：①构建了基于电压电流混合模型的有效磁链观测器实现了中高速电机转子位置观测，并引入三相端电压采样电路改善了有效磁链观测器的观测精度。②提出改进型 L/F 控制方法用于零低速控制，该方法去掉了传统 L/F 控制中的预定位过程，并将逐渐增加的速度给定方式改为恒定速度给定，加快起动时间的同时，降低 L/F 控制过程中的失步风险。③L/F 控制和有效磁链观测器中的锁相环共用角度积分器，实现了 L/F 控制和有效磁链观测器的集成，降低了控制复杂度。此外，通过对锁相环中 PI 的输出进行限制，实现了 L/F 控制到有效磁链观测器的快速平滑切换。

1 有效磁链观测器

1.1 PMSM 有效磁链原理

永磁同步电机在 dq 坐标系下的电压方程为

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

式中， u_d 、 u_q 分别为 d 、 q 轴电压； i_d 、 i_q 分别为 d 、 q 轴电流； R_s 、 L_d 和 L_q 分别为电机定子相电阻和 d 、 q 轴电感； ψ_f 为转子永磁体磁链； ω_e 为电角速度。

文献[10]中提出有效磁链概念将所有凸极电机等效为隐极电机，简化了交流电机的位置和转速观测。对永磁同步电机，定义有效磁链为

$$\psi_a = \psi_f + (L_d - L_q) i_d \quad (2)$$

利用逆 Park 变换将式(1)变换到 α 、 β 坐标系下，可得 $\alpha\beta$ 坐标系下电压方程为

$$\begin{cases} u_\alpha = R_s i_\alpha + L_d \frac{di_\alpha}{dt} + \frac{d\psi_a}{dt} \cos\theta_e \\ u_\beta = R_s i_\beta + L_q \frac{di_\beta}{dt} + \frac{d\psi_a}{dt} \sin\theta_e \end{cases} \quad (3)$$

式中， u_α 、 u_β 分别为 α 、 β 轴电压； i_α 、 i_β 分别为 α 、 β 轴电流； θ_e 为转子位置角。

由式(3)可知， α 、 β 轴系下有效磁链中包含转子位置信息，可以通过观测有效磁链进一步获得电机转子位置。为了方便有效磁链的计算，将式(2)改写为

$$\psi_a = \psi_f + L_d i_d + j L_q i_q - L_q i_d - j L_q i_q = \psi_s - L_q i_s \quad (4)$$

式中， ψ_s 、 i_s 分别为定子磁链向量和定子电流向量。

由式(4)可得 α 、 β 轴系有效磁链计算公式为

$$\begin{cases} \psi_{a\alpha} = \psi_{s\alpha} - L_q i_\alpha \\ \psi_{a\beta} = \psi_{s\beta} - L_q i_\beta \end{cases} \quad (5)$$

1.2 基于电压电流模型的有效磁链观测器

PMSM 在 d 、 q 轴下定子磁链为

$$\begin{cases} \hat{\psi}_{sd} = \psi_f + L_d i_d \\ \hat{\psi}_{sq} = L_q i_q \end{cases} \quad (6)$$

式中， $\hat{\psi}_{sd}$ 、 $\hat{\psi}_{sq}$ 分别为 d 、 q 轴定子磁链。

得到 d 、 q 轴定子磁链后，经逆 Park 变换后可以得到 α 、 β 轴下定子磁链为

$$\begin{bmatrix} \hat{\psi}_{s\alpha}^i \\ \hat{\psi}_{s\beta}^i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\hat{\theta}_e & -\sin\hat{\theta}_e \\ \sin\hat{\theta}_e & \cos\hat{\theta}_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{sd}^i \\ \hat{\psi}_{sq}^i \end{bmatrix} \quad (7)$$

式(5)、式(6)和式(7)构成基于电流模型的有效磁链观测器，观测器中不含定子电阻，低速时受电阻压降影响小，因此适用于低速工况。由于永磁体磁链和定子电感会随温度变化而变化，因此基于电流模型的观测器鲁棒性较差。

根据 PMSM 电压方程可得 $\alpha\beta$ 下定子磁链为

$$\begin{cases} \hat{\psi}_{s\alpha}^u = \int (u_\alpha - R_s i_\alpha) dt \\ \hat{\psi}_{s\beta}^u = \int (u_\beta - R_s i_\beta) dt \end{cases} \quad (8)$$

根据式(5)和式(8)可以计算出有效磁链，由式(5)和式(8)构成的观测器为基于电压模型的有效磁链观测器，由于观测器中包含定子电阻，低速时受电阻压降影响较大，因此该观测器适用于高速工况。但其中的纯积分环节容易产生饱和和漂移。

为了实现全转速范围 PMSM 转子位置精确观测，将电压模型和电流模型结合起来，采用 PI 调节器根据转速在电压模型和电流模型之间进行切换，如式

(9)所示。基于电压电流混合模型的有效磁链观测器如图1所示。

$$\psi_{\alpha\beta} = \int (u_{\alpha\beta} - R_s i_{\alpha\beta} + u_{\text{comp}}) dt - L_q i_{\alpha\beta} \quad (9)$$

式中, u_{comp} 为电压模型所得的定子磁链与电流模型所得磁链作差后经过 PI 得到的补偿向量。基于电压电流混合模型的有效磁链观测器框图如图 1 所示。

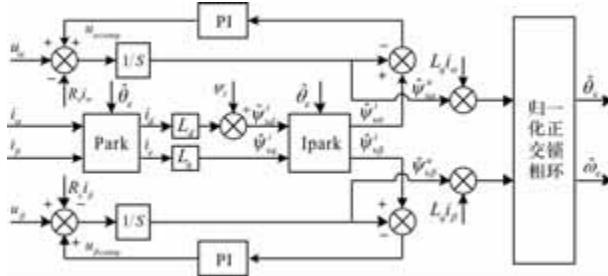


图 1 有效磁链观测器框图

由图 1 可知, 磁链观测器中需要用到 α 、 β 轴定子电压, 传统有效磁链观测器中使用指令电压作为输入。当电机处于低转速段时, 受逆变器非线性影响, 指令电压与实际电压相差较大, 这使得观测器低速性能较差。为了实现电机可靠快速起动, 需要缩短电机工作在 I/F 控制阶段的转速范围和时间, 这就要求观测器在较低的转速收敛至准确位置。因此, 采用电压采样电路采集电机三相端电压, 然后经 Clarke 变换后得到 α 、 β 坐标系下电压作为有效磁链观测器的输入, 三相端电压中含有的共模量经 Clarke 变换到零序分量中, 如:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{AG} \\ u_{BG} \\ u_{CG} \end{bmatrix} \quad (10)$$

电压采样原理如图 2 所示。电机端电压经过 PWM 调制产生, 由于实际控制器采样频率通常与 PWM 调制频率相同, 无法采集到 PWM 形式的电机端电压, 需采用硬件低通滤波器对电机端电压进行滤波。

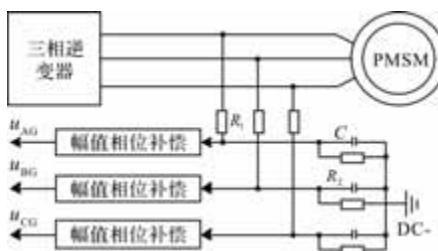


图 2 PMSM 三相电压采样原理

图 2 中低通滤波器的截止频率为

$$f_c = \frac{1}{2\pi(R_1//R_2)C} \quad (11)$$

为了使观测器获得较好的低速性能, 电压采样电路的截止频率不应超过开关频率的 1/20。

增加低通滤波会导致电压信号出现幅值衰减和相位延迟, 影响位置观测精度。为了获得准确的电机相电压, 需要对采样得到的电压进行幅值和相位补偿, 按式(12)对采集得到的电压信号进行补偿。

$$\begin{bmatrix} u'_\alpha \\ u'_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{1 + \frac{\omega_e^2}{\omega_c^2}} \begin{bmatrix} \cos\theta' & -\sin\theta' \\ \sin\theta' & \cos\theta' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (12)$$

式中, u'_α 和 u'_β 分别为补偿后的 α 、 β 轴电压; ω_c 为低通滤波器截止角频率; $\theta' = \arctan(\omega_e/\omega_c)$ 为滤波器引起的相位延迟。

1.3 观测器参数设计

电机处于零低速时, PI 调节器的频域表达式为 $k_{pe} - jk_{ie}/\omega_e$, ω_e 趋近于 0 时将得到较大增益, 磁链观测值跟随电流模型计算得到的磁链 ψ_s^i ; 电机处于中高转速时, PI 调节器频域表达式中只剩下较小的比例 k_{pe} , 此时补偿环节可以看作开环, 此时磁链观测值主要是基于电压模型得到的磁链 ψ_s^u 。总之, 通过 PI 调节器实现了从对电机电磁参数敏感的电流模型到只对电机相电阻较敏感的电压模型之间平滑切换。PI 调节器根据文献[11]中的方法进行整定, 如式(13)所示。其中 ω_{fe} 取电机最大工作角频率的 1/10。

$$\begin{cases} k_{pf} = 2\xi\omega_{fe} \\ k_{if} = \omega_{fe}^2 \end{cases} \quad (13)$$

2 改进 I/F 控制策略

PMSM 处于零低速时, 反电动势较小, 信噪比较低, 磁链观测器无法收敛到准确位置, 不能直接使用磁链观测器获得的位置信息控制 PMSM 完成起动。因此, 在零低速段采用 I/F 控制方式。I/F 控制是一种转速开环、电流闭环的 PMSM 无位置传感器控制方法, 具有实现简单、对电机参数不敏感等优点, 且在低速区具有一定的抗负载扰动能力。但传统 I/F 控制通常需要在电机起动前先进行转子预定位或初始位置辨识, 然后以恒定加速度或者变加速度的方式逐渐增加给定角频率, 控制电机加速至观测器能正常收敛, 最后经过减电流或双 dq 变换等方式切换到基于观测器的闭环运行^[12]。发动机起动时, 起发电机需要将发动机快速由静止拖转至点火转速, 但传统 I/F 控制将导致较长的起动时间。此外, 航空发动机转动惯量通常较大, 传统 I/F 控制加速过程中易发生失步, 导致发动机起动失败。针对上述问题, 结合起发电机工况特点, 提出一种改

进 I/F 控制策略。

2.1 角频率给定策略

文献[13]中指出传统 I/F 控制的稳定工作区为实际 dq 坐标系与给定坐标系之间的夹角满足 $0 < \theta_L < \pi/2$ 。由于航空发动机转动惯量较大，在传统 I/F 控制加速过程中，当 I/F 曲线不合适时极易出现失步。此外，对大惯量负载进行转子预定位时所需时间较长，为了缩短 I/F 控制作用时间和防止 I/F 控制过程中电机发生失步，本文采用固定角频率给定方式。电机起动前，使给定旋转坐标系按较小的电角速度匀速旋转，当给定坐标系旋转至给定电流产生的力矩足够克服电机轴端受到的阻力矩时，即可起动电机。

2.2 状态切换策略

为了实现 I/F 控制向基于有效磁链观测器的闭环控制平滑切换，传统 I/F 控制中需要同时对电流和角度进行处理，确保切换前后的 PMSM 运行状态一致。本文使 I/F 控制中角度积分器和有效磁链观测器中的锁相环的角度积分器合为一个，这样就可避免切换时角度突变导致的电机运行状态改变，实现平滑切换。

通过将锁相环中 PI 控制器的最小输出限幅值设为 ω_{emin} 即可实现角度积分器共用。当观测器输出转速小于 ω_{emin} 时，锁相环 PI 控制器输出为 ω_{emin} ，经角度积分器积分得到 I/F 位置角，使用此位置角可实现 I/F 控制。当观测器输出转速大于 ω_{emin} 后，锁相环 PI 输出自动切换为观测器输出转速 $\hat{\omega}_e$ ，如式(15)和式(16)所示。

$$\hat{\omega}_e = \max(\omega_{emin}, \hat{\omega}_e) \quad (14)$$

$$\hat{\theta}_e = \int \hat{\omega}_e dt \quad (15)$$

与 I/F 控制共用角度积分器的锁相环框图如图 3 所示。

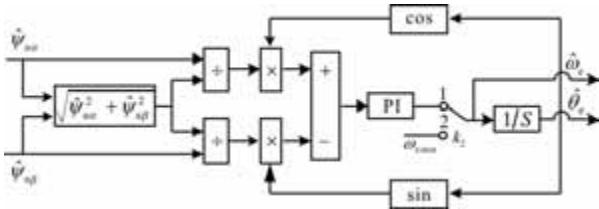


图 3 改进 I/F 与锁相环集成框图

此外，通过向 I/F 给定坐标系的 d 轴注入电流，使电机实际转子位置更接近 I/F 输出角度，加快有效磁链观测器的收敛。

最终永磁同步电机快速起动控制框图如图 4 所示，起动前开关 k_1 指向 1，开关 k_2 指向 2，向 d^* 轴

注入电流 I_{ds} ，电机起动到一定转速后，将开关 k_1 指向 2，完成电机起动，此方法不涉及两种控制模式切换，控制参数少，调试简单。

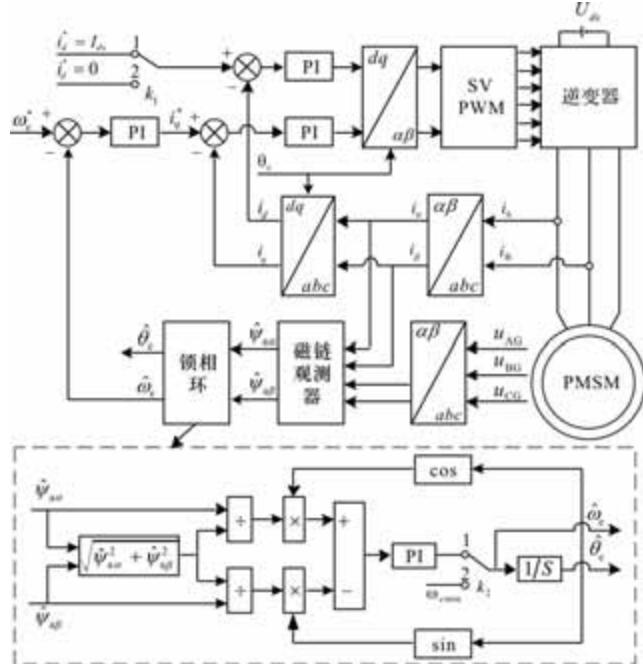


图 4 起发电机无位置传感器起动控制框图

3 实验结果

为了验证本文所提控制方法的有效性，采用 4 kW 永磁同步电机进行实验，实验平台如图 5 所示。由控制板、驱动板、电压采样板、母线电容、扭矩传感器、电机控制上位机、示波器、被测电机和磁滞制动器组成，其中制动器用于给电机施加负载。控制器开关频率为 10 kHz，采样频率为 20 kHz。主控芯片为 TI 公司的 TMS320F28335，主频 150 MHz。电机转子位置通过旋转变压器获取，所获取的位置信息只用于与观测器输出的位置进行对比，不参与电机控制。实验过程中各物理量通过 RS422 传送至上位机读取。实验所用电机相关参数如表 1 所示。

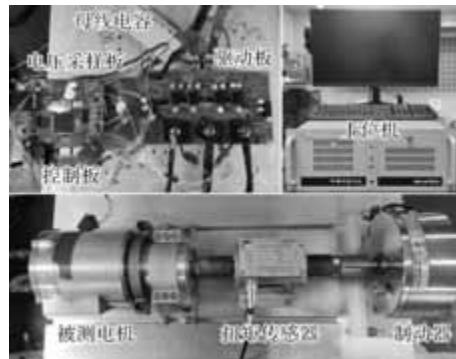


图 5 4 kW 起发电机实验平台

表 1 实验电机参数

参数	参数值
额定功率/kW	4
额定电压/V	28
额定电流/A	320
额定转速/(r/min)	9000
最高转速/(r/min)	23000
定子电阻/(Ω)	0.014
d 轴电感/(μH)	4.66
q 轴电感/(μH)	4.66
永磁体磁链/Wb	0.00319
电机极对数	2

3.1 电压采样及补偿有效性验证

为了验证电压采样电路和所提补偿方法的有效性, 采用旋转变压器角度进行控制, 电机运行在不同转速下, 采样电压和指令电压幅值如图 6 所示。500 r/min 时, 逆变器非线性对电压影响较大, 两电压相差 0.5 V。随着转速升高至 6000 r/min 过程中, 逆变器非线性对电压的影响逐渐减小, 两电压之间的差值也逐渐减小。

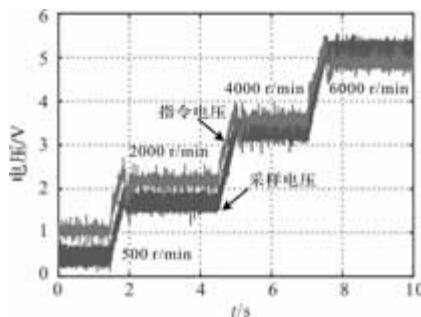


图 6 低速和中高速时采样电压与指令电压

使电机分别运行在 100 r/min 和 500 r/min 下, 其他参数一致, 分别使用采样电压和指令电压作为观测器输入, 观测角度和实际角度如图 7 和图 8 所示。使用采样电压作为观测器输入时, 100 r/min 时角度观测误差为 0.33 rad, 500 r/min 时为 0.21 rad。而采用指令电压作为观测器输入时, 100 r/min 转速下角度观测误差为 1.15 rad, 500 r/min 转速下角度观测误差减小至 0.39 rad。总之, 引入采样电压后, 使得有效磁链观测器低转速段的观测误差显著减小。

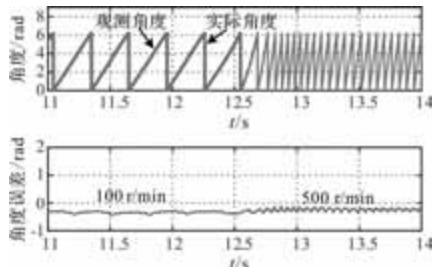


图 7 使用采样电压观测角度

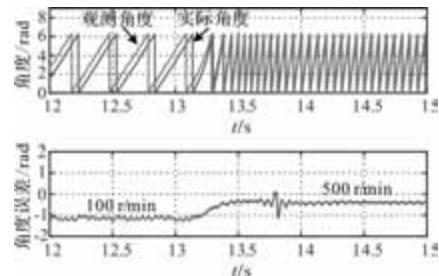


图 8 使用指令电压观测角度

3.2 观测器稳态和暂态性能实验

为了验证所提控制方法中观测器的带负载性能, 本小节实验均采用如表 2 所示的控制参数。

表 2 实验所用控制参数

参数	参数值
电流环 k_p	0.0234
电流环 k_i	0.15
转速环 k_p	0.1
转速环 k_i	0.01
观测器 k_{pf}	0.1
观测器 k_f	0.01
d 轴注入电流/A	100
锁相环 ω_{emin} /(rad/s)	62.83
锁相环带宽/Hz	200

使电机由空载起动到 2000 r/min, 然后逐渐调节制动器使施加在电机上的负载增加至 3.6 Nm, 电机转速、相电流和观测角度误差波形如图 9 和图 10 所示。

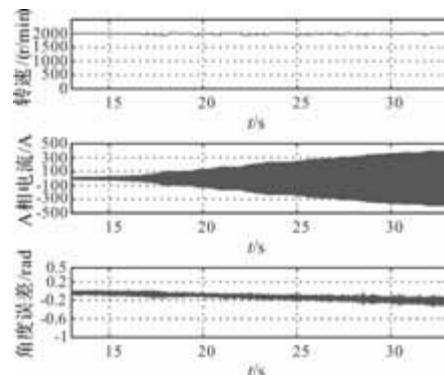


图 9 2000 r/min 负载 3.6 Nm

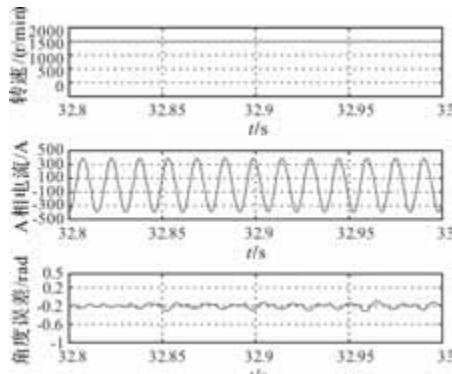


图 10 2000 r/min 负载 3.6 Nm 放大

由图 9、图 10 可知, 观测角度误差随负载增大而增大, 转速稳定后最大观测误差为 0.2 rad。

使电机由空载起动到 2000 r/min, 然后突加 3.5 Nm 负载, 电机转速、相电流和观测角度误差波形如图 11 所示。施加负载后, 电机最大速降 844 r/min, 0.68 s 后恢复稳定。加载过程中最大观测误差为 0.22 rad。

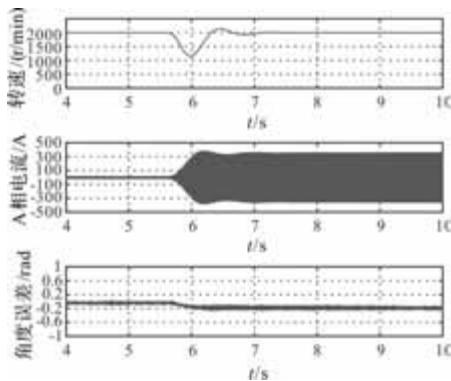


图 11 2000 r/min 突加 3.5 Nm 负载

电机完成起动后, 调整有效磁链观测器中锁相环 PI 的最小输出限制, 使电机空载运行, 由 300 r/min 切换到 -300 r/min, 电机相电流、观测角度和观测角度误差波形如图 12 所示。由图可知, 电机转速切换过程中最大观测角度误差为 0.22 rad。

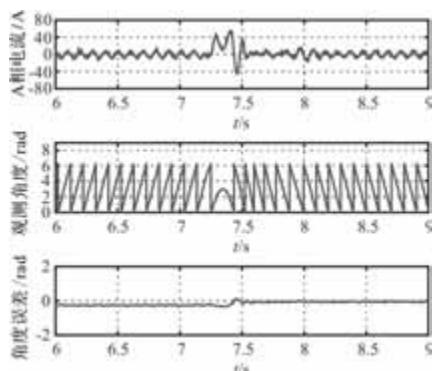


图 12 空载从 300 r/min 切换至 -300 r/min

电机起动后, 设定电机转速为 2000 r/min, 施加 1.5 Nm 负载, 然后将电机转速设定为 -2000 r/min, 电机相电流、观测角度和观测角度误差波形如图 13 所示。由图可知, 电机转速切换过程中, 最大角度误差为 0.51 rad。

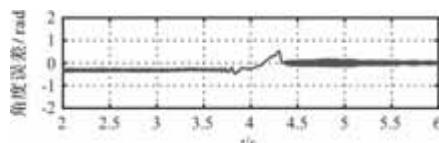
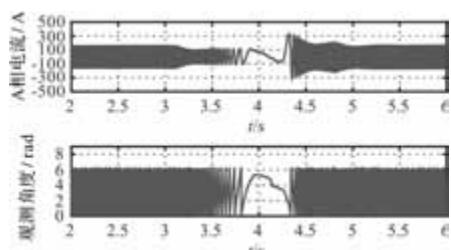


图 13 负载 1.5 Nm 切换至 2000 r/min

3.3 低速控制策略验证实验

为了验证所提改进 I/F 控制策略的有效性, 采用传统三段式起动控制方法与本文所提控制方法进行对比。使电机分别在空载和 1.6 Nm 负载初始条件下起动到 2000 r/min。空载起动过程中电机转速、相电流和观测角度波形如图 14 和图 15 所示。采用 I/F 控制起动过程中电机相电流最大 150 A, 持续时间为 2.6 s, 起动过程总用时 5.67 s。采用本文所提控制方法, 从收到起动指令开始 0.4 s 后磁链观测器收敛到准确角度, 电机开始加速。起动过程中电机相电流最大值为 92 A, 起动总用时 1.53 s, 较传统 I/F 控制方法提升 4.14 s。带 1.6 Nm 负载起动到 2000 r/min 过程中电机转速、相电流和观测角度波形如图 16 和图 17 所示。采用 I/F 控制起动过程中电机相电流最大 300 A, 持续时间为 2.65 s, 起动过程总用时 5.03 s。采用本文所提控制方法, 从收到起动指令开始 1.01 s 后磁链观测器收敛到准确角度, 电机开始加速。起动过程中电机相电流最大值为 352 A, 起动总用时 1.34 s, 较传统 I/F 方法提升 3.69 s。

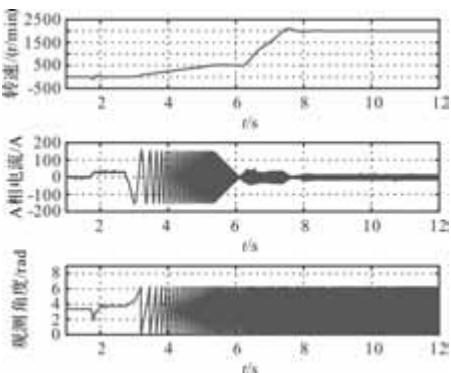


图 14 传统 I/F 控制空载由静止起动到 2000 r/min

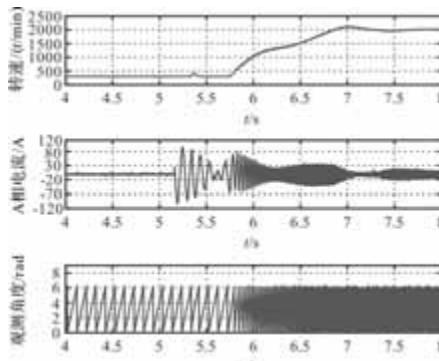


图 15 所提方法空载由静止起动到 2000 r/min

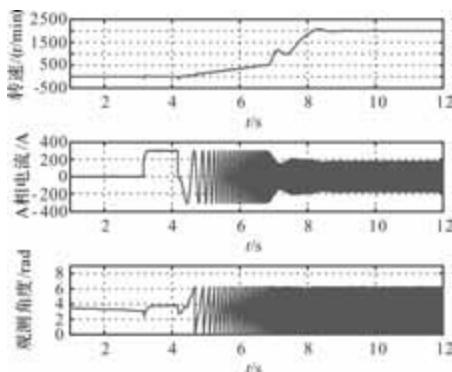


图 16 传统 L/F 控制负载 1.6 Nm 从静止起动到 2000 r/min

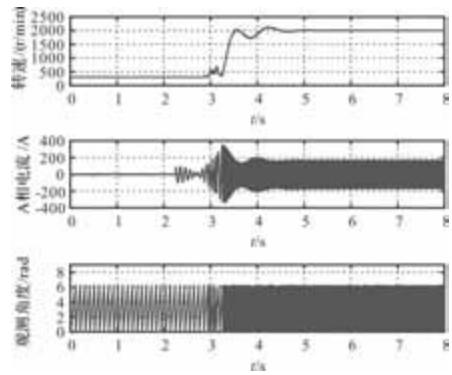


图 17 所提方法负载 1.6 Nm 由静止起动到 2000 r/min

4 结语

本文引入三相电压采样电路对传统有效磁链观测器进行优化,提出一种基于电压电流混合模型有效磁链观测器和改进 L/F 控制的航空起发电机无位置传感器起动控制方法,并对该方法进行了试验验证,得到以下结论:①引入电压采样能提升传统有效磁链观测器的低速性能;②改进 L/F 控制方法能实现航空起发电机 42% 负载无位置传感器快速起动;③本文提出的基于电压电流混合模型有效磁链观测器和改进 L/F 控制的航空起发电机无位置传感器起动控制方法工程实现简单,适用于起发电机内置式航空发动机系统或带扇类负载的永磁同步电机系统。

参考文献

[1] Zhang Z, Huang J, Jiang Y, et al. Overview and analysis

- of PM starter/generator for aircraft electrical power systems [J]. CES Transactions on Electrical Machines and Systems, 2017, 1(2): 117-131
- [2] 孔得琳. 某型航空发动机用起发电机系统的优化设计 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2025.
- [3] 周佳乐, 詹旺, 王越. 航空起动电机无位置传感器重载起动控制 [J]. 微电机, 2025, 58(03): 44-50.
- [4] 杨都, 施道龙, 孙若兰, 等. 高速永磁起发电机 SVPWM 可控升压整流策略及其对铁耗的影响 [J]. 微电机, 2023, 56(01): 41-45 + 85.
- [5] Wang G, Valla M I, Solsona J A. Position Sensorless Permanent Magnet Synchronous Machine Drives—A Review [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 67(7): 5830-5842.
- [6] 张国强. 内置式永磁同步电机无位置传感器控制研究 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2017.
- [7] MWang M, Li L, Liu J, et al. A Sensorless Control Strategy of Permanent Magnet Starter/Generator under All Working Conditions [C]. 2023 26th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Zhuhai, 2023: 876-881.
- [8] Li Y, Guo H, Xie Q, et al. Sensorless control method for the high speed permanent magnet synchronous starter-generator used in microturbine generation system [C]. 2011 International Conference on Electrical and Control Engineering, Yichang, 2011: 2545-2549.
- [9] Bhangu B S, Rajashekara K. Control Strategy for Electric Starter Generators Embedded in Gas Turbine Engine for Aerospace Applications [C]. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2011: 1461-1467.
- [10] Boldea I, Paicu M C, Andreescu G D. Active Flux Concept for Motion-Sensorless Unified AC Drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23 (5): 2612-2618.
- [11] 付兆强, 韩佳健, 呼子茗, 等. 基于有效磁链观测器的永磁压缩机无传感器控制策略 [J]. 电气传动自动化, 2024, 46(5): 1-5.
- [12] 刘计龙, 肖飞, 麦志勤, 等. 基于双 dq 空间的永磁同步电机无位置传感器起动策略 [J]. 电工技术学报, 2018, 33(12): 2676-2684.
- [13] 杨宇达. 永磁同步电机无位置传感器控制失步问题及对策研究 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2020.

电力系统接入分布式光伏机组出力自动控制

董少桥，周毅，张适宜，杨敏

(国网冀北电力有限公司经济技术研究院, 北京 100038)

摘要：分布式光伏机组的大规模并网运行，极大地增加电力系统稳定运行的难度，影响着分布式光伏机组的后续发展与应用，故提出电力系统接入分布式光伏机组出力自动控制方法研究。分析电力系统容量裕度评估参量，构造容量裕度比评估公式，考虑太阳位置、辐射量等因素，构建光伏机组出力预测模型。以分布式光伏机组出力利用率最大化为目标，构建分布式光伏机组出力自动控制目标函数，联合多种约束条件——分布式光伏机组出力约束、电力系统容量约束、电力系统运行约束等，通过遗传算法求解构建模型，即可获得分布式光伏机组最优出力控制数值。实验结果显示：应用提出方法获得的电力系统容量裕度指标——容量裕度比评估结果与实际结果相同，分布式光伏机组下一时刻出力预测结果与实际结果最为接近，分布式光伏机组出力控制数值与最优出力控制结果高度重合，充分证实了提出方法应用性能较佳。

关键词：出力控制；电力系统；出力监测；容量裕度评估；分布式光伏机组；控制性能验证

中图分类号：TP273

文献标志码：A

文章编号：1001-6848(2025)12-0030-06

Power System Access to Distributed Photovoltaic Unit Output Automatic Control

DONG Shaoqiao, ZHOU Yi, ZHANG Shiyi, YANG Min

(Economic and Technical Research Institute of State Grid Jibei Electric Power Co., LTD., Beijing 100038, China)

Abstract: Large-scale grid-connected operation of distributed photovoltaic units greatly increases the difficulty of stable operation of power system, which affects the subsequent development and application of distributed photovoltaic units. Therefore, an automatic control method of power system connected to distributed photovoltaic units was proposed. The evaluation parameters of power system capacity adequacy were analyzed, the evaluation formula of capacity margin ratio was constructed, and the output prediction model of photovoltaic units was constructed considering factors such as sun position and radiation. In order to maximize the output utilization rate of distributed photovoltaic units, the objective function of automatic output control of distributed photovoltaic units was constructed, and the optimal output control value of distributed photovoltaic units can be obtained by solving the construction model through genetic algorithm combined with various constraints, such as output constraints of distributed photovoltaic units, capacity constraints of power system and operation constraints of power system. The experimental results show that the evaluation results of power system capacity adequacy index-capacity margin ratio obtained by the proposed method are the same as the actual results, the predicted output of distributed photovoltaic units at the next moment is closest to the actual results, and the output control values of distributed photovoltaic units are highly coincident with the optimal output control results, which fully proves that the proposed method has good application performance.

Key words: output control; electric power system; output monitoring; capacity adequacy assessment; distributed photovoltaic unit; control performance verification

0 引言

分布式光伏机组(Distributed Photovoltaic, DPV)的并网运行有效地增加了电力系统的能源供应类型，但是其会受到多种因素的影响，例如温度、光照强度等，致使分布式光伏机组出力存在着较大的不确定性与波动性，从而引发电力系统电流、电压等参数的波动，威胁电力系统运行的稳定性^[1]。通过控制分布式光伏机组的出力，能够降低其对于电力系

统的不利影响程度，为电力系统可靠运行提供保障。但是，分布式光伏机组的出力控制需要考虑多种因素，例如电网稳定性、电力质量等^[2]。因此，如何高效、稳定地控制分布式光伏机组出力性能是目前的研究热点。

文献^[3]引入改进等价输入干扰算法设计了一种分布式电源出力控制方法。以网损最小为目标构建优化降损模型，对其进行求解即可获得分布式电源出力值，利用改进等价输入干扰算法对干扰进行等

价、估计与补偿，完成分布式电源出力的有效控制。此种方法考虑的干扰因素较多，虽然能够有效增加出力控制的精度，但也导致冗余数据的急剧增多，致使分布式电源出力控制效率大幅降低；文献[4]基于电弹簧拓扑结构设计了一种微电网系统功率控制方法，将负载分为临界负载和非临界负载，利用九开关变流器对电压进行补偿，以此来改变光伏系统功率，从而实现功率控制目的。此种方法在九开关变流器应用过程中涉及干扰因素过多，致使最终的功率控制结果精度较差；文献^[5]深入分析与提取不同站点出力时空相关性特征，以此为基础，划分光伏出力类型，基于马尔可夫链时序模型模拟光伏集群出力情况，从而为光伏出力控制提供依据。此种方法需要处理大量的历史数据，势必会浪费较多的运算资源与时间，导致光伏出力模拟性能较差；文献^[6]就纳米氧化铜(CuO)冷却剂对光伏热(PVT)系统最优输出性能的影响进行了深入的研究，当CuO浓度为0.10%、质量流量为80 kg/h时，光伏热(PVT)系统输出性能达到最优，为光伏出力控制提供有效的支撑。此种方法在光伏热(PVT)系统输出性能影响研究中考虑因素单一，致使研究结果可参考性较低；文献[7]深入分析了光伏出力影响因素，以此为基础，将光伏出力分解为基础值与波动值，利用相关性系数矩阵拟合方法构建距离与相关系数的关系，基于拉丁超立方采样增加Lilliefors检验步骤，通过光伏出力模拟生成模型获得最终光伏出力概率分布。此种方法拉丁超立方采样技术的引入极大地增加了研究运算量，致使光伏出力概率分布的获取时间过长。

为实现分布式光伏机组出力的精准控制，提出电力系统接入分布式光伏机组出力自动控制方法。创新性地将容量裕度评估参量应用于光伏机组的出力优化中，通过容量裕度比评估公式，更准确地评估电力系统的容量储备情况。以分布式光伏机组出力利用率最大化为目标，考虑光伏机组的出力特性，结合电力系统的容量和运行约束，构建自动控制目标函数，实现了光伏机组出力的智能化控制。应用本文方法后的光伏机组的实际出力更加接近其潜在的最大出力，有效提高了能源利用效率。

1 分布式光伏机组出力自动控制

1.1 电力系统容量裕度评估

电力系统容量裕度对于分布式光伏机组出力控制具有至关重要的作用^[8]，其评估参量如下所示：

● 备用容量

备用容量是指在电力系统正常运行时，为应对可能的负荷增长或系统元件故障而预留的发电容量。备用容量可以分为旋转备用和非旋转备用。

● 输电容量

输电容量是指电力系统中输电线路或输电网络能够传输的最大电力值^[9]。输电容量的评估需要考虑到输电线路的物理限制(例如热稳定限制、电压稳定限制等)以及电网的结构和运行方式。

● 储能设备容量

储能设备在电力系统中占据着重要的地位，承担着稳定性提高、供需平衡等任务，主要包括蓄能电站、储能系统等。储能设备容量的评估需要考虑其充放电能力、效率以及使用寿命等因素^[10]。

除此之外，电力系统负荷预测是容量裕度评估的基础，通过ARIMA模型预测负荷，其表达式为

$$K(t+1) = \text{ARIMA}(p,d,q) = AR(p) + I(d) + MA(q) \quad (1)$$

式中， $K(t+1)$ 为下一时刻电力系统负荷预测结果； $\text{ARIMA}(p,d,q)$ 为ARIMA模型基础函数； $AR(p)$ 为自回归模型，表示当前值与前 p 个历史值之间的线性关系； $I(d)$ 为差分操作，用于使数据平稳化； $MA(q)$ 为移动平均模型，表示当前值与过去 q 个残差之间的线性关系。

定义电力系统容量裕度指标为容量裕度比，计算公式为

$$\zeta = \frac{D_{\text{total}} + D_{\text{reserve}} + S_{\text{total}} + C_{\text{total}}}{\max\{K(t+1)\}} \quad (2)$$

式中， ζ 为容量裕度比。当 ζ 大于或等于1时，认为电力系统有足够的裕量；当 ζ 小于1时，则认为电力系统可能存在供需不平衡的风险； D_{total} 为总发电容量； D_{reserve} 为备用发电容量； S_{total} 为输电容量； C_{total} 为储能设备容量； $\max\{K(t+1)\}$ 为负荷预测最大值。

上述过程完成了电力系统容量裕度的有效评估，采用指标容量裕度比来反映，并对其取值含义进行了详细的说明，为研究目标实现提供一定的支撑。

1.2 光伏机组出力预测

通过分析电力系统容量裕度评估参量，量化了电力系统的容量储备情况，有助于在规划阶段就考虑到未来光伏接入可能带来的容量需求变化。基于历史数据和实时气象信息，考虑太阳位置、辐射量等因素，构建光伏机组出力预测模型，预测未来一段时间内光伏机组的出力情况，显著提高预测的准确性和可靠性，表达式为

$$\left\{ \begin{array}{l} P_{\text{pv}}(t+1) = E_{\text{pv}} \cdot f_{\text{pv}} \cdot \frac{G(t)}{G_{\text{STC}}(t)} \cdot [1 + T_{\text{pv}} \cdot (T(t) - T_{\text{STC}}(t))] \\ G(t) = F_0 \cdot \cos[\cos \beta \cos \varphi_z + \sin \beta \sin \varphi_z \cos(\varphi_A - \lambda)] + \gamma \cdot F_{\text{total}} \cdot \frac{1 - \cos \beta}{2} + F_1 \cdot \frac{1 + \cos \beta}{2} \\ \cos \varphi_z = \cos \psi \cos \phi \cos \varphi_{\text{hr}} + \sin \psi \sin \phi \\ \cos \varphi_A = \frac{\cos \varphi_z \sin \phi - \sin \psi}{\sin \varphi_z \cos \phi} \\ \varphi_{\text{hr}} = \pi \cdot \left(1 - \frac{T_s}{12}\right) \end{array} \right. \quad (3)$$

式中, $P_{\text{pv}}(t+1)$ 为下一时刻光伏机组出力预测结果; E_{pv} 为光伏机组标准情况下的额定容量; f_{pv} 为降额因子, 受到多种因素的影响, 例如阴影、线路损耗、老化等, 此研究设置 f_{pv} 取值为 0.9; $G(t)$ 为当前时刻光伏机组接收的太阳光辐射强度; $G_{\text{STC}}(t)$ 为标准情况下入射光照强度; T_{pv} 为温度修正系数, 其需要根据光伏机组的使用材料特性进行具体的设置; $T(t)$ 为光伏机组表面温度; $T_{\text{STC}}(t)$ 为 $T(t)$ 的标准值; F_{total} 为水平辐射总量; F_0 为法向直接辐射量; β 为下光伏机组的倾角, 取值范围 $[0^\circ, 90^\circ]$; φ_A 为方位角; φ_z 为天顶角; λ 为方位角的补偿常量; F_1 为散射辐射量; γ 为地表反射率; ψ 为赤纬角; ϕ 为光伏机组所处位置的纬度; φ_{hr} 为时角; T_s 为光伏机组所处位置的太阳时。

依据式(3)即可获得光伏机组出力预测结果, 为其出力控制算法设计提供有力的依据。

1.3 分布式光伏机组出力自动控制模型构建

以分布式光伏机组出力利用率最大化为目标, 将式(3)计算出的出力预测结果直接作为出力控制模型的关键输入, 构建分布式光伏机组出力自动控制目标函数^[11], 表达式为

$$\max(J_{\text{total}}) = \sum_{i=1}^N \frac{\hat{P}_{\text{pv}}^i(t+1)}{\hat{P}_{\text{pv}}^i} \quad (4)$$

式中, J_{total} 为分布式光伏机组出力利用率总值; N 为分布式光伏机组的总数量; $\hat{P}_{\text{pv}}^i(t+1)$ 为第 i 个光伏机组的出力控制数值; \hat{P}_{pv}^i 为第 i 个光伏机组的额定出力。

为了方便后续模型求解, 确定目标函数对应的约束条件, 具体如下所示:

(1) 基于出力预测结果, 设置分布式光伏机组出力约束^[12], 确保控制数值不超过预测出力上限, 表达式为

$$\hat{P}_{\text{pv}}^i(t+1) \leq P_{\text{pv}}^i(t+1) \quad (5)$$

式中, $P_{\text{pv}}^i(t+1)$ 为第 i 个光伏机组的出力预测结果。

(2) 通过目标函数与约束条件共同作用以平衡提升发电收益和约束条件限制的矛盾, 设置电力系统容量约束: 如果预测出力总和超出系统可用容量, 则在自动控制实现算法(遗传算法)中通过约束条件强制削减部分机组的出力, 优先保留公式(2)计算出的容量裕度比较高的区域机组出力, 确保整个电力系统的稳定运行, 表达式为

$$\frac{\sum_{i=1}^N \hat{P}_{\text{pv}}^i(t+1)}{K(t+1)} \geq \zeta \geq 1 \quad (6)$$

式中, $K(t+1)$ 为下一时刻电力系统容量的预测结果。

(3) 设置电力系统运行约束^[13], 若某节点电压越限($V_{t+1} \notin [V_{\min}, V_{\max}]$), 算法将通过调整出力分配, 降低高渗透率节点的光伏出力间接优化电压水平, 避免提升发电收益和运行约束的冲突。表达式为

$$V_{\min} \leq V(t+1) \leq V_{\max} \quad (7)$$

式中, $V(t+1)$ 为下一时刻电力系统电压数值预测结果; V_{\min} 与 V_{\max} 为电压的下限与上限。

上述过程完成了分布式光伏机组出力自动控制模型的构建, 并明确了主要约束条件, 为光伏机组出力控制实现奠定基础。

1.4 实现分布式光伏机组出力自动控制

联合式(5)~式(7), 通过遗传算法求解式(4), 即可获得分布式光伏机组最优出力控制结果, 具体步骤如下:

步骤一: 初始化种群

以满足约束条件为前提, 随机生成分布式光伏机组出力控制全部解, 将其赋值给每个个体, 获得遗传算法初始种群。随机生成的解 x_i 需满足公式(5)的出力约束, 即每个光伏机组的控制值不得超过其预测出力, 确保生成的初始种群中机组出力控制个体在合理范围内。

步骤二: 编码与解码

将实际问题中的解(分布式光伏机组出力控制数

值)编码为计算机可识别的形式,以便进行遗传操作。反之,解码就是将编码结果还原成为实际解——分布式光伏机组出力控制数值^[14]。

步骤三: 适应度函数计算

基于公式(4)计算结果 $\max(J_{\text{total}})$ 构造遗传算法适应度函数,使控制值尽可能接近预测出力,从而提升发电收益,表达式为

$$\kappa(x_i) = \frac{1}{1 + J_{\text{total}}} \pm \varepsilon_i \quad (8)$$

式中, $\kappa(x_i)$ 为个体 x_i 对应的适应度值; ε_i 为偏置项。容量裕度比作为系统稳定的前提,通过式(6)的约束确保解的可行性,从而间接保证优化结果符合容量充裕度要求。若解违反容量裕度比的容量约束,则通过罚函数机制降低式(8)计算出的适应度值。若 $\sum x_i > \zeta$, 则适应度值改为

$$\kappa(x_i) = \sum \frac{x_i}{\hat{P}_{\text{pv}}^i(t+1)} - \lambda \cdot \max(0, \sum x_i - \zeta) \quad (9)$$

式中, λ 为惩罚系数。

步骤四: 选择、交叉与变异操作

将适应度值较小个体看作为较为优秀的个体,对其进行选择与提取,在其中随机单点交叉操作两个个体,从而产生新的个体,再利用个体翻转变异操作,最大限度地增加种群多样性。新个体生成后,立即验证是否满足所有约束(式(5)~式(7)),若违反则重新生成或修正。

步骤五: 终止条件确定

依据研究需求设定最大迭代次数,将其作为遗传算法终止条件。若满足终止条件,输出适应度值最小个体对应的分布式光伏机组出力控制数值,反之,返回步骤四继续迭代运算^[15]。

依据上述步骤即可获得分布式光伏机组最优出力控制数值,记为 $P = \{\tilde{P}_{\text{pv}}^i(t+1), i = 1, 2, \dots, N\}$

, $\tilde{P}_{\text{pv}}^i(t+1)$ 表示第 i 个光伏机组的最优出力控制数值,将其传输给控制机构进行执行,即可实现电力系统接入分布式光伏机组出力的自动控制,为电力系统稳定运行提供有效的保障。

2 实验

选取基于等价输入干扰的分布式光伏电源出力控制方法与基于特征聚类的光伏集群出力时空随机模拟方法作为对照方法,为了方便实验结果的说明,将其简称为对比方法1与对比方法2,联合提出方法共同进行实验,验证提出方法的应用效果。

2.1 测试对象选取与介绍

选取某区域电力系统作为测试对象,其结构如图1所示。

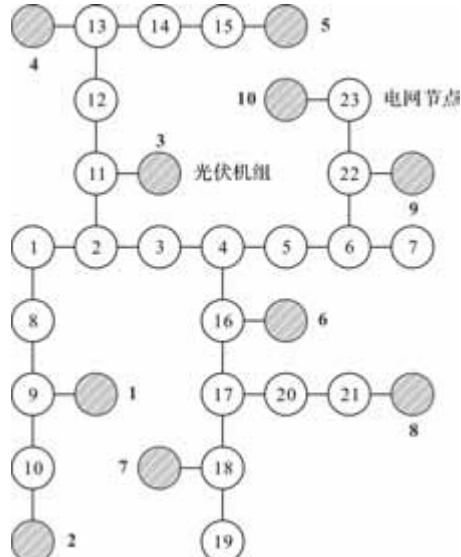


图1 测试对象结构示意图

如图1所示,选取的分布式光伏机组总数量为10个,编号为1~10。为了方便后续实验结果的计算,对分布式光伏组件相关参数进行确定,具体如下所示:

- 工作电压: 36.2V;
- 开路电压: 44.9V;
- 开路电压温度系数: -0.34%/K;
- 工作电流: 4.98A;
- 短路电流: 5.46A;
- 短路电流温度系数: 0.065%/K;
- 峰值功率: 300kW;
- 峰值功率温度系数: -0.45%/K;
- 功率衰降: <10%。

2.2 电力系统容量充裕度评估性能分析

以测试对象时间作为自变量,应用提出方法评估电力系统容量充裕度指标-容量裕度比。基于测试对象的实际配置,获取总发电容量、备用容量、输电容量、储能容量及负荷预测最大值。将以上数据代入到式(2)中计算容量裕度比,结果具体如图2所示。

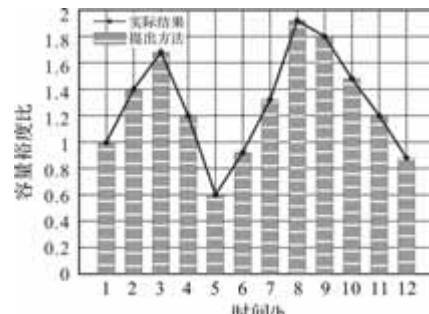


图2 容量充裕度指标-容量裕度比评估结果示意图

如图 2 所示, 应用提出方法获得的电力系统容量裕度指标-容量裕度比评估结果与实际结果相同, 说明提出方法考虑的电力系统容量裕度影响因素较为全面, 预测的电力系统负荷较为精准, 从而有效提高了电力系统容量裕度的评估性能, 为分布式光伏机组出力控制提供有效的支撑。

2.3 分布式光伏机组出力预测性能分析

应用提出方法、对比方法 1 与对比方法 2 对分布式光伏机组(编号 1~10)下一时刻出力数值进行预测, 具体如表 1 所示。

表 1 分布式光伏机组出力预测结果表/kW

编号	实际结果	提出方法	对比方法 1	对比方法 2
1	120	119	110	126
2	117	116	124	116
3	132	131	134	130
4	101	102	105	105
5	129	128	120	130
6	114	113	108	118
7	135	134	125	124
8	100	101	104	105
9	128	127	124	120
10	118	117	120	110

如表 1 数据所示, 应用提出方法获得的分布式光伏机组下一时刻出力预测结果与实际结果最为接近, 而应用对比方法 1 与对比方法 2 获得的分布式光伏机组下一时刻出力预测结果与实际结果存在着一定的偏差, 表明提出方法分布式光伏机组下一时刻出力预测性能更好。

2.4 分布式光伏机组出力控制性能分析

验证遗传算法的迭代收敛过程, 通过 10 个光伏电站出力的搜索, 测试光伏机组编号 1 节点的电压越限情况, 具体如图 3 所示。

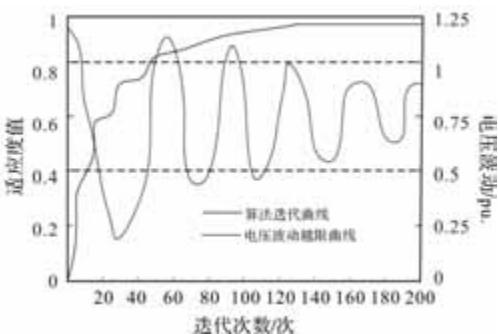


图 3 遗传算法迭代收敛下节点电压越限

由图 3 可知, 遗传算法在迭代至 130 次左右时达到收敛, 获得最优适应度值, 其后保持稳定。在迭代寻优过程中, 节点 1 的电压初始波动幅度较大, 呈现越限情况, 但随着算法的迭代, 电压波动幅度

逐渐降低, 出力控制效果提升, 直至 130 次迭代, 电压波动降低至波动限定区间内, 完成电压波动越限控制。

应用提出方法、对比方法 1 与对比方法 2 获取分布式光伏机组出力控制数值, 具体如图 4 所示。

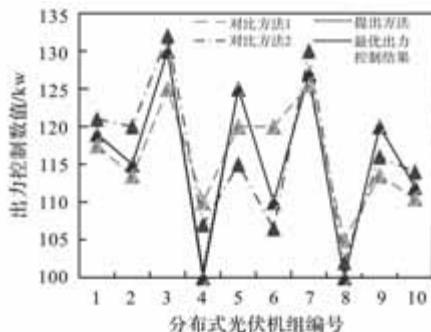


图 4 分布式光伏机组出力控制数值示意图

如图 4 所示, 应用提出方法获得的分布式光伏机组出力控制数值与最优出力控制结果趋于一致, 而应用对比方法 1 与对比方法 2 获得的分布式光伏机组出力控制数值与最优出力控制结果存在较大的差异性, 并且分布式光伏机组出现了出力控制数值超出了出力预测数值现象, 说明提出方法的分布式光伏机组出力自动控制性能更强。

3 结语

分布式光伏机组依赖太阳能进行发电, 而太阳能的强度和稳定性受天气、季节、地理位置等多种因素影响, 存在着极大的波动性。而分布式光伏机组出力控制, 能够实时响应太阳能的变化, 确保电力系统的稳定运行。但是, 已有出力控制方法由于考虑因素过少, 无法获得最佳的出力控制结果, 故研究了电力系统接入分布式光伏机组出力自动控制方法, 其能够有效提升电力系统容量裕度评估性能、分布式光伏机组下一时刻出力预测性能与分布式光伏机组出力自动控制性能, 为分布式光伏机组并网应用提供有效的方法支撑。

参考文献

- [1] 周宁, 吴华伟, 李智, 等. 基于磁热耦合扁线电机温升计算及影响因素分析[J]. 微电机, 2024, 57(5): 39-45.
- [2] 李运鸿, 徐潇源, 严正. 基于生成对抗网络的独立微电网光-储容量分布鲁棒优化配置[J]. 电力系统自动化, 2023, 47(7): 51-62.
- [3] 刘科研, 盛万兴, 李昭, 等. 基于等价输入干扰的分布式光伏电源出力控制策略[J]. 电网技术, 2024, 48(3): 1072-1084.
- [4] Swagat Pati, Abhijeet Choudhury, Akansha Pujari, et al.

- Real-Time Validation of Power Control Using NSC Based Electric Spring in an Isolated Microgrid [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2023, 59 (6 Pt. 2): 7646-7656.
- [5] 杨迪, 刘林青, 马红明, 等. 基于特征聚类的光伏集群出力时空随机模拟方法[J]. 湖南科技大学学报(自然科学版), 2023, 38(1): 76-84.
- [6] Madas S, Ruthwick N, Ramadas G. Numerical investigation on the optimum performance output of photovoltaic thermal (PVT) systems using nano-copper oxide (CuO) coolant[J]. Solar Energy, 2023, 255(5): 222-235.
- [7] 杨龙飞, 高山, 蔡新雷, 等. 基于拉丁超立方采样的小范围分布式光伏出力时空概率分布生成方法[J]. 南方电网技术, 2023, 17(9): 38-48.
- [8] 邱燕. 光伏发电系统蓄电池充电分析及其控制设计[J]. 微电机, 2023, 56(9): 41-4349.
- [9] 金世和, 谢晨, 曲浩, 等. 适应电压支撑下的光伏发电机组最大功率点控制技术[J]. 微电机, 2024, 57(1): 48-52.
- [10] 王洁, 吴江, 黄越辉, 等. 采用分布式算法的多区域电网风-光-储容量优化配置[J]. 西安交通大学学报, 2023, 57(1): 15-24.
- [11] 刘泽扬, 荆朝霞, 孙启星, 等. 基于系统动力学的发电容量裕度机制分析[J]. 电力系统自动化, 2022, 46(14): 109-118.
- [12] 郭威, 张凯, 魏新杰, 等. 高渗透率分布式光伏接入的新型电力系统净功率预测[J]. 电测与仪表, 2022, 59(12): 48-55.
- [13] 安睿, 缪书唯. 基于互 Box-Cox 变换和 Markov 链风速云模型的发电系统裕度评估[J]. 电力自动化设备, 2024, 44(3): 113-119, 141.
- [14] 郝文斌, 孟志高, 张勇, 等. 新型电力系统下多分布式电源接入配电网承载力评估方法研究[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(14): 23-33.
- [15] 王晶晶, 廖思阳, 姚良忠, 等. 基于一致性算法的直流受端电网分布式调频资源协同频率控制[J]. 电网技术, 2022, 46(3): 888-896.

(上接第 15 页)

具体的仿真结果如表 3 所示。

表 3 仿真结果

控制器组合	双 PI	SMC + PI	传统的双 SMC	改进的双 SMC
突加负载转速恢复时间/s	0.8	0.56	0.63	0.57
A 相电流 THD	8.93%	5.28%	6.09%	5.12%
突加负载转矩超调量	23%	36%	11%	9%
突加负载转矩调节时间/s	0.535	0.531	0.525	0.512

通过仿真图 8 至图 12 和表 3 可以得出: 在起动阶段传统 PI 控制器效果最差, 采用传统滑模趋近率的效果差于采用改进型滑模趋近率的。改进型双 SMC 控制器比双 PI 控制器和传统的 SMC 控制器具有更低的畸变率。从 $d-q$ 轴电流可以看出改进双 SMC 控制器比传统双 PI 和传统双 SMC 控制效果更好。

所以根据结果分析使用偏差解耦控制滑模控制器相对于传统 PI 控制器和传统滑模控制器具有更好的性能。

4 结 论

为了永磁同步电机的转速环和电流环控制器具有更好的控制性能, 本文针对内置式永磁同步电机展开了研究。首先搭建数学模型, 推导最大转矩电流比公式。其次在电流环控制器中引入了偏差解耦控制思想, 并将新型滑模趋近律带入其中, 搭建了改进型电流环滑模控制器。接着分析了转速环控制器并搭建了采用新型滑模趋近律的控制器, 使其代

替传统 PI 控制器。最后利用仿真软件建立具体仿真模型, 系统的分析所设计的控制器的特性, 进一步验证了所提出设计和分析方法的正确性。

参考文献

- [1] 丁天羽, 杨建飞, 姜琛昱, 等. 永磁同步电机模糊滑模控制器设计[J]. 微电机, 2025, 58(05): 26-32.
- [2] 赵亚涛, 李昕涛, 杨辉, 等. 基于新型趋近律的双滑模控制 PMSM 调速策略[J]. 微电机, 2025, 58(04): 7-14.
- [3] 关彪, 王丽梅. 永磁屏蔽电机自适应超螺旋滑模 MRAS 无位置传感器控制[J]. 微电机, 2025, 58(03): 38-43, 56.
- [4] 禹聪, 康尔良. 永磁同步电机模糊滑模无位置传感器控制[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(01): 87-94.
- [5] 郭昕. 滑模变结构控制及其在永磁同步电机调速系统中的应用研究[D]. 长沙: 湖南大学, 2023.
- [6] 冯琪茗. 基于自适应模糊滑模控制器的永磁同步电机无传感器控制研究[D]. 成都: 西华大学, 2024.
- [7] 陈辉, 毕晓文, 袁雷, 等. 应用于 PMSM 调速系统的改进超螺旋滑模控制[J]. 电力电子技术, 2024, 58(06): 37-39.
- [8] 张建伟, 杨再欣, 祁国龙, 等. 永磁同步电机的改进自抗扰控制策略研究[J]. 电力电子技术, 2024, 58(11): 30-33.
- [9] 朱玉璞, 杨淑英, 王奇帅. 基于延迟校正扩张状态观测器的内置式永磁同步电机电流控制策略[J]. 电工技术学报, 2024, 39(6): 1698-1712.

基于两点乘积算法的变压器励磁涌流保护控制方法

陈振勇

(国网甘肃省电力公司, 兰州 730030)

摘要: 针对峰值电流波动明显, 变压器故障保护动作时间长的问题, 提出基于两点乘积算法的变压器励磁涌流保护控制方法。使用两点乘积算法获取采样点电流并判断是否存在变压器励磁涌流现象, 存在则使用可变合闸角度进行励磁涌流保护控制, 通过基尔霍夫定律确定铁心剩磁大小并计算可变合闸角度, 使变压器平稳运行。实验表明, 产生励磁涌流后, 变压器三相电流发生显著变化, 使用两点乘积算法根据 k 值可有效识别励磁涌流现象。可变合闸角度的保护控制方法可使峰值电流逐渐平稳, 变压器的故障保护动作时间也明显减少。

关键词: 两点乘积; 励磁涌流; 变压器; 铁心剩磁; 合闸角度

中图分类号: TP273 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2025)12-0036-04

Transformer Excitation Inrush Current Protection Control Method Based on Two-point Product Algorithm

CHEN Zhenyong

(State Grid Gansu Electric Power Company, Lanzhou 730030, China)

Abstract: Aiming at the problem of significant fluctuations in peak current and long operation time of transformer fault protection, a control method for transformer excitation inrush current protection based on two-point product algorithm was proposed. Use the two-point product algorithm to obtain the sampling point current and determine whether there is a transformer excitation inrush current phenomenon. If there was, variable closing angle was used for excitation inrush current protection control, and Kirchhoff's law was used to determine the residual magnetization of the iron core and calculate the variable closing angle to ensure smooth operation of the transformer. Experiments have shown that after the generation of excitation inrush current, the three-phase current of the transformer undergoes significant changes. The two-point product algorithm can effectively identify the phenomenon of excitation inrush current based on the value of k ; The protection control method of variable closing angle can gradually stabilize the peak current and significantly reduce the fault protection action time of the transformer.

Key words: product of two points; excitation inrush current; transformer; residual magnetism of iron core; closing angle

0 引言

随着电力系统的不断发展, 变压器的稳定运行对于保障电网供电质量具有重要意义^[1-3]。变压器投入运行或发生故障时, 励磁涌流现象是一个不可忽视的问题^[4,5]。变压器空载合闸或外部故障切除后瞬间发生的电流现象, 会对变压器本身及其保护装置产生不利影响, 甚至可能导致保护装置误动作。因此, 研究变压器励磁涌流保护控制方法, 具有至关重要的意义^[6]。

许多学者对励磁涌流的识别和控制进行了研究, 例如: Li 等人提出的方法^[7], 通过对短路电流的累加, 可以准确地求得变压器的临界径向不稳定性, 电抗的突变可以反映出绕组的突然变形和失稳特性,

可作为判定临界失稳的依据, 从而识别变压器励磁涌流状态。累加短路电流需要一定的时间积累过程, 这可能导致保护装置无法快速响应励磁涌流事件, 从而影响保护的实时性。肖湃等人提出的方法^[8], 通过分析变压器在合闸时产生涌流的特殊性, 以及变压器中剩磁、电阻对涌流的影响, 使用电阻与选项合闸的方式抑制励磁涌流现象。环境因素(如温度、湿度等)可能影响合闸电阻器的性能, 从而影响励磁涌流抑制的效果。马云龙等人提出的方法^[9], 该方法在变压器 SF6 断路器与主变中结合快速选项合闸的方式进行励磁涌流抑制。该方法需要定期维护和校验, 以确保其长期稳定运行, 这增加了维护工作量, 在实际应用中难以实现。陈忠等人提出的方法^[10], 通过分析励磁涌流产生原理, 与变压器电

阻对励磁涌流的影响，构建变压器合闸与相位的偏磁函数，计算剩磁与合闸偏磁抵消的理想时间，进行合闸抵消励磁涌流，完成励磁涌流控制。准确测量变压器的剩磁是一个挑战，剩磁的大小和方向可能会因为不同的运行历史和条件而变化，这增加了控制方法的实施难度。

两点乘积算法是一种简单且高效算法，它能够准确快速地检测出变压器励磁涌流与正常负荷电流的区别，不需要复杂的计算和大量的硬件支持，因此在实际应用中具有较低的误判率和较高的可靠性。因此提出基于两点乘积算法的变压器励磁涌流保护控制方法，通过两点乘积算法快速识别励磁涌流状态，并采用保护控制方法进行励磁涌流抑制。

1 变压器励磁涌流保护控制

1.1 基于两点乘积算法的变压器励磁涌流识别

1.1.1 两点乘积算法

使用两点乘积算法识别变压器励磁涌流需要对电流进行采样^[11,12]，对正向电流的采样如图1所示。

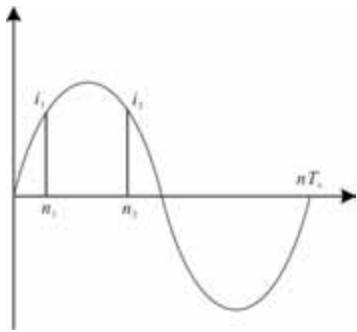


图1 正弦电流采样

在一个正弦电流周期中，采样间隔为 $\frac{1}{4}$ 周期，公式为

$$\omega(n_2 T_s - n_1 T_s) = \frac{\pi}{2} \quad (1)$$

式中， n 为采样点； n_1 、 n_2 间相差角度为 90° ； T_s 为采样周期； ω 为角频率。

在两个采样点的电流 i_1 、 i_2 公式分别为

$$i_1 = i(n_1 T_s) = \sqrt{2}I \sin(\omega n_1 T_s + \alpha_0) = \sqrt{2}I \sin\alpha_1 \quad (2)$$

$$i_2 = i(n_2 T_s) = \sqrt{2}I \sin\left(\alpha_1 + \frac{\pi}{2}\right) = \sqrt{2}I \cos\alpha_1 \quad (3)$$

式中， α_1 为变压器中电流在 n_1 时的相位，且 $\alpha_1 = \omega n_1 T_s + \alpha_0$ ； I 为变压器整体电流。

根据式(2)与式(3)可得：

$$i_1^2 + i_2^2 = 2I^2 \quad (4)$$

$$\tan\alpha_1 = \frac{i_1}{i_2} \quad (5)$$

通过式(4)与式(5)可得变压器电流的等效值以及相位即：

$$I_m = \sqrt{\frac{(i_1^2 + i_2^2)}{2}} \quad (6)$$

$$\alpha_1 = \arctan \frac{i_1}{i_2} \quad (7)$$

由于变压器电流基本为正弦波，且间隔 $\frac{\pi}{2}$ 的电流会满足式(6)，根据三角函数定理公式 $\sin^2\alpha_1 + \cos^2\alpha_1 = 1$ ，出现励磁涌流现象的电流不满足该公式。

1.1.2 励磁涌流识别

当变压器处于空载合闸或其他状态时，根据采样结果获得的差动电流滤波，可得到若干个 i 值 (i_1, i_2, \dots, i_o)，通过这些 i 值便能够计算出，当前位置和 $\frac{\pi}{2}$ 处电流平方和，公式为

$$\begin{aligned} I_{m1}^2 &= i_1^2 + i_{1+\frac{\pi}{2}}^2 \\ I_{m2}^2 &= i_2^2 + i_{2+\frac{\pi}{2}}^2 \\ &\dots \\ I_{mo}^2 &= i_o^2 + i_{o+\frac{\pi}{2}}^2 \end{aligned} \quad (8)$$

将求得的平方和做比可得：

$$\begin{aligned} k_1 &= \frac{I_{m1}^2}{I_{m2}^2} \\ k_2 &= \frac{I_{m2}^2}{I_{m3}^2} \\ &\dots \\ k_{o-\frac{\pi}{2}} &= \frac{I_{mo-1-\frac{\pi}{2}}^2}{I_{mo-\frac{\pi}{2}}^2} \end{aligned} \quad (9)$$

因为电流是正弦电流，所以满足三角函数定理 $k = 1$ ，而出现励磁涌流时电流出现改变不再是正弦电流，因此 $k \neq 1$ 。由此可以通过计算 k 值识别变压器是否出现励磁涌流^[13]。

1.2 基于合闸角度的变压器励磁涌流保护控制

1.2.1 变压器剩磁计算

通过两点乘积算法有效识别变压器出现励磁涌流后，采用可变合闸角度的方法控制变压器励磁涌流，从而实现变压器的保护。使用可变合闸角抑制变压器励磁涌流，需要计算变压器的剩磁^[14]，根据变压器中的剩磁情况调整合闸角控制励磁涌流。

根据变压器结构的简易等效电路模型，如图 2 所示。

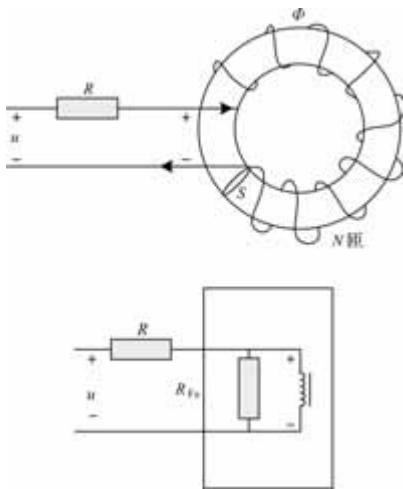


图 2 变压器等效电路

图中在铁心上线圈的匝数为 N ，面积为 S 。

根据图 2 以及基尔霍夫定律，变压器中铁心感应电流 $i(t)$ 公式为

$$\varepsilon(t) = L \frac{di(t)}{dt} + i(t)R \quad (10)$$

$$i(t) = -\frac{L}{R} \frac{di(t)}{dt} + \frac{\varepsilon(t)}{R} \quad (11)$$

式中， $\varepsilon(t)$ 为感应电动势； L 为电感； R 为电阻。

若铁心线圈的磁感应强度为 $B(t)$ ，则有

$$\varepsilon(t) = -NS \frac{dB(t)}{dt} \quad (12)$$

将式(12)代入式(11)中可得：

$$i(t) = -\frac{L}{R} \frac{di(t)}{dt} - \frac{NS}{R} \frac{dB(t)}{dt} \quad (13)$$

$$\frac{dB(t)}{dt} = -\frac{i(t)R}{NS} - \frac{L}{NS} \frac{di(t)}{dt} \quad (14)$$

$$B(t) = -\frac{R}{NS} \int_0^T i(t) dt - \frac{L}{NS} i(t) \quad (15)$$

由此可以得出在任意时刻的 $i(t)$ 有一个对应的磁感应强度 $B(t)$ 。将励磁产生的磁感应强度相加，公式为

$$\Delta B = B_1(t) + B_2(t) = B_r + B(t) + B_r - B(t) \quad (16)$$

式中， B_r 即为剩磁，因此变压器铁心剩磁公式为

$$B_r = \frac{B_1(t) + B_2(t)}{2} = \frac{B(t)}{2} \quad (17)$$

1.2.2 基于剩磁的合闸角选择

(1) 最佳合闸角度选择

为使变压器能够顺利过渡到平稳运行状态，合闸角度计算公式为

$$\theta = \arccos\left(-\frac{B_r}{\varphi_A}\right) \quad (18)$$

式中， φ_A 为磁通峰值。

最佳的合闸角度为剩磁和磁通相等时合闸，通常一个确定的变压器剩磁量存在着两个合闸相位，分别在剩磁的左右，如图 3 所示。

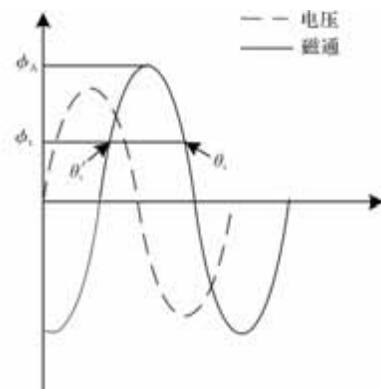


图 3 合闸角度选择

如图 3 所示两个合闸相位分别是 θ_t 与 θ_t' ，二者由于相位相同因此均为最佳合闸角度，但是根据电流波形以及绝缘强度下降率的角度，在 θ_t' 处合闸可能会出现电气击穿，因此最佳的合闸角度为 θ_t 。

(2) 合闸策略

一般的变压器均为低压侧配置三角绕组，将剩磁最大的一项作为优先合闸相^[15]，该相合闸完毕后由于三角绕组的耦合关系，会使剩余两相中的剩磁快速衰减，因此仅需要在首相合闸后的 3 至 4 个周期后即可合闸，此时无需考虑变压器中的剩磁问题，且剩余两相合闸应在首相合闸时的电压过零处，如此便能够有效的抑制变压器励磁涌流。

2 实验分析

选择某型号变压器在某实验室中进行实验，实验室设备包含了如示波器、信号发生器、电流传感器等多种设备，所测试变压器如图 4 所示，变压器参数如表 1 所示。

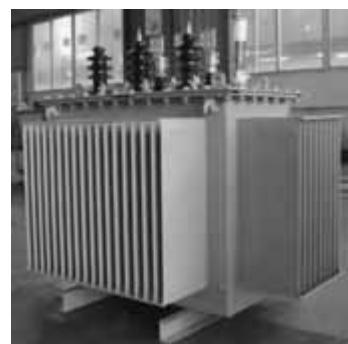


图 4 测试变压器

表1 变压器参数

属性	参数
变压器质量	约1吨
额定容量	100 kVA
额定电压(一次侧)	10 kV
额定电压(二次侧)	0.4 kV
额定频率	50 Hz
短路阻抗	6%
绝缘等级	A级
冷却方式	油浸自冷
负载损耗	2.5 kW
无载损耗	0.8 kW

为了判断变压器是否出现了励磁涌流现象，先对变压器正常状态下的电流进行测量，变压器正常运行状态下三相电流的波形如图5所示。

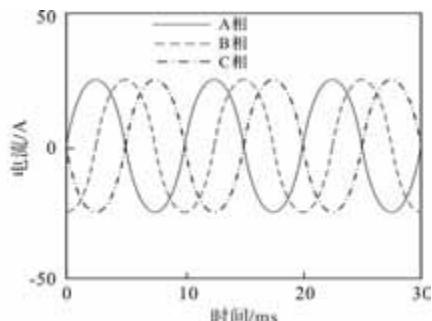
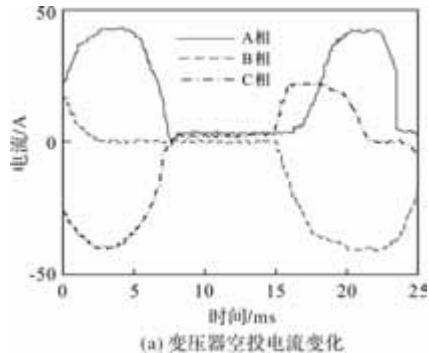


图5 正常运行变压器电流波形

通过图5可以看出，在正常运行状态下的变压器，三相电流十分接近理想状态的电流波形，每一相电流均为正弦波形且每一相之间间隔 120° ，这一结果表明了当前用于实验的变压器是一个十分优秀的变压器，没有明显的问题存在，可以保证实验结果的准确性。但是正常运行过程中电流也存在波动情况，根据公式计算正常运行状态下的变压器k值在0.8~1.2范围内。

为验证本文对变压器励磁涌流状态检测的准确性，进行变压器空投实验，测试变压器空载状态下合闸的电流变化情况，结果如图6所示。



(a) 变压器空投电流变化

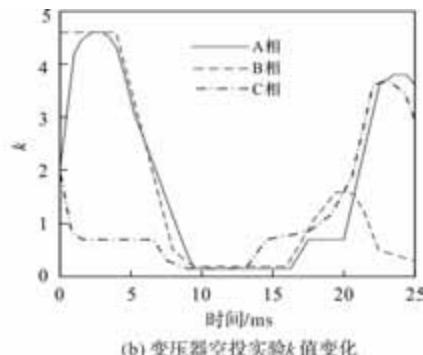


图6 变压器空投

通过图6(a)可以看出，在变压器进行空载合闸时，A、B、C三相电流与正常运行时三相电流相比变化十分明显，且在空投实验时三相电流在持续波动，且电流的峰值显著超过了正常运行过程的电流峰值，表明出现了变压器励磁涌流现象。从图6(b)可以看出在整个实验过程中，三相的k值波动十分明显最大波动超过了4.5，而正常状态的k值在0.8~1.2范围内，根据图6中的k值变化可以看出，该变压器空投实验过程中的k值基本不在0.8~1.2范围内，表明了空投实验中出现了励磁涌流现象。

为验证本文励磁涌流控制保护方法的效果，分别进行10次变压器的空投实验，对比变压器应用控制保护方法前后的励磁涌流时电流峰值变化情况，结果如图7所示。

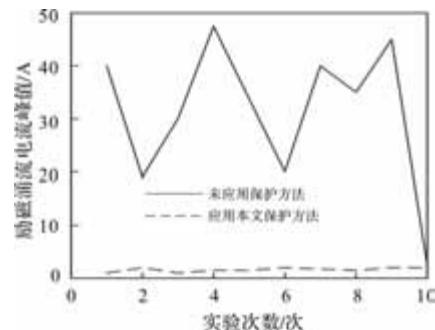


图7 保护控制方法应用前后励磁涌流电流峰值

通过图7可以看出在未施加励磁涌流保护控制方法的变压器进行空投实验时，峰值电流的波动十分明显，最高电流可以达到约48 A，而最低电流可以达到约2 A相差了约46 A，这种过大的电流波动十分容易令变压器产生故障，导致变压器无法继续工作，造成部分地区的供电稳定产生问题。而应用了本文的保护控制方法后可以看到，在10次实验中励磁涌流电流产生了极其微小的波动，电流值基本在1 A~2 A之间十分平稳，这种稳定性能够保证变压器不会因为合闸时产生的励磁涌流问题出现故障，可以延长变压器的使用寿命。

(下转第72页)

一种新型双定子永磁球形电机二维截面的参数优化

陈 晴

(广州城市职业学院, 广州 511370)

摘要: 提出一种新型的双定子多自由度永磁球形电机(DS-PMSM), 由两个定子和一个内外表面贴有永磁体的空心转子组成。其通过旋转电机和六个弧形永磁直线电机阵列的联合作用实现连续改变旋转轴方向的螺旋运动, 可应用于工业机器人、航空航天、卫星通讯等需要多自由度运动的领域。建立在上一篇电机二维截面的初步设计的基础上, 设计了理想的3D结构, 因现有的加工技术的局限, 不能满足理想球形电机的加工需求, 为此进行结构改进以及关键参数优化。首先, 详细阐述了理想球形电机结构的改进之处; 其次, 分别从电磁角度和机械角度对旋转部分和偏转部分的最佳极槽配合和定子内径等参数进行优化。最后, 对球形电机进行3D建模, 制造了样机并进行了测试。实验结果与三维有限元分析结果基本一致。研究结果为后续电机三维模型的精确计算奠定了基础。

关键词: 二维截面; 球形电机; 电磁角度; 机械角度; 参数优化

中图分类号: TM351 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2025)12-0040-07

Preliminary Design of 2-D Cross-section of a New Type of Double Stator Permanent Magnet Spherical Motor

CHEN Qing

(Guangzhou City Polytechnic, Guangzhou 511370, China)

Abstract: A new type of double stator multi-DOF permanent magnet spherical motor (DS-PMSM) was proposed, which consisted of two stators and a hollow rotor with PMs attached to its inner and outer surfaces. Through the joint action of the rotating motor and six arc-shaped permanent magnet linear motor arrays, it can realize the helical motion of continuously changing the direction of the rotating shaft, and can be applied to fields requiring multi-DOF motion such as industrial robots, aerospace, satellite communication. Based on the preliminary design of 2D cross-section of motor in the last article, an ideal 3D structure was designed. Due to the limitation of existing machining technology, it can not meet the machining requirements of ideal spherical motor. Therefore, the structure was improved and the key parameters were optimized. Firstly, the improvement of the ideal spherical motor structure was described in detail. Secondly, the parameters such as the best pole-slot fit and stator inner diameter of the rotating part and the deflection part were optimized from the electromagnetic angle and the mechanical angle respectively. Finally, the spherical motor was modeled in 3D, and the prototype was manufactured and tested. The experimental results are basically consistent with the results of 3D FEM analysis. The research results lay a foundation for the accurate calculation of the following 3D model of the motor.

Key words: 2D cross-section; spherical motor; electromagnetic aspect; mechanical aspect; parameter optimization

0 引言

球形电机作为一种由单台电机实现多自由度旋转运动的新兴装置, 在许多应用领域具有巨大的潜力, 例如机器人、电动汽车和无人机。最近几十年来, 已经开发了几种类型的球形电动机, 包括磁阻型^[1], 感应型^[2]、压电型^[3]和永磁型^[4]。在这些球形电机中, 球形永磁电机(PMSM)备受关注。永磁体作为核心部件, 对电机的性能有着重要的影响。

由于球形电机永磁体特殊的结构、永磁材料易脆且坚硬的特性以及永磁体制备技术的局限, 已成为阻碍永磁多自由度电机发展的关键因素。若考虑将永磁体加工成与转子球壳相吻合的二面角形^[5-6]及球面形永磁体^[7-8]结构需要定制开模, 费用高昂, 且现有技术无法在球坐标系下进行永磁体充磁。为了降低加工难度, 研究学者将永磁体设计成多种方案, 可以分类如下: 台阶式、阶梯式、拼接状、圆柱形、蝶形、瓦状结构。

收稿日期: 2025-10-08

基金项目: 产教科创融合专项(KY CJ2025015)

作者简介: 陈 晴(1992), 女, 博士, 讲师, 研究方向为永磁电机设计与控制。

M. Lee 提出一种轮形转子结构的变磁阻球形电机^[9-10]。该球形电机的转子为轮形，转子铁心上分布两层辐射状的圆柱形永磁体，每层设计有 8 个磁极，共 16 个永磁体磁极。该电机采用圆柱形永磁体，导致定子和转子之间的气隙厚度有点大，可知这种结构会减小磁通密度。

李国丽提出了一种台阶式磁极永磁球形电机^[11-12]，转子永磁体采用两个圆柱形磁极沿轴向堆叠而成的台阶式结构。其中，两个圆柱形永磁体大小不相同，大圆柱永磁体放在小圆柱永磁体之上，保证两圆柱形永磁体同轴心。因圆柱形永磁体采用脆而硬的钕铁硼材料，很难将磁极的顶部打磨成球面。为此该团队创新性地将上表面为球面，下表面为平面的铝制盖片紧密地贴合在大圆柱永磁体上表面，以保证转子为一个完整的球面轮廓，使得定转子气隙均匀。该类电机通直流电，控制复杂，输出转矩能力较低，应用场景受限。

严亮提出一种纵向拼接式磁极的永磁体球形电机^[13]。该电机的铁心转子球壳内表面沿圆周方向包裹着 4 组纵向曲面 Halbach 永磁体阵列，保证了电机转子为完整的球面轮廓。每组纵向曲面 Halbach 永磁体阵列由径向和切向交替磁化的五个磁极构成。这种永磁体设计没有覆盖整个球面转子表面，这种永磁体模式不能提供足够的磁动势。

Tsukano M 提出一种轮形式定子永磁球形电机^[14-15]。该研究团队将外转子同步电机的结构应用于球形电机。该电机转子球壳外表面安装有球面永磁体。球面永磁体沿同一纬度具有相同的磁极，沿经度方向上有 3 对 N、S 极交替放置。由于外转子结构的旋转中心到气隙的距离更长，且永磁体完全覆盖整个球面转子表面，因此该结构提供了更高的转矩，最大输出转矩为 1.6 Nm，偏转范围可达 $\pm 10^\circ$ 。该电机不足之处在于，采用球面永磁体，成本比较昂贵。

钟冠鸣等人研究了一种带铁心型嵌套式永磁球形电机^[16]，该电机继承了嵌套式定子结构紧凑，占用电机空间小，旋转线圈和偏转线圈分工明确的优点，克服了因无铁心导致永磁球形电机输出转矩能力弱的缺点。但该电机存在尺寸小，自转转矩和偏转转矩幅值小，偏转范围小，自转永磁体与偏转永磁体会发生干扰，自转线圈和偏转线圈通电产生的磁场也会相互干扰等缺点。

柴凤提出一种分段式永磁球形轮毂电机^[17]。该电机采用瓣状永磁体嵌入球面转子铁心，大量使用定子铁心，提高电机的输出转矩，应用范围广。该

电机不足之处在于，旋转线圈和偏转线圈共用一个转子永磁体，形成的旋转磁场和偏转磁场存在交叉耦合，优化设计困难，解耦控制及控制策略复杂，即使可以完成螺旋运动，但工作效率低，应用场合也受限。

李争提出了一种内外式定子永磁球形电机^[18]。该电机的电磁结构由一个转子和内外式两个定子组成。转子由自转永磁体、偏转永磁体以及柱环绝缘材料构成。柱环绝缘材料的内环为中空以嵌入自转永磁体，其外环嵌入偏转永磁体。该电机最大的优点是绝缘材料的使用避免了自转永磁体和偏转永磁体磁极之间的相互干扰。当然该电机不足之处在于，不调整控制策略的前提下，很难完成偏转一定角度后的自转运动。是因为当电机进行偏转运动时，自转永磁体也相应地发生偏转运动，此时内定子与偏转一定角度后的自转永磁体不再是同一平面，定、转子之间的气隙也发生变化。且自转永磁体只利用赤道地区，导致浪费转子空间，不能提供更多的磁动势，这不利于提高球形电机的性能。

积累前人经验，提出一种新型双定子永磁球形电机，可实现旋转、偏转和俯仰运动，也可以完成旋转的同时还进行“点头”运动，应用场景广泛。

该电机有以下几个优点：首先，电机的旋转运动和偏转运动的磁路独立，互不干扰，便于解耦控制，这为电机的性能提供了保障。其次，电机采用带铁心定子，可提高电机的输出转矩。第三，转子永磁体的设计。电机转子外永磁体由多个梯形磁极拼接而成，其沿转子不同纬度 N、S 极交替排布，同一纬度层梯形磁极的极性相同。梯形永磁体覆盖整个转子外表面，这种模型可为电机提供足够的磁动势。为了梯形永磁体能更好地粘贴固定在转子外表面，将转子外球面进行多面体划分。球面永磁体相比于圆柱形永磁体，其加工难度就在于，要求经度方向和纬度方向均有曲率，不能直接进行线切割处理。对于在纬度方向上较宽的永磁体，若采用圆柱形结构的效果会与理想球面永磁体有偏差。但在纬度方向上要求较窄时，可近似由直线代替曲线。因此，该球形电机内永磁体采用圆柱形结构，降低了永磁体的加工难度。

在上一篇该球形电机二维截面的仿真结果的基础上，设计了理想的球形电机，结合现有加工工艺对球形电机的结构进行改进。另一方面，电机作为机电一体化产品，三分电七分机，因此机械设计对电机的整体设计至关重要，两者相互影响，相互制约。从机械结构的角度来说，电机的设计大多只

考虑从电磁角度出发对电机的关键参数进行优化。

1 电机结构改进

新型双定子永磁球形电机结构如图 1(c) 所示, 该电机的建模过程如下: 起初是完成图 1(a) 所示的电机 2D 结构建模, 接下来是由线到面进行拔模, 并直接创建电机的 3D 初步理想化模型如图 1(b), 最后基于现实情况进行结构的改进。电机转子为表面光滑的中空球形结构, 内永磁体为瓦形球面永磁体, 外永磁体为环形球面永磁体, 内、外球面永磁体均表贴在转子内、外球面上, 保证了内、外气隙均为球面轮廓。内定子设计为鼓形结构, 外定子设计为弧形结构。

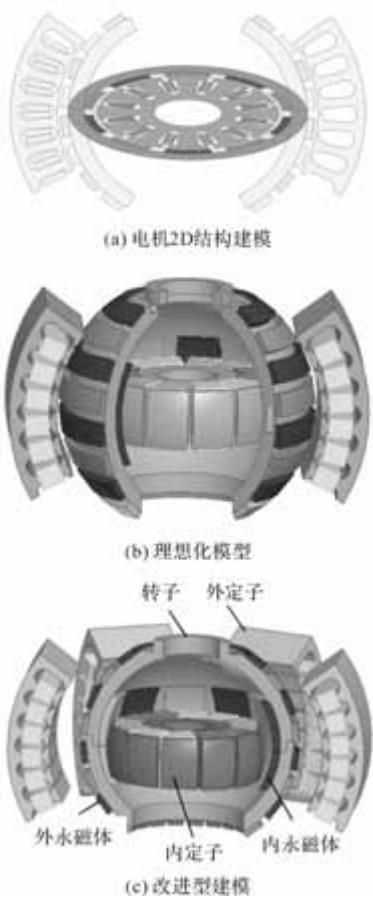


图 1 电机理想 3D 电磁结构的建模过程

理想 3D 电机结构在原理上是可行的, 但是现有的旋转电机的加工工艺及技术经验很难满足球形电机的加工需求, 主要是球面中空转子和球面永磁体的加工。球面与圆柱形曲面的区别在于圆柱形曲面在经度方向上没有曲率, 是直线形。因此圆柱形可在经度方向进行线切割, 加工简单, 成本低。而球面在经度方向上为曲线形, 在纬度方向上, 球面和圆柱形曲面均有曲率, 呈曲线形。球面中空转子和球面永磁体加工难度就在于此, 要求经度方向和纬

度方向均有曲率, 不能直接进行线切割处理。

理想 3D 电机的内、外球面永磁体的加工会更难一些, 需根据特殊结构加工新的压装模具, 开模费用高, 且无法在球坐标系下充磁, 永磁体材质性脆, 易碎, 永磁体装配废品率高, 因此对于球形电机的设计不仅仅只停留在理论阶段, 需要对现有加工工艺有一定的了解并在此基础上进行结构方面的改进。

为了降低球形电机的加工难度和成本, 提高装配质量, 改进的球形电机的结构如图 2 所示。采用最常见的圆柱形永磁体等效代替瓦形球面永磁体, 为安装方便将其进行分段处理。采用梯形永磁体拼接成环形球面永磁体, 梯形永磁体在纵切面方向上分 19 层, 在横切面上分 8 层。因为球形电机在不同横切面上的半径大小不一致, 所设计的梯形永磁体根据所在纬度的不同, 其尺寸大小不同。圆柱形磁极和梯形磁极易于加工充磁, 便于安装, 同时分段的永磁体能大大减小涡流损耗。考虑到圆柱形永磁体和梯形永磁体的安装, 将转子外球面加工成多边形, 并将转子铁心分割成上、下两层, 将销钉穿插进上、下转子赤道处的孔内, 以固定上、下转子为一体在转子内球面沿周向刻 0.3 mm 的槽以便安装圆柱形永磁体。

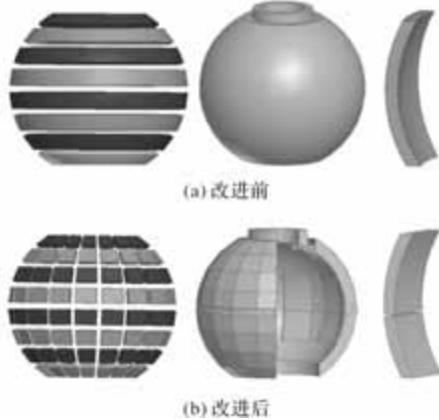


图 2 转子改进前、后结构

2 DS-PMSM 的旋转运动部分 2D 模型的关键参数优化

2.1 旋转运动部分的最佳极槽配合

为了提高电机的设计效率, 对电机的关键参数进行优化。极槽配合的选取对电机的综合性能影响深刻, 需要综合考虑总绕组系数、齿槽转矩和转矩波动、避免单向磁拉力等几个因素。

为了探究 DS-PMSM 旋转运动部分电磁性能与极槽配合的关系, 建立极槽配合为 8 极 9 槽, 8 极 12 槽和 10 极 12 槽的仿真模型, 如图 3 所示。根据传统永

磁同步电机极槽配合经验可知，8 极 9 槽组合存在径向不平衡磁拉力，会引起振动和噪声问题；8 极 12 槽组合相比 10 极 12 槽组合，齿槽转矩大，绕组系数小，反电动势小。因此 10 极 12 槽是一个较好的组合。

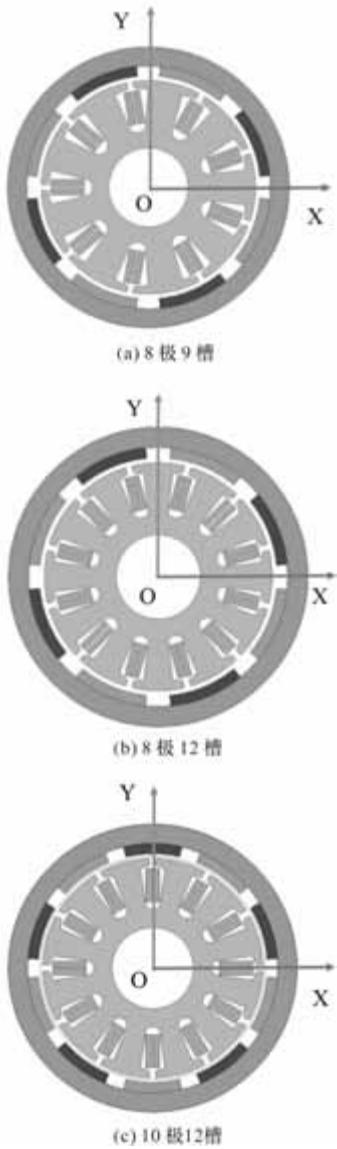


图 3 旋转部分不同极槽配合的 2D 模型

2.2 旋转运动部分的最佳定子内径

在电磁结构的内定子中间预留的圆柱体空间处设计上、下端盖，以安置关节轴承。如图 4 所示，从机械角度来说，上、下端盖的厚度、内定子内径的大小和转轴的直径关系到电机转子偏转角度 α ，同时从电磁角度来说，内定子内径的大小也关系到内定子齿、槽、轭部的磁通密度。内定子内径越大，偏转角度越大，但会导致内定子铁心不同部位的磁通密度超出合理的范围内，使得电机温升高，影响电机寿命。内定子内径越小，偏转角度就越小，限制了电机的应用场合。因此定子内径存在一个最优值。

另一方面，固定轴承载着电机转子和内定子的

重量，因此固定轴的直径与材料属性和所承受的负荷有关，而固定轴的直径又决定着转子最终的偏转角度 β 。若机械结构参数设计不合理会导致还未达到偏转最大角度时，输出轴与内定子的上端盖发生碰撞，转子与固定轴或机座发生碰撞。因此，为了保证电机的偏转范围，需要在机械支撑结构上设置合理的尺寸参数为转子偏转运动预留足够的空间，同时电磁结构又要根据机械支撑结构的承载能力以及现有机械加工技术进行适当的调整。

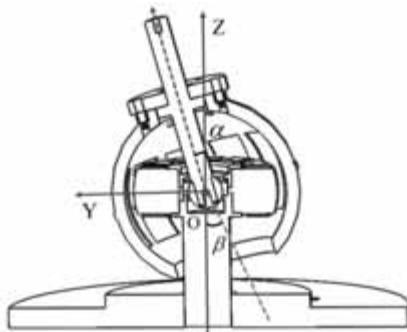


图 4 电磁结构和机械支撑结构相互影响的示意图

保证机械结构的固定轴和上、下端盖厚度不变的前提下，分析不同内定子内径和不同转轴内径时，转子的最大偏转角度。如图 5 所示，转轴直径越大，最大偏转角度越小，内定子内径越大，最大偏转角度越大。考虑到电机最大偏转角的需求，选取转轴内径为 8 mm。

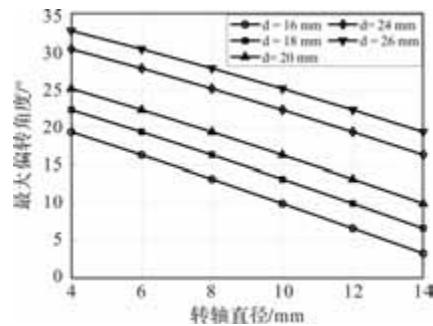


图 5 不同内定子内径下的最大偏转角度图

转轴内径一定时，观察不同内定子内径对内定子齿、定子槽、及定子轭磁通密度以及电机偏转角度的影响。从图 6 中可以观察到三种情况下，内定子齿部的磁通密度最大，该处较尖，最容易达到饱和。内定子内径 $d = 16\text{ mm}$ 时，内定子铁心磁通密度在合理范围内，但偏转角度小，最大可偏转 13.17° 。内定子内径 $d = 20\text{ mm}$ 时，定子铁心磁通密度在合理范围内，最大可偏转 19.37° 。内定子内径 $d = 24\text{ mm}$ 时，定子齿、槽及轭部均容易达到饱和状态，由于轴承宽径比小于 1，最大可偏转 25.06° 。相比而言，内定子内径 $d = 20\text{ mm}$ 是一个较好的选择。

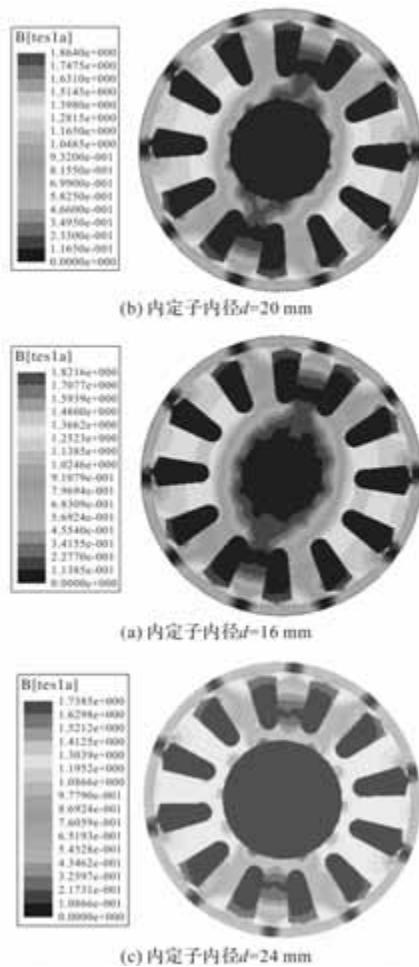


图 6 不同内定子内径的磁通密度分布对比图

3 DS-PMSM 的偏转运动部分 2D 模型的最佳极槽配合

为了探究不同极槽配合对 DS-PMSM 偏转运动部分电磁性能和机械性能的影响, 本文建立具有不同极槽配合的二维有限元仿真模型, 并对它们产生的偏转转矩进行了比较。设计了 24 极 36 槽和 32 极 36 槽组合的完整电机, 保证两种电机的定、转子内外径不变。将 24 极 36 槽完整电机分别分割为 12 个和 6 个得到 2 极 3 槽和 4 极 6 槽组合的单元电机。将 32 极 36 槽组合的完整电机分割为 4 个得到 8 极 9 槽组合的单元电机。其中, 极槽配合为 2 极 3 槽, 4 极 6 槽和 8 极 9 槽的仿真模型, 如图 7 所示。

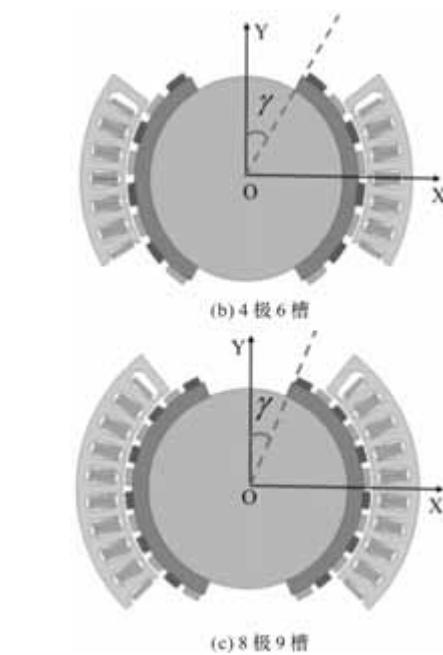
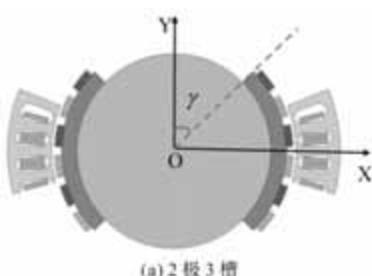


图 7 偏转运动部分不同极槽配合的 2D 模型

图 8 为相同激励下 3 种极槽配合的偏转转矩对比图, 可以观察到电机运行的前 10 ms, 8 极 9 槽组合的负载转矩最大, 幅值为 2.25 Nm。2 极 3 槽组合的负载转矩最小, 幅值为 0.75 Nm。4 极 6 槽组合的负载转矩是 2 极 3 槽组合的 2 倍。三种极槽配合的转矩波动都较平稳。

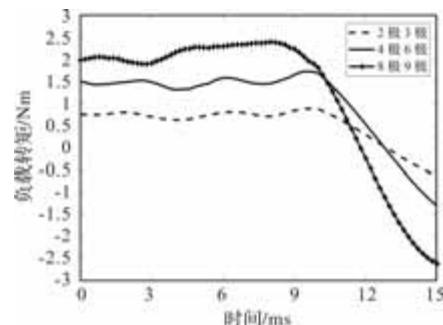


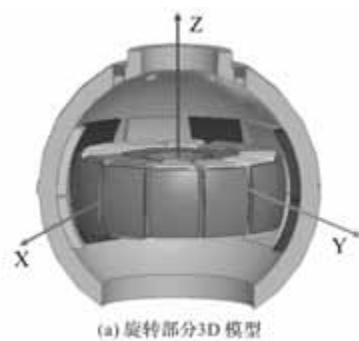
图 8 偏转部分不同极槽配合的 2D 电磁性能对比

从机械角度来说, 转子轴向长度越长, 转子开口越小, 转子的偏转角度越小。因此, 球形电机转子轴向长度影响偏转运动部分极槽配合的选择。从图 7 可知, 在忽略转子内径和关节轴承的影响的情况下, 2 极 3 槽组合的偏转角度较大, 最大可偏转 50°。4 极 6 槽组合的偏转角最大可偏转 30°。8 极 9 槽组合的偏转角度较小。从电机偏转部分电磁性能和机械性能以及电机旋转部分内定子内径对偏转角度的影响, 保证两部分有共同的偏转范围, 从而确定偏转部分最佳的极槽配合, 综合考虑 4 极 6 槽组合是一个较好的选择。

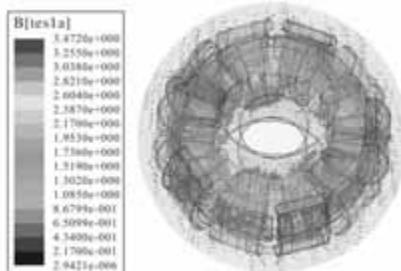
4 DS-PMSM 的 3D 建模、样机的制造及实验验证

4.1 DS-PMSM 的 3D 建模

电机旋转运动部分 3D 建模如图 9(a) 所示，初步设计内永磁体高度为 27 mm。图 9(b) 为 DS-PMSM 旋转运动部分的空载稳态磁通密度分布情况，可以清晰看出磁通走过的路径，磁场沿周向分布，从 N 极出发经过气隙到达内定子齿，再穿过定子轭、内定子齿和气隙回到 S 极，形成闭合磁通回路，从而实现了 DS-PMSM 的自转运动。



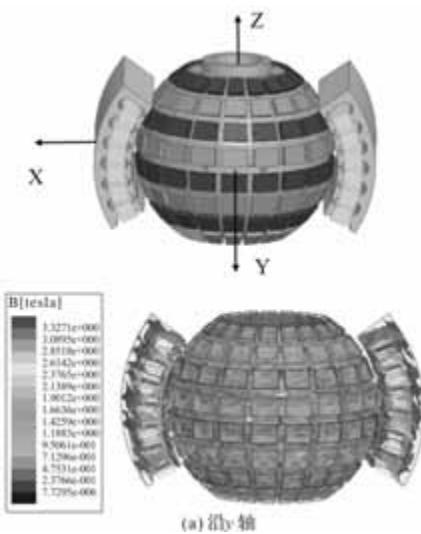
(a) 旋转部分3D模型



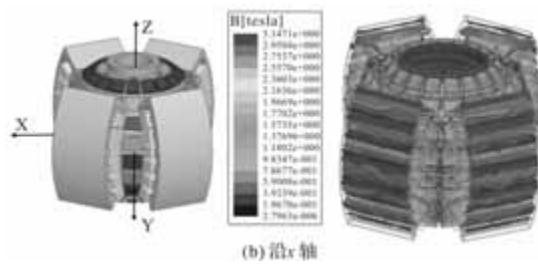
(b) 3D磁场强度分布图

图 9 旋转运动部分 3D 磁场建模

电机偏转运动部分 3D 模型如图 10 所示，分别为电机沿 y 轴和 x 轴偏转运动的 3D 磁通密度分布，磁场均沿轴向分布，磁力线沿经度方向形成闭合回路，产生沿经度方向的电磁力，驱动电机完成偏转运动。



(a) 沿y轴



(b) 沿x轴

图 10 电机偏转运动的 3D 磁场建模

4.2 样机的制造及实验验证

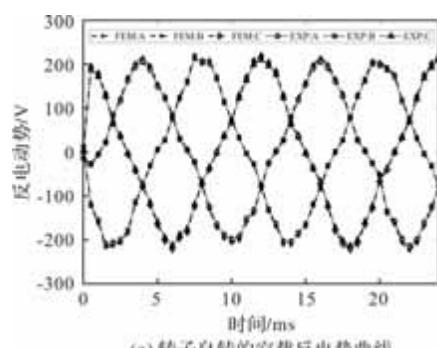
原理性样机如图 11 所示。图 12 为反电势测量实验平台，原理性样机的输出轴与伺服电机通过联轴器同轴相连，伺服电机以 1000 r/min 匀速旋转，样机在其拖动下进行旋转运动，采用弹簧联轴器连接，摇动平台把手可实现偏转运动，通过示波器即可测量并记录三相反电势波形。测试了旋转运动的反电动势和转子偏转后旋转运动的反电动势，并与三维有限元分析预测的反电动势进行了比较。旋转运动反电动势波形和偏转后的反电动势如图 13 所示，实际测量的反电动势与预测的反电动势基本保持一致。测量结果满足设计要求。对比(a)、(b) 图，两种情况下反电动势几乎不变，可知摆动运动使转子发生偏转时不影响内定子与转子的旋转运动，从而可轻松实现螺旋运动。



图 11 原理性样机



图 12 反电势测量实验平台



(a) 转子自转的空载反电势曲线

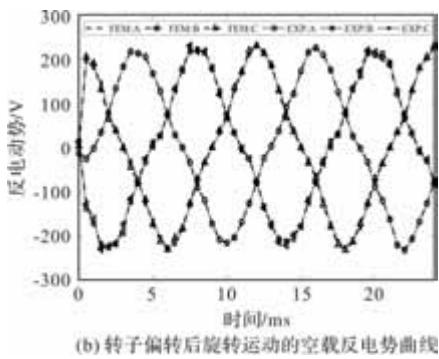


图 13 转子自转和偏转运动的反电动势波形

5 结语

本文提出并研究了一种新型的双定子多自由度永磁球形电机(DS-PMSM)，其转子内、外永磁体充分利用了转子空间，定子带有大量铁心，这大大提高了电机的磁动势。根据上一篇2D模型仿真结果，对球形电机进行了初步的3D建模，结合现有加工工艺进行了结构的改进，并从电磁角度和机械角度两方面对电机的电磁性能和机械偏转范围进行了深入研究，以满足电机的电磁性能的同时降低加工难度，最后制造了电机样机并测试了转子未发生偏转和发生偏转时旋转运动的空载反电动势，测量的反电动势与三维有限元分析结果吻合较好，均呈现正弦波。新型球形电机的二维截面的初步设计为下文整个三维模型的精确计算起了关键作用。

参考文献

- [1] M. Shi, Q. Wang, G. Li, et al. A new rotor position estimation method for spherical reluctance motor based on inductance characteristics obtained from measurement [J]. IEEE Trans. Instrum. Meas, 2023, 72: 1-10.
- [2] L. Zhu, J. Guo, E. Gill. Performance analysis of induction-based reaction spheres[J]. IEEE Trans. Ind. Electron, 2020, 67(9): 7746-7756.
- [3] X. Gao, S. Zhang, J. Deng, et al. Development of a small two-dimensional robotic spherical joint using a bonded-type piezoelectric actuator[J]. IEEE Trans. Ind. Electron, 2021, 68(1): 724-733.
- [4] H. Li, Y. Zhao, B. Li, et al. Torque calculation of permanent magnet spherical motor based on virtual work method [J]. IEEE Trans. Ind. Electron, 2020, 67 (9): 7736-7745.
- [5] Leopoldo Rossini, Olivier Chetelat, Emmanuel Onillon, et al. Force and torque analytical models of a reaction sphere actuator based on spherical harmonic rotation and decomposition [J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2013, 18(3): 1006-1018.
- [6] L. Rossini, S. Mingard, A. Boletis, et al. Rotor Design Optimization for a Reaction Sphere Actuator [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50 (3): 1706-1716.
- [7] MASAHIKO TSUKANO, YO SAKAIDANI, KATSUHIRO HIRATA, et al. Analysis of 2-Degree of Freedom Outer Rotor Spherical Actuator Employing 3-D Finite Element Method[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2013, 49 (5): 2233-2236.
- [8] TSUKANO, MASAHIKO, HIRATA, et al. Development of Control Method for Outer-Rotor Spherical Actuator[J]. Electrical Engineering in Japan, 2016, 194(2): 54-63.
- [9] Lee K M , Bai K , Lim J . Dipole Models for Forward/Inverse Torque Computation of a Spherical Motor[J]. IEEE/ ASME Transactions on Mechatronics, 2009, 14(1): 46-54.
- [10] Son H , Lee K M . Open-Loop Controller Design and Dynamic Characteristics of a Spherical Wheel Motor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57 (10): 3475-3482.
- [11] He, Jingxiong, Li, guoli, Zhou, rui, et al. Optimization of Permanent-Magnet Spherical Motor Based on Taguchi Method[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2020, 56 (2) : 8200107-1-8200107-7.
- [12] He, Jingxiong, Li, guoli, Zhou, rui, et al. Torque Modeling and Validation for a Spherical Motor with Stepped Permanent Magnets[J]. Journal of Electrical Engineering & Technology, 2020, 15(6): 2661-2673.
- [13] Yan L , Liu Y , Zhang L , et al. Magnetic Field Modeling and Analysis of Spherical Actuator with Two-dimensional Longitudinal Camber Halbach Array [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, PP(99): 1-1.
- [14] MASAHIKO TSUKANO, YO SAKAIDANI, KATSUHIRO HIRATA, et al. Analysis of 2-Degree of Freedom Outer Rotor Spherical Actuator Employing 3-D Finite Element Method[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2013, 49 (5): 2233-2236.
- [15] TSUKANO, MASAHIKO, HIRATA, et al. Development of Control Method for Outer-Rotor Spherical Actuator[J]. Electrical Engineering in Japan, 2016, 194(2): 54-63.
- [16] Jianghua Cao, Guangming Zhong, Qing Chen, el al. Design and Analysis of a New multi-DOF Permanent Magnet Spherical Motor[J]. Micro Eelectric Machine, 2022, 50(03).
- [17] Lei Gan, Yulong Pei and Feng Chai. Tilting Torque Calculation of a Novel Tiered Type Permanent Magnet Spherical Motor. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(1): 421-431.
- [18] Yu Xuze. Structural exploration of multi-DOF motor and analysis of its related basic characteristics [D]. Hebei: Hebei University of Science and Technology, 2021.

飞轮储能高速电机力学性能研究

李松涛¹, 韩 坤², 苏 森², 彭 龙²

(1. 国家能源蓬莱发电有限公司, 山东 烟台 265601; 2. 华驰动能北京科技有限公司, 北京 101111)

摘要: 针对全球可再生能源发展及电网稳定性提升背景下, 飞轮储能系统核心部件——高速电机转子在数万转/分钟工况下面临的力学性能瓶颈问题, 本研究首先分析了飞轮储能系统随转速变化的运行特性, 并采用有限元分析方法, 以表面式永磁电机转子为研究对象, 系统探讨了转速、过盈量、护套厚度及材料对转子力学性能的影响机制, 进而通过多目标优化设计提出了结构优化方案。研究结果表明: 离心力作用会显著增大转轴与护套的应力水平, 而过盈配合可有效实现扭矩传递; 护套厚度增加虽能增强对转子的约束能力, 但也会加剧转轴的应力负担; 高温合金护套更适用于气隙要求较苛刻的应用场景。基于全因子试验设计, 采用约束满足法筛选得到了最优参数组合。本研究为高功率密度飞轮储能电机的设计与优化提供了理论依据和工程参考。

关键词: 飞轮储能; 运行特性; 电机转子; 力学性能; 优化方法

中图分类号: TM355 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2025)12-0047-08

Research on the Mechanical Properties of High-speed Motors for Flywheel Energy Storage

LI Songtao¹, HAN Kun², SU Sen², PENG Long²

(1. National Energy Penglai Power Generation Co., LTD., Yantai Shandong 265601, China;
2. Huachi Kinetic Energy Beijing Technology Co., LTD., Beijing 101111, China)

Abstract: In the context of global renewable energy development and the improvement of grid stability, this study focused on the mechanical performance bottleneck of the high-speed motor rotor in flywheel energy storage systems operating at tens of thousands of revolutions per minute. Firstly, the operational characteristics of the flywheel energy storage system with varying speeds were analyzed. Then, using the finite element analysis method and taking the surface-mounted permanent magnet motor rotor as the research object, the influence mechanisms of speed, interference fit, sleeve thickness, and material on the mechanical performance of the rotor were systematically explored. Subsequently, through multi-objective optimization design, a structural optimization scheme was proposed. The research results show that the centrifugal force significantly increases the stress levels of the shaft and the sleeve, while the interference fit can effectively achieve torque transmission. Although increasing the sleeve thickness enhances the constraint on the rotor, it also aggravates the stress burden on the shaft. High-temperature alloy sleeves are more suitable for applications with strict air gap requirements. Based on the full factorial experimental design, the optimal parameter combination was selected using the constraint satisfaction method. This study provides a theoretical basis and engineering reference for the design and optimization of high-power-density flywheel energy storage motors.

Key words: flywheel energy storage; operational characteristics; motor rotor; mechanical performance; optimization method

0 引言

随着全球对可再生能源和电网稳定性需求的日益增长, 储能技术已成为能源领域的关键研究方向。飞轮储能系统因其高功率密度、长循环寿命、高效率和环境友好等优点, 在电网调频、不间断电源、轨道交通能量回收等领域展现出巨大的应用潜力^[1]。

飞轮储能系统的核心部件是高速电机/发电机, 其在数万转每分钟的超高转速下运行, 承担着能量的机电转换功能。电机转子作为系统的核心旋转部件, 其在巨大离心力作用下的力学性能直接决定了整个飞轮储能系统的安全性、稳定性和储能密度。

因此, 对高速电机转子的力学性能进行深入研究, 分析其在高速旋转状态下的应力分布、变形规

收稿日期: 2025-10-27

基金项目: 国家能源集团“现货市场下多形式先进复合储能智能协同控制技术研究与实证示范”项目(GJNY-23-74)

作者简介: 李松涛(1982), 高级工程师, 研究方向为电力热控设备。

律以及部件间的相互作用，并通过结构优化确保其在工作转速范围内安全可靠运行，具有至关重要的理论价值和工程意义。尽管已有大量关于高速电机电磁设计、损耗分析及热管理的研究^[2-5]，但针对飞轮储能应用背景下，电机转子在复杂工况下的力学行为，特别是结合过盈配合、护套材料及结构参数的系统性优化研究仍需深化。本研究基于有限元分析方法，对一个典型的飞轮储能高速永磁电机转子模型进行力学性能的参数化分析，并在此基础上开展结构优化设计，旨在为高可靠性、高功率密度飞轮储能电机的研发提供理论依据和设计参考。

1 飞轮储能系统

1.1 飞轮储能系统概述

飞轮储能是一种利用旋转体(飞轮)的动能来储存和释放能量的物理储能方式。一个典型的飞轮储能系统主要由飞轮、高速电机/发电机、功率变换器、磁悬浮轴承系统以及真空室等部分组成^[1]。其工作原理为：在充电阶段，功率变换器将电网或电源的电能转换为驱动电流，驱动电机加速飞轮旋转，将电能以动能的形式储存在高速旋转的飞轮中；在放电阶段，飞轮作为原动机，拖动电机旋转，将储存的动能转换回电能，通过功率变换器输送给负载或电网。

1.2 飞轮储能的运行特性分析

飞轮储能系统的充放电过程通常覆盖一个较宽的转速范围，本研究的飞轮储能系统的额定工作转速区间为 5000-10000 r/min，其运行特性如图 1 所示，可以划分为两个主要区间：

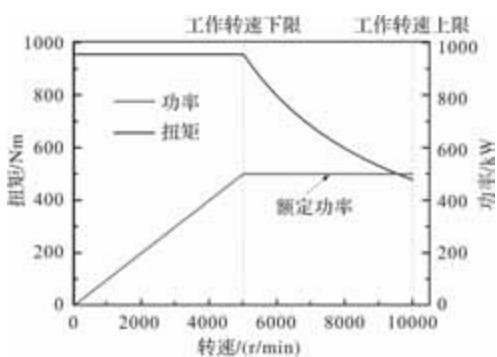


图 1 飞轮储能系统转速-功率/扭矩的曲线图

恒扭矩运行区间：在系统从零转速启动到额定工作转速下限(5000 r/min)的过程中，电机通常工作在恒扭矩模式。在此区间，电机输出(或输入)的扭矩保持基本恒定，系统功率随着转速的升高而线

性增加。这个阶段主要是为了快速启动飞轮，使其尽快达到有效的工作储能范围。

恒功率运行区间：当飞轮转速达到额定工作转速下限(5000 r/min)并继续向额定工作转速上限(10000 r/min)攀升时，系统进入恒功率运行区间。在此区间，功率变换器控制电机以恒定的功率进行充放电。随着转速的变化，电机的扭矩会相应地反向变化(即转速升高时扭矩减小，转速降低时扭矩增大)，从而维持输入或输出功率的稳定。这是飞轮储能系统最主要的工作区间，额定功率的充放电都在此区间内完成。

2 高速电机转子模型

本研究采用的电机转子为表面式永磁(SPM)结构，主要由主轴、转子铁心、磁钢和外部的保护护套组成。这种结构广泛应用于高速电机中，能够有效保护脆性的永磁体，并抑制转子在高速旋转下的变形。

转子的具体结构及尺寸参数变量如图 2 所示，其关键结构参数在表 1 中列出。

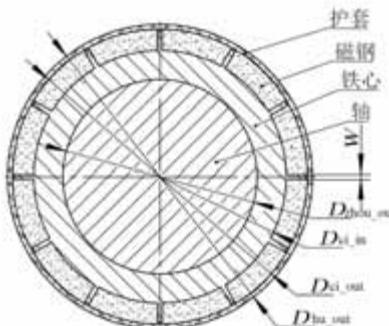


图 2 电机转子结构及尺寸参数变量

表 1 电机转子结构参数

参数	参数值
护套外径 D_{hu_out} /mm	200
磁钢外径 D_{ci_out} /mm	190
磁钢内径 D_{ci_in} /mm	150
轴外径 D_{zhou_out} /mm	100
永磁体极间长度 W /mm	5
电机转子有效长度 H /mm	300

主轴选用 35CrMo 合金钢作为基材；转子铁心采用导磁性能优异的硅钢片；磁钢则选用具备高剩磁与高矫顽力的钕铁硼稀土永磁材料；此外，保护护

套由 TC4 钛合金制成。上述材料的详细力学及物理性能参数详见表 2。

表 2 材料参数

材料名称	密度/ $\text{kg} \cdot \text{m}^{-3}$	泊松比	弹性模量/GPa	屈服强度/MPa	抗拉强度/MPa
35CrMo	7820	0.286	209	835	985
硅钢片	7600	0.25	200	400	600
钕铁硼	7500	0.3	180	800*	80
TC4	4440	0.36	110	860	895

* 抗压强度

3 力学性能判定依据

为确保转子在高速运行下的结构完整性和安全性, 需建立明确的失效判定准则。

3.1 材料强度失效判定

根据材料力学理论, 结构部件的强度设计必须满足其内部最大应力不超过材料的许用应力^[6]。

金属零件: 对于轴(35CrMo)、铁心(硅钢片)和护套(TC4)等塑性金属材料, 通常采用第四强度理论-Von Mises 等效应力理论进行强度校核。其判定准则为

$$\sigma_{\text{vM}} \leq [\sigma] = \frac{\sigma_s}{n_s} \quad (1)$$

其中, σ_{vM} 为零件内部的冯·米塞斯等效应力最大值, $[\sigma]$ 为材料的许用应力, σ_s 为材料的屈服强度, n_s 为安全系数, 通常取 1.5-2.0。

复合材料: 若护套采用复合材料(如碳纤维、玻璃纤维等), 则需采用蔡-吴(Tsai-Wu)准则或最大应力/应变准则, 综合考虑纤维方向、基体方向及剪切方向的应力状态。

3.2 胶失效判定

本研究采用内聚力模型来表征该胶层的力学性能, 该模型能够有效地描述胶粘接界面从损伤萌生、演化直至最终失效的全过程。内聚力模型, Cohesive Zone Model, 缩写为 CZM, 其法向接触应力和接触间隙曲线图, 如图 3 所示。

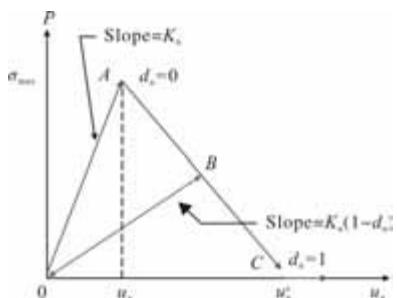


图 3 内聚力模型的法向接触应力和接触间隙曲线

曲线 OAC 的方程为

$$P = K_n u_n (1 - d_n) \quad (2)$$

式中, P 为法向接触应力, K_n 为法向接触刚度, u_n 为接触间隙, d_n 为剥离系数。最大法向接触应力与临界断裂能是内聚力模型的 2 个关键参数^[7]。

3.3 传递扭矩判定

当电机转子结构尺寸确定后, 接触压强直接决定了接触面间的摩擦力矩, 即最大可传递扭矩。计算传递扭矩的最小接触压强的公式:

$$P_{\text{fmin}} = \frac{2M}{\pi d_f^2 l_f \mu} \quad (3)$$

式中, P_{fmin} 为传递扭矩的最小接触压强, M 为传递扭矩, d_f 为轴与铁心结合直径, l_f 为铁心轴向结合长度, μ 为摩擦系数。

在飞轮储能系统运行过程中, 转速上升会导致接触压强降低, 而飞轮储能系统的运行特性使得电机在额定工作转速的下限和上限处对扭矩的需求存在差异。本研究以 500 kW 电机为研究对象, 在额定工作转速上/下限时电机扭矩分别为 477.5 Nm 和 955 Nm。

在额定工作转速的下限时最小接触压强结果:

$$P_{\text{fmin}} = 2 \times 955 / (\pi \times 0.1 \times 0.1 \times 0.3 \times 0.15) = 1.35 \text{ MPa}$$

在额定工作转速的上限时最小接触压强结果:

$$P_{\text{fmin}} = 2 \times 477.5 / (\pi \times 0.1 \times 0.1 \times 0.3 \times 0.15) = 0.67 \text{ MPa}$$

取 4 倍的设计安全系数, 在额定工作转速的下限时设计最小接触压强要大于等于 5.4 MPa, 在额定工作转速的上限时设计最小接触压强要大于等于 2.7 MPa。

4 电机转子力学性能分析

本研究采用有限元分析方法, 系统研究转速、过盈量和护套参数对电机转子力学性能的影响。

4.1 电机转子有限元仿真分析模型

为精确模拟转子的力学行为, 利用有限元分析软件根据表 1 的几何尺寸, 建立 1/8 电机转子的三维有限元模型, 如图 4 所示。

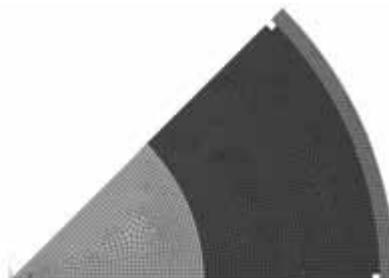


图 4 电机转子 1/8 有限元模型

在网格划分阶段，对接触区域网格划分进行统一设置，以确保接触单元节点一一对应，以提高计算精度和效率。各部件之间设置接触对，定义摩擦系数和接触算法。

约束条件与载荷设置：在模型两个侧面施加对称约束；通过定义接触对的方式实现轴与铁心、磁钢与护套的过盈装配，这是转子部件间传递扭矩和预紧力的关键；铁心与磁钢粘接采用内聚力模型接触方式来加载；同时，对整个模型施加绕中心轴旋转的角速度，以模拟高速旋转产生的惯性离心力。

4.2 转速对电机转子力学性能的影响

设定轴与铁心过盈量为 0.03 mm，磁钢与护套过盈量为 0.1 mm，护套材料为 TC4 钛合金。在此条件下，分析转速从 0 r/min 增加到 10000 r/min 过程中转子各部件的力学响应。

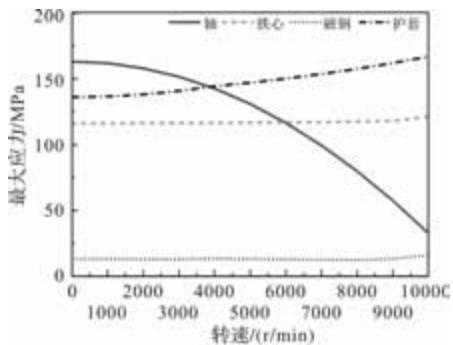


图 5 飞轮储能电机转子转速-最大应力曲线图

随着转速升高，离心力呈平方关系增加，导致转子各部件的应力显著增大。如图 5 仿真结果显示，转速对轴的最大应力影响最为显著，这是由于初始状态下轴所受到的压力主要是过盈装配所产生的。其次是承担主要保护作用的护套。这是因为轴和护套位于转子的最内圈和最外圈，承受的离心力累积效应更强。相比之下，铁心及磁钢的应力变化相对平缓，因为它们被护套有效地约束着。

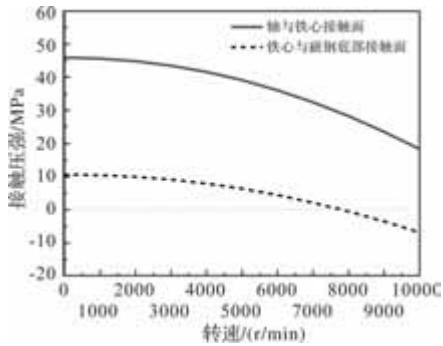


图 6 飞轮储能电机转子转速-接触压强曲线图

离心力使得转子各部件均有向外径向膨胀的趋势。这种膨胀会削弱由过盈配合产生的接触压强。

仿真结果表明，轴与铁心、铁心与磁钢底部的接触压强均随着转速的增加而减小。这是一个关键的设计考量点，必须确保在最高工作转速下，接触压强仍足以传递所需扭矩，防止出现打滑或分离现象。

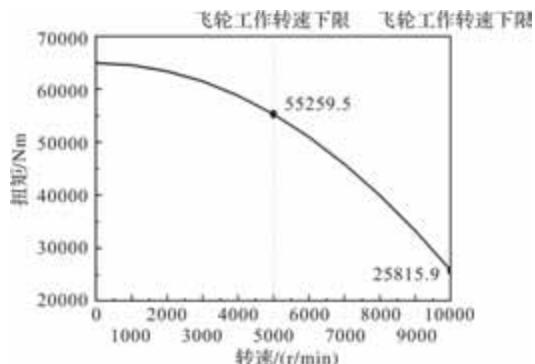


图 7 飞轮储能电机转子转速-最大传递扭矩曲线图

如图 6、图 7 所示，接触压强直接决定了接触面间的摩擦力矩，即最大可传递扭矩。随着转速升高、接触压强减小，轴与铁心之间能够传递的最大扭矩也呈现明显的减弱趋势。

转速的提升会显著增加电机转子护套的应力，同时削弱部件间的接触压强和扭矩传递能力。因此，在设计中要在最高转速校核各个零部件的最大应力，分别在额定工作转速上/下限校核轴与铁心的接触压强，确保最高转速下的结构安全和工作转速区间的扭矩传递能力。

4.3 过盈量对电机转子力学性能的影响

过盈量是保证转子部件在高转速下协同工作、有效传递扭矩的关键设计参数。在 10000 r/min 的额定转速下，分别研究轴-铁心和护套-磁钢过盈量的影响。

(1) 轴与铁心过盈量对电机转子力学性能的影响(护套-磁钢过盈量 0.1 mm)：

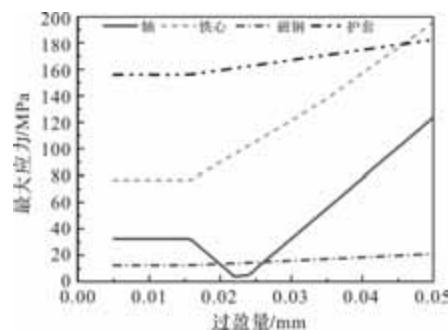


图 8 轴与铁心不同过盈量-最大应力曲线图

仿真结果如图 8 所示，随着过盈量增大，铁心、磁钢、护套的最大应力也随之增大。然而，轴的最大应力呈现先减小后增大的趋势。这是因为在较小的过盈量下，过盈产生的压应力可以部分抵消由转速产生的拉应力，从而降低总应力；但随着过盈量继续增大，由过盈

产生的应力占据主导, 导致总应力反向增加。

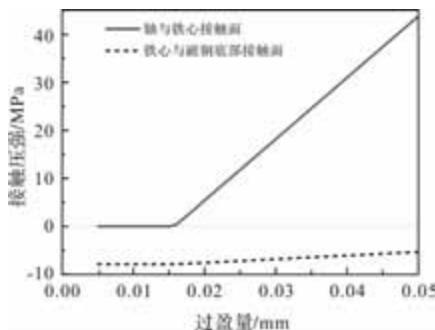


图 9 轴与铁心不同过盈量-接触压强曲线图

仿真结果如图 9 所示, 当轴与铁心的过盈量小于等于 0.015mm 时, 仿真显示接触压强为 0, 表明在 10000 r/min 转速下, 离心力导致的径向膨胀已完全抵消了过盈预紧力, 轴与铁心发生分离, 无法传递扭矩。当过盈量大于 0.015mm 后, 接触压强随过盈量增大而线性增大。最大可传递扭矩也与过盈量(大于 0.015mm 时)呈线性关系。通过数据拟合计算, 其比例系数(斜率)约为 1812 kNm/mm。

(2) 护套与磁钢过盈量对电机转子力学性能的影响(轴-铁心过盈量 0.03mm):

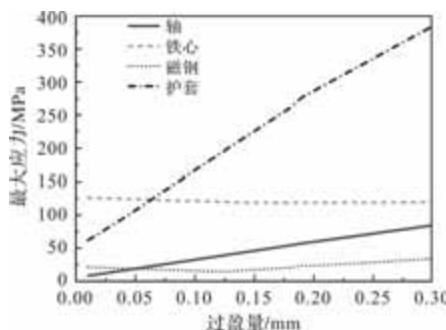


图 10 护套与磁钢不同过盈量-最大应力曲线图

仿真结果如图 10 所示, 随着护套与磁钢之间过盈量的增大, 护套作为施力部件和轴作为最终的支撑部件, 其最大应力均线性增大, 其中护套最大应力的变化斜率最大, 因为它直接承受过盈预紧力。而铁心与磁钢的最大应力变化不明显, 表明该过盈量主要影响护套和轴的应力状态。

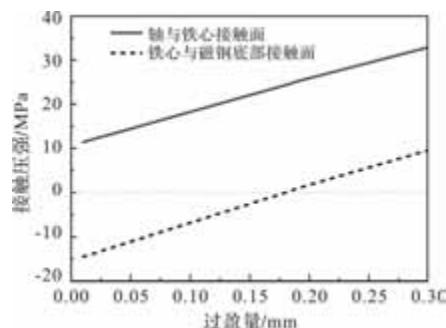


图 11 护套与磁钢不同过盈量-接触压强曲线图

仿真结果如图 11 所示, 增大护套-磁钢过盈量, 会增强对内部组件的“箍紧”效应。因此, 轴与铁心的接触压强、铁心与磁钢底面的接触压强, 即轴与铁心之间的最大可传递扭矩, 均随之呈线性递增。通过数据可以计算出它们与该过盈量之间的比例系数, 为量化设计提供依据。

4.4 护套对电机转子力学性能的影响

护套作为保护永磁体、抑制转子变形的关键部件, 其厚度和材料选择至关重要。

(1) 护套厚度对电机转子力学性能的影响:

其他仿真参数设置: 转速 10000 r/min, 轴-铁心过盈 0.03 mm, 护套-磁钢过盈 0.17 mm, 护套材料为 TC4。

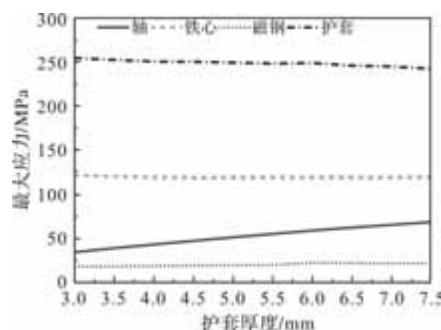


图 12 不同厚度护套-最大应力曲线图

仿真结果如图 12 所示, 随着护套厚度增加, 护套自身的质量和离心力也随之增大。这部分增加的离心力需要通过内部组件传递至轴。因此, 轴的最大应力随护套厚度的增加而显著增加。相反, 护套自身的最大应力随厚度增加而缓慢减小, 因为更厚的截面可以更好地分担应力。铁心和磁钢的最大应力基本无变化。

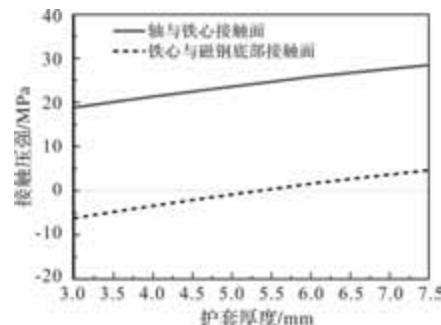


图 13 不同厚度护套-接触压强曲线图

仿真结果如图 13 所示, 更厚的护套意味着更强的刚度和对内部组件的约束能力。因此, 轴与铁心的接触压强(最大可传递扭矩)和铁心与磁钢底面的接触压强, 都随着护套厚度的增加而呈线性递增。

(2) 护套材料对电机转子力学性能的影响

其他仿真参数设置: 转速 10000 r/min, 轴-铁心

过盈 0.03 mm, 护套-磁钢过盈 0.17 mm, 护套厚度 5 mm。

对比 TC4(钛合金)、GH4169(高温合金)、T700(碳纤维复合材料)和 S-GLASS(玻璃纤维复合材料)四种不同护套材料对转子力学性能的影响。

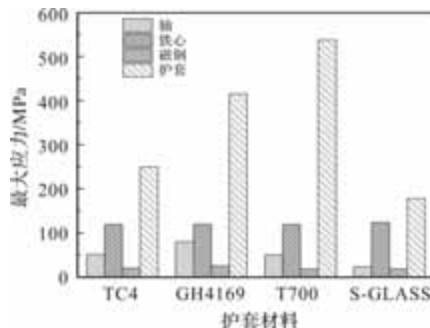


图 14 不同材质护套转速-最大应力曲线图

如图 14 所示, 不同护套材料下, 磁钢与铁心的应力几乎无变化。采用碳纤维复合材料时, 护套自身应力最大; 采用玻璃纤维时, 护套应力最小。对轴的影响则不同: 采用高弹性模量的 GH4169 高温合金时, 轴的应力最大; 而采用低模量的玻璃纤维时, 轴的应力最小。

不同材料护套下的传递扭矩与径向位移仿真结果, 见表 3。

表 3 传递扭矩与径向位移仿真结果

护套材料	传递扭矩/Nm	径向位移/mm
TC4	33324	0.189
GH4169	44622	0.179
T700	32842	0.195
S-GLASS	22032	0.202

分析表 3 可知, GH4169 高温合金材料因其最高的弹性模量和强度, 在相同过盈量下产生的接触压强最大, 因此传递扭矩能力最强, 且径向位移最小。S-GLASS 玻璃纤维材料的弹性模量最低, 导致其径向位移最大, 对内部组件的约束能力最弱, 因此传递扭矩最小。TC4 钛合金和 T700 碳纤维材料的性能介于两者之间, 传递扭矩能力相近。

当电机定转子气隙较小, 对径向位移有严格要求时, 应优先选用高模量的高温合金(GH4169)作为护套材料。而当气隙设计裕度较大时, 可以选用低密度的玻璃纤维复合材料作为护套, 以有效降低转子质量和高速下的涡流损耗。

5 电机转子力学性能优化

基于上述参数化分析, 为获得兼顾安全性、可靠性和轻量化的最优转子结构参数, 开展多目标优

化设计。

5.1 研究优化方法

电机转子力学性能优化流程如图 15 所示, 首先根据结构尺寸与设计需求选护套材料、确定优化目标及约束条件, 再设计实验因素与水平数, 通过 APDL 语言编写多工况参数化有限元仿真程序并按运行特性设载荷和约束, 输出仿真结果后先按许用应力初判、再按优化约束判断, 最后分析因素主次顺序, 进而得出最优设计组合。

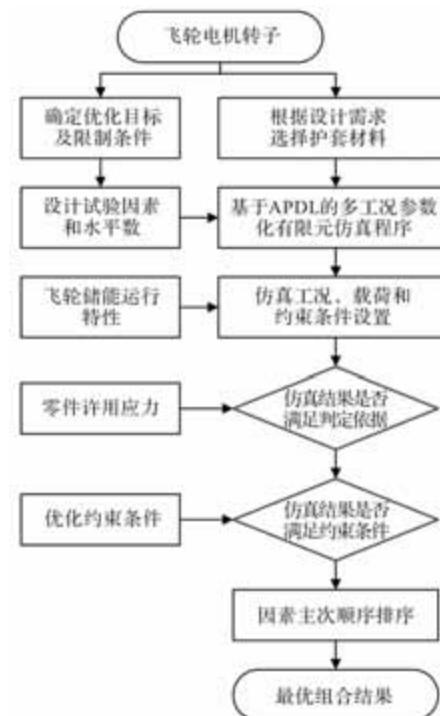


图 15 电机转子力学性能优化流程图

5.2 优化试验设计

(1) 优化目标

寻找一组输入参数(护套厚度、轴-铁心过盈量、护套-磁钢过盈量)的最小组合, 在满足以下所有约束条件下, 实现轻量化和低装配应力的目标。因素主次顺序为: 护套厚度 > 轴-铁心过盈量 > 护套-磁钢过盈量。

(2) 约束条件

强度约束: 在飞轮工作转速上限(10000 r/min)时, 转子各零部件的最大等效应力小于等于其设计许用应力, 安全系数设定为 1.5。

接触压强约束(扭矩传递保证): 在 5000 r/min 时, 轴与铁心的接触压强 $\geq 5.4 \text{ MPa}$; 在 10000 r/min 时, 轴与铁心的接触压强 $\geq 2.7 \text{ MPa}$ 。

结构完整性约束: 铁心与磁钢的接触压强 $\geq 0 \text{ MPa}$ (即胶不承受拉应力)。

(3) 输入参数(试验因子)

电机转子试验钛合金护套, 采用全因子试验设计, 共包含3个试验因素, 每个因素设置4个水平, 总试验组数为 $4 \times 4 \times 4 = 64$ 组。试验因素及其水平如表4所示。

表4 试验因素水平表

试验因素	水平1	水平2	水平3	水平4
护套厚度(A)	4	5	6	7
电机铁心与轴的过盈量(B)	0.03	0.04	0.05	0.06
护套与电机转子的过盈量(C)	0.15	0.2	0.25	0.3

* 单位: mm

5.3 优化试验结果

(1) 最大应力仿真结果

试验结果中, 各零件的最大应力及许用应力。通过表5的数据对比, 可看出最大应力均未超出许用应力。

表5 试验结果中各零件的最大应力

零件名称	许用应力/Mpa	最大应力/Mpa
轴	556.67	248.20
铁心	266.67	235.64
磁钢	53.33	41.52
护套	573.33	434.34

(2) 接触压强仿真结果

磁钢底部接触压强、轴与铁心接触压强(5000 r/min)、轴与铁心接触压强(10000 r/min)的仿真结果, 通过轴与铁心过盈量-护套与磁钢过盈量-接触压强三维曲面图的形式呈现, 如图16、图17、图18所示。

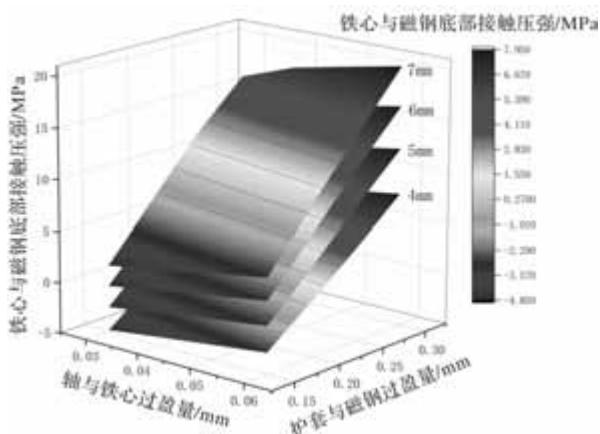


图16 轴与铁心过盈量-护套与磁钢过盈量-铁心与磁钢底部接触压强曲面图

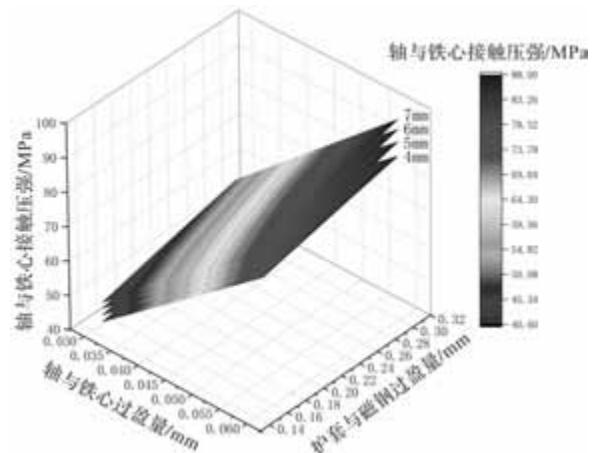


图17 轴与铁心过盈量-护套与磁钢过盈量-轴与铁心接触压强(5000r/min)曲面图

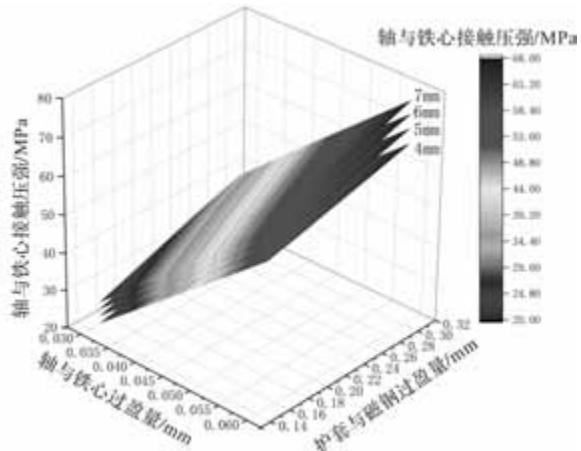


图18 轴与铁心过盈量-护套与磁钢过盈量-轴与铁心接触压强(10000r/min)曲面图

5.4 试验数据分析

由于试验数据已经覆盖了所有参数组合(全因子设计), 采用约束满足优化方法结合排序算法进行分析。

筛选满足约束条件的数据点: 64组试验结果数据都满足强度约束条件, 最大等效应力均小于等于其设计许用应力。从试验数据中, 发现所有数据点都满足接触压强约束条件, 轴与铁心的接触压强在5000 r/min下的最小值为20.032 MPa, 在10000 r/min下的最小值为20.032 MPa, 均大于阈值。因此, 只需筛选出铁心与磁钢的接触压强 > 0 MPa的数据点。

从64个数据点中, 筛选出铁心与磁钢的接触压强 > 0 的数据点, 共36个点, 主要分布在护套与磁钢过盈量 ≥ 0.25 mm的情况下。

按因素主次顺序排序: 对满足约束条件的数据

点,首先按护套厚度升序排序,然后按轴与铁心过盈量升序排序,最后按护套与磁钢过盈量升序排序。这样确保优先选择护套厚度最小的点,其次轴与铁心过盈量最小,最后护套与磁钢过盈量最小。

选择最优解:排序后的第一个点即为最优参数组合。最优参数组合:护套厚度4 mm、轴与铁心的过盈量0.03 mm、护套与磁钢的过盈量0.25 mm。

对应输出参数:1)轴与铁心的接触压强(5000r/min)均值为:46.291 MPa \geq 5.4 MPa(满足),如图19所示;2)轴与铁心的接触压强(10000 r/min)均值为:26.301 MPa \geq 2.7 MPa(满足),如图20所示。3)铁心与磁钢的接触压强均值为:2.213 MPa \geq 0 MPa(满足),如图21所示。

此组合在满足所有约束条件的同时,实现了输入参数的最小化,且符合因素主次顺序。

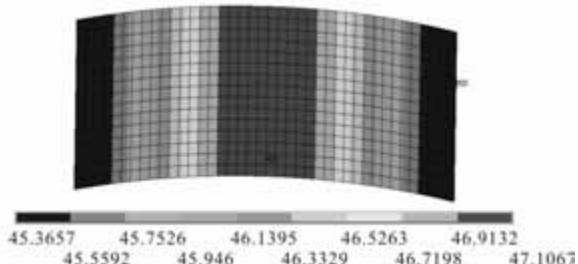


图19 轴与铁心的接触压强(5000r/min)分布图

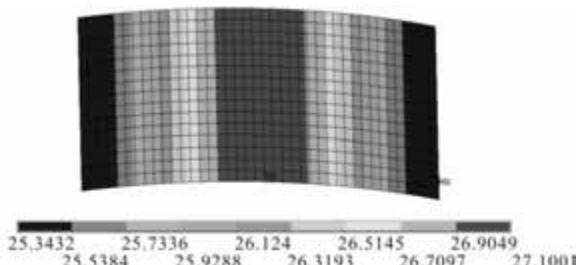


图20 轴与铁心的接触压强(10000r/min)分布图

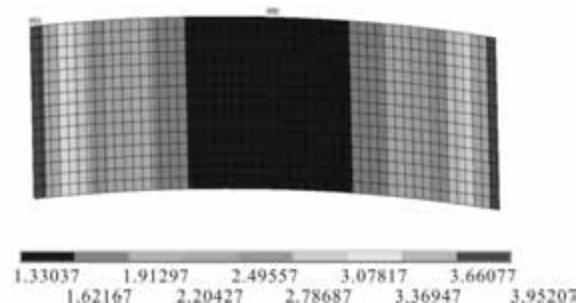


图21 铁心与磁钢的接触压强分布图

6 结语

通过分析飞轮储能系统随转速变化的运行特性,采用有限元参数化分析与多目标优化方法,揭示了

飞轮储能高速电机转子的力学行为规律及关键设计准则:

(1)转速影响:离心力呈平方增长,轴与护套应力对转速最敏感;接触压强随转速升高而降低,需校核最高转速下零件的最大应力和额定工作转速上/下限时的扭矩传递能力。

(2)过盈量作用:轴-铁心过盈量需传递扭矩的最小值,以避免打滑,护套-磁钢过盈量通过增强箍紧效应提升整体刚度。

(3)护套优化:护套厚度的增加会对内部组件产生更强的约束能力;GH4169高温合金在高弹性模量下兼具低径向位移优势,适用于气隙严苛场景;玻璃纤维复合材料适合轻质需求场景。

(4)结构优化:最优参数组合(护套4 mm、轴-铁心0.03 mm、护套-磁钢0.25 mm)在满足强度约束的同时,实现输入参数最小化。轴与铁心接触压强均高于设计安全阈值,且铁心胶层接触压强大于0 MPa,避免拉应力失效。

综上,本研究提出的优化方案兼顾安全性、轻量化与工艺可行性,为飞轮储能电机的工程化设计提供了科学依据,对提升系统功率密度与运行可靠性具有重要意义。

参考文献

- [1] 戴兴建,魏鲲鹏,张小章,等.飞轮储能技术研究五十年评述[J].储能科学与技术,2018,7(05):765-782.
- [2] 黄漪帅,梁志宏,李飞,等.大功率永磁盘式电机转子结构强度研究[J].微电机,2024,57(03):14-18,34.
- [3] 黄漪帅,梁志宏,李飞,等.基于强度和磁密的永磁电机转子结构优化[J].微电机,2024,57(02):13-17,49.
- [4] 孙玉坤,陈家钰,袁野.飞轮储能用高速永磁同步电机损耗分析与优化[J].微电机,2021,54(08):19-22,79.
- [5] 张时雨,陈璞,曾纯.高速永磁电机转子协同优化机械设计[J].微电机,2025,58(06):58-61.
- [6] 梁志宏,黄漪帅,张峰,等.10 kW·h磁悬浮储能飞轮的转子设计[J].机械设计,2024,41(11):152-160.
- [7] 王方胜,刘洋,孙博文,等.基于内聚力模型的永磁电机转子强度分析[J].微电机,2023,56(03):35-40.

基于磁-流-固耦合的气体箔片轴承-高速电机转子 系统动力学特性分析

宫 佐, 刘 杰, 卜 婵, 李 吉, 赵友坤

(西安微电机研究所有限公司, 西安 710077)

摘要: 箔片制造误差、箔片轴承自适应变形及装配时轴承套与定子腔不对中, 均会引发高速永磁转子的不平衡磁拉力。为探究不平衡磁拉力对气体箔片轴承-转子系统亚同步振动的影响机理, 本文构建了基于磁-流-固耦合的气体箔片轴承-高速电机转子系统动力学模型, 采用轨迹法求解轴颈轴心轨迹, 分析不平衡磁拉力、转速及不平衡质量力对系统动力学行为的影响。计算结果表明: 装配对中的轴承转子系统, 转子涡动导致的轴承套-轴颈偏心会产生相当于转子自重 13% 的不平衡磁拉力, 不平衡磁拉力可消除亚同步振动、提升系统稳定性; 装配不对中(定转子偏心)的系统, 不平衡磁拉力对亚同步振动的影响与不对中量、不对中方位角相关, 引入初始不对中产生的不平衡磁拉力可调整气体箔片轴承载荷, 实现亚同步振动抑制。

关键词: 气体箔片轴承; 不平衡磁拉力; 磁-流-固耦合; 偏心

中图分类号: TM355 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2025)12-0055-10

Dynamic Characteristics Analysis of Gas Foil Bearing High-speed Motor Rotor System Based on Magnetic Fluid Solid Coupling

GONG Zuo, LIU Jie, BU Chan, LI Ji, ZHAO Youkun

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

Abstract: Foil manufacturing errors, adaptive deformation of foil bearings, and misalignment between the bearing sleeve and stator cavity during assembly can all cause unbalanced magnetic pull in high-speed permanent magnet rotors. To investigate the influence mechanism of unbalanced magnetic pull on the sub-synchronous vibration of the gas foil bearing-rotor system, this study established a dynamic model of the gas foil bearing-high-speed motor rotor system based on magnetic-fluid-structure coupling. The trajectory method was employed to solve the journal center orbit, and the effects of unbalanced magnetic pull, rotational speed, and unbalanced mass force on the system's dynamic behavior were analyzed. The computational results show that in an aligned bearing-rotor system, the journal-sleeve eccentricity caused by rotor whirling generates an unbalanced magnetic pull equivalent to 13% of the rotor's weight. This unbalanced magnetic pull can eliminate sub-synchronous vibration and enhance system stability. In a misaligned system (with rotor-stator eccentricity), the influence of unbalanced magnetic pull on sub-synchronous vibration depends on the misalignment magnitude and misalignment azimuth angle. Introducing an initial misalignment to generate unbalanced magnetic pull can adjust the load on the gas foil bearing, thereby achieving suppression of sub-synchronous vibration.

Key words: gas foil bearing; unbalanced magnetic pull; magnetic fluid solid coupling; eccentric

0 引言

气体箔片轴承因其具有较好适应性以及结构简单的优势, 与高速永磁电机结合在微型燃轮机^[1]、离心鼓风机^[2]、氢燃料电池压缩机^[3]等领域得到了

广泛的应用。由气体箔片轴承支承的高速永磁电机具有功率密度大、体积小、效率高、无油无污染等优点。但是, 由于气体轴承的低阻尼特性, 其支承的转子系统失稳现象比润滑油滑轴承更加显著^[4]。气体箔片轴承支承的高速永磁电机在工作时, 随着转

收稿日期: 2025-08-25

作者简介: 宫 佐(1994), 男, 工程师, 研究方向为特种电机。

通讯作者: 刘 杰(1986), 男, 高级工程师, 研究方向为特种电机。

卜 婵(1996), 男, 技术员, 研究方向为特种电机。

李 吉(1993), 女, 工程师, 研究方向为特种电机。

赵友坤(1992), 男, 工程师, 研究方向为特种电机。

子转速的不断升高，转子系统在动态气膜力、不平衡质量力、不平衡磁拉力、重力的作用下可能会诱发各种动力稳定性问题。不平衡磁拉力是轴承-电机转子系统振动及不稳定的主要因素^[5]。

目前已有许多文献开展了不平衡磁拉力对轴承-转子系统动力学特性的研究。Gustavsson 等推导了水轮发电机组在定转子间气隙不均匀的情况下不平衡磁拉力的表达式，同时分析了该磁拉力对系统稳定性的影响^[6]。郭丹等通过数值方法计算了在不平衡磁拉力和不平衡质量力共同作用下转子系统的动力学响应。研究表明，不平衡磁拉力会使系统固有频率降低，振幅增大，且相对偏心较大时，不平衡磁拉力的存在使系统表现出更强的非线性特性^[7]。王跃方的研究显示，不平衡磁拉力相当于增大了磁钢段转子的重量，因此降低了系统固有频率及临界转速^[8]。张雷克等针对非线性不平衡磁拉力引起的系统碰撞问题，通过数值积分的方法，研究了系统随特征参数变化的动态响应，研究表明，系统在不平衡磁拉力的作用下表现出复杂的非线性动力学特性，同时不平衡磁拉力的存在还可以增大质量偏心对系统动态响应的影响^[9]。Xiang 等基于 Jeffcott 转子模型，分析了转子系统的刚度特性，研究了不平衡磁拉力对转子系统非线性运动特性的作用，在自由振动研究中，对多个平衡点进行了基于特征值的稳定性分析，研究表明，不平衡磁拉力对转子系统的作用表现为负刚度效应，降低了系统的刚度，从而降低了系统的固有频率，为研究系统刚度提供了一个新的思路^[10]。刘锋等推导了考虑转子涡动的不平衡磁拉力解析表达式，并分析了不平衡磁拉力对转子自由涡动振幅和频率的影响^[11]。

不平衡磁拉力对气体箔片轴承-转子系统动力学特性的研究现在还比较少。韩东江等对一台 45kW 气体箔片轴承支承的高速永磁同步电动机进行试验，发现空载升速过程中存在低频振动现象^[12]。Di 等计算结果表明，定转子偏心率为 4.1% 时，不平衡磁拉力的数值占到转子自重的 1/5^[13]。郝龙等对一台动静压混合气体轴承支承的 45kW 高速永磁电机进行了负载实验。结果显示，工作转速下，随着不平衡磁拉力增大，系统的亚同步振动激发转速降低，转子的亚谐频率从 1 个变为 2 个^[14]。Li 等对一台气体箔片轴承支承的 10kW, 90,000r/min 高速永磁电机进行了分析，研究发现，考虑 2 倍工频的不平衡磁拉力分量后，系统的刚体模态频率和弯曲模态频率都会下降^[15]。

综上研究，不平衡磁拉力具有增加转子自重的

特点，当支承刚度不变时，会降低系统固有频率。另外，不平衡磁拉力也具有负刚度特点，在支承刚度减小的角度上考虑，系统固有频率会降低。但这些结论对气体箔片轴承不具备普适性。其一，气体箔片轴承的刚度严格依赖负载。当不平衡磁力与转子自重同方向时，相当于增加转子重量，此时轴承的刚度也会变化，并且不一定减小。其二，虽然不平衡磁拉力对应的刚度是负值，但是气体箔片轴承的总刚度不能简单采用刚度叠加来计算。本质上，不平衡磁拉力是一种负载力，它会改变气体箔片轴承的静态工作点，也会影响轴颈的动态响应。因此准确的描述，需要进行基于磁-流-固耦合的转子动力学计算，将气膜的雷诺方程、轴颈的刚体运动方程联立求解，从而能完整地考虑不平衡磁拉力、不平衡质量力对系统实际影响特性。

本研究将建立基于磁-流-固耦合的气体箔片轴承-高速电机转子系统动力学模型，然后利用轨迹法求解轴颈从轴承中心处自由跌落的轨迹，获得静态工作点，并与文献解进行对比验证。进一步考察定转子对中、不对中两种情况下，不平衡磁拉力对系统动力学行为的影响。

1 轴承-电机转子系统模型

本文的研究对象为两端均由气体箔片轴承支撑的高速永磁电机转子。实际的高速永磁转子通常工作在一阶弯曲临界转速以下，为刚性转子。为消除左右两个轴承间的耦合作用，充分体现不平衡磁拉力对轴承转子系统的影响效果，特分析如图 1 所示的对称刚性转子系统，也即只研究单轴承-轴颈系统。

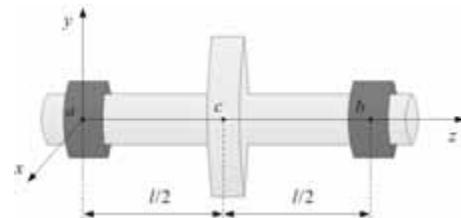


图 1 对称的气体箔片轴承-刚性转子系统示意图

对于考虑不平衡质量力以及不平衡磁拉力的电机转子，其静态平衡位置处水平、竖直方向的动力学微分方程如下：

$$\begin{cases} \ddot{Mx} = Me_m \omega^2 \cos(\omega t) + F_{bx}^{UMP} + 2F_{bx} \\ \ddot{My} = Me_m \omega^2 \sin(\omega t) + F_{by}^{UMP} + 2F_{by} \end{cases} \quad (1)$$

其中， M 为转子质量， e_m 为质量偏心距， ω 为转子转速， F_{bx}^{UMP} 、 F_{by}^{UMP} 分别为 x 、 y 方向的不平衡磁力，

F_{bx} 、 F_{by} 分别为 x 、 y 方向的气膜力, x 、 y 为转子轴颈相对于静平衡位置的位移。

为了便于计算, 可对式(1)进行无量纲化, 取 $\bar{M} = MC_0\omega^2/P_aR^2$, $\bar{X} = x/C_0$, $\bar{Y} = y/C_0$, $\varepsilon = e_m/C_0$, $\tau = \omega t$, $\bar{F}_{bx}^{UMP} = F_{bx}^{UMP}/P_aR^2$, $\bar{F}_{by}^{UMP} = F_{by}^{UMP}/P_aR^2$, $F_{bx} = F_{bx}/P_aR^2$, $F_{by} = F_{by}/P_aR^2$ 。其中, P_a 为标准大气压强, R 为轴颈半径, C_0 为轴承间隙, ω 为转子角速度。则无量纲化后的转子动力学方程为

$$\begin{cases} \bar{M}\ddot{\bar{X}} = \bar{M}\varepsilon\cos(\tau) + \bar{F}_{bx}^{UMP} + 2\bar{F}_{bx} \\ \bar{M}\ddot{\bar{Y}} = \bar{M}\varepsilon\sin(\tau) + \bar{F}_{by}^{UMP} + 2\bar{F}_{by} \end{cases} \quad (2)$$

2 基于耦合场的动力学分析

通过力的传递实现气膜流场-电机磁场-转子刚体运动的耦合。具体传递过程如流程图 2 所示, 具体步骤如下

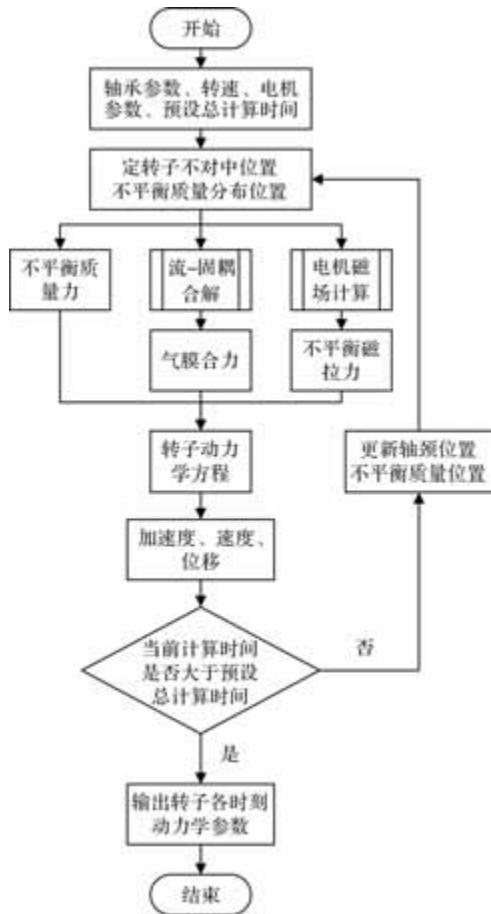


图 2 轨迹法计算流程图

(1) 给出轴颈初始位置及初始速度通过流-固耦合计算该工况下的气膜合力; 由不平衡质量位置分布计算不平衡质量力; 由定转子不对中率位置计算不平衡磁拉力。

(2) 由转子动力学方程计算转子的加速度。

(3) 通过 Verlet 算法计算轴颈在下一时间步的位移和速度。

(3) 由新的转子位移及速度计算气膜厚度、气膜合力、不平衡质量力、不平衡磁拉力。

(4) 重复上述步骤, 得到转子运动参数的时间序列。

2.1 气体箔片轴承的流-固耦合求解策略

图 3 为刚性表面气箔轴承截面示意图, 其中 O_b 为轴承座中心, O_j 为轴颈中心, e_b 为轴颈偏心距, θ_b 为静态偏位角。

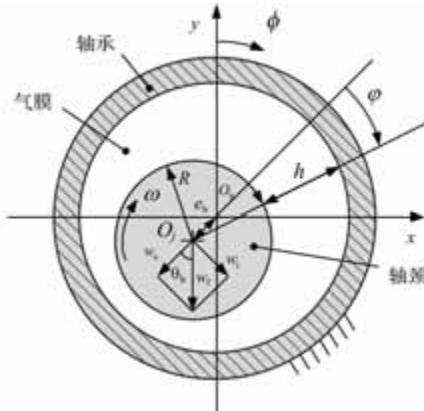


图 3 刚性表面气箔轴承截面示意图

气体箔片轴承的非定常气体润滑雷诺方程如下式:

$$\frac{\partial}{\partial x}(ph^3 \frac{\partial p}{\partial x}) + \frac{\partial}{\partial z}(ph^3 \frac{\partial p}{\partial z}) = 6\mu U \frac{\partial}{\partial x}(ph) + 12\mu \frac{\partial}{\partial t}(ph) \quad (3)$$

其中, p 为作用在气体微元上的压力, h 为气膜厚度, μ 为气体的动力粘度, U 为气流在 x 方向的速度分量。

对式(3)进行无量纲化处理, 各参数的无量纲形式如下: $\varphi = x/R$ 、 $\lambda = z/R$ 、 $\bar{h} = h/C_0$ 、 $\bar{p} = p/P_a$ 、 $U = \omega R$ 、 $\tau = \omega t$, 于是, 式(3)的无量纲方程如下

$$\frac{\partial}{\partial \varphi}(\bar{p}\bar{h}^3 \frac{\partial \bar{p}}{\partial \varphi}) + \frac{\partial}{\partial \lambda}(\bar{p}\bar{h}^3 \frac{\partial \bar{p}}{\partial \lambda}) = \Lambda \frac{\partial}{\partial \varphi}(\bar{p}\bar{h}) + 2\Lambda \frac{\partial}{\partial \tau}(\bar{p}\bar{h}) \quad (4)$$

其中, $\Lambda = 6\mu\omega (R/C_0)^2/P_a$, Λ 为轴承数。

外载荷的方向由载荷角 α_f 表示, 其计算式为

$$\alpha_f = \arctan\left(\frac{F_x}{F_y}\right) \quad (5)$$

将式(2)和式(4)进行耦合求解, 采用交替隐式迭代法求解非定常气体润滑雷诺方程, 为提高计算

速度，可以引入松弛迭代策略。流-固耦合的迭代流程如图 4 所示，具体步骤如下：

(1) 根据偏心距 e_b^n 、偏位角 θ_b^n ，计算气膜厚度 h^n 。

(2) 进行气膜厚度迭代计算，直至收敛，接下来求解气膜压力 P^n 。

(3) 进行气膜压力迭代计算，直至收敛，输出新的偏位角 θ_b^{n+1} 、载荷角 α_f^{n+1} 、气膜压力 P^{n+1} 、气膜厚度 h^{n+1} 。

(4) 判断载荷角 α_f 是否收敛，若收敛输出流-固耦合结果，若不收敛更新偏位角，返回第(1)步。

(5) 重复上述步骤，直至满足所有收敛条件。

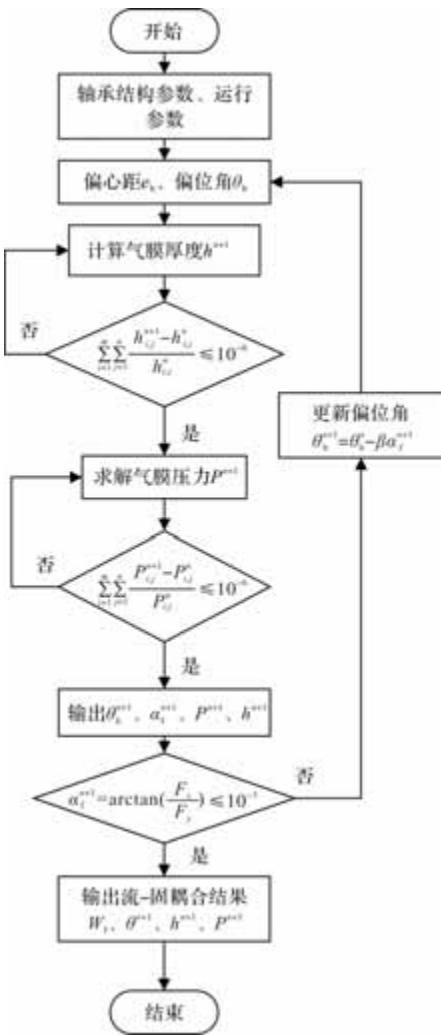


图 4 流-固耦合求解流程

采取 Verlet 算法对转子运动的微分方程进行求解。由于气体箔片轴承转子系统在动力学行为上表现出强非线性，初值对系统动力学行为影响很大。为此，需要构造同时包含速度信息的迭代格式来计算任意时刻轴颈的位移及速度。 x 方向的位移及速度迭代格式如式(6)。

$$\begin{cases} x_{n+1} = x_n + v_n \Delta t + \frac{1}{2} a_n (\Delta t)^2 \\ v_{n+1} = v_n + \frac{1}{2} (a_n + a_{n+1}) \Delta t \end{cases} \quad (6)$$

其中， $n, n+1$ 分别为 t 时刻、 $t+\Delta t$ 时刻。 y 方向的位移及速度迭代格式与 x 方向相同。

第 n 步转子的偏心距 $e_b(n)$ 和偏位角 $\theta_b(n)$ 为

$$\begin{cases} e_b(n) = \sqrt{x_n^2 + y_n^2} \\ \tan(\theta_b(n)) = \frac{x_n}{y_n} \end{cases} \quad (7)$$

2.2 不平衡磁拉力模型

当永磁转子轴线与定子轴线不对中时，定转子气隙磁场的径向、周向磁通密度沿着转子圆周方向非均匀分布。在转子表面麦克斯韦应力综合作用下，转子一方面旋转，另一方面被朝向气隙最薄方向吸引。引起定转子不对中的原因有很多，比如箔片的变形、转子的静态平衡位置、转子的涡动、制造或装配时的误差等。实际运行的转子具有涡动特点，因此定转子的不对中量和不对中方位角随时间变化，所以不平衡磁拉力也是时变的。

永磁电机的定转子不对中示意图如图 5 所示。其中 O_s 为定子中心， e_s 为转子偏心距， θ_s 为转子旋转角度。

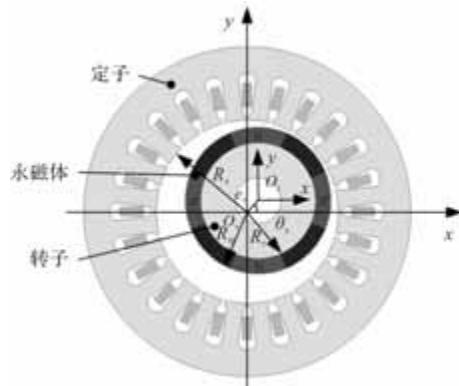


图 5 开槽偏心永磁电机的二维有限元模型

相对复数磁导函数可用于描述永磁电机开槽效应。考虑定子开槽、定转子不对中，永磁电机气隙磁场可以表达为

$$\begin{cases} B_{r-slot}^{(ec)} = B_{r-slotless}^{(ec)} \lambda_{real} + B_{\theta-slotless}^{(ec)} \lambda_{imag} \\ B_{\theta-slot}^{(ec)} = B_{\theta-slotless}^{(ec)} \lambda_{real} - B_{r-slotless}^{(ec)} \lambda_{imag} \end{cases} \quad (8)$$

其中， $B_{r-slot}^{(ec)}, B_{\theta-slot}^{(ec)}$ 分别为定子有槽、不对中下气隙的径向、周向磁密； $B_{r-slotless}^{(ec)}, B_{\theta-slotless}^{(ec)}$ 分别为定子无槽、不对中下气隙的径向、周向磁密； $\lambda_{real}, \lambda_{imag}$ 分别为相对复数气隙磁导的实部和虚部。

根据 Maxwell 应力张量法的理论知识，二维坐

标系中，气隙任意半径处所受的径向、周向电磁力可表示为

$$\begin{cases} F_r = L_{ef}r \int_0^{2\pi} \frac{1}{2\mu_0} (B_r^2 - B_\theta^2) d\theta \\ F_\theta = L_{ef}r \int_0^{2\pi} \frac{1}{\mu_0} B_r B_\theta d\theta \end{cases} \quad (9)$$

其中， L_{ef} 为永磁电机的轴向长度， r 为气隙中以转子为圆心的任意圆周半径， B_r 、 B_θ 分别为半径 r 处气隙磁密的径向、周向分量。

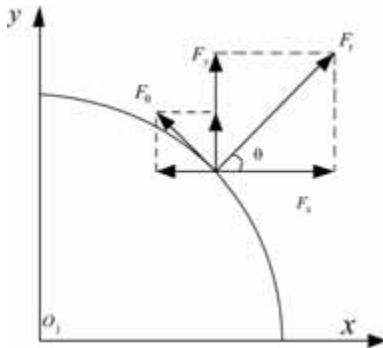


图 6 直角坐标系与极坐标系的转换

根据图 6 所示的坐标变换，可得到转子在 x 、 y 方向上的不平衡磁拉力。

$$\begin{cases} F_x = L_{ef}r \int_0^{2\pi} \left[\frac{1}{2\mu_0} (B_r^2 - B_\theta^2) \cos\theta - \frac{1}{\mu_0} B_r B_\theta \sin\theta \right] d\theta \\ F_y = L_{ef}r \int_0^{2\pi} \left[\frac{1}{2\mu_0} (B_r^2 - B_\theta^2) \sin\theta + \frac{1}{\mu_0} B_r B_\theta \cos\theta \right] d\theta \end{cases} \quad (10)$$

3 算例及分析

本文以一台由气体箔片轴承支撑的高速永磁电机为例，对开槽偏心永磁电机的不平衡磁拉力进行求解，分析轴承-轴颈不对中、定转子不对中两种情况下轴承-电机转子系统的动力学行为。轴承和永磁转子的参数如表 1 所示。

表 1 轴承-电机转子系统参数

参数	数值	参数	数值
轴颈半径 R/mm	19.05	定子半径 R_s/mm	25.5
轴承长度 L/mm	38.1	转子半径 R_r/mm	20
半径间隙 $C_0/\mu m$	20	永磁体厚度/mm	5
气体粘度 $\mu/N \cdot s/m^2$	1.8e-5	极对数	4
环境压力 P_a/Pa	1e5	转子质量 M/kg	9

3.1 不平衡磁拉力算例验证

计算了转子旋转角度 $\theta_s = 60^\circ$ 时，不对中比率 ξ

= 0.2 ~ 0.5 下的不平衡磁拉力。其与有限元解的相对误差见表 2，其误差均在 10% 以内。从而验证了本文提出的不平衡磁拉力解的正确性，可以用于后续耦合场迭代计算。

表 2 $\theta_s = 60^\circ$ 不平衡磁拉力解析解与有限元解相对误差

不对中率 ξ	不平衡力	有限元解/N	解析解/N	误差/%
0.2	F_x	44.32	48.98	9.5
	F_y	76.66	84.84	9.7
0.3	F_x	66.35	73.04	9.2
	F_y	115.20	126.51	8.9
0.4	F_x	89.37	97.10	8.0
	F_y	154.97	168.19	7.8
0.5	F_x	112.55	121.16	7.1
	F_y	194.75	209.86	7.2

3.2 不平衡力对动力学的影响

3.2.1 静态工作点算例验证

不考虑质量偏心以及不平衡磁力，转子从轴承座中心处释放，自由跌落的轨迹如图 7 所示。由于自重，转子首先竖直向下运动。当转子接近轴承表面时，由于气膜压力的作用，转子轨迹发生偏转，向左上方反弹。经历一段瞬态响应后，轴心轨迹最终收敛到轴承的静态工作点在第三象限，坐标为 $(-8.96102 \times 10^{-6}, -1.32432 \times 10^{-5})$ ，对应的偏心率和偏位角分别为 0.7997 和 34.05° 。

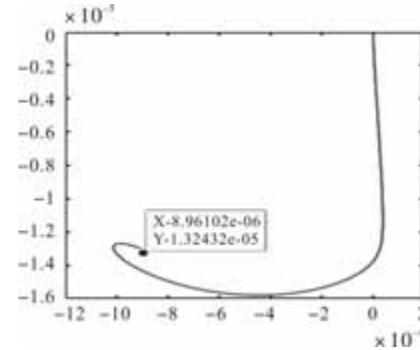


图 7 轴心轨迹图

采用轨迹法求解的轴承静态工作点与文献 [16] 的结果对比见表 3，其中轴承数 $\Lambda = 0.6$ 、长径比 $L/D = 1.0$ 。

表 3 静态工作点比较

	轨迹法	文献 [54]
偏心率 ε_b	0.7997	0.8
偏位角 $\theta_b/^\circ$	34.05	36.98

由比较结果可以看出，采用轨迹法求解得到的静态偏心率和偏位角与文献 [16] 的误差分别为

0.04% 和 8%。这验证了本文所提出轨迹法的正确性，可以用于进行后续的轴承转子系统动力学研究。

3.2.2 固定转速下的不平衡磁拉力影响

当转速 $\omega = 60,000 \text{ r/min}$ ，转子自由跌落过程中，有/无不平衡磁拉力对其动力学特性的影响规律。稳态阶段的转子轴心轨迹、相图、y 方向位移的频谱如图 8、图 9 所示。

当不考虑不平衡磁拉力时(算例 A)，计算结果如图 8(a)所示，其中转子轴心轨迹呈密集的螺旋圆环。由图 8(b)的相图可知，此时转子作周期运动。由图 8(c)可知，系统出现了 151.511 Hz、304.317 Hz、1000 Hz 三个频率成分。前两个频率由气膜自激振动引起，称为亚同步涡动频率，第三个频率 1000 Hz 是转子工频，由不平衡质量力激发。轴颈位移时域信号由第 1 个和第 3 个频率为主导，151.511 Hz 所对应的幅值是转子工频的 3 倍，而 304.317 Hz 所对应的幅值是转子工频的 17.5%。

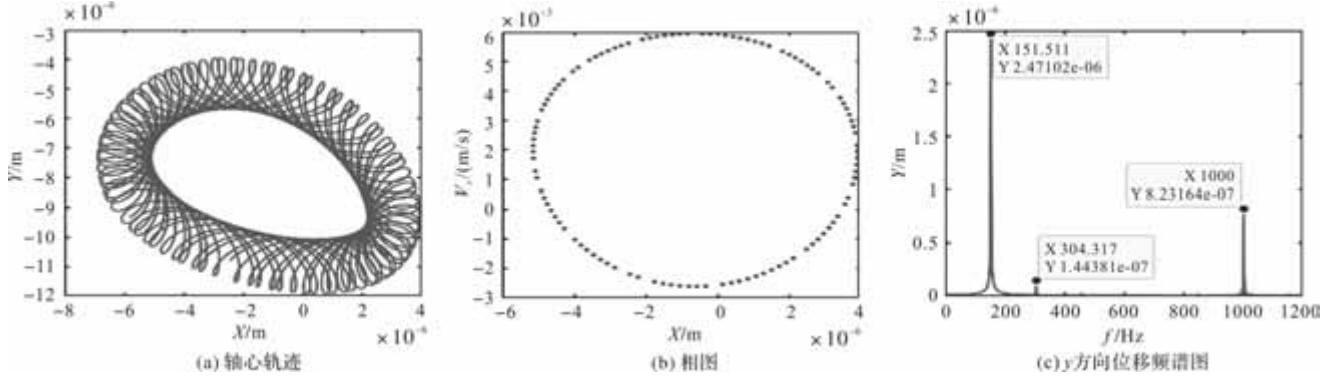


图 8 无不平衡磁拉力，有不平衡质量力(质量偏心距 $e = 0.8 \mu\text{m}$)

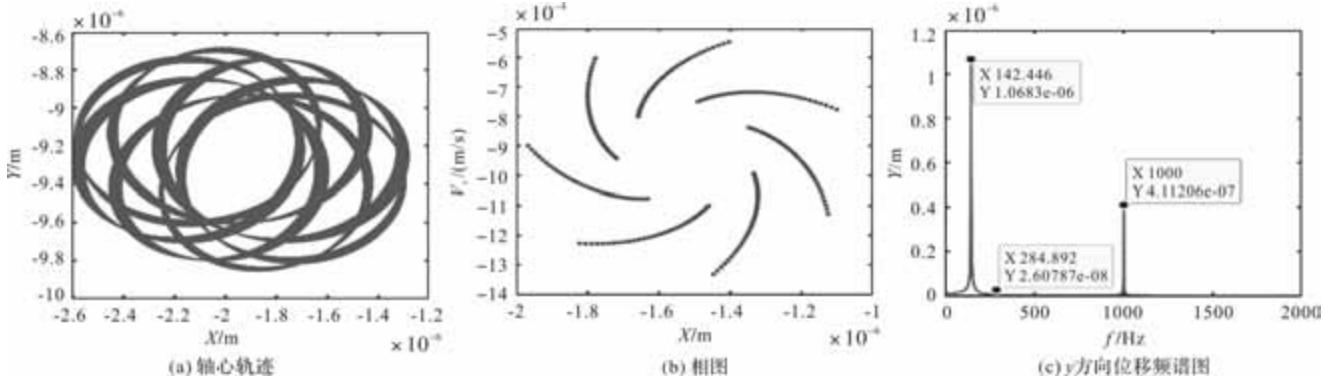


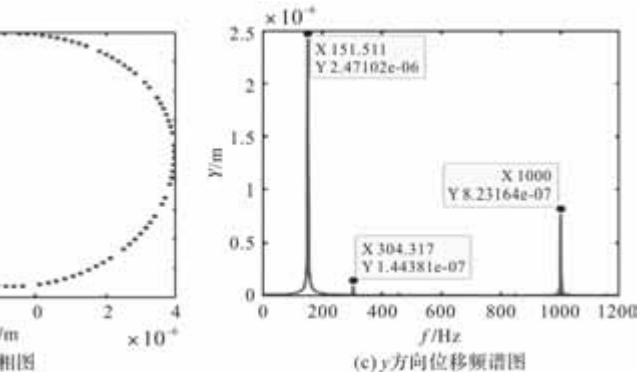
图 9 有不平衡磁拉力，有不平衡质量力(质量偏心距 $e = 0.8 \mu\text{m}$)

3.2.3 不平衡磁拉力幅值的影响

为了考察不平衡磁拉力幅值对系统动力学特性的影响，特将不平衡磁拉力最大值增大到转子自重的 71%，当转速 $\omega = 60,000 \text{ r/min}$ (算例 C)，计算出的轴心轨迹和位移信号如图 10 所示。由图 10(a)可以看出，转子轴心轨迹为规整的椭圆，较图 8(a)和图 9(a)的情况，获得很大的改善。图 10(b)显示

当考虑不平衡磁拉力时(不平衡磁拉力最大值占转子自重 13%—算例 B)，转子的轴心轨迹、相图、时域信号频谱分别如图 9(a)、图 9(b)、图 9(c)所示。对比图 8(a)和图 9(a)可知，当考虑不平衡磁拉力后，转子的轴心轨迹发生明显变化。图 9(b)显示，转子在到达稳态阶段后作拟周期运动。图 9(c)显示，位移信号由 142.446 Hz、284.892 Hz、1000 Hz 三个频率组成，其中第 1 个和第 3 个频率为主导，142.446 Hz 所对应的幅值是转子工频的 2.6 倍，而 284.892 Hz 所对应的幅值是转子工频的 6%。

综合表明，不平衡磁拉力对转子稳态轴心轨迹有明显影响，并且会减小转子亚同步涡动频率及对应的幅值。本算例表明，考虑不平衡磁拉力后，亚同步涡动频率从 151.511 Hz 降低到 142.446 Hz，亚同步涡动幅值减小约 43%，同步振动幅值减小了约 50%。这表明不平衡磁拉力对转子系统亚同步涡动具有一定的抑制作用。



系统只出现 124.317 Hz、1000 Hz 两个频率，频率 124.371 Hz 频率的幅值仅为转子工频的 8%。对比图 10(b)和图 9(c)，可以发现，不平衡磁拉力最大值由占转子自重 13% 增加到 71% 后，一个 284.892 Hz 的涡动频率消失，另一个涡动频率由 142.446 Hz 减小到了 124.317 Hz，对应的幅值更是减小了两个数量级。此算例表明，增大不平衡磁拉力对抑制转

子亚同步涡动的作用更加明显。

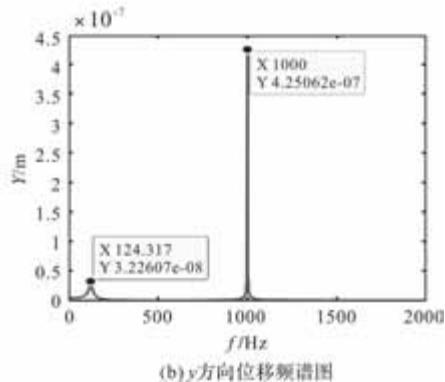
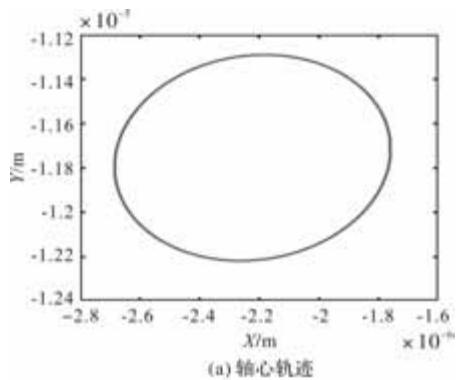


图 10 不平衡磁拉力最大值为转子自重的 71%

为了探究不平衡磁拉力幅值对亚同步振动的抑制机理, 特作出上述算例 B 和算例 C 中, 不平衡磁拉力的时域图和轴承气膜厚度分布, 如图 11 和图 12 所示。

图 11(a) 显示, 当不平衡磁拉力占转子自重的 13% 时, 系统到达稳态阶段后, x 方向的磁拉力指向 x 轴负方向, 其均值约为 -3N , y 方向的磁拉力指向 y 轴负方向, 其均值约为 -12N , 相当于给转子施加了一个西南方向的合力。图 11(b) 表示, 最小气膜厚度约为 $10.6 \mu\text{m}$ (无量纲大小 0.525844), 落在第三象限。

算例 C 种, 不平衡磁拉力的时域信号如图 12 (a) 所示, x 、 y 两个方向上的不平衡磁拉力均指向负方向, 其均值分别为 -10N 、 -65N 。最小气膜厚度大小约为 $8 \mu\text{m}$ (无量纲大小 0.395626), 且位于在第三象限, 如图 12(b) 所示。

综上分析可知, 相对于算例 B, 算例 C 中不平衡磁拉力的 y 方向分量增大了 53N 。这相当于进一步增加了转子自重。不平衡磁拉力的 x 方向分量增大了 7N , 这意味着给转子施加了一个更大的向左的水平推力。在较大不平衡磁拉力作用下, 最小气膜厚度从 $10.6 \mu\text{m}$ 减小到了 $8 \mu\text{m}$ 。这与学者们之前所采取的“在箔片间塞垫片”和“增加轴承预紧”等技术来抑制亚同步涡动的原理是相同的, 即通过减小工作气膜厚度, 达到提高转子稳定性效果。

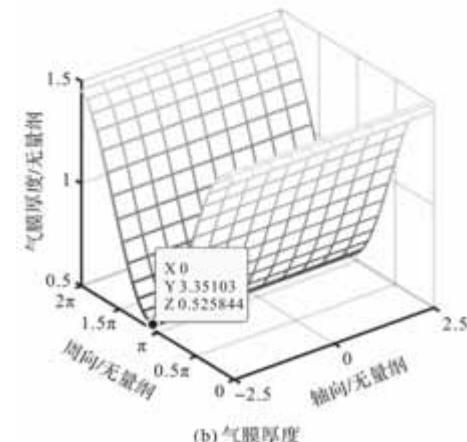
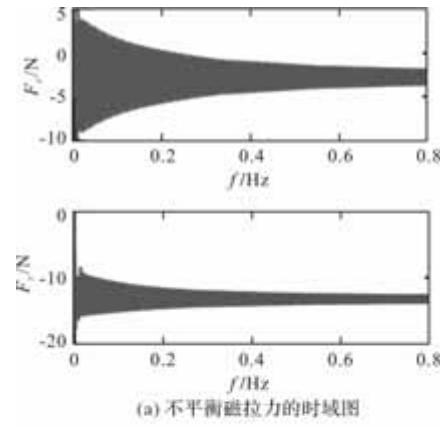


图 11 不平衡磁拉力最大值占转子自重 13%

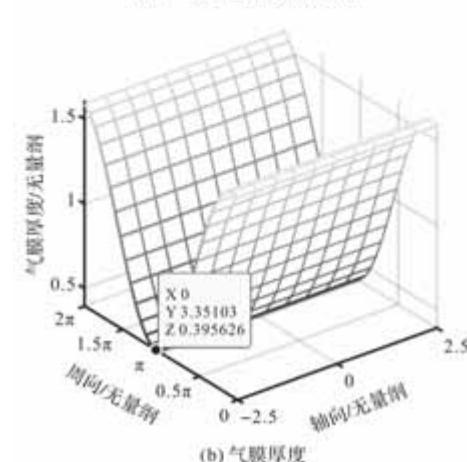
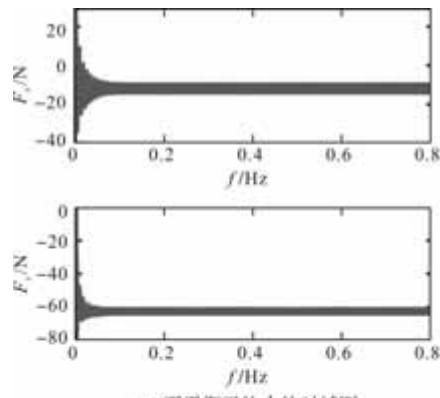


图 12 不平衡磁拉力占转子自重 71%

3.2.4 不同转速下不平衡磁拉力的影响

当不平衡磁拉力最大值占转子自重 71%，对比研究 3 个转速，即 45,000 r/min、60,000 r/min、75,000 r/min 下，转子在不平衡磁拉力、不平衡质量力、气膜力、重力共同作用下的位移信号和轴心轨迹。由图 13(a)可以看出，三个不同转速下的转子稳态轴心轨迹都是椭圆形。这表明，不平衡磁拉力对不同转速下的亚同步涡动都具有良好的抑制作用。并且随着转速的升高，转子的轴心轨迹减小，静平衡位置向轴承中心处移动。这是因为气膜刚度和气膜压力均随转速升高而增大，所以高速下的涡动半径小，而且仅需要较小的偏心率即可让气膜力与负载平衡。图 13(b)显示，转速为 45,000 r/min、60,000 r/min、75,000 r/min 时，系统达到稳态的响应时间分别约为 0.07 s、0.1 s、0.14 s。这表明随着转子转速的升高，自由跌落工况的瞬态阶段时间变长，即转子需要更多的调整时间达到稳态。

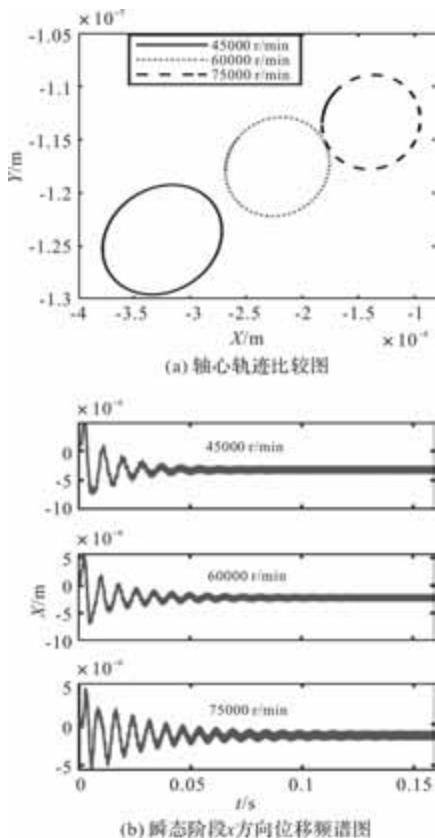
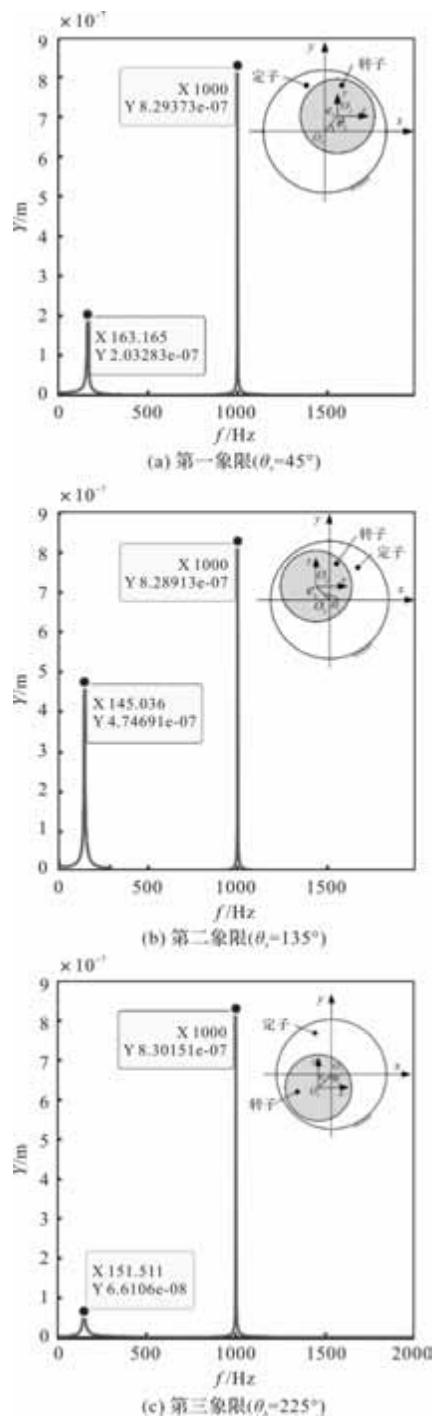


图 13 不平衡力在不同转速下系统的动态特性
(质量偏心距 $e = 0.8 \mu\text{m}$)

3.3 初始偏心对系统的影响

上述定转子同心时(对中)的计算表明，不平衡磁拉力有利于减轻或消除亚同步涡动。这是具有启

发意义的。在工程中，可以人为设置或调整定转子偏心(不对中)状态，实现亚同步涡动的抑制。为了验证所提思路，本节考察存在初始安装偏心时，即电机转子轴心分别处于第一象限($\theta_s = 45^\circ$ —算例 D)、第二象限($\theta_s = 135^\circ$ —算例 E)、第三象限($\theta_s = 225^\circ$ —算例 F)、第四象限($\theta_s = 315^\circ$ —算例 G)，转子自由跌落的动力学特性。算例中，转速 $\omega = 60,000 \text{ r/min}$ ，初始偏心距 $e_s = 20 \mu\text{m}$ (不平衡磁拉力约占转子自重的 25%)。系统在稳态阶段 y 方向位移的频谱如图 14 所示。



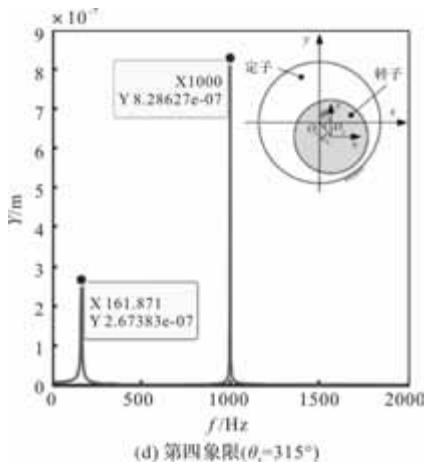
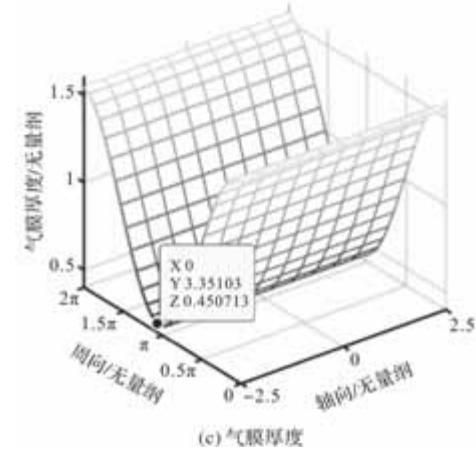
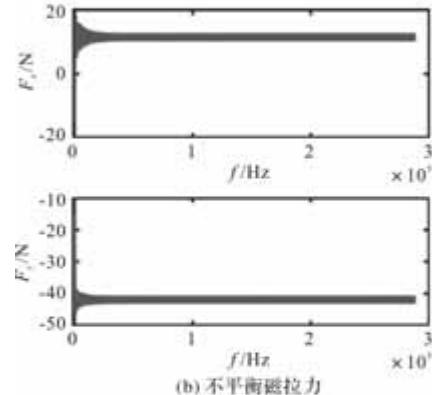
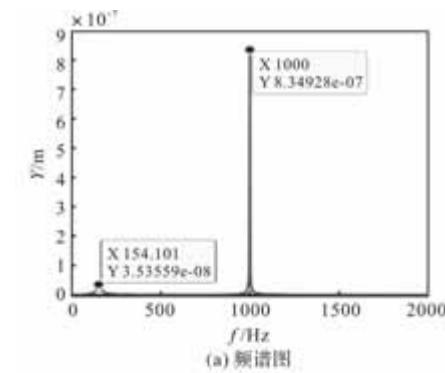


图 14 不平衡力在不同初始偏心下系统稳态

阶段频谱图(初始偏心距 $e_s = 20\mu\text{m}$)

由图 14(a)~(d)可以看出, 电机转子轴心初始在第一、二、三、四象限, 位移信号都会包含两个频率, 分别为亚同步涡动频率和同步振动频率。与定转子对中时算例 B 的计算结果图 9(c)作比较, 考虑定转子不对中的算例 D-G 中, 位移信号没有 284.892Hz 这一频率成分, 同步振动的幅值从 0.4 μm 增加到 0.8 μm 。较定转子对中情况, 算例 D 的亚同步涡动频率变化最大, 从 142.466Hz 增加到 163.165Hz, 所对应幅值减小了 20%。综上表明, 定转子不对中位置在第 3 象限时, 亚同步涡动最小。而第 3 象限正好是轴承静态工作点所在象限。

为了进一步研究定转子不对中位置在第 3 象限时对转子振动的影响, 特增大定转子偏心率, 即提高不平衡磁拉力的最大值。定转子不对中位置在第三象限($\theta_s = 225^\circ$), 偏心距 $e_s = 30\mu\text{m}$ (算例 H) (不平衡磁拉力约占转子自重的 37%) 的计算结果如图 15 所示。图 15(a)显示, 位移信号中除了有工频 1000Hz, 还有一个 154.1011Hz 的亚同步涡动频率, 其幅值为工频的 4%。相对于算例 F, 有了明显的减小。图 15(b)显示, 稳态阶段, 不平衡磁拉力对转子的作用, 等效于在转子上施加一个 42N 竖直向下的力, 和一个 15N 水平向右的力。这相当于给转子施加了一个沿东南方向的合力。图 15(c)为对应的气膜厚度分布。最小气膜厚度为 9 μm 。综上表明, 增加定转子不对中量后, 有利于进一步降低亚同步涡动, 其机理有待进一步的研究。

图 15 转子在第三象限有初始偏心($e_s = 30\mu\text{m}, \theta_s = 225^\circ$)

4 结语

本文以气体箔片轴承支撑的电机转子系统为研究对象, 建立了轴承-电机转子系统的动力学方程, 采用相对复数磁导函数求解开槽偏心永磁电机不平衡磁拉力, 将转子动力学方程与非定常气体润滑雷诺方程进行耦合求解, 利用轨迹法得到了转子从轴承中心处释放后的运动轨迹, 并分析转速、不平衡磁拉力、电机转子初始偏心等因素对系统动力学特性的影响。结论如下:

- (1) 定转子对中时, 不平衡磁拉力对转子系统亚同步涡动具有一定的抑制作用。而且增大不平衡磁拉力对抑制转子亚同步涡动的作用更加明显。

(2) 定转子对中时, 不平衡磁拉力对不同转速下的亚同步涡动都具有良好的抑制作用。

(3) 定转子不对中位置在第3象限时, 亚同步涡动最小。而第3象限正好是轴承静态工作点所在象限。增加定转子不对中量后, 有利于进一步降低亚同步涡动。

参考文献

- [1] PEIRS J, VLEUGELS P, WAUMANS T, et al. High-speed bearings for micro gas turbines: stability analysis of foil bearings [J]. Journal of Micromechanics and Microengineering, 2006, 16(9): S282-S9.
- [2] 张宏杰, 杨柳. 空气悬浮高速永磁电机系列化设计及发展趋势 [J]. 风机技术, 2019, (S1): 4.
- [3] 靳彩妍, 徐方程, 吴孟龙, 等. 空气轴承支撑的燃料电池离心空压机转子动力学分析 [J]. 汽车零部件, 2020, (11): 4.
- [4] HESHMAT, H. Advancements in the Performance of Aerodynamic Foil Journal Bearings: High Speed and Load Capability [J]. Journal of Tribology, 1994, 116(2): 287-295.
- [5] 岳二团, 甘春标, 杨世锡. 气隙偏心下永磁电机转子系统的振动特性分析 [J]. 振动与冲击, 2014, 33(8): 6.
- [6] GUSTAVSSON R K, AIDANP J O. The influence of nonlinear magnetic pull on hydropower generator rotors [J]. Journal of Sound and Vibration, 2006, 297 (3-5): 551-562.
- [7] 郭丹, 何永勇, 褚福磊. 不平衡磁拉力及对偏心转子系统振动的影响 [J]. 工程力学, 2003, 20(2): 116-121.
- [8] 王跃方, 黄丽华, 胡家火斤. 磁拉力对电机的转子动力学特性的影响 [J]. 力学与实践, 1996, 18(4): 3.
- [9] 张雷克, 马震岳. 不平衡磁拉力作用下水轮发电机组转子系统碰撞动力学分析 [J]. 振动与冲击, 2013, 32 (8): 8.
- [10] XIANG C, LIU F, LIU H, et al. Nonlinear dynamic behaviors of permanent magnet synchronous motors in electric vehicles caused by unbalanced magnetic pull [J]. Journal of Sound & Vibration, 2016; 277-294.
- [11] 刘锋, 刘辉, 项昌乐, 等. 基于多尺度法的电机转子在不平衡磁拉力作用下的自由振动特性分析 [J]. 机械工程学报, 2017, 53(16): 9.
- [12] 韩东江, 杨金福, 耿加民, 等. 高速永磁电动机气体轴承-转子系统振动特性 [J]. 航空动力学报, 2013, (8): 6.
- [13] CHONG D, ILYA P, PYRHONEN J J, et al. Unbalanced Magnetic Pull Compensation With Active Magnetic Bearings in a 2 MW High-Speed Induction Machine by FEM [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2018, PP: 1-13.
- [14] 郝龙, 杨金福, 唐长亮. 变负载工况下高速永磁电机转子动力学特性试验研究 [J]. 振动与冲击, 2018, (15): 1-5.
- [15] HAO L I, GENG H, LIN H, et al. Analysis on dynamical properties of the foil bearing rotor system with the unbalanced magnetic pull [J]. International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics, 2020.
- [16] 虞烈, 戚社苗, 耿海鹏. 可压缩气体润滑与弹性箔片气体轴承技术 [M]. 北京: 科学出版社, 2011: 33-64.

(上接第 22 页)

- [8] 孙淑媛, 李小清. 永磁同步电机参数辨识及 MTPA 和前馈控制研究 [J]. 组合机床与自动化加工技术, 2024 (10): 115-119.
- [9] 刘少博, 王高林, 王奇维, 等. 永磁同步电机参数在线辨识方法研究综述 [J]. 东北电力大学学报, 2024, 44 (03): 1-10.
- [10] 姜晓亮. 基于扩展卡尔曼滤波器的交流永磁同步电机参数辨识 [D]. 南京师范大学, 2011.
- [11] 徐玺声, 颜黎明, 郭鑫, 等. 基于 DUKF 参数辨识的永磁电机无差拍预测控制 [J]. 电气工程学报, 2025, 20 (01): 65-77.
- [12] 李洪凤, 徐浩博, 徐越. 扩展卡尔曼滤波参数辨识下永磁同步电机模型预测转矩控制 [J]. 电机与控制学报, 2023, 27(09): 19-30.

- [13] 张超硕, 储剑波. 基于增量模型的 PMSM 鲁棒性模型预测控制算法研究 [J]. 电机与控制应用, 2024, 51 (07): 21-32.
- [14] 汪琦, 王爽, 付俊永, 等. 基于模型参考自适应参数辨识的永磁同步电机电流预测控制 [J]. 电机与控制应用, 2017, 44(07): 48-53.
- [15] 刘刚, 张婧, 郑世强, 等. 基于参数在线辨识的高速永磁电机无差拍电流预测控制 [J]. 电机与控制学报, 2023, 27(09): 98-108.
- [16] 邱建琪, 林俊鹏, 王剑, 等. 考虑电机磁饱和特性的车用永磁同步电机多参数辨识方法 [J]. 电机与控制学报, 2025, 29(08): 1-9.
- [17] 吴翊铭. 基于 PWM 整流的永磁同步发电机系统稳压控制技术研究 [D]. 杭州: 浙江大学, 2021.

基于形状记忆合金的双模式超声电机研究

何卢锦昀，陈祺，李华峰，杨淋

(南京航空航天大学 航空学院, 南京 210016)

摘要：本文针对航天领域中航天器上飞轮、力矩陀螺等器件产生的微振动隔离技术需求日益提高的现状，提出并研制了一种基于形状记忆合金的双模式超声电机。通过引入基于形状记忆合金驱动的转子提拉机构，实现了行波超声电机中定子和转子之间预压力的动态调控，使超声电机可以在摩擦驱动与振动隔离两个模式间自由切换。通过形状记忆合金丝的选型以及实验测试，确认了合金丝的力学特性以及性能参数。结合理论计算以及有限元仿真，设计并验证了转子提拉机构的关键部件尺寸参数，制作了形状记忆合金丝驱动的提拉机构样机，对合金丝的装载方式以及驱动稳定性进行测试、最后组装了双模式超声电机的原理样机并对其运行特性进行了实验验证。实验结果表明，合金丝通电激活后，转子被拉离定子，预压力归零，电机进入隔振模式；合金丝断电后，转子由弹簧下压回定子，预压力回复到原数值，电机进入正常驱动模式，基本验证了本设计的有效性。本研究通过理论计算-三维建模-仿真优化-样机验证的系统研究方法，对拓展超声电机的研究范围有重要参考价值。

关键词：行波超声电机；预压力调控；形状记忆合金；微振动隔离

中图分类号：TM359.9 文献标志码：A 文章编号：1001-6848(2025)12-0065-08

Research on Dual-mode Ultrasonic Motor Based on Shape Memory Alloy

HE Lujinyun, CHEN Qi, LI Huafeng, YANG Lin

(School of Aviation Academy, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China)

Abstract: In response to the growing technical requirements for isolating micro-vibrations generated by spacecraft components such as flywheels and control moment gyroscopes in the aerospace field, this study proposed and developed a dual-mode ultrasonic motor based on shape memory alloy (SMA) wires. By incorporating a rotor lifting mechanism driven by SMA wires, dynamic regulation of the pre-pressure between the stator and rotor in a Traveling Wave Ultrasonic Motor is achieved. Through the selection of SMA wire specifications and their corresponding driving power supplies, the ultrasonic motor's rotor was effectively pulled away from the stator in vibration isolation mode. First, the working principle of the SMA wire-driven rotor lifting mechanism was validated using the finite element method (FEM), and its geometric dimensions were optimized. Subsequently, a prototype of the SMA wire-driven lifting mechanism was fabricated to test the optimal loading configuration and driving stability of the SMA wires. Finally, a functional prototype of the dual-mode ultrasonic motor was assembled, and its operational characteristics were experimentally verified. Experimental results indicate that when the SMA wires were electrically activated, the rotor within the prototype was pulled away from the stator during operation, entering vibration isolation mode with the pre-pressure reduced to zero. Upon deactivation of the SMA wires, the rotor gradually re-engages with the stator, returning to normal operation mode, and the pre-pressure recovers to its original value, thereby confirming the design's validity. This study adopted a systematic research approach-combining theoretical modeling, simulation optimization, and prototype validation-providing significant insights for the design of high-performance vibration isolation mechanisms in aerospace payload applications.

Key words: traveling wave ultrasonic motor; pre-pressure regulation; shape memory alloy; micro-vibration isolation

0 引言

随着高分辨率光学载荷、深空望远镜、星间激光通信等航天活动的不断发展，航天器携带的高性能载荷对姿态稳定度和指向精度的要求越来越高，

因此对于由航天器上飞轮、力矩陀螺等器件产生的微振动的隔离技术提出了更高要求^[1]。目前的航天器隔振系统主要分为被动隔振与主被动联合隔振两类，对于实际应用来说，被动隔振容易实现并且成本较低，但无法隔离低频振动。主被动联合隔振具

收稿日期：2025-07-12

基金项目：国家自然科学基金项目(52277055, 52375058)

作者简介：何卢锦昀(1999)，男，硕士研究生，研究方向为双模式超声电机仿真分析、超声电机结构设计等。

有可靠性高、能够隔离大频带扰动的特点，但是结构复杂、耗能高且造价昂贵^[2-3]。

针对市场对隔振平台的需求，文献[4]提出了一种全新的基于特种超声电机的航天器超静隔振调姿平台，它由载荷模块和支持模块构成，其运行原理是通过超声电机控制的三自由度机械臂来实现对载荷模块的柔性捕获、三个旋转自由度调姿以及释放，具有节能、响应快、定位精度高等优点。在该新型隔振平台中，特种超声电机是核心和关键。一般的超声电机具有、低速大转矩、响应速度快、对运行环境中的磁干扰屏蔽能力强等优点，但由于其摩擦驱动的工作原理以及断电自锁的特性，电机定、转子之间的直接接触会导致机械臂以及精密载荷之间形成刚性连接。此时，机体上产生的所有震动就会直接传导至精密载荷，影响其正常运行，故不能满足航天器精密载荷的隔振需求。本研究设计的双模式超声电机旨在通过对内部定、转子之间预压力的控制，实现对航天器携带的精密载荷进行位姿调整或超静隔振的运行需求，保证了航天器在部分特种工况下的运行可靠性。

目前对于超声电机驱动机理和结构设计的研究都集中于如何提高其摩擦驱动模式时的输出性能^[5]。陈超构建了定子的半解析动力学模型^[6]，通过分析定子齿和转子的三维接触驱动机理，并结合柔性转子刚柔耦合的动力学模型得到了旋转电机的较为完整的数学模型^[7]。Li 建立了 V 型直线电机包括定子、摩擦界面以及动子在内的动力学模型以预测其机械性能^[8]。为满足超声电机预压力即时调节的需求，Jürénas 等设计了一种双压电陶瓷环的多自由度超声电机^[9]，该电机通过法兰和螺栓将预压力加载在球形转子压在乐电陶瓷环之间，通过控制螺栓来调节转子的预压力。MUSTAFA 等提出了一种超声电机动态预压力控制方案^[10]，通过压电线性执行器(PLA)实时动态调节预载，结合频率控制，使电机在更宽负载范围内均能保持较高的运行效率。潘志泳等设计了贴片式圆盘定子多自由度超声电机^[11]，该电机的预压力结构由球头柱塞、螺母、端盖和底座组成，通过控制球头柱塞的旋进量来控制预压力的变化。郭语等设计了一种基于多模态复合型压电振子的球形超声电机^[12]，该电机通过粘贴在压电振子上压电陶瓷的逆压电效应，使振子驱动足产生空

间运动，并在预压力的作用下利用摩擦驱动球转子转动。该电机的预压力加载机构通过旋转螺栓压缩弹簧，在支撑板的杠杆作用下将振子驱动足压在球转子表面。预压力大小可通过弹簧刚度和螺栓旋进距离进行估算与调节。虽然螺栓预紧机构在超声电机预压力的调节中具有便利性，但是大多数电机的预压力调节结构及其工作原理尚不完善，无法满足航天器的高性能载荷在隔振控制中的快速响应以及高效调节的需求，这制约了相关超声电机的发展和实际应用。

针对上述问题，笔者设计出一种基于形状记忆合金(shape memory alloy, SMA)丝的双模式超声电机。该电机运用 SMA 丝通电升温后产生收缩拉力、断电冷却后伸长回复返还拉力的原理来调节定、转子间的预压力，进而通过控制 SMA 丝的升温与冷却来实现超声电机在摩擦驱动模式与振动隔离模式间的切换。该电机具有结构简单、模式切换便捷、响应时间快、切换效率高等优点，能够满足航天器高性能载荷的隔振需求。

1 结构设计及工作原理

1.1 结构设计

本文提出的双模式超声电机结构如图 1 所示，它由定子、底座、SMA 丝转子提拉机构和 SMA 丝引线机构组成。SMA 丝引线机构由滑环、引线端盖、径向限位块、轴向限位块以及薄壁轴承组成。电机内部利用 2 枚薄壁轴承在 SMA 丝绕线板的上下两侧对其进行轴向限位，利用轴向限位块与径向限位块保证绕线板旋转时的对中性，进而确保 SMA 丝转子提拉机构的相关部件在运行时的同轴度。SMA 丝转子提拉机构的结构如图 2 所示，三根双程 SMA 丝分别从转子靠近外缘的上表面经过绕线板的回绕后由压块进行固定，实现了对 SMA 丝有效工作长度的增程。定子底部压电陶瓷的交变电压激励从底座一侧引出的导线引脚导入，用于通电加热三根 SMA 丝的导线则通过径向限位块与 SMA 丝绕线板上预留的槽口导入滑环进而引出电机。需要说明的是，目前的样机采用滑环是为了更便捷地对本研究中的模式切换机构进行隔振原理的验证。在后续面向航天工程化的设计中，滑环有希望替代为其他非接触式能量传输技术或无线供能模块。

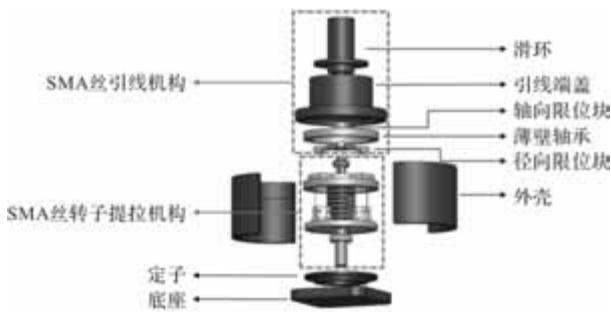


图1 双模式超声电机结构爆炸图

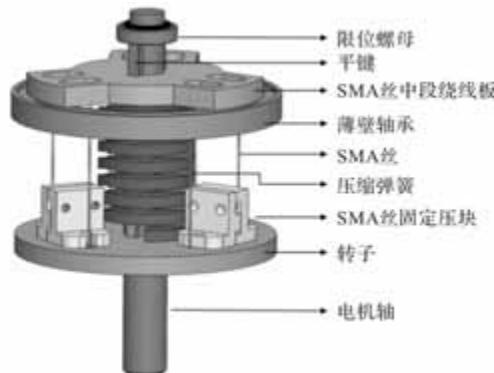


图2 SMA丝转子提拉机构结构图

1.2 工作原理

该电机初始的预压力由上端盖经过薄壁轴承以及 SMA 丝转子提拉机构中的压缩弹簧传递给定子。在预压力均匀施加在定子上的同时, SMA 转子提拉机构不会受到任何周向的阻力, 有利于保证电机运行时的柔顺性与稳定性。SMA 丝在通电后温度会升高, 当升温至相变温度后, SMA 丝会产生收缩位移, 进而在提拉机构内产生轴向的拉力以对抗压缩弹簧施加的压力。当流经 SMA 丝的电流达到额定值时, SMA 丝由收缩位移产生的拉力超过压缩弹簧的压力, 转子被提拉至与定子脱离, 电机进入隔振模式。具体工作模式如图 3 所示。

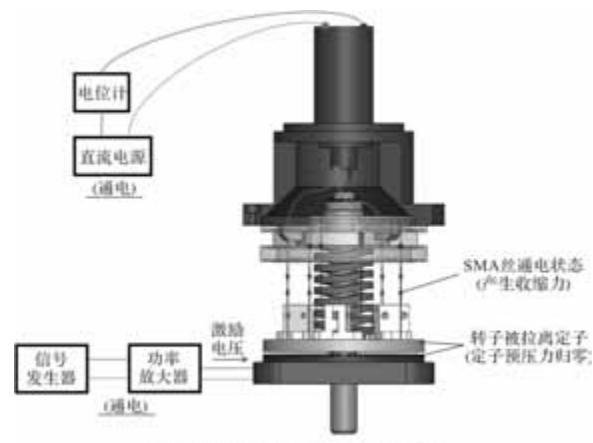


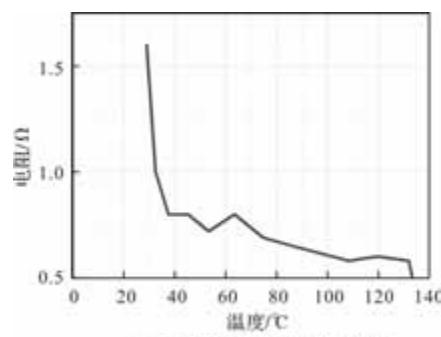
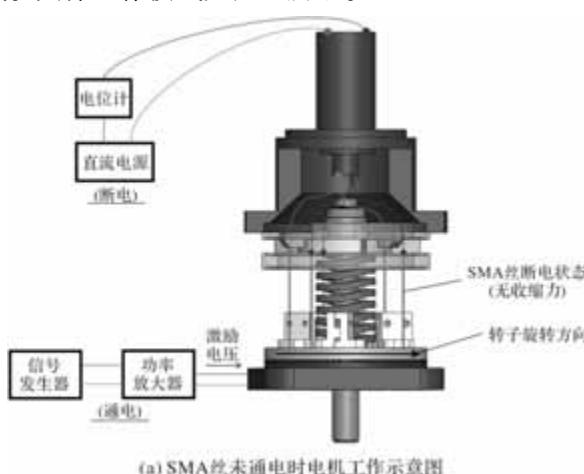
图3 SMA丝通/断电时电机工作示意图

2 SMA丝收缩特性测试

经初步调研, 选用了高安市记忆合金材料有限责任公司生产的直径为 0.51 mm 且具有双程记忆效应的形状记忆合金丝。搭建了如图 4 所示的 SMA 丝收缩特性测试平台, 对 SMA 丝的收缩提拉能力进行了研究^[13]。测试中选用 MSA-0.5K2-500N 测力机台, 加载 10 N 的预拉力拉直 SMA 丝并将其与恒流源相连接。实验过程中环境温度为 26 °C。实验获得长 18 mm、直径 0.51 mm 的双程 SMA 丝在施加不同电流下的特性变化曲线, 如图 5 所示。



图4 SMA丝特性测试平台



(a) SMA丝电阻-温度变化曲线

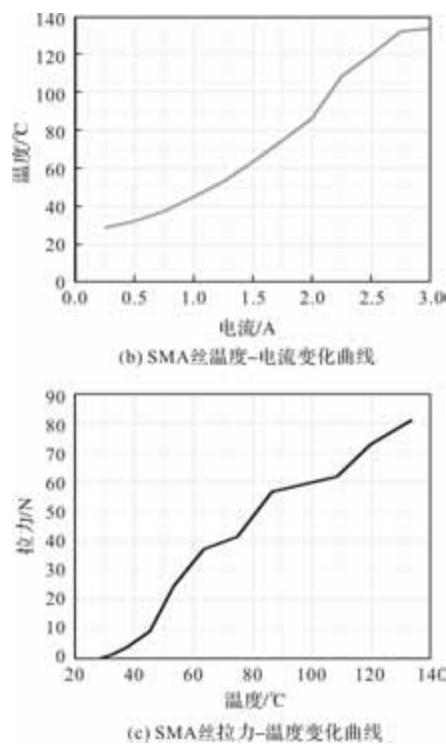
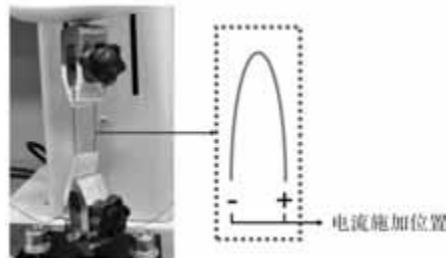
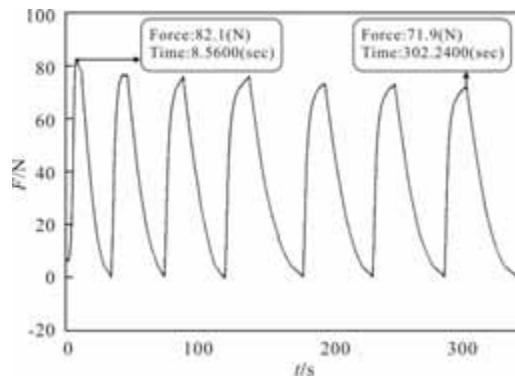


图 5 SMA 丝性能参数曲线

由图 5 可知, 当 SMA 丝升温至相变温度后, 其电阻变化率趋于平稳, 而收缩拉力则能够继续随着温度的升高而逐步增大, 直至电流达到 2.5 A 后 SMA 丝温度变化率才逐渐趋于平稳, 进而达到最大的收缩拉力。

为继续探究 SMA 丝在实际工况中双模式间连续切换的能力, 进行了在施加电流不变的情况下测试 SMA 丝在连续周期内拉力稳定性的实验, 设计了 SMA 丝的增程装夹模式, 即在相同的装夹空间下增加 SMA 丝有效工作长度以及稳定性的装夹方法, 如图 6 所示, 采用“ \cap ”型装夹模式并在 SMA 丝两端施加约 5N 预拉力以及 3A 电流, 其收缩拉力与时间的变化曲线如图 7 所示。由图可知, 在“ \cap ”型装夹的情况下, SMA 丝在 7 次通、断电循环后收缩拉力衰减率较低, 在衰减后仍能保持较大的收缩拉力, 满足多次隔振模式切换的需求, 在后续的电机结构设计中可根据不同预压力电机的隔振需求设计多组 SMA 共同配合的机构以实现隔振效果。另外, 由此实验中可知, SMA 丝在经历第一个通电周期后, 收缩拉力在卸载过程中并未直接恢复到初始装载时的 5N, 而是继续松弛直到预紧力归零为止。同时, 在后续的连续通电周期中可知, SMA 丝在每个周期内的最大收缩拉力并未出现明显受此特性影响的衰减或失效, 此实验设定一个较小的初始预拉力旨在保证测试开始时 SMA 丝的基础装夹姿态保持竖向绷直, 以获得准确的力学数据。与 80N 左右的运行过

程中最大收缩拉力相比, 装夹时加载给 SMA 丝的预紧力很小。故依此判断 SMA 丝在初次通电周期的产生的少量预紧力松弛效应对本实验不构成影响。

图 6 “ \cap ”型装夹结构示意图图 7 SMA 收缩拉力-时间变化曲线(“ \cap ”型装夹)

3 SMA 转子提拉机构设计

3.1 预压力设计

采用南京航空航天大学 TRUM-60 型超声电机定子作为本电机的定子, 在其 60 mm 的直径基础上设计转子提拉机构。本电机定子的工作模态为 B_{09} 模态^[14]。图 8 为定子经过模态分析后所提取到的 B_{09} 振型。

图 8 定子基座受约束状态下的 B_{09} 振型示意图

基于赫兹接触理论, 在行波驱动过程中定子面与转子面接触, 其中:

$$R = R_{\text{cylinder}} \quad (1)$$

其中, R_{cylinder} 为定子接触面曲率半径。

同时, 对于等效弹性模量 E^* 有:

$$\frac{1}{E^*} = \frac{1 - \nu_1^2}{E_1} + \frac{1 - \nu_2^2}{E_2} \quad (2)$$

其中, E_1, ν_1 和 E_2, ν_2 分别为定子与转子的弹性模量及泊松比。由此根据赫兹点接触理论, 接触区域半

径为

$$a = \sqrt{\frac{3 F_s R}{4 E^*}} \quad (3)$$

其中, F_s 为单个接触点的预压力。

最大接触应力 σ_{\max} 为

$$\sigma_{\max} = \frac{3 F_s}{2\pi a^2} \quad (4)$$

其中, $\sigma_{\max} \leq \sigma_{\text{allowable}}$ (材料许用接触应力)。

联立上述公式可得:

$$F_s = \frac{\pi^2 \sigma_{\text{allowable}}^3 R^2}{54 (E^*)^2} \quad (5)$$

由此可得总预压力:

$$F_t = n \times F_s \quad (6)$$

其中, n 为接触点数量。

各物理量参数如表 1 所示。

表 1 预压力相关物理量参数

参数	参数值
定子曲率半径 R / mm	10
定子(磷青铜)弹性模量 E_1 / GPa	110
定子(磷青铜)泊松比 ν_1	0.33
PTFE 复合涂层弹性模量 E_2 / Pa	0.5
PTFE 复合涂层泊松比 ν_2	0.46
PTFE 复合涂层许用接触应力 $\sigma_{\text{allowable}} / \text{MPa}$	80
接触点数量 n	9

代入表 1 参数计算可得总预压力 F_t 为 212.4 N。

由此可知, 该电机预压力的设计范围应在 212.4 N 以内, 考虑到安全余量的预留设计, 选用安全系数^[15]:

$$n_{\text{st}} = 1.4 \quad (7)$$

最终可确定本电机的设计预压力为 150 N。

需要说明的是, TRUM-60 型超声电机通常在 250 N 预压力下能获得最大扭矩, 但本研究的设计焦点是实现可控的“零预压力”隔振状态。本节中所设计的 150 N 预压力是在电机确保有效驱动能力和实现高效、可靠隔振能力之间取得的设计平衡, 是针对电机特定功能可行性进行验证研究的合理路径选择, 故并未追求电机的最大输出扭矩。

3.2 转子及 SMA 丝中段绕线板力学性能分析及设计

根据 3.1 中确定的预压力, 选用怡合达公司生产的 E-YSWF-D25-L40 弹簧作为电机内部提供预压力的压缩弹簧, 其初始长度为 40 mm, 劲度系数 k 为 24.5 N/mm。将弹簧以 30 mm 的预压缩状态安装

于转子与 SMA 丝中段绕线板之间以提供 245 N 的预压缩力, 三组 SMA 丝均匀安装于转子以及绕线板上接近边缘处, 每组 SMA 丝设置 32 N 的安装预拉力绷紧机构。在三组 SMA 丝均断电的状态下, 其提供的 96 N 预拉力与弹簧在安装空间中预压缩所产生的压力相对抗后剩余的 149 N 即为电机内定、转子间的预压力。图 9 为 SMA 丝转子提拉机构的关键部件简化图(摩擦驱动模式)。

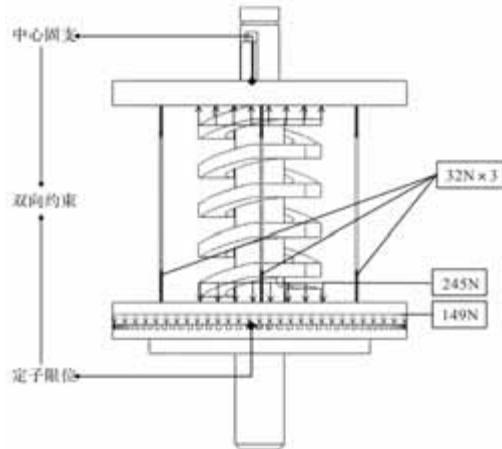


图 9 SMA 转子提拉机构的关键部件简化图(摩擦驱动模式)

当 SMA 丝通电时, 每组丝的收缩拉力会增加约 50N, 转子提拉机构内的压缩力会被 SMA 丝的收缩拉力抵消, 施加在定子上的预压力归零, 电机进入隔振模式, 关键部件简化图如图 10 所示。此模式下转子以及 SMA 丝中段绕线板为主要受力部件, 其参数的设计直接关系到电机的实际可用性。由于定子规格以及电机整体紧凑性的限制, 转子与绕线板直径均设计为 60mm。在 SMA 丝通电收缩期间, 转子与绕线板的弹性形变可近似为镜像对称状态, 故仅需确定绕线板的最小厚度标准即可共用于转子的设计。已知此模式下绕线板受 SMA 丝的总载荷为:

$$F_{\text{tl}} = 3P \quad (8)$$

其中, P 为单组 SMA 丝最大载荷。由于绕线板的形变属于微小形变, 故可以等效地假设载荷均匀分布在半径 $a = 30 \text{ mm}$ 的圆周上, 等效压力为

$$q = \frac{F_{\text{tl}}}{\pi a^2} \quad (9)$$

中心固支圆板在均布载荷下的最大挠度公式为

$$w_{\max} = \frac{q a^4}{64D} \cdot \frac{5 + \nu}{1 + \nu} \quad (10)$$

其中弯曲刚度 $D = \frac{E t^3}{12(1 - \nu^2)}$, 代入后解出厚度

$$t_{\min} = \sqrt[3]{\frac{9 P a^2 (5 + \nu) (1 - \nu)}{16 \pi E w_{\max}}} \quad (11)$$

各物理量参数如表 2 所示。

表 2 SMA 绕线板相关物理量参数

参数	参数值
总载荷 F_u / N	246
单组 SMA 丝最大载荷 P / N	82
半径 a / mm	30
弹性模量 E / GPa	68.9
泊松比 ν	0.33
最大挠度(预设) $w_{max} / \mu m$	50

代入表 2 参数计算可得最小厚度 t_{min} 为 3 mm。

为兼容加工误差以及动态载荷波动, 转子与 SMA 丝中段绕线板的厚度均设计为 5 mm。

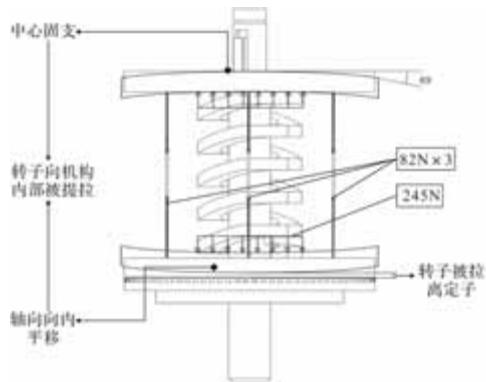


图 10 SMA 丝转子提拉机构的关键部件简化图(隔振模式)

3.3 结构强度仿真分析

将转子提拉机构的关键受力结构模型导入 Ansys Workbench 2022R1 中进行 SMA 丝通电状态下的结构强度仿真。设置了各部件材料属性和各接触面相互连接逻辑。在仿真环境中, 可将 SMA 丝两端与转子以及绕线板的安装方式简化为端点绑定连接, 在 SMA 丝的两固定端加载法向向内的 82 N 载荷, 以此来代替 SMA 丝通电收缩时产生的拉力, 结构总变形仿真结果如图 11 所示。根据仿真结果所示, 转子以及中段绕线板的最大的变形量均小于 30 μm , 同时小于结构预设最大挠度 50 μm , 表明该机构设计能够满足电机工作时的强度要求。

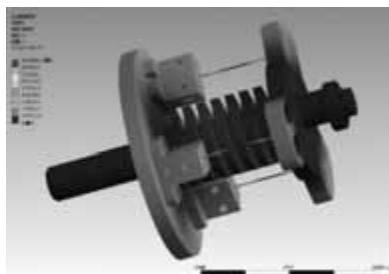


图 11 转子提拉机构总变形仿真图

4 实验验证

4.1 SMA 丝转子提拉机构实验验证

提拉机构样机实验测试平台如图 12 所示, 直流稳压电源提供 SMA 丝的升温电流, 控制 SMA 丝的相变收缩。测力机台设置为压力加载模式, 模拟定子的安装限位并实时监测当前预压力的数据。



图 12 SMA 丝转子提拉机构样机测试平台

对样机预加载 150 N 的预压力, 在保持其他两组 SMA 丝断电待机的状态下给一组 SMA 丝通 3 A 的直流电, 记录每个周期内该 SMA 丝拉力逐渐增大至极限的过程, 当单个周期内测得的“力-时间”曲线逐渐趋于平稳, 即通电 SMA 丝的拉力趋近于该电流下的极限拉力时进行断电操作, 等待 SMA 丝冷却还原且定、转子间预压力恢复到初始值, 以此为一个实验周期进行往复测试。在 20 个实验周期下记录预压力的变化情况。实验中的预压力变化情况如图 13 所示, 在对单组 SMA 丝进行多次通电循环后, 可以测得绝大多数通电循环中的峰值收缩拉力均能稳定抵消系统内部约 50 N 至 60 N 的预压力。本设计中为使电机能顺利切换至隔振模式, 转子提拉机构内部的 3 组 SMA 丝预期需要通电产生约 150 N 的收缩拉力, 即每组通电的 SMA 丝需产生至少 50 N 的拉力。此实验结果达到了预期目标, 且由实验数据可知机构内各组 SMA 丝在收缩力极端不同步的情况下对预压力的减小能力仍能满足预期工作需求, 且转子提拉机构在多次、频繁的模式切换下仍保持较低的衰减率, 进一步验证了此机构的可行性。

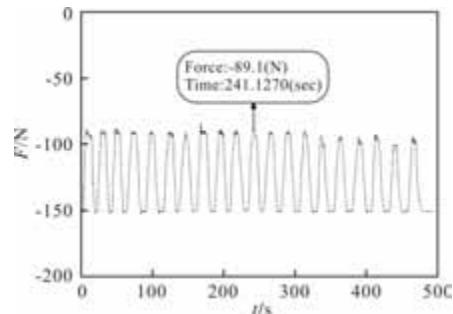


图 13 20 次通电循环下样机预压力-时间变化曲线

4.2 双模式超声电机整体机构实验验证

双模式超声电机整体机构实验测试平台如图 14 所示。起动测力机台将样机按照额定预压力以及 SMA 丝额定预紧力安装到位后, 通过信号发生器与功率放大器向定子底部的两组压电陶瓷施加 40.1 kHz、相位差为 90° 的高频交流电, 进而在定子上表面激发出两个正交驻波, 进而合成沿定子圆周传播的行波。选用深圳明伟电能有限公司生产的 1000W-36V-28A 的直流开关电源配合电位计为 3 组并联的 SMA 丝进行驱动电流的加载控制。



图 14 双模式超声电机样机实验测试平台

实验证明, 在定子全程处于行波激励状态下, 当三组 SMA 丝断电时, 转子正常运转。当 SMA 丝通电时, 三组 SMA 丝均能有效响应并在短时间内将转子提拉机构内部的收缩拉力提升至 150 N 以上。此过程实现了对电机内定、转子预压力的完全抵消, 定、转子有效脱离, 摩擦驱动停止。同时由实验可知, 在 SMA 丝通电期间, 定、转子能够始终保持预压力为 0N 的隔振状态。实验中的预压力变化情况如图 15 所示。保持 SMA 丝通电状态 5 至 10 秒左右, 断开 SMA 丝电源, SMA 丝冷却松弛, 预压力在短时间内完全恢复到 150 N, 转子回到正常运转状态。重复 10 次该实验过程, 机构的响应速度、模式间切换速度以及隔振模式下保持能力的稳定性均无明显衰减。由此验证, 设计的双模式超声电机具备可行性。

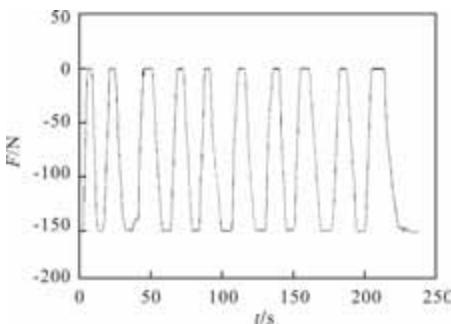


图 15 模拟预压力变化曲线图

5 结语

本研究设计并验证了一种基于形状记忆合金丝的双模式超声电机, 通过 SMA 丝驱动的转子提拉机构实现电机定、转子间预压力的动态调控。结合理论计算以及有限元仿真, 设计并验证了转子提拉机构的关键参数, 并通过样机测试验证了机构在 20 次循环下的稳定性。最终对电机样机进行实验研究, 当电机内的三组 SMA 丝通电激活时, 转子可在短时间内脱离定子进入隔振模式, 预压力归零; 断电后预压力可在短时间内恢复至 150N, 电机回到正常运行模式。该设计通过 SMA 丝的热致形变特性, 为航天器微振动隔离提供了一种有效解决方案。

参考文献

- [1] 曹登庆. 大型柔性航天器动力学与振动控制研究进展 [J]. 力学学报, 2019, 51(1): 1-13.
- [2] Chun-chuan Liu, Xingjian Jing, Steve Daley, et al.. Recent advances in micro-vibration isolation [J]. Mechanical Systems and signal Processing, 2015: 55-80.
- [3] Dae-Oen Lee, Geeyong Park, Jae-Hung Han. Hybrid isolation of micro vibrations induced by reaction wheels [J]. Journal of sound and Vibration, 2016, 363: 1-17.
- [4] 李华峰, 陈浩. 一种超声电机驱动的超稳卫星平台及其控制方法[P]. CN202010704362. 4, 2020. 10.
- [5] 安大伟, 张建辉, 薛昊东, 等. 旋转行波超声电机性能提升技术进展 [J]. 光学精密工程, 2020, 28(05): 1109-1115.
- [6] 陈超, 曾劲松, 赵淳生. 行波超声电动机的动力学模型 [J]. 机械工程学报, 2006, 42(12): 76-82.
- [7] 陈超, 赵淳生. 柔性转子对行波超声波电动机性能的影响 [J]. 机械工程学报, 2008, 44(03): 152-159.
- [8] Xiaoniu Li, Zhiyuan Yao, Rong Li. Dynamics modeling and control of a V-shaped ultrasonic motor with two Langevin-type transducers [J]. Smart Materials and Structures, 2019, 29(2): 025018.
- [9] Jürėnas V, Kazokaitis G, Mažeika D. 3DOF Ultrasonic Motor with Two Piezoelectric Rings[J]. Sensors 2020, 20, 834.
- [10] MUSTAFA A, MORITAT. Dynamic preload control of traveling wave rotary ultrasonic motors for energy efficient operation[J]. Japanese Journal of Applied Physics, 2019, 58: SGGD04.
- [11] 潘志泳, 王亮, 金家楣, 等. 贴片式圆盘定子多自由度超声电机的设计与实验 [J]. 中国机械工程, 2025, 36(1): 38-46, 58.

- [12] 郭语, 刘昊瞳, 杨建林, 等. 基于多模态复合型压电振子的球形超声电机[J]. 压电与声光, 2021, 43(1): 114-119.
- [13] 吕雨微, 芦吉云, 王宜耀. 双程 SMA 丝驱动的柔性弯曲关节设计与测试[J]. 机械科学与技术, 2022, 41

(上接第 39 页)

在应用了本文励磁涌流保护控制方法前后, 变压器故障保护动作时间的变化如图 8 所示。

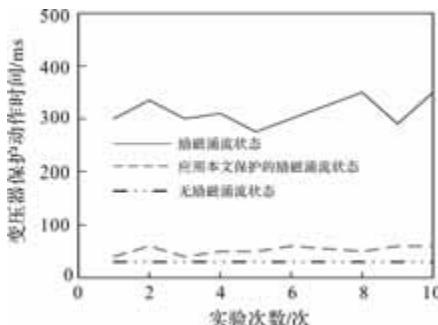


图 8 本文方法对励磁涌流状态下故障保护动作时间影响

通过图 8 可以看出, 在应用了本文的励磁涌流保护控制方法后, 对于变压器的故障保护动作时间与无励磁涌流状态的故障保护动作时间已经十分接近, 而未应用保护控制方法下的励磁涌流的故障保护动作时间达到了约 300 ms 左右, 这种情况下, 由于励磁涌流的峰值电流过大, 保护动作时间过长, 可能会导致变压器产生无法逆转的损坏, 增加电力供应成本。

3 结 论

本文研究了一种针对变压器产生的励磁涌流问题的保护控制方法, 利用两点乘积算法对励磁涌流进行识别, 通过可变合闸角度方法抑制变压器的励磁涌流问题。实验结果显示使用本文方法后变压器能够基本消除励磁涌流这一现象。

参考文献

- [1] 郑玉平, 吕鹏飞, 李斌, 等. 新型电力系统继电保护面临的问题与解决思路[J]. 电力系统自动化, 2023, 47(22): 3-15.
- [2] 刘鹏辉, 焦兵豪, 郭向伟. 考虑 CT 饱和干扰的电力变压器励磁涌流识别方法[J]. 电网技术, 2022, 46(09): 3633-3641.
- [3] 郭程, 阎长春, 武洪涛. 变压器励磁涌流对相邻发电机的影响与防范措施[J]. 变压器, 2023, 60(09): 28-30.
- [4] 李振兴, 胡聪, 朱益, 等. 基于采样序列整形的配电网线路保护防励磁涌流误动策略[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(21): 136-145.
- [5] 翁汉瑜, 梅瀚予, 郭祎达, 等. 基于差流符号序列特征的变压器励磁涌流识别判据[J]. 电力自动化设备, 2022, 42(06): 206-211.
- [6] 张国栋, 刘凯, 蒲海涛, 等. 基于长短时记忆神经网络的励磁涌流与故障电流识别方法[J]. 上海交通大学学报, 2024, 58(05): 730-738.
- [7] Li Z , Tan Y , Li Y , et al. Radial Stability Evaluation and Cumulative Test of Transformer Windings Under Short-Circuit Condition [J]. Electric Power Systems Research, 2023, 217(4): 1-11.
- [8] 肖湃, 张海龙, 杜志叶, 等. 特高压换流变压器励磁涌流选相合闸抑制方法研究[J]. 高压电器, 2023, 59(05): 146-153, 162.
- [9] 马云龙, 李秀广, 周秀, 等. 基于高压真空快速断路器的变压器励磁涌流抑制技术研究[J]. 高压电器, 2022, 58(10): 136-142.
- [10] 陈忠, 杨为, 胡迪, 等. 一种基于偏磁模拟的换流变选相合闸励磁涌流抑制方法[J]. 高电压技术, 2022, 48(12): 4977- 4985.
- [11] 柴济民, 郑玉平, 潘书燕. 考虑铁心结构的三相变压器励磁涌流和角型绕组环流分析[J]. 电力科学与技术学报, 2024, 39(02): 91-100.
- [12] 李谊萍, 刘锋华, 詹华群. 暂态电路层次性 Proteus 虚拟仿真分析 [J]. 计算机仿真, 2023, 40 (02): 498-502.
- [13] 龚振, 刘承锡, 姚良忠, 等. 基于增广动态相量法的变压器励磁涌流频率自适应仿真[J]. 电工技术学报, 2022, 37(15): 3805-3817.
- [14] 李鹏, 董明鑫, 李刚, 等. 基于外部直流激励的电力变压器剩磁评估与试验验证[J]. 电网技术, 2022, 46(10): 4122- 4130.
- [15] 陈志伟, 董小飞, 丁国成, 等. 不考虑剩磁非同步合闸技术的混合变压器励磁涌流治理策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(13): 4982- 4992.

复合模态型超声电机的设计方法与仿真

孟祥晗^{1,3}, 蓝永庭¹, 张佳新³, 隆志力², 张锦浩³, 杨章梁³

- (1. 广西科技大学 机械与汽车工程学院, 广西 柳州 545616;
2. 哈尔滨工业大学(深圳)机电工程学院, 广东 深圳 518055;
3. 深圳市汉诺精密科技有限公司, 广东 深圳 518110)

摘要: 超声电机通常由于纵向振动频率与弯曲振动频率相差较大导致输出性能降低。为了使陶瓷电机两相模态频率尽可能接近, 通过对压电陶瓷结构参数的灵敏度进行分析, 确定了对陶瓷工作频率影响较大的尺寸组, 即(l, a, h), 并以此尺寸组为设计变量建立了二阶响应面数学模型, 采用多目标遗传算法进行迭代优化。优化后的仿真结果表明, 陶瓷纵向振动频率和弯曲振动频率差值由优化前的 2136 Hz 降低到优化后的 311 Hz(降低了 85.44%)。据此构建了超声电机试验测试平台, 测试结果表明在激励频率为 50.375 kHz、激励电压为 10V_{p-p}、相位差为 90°时, 该电机最大行程达到 50 mm、最大速度达到 47.98 mm/s、最大推力为 5.438 N。该电机能够实现稳定的直线运动, 在精密定位领域具有广阔的应用场景。

关键词: 超声电机; 复合模态型; 结构设计; 尺寸优化; 性能测试

中图分类号: TM359.9 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2025)12-0073-09

Design Method and Simulation of Composite Mode Shape Ultrasonic Motor

MENG Xianghan^{1,3}, LAN Yongting¹, ZHANG Jiaxin³, LONG Zhili², ZHANG Jinshao³, YANG Zhangliang³

(1. School of Mechanical and Automotive Engineering, Guangxi University of Science and Technology, Liuzhou Guangxi 545616, China; 2. School of Mechatronics Engineering, Harbin Institute of Technology (Shenzhen), Shenzhen Guangdong 518055, China; 3. Shenzhen Hanno Precision Technology Co., LTD., Shenzhen Guangdong 518110, China.)

Abstract: The output performance of ultrasonic motors is usually reduced due to the significant difference between the longitudinal vibration frequency and the bending vibration frequency. To minimize the modal frequency difference between the two phases of the ceramic motor, the sensitivity of the piezoelectric ceramic structural parameters was analyzed to identify the dimension group that has a major impact on the ceramic operating frequency, namely (l, a, h), and a second-order response surface mathematical model was established using this dimension group as the design variable. A multi-objective genetic algorithm was employed for iterative optimization. The optimized simulation results show that the frequency difference between the longitudinal and bending vibrations of the ceramic decreased from 2136 Hz before optimization to 311 Hz after optimization (an 85.44% reduction). Accordingly, an experimental test platform for the ultrasonic motor was constructed. The test results indicate that when the excitation frequency is 50.375 kHz, the excitation voltage is 10 V_{p-p}, and the phase difference is 90°, the motor achieves a maximum stroke of 50 mm, a maximum speed of 47.98 mm/s, and a maximum thrust of 5.438 N. This motor can achieve stable linear motion and has broad application prospects in the field of precision positioning.

Key words: ultrasonic motor; composite mode shape; structural design; dimension optimization; performance test

收稿日期: 2025-07-23

基金项目: 国家自然科学基金项目(12262003, 52175392); 深圳市科技计划基金项目(JSGG20220831094201002, JCYJ20240813104803006, GJHZ20240218111802005); 深圳市医学研究专项基金项目(D2401019); 广东省现代控制技术重点实验室的开放基金资助。

作者简介: 孟祥晗(2001), 男, 硕士研究生, 研究方向为超声电机结构设计与仿真。

蓝永庭(1975), 男, 博士, 教授, 研究方向为机构动力学。

张佳新(1990), 男, 硕士, 研究方向为压电驱动器结构设计。

隆志力(1976), 男, 博士, 教授, 研究方向为超声波系统设计与控制。

张锦浩(2000), 男, 硕士研究生, 研究方向为压电直线电机的控制应用研究。

杨章梁(2000), 男, 硕士研究生, 研究方向为压电直线电机的控制应用研究。

0 引言

超声电机作为一种基于压电陶瓷逆压电效应驱动的新型驱动器，凭借无电磁干扰、结构紧凑、断电自锁、高分辨率等优势被广泛应用于航空航天、影像技术、生物工程、医疗设备等需要精密驱动的领域^[1-7]。

根据运动方式的不同，超声电机可分为直线型和旋转型^[8-10]。直线型超声电机可直接输出直线运动，且可以实现高频启停和方向切换，在精密驱动领域得到了广泛关注。其中，以色列 Nanomotion 公司开发的 LS 系列、HR 系列直线型超声电机，在精密驱动领域已实现广泛且成熟的应用^[11]。近年来国内外学者围绕直线电机的结构设计、驱动原理及性能优化开展大量研究，并取得一系列重要进展。在结构设计方面，研究者提出多种定子构型，如单足式、多足式结构^[12-13]。例如，Wang 等^[14]设计了一种多足式微型直线超声电机，运用有限元软件计算不同尺寸参数对电机工作模态的影响，通过对比参数变化寻找出最佳电机尺寸，最终确定电机尺寸比例为 40 : 5 : 3。在驱动电压为 $60V_{pp}$ 时，最大空载速度为 53.3mm/s、最大负载为 43.3mN。Wan 等^[15-16]设计了一种双足驱动的直线超声电机，通过解析法计算出电机的输出特性和摩擦力的关系，并根据解析式计算了电机的最佳激励频率；Li 等^[17]对一台双压电振子驱动的直线型超声电机进行动力学建模，计算不同边界条件下电机的运行特性曲线，得出激励频率与电机运行速度的数学关系。在驱动原理方面，南京航空航天大学有学者^[18-20]根据超声电机工作原理，探讨压电陶瓷的机电耦合特性与定子振动模态的匹配机制，揭示电机驱动足端椭圆轨迹如何形成，以及该轨迹对电机性能产生的影响。Ho 等^[21]采用控制变量法研究不同驱动模式对电机运行性能的影响，高频交流驱动可使电机高速运行，通过直流偏置调控交流信号参数可使电机实现纳米级位移分辨率。研究学者广泛采用有限元分析（FEA）与实验验证相结合的方法优化电机性能^[22-23]，Jiang 等^[24]设计了一台直径为 20mm 的径向驱动的驻波式超声电机，通过有限元软件计算不同参数对工作模态的影响，分析对比得出电机定子的最佳尺寸，使电机的相邻两干扰模态的影响最小，并通过试验进行验证。通过测试得出电机最大空载速度 30r/min，堵转力矩约为 0.16Nm。现有研究中为了提升电机推力，通常需要增加定子的整体尺寸，因

此在电机的小型化与高性能之间往往难以做出平衡^[25]。

针对以上问题，本文设计了一种复合模态型直线超声电机。由电机的驱动原理，确定将一阶纵向振动与二阶弯曲振动作为定子的工作模态，分析两模态间的相位差对驱动足表面运动轨迹的影响。基于 ANSYS Workbench 中的灵敏度分析法确定对压电陶瓷工作频率影响较大的三个尺寸，通过多目标遗传算法对压电陶瓷尺寸进行优化，进一步计算优化后陶瓷的工作频率与振幅的关系。最后通过试验测试不同激励电压对电机直线运行速度和输出推力的影响。

1 电机驱动原理及有限元模型

1.1 电机驱动原理

本文设计的超声电机采用复合模态的驱动方式，通过压电陶瓷的纵向振动和弯曲振动合成使电机实现驱动，如图 1 所示。其中纵向振动为陶瓷提供法向位移，弯曲振动为陶瓷提供切向位移。将纵向振动和弯曲振动产生的位移合成，使驱动足实现椭圆运动轨迹。

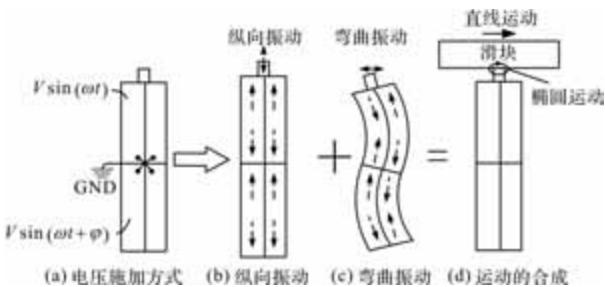


图 1 直线型超声电机工作原理

1.2 压电陶瓷性能参数

根据陶瓷尺寸特征与设计需求，使用 SolidWorks 对压电陶瓷参数化建模，并将三维模型导入 ANSYS Workbench 中进行模态分析，选取合适的工作模态。驱动足材料选用氧化铝陶瓷，定子的材料参数如表 1 所示。

表 1 压电陶瓷材料仿真参数

材料名称	氧化铝陶瓷	压电陶瓷
密度/kg · m ⁻³	3000	7600
弹性模量/Gpa	300	55
泊松比	0.22	0.3

在 ANSYS Workbench 压电分析中，需要设置压电陶瓷材料的刚度矩阵 [C^E]、介电矩阵 [ε^S] 以及压电常数矩阵 [e]^T，相应参数值见式(1) ~ 式(3)。

$$[C^E] = \begin{bmatrix} 61 & -17.4 & -13.9 & 0 & 0 & 0 \\ -17.4 & 61 & -13.9 & 0 & 0 & 0 \\ -13.9 & -13.9 & 5.32 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 2.11 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 2.11 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 2.26 \end{bmatrix} \times 10^{10} \text{ N/m}^2 \quad (1)$$

$$[\varepsilon^S] = \begin{bmatrix} 3.05 & 0 & 0 \\ 0 & 3.05 & 0 \\ 0 & 0 & 3.36 \end{bmatrix} \times 10^{-8} = \varepsilon_0 \begin{bmatrix} 3450 & 0 & 0 \\ 0 & 3450 & 0 \\ 0 & 0 & 3800 \end{bmatrix} \text{ F/m} \quad (2)$$

$$[e]^T = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -6.62 \\ 0 & 0 & -6.62 \\ 0 & 0 & 23.24 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 17.03 & 0 \\ 17.03 & 0 & 0 \end{bmatrix} \text{ C/m}^2 \quad (3)$$

1.3 压电陶瓷的有限元模型

定义材料参数后,需要将设计的几何模型导入到有限元软件,对其进行模态分析。由于分析的目的是为了获取结构的固有频率和振型,不考虑振动的衰减特性和能量耗散等与阻尼直接相关的问题,且外部激励为0,因此压电陶瓷的动力学模型为

$$[M]\ddot{\{X\}} + [K]\{X\} = 0 \quad (4)$$

式中, $[M]$ 为质量矩阵; $[K]$ 为刚度矩阵; $\{X\}$ 、 $\ddot{\{X\}}$ 分别代表位移、加速度矢量。

此外还需要对几何模型进行网格划分,为保证仿真结果的准确性,本文针对压电陶瓷与驱动足,采用不同特征尺寸的六面体网格进行划分,通过对比划分结果以分析计算精度差异,网格划分结果如图2和表2所示。

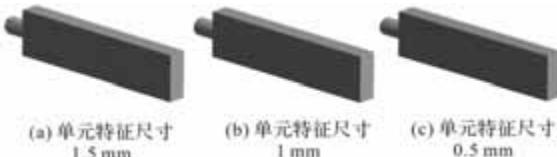


图2 不同单元特征尺寸下的网格划分情况

表2 不同单元特征尺寸下的单元个数和节点个数

单元特征尺寸/mm	单元个数	节点个数
0.5	6190	28676
1	798	4469
1.5	225	1664

由超声电机的驱动原理可知^[26],若想要电机正常运行需要同时激发出陶瓷的纵向振动与弯曲振动。对于陶瓷的纵向振动而言,陶瓷二阶以上的纵振频率激发阈值比一阶纵振高2~3倍,激发与控制更为困难,所以选择一阶纵向振作为定子法向运动的驱动力;对电机的切向运动而言,陶瓷的一阶弯曲振动产生的振幅和驱动力较小,三阶弯曲振动的能量损耗系数比二阶高30%~50%,因此选择二阶弯曲振动作作为定子切向运动的驱动力。表3给出了不同单元尺寸下的陶瓷的一阶纵振与二阶弯振特征频率的具体数值。

表3 不同单元特征尺寸下陶瓷的一阶纵振与二阶弯振工作频率

单元特征尺寸/mm	一阶纵振频率/kHz	二阶弯振频率/kHz	频率差值/kHz
0.5	47.067	49.165	2.098
1	47.068	49.204	2.136
1.5	47.094	49.309	2.215

从误差数据看,单元特征尺寸1 mm时,与0.5 mm相比,纵振、弯振频率相对误差为0.0002125%、0.0793%;与1.5 mm相比,对应误差为0.0552%、0.2134%,均处于极低水平,既能保证计算精度,又因网格尺寸大于0.5 mm可减少计算量,提升效率,故后续选择网格尺寸为1 mm。

根据选取的工作模态,可得出压电陶瓷在一阶纵振与二阶弯振工作条件下的运动机理,其驱动足的运动轨迹如图3所示。

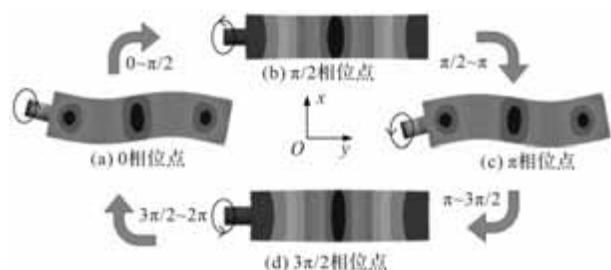


图3 压电陶瓷运动机理

由于电机通过一阶纵向振动与二阶弯曲振动的耦合实现驱动,因此两模态间的相位差对电机运行特性有较大影响,需进一步探究该相位差对电机运行性能的作用机制。

由于电机通过压电陶瓷的多模态振动耦合驱动,因此纵向振动与弯曲振动的相位差对电机运行特性有较大的影响,需要进一步探究相位差对电机运行性能的影响。假设压电陶瓷矩形区域长度为L,厚度为H,考虑到本文设计的陶瓷初始几何尺寸长细

比 $L : H \geq 10 : 1$ ，因此可将该结构简化为符合欧拉梁假设的两端自由矩形板模型。根据结构动力学理论可进一步得出，梁的一阶纵向振动与二阶弯曲振动的振型函数分别为^[27]

$$\begin{cases} \varphi_{L1}(x) = \cos\left(\frac{\pi}{L}x\right) \\ \varphi_{B2}(x) = \alpha_2(\cos\beta_2x + \cosh\beta_2x) + (\sin\beta_2x + \sinh\beta_2x) \end{cases} \quad (5)$$

其中， $\beta_2 = 2.499753\pi/L$ ， $\alpha_2 = (\sin\beta_2L - \sinh\beta_2L)/(\cosh\beta_2L - \cos\beta_2L)$ 。

当对压电陶瓷对称侧分别施加 $V\sin(\omega t)$ 和 $V\sin(\omega t + \varphi)$ 的电压，陶瓷振幅随着激励频率的变化而改变，且激励频率处与陶瓷纵向振动与弯曲振动的固有频率区间时，陶瓷纵向振动模态与弯曲振动模态会被同时激发，此时压电陶瓷的位移响应可表示为

$$\begin{cases} u(x, t) = V\varphi_{L1}(x)\sin(\omega t) \\ w(x, t) = V\varphi_{B2}(x)\sin(\omega t + \varphi) \end{cases} \quad (6)$$

利用三角函数公式整理后可得：

$$\left[\frac{u(x, t)}{V\varphi_{L1}(x)} \right]^2 + \left[\frac{w(x, t)}{V\varphi_{B2}(x)} \right]^2 - \frac{2u(x, t)w(x, t)}{V^2\varphi_{L1}(x)\varphi_{B2}(x)} \cos\varphi = \sin^2\varphi \quad (7)$$

根据二次曲线判别式可知当满足式(8)时合成的运动轨迹为椭圆

$$\frac{4\cos^2\varphi}{V^4\varphi_{L1}^2(x)\varphi_{B2}^2(x)} - \frac{4}{V^4\varphi_{L1}^2(x)\varphi_{B2}^2(x)} < 0 \Rightarrow \cos^2\varphi < 1 \quad (8)$$

由此可知，陶瓷驱动足运动轨迹与两相信号的相位差 φ 有关。当 $\varphi = k\pi, (k \in Z)$ 时，表面质点运动轨迹为斜线；当 $\varphi = \frac{\pi}{2} + k\pi, (k \in Z)$ 时，表面质点运动轨迹为正椭圆；当 $\varphi \neq \frac{k\pi}{2}, (k \in Z)$ 时，表面质点运动轨迹为斜椭圆。所以，当相位差 $\varphi = \frac{\pi}{2} + k\pi (k \in Z)$ 时电机的运动性能达到最佳，因此后续激励信号的相位差设置为 $\pi/2$ 。

2 定子结构优化与仿真

2.1 结构参数的灵敏度分析

图 4 为陶瓷的结构参数，由表 4 确定陶瓷结构参数的初始值，各变量优化范围最小值为 X_{\min} ，最大值 X_{\max} 。

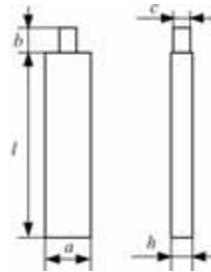


图 4 压电陶瓷尺寸结构参数

表 4 陶瓷参数变量设置(单位: mm)

结构参数	初始取值	优化范围 $X_{\min} \sim X_{\max}$
l	30	29~31
a	7.5	7~8
b	4	3~5
c	2.8	2.4~3.2
h	3	2.5~3.5

由图 4 可知陶瓷工作模态由 l, a, b, c, h 五个参数确定，对这五个参数进行灵敏度分析，灵敏度表达式为

$$\begin{cases} S_{B2} = \frac{\partial f_b}{\partial p_j} = \frac{f_{bv} - f_{b0}}{\Delta p_j} \\ S_{L1} = \frac{\partial f_l}{\partial p_j} = \frac{f_{lv} - f_{l0}}{\Delta p_j} \end{cases} \quad (9)$$

其中： S_{B2} 为陶瓷二阶弯振灵敏度， S_{L1} 为陶瓷一阶纵振灵敏度， f_b 为陶瓷的二阶弯振模态频率， f_l 为陶瓷的一阶纵振模态频率， f_{b0}, f_{bv} 分别为陶瓷结构尺寸修正前后的二阶弯振频率， f_{l0}, f_{lv} 分别为陶瓷结构尺寸修正前后的一阶纵振频率， Δp_j 为陶瓷结构参数的变化量。

$$\begin{cases} X = (l, a, b, c, h)^T \\ \max |S_{B2}(X)| \\ \max |S_{L1}(X)| \\ \text{st. } X \in [X_{\min}, X_{\max}] \end{cases} \quad (10)$$

图 5 和图 6 给出了根据式(10)计算的模态频率与结构参数的灵敏度关系。陶瓷尺寸 l 对纵向振动与弯曲振频率均有较大影响，其尺寸与工作模态频率呈负相关；陶瓷尺寸 a, h 对弯振频率影响较大，其尺寸变化与工作模态频率呈正相关，而对于纵向振动频率影响较小。输出磨头的高度 b 和直径 c 对于陶瓷的纵向振动和弯曲振动均没有太大影响。图中的 $P_j (j = 1, 2, 3, 4, 5)$ 分别对映 l, a, h, b, c 这五个结构参数。

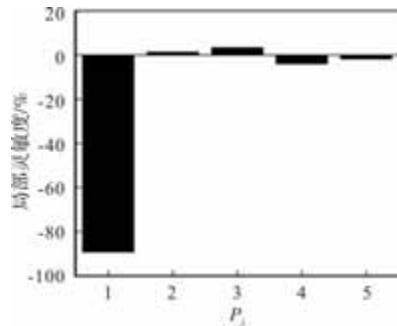


图 5 纵振模态频率对结构参数的灵敏度

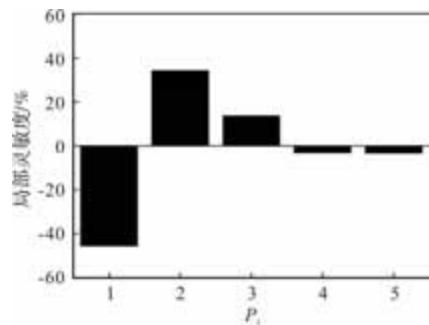


图 6 弯振模态频率对结构参数的灵敏度

根据灵敏度分析结果可知, 尺寸 l, a, h 的变化对陶瓷工作模态频率有较大影响。这样选择 l, a, h 三个结构参数。作为优化的结构尺寸变量即:

$$x = [l \ a \ h] \quad (11)$$

如图 7 所示, 由灵敏度分析结果可知, 当 $a = 7.5, h = 3$ 时压电陶瓷的一阶纵振频率与二阶弯振频率随着 l 的增加逐渐降低。当 $l = 30, h = 3$ 时压电陶瓷的一阶纵振频率与二阶弯振频率随着 a 的增加逐渐增加。当 $l = 30, a = 7.5$ 时压电陶瓷的一阶纵振频率与二阶弯振频率随着 h 的增加逐渐增加。

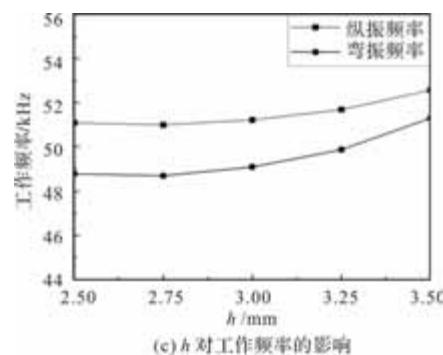
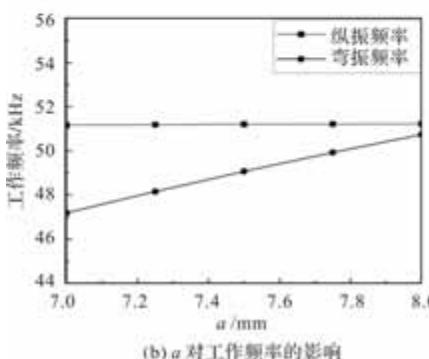
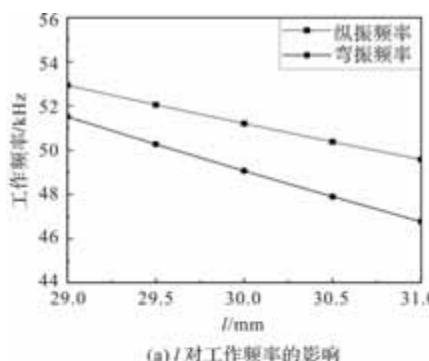


图 7 不同尺寸对陶瓷工作频率的影响

2.2 陶瓷的尺寸优化

将 l, a, h 三个变量作为优化变量, 以陶瓷纵向振动与弯曲振动差值最小值为优化目标, 即最小值 $f = f_{bv}(X) - f_{lv}(X)$, 建立的优化模型, 即:

$$\begin{cases} X = (l, a, h)^T \\ \min[f(X)] \\ st. X \in [X_{\min}, X_{\max}] \end{cases} \quad (12)$$

采用 ANSYS Workbench 中的 Response Surface 模块构建响应面模型, 采用二阶响应面模型, 替代原优化问题中的目标函数, 建立目标函数与各个参数变量的联系为

$$\begin{cases} y = \alpha_0 + \sum_{i=1}^k \alpha_i x_i + \sum_{i=1}^k \alpha_{ii} x_i^2 + \sum_{j=2}^k \sum_{i=1}^{j-1} \alpha_{ij} x_i x_j \\ \alpha = [\alpha_0, \alpha_1, \dots, \alpha_k, \alpha_{11}, \alpha_{22}, \dots, \alpha_{kk}, \alpha_{12}, \alpha_{23}, \dots, \alpha_{(k-1)k}]^T \end{cases} \quad (13)$$

式中: y 为待解决问题的目标函数, α 为相应的系数向量, x_i 为尺寸参数变量, k 为参数变量的数量, 本文中 k 取 3。

根据计算结果拟合优度 $R^2 = 0.9934$, 其拟合的表达式如下所示:

$$\begin{aligned} f = & 22.444581 + 11.440449l - 2.735765a + \\ & 17.484996h - 0.332207l^2 + 0.012097a^2 - \\ & 0.592654h^2 - 0.032313al + 0.013969hl + \\ & 0.021412ah \end{aligned} \quad (14)$$

NSGA-II(非支配排序遗传算法二代, Non-dominated Sorting Genetic Algorithm II)是目前较为主流的一种多目标进化算法, 能同时处理多个相互冲突目标, 避免了传统标量优化方法(如加权求和法、 ε -约束法等)因目标函数转化带来的信息损失和复杂参数调整, 更贴合实际多目标决策问题。考虑到本文需对 l, a, h 三个变量开展优化, 选用 NSGA-II 算法适配多目标优化需求, 构建模型如式(15)所示:

$$\begin{cases} \min(l, a, h) \\ \text{st. } 29 \leq l \leq 31 \\ 7 \leq a \leq 8 \\ 2.5 \leq h \leq 3.5 \end{cases} \quad (15)$$

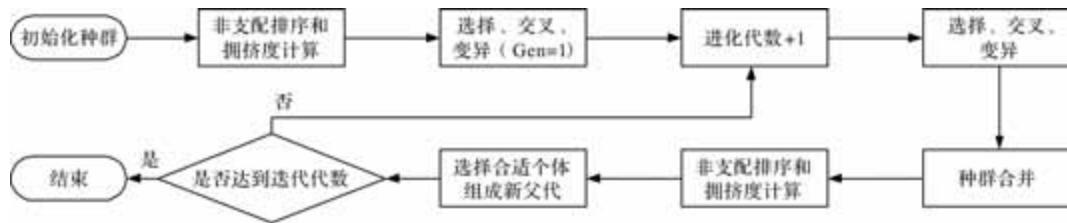


图 8 NSGA-II 优化流程图

通过优化计算, 得出陶瓷的尺寸以及两相工作模态的差值如表 5 所示。结果表明陶瓷两相工作频率的差值由 2.136 kHz 变为 0.311 kHz 降低了 1.825 kHz, 能够最大限度的激发出陶瓷的两相工作模态, 对电机的运行性能有较大改善。

表 5 优化前后陶瓷的参数对比

	优化前	优化后
l/mm	30	30
a/mm	7.5	8
h/mm	3	3.4
一阶纵振频率/kHz	47.068	50.340
二阶弯振频率/kHz	49.204	50.651
频率差值/kHz	2.136	0.311

通过阻抗分析仪对尺寸优化后的压电陶瓷进行测试, 设置扫频区间为 48 kHz-55 kHz, 由阻抗曲线得出陶瓷的谐振频率分别为 50.225 kHz 和 50.542 kHz。由表 5 可知, 在谐振频率点为 50.225 kHz 时对应陶瓷的一阶纵向振动工作模态, 在谐振点为 50.542 kHz 时对应陶瓷的二阶弯曲振动工作模态。表 6 为尺寸优化后的压电陶瓷仿真结果与测试结果对比, 结果表明有限元方法能够较为准确的计算出陶瓷的工作频率。

表 6 尺寸优化后仿真结果与测试结果对比

工作模态	仿真结果/ kHz	实测结果/ kHz	理论与实验 相对误差
一阶纵振频率	50.34	50.225	0.23%
二阶弯振频率	50.651	50.542	0.22%
纵弯差值	0.311	0.317	1.89%

2.3 尺寸优化后的有限元仿真

鉴于已获得优化后的结构尺寸 l, a, h , 为验证该尺寸下陶瓷共振特性与目标激励频率的匹配度,

在 NSGA-II 中建立 f 的适度函数寻找最优解, 具体优化流程如图 8 所示。

需建立优化后的压电陶瓷有限元模型。使用 ANSYS Workbench 中的耦合场谐波模块, 通过扫频分析计算出压电陶瓷的最佳激励频率。在压电陶瓷对角侧分别施加 $5V_{\text{pp}}$ 的电压, 相位差为 $\pi/2$, 激励电压的对称侧接地, 并固定陶瓷的下底面, 扫频范围设置为 45 kHz-55 kHz, 步长为 50 Hz。边界条件的设置情况如图 9 所示。

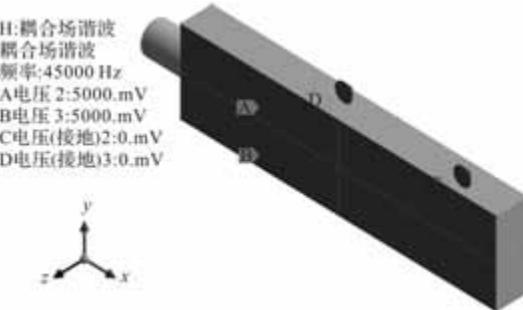


图 9 压电陶瓷边界条件的设置

图 10 为谐响应分析中陶瓷驱动足在优化前后的幅频特性曲线。由图可知, 对于尺寸优化前的陶瓷, 当激励频率为 49.25 kHz 时激发出二阶弯曲振动, 当激励频率为 47.1 kHz 时激发出一阶纵向振动, 频率差值为 2.15 kHz; 对于优化后的陶瓷, 当激励频率为 50.45 kHz 时激发出二阶弯曲振动, 当激励频率为 50.3 kHz 时激发出一阶纵向振动, 频率差值为 0.15 kHz。相较于优化前, 两阶振动共振频率的差值降低比例约为 93.02%。优化效果明显, 可显著提高电机性能。由此可知当激励频率处于 50.3 kHz 和 50.45 kHz 之间时可以同时激发出压电陶瓷纵向振动和弯曲振动的工作模态, 由两相共振频率的峰值可计算出优化后的两相共振频率的中间值为 50.375 kHz, 两条曲线交点值为 50.3752 kHz。图 11 为根据谐响应分析结果得出的不同激励频率下驱动足的运动轨迹, 由此可以得出, 电机正常工作的频率为 50.3 kHz-50.45 kHz。

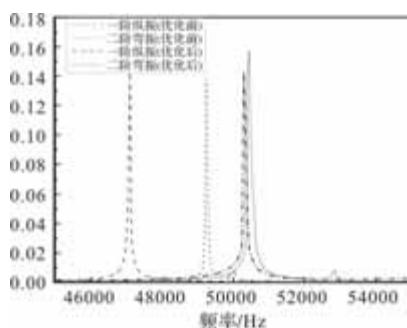


图 10 驱动足的振幅-频率响应曲线

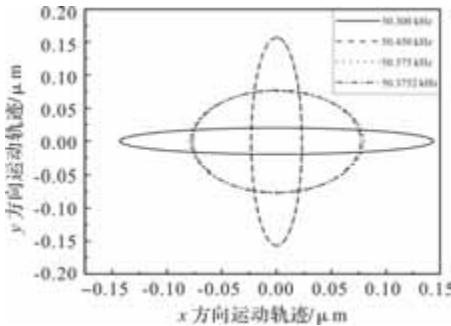


图 11 激励频率对驱动足运动轨迹的影响

从工程应用角度来看, 50.375 kHz 与 50.3755 kHz 的频率差值仅为 0.2 Hz, 远小于超声电机驱动电源的频率调节精度(通常为 ± 1 Hz)和振动模态匹配的工程容差范围, 且频率变化对驱动足轨迹影响较小, 对于超声电机激发出所需振动模态及实际运行而言, 50.375 kHz 的精度已完全满足要求。因此, 在后续的仿真分析与试验测试中, 均以 50.375 kHz 作为激励频率设定值。

为了给后续试验提供理论参考, 与试验测试结果进行对比, 需要采用有限元软件中的瞬态动力学分析计算出超声电机定子驱动足表面质点的运动轨迹。在陶瓷两对称侧分别施加 $5V_{pp}$ 的激励电压, 相位差为 $\pi/2$, 激励频率为 50.375 kHz 的正弦信号, 并将陶瓷底部作为负极, 其中电压激励表达式分别为

$$\begin{cases} V_1(t) = 5\sin(2\pi \times 50375 \times t) \\ V_2(t) = 5\sin(2\pi \times 50375 \times t + \pi/2) \end{cases} \quad (16)$$

陶瓷的瞬态动力学模型为

$$[M]\ddot{\{X\}} + [C]\dot{\{X\}} + [K]\{X\} = F(t) \quad (17)$$

式中, $[M]$ 为质量矩阵; $[C]$ 为阻尼矩阵; $[K]$ 为刚度矩阵; $\{X\}$ 、 $\dot{\{X\}}$ 、 $\ddot{\{X\}}$ 分别代表位移、速度、加速度矢量, $F(t)$ 为变载荷矢量。

由仿真结果可得出陶瓷驱动足在稳态下的位移响应曲线如图 12 所示。驱动足的运动轨迹如图 12 (a) 所示, 陶瓷在 x 方向的最大振幅为 0.11703 μm,

y 方向的最大振幅为 0.070386 μm, z 方向的最大振幅为 0.00040897 μm, 表明此时陶瓷主要振动为纵向振动与弯曲振动。将驱动足在 x、y 方向的运动轨迹进行合成可得出陶瓷在驱动平面的运动轨迹曲线如图 12(b) 所示。由瞬态动力学分析的结果, 计算出电机的运行轨迹, 验证了电机结构设计的可行性。

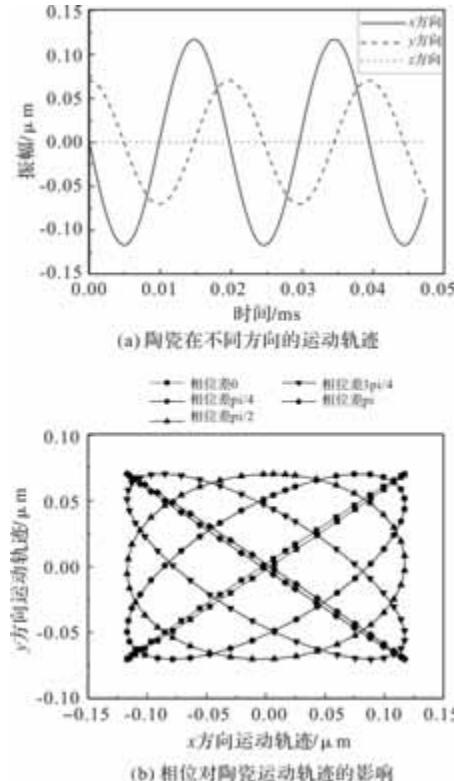


图 12 陶瓷的运动轨迹曲线

由图 12(b) 可知, 当相位差为 0 时, 驱动足在 x 方向和 y 方向的运动趋势相同。此时的运动轨迹近似为一条斜线, 在这种情况下电机无法正常驱动。随着相位差的增加, 驱动足在 x 方向和 y 方向的相位差逐渐增大, 当相位差为 $\pi/2$ 时驱动足的运动轨迹为正椭圆, 此时电机运行的效率最高, 运行速度达到最大。当相位差继续增加, 驱动足运动轨迹方向相反, 电机实现反向运行, 随着相位差继续增加, 电机运行速度降低, 当相位差增加至 π 时电机停止运动。

3 电机性能测试

通过阻抗分析仪对尺寸优化后压电陶瓷进行阻抗分析, 试验结果如图 13 所示。由图可知陶瓷两相谐振频率分别为 50.225 kHz 和 50.542 kHz, 仿真对应的谐振频率分别为 50.34 kHz 和 50.651 kHz。对比测试与仿真的谐振频率数值, 二者一致性较好, 验证了优化结果的合理性。

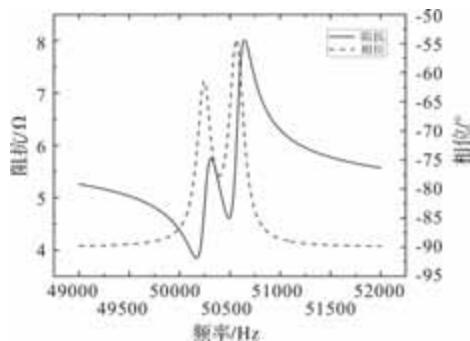


图 13 压电陶瓷的阻抗特性曲线

将设计的压电陶瓷作为整体固定安装至电机外壳内部，最后通过电机端盖进行封装，实现电机定子的装配，电机内部结构与装配体如图 14 所示。

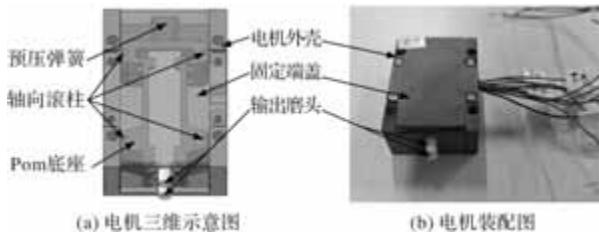


图 14 电机整体示意图

如图 15 所示，测试平台包含可调电源、驱动控制器、电容测微仪、示波器、位移测试机、上位机、待测平台、隔振台等设备。测试时将可调电源输出电压接入驱动控制器中，通过上位机控制驱动板输出两相高频正弦信号至压电陶瓷，最后通过电容测微仪得到电机的位移及速度。

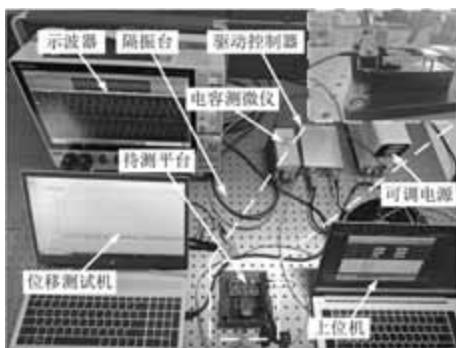


图 15 电机性能测试平台

将可调电源输出参数设置为 12V/1A，待输出稳定后接入驱动控制器。通过上位机控制输出频率为 50.375 kHz，相位差为 $\pi/2$ 的两相正弦驱动信号，测试电机的运行速度以及推力。表 7 为不同驱动电压下，仿真结果与测试结果对比。结果表明仿真结果与测试结果的最大相对误差为 6.28%。误差来源可能是由于有限元模型的理想化设定，忽略了驱动

足与陶瓷的粘贴部分，从而导致计算结果与测试结果的偏差。

表 7 不同驱动电压下仿真结果与测试结果对比

对比组别	测量值/(mm/s)	仿真值/(mm/s)	相对误差
5 V 正向运行	25.77	26.132	1.39%
5 V 反向运行	24.49	26.132	6.28%
10 V 正向运行	47.51	49.258	3.55%
10 V 反向运行	47.98	49.258	2.6%

通过测试结果可得出，当电机激励频率和相位差固定时，随着驱动电压幅值的增加电机运行速度显著提高，且当驱动电压为 10 V 时电机运行性能达到最佳，最大速度为 47.98 mm/s，最大推力为 5.438 N。测试结果如图 16 和图 17 所示。

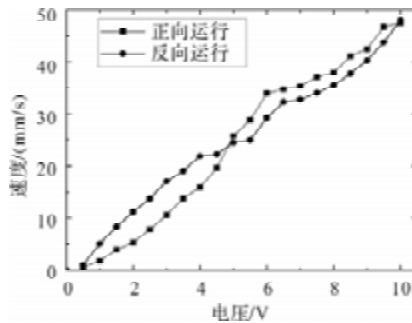


图 16 电压对电机运行速度的影响

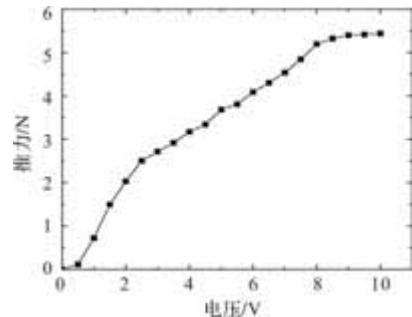


图 17 电压对电机输出力的影响

4 结语

本文根据压电陶瓷的振动特性设计了一台双足驱动的直线型超声电机。确定了一阶纵向振动和二阶弯曲振动作为电机的工作模态，分析了电机定子驱动足处椭圆运动轨迹的生成原理，以及相位对驱动足运动轨迹的影响。通过有限元软件中的灵敏度分析法确定了对陶瓷工作频率影响较大的三个尺寸，建立二阶响应面模型，并使用 NSGA-II 法对陶瓷尺寸进行优化，验证了优化结果的准确性。通过有限元软件中的谐响应分析和瞬态动力学分析计算了陶

瓷的幅频特性曲线和位移响应曲线，基于曲线确认电机可实现模态耦合激发、驱动足形成有效椭圆运动，验证电机运行的可行性。最后通过测试得出电机在不同电压激励下的速度以及推力，结果表明电机在驱动电压为 10 V，驱动频率为 50.375 kHz，相位差为 $\pi/2$ 时达到最大驱动速度，其大小为 47.9872 mm/s，最大推力为 5.438 N。该电机具有结构紧凑、工作稳定、整体尺寸较小的优点，并且模块化设计使得其可以在较小的空间内进行驱动，具有广泛的应用场景。

参考文献

- [1] 陈建毅, 林星陵, 吴庆勇, 等. 面内驱动旋转超声电机的研究进展[J]. 微电机, 2024, 57(06): 69-74.
- [2] Liu Z, Yao Z, Jian Y, et al. A novel plate type linear piezoelectric actuator using dual-frequency drive [J]. Smart Materials and Structures, 2017, 26(9): 095016.
- [3] Peng T, Shi H, Liang X, et al. Experimental investigation on sandwich structure ring-type ultrasonic motor [J]. Ultrasonics, 2015, 56: 303-307.
- [4] 刘炯, 纪跃波, 陈美谦, 等. 行波型旋转超声电机定转子驱动接触间隙分析[J]. 微电机, 2020, 53(03): 11-14, 19.
- [5] 刘英想, 闫纪朋, 徐冬梅, 等. 弯振复合型单足压电驱动器设计[J]. 西安电子科技大学学报, 2017, 44(01): 130-133, 188.
- [6] 李荣, 舒鑫东, 黄晓路, 等. 超精密定位系统音圈电机驱动器设计[J]. 电力电子技术, 2025, 59(01): 17-20.
- [7] 李响, 郭鹏涛, 丁远. 基于场路结合的大功率直线超声波电机压电-热-结构多物理场分析[J]. 电工技术学报, 2024, 39(02): 423-433.
- [8] Dong Z, Yang M, Chen Z, et al. Design and performance analysis of a rotary traveling wave ultrasonic motor with double vibrators[J]. Ultrasonics, 2016, 71: 134-141.
- [9] 杨模尖, 姚志远, 李响, 等. V型贴片式直线超声电机的结构优化设计[J]. 振动与冲击, 2017, 36(07): 213-218, 270.
- [10] 张健, 王笑竹, 何勍, 等.“工字形”直线超声电机的结构设计与模态分析[J]. 微电机, 2020, 53(12): 29-33, 38.
- [11] 李响. 驻波型直线超声电机的动力学特性研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2017.
- [12] 陈建毅, 林星陵, 吴庆勇. 多自由度超声电机的研究进展[J]. 微电机, 2023, 56(09): 54-60, 64.
- [13] 贾爽, 杨小辉, 宋汝君, 等. 单臂圆筒旋转超声电机优化设计[J]. 机械设计与制造, 2024, (11): 37-40.
- [14] 王大志, 杨明洛, 王奉书, 等. 多足式微型直线超声电机定子的设计与仿真[J]. 光学精密工程, 2024, 32(11): 1713-1723.
- [15] Wan Z, Hu H. Research on linear ultrasonic motor using longitudinal and bending mode[C]. 2011 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation. IEEE, 2011: 2343-2347.
- [16] Wan Z, Hu H. Modeling and experimental analysis of the linear ultrasonic motor with in-plane bending and longitudinal mode[J]. Ultrasonics, 2014, 54(3): 921-928.
- [17] Li X, Yao Z, Zhou S, et al. Dynamic modeling and characteristics analysis of a modal-independent linear ultrasonic motor[J]. Ultrasonics, 2016, 72: 117-127.
- [18] Niu R, Zhu H, Zhao C. A four-legged linear ultrasonic motor: Design and experiments[J]. Review of Scientific Instruments, 2020, 91(7).
- [19] Niu R, Liu J, Zhu H, et al. Design and evaluation of a novel light arc-shaped ultrasonic motor[J]. AIP Advances, 2019, 9(6).
- [20] Niu R, Guo Y. Novel piezoelectric crawling robot with multiple degrees of freedom[J]. AIP Advances, 2021, 11(7).
- [21] Ho S T, Jan S J. A piezoelectric motor for precision positioning applications[J]. Precision Engineering, 2016, 43: 285-293.
- [22] 曹龙飞, 范兴纲, 李大伟, 等. 基于快速有限元的永磁电机绕组涡流损耗半解析高效计算[J]. 电工技术学报, 2023, 38(01): 153-165.
- [23] 杨淋, 陈亮, 任韦豪, 等. 新型行波直线超声电机的结构与有限元分析[J]. 振动、测试与诊断, 2022, 42(03): 439-445, 612-613.
- [24] 蒋春容, 夏凯, 陆旦宏. 基于 ANSYS 的径向驻波型超声波电机设计与分析[J]. 电机与控制应用, 2020, 47(04): 54-58.
- [25] 张百亮, 姚志远, 简月, 等. 基于弯曲模态的板形直线超声电机结构设计[J]. 振动与冲击, 2019, 38(01): 110-117.
- [26] 赵淳生. 超声电机技术与应用[M]. 北京: 科学出版社, 2007.
- [27] 于开平. 结构动力学[M]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学出版社, 2015.

数控机床用电主轴电机技术研究综述

梁锦华^{1,2}, 许海平^{1,2}, 陈 飞³, 刘 威⁴, 李东亚⁵, 周 鹏^{1,2}

(1. 中国科学院电工研究所 高密度电磁动力与系统全国重点实验室, 北京 100190;
2. 中国科学院大学, 北京 100049; 3. 德州恒力电机有限责任公司 山东省舰船先进电机
及机电系统重点实验室, 山东 德州 253000; 4. 纽约州立大学布法罗分校 工程与应用科学学院,
纽约 布法罗 14213; 5. 洛阳轴承研究所有限公司, 河南 洛阳 471000)

摘要: 电主轴电机是数控机床的动力之源和核心执行单元, 复杂数控指令和精密加工最终都通过电主轴电机的旋转运动得以实现。首先综述了电主轴行业在全球范围内的发展态势与产业格局, 梳理了电主轴电机的分类, 并基于行业数据对其未来增长趋势进行预测; 其次重点探讨了电主轴电机设计中电磁性能与拓扑结构协同优化、损耗特性分析与散热系统设计、转子强度与动力学特性分析的关键技术; 深入分析在电主轴电机驱动控制中宽调速与快响应控制、谐波抑制与高效驱动、振动抑制与高精度保持的核心研究内容; 最后归纳了电主轴测试平台设计中的关键技术与工程实践方法。

关键词: 数控机床; 电主轴电机; 电机设计; 电机驱动; 电主轴测试

中图分类号: TM35 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2025)12-0082-09

A Comprehensive Review of Motor Technology for Electric Spindle in CNC Machine Tools

LIANG Jinhua^{1,2}, XU Haiping^{1,2}, CHEN Fei³, LIU Wei⁴, LI Dongya⁵, ZHOU Peng^{1,2}

(1. Institute of Electrical Engineering, Chinese Academy of Sciences, State Key Laboratory of High Density Electromagnetic Power and Systems, Beijing 100190, China; 2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China;
3. Dezhou Hengli Electrical Machinery Co., LTD., Shandong Key Laboratory of Advanced Motors and
Electromechanical Systems, Dezhou Shandong 253000, China; 4. School of Engineering and Applied
Sciences, University at Buffalo, State University of New York, Buffalo 14213, America;
5. Luoyang Bearing Research Institute Co., LTD., Luoyang Henan 471000, China)

Abstract: The electric spindle motor serves as power source and core execution unit of CNC machine tools, wherein complex control instructions and precision machining operations are ultimately realized through its rotational motion. This paper first presented an overview of the global development trends and industrial landscape of the electric spindle industry, classified electric spindle motors, and forecasted their future growth based on industry data. Secondly, it focused on key technical aspects in the design of electric spindle motors, including the collaborative optimization of electromagnetic performance and structural topology, loss characteristic analysis coupled with thermal management system design, as well as rotor strength and dynamic behavior evaluation. Furthermore, the paper examined core research areas in electric spindle motor drive control, such as wide-speed-range fast response control, harmonic suppression and energy-efficient driving strategies, along with vibration mitigation for precision retention. Finally, it summarized the critical technologies and engineering implementation approaches involved in the design of electric spindle test platforms.

Key words: CNC machine tools; electric spindle motor; motor design; motor drive; electric spindle testing

收稿日期: 2025-09-10

基金项目: 高密度电磁动力与系统全国重点实验室开放基金(2025KFYJB007); 山东省重点研发计划(重大科技创新工程)(2021CXGC010208); 山东省舰船先进电机及机电系统重点实验室开放课题(HLZDSY2025011)。

作者简介: 梁锦华(1987), 男, 博士研究生, 研究方向为永磁电机设计及制造技术, 电主轴电机设计及驱动控制技术。

许海平(1973), 男, 博士, 研究员, 博士生导师, 研究方向为电力电子变换器与永磁电机控制技术。

陈 飞(1964), 男, 博士, 高级工程师, 研究方向为电机优化设计与制造技术。

刘 威(1993), 男, 博士研究生, 研究方向为永磁电机设计与驱动控制技术。

李东亚(1987), 男, 硕士, 高级工程师, 研究方向为电主轴设计及制造技术。

周 鹏(1990), 男, 博士研究生, 研究方向为永磁电机驱动控制技术。

0 引言

新一代火箭、卫星、飞行器、舰船、高铁及军工装备制造日益向高精度和大型化方向发展，产品设计不断朝着高度集成化方向演进。数控机床产业正加速与新能源汽车、深海科技、商业航天、低空经济、人形机器人、发电储能、可再生能源以及6G通信等新兴产业实现深度融合，并展现出协同发展的良好态势。这些发展趋势显著提升了市场对具备高效复合加工能力和深度定制特性数控机床的需求，为中国数控机床及电主轴的技术创新与产业化应用创造了前所未有的战略机遇。

德国机床凭借卓越的精度寿命比以及纳米级复合涂层技术保持全球领先地位，如巨浪 CHIRON、德马吉森精机 DMG MORI、哈默 HERMLE、通快 TRUMPF、格劳博 GROB、埃马克 EMAG、西门子 SIEMENS、海德汉 HEIDENHAIN 等。瑞士机床在微米级和纳米级超精密钟表与医疗高端产业链中占据不可替代的地位，如 GF Machining Solutions(米克朗 MIKRON、利吉特 LIECHTI)，斯达拉格 STARRAG(宝美 BUMOTEC、海科特 Heckert、西普 SIP)，联合磨削集团 UNITED GRINDING(STUDER、Walter)，威力铭 - 马科黛尔 Willemin-Macodel，托纳斯 TORNOS 等。意大利机床在重型化、军工定制以及航空航天和大尺寸零件加工方面具备显著优势，如帕玛 PAMA、茵塞 INNSE、拉扎提 LAZAATI、浦罗马克 PROMAC、皮特卡纳基 Pietro Carnaghi、帕尔帕斯 Parpas、柏瑞通 Breton 等。英国机床行业形成了以精密测量与特种加工为核心的双轮驱动发展格局，如雷尼绍 RENISHAW、霍尔罗伊德 Holroyd、科尔切斯特 Colchester、Churchill、MATRIX 等。美国机床产业以航空航天与军工装备所需的高端数控机床及智能化制造技术为发展重点，具有高度的技术集成能力，如马格 MAG，哈斯 HAAS，哈挺 HARDINGE，德拉克 DRAKE，格里森 Gleason 等。日本机床凭借高性价比、极小量产误差和全产业链自主化能力，在汽车、模具领域占据主导地位，如山崎马扎克 MAZAK，发那科 FANUC，三菱，牧野 TSUNEZO MAKINO，株式会社天田 AMADA，大隈 OKUMA，津上 TSUGAMI，三井 MITSUI SEIKI，冈本 Okamoto，YASDA 等。韩国机床则在半导体设备、显示面板制造以及船舶与能源设备领域展现出较强的竞争力，如迪恩机床 DN Solutions(斗山)，三星机床 Samsung，现代威亚 Hyundai WIA 等。

中国数控机床^[1]产业正处于深刻的战略重构过程中，呈现出台湾地区、长三角与珠三角三大区域协同引领，环渤海及中西部地区加速崛起、特色化发展的多元化竞争格局。浙江玉环、山东滕州、云南玉溪、江苏扬州、湖南长沙、江苏溧水、浙江东部等一批在细分领域具备显著优势的特色产业集群正在逐步形成。在政策扶持与企业自主研发能力不断提升的双重驱动下，国内机床制造商和电主轴制造商正逐步缩小与国际领先水平之间的技术差距。传统国有机床企业通过股份制改革和战略重组焕发出新的活力，展现出不俗的市场竞争力，如通用技术集团、北京机床所、北一机床、北二机床、中航高科、上海机床、沈阳机床、济南二机、齐重数控、大连机床、武汉重型机床、秦川机床、青海一机、宝鸡机床、昆明机床、重庆机床、贵阳险峰机床、天津一机、北平机床等。民营企业凭借对细分市场需求的敏锐把握，依托深度精准定制化策略、卓越的性价比以及完善的售后服务体系，实现快速崛起，成为推动产业转型升级的重要引擎，如广州数控、科德数控、拓璞数控、纽威数控、北京精雕、国盛智科、华辰装备、亚威股份、华东重机、海天精工、日发精机、浙海德曼、宁波精达、开兰数控、创世纪、格力智能装备、拓斯达科技、凯恩帝、豪迈科技、光洋科技、华东数控、威达重工、山东大汉智造、华中数控、宇环数控等。

电主轴电机作为数控机床的核心动力部件，承担着驱动主轴实现高速、稳定运转的关键功能。其在转速、精度、刚度及温控性能等方面的技术指标，直接影响数控机床在切削能力、加工质量与运行效率等方面的综合性能。随着高速与高精度数控机床产业的持续演进，电主轴电机技术正日益成为高端工业母机产业链中不可或缺的重要环节，成为学术界与产业界共同聚焦的热点研究方向。

1 电主轴行业发展格局

国际上电主轴产业主要集中于欧洲、北美及日本等制造业发达地区。在欧洲地区，德国制造商有 GMN，西门子 SIEMENS，SYCOTEC，IMT，西泰克 CYTEC，KLUFER，凯斯乐 Kessler，海德汉 HEIDENHAIN，舍弗勒 FAG，HULLER 等；瑞士制造商有费舍 FISCHER PRECISE，伊贝格 IBAG，MCT，ABB 电主轴，STEP-TEC，GEPY 等；意大利制造商有费梅特 FAEMAT，睿克斯 Reckerth，CAMFIOR，OMLAT，FAMUP 等；英国制造商有西风 WESTWIND，ABL 等；其中英国 WESTWIND 与瑞士

IBAG 在半导体切割用精密主轴领域处于世界领先地位，瑞士 FISCHER 与德国 GMN 在精密模具加工用电主轴市场中具备显著技术优势，德国 Kessler 在 PCB 钻孔电主轴的研发与制造领域积累了深厚的技术基础。北美地区成为航空航天特种应用领域高端电主轴研发重要技术策源地，制造商有 Celera Motion, INGERSOLL, SETCO, PRECISE 等。日本在中高端加工中心主轴的大批量制造方面有成熟的制造体系和高效的规模化生产能力，制造商有三菱 Mitsubishi, NAKANISHI, NSK, 松下 Panasonic, MSIY, 安川 Yaskawa 等。此外国外大型数控机床企业普遍具备自主研制电主轴的能力，国际知名轴承制造商也纷纷涉足电主轴领域。

我国电主轴行业已构建起层次分明的竞争格局，并展现出鲜明的区域集聚特征。主要制造商集中分布于台湾地区如睿莹精密机械、罗翌科技 ROYAL、普慧 Parfaite、健椿工业、普森精密主轴 POSA、惟隆科技 WLT、翰坤五金机械、旭泰精密机械、日绅精密、数格科技、丹铨精密等；长三角地区如星晨高速、阳光精机、汉唐科技、无锡开源、博华机电、领臣精密机械、星轮高速、天控五轴数控、原创精密、海夫主轴、日野精密等；珠三角地区如昊志机电、安大电主轴、爱贝科精密、速锋科技、联显电机、深谊电主轴等；环渤海经济圈如科德数控、北京精雕、北京超同步、凯歌主轴、博特精工、莱芜金泰、泰安海纳轴研等；中西部地区如洛阳轴研所、

华中数控、湖南海捷、洛阳航特机电、安阳莱工科技、安阳斯普机械、安阳华安、西安合升动力、青海华鼎实业等。

在国际上，电主轴已成为数控机床行业的核心配置和主流产品，而在国内，机械主轴仍占据较大市场份额。欧美日等国际品牌在超高速($>50000\text{ r/min}$)与超精密($<0.1\text{ }\mu\text{m}$)电主轴领域仍占据主导地位，国内企业在上述高端应用领域对进口产品的依赖程度依然较高。在工业母机专项政策及本土制造成本优势等多重利好因素的共同推动下，国内的电主轴制造企业正加快向中高端市场渗透。目前，国产电主轴在常规工况(转速 $\leq 20000\text{ r/min}$, 精度 $\geq 1\text{ }\mu\text{m}$)条件下已具备全面替代进口产品的技术能力。而在中低端市场，国产替代效应日益显著，进一步压缩了外资品牌的市场空间。尤其在新能源汽车、工业机器人、风电与储能等细分领域，国产电主轴的市场替代率已超过 50%。昊志机电、科德数控、洛阳轴研所等一批国内电主轴企业近年来发展迅速，已成为推动行业转型升级的重要力量。

2 电主轴电机分类

电主轴电机本质上属于一种无外壳内装式电动机，其电机定子与主轴壳体、转子与主轴之间均采用一体化设计，显著提高了主轴系统的空间利用率，使整体结构更加紧凑。电主轴电机分类及其增长趋势如表 1 所示。

表 1 电主轴电机分类及其增长趋势

类型	永磁同步电主轴电机	变磁通永磁电主轴电机	异步感应电主轴电机	开关磁阻电主轴电机
适用工况	要求宽调速范围、高动态响应、高精度、高效率、低振动的场合；	超宽调速范围、快响应、精密加工场合；	大功率、重切削、高过载、通用型加工场合；	要求重载起动、频繁换向、耐粉尘场合；
应用场景	高速铣削主轴、车床、车铣复合主轴、磨削主轴；	超高速电主轴，复合加工中心；	通用型、经济机床主轴、重型车削主轴；	锻压机床，矿山机床；
弱磁比	$>1:3$	$>1:5$	$>1:1.5$	$>1:6$
控制精度	$\pm 0.1\%$	$\pm 0.2\%$	$\pm 0.5\%$	$\pm 1\%$
响应速度	$<10\text{ ms}$	$>15\text{ ms}$	$20\sim50\text{ ms}$	$<5\text{ ms}$
效率	95% ~ 98%	92% ~ 96%	85% ~ 93%	88% ~ 92%
功率因数	0.9 ~ 1.0	0.8 ~ 0.95	0.7 ~ 0.9	0.6 ~ 0.8
市场占比	50% ~ 60%	5% ~ 10%	20% ~ 30%	<5%
未来增长	5% ~ 10%	4% ~ 8%	-8% ~ -15%	基本不变

开关磁阻电主轴电机由于不含稀土磁体，具备成为电主轴应用中稀土电机替代品的潜力，尽管在某些特定领域展现出一定的应用前景，但其整体适

用范围仍较为有限。异步感应电主轴电机在大功率输出、重切削性能、高过载能力及超高转速等方面表现优异，适用于对性能要求较高且对成本控制较

为敏感的应用场景。变磁通永磁电主轴电机通过低矫顽力与高矫顽力永磁材料的组合, 或采用特殊的磁路结构设计, 实现对永磁磁场强度的动态调节, 该调节机制依赖于永磁体磁化状态的灵活切换, 从而在更宽的转速范围内实现高效、稳定的弱磁扩速控制, 未来在电主轴领域将进一步扩大应用范围。永磁同步电主轴电机凭借其高功率密度、高效率、低振动、快速动态响应等优势, 已成为高档数控机床用电主轴驱动系统主流技术路径和首选方案。

3 电主轴电机设计

电主轴电机电磁性能与拓扑结构的协同优化是实现高性能的核心手段, 但同时也会产生热量和机械力这两个必须加以控制的副效应; 损耗特性分析与散热系统设计构成了维持性能可持续性的关键保障, 防止核心性能因过热而失效; 转子强度与动力学特性分析^[2]则是支撑性能安全运行的基础, 确保系统在高速运行条件下保持稳定性和可靠性。电主轴的设计并非在电磁、散热与动力学三个方向上各自追求极致性能, 而是在这三者相互制约的条件下, 针对最高转速、额定功率、精度要求等特定应用目标, 寻求全局最优的平衡点与解决方案, 并有效协调电磁与散热、电磁与动力学以及散热与动力学之间的矛盾关系。

3.1 电磁性能与拓扑结构协同优化

电主轴电机的电磁性能与拓扑结构协同优化以高功率密度与高效能为核心, 作为能量转换与管理的基础; 同时通过高速域动力输出拓展运行边界, 并以优化动态响应与控制性能提升响应品质为关键支撑, 最终实现极高精度与平稳性的设计目标。在多物理场耦合环境下, 所有电磁与拓扑结构的系统级协同优化, 最终均旨在在广阔的运行区间内实现稳定、精确、平滑的运动输出。

3.1.1 追求高功率密度与高效能

在有限的结构空间内持续提升转矩密度, 以实现更强劲、更高效的切削动力输出, 已成为数控机床迈向紧凑化与高效化的重要标志。

(1) 从电磁负荷的角度出发, 选用具有高剩磁与高矫顽力的钕铁硼永磁材料, 并结合V形、U形等内置式磁钢结构, 对磁路进行精细化设计, 不仅能有效抑制磁路漏磁, 更可在气隙中构建出更强、更均匀的磁场分布, 从而显著提升电机的电磁负荷能力, 释放出更强大的动力潜能。

(2) 从提升转速的维度来看, 在输出转矩保持

恒定的前提下, 提高转速无疑是提升功率密度最为直接且高效的方式。但在进行电磁设计时, 必须全面考量高速运行所带来的多重挑战, 如转子强度的极限、轴承的极限转速、离心力的增强效应、风摩损耗的上升趋势, 以及转子动力学稳定性变化规律。

(3) 从绕组结构优化层面出发, 采用发卡绕组(Hair-pin)与利兹线(Litz Wire)等扁线绕组^[3]技术, 已成为提升电机槽满率、优化空间利用率的关键手段。高槽满率意味着更紧凑的结构布局, 更高的功率密度与更强的输出能力。

3.1.2 强化高速域动力输出

电主轴电机应具备宽调速范围和高效的弱磁控制能力, 以实现高速运行下的恒功率输出足够切削力, 可从以下五个方面开展优化设计:

(1) 在永磁磁链调控方面, 建议优先选用矫顽力较高、剩磁密度相对较低的Sm₂Co₁₇型钐钴磁体, 或SH、UH、EH、TH系列的钕铁硼NdFeB永磁材料。此类材料在承受去磁电流时具有更高的稳定性, 能够在不发生不可逆退磁的前提下承受更大的去磁电流, 从而有效提升电机的运行可靠性与调速范围。随着材料成分与制备工艺不断优化^[4], 新型高矫顽力永磁材料持续涌现, 性能更加优化。此外通过将低矫顽力与高矫顽力永磁材料进行组合设计所构建的变磁通电机结构, 能够显著拓展弱磁调速范围, 该设计方法在提高电机调速灵活性的同时, 增强了其在复杂工况下的适应能力, 具有良好的工程应用潜力, 未来有望在电主轴领域实现更广泛的应用。

(2) 在降低直轴电感设计方面, 根据弱磁控制的电压方程可知, 在相同的电压极限圆和去磁电流条件下, 直轴电感越小, 电机所能达到的转速越高。因此, 可通过优化磁障结构, 设计更宽且更薄的磁障, 或采用扁平状永磁体, 以提高直轴磁路的磁阻, 从而有效减小直轴电感, 进而提升电机的弱磁调速能力和整体运行效率。

(3) 在凸极率(Lq/Ld)优化方面, 采用内置式永磁电机结构, 并通过对转子磁障的宽度、位置及层数进行合理设计, 可有效调节 Ld 与 Lq 的比值。凸极率越高, 电机所产生的磁阻转矩占比越大。在高速运行工况下, 由于弱磁控制的实施, 永磁转矩逐渐降低, 此时磁阻转矩则发挥补充作用, 有助于拓宽电机的恒功率运行范围, 并提升其在高速区域的效率与输出转矩。在反凸极弱磁技术研究方向, 反凸极电机在运行过程中功角通常不超过90°, 从而

有效避免了永磁体退磁的风险，提升了电机运行的稳定性与可靠性。文献[5]提出了一种新型反凸极结构，通过增大永磁体夹角的方式，有效缓解了局部磁密过高的问题。

(4) 双绕组结构设计^[6]，利用电子开关切换绕组实现低速串联、高速并联，达到宽高效区、宽速度域运行的效果，利用双绕组技术可设计兼具大转矩与宽调速范围^[7]的加工中心电主轴。

(5) 在提升电机基速方面，若在满足低速转矩要求的前提下，适度降低反电动势系数，则可使反电动势达到母线电压峰值时所对应的转速相应提高。这表明电机能够在更小的电流激励下进入弱磁运行区域，从而有效降低控制器与电机的热负荷，进一步提升系统的运行效率与稳定性。

3.1.3 优化动态响应与控制性能

在降低电气时间常数方面，提升电流响应速度是关键。在相同母线电压条件下，电感越小，电流变化率 di/dt 越高，电流便能更快地建立或衰减，从而加快转矩响应速度，提高系统的动态响应能力。为实现这一目标，可采取多种有效措施，如缩短气隙长度、采用半闭口槽结构、磁性槽楔、引入磁障设计以限制磁通路径等，这些方法均可有效降低交轴电感 L_q ，从而提升电机的电流响应性能。文献[8]采用复合磁体替代传统单磁体电机结构，从而在启动、加速及制动过程中展现出更优越的动态性能。

在降低机械时间常数方面，提升电机的加速度性能是核心目标。在相同电磁转矩作用下，转动惯量越小，角加速度 $d\omega/dt$ 越大，转速变化越迅速，电机的动态响应能力也越强。实现方式包括在转子结构中设计减重孔或采用空心轴结构，使用碳纤维等低密度、高强度材料替代传统合金护套，以实现轻量化设计；同时选用高磁能积永磁材料，并优化极槽配合关系以提高转矩密度，从而增强电机的输出转矩能力，进一步提升其动态性能。

3.1.4 要求极高精度与平稳性

数控机床对运动精度与运行平稳性提出了极高的要求，可从三个方面对电主轴电机优化：

(1) 在降低电磁转矩脉动方面，优化反电动势波形是关键步骤，通过合理调整磁极形状与极弧系数，可使反电动势波形更接近理想的正弦波，正弦度越高，在注入正弦电流时产生的转矩脉动越小，从而有效提升电机运行的平稳性。此外磁场中的高次谐波，尤其是3次、5次、7次等主要谐波分量，也会引起转矩波动，通过优化磁极结构与绕组分布，

可有效抑制这些谐波成分，进一步降低转矩脉动。

(2) 在抑制齿槽转矩方面，可采用分数槽绕组结构，并合理配置极槽数，使两者的最小公倍数尽可能增大，从而改善极槽配合^[9]关系，降低齿槽转矩。在转子磁极设计中，采用斜极结构或优化磁极外形，也有助于减小齿槽转矩幅值。在定子槽口设计^[10]中，采用闭口槽或半闭口槽结构，并优化槽口宽度，是抑制齿槽转矩、提升运行平稳性的有效措施。

(3) 在削弱径向电磁力波方面，可通过优化磁极形状与极弧系数，降低气隙磁密中的谐波含量；同时适当增加气隙长度，以减小磁密幅值，从而有效降低电磁力波的幅值，减少由此引起的振动与噪声。

3.2 损耗特性分析与散热系统设计

电主轴电机热设计^[11]是电磁设计损耗最小化和结构设计散热能力最大化的结合，是电磁与热、性能与体积的设计权衡。

(1) 在精准计算与热源分析方面^[12]，铜耗、铁耗、永磁体损耗依赖于有限元分析软件进行电磁场瞬态仿真，风摩耗、杂散损耗可根据经验公式估算。

(2) 在导热路径优化方面，采用高导热浸渍漆与槽绝缘纸填充空气间隙，可有效改善定子绕组与铁心之间的热传导；定子铁心与电主轴机壳之间采用过盈配合，减少接触热阻，提高传热效率；转子铁心与主轴之间同样采用过盈配合，有助于将内部热量通过主轴导出，提升整体散热性能。

(3) 在冷却结构创新方面，螺旋式、轴向Z字型流道及针鳍式结构等先进冷却通道设计，可显著增加换热面积并增强流体湍流效果，从而提高冷却效率；同时将高导热性能的热管嵌入转轴或端盖中，可快速将转子内部或局部热点的热量传导至外部散热器，实现高效的热管理。

(4) 在导热介质选择方面，掺杂氮化硼等填料的高导热绝缘漆，以及由云母或聚酯薄膜复合而成的高导热槽绝缘纸，可有效降低绕组与铁心之间的接触热阻；采用高导热灌封胶对定子或端部绕组进行灌封，固化后形成整体导热结构提升热传导效率。

(5) 在冷却介质应用方面，目前主要有机壳风道强制风冷、定子外周水冷循环、喷淋式油冷、定子槽内油冷、相变冷却^[13]以及多路径协同冷却等方式。随着中国数控机床产业向高端化发展，多路径协同冷却、多介质复合冷却以及集成温度传感器的智能热管理技术正成为热设计领域的重要研究方向。

3.3 转子强度与动力学特性分析

(1) 在多物理场耦合设计及分析方面^[14], 当前主流方法是依托有限元分析软件, 开展电磁、应力、热效应与转子动力学的多物理场耦合仿真, 在设计初期即实现多因素协同优化, 确保各项性能指标之间的匹配性与兼容性。

(2) 在强度保障与材料工艺创新方面, 护套与永磁体之间的过盈配合量是影响结构稳定性关键参数。过盈量不足可导致高速时永磁体松动失效, 而过大会造成装配困难。因此需采用非线性接触有限元分析方法, 综合考虑离心力、温度变化及塑性变形等因素, 实现过盈量的精确设计。同时应推动材料与工艺的协同创新^[15], 如开发高抗拉强度永磁体、采用先进碳纤维复合材料、超高预紧力缠绕工艺, 以及研究高强铝合金、镍基粉末合金, 并通过引入碳纤维与纳米陶瓷颗粒进行增强改性, 从而制备出高强度、低密度、低涡流损耗的高性能转子组件。

(3) 在先进转子结构优化方面^[16], 采用碳纤维复合材料护套、高强非导磁合金护套及分段式护套结构, 不仅能够有效约束永磁体, 还可显著降低涡流损耗, 提升电机整体效率。隔磁桥作为结构薄弱点和磁路漏磁源, 可通过优化其几何形状、采用非对称设计或引入加强筋等方式, 在保证机械强度的前提下减少磁路泄漏, 提高磁钢利用率。

(4) 在动力学特性与振动分析方面, 建立高精度有限元模型, 准确计算转子的临界转速并进行模态分析, 是评估其动态性能的基础。通过谐响应分析, 可模拟转子在不同转速下的振动响应, 预测其

通过临界转速时的振动幅值。

4 电主轴电机驱动控制

宽调速^[17]与快响应控制构成了系统动态性能的基础, 谐波抑制与高效驱动保障了能量品质与运行稳定性, 振动抑制与高精度保持则是实现加工精度的最终目标与外在体现。

4.1 宽调速与快响应控制

在恒功率深度弱磁^[18]方面, 电主轴的宽调速范围使弱磁比 CPSR 越来越高, 并要求全速范围均能提供切削所需功率, 高速切削时电机局部磁饱和的现象更为严重, 带载时弱磁控制稳定性问题较突出^[19]。高速弱磁时 q 轴电流环增益很大, 容易造成电流、输出电磁转矩脉动剧烈, 使得电机控制系统的电压指令与逆变器输出的电压产生偏差, 出现很大的电流误差并极易出现电流调节器失控现象, 为避免弱磁调速失控和平滑过渡弱磁区, 文献 [20] 设计了新的单电流调节器弱磁控制策略, 优化改进了恒转矩区和弱磁区切换条件, 实现 6.3 倍深度弱磁。

在快响应伺服控制方面, 电主轴电机要求极高的角加速度^[21], 为提高快速动态响应速度, 需要重新分配定子电流的励磁分量和转矩分量, 使动态电磁转矩快速上升, 实现快速转矩响应和速度跟踪性能。文献 [22] 提出了电机弱磁区转矩输出与电流动态性同步提升控制策略。

4.2 谐波抑制与高效驱动

电流谐波抑制方法分类对比如表 2 所示。

表 2 电主轴电机谐波抑制方法分类对比

类型	工作原理	指标参数	适用场景
死区补偿法	反向补偿因死区时间和管压降造成的电压误差	总谐波畸变率可降低 3% ~ 8%	所有 PWM 逆变器基础补偿
谐波电流注入法	主动注入一个与之反向、等幅的补偿电流	转矩脉动抑制可达 50%	针对特定阶次转矩脉动
重复控制法	记忆上一周期误差, 在本周期进行补偿	电流总谐波畸变率可降低至 2%	周期性谐波场合
比例谐振控制法	特定频率处提供无穷大开环增益	5 次谐波可降 1% ~ 5%	变速场合的特定次谐波抑制
扩展频谱调制	调制开关频率将谐波能量分散到更宽频带	可降低电磁噪声 10 ~ 20 dBA	抑制高频段啸叫
人工智能算法	自学习、非线性映射, 自适应逼近谐波特性	转矩脉动抑制可达 70%	非线性、工况复杂多变场合

在实际工程中，通常使用多种方法结合使用，死区补偿常作为基础必备补偿，在速度环外用重复控制保证稳态精度，在电流环内用比例谐振控制或多个谐波注入环来抑制关键次数的谐波，扩展频谱调

制用于抑制高频段啸叫，人工智能算法则作为高级补偿手段，不断提升系统的自适应能力。

4.3 振动抑制与高精度保持

振动抑制控制策略分类对比如表 3 所示：

表 3 电主轴电机振动抑制控制策略分类对比

类型	工作原理	参数指标	适用场景
陷波滤波器	特定谐振频率点提供极大衰减，过滤振动信号	谐振峰值点振动加速度降低 40% ~ 70%	谐振频率固定且已知
先进 PID 控制	传统 PID 基础上引入自适应、模糊逻辑	转速波动再降低 10% ~ 30%	参数有一定变化范围的伺服系统
扰动观测器	实时估计并补偿负载扰动	降低转矩脉动和速度波动达 20% ~ 60%	负载多变、存在未知扰动
H ∞ 控制	使系统对模型不确定性和扰动的灵敏度最小化	宽频带振动加速度降低 10% ~ 50%	对稳定性和鲁棒性有极致要求
滑模变结构控制	使系统沿预定滑模面运动	周期性转矩脉动的抑制 25% ~ 65%	高性能伺服驱动
自适应智能控制	利用神经网络或模糊逻辑逼近非线性补偿振动	传统方法 上可再降低 15% ~ 30%	传统方法效果有限或模型复杂
输入整形控制	对指令进行整形，过滤掉激发振动频率成分	可降低残余振动 30% ~ 85%	数控机床、机器人

振动抑制策略选择要依据振动源类型和控制性能需求，当电磁振动为主时，可在电机本体优化的基础上采用特定谐波电流注入法；当机械谐振较多时，采用陷波滤波器^[23]、输入整形或自适应控制可能更有效；对于存在未知或多变扰动时，扰动观测器^[24]、H ∞ 控制或滑模控制值得深入研究；针对鲁棒性和自适应能力要求极高的高端电主轴产品，可探索自适应智能控制方法。

5 电主轴测试平台设计

电主轴测试平台设计是评价前期主轴电机设计的重要一环，关键技术包括试验规范与评价方法、多物理量综合传感与测量、精密机械接口与对中、智能控制系统与数据融合、先进加载技术。

试验规范与评价方法可参考 GB/T 44294-2024

《电主轴电动机通用技术规范》和 JB/T 13826-2020 《电主轴性能试验规范》。多物理量综合传感与测量技术是利用高精度、高响应传感器监测力与扭矩、电压、电流、功率、温升、效率、功率因数、振动加速度、径向跳动、轴向窜动等关键参数。精密机械接口与对中技术不仅是固定主轴和摆放仪器的基础，更需要确保主轴与驱动或加载设备之间的精密接口和高速运行时的轴线对中，以模拟真实工作状态并减少附加误差，目前高精度激光对中仪是行业内常用对中调平设备。智能控制系统与数据融合技术包括多参数闭环控制、数据同步采集与处理、故障诊断与预警、自动化测试软件等。

先进加载技术是模拟电主轴实际工作载荷的核心，其方法分类如表 4 所示。

表 4 电主轴加载测试方法分类对比

类型	工作原理	核心参数	适用场景
测功机对拖	测功电机作发电机对拖	转速和转矩分别可达 20000 r/min 和 550 Nm	中低速场合的转矩、功率、效率测试
电液伺服加载	液压伺服产生精确力矩	静态和动态载荷可达 $\pm 200\text{kN}$	大载荷、动态性能测试
压电陶瓷加载	压电陶瓷逆压电效应产生微位移和力	单次冲击能量 0.01J ~ 0.1J，动态加载力 5N ~ 50N	微牛米级精密加载、高频微振动模拟
非接触式电磁加载	电磁铁产生吸引力施加径向力	加载力可达 15000N，加载控制精度 $\leq 50\text{N}$	高速电主轴径向负载模拟、轴承性能测试

续表4

类型	工作原理	核心参数	适用场景
磁流变液动态加载	改变磁场调节磁流变液剪切应力产生扭矩	响应时间可达 0.1s, 动态剪切应力可达 2kPa	毫秒级响应、高速动态扭矩加载测试
高压水射流柔性加载	高速水射流冲击对主轴施加径向或轴向力	射流压力 10 ~ 20MPa, 压力控制精度 0.01 MPa	高速、超高速主轴性能与可靠性测试
高压空气膜加载	压缩空气形成气膜施加压力	气膜压力 0.2 ~ 0.8 MPa, 力控制精度 $\pm 1\%$	高速轻载冷却、微小负载模拟
切削法	实际切削材料施加载荷	径向载荷 0 ~ 3800N, 轴向载荷 0 ~ 2100N	最终的性能验证、工艺研究

结合测试目的、电主轴转速范围、负载类型, 测试成本和测试精度等级选择电主轴加载测试方法。精确测量效率和扭矩时优选测功机对拖或磁流变液动态加载; 考核高速动态性能与可靠性优选非接触电磁加载或高压水射流柔性加载; 大推力、大载荷的静态测试, 优选电液伺服加载; 若追求最真实的工况模拟且不计成本, 切削法是终极选择。高速乃至超高速范围优选非接触式电磁加载、高压水射流柔性加载、高压空气膜加载, 避免接触式加载带来剧烈摩擦、振动和噪声。

对于大部分中高转速的电主轴, 特别是对于电主轴电机设计性能验证, 改进型测功机对拖加载是最经济、最实用的方法。文献 [25] 公开了一种数控机床用大功率电主轴研发测试平台, 设计容错性的膜片联轴器和膜盘联轴器在角向实现最大 0.25° 偏移补偿, 在轴向实现最大 0.8 mm 伸缩补偿, 通过油气润滑设备和高速齿轮箱的灵活配置, 转速范围扩展至 30000 r/min, 功率范围扩展至 250 kW, 为电主轴电机性能测试提供一种可参考的工程实践方法。

6 结语

数控机床用电主轴电机技术发展趋势及关键技术研究方向如下:

(1) 在前沿优势产业和新兴行业飞速发展的强劲推动下, 我国中高端数控机床及电主轴的国产化进程持续加快, 未来电主轴电机技术将向更高精度、更高稳定性、更高可靠性方向发展。

(2) 电主轴电机设计中电磁性能与拓扑结构协同优化以高功率密度与高效能为核心, 力求强化高速域动力输出和优化动态响应与控制性能, 最终实

现极高精度与平稳性输出切削力。

(3) 在损耗特性分析与散热系统设计中, 精确计算与热源分析是理解热设计的起点和理论基础; 导热路径优化则是实现内部热流高效疏导的关键技术; 而冷却结构创新设计与导热介质合理选型构成了提升外部热交换效率的核心策略, 冷却介质应用则承担着热量最终导出的功能; 由内至外逐层展开构建成电主轴高效散热技术解决方案。

(4) 在转子强度与动力学特性分析中, 以多物理场耦合分析为核心手段, 为设计过程提供精确的输入参数、明确的边界条件及清晰的优化方向; 以强度保障与材料工艺创新为基本支撑, 结合先进的转子结构优化方法, 并融合动力学特性与振动分析作为关键技术路径, 最终实现动力学性能与结构强度的双重保障目标。

(5) 电主轴电机驱动控制从宽调速与快响应控制、谐波抑制与高效驱动、振动抑制与高精度保持方面不断突破技术难点, 实现更宽转速范围、更快调节速度、更高效率、更高稳定性、更高精度是精密数控机床用电主轴不懈的追求目标。

(6) 在电主轴测试平台的设计过程中, 试验规范与评价方法、多物理量综合传感与测量技术、精密机械接口与对中工艺、智能控制系统与数据融合算法、以及先进加载技术等关键核心环节, 将持续推动技术创新与工程化应用的深度融合。

本文不仅为电主轴电机领域的科研人员提供了理论参考, 也为工程技术人员在设计优化、驱动控制和测试分析方面提供了具有实践价值的技术指导, 为高端工业母机产业的发展提供坚实可靠的技术支撑, 进一步增强其创新能力和核心竞争力。

参考文献

- [1] 胡沫, 查俊, 朱永生, 等. 基础装备制造及高档集成数控机床研究进展 [J]. 中国机械工程, 2021, 32 (16): 1891-1903.
- [2] 王晓远, 李娜, 李天元, 等. 高速永磁电机转子强度及其敏感性分析 [J]. 电机与控制学报, 2024, 28 (11): 48-56.
- [3] Tianjie Zou, David Gerada, Antonino La Rocca, et al. A Comprehensive Design Guideline of Hairpin Windings for High Power Density Electric Vehicle Traction Motors [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 8 (3): 3578- 3593.
- [4] 合肥工业大学, 北京矿冶科技集团有限公司. 一种低重稀土高矫顽力烧结钕铁硼磁体及其制备方法 [P]. 202010843906. 5, 2023-03-17.
- [5] 邓先明, 田云帆, 陈晨, 等. 反凸极永磁同步电机的优化设计与分析 [J]. 电机与控制学报, 2025, 29 (06): 71-79.
- [6] 于艳君, 崔明恺, 柴凤. 双绕组永磁同步电机滑模变结构控制 [J]. 电工技术学报, 2022, 37 (22): 5799-5807.
- [7] 北京精雕精密机械制造有限公司. 一种大转矩与宽调速范围兼具的电主轴 [P]. 202220525801. X, 2022-06-28.
- [8] 高兴展, 于思洋, 汤佳泉, 等. 电动汽车用复合磁体永磁电机电磁及调速系统设计 [J]. 微电机, 2025, 58 (02): 21-26.
- [9] 黄磊, 彭兵. 不同极槽配合电动汽车永磁同步电机弱磁性能及抗饱和能力研究 [J]. 微电机, 2020, 53 (11): 61-64.
- [10] 中国科学院电工研究所. 一种卧式加工中心用内装式电主轴永磁同步电机结构 [P]. 202411695381. X, 2025-05-30.
- [11] 金良宽, 高宇, 洪健. 低齿槽转矩低温升电机技术研究与设计 [J]. 微电机, 2024, 57 (06): 16-21, 29.
- [12] 林奇, 单文桃, 曹伟长, 等. 永磁同步电主轴的热态特性分析 [J]. 微电机, 2023, 56 (05): 13-18.
- [13] 邱书恒, 王海峰, 熊斌, 等. 面向短时/断续工作制的电机系统固-液相变热管理技术及应用发展 [J]. 中国电机工程学报, 2024, 44 (01): 280-293.
- [14] J. Liang, P. Zhou, H. Xu, et al. Structure Design and Process Optimization of Electric Spindle Motor for High Precision CNC Machine Tools [C]. 2025 IEEE 8th International Electrical and Energy Conference (CIEEC), Changsha, China, 2025: 3428-3433.
- [15] 中国科学院电工研究所. 一种高速高精密数控机床用永磁同步电主轴电机加工方法 [P]. 202411726323. 9, 2025-01-24.
- [16] 沈建新, 秦雪飞, 尧磊, 等. 高速永磁电机转子强度分析与护套设计 [J]. 中国电机工程学报, 2022, 42 (06): 2334-2346.
- [17] 甘醇, 曲荣海, 石昊晨, 等. 宽调速永磁同步电机全域高效运行控制策略综述 [J]. 中国电机工程学报, 2023, 43 (07): 2496-2512.
- [18] 朱利东, 王鑫, 朱焜秋. 一种免失控的IPMSM参数可计算深度弱磁算法 [J]. 中国电机工程学报, 2020, 40 (10): 3328-3336.
- [19] J. Liang, P. Zhou, H. Xu, et al. Flux Weakening Control of Electric Spindle Motor Based on Negative Direct Axis Current Compensation [C]. 2025 IEEE 8th International Electrical and Energy Conference (CIEEC), Changsha, China, 2025: 3434-3439.
- [20] 王国栋, 王丽芳, 吴艳, 等. 基于单电流调节器的永磁同步电机深度弱磁控制及模式切换控制策略 [J]. 汽车工程, 2023, 45 (02): 219-230.
- [21] Jinhua Liang, Haiping Xu, Wei Liu. Design of Electric Spindle Control System for High-Grade CNC Machine Tools [C]. 2023 IEEE International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles & International Transportation Electrification Conference (ESARS-ITEC), Venice, Italy, 2023: 1-5.
- [22] 张旭, 王勃, 于泳, 等. 感应电机弱磁区转矩输出与电流动态性同步提升控制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2023, 43 (10): 3986-3995.
- [23] 毕京斌, 贾智军, 孔宴伟, 等. 基于陷波器的永磁电机振荡抑制 [J]. 微电机, 2020, 53 (01): 89-94.
- [24] 陈九霖, 郭昊昊, 刘彦呈, 等. 基于扰动观测器和重复控制的转速脉动抑制 [J]. 微电机, 2022, 55 (03): 40-46.
- [25] 齐鲁中科电工先进电磁驱动技术研究院, 中国科学院电工研究所. 一种高档数控机床用大功率电主轴研发测试平台 [P]. 202422861636. 7, 2025-08-09.