

微电机

2026 6

第59卷 第6期
No.6 Jun., 2026

MICROMOTORS

西安微电机研究所有限公司主办

无锡市黄氏电器制造有限公司



无锡市黄氏电器
制造有限公司 (原无
锡市剑清微电机有
限责任公司) 为爪极式

永磁同步电机的设计、生产、销售、服务于一体的专业企业。公司拥有技术精湛的员工与专业技术研发团队、专业的自动化生产设备、精良的生产工艺及先进的检测设备。自上世纪八十年代, 由电机专家——黄剑清先生主导开发出KTYZ系列永磁同步电动机产品, 技术指标在同行业中处于领先地位, 公司拥有多项电机专利, 并牵头制定《齿轮减速永磁同步电机》的行业标准。公司通过了ISO9001: 2000, UL, CE, 3C认证。



28KTYZ



28KTYZ



50KTYZ



50KTYZ



50KTYZL



50KTYZLRGB80



50KTYZ



60KTYZ



64KTYZ



64KTYZ



FGB64



RGB65

地址: 无锡市钱桥工业园钱洛路6-8号
电话: 0510-88089988
传真: 0510-88089900

微电机

WEI DIAN JI

月刊, 1972 年创刊

第 59 卷 第 6 期(总第 390 期)

2026 年 6 月 28 日出版

中国科技论文统计源期刊

中国学术期刊(光盘版)全文收录期刊

《中国核心期刊(遴选)数据库》收录期刊

《中文科技期刊数据库(全文版)》收录期刊

RCCSE 中国核心(扩展版)学术期刊

美国《乌利希期刊指南》(UPD)收录期刊

美国《剑桥科学文摘(工程技术)》(CSA)来源期刊

英国《科学文摘》(Inspec)检索源期刊

中国机械工业优秀期刊

陕西省优秀期刊

编辑委员会

顾问: 唐任远 赵淳生 莫会成 徐殿国

黄守道 梅雪松 刘卫国

主任委员: 肖 曦

常务副主任委员: 李中军

副主任委员: 沈建新 曲荣海

委员: (按姓氏笔画为序)

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

主管: 陕西科技控股集团有限公司

主办: 西安微电机研究所有限公司

协办: 中国电器工业协会微电机分会
中国电工技术学会微特电机专委会

编辑出版: 《微电机》编辑部

主 编: 李中军

副 主 编: 谭 莹 贾 钰

地 址: 西安市高新区上林苑四路 36 号
(710117)

电 话: 86-29-84276641

在线投稿系统: wdj.paperopen.com

E-mail: micromotors@vip.sina.com

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

国外总发行: 中国国际图书贸易总公司
(100044 北京 399 邮箱)

国外代号: M 4228

国内总发行: 陕西省邮政报刊发行局

订 购 处: 全国各地邮局或本刊编辑部

邮 发 代 号: 52-92

刊 号: ISSN 1001-6848
CN 61-1126/TM

国内定价: ¥8.00

国外定价: \$8.00

广告经营许可证: 6101004004005

印 刷: 西安创维印务有限公司

目 次

设计与研究

内置式永磁电机转子动力学建模与等效刚度计算

..... 吕世龙, 史涔激, 邱建琪, 等(1)

基于异步电机再制造的同步磁阻电机绕组与转子结构优化

设计 李庆旭, 孙宝石, 李云鹏, 等(7)

船舶推进用低速大转矩永磁同步电动机设计与分析

..... 姚鹏烁, 于思洋, 张凤阁(15)

电主轴用高速永磁电机转子强度研究

..... 蒲思乔, 郑 欣, 陈 博, 等(22)

驱动控制

基于等效刚度比的全闭环伺服系统控制

..... 王清扬, 雷 力, 李叶松(30)

基于自适应幂次趋近律的双 Y 移 30°永磁同步电机调速控制方法研究	李永恒, 刘陵顺(37)
一种改进 SMO 的 PMSM 无传感器控制技术	洪俊杰, 阮冠铭, 胡云聪, 等(42)
集成双电机驱动器热真空环境散热问题的分析与对策	袁倩倩, 柳舟洲, 任虹霞, 等(50)
永磁同步电机增强型模型预测电流控制	蔡嘉禧, 张金良, 彭 辰, 等(54)
磨煤机高负压真空泵组电机偏差补偿控制方法	江 帆, 李秉昊, 孙黎君, 等(63)

风力发电技术

考虑湍流风速的风电机组有功功率优化控制	王 超, 徐荣鹏, 袁文博, 等(70)
基于 FPGA 并行计算的超短期风电功率预测系统架构设计	吕吉平, 王 恒, 李华喜, 等(77)

《微电机》(月刊)

全年 12 期, 读者可到当地邮局订阅, 本刊亦可破订、零购。

欢迎投稿! 欢迎订阅! 欢迎刊登广告!

国内刊号: CN61-1126/TM

在线投稿系统: wdj.paperopen.com

地 址: 高新区上林苑四路 36 号(710117)

邮发代号: 52-92

订价: 8 元/期

年价: 96 元/年

编辑部邮购(含快递费): 300 元/年

国际刊号: ISSN 1001-6848

电话: 029-84276641

MICROMOTORS

Founded 1972 • Monthly • Public Publication
Vol. 59 No. 6 (Serial No. 390) Jun. , 2026

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: Jun. 28, 2026

CONTENTS

Rotordynamic Modeling and Equivalent Stiffness Calculation of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors	LYU Shilong, SHI Cenwei, QIU Jianqi, et al(1)
Optimization Design of Windings and Rotor Structure for Synchronous Reluctance Motor Based on Remanufacturing of Asynchronous Motor	LI Qingxu, SUN Baoshi, LI Yunpen, et al(7)
Design and Analysis of a Low-speed High-torque Permanent Magnet Synchronous Motor for Marine Propulsion	YAO Pengshuo, YU Siyang, ZHANG Fengge(15)
Rotor Strength Analysis of High-speed Permanent Magnet Motors for Electric Spindles	PU Siqiao, ZHENG Xin, CHEN Bo, et al(22)
Control of Full-closed Loop Servo System Based on Equivalent Stiffness Ratio	WANG Qingyang, LEI Li, LI Yesong(30)
Research on Speed Control Method of Double Y-shifted 30° Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Adaptive Power Approach Law	LI Yongheng, LIU Lingshun(37)
An Improved SMO PMSM Sensorless Control Technology	HONG Junjie, RUAN Guanming, HU Yuncong, et al(42)
Research on Excessive Temperature Rise Problems of Integrated Dual-motor Drivers for a Spacecraft Model in Thermal Vacuum Environment	YUAN Qianqian, LIU Zhouzhou, REN Hongxia, et al(50)
Enhanced Model Predictive Current Control of Permanent Magnet Synchronous Motor	CAI Jiaxi, ZHANG Jinliang, PENG Chen, et al(54)
Coal Mill High Negative Pressure Vacuum Pumping Unit Motor Deviation Compensation Control Method	JIANG Fan, LI Binghao, SUN LIJun, et al(63)
Active Power Optimization Control of Wind Turbines Considering Turbulent Wind Speed	WANG Chao, XU Rongpeng, YUAN Wenbo, et al(70)
Architecture Design of Ultra Short Term Wind Power Prediction System Based on FPGA Parallel Computing	LYU Jiping, WANG Heng, LI Huaxi, et al(77)

内置式永磁电机转子动力学建模与等效刚度计算

吕世龙¹, 史涔澂¹, 邱建琪¹, 郭丽艳², 史婷娜¹

(1. 浙江大学 电气工程学院, 杭州 310027; 2. 浙江大学 先进电气装备创新中心, 杭州 311107)

摘要: 针对永磁电机转子复杂组件导致的有限元模型计算规模大、难以收敛等问题, 本文采用一种有限元-解析法相结合的等效刚度计算方法, 用于构建转子系统的集总参数模型进行高效动力学分析。首先, 建立不同叠片数目的转子铁心局部分有限元模型, 并进行四点弯曲加载仿真, 通过曲线拟合获取弯曲刚度随离散片数的变化规律, 进而外推确定实际叠片数目下的等效弹性模量。在此基础上, 基于 Riccati 传递矩阵法构建转子系统的转子动力学计算模型, 并搭建模态试验平台进行实验验证。研究结果表明, 该方法计算出的前两阶固有频率相对误差分别为 1.4% 和 0.7%, 该建模方法能有效表征转子刚度特性, 提高动力学计算效率与可靠性。

关键词: 转子动力学; 硅钢片叠压铁心; riccati 传递矩阵法; 等效弹性模量; 固有频率

中图分类号: TM351

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)06-0001-06

Rotordynamic Modeling and Equivalent Stiffness Calculation of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors

LYU Shilong¹, SHI Cenwei¹, QIU Jianqi¹, GUO Liyan², SHI Tingna¹

(1. College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China;

2. Advanced Electrical Equipment Innovation Center, Zhejiang University, Hangzhou 311107, China)

Abstract: Addressing the heavy computational burden and convergence issues inherent in full-scale finite element modeling of complex permanent magnet motor rotors, this paper presented a hybrid method for equivalent stiffness calculation. This approach integrated finite element analysis (FEA) with analytical techniques to construct an efficient lumped parameter model for rotordynamic analysis. Initially, local FE models of the rotor core with discrete lamination counts were subjected to four-point bending simulations. Through curve fitting, the relationship between bending stiffness and lamination count was derived to extrapolate the equivalent elastic modulus for the actual rotor stack. Subsequently, a system-level dynamic model was established using the Riccati Transfer Matrix Method (TMM) and validated via a custom modal testing rig. Experimental results demonstrate that the relative errors for the first two natural frequencies are 1.4% and 0.7%, respectively. The proposed methodology effectively characterizes rotor stiffness, significantly improving both the efficiency and reliability of dynamic analysis.

Key words: rotordynamics; silicon-steel laminated core; riccati transfer matrix method; equivalent elastic modulus; natural frequency

0 引言

内置式永磁同步电机凭借其高功率密度、宽调速范围等优势, 已成为汽车电驱系统的主流选择之一。随着电机向高转速化发展, 转子系统极易因逼近临界转速而引发剧烈振动, 严重威胁整机安全与寿命^[1-4]。因此, 建立高精度的转子动力学模型并准确预测其模态特性与临界转速, 对于保障驱动系统安全稳定运行至关重要。

目前, 有限元法 (Finite Element Method, FEM)

与传递矩阵法 (Transfer Matrix Method, TMM) 是转子动力学分析的主流方法。尽管高性能计算机提升了 FEM 的求解效率, 但 TMM 凭借建模简便、计算高效等优势, 在转子系统快速设计与分析中仍占据重要地位^[5,6]。然而, TMM 的计算精度高度依赖于单元参数的准确性。对于包含大量硅钢片叠压而成的铁心、永磁体、轴承等复杂组件的转子, 受层间接触、摩擦效应及过盈配合等因素的综合影响, 其刚度特性呈现高度非线性, 难以直接解析计算。若忽略叠压效应将导致刚度被高估, 而简单的经验系数

收稿日期: 2026-01-28

基金项目: 国家重点研发计划项目 (2023YFB2504301); 国家自然科学基金联合基金重点项目 (U25B20180)

作者简介: 吕世龙 (2000), 男, 硕士研究生, 研究方向为电机转子动力学特性分析。

通讯作者: 史涔澂 (1970), 女, 博士, 副教授, 研究方向为永磁电机及其控制。

又缺乏通用性。因此,如何准确计算叠压组件的等效刚度,成为了提高转子系统动力学建模精度的关键。文献[7]基于各组件弹性模量均值及等效质量直径确定弯曲刚度,结合传递矩阵法分析了转子模态。文献[8]考虑转子组件间非线性接触,对模型的接触刚度因子进行了修正。文献[9]基于悬臂梁模型提出了一种考虑多组件几何与材料特性的等效弹性模量解析算法,并验证了其有效性。文献[10, 11]结合实验与仿真探究了叠压压力对刚度的影响,将其表征为等效直径的增加。针对叠片结构的刚度等效,文献[12]则通过有限元模拟叠片转子装配过程进而外推计算其等效横向弯曲刚度。综上所述,现有研究多集中于单一因素对刚度的影响,而对于兼具多片离散叠压与过盈装配特征的复杂转子系统,尚缺乏一种整体性的建模方法。

为此,本文以一台内置式永磁电机转子为对象,采用一种有限元-解析法相结合的等效刚度计算方法,以进行准确的转子动力学计算模型的构建。首先利用有限元仿真提取叠压组件在四点弯曲工况下的变形数据,通过数值拟合与外推计算实际叠片数目的等效弹性模量;在此基础上,利用 Riccati 传递矩阵法构建包含多组件装配特征的转子集总参数模型,并通过模态试验验证其准确性。

1 转子动力学特性分析方法

1.1 集总参数模型的离散化处理

采用集总参数法对转子系统进行离散化。根据质心不变原则,将转子沿轴向分为 N 个单元,将各轴段质量与转动惯量集总于节点形成刚性薄圆盘,轴段本身则简化为无质量弹性轴段,如图 1 所示。

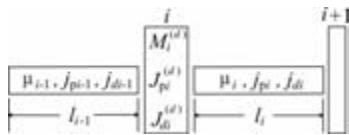


图 1 集总质量单元模型

根据质心不变原则和转动惯量不变原则,第 i 个集总质量单元处的质量和转动惯量为

$$\begin{cases} M_i = M_i^{(d)} + \frac{1}{2}(\mu l)_{i-1} + \frac{1}{2}(\mu l)_i \\ J_{pi} = J_{pi}^{(d)} + \frac{1}{2}(j_{pi} l)_{i-1} + \frac{1}{2}(j_{pi} l)_i \\ J_{di} = J_{di}^{(d)} + \left(\frac{1}{2}j_d l - \frac{1}{12}\mu l^3\right)_{i-1} + \left(\frac{1}{2}j_d l - \frac{1}{12}\mu l^3\right)_i \end{cases} \quad (1)$$

式中, M_i , J_{pi} 和 J_{di} 分别为节点 i 的集中质量、极转

动惯量和直径转动惯量; l 为轴段长度; μ , j_p , j_d 分别为轴段单位长度的质量、极转动惯量和直径转动惯量; $M_i^{(d)}$, $J_{pi}^{(d)}$ 和 $J_{di}^{(d)}$ 分别为集中到节点 i 处的转子铁心、端板、轴承等附属组件的质量、极转动惯量和直径转动惯量。

1.2 Riccati 传递矩阵法建模

根据 Riccati 传递矩阵法和内置式永磁电机转子的结构尺寸,将转子离散为图 2 所示的 N 个节点(刚性圆盘)与 $N-1$ 个无质量弹性轴段的组合。

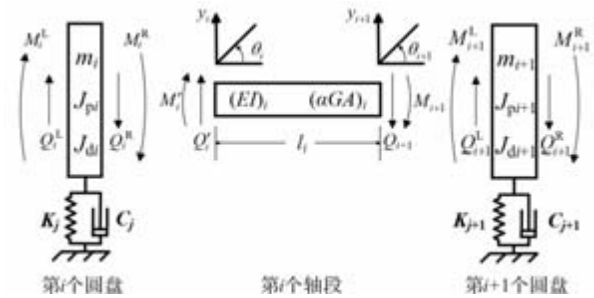


图 2 单元模型受力分析示意图

首先定义第 i 个截面的状态向量 $\{Z\}_i$, 包含位移 y 、转角 θ 、弯矩 M 和剪力 Q 四个分量:

$$\{Z\}_i = [y \quad \theta \quad M \quad Q]^T_i \quad (2)$$

对于第 i 个刚性薄圆盘,当转子以角速度 ω 作同步正向涡动时,根据达朗贝尔原理,其左右两个截面的状态向量的传递关系为 $\{Z\}_i^R = [D]_i \{Z\}_i^L$ 。其中圆盘的传递矩阵 $[D]_i$ 为

$$[D]_i = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & (J_p - J_d)\omega^2 & 1 & 0 \\ M\omega^2 - K_j & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}_i \quad (3)$$

式中, K_j 为支承刚度。

对于第 i 个无质量弹性轴段,基于力的平衡条件和梁挠度理论,其两端状态向量的关系为 $\{Z\}_{i+1} = [B]_i \{Z\}_i'$, 其中轴段的传递矩阵 $[B]_i$ 为

$$[B]_i = \begin{bmatrix} 1 & l & \frac{l^2}{2EI} & \frac{l^3}{6EI}(1-v) \\ 0 & 1 & \frac{l}{EI} & \frac{l^2}{2EI} \\ 0 & 0 & 1 & l \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}_i \quad (4)$$

式中,考虑剪切影响的系数 $v_i = (6EI/\kappa GA l^2)_i$, κ 是与轴段截面形状有关的剪切系数; A , G , E , I 分别为轴段的横截面积、剪切模量、等效弹性模量和等效截面惯性矩。

综合上述关系,第 i 个单元和第 $i+1$ 个单元之

间的传递关系为

$$\{Z\}_{i+1} = [T]_i \{Z\}_i \quad [T]_i = [B]_i [D]_i \quad (5)$$

为克服传统传递矩阵法计算高阶模态时因误差累积导致的数值不稳定, 引入 Riccati 变换。将 $\{Z\}_i$ 分解为位移分量 $\{e\}_i = [y \quad \theta]_i^T$ 和力分量 $\{f\}_i = [M \quad Q]_i^T$, 并将整体传递矩阵 $[T]_i$ 分块成 2×2 的子矩阵:

$$\begin{Bmatrix} e \\ f \end{Bmatrix}_{i+1} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix}_i \begin{Bmatrix} e \\ f \end{Bmatrix}_i \quad (6)$$

在第 i 个节点引入 Riccati 变换, 建立如下关系:

$$\{f\}_i = [S]_i \{e\}_i \quad (7)$$

综合式 (6) 和式 (7), 得到两个分量的递推关系, 再对比可得 Riccati 传递矩阵的递推公式:

$$\{e\}_i = [T_{12}S + T_{11}]_i^{-1} \{e\}_{i+1} \quad (8)$$

$$\{f\}_{i+1} = [T_{22}S + T_{21}]_i [T_{12}S + T_{11}]_i^{-1} \{e\}_{i+1} \quad (9)$$

$$[S]_{i+1} = [T_{22}S + T_{21}]_i [T_{12}S + T_{11}]_i^{-1} \quad (10)$$

结合转子系统的初始边界条件与末端边界条件, 可通过计算末端剩余量得到临界转速和模态振型。为避免递推过程中因分母矩阵奇异导致的漏根或错根, 将剩余量方程改写为

$$D_1 = |S|_{N+1} \prod_{i=1}^N \text{sgn}(|T_{12}S + T_{11}|_i) = 0 \quad (11)$$

通过频率扫描锁定方程 D_1 的零点区间, 采用二分法迭代精确求解各阶模态频率, 并基于状态向量逆向递推获得对应模态振型。

2 转子系统动力学等效模型的建立与计算

本文以一台高速内置式永磁同步电机转子为研究对象。该转子采用 8 极内置式双 V 型拓扑结构, 包括转轴、硅钢片叠压铁心、永磁体、前后端板及轴承等组件。各部分材料属性如表 1 所示。

表 1 转子各部分材料参数

组件	材料	弹性模量 E	密度 ρ	泊松比
		GPa	kg/m ³	
铁心	20SW1200	200	7600	0.29
永磁体	N50UH	160	7500	0.24
转轴	40Cr	212	7860	0.29
端板	6061-T6	69.04	2713	0.33

本文构建的等效模型是在 Riccati 传递矩阵法的基础上, 通过有限元-解析相结合的手段, 将叠压组件的层间接触与装配效应等效为一维梁单元可用的等效弯曲刚度参数 $E_{eq} I_{eq}$, 并对截面形状系数进行修正, 从而建立的基于等效参数的转子系统集总质量模型。基于 1.1 节所述的离散化原则, 将该转子系

统沿轴向划分为 34 个节点 (包含 33 个弹性轴段), 建立如图 3 所示的集总质量模型。

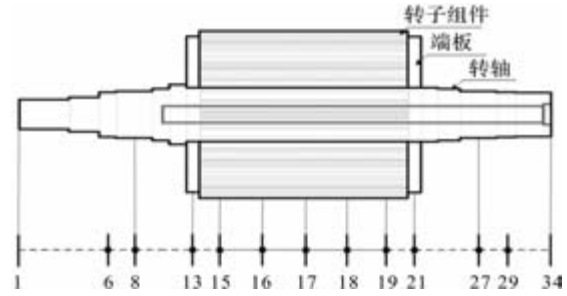


图 3 转子集总质量模型

2.1 剪切修正系数的优化

在前文所建 Riccati 传递矩阵模型中, 轴段单元传递矩阵 $[B]_i$ 含有一个表征截面形状影响的剪切修正系数 κ , 用于修正剪切变形分布不均问题。考虑到电机转轴存在多处阶梯突变特征, 且不同轴段的内外径比各异, 直接引用经验值往往会引入系统性误差。

本文以具有高可信度的有限元模态分析为基准对该系数进行优化。首先, 通过对自由边界下的转轴进行模态分析, 获取基准模态频率 Ω_i 。然后, 根据各轴段内外径比的差异, 定义设计变量 $z = [\kappa_1, \kappa_2, \kappa_3, \kappa_4, \kappa_5, \kappa_6, \kappa_7]$, κ_j 分别对应转轴沿轴向 7 种不同内外径比的轴段, 并以转轴前两阶固有频率 ω_i 的计算误差最小化为目标建立优化模型:

$$\begin{cases} \min f_i(z) = \frac{|\omega_i(z) - \Omega_i|}{\Omega_i} \times 100\% & (i = 1, 2) \\ \text{s. t. } z \in [0.53, 0.89] \end{cases} \quad (12)$$

式 (12) 所设优化变量取值范围依据 Cowper 的截面剪切修正系数经验公式估算得到。通过多目标遗传算法选取最优系数。将修正后的系数回代至 TMM 模型中进行计算, 结果如表 2 所示。可以看到转轴模型的前两阶弯曲固有频率的相对误差分别为 0.13% 和 0.92%, 与有限元结果吻合; 且弯曲振型与有限元结果一致, 如图 4 所示。同时对转轴前两阶临界转速进行计算, 误差分别为 0.27% 和 1.5%, 验证了修正参数的有效性。

表 2 转轴前两阶固有频率及临界转速对比

		有限元法	本文方法	相对误差
固有频率	f_1	1523.5	1521.5	0.13%
	Hz	f_2	3383.7	3352.6
临界转速	n_1	47443	47314	0.27%
	r/min	n_2	73763	72637

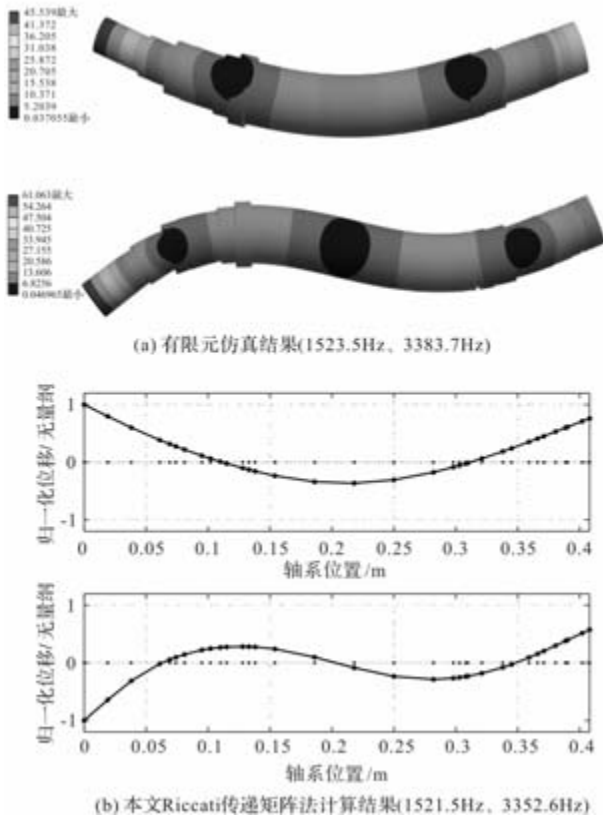


图4 转轴前两阶弯曲振型计算结果对比

2.2 硅钢片叠压组件等效弯曲刚度计算

为便于后续建模分析, 本文将由转轴、硅钢片叠压铁心及永磁体组成的装配体统称为“硅钢片叠压组件”(以下简称叠压组件)。

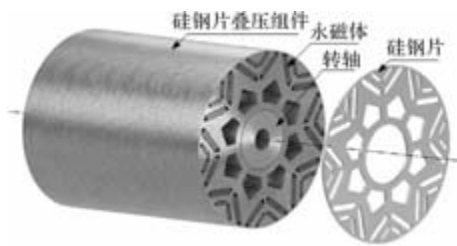


图5 硅钢片叠压组件

鉴于实际转子铁心含有数百片硅钢片(如图5所示), 且层间存在微观接触与非线性摩擦, 直接建立有限元全尺寸实体接触模型会导致计算规模过大而难以收敛。为此, 本文基于离散叠片刚度拟合外推策略^[12], 建立了一种结合有限元与解析法的等效刚度计算模型。

(1) 叠压组件建模与仿真

为计算叠压组件的等效弹性模量参数, 作为后续传递矩阵模型的输入, 建立如图6所示的包含转轴、铁心与永磁体的叠压组件局部有限元模型。叠压组件的轴向总长度为160 mm, 单片硅钢片的厚度

为0.5 mm。为反映实际刚度状态, 模型中依据实际装配工况设置了相应的接触关系与边界条件: 硅钢片、端板与转轴之间设置为过盈配合, 硅钢片层间设置为摩擦接触; 依据四点弯曲加载原理, 在两端设置简支约束, 在中部对称位置施加两个径向集中载荷作为加载点; 求解过程划分为三个载荷步, 依次完成过盈装配、轴向预紧与弯曲加载, 以模拟实际过盈状态与加载过程。

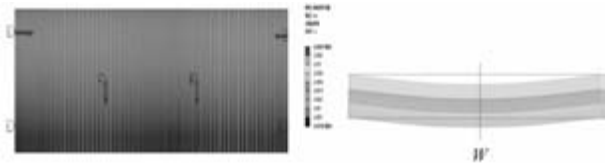


图6 叠压组件有限元仿真模型

基于上述设置, 分别建立不同硅钢片数量的有限元模型, 在相同的载荷步与边界条件下进行仿真, 提取各工况下的中间截面的跨中总挠度数据 w 用作后续叠压组件等效刚度的计算与拟合。

(2) 等效截面惯性矩计算

为实现该复合结构的几何等效, 采用等效质量直径法来确定各节点的等效截面惯性矩。该方法基于质量等效原则, 即将该节点处的所有组件总质量 M_{all} 等效为一个密度为转轴材料密度 ρ 、长度为 l 、外径为 d_{eq} 的均质圆柱体。根据质量守恒关系有:

$$M_{all} = M_s + m_a = \rho \frac{\pi d_{eq}^2 l}{4} \quad (13)$$

式中, M_s 为转轴本体质量; m_a 为附属组件的质量, 该质量由附属组件的种类、材料和转子拓扑结构尺寸决定:

$$m_a = l \rho_s \left[\frac{\pi}{4} (D_o^2 - D_i^2) - N_h S_h + \left(\frac{\rho_{pm}}{\rho_s} - 1 \right) S_{pm} \right] \quad (14)$$

式中, ρ_s 、 ρ_{pm} 分别为铁心和永磁体的材料密度; D_i 、 D_o 分别为铁心的内外径; N_h 为减重孔个数; S_h 、 S_{pm} 分别为减重孔的面积和永磁体截面积。

整理式(13)可反推出第 i 个轴段的等效外径 d_{eq} 。进一步计算得到等效截面惯性矩参数 I_{eq} 。

$$d_{eq} = \sqrt{d_s^2 + \frac{4m_a}{\pi \rho l}} \quad (15)$$

式中, d_s 为转轴的外径。

(3) 等效弹性模量计算

考虑到样机转子硅钢片叠压组件具有较小的长径比, 在图7所示四点弯曲加载工况下剪切变形对整体挠度具有一定贡献, 因此采用 Timoshenko 梁理

论描述其弯曲行为，以纳入剪切效应的影响。总挠度 w 由弯曲挠度 w_b (基于 Euler-Bernoulli 梁假设) 与剪切挠度 w_s 两部分组成。

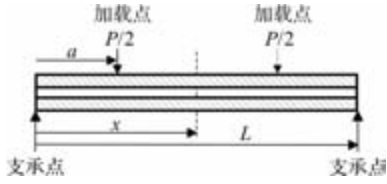


图7 四点弯曲加载示意图

① 弯曲挠度

假设材料处于线弹性阶段，根据经典材料力学，四点弯曲简支梁在 x 位置的弯曲挠度 w_b 为

$$w_b(x) = \frac{Pa[3Lx - 3x^2 - a^2]}{12(EI)_{eq}} \quad (16)$$

式中， L 为两支点跨距； a 为加载点至支点的距离， $(EI)_{eq}$ 为待求的叠压组件弯曲刚度。

② 剪切挠度

对于剪切变形引起的挠度斜率 w_s' ，其数值与截面剪切角 γ 相等。截面剪力 $Q(x)$ 和等效剪切刚度 $(\kappa GA)_{eq}$ 满足：

$$\frac{dw_s}{dx} = \gamma(x) = \frac{Q(x)}{(\kappa GA)_{eq}} \quad (17)$$

等效剪切刚度 $(\kappa GA)_{eq}$ 受组件横截面几何与多材料装配特性影响。在小变形线弹性条件下，对多材料截面采用 Reuss 等应力假设，对剪切柔度进行体积分数加权平均，从而得到等效剪切刚度为

$$\frac{1}{(\kappa GA)_{eq}} = \sum_{i=1}^t \frac{V_i}{\kappa G_i A} \quad (18)$$

式中， t 为参与剪切变形的组件数量； V_i 为各组件体积分数； G_i 为各部分材料的剪切模量； A 、 κ 分别为等效截面面积和剪切修正系数。

四点弯曲加载下左半跨 ($0 \leq x \leq L/2$) 的剪力分布为

$$Q(x) = \begin{cases} \frac{P}{2}, & 0 \leq x \leq a \\ 0, & a < x \leq \frac{L}{2} \end{cases} \quad (19)$$

将式(19)代入式(17)并积分得到跨中位置 ($x = L/2$) 的剪切挠度：

$$\begin{aligned} w_s\left(\frac{L}{2}\right) &= \int_0^{L/2} \frac{Q(x)}{(\kappa GA)_{eq}} dx \\ &= \int_0^a \frac{P/2}{(\kappa GA)_{eq}} dx = \frac{Pa}{2(\kappa GA)_{eq}} \end{aligned} \quad (20)$$

综合式(16)和式(20)，可得四点弯曲工况下跨中总挠度 ($x = L/2$) 的理论表达式：

$$w = \underbrace{\frac{Pa(3L^2 - 4a^2)}{48(EI)_{eq}}}_{w_b} + \underbrace{\frac{Pa}{2(\kappa GA)_{eq}}}_{w_s} \quad (21)$$

基于 2.2 节的有限元仿真结果，分别提取不同离散片数模型在相同载荷 P 下的跨中总挠度值 w 。利用式(21)即可反解出不同离散数目下叠压组件的弯曲刚度：

$$(EI)_{eq} = \frac{Pa(3L^2 - 4a^2)}{48\left(w - \frac{Pa}{2(\kappa GA)_{eq}}\right)} \quad (22)$$

计算结果如图 8 所示，叠压组件刚度随离散片数 n 增加呈非线性衰减。采用幂函数模型对数据点进行拟合，得到表征刚度衰减的表达式：

$$(EI)_{eq}(n) = \lambda_1 \cdot n^{\lambda_2} \quad (23)$$

针对本文研究的 8 极内置式双 V 型转子拓扑结构，基于仿真数据拟合得到的具体系数值为 $\lambda_1 = 1.43 \times 10^6$ ， $\lambda_2 = -0.298$ ，拟合优度 R^2 达到 0.992。基于该拟合曲线，通过外推法获得实际硅钢片数量下的弯曲刚度。结合叠压组件的几何截面惯性矩 I_{real} ，最终确定用于动力学建模的等效弹性模量 E_{eq} 。从而与上文确定的等效截面惯性矩 I_{eq} 共同构成传递矩阵的核心弯曲刚度项 $E_{eq}I_{eq}$ 。

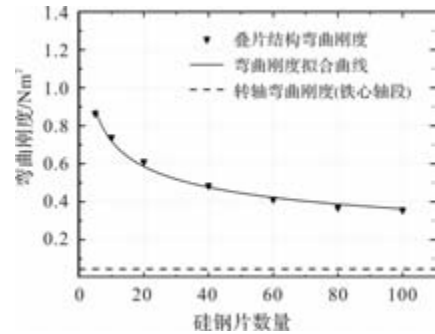


图8 弯曲刚度与硅钢片数量的关系

2.3 转子系统模态计算

基于前文建立的转子系统动力学等效模型，在 MATLAB 环境下采用 Riccati 传递矩阵法实现转子系统的模态分析。模型边界条件设定为两端自由-自由，并进行如下关键参数配置：①应用 2.1 节优化后的剪切修正系数；②引入 2.2 节计算的等效弯曲刚度 $E_{eq}I_{eq}$ ；③将轴承、螺母与端板的质量与转动惯量以集总参数形式加载至对应节点。

(1) 固有频率

设置两端自由-自由边界条件后，计算得到转子系统前两阶弯曲固有频率分别为 1449.1 Hz 和 2194.2 Hz，前两阶弯曲模态振型如图 9 所示。

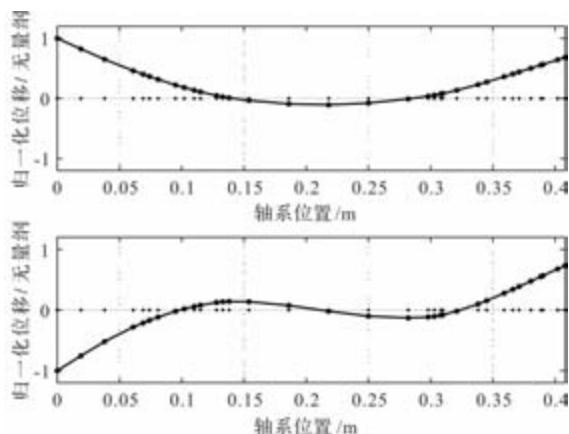


图9 基于等效模型计算的转子前两阶弯曲振型

(2) 组件质量与刚度贡献的量化评估

为评估铁心、磁钢等附属组件对转子模态特性的影响,本文对三种建模方案的固有频率进行了对比。以转轴模型的计算结果为基准,计算其余三种模型相对于基准的固有频率变化率,结果见表3。

可以看到,质量的加入带来的影响最为显著,只保留质量的模型的前两阶固有频率相较于单轴分别下降了40.4%和45.1%。引入等效弯曲刚度后,一阶频率由906.6 Hz升至1449.1 Hz,二阶频率由1841.1 Hz升至2194.2 Hz。尽管刚度效应提升了频率,但由于质量效应占主导地位,装配后转子的最终频率低于单轴,尤其二阶频率的降低更为显著。

表3 四种模型前两阶固有频率对比

	f_1/Hz	变化率	f_2/Hz	变化率
单转轴	1521.5	—	3352.6	—
单转轴(只保留刚度)	2055.6	+35.1%	3516.7	+4.9%
装配转子(只保留质量)	906.6	-40.4%	1841.1	-45.1%
装配转子(本文模型)	1449.1	-4.8%	2194.2	-34.5%

上述分析表明,忽略叠压组件刚度贡献将产生明显的计算误差。本文所建等效模型能同时考虑质量与刚度的双重效应,提高动力学计算的可靠性。

3 实验验证

为验证所构建的基于等效参数的转子系统集总质量模型的准确性,搭建了转子模态试验平台。模态试验系统示意图及试验现场设备如图10和图11所示。试验采用PCB Piezotronics 356A44三轴剪切式加速度传感器进行响应测量,激励由南京佛能HEV-200电动激振器施加(配合南京佛能HEA-200C功率放大器),信号采集采用SIEMENS SCM2E09动态信号采集系统。

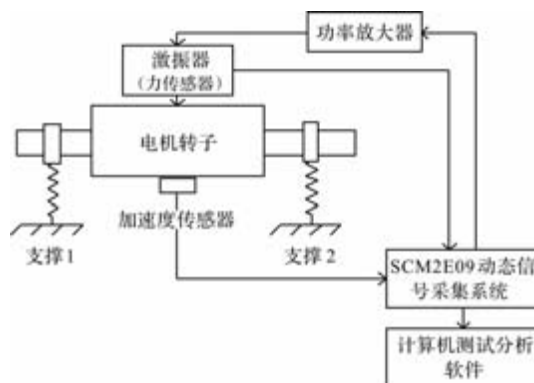


图10 模态试验系统组成示意图



图11 模态试验现场图

根据频响曲线(图12)识别,样机转子系统的前两阶弯曲固有频率分别为1428.8 Hz和2178.7 Hz。将模型计算值与试验测试值进行对比,结果如表4所示。

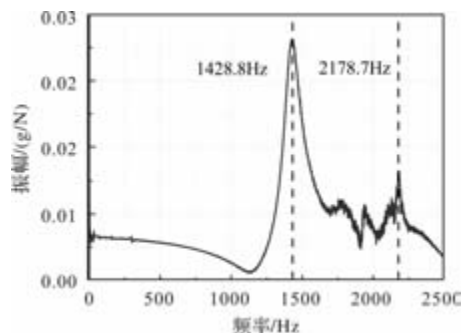


图12 转子系统频率响应函数曲线

表4 转子前两阶固有频率对比

	试验结果	本文方法	相对误差
f_1/Hz	1428.8	1449.1	1.4%
f_2/Hz	2178.7	2194.2	0.7%

结果表明,本文等效模型计算出的前两阶固有频率的相对误差仅为1.4%和0.7%。这说明本文的等效建模方法具有较好的预测精度,能够较准确地表征多组件叠压转子的刚度特性。

4 结论

本文针对内置式永磁同步电机转子结构复杂、
(下转第14页)

基于异步电机再制造的同步磁阻电机绕组与转子结构优化设计

李庆旭¹, 孙宝石², 李云鹏², 李颜初¹

(1 清华大学, 北京 100084; 2 佳木斯电机股份有限公司, 黑龙江 佳木斯 154004)

摘要: 同步磁阻电机具有结构简单可靠, 无需高价值永磁材料, 无退磁风险等特点, 但也有转矩脉动大和功率因数低等缺点。异步电机再制造是指利用老旧低效异步电机部分材料, 通过对部分磁路结构和绕组进行重新设计的方法, 提高电机性能和效率。本文探索了一种在一定约束条件下, 将异步电机再制造为同步磁阻电机的优化设计方法。在保证扭矩和功率的情况下, 以降低转矩脉动、提高效率 and 功率因数为目标, 对同步磁阻电机的定子绕组以及转子磁障结构进行优化设计, 基于有限元法, 对转子不同磁障层数和形状尺寸进行优化分析和对比。研究结果表明, 所采用的优化方法可有效改善同步磁阻电机转矩脉动, 提升功率因数。相比再制造前的异步电机, 虽性能各有优劣, 但整体性能满足要求, 可部分实现异步电机再制造目标。

关键词: 同步磁阻电机; 异步电机再制造; 转子结构优化; 转矩脉动; 功率因数

中图分类号: TM352

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)06-0007-08

Optimization Design of Windings and Rotor Structure for Synchronous Reluctance Motor Based on Remanufacturing of Asynchronous Motor

LI Qingxu¹, SUN Baoshi², LI Yunpen², LI Yanchu¹

(1. Tsinghua University, Beijing 100084, China; 2. Jiamusi Electric Motor Co., LTD., Jiamusi Heilongjiang 154004, China)

Abstract: Synchronous reluctance motors are characterized by their simple and reliable structure, the absence of high-value permanent magnet materials, and no risk of demagnetization. However, they also have disadvantages such as large torque ripple and low power factor. Asynchronous motor remanufacturing refers to the use of some materials from old and inefficient asynchronous motors, through the redesign of some magnetic circuit structures and windings, to improve motor performance and efficiency. This paper explored a optimal design method for remanufacturing asynchronous motors into synchronous reluctance motors, and under certain constraints. With the goal of reducing torque ripple, improving efficiency, and increasing power factor while ensuring torque and power, the stator windings and rotor magnetic barrier structure of the synchronous reluctance motor were optimized. Based on the finite element method, the optimal analysis and comparison of different numbers of rotor magnetic barrier layers and shapes were conducted. The research results show that the optimization method adopted can effectively improve the torque ripple of the synchronous reluctance motor and enhance the power factor. Compared to the asynchronous motor before remanufacturing, although the performance has its pros and cons, the overall performance meets the requirements, partially achieving the goal of asynchronous motor remanufacturing.

Key words: synchronous reluctance motor; asynchronous motor retrofitting; rotor structure optimization; torque ripple; power factor

0 引言

异步电机再制造是指对于低效或者性能劣化的老旧异步电机, 通过回收利用部分材料, 并对部分结构进行二次设计制造的方法, 恢复原有电机性能的同时, 进一步提升效率。该方法相比全新购置高效电机来说, 改造成本更低, 同时可以实现类似的

节能增效效果。更关键的是, 再制造过程中由于大量利用原有电机材料, 不但可以降低成本, 还可以减少制造过程的原材料消耗和碳排放, 因此近年来得到国家和全行业的广泛关注。异步电机再制造的技术手段, 比较常见的是通过更换铜转子或者把转子改造为永磁电机的方法提升效率。但是永磁电机由于转子存在高价值永磁材料, 因此再制造成本方

收稿日期: 2026-01-10

作者简介: 李庆旭(1985), 男, 副研究员, 研究方向为特种电机设计与驱动控制, 电机智能感知。

孙宝石(1982), 男, 高级工程师, 研究方向为高效电机、防爆电机。

李云鹏(1990), 男, 高级工程师, 研究方向为高效电机、防爆电机。

面存在一定劣势。同步磁阻电机由于结构简单可靠,转子没有永磁体,因此得到行业内的广泛关注。例如 ABB 公司曾经推出过全新设计的同步磁阻电机用于风机水泵行业^[1-3]。同步磁阻电机也存在转矩密度较低、由于复杂转子结构导致转子机械强度不高、运行功率因数偏低等问题,从而一定程度上制约了同步磁阻电动机的发展和应用^[4]。

针对同步磁阻电机转矩密度和功率因数优化方面的研究,目前多基于定子绕组设置形式与转子结构优化两个方面^[5],文献[6]研究了 SynRM 相邻磁障的宽度比值对转矩脉动的影响,提出一种渐变式磁障结构,有效减小了电机的转矩脉动。文献[7]研究了能够降低 SynRM 转矩脉动的不对称结构,兼顾降低转矩脉动和提高效率。文献[8]研究了 SynRM 的转子结构,指出 SynRM 转子的磁障形状以及边缘效应会对转矩谐波产生影响,通过将磁障的端部设计为尖锐的形状,有效降低了转矩谐波。文献[9]对磁障张角及磁障宽度进行非对称设计,结果表明,采用非对称设计的转子对抑制转矩脉动具有良好的效果。SynRM 转矩脉动主要来源于凸极转子磁阻变化,优化 SynRM 转子磁障能够有效减小转矩脉动,提升整体性能。

文献[10]研究了星型绕组和三角型绕组 SynRM 的转矩特性,提出了一种星型-三角型混合式绕组,采用该新型绕组的 SynRM 转矩密度提升了 5.2%。文献[11]研究了集中绕组对 SynRM 的性能影响规律,由于绕组的端部较短,不仅降低了绕组的电阻,而且提升了电机的槽满率,电机的电磁性能得以提升。

当前研究中转子方面多针对磁障形状或尺寸设计,本文探索了一条将老旧异步电机再制造为同步磁阻电机的技术路线。通过借用异步电机的定子结构,并重新设计多层磁障转子,在保障定子铁心结构以及电枢长度不变,把异步电机再制造为高效同步磁阻电机,提出一种 SynRM 定子绕组以及转子结构优化综合方案。尝试了不同定子绕组结构,以及转子不同磁障结构,通过仿真计算,将效率、转矩脉动以及功率因数等性能指标进行对比,求得性能最佳时的定子绕组优化方案、磁障层数及磁障形状。研究表明,对绕组及转子结构进行优化可以有效提升 SynRM 的性能,一定程度上降低转矩脉动,提升功率因数,实现对原异步电机的有效替代。

1 SynRM 电机模型

1.1 SynRM 数学模型

在 SynRM 饱和及耦合特性的作用下,电机磁场数值和空间分布会同时受到工况的影响,进而导致电机 dq 轴电感数值的变化以及互感(电感矩阵中互感项)的产生^[12-13]。SynRM 的电磁转矩与其直交轴电感差值成正比,基于坐标变换理论, SynRM 的空间矢量原理图如图 1 所示。

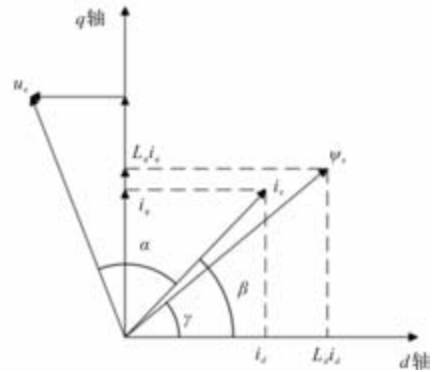


图 1 SynRM 空间矢量原理图

图中, i_s 为定子电流矢量; i_d 、 i_q 分别为直轴电流分量和交轴电流分量; L_d 、 L_q 分别为直轴电感分量和交轴电感分量; ω_e 为电机的电角速度; u_s 为定子电压矢量; β 为 i_s 与 d 轴的夹角; α 为 i_s 与 u_s 的夹角; γ 为 ψ_s 和 q 轴的夹角^[14]。

此时 dq 轴系下的磁链模型为

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & L_{dq} \\ L_{qd} & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中, $\psi_{d,q}$ 分别为 dq 轴系的磁链, $L_{d,q}$ 分别为 dq 轴系的自感, L_{dq} 和 L_{qd} 为 dq 轴系的互感, $i_{d,q}$ 分别为 dq 轴系的电流。

此时电磁转矩 T_{em} 为

$$T_{em} = \frac{3}{4}p(L_d - L_q)i_s \sin(2\beta) \quad (2)$$

式中, p 为电机的极对数。 L_d 与 L_q 分别为 d 轴与 q 轴的电感, SynRM 的 dq 轴电感可以表示为

$$\begin{cases} L_d = \frac{\psi_d}{i_d} = \frac{\psi_s \cos\gamma}{i_s \cos\beta} \\ L_q = \frac{\psi_q}{i_q} = \frac{\psi_s \sin\gamma}{i_s \sin\beta} \end{cases} \quad (3)$$

此时对应 SynRM 的功率因数为

$$\cos\varphi = \frac{(k-1)\sin\beta}{\sqrt{(\tan\beta)^2 + k^2}} \quad (4)$$

式中, k 为凸极率, 即交直轴电感之比:

$$k = \frac{L_d}{L_q} \quad (5)$$

在 SynRM 设计中, 合适的磁障层数能提高电机的凸极率, 进而提高转矩与功率因数。

1.2 SynRM 电机参数

基于再制造项目中一台功率为 37kW, 额定转速为 1000r/min 的异步电机。

表 1 电机参数

参数名	异步电机	SynRM
电机功率/kW	37	37
额定电压/V	380	380
额定电流/A	71.9	142
额定频率/Hz	50	50
额定转速/(r/min)	992.3	1000
输出转矩/Nm	356	353.3
定子外径/mm	400	400
定子内径/mm	285	285
气隙/mm	0.55	0.55
定子槽数	72	72
极数	6	6
铁心长度/mm	190	190

对定子绕组以及转子拓扑结构进行优化设计, 异步电机具体参数要求以及 SynRM 初步设计参数如表 1 所示。由于此为异步电机再制造为同步磁阻电机项目, 根据已有参数, 在相同电压和频率等参数下, 需要输出相同电机功率、转矩等性能, 并且不改变定子内外径、槽型、气隙等结构参数, 对定子绕组以及转子结构进行优化设计。

2 定子绕组优化

再制造方案中, 对 SynRM 进行优化设计时, 定子部分主要是对绕组进行调整, 转子部分主要对磁障层数以及磁障占有率进行分析计算与对比。

首先对绕组部分进行优化, 在 SynRM 定子绕组设计时, 由于电机改造项目定子铁心冲片维持不变, 所以在原有槽型基础上, 按照实际工艺限制下槽满率要求, 主要对绕组匝数及并绕根数进行更改。

分别选取不同导体数和并绕根数设计结果进行计算对比, 对比结果如表 2 所示。

表 2 不同匝数设计时性能参数

参数/导体数	14	16	20	24	28
效率/%	92.53	92.39	91.52	91.12	90.44
功率因数	0.6731	0.6657	0.6381	0.6206	0.6167
转矩脉动/ 脉动占比	49.399/ 12.06%	43.172/ 10.54%	39.651/ 9.68%	36.209/ 8.84%	40.592/ 9.91%
电流/A	180	161	139	122	111
输出功率/kW	39.849	40.088	40.427	40.327	40.737

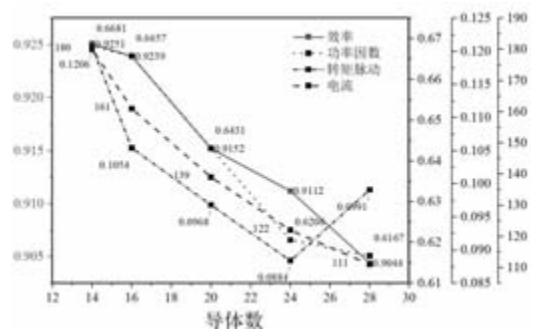


图 2 绕组不同匝数性能对比

原异步电机导体数为 28, 分别选取导体数为 28 到 14 区间内五组绕组设计进行对比, 从结果上可以得出随着导体数的减少, SynRM 的效率和功率因数都呈现递增的趋势, 但对应的输出功率降低、转矩脉动增大。且导体数减少, 也就是匝数减少的情况下, 即需要更大的输入电流, 才能达到相同的性能指标。将各项性能指标按照导体数的变化汇总变化趋势, 如图 2 所示。随着导体数的减少, 效率、功率因数、转矩脉动和输入电流均呈现逐渐递增状态, 但变化趋势并非线性, 在导体数减少, SynRM 效率和功率因数增加的同时, 转矩脉动和电流也均明显增加。通过图 2 中各分布曲线变化的斜率变化可以明显得出, 在导体数为 16 根时, 效率与功率因数曲线斜率出现拐点, 其增加趋势均明显放缓, 而转矩脉动和需求电流的增加幅度不降反增。因此, 虽然导体数为 14 时设计性能中效率与功率因数仍有增加, 但增加幅度较小, 考虑到转矩脉动和电流的大幅增加, 综合考虑导体数为 16 时, SynRM 整体性能较好。

在匝数确定后, 原异步电机绕组参数与优化后绕组结构如表 3 所示。

表3 异步电机与优化后 SynRM 绕组结构

参数名	异步电机	SynRM
跨距	11	11
并联支路数	3	3
并绕根数	3	6
每槽导体数	28	16
第一组线规	$2 \times \varnothing 1.06$	$3 \times \varnothing 1.06$
第二组线规	$1 \times \varnothing 1.18$	$3 \times \varnothing 1.18$

绕组优化设计中最优方案为将原异步电机绕组导体数为 28, 14 匝线圈, 并绕根数为 3, 改成导体数为 16, 8 匝线圈, 并绕根数为 6 时, SynRM 性能达到相对最优。

3 SynRM 转子结构优化设计

SynRM 输出转矩取决于交直流电感的差异, 其功率因数正相关于交直流电感之比, 即电机的凸极率, 增大凸极率可以有效提升 SynRM 的功率因数^[15-16]。基于异步电机改造为 SynRM, 其最主要的性能指标为输出转矩、功率因数以及电机效率特性。基于表 1 所示的电机参数, 分别考虑转子在不同磁障层数以及磁障层占比设计, 对 SynRM 性能进行对比分析。

SynRM 转子磁障结构, 首先通常区分于磁障占有率, 磁障占有率通常代表一层磁障厚度 l_c 与此层磁障对应的铁心部分厚度 l_t 的比值, 如图 3 所示。

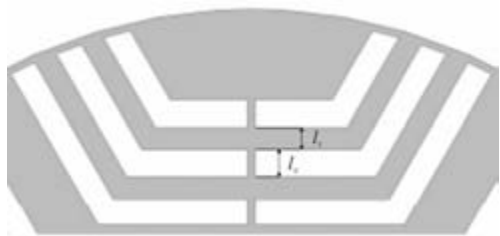


图3 磁障层占比示意

此时磁障占有率可表示为

$$K_{cz} = \frac{l_c}{l_t + l_c} \quad (6)$$

磁障占有率变化时, 可能导致漏磁变化, 进而对电机性能产生影响。

SynRM 的 d 、 q 轴磁链 Ψ_d 、 Ψ_q 分别可表示为

$$\begin{cases} \Psi_d = L_d I_d \\ \Psi_q = L_q I_q \end{cases} \quad (7)$$

提升 SynRM 的凸极率, 可以使电压与电流的相位差增大, 进而可以提高电机的功率因数。

表4 不同磁障占有率计算结果

参数名	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7
L_q/H	3.67	3.15	2.78	2.55	2.37
L_d/H	14.5	14.75	14.35	13.63	12.23
$(L_d - L_q)/H$	10.83	11.6	11.57	11.08	9.86
$(L_d/L_q)/H$	3.95	4.68	5.16	5.34	5.16
效率/%	91.73	92.2	92.4	92.29	91.65
功率因数	0.6009	0.6402	0.6617	0.6682	0.6601
转矩脉动/Nm	18.94	21.51	38.862	55.742	71.19
脉动占比/%	10.31%	5.22%	9.38%	13.98%	20.096%
电流/A	161	161	161	161	161
输出功率/kW	37.321	39.681	40.329	39.004	34.883
内功率因数角	58.98	58.57	58.15	58.15	57.21

在相同激励输入时, 即给定相同电流时, 分别在设计时将磁障占有率设定为 0.3 ~ 0.7, 并进行仿真分析, 得到此时不同磁障占有率下, SynRM 的交直流电感及输出性能, 如表 4 所示。当给定相同激励时, 随着磁障占有率的提高, SynRM 凸极率基本呈现上升趋势, 而转矩脉动也随之增大。当磁障占有率为 0.3 时, SynRM 凸极率和功率因数最低, 同时铁耗最高; 磁障占有率为 0.7 时, 交直流电感差值最小, 转矩脉动最大, 效率和输出功率最低, 可以得出磁障占有率为 0.3 和 0.7 时, 设计方案的整体性能相对较差。在磁障占有率为 0.4 时, 交直流电感差值最大, 电机转矩脉动最小, 此时电机的振动特性最优, 其它参数相对处于一般水平。

不同磁障占有率下整体参数对比时, 选取 SynRM 五个重要的性能参数, 即凸极率、效率、功率因数、转矩脉动和输出功率进行对比。为将选取数值区间均匀分布, 将效率按照非百分比数值、按凸极率的倒数取值、并将输出功率按照其与需求功率 37kW 的比值来进行对比, 如图 4 所示。

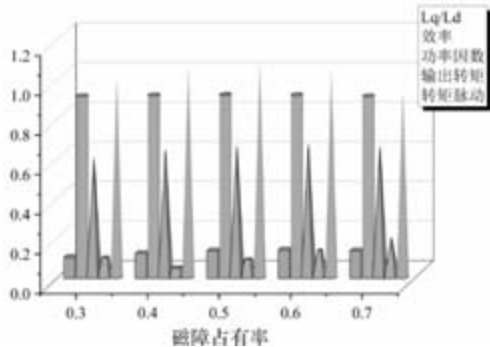


图4 0.3~0.7 磁障占有率下主要参数对比

当磁障占有率为 0.5 时，电机的效率和输出功率都最高，表明此时 SynRM 设计具有最好的功率特性，且在凸极率和功率因数上也相对较好；在磁障占有率为 0.6 时，电机凸极率和功率因数都相对最佳，在铁耗、输出功率和效率方面也较为均衡。所以综合来看，SynRM 设计时磁障占有率选取在 0.5 和 0.6 时整体性能较优，为求得相对最优的转子设计方案，在设计时将磁障占有率在 0.5~0.6 区间内进行设计方案性能进一步对比分析。

均匀选取磁障占有率为 0.52、0.54、0.56 和 0.58 进行设计与对比分析，计算结果如下表 5。当磁障占有率为 0.5~0.6 区间内，SynRM 整体性能差距较小，为选取最优转子设计方案，同样从中选取 SynRM 五项性能参数进行对比。

表 5 0.5~0.6 磁障占有率区间内计算结果

参数名	0.52	0.54	0.56	0.58
L_q/H	2.73	2.7	2.63	2.61
L_d/H	14.17	14.14	13.97	13.85
$(L_d - L_q)/H$	11.44	11.44	11.34	11.24
$(L_d/L_q)/H$	5.19	5.23	5.31	5.3
效率/%	92.38	92.44	92.36	92.34
功率因数	0.6642	0.6657	0.6669	0.6674
转矩脉动/Nm	41.346	43.992	38.862	48.84
脉动占比/%	10.08%	10.74%	9.38%	12.1%
电流/A	161	161	161	161
输出功率/kW	40.095	41.082	39.764	39.487
内功率因数角	57.99	57.98	57.86	58.15

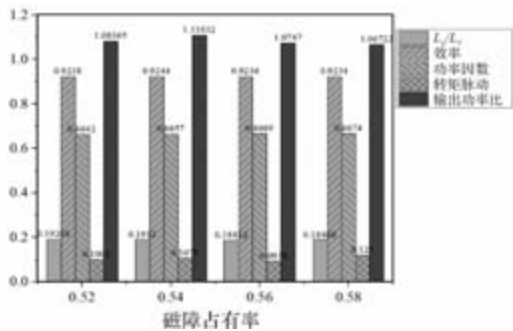


图 5 0.52~0.58 磁障占有率下主要参数对比

基于对比结果，在输入相同电流，当磁障占有率为 0.54 时，电机输出功率和效率均相对最高，且功率因数等也维持较高，符合设计要求。所以将磁障占有率为 0.54 视为转子设计时的最优选。

同时，SynRM 转子结构，当磁障层占有率相同的情况下，其输出转矩与磁障层数也有一定关联。由过往研究分析，结合此异步电机再制造项目的电机参数尺寸下，磁障层数以 3~5 层为最优。5 层以上磁障会大幅提高加工的难度，也会影响转子结构的强度。在保持相同磁障层占有率为 0.54 的情况下，通过有限元分析，可以得到 3~5 层磁障层数设计时的交直流电感数值以及电机性能参数，如表 6 所示。

表 6 不同磁障层数计算结果

参数/层数	3	4	5
L_q/H	2.95	2.7	2.65
L_d/H	14.15	14.14	13.93
$(L_d - L_q)/H$	11.2	11.44	11.28
$(L_d/L_q)/H$	4.8	5.23	5.26
效率/%	91.9	93.6	92.42
功率因数	0.6482	0.6657	0.6652
转矩脉动/Nm	51.85	42.99	48.931
转矩脉动/%	12.85%	10.74%	12.21%
电流/A	161	161	161
输出功率/kW	39.051	40.088	39.491
内功率因数角	58.5	57.98	57.99

可以得出，当维持磁障层占有率为 0.54 时，随着磁障层数发生改变，交直流电感差值和凸极率都有一定变化，进而影响电机性能指标。选取与相同 SynRM 的五个参数进行对比分析，如图 6 所示。

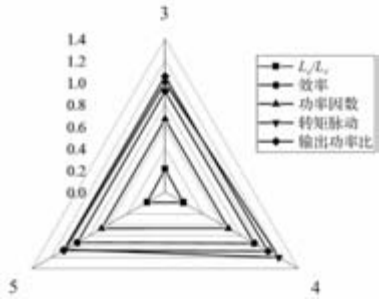


图 6 3~5 层磁障时主要参数对比

可以得出当磁障层数为 3 时，SynRM 各项参数均在相对较低的水平，磁障层数为 4 时，SynRM 的效率、功率因数和输出功率均相对最高，转矩脉动相较于 5 层时也更低，所以在此电机参数和尺寸下，选择 4 层磁障结构相对性能更具优势。

由于在实际生产中考虑到加工方面的精度和难度问题，参照再制造项目对应电机参数，按照四层

磁障结构以及 0.54 的磁障占有率进行设计, 对磁障层厚度等结构参数进行取整, 对整体性能进行计算并与原异步电机进行对比。

4 异步电机改造性能对比

按表 1 示电机参数, 结合绕组和转子结构的优化对 SynRM 进行电磁设计, 初步设计后, SynRM 转子部分铁磁材料用量减少 10% 左右。有限元仿真计算模型如图 7 所示。

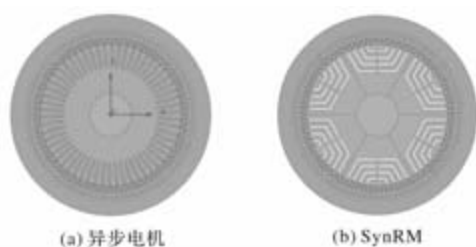


图 7 有限元仿真模型

进而对异步电机与 Synrm 进行负载工况下分析。

待再制造异步电机为铸铝转子结构, SynRM 根据优化后的四层磁障转子结构, 将绕组按照最优设置线圈匝数为 8, 并绕根数为 6, 并进行有限元计算, 负载额定工况下计算后的感应电势如图 8 所示。异步电机计算平均感应电势为 367.5V, SynRM 计算平均感应电势为 230.75V。负载转矩转矩特性计算结果如图 9 所示。

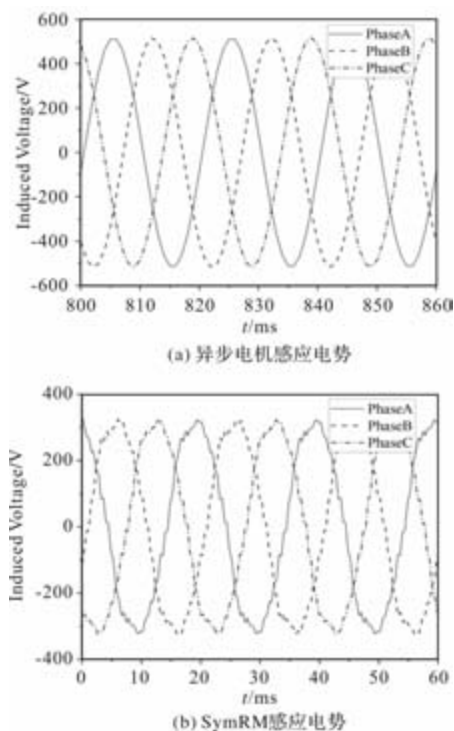


图 8 异步电机与 SynRM 负载感应电势

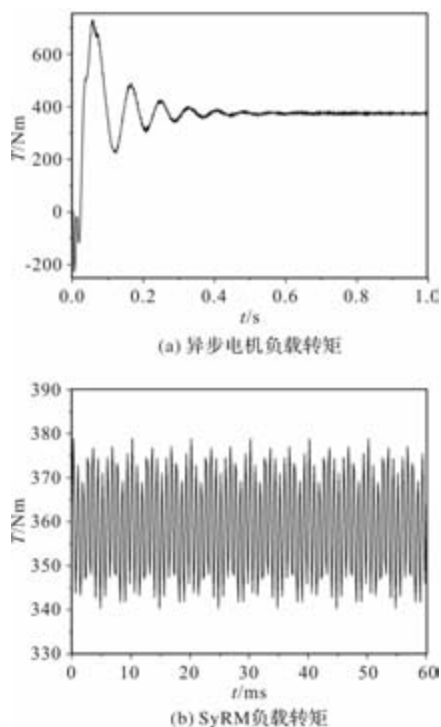


图 9 异步电机与 SynRM 负载转矩

如图所示, 异步电机输出转矩为 375.3Nm, 转矩脉动为 21.11Nm, 占比额定的 5.63%; SynRM 输出转矩为 359.24Nm, 转矩脉动为 38.46Nm, 占比额定转矩的 10.71%, 此时虽已优化 SynRM 转子结构, 但转矩脉动还是要高于异步电机。

接着对磁场特性进行分析, 异步电机与 SynRM 的负载磁力线和负载磁密计算如图 10 所示。

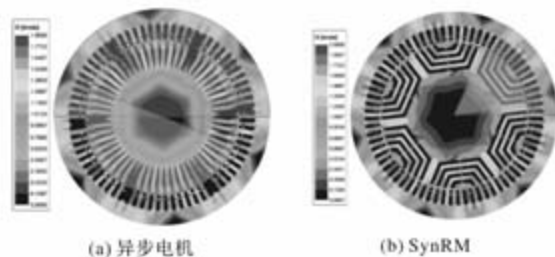


图 10 负载磁密云图

由图 10 可知, 磁场分布趋势上 SynRM 与异步电机大体相近, 异步电机部分齿部磁密最大值在 1.9T 左右, SynRM 部分齿部位置磁密能达到 2.0T 左右, 磁密存在局部饱和情况。

经进一步计算, 异步电机的 1/3 处负载齿磁密最大值为 1.793T, SynRM 齿磁密最大值为 1.837T, 从磁密数值来看, SynRM 要比异步电机高, 但数值差距不大, 磁密处于较为合适的区间。

汇总异步电机与 SynRM 计算结果如表 7 所示。

表 7 异步电机与 SynRM 损耗对比

参数	异步电机	SynRM
输入功率/kW	39.7	39.5
额定效率/%	93.2	93.6
额定功率因数	0.86	0.66
最大转矩倍数	3.07	3.72
电密/(A/mm ²)	4.59	4.61
铜耗/W	1204.4	1391
转子铝耗/W	353.7	0
铁耗/W	585.8	553.2
机械损耗/W	370	370
杂散损耗/W	185	185
转矩脉动占比/%	5.12	10.71

在额定参数为 37kW, 1000r/min 的参数设定下, 已知异步电机过载倍数约为额定 3.07 倍。经仿真计算, SynRM 的最大转矩达到了 1315.8Nm, 约为额定转矩 3.72 倍, 提升 21%。由此可见, 优化后的 SynRM 的过载能力要优于异步电机。

由表中结果可得, SynRM 对比于异步电机的优势为效率略有提升, 约 0.4%, 过载能力提升约 21%。但也能明显得出, 再制造为同步磁阻电机之后, 同样存在一定劣势。即使已经对 SynRM 进行了优化设计, 但由于其自身特性, 导致功率因数明显低于原异步电机, 电机转矩脉动有一定的上升。

如果放开再制造电机的设计约束条件, 例如将定子叠高增加, 或者更换损耗更低和牌号更高的硅钢材料, 电机效率和功率因数相比现有优化方案会有更优的表现, 对应的电机能效等级有望提高 1-2 级(例如从 IE2 提高到 IE3 或者 IE4)。

5 结 论

本文探索了一种将老旧异步电机再制造为高效同步磁阻电机的技术路线。文中以一款 37kW、1000r/min 异步电机为例, 提出了一种 SynRM 绕组优化及转子磁障结构设计优化方法。在不改变原定子槽型基础上, 通过绕组匝数调整优化了 SynRM 性能。从磁障层占有率和磁障层数两个方面对 SynRM 转子结构进行寻优, 并在相同参数输入下进行计算分析。

分析结果表明, 在相同输入参数和磁障层数, 当磁障层占有率为 54% 时, SynRM 的电磁性能相对较优, 且不会受到过大的结构应力。在相同磁障占

有率时, 通过 3~5 磁障层数对比, 发现 4 层磁障结构时得到综合性能最优方案。结合上述绕组和转子结构优化结果, 表明提出的 SynRM 绕组与磁障结构优化设计方法能够有效降低转矩脉动, 提高效率和功率因数。

通过有限元计算分析可得, 对比于原异步电机, 优化后的 SynRM 效率提升 0.4%; 最大转矩倍数达到 3.72 倍, 提升 20% 以上, 过载能力更强; 转子部分铁磁材料重量减少。但由于 SynRM 的先天特性, 导致功率因数和转矩脉动相比原异步电机较差。

如果放开再制造设计约束, 如增加铁心叠高和采用更高牌号硅钢片, 效率提升会更加明显, 但改造成本也会有所提高, 在再制造生产中需基于实际情况, 灵活确定电机设计方案。本文通过对 SynRM 绕组与转子结构进行优化设计, 可以明显提升 SynRM 功率因数、效率等整体性能, 但相较于原异步电机, 在转矩脉动等方面仍存在一定劣势, 但整体性能满足再制造要求, 具备一定的可行性与工程实用意义。

参考文献

- [1] 邹继斌, 李炳均, 张文韬, 等. 双三相同步磁阻电机单开相故障下的容错控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(14): 5736-5747.
- [2] 沈建新, 蔡顺, 袁赛赛. 同步磁阻电机分析与设计(连载之一)概述[J]. 微电机, 2016, 49(10): 72-79.
- [3] 徐心愿, 王云冲, 沈建新. 基于最大转矩电流比的同步磁阻电机 DTC-SVM 控制策略[J]. 电工技术学报, 2020, 35(2): 246.
- [4] 邓先明, 郝磊, 田里思. 低转矩脉动的同步磁阻电动机优化设计与分析[J]. 实验室研究与探索, 2022, 41(9): 102-107.
- [5] 肖东, 史立伟, 李法成, 等. 集中绕组同步磁阻电机新型转子拓扑设计及运行特性分析[J]. 中国电机工程学报, 2026, 46(03): 1229-1239.
- [6] 董砚, 颜冬, 荆锴, 等. 磁障渐变同步磁阻电机低转矩脉动转子优化设计[J]. 电工技术学报, 2017, 32(19): 21.
- [7] 王凯, 李红梅, 姚宏洋. 低转矩脉动同步磁阻电机设计与优化[J]. 微特电机, 2017, 45(1): 1.
- [8] G Bacco, N Bianchi. Design Criteria of Flux- carriers in Synchronous Reluctance Machines[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(3): 2490-2498.
- [9] 刘成成, 王珂霖, 王韶鹏, 等. 基于不对称转子结构与

- 序贯田口稳健优化方法的同步磁阻电机设计[J]. 电工技术学报, 2022, 37(增1): 50-61.
- [10] M N F Ibrahim, A S Abdel-Khalik, E M Rashad, et al. Sergeant. An Improved Torque Density Synchronous reluctance Machine With a Combined Star-Delta Winding Layout [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2018, 33(3): 1015-1024.
- [11] C M Donaghy-Spargo, B C Mecrow, J D Widmer. Electromagnetic Analysis of a Synchronous Reluctance Motor With Single-Tooth Windings[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2017, 53(11): 1-7.
- [12] 鲍晓华, 刘婕, 关博凯, 等. 考虑磁饱和的潜水感应电机励磁电感的解析计算[J/OL]. 电工技术学报, 2024, 1-13.
- [13] Jin T, Sun W, Wang H, et al. Saturated dq-axis inductance offline identification method for SynRM based on a novel active flux observer orientation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(9): 10670-10674.
- [14] 刘成成, 刘乾宇, 王韶鹏, 等. 低转矩脉动同步磁阻电机磁障形状分析与优化设计[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(12): 38-47.
- [15] 刘栋良, 李阿强, 刘伟, 等. 电动汽车用永磁辅助同步磁阻电机转子优化[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(9): 119.
- [16] 朱焜秋, 高敏, 计宗佑. 两种不同转子结构的永磁无轴承同步磁阻电机性能分析[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(12): 43.

(上接第6页)

叠压组件刚度难以精确表征的问题, 开展了理论计算、仿真分析与试验验证, 主要结论如下:

(1) 针对硅钢片叠压组件, 建立了有限元-解析法相结合的等效刚度计算模型。通过有限元模拟过盈装配与层间接触的非线性力学行为, 计算了叠压组件在四点弯曲加载下的形变量。

(2) 通过拟合获得叠压组件的弯曲刚度随离散片数的幂函数衰减规律, 从而确定了实际规模下的等效弹性模量; 并通过等效质量直径确定等效截面惯性矩, 最终确定叠压组件的等效弯曲刚度。

(3) 将等效弯曲刚度引入 Riccati 传递矩阵法, 构建了包含硅钢片叠压组件的内置式永磁同步电机样机转子动力学模型。利用该模型计算了转子系统的自由模态频率, 并搭建了样机的试验平台, 进行模态试验验证。结果表明, 该等效模型计算的前两阶固有频率与试验结果的相对误差仅为 1.4% 和 0.7%, 验证了该建模方法的有效性和准确性。

参考文献

- [1] 董剑宁, 黄允凯, 金龙, 等. 高速永磁电机设计与分析技术综述[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(27): 4640-4653.
- [2] 葛伟伟, 孙维丽, 马玉华, 等. 高速永磁电机转子-轴承系统动力学特性分析[J]. 机床与液压, 2021, 49(14): 169-172.
- [3] Ganguly K, Chandraker S, Roy H. A review on modelling and dynamic analysis of viscoelastic rotor systems[J]. Aircraft Engineering and Aerospace Technology, 2022, 94(5): 734-744.
- [4] Čorović S, Miljavec D. Modal Analysis and Rotor-Dynamics of an Interior Permanent Magnet Synchronous Motor: An Experimental and Theoretical Study[J]. Applied Sciences, 2020, 10(17): 5881.
- [5] 钟一谔, 何衍宗, 王正, 等. 转子动力学[M]. 北京: 清华大学出版社, 1987.
- [6] 王正. Riccati 传递矩阵法的奇点及其消除方法[J]. 振动与冲击, 1987, 6(2): 74 - 78.
- [7] Santos H L V, Luersen M A, Bavastri C A. Experimental evaluation of numerical models to represent the stiffness of laminated rotor cores in electrical machines[J]. Engineering Science and Technology, 2013, 8(4): 457-471.
- [8] Huang Z Y, Le Y. Rotordynamics modelling and analysis of high-speed permanent magnet electrical machine rotors [J]. IET Electric Power Applications, 2018, 12(8): 1104-1109.
- [9] 王东雄, 曹康磊, 喻泽文, 等. 高速内置式永磁电动机转子系统的模态特性[J]. 轴承, 2024(7): 62-71.
- [10] Kim Y C, Kim K W. Influence of Lamination Pressure upon the Stiffness of Laminated Rotor[J]. JSME International Journal Series C, 2006, 49(2): 426-431.
- [11] Singhal S, Singh K V, Hyder A. Effect of laminated core on rotor mode shape of large high speed induction motor [C]. IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC). Piscataway: IEEE, 2011: 1557-1562.
- [12] 黄金平, 张峥岳, 黄道琼, 等. 高速永磁电机转子动力学特性研究[J]. 火箭推进, 2019, 45(3): 20-25.

船舶推进用低速大转矩永磁同步电动机设计与分析

姚鹏烁, 于思洋, 张凤阁

(沈阳工业大学 电气工程学院, 沈阳 110870)

摘要: 海洋装备正向大型化、高效化和绿色化方向发展, 然而, 传统电机配合减速机构的驱动方式存在体积大、效率低、功率密度低等问题, 难以满足新一代船舶直驱推进系统对高转矩密度、高效率及高可靠性的需求。为此, 本文设计了一台适用于船舶推进系统的 3MW 低速大转矩永磁同步电动机。首先, 探究了不同极槽配合下的电机性能, 进而确定了电机的设计方案。然后, 揭示了径向、V 型、Halbach 及切向式四种转子结构对转矩密度与运行平稳性的影响规律。最后, 设计了螺旋水道冷却结构, 确保了电机的可靠运行。研究结果可为大型船舶推进电机的高效直驱化设计提供了新思路与理论依据。

关键词: 低速大转矩; 永磁同步电动机; 电磁设计; 冷却系统; 温度场分析

中图分类号: TM351; TM341

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)06-0015-07

Design and Analysis of a Low-speed High-torque Permanent Magnet Synchronous Motor for Marine Propulsion

YAO Pengshuo, YU Siyang, ZHANG Fengge

(School of Electrical Engineering, Shenyang University of Technology, Shenyang 110870, China)

Abstract: The development of marine equipment is trending toward larger scale, higher efficiency, and greater environmental sustainability. However, conventional motor - gearbox drive systems suffer from drawbacks such as large volume, low efficiency, and limited power density, making them insufficient for meeting the requirements of next-generation direct-drive marine propulsion systems, which demand high torque density, high efficiency, and high reliability. To address these challenges, this study developed a 3 MW low-speed, high-torque permanent magnet synchronous motor suitable for marine propulsion applications. First, the motor design scheme was determined by analyzing performance variations under different pole - slot combinations. Subsequently, the influences of four rotor topologies—radial, V-type, Halbach, and tangential—on torque density and operational smoothness were investigated. Finally, a helical water-cooling structure was designed to ensure reliable motor operation. The findings provide new insights and theoretical guidance for the high-efficiency, direct-drive design of large-scale marine propulsion motors.

Key words: low-speed high-torque; permanent magnet synchronous motor; electromagnetic design; cooling system; temperature field analysis

0 引言

低速大转矩传动装备多采用“常规转速电机 + 减速齿轮机构”的驱动方式, 这不仅使驱动系统体积增大、维护成本增加、系统可靠性和运行效率降低, 而且增加了系统加工制造和运输装配等方面的难度, 因此当前低速大转矩传动系统正在向着直驱化方向发展^[1]。永磁同步电动机具有结构简单、效率和功率因数高、起动转矩大、经济运行范围宽等优点,

特别适合应用于低速大转矩直驱系统^[2]。永磁同步电动机因具有低速平稳运行、高转矩输出、结构紧凑、低维护需求和高可靠性等优势^[3], 可很好地满足船舶推进系统对驱动电机的高效能、低振动、低噪音、长期连续运行及复杂海况适应等客观要求。因此, 开展从低速大转矩永磁同步电动机的结构优化与性能提升研究, 对于推动船舶推进装备的高效化、绿色化发展具有重要意义。

国内外学者对低速大转矩永磁电机的优化设计、

收稿日期: 2025 - 12 - 18

基金项目: 国家自然科学基金联合基金重点项目(U22A20215)

作者简介: 姚鹏烁(2000), 男, 硕士研究生, 研究方向为特种电机及其控制。

于思洋(1988), 男, 博士, 副教授, 研究方向为特种电机及其控制。

张凤阁(1963), 男, 博士, 教授, 研究方向为特种电机及其控制。

冷却系统及其温度场开展了大量深入研究。土耳其学者 M. Onsal 等人提出了一种新的磁通辅助顺极轮辐式永磁同步电机, 专为低速大转矩直驱应用设计。该电机采用了磁通辅助转子结构, 旨在通过减少转子内部的漏磁来提高转矩输出。研究通过有限元分析对电机的转子设计及永磁体位置进行了, 结果表明, 该电机在永磁体重量减少的情况下, 具有更高的转矩与功率输出比, 且比传统表贴式永磁电机具有更宽的恒功率范围^[4]。文献[5]研究了永磁/磁阻混合转子双定子低速大转矩电机的电磁设计原理与冷却系统, 并采用有限元分析方法对该电机的电磁性能、力学性能和温升特性进行了仿真和分析。文献[6]针对集中绕组模块组合式定子结构对低速大转矩直驱永磁同步电机性能的影响规律进行了研究。美国学者 Jonathan Michael Crider 等人提出了一种新型电机拓扑, 将磁齿轮与永磁同步电机相结合, 设计了一种内转子磁通调制式低速大转矩永磁同步电机^[7]。徐永明团队以一台 48 槽 40 极的低速大转矩永磁同步电机为研究对象, 分别以定子不等齿宽削弱齿槽转矩和转子轭部开孔增大输出转矩来提升电机的转矩特性^[8]。文献[9]以一台矿山带式输送机用低速大转矩永磁电机为研究对象。通过采用流体-热双向耦合的方法对冷却系统进行设计, 并分析了不同冷却结构对电机散热效果的影响, 进而设计了散热能力强的冷却系统。文献[10]针对矿用低速大转矩永磁同步电机散热困难的问题, 以一台 394.5 kW 电机为对象建立了三维等效传热模型, 分析了电机在额定工况下的温度分布特性。并对定子端部绕组的散热结构进行了优化设计, 有效降低了端部温升并改善了温度梯度。

尽管目前已有大量关于低速大转矩永磁同步电动机的研究, 但大部分研究集中在单一因素的优化, 如转子结构或冷却系统, 而缺乏对多个设计因素的综合考虑。此外, 现有研究大多关注较小功率范围内的电机, 尚未针对 3MW 大功率电机进行系统化的电磁与热性能分析, 尤其是在复杂海况和长期连续运行需求下的实际应用性能。因此, 当前的研究成果在实际应用中仍存在一定局限性, 特别是在电机的高转矩密度、低转矩脉动和高可靠性等综合性能方面仍有待提升。

为了进一步提升电机的转矩密度与运行性能, 本文以 3MW 低速大转矩永磁同步电动机为研究对象, 开展了系统的电磁设计与性能分析。根据设计指标, 确定了电机的主要结构尺寸与极槽配合方案, 并对不同转子与冷却结构进行了对比分析。仿真结

果表明, 该电动机具有优良的电磁性能和热特性, 能够满足船舶推进系统对高转矩密度、低转矩脉动和高可靠性的要求, 验证了所提出设计方案的合理性与可行性。

1 3MW 永磁电动机设计

1.1 永磁电机的设计指标

为了更好地满足船舶推进系统对其驱动电机高效率、低噪音、低振动等客观要求, 低速大转矩永磁同步电动机应具有高效率、较低转速和高功率因数等特点。为此, 本文设计了一台 3MW 船舶推进系统用永磁电机, 其具体性能指标如表 1 所示。

表 1 PMSM 设计指标

参数	参数值
额定功率/MW	3
额定转速/(r/min)	200
效率	≥95%
功率因数	≥0.9

1.2 电磁设计

1.2.1 主要尺寸确定

永磁同步电动机的电机常数, 即电机尺寸、电机转速、输出功率、电负荷和磁负荷之间的关系可由式(1)表示;

$$\frac{D^2 l_{\text{ef}} n}{P'} = \frac{6.1}{\alpha_p' K_{\text{NM}} K_{\text{dp}} A B_{\delta}} = C_A \quad (1)$$

式中, D 为电机定子内径, l_{ef} 为铁心有效长度, n 为电机额定转速, P' 为电机的计算功率, α_p' 为计算极弧系数, K_{NM} 为气隙磁场的波形系数, K_{dp} 为电枢的绕组系数, A 为电负荷, B_{δ} 为磁负荷。

在设计船舶推进系统的低速大转矩永磁同步电动机时, 电机的主要尺寸直接影响其性能、效率和运行稳定性。在电机转速与电机计算功率保持恒定的情况下, 电磁负荷和气隙磁密成为约束电机主要尺寸选取的核心因素。因此, 合理确定电机的电负荷 A 与磁负荷 B_{δ} 是实现性能优化设计的关键。同时, 还需综合考虑电机几何比例关系的合理性, 因为该比例参数将直接影响电机的电磁特性及结构参数配置。通常通过主要尺寸比来表达电机的几何关系, 即:

$$\lambda = \frac{l_{\text{ef}}}{\tau} \quad (2)$$

式中, τ 为转子的极距, 确定了 λ 的取值之后, 即可根据电机的性能要求和工作环境确定定子内径 D 和铁心长度 l_{ef} 。在综合考虑电机的功率输出、转速要求和船舶推进系统的工作环境后, 定子内径选定为

2300mm，铁心长度为 500mm，以确保电机在低速大转矩工况下能够稳定、高效运行。

1.2.2 极槽配合的选取

在此基础上，极槽配合方案的选取在电机整体设计中同样占据重要地位，其对电机输出能力、空载反电动势波形特性、齿槽转矩大小以及损耗分布规律均产生显著影响。为了平衡铜耗和铁耗，低速大转矩永磁电机常采用多极多槽的结构，极数设置过高将导致工作频率上升，并进一步增加电磁损耗与制造工艺难度；而槽数过多会提高加工复杂度，槽数过少则可能引入较高的谐波含量，从而对电机的运行性能产生不利影响。为了更好的设计电机的极数和槽数，本文选取四种代表性极槽配合，48 极 72 槽，52 极 72 槽，60 极 72 槽、60 极 90 槽。并对其空载反电势波形与 THD、齿槽转矩峰值、平均负载转矩与转矩脉动百分比进行对比分析。分析结果如图 1 和表 2 所示。

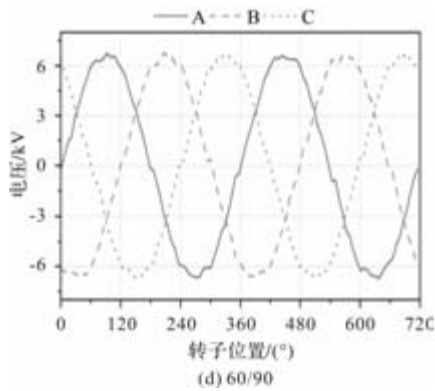
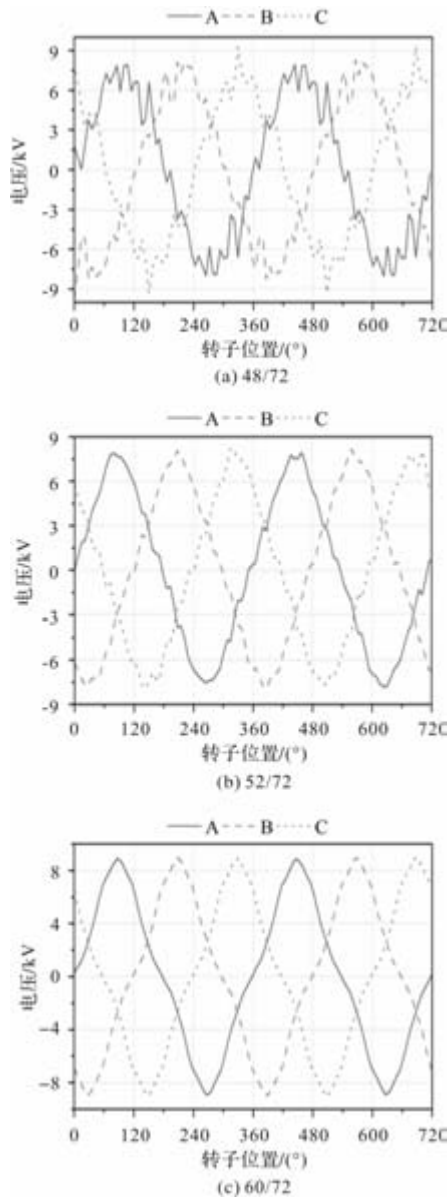


图 1 不同极槽配合下空载反电势波形

表 2 不同极槽配合下电机电磁性能对比

极槽配合	48/72	52/72	60/72	60/90
空载反电势/kV	5.25	5.05	5.47	4.71
波形畸变率/%	16.9	17.7	2.3	8.3
齿槽转矩/kNm	55.9	11.9	4.5	16.7
负载转矩/kNm	151.6	140.6	158.0	133.4
转矩脉动/%	40.9	25.2	5.6	15.1

从表 2 可以看出，不同极槽配合对电机的电磁性能具有显著影响。48 极 72 槽方案的平均负载转矩较高，但其齿槽转矩和转矩脉动均明显偏大，运行过程中易出现较强的电磁转矩波动，不利于低速大转矩工况下的平稳运行。52 极 72 槽方案在齿槽转矩和转矩脉动方面有所改善，波形畸变率较低，但平均负载转矩偏小，输出能力受限。

相比之下，60 极 72 槽方案表现出最优的综合性能，其空载反电势最高，波形畸变率最低，齿槽转矩较小，且平均负载转矩最高，转矩脉动最低，在电磁性能、输出特性及运行平稳性等方面均具有明显优势。60 极 90 槽方案虽然在波形畸变率上表现良好，但其平均负载转矩和转矩脉动均不及 60 极 72 槽方案，整体性能相对较弱。

鉴于此本文所设计电机选择 60 极 72 槽组合。最终设计参数如表 3 所示。

表 3 PMSM 主要设计尺寸

参数	参数值
极数	60
槽数	72
频率/Hz	200
定子外径/mm	2550
定子内径/mm	2300
转子外径/mm	2294
转子内径/mm	2050
铁心长度/mm	500
气隙/mm	3

2 转子结构设计对比分析

转子结构直接决定了电机的气隙磁场分布与电磁性能,不同的设计形式在功率密度、反电势波形以及转矩特性等方面差异明显。本文选取了径向式、Halbach 型、V 型以及切向式四种典型转子结构进行对比分析,其各自结构特点如表 4 所示。

表 4 不同转子结构特点

转子结构	优点	缺点
径向式	磁场分布简单,谐波低,齿槽转矩小,运行平稳	转矩输出偏低
Halbach	提高磁通利用率,增强气隙磁通	齿槽转矩大,结构复杂,成本高
V 型	提升转矩密度,增强弱磁能力	气隙磁场畸变大,脉动较高,加工困难
切向式	气隙磁场较均匀,高反电势和平均转矩	适用于高输出需求,转矩脉动较大

转子内部主要由转子轴和转子支架组成,如图 3 所示。转子轴用于传递转矩并支撑整个转子,转子支架则起到固定和承载作用,为永磁体和铁心提供稳定的安装基础。

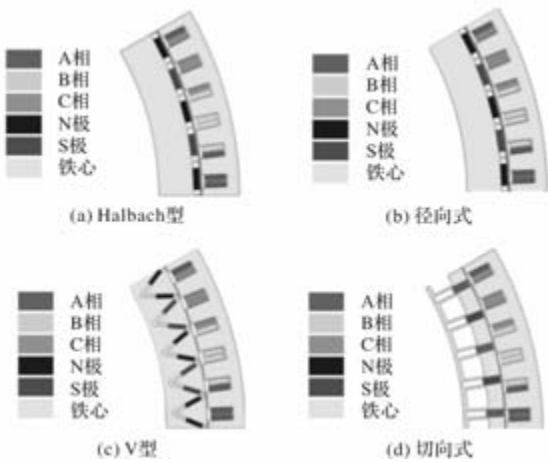


图 2 四种转子结构

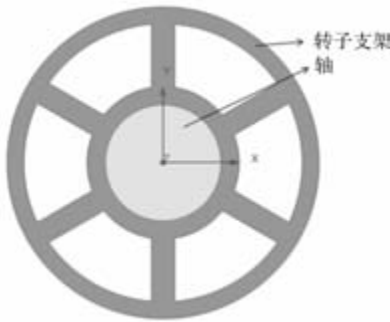


图 3 转子轴与转子支架

为验证不同转子结构对电机电磁性能的影响,基于相同的定子参数与运行条件,对径向式、Halbach 型、V 型及切向式四种转子结构进行了对比分析。对比时保持永磁体用量一致、定子绕组参数、气隙长度及工作电流一致,仅改变转子永磁体的排布方式,以确保结果的可比性。相应的分析结果如图 4,图 5 和表 5 所示。

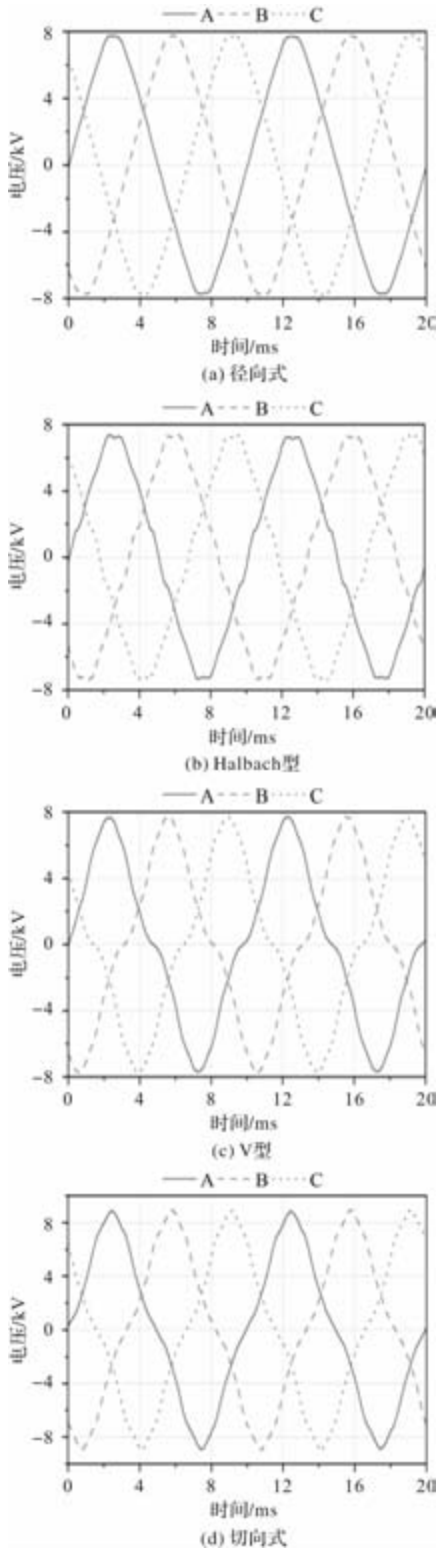


图 4 四种转子结构空载反电势

图 4 中可以看出，径向式与切向式空载反电势正弦度均不错，而 halbach 型与 V 型正弦度稍差，且径向式空载反电势幅值也最大。

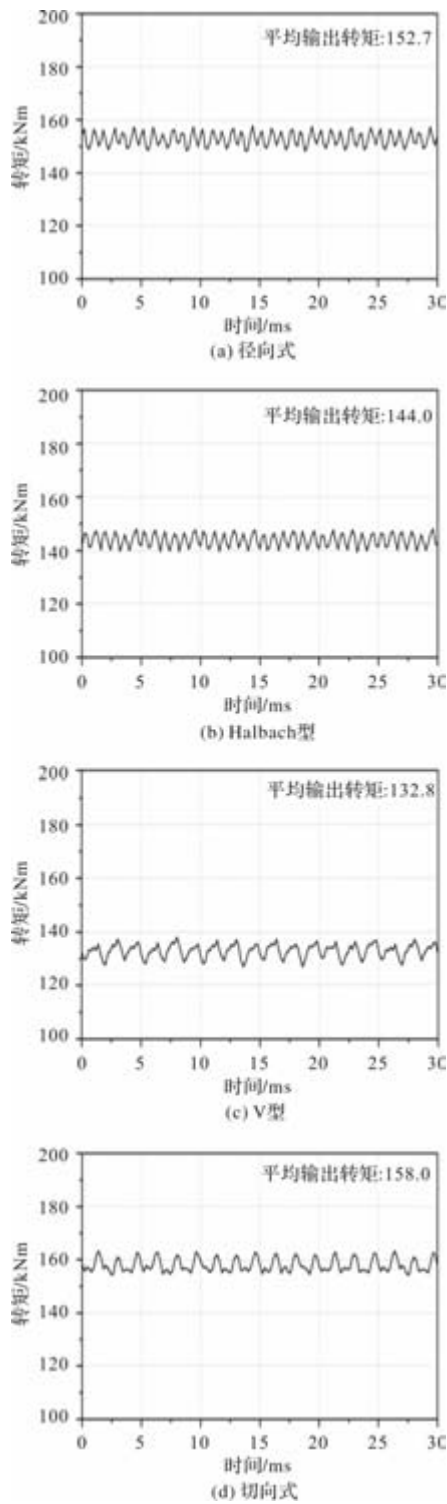


图 5 四种转子结构额定负载转矩

从图 5 中可以直观看出切向式转子平均输出转矩最大，径向式、halbach 型、V 型依次递减。

表 5 四种转子结构电磁仿真结果对比

转子结构	径向	Halbach	V 型	切向
谐波畸变率/%	1.46	3.68	2.94	2.34
空载反电势/kV	5.20	4.90	4.70	5.47
齿槽转矩/kNm	4.5	11.8	3.7	4.5
平均负载转矩/kNm	152.7	144.0	132.8	158.0
转矩脉动/%	6.3	5.9	8.3	5.6

从表 5 可以看出，切向式转子在平均负载转矩和空载反电势方面表现最优，体现出较高的磁链利用效率和良好的输出性能。径向式转子虽然运行平稳，谐波畸变率最低、转矩脉动较小，但其平均负载转矩略低，在低速大转矩工况下输出能力相对有限。Halbach 型转子的齿槽转矩较大，且平均负载转矩较低，空载反电势也偏低，限制了其在高转矩低速应用中的优势。V 型转子的转矩脉动最高，平均负载转矩最低，谐波畸变率也偏大，运行平稳性较差。综合比较，切向式结构兼具较高的平均转矩、较大的空载反电势以及较低的波形畸变率和转矩脉动，最适合作为低速大转矩永磁同步电动机的最终转子方案。

该结构电机的空载磁密云图、磁力线图与气隙磁密波形图如图 6 和图 7 所示。

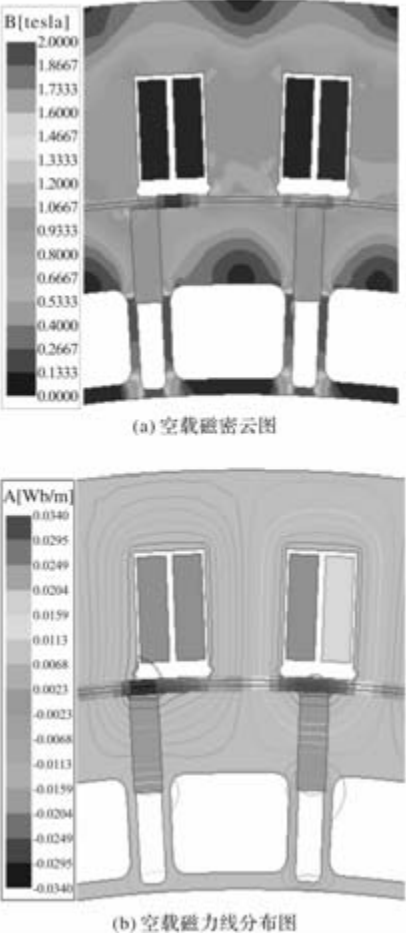


图 6 空载磁密云图与磁力线分布图

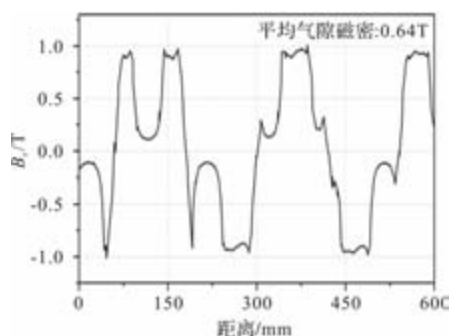


图7 空载气隙磁密

由图6和图7中可以看出,切向式转子电机在空载时齿磁密约为1.33T,轭磁密约为1.07T,磁力线分布合理,平均气隙磁密0.64T。

3 冷却方式设计与对比分析

在大功率电机中,水冷却因其换热能力强、温升控制效果好,已成为主流冷却方式。然而,不同的水道结构会显著影响冷却效果和工程实现难度。本文对比分析了周向螺旋型水道和轴向Z字型水道两种典型结构,如图8所示。

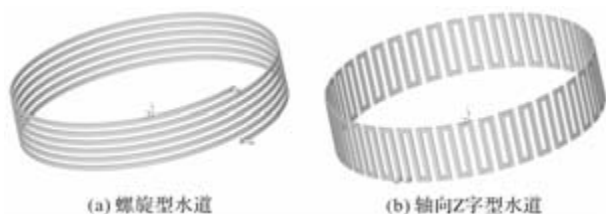


图8 两种水道结构

3.1 水道结构概述

冷却系统是大功率电机设计中的关键环节,其结构形式直接影响电机的散热能力与温度分布特性。不同的水道设计会在换热效率、流体阻力及加工可行性方面表现出明显差异,因此合理选择水道结构对于确保电机的热稳定性和长期可靠运行具有重要意义。为研究水道形式对冷却性能的影响,本文对比分析了两种典型的水冷结构方案分别是,周向螺旋水道与轴向Z字型水道。其特点如表6所示。

表6 两种水道结构特点

冷却水道类型	优点	缺点
周向螺旋水道	冷却面积大、分布均匀,散热效果好、温度梯度小。	加工复杂、成本较高。
轴向Z字型水道	结构简单、布局规整、易于维护。	转折处可能出现流速降低,导致局部散热不均。

3.2 散热效率与温度分布比较

为比较两种水冷结构的冷却性能,在额定负载工况下,分别对螺旋水道与轴向Z字型水道结构下的温度分布进行了温度场仿真分析。各关键部位温度范围结果如图9,图10所示。

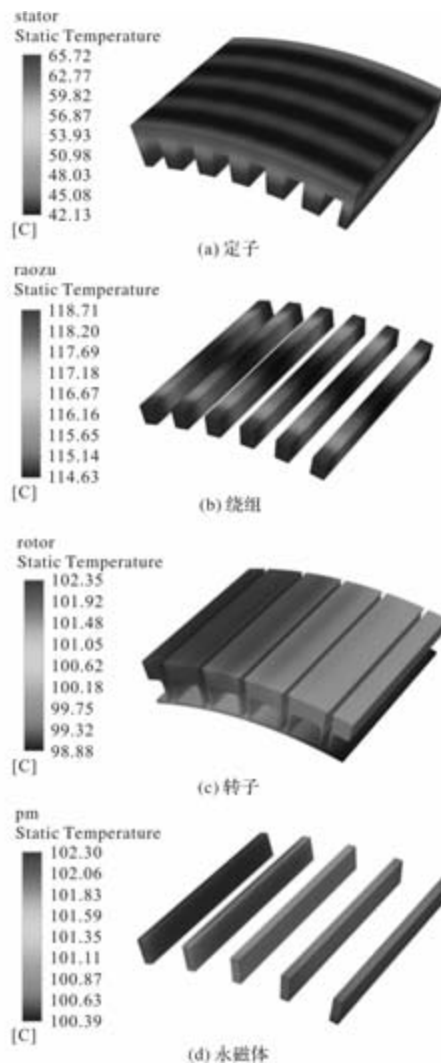
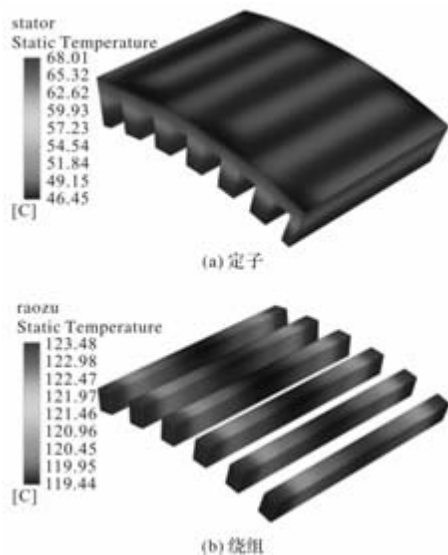


图9 螺旋型水道主要部件温度



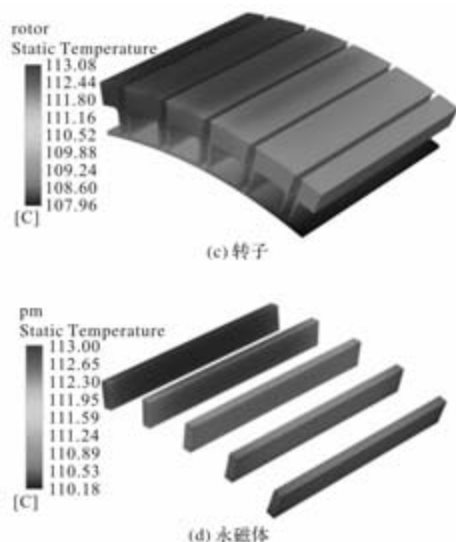


图 10 轴向 Z 字型水道主要部件温度

从仿真结果可以看出,两种水道结构在定子区域的整体温升差异较小。但在绕组、转子及永磁体区域,温度差异较为明显,螺旋型水道结构中,定子、绕组、转子和永磁体的最高温度分别为 65.72℃、118.71℃、102.35℃和 102.30℃,整体温度分布均匀,无明显热点,说明该结构的散热性能较好。相比之下,轴向 Z 字型水道结构的定子、绕组、转子和永磁体最高温度分别为 68.01℃、123.48℃、113.08℃和 113.00℃,其中绕组温度过高,转子和永磁体温度分别高出约 10℃,表明其冷却效果相对不足。造成这一差异的主要原因是 Z 字型水道在多次折返处流速下降,导致局部换热不均、热量积聚。综合来看,螺旋水道在整体散热效率和温度均匀性方面优于轴向 Z 字型水道,尤其在控制转子和永磁体的温升方面表现突出。该结构能有效避免永磁体退磁风险,保证电机在高转矩密度和长时间运行条件下的热稳定性。

4 结 语

本文以船舶推进用 3 MW 低速大转矩永磁同步电动机为研究对象,对其电磁设计、转子结构优化及冷却系统设计开展研究,主要结论如下:

(1)在综合考虑转矩密度、波形畸变等因素影响后,选取 60 极 72 槽为综合性能最优极槽配合,可兼顾高转矩输出与低波形畸变,满足船舶推进的平稳运行要求。

(2)在四种典型转子结构中,切向式转子在平均转矩、空载反电势及转矩脉动方面表现最优,兼具高输出能力与良好运行平稳性,适用于海洋推进系统的长期稳定工况。

(3)在冷却结构方面,周向螺旋型水道相较于轴向 Z 字型水道具有更优的散热性能与温度分布均匀性,能有效控制永磁体温升,提升系统热稳定性与可靠性。

本文研究成果对实现绿色、高效、低噪声的船舶动力系统具有重要的工程意义与应用前景。

参考文献

- [1] 张兆宇,于思洋,张岳,等. 永磁/磁阻混合转子双定子低速大转矩同步电机冷却及热管理技术研究[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(11): 114-124
- [2] Jinyang X, Wenliang Z, Ning W, et al. Design and Analysis of Low-Speed High-Torque Permanent Magnet Synchronous Machines for Industrial Agitators [J]. International Conference on Electrical Machines and Systems, 2021: 1223-1227.
- [3] 柳也东. 低速大转矩永磁同步电动机研究综述[J]. 微电机, 2022, 55(04): 77-81, 93.
- [4] M Onsal, B Cumhur, Y Demir, et al. Rotor design optimization of a new flux-assisted consequent pole spoke-type permanent magnet torque motor for low-speed applications [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2018, 54(11): 1-5.
- [5] Zhaoyu Z, Siyang Y, Fengge Z, et al. Electromagnetic and Structural Design of a Novel Low-Speed High-Torque Motor with Dual-Stator and PM-Reluctance Rotor [J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2020, 30(4): 1-5.
- [6] 孙少男,李岩,张炳义,等. 集中绕组模块组合式定子结构对低速大功率永磁电机性能影响[J]. 电工电能新技术, 2024, 43(06): 11-24.
- [7] Jonathan Michael Crider, Scott D Sudhoff. An Inner Rotor Flux-Modulated Permanent Magnet Synchronous Machine for Low-Speed High-Torque Applications[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2015, 30: 1247-1254.
- [8] 徐永明,金磊,艾萌萌,等. 低速大转矩永磁同步电动机的转矩提升[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(12): 116-127.
- [9] 王帅. 矿山带式输送机用低速大转矩永磁电机冷却系统设计[J]. 煤炭技术, 2023, 42(07): 193-198.
- [10] S Wu, Z Li, W Tong. Research on Thermal Calculation and End Winding Heat Conduction Optimization of Low Speed High Torque Permanent Magnet Synchronous Motor [J]. CES Transactions on Electrical Machines and Systems, 2023, 7(4): 397-403.

电主轴用高速永磁电机转子强度研究

蒲思乔, 郑 欣, 陈 博, 陈小倩, 吴映辉

(广东电网有限责任公司广州越秀供电局, 广州 510699)

摘 要: 高速永磁电机由于其转速高、直接与其他高速机械设备连接, 无需齿轮箱等变速结构等特点成为电主轴的首选方案。针对实心圆柱式高速永磁电机的转子结构, 建立了考虑温升的热态应力解析模型, 分析了过盈量、护套厚度、护套的力学属性、温度等对转子强度的影响, 提出了改善永磁体应力的多种方法, 通过有限元法对解析模型进行了初步验证并绘制了应力云图。最终设计了一台 30kW, 80000r/min 的样机, 并搭建了试验平台进行了空载测试。实验结果表明, 该电机反电动势正弦性较好且稳定, 具备其长时间连续运行的能力, 从而证在一定程度上验证应力分析的准确性。研究所得解析法和结论对实际工程应用具有一定的参考价值。

关键词: 转子强度; 高速永磁电机; 永磁体热态应力; 护套力学属性

中图分类号: TM351; TM355 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-6848(2026)06-0022-08

Rotor Strength Analysis of High-speed Permanent Magnet Motors for Electric Spindles

PU Siqiao, ZHENG Xin, CHEN Bo, CHEN Xiaolian, WU Yinghui

(Guangzhou Yuexiu Power Supply Bureau of Guangdong Power Grid Co., LTD., Guangzhou 510699, China)

Abstract: High-speed permanent magnet motors (HSPMMs) are the preferred solution for electric spindles, owing to their high rotational speed and ability for direct coupling to high-speed machinery, eliminating the need for gearboxes. This study established an analytical thermal stress model for the rotor structure of a solid cylindrical HSPMM, incorporating temperature rise effects. The model analyzed the influence of interference fit, retaining sleeve thickness, sleeve mechanical properties, and temperature on rotor strength. Measures to optimize stress on the permanent magnets were proposed. The analytical model was preliminarily validated using the Finite Element Method (FEM), and stress contour maps were generated. A prototype motor (30 kW, 80, 000 r/min) was designed and built. A test platform was constructed for no-load testing. Experimental results demonstrate that the motor's back EMF exhibits good and stable sinusoidal characteristics, confirming its capability for long-term continuous operation. These results provide validation, to a certain extent, for the accuracy of the stress analysis. The analytical methodology and findings presented in this research offer valuable insights and reference for practical engineering applications involving high-speed permanent magnet motors for electric spindles.

Key words: rotor strength; high-speed permanent magnet motor; permanent magnet thermal stress; sleeve mechanical properties

0 引 言

电主轴是一种将电机与机床主轴高度集成、融为一体精密部件, 是现代高端数控机床实现高速、高效、高精度加工的关键技术装备^[1-2]。高速电机可直接与其他高速机械设备连接, 无需齿轮箱等变速结构, 提高了系统的稳定性和集成度, 是电主轴的首选方案^[3]。永磁电机因其高功率密度、高效率和

高功率因数等优点, 在高速电机中占据优势地位^[4-5]。

但是高速永磁电机的高转速也带来一系列的机械强度问题。现有永磁电机基本采用由粉末烧结而成的稀土永磁材料^[6], 永磁体抗拉强度较低, 难以克服高速运行时的离心力, 通常需要采取保护措施^[7]。

表贴式高速永磁电机护套对提高转子强度起到

收稿日期: 2025-08-28

作者简介: 蒲思乔(2000), 女, 硕士, 研究方向为新型电力系统与智能电网。

郑 欣(1981), 男, 硕士, 研究方向为新型电力系统与智能电网及储能技术。

陈 博(1986), 男, 学士, 研究方向为保供电前沿技术与先进装备。

陈小倩(1987), 女, 学士, 研究方向为配电网智能运维技术。

吴映辉(1997), 男, 学士, 研究方向为配电网智能运维技术。

了决定性作用^[8]。在一般情况下,碳纤维护套的保护能力大于合金护套^[9],但是过盈配合能够传递较大转矩,承受变载荷和振动,且转动平衡易于控制,因此是高速机床行业中电主轴转子与主轴连接的更理想方式^[10]。文献[11]对多层护套结构的转子应力展开了研究并推导了多层转子结构的计算方法;文献[12]研究了装配间隙对转子应力的影响,分段式永磁体之间以及永磁体与磁极填料之间沿周向的小装配间隙有利于减小永磁体应力;文献[13]研究发现考虑轴间填充物会减小永磁体拉应力;文献[14]研究了温度对转子强度的影响,发现应力主要集中在永磁体与护套的接触面上,可以根据此处的应力大小确定护套厚度与过盈量;文献[15]研究了过盈方式对应力的影响,采用外过盈能够给永磁体提供更好的保护。文献[16]利用进化算法与近似模型结合对转子应力进行了优化,大大提高了优化效率,并得到了更优的转子结构。文献[17-18]从微观上对复合转子材料的应力进行了理论分析,推导了复合材料转子的应力计算方法,并通过有限元仿真和试验进行了验证。

护套的材料、厚度和过盈量是影响转子应力的关键因素。文献[19]采用了有限元法研究了两种护套材料对转子强度的影响,但是并未结合具体工况分析弹性模量和密度对护套和永磁体的密切影响。

基于此,本文针对电主轴用高速永磁实心转子,给出考虑温升的工程应用热态应力计算方法;通过数值计算和有限元分析对比,验证理论方法的正确性;给出不同过盈量、不同护套厚度、不同护套材料力学属性、不同温度下的护套和永磁体的应力变化,给出了改善永磁体应力的多种方法,对实际应用具有一定的工程价值。

1 转子强度解析

图1描绘了实心圆柱式高速永磁电机的二维横截面。永磁体外采用合金钢护套通过过盈配合对提供预应力保护,其中 R_m 表示永磁体的半径, R_{co} 表示护套的外半径, R_s 表示定子内径。

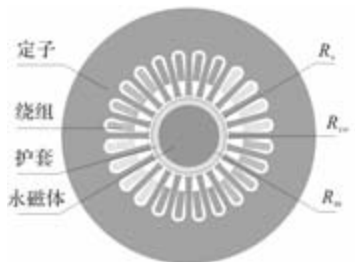


图1 实心圆柱式高速永磁电机结构

高速永磁电机实心转子由两个部件构成:合金钢护套与永磁体。转子结构尺寸如图2所示,钢套的内半径和外半径分别为 R_{ci} 和 R_{co} 。

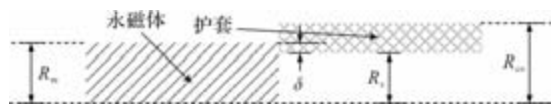


图2 转子二维结构

为了保护永磁体免受损坏,通常会对其施加预压力以抵消旋转时的离心力和温升影响的热应力。因此,护套和永磁体之间通常采用过盈装配。假设永磁体和护套之间的过盈量为 δ ,则永磁体半径和护套内半径的关系如:

$$R_m - R_{ci} = \delta \quad (1)$$

平面应力模型是厚壁圆筒理论不可或缺的一部分,可用于分析实心永磁体电机的转子强度。假设永磁体与护套间的接触压应力为 P_m 。首先,分别建立并求解护套和永磁体的拉普拉斯方程,从而推导出转子内每个部件的应力及位移的解析表达式。其次,通过护套和永磁体在接触面的径向位移和过盈量的关系,求解接触压应力。最终,通过接触压力确定各个应力及位移的常数,求得应力解析解。

1.1 护套应力分析

圆柱形转子在极坐标下,扇形微元所受的平衡方程为^[13]

$$\frac{d\sigma_r}{dr} + \frac{\sigma_r - \sigma_\theta}{r} + \rho_c \omega^2 r = 0 \quad (2)$$

式中, σ_r 和 σ_θ 分别为护套在半径 r 处径向应力和切向应力, ρ_c 为护套的密度, ω 为转子的旋转角速度。

考虑转子温升的物理方程为

$$\begin{cases} \varepsilon_r = \frac{\sigma_r - \mu_c \sigma_\theta}{E_c} + \beta_c \cdot \Delta T \\ \varepsilon_\theta = \frac{\sigma_\theta - \mu_c \sigma_r}{E_c} + \beta_c \cdot \Delta T \end{cases} \quad (3)$$

式中, ε_r 和 ε_θ 分别为护套的径向应变和切向应变, E_c 为护套的弹性模量, μ_c 为护套的泊松比, β_c 为各向同性弹性护套的热膨胀系数。 ΔT 为护套温升和半径 r 的函数,但在本文中它被认为是一个常数,即护套是温度分布均匀的恒温体, $\Delta T = T - T_0$, T_0 为护套初始温度,一般指常温22℃, T 为发热后护套的温度。

几何方程为

$$\begin{cases} \varepsilon_r = \frac{du}{dr} \\ \varepsilon_\theta = \frac{u}{r} \end{cases} \quad (4)$$

式中, u 为护套在 r 处的径向位移。

对于各向同性护套, 联立式(2)~式(4)可解得

$$u(r) = C_{1c}r + C_{2c}r^{-1} - \frac{\rho_c \omega^2 (1 - \mu_c^2) r^3}{8E_c} + (1 + \mu_c) \cdot \beta_c \left(\frac{r^2 - R_{ci}^2}{2r} \right) \cdot \Delta T \quad (5)$$

式中, C_{1c} 和 C_{2c} 为未知系数。

联立式(2)~式(5)可解得护套的径向应力和切向应力分别为

$$\sigma_r(r) = \frac{E_c}{1 - \mu_c^2} (C_{1c}(1 + \mu_c) + C_{2c}(\mu_c - 1)r^{-2}) - \frac{\rho_c \omega^2 (3 + \mu_c) r^2}{8} - E_c \beta_c \frac{r^2 - R_{ci}^2}{2r^2} \cdot \Delta T \quad (6)$$

$$\sigma_\theta(r) = \frac{E_c}{1 - \mu_c^2} (C_{1c}(1 + \mu_c) + C_{2c}(1 - \mu_c)r^{-2}) - \frac{\rho_c \omega^2 (1 + 3\mu_c) r^2}{8} - E_c \beta_c \frac{r^2 + R_{ci}^2}{2r^2} \cdot \Delta T \quad (7)$$

护套的等效应力为

$$\sigma_{ms} = \sqrt{\frac{1}{2} [(\sigma_r - \sigma_\theta)^2 + \sigma_r^2 + \sigma_\theta^2]} \quad (8)$$

式中, σ_{ms} 为护套的等效应力。

护套与永磁体的接触面压应力为 P_{in} , 与气隙的接触面压应力为标准大气压可忽略, 边界条件为

$$\begin{cases} \sigma_r |_{r=R_{ci}} = P_{in} \\ \sigma_\theta |_{r=R_{co}} = 0 \end{cases} \quad (9)$$

联立式(6)~式(9)可解得

$$C_{1c} = \frac{P_{in}(1 - \mu_c)}{E_c(1 - \alpha_c^2)} + \frac{1 - \mu_c}{2} \beta_c \cdot \Delta T + \frac{\rho_c \omega^2 R_{co}^2 (1 - \mu_c) (3 + \mu_c) (1 + \alpha_c^2)}{8E_c} \quad (10)$$

$$C_{2c} = \frac{P_{in}(1 + \mu_c) R_{ci}^2}{E_c(\alpha_c^2 - 1)} + \frac{1 + \mu_c}{2} R_{ci}^2 \beta_c \cdot \Delta T + \frac{\rho_c \omega^2 R_{co}^2 R_{ci}^2 (1 + \mu_c) (3 + \mu_c)}{8E_c} \quad (11)$$

其中

$$\alpha_c = \frac{R_{ci}}{R_{co}} \quad (12)$$

1.2 各向同性永磁体应力分析

各向同性的永磁体分析与护套类似, 由于边界条件不同, 未知系数也不相同, 转子受力如图3所示。

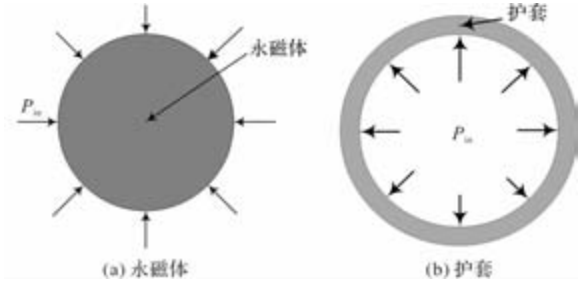


图3 转子受力分析

永磁体的径向位移为

$$u_m(r) = C_{1m}r - \frac{\rho_m \omega^2 (1 - \mu_m^2) r^3}{8E_m} + \frac{(1 + \mu_m)}{2} \cdot \beta_m r \cdot \Delta T \quad (13)$$

式中, 下标为 m 代表永磁体。此处认为永磁体的温升也为 ΔT , 若永磁体及护套温升不同, 此处温升应修改, 推导过程不变。

同理可得, 永磁体在 r 处的径向应力和切向应力分别为

$$\sigma_{rm}(r) = \frac{(1 + \mu_m) E_m C_{1m}}{1 - \mu_m^2} - \frac{E_m \beta_m \Delta T}{2} - \frac{\rho_m \omega^2 r^2 (3 + \mu_m)}{8} \quad (14)$$

$$\sigma_{\theta m}(r) = \frac{(1 + \mu_m) E_m C_{1m}}{1 - \mu_m^2} - \frac{E_m \beta_m \Delta T}{2} - \frac{\rho_m \omega^2 r^2 (1 + 3\mu_m)}{8} \quad (15)$$

其中

$$C_{1m} = \frac{P_{in}(1 - \mu_m)}{E_m} + \frac{(1 - \mu_m) \beta_m \cdot \Delta T}{2} + \frac{\rho_m \omega^2 R_{co}^2 (1 - \mu_m) (3 + \mu_m)}{8E_m} \quad (16)$$

1.3 接触压力计算

永磁体和护套的接触面上的径向位移需满足

$$u(R_{ci}) - u_m(R_m) = \Delta R \quad (17)$$

联立式(5)、式(13)、式(17)可解得

$$P_{in} = \frac{\Delta R + B - C}{A} \quad (18)$$

其中各部分如下

$$A = \frac{R_{ci}(1 - \mu_c)}{E_c(1 - \alpha_c^2)} + \frac{(1 + \mu_c) R_{ci}}{E_c(\alpha_c^2 - 1)} - \frac{R_m(1 - \mu_m)}{E_m} \quad (19)$$

$$B = \frac{\rho_c \omega^2 R_{co}^2 R_{ci} (3 + \mu_c)}{8E_c} (2 + \alpha_c^2 - \mu_c \alpha_c^2) + R_{ci} \beta_c \cdot \Delta T - \frac{\rho_c \omega^2 (1 - \mu_c^2) R_{ci}^3}{8E_c} \quad (20)$$

$$C = \frac{\rho_m \omega^2 R_m^3 (1 - \mu_m)}{4E_m} + \beta_m R_m \cdot \Delta T \quad (21)$$

根据求解得到的接触压力, 带入式(10)、式(11)、式(16)即可求得未知系数 C_{1c} 、 C_{2c} 、 C_{1m} , 进而可求解各部分应力应变及径向位移。

2 转子强度研究

在上一章中, 推导了实心圆柱转子过盈法下应力分布及应变情况。以理论为指导, 接下来分析过盈量、护套厚度、护套材料以及温度对永磁体及护套的应力影响, 所采用的电机转子参数如表 1 所示。其中环境温度为常温 22℃, 永磁体半径大于护套内半径, 过盈量为 0.04mm, 过盈方式为内过盈^[15]。

表 1 电机参数

参数	参数值
护套外半径/mm	16
护套内半径/mm	13
永磁体半径/mm	13.04
永磁体材料	钕钴
护套材料	合金钢
转速/(r/min)	80000

转子永磁体和护套的材料分别为钕钴和合金钢, 其力学属性如表 2 所示。

表 2 转子材料力学属性

名称	钕钴	合金钢
密度/(kg/m ³)	8400	7850
弹性模量/GPa	100	200
泊松比	0.3	0.3
抗拉强度/MPa	35	1100
屈服强度/MPa	/	930
热膨胀系数/(K ⁻¹)	9.5E-6	1.2E-5

如表 2 所示, 永磁体的抗拉强度较小, 屈服强度较大, 所以永磁体最大应力必须小于抗拉强度。由于永磁体的泊松比为 0.3, 根据式(14)和式(15)可知

$$\sigma_{rmax}(r) = \sigma_{\theta max}(r) \quad (22)$$

式中, 永磁体径向应力和切向应力的最大值相等, 位于圆心处。所以可以对比圆心处永磁体径向应力最大值和抗拉强度来判断永磁体是否碎裂。

2.1 过盈量对转子强度的影响

过盈量的设计是高速转子设计中至关重要的一环, 为了对高速转子的过盈量进行合理设计, 需了解过盈量对转子强度的影响规律。将使用表 1 电机

参数进行建模, 通过有限元和解析计算得到 0.01mm 至 0.08mm 过盈量对转子强度的影响如图 4 所示。

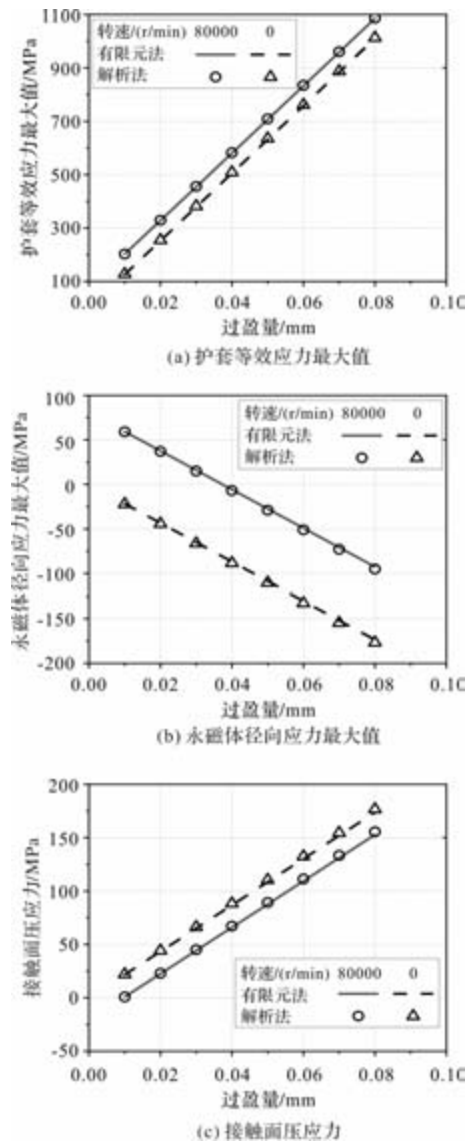


图 4 过盈量对转子强度的影响

如图 4 所示, 护套等效应力最大值、接触面压应力随着过盈量的增大而增大; 永磁体径向应力最大值随着过盈量的增大而减小, 实际表现为永磁体所受应力由拉应力转化为压应力, 压应力是越来越大的。高速旋转时, 离心力影响使接触面压应力减小, 使永磁体径向应力最大值和护套等效应力最大值增大。过盈量每增大 0.01mm, 护套等效应力最大值增大约 128MPa, 永磁体径向应力线性变化约 22MPa。增大永磁体与护套间的过盈量能有效改善永磁体拉应力, 但为了给护套应力留有裕量, 对该转子选择过盈量为 0.04mm 时设计较为合理。

2.2 护套厚度对转子强度的影响

永磁体的半径越大, 气隙磁密越大; 护套的厚度越厚, 对永磁体的保护效果越好, 但是会增大电

磁气隙长度,减小气隙磁密。因此在有限的转子外径内,需合理的设计永磁体和护套的厚度。设定护套厚度由1mm至4mm,保持转子总外径不变,每隔0.5mm计算一次转子强度,得到的护套厚度对转子强度的影响如图5所示。

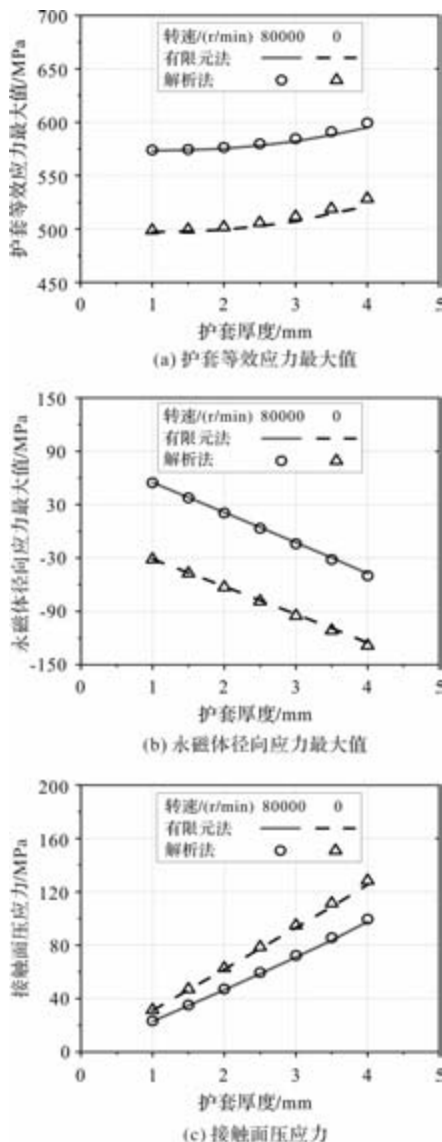


图5 护套厚度对转子强度的影响

如图5所示,增大护套的厚度会增大护套等效应力最大值和接触面压应力,同时加强对永磁体的保护作用,减小永磁体径向应力最大值。护套等效应力最大值与护套厚度呈二次函数关系,而永磁体径向应力最大值和护套厚度呈线性关系,因此增大护套的厚度能有效改善永磁体拉应力并留有裕度。但同时为确保电机反电动势输出基本不变,需保持电磁气隙长度不变,增大合金护套厚度会增大涡流损耗,减小物理气隙流道截面积,影响散热,因此综合考虑选择3mm护套较为合适。

2.3 护套材料对永磁体最大主应力的影响

当确定转子永磁体材料和转子外径后,为了对永磁体应力进行改善,还可以选择不同护套材料降低永磁体拉应力。为了理清护套材料的力学属性如何影响转子强度,本节研究了弹性模量和密度对转子强度的影响。

2.3.1 弹性模量对永磁体最大主应力的影响

本节将护套的弹性模量设定为100GPa至300GPa,每隔25GPa进行一次有限元和解析计算,得到的转子强度结果如图6所示。

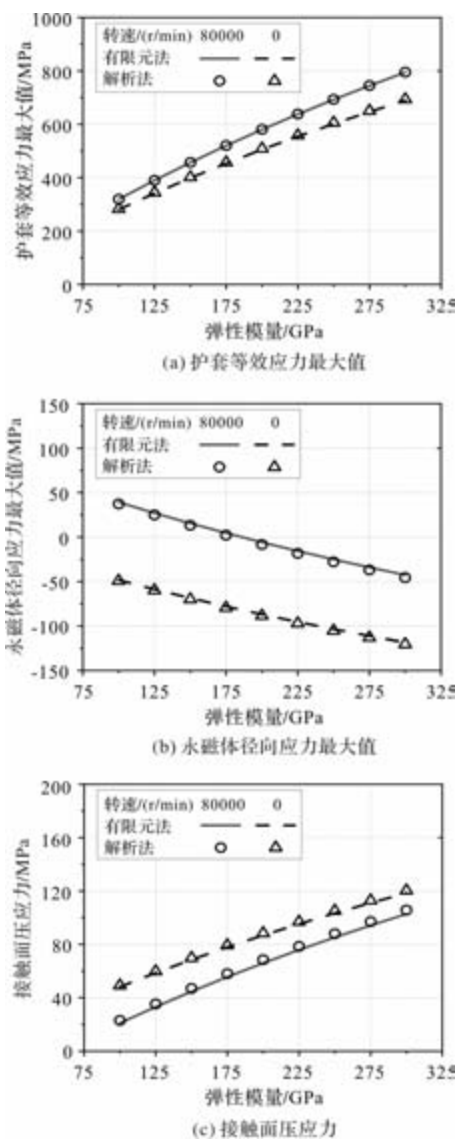


图6 弹性模量对转子强度的影响

图6中随着弹性模量的增大,护套等效应力最大值和接触面压应力增大,使永磁体径向拉应力减小。越大的护套弹性模量对永磁体应力的改善作用越好,但是同时会增大护套本身的等效应力。所以在护套的屈服强度内,选择更高的弹性模量有利于改善永磁体拉应力。

2.3.2 密度对永磁体最大主应力的影响

本节将护套的密度设定为 6280kg/m^3 至 9025.7kg/m^3 , 每隔 392.5kg/m^3 进行一次有限元和解析计算, 得到的转子强度结果如图 7 所示。

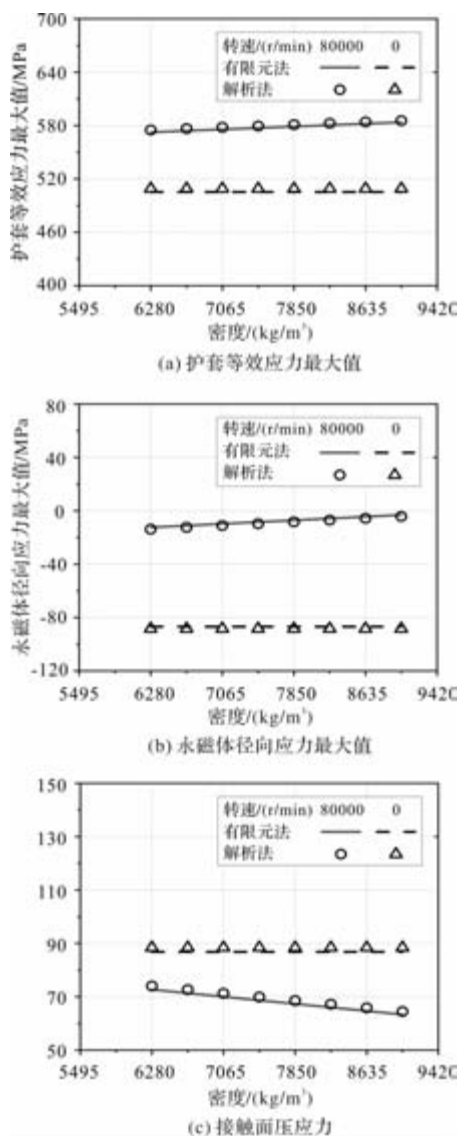


图 7 密度对转子强度的影响

如图 7 所示, 高速旋转时, 随着密度的增大, 护套等效应力最大值和永磁体径向拉应力都增大; 静止时, 密度不影响转子强度。选择更小的护套密度有利于改善永磁体拉应力和护套等效应力。

2.4 温度对转子强度的影响

转子高速旋转时, 会产生较大的涡流损耗和摩擦损耗使转子温度升高, 由于热膨胀产生形变, 会使影响永磁体和护套应力。设定温度为常温 22°C 至高温 202°C , 每隔 30°C 取一个计算点, 通过两种方法研究温度对转子强度的影响。

如图 8 所示, 随着温度的升高, 护套等效应力最大值和接触面压应力都减小, 而永磁体径向应力

最大值会增大。常温旋转时护套应力达到最大, 而永磁体应力在高温旋转时达到最大。虽然永磁体径向应力最大值随温度每升高 30°C 增大约 1.8MPa (没有过盈量变化剧烈), 但是高温时也会产生 12.6MPa 的热应力, 对永磁体抗拉强度只有 35MPa 来说是不可忽略的。有限元仿真结果与解析计算结果吻合, 说明了该考虑温度影响的转子强度解析法的准确性。

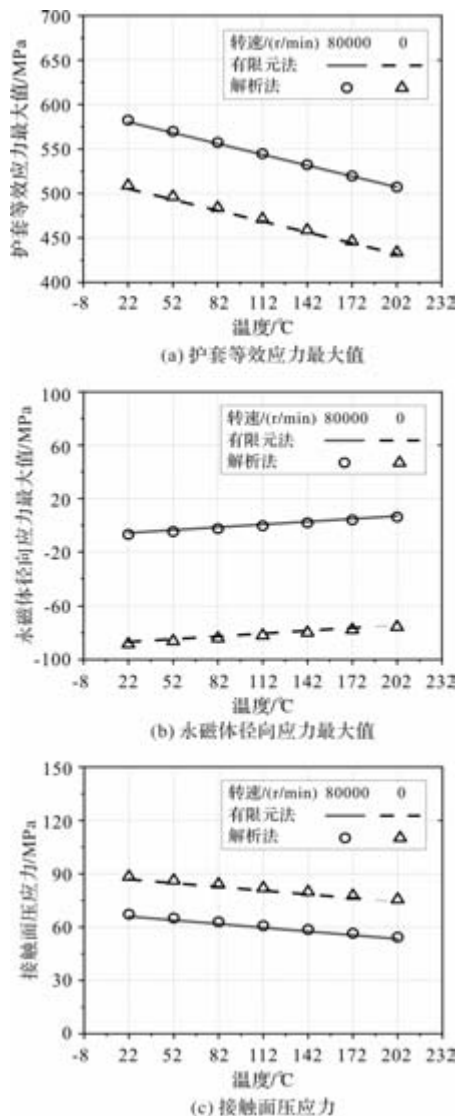
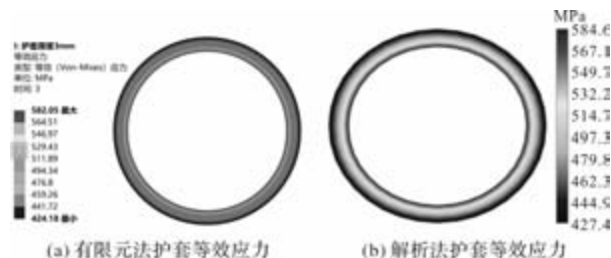


图 8 温度对转子强度的影响

2.5 转子强度云图

为了直观的展示本文设计转子的结构强度, 拟采用表 3 转子结构参数进行有限元和解析计算, 得到护套等效应力云图和永磁体径向应力云图如图 9 所示。



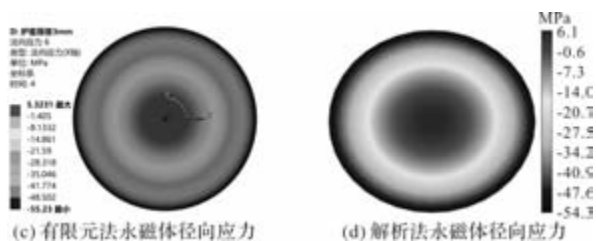


图9 高速转子强度云图

由前文分析可知,护套等效应力在常温静止时达到最大,而永磁体在高温旋转时达到最大。图9中,护套等效应力云图是基于0r/min, 22℃绘制的;永磁体径向应力云图是基于80000r/min, 202℃绘制的。对比图9(a)和图9(b)以及图9(c)和图9(d)可知,有限元法和解析计算应力云图分布完全一致,且最大值和最小值的误差也很小,几乎可以忽略不计。此时有限元计算护套最大应力为582.05MPa,永磁体最大拉应力为5.32MPa,与护套屈服强度930MPa和永磁体抗拉强度35MPa各有350MPa和30MPa的裕度,不会发生转子碎裂。

3 实验

为了验证所提出方法正确性,根据第2章的转子结构研制了一台30 kW、80000 r/min的样机进行实验,其各部分参数详如表3所示。

表3 样机设计参数

参数	参数值
定子外径/(mm)	110
转子外径/(mm)	32
永磁体直径/(mm)	26
电磁气隙长度/(mm)	3
轴向长度/(mm)	105
槽数	24
极对数	1
转速/(r/min)	80000
永磁体材料	SmCo30
护套材料	42CrMo
充磁方式	平行

对样机建立了电磁有限元仿真,得到了在80000r/min时的空载线反电动势波形,如图10所示。

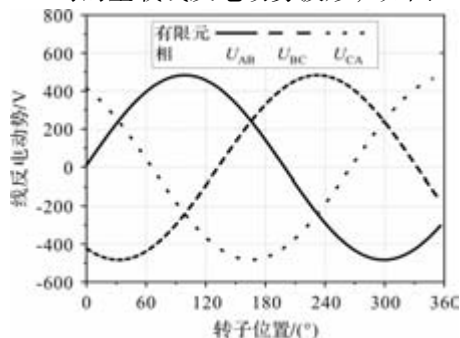


图10 有限元仿真线反电动势

图11为样机测试平台,通过电源连接驱动器控制电机启动,利用示波器获取线反电动势波形,并通过监测平台查看转速对样机进行了空载试验。

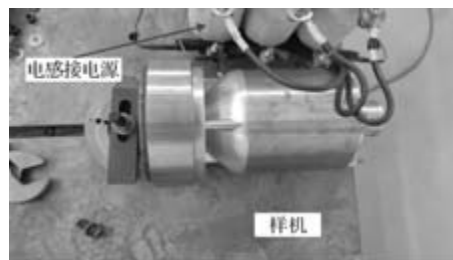


图11 空载试验平台

当电机起动后达到80000r/min并输出稳定后,对齐示波器反电动势的波峰和波谷并测量数据,如图12所示。

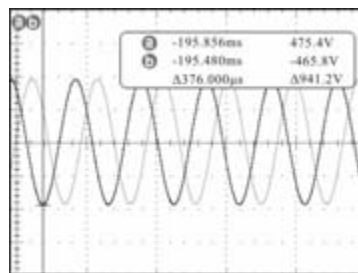


图12 80000r/min时示波器反电动势曲线

空载时,反电动势和永磁体最大主应力随着转速的增加而增加。线反电动势的峰峰值在80000 r/min时为941.2V。有限元仿真结果如图10所示为966.7V,两者的误差为-2.71%。误差来源可能包括网格精度影响、加工误差、试验测量误差等。

在80000r/min的转速下,利用测温枪测量转轴内部温度,运行2小时后温度稳定82℃,输出反电动势基本不变,展示了该电机长时间连续运行的能力,从而证在一定程度上验证应力计算的准确性。

4 结论

本文对电主轴用高速永磁电机转子强度如何设计的问题进行了深入研究,通过理论推导、数值仿真与实验验证相结合的方法,得出以下结论:

(1) 过盈量的选择应综合考虑护套与永磁体的应力裕量,增大过盈量可显著改善永磁体的拉应力,但同时需确保护套应力处于屈服强度内。护套厚度的设计需兼顾机械强度与电磁性能。合适的护套厚度既可有效抑制永磁体拉应力,又不会显著增大涡流损耗或影响气隙磁密。

(2) 护套材料应优选高弹性模量、低密度的材料,在满足强度要求的同时降低旋转离心力带来的附加应力。

(3) 电机长时间运行时, 温度升高会导致永磁体拉应力增大, 护套压应力减小。为了保证电机的可靠性, 建议在样机测试阶段进行高低温循环试验与高速耐久试验, 验证转子在热-力耦合工况下的长期稳定性。若反电动势波形出现畸变或幅值衰减, 应优先检查永磁体是否存在微裂纹或护套是否发生塑性变形。

参考文献

- [1] 李欣, 王皓, 张凤阁. 电主轴用复合转子无槽高速永磁电机设计与分析[J]. 微电机, 2024, 57(12): 6-11, 23.
- [2] 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.
- [3] Zhao F, Yu Z, Cao J, et al. Design and Optimization of a High-Speed Permanent Magnet Synchronous Machine for Gas Compressors[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2022, 58(2): 1-5.
- [4] Gallicchio G, Nardo M D, Palmieri M, et al. Surface Permanent Magnet Synchronous Machines: High Speed Design and Limits[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2023, 38(2): 1311-1324.
- [5] 许仁仁, 张懿, 魏海峰. 改进 SMO 的高速永磁同步电机无传感器控制研究[J]. 电力电子技术, 2024, 58(02): 30-33.
- [6] 严密, 彭晓领. 磁学基础与磁性材料[M]. 2 版. 杭州: 浙江大学出版社, 2019.
- [7] Golovanov D, Gerada D, Sala G, et al. 4-MW Class High-Power-Density Generator for Future Hybrid-Electric Aircraft[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2021, 7(4): 2952-2964.
- [8] 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.
- [9] 王必成. 超低温泵用高速永磁电机转子强度和模态分析[D]. 哈尔滨: 哈尔滨理工大学, 2021.
- [10] 王建军, 王英, 王帅, 等. 高速数控车床电主轴过盈配合仿真分析及性能评估[J]. 机械制造与自动化, 2025, 54(03): 139-144.
- [11] 王文一. 涡轮驱动高速永磁发电机的设计研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨理工大学, 2018.
- [12] Du G, Xu W, Zhu J, et al. Rotor Stress Analysis for High-Speed Permanent Magnet Machines Considering Assembly Gap and Temperature Gradient[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2019, 34(4): 2276-2285.
- [13] 刘威, 陈进华, 张驰, 等. 考虑轴间填充物的高速永磁电机转子强度分析[J]. 电工技术学报, 2018, 33(5): 1024-1031.
- [14] 司晨龙, 杜亚峰. 磁悬浮高速电机转子强度研究[J]. 镇江高专学报, 2025, 38(02): 90-94.
- [15] 杨江涛, 王镇宇, 冯垚径, 等. 高速永磁电机转子过盈方式对转子应力的影响[J]. 电工技术学报, 2023.
- [16] 李玮, 汪泽润, 张凤阁. 基于 FEM/Kriging 近似模型结合进化算法的表贴式高速永磁电机转子强度优化[J]. 电工技术学报, 2023, 38(04): 936-944, 956.
- [17] Z Wang, Y Zhang, H Wang, et al. Multiscale Strength Analysis of a Composite Rotor on the High-Speed Motor[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2024, 10(2): 3550-3559.
- [18] Z Wang, T Wang, Z Xu, F. et al. Strength and Dynamics Analysis of the Novel Composite Rotor in a High-Speed Permanent Magnet Motor[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2025, 11(2): 6742-6752.
- [19] 许治宇. 高速永磁电机转子的关键技术研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2019.

《微电机》(月刊)

全年 12 期, 读者可到当地邮局订阅, 本刊亦可破订、零购。

欢迎投稿! 欢迎订阅! 欢迎刊登广告!

国内刊号: CN61-1126/TM

在线投稿系统: wdj.paperopen.com

地址: 高新区上林苑四路 36 号(710117)

邮发代号: 52-92

订价: 8 元/期

年价: 96 元/年

编辑部邮购(含快递费): 300 元/年

国际刊号: ISSN 1001-6848

电话: 029-84276641

基于等效刚度比的全闭环伺服系统控制

王清扬¹, 雷 力^{1,2}, 李叶松¹

- (1. 华中科技大学 人工智能与自动化学院, 武汉 430074;
2. 武汉职业技术学院 机电工程学院, 武汉 430074)

摘要: 全闭环伺服系统传动链中的弹性和间隙非线性更容易使控制响应发生振荡。由于系统模型较为复杂, 控制器参数整定繁琐, 优化过程依赖人工调参, 本文围绕等效刚度比指标分析全闭环伺服系统参数设计方案, 用于指导实际工程应用。首先对全闭环伺服系统中包含弹性和间隙非线性的二质量体传动模型进行近似等效处理, 使用频率响应法分析系统的稳定性, 定义等效刚度比, 量化表达全闭环伺服系统中弹性和间隙因素对系统控制带宽的限制。然后基于等效刚度比, 针对三环串级PI控制结合观测器反馈补偿的控制结构, 对控制器参数与观测器补偿系数进行统一的设计。最后通过仿真和实验验证了提出的参数设计方案的可行性, 按照方案设计的控制参数与人工调参结果相近, 提出的控制方案能简化全闭环伺服系统的参数整定过程。

关键词: 全闭环伺服系统; 等效刚度比; 机械谐振; 间隙非线性; 级联观测器

中图分类号: TM341; TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)06-0030-07

Control of Full-closed Loop Servo System Based on Equivalent Stiffness Ratio

WANG Qingyang¹, LEI Li^{1,2}, LI Yesong¹

- (1. School of Artificial Intelligence and Automation, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China;
2. School of Mechanical and Electrical Engineering, Wuhan Polytechnic, Wuhan 430074, China)

Abstract: The stiffness and backlash nonlinearity in the full-closed loop servo system transmission chain make the system more prone to oscillation in the high control response. However, due to the complexity of the system model, there is currently no clear tuning guide, and the determination of control parameters relies on manual adjustment. In the paper, comprehensive parameter design scheme for full-closed loop servo system was developed based on the equivalent stiffness ratio, providing guidance for practical engineering applications. First, the two-mass transmission model with flexibility and backlash nonlinearity in full-closed loop servo systems was approximately set-up, and the frequency response method was used to analyze the stability of the simplified system. The equivalent stiffness ratio was employed to quantitatively express the limitations imposed by rigidity and backlash factors on the control bandwidth of full-closed loop servo system. Then, a complete parameter tuning process was designed based on the equivalent stiffness ratio. Focusing on a control structure with three-loop cascade PI control and observer feedback compensation, the PI controller parameters and observer compensation gains were uniformly designed in a concise parameter tuning process. Finally, simulations and experiments verified the feasibility of the proposed parameter design scheme. The control parameters designed according to the proposed scheme are compared with those obtained through manual optimal tuning, and the proposed control scheme significantly simplifies the parameter tuning process for full-closed loop servo system.

Key words: full-closed loop servo system; equivalent stiffness ratio; mechanical resonance; backlash nonlinearity; cascaded observer

0 引言

在机器人和高精度数控机床中, 为了提高位置控制精度, 一般负载侧位置反馈采用如光栅尺实现全闭环伺服控制来取代半闭环控制^[1]。然而, 全闭

环伺服控制将机械传动部分中的弹性和间隙非线性包含在控制回路内^[2], 当系统控制带宽增大时更容易发生振荡。为了分析这一问题, 通常采用二质量体模型对包含弹性的传动环节进行建模, 使用死区非线性对传动间隙进行建模^[3], 弹性导致伺服系统

收稿日期: 2026-02-06

基金项目: 国家科技重大专项项目(2024ZD0711101)

作者简介: 王清扬(2001), 男, 硕士研究生, 研究方向为全闭环伺服控制系统。

雷 力(1980), 男, 博士研究生, 研究方向为交流电机控制系统、数控加工控制。

李叶松(1970), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为数字化交流传动控制系统、智能化控制。

出现机械谐振现象^[4,5]，而间隙非线性会使机械谐振向低频率偏移，同时还会引起位置控制出现极限环振荡^[6]。为了规避弹性和间隙导致的振荡问题，通常需要进行大量的人工调参优化工作，在系统的稳定性和动态性之间寻找最佳平衡点。为了提高全闭环伺服系统的控制性能，目前主要的研究工作是针对谐振的抑制^[7]，通常采用被动抑制方法和主动抑制方法^[8]。

被动抑制方法采用滤波器或陷波器直接滤除指令中引起谐振的谐波成分，但相位滞后和频率偏移会使得陷波器算法失效。文献[9]使用自适应陷波滤波器来抑制机械谐振，根据谐振特性的辨识结果在线整定陷波滤波器参数。文献[10]通过分析导致伺服系统产生机械谐振偏移的原因，设计鲁棒滤波陷波器，以保证谐振抑制效果。滤波器方法基于信号处理方式，对谐振的抑制能力有限，而且相位延迟会降低系统控制响应。

主动抑制方法通常采用状态反馈或观测器改变系统控制结构主动抑制谐振。文献[11, 12]引入电机速度、负载侧和电机侧速度差等状态用作状态反馈实现补偿来改善伺服系统动态特性，通过使用极点配置的方法计算补偿增益和控制参数，经对比实验得到最佳状态反馈结构。文献[13]使用速度差状态反馈补偿的方案抑制弹性导致的速度环谐振，避免了过多的参数设置，同时在位置控制器后设置陷波滤波器抑制间隙导致的极限环振荡，改善了全闭环伺服系统的控制性能。文献[14, 15]将传统扰动观测器与高通滤波器相结合得到轴扭矩扰动观测器，用于观测传动轴上扭转转矩并对电磁转矩进行补偿，能够增大系统阻尼有效抑制谐振。文献[16]基于二质量体模型传动模型设计双龙伯格观测器结构，观测扭转转矩和负载转矩在求差后经过 PI 调节补偿到控制器端，抑制间隙引起的极限环振荡。使用状态反馈补偿或观测器补偿抑制机械谐振的控制方案调试繁琐^[17]，需要在闭环控制性能和补偿效果间反复试凑，控制器参数需要大量的人工整定工作。

本文采用在极限环振荡研究中提出的刚度比概念^[18]，综合考虑弹性和间隙影响，对包含二质量体模型的全闭环伺服系统位置环进行稳定性分析，得到了等效刚度比与系统稳定裕度之间的关系，进而提出基于等效刚度比的全闭环伺服系统控制方案，围绕这一关键指标设计了完整的全闭环关键控制参数整定流程，将 PI 控制器参数与观测器反馈补偿进行统一设计，以简化参数整定过程，用于指导实际

工程应用。

1 全闭环伺服系统物理特性分析

1.1 机械谐振现象分析

全闭环伺服系统由电机、联轴器、滚珠丝杠、导轨、工作台等部分组成。电机和负载之间一般是弹性连接，可采用二质量体模型对全闭环伺服系统中的机械传动部分进行建模。另外传动机构中通常会留有间隙，采用死区非线性描述传动间隙特性。完整的机械传动部分二质量体模型结构框图如图 1 所示。

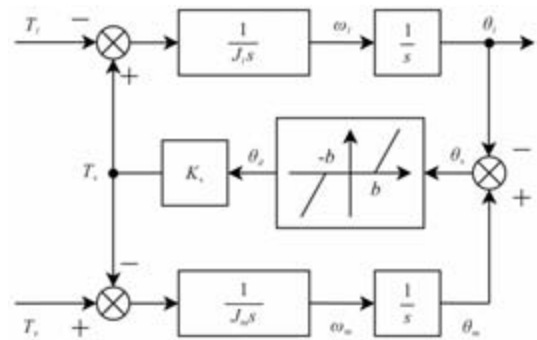


图 1 带间隙的二质量体系统结构框图

图中， K_s 为传动刚度， b 为间隙大小， J_m 、 J_l 为电机和负载的转动惯量， ω_m 、 ω_l 为电机和负载的转速， θ_m 、 θ_l 为电机和负载的角度位置， θ_d 为经过间隙后产生实际扭转转矩的位置变化量。 T_e 为电机输出的电磁转矩， T_s 为扭转转矩， T_l 为负载转矩。

仅考虑弹性作用，得到二质量体传动模型的传递函数，其中 $G_m(s)$ 、 $G_l(s)$ 、 $G_\omega(s)$ 分别为电磁转矩到电机转速、电磁转矩到负载转速、电机转速到负载转速的传递函数：

$$G_m(s) = \frac{\omega_m}{T_e} = \frac{J_l s^2 + K_s}{J_m J_l s^3 + (J_m + J_l) K_s} \quad (1)$$

$$G_l(s) = \frac{\omega_l}{T_e} = \frac{K_s}{J_m J_l s^3 + (J_m + J_l) K_s} \quad (2)$$

$$G_\omega(s) = \frac{\omega_l}{\omega_m} = \frac{K_s}{J_l s^2 + K_s} \quad (3)$$

弹性导致传递函数中出现一对共轭零极点，会引起机械谐振现象，根据 $G_m(s)$ 的零极点可得反谐振频率 ω_{ARF} 和自然谐振频率 ω_{NTF} 为

$$\omega_{ARF} = \sqrt{\frac{K_s}{J_l}}, \omega_{NTF} = \sqrt{\frac{(J_m + J_l) K_s}{J_m J_l}} \quad (4)$$

当指令频率接近机械谐振频率时，会导致伺服系统发生振荡，恶化控制性能。

1.2 刚度比稳定性判据

全闭环伺服系统通常采用三闭环串级 PI 控制结构, 其中位置环为比例控制, 速度环和电流环为比例积分控制, 系统的控制结构框图如图 2 所示。其中 θ_r 表示输入位置指令, k_p 表示位置环控制器比例系数, k_v 、 k_i 表示速度控制器的比例系数和积分系数。由于电流环带宽远高于速度环和位置环, 可不考虑电流环的影响, 将电流环传递函数视为 1, 速度环可视为直接输出电磁转矩。

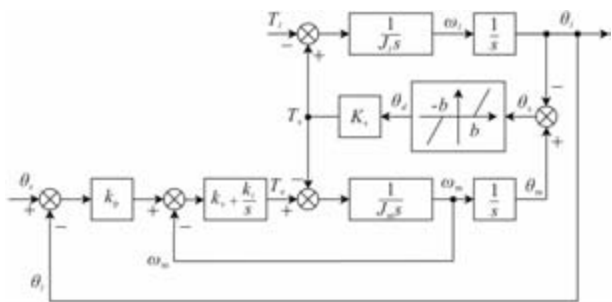


图2 全闭环伺服系统结构框图

根据结构框图得全闭环伺服系统位置环闭环传递函数 $G_{pc}(s)$ 为

$$G_{pc}(s) = \frac{(k_v s + k_i) K_s k_p}{J_m J_l s^5 + K_s (J_m + J_l) s^3 + (k_v s + k_i) (J_l s^3 + K_s (s + k_p))} \quad (5)$$

由于位置环闭环传递函数阶次较高, 使用频率响应法分析全闭环伺服系统位置环的稳定性。速度环积分环节主要影响低频段响应, 为了计算简便, 忽略速度积分系数。得到简化后的位置环的开环传递函数 $G_{po}(s)$ 为

$$G_{po}(s) = \frac{K_s k_p k_v}{J_m J_l s^4 + J_l k_v s^3 + K_s (J_m + J_l) s^2 + K_s k_v s} \quad (6)$$

根据开环传递函数计算位置环频率响应, 相位穿越频率为反谐振频率 ω_{ARF} , 可以得到幅值裕度 K_g 的表达式为

$$K_g = \frac{1}{|G_{po}(\omega_{ARF})|} = \frac{K_s}{k_p k_v} \quad (7)$$

根据幅值裕度的表达式可定义刚度比 r_s

$$r_s = \frac{k_p k_v}{K_s} \quad (8)$$

当刚度比 r_s 处于 0~1 之间时, 幅值裕度大于 1, 位置环稳定, 如果刚度比大于 1 则不稳定。刚度比表达式中 $k_p k_v$ 表示全闭环伺服系统的控制增益, 对应系统的控制带宽, 其与传动刚度之间的数量关系

决定了全闭环伺服系统位置环的稳定性。

刚度比稳定性判据揭示了传动弹性是导致全闭环伺服系统控制性能较差的核心原因, 量化表达出了弹性对控制增益的制约关系, 传动刚度越低, 为了保证系统稳定性控制增益必须取得更低。

对于传动间隙的影响, 一般使用描述函数法来分析间隙特性, 死区非线性的描述函数 $N(A)$ 为

$$N(A) = 1 - \frac{2}{\pi} \sin^{-1} \frac{b}{A} + \frac{b}{A} \sqrt{1 - \left(\frac{b}{A}\right)^2}, A > b \quad (9)$$

式中, b 为间隙大小, A 为描述函数的输入信号幅值。

采用近似法分析可得间隙和弹性共同作用的非线性传动刚度为

$$K_s' = K_s \left(1 - \frac{2}{\pi} \sin^{-1} \frac{b}{A} + \frac{b}{A} \sqrt{1 - \left(\frac{b}{A}\right)^2} \right) \quad (10)$$

描述函数 $N(A)$ 的值处于 0~1 之间, 说明间隙非线性和弹性共同作用会导致电机在反向通过间隙时传动刚度暂时下降, 进而导致机械谐振频率向低偏移, 谐振幅值增大, 加剧伺服系统的振荡问题。

间隙非线性的描述函数形式较为复杂, 难以进行定量分析。本文对弹性和间隙共同作用的传动模型进行近似线性化等效。 T_b 为大于库仑摩擦的转矩值, 可得到等效刚度表达式

$$K_s' \approx \frac{T_b}{T_b + K_s b} K_s \quad (11)$$

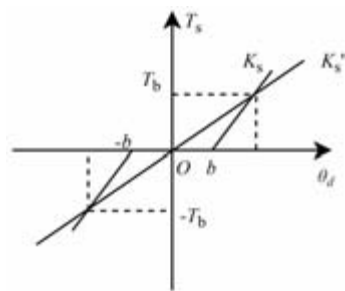


图3 考虑间隙非线性的等效刚度模型

在已知传动刚度和间隙时, 可以直接估算出等效刚度的数值, 用于指导综合考虑弹性和间隙影响下全闭环伺服系统控制参数设计。

2 基于刚度比的控制方案设计

2.1 全闭环伺服系统控制器 PI 参数整定

根据全闭环伺服系统刚度比稳定性判据, 由于式(7)刚度比与伺服系统位置环的幅值裕度有直接对应关系, 只要确定幅值裕度大小就能得到对应的

刚度比。一般工程设计中系统幅值裕度范围^[19]为 10 - 25dB, 这里取 10dB, 可得刚度比的取值约为 0.3。

由于弹性导致的机械谐振的影响, 速度环带宽受到最大转矩与负载惯量比的限制, 也不能超过反谐振频率 ω_{ARF} , 可得速度环闭环带宽的上限。

$$\omega_v \approx \frac{k_v}{J_m + J_l} < \omega_{ARF} = \sqrt{\frac{K_s}{J_l}} \quad (12)$$

采用常规二阶系统工程设计方法^[20]整定速度环参数可得:

$$k_v = \frac{\tan \gamma_0 \omega_c (J_m + J_l)}{\sqrt{\tan^2 \gamma_0 + 1}} \quad (13)$$

$$k_i = \frac{k_v \omega_c}{\tan \gamma_0} \quad (14)$$

$$\omega_v = \frac{\omega_c}{-\cos \gamma_0 + \sqrt{\cos^2 \gamma_0 + 1}} \quad (15)$$

式中, ω_c 为速度环开环截止频率, γ_0 为速度环相角裕度指标, 一般大于 45° 。

在得到速度环比例系数 k_v 之后, 根据设定的最

佳刚度比取值, 在已知系统传动刚度的前提下并考虑位置环实际带宽限制就能直接计算得到位置环比例系数 k_p

$$k_p = \frac{r_s K_s}{k_v} \quad (16)$$

2.2 全闭环观测器补偿方案设计

在 PI 控制基础上, 本文依据等效刚度比定义设计全闭环观测器补偿方案。机械传动部分中的弹性和间隙是产生谐振的关键因素, 而振荡现象会直接反映在扭转转矩上, 所以选择全闭环观测器观测扭转转矩并实时补偿, 从而抑制振荡。

由于二质量体模型包含电机和负载两个刚体, 系统阶次较高, 考虑采用级联形式的双观测器结构, 分别观测电机侧和负载侧的状态。

全闭环观测器结构如图 4 所示。其中 $C_{om}(s)$ 和 $C_{ol}(s)$ 表示两个观测器对应的扰动观测项。电机侧观测器观测得到的扭转转矩作为负载侧观测器的输入。

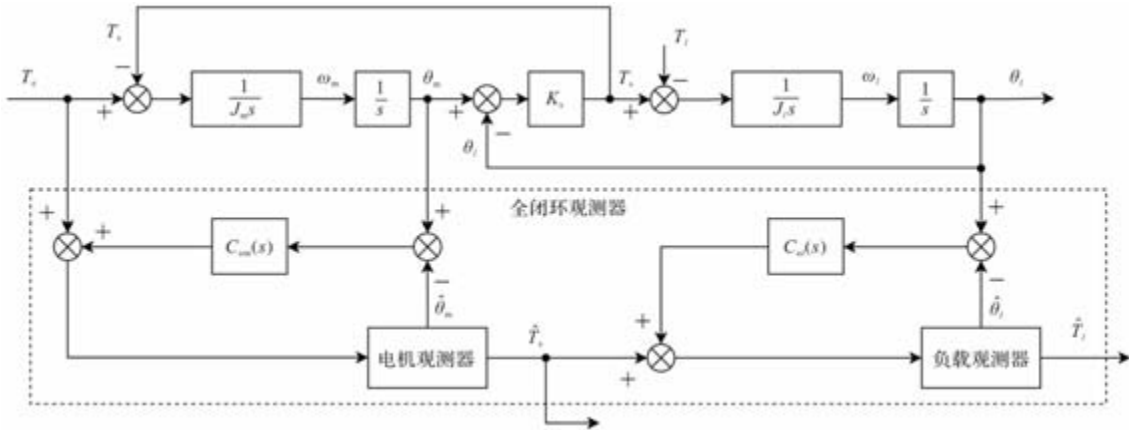


图 4 全闭环伺服系统观测器结构框图

根据系统状态空间方程, 设计电机侧观测器, 用于观测轴上扭转转矩。电机观测器的输入为速度控制器输出电磁转矩和电机编码器反馈位置, 观测器采用龙贝格结构, 如:

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{T}_s} \\ \dot{\hat{\omega}_m} \\ \dot{\hat{\theta}_m} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{J_m} & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{T}_s \\ \hat{\omega}_m \\ \hat{\theta}_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{J_m} \\ 0 \end{bmatrix} T_e + \begin{bmatrix} l_{1m} \\ l_{2m} \\ l_{3m} \end{bmatrix} (\theta_m - \hat{\theta}_m) \quad (17)$$

式中, $\hat{T}_s$ 、 $\hat{\omega}_m$ 、 $\hat{\theta}_m$ 为电机侧观测器估计的扭转转矩、电机转速和电机角度, l_{1m} 、 l_{2m} 、 l_{3m} 为观测器增益。

观测器稳定的条件是所有闭环极点都必须分布在左半平面, 则观测器增益矩阵 L_m 的允许设计

范围:

$$l_{1m} > 0, l_{1m} l_{2m} + \frac{l_{3m}}{J_m} > 0, l_{3m} < 0 \quad (18)$$

基于极点配置的方法设计观测器增益 L_m , 为了计算简便将所有极点设置在同一位置, 式中 ω_{cm} 为电机观测器的带宽, 可选择为 2 ~ 3 倍 ω_v 。

$$L_m = [l_{1m} \quad l_{2m} \quad l_{3m}]^T = [3\omega_{cm} \quad 3\omega_{cm}^2 \quad -J_m \omega_{cm}^3]^T \quad (19)$$

令电机观测器观测得到的扭转转矩作为负载侧观测器的输入, 结合全闭环反馈的负载位置设计负载观测器结构如式(20)所示。负载侧观测器的设计方法与电机侧观测器类似。

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{T}}_l \\ \dot{\hat{\omega}}_l \\ \dot{\hat{\theta}}_l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{J_l} & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{T}_l \\ \hat{\omega}_l \\ \hat{\theta}_l \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{J_l} \\ 0 \end{bmatrix} \hat{T}_s + \begin{bmatrix} l_{1l} \\ l_{2l} \\ l_{3l} \end{bmatrix} (\theta_l - \hat{\theta}_l) \quad (20)$$

式中, $\hat{T}_l$ 、 $\hat{\omega}_l$ 、 $\hat{\theta}_l$ 为负载侧观测器估计的负载转矩、

负载速度和负载位置, l_{1l} 、 l_{2l} 、 l_{3l} 为观测器增益。

同理, 基于极点配置的方法设计负载侧观测器增益 L_l 。式中 ω_{cl} 为负载侧观测器的带宽, 可选择为 2~3 倍 ω_v 。

$$L_l = [l_{1l} \quad l_{2l} \quad l_{3l}]^T = [3\omega_{cl} \quad 3\omega_{cl}^2 \quad -J_l\omega_{cl}^3]^T \quad (21)$$

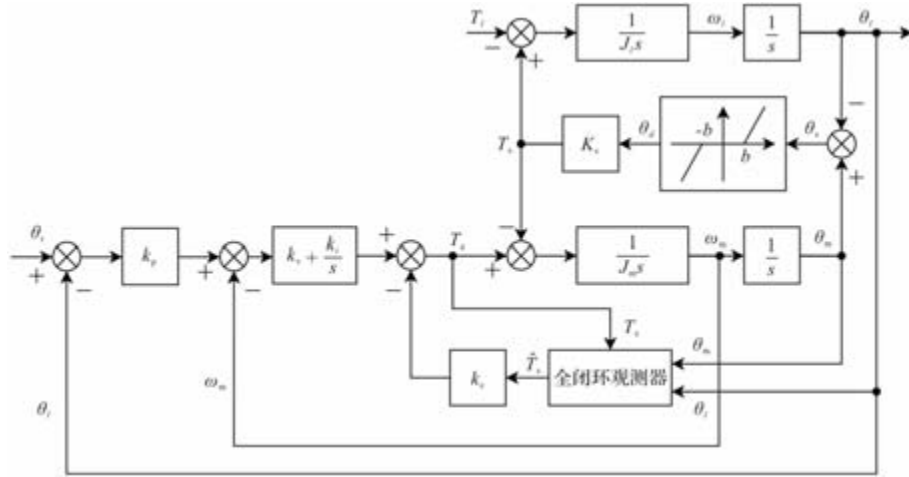


图5 全闭环伺服控制系统观测器反馈补偿结构框图

采用全闭环观测器补偿的控制结构如图5所示, 其中 k_c 为观测器补偿增益。获取电机侧与负载侧位置作为全闭环观测器的输入, 观测得到扭转转矩并补偿到电流控制器指令端, 实现扭转转矩反馈补偿。计算引入扭转转矩补偿之后的位置环开环传递函数

$$G_{po} = \frac{K_s k_p k_v}{J_m J_l s^4 + J_l k_v s^3 + (K_s J_m + K_s J_l (1 + k_c)) s^2 + K_s k_v s} \quad (22)$$

基于开环传递函数计算系统的频率响应与幅值裕度, 得到补偿后的等效刚度比 r_{sc} 为

$$r_{sc} = \frac{k_p k_v}{K_s (1 + k_c)} \quad (23)$$

可以看到扭转转矩反馈能起到调节刚度比的作用, 并且根据理想刚度比也能够直接计算出扭转转矩反馈增益。

2.3 全闭环伺服系统参数整定流程

综上, 可以规划针对全闭环伺服系统完整的关键控制器参数设计流程:

(1) 通过设计或辨识获取全闭环伺服系统机械参数, 包括传动刚度 K_s , 电机和负载转动惯量 J_m 、 J_l , 间隙大小 b , 根据传动刚度、库仑摩擦和间隙大小估算等效刚度 K_s' 。

(2) 计算转速环控制器参数, 并保证转速环带宽低于反谐振频率 ω_{ARF} 。

(3) 根据实际控制性能需求, 结合位置环控制

带宽限制(小于 1/2 转速环闭环带宽), 设置位置环控制器比例系数 k_p 。

(4) 根据控制参数和等效刚度验算等效刚度比 r_s' , 如果超过设定的理想值, 可改变观测器补偿系数 k_c 来调节等效刚度比。

(5) 将计算得到的控制参数设置到全闭环伺服系统中, 进行在线实验检验, 并根据结果微调控制参数。

本文围绕等效刚度比指标提出完备的全闭环伺服系统参数整定流程, 综合考虑弹性和间隙对系统控制性能的影响, 对全闭环伺服系统中的 PI 控制器参数和观测器补偿系数进行统一的设计, 能大幅简化人工优化调参过程, 指导实际工程应用。

3 仿真与实验验证

本文在仿真模型和物理实验平台上分别进行实验, 验证全闭环伺服系统动态特性以及控制方案设计的有效性。

3.1 仿真实验

在 Matlab/Simulink 环境下搭建全闭环伺服系统离散仿真模型, 仿真模型参数设置如表1所示。

(1) 首先分析等效刚度比对判断全闭环伺服系统稳定性的影响。输入正弦位置指令, 观察不同控制参数情况下全闭环伺服系统位置环响应特性。根

据原始传动刚度和间隙大小, 可估算等效刚度为 183.4 Nm/rad 。设置速度环比例系数为 0.4 Nm/(rad/s) , 位置环比例系数分别取 100 Hz 、 200 Hz 、 300 Hz 。计算得等效刚度比分别为 0.218 、 0.436 、 0.654 。三组控制参数得到的位置跟踪误差如图 6 所示。

表 1 全闭环伺服系统模型参数

参数	参数值
电流环控制周期/ μs	62.5
位置环、速度环控制周期/ μs	125
转矩常数/ (Nm/A)	0.35
电机额定电流/A	4.8
电机额定转矩/Nm	2.4
定子电阻/ Ω	1.8665
定子电感/mH	1.59
电机转动惯量/ $(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	1.618×10^{-4}
负载转动惯量/ $(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	1.734×10^{-4}
传动刚度/ (Nm/rad)	1150
负载侧粘滞摩擦/ (Nms/rad)	500
间隙大小/ μm	3.5
螺距/mm	5
电机编码器分辨率/ (r^{-1})	2^{23}
全闭环光栅尺分辨率/ (m^{-1})	5.12×10^7

当等效刚度比偏小时, 位置环跟踪误差较大, 但位置响应能保证稳定。当等效刚度比偏大时, 由于间隙和弹性的作用, 使系统在反向通过间隙时会发生暂时的振荡, 影响全闭环控制的动态特性。等效刚度比能够直观地表现出全闭环伺服系统控制参数与系统稳定性之间的量化关系。

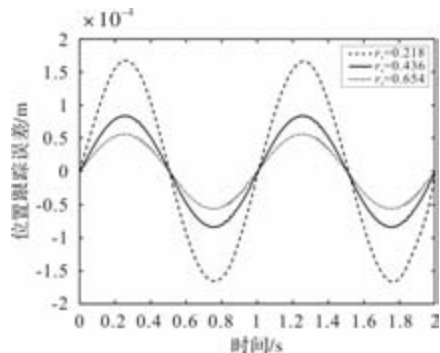


图 6 不同等效刚度比下的全闭环伺服系统位置跟踪误差

(2) 基于等效刚度比直接设计控制器 PI 参数和观测器补偿系数, 观察位置环响应特性, 并与人工优化调参得到的参数对比, 两者对应的位置跟踪误差如图 7 所示。

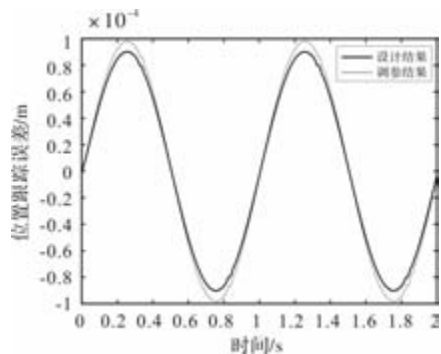


图 7 PI 控制加观测器补偿时的位置跟踪仿真实验

直接设计参数与人工优化调参的仿真实验结果如表 2 所示。和传统的 PI 串级控制相比引入观测器补偿后位置跟踪误差更小。设计的参数与人工优化的参数比较接近。

表 2 PI 控制加观测器补偿时的设计结果

	设计结果	调参结果
位置环比例系数/Hz	185	170
速度环比例系数/ (Nms/rad)	0.4	0.5
速度环积分系数/ (Nms/rad)	25.00	31.25
观测器补偿系数	0.35	0.5
位置跟踪误差/m	9.022×10^{-5}	9.819×10^{-5}

综合以上结果, 通过仿真实验初步验证了本文提出的基于等效刚度比设计全闭环伺服系统控制方案的有效性, 能简化参数整定过程。

3.2 实验验证

进一步在物理实验平台上验证本文设计方案的有效性。使用的实验设备如图 8 所示, 物理平台由电机、联轴器、滚珠丝杠、导轨、直线光栅尺以及工作台等部分组成。选择永磁同步电机 (PMSM) 作为驱动电机, 实验平台的控制部分采用 TMS320F28335 数字信号处理器 (DSP) 作为主控芯片, 电流闭环控制与矢量控制在 FPGA 芯片中实现, 采用串口通信的方法实现个人电脑与伺服驱动系统之间的数据交互, 逆变器 PWM 开关频率为 8 kHz 。实验平台的机电参数如表 1 所示。



图 8 全闭环伺服系统实验平台

基于等效刚度比设计控制参数, 输入正弦位置

指令观察位置环响应特性,并与人工优化调参的结果对比,两者对应的位置跟踪误差如图9所示。

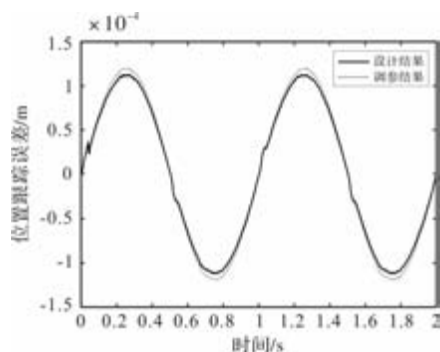


图9 仅采用级联PI控制时的位置跟踪实验

设计参数与人工优化调参的实验结果如表3所示,控制效果比较接近。

表3 PI控制下的设计结果

	设计结果	调参结果
位置环比例系数/Hz	149	140
速度环比例系数/(A/(r/min))	0.109	0.102
速度环积分时间常数/ms	16	16
位置跟踪误差/m	1.112×10^{-4}	1.189×10^{-4}

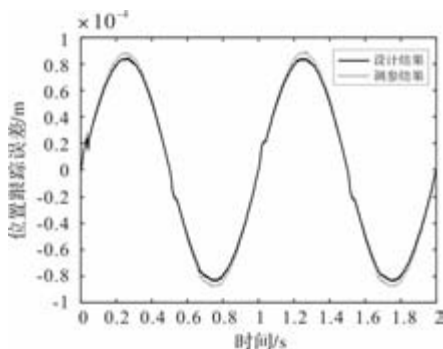


图10 PI控制加观测器补偿时的位置跟踪实验

基于等效刚度比设计全闭环伺服系统控制器PI参数和观测器补偿系数,位置跟踪误差结果如图10所示。

如表4所示,可以看出按本文提出的整定流程直接设计参数与人工调参的实验结果比较接近。通过物理实验验证了本文提出的基于等效刚度比的全闭环伺服系统控制方案设计的有效性,能大幅简化参数整定过程。

表4 PI控制加观测器补偿时的设计结果

	设计结果	调参结果
位置环比例系数/Hz	200	190
速度环比例系数/(Nms/rad)	0.109	0.105
速度环积分时间常数/ms	16	16
观测器补偿系数	0.34	0.30
位置跟踪误差/m	8.385×10^{-5}	8.801×10^{-5}

在分析全闭环伺服系统稳定性时为了计算简便没有考虑摩擦阻尼的影响,由于实际伺服系统中存在的摩擦会起到抑制振荡的作用,实际控制参数可以设置更大,基于等效刚度比设计的控制参数相对更保守,在保证伺服系统稳定性的条件下,可以结合实际工况微调控制参数进一步优化性能。

4 结 语

本文针对全闭环伺服系统中传动环节里的弹性和间隙问题,基于简化的系统近似模型,提出等效刚度比这一关键指标用于分析全闭环伺服系统的稳定性。通过等效刚度比设计了完整的全闭环伺服系统关键参数整定流程,对闭环PI控制器参数与观测器进行统一的设计。通过仿真与物理实验验证了本文提出的基于等效刚度比的控制方案的有效性,能够简化参数整定流程,指导实际工程应用。

参考文献

- [1] 倪启南,杨明,李云嵩,等. 全闭环伺服驱动系统位置控制通信延时补偿技术[J]. 电工技术学报, 2022, 37(10): 2513-2522.
- [2] Peng J, Wang C, Zheng W, et al. Compound Mechanism Analysis of Backlash and Friction Nonlinearity in Full-Closed-Loop Servo Drive System[C]. IEEE 7th International Conference on Control Science and Systems Engineering (ICCSSE), Qingdao, China. 2021.
- [3] 陈光胜,李郝林,林献坤. 数控机床进给系统机械刚度的闭环参数辨识[J]. 中国机械工程, 2013, 24(14): 1868-1872.
- [4] 陈华锋. 一种伺服系统末端谐振抑制方法及试验[J]. 微电机, 2020, 53(03): 110-113.
- [5] 王浩,郝亮,杨明,等. 双惯量弹性系统状态观测器设计与实现[J]. 电气传动, 2013, 43(S1): 48-51.
- [6] Wang C, Yang M, Zheng W, et al. Analysis and Suppression of Limit Cycle Oscillation for Transmission System With Backlash Nonlinearity[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017: 9261-9270.
- [7] Zhang G, Furusho J. Speed control of two-inertia system by PI/PID control[C]. Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 1999.
- [8] 陆冬,丁强. 双惯量发电机系统负载稳定性分析及机械谐振抑制策略[J]. 微电机, 2022, 55(10): 88-94.
- [9] 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.

(下转第83页)

基于自适应幂次趋近律的双Y移30°永磁同步电机 调速控制方法研究

李永恒¹, 刘陵顺²

(1. 92781部队, 海南 三亚 572029; 2. 海军航空大学 航空基础学院, 山东 烟台 264001)

摘要: 本文针对双Y移30°永磁同步电机滑模控制系统, 提出一种新型自适应控制方法。通过引入幂次项, 使调速系统在距离滑模面较远时, 收敛速度更快; 距离滑模面较近时, 根据系统状态变量调节滑模抖振。自适应幂次趋近律满足到达条件, 系统能在有限时间内到达滑模面, 并给出相应理论推导。建立双Y移30°永磁同步电机系统模型, 并设计基于自适应幂次趋近律的调速控制器, 结果表明本文提出的滑模调速控制方法能有效提高快速性, 减小超调量。

关键词: 自适应幂次趋近律; 调速控制器; 双Y移30°永磁同步电机; 滑模控制

中图分类号: TM351; TM341; TP272

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)06-0037-05

Research on Speed Control Method of Double Y-shifted 30° Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Adaptive Power Approach Law

LI Yongheng¹, LIU Lingshun²

(1. The 92781th Unit of PLA, Sanya Hainan 572029, China;

2. Institute of Aviation Basic, Naval Aviation University, Yantai Shandong 264001, China)

Abstract: This paper proposed a new adaptive control method based on double Y-shifted 30° PMSM sliding mode control. By introducing a power term, the speed control system converges faster when it is far from the sliding surface. When the system is close to sliding surface, it adjusts sliding mode chattering. The reaching condition was satisfied by adaptive power reaching law. It can reach sliding surface in finite time. The theoretical derivation was provided accordingly. The paper established double Y-shifted 30° PMSM system model, designed adaptive power reaching law speed control. The results show that sliding mode speed control method can effectively improve rapidity and reduce overshoot.

Key words: adaptive power reaching law; speed controller; double Y-shifted 30° PMSM; sliding mode control

0 引言

传统控制算法常用来调节双Y移30°PMSM转速, 方法简单、应用范围广, 但易受内部参数变化和外部扰动影响^[1-4]。滑模变结构控制算法对模型精度要求不高, 不易受内部参数变化和外部扰动影响, 常用于双Y移30°PMSM^[5-6]。文献[7]引入系统变量幂次项和双曲正弦值, 提出一种基于系统变量的新型滑模趋近律, 提高系统响应速度。文献[8]提出新型趋近律并将状态观测器的观测值补偿至滑模控制器, 有效提高快速性和稳定性。文献[9]在传统等速项中对符号函数进行改进, 有效削弱抖振。文献[10]提出一种基于自适应扰动和新型趋近律的滑

模速度控制方法。该方法改进趋近律内的数学关系, 提高系统的自适应调节能力。

在不增加系统抖振前提下, 为进一步加快系统速度, 本文提出一种基于新型自适应幂次趋近律的滑模调速控制方法, 有效缩短电机转速到达参考角速度时间, 提高趋近速度。

1 自适应幂次趋近律提出和控制性能分析

目前工程实践应用最广的是指数趋近律和幂次趋近律, 数学表达式分别为

$$\dot{s} = -ks - \varepsilon \operatorname{sgn}(s) \quad (1)$$

$$\dot{s} = -k|s|^\alpha \operatorname{sgn}(s) \quad (2)$$

式中, 参数 $k > 0$, $\varepsilon > 0$, $0 < \alpha < 1$ 。为方便计算,

收稿日期: 2025-11-25

基金项目: 国家自然科学基金(51377168)

作者简介: 李永恒(1990), 男, 博士, 工程师, 研究方向为电机控制与算法研究。

刘陵顺(1969), 男, 博士, 教授, 研究方向为电机控制。

假设滑模面初始状态 $s(0) > 0$, 则指数趋近律和幂次趋近律从初始状态 $s(0)$ 到达滑模面 $s=0$ 的作用时间分别为

$$t = \frac{1}{k} \ln \left[\frac{k}{\varepsilon} s(0) + 1 \right] \quad (3)$$

$$t = \frac{1}{k(1-\alpha)} s(0)^{1-\alpha} \quad (4)$$

指数趋近律和幂次趋近律到达滑模面作用是固定的, 与系统建模和滑模面表达方式无关, 只与滑模面初始状态有关。两种趋近律均有不足之处, 指数趋近律无法真正意义消除系统抖振。幂次趋近律无法平衡趋近速度和抖振之间的关系。

为降低系统抖振, 文献[11]提出一种新型趋近律, 数学表达如下

$$\dot{s} = -\frac{k}{eq(x_1, s)} \operatorname{sgn}(s) \quad (5)$$

$$eq(x_1, s) = \varepsilon + \left(\frac{\eta}{|x_1|} - \varepsilon \right) e^{-\delta |s|} \quad (6)$$

式中, $k > 0$, $\varepsilon > 0$, $\eta > 0$, $\delta > 0$ 。当距离滑模面较远时, 新型趋近律(5)简化为

$$\dot{s} = -\frac{k}{\varepsilon} \operatorname{sgn}(s) \quad (7)$$

当距离滑模面较近时, 新型趋近律(5)简化为

$$\dot{s} = -\frac{k}{\eta} |x_1| \operatorname{sgn}(s) \quad (8)$$

可以看出, 距离滑模面较近时, 根据系统状态 x_1 调节系统抖振。但距离滑模面较远时, 趋近速度较慢, 甚至不如指数趋近律趋近速度。

为进一步加快系统速度, 本文在文献[11]基础上, 提出一种自适应幂次趋近律

$$\dot{s} = -\frac{k_1}{eq(x_1, s)} \operatorname{sgn}(s) - k_2 |s|^\alpha \operatorname{sgn}(s) \quad (9)$$

式中, 参数 $k_1 > 0$, $k_2 > 0$, $\alpha > 1$, $eq(x_1, s)$ 表达式见式(6)。当距离滑模面较远时, 式(9)简化为

$$\dot{s} = -\frac{k_1}{\varepsilon} \operatorname{sgn}(s) - k_2 |s|^\alpha \operatorname{sgn}(s) \quad (10)$$

相比于新型趋近律(5), 本文设计的自适应幂次趋近律由于增加幂次项, 趋近速度得到很大提升。当距离滑模面较近, 式(9)简化为

$$\dot{s} = -\frac{k_1}{\eta} |x_1| \operatorname{sgn}(s) \quad (11)$$

此时的趋近律表达式同自适应趋近律, 由于增加幂次项, 使系统快速到达滑模面, 从而减小滑模面附近的系统状态 x_1 , 进一步降低滑模抖振。

通常来说, 趋近律的设计对到达阶段影响最大, 对滑动阶段影响微乎其微。本文设计的自适应幂次

趋近律引入系统状态 x_1 , 很好的调节滑动阶段, 最终使系统收敛于平衡点。

定义李雅普诺夫函数

$$V = \frac{1}{2} s^2 \quad (12)$$

求导, 将式(9)代入, 求得

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s \dot{s} = \\ s &\left[-\frac{k_1}{eq(x_1, s)} \operatorname{sgn}(s) - k_2 |s|^\alpha \operatorname{sgn}(s) \right] = \\ &= -\frac{k_1}{eq(x_1, s)} |s| - k_2 |s|^{\alpha+1} = \\ &= -\frac{k_1}{(1 - e^{-\delta |s|}) \varepsilon + \frac{\eta}{|x_1|} e^{-\delta |s|}} |s| - k_2 |s|^{\alpha+1} < 0 \end{aligned} \quad (13)$$

由此可见, 自适应幂次趋近律满足到达条件。

无论滑模面初始状态 $s(0) > 0$ 亦或 $s(0) < 0$, 到达时间求解方法近似。下面假设初始状态 $s(0) > 0$, 求解到达时间:

根据式(9), 化简得

$$\frac{ds}{dt} = -\frac{k_1}{\varepsilon + \left(\frac{\eta}{|x_1|} - \varepsilon \right) e^{-\delta s}} - k_2 s^\alpha \quad (14)$$

整理, 得

$$t = \int_0^{s(0)} \frac{1}{\frac{k_1}{\varepsilon + \left(\frac{\eta}{|x_1|} - \varepsilon \right) e^{-\delta s}} + k_2 s^\alpha} ds \quad (15)$$

为方便求解到达时间, 将式(15)以 $s=1$ 为基准进行分段。当系统距离滑模面较近($s < 1$)时, 幂次项趋近速度极慢, 忽略其影响, 则式(15)简化为

$$\begin{aligned} t &< \underbrace{\int_1^{s(0)} \frac{1}{\frac{k_1}{\varepsilon} + k_2 s^\alpha} ds}_{(1) \text{ 部分}} + \underbrace{\int_0^1 \frac{\varepsilon + \left(\frac{\eta}{|x_1|} - \varepsilon \right) e^{-\delta s}}{k_1} ds}_{(2) \text{ 部分}} \\ &= t_1 + t_2 \end{aligned} \quad (16)$$

(1)部分到达时间 t_1 求解方法随 α 取值不同而略有不同。本文给出 $\alpha=2$ 时, (1)部分到达时间 t_1 的求解方法, 其余值求解方法以此类推。此时, (1)部分简化为

$$\begin{aligned} t_1 &= \int_1^{s(0)} \frac{1}{\frac{k_1}{\varepsilon} + k_2 s^2} ds = \sqrt{\frac{\varepsilon}{k_1 k_2}} \arctan \sqrt{\frac{k_2 \varepsilon}{k_1}} s \Big|_1^{s(0)} \\ &= \sqrt{\frac{\varepsilon}{k_1 k_2}} \left\{ \arctan \left[\sqrt{\frac{k_2 \varepsilon}{k_1}} s(0) \right] - \arctan \sqrt{\frac{k_2 \varepsilon}{k_1}} \right\} \end{aligned} \quad (17)$$

在趋近滑模面过程中, 系统状态 $|x_1| > \beta$ 。此时, (2) 部分简化为

$$\begin{aligned} t_2 &< \int_0^1 \frac{\varepsilon + \left(\frac{\eta}{\beta} - \varepsilon\right)e^{-\delta s}}{k_1} ds \\ &= \frac{\varepsilon}{k_1} \int_0^1 ds + \frac{1}{k_1} \left(\frac{\eta}{\beta} - \varepsilon\right) \int_0^1 e^{-\delta s} ds \\ &= \frac{\varepsilon}{k_1} + \frac{1}{k_1 \delta} \left(\frac{\eta}{\beta} - \varepsilon\right) (1 - e^{-\delta}) \end{aligned} \quad (18)$$

综上, 求得从初始状态 $s(0) > 0$ 到达滑模面作用时间 ($\alpha = 2$) 为

$$\begin{aligned} t &< t_1 + t_2 \\ &= \sqrt{\frac{\varepsilon}{k_1 k_2}} \left\{ \arctan \left[\sqrt{\frac{k_2 \varepsilon}{k_1}} s(0) \right] - \arctan \sqrt{\frac{k_2 \varepsilon}{k_1}} \right\} \\ &\quad + \frac{\varepsilon}{k_1} + \frac{1}{k_1 \delta} \left(\frac{\eta}{\beta} - \varepsilon\right) (1 - e^{-\delta}) \end{aligned} \quad (19)$$

根据上式, 对于本文提出的自适应幂次趋近律, β 取值越精确, 作用时间范围越精准。

2 双 Y 移 30° PMSM 系统建模和调速控制器设计

本文研究的双 Y 移 30° PMSM 有两个独立中性点, 分别为 O 和 O', O 为三相绕组 ABC 中性点, O' 为三相绕组 DEF 中性点。定子侧三相绕组 ABC 与绕组 DEF 相移 30°, 结构如图 1 所示。

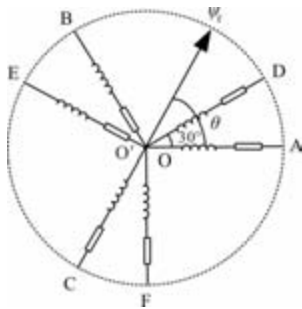


图 1 双 Y 移 30° PMSM 定子绕组结构

假设定子电流和转子气隙磁链为正弦分布, 忽略磁滞损耗和铁心损耗, 忽略绕组漏感和转子阻尼绕组。双 Y 移 30° PMSM 在自然坐标系下的数学模型为

$$\mathbf{u}_s = R_s \mathbf{i}_s + \mathbf{L}_s \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} - \omega \psi_f \gamma_\theta \quad (20)$$

$$\mathbf{u}_s = [u_A \ u_B \ u_C \ u_D \ u_E \ u_F]^T;$$

$$\mathbf{i}_s = [i_A \ i_B \ i_C \ i_D \ i_E \ i_F]^T;$$

$$\gamma_\theta = \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{1}{6}\pi\right) & \cos\left(\theta - \frac{5}{6}\pi\right) & \cos\left(\theta + \frac{1}{2}\pi\right) \end{bmatrix}^T$$

式中, $\mathbf{u}_s$ 为定子电压, ω 为电角速度, R_s 为绕组电阻, ψ_f 为转子磁链, $\mathbf{i}_s$ 为定子电流, θ 为转子磁链与定子 A 相轴线夹角。双 Y 移 30° PMSM 系统建模难点在于电感 $\mathbf{L}_s$, PMSM 电感 $\mathbf{L}_s$ 为 3×3 矩阵, 而双 Y 移 30° PMSM 电感 $\mathbf{L}_s$ 为 6×6 矩阵

$$\mathbf{L}_s = \begin{bmatrix} L_{s11} & L_{s12} \\ L_{s21} & L_{s22} \end{bmatrix} \quad (21)$$

式中, 电感 $\mathbf{L}_s$ 为对称矩阵, L_{s11} 为绕组 ABC 之间的自感和互感, L_{s22} 为绕组 DEF 之间的自感和互感, L_{s12} 和 L_{s21} 为绕组 ABC 和 DEF 之间的互感。本文研究的双 Y 移 30° PMSM 表贴式结构, dq 轴主电感相等, 电感无二次谐波, 则电感 L_{s11} 、 L_{s12} 、 L_{s22} 为式分别为

$$L_{s11} = L_{aal} \mathbf{I}_3 + L_0 \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (22)$$

$$L_{s12} = L_{aal} \mathbf{I}_3 + L_0 \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (23)$$

$$L_{s22} = L_{aal} \mathbf{I}_3 + L_0 \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (24)$$

式中, L_{aal} 为定子绕组漏自感, L_0 为主电感平均值, $\mathbf{I}$ 为单位矩阵。

本文采用矢量空间解耦变换 (Vector Space Decomposition, VSD), 表达式为

$$\mathbf{T}_1 = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (25)$$

将系统变量从 $\alpha\beta$ 子平面映射至 dq 子平面变换

矩阵为

$$T_2 = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (26)$$

根据以上分析, 搭建双 Y 移 30°PMSM 控制系统如图 2 所示。

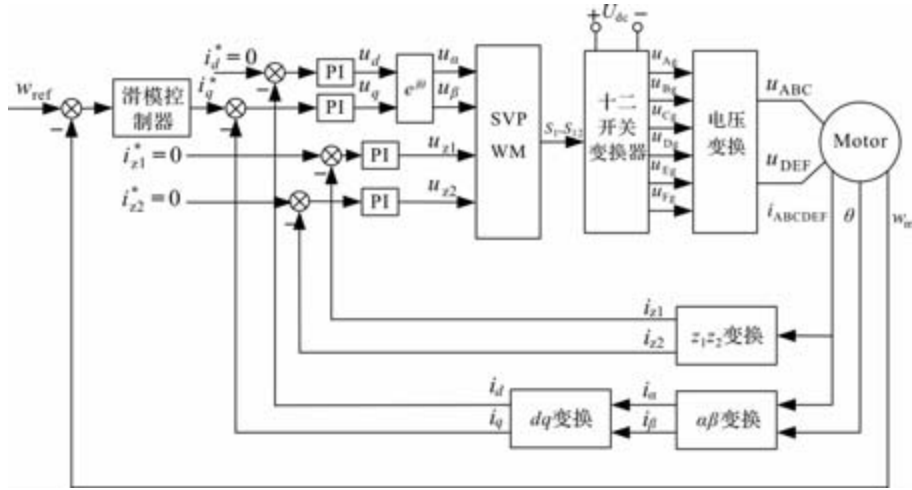


图2 双 Y 移 30°PMSM 控制系统

下面对双 Y 移 30°PMSM 控制系统调速控制器进行分析、设计:

双 Y 移 30°PMSM 机械运动方程为

$$T_e - T_L = J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m \quad (27)$$

式中, T_e 为电磁转矩, T_L 为负载转矩, J 为转动惯量, B 为阻尼系数, ω_m 为转子机械角速度。

表贴式 PMSM 的 dq 轴电感相同, 故电磁转矩表达式为

$$T_e = 3p\psi_f i_q \quad (28)$$

式中, p 为极对数, i_q 为 q 轴电流分量。

定义 $x_1 = \omega_m$, $x_2 = \dot{\omega}_m$, $u = \dot{i}_q$, 将式(28)代入式(27), 求得调速控制器二阶状态空间方程为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -\frac{B}{J}x_2 + \frac{3p\psi_f}{J}u - \frac{1}{J}\dot{T}_L \end{cases} \quad (29)$$

定义跟踪误差 $e_1 = \omega_{ref} - \omega_m$, $e_2 = \dot{e}_1 = -\dot{\omega}_m$, ω_{ref} 为参考机械角速度。设计线性滑模面

$$s = ce_1 + e_2 \quad (30)$$

对式(30)求导, 并将式(29)代入, 得

$$\dot{s} = ce_1 + \dot{e}_2 = -\left(c - \frac{B}{J}\right)\dot{\omega}_m - \frac{3p\psi_f}{J}u + \frac{1}{J}\dot{T}_L \quad (31)$$

根据式(9), 求得控制作用 u 为

$$u = -\frac{J}{3p\psi_f} \left[\left(c - \frac{B}{J}\right)\dot{\omega}_m - \frac{1}{J}\dot{T}_L - \frac{k_1}{eq(x_1, s)}\text{sgn}(s) - k_2 |s|^\alpha \text{sgn}(s) \right] \quad (32)$$

对式(32)积分, 求得 q 轴电流分量为

$$u = -\frac{J}{3p\psi_f} \left(c - \frac{B}{J} \right) \omega_m + \frac{1}{3p\psi_f} T_L + \frac{J}{3p\psi_f} \int \left[\frac{k_1}{eq(x_1, s)} \text{sgn}(s) + k_2 |s|^\alpha \text{sgn}(s) \right] dt \quad (33)$$

调速控制器输出含有积分环节, 滤波后的 q 轴电流分量削弱抖振, 有效增强系统稳态精度。

3 仿 真

为验证本文提出的自适应幂次趋近律控制方法有效性, 与式(5)的新型趋近律进行比较。搭建仿真平台, 参数如下: 极对数 $p = 2$, 转子磁链 $\psi_f = 0.07 \text{ Wb}$, d 、 q 轴电感 $L_d = L_q = 5.5 \text{ mH}$, 定子电阻 $R_s = 1 \Omega$, 转动惯量 $J = 0.07 \text{ g} \cdot \text{m}^2$, 负载转矩 $T_L = 1 \text{ Nm}$, 直流侧母线电压 $U_{dc} = 300 \text{ V}$, 参考机械角速度 $\omega_{ref} = 1000 \text{ r/min}$ 。图 3 为两种趋近律控制下的转速比较, 图 4 为两种趋近律控制下的电磁转矩比较, 图 5 为两种趋近律控制下的 α 轴电流分量比较, 图 6 为两种趋近律控制下的 β 轴电流分量比较, 图 7 为两种趋近律控制下的定子磁链矢量轨迹比较。

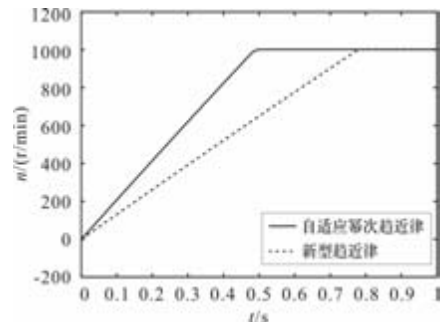


图3 转速比较

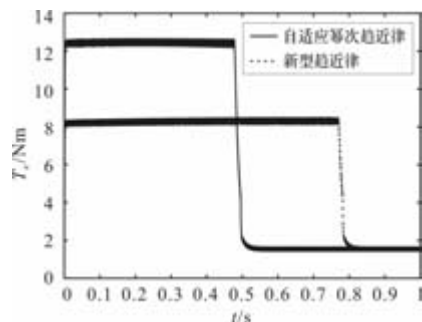
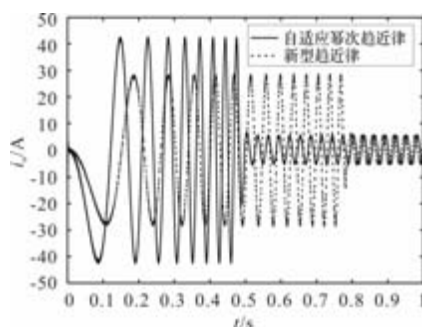
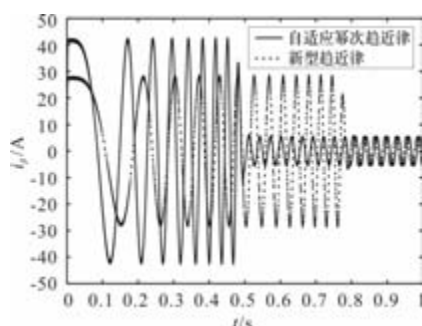
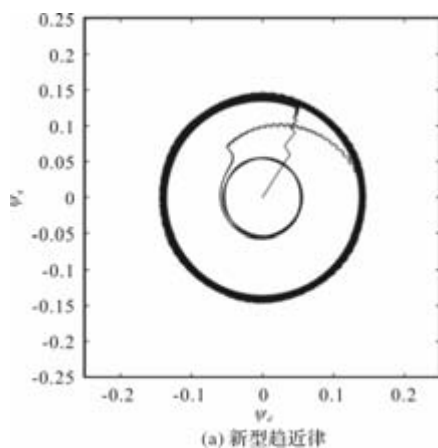
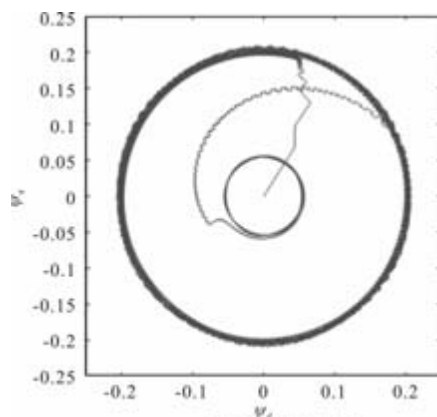


图 4 电磁转矩比较

图 5 α 轴电流分量比较图 6 β 轴电流分量比较

(a) 新型趋近律



(b) 自适应幂次趋近律

图 7 定子磁链矢量轨迹比较

通过仿真结果可以看出, 首先, 在新型趋近律和本文提出的自适应幂次趋近律控制下, 电机转速均无超调, 并最终收敛于参考机械角速度。其次, 相比于新型趋近律, 在自适应幂次趋近律控制下, 电机转速收敛速度更快, 曲线更光滑, 电磁转矩、 α 轴、 β 轴电流分量、定子磁链矢量轨迹图形进一步验证了方法的优越性。

4 结 论

本文针对双 Y 移 30° PMSM 控制系统, 在新型趋近律基础上, 提出一种自适应幂次趋近律控制方法。相比新型趋近律, 本文提出的自适应幂次趋近律控制方法缩短转速到达参考角速度时间, 提高趋近速度, 仿真结果证明了方法的有效性。

参考文献

- [1] 符慧, 左月飞, 刘闯, 等. 永磁同步电机转速环的一种变结构 PI 控制器[J]. 电工技术学报, 2015, 30(12): 237-242.
- [2] 刘竹. 带 PI 参数自整定的永磁同步电机伺服系统的设计与实现[D]. 长沙: 湖南大学, 2013.
- [3] 关欣, 李叶松. 基于实时负载转矩反馈补偿的永磁同步电机变增益 PI 控制[J]. 电工技术学报, 2016, 31(23): 38-45.
- [4] Moon H, Kim H, Youn M. A discrete-time predictive current control for PMSM[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(1): 464-472.
- [5] 付东学, 赵希梅. 永磁直线同步电机自适应反推全局快速终端滑模控制[J]. 电工技术学报, 2020, 35(08): 1634-1641.
- [6] 陆婉泉, 林鹤云, 冯奕, 等. 永磁同步电机无传感器控制的软开关滑模观测器[J]. 电工技术学报, 2015, 30(02): 106-113.

(下转第 62 页)

一种改进 SMO 的 PMSM 无传感器控制技术

洪俊杰, 阮冠铭, 胡云聪, 贺奕龙, 李鸿伟

(广东工业大学 自动化学院, 广州 510006)

摘要: 在无位置传感器控制技术中, 传统滑模观测器因采用符号函数导致出现抖振现象, 低通滤波器的使用又引入相位滞后的问题, 造成转子转速与位置的观测精度下降。为解决抖振与相位滞后问题, 文章提出一种改进型滑模观测器。首先, 采用积分滑模面, 并设计一种可调节边界层的反正弦函数代替传统算法中的开关符号函数, 抑制抖振。其次, 使用一种反电动势自适应观测器, 降低扩展反电动势信号谐波含量, 减少相位滞后; 引入一种改进锁相环代替传统算法的反正切函数对观测反电动势进行解析, 进一步提高转速与位置的观测精度。最后通过 Simulink 仿真与 dSPACE 实验平台实验证明所提出控制策略的有效性。

关键词: 滑模观测器; 相位滞后; 反电动势自适应观测器; 改进锁相环

中图分类号: TM341; TM351; TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)06-0042-08

An Improved SMO PMSM Sensorless Control Technology

HONG Junjie, RUAN Guanming, HU Yuncong, HE Yilong, LI Hongwei

(School of Automation, Guangdong University of Technology, Guangzhou 510006, China)

Abstract: In sensorless control technology, the traditional sliding mode observer causes chatters due to the use of symbolic functions, and the application of low-pass filters introduces the problem of phase lag, resulting in a decrease in the observation accuracy of rotor speed and position. To address the issues of buffing and phase lag, this paper proposed an improved sliding mode observer. Firstly, an integral sliding mode surface was adopted, and an inverse sine function of the adjustable boundary layer was designed to replace the switch sign function in the traditional algorithm to suppress chattering. Secondly, an adaptive counter electromotive force observer was used to reduce the harmonic content of the extended counter electromotive force signal and minimize phase delay. An improved phase-locked loop was introduced to replace the arctangent function of the traditional algorithm to analyze the observed back electromotive force, further improving the estimation accuracy of rotational speed and position. Finally, the effectiveness of the proposed control strategy was proved through Simulink simulation and experiments on the dSPACE experimental platform.

Key words: sliding mode observer; phase lag; adaptive counter electromotive force observer; improved phase-locked loop

0 引言

永磁同步电机 (Permanent magnet synchronous motor, PMSM) 以其功率密度高、可靠性高等特点已在工业传动领域实现大规模应用^[1]。为实现 PMSM 的高性能控制, 需要得知转子速度与位置, 传统电机控制方法通常选择安装位置传感器, 如霍尔效应编码器、光学编码器等, 但使用这些传感器增加了成本, 尺寸和硬件布线的复杂性^[2-4]。针对这些问题, 学者提出无位置传感器矢量控制技术^[5]。

无位置传感器矢量控制技术存在两类实现途径, 一类常见于电机中、高速的场合, 基于电动势 (E-

lectromotive force, EMF) 的位置估计方法是主要技术之一, 常见方法包括滑模观测器 (sliding mode observer, SMO) 控制^[6]、神经网络控制^[7-8]、模型参考自适应^[9-10], 但基于电动势的转子位置估算方法在零速或低速时, 信号的信噪比低, 且难以提取, 导致对位置与速度的检测失准。另一类是适用于零低速的方法, 主要是高频信号注入法^[11-12], 该类方法多用于内置式电机, 基本原理是利用电机的凸极特性对高频电流的调制作用来提取转子位置信号。

文献[13]提出了一种基于非奇异终端滑模与线性滑模相结合的设计方法, 并引入含符号函数积分项的滑模控制律, 有效抑制了抖振, 但该方法参数

收稿日期: 2025-09-20

基金项目: 国家自然科学基金青年基金资助项目 (51407035)

作者简介: 洪俊杰 (1982), 男, 博士, 副教授, 研究方向为电机驱动技术、嵌入式系统设计等。

阮冠铭 (2000), 男, 硕士研究生, 研究方向为电机及其系统控制。

多,增加了运算难度。文献[14]提出一种融合粒子群算法与支持向量机的集成策略,对超螺旋滑模观测器改进,减少了抖振,但也增加了算法的难度。文献[15]提出一种全速域复合控制策略,将高频脉振电压注入法与二阶滑模观测器控制相结合,但仍需滤波器滤波,引起相位滞后。

切换函数的选择是传统 SMO 改进的一个重要方面。文献[16-18]分别将双曲正切型、sigmoid 函数、饱和函数设计为控制函数,对抖振有一定抑制作用,但函数边界层厚度为预设恒定值,不能随意改变,只能满足特定工况下系统稳定运行。

本文观测器采用积分滑模面,设计一种边界层厚度可随电流误差自适应调节的反正弦函数代替传统 SMO 的开关函数,削弱穿越滑模面产生的抖振。其次,采用反电动势自适应观测器代替低通滤波器(low-pass filter, LPF)过滤反电动势谐波,减少相位延迟。同时,引入一种改进型锁相环结构,对滤波后的反电动势进行信息提取,提高位置与速度的观测精度。最后通过仿真和实验证明所提出改进 SMO 控制策略可以有效抑制抖振,减少观测误差,并具有良好的稳态运行性能。

1 传统滑模观测器

1.1 永磁同步电机数学模型

本文使用表贴式永磁同步电机,其在 $\alpha - \beta$ 坐标下的电流电压方程为

$$\begin{cases} \frac{di_\alpha}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}i_\alpha + \frac{1}{L_s}u_\alpha - \frac{1}{L_s}e_\alpha \\ \frac{di_\beta}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}i_\beta + \frac{1}{L_s}u_\beta - \frac{1}{L_s}e_\beta \end{cases} \quad (1)$$

式中, $i_\alpha, i_\beta, u_\alpha, u_\beta$ 为定子电流和电压在 $\alpha - \beta$ 轴的分量, R_s 为定子电阻, L_s 为定子电感, e_α, e_β 分别为反电动势在 $\alpha - \beta$ 轴的分量。

同时,表贴式永磁同步电机的 e_α, e_β 为^[18]

$$\begin{cases} e_\alpha = -\omega_e \psi_f \sin\theta_e \\ e_\beta = \omega_e \psi_f \cos\theta_e \end{cases} \quad (2)$$

式中, ω_e 为电角速度, ψ_f 为永磁体磁链, θ_e 为转子角度位置。

1.2 传统滑模观测器

传统滑模观测器设置为

$$\begin{cases} \hat{p}i_\alpha = -\frac{R_s}{L_s}\hat{i}_\alpha + \frac{1}{L_s}u_\alpha - \frac{1}{L_s}v_\alpha \\ \hat{p}i_\beta = -\frac{R_s}{L_s}\hat{i}_\beta + \frac{1}{L_s}u_\beta - \frac{1}{L_s}v_\beta \end{cases} \quad (3)$$

式中, p 为微分算子, $\hat{i}_\alpha, \hat{i}_\beta$ 为定子电流观测值在 $\alpha - \beta$ 轴的分量, v_α, v_β 为观测器的控制输入量。

将式(1)和式(3)相减得到:

$$\begin{cases} \tilde{p}i_\alpha = -\frac{R_s}{L_s}\tilde{i}_\alpha + \frac{1}{L_s}(e_\alpha - v_\alpha) \\ \tilde{p}i_\beta = -\frac{R_s}{L_s}\tilde{i}_\beta + \frac{1}{L_s}(e_\beta - v_\beta) \end{cases} \quad (4)$$

式中, $\tilde{i}_\alpha = \hat{i}_\alpha - i_\alpha, \tilde{i}_\beta = \hat{i}_\beta - i_\beta$ 表示电流观测值与实际值的误差,由此设计滑模控制律为

$$\begin{cases} v_\alpha = g \cdot \text{sgn}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ v_\beta = g \cdot \text{sgn}(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{cases} \quad (5)$$

式中, g 为开关函数的增益。

设计滑模面函数为

$$s = \begin{cases} s_\alpha = \tilde{i}_\alpha = \hat{i}_\alpha - i_\alpha \\ s_\beta = \tilde{i}_\beta = \hat{i}_\beta - i_\beta \end{cases} \quad (6)$$

若系统的运动状态趋于滑模面 $s = 0$ 时,可以得到:

$$\begin{cases} \hat{e}_\alpha = v_\alpha = g \cdot \text{sgn}(\tilde{i}_\alpha) \\ \hat{e}_\beta = v_\beta = g \cdot \text{sgn}(\tilde{i}_\beta) \end{cases} \quad (7)$$

由于初步所获反电动势具有大量谐波,为更精确地提取反电动势,需要外加低通滤波器:

$$\begin{cases} \hat{e}_\alpha = \frac{\omega_c}{\omega_c + s} \cdot g \cdot \text{sgn}(\tilde{i}_\alpha) \\ \hat{e}_\beta = \frac{\omega_c}{\omega_c + s} \cdot g \cdot \text{sgn}(\tilde{i}_\beta) \end{cases} \quad (8)$$

式中, ω_c 为滤波器截止频率, s 为复变参数。

由于经过低通滤波器(LPF)处理反电动势会引起相位延迟,进而降低转子角度估算的准确性,因此需要使用反正切函数进行相位补偿。

$$\hat{\theta}_e = -\arctan\left(\frac{\hat{e}_\alpha}{\hat{e}_\beta}\right) + \arctan\left(\frac{\hat{\omega}_e}{\omega_e}\right) \quad (9)$$

式中, $\hat{\theta}_e$ 为估算的电角度, $\hat{\omega}_e$ 为估算的转速。

为了获得转速值,可以对上式微分,同时表贴式 PMSM 转速估算值满足

$$\hat{\omega}_e = \frac{\sqrt{\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2}}{\psi_f} \quad (10)$$

2 改进型滑模观测器

传统 SMO 算法中通常采用 sgn 函数,但由于该函数在滑模面上频繁切换,会产生显著的抖振现象,致使反电动势的谐波含量增加,降低了转速的观测

精度。

2.1 切换函数选择

为抑制传统 SMO 的抖振现象,学者前期研究主要采用初等饱和函数作为边界层的控制函数,后期发展出了多种非线性的饱和函数,并应用于软开关滑模观测器的设计。

目前, sat 函数与 $\tanh$ 函数都是被广泛使用的边界层控制函数,但是它们相关的参数一经选取,控制函数与边界层厚度都是固定不变的,当工况发生变化时(转速变化、负载突变),系统的动态性能会变差,并且缺乏自适应调节能力。

文献[19]提出一种边界层厚度可随转速变化而调节的饱和函数,其表达式如(11),(12)。但是其在低速时,边界层厚度小,对抖振抑制效果弱;在高速时边界层厚度加大,降低了系统的鲁棒性。

$$\text{sat}(s) = \begin{cases} \text{sgn}(s), & |s| \geq \Delta_2 \\ s/\Delta_2, & |s| < \Delta_2 \end{cases} \quad (11)$$

$$\Delta_2 = \frac{n_2}{n_1} \Delta_1 \quad (12)$$

式中, n_1 为选取的基准转速, Δ_1 为基准转速对应的边界层厚度, n_2, Δ_2 为实际转速及其对应的边界层厚度。

本文提出一种边界层厚度自调整的反正弦函数,如图1所示,其表达式为

$$\text{F-arcsin}(s) = \begin{cases} \text{sgn}(s), & |s| > f(\tilde{i}_\alpha, \tilde{i}_\beta) \\ \arcsin\left[\frac{1}{1.2f(\tilde{i}_\alpha, \tilde{i}_\beta)}s\right], & |s| < f(\tilde{i}_\alpha, \tilde{i}_\beta) \end{cases} \quad (13)$$

式中, $f(\tilde{i}_\alpha, \tilde{i}_\beta) = \delta + \sqrt{\tilde{i}_\alpha^2 + \tilde{i}_\beta^2}$; δ 为基本边界层厚度。

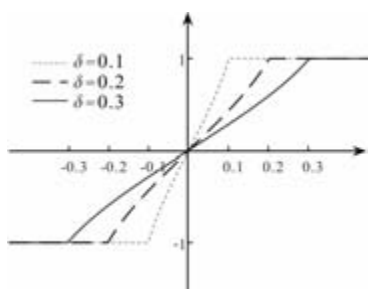


图1 F-arcsin 函数图像

与 sat 函数、 $\tanh$ 函数不同的是,所提出 F-arcsin 函数的边界层厚度可根据电流误差而自适应调节。F-arcsin 函数在边界层内采用反正弦函数,能有效抑制抖振;而边界层外部分则保持 sgn 函数特

性,能够提高动态稳定性。增加边界层厚度可以有效抑制抖振,但边界层厚度过大又会降低系统趋近速度的精度,综合考虑,基本边界层厚度 δ 取 0.15。由于边界层厚度可根据电机运行状态可自适应调节,提升了系统的动态性能。

2.2 滑模面的设计

传统 SMO 将电流误差设计为滑模面,然而在电机实际运行中,电阻电感参数可能受温度、磁饱和等因素影响,传统的滑模面无法完全抑制这些扰动对稳态精度的影响。因此本文采用积分滑模面,表达式为

$$\begin{cases} s_\alpha = \tilde{i}_\alpha + \frac{R_s}{L_s} \int \tilde{i}_\alpha dt \\ s_\beta = \tilde{i}_\beta + \frac{R_s}{L_s} \int \tilde{i}_\beta dt \end{cases} \quad (14)$$

由 F-arcsin 函数可得改进型 SMO 数学模型:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} \hat{i}_\alpha + \frac{1}{L_s} u_\alpha - \frac{1}{L_s} v_\alpha \\ \frac{d\hat{i}_\beta}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} \hat{i}_\beta + \frac{1}{L_s} u_\beta - \frac{1}{L_s} v_\beta \end{cases} \quad (15)$$

电动势估计值可表示为

$$\begin{cases} e_\alpha = v_\alpha = \varepsilon \cdot [F - \arcsin(s_\alpha)] \\ e_\beta = v_\beta = \varepsilon \cdot [F - \arcsin(s_\beta)] \end{cases} \quad (16)$$

观测器电流、电动势方程表示为

$$\begin{cases} \frac{d\tilde{i}_\alpha}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} \tilde{i}_\alpha + \frac{1}{L_s} e_\alpha - \frac{1}{L_s} [\varepsilon \cdot \text{F-arcsin}(s_\alpha)] \\ \frac{d\tilde{i}_\beta}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} \tilde{i}_\beta + \frac{1}{L_s} e_\beta - \frac{1}{L_s} [\varepsilon \cdot \text{F-arcsin}(s_\beta)] \end{cases} \quad (17)$$

为检验系统稳定性,定义 Lyapunov 函数:

$$V = \frac{1}{2} s^T s = \frac{1}{2} (s_\alpha^2 + s_\beta^2) \quad (18)$$

由 Lyapunov 第二方法可得:当 $\dot{V} < 0$ 时则证明系统是稳定的。

$$\frac{dV}{dt} = s_\alpha \frac{ds_\alpha}{dt} + s_\beta \frac{ds_\beta}{dt} \quad (19)$$

由式(14)(17)(19)可得

$$\begin{aligned} \frac{dV}{dt} &= \frac{s_\alpha}{L_s} [e_\alpha - \varepsilon (\text{F-arcsin}(s_\alpha))] \\ &\quad + \frac{s_\beta}{L_s} [e_\beta - \varepsilon (\text{F-arcsin}(s_\beta))] \end{aligned} \quad (20)$$

当 s 在反正弦函数边界层内时,满足条件:

$$\begin{cases} \varepsilon \cdot \arcsin\left(\frac{1}{1.2f(\tilde{i}_\alpha, \tilde{i}_\beta)} s_\alpha\right) > e_\alpha \\ \varepsilon \cdot \arcsin\left(\frac{1}{1.2f(\tilde{i}_\alpha, \tilde{i}_\beta)} s_\beta\right) > e_\beta \end{cases} \quad (21)$$

当 s 在反正弦函数边界层外时, 满足条件:

$$\begin{cases} \varepsilon \cdot \operatorname{sgn}(s_\alpha) > e_\alpha \\ \varepsilon \cdot \operatorname{sgn}(s_\beta) > e_\beta \end{cases} \quad (22)$$

可得 $\dot{V} < 0$, 系统具有稳定性。

3 反电动势自适应观测器

针对滑模观测器获取的电动势仍有高频噪声问题, 传统做法是采用低通滤波器 (LPF) 滤波。尽管 LPF 能滤除系统的高次谐波, 但它的截止频率容易带来系统损耗, 同时也会造成显著的相位滞后现象。虽然相位滞后可通过实际角速度信息进行补偿, 但由于角速度估计本身存在误差, 导致补偿效果欠佳。为同时解决滤波和相位滞后问题, 本文采用反电动势自适应观测器代替 LPF。反电动势自适应观测器结构简单, 动态响应快, 能够有效观测转子位置和速度信息。

在一个控制周期内, 永磁电机的角速度变化很小, 可假设加速度为 0, 即: $d\omega_e/dt = 0$ 。

对反电动势方程进行微分运算:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} e_\alpha = \omega_e (-\omega_e \psi_f \cos \theta_e) = -\omega_e e_\beta \\ \frac{d}{dt} e_\beta = \omega_e (-\omega_e \psi_f \sin \theta_e) = \omega_e e_\alpha \end{cases} \quad (23)$$

根据上式设计反电动势自适应观测器, 可得:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \hat{e}_\alpha = -\hat{\omega}_e \hat{e}_\beta - l \tilde{e}_\alpha \\ \frac{d}{dt} \hat{e}_\beta = \hat{\omega}_e \hat{e}_\alpha - l \tilde{e}_\beta \\ \frac{d}{dt} \hat{\omega}_e = \tilde{e}_\alpha \hat{e}_\beta - \hat{e}_\alpha \tilde{e}_\beta \end{cases} \quad (24)$$

式中, $\tilde{e}_\alpha = \hat{e}_\alpha - e_\alpha$; $\tilde{e}_\beta = \hat{e}_\beta - e_\beta$; $l > 0$, l 为滤波器自适应率。

由于电磁时间常数很小, 因此在单个控制周期内可近似认为电机转速保持恒定, 由式 (24) 可得

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \tilde{e}_\alpha = -\hat{\omega}_e \hat{e}_\beta - l \tilde{e}_\alpha + \omega_e e_\beta \\ \frac{d}{dt} \tilde{e}_\beta = \hat{\omega}_e \hat{e}_\alpha - l \tilde{e}_\beta - \omega_e e_\alpha \\ \frac{d}{dt} (\hat{\omega}_e - \omega_e) = \tilde{e}_\alpha \hat{e}_\beta - \hat{e}_\alpha \tilde{e}_\beta \end{cases} \quad (25)$$

4 改进锁相环

系统运动状态在滑模面附近的逼近速度不对称会产生高频抖振, 观测反电动势也伴随着抖振, 传统基于反正切函数的解析方法在进行除法运算时, 会直接放大抖振分量, 从而引入显著的误差。现有解决方案多采用传统锁相环 (PLL) 来替代反正切函数, 以减小观测误差^[20]。

然而当电机出现反转时, 传统 PLL 的位置角观测存在 180° 偏差, 降低估算精度。本文提出一种改进型锁相环, 结构中引入 x^2 模块, 表达式含有速度的平方, 当电机反转时也能精确观测转子位置。改进型 PLL 如图 2 所示。

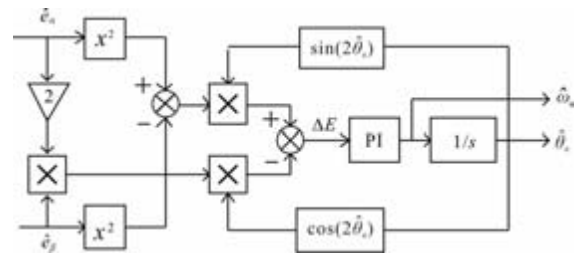


图 2 改进锁相环结构框图

结合图 2 可得表达式:

$$\begin{aligned} \Delta e &= -2\hat{e}_\alpha \hat{e}_\beta \cos 2\hat{\theta}_e + (\hat{e}_\alpha^2 - \hat{e}_\beta^2) \sin 2\hat{\theta}_e \\ &= \psi_f^2 \hat{\omega}_e^2 \sin 2\theta_e \cos 2\hat{\theta}_e - \psi_f^2 \hat{\omega}_e^2 \cos 2\theta_e \sin 2\hat{\theta}_e \\ &= \psi_f^2 \hat{\omega}_e^2 \sin(2\theta_e - 2\hat{\theta}_e) \end{aligned} \quad (26)$$

式中, 当 $|2\hat{\theta}_e - 2\theta_e|$ 小于 $\pi/6$ 时, 即可认为 $\sin(2\theta_e - 2\hat{\theta}_e) = 2(\theta_e - \hat{\theta}_e)$ 。

图 2 可以等效为图 3。

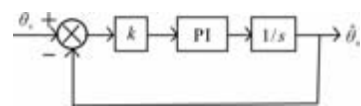


图 3 改进锁相环等效图

图 3 中 $k = 2\psi_f^2 \hat{\omega}_e^2$, 进一步得到

$$k(\theta_e - \hat{\theta}_e) \left(K_p + \frac{K_i}{s}\right) \frac{1}{s} = \hat{\theta}_e \quad (27)$$

改进锁相环系统的传递函数为

$$H(s) = \frac{\hat{\theta}_e}{\theta_e} = \frac{kK_p s + kK_i}{s^2 + kK_p s + kK_i} \quad (28)$$

根据上述理论分析, 最终设计出的改进型滑模观测器结构如图 4 所示。

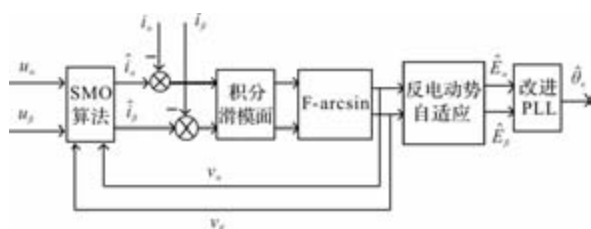


图4 改进型 SMO 控制流程框图

5 仿真与实验

5.1 仿真结果

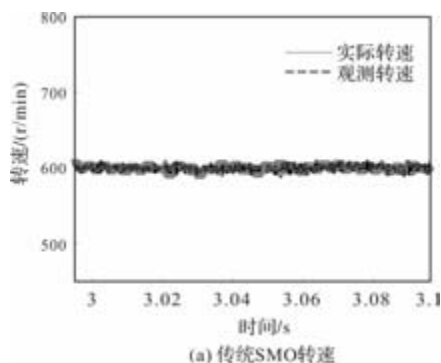
为验证上述分析，利用 Matlab/Simulink 软件搭建改进型 SMO 模型并进行仿真。其中仿真原理图如图4所示，所使用电机参数见表1。

表1 PMSM 电机参数

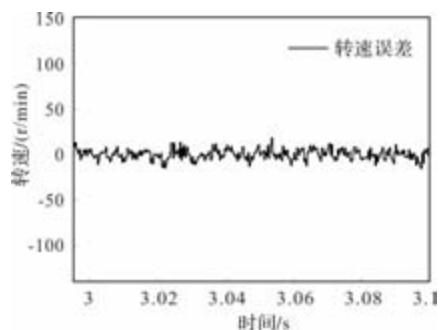
参数	参数值
额定功率 P/W	750
额定电流 I/A	4.2
定子电阻 R/Ω	0.901
定子电感 L/mH	6.552
极对数 p_n	4
转动惯量 $J/(kg \cdot m^2)$	0.000153
转矩常数 $K_t/(Nm/A)$	0.6
粘滞摩擦系数 $B/(Nms/rad)$	0.001

开关频率设为 5kHz，负载转矩 1Nm，直流侧电压为 150V。

图5和图6分别是在 600r/min 工况下，采用传统 SMO 和改进型 SMO (F-arcsin) 控制时电机转速的相关仿真波形。由图5可得，采用传统 SMO 电机稳定运行时转子实际转速与观测转速的误差最大为 16r/min；而改进型 SMO 控制电机稳定时实际转速与观测转速之间的最大转速误差小于 1r/min，证明改进 SMO 控制能有效抑制抖振，降低了转速波动，转速观测更加精确。

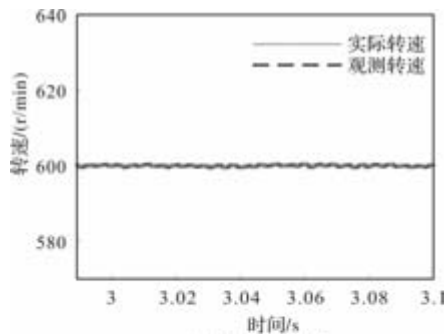


(a) 传统SMO转速

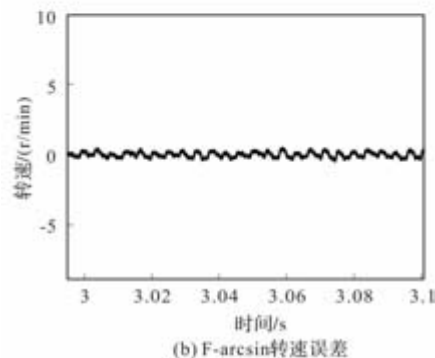


(b) 传统SMO转速误差

图5 传统 SMO 转速观测



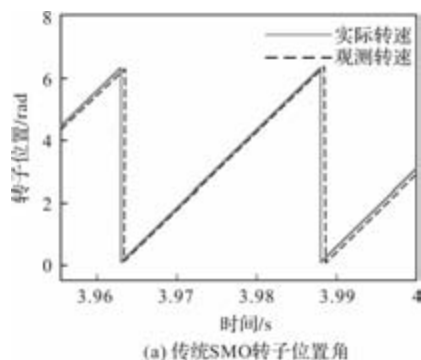
(a) F-arcsin 转速



(b) F-arcsin转速误差

图6 改进型 SMO 转速观测

图7和图8分别采用传统 SMO 控制和改进 SMO (F-arcsin) 控制时转子实际角度、观测角度、角度误差的仿真波形。可以看出传统 SMO 和改进的 SMO 的算法都能对电机位置角进行很好追踪。当电机稳态运行时，传统 SMO 的转子位置角观测误差在 6° 左右，改进 SMO 转子位置观测误差在 1° 左右，改进型 SMO 位置观测精度更高。传统 SMO 使用 LPF 进行滤波，造成相位滞后，降低了位置观测的精度。



(a) 传统SMO转子位置角

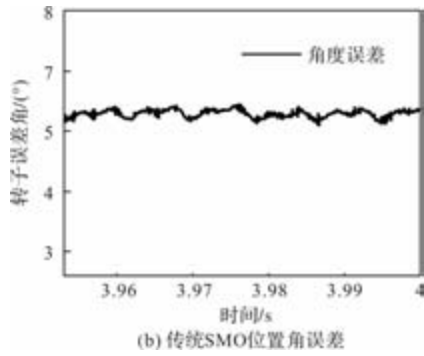


图7 传统 SMO 位置观测

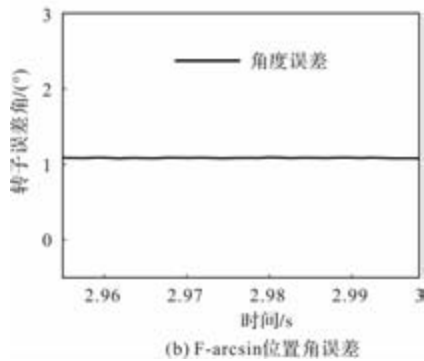
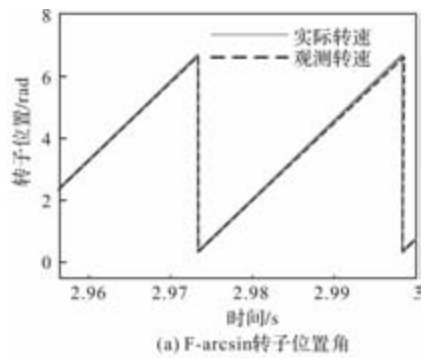


图8 改进 SMO 位置观测

图9和图10分别为采用传统SMO和改进SMO控制观测的反电动势。传统SMO的反电动势带有更多谐波,这些谐波会给转速与位置观测带来误差;而改进型SMO反电动势波形光滑。由图11可得,对两种方法反电动势进行傅里叶FFT分析,可得改进SMO的谐波含量更少。

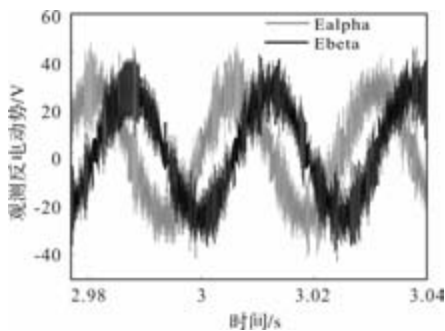


图9 传统 SMO 观测反电动势

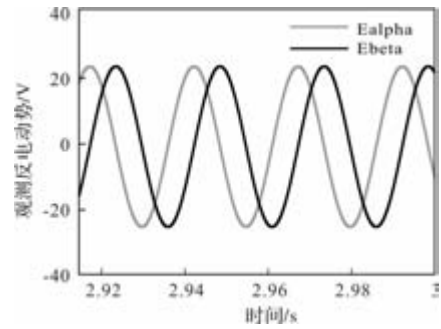


图10 改进 SMO 观测反电动势

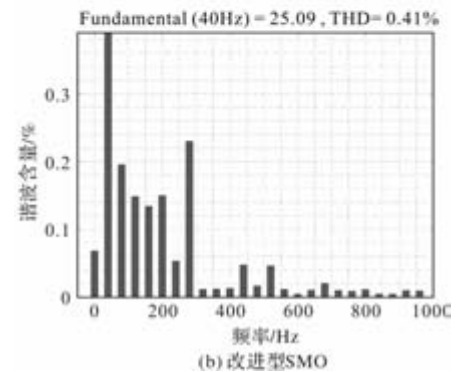
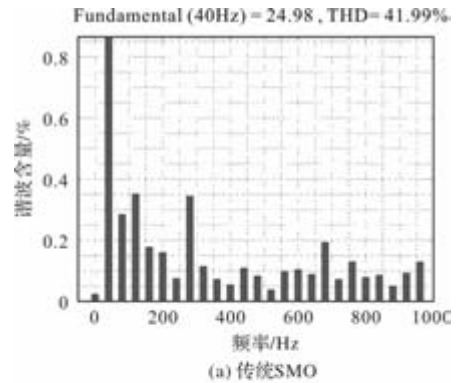
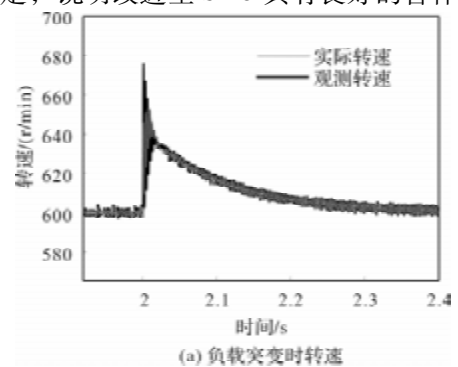


图11 反电动势 FFT 分析

为检验受到负载扰动时改进SMO的性能,进行负载扰动仿真。设置开关频率5kHz,参考转速600r/min,电机负载转矩发生突变,从1Nm突降至0Nm。从图12看出,观测器对转速具有良好的动态响应追踪能力,观测转速与实际转速的误差最大值发生在卸载瞬间,约为39r/min。负载突变时,实际转速偏离参考转速大约53r/min,并在0.28秒内恢复稳定,说明改进型SMO具有良好的鲁棒性。



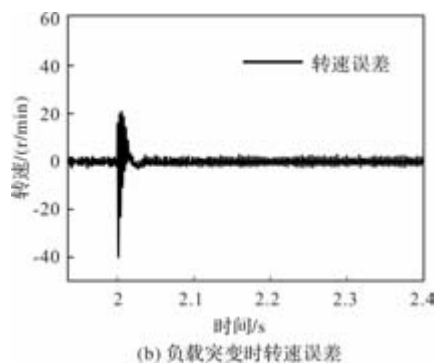


图 12 改进型 SMO 转子转速

5.2 基于 dSPACE 实验结果及分析

为进一步验证所提出改进型 SMO 的有效性, 利用 dSPACE 实验平台完成实验。实验平台如图 13 所示, 所使用的电机参数同样如表 1 所示。



图 13 试验平台

设置参考转速为 600 r/min, 图 14 和图 15 分别为传统 SMO 与改进 SMO 的转速实验图, 传统 SMO 转速实际值与观测值的误差为 $-16 \sim 19$ r/min, 观测精度较低。而改进型 SMO 转速实际值与观测值的误差为 $-7 \sim 8$ r/min, 可得改进型 SMO 的转速观测精度更高。

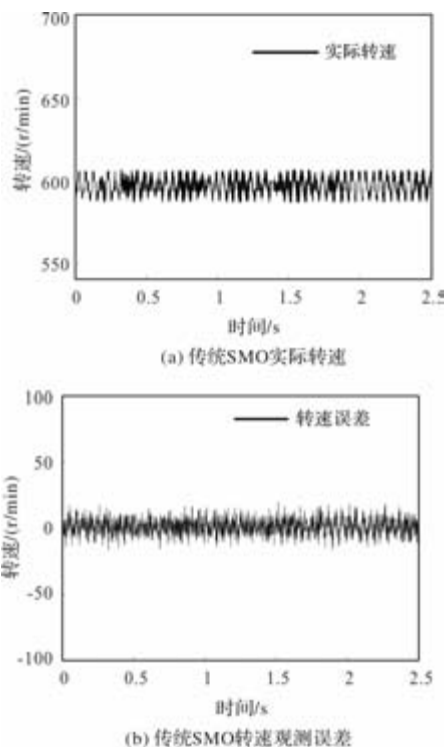


图 14 传统 SMO 转速

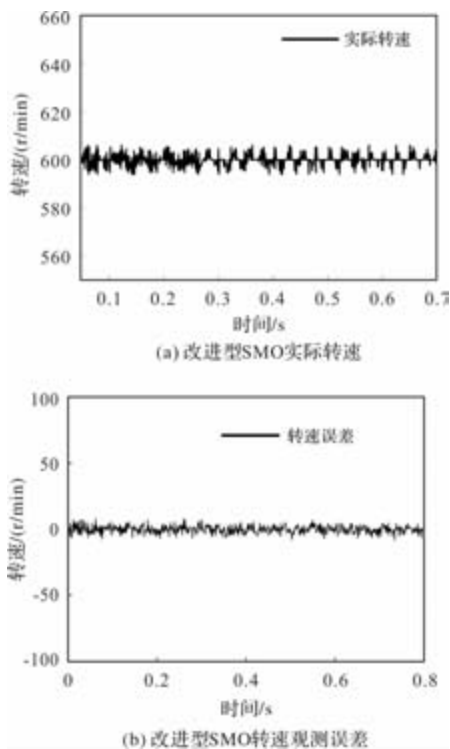


图 15 改进型 SMO 转速

图 16 和图 17 分别为传统 SMO 与改进 SMO 的位置观测实验图, 传统 SMO 与改进 SMO 都能对转子位置实现快速追踪响应, 具有良好的观测器性能。传统 SMO 受限于 LPF 等因素, 会有部分相位滞后; 改进型 SMO 的转子位置观测误差更小, 精度更高。

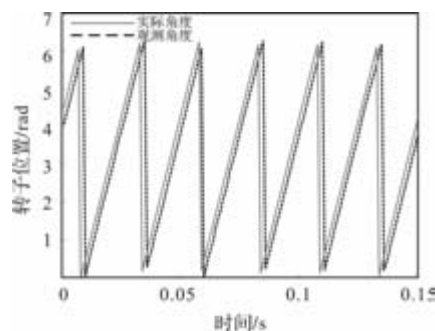


图 16 传统 SMO 转子位置

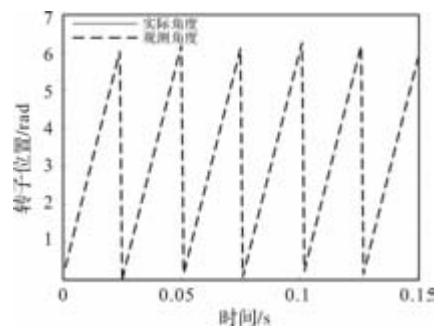


图 17 改进 SMO 转子位置

电机带载运行, 负载转矩 1.2 Nm, 随后发生负载突变, 减载至 0 Nm, 转速发生波动, 如图 18 所

示。在突变瞬间实际转速与观测转速有 20 r/min 误差, 随后电机在 0.7 s 左右恢复稳定, 可知所提出改进 SMO 控制在负载突变时, 具有较强的鲁棒性、响应快速性。

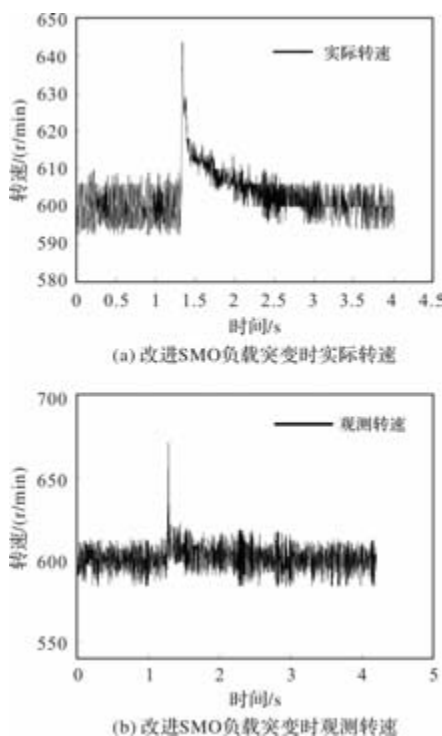


图 18 改进 SMO 负载突变时转速

6 结 语

针对传统 SMO 的抖振现象导致观测转速精度不高、以及 LPF 引起相位滞后的问题, 本文提出一种改进型 SMO 方法。采用积分滑模面, 提出一种边界层厚度自适应调节的 F-arcsin 函数代替传统 SMO 中的符号函数; 采用反电动势自适应观测器代替 LPF 进行滤波; 引入改进 PLL 代替传统反正切函数进行位置观测。

仿真和实验表明, 传统 SMO 与改进型 SMO 都可实时追踪转子位置与速度, 但相较而言, 改进型 SMO 的转速观测误差更小, 精度更高; 同时改进 SMO 相位滞后更少, 说明使用反电动势自适应观测器代替 LPF 能够减少相角滞后时间, 提高位置观测精度; 改进型 SMO 反电动势谐波含量小, 说明积分滑模面与反正弦切换函数对抖振的抑制效果显著; 受到负载扰动时改进型 SMO 也能正常响应, 并快速恢复稳定。综上, 所提出改进型 SMO 位置与速度的观测精度更高, 且具有良好的动态稳定性。

参考文献

- [1] 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.
- [2] 李晨睿, 王晓琳. 永磁同步电机无位置传感器控制策略概述[J]. 电气传动自动化, 2024, 46(05): 11-16.
- [3] 骆攀, 刘鑫, 青先国, 等. 基于虚拟电感的 PMSM 无位置传感器混合控制策略[J]. 微电机, 2022, 55(05): 45-50.
- [4] 严彩芹, 陈永军, 耿天润, 等. 基于自适应增益的 PMSM 龙伯格-滑模无位置控制[J]. 微电机, 2022, 55(06): 48-53, 92.
- [5] 刘湘衡, 何忠祥. 基于多阶滑模观测器的永磁推进电机无位置传感器控制[J]. 船电技术, 2025, 45(08): 77-80.
- [6] 恩大凯, 王贞艳, 何延昭. 基于改进 SMO 的 PMSM 无传感器控制[J]. 微电机, 2024, 57(01): 42-47.
- [7] 李之乾, 王国峰, 范云生, 等. 基于改进的开关磁阻电机无位置传感器技术[J]. 微电机, 2021, 54(06): 76-83.
- [8] 朱智强, 朱焜秋. 基于 BP 神经网络左逆的无轴承永磁薄片电机无速度传感器控制研究[J]. 微电机, 2021, 54(04): 56-61, 79.
- [9] 周宇, 陈永军. 基于 MRAS 的永磁同步电机改进滑模速度控制设计[J]. 微电机, 2021, 54(10): 74-78, 89.
- [10] 林天杰, 程善美, 李连鹏. 复合模型参考自适应无速度矢量控制[J]. 微电机, 2024, 57(10): 1-8.
- [11] 刘小青, 王晋, 刘开元, 等. 基于高频注入法的同步磁阻电机无位置传感器控制[J]. 微电机, 2024, 57(05): 28-32.
- [12] 张一诺, 张兴华. 带相位补偿的 PMSM 脉振高频信号注入转子位置估计方法[J]. 微电机, 2022, 55(03): 69-74.
- [13] 王晓远, 傅涛. 基于全局快速终端滑模观测器的无刷直流电机无位置传感器控制[J]. 电工技术学报, 2017, 32(11): 164-172.
- [14] 韩方阵, 李国勇, 侯东斌, 等. 多算法超螺旋滑模观测器控制的电梯曳引系统[J]. 微特电机, 2017, 45(09): 56-59.
- [15] 肖仁鑫, 沈培航. 永磁同步电机全速域无位置传感器复合控制[J]. 组合机床与自动化加工技术, 2022, (11): 79-83.
- [16] 许仁仁, 张懿, 魏海峰. 改进 SMO 的高速永磁同步电机无传感器控制研究[J]. 电力电子技术, 2024, 58(02): 30-33.

(下转第 76 页)

集成双电机驱动器热真空环境散热问题的分析与对策

袁倩倩, 柳舟洲, 任虹霞, 张朝晖, 张嘉楠, 胡天依, 杨 鹏

(西安微电机研究所有限公司, 西安 710077)

摘 要: 本文针对航天某型泵用集成双电机驱动器热真空条件下温升高问题开展了深入分析与试验验证工作, 对驱动器的导热结构及散热途径全面剖析, 最终确定了导致驱动器热真空条件下温升高的根本原因, 并采取了相应的纠正措施, 对驱动器的热设计进行优化设计。通过解决措施的实施与验证, 成功解决了该驱动器热真空条件下温升高的问题, 显著提升了产品在极端环境下工作的可靠性。同时, 也为同类型航天产品在设计初期的热设计环节提供了可借鉴的技术思路与实践经验。

关键词: 集成; 热真空; 温升高; 问题分析; 措施

中图分类号: TM36 + 1; TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)06-0050-04

Research on Excessive Temperature Rise Problems of Integrated Dual-motor Drivers for a Spacecraft Model in Thermal Vacuum Environment

YUAN Qianqian, LIU Zhouzhou, REN Hongxia, ZHANG Zhaohui, ZHANG Jianan, HU Tianyi, YANG Peng
(Xi'an Micromotor Research Institute Co., LTD., Xi'an 710077, China)

Abstract: This paper conducted in-depth analysis and test verification on the problem of temperature rise of a certain type of spaceborne integrated dual-motor driver for pumps under thermal vacuum conditions. It comprehensively analyzed the heat conduction structure and heat dissipation path of the driver, and finally determined the root cause of the excessive temperature rise under thermal vacuum conditions. After taking corrective measures and optimizing the thermal design, the problem of temperature rise under thermal vacuum conditions of the driver was successfully solved, which significantly improved the reliability of the product working in extreme environments. At the same time, it also provided a reference technical idea and practical experience for the thermal design link in the initial stage of similar space product design.

Key words: integrated; thermal vacuum; temperature rise; problem analysis; measure

0 引 言

目前, 在全球经济工业高速迭代与产业升级的浪潮下, 效率提升、成本优化与场景拓展已成为驱动制造业变革的核心命题。这使驱动器面临着严苛的要求和考验。经济上, 规模化智能化竞争需通过技术革新降低成本; 随着科技发展, 航天航空产品也需紧凑空间适配。因此, 航天电机驱动类产品的高度集成化与小型化成为必然, 通过模块整合简化系统, 降低成本, 又可以用紧凑体积拓展应用便捷, 助力航天产品向更高效更智能化演进。

1 集成双电机驱动器的系统概述

根据航天某泵用无刷直流电机及驱动器的应用要求, 设计一款集成度较高的电机驱动器。该驱动

器需实现一台驱动器驱动两台主、备电机工作的功能。

根据我所多年无刷电机控制与驱动的经验, 驱动器主、备份电机的控制与驱动电路可以通过电机功率驱动模块加上外围阻容实现无刷直流电机的三相换相以及转速闭环控制功能^[1-3]。

主、备份电机切换控制以及与上位机通讯信号通过 DSP 芯片加上外部 CAN 通讯收发器实现。

驱动器的控制电路供电以及主备泵压力传感器的供电通过 DC/DC 电源变换模块实现。

通过上述驱动器的设计思路一方面在硬件上可以实现驱动器双集成化以及小型化; 另一方面在控制软件方面可以实现高可靠性。该驱动器的总原理框图见图 1 所示^[3]。

收稿日期: 2025-12-18

作者简介: 袁倩倩(1985), 女, 工程师, 研究方向为微特电机控制与驱动技术的应用研究。

通讯作者: 柳舟洲(1986), 男, 高级工程师, 研究方向为电力电子技术研究以及电机控制技术研究。

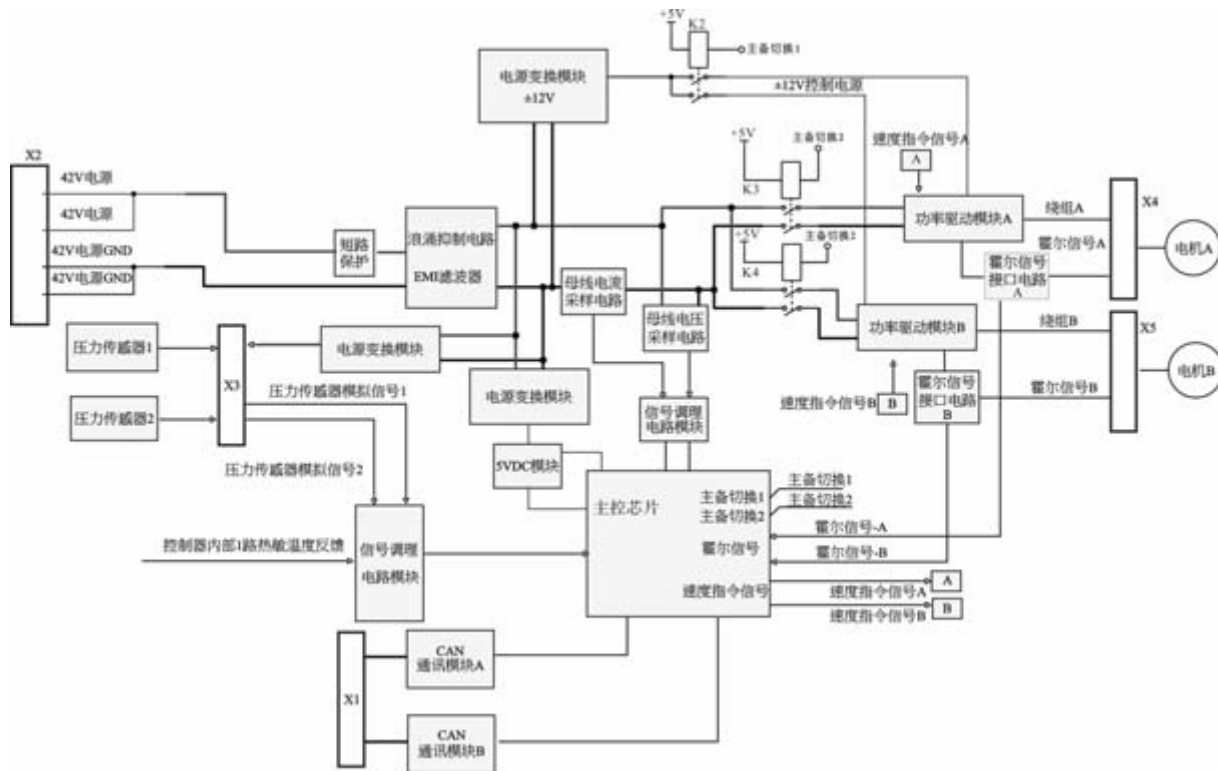


图1 双集成电机驱动器总原理框图

2 热真空环境下驱动器温升异常问题分析

2.1 热真空环境下驱动器温升特性试验测试结果

该款泵用集成双电机驱动器（以下简称驱动器），由于高度集成化，驱动器体积小，重量轻的特点。在研制过程中出现了热真空条件下，驱动器的温升过高，不满足环境使用要求^[4]。

驱动器在常压环境高低温应力筛选试验中，环境温度为85℃，驱动器温升为15K左右；而在热真空环境下，高温为50℃，驱动器温度稳定值最高达114℃（见图2，图3所示），驱动器温升为64K左右；远远超过常压高温85℃时的温升。根据该款产品应用要求，在热真空环境下，产品的温升过高，不满足使用要求^[4]。

针对该款控制器的温升问题展开了理论分析，措施改进以及措施验证。

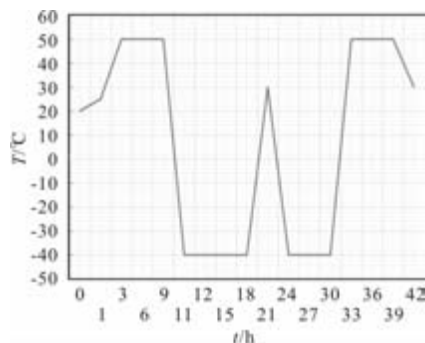


图2 驱动器热真空控温曲线图

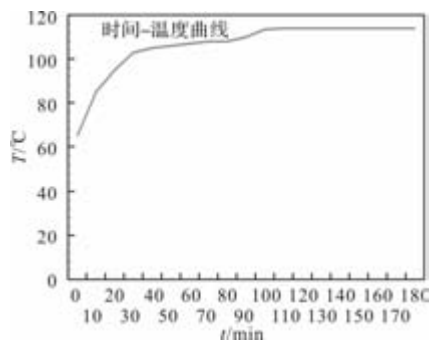


图3 驱动器内部时间-温度曲线图

2.2 温度采集系统设计及原理

根据以往无刷直流电机驱动类产品设计经验，对于小电流（ $\leq 2A$ ）的驱动器，内部温升最高的元器件为双路DC/DC电源转换模块，因此将该款驱动器的温度采集点设置在双路DC/DC电源变换模块壳体上。该DC/DC电源变换模块的作用为将系统电网的一次电源42V转换成 $\pm 12V$ ，为驱动器控制电路部分供电。

另外，驱动器的温度传感器选用负温度系数的热敏电阻NTC。其中采集电路通过电阻R89、R84与热敏电阻NTC分压，经射极跟随电路后输入至DSP芯片，再经滤波计算反馈给上位机，驱动器的温度采集电路详见图4所示。

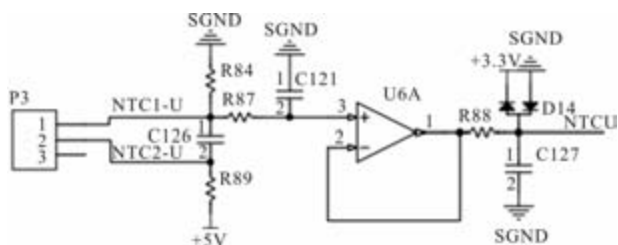


图4 驱动器温度采集电路

2.3 驱动器导热结构设计与热传导路径分析

驱动器结构分三部分：盖板、壳体侧框以及底板，其中盖板、底板分别通过8个螺钉与壳体侧框上下连接。而驱动器内部有5块印制板组件，分别为控制板、滤波板、电源板、A驱动板以及B驱动板。

驱动器安装结构为：通过4个不锈钢柱将A驱动板独立安装在底板上；散热支架依靠9个不锈钢螺钉安装在壳体侧壁；其中散热支架自上至下分别安装有一块控制板，一块滤波板，一块电源板以及一块B驱动板；其中电源板与B驱动板分别安装在散热支架正反两面的一体式支撑柱（铝合金）上，滤波板与控制板均通过不锈钢支撑柱安装在电源板上。该驱动器的安装结构见图5所示。

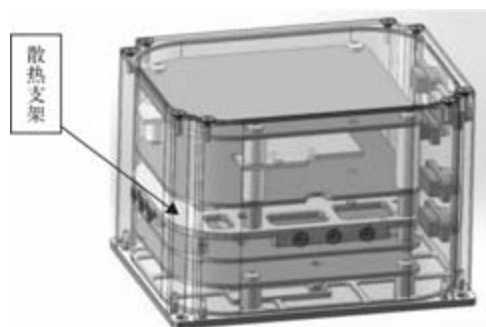


图5 驱动器安装结构示意图

借鉴以往设计经验，由于该款驱动器的高度集成一体化小体积结构，辐射面积有限，在设计初期对于产品的热设计侧重于传导散热方式。

双路DC/DC电源变换模块安装在内部电源板上，因此在印制线路板设计时，对于双路DC/DC电源变换模块的散热设计进行着重考虑，电源板线路板采用四层板设计，并在该模块底部设置大面积覆铜，铜箔厚度设计为 $70\mu\text{m}$ 。同时在工艺设计时，在该电源模块的底部与印制线路板之间覆铜部位垫导热绝缘垫进行填缝，以确保该电源变换模块的散热面与印制线路板的覆铜部位充分、可靠紧密贴合，减小元器件传导路径热阻。

双路DC/DC电源模块散热传导路径如图6所示。



图6 双路DC/DC电源模块传导路径框图

2.4 热真空环境下温升异常机理分析

在常规环境中，驱动器的散热途径常见有以下方式：

- (1) 对流散热：通过空气、冷却液等流体流动带走热量。
- (2) 传导散热：热量通过设备壳体、导热垫、金属支架等固体介质传递到低温段。
- (3) 辐射散热：通过辐射涂层向周围环境发射热量。

常压环境中，对流散热可带走约70%的热量，传导与辐射占30%，因此常压环境下，环境温度 85°C ，驱动器温升仅 15K 。而热真空条件下，无空气对流散热，大大削弱了驱动器的散热方式，导致散热途径变差。

热真空环境中，由于真空环境里无介质，对流散热方式完全失效；同时由于传导散热的效率由接触电阻决定（接触面积、表面粗糙度、中间介质都会影响），在真空环境下，仅能通过有限的固体连接（如支架、导线）传导，传导散热效率也会大幅减弱。相对而言，辐射散热在热真空环境下便成为相对主要的一种散热途径，但实际上，真空环境下辐射散热属于一种低效散热方式，只能依赖“发射率+温差”，靠驱动器壳体的涂层发射红外线传递热量，结合该款驱动器自身的结构特点，高度集成化，本身体积小的缘故，辐射表面积受限，虽在壳体表面进行了黑色阳极氧化处理（半球发射率 $\varepsilon_{\text{H}} \geq 0.85$ ），但辐射散热效率仍受限。简而言之，驱动器在热真空条件下，就像进入“热量陷阱”，失去了对流这个主力散热通道，只剩下效率减弱的传导和辐射这个慢通道，才会使驱动器的热量累积而无法及时散出。

同时，由于该款驱动器的高度集成化，传导散热路径复杂，驱动器的温度采集点设置在内部双路DC/DC电源变换模块上，将器件的热量通过散热支架一体支撑柱传导至散热支架，再由散热支架将热

量传导至壳体侧壁,然后通过壳体散出。另外,散热支架与壳体框架为分体式结构,用螺钉将3个安装面连接。总装配时,散热支架3个安装面与壳体侧框直接连接,很难保证散热支架安装面与壳体侧框完全紧密贴合。而传导散热的效率是由接触电阻决定的。接触热阻的计算公式为 $R_c = \frac{1}{h_c A}$ (h_c 为接触换热系数, A 为接触面积)。当散热支架与壳体贴合不紧密时, h_c 会急剧降低,导致传导热阻大幅度上升,传导效率下降。

综上所述,该款驱动器在热真空条件下温升过高有两方面因素:

(1) 因热真空条件无空气介质,对流散热完全失效,辐射散热效率受限;

(2) 驱动器本身通过固体的传导路径不佳,热阻较大,使传导散热效率减弱。从而造成该驱动器在热真空条件下,环境温度为 50°C 时,温升过高,不满足产品的使用要求。

3 热真空环境下散热优化方案设计与试验验证

3.1 散热优化方案设计

根据以上问题产生的原因分析情况,对驱动器在热真空下的散热途径考虑了两种优化措施。

(1) 将驱动器总装配完成后,未合盖前,使用有机硅凝胶 GN521 进行灌封处理,填补驱动器散热支架与壳体之间的缝隙,从而增加接触面积以提高散热效率。有机硅凝胶 GN521 的导热系数为 $0.2\text{W}/(\text{m}\cdot\text{K})$, 是空气的导热系数 $0.024\text{W}/(\text{m}\cdot\text{K})$ 约 10 倍。同时有机硅凝胶 GN521 具备优良的电气绝缘性能(电气强度 $\geq 15\text{MV}/\text{m}$), 因此在热真空条件下,采取这种措施可提高产品的散热效率和提高产品电路的稳定性。但该措施缺点为产品重量增加多,拆卸与维修难度增加,导致重复利用成本增加。

(2) 在驱动器的散热支架、双路 DC/DC 电源变换模块壳体侧壁与壳体侧框连接处增加导热绝缘垫 T500 保证散热支架与壳体侧框 3 面全部紧密贴合,并通过连接螺钉孔使用硅橡胶 GD414 填补缝隙。其中导热绝缘垫 T500 的作用是填充散热支架与壳体缝隙,降低接触热阻; T500 的导热系数为 $2.1\text{W}/(\text{m}\cdot\text{K})$, 是空气导热系数约 87.5 倍(空气的导热系数为 $0.024\text{W}/(\text{m}\cdot\text{K})$), 能让传导散热效率提升一个量级;另外,在填充硅橡胶 GD414 时,在工艺上严格控制硅橡胶 GD414 的用量,避免后期因硅橡胶

GD414 固化收缩造成的缝隙(收缩率 $\leq 0.5\%$), 同时要控制紧固力矩,防止支架与壳体变形影响贴合度。热真空条件下,可极大程度提高产品的散热效率。同时该措施具有重量增加少,拆卸方便,易维修的优点。

综合考虑两种方案的优缺点,经评审采取了第二种措施。具体操作见图 7 所示。

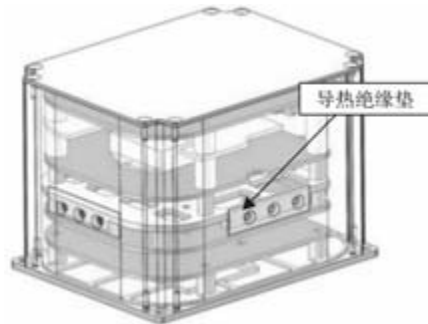


图7 驱动器解决措施结构示意图

3.2 优化方案试验验证与结果分析

驱动器在热真空,环境温度为 50°C 、 55°C 条件下带电机空载运行,进行了改进措施二的方案验证。其中供电电压为 42V , 母线电流为 0.3A 左右,转速为 $(5000 \pm 50)\text{r}/\text{min}$ 。试验情况见表 1 所示,产品的温度曲线图见图 8。

表1 试验情况汇总表

测试条件	环境温度/ $^{\circ}\text{C}$	驱动器温度/ $^{\circ}\text{C}$	驱动器温升/ K
常压,未通电	25	25.355	/
真空,电机转动	25	42.349	17.349
热真空,温度稳定在 50°C , 电机转动	50	69.362	19.362
热真空,温度稳定在 55°C , 电机转动	55	74.491	19.491

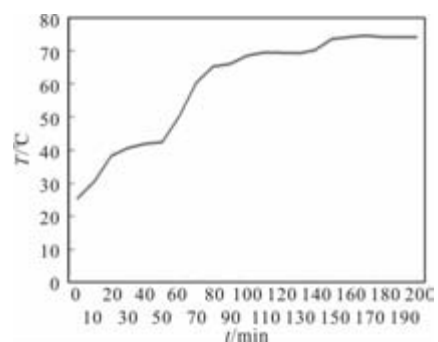


图8 温度曲线图

从图 8 的试验数据可以看出,驱动器在散热支架、双路 DC/DC 电源变换模块壳体侧壁与壳体侧框
(下转第 69 页)

永磁同步电机增强型模型预测电流控制

蔡嘉禧, 张金良, 彭 辰, 刘旭辉

(广东技术师范大学 自动化学院, 广州 510450)

摘 要: 模型预测电流控制是永磁同步电机驱动器的高性能控制策略, 具有快速响应和简单计算的功能。然而, 传统单/双矢量 MPCC 策略因电压矢量方向固定, 其可选矢量集存在固有局限, 因此电流仍然存在较大的脉动, 而三向量模型预测电流控制策略虽然存在广泛的可选矢量范围和较小的电流脉动, 但伴随着预测次数的增加和计算量的增加, 鉴于电流控制仍存在显著纹波, 该研究提出增强型三矢量 MPCC 策略。其核心流程始于目标电压矢量归属扇区的精准辨识, 选择第一候选电压矢量(使代价函数 J 最小)是基于邻近特性, 然后将剩余的不与第一候选电压矢量重复的非零矢量与之组合优化为第二候选电压矢量, 最后基于开关损耗最优原则挑选零矢量。与优选得到的候选型矢量组成最优矢量组合, 对三个矢量的 MPCC 进行优化。在简化计算的基础上, 提出的加强型三向量模型预测电流控制策略使电流环性能进一步提高。拟议方法的可行性和有效性已在模拟结果中得到证实。

关键词: 永磁同步电机; 三矢量; 简化计算; 模型预测电流控制

中图分类号: TM351; TM341; TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)06-0054-09

Enhanced Model Predictive Current Control of Permanent Magnet Synchronous Motor

CAI Jiayi, ZHANG Jinliang, PENG Chen, LIU Xuhui

(School of Automation, Guangdong University of Technology and Education, Guangzhou 510450, China)

Abstract: Model Predictive Current Control (MPCC) is a high-performance control strategy for Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) drives, offering fast response and simple computation. However, traditional single/double vector MPCC strategies are limited by the fixed voltage vector directions, which inherently restrict the set of selectable vectors, leading to significant current ripple. Although the three-vector MPCC strategy offers a broader range of selectable vectors and reduces current ripple, it still suffers from noticeable ripples as the number of predictions and computational load increases. To address this, this study proposed an enhanced three-vector MPCC strategy. The core process begins with the precise identification of the sector to which the target voltage vector belongs. The first candidate voltage vector, which minimized the cost function J , was selected based on proximity characteristics. Next, the remaining non-zero vectors, which do not overlap with the first candidate voltage vector, were combined and optimized to form the second candidate voltage vector. Finally, the zero vector was chosen based on the optimal switching loss principle. The optimal vector combination, formed by the selected candidate vectors, was used to optimize the three-vector MPCC. Based on simplified calculations, the proposed enhanced three-vector MPCC further improves the performance of the current loop. The feasibility and effectiveness of the proposed method have been validated through simulation results.

Key words: permanent magnet synchronous motor; triple-vector; simplified calculation; model predictive current control

0 引 言

近年来, 随着对化石燃料过度使用的环境担忧加剧, 传统燃油汽车作为主要消费领域, 其升级转型日益迫切。电动汽车因低排放、高能效^[1-5]受到广泛关注。永磁同步电机(PMSM)凭借高效率、高功率密度、小体积与轻重量等优势, 被视为替代内燃

机的理想选择^[6-7]。为满足电动汽车在起步、加速、巡航及制动等多样化工况下的转矩需求, 电机需具备高起动转矩、宽调速范围, 并同时保证高可控性、精度稳定性和动态性能, 因此发展高性能的 PMSM 先进控制策略尤为重要。

目前 PMSM 常用控制器包括 PI 控制器和滑模控制器(SMC)。就动态性能与响应速度而言, PI 控制

收稿日期: 2025-06-24

作者简介: 蔡嘉禧(2001), 男, 硕士研究生, 研究方向为永磁同步电机模型预测电流控制。

通讯作者: 张金良(1985), 男, 博士, 高级工程师, 研究方向为无感电机驱动系统研究。

器在稳态条件下表现良好, 但动态响应较慢, 尤其在电流快速变化或负载突变时; SMC 响应迅速, 但控制信号的高频切换易引发抖振, 可能增加系统损耗。在鲁棒性与抗干扰能力方面, PI 控制器对参数变化和外部扰动较为敏感, 需频繁调参; SMC 对参数摄动和扰动具有较强鲁棒性, 但其性能依赖于滑模面的设计, 且抖振问题可能引入额外噪声。

相较于前者, 模型预测电流控制 (MPCC) 通过预测建模与滚动优化实现多周期前瞻控制, 实时优化电流矢量, 提升跟踪速度与动态精度, 避免高频抖振, 并具备在线扰动补偿能力。然而, MPCC 仍存在电流脉动较大等问题。

为提高稳态精度, 典型策略包括电压矢量调制^[8-11]、方向区间扩展^[12-14]及候选集扩充^[15-16]。例如, 文献^[15-16]通过虚拟矢量将候选集扩展至 12 或 19 个, 但计算量较大; 文献^[10-11]引入占空比调制, 但抑制脉动效果有限; 文献^[12-14]提出双矢量协同调控, 仍面临计算复杂或控制性能受限的问题。

进一步地, 三矢量 MPC 可拓展矢量覆盖域^[17-22], 提升稳态性能, 但现有方法如^[21-22]存在全局优化能力不足或计算负担高的问题。文献^[23]引入非相邻矢量可改善性能, 但预测次数增至 30 次, 不利于实际应用。

本文提出一种低计算复杂度的增强型三矢量 MPCC 算法: 首先通过边界法定位扇区并确定第一候选矢量; 进而协同优化其余五个非零基本矢量, 以二次代价函数选取第二候选矢量, 最终得到最优电压组合。仿真表明, 该算法在简化流程的同时, 通过扩展第二矢量选择范围, 有效降低了电流脉动。

1 三矢量 MPCC

1.1 永磁同步电机离散数学模型

在同步旋转的 d - q 轴坐标系里, 表面贴装式永磁同步电机的定子电流直轴分量 i_d 和交轴分量 i_q 的动态规律可以凭借数学表达式进行描述:

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_s} [u_d - R_s i_d + \omega_{re} L_s i_q] \quad (1)$$

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_s} [u_q - R_s i_q - \omega_{re} L_s i_d - \omega_{re} \psi_f] \quad (2)$$

式中, 相关符号含义如下: L_s 为定子电感, R_s 为定子电阻, ω_{re} 为转子的电角速度, ψ_f 为转子永磁体的磁链, u_d 为定子电压的 d 轴分量, u_q 为定子电压的 q 轴分量。这些参数分别对应电机系统的物理特性, 用于描述定子电压电感、电阻以及转子的动态行为。

为了推导下一个时刻的电流预测值, 连续系统可以用欧拉法进行离散化处理, 从而近似地得到 d 轴和 q 轴电流预测式的离散形式^[24]。

$$i_d(k+1) = i_d(k) + \frac{T_s}{L_s} [u_d(k) - R_s i_d(k) + E_d(k)] \quad (3)$$

$$i_q(k+1) = i_q(k) + \frac{T_s}{L_s} [u_q(k) - R_s i_q(k) + E_q(k)] \quad (4)$$

$$E_d(k) = \omega_{re}(k) L_s i_q(k) \quad (5)$$

$$E_q(k) = -\omega_{re}(k) L_s i_d(k) - \omega_{re} \psi_f \quad (6)$$

式中, $i_d(k+1)$ 和 $i_q(k+1)$ 分别为下一个采样时刻的经过 clark 和 park 变换后的直交轴电流预测值; $i_d(k)$ 和 $i_q(k)$ 为当下时刻 clark 和 park 变换后对应的直交轴轴电流反馈值; T_s 为采样间隔; $E_d(k)$ 和 $E_q(k)$ 分别指代当下时刻直交轴反电动势; $u_d(k)$ 和 $u_q(k)$ 则为当下时刻的直交轴电压分量。

1.2 三矢量 MPCC 原理

通过两级电压源变压器, 可以实现驱动控制 PMSM 系统。这款逆变器的拓扑结构能够输出 8 中不同的开关状态组合, 对应的基本电压矢量分别为 8 个。这包括有效电压矢量 (u_1 至 u_6) 6 个幅值不为零, 电压矢量 (u_0 和 u_7) 2 个幅值为零。其电压矢量的空间分布情况如图 1 所示。

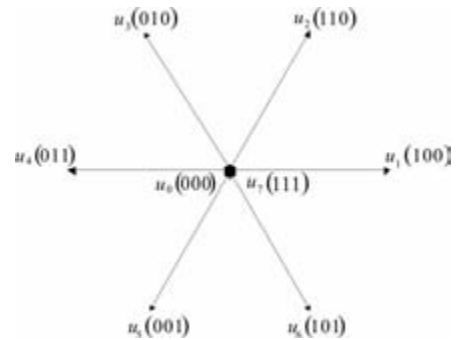


图 1 基本电压矢量

三矢量 MPCC 策略在每个控制周期内依次施加两个有效电压矢量和一个零矢量。首先, 从六个有效矢量中任选一个作为第一矢量, 其余五个作为第二矢量候选; 随后对各类组合进行电流预测, 并以开关频率最低为原则选取零矢量, 再通过评估代价函数确定最优的三矢量组合。最终, 根据无差拍原则计算各矢量在直交轴上的作用时间, 实现永磁同步电机的精确控制, 而零矢量的剩余时间用于合成虚拟电压。该策略的控制系统结构如图 2 所示, 其中 S_a 、 S_b 、 S_c 代表逆变器的开关状态。

$$s_{dx} = \frac{di_d}{dt} \Big|_{u_d=u_{d_opt1}} = s_{dz} + \frac{u_{d_opt1}}{L_s} \quad (12)$$

$$s_{qx} = \frac{di_q}{dt} \Big|_{u_q=u_{q_opt1}} = s_{qz} + \frac{u_{q_opt1}}{L_s} \quad (13)$$

$$s_{dy} = \frac{di_d}{dt} \Big|_{u_d=u_{d_opt2}} = s_{dz} + \frac{u_{d_opt2}}{L_s} \quad (14)$$

$$s_{qy} = \frac{di_q}{dt} \Big|_{u_q=u_{q_opt2}} = s_{qz} + \frac{u_{q_opt2}}{L_s} \quad (15)$$

通过结合式(8)至式(15)求解方程, 得出三个基本电压矢量的作用时间: t_x 、 t_y 、 t_z 对应如式所示。

$$t_x = \frac{e_d(s_{qy} - s_{qz}) + e_q(s_{dz} - s_{dy})}{D} + \frac{T_s(s_{qz}s_{dy} - s_{qy}s_{dz})}{D} \quad (16)$$

$$t_y = \frac{e_d(s_{qz} - s_{qx}) + e_q(s_{dx} - s_{dz})}{D} + \frac{T_s(s_{qx}s_{dz} - s_{qz}s_{dx})}{D} \quad (17)$$

$$t_z = T_s - t_x - t_y \quad (18)$$

$$D = s_{qz}s_{dy} + s_{qx}s_{dz} + s_{qy}s_{dx} - s_{qx}s_{dy} - s_{qy}s_{dz} - s_{qz}s_{dx} \quad (19)$$

$$e_d = i_d^* - i_d(k) \quad (20)$$

$$e_q = i_q^* - i_q(k) \quad (21)$$

式中, e_d 与 e_q 分别为直、交轴电流误差。由式(16)~式(18)解得的作用时间 t_x 、 t_y 、 t_z , 若超出 $[0, T_s]$ 范围, 则其对应电压矢量予以弃用。

根据表 1 所确定的基本电压矢量, 其对应的电压矢量的作用时间再根据式(16)至式(18)计算。这样合成出来的电压分量和直交轴上对应的虚拟矢量分别是:

$$u_d = \frac{t_x}{T_s} u_{d_opt1} + \frac{t_y}{T_s} u_{d_opt2} \quad (22)$$

$$u_q = \frac{t_x}{T_s} u_{q_opt1} + \frac{t_y}{T_s} u_{q_opt2} \quad (23)$$

式中, u_{d_opt1} 和 u_{q_opt1} 对应电压矢量 u_{opt1} 在直交轴的电压分量; u_{d_opt2} 和 u_{q_opt2} 则对应电压矢量 u_{opt2} 在直交轴的电压分量。

最终, 由式(22)和式(23)种两个分量合成某一特定角度的输出矢量, 再加入零矢量控制该矢量的幅值, 即完成任意方向任意幅值的矢量输出。

2 增强型三矢量 MPCC

三矢量 MPCC 凭借电压矢量的广泛分布, 在稳态运行时具有较高的控制精度。然而, 该方法需遍历所有矢量组合以选取最优解, 计算复杂、资源占

用大, 限制了其实际应用。为此, 本文提出一种增强型三矢量 MPCC 算法, 通过优化计算流程, 显著降低了计算负担, 在保证控制性能的同时, 增强了实际工程应用的可行性。

2.1 确定预期电压矢量的区域位置

算法执行初期, 需确定目标电压矢量所在扇区, 并从中选择两个基础矢量, 通过代价函数 J 评估其电流预测性能, 选出最佳的 u_i 。随后以 u_i 为基础, 与其他非零电压矢量组合, 寻找次优矢量 u_j 。零矢量 u_0 则根据最小开关损耗原则确定。最终, 三者构成优化控制所需的电压矢量组合。

为增强对上述过程的理解, 图 3 以扇区 I 中的目标电压矢量为例, 绘制了具体的运行机制图示。

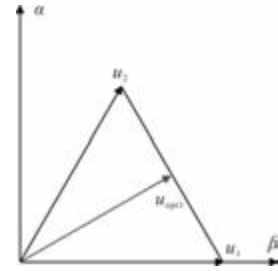


图 3 空间矢量合成结构中目标电压矢量的组成关系图

传统预测控制策略基于所施加的电压矢量与当前定子电流, 推算下一时刻的响应。为更直观地判断期望电压矢量所属扇区, 借助式(3)和式(4)将预测关系转化为电压形式。

$$u_d(k) = \frac{L_s}{T_s} [i_d(k+1) - (1 - \frac{RT_s}{L_s})i_d(k) - \omega_{re}T_s i_q(k)] \quad (24)$$

$$u_q(k) = \frac{L_s}{T_s} [i_q(k+1) - (1 - \frac{RT_s}{L_s})i_q(k) + \omega_{re}T_s i_d(k) + \frac{\psi_f \omega_{re} T_s}{L_s}] \quad (25)$$

理想情况下, 期望电压矢量由参考电流推导而来, 因而可用 i_d^* 、 i_q^* 代替 $k+1$ 时刻的电流预测值。据此更新后的模型见式(26)和式(27)。

$$u_d(k) = \frac{L_s}{T_s} [i_d^* - (1 - \frac{RT_s}{L_s})i_d(k) - \omega_{re}T_s i_q(k)] \quad (26)$$

$$u_q(k) = \frac{L_s}{T_s} [i_q^* - (1 - \frac{RT_s}{L_s})i_q(k) + \omega_{re}T_s i_d(k) + \frac{\psi_f \omega_{re} T_s}{L_s}] \quad (27)$$

利用公式(26)和式(27)计算出定子电压的 d - q 轴分量 u_d 、 u_q 之后, 一般可采用边界法、判断相角

法或比较电压法等方法来实现扇区定位的计算。考虑到计算效率优势,本研究选用边界法确定期望电压矢量所属扇区。

经反 Park 变换处理后,已获得的 $d-q$ 坐标系下定子电压分量可转换至 $\alpha-\beta$ 坐标系,得到其静止参考系表示。

$$u_\alpha = u_d \cos\theta - u_q \sin\theta \quad (28)$$

$$u_\beta = -u_d \sin\theta + u_q \cos\theta \quad (29)$$

定义三个新的变量 U_A 、 U_B 和 U_C , 以满足关系:

$$\begin{cases} U_A = u_\beta \\ U_B = \frac{\sqrt{3}}{2}u_\alpha - \frac{1}{2}u_\beta \\ U_C = -\frac{\sqrt{3}}{2}u_\alpha - \frac{1}{2}u_\beta \end{cases} \quad (30)$$

为实施边界法扇区定位,引入四个辅助变量 X 、 Y 、 Z 和 N 。其中 N 由表达式 $N=4Z+2Y+X$ 计算得出。期望电压矢量对应的扇区号,可通过变量 N 的数值直接映射确定。变量 X 、 Y 和 Z 的取值则通过比较 $\alpha-\beta$ 坐标系下的电压分量 u_α 、 u_β 与设定阈值的关系确定,具体判定逻辑:

(1) 若 $U_A > 0$, 则变量 $X=1$; 否则 $X=0$ 。

(2) 若 $U_B > 0$, 则变量 $Y=1$; 否则 $Y=0$ 。

(3) 若 $U_C > 0$, 则变量 $Z=1$; 否则 $Z=0$ 。

先由变量 X 、 Y 、 Z 的取值直接算出 N 值,再据此对期望电压矢量所属的扇区加以定位。变量 N 与扇区编号的映射关系详见表 2。

表 2 N 值与各扇区之间的关系

N	1	2	3	4	5	6
扇区	II	VI	I	IV	III	V

2.2 预期电压矢量的组合生成

在确定期望电压矢量所在扇区后,算法首先评估该扇区相邻的两个基本电压矢量对应的预测电流,并选择使代价函数 J 最小的矢量作为第一候选矢量 u_{opt1} 。随后,将 u_{opt1} 分别与其余五个基本矢量配对,并依据开关频率最小原则选取零矢量 u_0 或 u_7 , 构成五组候选的三矢量序列。对每组序列合成期望电压矢量,再次通过代价函数 J 进行评估,选取使 J 最小的序列中的有效矢量作为第二候选矢量 u_{opt2} 。

该方法通过扇区定位直接确定第一候选矢量,仅需进行 1 次初步评估和 5 次组合评估,共 6 次预测计算即可确定最优三矢量输出组合,显著提高了计算效率。其电压矢量选择逻辑与表 1 保持一致。与传统方法需遍历 30 次评估相比,本文算法将计算量降低至 6 次,大幅减少了计算复杂度。

以 (u_2, u_4, u_7) 为示例,经优化组合得到的期望电压矢量 u_{out} 如图 4 所示:

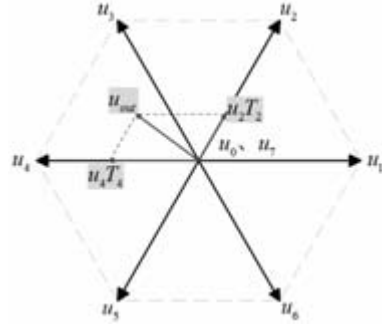


图 4 期望电压矢量合成图

2.3 最优电压矢量序列的选择

对于依据表 1 确定的五组候选电压矢量序列,按式(10)~式(18)计算各矢量的作用时间,并合成 $d-q$ 轴期望电压分量。

基于所得作用时间,利用电机模型式(3)、式(4)及离散预测模型式(22)、式(23),计算每组序列对应的下一周期 $d-q$ 轴电流预测值 $i_d(k+1)$ 和 $i_q(k+1)$ 。

将五组电流预测值代入代价函数 J 进行评估,选取使 J 最小的序列作为最优解,并将其对应的电压矢量序列作为控制信号实时输出至逆变器。

2.4 算法执行流程

为清晰、系统地阐述本文所提出的增强型三矢量 MPCC 算法的完整执行步骤,图 5 给出了其详细的算法流程图。

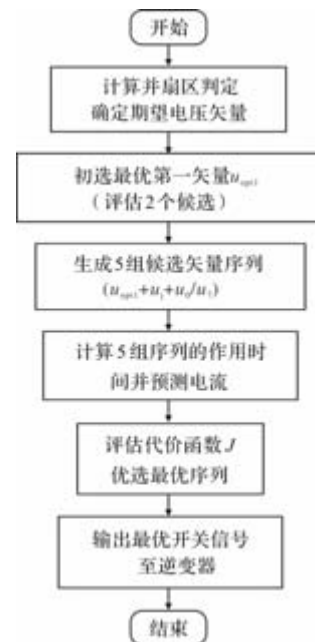


图 5 算法执行流程图

如流程图所示,该算法始于各控制周期初,首先根据参考电流与电机反馈计算期望电压矢量并判断其所在扇区——此为提升算法效率的核心创新之一。随后依次执行第一矢量 u_{opt1} 的初选、生成五组候选电压序列并计算其作用时间、预测未来电流值,以及基于代价函数 J 筛选最优序列,最终将最优序列对应的开关信号输出至逆变器,驱动电机运行。整个过程逻辑严密、环环相扣,在保持控制性能的前提下,将代价函数评估次数由传统方法的 30 次减少至 6 次,显著提高了计算效率。

传统的三矢量 MPCC 通常为降低计算负担,仅将相邻矢量作为第二矢量的候选范围,虽减少了运算次数,却因搜索范围受限而牺牲了部分控制性能。相比之下,本文提出的永磁同步电机增强型三矢量 MPCC 策略,通过预期电压矢量扇区辨识,将代价函数的评估次数降至 6 次,显著降低了计算复杂度。同时,该方法在第二矢量选择中突破相邻矢量限制,实现了全域电压矢量优化,有效提升了稳态控制精度。该控制系统的整体结构如图 6 所示,其中 S_a 、 S_b 、 S_c 代表逆变器的开关状态,用于控制电机输出电压。

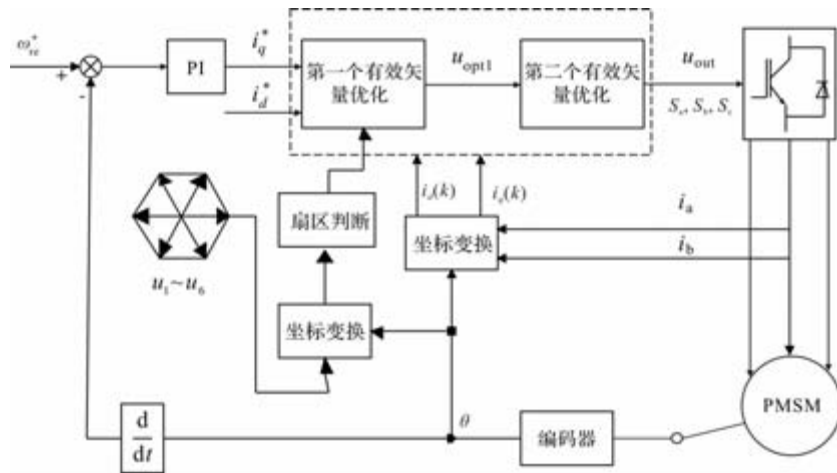


图 6 增强型三矢量 MPCC 架构

3 仿真结果及分析

为验证电压矢量空间分布对 PMSM 稳态控制精度的改善效果及所提增强型三矢量 MPCC 策略的优越性,在 Matlab/Simulink 环境中对永磁同步电机进行了仿真研究,所用电机参数见表 3。

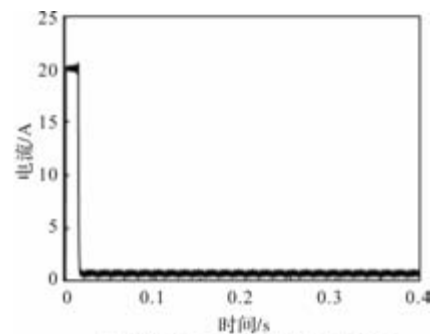
表 3 PMSM 的参数

电机参数	参数值
永磁体磁链/Wb	0.1827
电感/mH	5.25
定子电阻/ Ω	0.958
转动惯量/ $(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	0.1827
额定电压/V	220
极对数	4

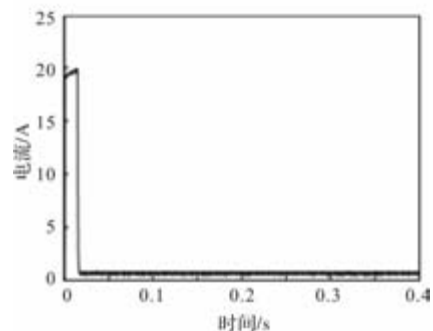
电压矢量在空间上的广泛分布能够改善 PMSM 在稳态下的控制精度的验证过程聚焦于三种典型 MPCC 策略下的 d - q 轴电流脉动对比。

图 7 与图 8 分别展示了 1000 r/min 下不同矢量数目 MPCC 策略的 q 轴与 d 轴电流波形。随矢量数增加,电流脉动显著减小: q 轴纹波在双矢量与三矢量下分别降低 49.2% 和 70.3%, d 轴纹波也降低 36% 和 54%,表明电压矢量空间分布优化有效提高

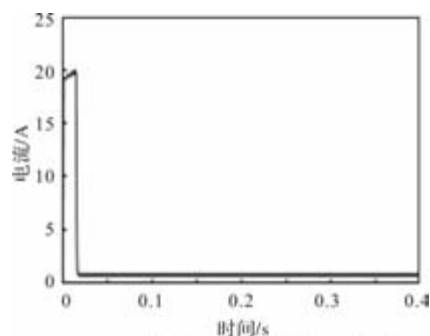
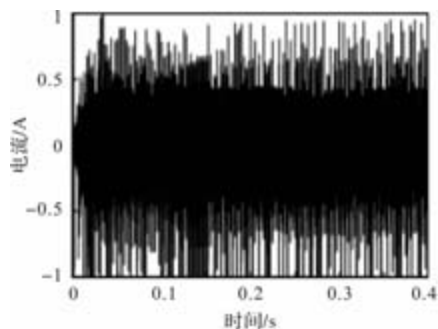
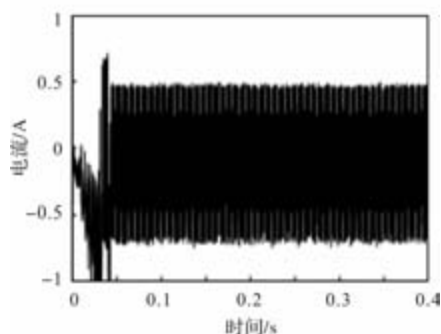
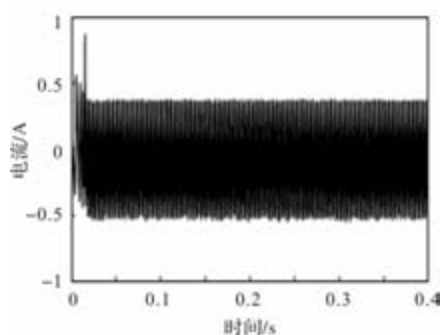
了稳态控制精度。进一步在三种动态场景中验证所提增强型三矢量策略的性能:包括转速从 500 r/min 阶跃至 1000 r/min、从 800 r/min 降至 400 r/min,以及负载由 5 Nm 突增至 10 Nm。



(a) 单矢量MPCC下的 q 轴电流波形



(b) 双矢量MPCC下的 q 轴电流波形

(c) 三矢量MPCC下的 q 轴电流波形图7 不同矢量数目下的 q 轴电流(a) 单矢量MPCC下的 d 轴电流波形(b) 双矢量MPCC下的 d 轴电流波形(c) 三矢量MPCC下的 d 轴电流波形图8 不同矢量数目下的 d 轴电流

这些工况模拟了实际运行中的变速与加载过程,通过记录转速和电流响应并与传统方法对比,可量化所提算法在动态响应和稳态精度上的提升。

根据图9与图10的测试结果,增强型三矢量MPCC在电机起动阶段表现出显著性能提升,转速在0.01秒内快速收敛至稳态,跟踪精度高。在500与800 r/min目标转速下,超调量分别控制在0.5%和

0.4%以内,验证了所提策略的瞬态响应增强效果。

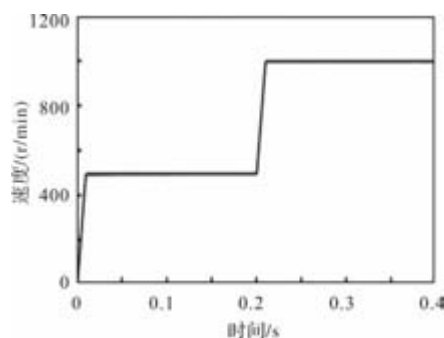


图9 增强型三矢量MPCC电机起动-加速动态响应波形

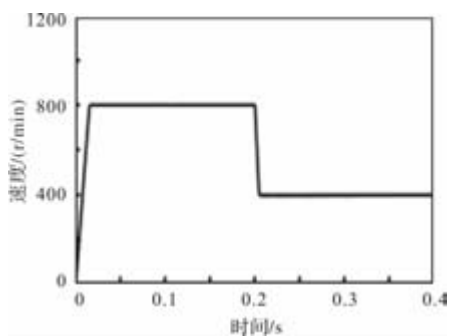
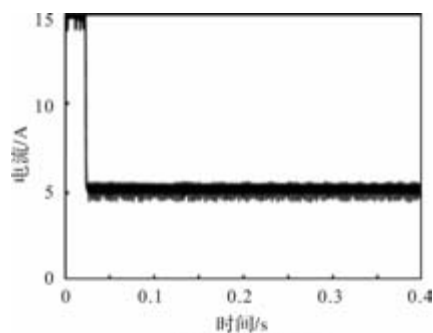
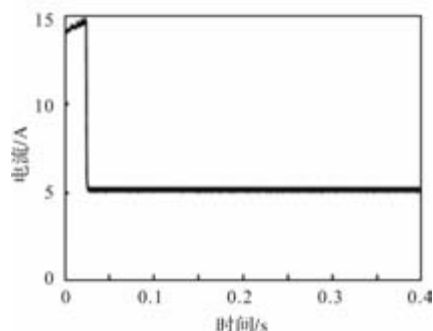


图10 增强型三矢量MPCC电机起动-减速动态响应波形

图11(a)和图11(b)对比了500 r/min、5 Nm负载条件下传统与增强型三矢量MPCC的 q 轴电流响应。增强型策略将动态收敛时间从0.025s缩短至0.02s,瞬态响应速度提升20%;稳态电流脉动峰峰值由1.6 A降至1.2 A,降幅达25%,表明所提策略有效抑制了电流纹波。



(a) 传统三矢量MPCC



(b) 增强型三矢量MPCC

图11 q 轴电流动态响应特性对比

图 12(a) ~ 图 12(b) 对比了负载突变时两种三矢量 MPCC 策略的 q 轴电流响应。当负载转矩由 5 Nm 突增至 10 Nm 时, 增强型策略的稳态电流波形平滑度显著提高, 验证了其对突变扰动具有良好的鲁棒调节能力。

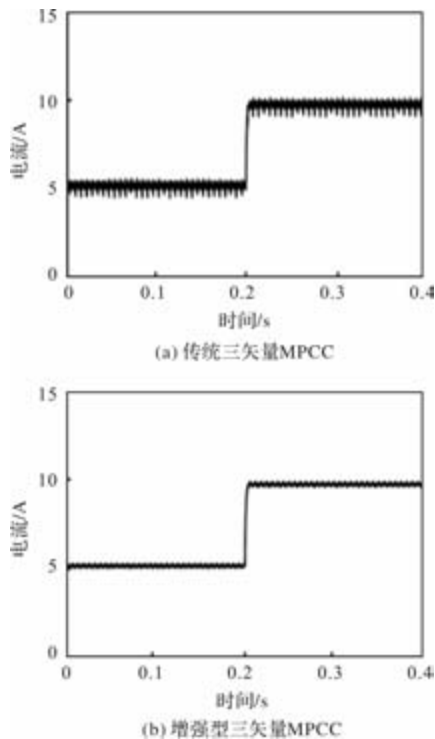


图 12 负载阶跃工况下 q 轴电流动态响应对比

图 13(a) ~ 图 13(b) 对比结果表明, 增强型三矢量 MPCC 将 d 轴电流脉动幅值从传统策略的 ± 0.46 A 降至 ± 0.32 A, 降幅达 30.4%, 有效抑制了 d 轴电流脉动。综合图 11 ~ 图 12 中 q 轴电流的优化效果, 本文算法在保持计算效率的前提下, 显著减小了 d - q 轴电流脉动, 提升了系统稳态精度与控制鲁棒性。

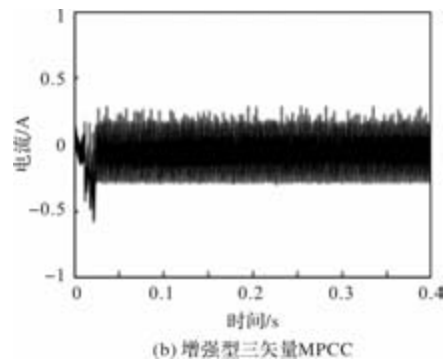
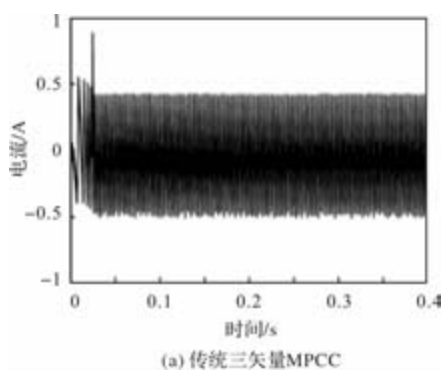


图 13 d 轴电流纹波特性对比分析

4 结 语

本研究基于经典三矢量 MPCC 的拓扑分析, 提出一种增强型三矢量 MPCC 策略。该策略通过精准定位期望电压矢量所在扇区, 将代价函数的计算次数从 30 次降至 6 次, 显著降低了计算复杂度, 为提升开关频率和实现在线参数辨识提供了可能。同时, 该方法突破原有相邻矢量的限制, 实现了全域电压矢量的优化选择, 使稳态电流脉动降低 25 - 30%。仿真结果表明, 该策略在保证系统实时性的同时, 有效提高了稳态精度与动态响应能力。

参考文献

- [1] LARA J, XU J, CHANDRA A. Effects of rotor position error in the performance of field-oriented-controlled PMSM drives for electric vehicle traction applications[J]. IEEE Transactions on Industrial electronics, 2016, 63 (8): 4738-4751.
- [2] SHI Z, SUN X, CAI Y, et al. Torque analysis and dynamic performance improvement of a PMSM for EVs by skew angle optimization[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2018, 29(2): 1-5.
- [3] DALAL A, KUMAR P. Design, prototyping and testing of a dual-rotor motor for electric vehicle application[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65 (9): 7185-7192.
- [4] SUN X, DIAO K, LEI G, et al. Study on segmented-rotor switched reluctance motors with different rotor pole numbers for BSG system of hybrid electric vehicles [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2019, 68 (6): 5537-5547.
- [5] SUN X, SHEN Y, WANG S, et al. Core losses analysis of a novel 16/10 segmented rotor switched reluctance BSG motor for HEVs using nonlinear lumped parameter equivalent circuit model[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2018, 23(2): 747-757.
- [6] ZHU X, HUANG J, QUAN L, et al. Comprehensive sensitivity analysis and multiobjective optimization research of

- permanent magnet flux-intensifying motors [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 66(4): 2613-2627.
- [7] SUN X, CAO J, LEI G, et al. Speed sensorless control for permanent magnet synchronous motors based on finite position set[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 67(7): 6089-6100.
- [8] DAVARI S A, KHABURI D A, KENNEL R. An improved FCS - MPC algorithm for an induction motor with an imposed optimized weighting factor[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 27(3): 1540-1551.
- [9] ZHANG Y C, XIE W, LI Z X, et al. Low-complexity model predictive power control: double-vector-based approach [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(11): 5871-5880.
- [10] XU Y P, ZHANG B C, ZHOU Q. A model predictive current control method of PMSM based on the simultaneous optimization of voltage vector and duty cycle[C]. Proceedings of the 2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference. Hefei, China: IEEE, 2016: 881-884.
- [11] ZHANG Y C, YANG H T. Model predictive torque control of induction motor drives with optimal duty cycle control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(12): 6593-6603.
- [12] ZHANG Y C, YANG H T. Generalized two-vector-based model-predictive torque control of induction motor drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(7): 3818-3829.
- [13] ZHANG Y C, YANG H T. Two-vector-based model predictive torque control without weighting factors for induction motor drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(2): 1381-1390.
- [14] ZHANG Y C, PENG Y B, YANG H T, et al. Performance improvement of two-vectors-based model predictive control of PWM rectifier[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(8): 6016-6030.
- [15] 夏长亮, 仇旭东, 王志强, 等. 基于矢量作用时间的新型预测转矩控制[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(11): 3045-3053.
- [16] HASSINE I M B, NAOUAR M W, MRABET-BELLAAJ N. Model predictive-sliding mode control for three-phase grid-connected converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 64(2): 1341-1349.
- [17] 曹晓冬, 谭国俊, 王从刚, 等. 三相 PWM 整流器模型预测虚拟电压矢量控制[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(18): 2926-2935.
- [18] SONG Z F, CHEN W, XIA C L, et al. Predictive direct power control for three-phase grid-connected converters without sector information and voltage vector selection[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 29(10): 5518-5531.
- [19] CHO Y, LEE K B, SONG J H, et al. Torque-ripple minimization and fast dynamic scheme for torque predictive control of permanent-magnet synchronous motors [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 30(4): 2182-2190.
- [20] XIE W, WANG X C, WANG F X. Finite control-set model predictive torque control with a deadbeat solution for PMSM drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(9): 5402-5410.
- [21] ZHANG Y C, HU J F, ZHU J G. Three-vectors-based predictive direct power control of the doubly fed induction generator for wind energy applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(7): 3485-3500.
- [22] WANG X H, SUN D. Three-vector-based low-complexity model predictive direct power control strategy for doubly fed induction generators[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(1): 773-782.
- [23] 徐艳平, 王极兵, 张保程, 等. 永磁同步电机三矢量模型预测电流控制[J]. 电工技术学报, 2018, 33(05): 980-988.
- [24] SIAMI M, KHABURI D A, ABBASZADEH A, et al. Robustness improvement of predictive current control using prediction error correction for permanent-magnet synchronous machines[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(6): 3458-3466.
- [25] 陈荣, 翟凯森, 舒胡平. 永磁同步电机双矢量固定开关频率模型预测控制研究[J]. 电工技术学报, 2023, 38(14): 3812-3823.

(上接第 41 页)

- [7] 康尔良, 朱金荣, 韩康玮. 永磁同步电机新型趋近律滑模控制器设计[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(7): 112-130.
- [8] 王要强, 朱亚昌, 冯玉涛, 等. 永磁同步电机新型趋近律滑模控制策略[J]. 电力自动化设备, 2021, 41(1): 192-197.
- [9] 王毅波, 曹宽, 李彪. 一种改进型指数趋近律的永磁同步电机滑模控制[J]. 微电机, 2019, 52(12): 81-84.
- [10] 李旭阳, 黎晓曦, 朱其新, 等. 基于自适应扰动和改进趋近律的永磁同步电机滑模调速系统[J]. 机床与液压, 2024, 52(6): 62-66.
- [11] 刘彦呈, 古龙瑞, 张勤进. DC-DC 变换器新型趋近律滑模控制[J]. 电力系统及其自动化学报, 2018, 30(01): 64-68.

磨煤机高负压真空泵组电机偏差补偿控制方法

江帆, 李秉昊, 孙黎君, 吴斯同, 伊同哲

(国网能源哈密煤电有限公司, 新疆 哈密 839000)

摘要: 针对磨煤机内原煤粒度波动、负压负载变化等动态工况导致的电机同步偏差问题, 提出磨煤机高负压串联真空泵组电机同步偏差补偿自控制方法。构建磨煤机高负压串联真空泵组多永磁同步电机数学模型, 引入虚拟电机搭建同步偏差补偿协调控制结构, 通过融合速度跟踪与补偿控制器, 实现多电机同步偏差补偿控制。实验表明: 冲击负载下, 电机可在0.3s内恢复跟踪800r/min指令, 稳态偏差 $<5\text{r/min}$, 角度差峰值约 1.2° ; 电机故障时, 能有序引导故障电机转速线性衰减, 维持双电机转速联动, 角度差稳定在 $\pm 1^\circ$ 内; 非对称启动下, 双电机最大转速差仅100r/min, 可在2.5s内精准同步至800r/min。该方法有效保障了高负压串联真空泵组的同步精度与运行稳定性。

关键词: 磨煤机; 高负压串联; 真空泵电机; 同步偏差; 电机转速

中图分类号: TM343; TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)06-0063-07

Coal Mill High Negative Pressure Vacuum Pumping Unit Motor Deviation Compensation Control Method

JIANG Fan, LI Binghao, SUN Lijun, WU Sitong, YI Tongzhe

(State Grid Corporation of China Hami Coal&Energy Co., LTD., Hami Xinjiang 839000, China)

Abstract: Aiming at the motor synchronization deviation problem caused by dynamic working conditions such as raw coal particle size fluctuation and negative pressure load change in the coal mill, a self-control method of synchronization deviation compensation was proposed for the motor of high-negative-pressure tandem vacuum pump group in the coal mill. The mathematical model of multiple permanent magnet synchronous motors of high negative pressure tandem vacuum pump group of coal mill was constructed, the virtual motor was introduced to build a coordinated control structure for synchronous deviation compensation, and the synchronous deviation compensation control of multiple motors was realized by integrating the speed tracking and compensation controllers. Experiments show that: under the shock load, the motor can resume tracking 800r/min command within 0.3s, the steady-state deviation is $<5\text{r/min}$, and the peak angular difference is about 1.2° ; when the motor fails, it can guide the faulty motor speed to decay linearly in an orderly manner, maintain the dual motor speed linkage, and the angular difference is stabilized in $\pm 1^\circ$; under the asymmetric startup, the maximum difference in the speed of the dual motors is only 100r/min, and the synchronous deviation of the dual motors can be accurately synchronized to the speed of the dual motors within 2.5s. Under asymmetric startup, the maximum speed difference between the two motors is only 100r/min, and can be accurately synchronized to 800r/min within 2.5s. This method effectively guarantees the synchronization accuracy and operation stability of the high negative pressure tandem vacuum pumping unit.

Key words: coal mill; high negative pressure series connection; vacuum pump motor; synchronization deviation; motor speed

0 引言

在火力发电厂的生产运行中, 磨煤机作为将原煤转化为可高效燃烧煤粉的核心设备, 其运行环境

的稳定性直接影响机组的能耗、环保性能及安全生产^[1-2]。高负压系统的核心动力来源为多电机驱动的串联真空泵组, 其运行稳定性取决于各电机的同步性。然而, 磨煤机及锅炉房中的原煤粒度波动、负

收稿日期: 2025-07-13

作者简介: 江帆(1993), 男, 本科, 助理工程师, 研究方向为发电厂锅炉设备运行方式和操作方式优化, 机组灵活性改造。
李秉昊(1994), 男, 本科, 助理工程师, 研究方向为发电厂锅炉设备维护, 系统及设备节能降耗优化提升改造。
孙黎君(1989), 男, 本科, 助理工程师, 研究方向为发电厂锅炉设备节能降耗优化提升改造。
吴斯同(1991), 男, 本科, 工程师, 研究方向为发电厂锅炉设备维护, 系统及设备节能降耗优化提升改造。
伊同哲(1998), 男, 专科, 无职称, 研究方向为发电厂锅炉设备维护, 系统及设备节能降耗优化提升改造。

压负载变化、设备老化等动态工况,极易导致电机转速和扭矩出现偏差。这可能引发真空泵组负压分布紊乱、管道振动加剧、能耗攀升等问题,甚至可能因负压骤变导致煤粉泄漏或系统停机^[3,4]。为此,研究磨煤机高负压串联真空泵组电机同步偏差补偿自控制方法具有重要现实意义。

朱昌林等人构建了磨煤机高负压串联真空泵组电机的多永磁同步电机模型,以中程速度计算优化偏差耦合控制结构,结合非奇异 Terminal 滑模算法设计控制器,经 Lyapunov 稳定性验证,可精准补偿电机同步偏差,提升系统同步性能。但该方法对系统参数变化较为敏感,在面对复杂多变的实际工况时,同步补偿的稳定性不足^[5]。胡勤丰等^[6]针对磨煤机高负压真空泵组电机无位置传感器系统,分析传统滑模观测器的位置估计误差成因,引入复系数电流误差项构建新观测器以消除反电动势相位滞后,提高转子位置估计精度,实现同步偏差的有效补偿。复系数滑模观测器虽提升了位置估计精度,但在真空泵组电机高频次启停及负压剧烈变化时,反电动势相位补偿的动态适应性较弱,易积累同步偏差。李标等^[7]在磨煤机高负压真空泵组电机系统中引入虚拟电机,通过电机与虚拟电机的间接耦合简化补偿模型,增强系统扩展性,在启动和负载突变时减小同步偏差,降低机械损伤。但虚拟电机与实际电机的间接耦合未考虑磨煤机高负压系统中真空泵组的级联特性,在两级串联泵体负载突变时,虚拟电机的参考转速易与实际负压需求脱节,导致同步调节存在偏差积累。侯利民等^[8]将磨煤机高负压真空泵组电机调速系统视作多智能体系统,设计无向通信拓扑下的固定时间一致性协议,结合滑模观测器扰动补偿与互补滑模电流控制器,实现电机同步偏差的快速精准补偿。但无向通信拓扑在真空泵组多电机级联结构中,对级间负载扰动的协同抑制能力有限,难以适应高负压环境的动态特性。

为解决现有研究的困境,本文提出一种磨煤机高负压串联真空泵组电机同步偏差补偿自控制方法,有效结合虚拟电机同步控制和非奇异终端滑模控制算法,消除电机同步偏差,确保锅炉房智能物料收

集系统与石子煤负压气力输送系统能够稳定、高效地运行。

1 面向磨煤机高负压串联真空泵组的电机同步偏差补偿自控制

1.1 磨煤机高负压串联真空泵组的电机数学模型

为精准描述磨煤机高负压串联真空泵组中电机运行特性,构建多永磁同步电机数学模型^[9]。对于串联真空泵组内第 i 台永磁同步电机,在同步旋转坐标系($h-q$ 坐标系)下,电压方程为

$$\begin{cases} u_{hi} = R_{si} i_{hi} + \frac{d\psi_{hi}}{dt} - \omega_{ei} \psi_{qi} \\ u_{qi} = R_{si} i_{qi} + \frac{d\psi_{qi}}{dt} + \omega_{ei} \psi_{hi} \end{cases} \quad (1)$$

式中, R_{si} 、 ω_{ei} 分别用于描述定子电阻、电角速度; t 为同步时间; u_{hi} 、 u_{qi} 和 i_{hi} 、 i_{qi} 以及 ψ_{hi} 、 ψ_{qi} 分别用于描述 h 、 q 轴电压和电流以及磁链,且存在:

$$\psi_{hi} = L_{hi} i_{hi} + \psi_{\bar{i}} \quad (2)$$

$$\psi_{qi} = L_{qi} i_{qi} \quad (3)$$

式中, L_{hi} 、 L_{qi} 和 $\psi_{\bar{i}}$ 用于描述 h 、 q 轴电感和永磁体磁链。

运动方程为

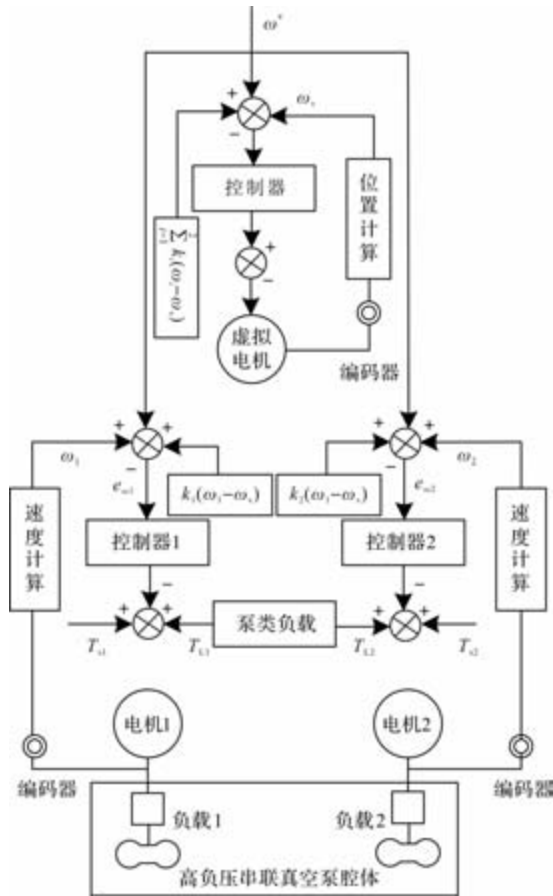
$$J_i \frac{d\omega_{mi}}{dt} = T_{ei} - T_{Li} - T_{si} \quad (4)$$

式中, J_i 、 ω_{mi} 分别用于描述电机转动惯量、机械角速度,且存在 $\omega_{ei} = p_i \omega_{mi}$, p_i 为电机极对数; T_{ei} 、 T_{Li} 、 T_{si} 分别用于描述电磁转矩、泵类负载转矩、电机轴系阻尼转矩等干扰项^[10]。通过数学模型为后续电机的同步偏差补偿控制奠定基础^[11],精准反映电机在磨煤机高负压工况下的电气与机械特性。

1.2 高负压串联真空泵组电机同步偏差补偿自控制实现

1.2.1 电机同步偏差补偿控制结构

为解决磨煤机高负压串联真空泵组电机同步控制难题,引入虚拟电机构建电机同步偏差补偿协调控制结构,高负压串联真空泵组电机同步偏差补偿自控制结构如图 1 所示。



多台驱动电机用于驱动串联真空泵组泵轴，拖动真空泵腔体内“8 字形”旋转体，实现高负压环境下粉尘、石子煤等物料的输送；虚拟电机作为参考电机，接收与磨煤机高负压需求匹配的给定位置指令 ω^* ，虚拟电机与多台实际驱动电机同步启动运行^[12]。

编码器实时采集电机转子速度信号，经计算输出虚拟电机转速 ω_v 、实际驱动电机 1 转速 ω_1 、实际驱动电机 2 转速 ω_2 。定义速度误差输入信号 e_i ，用于衡量各电机实际转速与基于虚拟电机参考转速的偏差：

$$\begin{cases} e_{\omega} = \omega^* - \omega_v - \sum_{i=1}^2 k_i(\omega_i - \omega_v) \\ e_{\omega_i} = \omega^* - \omega_i - k_i(\omega_i - \omega_v) \end{cases} \quad (5)$$

式中， k_1 、 k_2 为速度误差调节系数，用于调整实际电机与虚拟电机间转速偏差的补偿权重，可根据磨煤机高负压工况下不同电机负载特性灵活设置^[13]。其取值范围为 0.8 - 1.2。当系数低于 0.8 时，补偿权重过小，可能导致系统对转速偏差的响应迟缓，无法快速抑制负载突变引发的同步误差。当系数高于 1.2，补偿权重过大，易引入过调或振荡风险，尤其

在非对称启动或故障工况下，可能破坏双电机转速联动机制。

速度误差输入信号是实现电机同步偏差补偿的核心反馈量，需经高性能控制器处理以输出精准控制信号，调控虚拟电机与多台实际驱动电机的转速协同。考虑到磨煤机高负压工况下，实际驱动电机除承受泵自身稳定负载转矩 T_{L_i} ，还面临石子煤排量突变、粉尘浓度波动引发的不确定冲击负载 T_{s_i} ，对控制系统的抗扰性、稳定性提出严苛要求^[14]。

为此，电机同步偏差补偿控制采用非奇异终端滑模速度控制器，通过构造适配多电机转速协同特性的滑模面与控制律，利用其强鲁棒性快速抑制复杂负载扰动，保障高负压串联真空泵组在动态工况下的转速同步，支撑锅炉房物料收集及输送系统可靠工作。

1.2.2 非奇异终端滑模速度控制器设计

(1) 非奇异终端滑模控制

考虑磨煤机高负压串联真空泵组电机系统存在不确定性与扰动，将其视为二阶不确定非线性动态系统进行控制器设计，系统形式为

$$\begin{cases} \dot{x}_{1i} = x_{2i} \\ \dot{x}_{2i} = f(x_i) + g(x_i)u_i + h(x, t) \end{cases} \quad (6)$$

式中， $f(x_i)$ 、 $g(x_i)$ 均用于表示连续光滑函数，且存在 $g(x_i) \neq 0$ ，其中 $x_i = [x_{1i}, x_{2i}]^T$ ，用于表示磨煤机第 i 台电机系统的状态变量； $h(x, t)$ 为 t 时刻的 x 状态变量受到的不确定性干扰，满足 $|h(x, t)| \leq L$ (L 为干扰上界)。

设计非奇异 Terminal(终端)滑模面：

$$s_i = x_{1i} + \beta^{1-p'/q'} x_{2i}^{p'/q'} \quad (7)$$

式中，滑模收敛系数 $\beta > 0$ (通过阶跃响应测试确定)；分数阶指数 p' 、 q' (满足 $p' > q'$ ， $1 < \frac{q'}{p'} < 2$ 且为奇数比确定数值)均为用于调节滑模面特性正奇数。

基于滑模面设计非奇异终端滑模控制律：

$$u_i = -\frac{1}{g(x_i)} \left[f(x_i) + \beta \frac{q'}{p'} x_{2i}^{2q'-p'} + (L + \eta) \operatorname{sgn}(s_i) \right] \quad (8)$$

式中， $\eta > 0$ ， $\operatorname{sgn}(\cdot)$ 为符号函数，通过该控制律可提升控制器对扰动的抑制能力，保障电机在复杂工况下的控制效果。

(2) 速度跟踪控制器设计

为了确保负载扰动下单台电机能快速跟踪虚拟电机给出的参考转速，需要针对速度跟踪误差 $e_{\omega_i} =$

$\omega_{ri} - \omega_i$ 进行控制, ω_{ri} 为参考角速度, ω_i 为电机实际角速度), 其一阶导数为:

$$\dot{e}_{\omega i} = \dot{\omega}_{ri} - \dot{\omega}_i = \dot{\omega}_{ri} - a u_{\omega i} + b \omega_i - D_i \quad (9)$$

式中, a 、 b 分别为电机相关的转矩增益系数(由额定转矩/额定电流计算确定)和阻尼系数(实测值), D_i 为负载扰动项。

将速度跟踪控制器 $C_{\omega i}$ 的系统状态变量设为

$$x_{1\omega i} = \int_0^t e_{\omega i}(\tau) d\tau \quad (10)$$

$$x_{2\omega i} = e_{\omega i}$$

设计速度跟踪控制器的非奇异终端滑模面:

$$s_{\omega i} = x_{1\omega i} + \frac{1}{\beta} x_{2\omega i}^{\frac{q'}{p'}} = \int_0^t e_{\omega i}(\tau) d\tau + \frac{1}{\beta} e_{\omega i}^{\frac{q'}{p'}} \quad (11)$$

进而设计速度跟踪控制器:

$$u_{\omega i} = \frac{1}{a} \left[\dot{\omega}_{ri} + b \omega_i + \beta \frac{q'}{p'} e_{\omega i}^{\frac{2q'-p'}{p'}} + (\alpha + \eta) \operatorname{sgn}(s_{\omega i}) \right] \quad (12)$$

式中, α 为补偿增益系数, 参数确定需要覆盖双电机扰动。该控制器用于跟踪参考角速度, 减少电机实际转速与期望转速偏差, 为同步控制提供基础。

(3) 速度补偿控制器设计

为了解决多电机协同运行中的转速耦合问题, 消除级间负载分配不均引发的速度同步误差, 设计速度补偿控制器, 控制器控制对象速度补偿误差 $e_{\Delta\omega i} = \dot{\omega}_{\Delta i} - \dot{\omega}_i$, 其中 $\dot{\omega}_{\Delta i}$ 为补偿角速度变化率, 其一阶导数为

$$\dot{e}_{\Delta\omega i} = \ddot{\omega}_{\Delta i} - \ddot{\omega}_i \quad (13)$$

为适配磨煤机高负压串联真空泵组多电机同步需求, 设转速最大的电机编号为 j , 转速最小的电机编号为 k (j 和 k 随工况动态变化), 速度补偿误差可表示为

$$\dot{e}_{\Delta\omega i} = \dot{\omega}_j - \dot{\omega}_i = \frac{1}{2}(\dot{\omega}_j + \dot{\omega}_k) - \dot{\omega}_i \quad (14)$$

展开并结合电机控制输入与负载, 进一步推导得:

$$\begin{aligned} \dot{e}_{\Delta\omega i} = & a \left(\frac{u_{\omega j} + u_{\omega k}}{2} - u_{\omega i} \right) - b \left(\frac{\omega_j + \omega_k}{2} - \omega_i \right) \\ & + \frac{D_j + D_k}{2} - D_i \end{aligned} \quad (15)$$

将速度跟踪控制器表达式代入上式, 经化简后, 设计速度补偿控制器的系统状态变量:

$$\begin{cases} y_{1\Delta\omega i} = \int_0^t e_{\Delta\omega i}(\tau) d\tau \\ y_{2\Delta\omega i} = e_{\Delta\omega i} \end{cases} \quad (16)$$

设计速度补偿控制器的非奇异终端滑模面:

$$\delta_i = y_{1\Delta\omega i} + \frac{1}{\beta} y_{2\Delta\omega i}^{\frac{q'}{p'}} = \int_0^t e_{\Delta\omega i}(\tau) d\tau + \frac{1}{\beta} e_{\Delta\omega i}^{\frac{q'}{p'}} \quad (17)$$

最终设计速度补偿控制器:

$$u_{\Delta\omega i} = \frac{1}{a} \left[-b e_{\Delta\omega i} + \beta \frac{q'}{p'} e_{\Delta\omega i}^{\frac{2q'-p'}{p'}} + (2\alpha + \eta) \operatorname{sgn}(\delta_i) \right] \quad (18)$$

通过速度跟踪控制器与速度补偿控制器协同作用, 结合非奇异终端滑模控制的强鲁棒性, 可有效抑制磨煤机高负压工况下的负载扰动、参数变化等影响^[15], 实现串联真空泵组多电机的同步偏差补偿, 保障系统稳定运行, 达成提升磨煤机高负压串联真空泵组电机同步性目的。

2 实验

针对磨煤机高负压串联真空泵组进行实验, 选取两台 5kW 罗茨真空泵驱动永磁同步电机作为实验装置, 利用仿真平台 MATLAB 2023b 模拟实际工况下多电机协同驱动高负压系统的运行场景。两台电机串联驱动真空泵组, 需保障转速同步以维持稳定负压环境, 以验证所提方法的有效性。实验电机参数详情如表 1 所示(两台电机参数一致)。

表 1 实验电机参数详情

参数	参数值
功率 P/kW	5
额定电压 U/V	380
极数/个	2
相数/个	3
额定频率 f/Hz	50
定子电阻 R/Ω	1.2
d 轴电感 L/mH	8.5
q 轴电感 L/mH	12.8
永磁体磁链 Φ/Wb	0.175
转动惯量 $I/\text{kg} \cdot \text{m}^2$	0.0025
阻尼系数 $c/\text{Nm} \cdot \text{s}$	0.001
屏蔽套厚度 T/mm	0.5
冷却方式	水冷

模拟了一个无惯量、无扰动的理想电机, 为实际电机提供理想的位置与速度基准, 输入为给定的电机电角速度指令, 输出即为虚拟转子的参考角度。在 2s 时产生一个持续 0.5s、幅值为 20 Nm 的阶跃信号, 直接叠加到对应电机的负载转矩输入上, 仿真步长设置为 50 μs , 确保功率电路快速开关动态和机械系统动态都能被准确捕捉, 逐步生成参考转速信号, 接收系统给定位置指令, 输出虚拟电机转速。

电机偏差补偿控制程序化参数，如表 2 所示。

表 2 电机偏差补偿控制程序化参数

类别	说明	数值
公共参数	滑模面收敛系数	10
	终端滑模面分数阶指数(分子)	5
	终端滑模面分数阶指数(分母)	3
	切换项增益值/(m/s)	50
	干扰上界估计值/Nm	30
速度跟踪控制器	速度跟踪滑模面系数	1.2
	速度跟踪滑模面系数	1.5
	速度跟踪补偿增益值/(m/s)	20
	速度补偿滑模面系数	1
速度补偿控制器	速度补偿滑模面系数	1.2
	速度补偿补偿增益值/(m/s)	25
	偏差耦合系数	1
偏差耦合系数	电机 1 速度误差调节系数	1
	电机 2 速度误差调节系数	1

2.1 冲击负载 T_{si} 工况下控制效果分析

为适配高负压串联真空泵的 -80KPa -98KPa 的抽气需求，设置参考转速指令 ω^* 为 800r/min；负载扰动情况为在 2s - 2.5s，向电机 1 施加 20Nm 冲击负载（模拟石子煤瞬间排量激增）；在 3s - 3.5s，向电机 2 施加 20Nm 冲击负载（模拟粉尘浓度骤变导致的泵负载波动），分析不确定冲击负载 T_{si} 作用下控制效果。冲击负载作用下转速曲线如图 2 所示，电机 1、2 之间的角度差如图 3 所示。

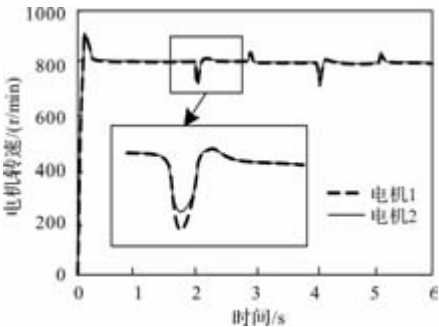


图 2 冲击负载作用下转速曲线

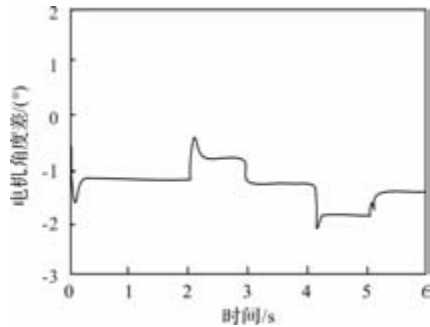


图 3 电机 1、2 之间的角度差

分析图 2 数据可知，在冲击负载作用下，电机 1 转速最低跌至约 350R/MIN，电机 2 最低跌至约

300R/MIN。两台电机均在 0.3S 内完成转速恢复，重新跟踪上 800R/MIN 的参考转速指令，体现了控制策略对冲击负载的快速响应能力，有效抑制了高负压工况下负载扰动引发的转速波动。冲击负载消除后，电机 1、电机 2 稳态转速与参考指令偏差 $\leq 5r/min$ ，保障了高负压串联真空泵组抽气效率的稳定性，满足系统对转速同步性的需求。

分析图 3 数据可知，冲击负载作用期间，电机 1、2 间角度差峰值约为 1.2°，且在冲击负载消除后 0.2s 内，角度差收敛至 0.5° 以内，证明所提控制方法能有效补偿因负载扰动产生的电机间同步偏差，维持两台电机的协同运行状态，避免因角度差过大导致真空泵组机械振动、抽气不均匀等问题。且可以有效维持两电机之间的角度差始终稳定在 2° 以内，可有效规避旋转体刮蹭、相撞风险，保障设备机械安全。

2.2 电机故障工况下的控制效果分析

针对磨煤机高负压串联真空泵组的双电机协同驱动场景，模拟单电机故障停机工况，验证所研究控制方法在非理想状态下的鲁棒性与系统稳定性。实验设置如下：正常运行阶段(0 - 2s)：两台电机协同驱动，参考转速指令 ω^* 为 800r/min，维持高负压系统稳定抽气；故障阶段($t=2s$ 时)：模拟电机 2 突发故障停机，电机 2 转速迅速跌落，观察电机 1 的转速响应及两台电机旋转体的角度差变化，电机 2 故障工况下的转速曲线如图 4 所示，电机 2 故障工况下电机 1、2 角度差如图 5 所示。

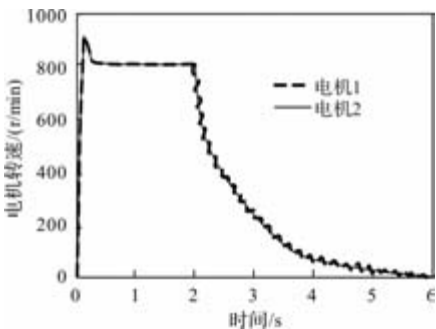


图 4 电机 2 故障工况下的转速曲线

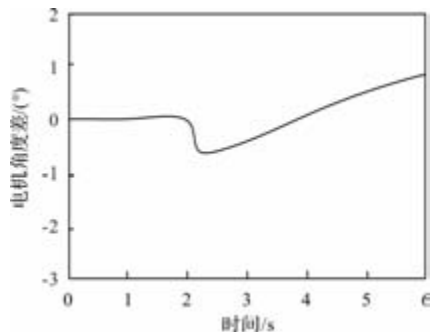


图 5 电机 2 故障工况下电机 1、2 角度差

分析图 4 数据发现,故障触发后,电机 2 转速呈可控线性衰减趋势,2-6s 期间从 800r/min 平稳降至 0r/min,其中转速曲线斜率稳定,无剧烈波动,体现所提控制方法对故障电机转速跌落的有序引导。本文方法控制下,为有效补偿电机 2 故障产生的同步偏差,电机 1 转速随电机 2 同步、可控降低。2-6s 期间,电机 1 转速从 800r/min 线性衰减,至 6s 时与电机 2 协同降至接近 0r/min,全过程维持双电机转速联动衰减模式,有效抑制因单侧电机故障引发的转速失配风险。

分析图 5 数据发现,故障发生前(0-2s),两台电机协同运行,角度差稳定在 0°附近,满足高负压系统同步性需求。故障产生后(2-6s),在控制方法作用下,实时调控两个电机转速的衰减过程,使角度偏差在 2-3s 期间角度差短暂波动,最低跌至约 -0.5°,随后快速回升并趋于稳定;3-6s 期间,角度差始终维持在 $\pm 1^\circ$ 以内,抑制故障工况下的角度差波动,保障真空泵旋转体机械安全。

2.3 启动工况下的控制效果对比分析

为验证所提控制方法在电机启动阶段的偏差补偿能力,模拟磨煤机高负压串联真空泵组电机的非对称启动负载工况,设定参考转速指令 ω^* 为 800r/min,其中电机 1 空载启动,电机 2 启动时负载电机输出 5Nm 的转矩,并选取朱昌林等人研究的方法为对比,分析两种方法控制下的电机转速情况,电机启动阶段的偏差补偿能力对比分析如图 6 所示。

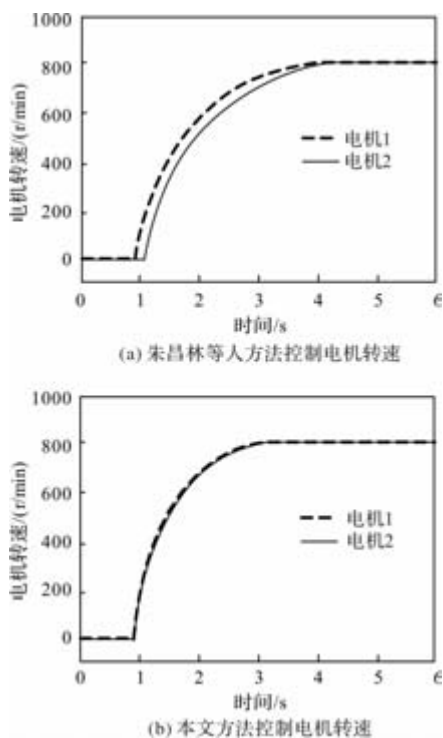


图 6 电机启动阶段的偏差补偿能力对比分析

分析图 6(a)发现,朱昌林等人方法应用下,电机 1(空载)启动后,转速从 0 开始上升,在第 3.5s 时攀升至 800r/min,由于电机 2 受负载转矩拖累,启动迟滞现象明显,0-2.5s 转速缓慢从 0 增长至 500r/min,3.5s 后逐步趋近 800r/min,4.0s 左右达到稳定跟踪。双电机转速同步过程中,最大转速差达 300r/min,启动冲击大且同步过程耗时久,易引发真空泵组机械振动。

分析图 6(b)可知,本文方法应用下,电机 1(空载)启动后,0-1.5s 快速、平滑响应至 800r/min,无明显转速超调与波动。电机 2(带 5Nm 负载)启动时,在本文方法作用下可实时补偿负载转矩扰动,0-1.2s 转速从 0 线性增长,2.0s 时已达 700r/min,2.5s 内精准跟踪至 800r/min 并稳定运行。双电机转速同步过程中,最大转速差仅 100r/min,启动过程平稳,同步精度与响应速度更优。因此,本文方法控制下可更好补偿启动阶段的非对称负载偏差,提升系统稳定性与可靠性。

3 结 语

本文结合虚拟电机和非奇异终端滑模控制器,研究磨煤机高负压串联真空泵组电机同步偏差补偿自控制方法,助力电机在多种工况下运行挑战,显著降低其同步偏差,维护高负压串联真空泵组稳定运行,为火力发电厂磨煤机系统的高效、安全运行提供坚实基础。

参考文献

- [1] 李书硕,王睿东,尚志强,等. 电压不平衡条件下电厂发电机转子过电压状态智能监测[J]. 微电机, 2025, 58(3): 22-26.
- [2] 龚佳乐,李明,郑继鑫. 过载对屏蔽式永磁同步电机性能的影响[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(4): 412-421.
- [3] 文字良,陈春阳,曾小凡,等. 一种基于预测误差校正的永磁同步电机模型预测电流控制方法[J]. 铁道科学与工程学报, 2025, 22(4): 1778-1787.
- [4] 徐培嘉,张杨. 基于比例谐振的永磁同步电机直接转矩控制[J]. 电力电子技术, 2024, 58(5): 26-30.
- [5] 朱昌林,涂群章,蒋成明,等. 多电机速度同步系统中程偏差耦合控制[J]. 电气传动, 2025, 55(1): 9-17.
- [6] 胡勤丰,张芮嘉. 基于复系数滑模观测器的永磁同步电机位置估计误差抑制[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(12): 41-51.

- [7] 李标. 带式输送机多电动机驱动系统转速同步控制方法[J]. 工矿自动化, 2023, 49(5): 112-119.
- [8] 侯利民, 兰骁儒, 赵世杰, 等. 多智能体系统固定时间一致性的多永磁同步电机转速协同控制[J]. 电工技术学报, 2024, 39(20): 6345-6356.
- [9] 张赞宁, 谢永辉, 张磊, 等. 自适应调节有功功率偏差的虚拟同步发电机暂态控制策略[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(8): 104-114.
- [10] 范佩樟, 刘凌, 靳东松, 等. 永磁同步电机的无差拍电流预测控制优化算法[J]. 西安交通大学学报, 2023, 57(4): 29-38.
- [11] 秦腾, 马瑞卿, 梁景智, 等. 同步发电机带三相 PWM 整流器的死区补偿方法[J]. 微电机, 2025, 58(1): 1-6.
- [12] 吴春, 牛德军, 陈强. 基于标么化两相吸引律的永磁同步电机有限时间速度控制[J]. 高技术通讯, 2024, 34(3): 282-289.
- [13] 施雨, 武志涛, 苏晓英, 等. 基于主动式阻尼的混合式步进电机转速振荡抑制控制[J]. 电工技术学报, 2024, 39(8): 2459-2469.
- [14] 夏立群, 朱明君, 胡逸雪, 等. 高速高精度永磁同步电机补偿策略研究[J]. 微电机, 2022, 55(3): 56-64.
- [15] 方双全, 姜泽, 俞益锋, 等. 一种新型同步磁阻电机预测电流控制策略[J]. 电力电子技术, 2023, 57(03): 12-14.

(上接第 53 页)

连接处增加导热绝缘垫 T500, 并通过连接螺钉孔填充硅橡胶 GD414 进行填缝这项措施, 使内部温升由 64K 减小至 19.5K 左右。由此可见采取该种措施, 有效增强了驱动器在热真空条件下传导散热的效率, 提高产品的性能, 使驱动器的热设计满足使用要求, 该改进方案可行。

4 结 语

通过对该集成一体化双电机驱动器在热真空条件下温度升高这一技术问题, 开展了原因分析、方案改进及试验验证等工作, 保障了该款驱动器在热真空环境下的正常运行。并且揭示出热真空环境中与常压下的散热途径存在显著差异, 同时本项目工

作也为电机驱动类产品在设计初期的热设计环节提供了可借鉴的技术思路与宝贵的实践经验。

参考文献

- [1] 苗瑞. 泵用电驱动系统 EMC 问题造成系统母线电流跳变分析与思考[J]. 微电机, 2024, 57(9): 76-80.
- [2] 唐煌生. 一款军用永磁直流无刷电机控制器的高可靠性设计[J]. 微电机, 2021, 54(7): 4.
- [3] 谭建成. 永磁无刷直流电机技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2010: 235.
- [4] GJB/Z 35-93, 《元器件降额准则》[S]. 北京: 国防科学技术委员会, 1993.

《微电机》(月刊)

全年 12 期, 读者可到当地邮局订阅, 本刊亦可破订、零购。

欢迎投稿! 欢迎订阅! 欢迎刊登广告!

国内刊号: CN61-1126/TM

在线投稿系统: wdj.paperopen.com

地 址: 高新区上林苑四路 36 号(710117)

邮发代号: 52-92

订价: 8 元/期

年价: 96 元/年

编辑部邮购(含快递费): 300 元/年

国际刊号: ISSN 1001-6848

电话: 029-84276641

考虑湍流风速的风电机组有功功率优化控制

王 超, 徐荣鹏, 袁文博, 胡海燕, 刘康康

(国电电力新疆新能源开发有限公司, 乌鲁木齐 830000)

摘 要: 现有风电机组模型在描述风速-桨距角-电磁转矩的动态交互机制时, 往往忽略传动链惯性对功率波动的缓冲作用, 导致功率控制响应滞后、桨距角的控制误差增大。为此, 提出基于湍流风速的风电场风电机组有功功率优化控制方法。通过滑动窗口法动态捕捉风电场中实时湍流数据, 离散化后得到无噪声且时间连续的风电场湍流风速。引入双 PI(比例-积分)控制器, 通过主动控制机组运行实现有功功率优化。实验结果表明: 在不同湍流状态下, 不同桨距角对应的 P 和 I 参数均可实现稳定控制; 湍流风速变化时, 有功功率能保持在最佳有功功率 1.8MW 上下, 最大误差仅为 0.3MW; 此外, 该方法仅需 1 秒即可将电磁转矩调整至理想状态, 为电网稳定供电提供保障。

关键词: 湍流风速; 风电场; 风电机组; 有功功率; PI 控制器

中图分类号: TM315; TM641; TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)06-0070-07

Active Power Optimization Control of Wind Turbines Considering Turbulent Wind Speed

WANG Chao, XU Rongpeng, YUAN Wenbo, HU Haiyan, LIU Kangkang

(Guodian Power Xinjiang New Energy Development Co., LTD., Urumqi 830000, China)

Abstract: Existing wind turbine models often ignore the buffering effect of transmission chain inertia on power fluctuations when describing the dynamic interaction mechanism of wind speed pitch angle electromagnetic torque, resulting in delayed power control response and increased control error of pitch angle. Therefore, a wind farm wind turbine active power optimization control method based on turbulent wind speed was proposed. By using the sliding window method to dynamically capture real-time turbulence data in a wind farm, the wind farm turbulence wind speed was discretized to obtain noise free and time continuous wind speeds. Introducing a dual PI (proportional integral) controller to achieve active power optimization by actively controlling the operation of the unit. The experimental results show that stable control can be achieved for P and I parameters corresponding to different pitch angles under different turbulent states; When the turbulent wind speed changes, the active power can be maintained around the optimal active power of 1.8MW, with a maximum error of only 0.3MW. In addition, this method only takes 1 second to adjust the electromagnetic torque to the ideal state, providing a guarantee for stable power supply to the power grid.

Key words: turbulent wind speed; wind farm; wind turbine unit; active power; PI controller

0 引 言

风力发电中的湍流是一种具有高度复杂性的流动现象, 其特点是流体的速度、压力、温度等物理参数在时间和空间上呈现随机波动^[1]。从流体动力学角度来看, 湍流由多尺度涡旋叠加而成, 这些涡旋的尺寸和旋转方向均呈现随机分布特性^[2-3]。在风力发电系统中, 这种复杂流动特性对机组运行控制提出了严峻挑战, 尤其在有功功率优化控制方面^[4]。

随着风电在电力系统中渗透率的不断提升, 风能的间歇性和波动性特征显著增加了电网调频难度。为此, 现代风电机组需要具备快速响应能力, 通过参与自动发电控制(AGC)实现有功功率的精准调节, 这对维持电网频率稳定和保障电能质量具有关键作用^[5]。另一方面, 优化有功功率控制能提升风电场发电效率与经济效益。合理控制可使风电机组在不同风况下高效捕获风能, 避免功率浪费或设备过载^[6]。在湍流风速这种复杂风况下, 优化控制更显

收稿日期: 2025-07-29

作者简介: 王 超(1988), 男, 本科, 工程师, 研究方向为电力系统生产管理与维护。

徐荣鹏(1984), 男, 本科, 高级工程师, 研究方向为新能源行业安全生产管理研究。

袁文博(1974), 男, 本科, 工程师, 研究方向为新能源场站检修运维。

胡海燕(1989), 女, 本科, 工程师, 研究方向为风电场运行可靠性分析。

刘康康(1988), 男, 本科, 工程师, 研究方向为电力系统检修运维。

关键, 因其可降低湍流对功率输出的不利影响, 减少功率波动, 延长设备寿命。在湍流风速情况下风电机组有功功率优化控制, 对推动风电产业可持续发展、提升电力系统稳定性意义重大。

对于风电机组的有功功率控制有许多学者进行研究。王瀚博等人提出了一种有功功率优化方法, 构建了风电机组有功功率与主轴力矩的关系模型, 以风电机组的主轴力矩波动最小为目标, 并根据机组状态进行约束, 将风电场中风电机组的有功功率进行分配, 实现有功功率优化控制^[7]。该方法以主轴力矩波动最小为目标, 在湍流风速突变时, 系统为维持主轴力矩稳定, 调节有功功率分配响应可能滞后, 无法及时调整桨距角至理想状态, 增加了控制误差, 使风机错过最佳功率输出点, 降低发电效率。徐询等以风电预测误差概率密度分布为基础, 构建了功率上下波动区间, 同时建立了最佳置信水平的优化模型, 以运行成本最低和功率偏差最小为目标, 通过 CPLEX 求解器对目标进行求解, 实现风电的有功功率优化^[8]。但风电预测误差并非固定不变, 其概率密度分布会随时间、季节、天气等因素动态变化, 尤其是在具有随机性的湍流风速下, 难以实时、准确地跟踪这些变化, 导致在不同时间段内的电磁转矩无法得到有效控制, 影响有功功率的稳定输出。金秋霞等人采集不同有功功率情况下风电机组的运行噪声数据, 确定风电机组有功功率和噪声之间的关系, 依据噪声传播规律, 构建有功功率和噪声接收点的关系, 并考虑机组启停、噪声限制等约束, 使用遗传算法求解, 以实现有功功率优化和噪声限制^[9]。但是在依据噪声传播规律构建有功功率和噪声接收点的关系时, 地形地貌、气象条件等都会对噪声传播产生显著影响, 湍流风速的瞬时波动会降低瞬态特征的提取精度, 导致计算出的噪声接收点的噪声值与实际值存在较大偏差, 因此会导致最终求解结果影响有功功率优化效果。丛雨等人提出了一种有功功率分配模型, 根据超短期的风电机组功率预测信息, 对调度进行分割, 构建了不同时段的风电机组启停方案, 同时考虑上网电价保证风电场经济效益, 最后采用遗传算法对模型求解, 优化风电场的有功功率, 提升风电场经济效益^[10]。但风电场的运行情况随时可能变化, 固定的调度分割难以适应实时的风速波动、设备状态变化等突发情况, 尤其是在高湍流风速下, 静态的有功功率优化策略无法保证风电场中风电机组的有功功率稳定, 增加不必要的设备磨损和运行成本, 难以保证经济效益最佳。

因此, 研究基于湍流风速的风电场风电机组有功功率优化控制方法, 通过对湍流风速以及风电机组进行分析, 引入 PI 控制器对风电机组进行控制, 以实现有功功率稳定的优化目标。

1 风电场风电机组有功功率优化控制方法

1.1 湍流风速的湍流度计算

湍流是风速、风向受到扰动后呈现出不规则、紊乱且具有随机性质的流动现象。其瞬时波动可能包含对功率控制有重要影响的尖峰事件。传统固定间隔采样会平滑掉这些瞬态特征, 导致湍流强度被低估, 进而影响功率控制的准确性^[11]。而湍流强度能够反映风速的紊乱程度, 通过计算湍流度能够更准确地了解风速的动态特性, 为功率控制提供关键信息。

湍流强度计算公式为

$$y = \frac{\sigma}{v} \quad (1)$$

式中, σ 为脉动风速的均方差; v 为平均风速。

湍流风速的能量主要集中在低频段, 但其瞬时波动可能包含对功率控制有重大影响的尖峰事件。传统固定间隔采样会平滑掉这些瞬态特征, 导致湍流强度被低估。滑动窗口法通过动态时序重构与局部统计稳定性, 有效解决了湍流风速的瞬态波动捕捉与噪声鲁棒性之间的矛盾, 为功率控制提供高置信度的实时特征输入。因此, 本文采用滑动窗口法获取风电场中的实时且准确的湍流强度, 并使用低通滤波器排除干扰。低通滤波的公式为

$$G(\xi) = \frac{1}{TS + 1} \quad (2)$$

式中, T 为时间; S 为复数变量。

低通滤波能够消除高频噪声干扰, 同时保留湍流核心能量频段, 确保风速数据满足功率控制系统的连续性与可导性要求。因此, 本文采用离散转化的低通滤波数据作为无噪声且时间连续的风电场湍流风速。将公式(2)离散化后得到的时域结果为

$$y(\kappa) = \frac{T_\xi}{T_\xi + T} x(\kappa) + \frac{T_\xi}{T_\xi + T} y(\kappa - 1) \quad (3)$$

式中; T_ξ 为采样周期; κ 为采样次数; $x(\kappa)$ 本次转化输入; $y(\kappa - 1)$ 为上次转化输出。

在风电场中, 实时湍流风速为经过上述处理后的数据 $y(\kappa)$ 。

1.2 风电场风电机组模型构建

风电机组是有功功率输出的“黑箱”, 其动态特

性受风速、桨距角等多变量耦合影响。当湍流风速导致风轮捕获功率骤变时,需要通过风电场风电机模型来准确反映发电机电磁转矩与桨距角的变化,以及传动链惯性对有功功率波动的缓冲作用。而构建风电场风电机模型能够模拟风电机组在不同条件下的运行状态,从而更准确地反映这些动态特性。因此,通过构建风电场风电机模型,实现对不同湍流风速下功率输出的计算。

风电机组是一个非线性系统,其动态特性受风速、桨距角等多变量耦合影响。如图 1 所示,机组主要分为机械部分和电气部分,包含风轮、传动链(齿轮箱、高低速转轴)、发电机及控制系统等关键结构^[12]。

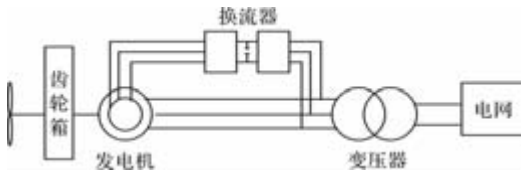


图 1 风电机组结构

风电机组的核心功能是将风能转化为机械能。通过数学公式来描述风能与机械能转化的关系,风轮捕获的机械功率 P_w 表达式:

$$P_w = \frac{\rho \pi R^2 v^3}{2} C_p(\beta, \lambda) \quad (4)$$

$$\lambda = \frac{\omega R}{v} \quad (5)$$

式中, β 为桨距角; ρ 为空气密度; v 为包含湍流分量的实时风速; C_p 为风能利用率; R 为风轮半径; λ 为叶尖速比。

在风电场中,由于湍流的存在,实时风速为湍流风速 $v = y(\kappa)$, 因此公式(4)可进一步转化为

$$P_w = \frac{\rho \pi R^2 (y(\kappa))^3}{2} C_p(\beta, \lambda) \quad (6)$$

式中, $C_p(\beta, \lambda)$ 也进一步体现了桨距角与叶尖速比之间的关系,具体为

$$\begin{cases} C_p(\beta, \lambda) = 0.22 \left(\frac{116}{\lambda_i} - 0.4\beta - 5 \right) e^{-\frac{22.5}{\lambda_i}} \\ \lambda_i^{-1} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \end{cases} \quad (7)$$

当 $\beta = 0^\circ$ 时,风能利用系数最大, $C_p \approx 0.48$, 对应最佳叶尖速比 $\lambda_{opt} \approx 8.1$ 。 β 增大时, C_p 显著下降,此时对应的最佳叶尖速比 λ_{opt} 也开始降低。当 $\lambda < \lambda_{opt}$ 时, C_p 随 λ 增大而上升,但增速减缓;当 $\lambda > \lambda_{opt}$ 时, C_p 随 λ 增大而下降,尾流损失与叶尖损失加剧。

在风电机组中,传动链是将机械部分和电气部分组合的关键部分,是风电机组中机械与电气系统

的纽带,其性能直接影响机组效率。传动链主要包括风轮、齿轮箱、高低速转轴和发电机,其结构如图 2 所示:



图 2 风电机组传动结构

假定传动链具有恒定的机械传动效率,则传动链模型公式为

$$J_h \frac{d\Omega_h}{dt} = \frac{\eta}{i} \Gamma_w(\Omega_l, y(\kappa)) - \Gamma_g(\Omega_h, c) \quad (8)$$

$$J_l \frac{d\Omega_l}{dt} = \Gamma_w(\Omega_l, y(\kappa)) - \frac{i}{\eta} \Gamma_g(\Omega_h, c) \quad (9)$$

$$P_e = \Gamma_g \omega \eta \quad (10)$$

式中, J_w 、 J_g 、 J_l 、 J_h 为风轮、转子、低速轴、高速轴转动惯量; Γ_w 、 Γ_g 为风轮转矩、电磁转矩; i 、 η 为齿轮箱的传动比和传动效率; P_e 为电磁功率。

即使传动链具有恒定的机械传动效率,电磁转矩仍需实时匹配风轮转矩,否则会导致功率失衡。特别是在高湍流风速下,要避免因电磁转矩响应延迟而引发的发电机过载情况。功率平衡条件要求发电机输出的电磁功率 P_e 与机械功率 P_w 相等,因此电磁转矩需满足:

$$\Gamma_g = \frac{P_w}{\omega \eta} = \frac{\rho \pi R^2 (y(\kappa))^3 C_p(\beta, \lambda)}{2 \omega \eta} \quad (11)$$

将公式(6)和公式(11)联立,即可描述不同湍流风速下的功率输出,为风电场风电机组在湍流状态下的运行分析提供依据。

1.3 基于 PI 控制器的湍流状态下机组有功功率优化控制

风电场内不同位置风速之间存在相关性,需通过风电场风电机模型量化各参数变化情况,修正下游机组输入风速,确保功率分配准确,实现有功功率优化控制。但是由于湍流具有随机性质,会导致风轮转矩升高,增加桨距角的控制误差。静态的有功功率优化策略无法保证风电场中风电机的有功功率稳定,并且在随时变化的湍流风速下对风电机组产生损伤,严重影响风电机组的使用寿命^[13]。而 PI 控制器在控制风电机组有功功率时,能够适应随时变化的湍流风速,快速响应调节。其比例环节可及时减小偏差,积分环节能消除稳态误差,从而提升控制精度,使风电机组有功功率输出更稳定,增强系统稳定性与可靠性。因此,为了维持风电场风电机组的有功功率稳定,减少湍流对风电机组的

影响, 本文以风电机组模型为基础, 引入双 PI 控制器, 分别对风电场风电机组的桨距角和电磁转矩进行控制, 通过主动控制风电场风电机组的运行实现风电机组有功功率的优化^[14,15]。PI 控制器结构如图 3 所示。

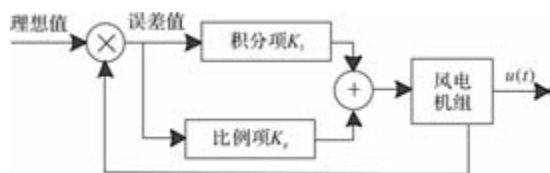


图 3 PI 控制器结构

由于不同湍流状态和桨距角下的控制需求不同, 因此 PI 参数的确定也会不同。在不同湍流状态下, PI 参数的整定需适应系统的动态响应要求: 在高湍流状态下, 风速波动剧烈, 要求控制器具有更快的响应速度以抑制功率波动, 因此需要增大比例增益 (P) 以迅速产生控制作用, 并适度增加积分增益 (I) 以加快消除因频繁扰动带来的稳态误差; 在基准湍流状态下, 风速相对平稳, 控制目标更侧重于稳定性和避免超调, 因此可采用相对较小的 P 和 I 参数, 以获得平滑的控制效果。在不同桨距角下, PI 参数的整定需考虑机组的气动特性变化: 随着桨距角的增大, 风能利用系数曲线变得平缓, 系统增益降低, 对控制动作的敏感度下降, 因此需要相应地减小 P 和 I 参数, 以防止超调并维持系统稳定; 在小桨距角区域, 气动特性灵敏, 系统增益高, 则可采用相对较大的 P 参数来提升响应速度。

考虑不同湍流状态和桨距角下的 PI 参数的确定方式, 在 PI 控制器中, 根据理想数据与实际数据的误差作为输入数据, 通过比例项与积分项的计算并结合二者结果形成控制命令输入机组中, 以控制有功功率平稳输出。

PI 控制器中比例项和积分项的控制指令公式为

$$uP(t) = K_p e(t) \quad (12)$$

$$uI(t) = K_i \int_0^t e(t) dt \quad (13)$$

二者结合得到的最终风电机组控制指令为

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt \quad (14)$$

式中, K_p 为比例增益; K_i 为积分增益; $e(t)$ 为理想值与实际值的误差。

从电磁转矩和桨距角两个方面, 利用 PI 控制器对风电场风电机组进行控制, 有功功率优化流程如图 4 所示。

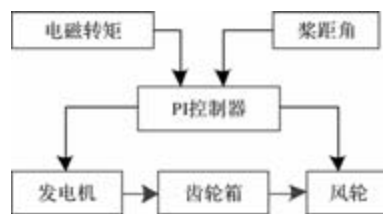


图 4 有功功率优化流程

由于湍流风速的随机性会导致风电场中风速的不确定性, 从而影响风电机组风轮旋转速度。因此, 以风电机组风轮转速的额定上限为基准, 当风电机组风轮转速接近额定上限时, 电磁转矩 PI 控制器开始工作, 通过调整电磁转矩大小控制风电机组的有功功率, 即利用 PI 控制器, 以风电机组有功功率的理想值和实际值误差作为电磁转矩 PI 控制器的输入数据, 通过公式 (14) 进行计算, 得到风电机组中电机转矩的转矩电流分量 I_q 的控制指令。当有功功率过大时, 减小 I_q ; 反之, 增大 I_q , 以此实现有功功率的稳定。而当湍流风速过大, 导致风电机组的风轮转速超过额定转速后, 电磁转矩 PI 控制器停止工作, 桨距角 PI 控制器开始工作。由于风电机组的能量转换效率恒定, 风轮的转动速度越快, 其有功功率也就越大。此时, 以理想有功功率和真实有功功率误差作为桨距角 PI 控制器的输入数据, 通过公式 (14) 计算改变风轮桨距角, 控制风电机组的风轮所受空气动力大小, 改变风电机组对湍流风速的阻挡, 进而改变风轮转速, 维持有功功率稳定, 同时延长风电机组使用寿命。

至此, 在湍流状态下, 本文基于 PI 控制器, 实现了对风电机组有功功率的优化控制。

2 实验分析

2.1 实验设置

为验证本文方法的控制效果, 选择位于某地区的风电场进行实验, 该地区风电场建立于 2008 年位于山区, 由于地形起伏的因素从而导致了该风电场存在湍流问题。该风电场运行监测环境如图 5 所示, 地形数据如表 1 所示, 风电场风电机组数据如表 2 所示。



图 5 山地风电场运行监测环境

表 1 山地地形数据

属性	参数
平均海拔/m	1200
年平均风速/(m/s)	7.5
空气密度/kg·m ³	1.15
主导风向	NW
年平均气温/℃	12
年平均气压/kPa	88
地形粗糙度/m	0.2
年均降水量/mm	600
最大风速/(m/s)	25
最小风速/(m/s)	2

表 2 风电机组数据

属性	参数
额定功率/MW	2.5
风轮直径/m	120
额定转速/(r/min)	20
并网转速/(r/min)	9
切入风速/(m/s)	3
切出风速/(m/s)	25
叶片数量	3
轮毂高度/m	90
发电机效应	0.95
偏航系统精度/°	±0.5

本次实验中,滑动窗口的大小设为 10s,以覆盖湍流风速的典型时间尺度,确保能捕捉到有意义的瞬态波动;滑动步长设为 1s,以保证数据的实时性与连续性,兼顾计算效率;低通滤波器的截止频率设定为 0.5 Hz,以滤除高频噪声,同时保留湍流能量的主要频段。这些参数的选取依据包括风电机组的动态响应特性、湍流频谱分析结果以及工程实践中的典型配置,确保风速数据既平滑又保留关键动态特征。

2.2 不同湍流下 PI 控制参数变化

以桨距角控制为例,风轮转速在额定转速±10%的湍流称为基准湍流,转速更高的称为高湍流,在基准湍流和高湍流情况下,不同桨距角对应的 PI 控制器参数如表 3 所示。

表 3 不同湍流情况下桨距角对应的 PI 控制器参数

桨距角/rad	0	0.15	0.25	0.35
基准湍流 P 参数	0.0126	0.0062	0.0047	0.0033
基准湍流 I 参数	0.0012	0.0009	0.001	0.0007
高湍流 P 参数	0.0146	0.0074	0.0049	0.0038
高湍流 I 参数	0.0013	0.0011	0.001	0.0009

表 3 数据显示,不同湍流状态下,P 参数随桨距角增加而整体减小,但具体数值存在差异,高湍流状态下 P 参数具有更高的数值,证明调节强度更高,而且 I 参数的减小有利于提升控制的稳定性,增强控制效果。

2.3 有功功率优化效果

为了验证本文方法对风电场风机的有功功率优化效果,随机选择某风电机组,统计由 00:00-12:00 每小时的平均有功功率,风电场风电机组的最佳有功功率值为 1.8MW,统计结果如表 4 所示。

表 4 00:00-12:00 的有功功率统计结果

时间段	平均有功功率/MW
00:00-01:00	1.85
01:00-02:00	1.94
02:00-03:00	2.10
03:00-04:00	1.92
04:00-05:00	1.79
05:00-06:00	1.66
06:00-07:00	1.81
07:00-08:00	1.84
08:00-09:00	1.88
09:00-10:00	1.96
10:00-11:00	1.87
11:00-12:00	1.75

通过表 4 中的数据可以看出,在 0:00-12:00 共 12 个时间段中,随着湍流风速的变化有功功率也在时刻发生着变化,但是在应用本文控制方法的情况下,有功功率均保持在最佳有功功率 1.8MW 上下,最大误差时间段为 02:00-03:00 的 2.1MW,与最佳 1.8MW 仅相差 0.3MW,可见本方法具有十分强大的控制能力,令风电场风电机组的有功功率在湍流风速的情况下保持稳定,为电网稳定持续供电提供了保障。

2.4 湍流风速下控制效果对比

2.4.1 电磁转矩变化

为验证本文方法在湍流风速导致风轮转速未达到额定转速下的控制效果,将本文方法与模糊控制、自适应控制两种方法相对比,设定湍流风速初始风速为 5m/s 并在 2s 后跳变至 8m/s 持续 6s 后下降至 6m/s,在这种情况下风电机组的电磁转矩变化如图 6 所示。

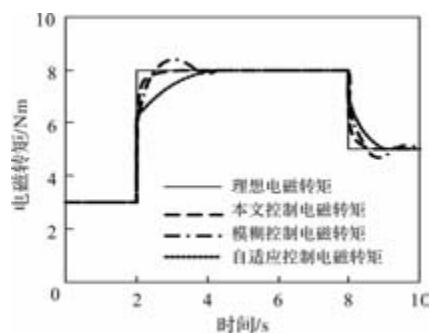


图6 不同控制方法的电磁转矩控制结果

从图中可以看出, 自适应控制方法其适应变化的响应时间较慢。电磁转矩由 3Nm 提升至 8Nm 消耗约 2.5s, 而电磁转矩在 8Nm 下降至 6Nm/s 过程中消耗了约 1s。这表明在湍流风速变化时, 自适应控制方法对电磁转矩的调整速度较慢, 无法及时跟上风速变化带来的需求调整, 可能导致在风速变化瞬间, 有功功率输出不稳定。结合湍流风速具有随机性和瞬时波动特性, 自适应控制的这种滞后响应会使风电机组在复杂风况下难以快速达到功率稳定状态。模糊控制方法响应时间较快, 电磁转矩上升过程仅消耗 0.5s, 但是出现了超调现象, 当超调量下降后总体消耗时间为 2s, 电磁转矩下降过程中等到超调量恢复更是达到了 2s。超调现象意味着在调整电磁转矩时超过了理想值, 这可能会导致风电机组在短时间内功率输出超过预期, 对电网造成一定的冲击, 同时也可能增加设备的机械应力。并且较长的超调恢复时间也不利于在湍流风速持续变化的情况下保持功率稳定。本文方法在电磁转矩上升过程仅消耗约 1s, 电磁转矩下降过程中消耗约 0.5s, 并且电磁转矩曲线与理想状态下电磁转矩曲线更加接近。这说明本文使用的 PI 调节方法能够根据理想状态和实际状态的电磁转矩偏差进行快速且准确地控制。在湍流风速变化时, 可以及时调整电磁转矩, 有效对抗湍流风速带来的功率波动, 保证风电机组有功功率的稳定输出。

2.4.2 桨距角变化

为了验证本文方法在湍流风速较高导致风轮转动达到或超过额定转速情况下的控制效果将本文方法与模糊控制、自适应控制两种方法相对比, 设定湍流风速为 16m/s 经过 3s 跳变至 20m/s, 并在 2s 后跳变至 14m/s, 对于风电机组桨距角变化结果如图 7 所示。

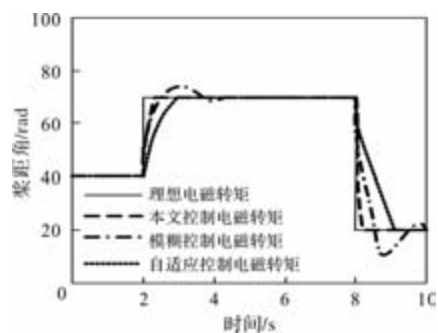


图7 不同控制方法的桨距角控制结果

从图中可以看出, 自适应控制方法控制速度较慢。在风速增加后, 风电机组风轮转速会增加, 需要及时调整桨距角来改变风轮的风能捕获能力, 但自适应控制的缓慢调整速度无法有效及时地限制风轮转速的上升, 从而难以快速稳定有功功率输出。在湍流风速频繁变化的情况下, 这种滞后性会导致功率波动较大, 影响电网的稳定性。模糊控制方法具有较大的超调量。较大的超调量意味着在调整桨距角时过度调整, 可能会导致风轮捕获的风能突然减少过多或不足, 进而使有功功率输出出现较大波动。在风速跳变时, 过大的桨距角调整可能会使风电机组在短时间内功率输出过低或过高, 不利于维持电网的功率平衡, 同时也可能增加设备的机械磨损。而本文方法无论是响应速度还是与理想桨距角的相似程度均为最高。这表明本文方法能够根据湍流风速的变化快速且准确地调整桨距角, 在风速增加时及时增大桨距角以限制风轮转速, 在风速降低时及时减小桨距角以增加风能捕获, 从而有效维持风电机组有功功率的稳定。这证明了本文方法在湍流风速下对风电机组桨距角控制的优越性。

3 结 语

本研究针对湍流风速下风电机组有功功率控制的关键问题, 提出了一套完整的优化控制方法, 通过理论建模、控制策略设计和实验验证, 得出结论:

(1) 不同湍流状态下 PI 控制参数适应性:

在不同湍流状态(基准湍流和高湍流)下, 不同桨距角对应的 PI 控制器参数表现出合理的变化规律。高湍流状态下 P 参数数值更高, 调节强度更大, I 参数减小有利于提升控制稳定性, 这表明 PI 控制器参数能够根据湍流强度和桨距角的变化自动调整, 以实现最佳的控制效果。

(2) 有功功率优化效果显著:

在 00:00 - 12:00 的时间段内, 尽管湍流风速不断变化, 应用本文控制方法的风电机组有功功率均保持在最佳有功功率 1.8MW 上下, 最大误差仅为 0.3MW。这充分证明了本文方法能够有效对抗湍流风速的影响, 使风电场风电机组的有功功率保持稳定, 为电网稳定持续供电提供了有力保障。

(3) 电磁转矩和桨距角控制能力突出:

在与模糊控制和自适应控制的对比实验中, 本文方法在电磁转矩和桨距角的控制上表现出明显优势。在电磁转矩控制方面, 能够快速且准确地调整电磁转矩, 上升和下降过程的响应时间较短, 且曲线更接近理想状态; 在桨距角控制方面, 响应速度快且与理想桨距角相似程度高, 能够有效应对湍流风速变化带来的风轮转速波动, 保证有功功率的稳定输出。

综上所述, 本文的研究成果在风力发电领域具有创新性和实用性, 为湍流风速下风电机组有功功率优化控制提供了一种行之有效的方法, 有望在风电行业得到广泛应用和推广。

参考文献

- [1] 林志明, 尹景勋, 郑大周, 等. 柔塔型风力发电机组的转矩控制器设计[J]. 电网技术, 2024, 48(03): 1361-1372.
- [2] 唐新姿, 李可翔, 何文双, 等. 湍流风况顺桨风力机叶片气动阻尼特性研究[J]. 力学学报, 2024, 56(05): 1366-1376.
- [3] 张立茹, 牛佳佳, 王雪丽, 等. 基于流固耦合偏航下风力机尾迹湍流特征的研究[J]. 太阳能学报, 2022, 43(07): 340-346.
- [4] 单宝钰, 曲诗健, 石运卓, 等. 大功率低频比同步 SVPWM 随机脉冲控制算法研究[J]. 微电机, 2025, 58(02): 52-56.
- [5] 李梦杰, 谢震, 徐上, 等. 弱电网下构网型双馈风电机组直流动态分析及优化控制策略[J]. 电力系统自动化, 2024, 48(14): 129-138.
- [6] 王耀翔, 戴朝波, 杨志昌, 等. 考虑风电机组无功潜力的风电场无功电压控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(24): 83-90.
- [7] 王瀚博, 刘颖明, 王晓东, 等. 考虑主轴疲劳载荷的虚拟同步双馈风电场有功功率分布式优化方法[J]. 电网技术, 2024, 48(09): 3643-3652.
- [8] 徐询, 谢丽蓉, 叶林, 等. 基于非参数核密度估计的风电场有功功率双层优化模型[J]. 电力系统自动化, 2022, 46(02): 43-55.
- [9] 金秋霞, 彭鹏, 孙萍玲, 等. 考虑噪声影响的风电场功率分配优化模型[J]. 太阳能学报, 2023, 44(04): 115-124.
- [10] 丛雨, 李秀芬, 原帅, 等. 基于改进遗传算法的风电场多时段有功功率优化分配[J]. 电网与清洁能源, 2022, 38(12): 107-114.
- [11] 夏馨, 余晔, 董龙翔, 等. 风电场建设前后近地面湍流强度变化特征[J]. 高原气象, 2022, 41(04): 1062-1073.
- [12] 姜继恒, 鲁宗相, 乔颖, 等. 基于全阶模型的直驱风电机组多时间尺度等效惯量机理建模[J]. 电力系统自动化, 2024, 48(08): 79-90.
- [13] 王鑫, 杨德健. 基于变系数 PI 控制的双馈风电机组自适应转速恢复策略[J]. 电工技术学报, 2023, 38(15): 4120-4129.
- [14] 李文明, 谭振国, 邓睿, 等. 基于激光雷达实测数据的风电机组功率曲线测试应用与实例分析[J]. 微电机, 2024, 57(05): 57-61.
- [15] 周昊, 迟铭书. 风力发电机组负荷功率多目标平滑控制仿真[J]. 计算机仿真, 2024, 41(09): 79-83.

(上接第 49 页)

- [17] 王伟炳, 缪楠阳. 永磁游标电机无位置传感器场路耦合矢量控制[J]. 微电机, 2025, 58(03): 32-37.
- [18] Chi S, Zhang Z, Xu L. Sliding-Mode Sensorless Control of Direct-Drive PM Synchronous Motors for Washing Machine Applications[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2009, 45(2): 582-590.
- [19] 董苏, 赵焯, 戴鹏. 一种新型 IPMSM 无位置传感器矢量控制系统研究[J]. 电气传动, 2013, 43(05): 11-15.
- [20] 姚艳艳, 张会娟, 刘建娟, 等. 基于自适应滑模观测器无位置传感器 PMSM 控制方法研究[J]. 微电机, 2020, 53(12): 60-66.

基于 FPGA 并行计算的超短期风电功率预测系统架构设计

吕吉平¹, 王 恒¹, 李华喜¹, 王思嘉², 蒋黎阳², 陈水明³

(1. 五凌电力有限公司, 太原 030000; 2. 湖南五凌电力科技有限公司, 长沙 410001;
3. 上海远景科创智能科技有限公司, 上海 20000)

摘要: 为了优化硬件资源利用率、提高系统加速比、实现风电功率的精准预测, 设计基于 FPGA 并行计算的超短期风电功率预测系统架构。通过关口电能表、测风塔等设备实时采集风机监测数据, 并存储本地关系数据库中, 通过智能网关汇聚各风电场风电功率观测数据, 将其与距离分析法筛选出的影响风电功率的关键变量一起输入到基于向量自回归的风电功率预测模型中, 在双乒乓结构的 FPGA 上完成所有风电场风电功率向量化表示任务、系数矩阵运算任务以及模型训练任务的并行计算, 利用基于 RISC-V 架构的 FPGA 硬件加速器提高任务运算效率, 利用 5G 无线网络将超短期风电功率预测结果传输给调度中心。实验结果表明: 该系统可实现超短期风电功率的准确预测, 最优 VAR 模型阶数为 4; 并行计算任务数为 4、16、32、64 时, R^2 指标达到 0.92 以上、MAPE 指标低于 8.5%、F1 score 指标达到 0.88 以上, 加速比最大可达 12.2。

关键词: FPGA 并行计算; 超短期; 向量自回归; 距离分析法; 双乒乓结构; RISC-V

中图分类号: TM315; TP183 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2026)06-0077-07

Architecture Design of Ultra Short Term Wind Power Prediction System Based on FPGA Parallel Computing

LYU Jiping¹, WANG Heng¹, LI Huaxi¹, WANG Sijia², JIANG Liyang², CHENG Shuiming³

(1. Wuling Power Corporation LTD., Taiyuan 030000, China;

2. Hunan Wuling Power Technology Co., LTD., Changsha 410001, China;

3. Shanghai Yuanjing Kechuang Intelligent Technology Co., LTD., Shanghai 20000, China)

Abstract: In order to optimize hardware resource utilization, improve system acceleration ratio, and achieve accurate prediction of wind power, an ultra short term wind power prediction system architecture based on FPGA parallel computing was designed. Real time monitoring data of wind turbines was collected through devices such as gateway meters and wind measurement towers, and stored in a local relational database. The wind power observation data of each wind farm was aggregated through an intelligent gateway, and together with the key variables that affect wind power selected by distance analysis method, they were input into a vector autoregressive based wind power prediction model. All wind farm wind power vectorization representation tasks, coefficient matrix operation tasks, and model training tasks were completed in parallel on a dual ping-pong FPGA. The task operation efficiency was improved using an FPGA hardware accelerator based on RISC-V architecture, and the ultra short term wind power prediction results were transmitted to the dispatch center using 5G wireless network. The experimental results show that the system can achieve accurate prediction of ultra short term wind power, and the optimal VAR model order is 4; When the number of parallel computing tasks is 4, 16, 32, and 64, the R^2 index reaches above 0.92, the MAPE index is below 8.5%, and the F1 score index reaches above 0.88, with a maximum acceleration ratio of 12.2.

Key words: FPGA parallel computing; ultra short term; vector autoregression; distance analysis method; double ping-pong structure; RISC-V

收稿日期: 2025-09-17

作者简介: 吕吉平(1983), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为新能源运行与维护策略。

王 恒(1995), 男, 本科, 工程师, 研究方向为新能源场站管理。

李华喜(1981), 男, 本科, 工程师, 研究方向为战新产业创新。

王思嘉(1988), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为自动化。

蒋黎阳(1996), 男, 硕士, 助理工程师, 研究方向为设备诊断。

陈水明(1987), 男, 硕士, 中级工程师, 研究方向为新能源运行与风光功率预测。

0 引言

风电作为清洁能源的支柱力量,其功率输出的间歇性与波动性对电力系统的安全稳定运行提出了严峻挑战^[1]。超短期风电功率预测(通常指未来0-4小时内的功率预测)对于电网调度、电力市场交易以及储能系统优化控制具有至关重要的意义^[2]。然而,传统基于CPU的预测架构受限于串行指令执行模式^[3],在应对海量多源高维信息时,存在计算效率低、能耗高的问题,导致预测结果更新滞后,难以满足实时性要求,更无法快速响应突发气象扰动引发的功率突变。因此,设计可通过硬件加速与算法协同优化的超短期风电功率预测系统架构,已成为提升风电消纳能力与电力系统韧性的关键路径^[4]。

肖烈禧等人通过对风电历史运行时间序列进行变分模态分解后,输入到优化后的长短期记忆网络中,实现风电功率超短期预测。然而,当风电场运行条件(如风速分布等)发生显著变化时,因模型对新工况的适应性不足,导致预测性能出现波动甚至下降^[5]。王永生等人在利用滑动窗口获取风电时间序列后,对其作变频域分析,利用XGBoost模型对获取的频域特征进行分析,输出风电功率预测结果。然而,变换域分析需对全量数据进行离线处理,难以直接应用于高频实时预测场景^[6]。庞传军等人通过对梯度提升算法的损失函数等进行改进处理,使其能够适用于风电功率预测场景,然而,该系统在学习气象特征与风电功率之间的非线性、多变量耦合关系方面存在较大局限性^[7]。时志雄等人运用一维卷积神经网络对包括天气因素在内的历史风电运行数据进行处理后,利用基于双向注意力的LSTM实现风电功率的短期预测。然而,由于输入变量具有极高冗余性,严重影响风电功率预测效果^[8]。上述系统具存在计算资源消耗高、实时性受限等问题。现场可编程门阵列(FPGA)作为一种可重构的硬件平台^[9,10],凭借其卓越的并行计算能力,微秒级低延迟响应以及高效能低功耗特性,为破解超短期风电功率预测的实时性瓶颈提供了创新路径。因此,本文设计基于FPGA并行计算的超短期风电功率预测系统架构,在降低预测延迟的同时显著提升模型精度与动态适应性,为构建高可靠性、高响应速度的智能风电预测体系提供硬件加速支撑。

1 超短期风电功率预测系统架构设计

1.1 超短期风电功率预测系统架构设计

为满足风电功率预测场景中高频数据采集与快速响应需求,本文基于FPGA并行计算平台进行超短期风电功率预测系统架构设计。该系统通过部署在每个风电场的关口电能表、测风塔等设备实现风机运行监测数据的实时采集与获取。采集的数据经由关系数据库进行本地化存储后,通过智能网关对各风电场时间序列数据进行集中汇聚与处理,并在内置于网关中的FPGA上部超短期风电功率预测模型,将预测任务拆解成确定全部风电场在当前时间步下风电功率向量化表示、系数矩阵运算以及VAR模型训练三个子任务,在FPGA的双乒乓硬件结构上进行各子任务的计算,借助RISC-V架构的FPGA硬件加速器的强大算力,高效完成超短期风电功率预测任务。利用5G无线网络将风电功率预测结果传输给调度中心,用于后续的电网调度。基于FPGA并行计算的超短期风电功率预测系统架构如图1所示。

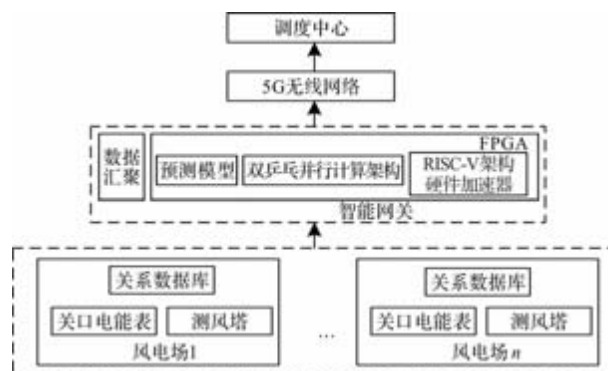


图1 基于FPGA并行计算的超短期风电功率预测系统架构

1.2 超短期风电功率影响因素分析

风力发电机叶片在风能的作用下发生旋转,通过下式计算风力发电机捕获的机械功率:

$$P = C_p (2^{-1} \rho A v_w^3) = 2^{-1} \rho \pi R^2 v_w^3 C_p (\lambda, \beta) \quad (1)$$

式中,风轮半径以及扫掠面积分别为 R 、 A ;风速、空气密度分别表示为 v_w 、 ρ 。功率因子表示为 C_p ,与叶尖速比 λ 和桨距角 β 有关。通过公式(1)发现, v_w 、 ρ 的变化将直接影响风力发电机的功率输出。 ρ 受温湿度、气压共同影响,可通过空气热力学公式描述上述参数之间的关系:

$$\rho = 1.276 + \frac{(P_a - 0.378hP_b/100)}{(1 + 0.00366t)/1000} \quad (2)$$

式中,气压(大气压强)、空气相对湿度以及摄氏温度分别为 P_a 、 h 、 t 。特定温度下,饱和水蒸气压力

表示为 P_b 。通常,在无其他因素影响下,风机输出功率随着 ρ 的增大而增大。

在同一风电场内,受尾流效应影响^[11,12],无论风机处于何种风向条件,均会受到邻近风机的干扰。当气流以特定风向流动时,处于迎风位置(上风向)的风机凭借叶片对风能的汲取,使得经过该风机的风速出现一定程度的衰减。与此同时,风机叶片与空气的相互作用会使气流运动不断向下游扩散。最终,位于背风位置(下风向)的风机因所处区域风速降低、气流紊乱加剧,导致捕获的风能显著减少,进而降低风电机组的发电输出功率。因此,风向也是影响风电功率的因素之一。

通过距离分析法筛选与风电功率最相关的关键变量,以提高超短期风电功率预测效果。对影响风电功率的气象因素进行向量化表示 $[v_w, v_{\sin}, v_{\cos}, \rho, t, P_a, h]$, 其中,风向的正、余弦值分别为 $v_{\sin}$ 、 $v_{\cos}$ 。通过下式对各变量作标准化处理:

$$x_i' = \frac{x_i - \min_{1 \leq i \leq n} \{x_i\}}{\max_{1 \leq i \leq n} \{x_i\} - \min_{1 \leq i \leq n} \{x_i\}} \quad (3)$$

式中,处理后的变量表示为 x_i' 。通过公式(4)计算其与风电功率之间的欧式距离,将其作为依据衡量各变量对风电功率 p_i 的影响强度,实验结果如表 1 所示。

$$d = \left[\sum_{i=1}^N (x_i - p_i)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (4)$$

表 1 各变量对风电功率影响的差异度分析结果

指标	欧式距离
风速	5.714
风向	8.4462
空气密度	10.7561
温度	15.9943
气压	14.3748
湿度	19.8497

根据表 1 可筛选出与超短期风电功率最相关的关键变量 $x = [v_w, v_{\sin}, v_{\cos}, \rho]^T$ 。

1.3 影响因素向量自回归下的超短期风电功率预测

假设区域电网覆盖 N 个风电场,对每个风电场在不同时间步下的风电功率观测数据 $p_{i,m}$ 进行采集,由此构造出包含 N 个风电场风电功率观测数据的向量化表示结果 $p_m = (p_{1,m}, p_{2,m}, \dots, p_{N,m})^M \in \mathfrak{R}^N$ 。同时,获取影响超短期风电功率预测的关键因子,即上小节筛选出的关键变量 x 。对于风电场 i ,依据向量自回归模型 VAR(K) 原理, $p_{i,m}$ 不仅与过去 K 个时

间步下风电场 i 的风电功率观测值密切相关,还会受到区域内其余风电场在第 m 个时间步和过去 K 个时间步下观测值的影响。因此,基于 VAR(K) 模型的单个风电场风电功率 $p_{i,m}$ 可表示为

$$p_{i,m} = \sum_{k=1}^K w_{i,k}^M p_{m-k} x + \varepsilon_{i,m}, i = 1, 2, \dots, N \quad (5)$$

式中, $k = 1, 2, \dots, K$ 为一个过去时间步;系数向量表示为 $w_{i,k} = (w_{i,1,k}, w_{i,2,k}, \dots, w_{i,N,k})^M \in \mathfrak{R}^N$, 用于描述风电场 i 在当前时间步下的风电功率与所有风电场(包括其自身)在 k 个时间步前的风电功率观测值之间的量化关联关系。 $w_{i,j,k}$ 量化了风电场 j 在 $m-k$ 个时间步前的风电功率观测值对风电场 i 第 m 个时间步下输出功率的影响权重。噪声项表示为 $\varepsilon_{i,m}$, 具有高斯分布特性且均值为零。

为了全面掌握 N 个风电场的风电功率预测动态,在公式(5)的基础上进行向量集成,得到全部风电场在 m 个时间步的风电功率向量表达式为

$$p_m = \sum_{k=1}^K w_k^M p_{m-k} x + \varepsilon_m \quad (6)$$

式中,各风电场在第 k 个时间步下的系数矩阵表示为 $w_k = (w_{1,k}, w_{2,k}, \dots, w_{N,k}) \in R^{N \times N}$ 。噪声向量表示为 ε_m 。

对过去 K 个时间步下的系数矩阵进行整合,可得式(7):

$$p_m = W_K^M \tilde{p}_{m-1,K} x + \varepsilon_m \quad (7)$$

式中, N 个风电场的系数矩阵 $W_K = (\tilde{w}_1, \tilde{w}_2, \dots, \tilde{w}_N) \in \mathfrak{R}^{KN \times N}$, 整合过去 K 个时间步下的系数向量,生成的新向量表示为 $\tilde{w}_i = (w_{i,1}^M, w_{i,2}^M, \dots, w_{i,K}^M) \in \mathfrak{R}^{KN}$;对 K 个时间步下风电功率向量进行整合后,生成所有风电场风电功率观测向量 $\tilde{p}_{m-1,K} = (p_{m-1}^M, p_{m-2}^M, \dots, p_{m-K}^M)^M \in \mathfrak{R}^{KN}$ 。

对 W_K 中的列元素进行合并,生成一个新的系数向量 W , 实现式(7)的简化处理:

$$p_m = O_{m-1}^M W + \varepsilon_m \quad (8)$$

式中, $W = (\tilde{w}_1^M, \tilde{w}_2^M, \dots, \tilde{w}_N^M) \in \mathfrak{R}^{KN^2}$ 。对于 $W = (\tilde{w}_1^M, \tilde{w}_2^M, \dots, \tilde{w}_N^M) \in R^{KN^2}$, 其增广矩阵表示为 O_{m-1} , 通过式(9)计算得出:

$$O_{m-1} = I_N \otimes \tilde{p}_{m-1,K} = \begin{bmatrix} \tilde{p}_{m-1,K} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \tilde{p}_{m-1,K} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \tilde{p}_{m-1,K} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & \dots & \tilde{p}_{m-1,K} \end{bmatrix} \quad (9)$$

式中,单位矩阵表示为 I_N 。

通过搜索能够满足均方根误差最低条件的最佳系数向量 W^* ，即可实现对公式(8)所描述 VAR 模型的有效训练， W^* 计算公式为

$$W^* = \underset{W}{\operatorname{argmin}} E \left[\sum_{i=1}^N (p_{i,m} - \hat{w}_i^M p_{m-1,K} x)^2 \right] = \underset{W}{\operatorname{argmin}} E \left[(p_m - O_{m-1}^M W)^2 \right] = \underset{W}{\operatorname{argmin}} 2^{-1} W^M G W - b^M W \quad (10)$$

式中, $G \triangleq E[O_{m-1}^M O_{m-1}^M]$, $b \triangleq E[O_{m-1}^M p_m]$ 。这两个参数在现实情况下通常不可知, 本文使用历史样本的累积平均值 $G^{(m)}$ 、 $b^{(m)}$ 作为 m 时间步下真实值 G 、 b 的近似结果, 由此确定可用于超短期风电功率预测的 VAR 优化模型, 计算公式为

$$W^* = \underset{W}{\operatorname{argmin}} 2^{-1} W^M G^{(m)} W - (b^{(m)})^M W \quad (11)$$

$$\begin{cases} G^{(m)} \triangleq m^{-1} \sum_{\tau=0}^{m-1} O_{\tau} O_{\tau}^M, m \geq 1 \\ b^{(m)} \triangleq m^{-1} \sum_{\tau=0}^{m-1} O_{\tau} p_{\tau+1}, m \geq 1 \end{cases} \quad (12)$$

模型采用了一种时间累积机制, 通过持续整合最新的风电功率观测数据, 实现了对 VAR 模型参数, 即系数向量的动态优化, 从而增强了模型对实时环境变化的适应能力。

基于 VAR 的超短期风电功率预测过程:

VAR 模型的运行需要 K 个历史观测数据作为基础, 因此在最初的 K 个时间点, 由于数据不足, 无法生成超短期风电功率预测结果。为了清晰展示算法流程, 将观测向量 p_m 的起始标记设置为 $m = 1 - K$ 。在 $m = 0$ 时, 根据 O_1 和 $W^{(1)} = 0$, 预测 $m = 1$ 时的超短期风电功率 $\hat{p}_1 = O_0^M W^{(1)} = 0$ 。在 $m = 1$ 时, 构造包含 N 个风电场风电功率观测数据的向量化表示 p_m 。通过公式(9)确定增广矩阵 O_{m-1} , 利用公式(12)不断修正 $G^{(m)}$ 、 $b^{(m)}$, 生成最优系数向量 W^* , 通过公式(8)确定 m 时间步风电功率预测结果, 判断是否满足模型终止运行条件, 是输出超短期风电功率预测值; 反之, 令 $m = m + 1$, 继续进行预测任务。

1.4 基于 FPGA 的超短期风电功率预测任务并行计算

1.4.1 双乒乓结构的超短期风电功率计算架构

将基于 VAR 的超短期风电功率预测任务拆解成三个子任务, 即确定全部风电场在当前时间步下的风电功率向量化表示、系数矩阵运算以及 VAR 模型训练。在 FPGA 硬件架构下完成三个子任务的并行

计算, 满足超短期风电功率预测的实时性要求。基于 FPGA 的并行计算架构由控制逻辑模块以及数据通路构成, 后者可拆解为全部风电场在当前时间步下的风电功率向量化表示、系数矩阵运算以及 VAR 模型训练三个任务。基于 FPGA 的并行计算架构在存储资源占用上相对较小, 因此, 全部风电场风电功率向量化表示任务、VAR 模型训练任务分别在 FPGA 中的 RAM 上完成, 系数矩阵运算过程中的中间结果存储在 FPGA 内部的寄存器中, 以有效利用 FPGA 内部资源。双乒乓结构的超短期风电功率预测并行计算架构如图 2 所示。

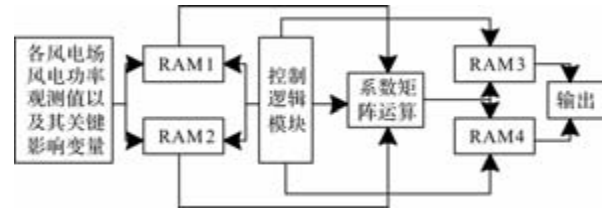


图2 双乒乓结构的超短期风电功率预测计算架构

RAM1、RAM2 用于保存全部风电场风电功率向量化表示计算结果, 形成乒乓结构 1; RAM3、RAM4 用于保存 VAR 模型训练参数, 形成乒乓结构 2。RAM1、RAM2 以及 RAM3、RAM4 通过场同步信号实现读写操作的交替处理, 处理流程如下:

(1) 在控制逻辑模块的控制下, 通过特定的控制信号对 RAM1 的工作模式进行切换, 使其以输入的风电功率观测数据以及影响变量作为地址进行访问, 实现全部风电场风电功率向量化集成; RAM2 仅保持读取状态, 不进行写入操作。同时, 通过系统控制逻辑使 RAM2、RAM4 地址保持一致。在此条件下, RAM4 以 RAM2 中保存的数据以及系数矩阵运算中间结果作为依据完成 VAR 模型的训练。对 RAM3 的访问方式进行切换, 使其以输入的风电功率观测数据以及影响变量作为访问地址, 根据风电功率观测数据与影响变量的映射关系, 从 RAM3 中读取并输出超短期风电功率预测结果。

(2) 对 RAM2 的工作模式进行切换, 使其以输入的风电功率观测数据以及影响变量作为地址完成全部风电场风电功率向量化表示, RAM2 保持读取状态。通过系统控制逻辑使 RAM1、RAM3 地址保持一致。在此条件下, RAM3 以 RAM1 中保存的数据以及系数矩阵运算中间结果作为依据完成 VAR 模型的训练。对 RAM4 的访问方式进行切换, 根据风电功率观测数据与影响变量的映射关系, 从 RAM3 中读取并输出超短期风电功率预测结果。

1.4.2 基于 RISC-V 架构的 FPGA 硬件加速器设计

基于 RISC-V 架构的 FPGA 硬件加速器由主、协处理器以及专为两者间高效通信设计的 NICE 接口三部分构成，其结构如图 3 所示。主处理器选用蜂鸟 E203，该处理器搭载的 RISC-V 内核根据两级流水线架构形式进行设计，兼具性能突出优势和价格低廉特性^[13-15]，可执行 32 位整数运算任务。E203 内部分别配置了 1MB 的指令/数据存储单元，能够为硬件加速器的稳定运行提供坚实可靠的存储支持。协处理器借助 NICE 接口与 E203 建立通信通道，实现高效、稳定且低延迟的数据交互与指令传输。E203 通过译码将自定义扩展指令转换为处理器可理解的形式后，借助 NICE 接口中可实现指令交互的指令传输通道下发至协处理器中，并完成二次指令解析。协处理器利用数据传输通道将读申请提交给存储器后，经由数据反馈通道接收源操作数，并保存于缓存中。状态机肩负着指令执行与管理职责。协处理器完成指令处理后，借助指令反馈通道回传给 E203，由数据反馈通道将写操作的响应输出回传给 E203，并存储与目标寄存器中，同时，将该指令移除流水线。协处理器执行完全部读写任务后，E203 将解除其对特定存储资源的占用，并分配给其他任务。

硬件加速器的核心组件是计算核，通过高效执行三个子任务，实现超短期风电功率的快速预测，同时支持并行化与循环展开计算模式。计算核的核心架构中涵盖两组由 32 个独立存储单元构成的 32 位宽数据缓存区，其作用是获取待运算的输入数据序列；一个 64 位宽的累加寄存器，其用途是暂存系数矩阵运算的中间累加结果；一个 32 位宽的输出寄存器，用于保存模型的最优训练参数。硬件加速模块内部集成了 32 组并行计算单元，每组单元均包含独立的 32 位 $\times$ 32 位整数乘法器，其输出直接对接 64 位宽的累加总线，通过对所有乘法器输出进行融合即可获得完整的任务计算结果。

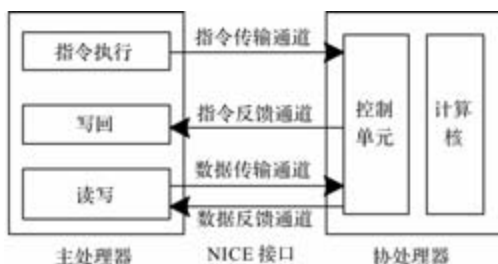


图 3 基于 RISC-V 架构的硬件加速器

2 实验

以某区域风电场为实验对象，在 Xilinx 公司推出的 Virtex-7 硬件平台上搭建超短期风电功率预测系统，FPGA 芯片为 XC7VX485T。通过关口电能表、测风塔等设备以 10min 为数据采样周期持续获取近两年风电时间序列数据，经过对其进行预处理和整合后构建实验数据集，其中包括天气因素数据以及历史风电运行数据。FPGA 通过 5G 无线网络与调度 PC 机进行通信，确保风电功率预测实时上传到调度中心。将研究系统应用到超短期风电功率预测中，分析系统整体性能与实际应用性能。

VAR 模型阶数是影响超短期风电功率预测的重要参数，利用偏自相关函数对不同数量风电场下的 VAR 模型阶数进行求取，完成最优阶数的筛选，实验结果如图 4 所示。

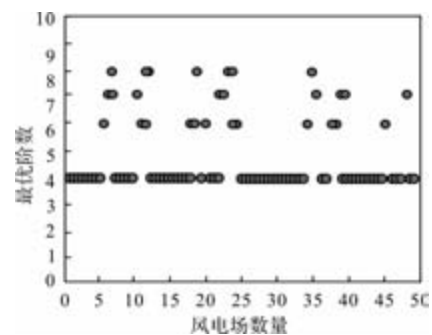


图 4 最优 VAR 模型阶数分析

分析图 4 得出，不同风电场的最优 VAR 模型阶数存在一定差异，但大部分风电场的最优阶数集中在 4 阶。为使模型适用于所有风电场风电功率预测，综合权衡计算效率与预测精度，确定 VAR 模型的最优阶数为 4。

利用研究系统对不同采样点下的超短期风电功率进行预测，并与单独考虑时间相关性、单独考虑空间相关性的预测结果进行差异分析，验证研究系统的性能优势，实验结果如图 5 所示。

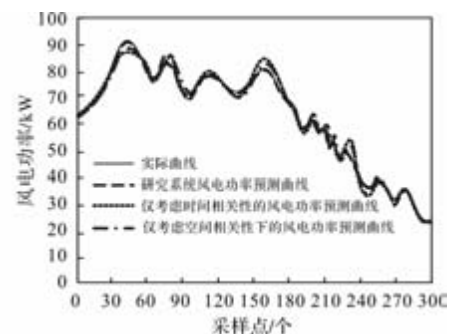


图 5 风电功率预测结果对比

分析图 5 得出,不同采样点下的超短期风电功率实际曲线展现出明显的波动性,且整体呈现出持续走低的态势。研究系统下的风电预测曲线与实际曲线保持了高度一致的走势规律,二者贴合度极高,充分证明了研究系统在超短期风电功率预测方面的卓越性能。相比之下,仅考虑风电场时间相关性或仅考虑不同风电场之间的空间相关性的预测曲线与实际风电功率曲线在大部分采样点下出现较大偏移。

为了验证研究系统在超短期风电功率预测上的显著优势以及 FPGA 并行计算能力,将其与 IAOA-VMD-LSTM 的系统(对比系统 1)、基于改进梯度提升的系统(对比系统 2)进行对比,设定并行计算任务数分别为 4、16、32、64,各系统在不同决定系数(R^2)、平均绝对百分误差(MAPE)、F1 score、加速比指标上的差异表现如表 2 所示。

表 2 不同系统的性能差异对比

并行计算 任务数	系统	R^2	MAPE/%	F1 score	加速比
4	研究系统	0.92	8.5	0.88	1.06
	对比系统 1	0.88	10.21	0.82	0.85
	对比系统 2	0.85	11.52	0.78	0.75
16	研究系统	0.94	7.88	0.91	2.54
	对比系统 1	0.90	9.04	0.85	2.87
	对比系统 2	0.87	10.53	0.83	2.56
32	研究系统	0.96	7.25	0.92	7.12
	对比系统 1	0.92	8.16	0.88	5.35
	对比系统 2	0.89	9.57	0.83	5.14
64	研究系统	0.97	6.82	0.93	12.2
	对比系统 1	0.94	7.54	0.90	9.31
	对比系统 2	0.91	8.56	0.86	8.48

分析表 1 得出,研究系统在所有并行计算任务数下均展现出卓越的预测性能,其决定系数(R^2)更高、平均绝对百分误差(MAPE)更低、F1 Score 更优,同时加速比也显著高于对比系统 1 和对比系统 2,充分证明了研究系统在超短期风电功率预测性能和 FPGA 并行计算能力上的双重优势,为超短期风电功率预测提供了更为可靠和高效的解决方案。

对超短期风电功率预测任务占用 FPGA 资源的数量以及资源占用率进行计算分析,实验结果如表 3 所示。

表 3 超短期风电功率预测任务占用 FPGA 资源分析结果

FPGA 资源	数量	占用率/%
逻辑单元	38541 个	32
寄存器单元	17127 个	18
RAM 存储块	1450kbit	34
锁相环	2 个	38

分析表 2 得出,在 FPGA 上进行超短期风电功率预测任务的并行计算,对不同资源的占用情况存在一定差异,资源占用率最大值仅为 38%,最小值为 18%,表明 FPGA 仍具备较大的资源余量,这意味着 FPGA 有更多可利用资源并行处理更多、更复杂的计算任务,间接验证了 FPGA 在超短期风电功率预测任务处理上的突出优势。

3 结 语

设计基于 FPGA 并行计算的超短期风电功率预测系统架构,通过构建基于向量自回归的风电功率预测模型深度挖掘每个风电场的时间动态特性以及风电场之间的空间关联性,实现风电功率预测精度的显著提升;同时,采用 RISC-V 架构设计 FPGA 硬件加速器,利用其高度并行化的计算能力,大幅削减预测运算的延迟,显著增强系统的实时响应能力与能效表现,确保系统在高效性与精准度上的平衡,为风电功率预测领域提供新的技术解决方案。

参考文献

[1] 王渝红,史云翔,周旭,等. 基于时间模式注意力机制的 BiLSTM 多风电机组超短期功率预测[J]. 高电压技术, 2022, 48(05): 1884-1892.

[2] 王瑞,李虹锐,逯静,等. 基于 VMD-LILGW0-LSSVM 短期风电功率预测[J]. 河南理工大学学报(自然科学版), 2024, 43(02): 128-136.

[3] 黄玲玲,李锁,符杨,等. 基于风电机组状态的超短期海上风电功率预测[J]. 太阳能学报, 2022, 43(08): 391-398.

[4] 石慧,李芷萱,马旭. 基于 DBN 和多元线性回归的风电功率预测[J]. 计算机仿真, 2023, 40(06): 90-95, 448.

[5] Wang Y, Pei L, Li W, et al. Short-term wind power prediction method based on multivariate signal decomposition and RIME optimization algorithm[J]. Expert Systems With Applications, 2025, 259(1): 1-19.

[6] 王永生,李海龙,关世杰,等. 基于变换域分析和 XGBoost 算法的超短期风电功率预测模型[J]. 高电压技术, 2024, 50(09): 3860-3870.

[7] 庞传军,尚学伟,张波,等. 基于改进梯度提升算法

- 的短期风电功率概率预测[J]. 电力系统自动化, 2022, 46(16): 198-206.
- [8] 时志雄, 朱峰, 刘舒, 等. 基于 1DCNN-DACLSTM 模型的风电超短期功率预测方法[J]. 电子器件, 2024, 47(01): 194-200.
- [9] 李星辰, 赵斐然, 孟庆辉, 等. 面向 FPGA 便捷部署的智能模型预测控制[J]. 控制理论与应用, 2023, 40(09): 1519-1528.
- [10] 巩杰, 赵烁, 何虎, 等. 基于 FPGA 的量化 CNN 加速系统设计[J]. 计算机工程, 2022, 48(03): 170-174, 196.
- [11] 赵永宁, 李卓, 叶林, 等. 基于时空相关性的风电功率超短期自适应预测方法[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(06): 94-105.
- [12] 贾洪岩, 刘玉龙, 魏宏杰, 等. 基于 GRU-LightGBM 的风电机组发电机滚动轴承故障检测[J]. 微电机, 2024, 57(12): 60-64.
- [13] 谢坤鹏, 卢冶, 靳宗明, 等. FAQ-CNN: 面向量化卷积神经网络的嵌入式 FPGA 可扩展加速框架[J]. 计算机研究与发展, 2022, 59(07): 1409-1427.
- [14] 吴俊杰, 王帮华, 冯程浩, 等. 考虑多重不确定性风险的双馈型风电机组调峰调频混合控制仿真[J]. 微电机, 2024, 57(12): 53-59.
- [15] 陆松, 蒋句平, 任会峰. 基于 FPGA 快速实现定制化 RISC-V 处理器[J]. 计算机工程与科学, 2022, 44(10): 1747-1752.

(上接第 36 页)

- [10] Chen Y, Yang M, Long J, et al. Analysis of Oscillation Frequency Deviation in Elastic Coupling Digital Drive System and Robust Notch Filter Strategy[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019: 90-101.
- [11] Szabat K, Orlowska-Kowalska T. Vibration Suppression in a Two-Mass Drive System Using PI Speed Controller and Additional Feedbacks—Comparative Study [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007: 1193-1206.
- [12] Thomsen S, Hoffmann N, Fuchs F W. PI Control, PI-Based State Space Control, and Model-Based Predictive Control for Drive Systems With Elastically Coupled Loads—A Comparative Study [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011: 3647-3657.
- [13] 雷力, 王亚飞, 李叶松. 全闭环伺服控制谐振抑制方法研究[J]. 华中科技大学学报(自然科学版), 2023, 51(11): 14-22.
- [14] 杨影, 李之珂, 王爽, 等. 基于轴转矩扰动观测器的伺服系统谐振抑制研究[J]. 电工技术学报, 2018, 33(15): 3556-3563.
- [15] Yang M, Zheng W, Yang K, et al. Suppression of mechanical resonance using torque disturbance observer for two-inertia system with backlash [C]. 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia), Seoul, South Korea, 2015.
- [16] Hu K, Yang M, XIAO Dianxun, et al. Suppression of limit cycle oscillation for two-mass system with backlash non-linearity based on dual luenberger observer [C]. 2017 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific), Harbin, China. 2017.
- [17] 霍晓锐, 赵现朝, 石继超, 等. 基于全闭环控制技术的滚珠丝杆伺服系统研究[J]. 机电工程, 2021, 38.
- [18] Ghaffari A, Mohammadiasl E. Calculating the Frequency of Oscillation for Servo Axes Distressed by Clearance or Preloading [J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2013: 922-931.
- [19] 绪方胜彦. 现代控制工程[M]. 北京: 清华大学出版社, 2006.
- [20] 关欣, 李叶松. 永磁同步电机伺服系统 PI 参数整定[J]. 电气传动, 2016, 46(08): 26-30.

《微电机》(月刊)

全年 12 期, 读者可到当地邮局订阅, 本刊亦可破订、零购。

欢迎投稿! 欢迎订阅! 欢迎刊登广告!

国内刊号: CN61-1126/TM

在线投稿系统: wdj.paperopen.com

地址: 高新区上林苑四路 36 号(710117)

邮发代号: 52-92

订价: 8 元/期

年价: 96 元/年

编辑部邮购(含快递费): 300 元/年

国际刊号: ISSN 1001-6848

电话: 029-84276641