

微电机

2026 8

第59卷 第8期
No.8 Aug., 2026

MICROMOTORS

西安微电机研究所有限公司主办

高精度4通道同步/旋变仿真/测量模块

—— 采用VXI总线结构 ——

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



最高精度: $\pm 0.005^\circ$

自带双路励磁电源

频率范围: 47Hz-20000Hz

湖南米艾西测控技术有限公司

HUNAN MIAIXI MEASUREMENT AND CONTROL TECHNOLOGY CO., LTD

☎ 400-1881-575

🌐 www.smartbrx.com

微 电 机

WEI DIAN JI

月刊, 1972 年创刊

第 59 卷 第 8 期(总第 392 期)

2026 年 8 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

基于异步电机再制造的钕铁氮永磁辅助同步磁阻电机优化

设计 李庆旭, 厉 锐, 刘思明, 等(1)

电机转子绕组气-固沿面放电及电荷演化机制研究.....

..... 隋鑫媛, 宋宇轩, 彭天颖, 等(8)

长初级直线感应电机横向端部效应分析

..... 谢小虎, 胡 静(14)

转子开槽对电机气隙气体流动与传热影响分析

..... 吴子敬(22)

驱动控制

基于自适应改进超扭曲滑模观测器的永磁电机无位置传感器

控制 王景艺, 张建忠, 黄 旭, 等(27)

基于周期扩频调制的双三相永磁同步电机 PWM 频率电流谐波抑制	王 瑞, 于 磊, 胡浩龙, 等(34)
考虑交叉耦合的改进高频注入 SynRM 无位置传感器控制	娄新杰, 熊立新, 张新慧, 等(44)
基于预测误差校正的双三相永磁同步电机鲁棒预测定子电流控制	符 荣(52)
永磁同步电机控制系统中反馈电流研究	钱结苗, 姜 卓, 陈海明(58)
水电厂水轮发电机静止励磁定向电压最优调控	许云峰, 蒋 鹏, 周江晨, 等(64)

新能源汽车技术

扁线绕组对交流发电机性能提升的试验	顾秋麟(70)
基于结构应力法的新能源汽车驱动电机汇流排焊点疲劳强度分析方法	胡勇峰, 李利祥, 史俊旭, 等(78)

《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. 8 (Serial No. 392) Aug. , 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: Aug. 28, 2026

CONTENTS

Optimization Design of Samarium-iron-nitrogen Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Motor Based on Remanufacturing of Asynchronous Motor	
.....	LI Qingxu, LI Rui, LIU Siming, et al(1)
Surface Discharge and Charge Evolution Mechanisms at the Gas-solid Interface of Motor Rotor Windings	SUI Xinyuan, SONG Yuxuan, PENG Tianying, et al(8)
Analysis of Lateral End Effects in Long Primary Linear Induction Motors	 XIE Xiaohu, HU Jing(14)
Analysis of the Impact of Rotor Slotting on Air-gap Gas Flow and Heat Transfer in Motors	 WU Zijiang(22)
Position-sensorless Control of Permanent Magnet Motor Based on Adaptive Improved Super-twisting Sliding Mode Observer	 WANG Jingyi, ZHANG Jianzhong, HUANG Xu, et al(27)
PWM Frequency Current Harmonic Suppression of DTP-PMSM Based on PFM Strategy ...	 WANG Rui, YU Lei, HU Haolong, et al(34)
Improved High-frequency Injection Sensorless Control of SynRM Considering Cross-coupling	 LOU Xinjie, XIONG Lixin, ZHANG Xinhui, et al(44)
Robust Predictive Stator Current Control for Dual Three-phase Permanent Magnet Synchronous Motors Based on Prediction Error Correction	 FU Rong(52)
Research on Feedback Current in Permanent Magnetic Motor Control System	 QIAN Jiemiao, JIANG Zhuo, CHEN Haiming(58)
Optimal Control of Static Excitation Directional Voltage for Hydroelectric Power Plant Hydroelectric Generators	 XU Yunfeng, JIANG Peng, ZHOU Jiangchen, et al(64)
Experimental Study on Performance Improvement of Flat Winding in AC Generators	 GU Qiulin(70)
Fatigue Strength Analysis of Busbar Solder Joints in New Energy Vehicle Drive Motors Based on Structural Stress Method	 HU Yongfeng, LI Lixiang, SHI Junxu, et al(78)

基于异步电机再制造的钕铁氮永磁辅助同步磁阻电机优化设计

李庆旭¹, 厉 锐², 刘思明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, 佳木斯 154004)

摘 要: 永磁辅助同步磁阻电机具备高功率密度、高效率、高性价比及宽调速范围等优点, 其中永磁体材料一般应用铁氧体或钕铁硼, 其加工因素限制了转子磁障结构的形状和永磁体用量。本文提出一种将异步电机再制造为钕铁氮永磁材料助力同步磁阻电机的设计方法。应用弧形磁障结构, 可以有效增加永磁体的用量且改善结构受力, 在相同功率和转矩密度下可有效降低成本。通过有限元分析, 分别对比原来的异步电机、应用钕铁硼永磁材料再制造电机、以及钕铁氮永磁材料助力同步磁阻电机进行性能对比, 结果表明应用钕铁氮永磁材料, 并结合转子磁障结构优化设计, 相较于原有异步电机可有效提升效率, 相较于应用钕铁硼材料的永磁电机, 在实现相同转矩密度下可有效降低永磁体成本, 验证了将异步电机再制造为钕铁氮永磁助力磁阻电机的可行性和优势, 具备一定的市场前景。

关键词: 永磁辅助同步磁阻电机; 异步电机再制造; 钕铁氮; 有限元; 转子结构优化

中图分类号: TM351; TM341

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)08-0001-07

Optimization Design of Samarium-iron-nitrogen Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Motor Based on Remanufacturing of Asynchronous Motor

LI Qingxu¹, LI Rui², LIU Siming², LI Yanchu¹

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

Abstract: Permanent magnet-assisted synchronous reluctance motors possess advantages such as high power density, high efficiency, high cost-effectiveness, and a wide speed range. The permanent magnet materials commonly used are ferrite or neodymium-iron-boron, and their processing factors limit the shape of the rotor magnetic barrier structure and the amount of permanent magnet used. This paper proposed a design method for remanufacturing an induction motor into a samarium-iron-nitrogen permanent magnet-assisted synchronous reluctance motor. By applying an arc-shaped magnetic barrier structure, the amount of permanent magnet can be effectively increased and the structural stress can be improved, effectively reducing costs under the same power and torque density. Through finite element analysis, a performance comparison was conducted between the original induction motor, the remanufactured motor using neodymium-iron-boron permanent magnet material, and the samarium-iron-nitrogen permanent magnet-assisted synchronous reluctance motor. The results show that the application of samarium-iron-nitrogen permanent magnet material, combined with optimized design of the rotor magnetic barrier structure, can effectively improve efficiency compared to the original induction motor. Compared to permanent magnet motors using neodymium-iron-boron material, it can effectively reduce the cost of permanent magnets while achieving the same torque density, verifying the feasibility and advantages of remanufacturing an induction motor into a samarium-iron-nitrogen permanent magnet-assisted synchronous reluctance motor, which has certain development prospects.

Key words: permanent magnet-assisted synchronous reluctance motor; asynchronous motor retrofitting; samarium iron nitride; finite element; rotor structure optimization

0 引 言

永磁辅助同步磁阻电机 (Permanent Magnet assisted Synchronous Reluctance Motor, PMaSynRM) 结合了部分永磁电机与同步磁阻电机的特点, 可充分利用磁阻转矩和永磁转矩, 具有功率密度高、效率高、

调速范围宽及体积小、质量轻等显著优点^[1-2]。近年来, 在“双碳”政策的背景下, 稀土永磁电机在新能源汽车、工业电机等领域的应用不断增加, 为减轻永磁电机对稀土材料的需求, 在保证电机高性能的同时降低电机成本, 永磁辅助同步磁阻电机的研究与应用逐渐受到关注^[3-5]。

收稿日期: 2026-01-31

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。

厉 锐(1982), 男, 正高级工程师, 研究方向为同步电机、特种电机。

相较于异步电机, PMaSynRM 装配简单, 转子损耗低。相较永磁同步电机, PMaSynRM 具备较小的永磁体退磁风险, 永磁体用量少, 可有效降低成本^[6]。但相较于永磁同步电机, PMaSynRM 存在功率因数低、转矩脉动高的缺点^[7], 且转子结构较为复杂, 结构强度较低, 可能影响电机运行条件甚至降低整个系统的可靠性, 从而阻碍了其广泛应用。

目前对 PMaSynRM 的设计主要集中于转子结构的优化, 转子上多带有多层磁障和一定量的永磁体结构, 磁障可增加电机凸极效应, 获得较高磁阻转矩。而永磁体起到辅助励磁, 提供永磁转矩的作用^[8]。

首先是对转子磁障结构研究, 文献[9]通过对同步磁阻电机 (Synchronous Reluctance Motor, SynRM) 相邻磁障的宽度比值的研究, 提出一种渐变式磁障结构, 可以有效降低转矩脉动。文献[10]对磁障张角及磁障宽度进行非对称设计, 对抑制电机转矩脉动具有良好的效果。文献[11]提出了一种星形转子结构, 增大了转子气隙磁障末端与 q 轴的夹角, 可以有效减小转矩脉动, 增大输出转矩。当前对 SynRM 转子磁障结构优化的研究很多, 优化后的 SynRM 可以有效提升功率因数并降低转矩脉动, 但在整体性能上仍然难以替代现有异步电机, 因此现有研究中多通过适量永磁体辅助同步磁阻电机, 即 PMaSynRM 设计, 以进一步提升同步磁阻电机的性能, 且相较于永磁同步电机可以有效降低制造成本。

PMaSynRM 中应用合适的永磁体材料与结构可以有效提高电机的转矩密度, 文献[12]提出一种新型混合永磁辅助同步无刷电机方案, 在性能相近的同时, 相较于铁氧体永磁辅助同步电机具有显著增强的抗退磁能力, 且永磁体应用成本远低于纯稀土永磁电机。文献[13]和文献[14]以提升电机转矩密度为目的, 通过对 PMaSynRM 的转子磁障位置、尺寸等参数进行计算, 通过对比分析得到提升转矩密度最优转子结构。文献[15]提出了一种平行于磁障放置的永磁体和多层磁障设计方法, 可以有效提高电机的转矩质量比, 同时能一定程度降低铁耗和转矩脉动。文献[16]采用轴向分段式转子结构, 结合了永磁体表贴结构和同步磁阻转子结构特点, 可以显著提高电机的弱磁特性。目前对 PMaSynRM 的研究在永磁体材料上基本集中于钕铁硼和铁氧体稀土永磁材料, 在新材料应用研究方面很少。

合理的转子磁障和永磁体优化设计均能够有提高电机的转矩密度, 相对较宽的磁障分布可以显著提高磁阻转矩, 但此时转子磁桥厚度有限, 在运行

时受离心力影响易产生形变。永磁体辅助能够提供一定永磁转矩, 但同时会增加成本与转子质量。因此, 如何均衡考虑 PMaSynRM 的转子磁障设计和永磁体的材料选择以及用量问题, 提高转矩密度和功率因数, 是目前限制 PMaSynRM 应用和发展的关键因素。

电机再制造是指利用原有异步电机的部分材料, 通过对磁路结构进行二次设计和制造的方法, 提升原有电机效率和性能, 降低高效电机采购成本。由于可以兼顾高效率 and 低改造成本, 同时还可以节省材料消耗降低碳排放, 因此得到行业内和学术界的关注。异步电机再制造通常采用更换铜转子或者把异步电机转子更换为永磁转子的方式。采用永磁再制造的方法可以大幅提升电机效率, 但是也存在采用钕铁硼永磁材料带来的改造成本偏高问题。

基于以上研究现状, 本文针对低效老旧异步电机再制造的需求, 提出一种应用钕铁氮永磁材料助力的磁阻电机优化设计方案, 用于兼顾效率提升和成本降低。以一台 37kW 异步电机为再制造基础, 以提升转矩密度与控制成本作为设计目标, 结合永磁体的排布位置, 转子部分应用弧形磁障, 可以增加永磁体的用量且显著改善结构受力。通过有限元计算分析, 结合电机效率、功率因数、转矩脉动和材料成本等因素, 对待改造异步电机、钕铁硼材料助力磁阻电机以及钕铁氮材料助力磁阻电机, 进行综合性能对比分析与优化设计, 为永磁助力磁阻电机优化设计以及异步电机再制造提供了新的思路。

1 永磁辅助同步磁阻电机模型与参数

1.1 PMaSynRM 数学模型

PMaSynRM 通过在 SynRM 磁障结构中添加适量永磁体, 可增加交直流电感差值, 进而提升电机凸极比, 增大电压与电流的相位差, 在 SynRM 磁阻转矩之外增加永磁转矩, 通过磁阻转矩与永磁转矩共同作用, 可有效提高电机的功率因数。

SynRM 与 PMaSynRM 的空间矢量原理图如图 1 所示。如图所示, I_s 为定子电流, I_d 、 I_q 分别为 I_s 的直、交轴分量, 即直交轴电流, L_d 、 L_q 分别为直轴、交轴电感, β 为 I_s 和 d 轴的夹角, α 为电压 U 与 I_s 的夹角, ω 为电角速度。

SynRM 的 d 、 q 轴磁链 Ψ_d 、 Ψ_q 分别可表示为

$$\begin{cases} \psi_d = L_d I_d \\ \psi_q = L_q I_q \end{cases} \quad (1)$$

将 d 、 q 轴电感的比值定义为凸极比 ξ :

$$\xi = \frac{L_d}{L_q} \quad (2)$$

PMSynRM 的 d 轴磁链与 SynRM 一致,而在 q 轴上由于转子结构中增加了永磁体,永磁体会产生沿 q 轴反方向的永磁磁链 Ψ_{pm} ,因此 q 轴磁链会集成为 q 轴电流对应的磁链与永磁磁链之和,即:

$$\begin{cases} \psi_d = L_d I_d \\ \psi_q = L_q I_q - \psi_{pm} \end{cases} \quad (3)$$

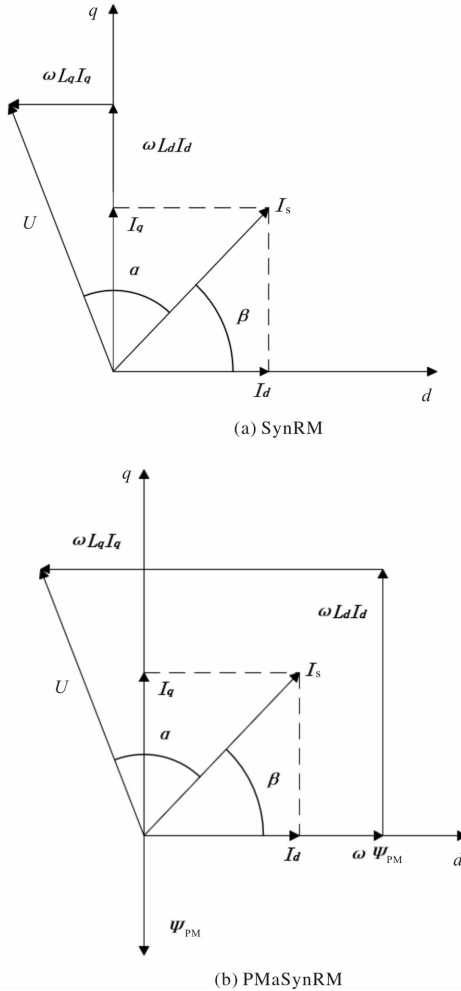


图1 SynRM 与 PMSynRM 的空间向量图

式中, p 为电机极对数; ψ_{pm} 为永磁磁链; 此时 PMSynRM 的永磁转矩分量 T_p 为

$$T_{pm} = \frac{3}{2} p \psi_{pm} I_s \cos \beta \quad (4)$$

磁阻转矩分量为

$$T_{cz} = \begin{cases} \frac{3}{4} p (L_d - L_q) i_s^2 \sin 2\beta, L_d > L_q \\ \frac{3}{4} p (L_q - L_d) i_s^2 \sin 2\beta, L_q > L_d \end{cases} \quad (5)$$

因此,总转矩 T 表示为

$$T = T_{cz} + T_{pm} \quad (6)$$

总转矩、永磁转矩和磁阻转矩分别用 T 、 T_{pm} 和 T_{cz} 表示。其变化趋势如图2所示。

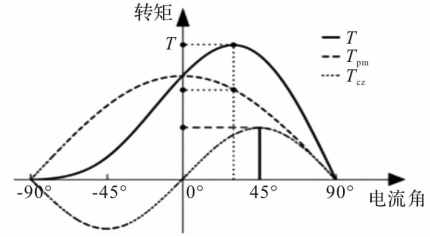


图2 转矩关系波形图

在电流角发生变化时,永磁转矩随之周期性变化,同时磁阻转矩也随电流角变化而周期性变化^[17]。在设计时,如何同时保证磁阻转矩和永磁转矩的输出是 PMSynRM 设计的关键因素。永磁转矩大小正相关于永磁磁链,因此,选取合适的永磁体材料与排布结构,以提升永磁转矩,能够有效提升 PMSynRM 的转矩密度。

1.2 PMSynRM 电机参数

用于再制造的异步电机为一台额定功率 37kW 的 6 极异步电机。这里将该异步电机再制造为一台以钕铁氮永磁材料作为助力的磁阻电机,基本参数如表 1 所示。

表1 异步电机与 PMSynRM 电机基本参数

参数名	异步电机	钕铁氮助力磁阻电机
电机功率/kW	37	37
额定电压/V	380	380
额定电流/A	71.9	62.4
额定频率/Hz	50	50
额定转速/(r/min)	992.3	1000
输出转矩/Nm	356	359.6
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
斜槽角度	5	5

因为此为异步电机改造项目,所以设计的钕铁氮助力磁阻电机需根据已有参数,在相同电压和频率等参数下,达到需求电机功率和转矩等性能,同时提升效率,在不改变定子内外径、槽型、气隙等参数的条件下,对电机电磁与结构进行优化设计。

2 钕铁氮材料应用与转子磁障设计

永磁材料作为 PMSynRM 电机的核心, 其性能直接决定电机的功率密度、效率及稳定性。钕铁硼凭借优异的磁能积成为当前应用最广泛的稀土永磁材料, 但由于其高昂的应用成本等方面限制。钕铁氮作为新一代稀土永磁材料, 以其优异的耐腐蚀性及成本优势, 在诸多领域展现出一定的替代潜力。

从理论上钕铁氮具有极高的磁性能, 但在实际量产中, 由于其为初步发展阶段, 制备工艺的限制导致磁粉性能大幅降低, 略低于中高牌号钕铁硼, 但已满足大多电机需求。此外, 钕铁氮的电阻率很高, 这一特性使其在高频高速电机应用时, 可有效降低涡流损耗, 提升电机运行效率。

从工艺制备角度, 当前钕铁氮基本制备方法为粉末冶金法, 核心流程包括母合金熔炼、氢化破碎、机械研磨、氮化处理及成型固化五个关键步骤。

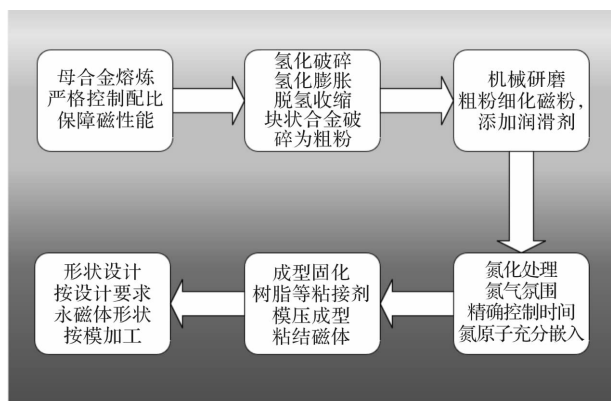


图3 钕铁氮加工工艺

在加工工艺方面, 钕铁氮在 600°C 以上可能发生分解, 传统永磁体高温烧结工艺难以应用。由于钕铁硼材料应用烧结工艺, 所以一般加工为块状结构, 因此在 PMSynRM 应用钕铁硼材料时, 通常会采用 U 型磁障结构以便永磁体的放置, 而钕铁氮材料目前加工时多采用粘结工艺, 难以实现烧结磁体, 这成为限制钕铁氮磁能积性能的关键瓶颈。虽然因为粘结工艺限制, 会使永磁体损失一部分磁性能, 但因为其粘接特性所以可以加工为任意形状, 也意味着在设计时采用弧形磁障结构。

将永磁体置于弧形磁障与 U 型磁障结构下 PMSynRM 性能进行对比, 在设计时保持相同的定转子结构参数和绕组结构, 永磁体部分采用相同钕铁氮材料。分别在设计时采用弧形磁障与 U 型磁障进行设计, 并通过有限元计算分析得到电机性能,

计算模型如图 4 所示。

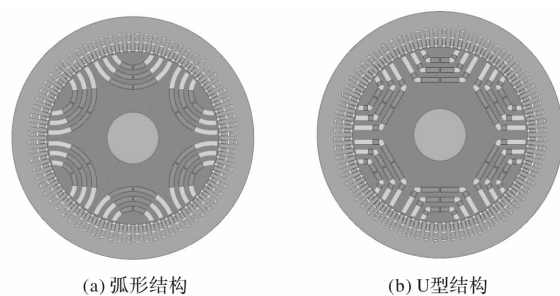


图4 转子结构模型

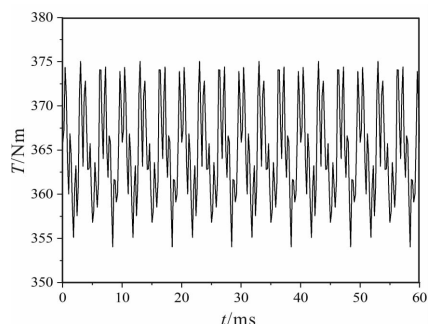
通过仿真计算, 得到结果如表 2 所示。

表2 钕铁氮材料弧形与 U 型设计性能对比

参数/磁障形状	弧形	U 型
L_q/H	7.52	7.71
L_d/H	33.01	31.34
$L_d - L_q/H$	25.49	23.63
L_d/L_q	4.39	4.06
效率/%	95	94.84
功率因数	0.9438	0.9363
转矩脉动/%	20.9923/5.75%	26.98/7.78%
铁耗/W	507	520.8
电流/A	63	63
输出功率/kW	37.1	36.85
内功率因数角	40.07	37.21

由表 2 可以看出, 相较于 U 型磁障设计方案, 从凸极比、效率、功率因数、转矩脉动、铁耗、输出功率等各个方面来看, 弧形结构设计方案的性能都要完全优于 U 型结构。

其中负载转矩计算如图 5 所示。另从转子受力角度考虑, 在转子离心力作用下, 弧形结构的受力通常要优于 U 型结构。所以基于转子磁障和永磁体方面, 应用弧形磁障结构的钕铁氮材料更具优势。



(a) 弧形结构负载转矩

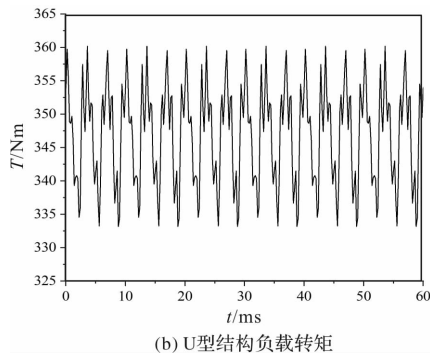


图5 不同磁障结构的负载转矩

3 钕铁氮辅助 PMSynRM 计算对比

3.1 钕铁氮与钕铁硼应用材料对比

本文基于异步电机再制造项目，通过钕铁氮和钕铁硼两种不同永磁材料应用下 PMSynRM 设计对比，其中钕铁氮材料应用 SmFeN S34 牌号，钕铁硼材料应用 NdFeB N38UH 牌号进行计算。材料参数如表 3 所示。

表3 钕铁硼和钕铁氮材料相关参数

参数名	钕铁硼	钕铁氮
材料牌号	N38UH	S34
Br75	1.1582T	0.9315T
Hc75	854.6kA/m	780.8kA/m
单价	350 元/kg	175 元/kg

由于钕铁氮通过粘结方式加工，所以虽然原材料性能很高，但经过粘结加工之后会损失一定的磁性。由表中可知，钕铁氮的剩磁和矫顽力都要低于钕铁硼，但其单位价格只有钕铁硼的一半左右，所以在需求高功率密度时，采用钕铁硼是更优选，但在类似异步电机再制造等常规场合，应用钕铁氮材料替代钕铁硼，在达到相同磁性能的同时可以有效降低成本。

3.2 PMSynRM 与 SynRM 计算分析对比

分别在相同的结构参数和输入下，应用 SynRM 和 NdFeB 两种不同永磁体的 PMSynRM 进行设计，以及常规 SynRM 计算方案，并通过有限元仿真进行对比分析，SynRM 和 NdFeB 设计方案的有限元计算模型如图 6 所示。

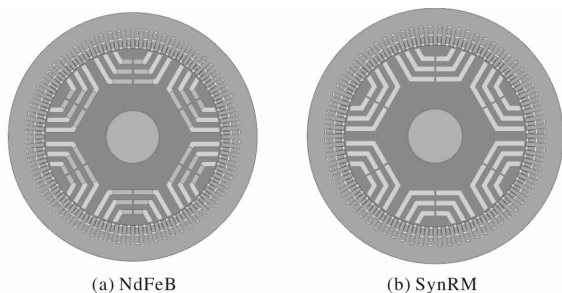


图6 有限元结构模型

SmFeN 设计方案的模型如图 4(a)，通过计算，并对设计方案的整体性能进行对比，结果如表 4 所示。

表4 设计方案计算结果对比

	SmFeN	NdFeB	SynRM
L_q/H	7.51	7.63	8.15
L_d/H	33.54	33.77	33.69
$L_d - L_q/H$	26.03	26.14	25.54
L_d/L_q	4.46	4.43	4.13
效率/%	95	95.1	91.06
功率因数	0.9438	0.9439	0.6101
转矩脉动/%	5.7%	7.6%	10.7%
铁耗/W	507	481	555.93
电流/A	63	63	102
输出功率/kW	37.1	37.2	37.29
内功率因数角	39	38.94	56.03
永磁体重量/kg	12.18	9.42	0

从表 4 可得，钕铁硼永磁电机的性能略高于钕铁氮材料辅助同步磁阻电机的整体性能。SmFeN、NdFeB 和 SynRM 设计方案整体性能的对比如图 7 所示，其中性能主要包含凸极比、效率、功率因数、转矩脉动、铁耗比和输出功率比。

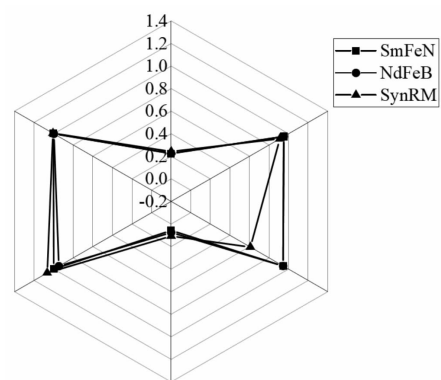


图7 SmFeN、NdFeB 和 SynRM 性能对比

由图 7 可以得出，在达到相近要求的 37kW 输出功率时，SmFeN 设计方案的凸极比与 NdFeB 相近，相对来说整体性能都要远胜于常规 SynRM。因为钕铁硼无需多层磁障转子冲片更小，铁耗更低，但整体性能相差不大。在设计时 SmFeN 的永磁体用量要高于 NdFeB 大约 30% 左右，但单价更具优势，基于永磁体价格与用量综合考虑，相似性能下 SmFeN 具备 30% 左右的成本优势，所以 SmFeN 材料在性能和成本的综合分析下有一定的应用优势。

3.3 SmFeN 转子应力分析

基于现有应用钕铁氮 PMSynRM 转子设计方案，

对要求转速下转子应力进行仿真分析, 在计算时按照转速的 1.1 倍进行计算, 计算结果如图 8 所示。

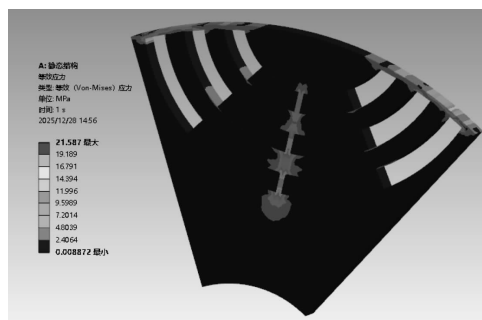


图 8 应力仿真校核

基于现有转子模型计算得到最大应力出现在磁障中间的肋部, 最大受力大约 21.6 MPa, 而硅钢片的屈服强度在 400 MPa 左右, 所以此设计方案的受力完全符合改造要求, 存在一定安全余量。

3.4 SmFeN 磁体退磁仿真分析

为进一步验证电机再制造后的稳定性, 本文对现有转子模型钕铁氮进行退磁仿真。电机退磁最严重的情况就是短路情况, 对电机短路情况下的永磁体抗退磁能力进行校核, 一般电机所选择的对应变频器最大输出电流不会超出额定电流的 2.5 倍。所以给定的短路电流为 157.5 A, 永磁体温度为 120℃。得出永磁体的退磁云图如图 9 所示。

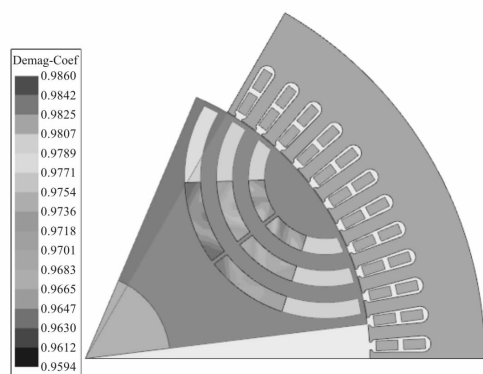


图 9 钕铁氮退磁云图

由图 9 可以看出, 永磁体退磁最大处退磁率越 4%, 抗退磁能力良好。

4 异步电机改造性能优化对比

本次改造是将异步电机再制造成永磁辅助型磁阻电机, 其改造内容主要为转子部分设计为以同步磁障加钕铁氮永磁体辅助的三层磁障结构, 用于替代异步电机原有的铸铝转子。

基于 PMaSynRM 电磁设计和已知异步电机参数进行有限元仿真分析对比, 从而对性能优化效果进行计算。异步电机与 PMaSynRM 有限元仿真模型如

图 10 所示。

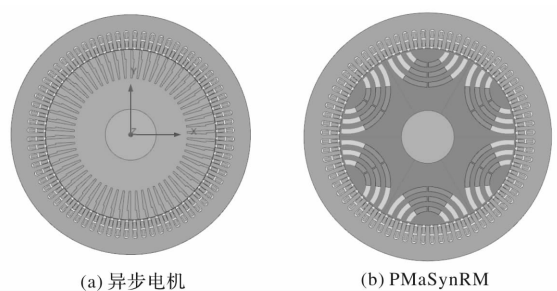


图 10 有限元仿真模型

图 10 的仿真模型中图 10(a) 为异步电机铸铝转子结构, PMaSynRM 根据设计结构, 应用钕铁氮作为辅助永磁体材料, 应用三层弧形磁障。首先是对负载额定工况下的感应电势进行计算, 结果如图 11 所示。

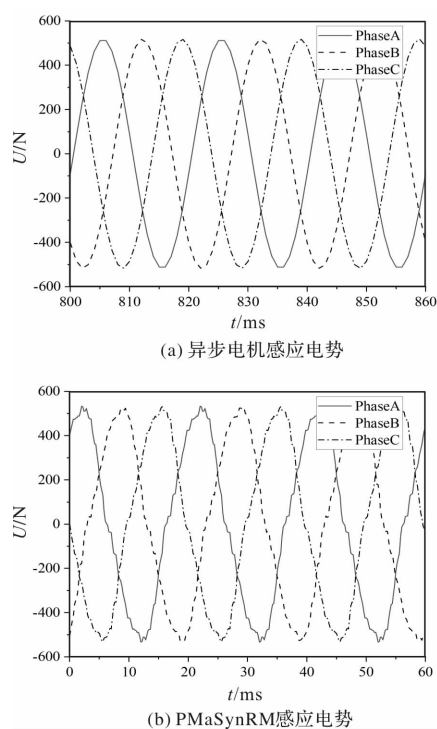
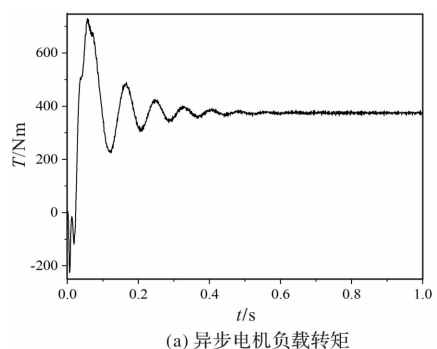


图 11 感应电势对比

如图 11 所示, 异步电机计算感应电势有效值为 367.5 V, PMaSynRM 计算平均感应电势为 359.03 V。进而对负载转矩进行计算, 结果如图 12 所示。



(a) 异步电机负载转矩

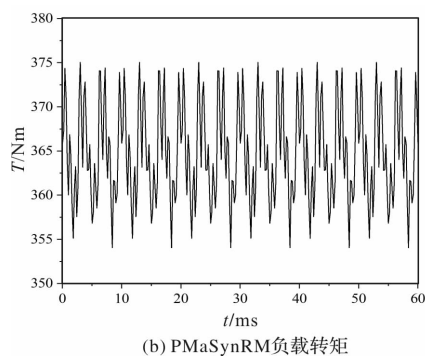


图 12 负载转矩对比

如图 12 所示, 异步电机负载输出转矩均值为 375.3 Nm, 转矩脉动为 21.11 Nm, 占比额定转矩的 5.63%; PMASynRM 负载转矩均值为 364.89 Nm, 转矩脉动为 20.99 Nm, 占比额定转矩的 5.75%。此时 PMASynRM 设计可以满足表 1 中所需的参数要求, 与此同时相较于常规 SynRM 计算结果, PMASynRM 的转矩脉动显著降低。

异步电机与 PMASynRM 的磁密分布如图 13 所示。

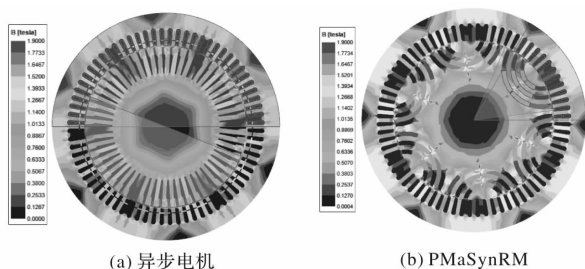


图 13 负载磁密云图

从图 13 可知, 负载磁密的分布趋势上异步电机与 PMASynRM 大致相近, 在数值上均有少部分数个齿部磁密能达到 1.9 T 左右, 均处于较合理的区间。

在完成磁密分析后, 对电机过载能力进行分析, 由于异步电机参数已知, 额定功率为 37 kW 时, 计算得到异步电机的最大转矩为 1094.6 Nm, 约为额定转矩 3.07 倍。而经过计算得出, PMASynRM 的最大转矩达到了 1389.2 Nm, 约为额定转矩 3.94 倍, 提升 27%。由此可知, 在相同运行条件下, 优化后的 PMASynRM 的过载能力要明显优于异步电机。

由有限元仿真计算结果可得, 对比于异步电机和同步磁阻电机, PMASynRM 在效率与功率因数上均有较大的提升, 同时最大转矩倍数也更大。在转矩脉动方面, 永磁助力同步磁阻电机的转矩脉动对比于普通同步磁阻电机降低 45%, 在转矩脉动方面有显著的降低。永磁辅助同步磁阻电机的最大转矩倍数相较于异步电机, 提升约 27% 左右, 但在设计时随着转矩倍数的增大, 转矩脉动也会相应增大。转矩脉动的大小与转矩倍数呈现正比例变化, 需权

衡参数需求来合理设计。

5 结 语

本文提出一种采用钕铁氮永磁材料辅助同步磁阻电机再制造方法。通过对一台额定功率 37 kW 的 6 极异步电机进行再制造优化设计, 将转子替换为带有钕铁氮永磁材料助力的磁阻电机转子, 兼顾能效提升和改造成本。并对比了异步电机、采用传统钕铁硼材料再制造永磁电机、以及采用钕铁氮材料再制造永磁助力磁阻电机的各项性能。

由于 SmFeN 加工采用粘结工艺, 无需受传统烧结工艺下的形状和加工限制, 所以在设计时可以采用弧形磁障结构。应用相同永磁体材料, 分别采用弧形和 U 型结构磁障的 PMASynRM 进行设计, 并对整体性能进行计算分析, 结果表明弧形磁障结构设计在效率、功率因数、转矩脉动等多方面都具优势。所以在应用 SmFeN 的 PMASynRM 设计时采用弧形磁障结构。

在相同磁障结构下分别通过 SmFeN 和 NdFeB 材料设计 PMASynRM 并进行计算分析。结果表明应用 NdFeB 设计方案要略优于 SmFeN, 但整体性能相近。此时 SmFeN 用量大约为 NdFeB 的 1.3 倍, 但考虑到材料价格差距, 综合性能与成本考虑, 应用钕铁氮材料相对更优。对转子结构进行了受力计算, 在额定转速下, 转子最大受力大约 21.6 MPa, 远低于转子硅钢片的屈服强度, 转子结构强度方面具有很高的安全裕量。同时对 SmFeN 设计方案进行了退磁计算, 在短路工况下, 永磁体退磁率低于 5%。

将 SmFeN 辅助设计的 PMASynRM 设计方案整体性能与待再制造异步电机进行对比。可以得出 PMASynRM 在效率与功率因数上均有较大的提升, 同时最大转矩倍数也更大, 提升 27% 左右, 具有更高的过载能力。在转矩脉动方面, PMASynRM 的转矩脉动对比于 SynRM 降低 45% 左右, 在转矩脉动方面有显著的降低, 和异步电机转矩脉动相近。因此综上可以得出, SmFeN 助力的 PMASynRM 设计方案在整体性能方面都要优于原异步电机, 且制造成本也要低于应用钕铁硼材料的 PMASynRM, 具备一定的性能优势和工程实用性。

参考文献

- [1] 狄冲, 鲍晓华, 潘晋, 等. 基于 Elmer 开源有限元平台的铁氧体辅助同步磁阻电机的建模和分析[J]. 电工技术学报, 2022, 37(5): 1136-1144.

(下转第 51 页)

电机转子绕组气-固沿面放电及电荷演化机制研究

隋鑫媛¹, 宋宇轩², 彭天颖¹, 王健¹, 邹亮³, 丁晓峰⁴

(1. 华北电力大学 新能源电力系统国家重点实验室, 北京 102206; 2. 国网北京检修公司, 北京 100021;
3. 山东大学 电气工程学院, 山东 济南 250061; 4. 北京航空航天大学 自动化科学与电气工程学院, 北京 100191)

摘要: 电机转子绕组气-固界面的沿面放电与电压参量息息相关, 围绕脉冲应力下转子绕组气-固界面的沿面放电与电荷演化机制研究, 搭建了气-固沿面放电试验平台与表面电荷测量系统。首先, 分别施加 5 Hz 和 50 Hz 不同极性的方波电压, 基于针-板电极模型试验研究了绕组气-固界面的沿面放电统计规律; 其次, 通过测量不同放电阶段下界面复合绝缘材料的表面电荷分布情况, 得到了表面电荷分布的时空变化规律, 进而解析了气-固界面的表面电荷分布及消散特性。

关键词: 电机转子绕组; 沿面放电; 电荷演化机制

中图分类号: TM301 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-6848(2026)08-0008-06

Surface Discharge and Charge Evolution Mechanisms at the Gas-solid Interface of Motor Rotor Windings

SUI Xinyuan¹, SONG Yuxuan², PENG Tianying¹, WANG Jian¹, ZOU Liang³, DING Xiaofeng⁴

(1. State Key Lab of Alternate Electrical Power System With Renewable Energy Sources, North China Electric Power University, Beijing 102206, China; 2. State Grid Beijing Maintenance Company, Beijing 100021, China;
3. School of Electrical Engineering, Shandong University, Jinan 250061, China;
4. School of Automation Science and Electrical Engineering, Beihang University, Beijing 100191, China)

Abstract: Surface discharge along the gas-solid interface of motor rotor windings is closely linked to voltage parameters. To investigate the mechanisms of surface discharge and charge evolution under pulsed electrical stress, an experimental platform for gas-solid surface discharge and a surface charge measurement system were developed. Initially, using square wave voltages of different polarities at 5 Hz and 50 Hz, the statistical characteristics of surface discharge along the gas-solid interface of the windings were experimentally studied based on a needle-plate electrode configuration. Subsequently, the surface charge distribution on the composite insulating materials at the interface was measured across different discharge stages, revealing the spatiotemporal evolution of the charge distribution. Based on these findings, the distribution and dissipation characteristics of surface charges at the gas-solid interface were analyzed.

Key words: motor rotor winding; surface discharge; charge evolution mechanism

0 引言

电机是实现能量转换与传输的关键装置, 其工作可靠性直接关系到整个电力系统的安全与稳定。双馈变速机组因其可实现发电及运行状态下的灵活功率调节, 具备优异的动态响应性能而得以广泛应用^[1-3], 其主要由交流励磁电机、变流器及控制器等组成, 其中交流励磁电机的转子绕组其承受特殊的脉冲应力且工作环境恶劣, 电机绕组绝缘系统长期受到局部放电、高温、涡流、振动、腐蚀及附加应

力的综合作用, 极易引发绝缘故障, 所以研究其放电特性至关重要^[4-7]。

现阶段, 针对电机转子绕组气固界面的绝缘问题, 学术界已开展了广泛研究。早期研究多集中于直流电压下的绝缘特性^[8-10], 然而, 随着电力电子技术的广泛应用, 脉冲电压下的绝缘失效机理表现出新的复杂性。已有研究表明, 电压的极性、频率等参量对气-固界面的放电行为有显著影响^[11,12], 但其背后的物理机制, 尤其是电荷在界面的动态演化过程, 尚未形成统一、清晰的认识。

收稿日期: 2025-11-20

基金项目: 山东省重点研发计划(2022JMRH0303)

作者简介: 隋鑫媛(2000), 女, 硕士研究生, 研究方向为高电压与绝缘技术。

为填补研究空白, 本文聚焦于脉冲应力下电机转子绕组气-固界面的沿面放电及电荷演化机制。搭建了气-固沿面放电试验平台与表面电荷测量系统, 旨在通过精密控制的实验, 揭示不同电压参数下放电的统计规律, 捕捉表面电荷分布的时空变化特征。

1 实验设置

1.1 试品试样

气-固沿面放电试验所用试样为环氧粉云母玻璃板与防晕层组成的复合绝缘材料, 防晕层贴合于主绝缘, 其复合结构如图 1 所示, 其中环氧粉云母玻璃板厚度为 1 mm, 形状为边长 4 cm 的正方形, 防晕层厚

度 0.1 mm, 形状为长 4 cm, 宽 2.5 cm 的长方形。



图 1 气-固界面复合绝缘材料

1.2 实验平台

1.2.1 沿面放电试验平台

实验平台采用 20 kV 高压方波电源, 其整体结构如图 2 所示。电压频率可在直流至 20 kHz 间平滑调节。试验过程中采用特高频传感器配合示波器以及计算机进行放电信号采集。

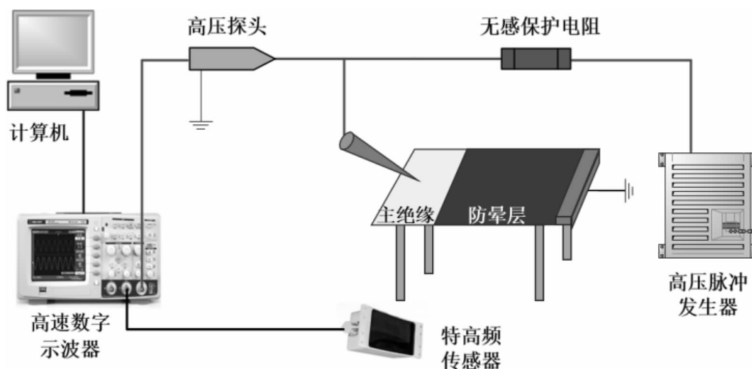


图 2 针-板电极沿面放电试验平台

采用针-板电极结构模拟电机转子绕组气-固界面的沿面放电。为确保复合绝缘材料表面获得充足的沿面切向电场分量, 试验中设置针尖与板电极之间距离为 1.5 cm, 针电极与水平面呈 15° 夹角, 从而实现沿面放电的持续发展和沿面闪络的发生^[13]。

1.2.2 表面电荷测量系统

基于图 3 所示的非接触式方案对表面电荷分布进行测量, 其中高精度静电电压表型号为 Trek347 型。测试时将被测样本置于接地基底表面, 通过等电位连接有效抑制外界电磁干扰。探头安装于控制平台, 对试样表面高精度的定位扫描。测量前需双重校准, 首先进行基准电位归零校准, 随后通过标准电压源实施系统灵敏度标定, 确保测量误差在 $\pm 3\%$ 以内。

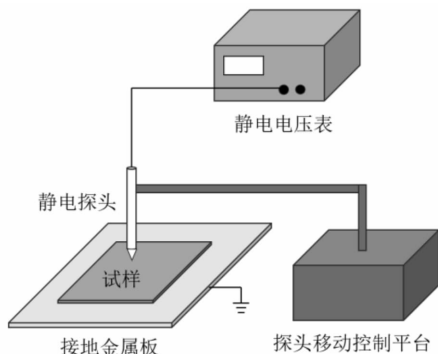


图 3 表面电荷测量系统示意图

2 转子绕组气-固界面沿面放电特性

2.1 不同电压作用下的起始放电电压

起始放电电压的统计分布如图 4 所示, 该数据来自气固界面沿面放电实验。结果表明起始放电电压在正极性 5 Hz 方波电压作用下达到最高值, 而在负极性 5 Hz 方波电压作用下则呈现最低值。该现象可从电场分布、电荷输运及极性效应等方面进行机制分析。

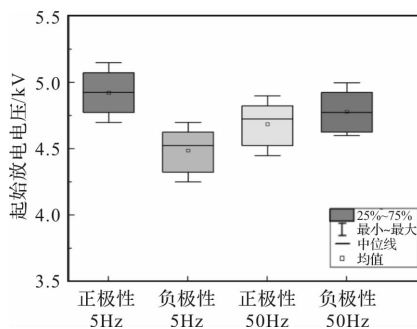


图 4 不同参量电压作用下起始放电电压

在正极性方波电压作用下, 电场方向由固体介质指向气体空间。此时, 气体中的电子会向固体表面迁移。由于大多数固体材料具有较低的二次电子发射能力^[14], 这些附着在表面上的电子难以再次被

激发,从而有效抑制了电子崩的发展趋势。同时,在正极性电场作用下气体中的正离子趋向于迁移至固体表面并逐渐积累,形成表面电荷层。这种累积效应会显著削弱局部区域的电场强度,进而导致起始放电电压明显升高^[15]。当施加负极性方波电压时,会形成由气体介质指向绝缘材料表面的电场。此时,电子从材料表面发射进入气体中。需特别指出,材料表面的微观缺陷或粗糙部位往往会成为电子发射的有效来源,这使得电子发射的能量阈值显著降低,从而促进了放电的发生。

此外,负极性电场会使气体中的负离子向绝缘体表面聚集,同时使正离子从该区域撤离。这种迁移模式削弱了电荷对局部电场的屏蔽效应,从而降低了起始放电电压。5 Hz 方波电压的低频特性进一步放大了上述极性效应的表现。在正极性条件下,缓慢上升的电场为电荷的累积提供了充足的时间,从而增强了其对电场的屏蔽作用;而在负极性条件下,电子发射和气体电离过程的效率提高,使得放电更容易发生。

2.2 不同电压作用下的闪络电压

不同参量电压作用下闪络电压统计结果如图 5 所示,在正极性 5 Hz 方波电压的作用下,电场方向由固体绝缘介质指向气体空间,这一现象促使电子从气体区域迁移到材料表面。由于材料表面的二次电子发射系数相对较低,导致附着在表面的电子难以再次被激发,这种特性有效地抑制了电子崩的发展。与此同时,在正极性条件下气体中的正离子会向材料表面迁移并逐渐积累所形成的电荷层对局部电场产生了屏蔽效应,削弱了电场强度,从而延缓了放电通道的形成和扩展过程,使得闪络电压显著升高。值得注意的是,5 Hz 方波电压由于频率较低为电荷的积累提供了充足的时间,进一步增强了其对电场的屏蔽作用。

此外在负极性 5 Hz 方波电压的作用下,电场方向则由气体区域指向材料表面,该情况下电子从材料表面向气体中发射。需要注意,材料表面的微观缺陷或不平滑区域可能成为电子发射的活跃点^[16],从而显著降低了电子发射所需的能量阈值。同时,在负极性条件下气体中的负离子会迁移到材料表面,而正离子则趋向于远离表面的方向运动。这种电荷分布特性削弱了电荷层对局部电场的屏蔽效应,使得局部电场强度更容易达到气体击穿的阈值,从而促进放电通道的快速形成和扩展,导致闪络电压明显降低。

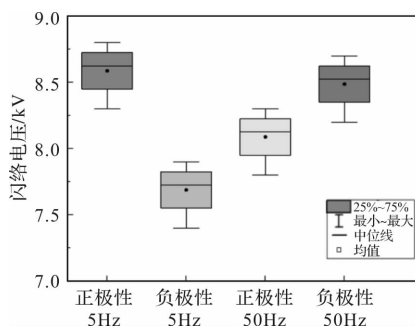


图5 不同参量电压作用下闪络电压

进一步研究表明电压的极性效应导致了闪络电压的差异。在正极性条件下,电荷的积累以及电子附着的抑制效应共同延缓了放电的发展^[17];而在负极性条件下,由于电子发射效率的提高和电荷屏蔽效应的减弱,放电过程得以加速。此外,5 Hz 方波电压由于频率较低使得电场的变化较为缓慢,这种特性进一步加大了极性效应对闪络电压的影响程度。

综上所述,气-固界面在正负极性 5 Hz 方波电压作用下的闪络电压差异主要源于以下几个因素:电场方向对电荷输运行为的调控起到了关键作用;电荷分布的极性依赖特性也对放电过程产生了重要影响;低频电压下电荷积累的时间效应进一步加剧了这种差异。具体而言,在正极性条件下电荷的屏蔽作用和电子附着抑制效应共同导致闪络电压升高;而在负极性条件下,由于电子发射效率的提高以及电荷屏蔽效应的减弱,闪络电压明显降低。

3 转子绕组气-固界面电荷演化机制

3.1 气-固界面表面电荷分布及演化过程

记录不同时刻脉冲电压应力下转子绕组气-固界面超声放电的测试结果,如图 6 所示。可以看出,随着加压时间的推进,试样的表面的超声放电强度及范围逐渐扩大。

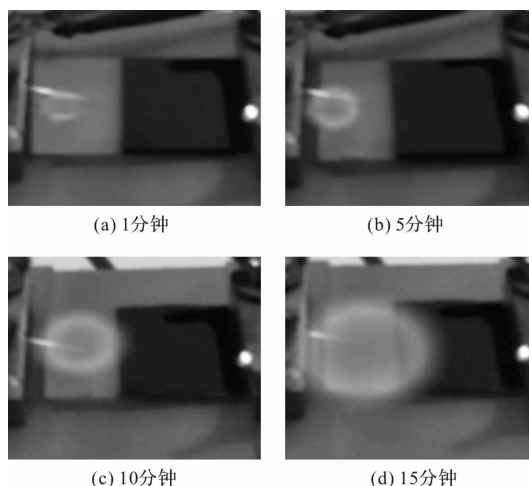
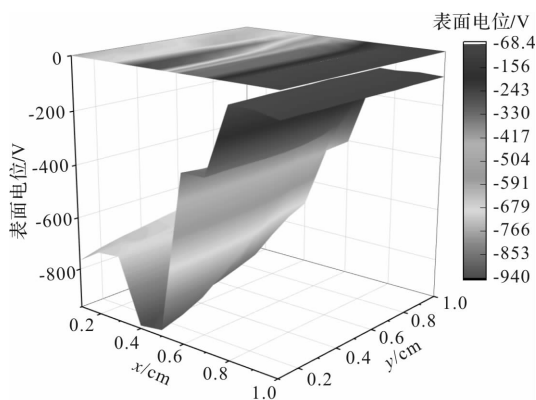


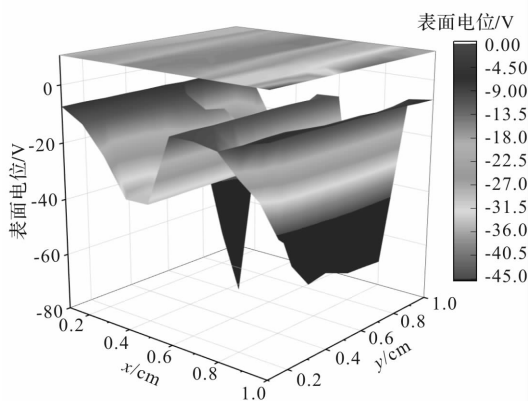
图6 不同加压时刻的超声放电结果

脉冲电压应力下转子绕组气-固界面表面电位测试结果如图 7 所示。从试验数据可以看出, 在负极性 5 Hz 方波电压作用下, 试样的表面电位比其他情况明显更高, 同时观察到了较为严重的电荷积聚现象。

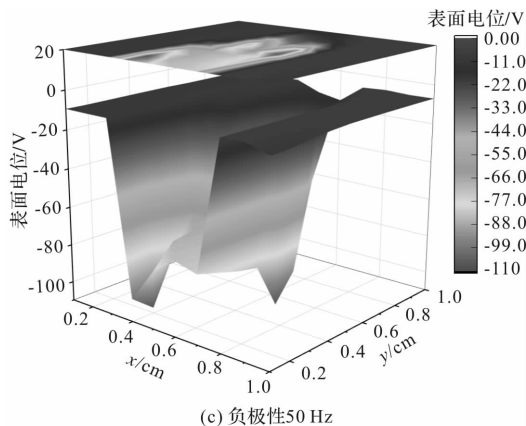
首先, 当施加负极性电压时, 电场方向由气体指向绝缘材料表面, 导致电子从材料表面逸出进入气体中。由于材料表面可能存在微观缺陷或粗糙区域, 这些部位成为了电子发射的主要位置, 使得大量电子注入气隙, 而正电荷则留在材料表面, 从而形成了明显的电荷分离。其次, 5 Hz 的低频方波电压为电荷的迁移和积累提供了充足的时间, 进一步加剧了电荷积聚效应, 导致局部电场发生严重畸变。具体来说, 电荷层的存在不仅增强了气-固界面的电场强度, 还使得电场分布变得不均匀。这种不均匀的电场分布会降低气体间隙的击穿阈值, 并且容易引发电子崩和流注放电现象, 上述机制推动放电通道的生成与扩展, 最终发展为沿面闪络。在正极性电压作用下情况则有所不同, 此时电场方向由材料表面指向气体, 使得电子从气体中向材料表面迁移并附着。受限于绝缘体表面较低的二次电子发射系数, 附着的电子难以再次被激发, 因此电荷积累效应不显著。



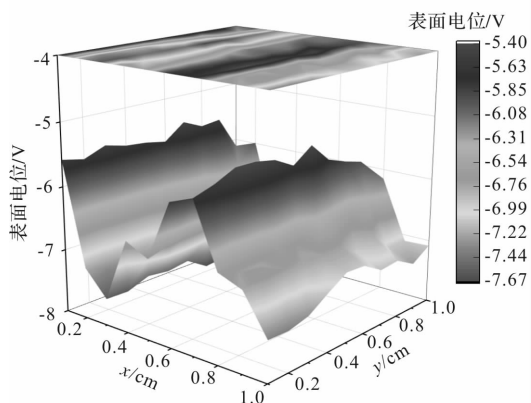
(a) 负极性 5 Hz



(b) 正极性 5 Hz



(c) 负极性 50 Hz

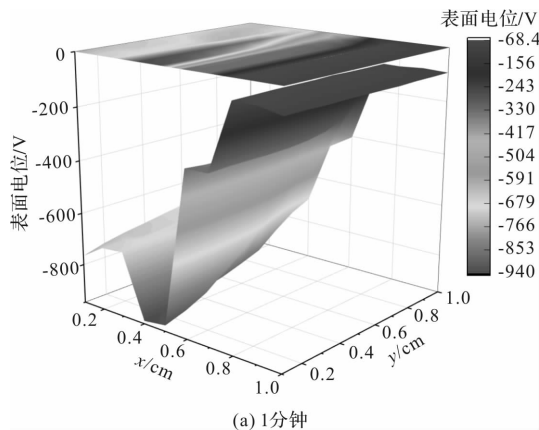


(d) 正极性 50 Hz

图 7 不同参量电压作用下的表面电位

3.2 气-固界面表面电荷消散特性

气-固界面表面电荷消散试验的结果如图 8 所示, 表面电位在初期阶段显著下降, 具体表现为 5 分钟内由 800 V 降至 60 V, 此后, 其耗散率持续下降, 直至 20 分钟后基本达到稳定状态。在初始阶段, 由于电荷密度较高, 导致较大的电场强度和较强的电应力, 促使电荷快速迁移与复合; 其次, 表面导电通道或体导电通道在电场的作用下, 加速了电荷向低电位区域或接地端的转移过程; 此外, 在双馈变速机组现场运行环境中存在大量水蒸气等, 促进电荷中和反应进一步影响电荷消散速率, 多因素共同作用导致初始阶段的显著下降趋势。



(a) 1 分钟

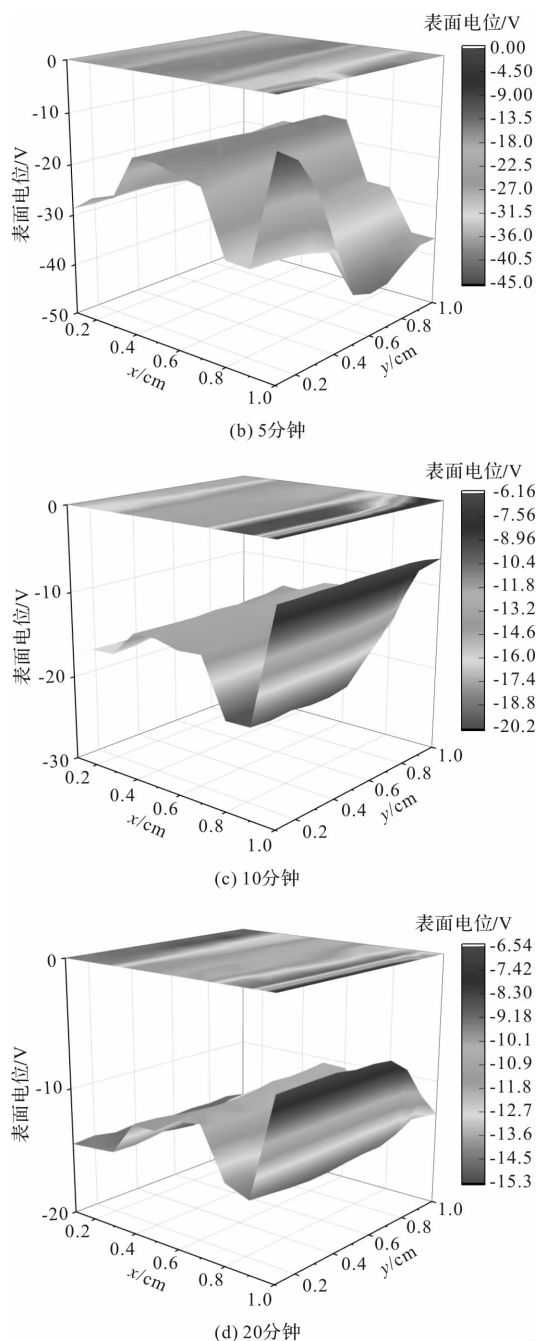


图8 气-固界面表面电荷消散特性

随着表面电荷逐渐消散,其密度呈现逐步减弱的趋势,导致驱动电荷迁移的电场强度也随之降低。在这过程中,表面导电通道可能会因电荷的不断消耗而趋向饱和,进而使电荷消散的速度有所放缓。同时,外界环境条件(如湿度和温度)对电荷消散的影响逐渐显现出来:在相对湿度60%左右的高湿度环境下,吸附于表面的水分子可能形成一层薄薄的导电膜,从而促进电荷的迁移^[18-20];而在相对湿度约15%的低湿度条件下,电荷消散主要依赖于材料本身的导电特性,其速率相对较慢。经过20分钟的时间,表面电位趋于稳定状态,这表明电荷的迁移

与复合过程已达到一种动态平衡。在此阶段,剩余电荷可能被束缚在材料表面的缺陷部位或深层次的陷阱中,难以通过常规的导电机制继续发生迁移。此外,外部环境中的电场作用等因素未能提供足够的能量,以促使这些被束缚的电荷脱离陷阱,因此导致表面电位稳定在一个较低水平。

综上所述,在初始阶段表面电位的快速下降主要归因于高密度电荷所形成的强电场驱动效应以及高效的电荷迁移机制。而在随后的过程中,随着电荷密度和电场强度的逐步降低,加上环境因素的影响,电荷消散速率逐渐减缓。在最终的稳定阶段,剩余电荷被束缚在材料深层结构中,难以进一步发生迁移,从而使得表面电位达到一种平衡状态。

4 结 论

为了研究双馈变速电机转子绕组的气-固界面的沿面放电特性,本文搭建转子绕组沿面放电试验平台及表面电荷测量系统,利用针-板电极模型进行试验,获取了方波电压作用下绕组气-固界面的放电特性;进一步研究了脉冲应力下转子绕组气-固界面的表面电荷分布特性及其消散特性。基于以上试验结果,得出以下几点结论:

(1)研究表明正负极性5 Hz方波电压对起始放电和闪络电压具有显著影响:正极性条件下,电荷积累增强、电子附着抑制效应明显,导致起始放电电压和闪络电压升高;而负极性条件下,电子发射效率提高、电荷屏蔽减弱,使得起始放电电压和闪络电压降低。

(2)负极性5 Hz方波电压作用下,由于电子从材料表面向外发射并在气体中形成电荷层,导致表面电位迅速升高且电荷积聚现象严重;而正极性条件下,由于二次电子发射系数较低以及电荷的屏蔽效应,表面电位上升幅度较小。在沿面闪络过程中,负极性电场条件下的局部电场畸变更显著,从而降低了气体击穿阈值并促进了放电通道的形成。

(3)表面电位随时间的变化规律:初始阶段的快速下降归因于高驱动力下的电荷迁移与复合,随后消散速率逐渐减缓直至趋于稳定,表明剩余电荷被束缚在表面缺陷或深层陷阱中难以进一步迁移,从而达到了一种稳定状态。

参考文献

- [1] Kougias I, Aggidis G, Avellan F, et al. Analysis of emer-

- ging technologies in the hydropower sector[J]. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2019, 113: 109257.
- [2] Vasudevan K R, Ramachandaramurthy V K, Venugopal G, et al. Variable speed pumped hydro storage: A review of converters, controls and energy management strategies[J]. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2021, 135: 110156.
- [3] Wang R, Yang W J, Ji L T, et al. Regulation intensity assessment of pumped storage units in daily scheduling for renewable energy consumption[J]. *Sustainable Energy Technologies and Assessments*, 2023, 56: 103027.
- [4] Cavallini A. Reliability of low voltage inverter-fed motors: What have we learned, perspectives, open points[C]. *International Symposium on Electrical Insulating Materials (ISEIM)*. IEEE, 2017, 1: 13-22.
- [5] Hammarström T J Å. Partial discharge characteristics at ultra-short voltage risetimes[J]. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 2018, 25 (6): 2241-2249.
- [6] Florkowski M, Florkowska B, Furgał J, et al. Impact of high voltage harmonics on interpretation of partial discharge patterns[J]. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 2013, 20(6): 2009-2016.
- [7] Jarrar I M, Cherney E A, Jayaram S H. Ageing and the life curve of type II turn-to-turn insulation under repetitive impulse energization: Effect of switching frequency [C]. *IEEE Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena (CEIDP)*. IEEE, 2021: 117-120.
- [8] 张博雅, 张贵新. 直流 GIL 中固-气界面电荷特性研究综述 I: 测量技术及积聚机理[J]. *电工技术学报*, 2018, 33(20): 4649-4662.
- [9] 张博雅, 张贵新. 直流 GIL 中固-气界面电荷特性研究综述 II: 电荷调控及抑制策略[J]. *电工技术学报*, 2018, 33(22): 5145-5158.
- [10] Li Chuanyang, Lin Chuanjie, Chen Geng, et al. Fielddependent charging phenomenon of HVDC spacers based on dominant charge behaviors[J]. *Applied Physics Letters*, 2019, 114(20): 202904.
- [11] Seri P, Berardi G, Albertini M, et al. Partial discharge inception voltage in cables: influence of type of defect, supply frequency and voltage waveshape[C]. *IEEE Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena*. Denver, USA: IEEE, 2022: 49-52.
- [12] 孙士涛, 雷雨, 郝国文, 等. 交流励磁脉冲电压占空比对双馈型变速抽蓄电机转子绕组放电特性影响研究[J]. *微电机*, 2024, 57(09): 41-46.
- [13] 鲁杨飞, 李庆民, 刘涛, 等. 高频电压下表面电荷分布对沿面放电发展过程的影响[J]. *电工技术学报*, 2018, 33(13): 3059-3070.
- [14] Q Gibaru, C Inguibert, P Caron, et al. Geant4 physics processes for microdosimetry and secondary electron emission simulation: Extension of MicroElec to very low energies and 11 materials (C, Al, Si, Ti, Ni, Cu, Ge, Ag, W, Kapton and SiO₂)[J]. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section B: Beam Interactions with Materials and Atoms*, 2021, 487: 66-77.
- [15] 司马文霞, 范硕超, 杨庆, 等. 雷云电场作用下长地线表面正极性辉光电晕放电的仿真研究[J]. *物理学报*, 2015, 64(10): 158-166.
- [16] 胡一华, 薛涛, 张小宁, 等. 退火对 Al-Al₂O₃-Ti/Au 金属-绝缘体-金属电子源发射特性的影响[J]. *真空科学与技术学报*, 2014, 34(11): 1228-1233.
- [17] 黄寅, 孟永鹏, 马鑫哲, 等. 表面电荷对介质阻挡放电发展的影响[J]. *中国电机工程学报*, 2023, 43(08): 3248-3260.
- [18] M Kochsiek. Measurement of water adsorption layers on metal surfaces[J]. *Metrologia*, 1982, 18(3): 153.
- [19] Chen Xiao, Pengfei Shi, Wenmeng Yan, et al. Thickness and structure of adsorbed water layer and effects on adhesion and friction at nanoasperity contact[J]. *Colloids and Interfaces*, 2019, 3(3): 55.
- [20] Eric M Stuve. Ionization of water in interfacial electric fields: An electrochemical view[J]. *Chemical Physics Letters*, 2012, 519: 1-17.

长初级直线感应电机横向端部效应分析

谢小虎, 胡 静

(武警海警学院 机电管理系, 浙江 宁波 315800)

摘 要: 针对横向端部效应对长初级直线感应电机的气隙磁场、电磁推力和次级涡流损耗产生一定的影响, 研究分析电机各参数对横向端部效应的影响, 为长初级直线感应电机的参数设计提供参考。首先, 建立长初级直线感应电机横向分析的数学模型, 求解其气隙磁场和电磁推理解析表达式, 分析横向气隙磁场的分布规律。然后, 通过 3D 有限元仿真分析验证电磁解析计算的准确性。最后, 以不考虑端部效应的电磁推力和次级涡流损耗作为基准值, 分析电机各参数对横向端部效应的影响, 指出次级动子横向末端宽度值约为 τ/π 时, 为横向端部效应影响下电机推力的最佳末端宽度值。

关键词: 直线感应电机; 横向端部效应; 气隙磁场; 3D 有限元

中图分类号: TM359.4

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)08-0014-08

Analysis of Lateral End Effects in Long Primary Linear Induction Motors

XIE Xiaohu, HU Jing

(Department of Electromechanical Management, China Coast Guard Academy, Ningbo Zhejiang 315800, China)

Abstract: The transverse end effect exerts certain influences on the air gap magnetic field, electromagnetic thrust, and secondary eddy current losses of long primary linear induction motors. This study analyzed the impact of various motor parameters on the transverse end effect, providing reference for parameter design of long primary linear induction motors. First, a mathematical model for lateral analysis of the long primary linear induction motor was established to derive analytical expressions for its air gap magnetic field and electromagnetic thrust, analyzing the distribution pattern of the lateral air gap magnetic field. Subsequently, the accuracy of the electromagnetic analytical calculations was verified through 3D finite element simulation analysis. Finally, taking the electromagnetic thrust and secondary eddy current loss without considering the end effect as the reference values, the influence of each motor parameter on the transverse end effect was analyzed. This provides reference for the parameter design of linear induction motors. It is indicated that when the transverse end width of the secondary mover is approximately τ/π , this value serves as the optimal end width for the motor thrust under the influence of the transverse end effect.

Key words: linear induction motor; lateral end effect; air gap magnetic field; 3D finite element method

0 引 言

电磁发射技术属于一类新型的发射技术^[1], 直线电机作为电磁发射系统的核心装置, 产生电磁推力使发射目标加速发射。在电磁发射领域, 直线感应电机和永磁直线同步发电机得到了广泛的应用。直线感应电机是基于电磁感应定律, 初级绕组通入交流电时, 会形成行波磁场, 次级导体会感应出涡流, 进而产生电磁推力, 该结构具备构造简便、制造成本较低等优势^[2]。永磁直线同步电机通常会在次级部分采用高性能的永磁体, 建立励磁磁场, 通过磁场同步原理, 初级行波磁场与永磁体磁场保持同步, 具有效率高、电磁推力密度大和动态响应快

等优点^[3-4], 但是动子质量大和动子永磁体在高温条件下容易失磁。结合电磁发射系统对直线电机的技术要求, 直线感应电机简化的机械构造、轻量化的运动部件、制造成本低和安全性高, 在电磁发射领域展现出显著的应用潜力, 非常适合应用于电磁发射系统。

直线感应电相较于旋转感应电机, 端部效应是其核心差异之一, 影响直线感应电机的推力特性、效率和运行稳定性^[5-7]。直线感应电机的初级定子铁心的宽度通常小于次级动子板的宽度, 由于定子铁心的宽度有限不连续, 在端部区域处存在边缘磁通, 磁场的自然扩散特性, 使气隙中的有效磁通密度降低, 这一现象为第一类横向边端效应; 次级动子板

收稿日期: 2025-11-07

作者简介: 谢小虎(1998), 男, 硕士, 研究方向为直线感应电机的优化设计。

胡 静(1981), 女, 教授, 研究方向为舰艇电气设备及其自动化。

感应涡流会进一步改变磁场分布,导致气隙磁通在横向方向上发生畸变和削弱,该现象为第二类横向端部效应^[8]。文献[9]详细的介绍了端部效应给直线感应电机带来较大的影响,必须重视。文献[10-11]对直线感应电机提出了二维电磁场理论分析,不计纵向端部效应影响的前提下,由次级反应板中的涡流引起横向边缘效应的经典方法,求解气隙磁场的横向分布特性。文献[12]研究了由边缘磁通量密度引起的横向边缘效应,指出了边缘磁通量对电机推力和电路参数的影响。上述文献对横向端部效应的研究,均是把次级涡流和边缘磁通分开讨论,文献[13]提出一种研究横向端部效应的新方法,同时考虑次级涡流和边缘通量密度对横向端部效应的影响。文献[14]针对高速直线感应电机的横向端部效应的研究,根据电磁场理论推导了横向漏感,并考虑横向端部效应,给出了T型等效电路。文献[15]提出一种直线感应电机电磁设计方法,该方法充分考虑横向端部效应的影响,并将其对应的两个系数,分别引入次级绕组电阻率与电磁气隙磁导率这两个核心参数中。

上述文献已采用理论解析、等效电路及有限元等方法对直线电机的横向端部效应展开研究,然而均未同时考虑第一类与第二类横向端部效应对电机气隙磁场、电磁推力及次级涡流损耗的影响。为此,本文提出一种能够同时计及两类横向端部效应的分析方法,并进一步分析了电机参数对横向端部效应产生的影响。首先,建立长初级直线感应电机横向分析的数学模型,在不计纵向端部效应影响的前提下,对电机同时考虑两类横向端部效应展开分析,求解其气隙磁场和推力解析表达式,并分析其横向气隙磁场的分布规律。然后,采用3D有限元仿真对解析计算准确性进行验证。最后,为了更精准地评估与分析电机各参数对横向端部效应产生的影响,通过将不考虑端部效应时的推力和次级涡流损耗作为参考值,详细的分析电机各参数对横向端部效应的影响,为电机的参数设计提供参考。

1 横向端部效应的电磁场计算

1.1 直线感应电机的数学模型

图1中 J_{2r1} 、 J_{2r2} 、 J_{2r3} 分别为区域1、2、3动子的次级涡流, J_1 为定子电流, w_c 为定子铁心宽度一半的宽度, w_b 为动子横向末端宽度, g_e 为等效电磁气隙长度, d_{shut} 为动子厚度。基于次级动子宽度中心为参考

坐标系,分析横向端部效应的电磁场分析时,不考虑纵向端部效应,并假设:

- (1) 铁心相对磁导率趋近于无穷大,不考虑饱和;
- (2) 各场量是时间的正弦函数;
- (3) 气隙磁场只 y 轴分量;
- (4) 不考虑末端绕组的影响;
- (5) 采用等效电流层替代载流次级,并认为次级涡流产生的磁动势在空间上为正弦分布,只取基波。

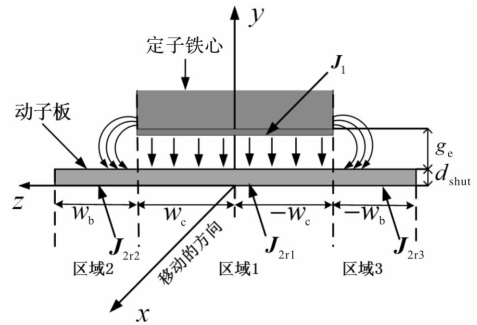


图1 长初级直线感应电机横向分析数学模型

1.2 电磁场的解析计算

直线感应电机的气隙磁场是定子电流 J_1 与次级动子涡流 J_2 共同作用的结果,所以在分析横向端部效应对气隙磁场的影响时,分别考虑定子电流和次级涡流各自产生的气隙磁密度,进而确定整体的气隙磁通密度。由麦克斯韦方程组^[9]可知,电流密度矢量 J 产生磁场强度矢量 H ,则 J_1 产生的磁场强度为 H_1 , J_2 产生的磁场强度为 H_2 ,气隙磁场强度 H 和磁感应强度 B_y 满足如下关系:

$$\begin{cases} H = H_1 + H_2 \\ B_y = \mu_0 H \end{cases} \quad (1)$$

气隙磁通密度沿横向分布如图2所示,气隙磁通密度扩散到末端部分,末端部分边缘磁通量密度减少。电机无负载时,气隙中磁场强度 H_1 的近似表达^[12],如下所示:

$$H_1 = \begin{cases} H_1 e^{j(\omega_g t - \beta x)} & -w_c \leq z \leq w_c \\ H_1 e^{-\frac{z-w_c}{k_g g_e}} e^{j(\omega_g t - \beta x)} & z \geq w_c \\ H_1 e^{\frac{z+w_c}{k_g g_e}} e^{j(\omega_g t - \beta x)} & z \leq -w_c \end{cases} \quad (2)$$

式中, $H_1 = J_1 / \beta g_e$ 为磁场强度峰值, J_1 为定子电流密度幅值, $\beta = \pi / \tau$, τ 为极距, k_g 为等效电磁气隙长度的修正系数。

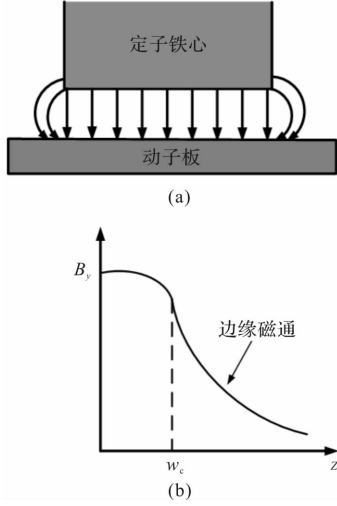


图2 气隙磁通密度沿横向分布

为了更方便的分析次级电流 J_2 产生的磁场强度为 H_2 ，引入矢量电势 T ，定义为

$$J_2 = \nabla \times T \quad (3)$$

由麦克斯韦方程可知，磁场强度 H_2 满足：

$$J_2 = \nabla \times H_2 \quad (4)$$

联立式(3)和式(4)可知 H_2 和 T 满足关系式：

$$T = H_2 \quad (5)$$

将式(5)代入式(1)可得：

$$H = H_1 + T \quad (6)$$

将式(2)、式(3)、式(4)、式(5)和式(6)联立可得：

$$\nabla \times \nabla \times T = -\sigma' \mu_0 \frac{\partial (H_1 + T)}{\partial t} \quad (7)$$

$$\sigma' = \frac{\sigma d_{\text{shut}}}{g_e} \quad (8)$$

式中， σ 为转子板电导率， σ' 为整个气隙区域的平均电导率。

次级电流 J_2 在次级转子板中电流密度有纵向分量 J_{2x} 和横向分量 J_{2z} ，如图3所示，引入的矢量电势 T 只有 y 分量，则 T 可以表示为

$$T_{iy} = T_{iy}(x, z, t) = T_{iy}(z) e^{j(\omega t - \beta x)} \quad (9)$$

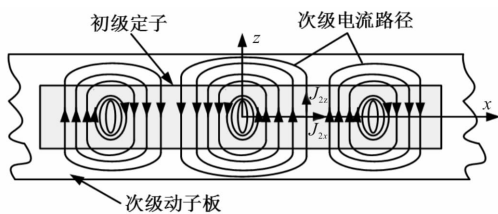


图3 次级转子板涡流分布

将式(9)代入式(7)，可得应用在图1中区域1的表达关系方程式：

$$\frac{\partial^2 T_{1y}}{\partial z^2} - \gamma^2 T_{1y} = j\omega_s \mu_0 \sigma' H_1 \quad (10)$$

其中， $\gamma^2 = \beta^2 + j\omega_s \mu_0 \sigma'$ 。

在横向末端部分，转子板被空气包围，为了准确得到应用在末端部分区域2和区域3的表达关系方程式，定义一个气隙校正因子 k_u ， k_u 的具体推导过程可见文献[12]， H_2 和 T 满足关系式：

$$H_2 = \frac{T}{k_u} \quad (11)$$

则应用在图1中区域2和区域3的表达关系方程式为

$$\begin{cases} \frac{\partial^2 T_{2y}}{\partial z^2} - \gamma_u^2 T_{2y} = j\omega_s \mu_0 \sigma' H_1 e^{-\frac{z-w_c}{k_u g_e}} \\ \frac{\partial^2 T_{3y}}{\partial z^2} - \gamma_u^2 T_{3y} = j\omega_s \mu_0 \sigma' H_1 e^{\frac{z+w_c}{k_u g_e}} \end{cases} \quad (12)$$

其中， $\gamma_u^2 = \beta^2 + j\omega_s \mu_0 \sigma' / k_u$ 。

联立式(10)和式(12)可得：

$$\begin{cases} \frac{\partial^2 T_{1y}}{\partial z^2} - \gamma^2 T_{1y} = j\omega_s \mu_0 \sigma' H_1 & -w_c \leq z \leq w_c \\ \frac{\partial^2 T_{2y}}{\partial z^2} - \gamma_u^2 T_{2y} = j\omega_s \mu_0 \sigma' H_1 e^{-\frac{z-w_c}{k_u g_e}} & z \geq w_c \\ \frac{\partial^2 T_{3y}}{\partial z^2} - \gamma_u^2 T_{3y} = j\omega_s \mu_0 \sigma' H_1 e^{\frac{z+w_c}{k_u g_e}} & z \leq -w_c \end{cases} \quad (13)$$

根据电流的连续性原则，边界条件如下：

$$\begin{cases} T_{1y}|_{z=w_c} = T_{2y}|_{z=w_c}, \frac{\partial T_{1y}}{\partial z}|_{z=w_c} = \frac{\partial T_{2y}}{\partial z}|_{z=w_c} \\ T_{2y}|_{z=w_c+w_b} = 0 \\ T_{1y}|_{z=-w_c} = T_{3y}|_{z=-w_c}, \frac{\partial T_{1y}}{\partial z}|_{z=-w_c} = \frac{\partial T_{3y}}{\partial z}|_{z=-w_c} \\ T_{3y}|_{z=-(w_c+w_b)} = 0 \end{cases} \quad (14)$$

联立式(13)和式(14)可得：

$$\begin{cases} T_{1y} = c_1 e^{\gamma z} + c_2 e^{-\gamma z} - \frac{j\omega_s \mu_0 \sigma' H_1}{\gamma^2} & -w_c \leq z \leq w_c \\ T_{2y} = c_3 e^{\gamma_u z} + c_4 e^{-\gamma_u z} - \frac{j\omega_s \mu_0 \sigma' H_1}{\gamma_u^2 - \frac{1}{k_u^2 g_e^2}} e^{-\frac{z-w_c}{k_u g_e}} & z \geq w_c \\ T_{3y} = c_5 e^{\gamma_u z} + c_6 e^{-\gamma_u z} - \frac{j\omega_s \mu_0 \sigma' H_1}{\gamma_u^2 - \frac{1}{k_u^2 g_e^2}} e^{\frac{z+w_c}{k_u g_e}} & z \leq -w_c \end{cases} \quad (15)$$

式中， c_1 、 c_2 、 c_3 、 c_4 、 c_5 和 c_6 为根据边界条件求得的常量。

将式(15)代入式(3)可得次级涡流 J_2 纵向分量 J_{2x} 和横向分量 J_{2z} ，如：

$$\begin{cases} J_{2x1} = -[\gamma c_7 e^{\gamma z} - \gamma c_8 e^{-\gamma z}] e^{j(\omega_s t - \beta x)} & -w_c \leq z \leq w_c \\ J_{2x2} = -\left[\gamma_u c_9 e^{\gamma_u z} - \gamma_u c_{10} e^{-\gamma_u z} + \frac{1}{k_g g_e} \frac{j\omega_s \mu_0 \sigma' H_1}{\gamma_u^2 - \frac{1}{k_g^2 g_e^2}} e^{-\frac{z-w_c}{k_g g_e}} \right] e^{j(\omega_s t - \beta x)} & z \geq w_c \\ J_{2x3} = -\left[\gamma_u c_{11} e^{\gamma_u z} - \gamma_u c_{12} e^{-\gamma_u z} - \frac{1}{k_g g_e} \frac{j\omega_s \mu_0 \sigma' H_1}{\gamma_u^2 - \frac{1}{k_g^2 g_e^2}} e^{\frac{z+w_c}{k_g g_e}} \right] e^{j(\omega_s t - \beta x)} & z \leq -w_c \end{cases} \quad (16)$$

$$\begin{cases} J_{2z1} = -j\beta \left[c_7 e^{\gamma z} + c_8 e^{-\gamma z} - \frac{j\omega_s \mu_0 \sigma' H_1}{\gamma^2} \right] e^{j(\omega_s t - \beta x)} & -w_c \leq z \leq w_c \\ J_{2z2} = -j\beta \left[c_9 e^{\gamma_u z} + c_{10} e^{-\gamma_u z} - \frac{j\omega_s \mu_0 \sigma' H_1}{\gamma_u^2 - \frac{1}{k_g^2 g_e^2}} e^{-\frac{z-w_c}{k_g g_e}} \right] e^{j(\omega_s t - \beta x)} & z \geq w_c \\ J_{2z3} = -j\beta \left[c_{11} e^{\gamma_u z} + c_{12} e^{-\gamma_u z} - \frac{j\omega_s \mu_0 \sigma' H_1}{\gamma_u^2 - \frac{1}{k_g^2 g_e^2}} e^{\frac{z+w_c}{k_g g_e}} \right] e^{j(\omega_s t - \beta x)} & z \leq -w_c \end{cases} \quad (17)$$

联立式(1)、式(2)和式(15)可得气隙磁场 B_y 的解析表达式:

$$B_y = \begin{cases} B_{y1} = \mu_0 \left[c_7 e^{\gamma z} + c_8 e^{-\gamma z} - \frac{j\omega_s \mu_0 \sigma' H_1}{\gamma^2} + H_1 \right] e^{j(\omega_s t - \beta x)} & -w_c \leq z \leq w_c \\ B_{y2} = \mu_0 \left[c_9 e^{\gamma_u z} + c_{10} e^{-\gamma_u z} + \left(\frac{-j\omega_s \mu_0 \sigma' H_1}{\gamma_u^2 - \frac{1}{k_g^2 g_e^2}} + H_1 \right) e^{-\frac{z-w_c}{k_g g_e}} \right] e^{j(\omega_s t - \beta x)} & z \geq w_c \\ B_{y3} = \mu_0 \left[c_{11} e^{\gamma_u z} + c_{12} e^{-\gamma_u z} + \left(\frac{-j\omega_s \mu_0 \sigma' H_1}{\gamma_u^2 - \frac{1}{k_g^2 g_e^2}} + H_1 \right) e^{\frac{z+w_c}{k_g g_e}} \right] e^{j(\omega_s t - \beta x)} & z \leq -w_c \end{cases} \quad (18)$$

从式(18)可知,气隙磁场 B_y 分为三部分, B_{y1} 为定子和动子横向耦合的气隙磁场, B_{y2} 、 B_{y3} 分别为横向边端的边缘磁场。

电机空载时,无次级涡流,根据无负载磁场强度 H_1 的近似表达式(2)可知,气隙磁场 B_y 由定子电流 J_1 产生,如图4所示。

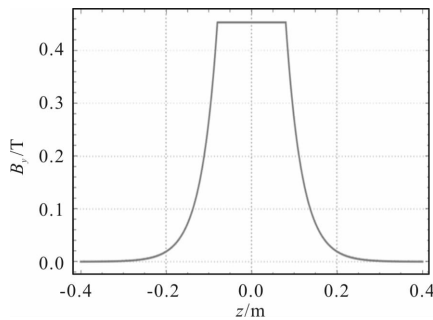


图4 空载时横向磁密分布

电机带负载运行时,次级动子板中产生次级涡流 J_2 ,气隙磁场 B_y 由 J_1 和 J_2 共同作用产生,如图5所示。

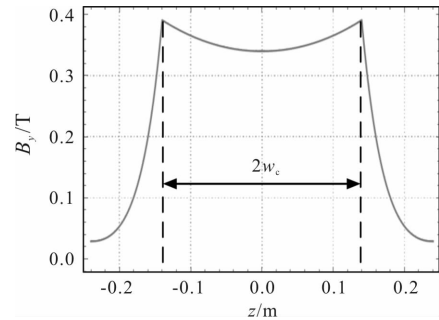


图5 带负载时横向磁密分布

从图4和图5对比可知,在初级和次级横向耦合部分,次级涡流产生的磁通密度与初级定子电流产生的主要磁通密度相抵消,有削弱效果。因此次级涡流引起的横向端部效应对气隙磁场在沿横向分布不均匀,呈马鞍形状分布。

可通过次级涡流横向分量 J_{2z} 和气隙磁场 B_y 计算直线感应电机的电磁推力,计算式如下:

$$F_x = \int_0^{2p\tau} \int_{-(w_c+w_b)}^{w_c+w_b} \text{Re}(J_{2z}) \times \text{Re}(B_y) dz dx \quad (19)$$

将式(17)和式(18)代入式(19)可得:

$$\begin{cases} F_x = F_{x1} + F_{x2} + F_{x3} \\ F_{x1} = -2p\tau \int_{-w_c}^{w_c} \text{Re}(J_{2z1}) \times \text{Re}(B_{y1}) dz \\ F_{x2} = -2p\tau \int_{w_c}^{w_c+w_b} \text{Re}(J_{2z2}) \times \text{Re}(B_{y2}) dz \\ F_{x3} = -2p\tau \int_{-(w_c+w_b)}^{-w_c} \text{Re}(J_{2z3}) \times \text{Re}(B_{y3}) dz \end{cases} \quad (20)$$

次级动子板的涡流损耗为

$$P_2 = \frac{g_e}{\sigma'} p \tau \int_{-(w_c+w_b)}^{w_c+w_b} |J_2|^2 dz \quad (21)$$

当不考虑端部效应时,无边缘磁通影响,且次级涡流只有横向分量 J_{2z} , 则:

$$\begin{cases} T_{y0} = -\frac{j\omega_s \mu_0 \sigma' H_1}{\gamma^2} \\ J_{2z0} = -\beta \frac{\omega_s \mu_0 \sigma' H_1}{\gamma^2} e^{j(\omega_s t - \beta x)} \\ B_{y0} = \mu_0 \left[H_1 - \frac{j\omega_s \mu_0 \sigma' H_1}{\gamma^2} \right] e^{j(\omega_s t - \beta x)} \end{cases} \quad (22)$$

因此,在不考虑横向端部效应影响的推力和次级涡流损耗为

$$\begin{cases} F_{x0} = -2p\tau \int_{-w_c}^{w_c} \text{Re}(J_{2z0}) \times \text{Re}(B_{y0}) dz \\ P_{20} = \frac{g_e}{\sigma'} p \tau \int_{-w_c}^{w_c} |J_{2z0}|^2 dz \end{cases} \quad (23)$$

2 有限元仿真分析

为了验证分析横向端部效应影响下电磁场解析计算的准确性,采用 Ansys 进行仿真分析,长初级直线感应电机的三维模型具备对称的结构特征,取二分之一模型搭建,如图 6 所示,电机的主要尺寸参数如表 1 所示。

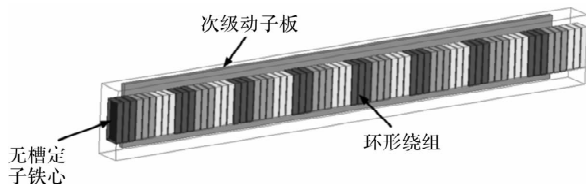


图 6 直线感应电机三维有限元模型

表 1 直线感应电机结构尺寸参数

参数	参数值
极距/mm	180
相数	3
每段定子极对数	6

续表 1

参数	参数值
定子极对数	5.5
单边电磁气隙/mm	23
每极每相槽数	3
每槽线圈匝数	2
定子铁心高度/mm	280
定子铁心轭部宽度/mm	16
定子厚度/mm	14
定子宽度/mm	400

使用三维有限元仿真分析电机横向端部效应,由于计算机的存储器有限,对电机完整建模进行瞬态场分析求解难度较大,为了减少求解的计算时间,在不考虑纵向端部效应的影响,由于电机模型结构对称,仿真电机单边一对极,设置垂直和周期边界条件,进行仿真求解,如图 7 所示。

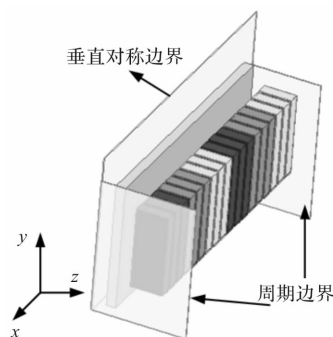
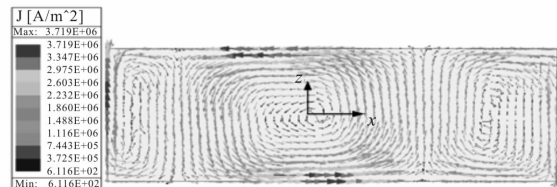
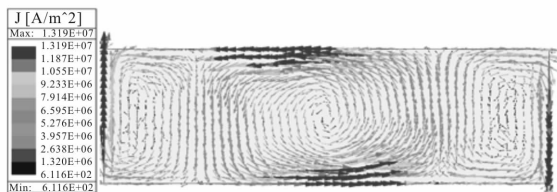


图 7 单边一对极三维有限元模型

图 8 为不同滑差频率下,次级动子板表面涡流的分布情况,可以得知在不同的滑差频率下,次级涡流大小有所不同,由于横向末端为次级涡流提供横向通路,随着滑差频率的增大,横向涡流向末端顶部集中,涡流增强。因此,滑差频率越大,横向端部效应的影响越大,对横向耦合区域气隙磁通密度削弱增强。



(a) 5 Hz



(b) 25 Hz

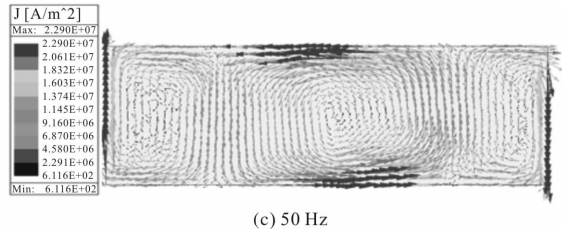


图8 不同滑差频率下次级表面涡流分布

从图9可知,空载时,气隙横向磁场的解析计算结果和仿真结果有较好的一致性,表明无负载磁场强度 H_1 的近似表达解析式的准确性。从图10可知,通过对比电磁解析与有限元仿真的推力滑差率特性曲线计算结果,发现二者具有良好的一致性,这一结果验证了横向端部效应电磁场解析的准确性。

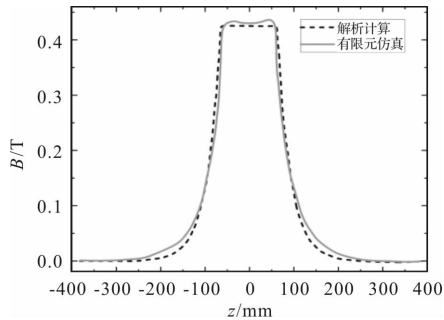


图9 解析计算和有限元仿真的空载横向气隙磁密分布对比

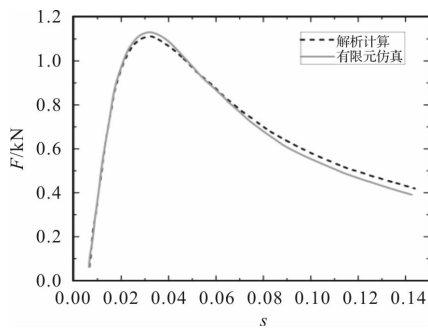


图10 解析计算和有限元仿真的推力滑差率曲线对比

3 横向端部效应的影响因素分析

在不同的电机参数下,横向端部效应对电机的影响程度不一样,图11分析了在不同的滑差率、动子板电导率以及动子末端宽度下,横向端部效应对横向气隙磁通密度分布的影响。

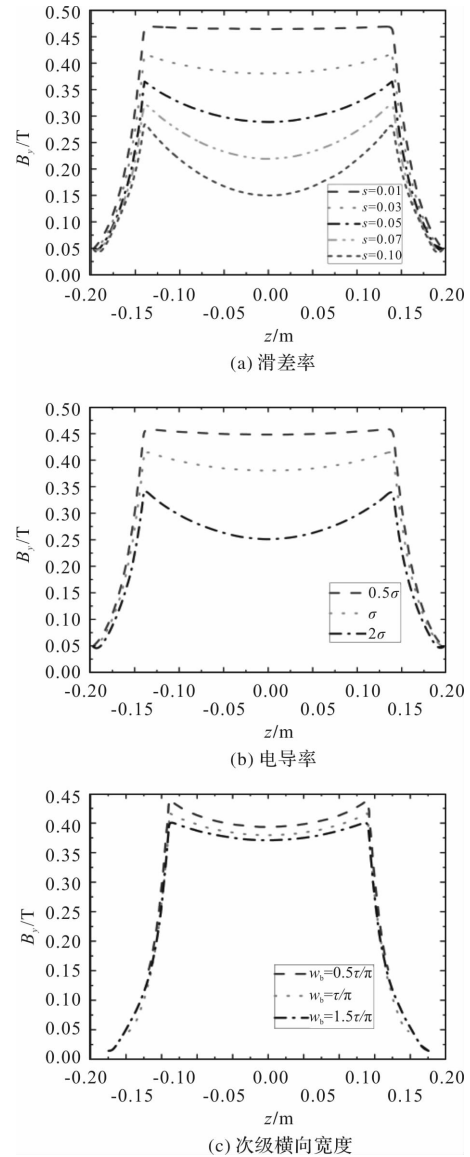


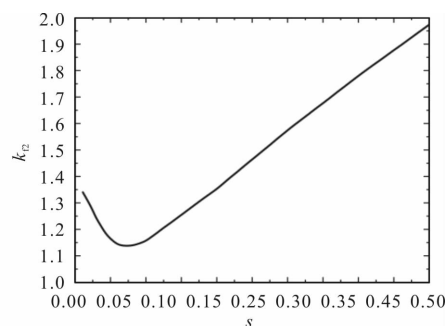
图11 横向气隙磁通密度分布

从图11(a)可知,随着滑差率的增加,初级和次级定子铁心覆盖区域的马鞍形磁密会越来越降低,是由于次级涡流密度随滑差率的增加而增加所导致,因此横向端部效应随着滑差率的增大,对定子铁心覆盖区域气隙磁通密度削弱的影响增大。图11(b)可知,次级动子板的电导率越大,次级涡流密度越大,横向端部效应影响越大,导致马鞍形磁密会越来越降低。图11(c)可知,次级横向动子末端的宽度越大,次级涡流流路径越多,横向端部效应影响就越大,对定子铁心覆盖区域气隙磁通密度削弱越强。

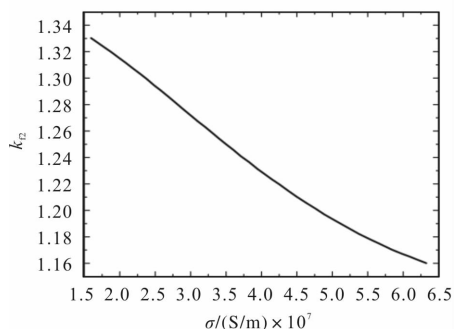
为了更好的评估在不同的电机参数下,横向端部效应对电机的推力和次级涡流损耗的影响,定义如下:

$$\begin{cases} k_{12} = \frac{F_x}{F_{x0}} \\ k_{p2} = \frac{P_2}{P_{20}} \end{cases} \quad (24)$$

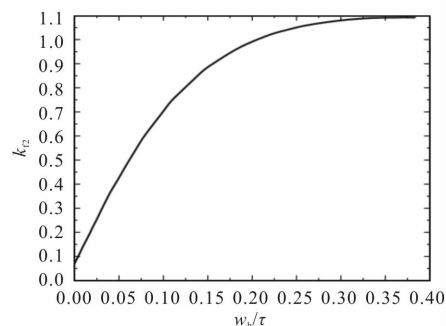
式中, k_{12} 为考虑横向端部效应与不考虑横向端部效应的推力值比, k_{p2} 为考虑横向端部效应与不考虑横向端部效应的次级涡流损耗值比。



(a) 滑差率



(b) 电导率

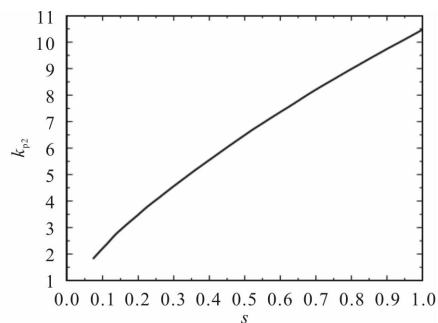


(c) 动子板横向末端宽度

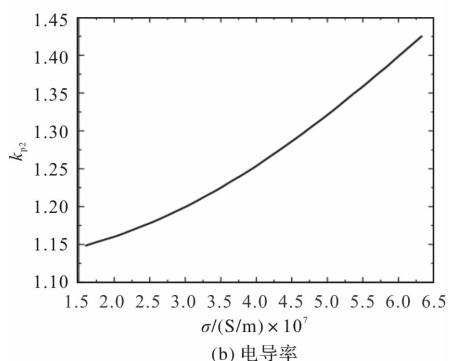
图 12 k_{12} 随滑差率、电导率和动子板横向末端宽度的变化关系

图 12 显示 k_{12} 随滑差率、电导率和动子横向末端宽度的变化关系, k_{12} 大于 1 表示横向端部效应使推力增加, 反之减小。从图 12(a) 可知 k_{12} 大于 1, 表明横向端部效应使总推力增加, 该趋势表现为先减小后增加, 在 $s = 0.06$ 时达到最小值, 说明横向端部效应在 $s = 0.06$ 时对推力影响最小。图 12(b) 可知, k_{12} 随电导率的增大, 其值越来越小, 且大于 1, 表示横向端部效应对合成推力的增加越来越小。

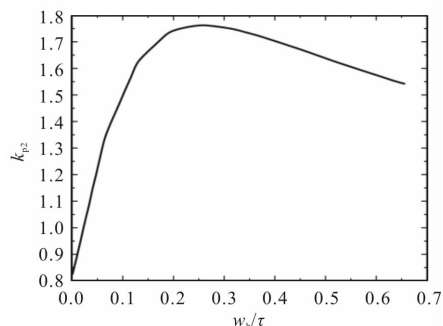
图 12(c) 可知, k_{12} 随着动子板横向末端宽度的增加, 越来越接近 1 且会大于 1, 表明增加横向末端宽度能减小横向端部效应对推力削弱的影响, 当横向末端宽度值增加到 0.35τ , 约为 τ/π 时, 继续增加末端宽度值, 对推力的影响几乎不变, 因此动子推力的最佳末端宽度取为 τ/π 时较为合适。



(a) 滑差率



(b) 电导率



(c) 动子板横向末端宽度

图 13 k_{p2} 随滑差率、电导率和动子板横向末端宽度变化关系

图 13 显示 k_{p2} 随滑差率、电导率和动子板横向末端宽度的变化关系, k_{p2} 大于 1 表示横向端部效应增加了涡流损耗。从图 13(a)、图 13(b) 可知, k_{p2} 随着滑差率和电导率的增大而增大, 且大于 1, 表明滑差率和电导率越大, 横向端部效应产生的涡流损耗越大, 因此在滑差率和电导率较大时, 横向端部效应的影响不能忽略。从图 13(c) 可知, 随着横向末端宽度值增加, k_{p2} 逐渐增大, 涡流损耗增大, 当

动子板横向末端宽度增大到 0.25τ 时,继续增加末端宽度, k_{p2} 有减小的趋势,既涡流损耗减小。

综合上述分析,横向端部效应对长初级直线感应电机的气隙磁场、推力和次级涡流损耗产生一定的影响,使合成推力有增强效果,但同时也导致涡流损耗增加。动子板电导率越大,横向端部效应对合成推力的增加越少,其涡流损耗也越大,因此可通过适当减小次级电导率来抑制横向端部效应的涡流损耗。次级动子的横向末端部宽度增加,使总推力和次级涡流损耗都增加,末端宽度增加到约为 0.25τ 时,涡流损耗不在增加,有下降趋势,继续增加到 0.35τ 约为 τ/π 时,合成推力不在增加,因此次级动子末端宽度约为 τ/π 时,最为合适。电机滑差率 s 越大时,横向端部效应对横向气隙磁场削弱也越明显,次级涡流损耗也明显增加,因此为了减少横向端部效应产生的影响,电机可选择合适较小的滑差率。

4 结 语

本文针对长初级直线感应电机横向端部效应的分析,求解其气隙磁场和推力解析表达式,分析其横向磁场的分布规律,并采用有限元对解析计算正确性进行验证。为了更精准地评估与分析电机各参数对横向端部效应的影响,将不考虑端部效应时的电磁推力和次级涡流损耗作为参考值,详细的分析了电机在不同的滑差率、动子板电导率、以及动子横向末端宽度对横向端部效应的影响,指出次级动子横向末端宽度值约为 τ/π 时,为动子板的最佳横向末端宽度,为电机的参数设计提供参考。

参考文献

- [1] 董亮,谢晓堃,蒋文龙,等. 基于重接型电磁发射原理的旋转式电磁加速器的设计[J]. 微电机, 2025, 58(06): 50-57.
- [2] 徐飞,史黎明,李子欣,等. 定子分段直线感应电机推进系统非线性解耦建模方法[J]. 电工技术学报, 2025, 40(04): 1023-1033.
- [3] Zhang H, Kou B, Zhu Z, et al. Thrust ripple analysis on toroidal-winding linear permanent magnet vernier machine[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(12): 9853-9862.
- [4] 张丹,赵吉文,董菲,等. 基于概率神经网络算法的永磁同步直线电机局部退磁故障诊断研究[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(1): 296-306, 344.
- [5] 刘希军,崔哲,高丽霞,等. 无人机电磁弹射用直线感应电机电磁推力分析[J]. 计算机仿真, 2022, 39(08): 16-19, 487.
- [6] 刘慧娟,马杰芳,张千,等. 双边型长初级直线感应电机电磁推力特性研究[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(S1): 268-277.
- [7] 聂世雄,付立军,许金,等. 长初级直线感应电机推力波动产生机理及验证[J]. 海军工程大学学报, 2016, 28(S1): 50-55.
- [8] 张蕾,郑云广. 基于在线运行条件下的直线感应电机电磁特性分析[J]. 电机技术, 2024(03): 11-16.
- [9] 龙退令. 直线感应电动机的理论和电磁设计方法[M]. 北京: 科学出版社, 2006.
- [10] Bolton H. Transverse edge effect in sheet-rotor induction-motors[J]. Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, 1969, 116(5): 725-731.
- [11] Preston T W, Reece A. Transverse edge effects in linear inductionmotors[J]. Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, 1969, 116(6): 973-979.
- [12] Zhang Y, Ma W, Lu J, et al. A New Approach to Research the Transverse Edge Effect in Linear Induction Motor Considering the Edge FringingFlux[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2011, 47(11): 4660- 4668.
- [13] Li D, Li W, Zhang X, et al. A New Approach to Evaluate Influence of Transverse Edge Effect of a Single-Sided HTS Linear Induction Motor Used for LinearMetro[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2015, 53(1): 1- 4.
- [14] Lu J, Zhang X, Liu B, et al. Research on transverse end effect of linear induction motor for high-speed industrial transportation[C]. 17th International Symposium on Electromagnetic Launch Technology, IEEE, 2014: 1-5.
- [15] 采军,王淑红,庞聪. 一种考虑横向端部效应影响的直线感应电机电磁设计方法[J]. 西北工业大学学报, 2021, 39(05): 1114-1121.

转子开槽对电机气隙气体流动与传热影响分析

吴子敬

(同济大学 机械工程与机器人学院, 上海 201804)

摘要: 为优化高速感应电机的散热结构, 深入研究转子表面开槽这一结构特征对高速感应电机气隙气体流动及传热特性的影响, 通过建立定转子间气隙光壁模型, 转子开直凹槽模型以及转子开斜凹槽模型, 基于流体力学的基本理论, 利用 Fluent 软件的仿真技术, 对相同工况下不同模型的定转子气隙气体流动状态和换热强度进行仿真研究。研究过程中, 对泰勒涡流的理论进行了深入剖析, 为后续分析提供了坚实的理论基础。仿真结果表明, 通过在转子外表面开槽, 可以显著扰乱气隙中气体的流动状态, 同时实现换热的强化, 并且随着开槽的斜角越来越大, 气隙气体的扰动会越来越剧烈, 并且换热也越来越剧烈。这对于优化高速感应电机的设计、提高其效率和可靠性具有重要的理论和实际意义。

关键词: 电机气隙; 转子斜槽模型; Fluent 仿真; 换热强化

中图分类号: TM346

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)08-0022-05

Analysis of the Impact of Rotor Slotting on Air-gap Gas Flow and Heat Transfer in Motors

WU Zijing

(School of Mechanical Engineering, Tongji University, Shanghai 201804, China)

Abstract: To optimizing the cooling structure of high-speed induction motors, investigate the influence of rotor slotting on the gas flow and heat transfer characteristics in the air gap of high-speed induction motors. Three models were established: a smooth air-gap model, a rotor with straight slots, and a rotor with skewed slots. Using Fluent software, the gas flow and heat transfer under identical conditions were simulated. The study analyzed Taylor vortex theory, providing a theoretical foundation. Results show that slotting on the rotor surface significantly disrupts gas flow in the air-gap, enhancing heat transfer. As the skew angle increases, gas disturbance and heat transfer intensify. This research has important theoretical and practical implications for optimizing high-speed induction motor design, improving efficiency, and reliability.

Key words: motor air-gap; rotor skewed slot model; fluent simulation; heat transfer enhance

0 引言

高速感应电机因具有转速高, 功率密度大, 机械性能好等优点, 在动力汽车、航空、暖通空调用离心压缩机等领域的应用越来越广泛, 是目前高速电机中的主要电机类型。随着高速感应电机的集约化程度越来越高, 对其冷却系统的要求也越来越高, 其中电机转子的冷却主要靠气隙中流体的轴向流动带走热量, 效率较低, 也成为了电机冷却设计中的薄弱环节, 因此对高速感应电机气隙中流体的流动状态研究以及换热强度的研究有着非常重要的现实意义。

在电机的运行过程中, 气隙内流体主要受到电机转子的旋转作用驱动。研究发现, 当电机转子转

速达到一定的速度之后, 会在气隙中产生强烈的二次涡流, 这种管间的漩涡流动被称作泰勒涡流^[1]。泰勒涡流的存在对于气隙流体的换热具有强烈的强化作用, 受到国内外学者的关注。国外对于泰勒涡流的研究较早, Akonur 等人研究仅内轴旋转的泰勒涡流横截面和子午面上的速度场分布, 发现泰勒涡流的强度与雷诺数之间的正比关系^[2], Baier 等人通过数值计算, 分析了泰勒涡流的稳定性和径向温度梯度之间的影响, 分别对比了对旋转内筒加热和静止外筒加热的情况下泰勒涡流温度性区别^[3], Becker 等人通过研究表明转子表面的热量传递因泰勒漩涡的存在得到了极大增强, 其热量传递方式由导热转向了对流传热^[4]。国内的黄为民等人采用粒子图像测量技术(PIV)对泰勒涡流的形成和发展原理进行

收稿日期: 2026-01-12

作者简介: 吴子敬(1991), 男, 硕士, 研究方向为制冷空调离心压缩机制造设计。

了研究^[5], 叶立等人对化工反应器中的泰勒涡流进行研究, 证明了泰勒涡流的存在可以增强反应器的传热性能, 提高反应器的转化率^[6], 韩家德等人对轴向通风冷却的异步电机定转子间气隙进行研究, 通过构建光壁、定子侧带凹槽、转子侧带凹槽三种模型, 用 Fluent 软件模拟了泰勒涡流对电机气隙传热特性的影响^[7], 朱方能通过分析壳体凹槽对于间隙流体流动状态的影响, 利用 PIV 系统实验验证了数值模型, 并利用 Fluent 软件进行了验证^[8], 曹力等人通过对高速屏蔽电机气隙流体进行仿真分析, 对比了不同转速, 不同气隙宽度条件下气隙进出口压力数值, 为转子冷却设计提供了理论基础^[9]。

对于高速感应电机, 因其转速高, 定转子气隙狭小, 气隙间的泰勒涡流情况更加剧烈, 也导致气隙流体换热情况复杂, 因此, 开展高速感应电机气隙流体换热情况分析, 对于电机冷却设计, 提高电机运行可靠性具有重要意义。

1 理论基础

泰勒涡流的形成与定转子气隙的几何尺寸有关, 主要包含定子内半径 r_o , 转子外半径 r_i , 气隙长度 L , 在转子开有凹槽的情况下, 还与凹槽的几何尺寸有关, 包括凹槽的宽度 a , 凹槽的深度 b , 凹槽的数量 n , 以及凹槽的偏转角度 α 。

对于气隙中的流体来说, 其流动需要遵循质量守恒定律, 动量守恒定律, 以及能量守恒定律, 可以通过连续性方程、动量方程以及能量方程进行控制^[10]。

连续性方程:

$$\frac{\partial \rho}{\partial t} + \frac{\partial (\rho u)}{\partial x} + \frac{\partial (\rho v)}{\partial y} + \frac{\partial (\rho w)}{\partial z} = 0 \quad (1)$$

式中, ρ 为流体密度; t 为时间; u 、 v 、 w 分别为流体在 x 、 y 、 z 方向上的速度。

动量方程:

$$\begin{cases} F_x - \frac{1}{\rho} \frac{\partial p}{\partial x} + v' \left(\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 u}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 u}{\partial z^2} \right) = \frac{du}{dt} \\ F_y - \frac{1}{\rho} \frac{\partial p}{\partial y} + v' \left(\frac{\partial^2 v}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 v}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 v}{\partial z^2} \right) = \frac{dv}{dt} \\ F_z - \frac{1}{\rho} \frac{\partial p}{\partial z} + v' \left(\frac{\partial^2 w}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 w}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 w}{\partial z^2} \right) = \frac{dw}{dt} \end{cases} \quad (2)$$

式中, F_x 、 F_y 、 F_z 分别为流体在 x 、 y 、 z 方向上的质量力; p 为流体压力; v' 为流体的运动黏度。

能量方程:

$$\frac{\partial (\rho T)}{\partial t} + \frac{\partial (\rho u T)}{\partial x} + \frac{\partial (\rho v T)}{\partial y} + \frac{\partial (\rho w T)}{\partial z} =$$

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{k}{c_p} \frac{\partial T}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{k}{c_p} \frac{\partial T}{\partial y} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{k}{c_p} \frac{\partial T}{\partial z} \right) + S_T \quad (3)$$

式中, T 为流体温度; c_p 为流体定压比热容; k 为流体导热系数; S_T 为流体内热源。

2 物理模型的建立和网格划分

2.1 几何模型

以某型号离心压缩机用高速感应电机气隙为研究对象, 建立几何模型。图 1 所示为光壁模型, 转子外半径 $r_i = 150\text{mm}$, 定子内半径 $r_o = 160\text{mm}$, 气隙长度 $L = 500\text{mm}$, 气隙厚度 $\delta = 10\text{mm}$, 图 2 所示为转子开凹槽模型, 转子外半径、定子内半径以及气隙长度都与光壁模型相同, 凹槽宽度 $a = 5\text{mm}$, 凹槽深度 $b = 5\text{mm}$, 凹槽数量为 48。

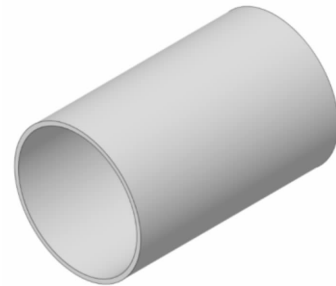


图 1 光壁模型

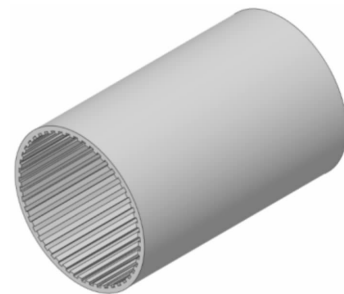


图 2 转子开凹槽模型

在建立上述几何模型的基础上, 为进一步分析气隙内流场与温度场的分布规律, 模型中假设气隙内流体为不可压缩的理想气体, 忽略重力及其他外部力的影响。此外, 假设转子与定子表面均为光滑理想边界, 气隙内不考虑壁面粗糙度带来的影响, 这有助于突出结构参数对流动和传热性能的主要影响因素。通过上述假设, 简化了模型边界条件, 提升了数值仿真计算的效率。

2.2 网格模型

气隙网格模型如图 3 所示, 对本文研究对象采用多区域网格的划分方式, 在流体靠近转子外表面及靠近定子内表面的区域采用边界层网格的划分方

式, 以在关键部位得到更好的结果显示。网格划分完毕后, 光壁模型网格总数为 668304, 节点数为 2848104, 转子开凹槽模型网格总数为 1370884, 节点数为 1476792, 为验证网格数量对计算结果的影响, 分别对两种模型的网格进行了加密处理并进行运算, 得到结果显示, 光壁模型的两次计算结果及转子开凹槽模型的两次计算结果偏差均在 2% 以内, 说明网格已经满足我们所需的精度要求。

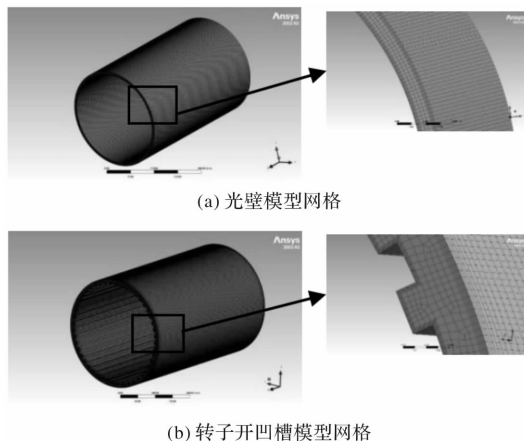


图 3 网格模型

2.3 边界条件设置

在 Fluent 软件中, 设置入口边界条件为压力出入口, 选取相同的表压力。根据电机的实际运行状况, 将转子的外表面设置为旋转表面, 同时为了使得两种模型能够拥有相同的流动状态, 保证两种模型的泰勒数 T_a 相同。临界泰勒数理论值为 $T_{ac} \approx 1708$, 泰勒数的计算公式如下:

$$T_a = \frac{w^2 r_i (D_h/2)^3}{v^2} \quad (4)$$

式中, w 为角速度, D_h 为水力直径, v 为运动粘度, r_i 为转子外径。

根据电机参数, 光壁模型转速取 10000r/min, 计算得到光壁模型的泰勒数为 1.73×10^7 。

模型中开启能量方程, 采用三维不可压缩层流非稳态模型求解, 气隙内外表面设置为无滑移恒温壁面, 内壁即转子侧壁面温度为 80°C , 外壁即定子侧壁面温度为 70°C 。压力流动耦合选用 COUPLE 算法, 计算残差流场取 1×10^{-3} , 温度场残差取 1×10^{-6} 。

3 流体仿真分析

基于上述模型搭建及网格划分, 利用 Fluent 软件进行流动和传热分析计算, 分析结果如下。

3.1 光壁模型流动分析

图 4、图 5 分别为 10000r/min 转速下光壁模型轴向剖切面上的流体压力分布云图、速度分布云图。

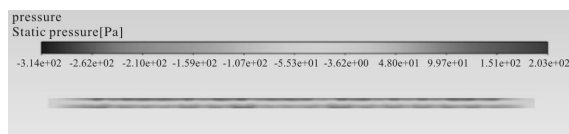


图 4 光壁模型压力云图

从压力分布云图中可以看出, 气隙内压力分布呈现出一定的规律性。在靠近转子的区域, 压力相对较低, 这是由于转子的旋转带动周围流体产生了周向的运动, 根据伯努利原理, 气体流速越大, 压强越小; 流速越小, 压强越大。而在靠近定子的区域, 压力相对较高。压力的这种分布差异会促使流体从高压区向低压区流动, 从而形成特定的流动模式。

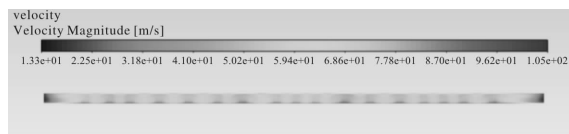


图 5 光壁模型速度云图

速度分布云图直观地展示了气隙内流体的流动速度情况。在转子表面附近, 流体速度较大, 因为转子的高速旋转直接带动了与之接触的流体层, 使其具有较高的周向速度。随着与转子距离的增加, 流体速度逐渐减小。在整个气隙中, 流体速度呈现出从转子到定子逐渐递减的趋势。

同时, 在气隙的某些特定位置出现了速度突变的情况, 在高速旋转状态下, 气隙中出现了明显的涡旋结构, 这些涡旋就是泰勒涡流。泰勒涡流的存在使得气隙内的流体流动变得更加复杂, 对于研究气隙内流体的流动特性以及传热性能具有重要意义。

3.2 转子开直凹槽模型流动分析

对于转子开直凹槽模型, 其流动特性与光壁模型存在一定的差异。在相同的转速下, 凹槽的存在改变了气隙内流体的流动路径。流体在流经凹槽时, 会在凹槽内形成局部的涡旋, 这些涡旋与泰勒涡流相互作用, 使得气隙内的流动更加复杂紊乱, 进一步影响泰勒涡流的分布和强度。

图 6 ~ 图 8 分别为转子开凹槽模型轴向剖切面上的流体压力分布云图、速度分布云图以及周向速度局部云图。

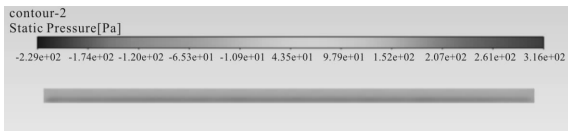


图6 转子开凹槽模型压力云图

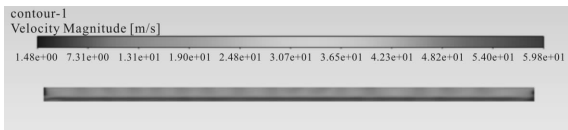


图7 转子开凹槽模型速度云图

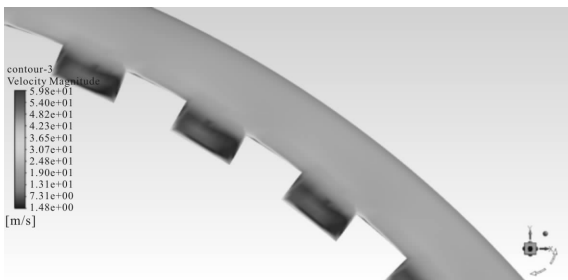


图8 转子开凹槽模型周向速度局部云图

从图8中可以看出转子开凹槽模型凹槽内的流体速度较小,在凹槽内出现了明显的漩涡,这种周向方向的涡流增强了气隙内的换热效果。

3.3 转子开斜凹槽模型流动分析

为研究凹槽斜角对气隙内流体流动状态的影响,分别建立了凹槽斜角度数为 5° 、 10° 及 15° 的模型,并分别进行仿真分析。

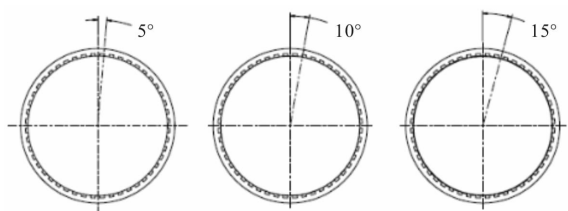


图9 转子开斜凹槽模型

在转速为 10000r/min 的条件下,对不同斜角的转子开斜凹槽模型进行分析。

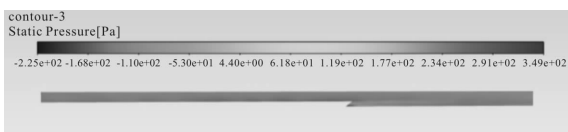
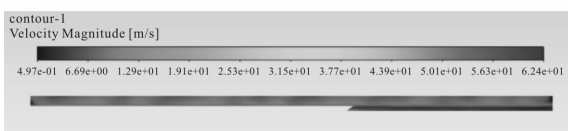
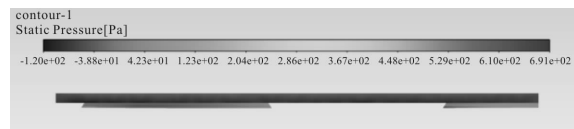
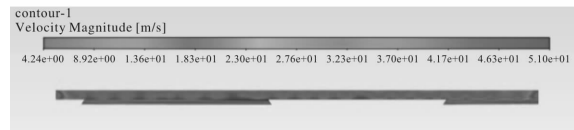
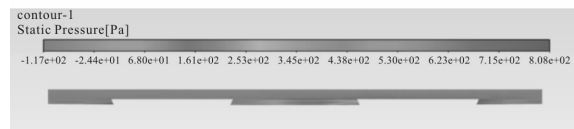
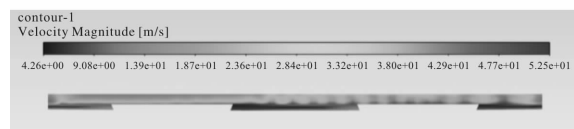
(a) 5° 斜凹槽模型压力云图(b) 5° 斜凹槽模型速度云图(c) 10° 斜凹槽模型压力云图(d) 10° 斜凹槽模型速度云图(e) 15° 斜凹槽模型压力云图(f) 15° 斜凹槽模型速度云图

图10 转子开斜凹槽模型压力及速度云图

从压力分布云图来看,当凹槽斜角为 5° 时,气隙内压力分布相较于光壁模型和转子开直凹槽模型更为复杂。靠近转子凹槽区域的压力分布不再规则,这是因为斜向凹槽使得流体在流动过程中受到的阻碍方向发生改变,流体在凹槽内的挤压和流动方向产生倾斜,导致压力分布出现局部的高低变化。随着斜角增大到 10° ,压力的不规则分布更加明显,高压区和低压区的范围和形状发生了显著改变,压力梯度在某些区域增大,这意味着流体的流动驱动力在这些区域发生了较大变化。当斜角达到 15° 时,气隙内压力分布的紊乱程度进一步加剧,压力梯度变化更为剧烈。

从速度分布云图分析,当凹槽斜角为 5° 时,流体在经过凹槽时,速度方向会发生一定的偏移。在凹槽入口处,流体速度会因凹槽的斜向引导而出现局部的加速或减速。随着斜角增大到 10° ,流体速度的变化更加明显,在靠近凹槽的区域,速度分布的梯度增大,流体在凹槽内的流动速度差异加大。当斜角为 15° 时,流体速度的分布变得非常复杂,在气隙内出现了多个速度突变区域,这是由于斜向凹槽对流体的引导作用增强,使得流体在气隙内形成了更多的局部环流和涡旋,导致速度分布的不均匀性显著增加。

对比不同斜角的模型,随着凹槽斜角的增大,气隙内流体的压力分布、速度分布变得更加复杂,流体的流动状态也更加紊乱。这表明凹槽斜角对气

隙内流体的流动特性有着显著的影响,并且这种影响随着斜角的增大而增强。这种复杂的流动状态对于高速感应电机气隙的传热特性可能产生重要影响。

4 换热分析

图 11 为转子开不同偏转角度斜槽模型定子侧壁面努塞尔数沿轴向的分布曲线。

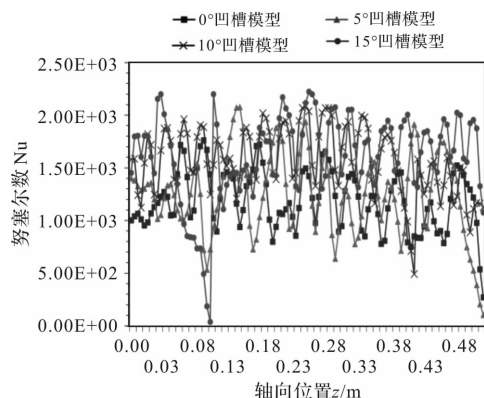


图 11 转子开斜凹槽模型定子侧壁面努塞尔数轴向分布曲线

从图 11 中可以看出,定子侧壁面努塞尔数呈现明显的波动分布,这和泰勒涡流的分布呈现对应关系,在泰勒涡流存在的区域换热较为剧烈,其他部位的换热则较弱。

同时斜凹槽结构对气隙内流体的换热特性起到了关键作用。对比 0°、5°、10°以及 15°斜度凹槽的努塞尔数峰值及曲线分布可见,随着凹槽斜角的增大,气隙内流体的流动更加紊乱,产生更多的局部涡流和环流,这有助于增强流体的混合与能量交换,从而提升气隙的整体换热效率。同时,复杂流动也可能导致局部热阻降低,使得转子表面的热量能够更有效地传递到气隙流体中。

虽然换热效率有所提高,但转子斜槽的存在使得流动阻力有所增加,也可能导致能耗的上升,因此在实际电机设计中应权衡冷却效果与能耗之间的关系,合理选择凹槽斜角以实现最佳性能。

5 结论

本文以某型号高速感应电机气隙结构的尺寸为基准,创建了光壁模型、转子开 0°凹槽模型、转子开 5°斜凹槽模型、转子开 10°斜凹槽模型以及转子开 15°斜凹槽模型,并利用仿真软件 Fluent 对其工作时气隙内气体的压力分布、速度分布进行分析,并求解了定子侧的壁面努塞尔数,得出以下结论:

(1) 电机工作时,对比光壁模型,转子开凹槽的设计使得气隙气体的流动更加剧烈,气隙内的压

力分布和速度分布也更为复杂。这是因为凹槽的存在改变了流体的流动路径,在凹槽内形成局部涡旋,与泰勒涡流相互作用,进一步影响了气隙内的流动状态。

(2) 凹槽斜角对气隙内流体的流动特性有着显著的影响。从压力分布来看,斜角越大,压力分布越不规则,压力梯度变化越剧烈;从速度分布来看,斜角增大使得流体速度的变化更加明显,速度分布的不均匀性显著增加。这种复杂的流动状态有利于增强气隙内的换热效果。

(3) 斜凹槽结构能有效提升气隙的整体换热效率。随着凹槽斜角的增大,气隙内流体的流动更加紊乱,产生更多的局部涡流和环流,有助于增强流体的混合与能量交换,同时降低局部热阻,使得壁面的热量更有效地传递到气隙流体中。

本文通过对不同模型(光壁模型和转子开凹槽模型)的流动分析,更全面地了解了高速感应电机气隙内流体的流动特性与传热特性,这有助于优化电机的冷却设计,提高电机的运行效率和可靠性。

参考文献

- [1] Taylor GI, Stability of a Viscous Liquid Contained Between Two Rotating Cylinders[J]. Phil Trans R Soc Lond, 1923, 223: 289-343.
- [2] Akonur A, Lueptow R M. Three-dimensional Velocity Field for Wavy Taylor-Couette flow[J]. Physics of Fluids, 2003, 15(4): 947-960.
- [3] Baier G, Graham M D, Lightfoot E N. Mass transport in a novel two-fluid Taylor vortex extractor[J]. AIChE, 2000, 46(12): 2395-2407.
- [4] Becker K M, Kaye J. Measurements of Diabatic Flow in an Annulus with an Inner Rotating Cylinder[J]. Heat Transfer-Transactions of the ASME, 1962: 97-105.
- [5] 黄为民,李如意,谷传纲. 旋转库埃特流的流动结构[C]. 2007 年传热传质学学术会议论文集, 2007: 18-25.
- [6] 叶立,李立楠,陈丹,等. 泰勒流反应器的流动及反应特性[J]. 化工学报, 2013, 64(6): 2058-2064.
- [7] 韩家德,赵博敏,路义萍. 一种电机气隙内泰勒涡流流动及传热特性[J]. 哈尔滨理工大学学报, 2018, 23(02): 114-119.
- [8] 朱方能. 外圆柱沟槽对环隙内波动涡流的影响[J]. 排灌机械工程学报, 2015, 33(6): 516-520.
- [9] 曹力,胡岩,卓亮,等. 高速屏蔽电机气隙流体泰勒涡仿真分析[J]. 微电机, 2023, 56(05): 19-24, 30.
- [10] 杨世铭,陶文铨. 传热学[M]. 北京: 高等教育出版社, 2006.

基于自适应改进超扭曲滑模观测器的永磁电机 无位置传感器控制

王景艺, 张建忠, 黄旭, 王宁, 李国华

(东南大学电气工程学院, 南京 210096)

摘要: 双绕组磁场调制(dual winding flux modulation, DWFM)永磁电机通过在定子侧嵌入两套极对数不同的电枢绕组, 并利用调磁环对气隙磁场进行调制, 充分利用基波磁场和谐波磁场, 从而实现了较高的转矩密度。本文首先分析了 DWFM 永磁电机的调磁机理, 并建立了集中式驱动拓扑下 DWFM 永磁电机的数学模型; 在此基础上, 提出了一种自适应改进超扭曲滑模观测器; 最后通过仿真与实验验证了所提无位置传感器控制策略的有效性。

关键词: 磁场调制; 超扭曲滑模观测器; 无传感器控制

中图分类号: TM351; TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)08-0027-07

Position-sensorless Control of Permanent Magnet Motor Based on Adaptive Improved Super-twisting Sliding Mode Observer

WANG Jingyi, ZHANG Jianzhong, HUANG Xu, WANG Ning, LI Guohua

(School of Electrical Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: The dual winding flux modulation (DWFM) permanent magnet motor incorporates two sets of armature windings with different pole-pair numbers on the stator side and utilizes a flux-modulation ring to modulate the air-gap magnetic field. By fully exploiting both the fundamental and harmonic magnetic fields, the motor achieves a high torque density. This paper first analyzed the flux-modulation mechanism of the DWFM motor and establishes its mathematical model under a centralized drive topology. On this basis, an adaptive improved super-twisting sliding mode observer was proposed. Finally, the effectiveness of the proposed position-sensorless control strategy was validated through both simulations and experiments.

Key words: magnetic field modulation; super-twisting sliding mode observer; sensorless control

0 引言

永磁电机因其高功率密度、高效率、高可靠性、宽调速范围和低转矩脉动等优势, 在伺服驱动^[1]和电动交通^[2-3]等领域应用广泛。为进一步优化和提升永磁电机的性能和功率密度, 以磁场调制理论为基础研制的永磁电机的理论研究和设计蓬勃发展^[4-7]。2017 年, 东南大学程明教授团队提出了气隙磁场调制统一理论^[8], 为各种类型电机的设计提供了统一的理论指导, 推动了磁场调制型永磁电机的深入研究与发展。

无位置传感器控制技术可以避免机械传感器的使用, 提升电机及其驱动系统的功率密度。文献[9]针对双三相永磁同步电机的无位置传感器控制,

提出了一种在线转子位置误差校正方法, 结合最小均方算法自适应调整参数以解决参数失配问题; 文献[10]采用一种基于傅里叶磁链模型的滑模观测器控制策略, 通过傅里叶多项式拟合磁链、位置与电流的关系, 提升了开关磁阻电机无位置传感器控制策略的观测精度; 文献[11]提出了一种基于混合磁链观测器的无位置传感器控制方法, 提升了双三相同步磁阻电机的转子位置估计精度, 并结合扰动观测器增强了其在电机绕组电阻和负载波动情况下的鲁棒性; 文献[12]针对双定子磁场调制永磁电机, 在考虑双定子的结构自由度的情况下结合滑模观测器实现了其无位置传感器控制。文献[13]和文献[14]分别基于一种宽速滑模观测器和自适应陷波器改进的滑模观测器, 改善了新型磁场调制型永磁轮

收稿日期: 2026-04-07

基金项目: 国家自然科学基金项目(52577037)

作者简介: 王景艺(2001), 男, 硕士研究生, 研究方向为永磁电机控制与故障诊断。

张建忠(1970), 男, 博士, 教授, 研究方向为新能源发电和电力电子技术等。

毂电机低速转矩脉动大、高速稳定性差的问题。

近年来,基于气隙磁场调制统一理论,由东南大学张建忠教授课题组提出了一种双绕组磁场调制型(DWFM)永磁电机^[15],其通过在定子一侧嵌入内外两套不同极对数的电枢绕组,克服了普通磁齿轮效应永磁电机难以同时利用基波磁场和谐波磁场的缺陷,极大地提升了永磁电机的转矩密度和机电能量转换效率。针对 DWFM 永磁电机,本文首先围绕其运行原理、驱动拓扑展开分析;随后为了进一步提升电机驱动系统功率密度,设计了一种无位置传感器控制策略,并通过仿真与实验验证了所提控制策略的有效性。

1 运行原理及驱动拓扑

DWFM 永磁电机结构如图 1 所示。通过将极对数不同的基波绕组和谐波绕组嵌入定子侧,进一步克服了普通磁齿轮效应永磁同步电机无法兼顾基波和谐波磁场高效利用的缺陷,提高了电机的转矩密度。电机转子采用辐条式永磁结构,定转子之间采用调磁环产生磁齿轮转矩增大效应。调磁环为静止部件,将调磁环导磁块和非导磁块复合后嵌入定子内侧,构成聚磁式单气隙结构。

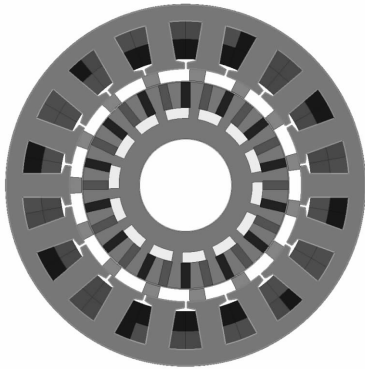


图 1 DWFM 永磁电机结构示意图

若忽略铁心的饱和效应与漏磁、永磁体的磁动势波形视为理想方波并且忽略槽开口的影响,设定子的调制因子 $\tau_s(\theta, t)$ 为 1,以简化磁场分析。设调制函数为 $\tau_m(\theta, t)$, $F_{pm}(\theta, t)$ 、 $F_f(\theta, t)$ 和 $F_h(\theta, t)$ 分别为永磁磁场磁动势、基波绕组和谐波绕组产生的电枢磁场磁动势,那么调制后的永磁磁密 $B_{pm}(\theta, t)$ 和电枢磁密 $B_a(\theta, t)$ 可以表示为^[15]

$$B_{pm}(\theta, t) = \tau_m(\theta, t) \cdot F_{pm}(\theta, t) \quad (1)$$

$$B_a(\theta, t) = \tau_m(\theta, t) \cdot [F_f(\theta, t) + F_h(\theta, t)] \quad (2)$$

要使电机产生稳定的平均电磁转矩,永磁磁场和电枢磁场分别满足频率和极对数的严格同步,即永磁磁场的 m 次空间谐波和电枢磁场的 n 次空间谐

波的电角频率和极对数均相等,形成匹配,进而产生稳定的平均电磁转矩。样机的主要参数如表 1 所示。

表 1 DWFM 永磁电机样机参数

参数	参数值
电机相数	3
额定功率/kW	1.55
额定电流/A	5.6
定子槽数	18
基波绕组极对数/对	14
谐波绕组极对数/对	1
调制单元极数	15
转子极对数/对	14
硅钢片牌号	B20A250
永磁体材料	N38SH

DWFM 永磁电机基波绕组和谐波绕组产生的磁场旋转电角速度和电流频率均相等。由于谐波绕组为差调制谐波绕组,因此电流相序与基波绕组的电流相序相反。用两组逆变器独立驱动基波绕组与谐波绕组,本文记为分布式驱动;将基波绕组与谐波绕组相串联,用一组逆变器进行驱动,记为集中式驱动。因谐波绕组电流相序与基波绕组电流相序相反,记调换谐波绕组相序后的基波绕组为 ABC 绕组,谐波绕组为 UVW 绕组。

设 DWFM 永磁电机定子基波绕组和谐波绕组的反电动势幅值为 E_1 和 E_2 ,流过基波绕组和谐波绕组的电流幅值分别为 I_1 和 I_2 ,基波绕组和谐波绕组在空间上的电角度差为 γ ;采用集中式驱动,串联绕组的合成反电动势幅值为 E_{set} 。流过串联绕组的电流幅值为 I_{set} ,那么分布式驱动输出的电磁功率 $P_{em, dist}$ 和集中式驱动输出的电磁功率 $P_{em, set}$ 分别可以表示为

$$\begin{cases} P_{em, dist} = \frac{3}{2}(E_1 I_1 + E_2 I_2) \\ P_{em, set} = \frac{3}{2}E_{set} I_{set} = \frac{3}{2} \sqrt{E_1^2 + E_2^2 + 2E_1 E_2 \cos \gamma} I_{set} \end{cases} \quad (3)$$

采用矢量控制时集中式驱动下串联绕组的电流幅值和分布式驱动两定子绕组电流幅值近似相等,即 $I_{set} = I_1 = I_2 = I$ 。此时集中式驱动和分布式驱动的电磁功率之比 $P_{em, dist} / P_{em, set}$ 可表示为式(4),其变化关系如图 2(a)和图 2(b)所示:

$$\frac{P_{em, set}}{P_{em, dist}} = \frac{\sqrt{E_1^2 + E_2^2 + 2E_1 E_2 \cos \gamma}}{E_1 + E_2} \quad (4)$$

由图 2(a) 和图 2(b) 可知, 若反电动势 E_1 、 E_2 的幅值相差较大且相位差 γ 较小时, 集中式驱动可以实现与分布式驱动接近的电磁功率输出, 并减少硬件体积与重量, 进一步增大功率密度, 降低逆变器损耗, 提升样机效率。

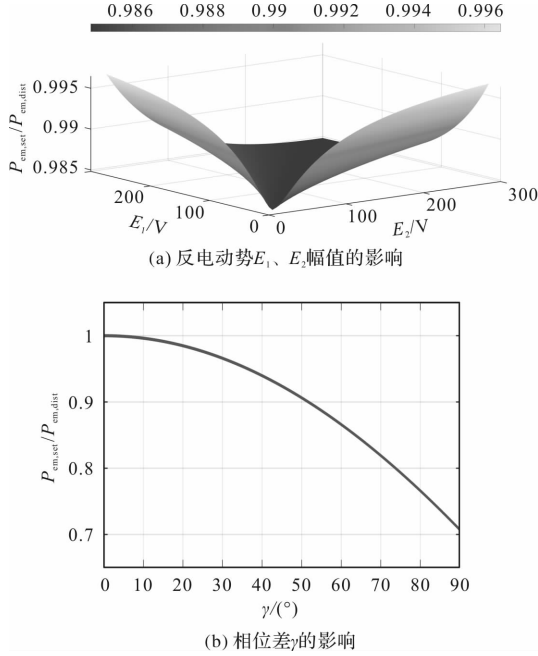
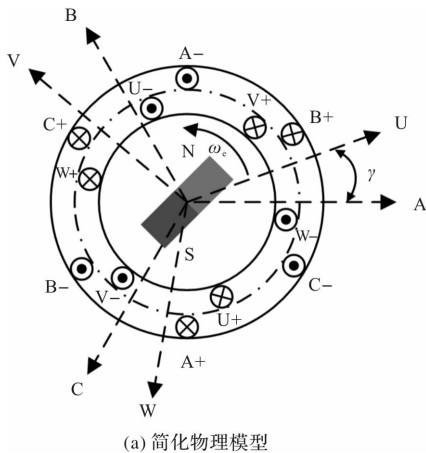


图 2 电磁功率之比的变化

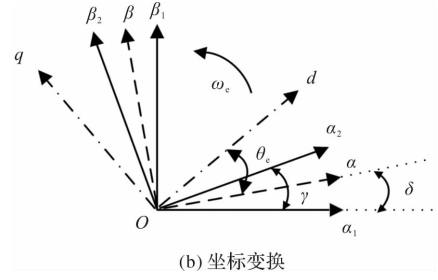
2 无位置传感器控制策略

2.1 DWFM 永磁电机数学模型

DWFM 永磁电机的简化物理模型如图 3(a) 所示。分布式驱动以 A 相绕组轴线为 $\alpha_1\beta_1$ 静止坐标系轴线基准, 以 U 相绕组轴线为 $\alpha_2\beta_2$ 静止坐标系轴线基准; 集中式驱动可将 A + U 相串联绕组形成的等效绕组轴线为 $\alpha\beta$ 静止坐标系基准, 其坐标变换过程可以表示为如图 3(b) 所示。



(a) 简化物理模型



(b) 坐标变换

图 3 DWFM 永磁电机等效模型

根据图 3(b) 所示坐标变换, 集中式驱动下电机在转子同步旋转 dq 坐标系下的电压方程、磁链方程、转矩方程和转子运动方程列写如下:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_e \\ \omega_e & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_m \\ 0 \end{bmatrix} \\ T_e = \frac{3}{2} p_n (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \\ J \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - T_L - B\omega_m \end{cases} \quad (5)$$

式中, u_d 、 u_q 和 i_d 、 i_q 为电机的直轴和交轴电压、电流, p_n 为电机转子极对数, L_d 、 L_q 为串联绕组的等效直轴电感和交轴电感, R_s 为串联绕组的总电阻; ω_e 为电角速度, ω_m 为机械角速度; ψ_d 、 ψ_q 和 ψ_m 为直轴等效磁链、交轴等效磁链和永磁体磁链; T_e 为电磁转矩, J 和 B 分别为转动惯量和阻尼系数。

$\alpha\beta$ 静止坐标系下的数学模型可以表示为

$$\begin{cases} \frac{di_\alpha}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_\alpha + \frac{1}{L_s} u_\alpha - \frac{1}{L_s} e_\alpha \\ \frac{di_\beta}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_\beta + \frac{1}{L_s} u_\beta - \frac{1}{L_s} e_\beta \end{cases} \quad (6)$$

由于 DWFM 永磁电机在零低速运行时采用反电动势估计模型的观测精度较低, 本文采用 I/F 起动策略, 可分为转子预定位以及起动运行阶段。

电机静止时转子初始位置可能在任意位置, 此时向串联绕组的 A + U 相定子绕组注入直流电流, 在定子侧建立恒定磁场。定子恒定磁场与转子磁场相互作用, 驱动转子转动至稳定平衡位置, 使转子 d 轴与 A + U 相绕组的等效轴线对齐, 从而完成转子初始定位, 并将该位置定义为起动初始位置。A + U 相绕组等效轴线与 A 相绕组轴线的夹角 δ 和两绕组反电动势幅值及其相位差的关系可表示为

$$\delta = \arctan\left(\frac{E_2 \sin \gamma}{E_1 + E_2 \cos \gamma}\right) \quad (7)$$

2.2 自适应改进超扭曲滑模观测器设计

文献[16]指出改进超扭曲滑模控制律引入了线性校正项,使得控制律同时包含非线性校正项和线性校正项,并对其稳定性进行了证明,本文在此不作详细证明。改进超扭曲滑模控制律通过线性校正项的引入加快了系统收敛速度,提高了抗干扰能力;非线性校正项则可进一步抑制系统的高频抖振。

针对 DWFM 永磁电机在集中式驱动下的无位置传感器控制,可采用改进超扭曲滑模控制律如下:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -k_1 |x_1|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(x_1) - k_3 x_1 + x_2 + \rho_1 \\ \dot{x}_2 = -k_2 \text{sign}(x_1) - k_4 x_1 + \rho_2 \end{cases} \quad (8)$$

式中, x_1 和 x_2 为状态变量, k_1 、 k_2 、 k_3 和 k_4 为超扭曲滑模增益, ρ_1 和 ρ_2 为扰动项。

电流动态方程列写如下:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} = -\frac{R}{L}\hat{i}_\alpha + \frac{1}{L}u_\alpha - \frac{1}{L}k_1 |\tilde{i}_\alpha|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\tilde{i}_\alpha) - \frac{k_3}{L}\tilde{i}_\alpha - \frac{1}{L} \int (k_2 \text{sign}(\tilde{i}_\alpha) + k_4 \tilde{i}_\alpha) dt \\ \frac{d\hat{i}_\beta}{dt} = -\frac{R}{L}\hat{i}_\beta + \frac{1}{L}u_\beta - \frac{1}{L}k_1 |\tilde{i}_\beta|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\tilde{i}_\beta) - \frac{k_3}{L}\tilde{i}_\beta - \frac{1}{L} \int (k_2 \text{sign}(\tilde{i}_\beta) + k_4 \tilde{i}_\beta) dt \end{cases} \quad (9)$$

式中, $\hat{i}_\alpha$ 和 $\hat{i}_\beta$ 为估计电流, $\tilde{i}_\alpha$ 和 $\tilde{i}_\beta$ 为估计电流与实际电流之差。

超扭曲滑模观测器的滑模系数 k_1 、 k_2 、 k_3 和 k_4 是决定其收敛速度、转速抖振大小的主要参数,若 $k_1 \sim k_4$ 取值过小,则系统需要的收敛时间过长,观测器可能无法收敛;反之,若 $k_1 \sim k_4$ 取值过大,则会导致 DWFM 永磁电机转速出现严重的抖振现象,极端情况下电机发生失稳。因此,本文为进一步抑制 DWFM 永磁电机在宽速域范围内的转速抖振,提出了一种基于转速估计的自适应滑模系数调整方法。构造超扭曲滑模观测器中滑模系数 k_1 、 k_2 、 k_3 和 k_4 如下:

$$\begin{cases} k_1 = \mu_1 f(\hat{\omega}) \\ k_2 = \mu_2 f^2(\hat{\omega}) \\ k_3 = \mu_3 f(\hat{\omega}) \\ k_4 = \mu_4 f^2(\hat{\omega}) \end{cases} \quad (10)$$

式中, $\mu_1 \sim \mu_4$ 为滑模自适应增益系数, $\hat{\omega}$ 为观测器所得电机转速的估计值。

$$f(\hat{\omega}) = c\omega_0 + (1-c)\omega_0 \cdot \frac{s[\alpha(\hat{\omega} - \omega_0)] - s(-\alpha\omega_0)}{s(\alpha\omega_0) - s(-\alpha\omega_0)} \quad (11)$$

式中, c 为可调系数, ω_0 为电机的额定转速; α 为滑模系数自适应调整速率, $s(x) = \frac{2}{1+e^{-x}} - 1$ 。

$$f(\hat{\omega})_{\min} = f(0) = c\omega_0 = N \quad (12)$$

$$f(\hat{\omega})_{\max} = f(\omega) = c\omega_0 + (1-c)\omega_0 \cdot$$

$$\frac{s(\alpha\omega_0) - s\left(\alpha\omega_0\left(\frac{\omega}{\omega_0} - 1\right)\right)}{2s(\alpha\omega_0) - 1} = M \quad (13)$$

滑模增益函数的下界仅由可调系数 c 决定,用以确保低速时观测器得以满足收敛条件,而上界则由可调系数 c 和滑模系数自适应调整速率 α 共同决定,其中 $N \leq f(\hat{\omega}) \leq M$ 。随后,将控制律中不连续的符号函数部分替换为 sigmoid 函数 $\sigma(x) = s(\beta x) = \frac{2}{1+e^{-\beta x}} - 1$, β 为边界层 sigmoid 函数速率增益,可进一步抑制转速高频抖振。

自适应改进超扭曲滑模观测器 (Adaptive improved super-twisting sliding mode observer, AISTSMO) 的电流动态方程可以表示为

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} = -\frac{R}{L}\hat{i}_\alpha + \frac{1}{L}u_\alpha - \frac{1}{L}k_1 |\tilde{i}_\alpha|^{\frac{1}{2}} \sigma(\tilde{i}_\alpha) - \frac{k_3}{L}\tilde{i}_\alpha - \frac{1}{L} \int (k_2 \sigma(\tilde{i}_\alpha) + k_4 \tilde{i}_\alpha) dt \\ \frac{d\hat{i}_\beta}{dt} = -\frac{R}{L}\hat{i}_\beta + \frac{1}{L}u_\beta - \frac{1}{L}k_1 |\tilde{i}_\beta|^{\frac{1}{2}} \sigma(\tilde{i}_\beta) - \frac{k_3}{L}\tilde{i}_\beta - \frac{1}{L} \int (k_2 \sigma(\tilde{i}_\beta) + k_4 \tilde{i}_\beta) dt \end{cases} \quad (14)$$

在 I/F 起动阶段, d 轴电流环参考电流给定 $i_{\text{dref}} = 0$, q 轴电流环参考电流为恒定电流给定 i_{qref}^v , 坐标变换时生成一个由给定的电机电角速度积分得到的虚拟转子电角度 θ_e^v , 而 AISTSMO 估计得到的转子观测位置 $\hat{\theta}_e$ 与 I/F 起动虚拟转子位置角 θ_e^v 不相等, 两者存在夹角 $\Delta\theta_L$, 因此定子电压矢量和定子电流矢量在两个坐标系下的投影不同; 若强行切换, 则会造成功角突变, q 轴电流参考指令出现瞬时跳变, 引发定子电流急剧增大, 触发变频器过流保护, 造成电机停机。为实现 I/F 起动到 AISTSMO 的平滑切换, 可以采用线性变换 q 轴电流环给定 $i_{\text{qref}}^{v'}$ 由开环电流给定 i_{qref}^v 到闭环电流给定 i_{qref} , 同时线性变换 d 轴电流环给定 $i_{\text{dref}}^{v'}$ 的方式以避免功角突变:

$$\begin{cases} i_{\text{qref}}^{v'} = i_{\text{qref}}^v - \frac{i_{\text{qref}}^v - i_{\text{qref}}}{\Delta t_i} (t - t_{i-1}), \text{if}(t_{i-1} \leq t < t_i) \\ i_{\text{qref}}^{v'} = i_{\text{qref}}^v, \text{if}(t \leq t_{i-1}) \end{cases} \quad (15)$$

$$\begin{cases} i_{\text{dref}}^{v'} = \frac{i_{\text{qref}}^v}{\Delta t_i}(t - t_{i-1}), \text{if}(t_{i-1} \leq t < t_i) \\ i_{\text{dref}}^{v'} = 0, \text{if}(t \leq t_{i-1}) \end{cases} \quad (16)$$

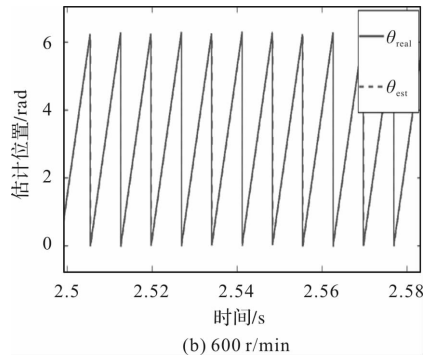


图7 观测器运行工况下的转子位置估计

转速误差和转子位置误差如图8(a)和图8(b)所示,在300r/min时的转子位置误差约为 $\pm 0.035\text{rad}$,转速误差在稳态下接近于0r/min;在600r/min时稳态下转子位置误差约为 $\pm 0.06\text{rad}$,稳态下转速误差接近于0r/min。转子位置误差在空载下随转速的变化而有所上升,在负载变化时,AIST-SMO仍具有较好的位置观测精度。

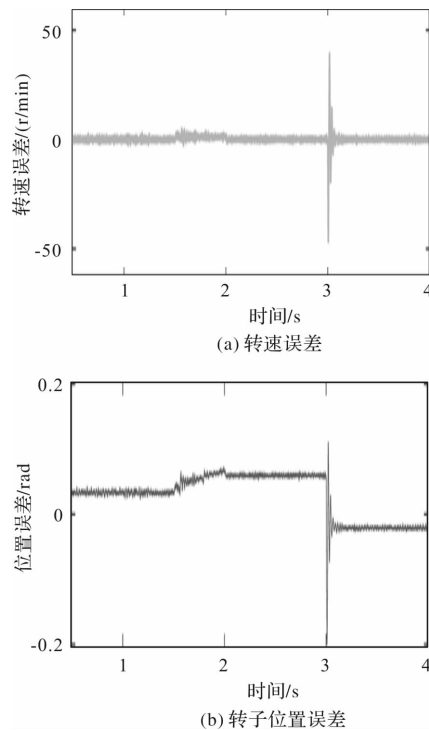


图8 观测器运行工况下的误差波形

4 实验验证

为了进一步验证 DWFM 永磁电机采用所提无位置传感器控制策略的有效性,搭建了如图9所示的 DWFM 永磁电机实验平台,主要由 DWFM 永磁电机、磁粉制动器和张力控制器组成的电机台架、驱动板、TI 公司开发的 TMS320F28377D 为核心的控制板以及示波器和直流电源构成。

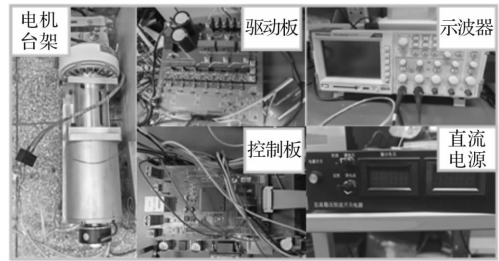


图9 DWFM 永磁电机实验平台

对所提的 AISTSMO 算法进一步进行了实验验证,如图10所示,电机空载工况下在300r/min时,转速误差约为 $\pm 2\text{r/min}$,转子位置误差约为 $\pm 0.01\text{rad}$;600r/min时,转速误差约为 $\pm 1\text{r/min}$,转子位置误差接近0rad。

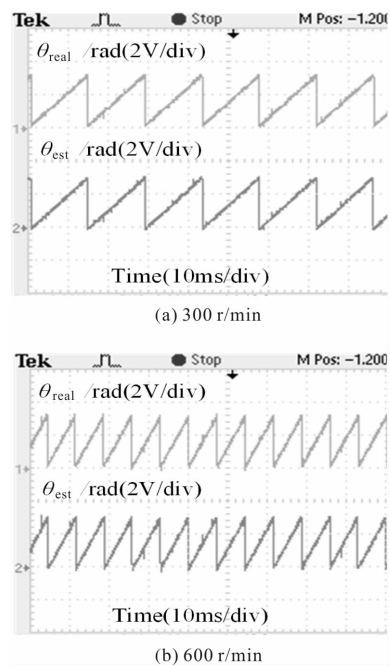


图10 空载工况下转子位置估计

如图11所示,DWFM 永磁电机给定负载转矩为8Nm,电机从300r/min上升至600r/min,动态响应时间约0.15s。如图12所示,电机运行在300r/min时,观测器转子位置估计误差较空载工况有所增加,约为 $\pm 0.03\text{rad}$;运行在600r/min时,转子位置误差约为 $\pm 0.07\text{rad}$ 。

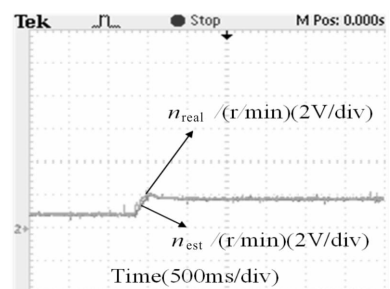


图11 转速估计

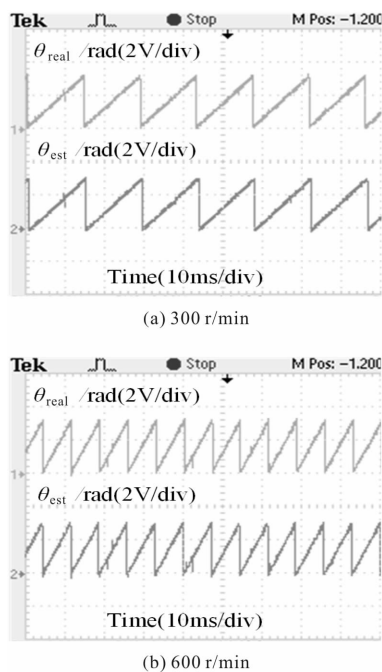


图 12 负载工况下转子位置估计

总体而言，在实验中的空载和负载工况下，DWFM 永磁电机采用 AISTSMO 均能取得较为准确的转速和转子位置观测。

5 结 语

本文针对 DWFM 永磁电机，推导了其在集中式驱动拓扑和分布式驱动拓扑下的电磁功率表达式，相较于分布式驱动，集中式驱动在降低硬件成本、提升功率密度等方面更具优势。随后，建立了 DWFM 永磁电机的数学模型，提出采用自适应改进超扭曲滑模观测器抑制永磁电机宽速域范围内的转速抖振，并加快了观测器系统的收敛速度，具有较好的鲁棒性。仿真和实验结果表明，所采用的自适应改进超扭曲滑模观测器具有较高的转速和位置估计精度，实现了高功率密度 DWFM 永磁电机驱动系统的无位置传感器控制。

参考文献

- [1] 周昊玥, 张建忠. 基于改进细菌觅食算法的摩擦参数辨识方法[J]. 微特电机, 2022, 50(06): 31-35.
- [2] 王力新, 王晓远, 高鹏, 等. 电动汽车用内置式永磁同步电机转矩脉动分析及抑制[J]. 电工技术学报, 2024, 39(20): 6386-6396.
- [3] 刘文学, 侯聪, 杨亚联, 等. 面向城市空中交通的电动飞行汽车关键性能指标分析[J]. 机械工程学报, 2024, 60(22): 257-275.
- [4] 王利利. 磁场调制型永磁齿轮与低速电机的研究[D].

杭州: 浙江大学, 2012.

- [5] 项子旋, 周雨婷, 朱孝勇, 等. 基于磁场补偿的定子永磁型磁场调制电机转矩性能提升研究[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(22): 9062-9075.
- [6] 王笔谈, 赵文良, 刘聪, 等. 基于磁场调制原理的双三相聚磁式永磁同步电机转矩性能分析[J]. 中国电机工程学报, 2025, 45(13): 5328-5341.
- [7] 程明, 张长国, 曾煜. 新型简单凸极转子双定子无刷双馈发电机的设计与分析[J]. 电气工程学报, 2022, 17(01): 104-113.
- [8] Cheng M, Han P, Hua W. General airgap field modulation theory for electrical machines [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(8): 6063-6074.
- [9] Liu T, Zhu Z Q, Wu X M, et al. A position error correction method for sensorless control of dual three-phase permanent magnet synchronous machines [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2022, 58(3): 3589-3601.
- [10] Sun X D, Tang X T, Tian X, et al. Position sensorless control of switched reluctance motor drives based on a new sliding mode observer using fourier flux linkage model [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2022, 37(2): 978-987.
- [11] Li B, Zou J, Xu Y, et al. Sensorless control of DTP-SynRM with hybrid flux observer and disturbance observer considering magnetic saturation and cross-coupling effect [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2025, 40(9): 12295-12308.
- [12] 罗响, 朱莉, 郭灿新. 双定子磁场调制电机及其无位置传感器控制[J]. 电工技术学报, 2020, 35(05): 1036-1045.
- [13] Fan Y, Zhang L, Cheng M, et al. Sensorless SVPWM-FADTC of a new flux-modulated permanent-magnet wheel motor based on a wide-speed sliding mode observer [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(5): 3143-3151.
- [14] Fan Y, Zhang Q, Wang W, et al. Speed regulation system of a flux-modulated permanent-magnet in-wheel motor based on sliding mode control and adaptive notch filter [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2018, 33(4): 2183-2190.
- [15] Wang S, Zhang J, Cheng M. High power density permanent magnet machines with multi-winding structure for enhancing harmonic torques [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2025, 11(1): 3918-3930.
- [16] Moreno J A, Osorio M. A Lyapunov approach to second-order sliding mode controllers and observers [C]. 47th IEEE Conference on Decision and Control. Cancun, Mexico: IEEE, 2008: 2856-2861.

基于周期扩频调制的双三相永磁同步电机 PWM 频率 电流谐波抑制

王 瑞¹, 于 磊¹, 胡浩龙¹, 耿俊杰¹, 刘志博²

(1. 中国船舶科学研究中心深海载人装备国家重点实验室, 江苏 无锡 214000;

2. 哈尔滨工业大学 电气工程及自动化学院, 黑龙江 哈尔滨 150000)

摘 要: 双三相永磁同步电机具有转矩波动低、控制灵活性高、容量大及容错性优异等优势, 适用于高功率和高可靠性要求的场景。然而其谐波子空间阻抗相对较小, 相较于三相电机, 电流谐波问题更为显著, 尤其是高频开关操作产生的 PWM 频率电流谐波。本文以抑制 PWM 频率电流谐波为目标, 基于周期扩频调制策略, 研究分析了不同的周期扩频函数、频率调制比 γ 、扩频函数初始相位角和扩频宽度对于谐波抑制效果的影响。搭建了控制系统实验平台, 并通过实验验证了本文所提的周期扩频策略对于 PWM 频率谐波的有效抑制能力。

关键词: 双三相永磁同步电机; 周期扩频调制; 谐波抑制

中图分类号: TM351; TM341; TP272

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)08-0034-10

PWM Frequency Current Harmonic Suppression of DTP-PMSM Based on PFM Strategy

WANG Rui¹, YU Lei¹, HU Haolong¹, GENG Junjie¹, LIU Zhibo²

(1. State Key Laboratory of Deep-sea Manned Vehicles, China Ship Scientific Research Center, Wuxi Jiangsu 214000, China;

2. School of Electrical Engineering and Automation, Harbin Institute of Technology, Harbin 150000, China)

Abstract: The dual three-phase permanent magnet synchronous motor has the advantages of low torque fluctuation, high control flexibility, large capacity, and excellent fault tolerance, and is suitable for scenarios with high power and high reliability requirements. However, its harmonic subspace impedance is relatively small, and compared to three-phase motors, the problem of current harmonics is more significant, especially the PWM frequency current harmonics generated by high-frequency switching operations. This article aimed to suppress PWM frequency current harmonics, and based on the periodic spread spectrum modulation strategy, studied and analyzed the effects of different periodic spread spectrum functions, frequency modulation ratio γ , initial phase angle of the spread spectrum function, and spread spectrum width on the harmonic suppression effect. Built a control system experimental platform and verified the effectiveness of the current harmonic suppression strategy based on periodic spread spectrum proposed in this paper through experiments.

Key words: dual three-phase PMSM; periodic spread spectrum modulation; harmonic suppression

0 引 言

传统三相永磁同步电机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 的发展已经成熟, 且具有成本优势, 因而在工业领域应用广泛。然而, 受功率器件容量限制, 其在大功率和高可靠性应用场景中存在一定局限性^[1-3]。相比之下, 多相电机通过相数扩展, 在容错性能和减轻逆变器负担方面展现出显著优势, 特别适合大功率、高可靠性应用。双三相永磁同步电机 (Dual Three-Phase PMSM, DTP-PMSM)

在结构上与三相 PMSM 相似, 同时兼具永磁电机与多相电机的双重优势^[4]。

中性点分离的相移 30° 双三相电机, 磁势空间分布与对称十二相电机一致, 以 12 次谐波为最低阶次, 获得更低的转矩脉动, 两套三相绕组不仅有利于提高系统的可靠性和控制的自由度, 还有利于在低电压的环境下实现大功率输出^[5]。这些特性使其特别适用于电动汽车、航空航天推进、轨道交通等对性能要求严苛的场合。

值得注意的是, 尽管多相结构为调制策略设计

提供了更多自由度,但也对驱动与控制提出了更高要求。目前,DTP-PMSM 系统已发展出多种先进的控制策略,以维持优异的动态和稳态性能,其中转子磁场定向控制(FOC)是 DTP-PMSM 中最成熟且广泛应用的控制策略^[6]。空间矢量脉宽调制(SVPWM)策略以跟踪电机的磁链为目标,这种策略不仅可以改善电机系统的性能,还有助于提高电机系统的母线电压利用率,从而在 DTP-PMSM 中获得了广泛关注^[7]。

尽管有上述优势,DTP-PMSM 依旧存在较为突出的谐波电流问题。经过空间矢量解耦后,DTP-PMSM 的电气变量被分解到三个相互正交的子空间,在这些子空间中,存在谐波等效阻抗很低的子空间,即便较小的电压谐波也会引发较大的电流谐波^[8]。在 SVPWM 策略下,电力电子开关动作所引起的高频谐波——尤其是载波频率及其倍频处的谐波——会导致电流波形畸变、系统效率下降、温升增加和可听噪声。尽管谐波子空间的电流不参与机电能量转换,不会直接引起转矩波动,但会导致电机额外发热和能量损耗,从而降低系统效率。

很多研究从硬件方面入手,以达到抑制高频谐波的目的。文献[9]提出了一种在逆变器与电机之间接入无源 LC 滤波器的方法,但这种方法增加了系统阶数,增加了诱发谐振问题的可能性。为了抑制共模电压分量,文献[10]提出了一种将有源滤波器与无源结构相结合的方法;为了抑制 PWM 引入的电压谐波,文献[11]提出了将特定谐波消除 PWM 算法与无源滤波器结合的方法。然而,受硬件滤波器引入的限制,这类方法的应用场合较为有限。在软件算法方面,为了消除部分高频电压谐波,文献[12]提出了一种改变电压矢量位置的方法,但是这种方法会使相电压调制频率倍增,增加开关次数。为了抑制高频电流谐波,Huang Y 等人提出了一种载波移位的技术^[13-14],但经过载波移位后,系统的零序电流分量与差模分量会通过闭合回路形成环流,为了抑制环流,需要额外引入差模电感与共模电感,不利于系统的成本与体积控制。

高频电流谐波由电力电子开关动作产生,因而集中在载波频率及其倍频附近,为了分散谐波电流的分布并降低其幅值,可以使载波频率随时间变化。目前主流实现方式包括随机频率调制技术(RP-WM)^[15]和周期频率调制技术(PFM)。RPWM 策略会使电流谐波向着低频段迁移,PFM 相对于 RPWM

扩频策略的优势是此类方法不会引入低频段的电流谐波^[16]。

本文研究了一种基于 PFM 的谐波抑制策略,以绕组 30°相移的 DTP-PMSM 为研究对象,分析了电机运行过程中由电力电子开关高频工作引入的 PWM 频率附近的谐波问题,比较了不同周期调频方式的效果,并结合理论分析与实验结果,系统评估了其在削减谐波方面的有效性与实用性。

1 DTP-PMSM 数学模型和矢量控制策略

DTP-PMSM 的定子绕组包含 A 至 F 共六套绕组,如图 1 所示。该结构可以看作是由两套在空间分布上存在 30°电气角度偏移的对称的三相绕组系统构成,即 ABC 绕组和 DEF 绕组。对于每组三相绕组,相应配备了两组逆变器,其数量为常规三相系统的两倍。

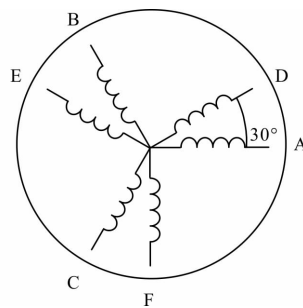


图 1 DTP-PMSM 的绕组结构

空间矢量解耦(VSD)变换可以充分利用 DTP-PMSM 多自由度的特点,且能将电机磁链变量完全解耦,因此采用这种方法来进行建模。

通过如式(1)所示的双三相绕组的静止 Clark 变换阵 T_s ,可将六相绕组的电压电流等电气变量映射到三个相互正交的静止坐标系中,即 $\alpha-\beta$ 子空间、 z_1-z_2 子空间以及 o_1-o_2 子空间,不同次数的谐波也被分别映射至特定子空间。

$$T_s = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

这三个不同的子空间具有不同的性质:

$\alpha - \beta$ 子空间: 该子空间由变换矩阵的首两行向量所张成, 包含了电机变量中的基波分量以及次数满足 $12k \pm 1$ ($k = 1, 2, 3 \dots$) 规律的谐波分量。这些基波和谐波分量均会参与电机的机电能量转换, 决定了产生的电磁转矩的大小和方向。

$z_1 - z_2$ 子空间: 该子空间由变换矩阵的中间两行向量所确定。电机变量中符合 $6k \pm 1$ ($k = 1, 3, 5 \dots$) 规律的高次谐波, 例如 5 次和 7 次谐波, 被投影至这一子空间。这个子空间内的谐波电流不仅不产生有效的转矩输出, 不参与机电能量转换过程, 反而可能在系统中被放大, 其中包括载波频率及其整数倍附近的谐波成分。这些谐波电流的存在将引起电机铜损上升、运行效率降低及转矩脉动加剧, 因此在控制策略中需采取有效措施予以消除或衰减。

$o_1 - o_2$ 子空间: 这个子空间由矩阵的最后两行定义, 子空间中包含了次数满足 $6k \pm 3$ ($k = 1, 3, 5 \dots$) 规律的谐波分量, 如 3 次、9 次等零序谐波。若电机的两套三相绕组的中性点保持电气隔离, 则此子空间无法形成闭合回路, 无法形成环流, 对系统的影响可忽略不计。

由于机电能量转换过程仅发生在 $\alpha - \beta$ 子空间内, 为实现矢量控制, 仅需将该子空间内的变量从静止参考系 ($\alpha - \beta$) 转换至同步旋转参考系 ($d - q$)。相应的坐标转换关系如:

$$T_r = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (2)$$

从自然坐标系 (ABC, DEF) 到旋转坐标系 ($d - q, z_1 - z_2, o_1 - o_2$) 的变换由式 (3) 实现。

$$P = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{\pi}{6}) & \cos(\theta - \frac{5\pi}{6}) & \cos(\theta + \frac{\pi}{2}) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{\pi}{6}) & -\sin(\theta - \frac{5\pi}{6}) & -\sin(\theta + \frac{\pi}{2}) \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

用式 (3) 所示的变换阵分别对 (ABC, DEF) 坐标系下的电压方程和磁链方程进行旋转和变换, 就得到了如式 (4) 和式 (5) 所示的 ($d - q, z_1 - z_2$) 坐标系下的电压方程和磁链方程。

电压方程:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_{z1} \\ u_{z2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_{z1} \\ i_{z2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_{z1} \\ \psi_{z2} \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} -\psi_q \\ \psi_d \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

磁链方程:

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_{z1} \\ \psi_{z2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_D & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_Q & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{aal} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{aal} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_{z1} \\ i_{z2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \psi_{fd} \quad (5)$$

式中, L_D 为 d 轴电感, L_Q 为 q 轴电感, $L_D = L_{aal} + 3L_0 + 3L_2$, $L_Q = L_{aal} + 3L_0 - 3L_2$, L_{aal} 为定子漏感, L_0 为定子主自感, L_2 为主自感的二次谐波分量。

从式 (5) 可以看出, d 、 q 、 z_1 、 z_2 轴的磁链已经实现了完全解耦。特别地, $d - q$ 子空间的电压方程和磁链方程与普通 PMSM 完全相同, 可以认为 DTP-PMSM 的 $d - q$ 子空间的电气模型与 PMSM 的一致。这一特性有利于简化 DTP-PMSM 的控制方法设计。

用变换至 $d - q$ 子空间的电气变量来表示电磁转矩方程, 结果如下:

$$T_e = n_p [\sqrt{3} \psi_{fd} \cdot i_q + (L_D - L_Q) i_q \cdot i_d] \quad (6)$$

本文研究的 DTP-PMSM 矢量控制框图如图 2 所示。

它们的扩频函数 $\delta f(t)$ 分别定义如下:

三角波周期扩频的扩频函数:

$$\delta f(t) = \begin{cases} 4\delta f_s f_m t + \delta f_s & -\frac{1}{2f_m} \leq t \leq 0 \\ -4\delta f_s f_m t + \delta f_s & 0 \leq t \leq \frac{1}{2f_m} \end{cases} \quad (10)$$

锯齿波周期扩频的扩频函数:

$$\delta f(t) = 2\delta f_s f_m t - \delta f_s \quad 0 \leq t \leq \frac{1}{f_m} \quad (11)$$

正弦波周期扩频的扩频函数:

$$\delta f(t) = \delta f_s \sin(2\pi f_m t) \quad 0 \leq t \leq \frac{1}{f_m} \quad (12)$$

式中, δf_s 为扩频宽度 (Hz); f_m 为扩频函数的频率 (Hz)。

在 $1/f_m$ 周期内, 扩频函数 $\delta f(t)$ 随时间作周期性变化, 将扩频函数频率 f_m 与电机基波频率 f_0 之比定义为频率调制比 γ : $\gamma = f_m : f_0$ 。 γ 反映了扩频函数交替变化的快慢。

2.3 扩频函数初始相位角的影响

扩频函数的初始相位角也会对高频谐波的频谱分布产生影响, 将电机电角度 θ_e 为 0 时扩频函数的相位定义为扩频函数初相角。

将 PWM 中心频率 f_{c0} 设定在 10kHz, 扩频宽度 $\delta f_s = 2\text{kHz}$, 则采用 PFM 调制策略后的载波频率将在 8kHz 至 12kHz 之间呈周期性波动。图 3 展示了在频率调制比 $\gamma = 1$ 、扩频函数初始相位角为 0 的条件下, 采用不同扩频函数时载波频率随电机电角度的变化关系。

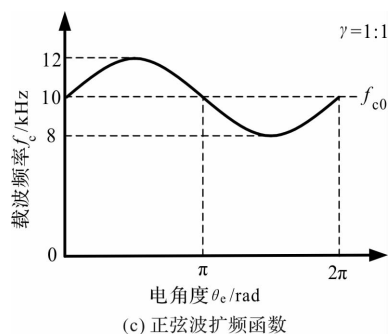
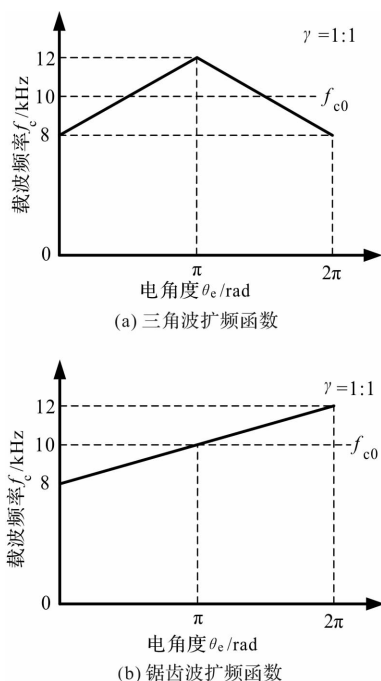


图 3 不同扩频函数下载波频率与电角度的关系 ($\gamma = 1$)

2.4 扩频宽度的影响

采用 PFM 调制技术后, 电机系统内的高频电流谐波能量得以重新分布, 原本集中于载波频率整数倍处的能量被扩展至一个连续频带之中, 使得每个频率点上的谐波幅值显著减小。扩频宽度 δf_s 的增加会使谐波能量散布得更广, 进而获得更低的谐波幅值。然而, 若扩频宽度过大, 会导致相邻阶次的谐波频带发生重叠, 反而可能加剧重叠区域的谐波问题。因此, 必须为扩频宽度设定一个合理的上限。

k 阶谐波进行周期频率调制扩频后的频带范围表示如下:

$$kf_s - f_m - k\delta f_s \leq f_k \leq kf_s + f_m + k\delta f_s \quad (13)$$

式中, f_k 为 k 次谐波频率 (Hz), δf_s 为扩频宽度, f_m 为扩频函数频率, f_s 为扩频函数中心频率。

为避免周期扩频过程中出现频谱混叠现象, 需满足以下约束条件: 第 k 次谐波频带的最高频率分量必须严格低于第 $k+1$ 次谐波频带的最低频率分量:

$$kf_s + f_m + k\delta f_s \leq (k+1)f_s - f_m - (k+1)\delta f_s \quad (14)$$

能够得出扩频宽度的范围应满足:

$$\delta f_s < \frac{f_s - 2f_m}{2k+1} \quad (15)$$

为使谐波抑制效果最优, 谐波幅值尽可能地最小化, 应在确保满足上述避免频带重叠的条件下, 尽可能选取较大的扩频宽度。

当采用载波频率扩展策略, 且中心频率设定为 10kHz、扩展带宽为 2kHz 时, 载波的实际工作频段将在 8kHz 至 12kHz 之间变动。相应地, 其二倍频谐波分量将分布于 16kHz 至 24kHz 的区间内。

3 仿真与实验验证

3.1 周期扩频调制策略仿真分析

当采用恒定开关频率的调制策略时, 高频谐波

的能量会集中分布在开关频率及其整数倍附近的狭窄频带内, 因此对应的谐波峰值较高。图 4 是开关频率固定在 10kHz 时的高频谐波分布。

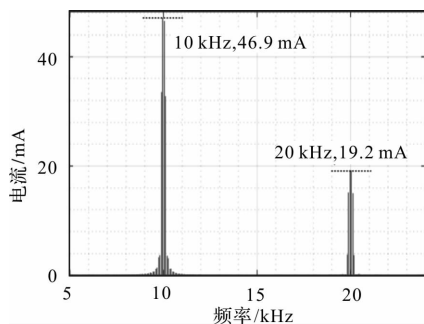
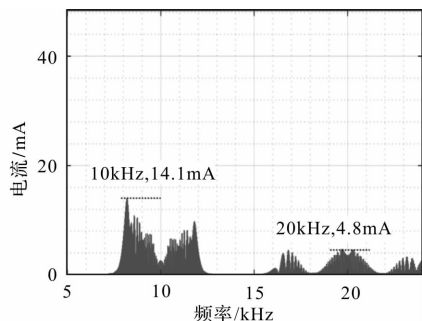
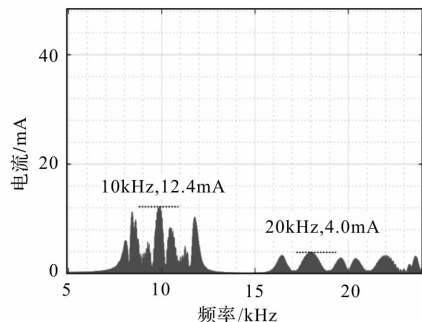


图 4 固定开关频率电流谐波频谱

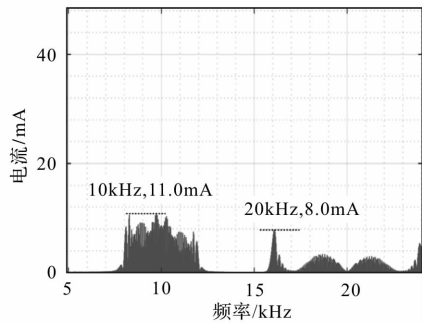
采用不同扩频函数时, 对高频谐波的抑制作用不同。图 5 是分别选用频率调制比 $\gamma = 1$ 、扩频宽度 $\delta f_s = 2\text{kHz}$, 扩频函数初相为 0 的三角波扩频函数、锯齿波扩频函数和正弦波扩频函数进行调制得到的 A 相电流谐波频谱。



(a) 三角波扩频函数



(b) 锯齿波扩频函数

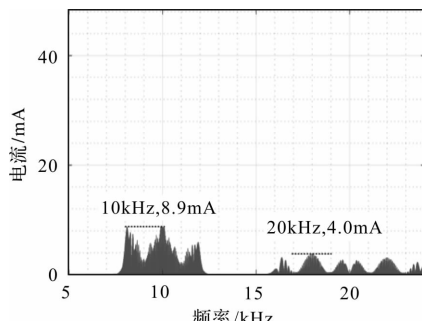


(c) 正弦波扩频函数

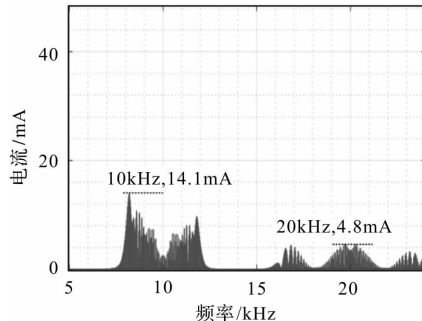
图 5 不同扩频函数下的 A 相电流谐波频谱

与采用固定开关频率调制得到的波形相比, 采用扩频函数后高频的谐波幅值都降低了, 说明周期扩频调制的策略能有效地抑制高频谐波。在多种扩频调制函数中, 正弦波扩频函数对载波频段高频谐波的抑制效果最为显著, 采用它调制时, 该频段内的高频谐波幅值最低, 为 11.0mA, 小于其他扩频函数调制时的幅值, 比固定开关频率调制时降低了 76.5%; 锯齿波扩频函数对二倍载波频段内的谐波抑制效果最好, 采用锯齿波扩频函数调制时, 二倍载波频段内的谐波幅值为 4.0mA, 小于其他扩频函数调制时的幅值, 比固定开关频率调制时降低了 79.2%。

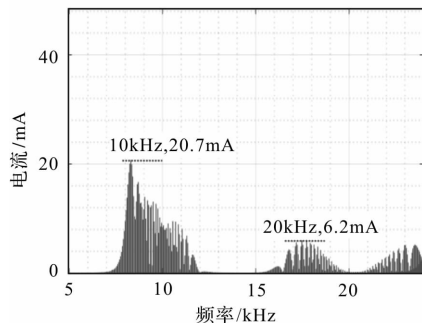
下面研究频率调制比 γ 对于高频谐波抑制效果的影响。图 6 是选取扩频宽度为 2kHz 的三角波扩频函数, 分别设置频率调制比 γ 为 0.5、1、2 和 4, 得到的 A 相电流谐波频谱。



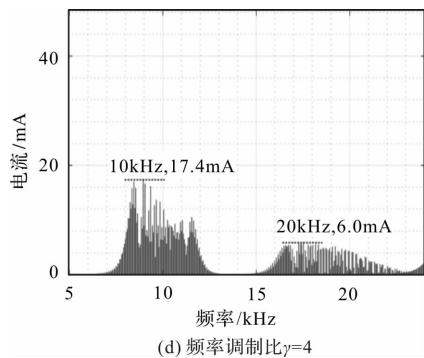
(a) 频率调制比 $\gamma = 0.5$



(b) 频率调制比 $\gamma = 1$



(c) 频率调制比 $\gamma = 2$

图6 不同频率调制比 γ 下的A相电流谐波频谱

从图6可以得到,采用 $\gamma=0.5$ 的扩频函数时,对载波频带处和二倍载波频带处的高频谐波的抑制效果都是最好的,两个频带处的谐波峰值分别较固定开关频率调制时降低了81%和79.2%。可知,当频率调制比较小时,扩频函数抑制高频谐波电流的表现更为出色。

下面研究扩频函数初始相位角的不同对高频谐波抑制效果的影响。图7是采用频率调制比 $\gamma=1$ 、 $\delta f_s=2\text{kHz}$,初始相位角分别为 0 、 $\pi/4$ 、 $\pi/2$ 和 π 的正弦波扩频函数进行扩频得到的A相电流谐波频谱。

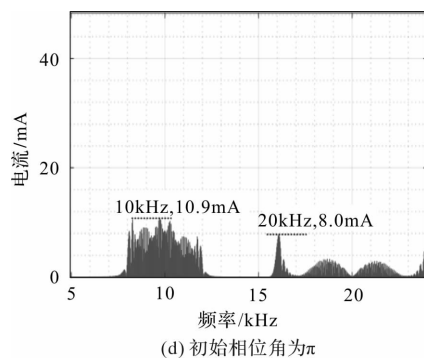
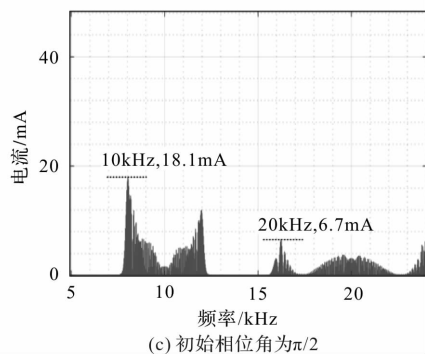
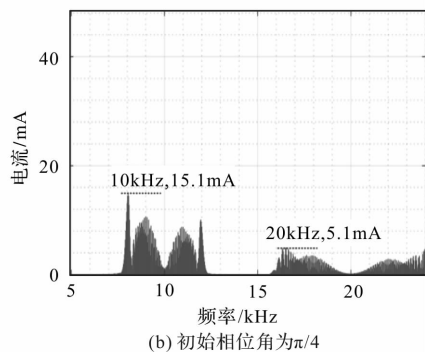
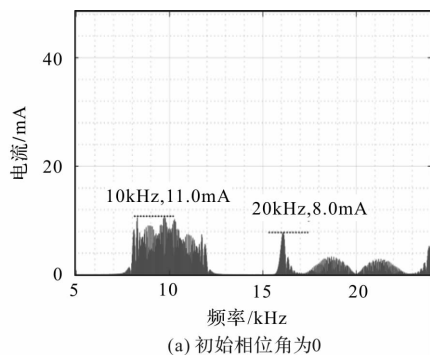
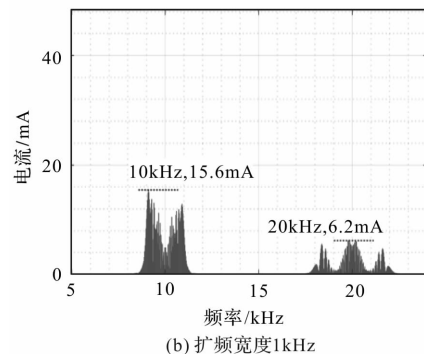
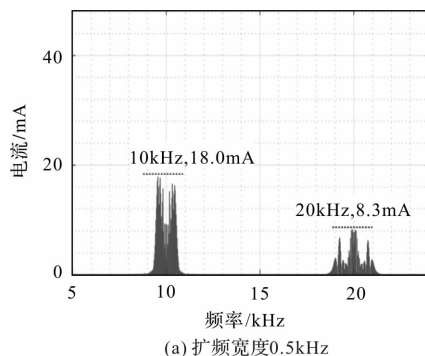


图7 不同扩频函数初始相位角下的

A相电流谐波频谱

可以看出,采用初始相位角为 0 或 π 的正弦波扩频函数进行扩频时,PWM谐波电流的频谱分布特征几乎一致,且载波频段处的幅值最小,为11mA,说明初始相位角为 0 或 π 的扩频函数对载波频段的高频谐波抑制效果最好;采用初始相位角为 $\pi/4$ 的正弦波扩频函数进行调制,则在二倍载波频率处可观察到最小的谐波幅值,为5.1mA,说明初始相位角为 $\pi/4$ 的扩频函数对二倍载波频段的高频谐波抑制效果最好。

下面研究扩频函数的扩频宽度 δf_s 对高频谐波抑制效果的影响。图8是采用频率调制比 $\gamma=1$,初始相位角为 0 ,扩频宽度 δf_s 分别为0.5kHz、1kHz和2kHz的三角扩频函数进行调制时,得到的A相电流谐波频谱。



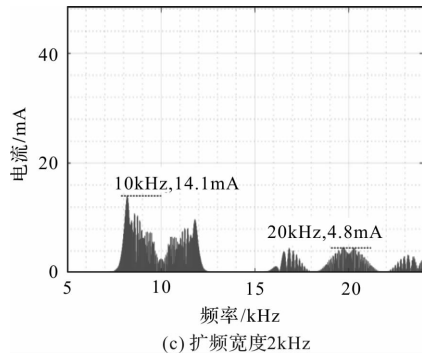


图 8 不同扩频宽度下的 A 相电流谐波频谱

可以看出, 以扩频宽度分别为 0.5kHz、1kHz 和 2kHz 的扩频函数进行调制时, 在载波频段处的高频谐波幅值分别比固定开关频率调制时降低了 61.6%、66.7% 和 69.9%; 在二倍载波频段处的高频谐波幅值分别比固定开关频率调制时降低了 56.8%、67.7% 和 75%。在控制扩频宽度 δf_s 不引起频带重叠的前提下, 随着 δf_s 增大, 谐波幅值呈现减小的趋势。

3.2 周期扩频调制策略实验验证

如图 9 所示, 本研究基于所述控制架构搭建了一套 DTP-PMSM 控制系统实验平台。该平台采用 TI 的 TMS320F28075 DSP 作为核心处理器, 系统硬件主要包括主控制板、两套三相逆变驱动单元、DTP-PMSM 原型电机和配套的机械加载装置。PWM 开关频率和控制系统中断周期均设置为 10 kHz。

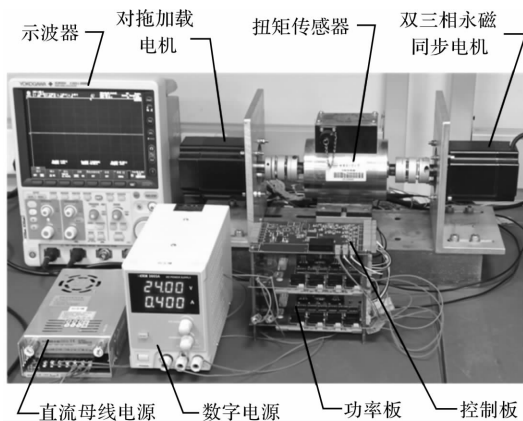


图 9 控制系统实验平台

实验所采用的双三相永磁同步电机样机参数如表 2 所示。

表 2 双三相永磁同步电机样机参数

参数	参数值
定子电阻 R_s/Ω	0.8
q 轴电感 L_q/mH	6.2
d 轴电感 L_d/mH	6.2

续表 2

参数	参数值
漏感 L_{al}/mH	0.8
永磁体磁链 Ψ_f/Wb	0.08
转动惯量 $J/\text{kg} \cdot \text{m}^3$	0.045
极对数 p	10

首先, 对周期扩频调制策略开展实验验证。采用 10kHz 的固定载波频率, 调节电机转速, 控制调制波基波频率在 20Hz 处, 得到如图 10 所示的 A 相电流谐波频谱。从频谱图中可以观察到, 在 10kHz 与 20kHz 处存在明显谱峰, 表明高频电流谐波主要集中在载波频率处及二倍载波频率处。

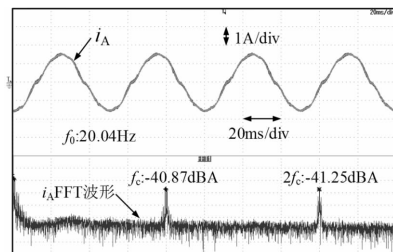
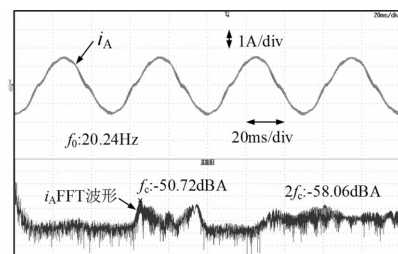
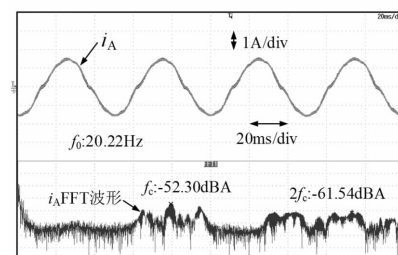


图 10 固定开关频率电流谐波分析

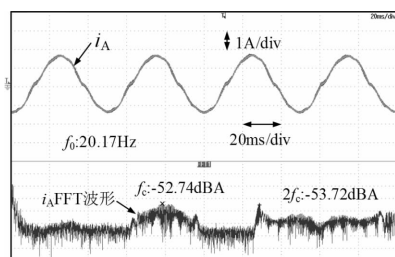
图 11 是分别采用频率调制比 $\gamma = 1$, 扩频宽度 $\delta f_s = 2\text{kHz}$, 初始相位角为 0 的三角波扩频函数、锯齿波扩频函数和正弦波扩频函数进行扩频调制后得到的 A 相电流谐波频谱。从图 11 中可以得到, 就谐波抑制而言, 正弦波扩频函数是抑制载波频段谐波的最佳选择, 采用正弦波扩频函数时, 幅值降低 11.87dB, 而锯齿波扩频函数则在二倍载波频段最为有效, 能实现 20.29dB 的最大降幅。



(a) 三角波扩频函数



(b) 锯齿波扩频函数

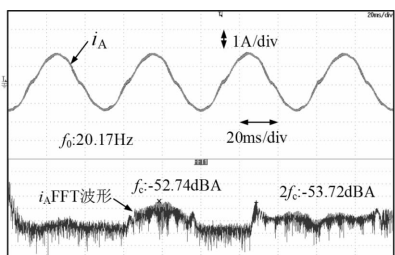


(c) 正弦波扩频函数

图 11 不同扩频函数下的 A 相电流

下面研究周期扩频函数的初始相位角改变时周期扩频的效果。图 12 是采用 $\gamma = 1$, 扩频宽度 $\delta f_s = 2\text{kHz}$, 初始相位角分别为 0 、 $\pi/4$ 、 $\pi/2$ 和 π 的正弦波扩频函数进行调制后得到的 A 相电流谐波频谱。

可以看出, f_c 频段内, 采用初始相位角为 $\pi/4$ 的正弦波扩频函数时高频谐波电流幅值降低最多, 为 13.98dB , 抑制效果最好; 而在 $2f_c$ 频段内, 采用初始相位角为 $\pi/2$ 的正弦波扩频函数时高频谐波电流幅值降低最多, 为 17.49dB , 抑制效果最好。扩频函数初始相位角的不同会影响高频谐波的分布, 且初始相位角 θ 与初始相位角 $\theta + \pi$ 的高频谐波分布几乎一致。



(a) 初始相位角为 0

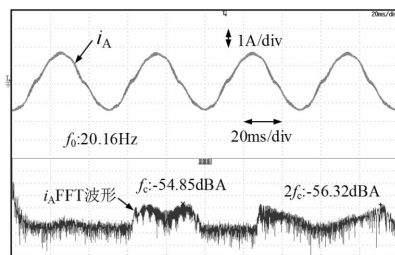
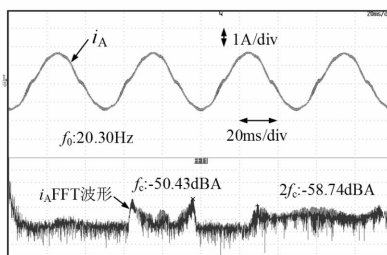
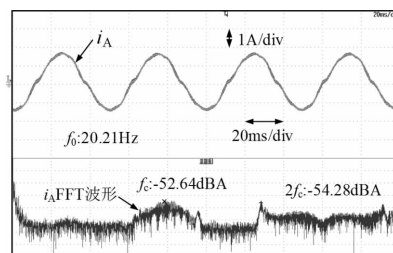
(b) 初始相位角为 $\pi/4$ (c) 初始相位角为 $\pi/2$ (d) 初始相位角为 π

图 12 不同扩频函数初始相位角下的 A 相电流谐波频谱

下面研究同一扩频函数, 不同扩频宽度下的高频谐波抑制效果。图 13 是采用 $\gamma = 1$, 初始相位角为 0 , 扩频宽度 δf_s 分别为 0.5kHz 、 1kHz 和 2kHz 的三角波扩频函数进行调制后, A 相电流的谐波频谱。由实验结果可知, 随着扩频函数扩频宽度的增加, 载波频段和二倍载波频段处的谐波幅值均会降低, 扩频宽度为 2kHz 时, 高频谐波幅值降低最多, 分别降低了 9.85dB 和 16.81dB 。综上所述, 在扩频宽度 δf_s 的增加未造成频带交叠的前提下, 其值越大, 高频谐波幅值的衰减趋势越明显。

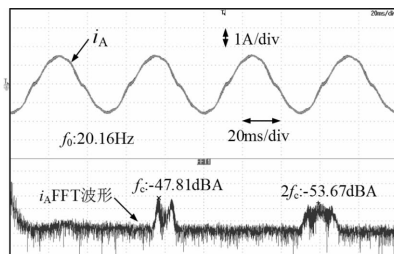
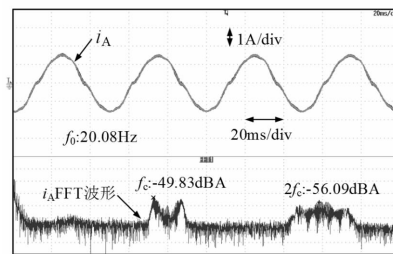
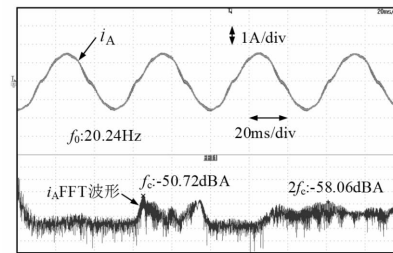
(a) 扩宽度 0.5kHz (b) 扩宽度 1kHz (c) 扩宽度 2kHz

图 13 不同扩频宽度下的 A 相电流

4 结 语

本文采用周期扩频的载波调制方法, 将原本集中在载波频率整数倍处的高频谐波能量分散, 以降低高频谐波的幅值, 达到抑制高频谐波的效果。研究了不同的周期扩频函数、扩频函数频率调制比 γ 、扩频函数初始相位角和扩频宽度 δf_s 对 PWM 频率谐波抑制效果的影响。研究通过仿真与实验分析证实, 扩频函数的类型选择、扩频宽度 δf_s 、频率调制比 γ 以及其初始相位角, 均是影响高频谐波分布特征的关键因素。对于频率调制比 γ 相同、初始相位角相同, 扩频宽度 δf_s 相同的三角波扩频函数、锯齿波扩频函数和正弦波扩频函数来说, 正弦波扩频函数对 f_c 频段内的高频谐波抑制效果最好; 锯齿波扩频函数对 $2f_c$ 频段内的高频谐波幅值抑制效果最好。改变扩频函数初始相位角会影响高频谐波的分布, 在采用正弦波周期性扩频调制时, 初始相位角 θ 与初始相位角 $\theta + \pi$ 的高频谐波分布几乎一致, 在 f_c 频段内, 采用初始相位角为 $\pi/4$ 的扩频函数时, 对载波频段内的高频谐波抑制效果最好; 采用初始相位角为 $\pi/2$ 的扩频函数时, 对二倍载波频段内的高频谐波抑制效果最好。在控制扩频宽度 δf_s 使其不引起频带重叠时, 扩频宽度越大, 高频谐波的幅值就越小。

参考文献

- [1] 张卓然, 王东, 花为. 混合励磁电机结构原理、设计与运行控制技术综述及展望[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(24): 7834-7850.
- [2] Wang G, Valla M, Solsona J. Position Sensorless Permanent Magnet Synchronous Machine Drives-A Review [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(11): 12166-12180.
- [3] Levi E. Advances in Converter Control and Innovative Exploitation of Additional Degrees of Freedom for Multiphase Machines [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(1): 433-448.
- [4] Subotic I, Bodo N, Levi E. An EV Drive-train with Integrated Fast Charging Capability [J]. IEEE Transactions on Power Electronics. 2016, 31(2): 1461-1471.
- [5] Huang Z, Yang T, Giangrande P, Galea M, Wheeler P. Technical Review of Dual Inverter Topologies for More Electric Aircraft Applications [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 8(2): 1966-1980.
- [6] 杨金波. 双三相永磁同步电机驱动技术研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2011.
- [7] Che H, Levi E, Jones M, et al. Current control methods for an asymmetrical six-phase induction motor drive [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(1): 407-417.
- [8] 郑博元. 双三相永磁同步电机电流谐波与转矩波动抑制[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2022.
- [9] Mishra P, Maheshwari R. Design, analysis, and impacts of sinusoidal LC filter on pulse width modulated inverter fed-induction motor drive[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(4): 2678-2688.
- [10] Huang J, Shi H. A hybrid filter for the suppression of common-mode voltage and differential-mode harmonics in three-phase inverters with CPPM [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(7): 3991-4000.
- [11] Zhao Z, Zhong Y, Gao H. Hybrid selective harmonic elimination PWM for common-mode voltage reduction in three-level neutral-point clamped inverters for variable speed induction drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(3): 1152-1158.
- [12] 黄盈亮. 三相电压源逆变器 PWM 谐波抑制技术研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2019: 25-35.
- [13] Li Q, Jiang D, Liu Z. A phase-shifted zero-CM PWM for circulating current reduction in two paralleled inverters with coupled inductors [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2020, 6(1): 95-104.
- [14] Huang Y, Xu Y, Zhang W, et al. PWM Frequency Noise Cancellation in Two-Segment Three-Phase Motor Using Parallel Interleaved Inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(3): 2515-2525.
- [15] Lee K, Shen G, Yao W, Lu Z. Performance characterization of random pulse width modulation algorithms in industrial and commercial adjustable-speed drives [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 53(2): 1078-1087.
- [16] Li Q, Chen J, Jiang D. Periodic variation in the effect of switching frequency on the harmonics of power electronic converters[J]. Chinese Journal of Electrical Engineering, 2020, 6(3): 35-45.

考虑交叉耦合的改进高频注入 SynRM 无位置传感器控制

娄新杰¹, 熊立新^{1,2}, 张新慧¹, 夏 强²

(1. 山东理工大学 电气与工程学院, 山东 淄博 255049; 2. 山东科汇电力自动化股份有限公司, 山东 淄博 255087)

摘 要: 针对高频信号注入同步磁阻电机无位置传感器控制中的交叉耦合效应及滤波器产生延迟的问题, 提出一种考虑交叉耦合效应的改进高频注入 SynRM 无位置传感器控制策略。首先, 通过离线辨识法对同步磁阻电机进行参数辨识, 计算交叉耦合因子进行位置误差补偿; 其次, 采用二阶广义积分器替代传统高频脉振注入法中的带通与低通滤波器, 以提取转子位置信号。仿真与实验结果验证了所提方法有效地减小转子位置误差, 降低系统延迟。

关键词: 同步磁阻电机; 交叉耦合效应; 无位置传感器; 高频注入; 二阶广义积分器

中图分类号: TM352; TP273 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-6848(2026)08-0044-08

Improved High-frequency Injection Sensorless Control of SynRM Considering Cross-coupling

LOU Xinjie¹, XIONG Lixin^{1,2}, ZHANG Xinhui¹, XIA Qiang²

(1. School of Electrical and Electronic Engineering, Shandong University of Technology, Zibo Shandong 255049, China;

2. Shandong Kehui Power Automation Company Limited, Zibo Shandong 255087, China)

Abstract: To address the issues of magnetic cross-coupling effects and filter-induced phase delays in high-frequency injection (HFI) sensorless control of Synchronous Reluctance Motors (SynRM), an improved HFI sensorless control strategy considering cross-coupling was proposed. First, offline parameter identification was performed on the SynRM to derive the cross-coupling factor for position error compensation. Second, a second-order generalized integrator (SOGI) was adopted to replace the traditional band-pass filters (BPF) and low-pass filters (LPF) used in pulsating HFI methods to extract the rotor position signal. Simulation and experimental results verified that the proposed method effectively minimized rotor position estimation error and reduced system delay.

Key words: synchronous reluctance motor; cross-coupling effect; sensorless control; high-frequency injection; second-order generalized integrator

0 引 言

在当前的电机驱动研究中, 同步磁阻电机(SynRM)因其高效率、无转子损耗、无永磁体、低成本及转子结构坚固耐用等显著优势, 已成为工业应用领域中一种备受关注和极具前景的解决方案^[1-4]。SynRM的精确控制依赖于定转子间的相对位置信号, 安装物理传感器可准确获取转子位置, 但会增加系统成本并降低系统鲁棒性, 在振动、油污环境下容易损坏。依赖于电机参数精确辨识而发展起来的无位置传感器控制可以省去编码器, 有效降低成本, 已成为该领域的研究重点^[5-6]。

当前, 针对 SynRM 宽速域无位置传感器控制的

研究方法主要有两类: 一类方案侧重于电机中高速运行, 通过构建基波数学模型来解析反电动势, 进而锁定转子位置, 如磁链观测器、滑模观测器及卡尔曼滤波^[7-9], 但是, 当速度较低时, 反电动势信号太弱而无法使用^[10-11]; 另一类是方案则专注于解决零、低速下的控制难题, 利用注入高频电压矢量并检测其电流响应的方法来间接获取转子位置^[12-13], 包括高频旋转电压注入与高频脉振电压注入法等^[14-15]。因此, 基于高频信号注入的无位置传感器控制在零速和低速范围内很受关注。

由于 SynRM 存在交叉耦合效应而产生 d 轴和 q 轴间的增量互感。一些研究为简化 SynRM 控制忽略了交叉耦合效应的影响, 导致转子位置的估计误

收稿日期: 2025-12-22

基金项目: 山东省重点研发计划项目(2024TSGC0322)

作者简介: 娄新杰(1992), 博士研究生, 研究方向为同步磁阻电机控制。

熊立新(1976), 博士, 教授, 研究方向为电力电子与电机控制。

差^[16-18]。位置误差的精确度会影响电机转矩输出能力和无位置传感器控制的可靠性。因此, 在基于高频注入的无位置传感器控制中, 对增量互感进行补偿就显得非常重要。

传统高频信号注入法通过低通滤波器(LPF)来将位置误差信息从包含高频分量的信号中提取出来, 但 LPF 带来相位延迟, 使系统带宽受限^[19-20]。文献[21]通过改进高频信号的注入形式来消除误差, 然而在电机参数不确定性、逆变器非线性等实际因素的干扰下, 解耦的有效性可能会受到影响。文献[22]探索了更为复杂的控制架构, 该策略采用了伪随机频率和相位的电压注入来抑制噪声, 建立一个离线的非线性磁链模型, 实现了对注入电压幅值的自适应调节以降低高频损耗。然而, 信号解调和信息提取过程依赖多个环节的滤波器组合。文献[23]提出改进型信号解析思路, 通过优化观测器结构来精简滤波流程, 解决了传统方法中 LPF 带来的滤波精度和动态性能冲突。但是, 该方法的实现比传统的策略更为复杂, 编程难度增加。文献[24]提出一种改进的控制方案, 该方案利用测量参考系内的高频电压注入技术, 借助交叉耦合因子减小估计误差, 并采用改进的信号处理方案增强对电压波动的鲁棒性, 从而在宽负载范围内实现了高精度的转子位置估计, 但需要精确的时序控制和对脉冲注入模式的特殊安排, 增加了软件实现的复杂性, 并对控制系统的同步性和延迟补偿提出了更精细的要求。

针对高频电压注入法应用于 SynRM 无位置传感器控制时, 交叉耦合效应影响及滤波器的相位延迟问题, 本文提出一种考虑交叉耦合的改进高频注入 SynRM 无位置传感器控制策略, 首先, 通过最大转矩电流比控制来优化 d 、 q 轴电流分配, 以最小的定子电流产生所需的电磁转矩, 提升系统效率; 其次, 利用离线辨识对交叉耦合效应产生的位置误差进行补偿, 降低位置估计误差; 然后, 通过二阶广义积分器(SOGI)替代传统高频脉振电压注入法中的滤波器降低系统延迟; 最后, 通过搭建仿真模型与实验平台分别验证该方案的有效性。

1 考虑交叉耦合原理

1.1 SynRM 的高频模型

传统高频注入法忽略交叉耦合效应, 即未考虑增量电感矩阵中的互感项, 而产生位置估计误差。针对 SynRM, 在高频注入工况下, 若注入电压幅值足够大, 则高频响应主要由电感项决定, 因此电阻

及反电动势的影响可忽略。此时, 高频状态下的数学模型可简化为

$$\begin{bmatrix} u_{din} \\ u_{qin} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & L_{dq} \\ L_{qd} & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_{din}}{dt} \\ \frac{di_{qin}}{dt} \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中, u_{din} 和 u_{qin} 为定子侧的高频激励电压, L_d 、 L_{dq} 分别为 d 轴增量自感和增量互感, L_q 、 L_{qd} 分别为 q 轴增量自感和增量互感, 且增量互感数值相等, 而与之对应的电流响应则记为 i_{din} 和 i_{qin} 。

电机 $d-q$ 轴系下的增量自感和增量互感为

$$\begin{cases} L_d = \partial \psi_d / \partial i_{din} \\ L_q = \partial \psi_q / \partial i_{qin} \\ L_{dq} = \partial \psi_d / \partial i_{qin} \\ L_{qd} = \partial \psi_q / \partial i_{din} \end{cases} \quad (2)$$

式中, ψ_d 和 ψ_q 为 d 轴磁链和 q 轴磁链, 根据离线辨识法得到实验电机的磁链参数, 磁链会随着 i_{din} 和 i_{qin} 的变化而变化如图 1 所示。

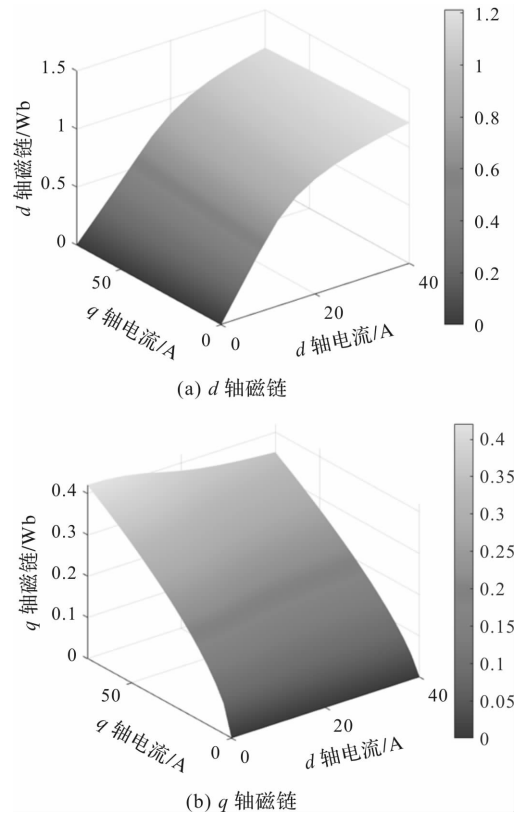


图1 d 轴与 q 轴磁链

如图 2 所示, 为了降低信号解耦的复杂度, 文中构建了同步磁阻电机估计 $\hat{d}-\hat{q}$ 坐标系与真实 $d-q$ 轴系的相对关系。设 θ_e 代表转子真实位置角, 而 $\hat{\omega}_e$ 和 $\hat{\theta}_e$ 则对应观测得到电角速度及位置信息。此

外, 将实际 $d-q$ 坐标系相对于估计 $\hat{d} - \hat{q}$ 坐标系的角度偏差 $\tilde{\theta}_e$ 定义为转子位置估算误差, 下文简称为位置误差, 表达式如下:

$$\tilde{\theta}_e = \theta_e - \hat{\theta}_e \quad (3)$$

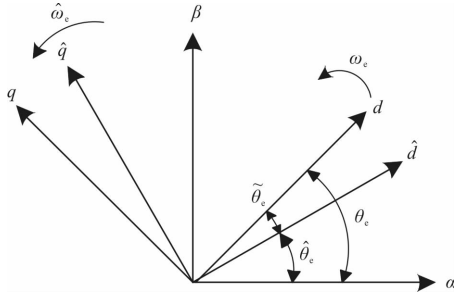


图2 估计与实际旋转坐标系的关系

因此, 可以推导出实际转子 $d-q$ 坐标系相对于观测坐标系 $\hat{d} - \hat{q}$ 的坐标变换矩阵:

$$T_{2\hat{r}-r} = \begin{bmatrix} \cos\tilde{\theta}_e & -\sin\tilde{\theta}_e \\ \sin\tilde{\theta}_e & \cos\tilde{\theta}_e \end{bmatrix} \quad (4)$$

根据式(4)可得 $\alpha\beta$ 坐标系下的电感表示为

$$L_{(\alpha,\beta)} = \begin{bmatrix} L + \Delta L' \cos(2\tilde{\theta}_e + \theta_m) & -\Delta L' \sin(2\tilde{\theta}_e + \theta_m) \\ -\Delta L' \sin(2\tilde{\theta}_e + \theta_m) & L - \Delta L' \cos(2\tilde{\theta}_e + \theta_m) \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中, L 为平均电感, ΔL 为半差电感, $\Delta L' = \sqrt{\Delta L^2 + L_{dq}^2}$, 而 $\theta_m = \arctan(L_{dq}/\Delta L)$ 表示由交叉耦合效应引起的位置误差。

估计坐标系 $\hat{d} - \hat{q}$ 中高频电压和电流的约束为

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_{din}}{dt} = \frac{\hat{u}_{din}}{L^2 - (\Delta L')^2} [L + \Delta L' \cos(2\tilde{\theta}_e + \theta_m)] \\ \frac{d\hat{i}_{qin}}{dt} = \frac{\hat{u}_{qin}}{L^2 - (\Delta L')^2} [\Delta L' \sin(2\tilde{\theta}_e + \theta_m)] \end{cases} \quad (6)$$

式中, $\hat{u}_{din}$ 、 $\hat{u}_{qin}$ 、 $\hat{i}_{din}$ 和 $\hat{i}_{qin}$ 为对应估计转子同步旋转系 $\hat{d} - \hat{q}$ 下的高频电压和电流分量。

高频脉振电压注入法不同于旋转高频注入, 是向电感较大的 $\hat{d}$ 轴 d 叠加高频信号, 有效抑制转矩振荡, 其注入信号表达式为

$$\begin{bmatrix} \hat{u}_{din} \\ \hat{u}_{qin} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{in} \cos(\omega_{in} t) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

式中, U_{in} 和 ω_{in} 分别为高频注入电压的幅值及频率。

高频信号的选定取决于对频率和幅值的合理配置, 考虑到工业级逆变器通常在 10kHz 附近的频率下切换开关管, 为了规避载波信号混叠所带来的干扰, 高频载波的频率上限不应超过开关频率的 50%, 因此高频信号频率设定的范围为 0.5 ~ 2 kHz。

当忽略交叉耦合效应时, $\Delta L' = \Delta L$, 且 $\theta_m = 0$, 电流响应为

$$\begin{aligned} \hat{i}_{din} &= \frac{u_{in} \sin \omega_{in} t}{\omega_{in} (L^2 - \Delta L^2)} (L + \Delta L \cos 2\tilde{\theta}_e) \\ \hat{i}_{qin} &= \frac{u_{in} \sin \omega_{in} t}{\omega_{in} (L^2 - \Delta L^2)} \Delta L \sin 2\tilde{\theta}_e \end{aligned} \quad (8)$$

当考虑交叉耦合效应时, q 轴电流响应为

$$\hat{i}_{qin} = \frac{u_{in} \sin \omega_{in} t}{\omega_{in} (L^2 - \Delta L^2)} (-L_{dq} - 2\Delta L \tilde{\theta}_e) \quad (9)$$

改进的位置估计信号为

$$\frac{d}{dt} (\hat{i}_{qin} + \lambda \hat{i}_{din}) = \frac{u_{in} \sin \omega_{in} t}{\omega_{in} (L^2 - \Delta L^2)} (-2\Delta L - 2\lambda L_{dq}) \tilde{\theta}_e \quad (10)$$

式中, λ 为耦合因子。

改进的位置误差计算为

$$\tilde{\theta}_e = \frac{1}{\eta} (\hat{i}_{qin} + \lambda \hat{i}_{din}) \quad (11)$$

式中, $\eta = \frac{-2u_{in} \sin \omega_{in} t}{\omega_{in} (L^2 - \Delta L^2)} (\Delta L + \lambda L_{dq})$, η 为位置误差灵敏度系数, 表示高频电流响应对应位置误差的映射关系。

根据测量电流计算耦合因子:

$$\lambda = \frac{L_{dq}}{L_q} = -\frac{i_q}{i_d} \quad (12)$$

通过控制 $(\hat{i}_{qin} + \lambda \hat{i}_{din}) = 0$, 交叉耦合效应产生的位置误差能够实现补偿, 耦合因子通过离线辨识参数可以得到。

2 改进高频脉振注入法

传统高频脉振注入法通过低通滤波器提取基频电流用于反馈, 并利用带通滤波器从 q 轴电流中分离高频响应信号以进行解调。

2.1 传统高频脉振注入法

图3为传统高频脉振注入同步磁阻电机无位置传感器控制框图。该系统利用带通滤波器筛选出高频电流中的转子位置特征信号, 用调制信号 $\sin(\omega_{in} t)$ 进行调幅后, 由低通滤波器滤除杂波并提取位置误差, 最终借助锁相环获取转子位置。

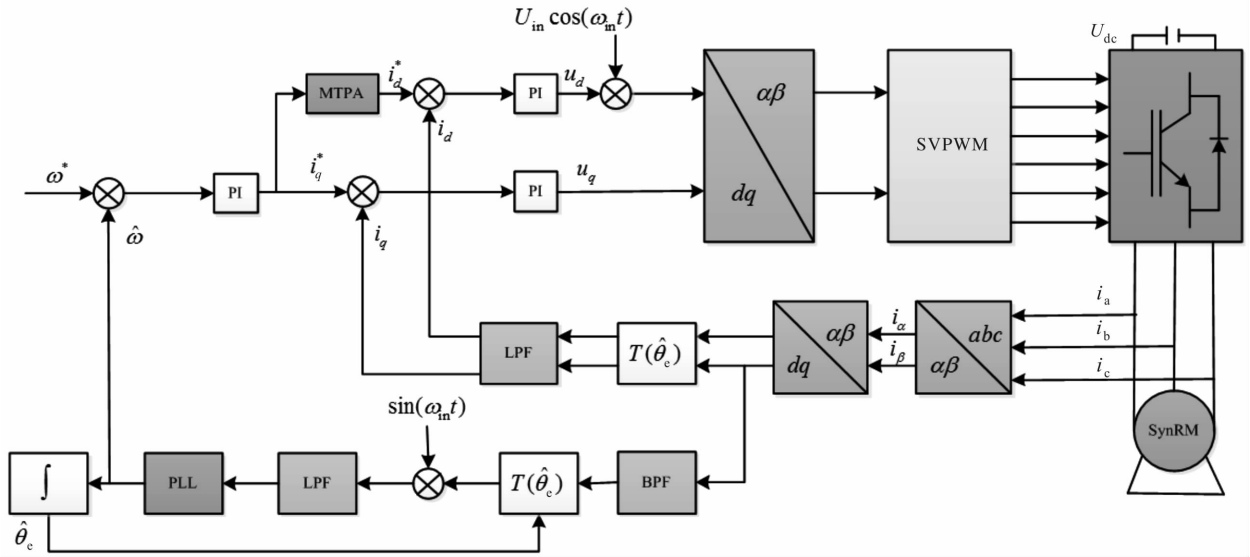


图3 传统高频脉振注入法控制框图

2.2 改进高频脉振注入法

针对同步磁阻电机中因交叉耦合和滤波器加剧无位置传感器控制的估计误差变大和相位延迟问题, 本文提出一种改进高频脉振注入无位置传感器控制方法。图4给出了所提方案的基本结构框图。

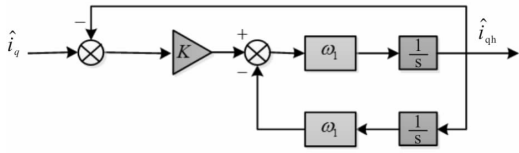


图4 二阶广义积分器结构框图

传递函数如:

$$H(s) = \frac{\hat{i}_{qh}(s)}{\hat{i}_q(s)} = \frac{k\omega_1 s}{s^2 + k\omega_1 s + \omega_1^2} \quad (13)$$

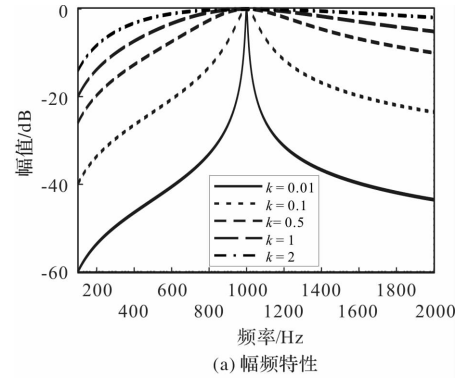
式中, 变量 \$k\$ 为系统的阻尼衰减系数, 而 \$\omega_1\$ 则对应二阶广义积分器的谐振角频率。

二阶广义积分器的 \$z\$ 域表达式如:

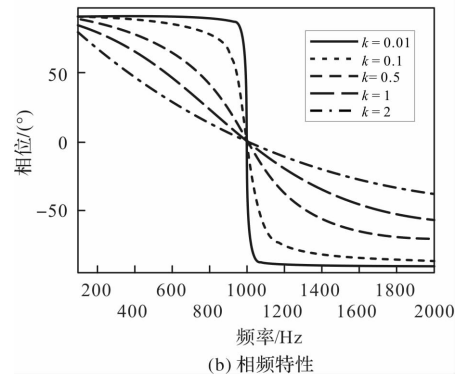
$$G(z) = \frac{\hat{i}_{qh}(z)}{\hat{i}_q(z)} = \frac{b_0(1 - z^{-2})}{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} \quad (14)$$

式中, \$b_0 = 2k\omega_1 T\$, \$a_0 = 4 + 2k\omega_1 T + T^2\omega_1^2\$, \$a_1 = 2T^2\omega_1^2 - 8\$ 和 \$a_2 = 4 - 2k\omega_1 T + T^2\omega_1^2\$。

图5展示了二阶广义积分器的幅频和相频特性曲线。带宽仅由阻尼系数 \$k\$ 决定, 且 \$k\$ 与谐振频率无关。可以观察到 \$k\$ 值越小, 滤波效果越好, 稳定时间会更长。相反, \$k\$ 值较大则能使过滤性能更快, 但谐波成分很难滤除。综合考虑滤波效果与响应速度, 本文最终选取 \$k = 0.1\$。



(a) 幅频特性



(b) 相频特性

图5 SOGI的幅频和相频特性曲线

根据控制理论, 二阶广义积分器在 HF 电流提取过程中作为滤波器的作用。与传统滤波器相比, 由于二阶广义积分器的参数调节比带通滤波器更为简便, 仅需调整系数即可改变其滤波特性。另外二阶广义积分器可以提取与注入频率大小一致的高频分量, 进而可以减小滤波器带来的相位延迟影响; 同时, 交叉耦合因子可以在信号解调时进行位置补偿。

3 仿真分析

本文以 15kW 的 SynRM 作为研究对象, 根据改进方法的基本结构框图在 Matlab 软件中搭建仿真模型, 电机参数如表 1 所示。

表 1 同步磁阻电机参数

参数	数值
额定功率/kW	15
极对数	2
额定电压/V	380
额定转速/(r/min)	1500
额定转矩/Nm	95.5
定子电阻/ Ω	0.246

3.1 仿真结果分析

图 6 显示了空载条件下、目标转速设为 300 r/min 时, 传统方法和改进方法的转速与转子位置的观测曲线与实际曲线的对比波形。传统方法使用了滤波器且忽略了交叉耦合效应, 可以看动态过程位置误差约 0.23 rad; 而改进方法的动态过程位置误差约为 0.11 rad, 从结果分析改进方法提高了位置辨识精度并减少了延迟。

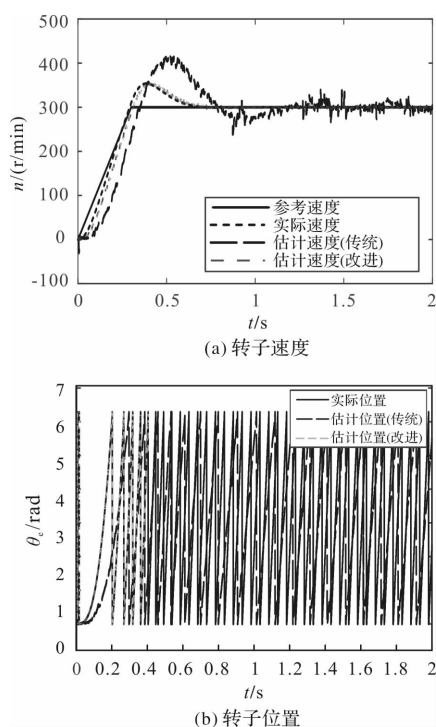


图 6 空载下转子速度和位置曲线

同步磁阻电机给定转速由 0 r/min 升至 300 r/min, 再升至 1500 r/min。转子转速估计误差动态变化如图 7 所示。可以看出交叉耦合补偿的改进方法与传统高频注入方法相比, 转子位置估计的准确性有了

显著提升, 动态跟踪性能更优。

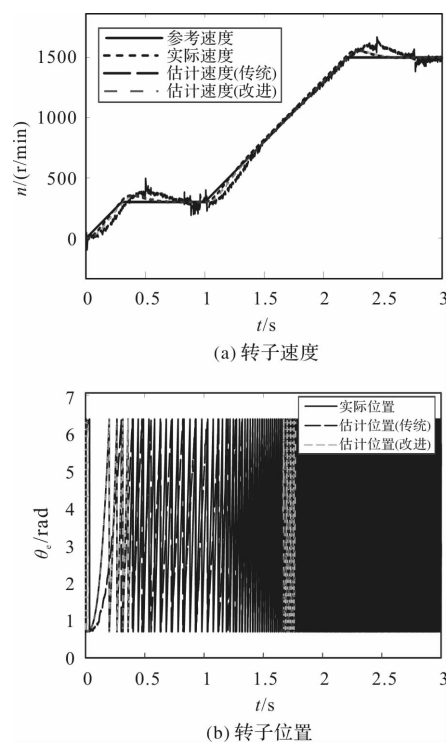


图 7 斜坡速度下转子速度和位置曲线

图 8 为同步磁阻电机在达到目标转速 300 r/min 后突加 45 Nm 负载后的波形。在负载扰动作用下, 传统方法的位置误差由 0.23 rad 增大至 0.26 rad, 而改进方法的位置误差仅由 0.11 rad 增大至 0.13 rad, 表明所提方法在 300 r/min 负载突加条件下具有较好的抗扰动能力。

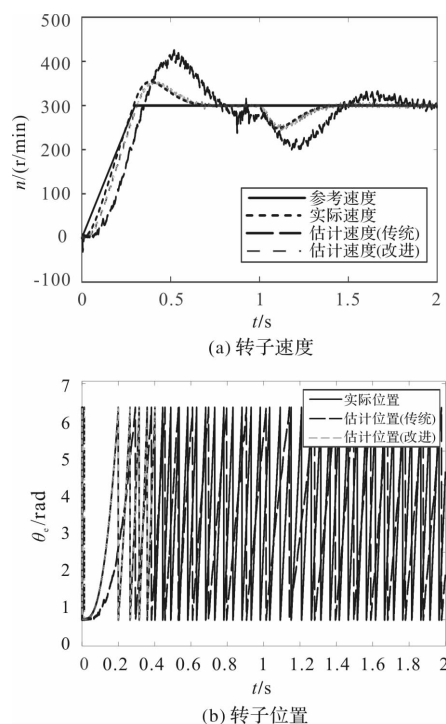


图 8 阶跃负载下转子速度和位置曲线

4 实验验证

图 9 所示为同步磁阻电机实验平台, 用于验证改进高频脉振注入法, 其中同步磁阻电机为 15kW。实验中, 转子实际位置由旋转变压器测得, 与观测器输出的估计电角度比较后得到位置误差。

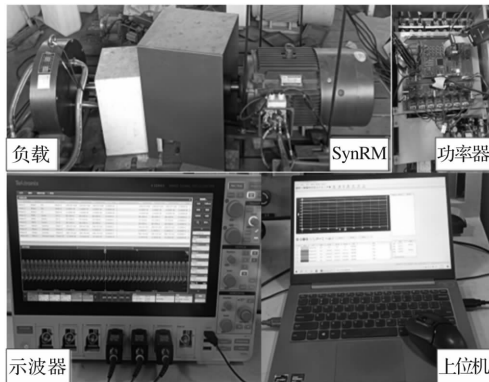
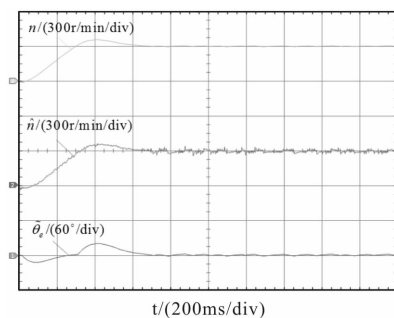


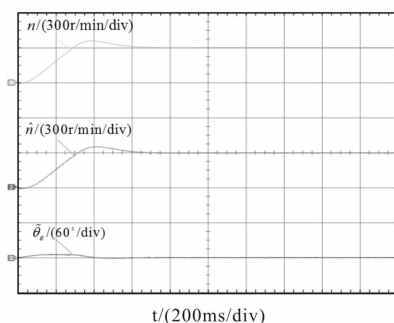
图 9 实验平台

4.1 实验结果分析

图 10(a)、图 10(b) 分别展示了传统方法与改进方法的同步磁阻电机在空载情况时, 转速从静止状态到 300 r/min 的突变实验过程。实验结果表明, 传统方法的动态过程位置误差约为 0.24 rad, 而改进方法的动态过程位置误差约为 0.12 rad。结果表明, 交叉耦合效应补偿的改进方法比传统方法的转子位置误差明显减小。



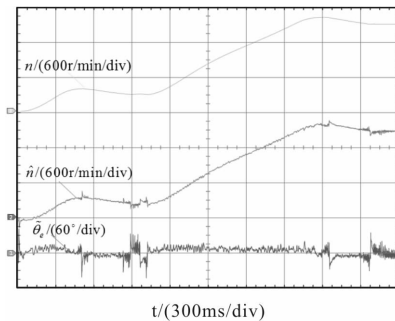
(a) 传统方法下的转速及位置误差



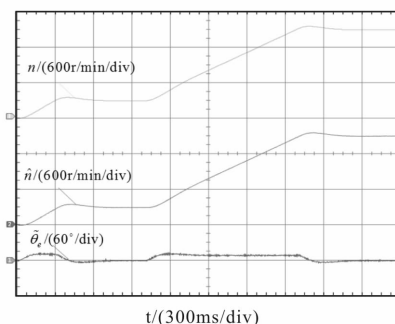
(b) 改进方法下的转速及位置误差

图 10 空载下的转速及位置误差

图 11(a)、图 11(b) 分别展示了传统方法与改进方法的同步磁阻电机转速从 0 r/min 升至 300 r/min, 再升至 1500 r/min 时的实验过程。实验结果表明, 在转速突变时, 传统方法的动态过程位置误差约为 0.26 rad, 而改进方法的动态过程位置误差约为 0.13 rad。在速度变化较大时, 改进方法可以保持较小的位置误差。



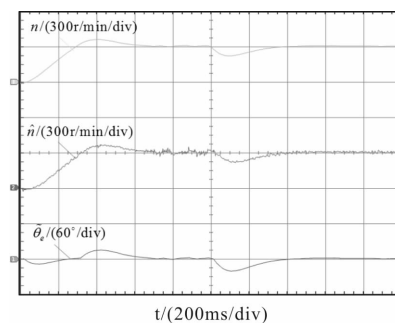
(a) 传统方法下的转速及位置误差



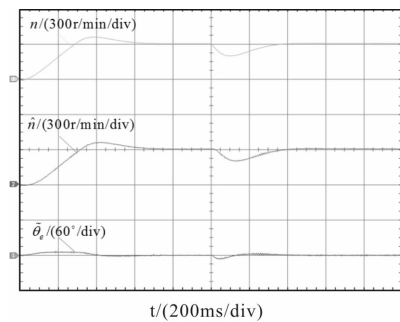
(b) 改进方法下的转速及位置误差

图 11 斜坡速度下的转速及位置误差

图 12(a)、图 12(b) 分别展示了传统方法与改进方法的同步磁阻电机在 300 r/min 运行时加 45 Nm 负载实验过程。加载后传统方法的动态过程位置误差约为 0.27 rad, 而改进方法动态过程位置误差约为 0.14 rad。结果表明, 改进方法显著降低了转速误差, 加快系统恢复稳定。



(a) 传统方法下的转速及位置误差



(b) 改进方法下的转速及位置误差

图 12 阶跃负载下的转速及位置误差

5 结 论

本文提出了一种考虑交叉耦合效应的改进高频注入 SynRM 无位置传感器控制策略。该方法有效弥补了传统高频注入法中忽略交叉耦合效应而引起的位置误差, 利用 SOGI 结构减小了传统高频注入法中滤波器产生的相位延迟; 同时, MTPA 策略保障了系统运行的高效率。

仿真和实验结果表明:

(1) 所提方法在电机 0 至 300 r/min 起动过程以及转速由 500 r/min 突变至 1500 r/min 的工况下, 均能有效减小转子的位置误差。

(2) 电机在 300 r/min 稳定运行时, 突加负载的情况下, 相较于传统方法, 动态过程位置误差波动范围减小了约 0.13 rad, 有效抑制运行突变干扰, 又具备更快的动态跟踪性能和更强的鲁棒性, 从而协同实现了系统高效率、高精度和高动态性能的统一, 为同步磁阻电机的无位置传感器控制方法的广泛应用奠定技术基础。

参考文献

- [1] CONSOLIA, RUSSO F, SCARCELLA G, et al. Low and zero-speed sensorless control of synchronous reluctance motors[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1999, 35(5): 1050-1057.
- [2] ALMEIDA A T, FERREIRA F J T E, GE Baoming. Beyond induction motors technology trends to move up efficiency[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(3): 2103-2114.
- [3] ICHIKAWA S, TOMIA M, DOKI S, et al. Sensorless control of synchronous reluctance motors based on extended EMF models considering magnetic saturation with online parameter identification[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2006, 42(5): 1264-1274.
- [4] 徐鹏, 郭铖, 苏鑫, 等. 永磁同步电机模糊积分终端滑模控制[J]. 电工电能新技术, 2025, 44(04): 52-59.
- [5] 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.
- [6] 孙兴龙, 金雪峰, 李晨. 基于 Buck-Boost 变换器和高频信号耦合注入的无刷直流电机低速无位置传感器控制[J]. 电工电能新技术, 2025, 44(06): 64-73.
- [7] 杨旭东, 王云冲, 沈建新. 同步磁阻电机磁链观测无传感器控制[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(02): 10-19.
- [8] SENJYU T, SHINGAKI T, UEZAO K. Sensorless vector control of synchronous reluctance motors with disturbance torque observer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2001, 48(2): 402-407.
- [9] WEI Mingyen, LIU Tianhua. A high-performance sensorless position control system of a synchronous reluctance motor using dual current-slope estimating technique[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(9): 3411-3426.
- [10] 周林, 林珊, 王孝洪, 等. 基于高频正交方波注入法的永磁同步电机控制研究[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(02): 64-74.
- [11] 王建渊, 李英杰, 景航辉, 等. 基于静止轴系改进高频方波注入同步磁阻电机无传感器控制[J]. 电工技术学报, 2024, 39(12): 3658-3669.
- [12] 赵文祥, 刘恒, 陶涛, 等. 基于虚拟信号和高频脉振信号注入的无位置传感器内置式永磁同步电机 MTPA 控制[J]. 电工技术学报, 2021, 36(24): 5092-5100.
- [13] SHUANG Bo, ZHU ZiQiang, WU Ximeng. Improved cross-coupling effect compensation method for sensorless control of IPMSM with high frequency voltage injection[J]. IEEE Trans. Energy Convers, 2022, 37(1): 347-358.
- [14] 杨淑英, 刘威, 李浩源, 等. 基于旋转注入的同步磁阻电机电感辨识方案[J]. 电工技术学报, 2019, 34(S1): 97-104.
- [15] 邱建琪, 周成林, 史涔激. 注入高频脉振电压的永磁同步电机 I/F 控制方法[J]. 电机与控制学报, 2019, 23(07): 1-8.
- [16] S. Ichikawa, M. Tomitat, S. Doki, et al. Sensorless control of synchronous reluctance motors based on an extended EMF model and initial position estimation[J]. IECON03. 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2003, 3(1): 2150-2155.

- [17] WEI Mingyen, LIU Tianhua. A High-Performance Sensorless Position Control System of a Synchronous Reluctance Motor Using Dual Current-Slope Estimating Technique[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(9): 3411-3426.
- [18] Z. Yang, C. Qian, X. Sun and Z. Zhu. Low-Speed Sensorless Control Based on Improved Finite Position Set-Observer for Interior Permanent Magnet Synchronous Motors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(9): 10921-10933.
- [19] CHEN Peng, MA Ruiqing, BAI Hao, et al. DSOGI-Based Time Delay Suppression for Sensorless Control of SPMSM Using Pulsating High-Frequency Voltage Injection [J]. IEEE Trans. Transp. Electrification, 2025, 11(2): 6154-6164.
- [20] 周奇勋, 王一航, 史柯柯, 等. 基于广义二阶积分器的高频脉振电压注入 PMSM 无位置传感器控制[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(09): 179-188.
- [21] CHEN Junlei, CHEN Qiushuo, FAN Ying, et al. An amplitude-adaption high-frequency signal injection method for SynRMs at zero-low speed[J]. Journal Electrical Engineering Technology, 2024, 19(5): 3101-3109.
- [22] WANGJianyuan, JING Hanghui, ZHANG Yanping, et al. Pseudorandom high-frequency injection synchronous reluctance motor sensorless control with parameter variation consideration [J]. IET Electric Power Applications, 2024, 18(1): 1762-1772.
- [23] MAI Zhiqin, XIAO Fei, FU Kangzhuang, et al. HF Pulsating Carrier Voltage Injection Method Based on Improved Position Error Signal Extraction Strategy for PMSM Position Sensorless Control[J]. IEEE Trans. Power Electron, 2021, 36(8): 9348-9360.
- [24] LICHengrui, WANG Gaolin, Zhang Guoqiang, et al. Saliency-Based sensorless control for SynRM drives with suppression of position estimation error[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(8): 5839-5849.

(上接第 7 页)

- [2] 徐媚媚, 刘国海, 陈前, 等. 永磁辅助同步磁阻电机设计及其关键技术发展综述[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(23): 7033-7043.
- [3] Chowdhury M, Tesfamichael A, Islam M, et al. Design optimization of a synchronous reluctance machine for high-performance applications [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2021, 57(5): 4720-4732.
- [4] 卞玉康, 史立伟, 刘楷文. 磁极偏转永磁辅助同步磁阻电机优化设计[J]. 机床与液压, 2022, 50(20): 90-95.
- [5] Yamashita Y, Okamoto Y. Design optimization of synchronous reluctance motor for reducing iron loss and improving torque characteristics using topology optimization based on the level-set method [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2020, 56(3): 7510704.
- [6] Boztas G, Aydogmus O, Caner M, et al. Design, optimisation and implementation of low-voltage synchronous reluctance motor for solar-powered systems [J]. IET Power Electronics, 2019, 12(7): 1679-1685.
- [7] Huynh T, Hsieh M F. Comparative study of PM-assisted SynRM and IPMSM on constant power speed range for EV applications[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2017, 53(11): 8211006.
- [8] 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.
- [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] 刘荣哲, 董砚, 梁晶. 新型同步磁阻电机星形转子结构设计与分析[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(10): 49-55.
- [11] Ferrari M, Bianchi N, Doria A, et al. Design of synchronous reluctance motor for hybrid electric vehicles [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2015, 51(4): 3030-3040.
- [12] 林迎前, 孙毅, 王云冲, 等. 稀土和铁氧体混用永磁辅助同步磁阻电机[J]. 电工技术学报, 2022, 37(5): 1145-1157.
- [13] 曹恒佩, 艾萌萌, 王延波. 永磁辅助同步磁阻电机研究现状及发展趋势[J]. 电工技术学报, 2022, 37(18): 4575-4592.
- [14] 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): 119-129.
- [15] 郑诗玥, 朱孝勇, 徐磊, 等. 永磁助磁式同步磁阻电机高转矩质量比设计与性能分析[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(19): 7236-7248.
- [16] Jianxin Shen, Yingqian Lin, Yi Sun, et al. Permanent Magnet Synchronous Reluctance Machines with Axially Combined Rotor Structure[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2022, 58(2): 1-10.
- [17] 高功率密度低转矩波动永磁辅助式同步磁阻电机的设计. 孙紫晗[D]. 天津: 天津工业大学, 2023.

基于预测误差校正的双三相永磁同步电机鲁棒预测定子电流控制

符 荣

(渭南师范学院 物理与电气工程学院, 陕西 渭南 714099)

摘 要: 有限集模型预测控制直接选择电压矢量, 且可通过代价函数实现非线性约束等优点成为电机传动系统的研究热点。双三相永磁同步电机具有高动态及高容错性等优点成为学术界的研究热点。在双三相永磁同步电机预测电流控制中, 高温或磁路非线性导致电机参数失配, 进而引起定子电流预测精度变差, 带宽变小。针对此问题, 本文提出了一种基于预测误差校正的定子电流预测模型, 定子电流离散预测方程的校正项由上一时刻定子电流预测值与采样值之差组成, 校正系数用于调节补偿项的幅值。仿真和实验研究验证了该方法的有效性。

关键词: 双三相永磁同步电机; 模型预测控制; 定子电流控制; 预测误差校正

中图分类号: TM351; TM341; TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)08-0052-06

Robust Predictive Stator Current Control for Dual Three-phase Permanent Magnet Synchronous Motors Based on Prediction Error Correction

FU Rong

(School of Physics and Electrical Engineering, Weinan Normal University, Weinan Shaanxi 714099, China)

Abstract: Finite control set-model predictive control directly selects voltage vectors and has become a research hotspot in motor drive systems due to its advantages such as nonlinear constraint implementation through cost function. The dual three-phase permanent magnet synchronous motor (DTP-PMSM) features advantages such as the high dynamic performance and high fault tolerance. The DTP-PMSM has become a research hotspot in academia due to its advantages such as high dynamics and high fault tolerance. In the predictive current control of DTP-PMSM, parameters change caused by high temperature or nonlinear magnetic circuit, resulting in decreased accuracy of stator current prediction and decreased bandwidth. To address this issue, this paper proposed a stator current prediction model based on predictive error correction. The correction term of the stator current discrete prediction equation was composed of the difference between the predicted stator current value and the sampled value at the previous control time, and the correction coefficient was used to adjust the amplitude of the compensation term.

Key words: dual three-phase permanent magnet synchronous motor; model predictive control; stator current control; prediction errors correction

0 引 言

双三相永磁同步电机以其高动态、高功率密度及强容错能力等优点在军工领域、电动汽车及风力发电等领域具有广泛应用前景^[1-2]。在双三相永磁同步电机控制理论中, 传统的多环 PI 调节器存在动态响应慢, 多 PI 参数设计困难等问题, 同时, PI 调节器很难实现谐波电流的有效抑制^[3]。模型预测控制以局部优化代替全局优化, 同时扰动观测器可补偿预测误差, 在电力电子控制及伺服电机传动领域得到了广泛的研究^[4]。特别地, 双三相永磁同步电机面临着基波电流和谐波电流的多变量控制难题, 而预测控制的思想较好的解决了此问题^[5]。有限集模

型预测控制分为模型预测电流控制和模型预测转矩控制, 目前, 有限集模型预测控制在三相感应电机及三相永磁同步电机驱动系统中得到了深入的研究, 在双三相永磁同步电机领域的研究还有待于进一步深入。模型预测控制主要由状态变量预测和代价函数优化两部分组成, 在预测阶段, 基于电机的离散数学模型预测不同电压矢量作用下电机的定子电流或电磁转矩, 在优化阶段, 依据代价函数, 通常为定子电流或电磁转矩跟踪误差, 选择使代价函数最小的空间矢量为最优矢量^[6]。

双三相永磁同步电机在运行过程中的温升及磁路饱和等特性, 导致电机参数非常量, 而是时变参数。在有限集模型预测控制的预测阶段, 时变电机

收稿日期: 2026-03-07

作者简介: 符 荣(1977), 女, 博士, 副教授, 研究方向为永磁同步电机设计与控制。

基于欧拉向前离散法, 双三相永磁同步电机的预测模型如式(6)~(7)所示, 其中 T_s 为采样时间。

$$\begin{cases} i_d(k+1) = \left(1 - \frac{R_s}{L_d}T_s\right)i_d(k) + T_s\omega_e \frac{L_q}{L_d}i_q(k) \\ \quad + \frac{R_s}{L_d}u_d(k) \\ i_q(k+1) = \left(1 - \frac{R_s}{L_q}T_s\right)i_q(k) + T_s\omega_e \frac{L_d}{L_q}i_d(k) \\ \quad + \frac{R_s}{L_d}u_q(k) \end{cases} \quad (6)$$

$$\begin{cases} i_x(k+1) = \left(1 - \frac{R_s}{L_z}T_s\right)i_x(k) + \frac{T_s}{L_z}u_x(k) \\ i_y(k+1) = \left(1 - \frac{R_s}{L_z}T_s\right)i_y(k) + \frac{T_s}{L_z}u_y(k) \end{cases} \quad (7)$$

根据模型预测控制的基本原理, 代价函数可设计为 dq 基波子空间电流跟踪误差和 xy 谐波子空间电流跟踪误差, 具体如式(8)所示, 其中 λ_{xy} 为权重因子, 用以协调 dq 基波子空间电流跟踪误差和 xy 谐波子空间电流跟踪误差的重要性。 λ_{xy} 增大则谐波抑制增强, 但 dq 轴电流动态响应变慢; λ_{xy} 变小则谐波抑制减弱, 谐波含量增大, 但 dq 轴电流动态响应变快。目前尚未有完善的理论设计方法, 工程中通常采用经验试凑法, 通常取 0.5 ~ 1.5 之间。 i_q^* 为 q 轴电流的参考值, 为转速调节器的输出。对于表贴式永磁同步电机, i_d^* 通常设置为零。 i_x^* 和 i_y^* 为 xy 谐波子空间电流的参考值, 通常设置为零。

$$g = (i_d^* - i_d(k+1))^2 + (i_q^* - i_q(k+1))^2 + \lambda_{xy}((i_x^* - i_x(k+1))^2 + (i_y^* - i_y(k+1))^2) \quad (8)$$

六相电压源逆变器可产生 48 个不同的电压矢量。依据预测控制理论, 模型预测电流控制主要分为以下四步, 首先依据转速参考值和反馈值, 经过 PI 速度调节器得到定子电流参考值。然后采样当前时刻的定子电流并进行坐标变换, 其次依据预测模型(6)~(7)计算 48 个电压矢量分别作用下的下一时刻定子电流, 最后计算代价函数(8), 48 个电压矢量使代价函数(8)最小的电压矢量为最优值。

2 DTP-PMSM 的控制延迟补偿及鲁棒预测电流控制

2.1 控制延迟补偿

双三相永磁同步电机采用单片机或者 DSP 进行控制, 预测控制算法的计算需要消耗时间, k 时刻优化获得的最优空间矢量只能在 $k+1$ 时刻施加, 因此存在一拍时间延迟。为消除控制延迟, 本文采用

两步预测法, 其基本思想如下, 在 k 时刻, 采样定子电流 $i_d(k)$, $i_q(k)$, $i_x(k)$, $i_y(k)$, 依据定子电流预测方程估计 $k+1$ 时刻的定子电流, 估计方程如下, 其中 $u_d(k)$, $u_q(k)$, $u_x(k)$, $u_y(k)$ 为上一时刻获得的最优电压矢量。

$$\begin{cases} \hat{i}_d(k+1) = \left(1 - \frac{R_s}{L_d}T_s\right)i_d(k) + T_s\omega_e \frac{L_q}{L_d}i_q(k) \\ \quad + \frac{R_s}{L_d}u_d(k) \\ \hat{i}_q(k+1) = \left(1 - \frac{R_s}{L_q}T_s\right)i_q(k) + T_s\omega_e \frac{L_d}{L_q}i_d(k) \\ \quad + \frac{R_s}{L_d}u_q(k) \end{cases} \quad (9)$$

$$\begin{cases} \hat{i}_x(k+1) = \left(1 - \frac{R_s}{L_z}T_s\right)i_x(k) + \frac{T_s}{L_z}u_x(k) \\ \hat{i}_y(k+1) = \left(1 - \frac{R_s}{L_z}T_s\right)i_y(k) + \frac{T_s}{L_z}u_y(k) \end{cases} \quad (10)$$

依据估计的 $\hat{i}_d(k+1)$, $\hat{i}_q(k+1)$, $\hat{i}_x(k+1)$, $\hat{i}_y(k+1)$, 分别预测 $k+2$ 时刻定子电流, 其预测方程如下, 其中 $u_d(k+1)$, $u_q(k+1)$, $u_x(k+1)$, $u_y(k+1)$ 为六相逆变器产生的 48 个不同的电压矢量。根据代价函数(13)选择最优电压矢量并在 $k+1$ 时刻施加, 传统预测控制和鲁棒预测控制的执行序列图如图 3 所示。

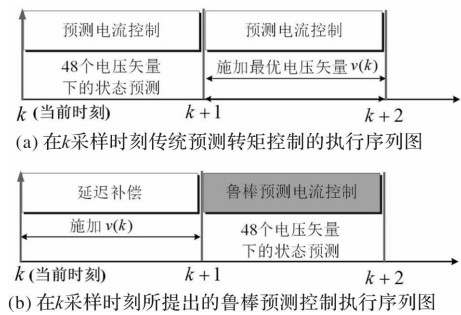


图3 在 k 时刻鲁棒预测电流控制的执行序列图

$$\begin{cases} i_d(k+2) = \left(1 - \frac{R_s}{L_d}T_s\right)\hat{i}_d(k+1) + T_s\omega_e \frac{L_q}{L_d}\hat{i}_q(k+1) + \frac{R_s}{L_d}u_d(k+1) \\ i_q(k+2) = \left(1 - \frac{R_s}{L_q}T_s\right)\hat{i}_q(k+1) + T_s\omega_e \frac{L_d}{L_q}\hat{i}_d(k+1) + \frac{R_s}{L_d}u_q(k+1) \end{cases} \quad (11)$$

$$\begin{cases} i_x(k+2) = \left(1 - \frac{R_s}{L_z}T_s\right)\hat{i}_x(k+1) + \frac{T_s}{L_z}u_x(k+1) \\ i_y(k+2) = \left(1 - \frac{R_s}{L_z}T_s\right)\hat{i}_y(k+1) + \frac{T_s}{L_z}u_y(k+1) \end{cases} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} g = & (i_d^* - i_d(k+2))^2 + (i_q^* - i_q(k+2))^2 \\ & + \lambda_{xy}((i_x^* - i_x(k+2))^2 + (i_y^* - i_y(k+2))^2) \end{aligned} \quad (13)$$

2.2 鲁棒预测电流控制

在定子电流预测方程(11)~(12)中, $i_d(k+2)$, $i_q(k+2)$, $i_x(k+2)$, $i_y(k+2)$ 的预测依赖于电机参数, 电阻、电感及磁链等参数失配将导致定子电流预测误差。为增强定子电流预测的鲁棒性, 本文提出在预测方程(11)~(12)的基础上增加补偿项, 具体如式(14)~(15), 其中 $K(i_d(k) - \hat{i}_d(k))$ 为补偿项, $i_d(k)$ 为 k 时刻的定子电流采样后经过 dq 坐标变换得到的 d 轴电流值, $\hat{i}_d(k)$ 为 $k-1$ 时刻对 k 时刻的预测值, K 为补偿项系数, 用以调节补偿量的大小。鲁棒预测电流控制的框图如图 4 所示。

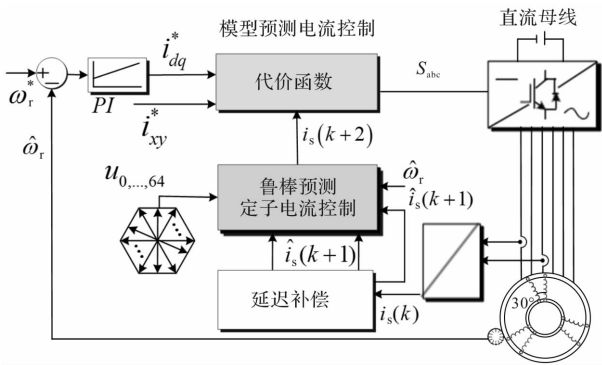


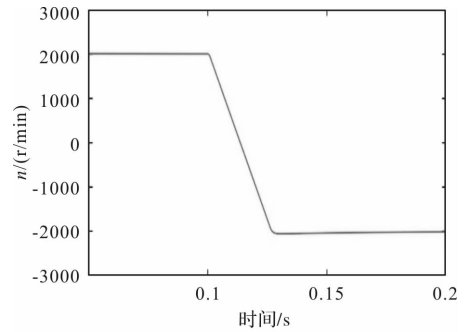
图4 双三相永磁同步电机鲁棒预测电流控制框图

$$\begin{cases} i_d(k+2) = \left(1 - \frac{R_s}{L_d}T_s\right)\hat{i}_d(k+1) + T_s\omega_e \frac{L_q}{L_d}\hat{i}_q(k+1) \\ \quad + \frac{R_s}{L_d}u_d(k+1) + K(i_d(k) - \hat{i}_d(k)) \\ i_q(k+2) = \left(1 - \frac{R_s}{L_q}T_s\right)\hat{i}_q(k+1) + T_s\omega_e \frac{L_d}{L_q}\hat{i}_d(k+1) \\ \quad + \frac{R_s}{L_q}u_q(k+1) + K(i_q(k) - \hat{i}_q(k)) \end{cases} \quad (14)$$

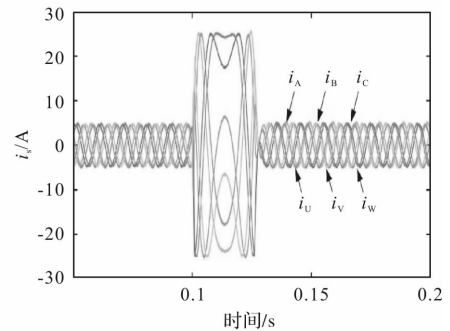
$$\begin{cases} i_x(k+2) = \left(1 - \frac{R_s}{L_z}T_s\right)\hat{i}_x(k+1) + \frac{T_s}{L_z}u_x(k+1) \\ \quad + K(i_x(k) - \hat{i}_x(k)) \\ i_y(k+2) = \left(1 - \frac{R_s}{L_z}T_s\right)\hat{i}_y(k+1) + \frac{T_s}{L_z}u_y(k+1) \\ \quad + K(i_y(k) - \hat{i}_y(k)) \end{cases} \quad (15)$$

3 仿真研究

传统模型预测电流控制和所提出的鲁棒预测电流控制的仿真结果如图 5 和图 6 所示, 包括转速响应, 定子电流及 I_d , I_q 电流波形。电机参数如下, $R_s = 1.2\Omega$, $L_d = L_q = 8.8\text{mH}$, $L_z = 1.7\text{mH}$, $\psi_f = 0.12\text{Wb}$, $P = 3$ 。电机转速指令在 0.1 s 由 2000 r/min 切换至 -2000 r/min, 负载转矩设置为 5 Nm。仿真结果显示传统预测电流控制和鲁棒预测电流均具有较好的控制效果, 这是因为模型预测控制算法直接选择最优电压矢量, 省去了经典 PI 控制器的调节过程。但两者相比, 传统预测电流控制的定子电流 THD 为 16.3%, 鲁棒预测电流控制的定子电流 THD 为 11.7%, 降低了 28.2%。鲁棒预测电流控制算法不仅补偿了数字控制的一拍时间延迟, 而且预测电流方程中的补偿项抵消了失配参数带来的预测误差, 因此提高了定子电流的预测精度, 提升了系统的鲁棒性。



(a) 传统预测电流控制的转速响应波形



(b) 传统预测电流控制的定子电流波形

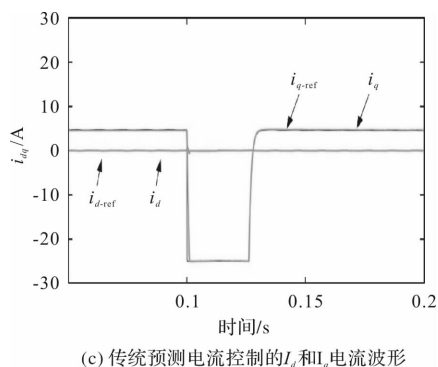
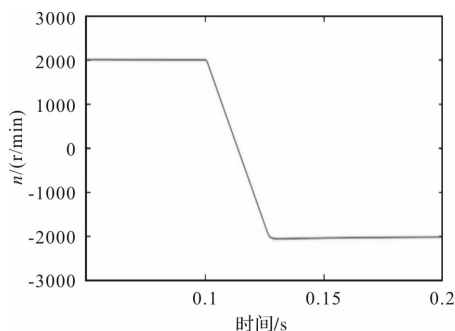
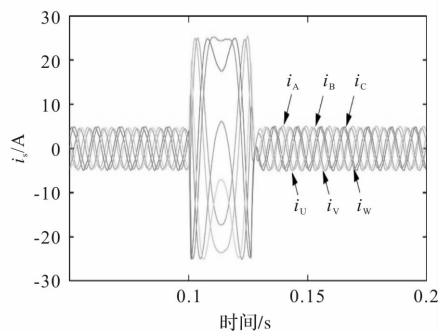


图5 双三相永磁同步电机传统模型预测电流控制



(a) 鲁棒预测电流控制的转速响应波形



(b) 鲁棒预测电流控制的定子电流波形

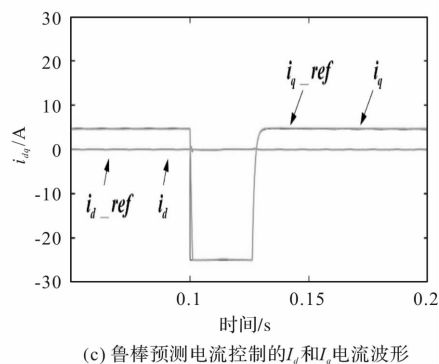


图6 双三相永磁同步电机鲁棒模型预测电流控制

4 实验研究

双三相永磁同步电机实验平台如图7所示,驱动电机采用双三相永磁同步电机,负载电机采用三相永磁同步伺服电机。双三相永磁同步电机参数与仿真参数一致。控制器采用Speedgoat实时目标机。

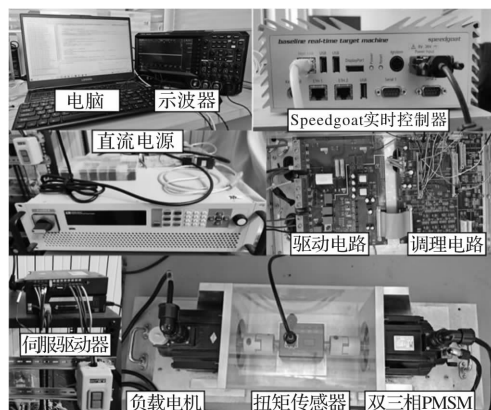


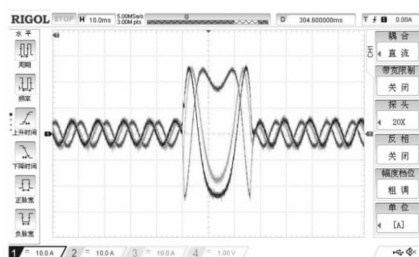
图7 基于Speedgoat双三相永磁同步电机实验平台

Speedgoat目标机搭载了Intel 2 GHz四核处理器与FPGA及AD、DA板卡,可实验模拟信号采样及数模信号转换。通过Speedgoat目标机,仿真模型可直接生成可执行的C语言代码并在四核处理器中执行。实验波形由DA模块输出并由示波器采样获得。

传统模型预测电流控制和鲁棒模型预测电流控制的实验结果如图8和图9所示。实验结果显示,在定子电流THD方面,传统预测电流控制的定子电流THD为17.6%,而鲁棒预测电流控制的定子电流THD为14.3%,本文所提出的算法有改善了电流环的控制性能。实验结果显示,转速环结果基本一致,这是因为转速环都采用了同样的经典PI控制器,因此转速环控制效果基本一致。



(a) 传统预测电流控制的转速响应波形



(b) 传统预测电流控制的定子电流波形

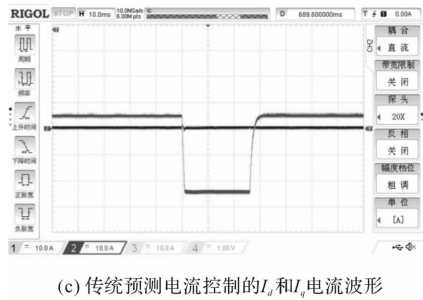
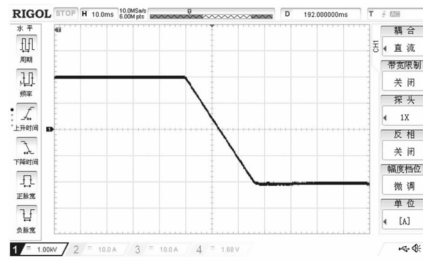
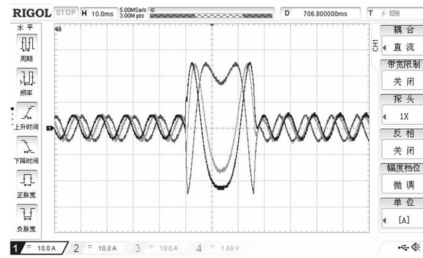
(c) 传统预测电流控制的 I_d 和 I_q 电流波形

图 8 双三相永磁同步电机传统模型预测电流控制



(a) 鲁棒预测电流控制的转速响应波形



(b) 鲁棒预测电流控制的定子电流波形

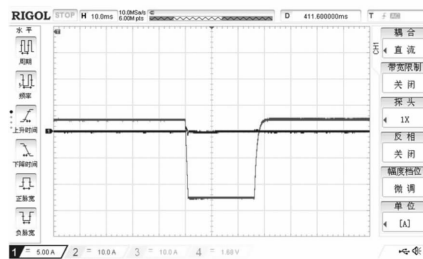
(c) 鲁棒预测电流控制的 I_d 和 I_q 电流波形

图 9 双三相永磁同步电机鲁棒模型预测电流控制

5 结 语

高容错性双三相永磁同步电机可应用于军工、汽车等领域。针对双三相永磁同步电机模型预测电流控制存在依赖于电阻、电感及永磁磁链参数,参数变化导致定子电流预测出现误差,本文提出了基于预测误差校正的鲁棒预测电流控制,利用上一时

刻的预测误差值对当前时刻预测值进行补偿,仿真和实验结果验证了算法的正确性。目前,针对双三相永磁同步电机预测电流控制中还存在备选电压矢量多,算法计算量大,权重因子设计困难等理论问题,这将是下一步的研究内容。

参考文献

- [1] 邸琪深, 张志锋. 双三相永磁同步电机合成电压矢量直接转矩控制[J]. 微电机, 2022, 55(04): 39-45.
- [2] 林立彭, 正苗, 石书琪, 等. 双三相永磁同步电机虚拟电压矢量模型预测控制[J]. 微电机, 2020, 53(03): 78-83.
- [3] Niu S, Luo Y, Fu W, et al. Robust Model Predictive Control for a Three-Phase PMSM Motor With Improved Control Precision[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 68(1): 838-849.
- [4] 徐质闲, 王政, 王学庆, 等. T型三电平双三相永磁同步电机直接转矩控制及容错控制研究[D]. 南京: 东南大学, 2016.
- [5] 李远清, 程善美. 永磁同步电机鲁棒有限集模型预测电流控制研究[J]. 微电机, 2023, 56(02): 43-48 + 65.
- [6] 储炜, 林黄达, 易新强. 基于三重旋转坐标变换的双三相永磁同步电机模型预测电流控制策略[J]. 电工技术学报, 2024, 39(S1): 51-63.
- [7] 曲星宇, 闫盛硕, 彭成坤, 等. 改进增量式无差拍电流预测的永磁同步电机控制研究[J]. 电机与控制学报, 2025, 29(10): 116-126.
- [8] Zhang Y, Jin J, Huang L. Model-Free Predictive Current Control of PMSM Drives Based on Extended State Observer Using Ultralocal Model[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68: 993-1003.
- [9] Wang f, Ke D, Yu X, et al. Enhanced Predictive Model Based Deadbeat Control for PSM Drives Using Exponential Extended State Observer [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(3): 2357 - 2369.
- [10] 高峰阳, 徐昊, 杨凯文, 等. 双三相永磁同步电机改进型模型预测电流控制[J]. 湖南大学学报(自然科学版), 2024, 51(02): 81-92.

永磁同步电机控制系统中反馈电流研究

钱结苗, 姜卓, 陈海明

(博世华域转向系统有限公司, 上海 201812)

摘要: 本论文主要介绍如何在永磁同步电机控制中修正反馈电流测试值, 使其准确的体现电机实际电流值, 达到降低电机转矩波动目的; 首先从理论上介绍反馈电流在电机控制中的重要作用, 然后以永磁同步电机为例, 理论上分析了反馈电流偏差来源, 并根据每一个偏差来源, 提出了具体修正方法, 最后通过试验手段, 证明在使用本文所提的反馈电流修正方法后, 电机转矩波动有明显改善, 适合在工程上应用。

关键词: 电机; 控制; 反馈; 电流

中图分类号: TM351; TM341; TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)08-0058-06

Research on Feedback Current in Permanent Magnetic Motor Control System

QIAN Jiemiao, JIANG Zhuo, CHEN Haiming

(Bosch Huayu Steering System Co., LTD., Shanghai 201812, China)

Abstract: This thesis introduced how to reduce motor output torque fluctuation by improve feedback current accuracy in Permanent Magnetic Synchronous Motor (PMSM) control system. First introduced the important role of feedback current in PMSM in control system, then analyzed the caused which led to feedback current deviation, and introduced the method of reducing feedback current deviation, at last the method of correcting feedback current is effective in PMSM by testing.

Key words: motor; control; feedback; current

0 引言

随着科技水平越来越高, 在很多场合, 人们不再仅仅满足永磁同步电机输出功率要求, 同时对永磁同步电机的输出转矩波动也提出了很高要求, 如在电动助力转向系统中永磁同步电机控制中, 为了满足驾驶员转动丝滑, 通常要求电机输出转矩能够 and 期望的输出转矩相同, 不能出现周期性的波动。

在永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)控制中, 反馈电流仿佛是整个控制系统中的眼睛, 任何偏离期望转矩的时刻, 都会被反馈电流捕捉, 并通过控制系统的负反馈, 消除偏离。

永磁同步电机控制中的反馈电流是电机控制系统的基准, 这个基准必须准确, 这样才能保证电机有效控制, 但在实际应用中, 反馈电流也会因为不同原因存在偏差, 所以需要从理论上对反馈电流进行研究。文献[1-14], 主要通过建立合适模型, 对反馈电流进行预测, 然后基于预测的电流进行电机控制, 达到改善电机输出转矩平顺性效果。但对于

反馈电流本身如何产生偏差, 对于每一种偏差如何修正, 研究比较少。

本文以电动助力转向系统的永磁同步电机控制为例, 引入了反馈电流出现偏差会导致电机转矩波动, 该转矩波动频率刚好是电机转速的倍数, 有非常明显的阶次性, 很容易被驾驶员感知并抱怨, 提高反馈电流准确性, 在工程上具有很重要的意义; 接着系统地描述了反馈电流偏差主要来源, 包括软件控制端所产生的误差(文献[1-14]主要是针对这项误差进行建模和预测)、硬件本身的制造误差、测试环境差异所产生的误差、电流动态变化所产生的误差; 然后针对每种偏差来源提出了具体的修正方法, 这些修正方法最后通过试验证明, 非常有效实用, 显著降低电机转矩波动, 非常适合在工程上使用。

1 永磁同步电机反馈电流介绍

图1为永磁同步电机控制的一般逻辑框图, 其中 i_q 和 i_d 是根据电机请求转矩 T_e 和转矩角度 δ , 并

收稿日期: 2025-09-27

作者简介: 钱结苗(1978), 男, 高级工程师, 研究方向为电机控制与应用。

姜卓(1988), 男, 工程师, 研究方向为EPS转向系统设计与开发。

陈海明(1984), 男, 工程师, 研究方向为电机与控制单元集成设计。

根据公式(1), 公式(2)和公式(3)计算出旋转坐标系下的 q 轴电流和 d 轴电流。

$$T_e = \frac{3}{2}p[\lambda_{af} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (1)$$

$$i_q = I \sin \delta \quad (2)$$

$$i_d = I \cos \delta \quad (3)$$

式中, T_e 为电磁转矩, p 为电机转子极对数, λ_{af} 为永磁体磁链, i_d 、 i_q 分别为直轴、交轴电流, L_d 、 L_q 分别为直轴、交轴电感, I 为转子参考坐标下的定子电流, δ 为转矩角。求出电机 i_q 和 i_d 值后, 通过坐标系转换公式(4)得到静止坐标系下的三相电流 i_a 、 i_b 和 i_c , 也就是实际期望三相输出电流。

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中, θ 为静止坐标系下, 电机转子的实时角度。

在图 1 中, I_b 和 I_c 为实际测试电流, 也就是永磁同步电机控制系统中的反馈电流。在永磁同步电机中, 三相电流的另外一相反馈电流 I_a 可以通过式 5 求出。

$$I_a = 0 - I_b - I_c \quad (5)$$

I_a 、 I_b 和 I_c 在永磁同步电机控制中, 相当于监视系统, 如果反馈电流 I_a 、 I_b 和 I_c 和理论请求 i_a 、 i_b 、 i_c 存在偏差, 可以通过 PI 控制器进行修正, 反馈电流大于理论请求电流时, 通过控制减小实际输出电流, 反馈电流小于理论请求电流时, 通过控制增大实际输出电流, 以保证控制系统的实际输出电流和理论请求电流相同。但如果实际工作中, 实际测试电流 I_b 和 I_c 也会出现偏差, 该偏差对于控制系统非常致命。

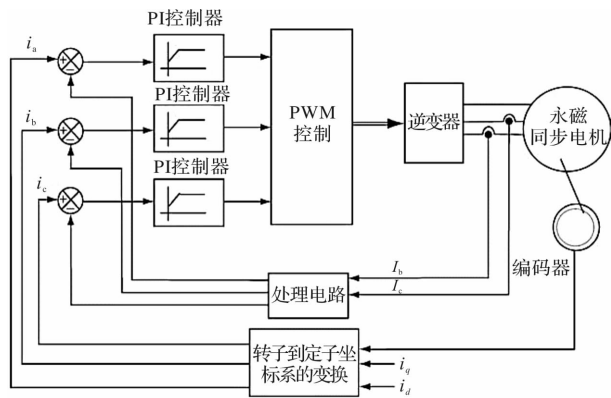


图 1 电机控制逻辑框图

2 反馈电流偏差对永磁同步电机控制的影响

在永磁同步电机控制中, 转矩计算公式

$$T = \frac{3}{2} \frac{P}{2} [\lambda_{af} + (L_q - L_d) i_d] i_q \quad (6)$$

在本文中, 由于电机转子为 SPM(永磁体安装在转子表面)

$$L_q = L_d \quad (7)$$

把式(7)代入到式(6), 可得电机转矩模型

$$T = \frac{3}{4} P \lambda_{af} i_q \quad (8)$$

i_q 与 i_a 、 i_b 、 i_c 存在以下关系:

$$i_q = \frac{2}{3} \cos \theta_r i_a + \frac{2}{3} \cos(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) i_b + \frac{2}{3} \cos(\theta_r + \frac{2}{3}\pi) i_c \quad (9)$$

式中, θ_r 为电机转子电气角度, i_a 、 i_b 、 i_c 是根据 i_q 计算出静止坐标系下的三相电流。

把式(9)代入式(8)得到电机转矩计算模型:

$$T = \frac{P}{2} \lambda_{af} [\cos \theta_r i_a + \cos(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) i_b + \cos(\theta_r + \frac{2}{3}\pi) i_c] \quad (10)$$

在理想的三相电机控制中,

$$i_a = I \sin(\theta_r + \varnothing) \quad (11)$$

$$i_b = I \sin(\theta_r - \frac{2}{3}\pi + \varnothing) \quad (12)$$

$$i_c = I \sin(\theta_r + \frac{2}{3}\pi + \varnothing) \quad (13)$$

把式(11)、式(12)、式(13)代入到式(10)中, 可得理想状态下, 电机输出转矩模型:

$$T = \frac{P}{2} \lambda_{af} [\cos \theta_r I \sin(\theta_r + \varnothing) + \cos(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) I \sin(\theta_r - \frac{2}{3}\pi + \varnothing) + \cos(\theta_r + \frac{2}{3}\pi) I \sin(\theta_r + \frac{2}{3}\pi + \varnothing)] = \frac{3P}{4} \lambda_{af} I \sin \varnothing \quad (14)$$

从理想状态下的电机输出转矩模型可以看出, 电机输出转矩为恒定转矩。

如果反馈电流不准确, 必然会导致实际输出的三相电流和理论请求电流不同, 实际输出的三相电流可表示为

$$i_a' = (I + \Delta I_a) \sin(\theta_r + \varnothing) \quad (15)$$

$$i_b' = (I + \Delta I_b) \sin(\theta_r - \frac{2}{3}\pi + \varnothing) \quad (16)$$

$$i_c' = (I + \Delta I_c) \sin(\theta_r + \frac{2}{3}\pi + \varnothing) \quad (17)$$

式中: i_a' 、 i_b' 、 i_c' 为静止坐标系下, 电机三相电流的实际值。

把式(15)、式(16)、式(17)代入到式(10)得到电机实际转矩输出模型:

$$T = \frac{3P}{4} \lambda_{af} I \sin \varnothing + \frac{\sqrt{2}}{2} P \lambda_{af} \left[\Delta I_a \sin(2\theta_r + \varnothing) + \Delta I_b \sin\left(2\theta_r - \frac{4}{3}\pi + \varnothing\right) + \Delta I_c \sin\left(2\theta_r + \frac{4}{3}\pi + \varnothing\right) \right] \quad (18)$$

本文中的永磁同步结构见图2, 从图2中可以看出本文所说的电机定子为12槽, 转子极数为8极, 对于这种结构的电机, 电机电气转速和机械转速模型关系如:

$$\omega_r = \frac{8}{2} \omega_m = 4 \omega_m \quad (19)$$

式中, ω_r 为电机电气转速, ω_m 为电机转子的机械转速。

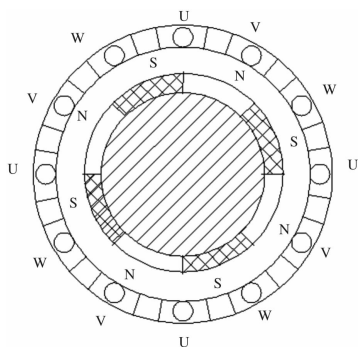


图2 电机剖面图

把式(19)代入到式(18)可得电机实际转矩输出模型:

$$T = \frac{3P}{4} \lambda_{af} I \sin \varnothing + \frac{\sqrt{2}}{2} P \lambda_{af} \left[\Delta I_a \sin(8\omega_m t + \varnothing) + \Delta I_b \sin\left(8\omega_m t - \frac{4}{3}\pi + \varnothing\right) + \Delta I_c \sin\left(8\omega_m t + \frac{4}{3}\pi + \varnothing\right) \right] \quad (20)$$

从电机实际转矩输出模型可以看出, 当反馈电流不准确时, 除第1项是期望的恒定输出转矩外, 第2项、第3项、第4项都是由于反馈电流不准确, 导致实际电流和请求理论请求电流存在偏差, 该偏差会引起的转矩脉动。该转矩脉动频率正好是电机转子转动频率的8倍, 也就是我们常说的8阶转矩波动, 在对电机输出转矩要求严格的汽车电动助力转向系统中, 8阶转矩波动会给汽车驾驶员带来很

差转向手感, 直接影响汽车品质。

3 反馈电流产生偏差原因分析

反馈电流产生偏差原因主要有PWM控制所产生的相位误差、测试器件电阻值差异所产生幅值误差、测试环境差异所产生的零位漂移、测试电路频率特性所产生的幅值误差。

3.1 PWM控制所产生的电流相位误差

在图1中采取PWM控制时, 基于理论电流和测量电流差值来计算出控制电压的时刻和实际测量电流时刻存在时间差^[15-16]。PWM控制图示意图见图3, 在图3中, 假设PWM载波为三角波, 载波的周期为T, 为了降低运算量, 通常是每一个载波周期内, 基于理论电流和测量电流差值来计算一次控制电压, 控制电压的计算模型为

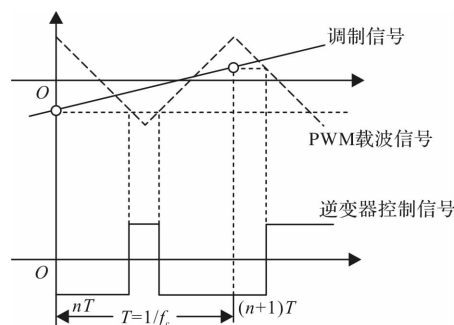


图3 PWM控制示意图

$$V_{(n+1)T} = K_{PI} (I_{bnT} - i_{b(n+1)T}) \quad (21)$$

式中, $V_{(n+1)T}$ 为在 $(n+1)T$ 时刻根据测试电流和理论电流的差值, 乘以PI系数 K_{PI} 得到控制电压。 I_{bnT} 为在 nT 时刻测量出来的相电流值, $i_{b(n+1)T}$ 为 $(n+1)T$ 时刻根据转矩计算出来的理论相电流。

控制电压计算时刻和实际测量电流时刻时间段内产生的相位差模型为

$$\varnothing = \omega_r T \quad (22)$$

式中, $\varnothing$ 为相位差, ω_r 为转子的旋转电气角频率。 T 为PWM载波周期。为此, 在计算调制信号时, 需要对测试相电流进行修正, 修正的测试相电流值和实际测试电流值关系模型为

$$I_b^* = I_b (1 + j \omega_r T) \quad (23)$$

式中, I_b^* 为修正后的测试相电流值, I_b 为实际测试相电流值。

3.2 测试器件本身制作公差所导致的电流幅值误差

为了准确测试出电机的相电流值, 需要使用图4的测试电路, 在图4的测试电路中, 相电流 I_b 流过电流测试电阻产生电压降, 控制单元感知该电压

降，并通过式(24)反推出相电流

$$I_b = \frac{V}{R} \quad (24)$$

式中, I_b 为相电流值, V 为电阻两端的电压, R 为理论电阻值。

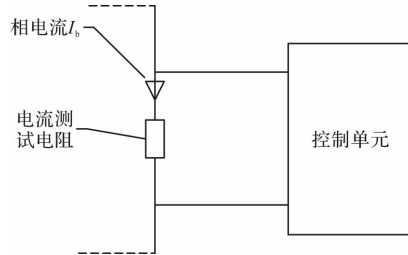


图4 反馈电流测试装置示意图

电流测试电阻见图5, 它是图4测试电路最核心器件, 有表1所列属性。

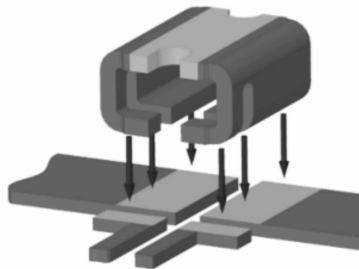


图5 电流测试电阻

表1 电流测试电阻技术参数

技术指标	测试值
理论电阻/ $m\Omega$	0.5
实际电阻误差/%	0.2
电感/ nH	2

在实际应用中, 电流测试电阻由于生产加工工艺问题, 不可能保持一个固定值, 实际测试电阻和理论电阻值关系为

$$R^* = R + \Delta R \quad (25)$$

式中, R^* 为电流测试电阻实际值, R 为电流测试电阻的理论阻值, ΔR 为电测试电阻实际阻值相对理论阻值的变动, 当实际阻值比理论阻值大, ΔR 为正值, 当实际阻值比理论阻值小, ΔR 为负值, 因此需要对测试电流进行修正, 修正的测试相电流计算模型如:

$$I_b^* = \frac{V}{R + \Delta R} \quad (26)$$

式中, I_b^* 为修正后的相电流值, V 为电阻两端的电压, R 为电流测试电阻的实际阻值。

3.3 测试环境差异所产生的幅值误差

在反馈电流测试中, 每一个控制单元中的测试

环境不完全相同, 有可能存在 0 漂, 也就是实际电压为 0, 测试系统可能测试的电压为 ΔV , 因此需要对 0 漂所产生的电压误差进行修正, 修正公式为

$$I_b^* = \frac{V - \Delta V}{R} \quad (27)$$

式中, I_b^* 为修正后的电流, V 为图3测试电路中, 测试电阻两端的电压, ΔV 为 0 漂所产生的电压。

3.4 测试电路频率特性的所产生的电流幅值误差

在电机实际工作中, 电机控制是通过图3所示 PWM 控制方法实现的, 相电流大小是取决于逆变器控制信号高电平电压时间, 在一个 PWM 周期内, 高电平电压打开 MOSFET 开关持续时间越长, 电流越大。

图6为实际的反馈电流测试示意图, 当 PWM 控制电压为高电平电压并打开 MOSFET 时候, 电流上升; PWM 控制电压为低电平电压关闭 MOSFET 时候, 电流下降。测试器件本身电感在电流变化时会寄生电压, 在低频电路下, 该电感所产生的电压基本忽略不计, 但在电机控制中, PWM 载波频率达到 8 千赫兹甚至更高, 电流测试器件在高频电流变化时, 测试器件本身电感会产生额外附加电压, 导致测试误差。

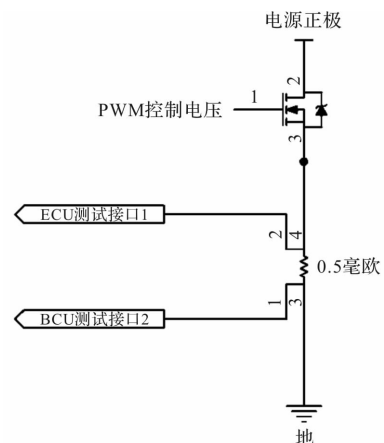


图6 反馈电流测试电路图

当电流测试器件存在电感时, PWM 控制电压打开功率放大器时, 电流迅速增加, 测试器件两端电压 V 和相电流 I_b 的关系模型为

$$V = I_b * R - L \frac{dI}{dt} \quad (28)$$

式中, R 为测试器件电阻, L 为测试器件电感。同理, 当 PWM 控制电压关闭功率放大器时, 电流迅速减小, 测试器件两端电压 V 和相电流 I_b 的关系模型为

$$V = I_b * R + L \frac{dI}{dt} \quad (29)$$

控制单元在计算电流时,通常会忽略电感部分,只计算电阻部分,需要修正。修正的相电流值模型为

$$I_b^* = \frac{V \pm LdI/dt}{R} \quad (30)$$

式中, I_b^* 为修正后的相电流值, V 为电阻两端的电压, R 为电流测试电阻的实际阻值。

4 反馈电流的修正

在实际测试中,为了避免上述反馈电流测试偏差,需要针对每一测试偏差进行修正。

4.1 对 PWM 控制产生的相位误差进行修正

在式(23)中, T 为 PWM 载波的周期, T 和 PWM 载波频率 ω 关系如:

$$\omega = \frac{1}{T} \quad (31)$$

把式(30)代入到式(23)可得相电流修正值:

$$I_b^* = I_b (1 + j \frac{\omega}{\omega_r}) \quad (32)$$

从式(32)可以看出,只有提高 PWM 载波频率 ω , 测试电流就会接近实际电流,在本文实际电机控制中, $\frac{\omega}{\omega_r}$ 比值要求小于 0.01, 这样保证了测试电流和实际电流之间的误差小于 1%, 满足一般电机控制要求。

4.2 对测试器件和测试环境差异产生的误差进行修正

测试器件电阻差异产生的误差见式(26), 通过对式(26)变形可得电压和测试电流关系模型:

$$V = I^* (R + \Delta R) \quad (33)$$

测试环境差异产生的误差见式(27), 通过对式(29)变形可得电压和测试电流关系模型:

$$V - \Delta V = I^* R \quad (34)$$

叠加测试器件电阻差异和测试环境差异产生误差, 可以电压和测试电流关系模型:

$$V - \Delta V = I^* (R + \Delta R) \quad (35)$$

式中, V 为图 3 电阻两端实测电压, ΔV 为零漂电压值, R 为图 3 电阻的理论值, ΔR 为电机实际值相对理论值的差值。

为了修正测试器件差异和测试环境差异产生反

馈电流误差,可以在标准测试台上对控制单元通已知的电流 I_1 和 I_2 然后在控制单元上得到测试电压 V_1 和 V_2 , 由于电压 $I_1 V_1$ 满足式(35), $I_2 V_2$ 也满足式(32)因此可得:

$$V_1 - \Delta V = I_1 (R + \Delta R) \quad (36)$$

$$V_2 - \Delta V = I_2 (R + \Delta R) \quad (37)$$

通过求解式(36)和式(37), 可得:

$$R + \Delta R = \frac{V_2 - V_1}{I_2 - I_1} \quad (38)$$

$$\Delta V = \frac{V_1 I_2 - V_2 I_1}{I_2 - I_1} \quad (39)$$

由于式(38)和式(39)中的 $I_1 V_1 I_2 V_2 R$ 均为已知数据, 从而可求出 ΔR 和 ΔV , 然后根据式(39)得到修正电流为

$$I_b^* = \frac{V - \Delta V}{R + \Delta R} \quad (40)$$

4.3 测试电路频率特性的所产生的电流幅值误差的修正

在电机实际工作中, 三相请求电流 i_a 、 i_b 、 i_c 在不断变化中, 对应的实际测试电流 I_a 、 I_b 、 I_c 也在不断变化中, 电路频率特性所产生的电流幅值误差修正工作非常复杂, 不仅和测试电路频率特性相关, 而且和电机本身的定子线圈频率特性相关。

本文通过大量测试数据显示, 不同占空比下, 电流理论值和实际值测试值存在图 7 关系, 当占空比接近于 0, 或者接近 100% 时, MOSFET 开启时间或者关闭时间很短, 电感所产生的附加电压影响会加大, 电流理论值和实际测试值误差较大, 占空比为 50% 时, MOSFET 开启时间或者关闭时间相对较长, 电压所产生的附加电压影响相对较小, 电感电流理论值和实际测试值之间误差较小。

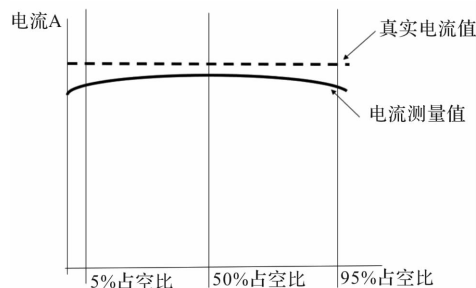


图 7 电流真实值和测量值差异图

在实际工作时候, 可以根据不同占空比的所带来的误差大小不同, 反向修正, 本文主要是通过查

表实现反向修正。

5 试验验证

为了验证反馈电流修正后的效果, 本文设计了一种试验方法, 试验台架示意图 8, 通过控制台向电机驱动模块发送电机输出转矩命令, 在电机输出端和负载之间串联一个转矩传感器, 用于检测转矩波动。

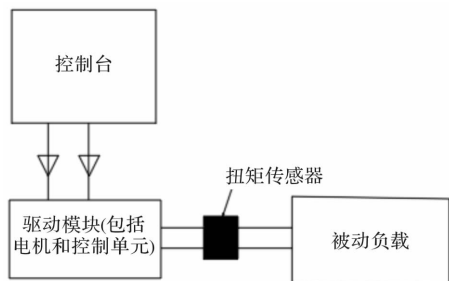


图 8 试验验证台架示意图

在本文中, 通过控制台向电机驱动模块发送一个恒定转矩输出指令, 电机转速从低速到高速, 然后通过转矩传感器测试实际输出转矩, 并通过傅里叶变换算法得到图 9 和图 10 所示的转矩波动频谱图, 在图 9, 图 10 中, 横坐标代表电机转速, 纵坐标代表转矩波动频率, 颜色代表各频率下转矩波动数值, 从黑色到白色代表转矩波动从 0mNm 变化到 50mNm。

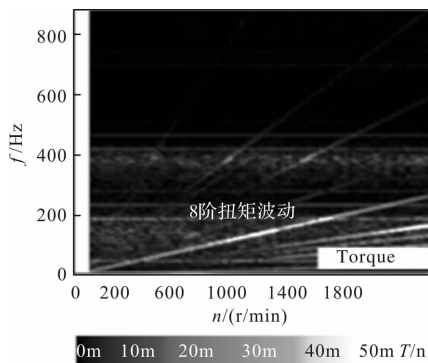


图 9 未进行电流修正的转矩波动频谱图

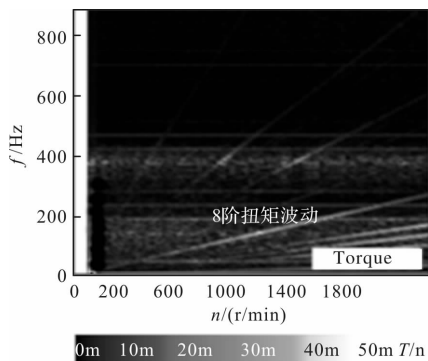


图 10 进行电流修正后的转矩波动频谱图

图 9 为没有进行电流修正的转矩波动频谱图, 图 10 为进行电流修正后的转矩波动频谱图, 从图 9 和图 10 对比看, 反馈电流修正后, 在大部分转速下, 8 阶转矩波动(转矩波动频率为电机机械转速的 8 倍, 图 9 图 10 中很长的光亮带代表 8 阶转矩波动)明显降低。

为了更直接比较反馈电流优化前后转矩波动量, 在图 9 图 10 计算每阶转矩在各转速下的平均值, 得到图 11。

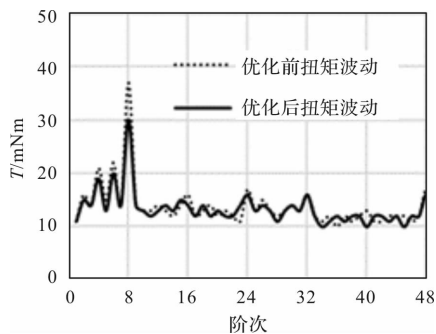


图 11 转矩波动阶次图

从图 10 可以看出, 反馈电流优化后相对反馈电流优化前, 8 阶转矩波动降低从 37mNm 降低到 30mNm, 有明显优化作用。

6 结 语

本文首先介绍了反馈电流在电机控制中的作用, 如果反馈电流不准确, 将导致电机输出转矩存在寄生的 8 阶转矩波动, 然后介绍了反馈电流偏差来源, 以及针对每一个偏差来源需要采取修正方法, 最好通过试验方法验证了采用了本文介绍的反馈电流修正方法非常有效, 能够大大降低寄生的 8 阶转矩波动, 非常容易在工程上推广和应用。

参考文献

- [1] 回家泽, 米乾宝, 顾鹏, 等. 基于扩展电压矢量的双矢量模型预测电流控制[J]. 微电机, 2023, 56(1): 78-85.
- [2] 杨鹏明, 刘彦呈, 张珍睿, 等. 基于模型预测电流补偿的电压稳定控制策略[J]. 微电机, 2022, 55(02): 56-64.
- [3] 王传龙, 郭宇浩, 程善美. 带转矩滞环的 PMSM 变关节点模型预测转矩控制[J]. 微电机, 2025, 58(5): 19-25.
- [4] 李耀华, 王孝宇, 吴庭旭, 等. 带 LC 滤波器的永磁同步电机多步模型 预测电流控制 [J]. 电机控制与应用 2024, 51(11): 21-30.

(下转第 83 页)

水电厂水轮发电机静止励磁定向电压最优调控

许云峰¹, 蒋 鹏¹, 周江晨¹, 马林城², 马 鹏²

(1. 中国华电集团有限公司衢州乌溪江分公司, 浙江 衢州 324000;

2. 厦门华数电力科技有限公司, 福建 厦门 361015)

摘 要: 机电-水力多时间尺度非光滑动力学行为引发的强耦合振荡及暂态能量堆叠, 导致在调控水电厂水轮发电机静止励磁系统电压时, 存在响应速度、超调抑制方面的不足。故本文基于内环比例-积分 (Proportional-Integral, PI) 控制与外环线性二次型调节器 (linear quadratic regulator, LQR), 设计定向电压最优调控方法。在解耦处理有功/无功功率后, 通过 PI 控制器建立内环调控律, 抑制非光滑动态引起的电流抖振; 引入 LQR 外环调控建立外环调控律, 有效应对暂态能量堆叠引发的低频振荡; 通过权重自适应分配策略, 动态融合内外环调控律, 形成最优定向电压控制指令。实验表明: 该方法在小扰动与大扰动工况下均能实现毫秒级快速响应和微超调调控, 定向电压调控结果与目标值高度吻合。

关键词: 水轮发电机; 定向电压控制; 鲁棒性测试; 静止励磁系统; 最优调控

中图分类号: TM312; TM714

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)08-0064-06

Optimal Control of Static Excitation Directional Voltage for Hydroelectric Power Plant Hydroelectric Generators

XU Yunfeng¹, JIANG Peng¹, ZHOU Jiangchen¹, MA Lincheng², MA Peng²

(1. China Huadian Corporation LTD., Quzhou Wuxijiang Company, Quzhou Zhejiang 324000, China;

2. Xiamen Haso Electric Power Technology Co., LTD., Xiamen Fujian 361015, China)

Abstract: The strong coupling oscillations and transient energy stacking caused by the non smooth dynamic behavior of electro-mechanical hydraulic systems at multiple time scales result in deficiencies in response speed and overshoot suppression when regulating the static excitation system voltage of hydroelectric power plants. Therefore, this article designed a directional voltage optimal control method based on inner loop proportional integral (PI) control and outer loop linear quadratic regulator (LQR). After decoupling the active/reactive power, an inner loop control law was established through a PI controller to suppress current oscillations caused by non smooth dynamics; Introducing LQR outer loop regulation to establish an outer loop regulation law, effectively addressing low-frequency oscillations caused by transient energy stacking; By using a weight adaptive allocation strategy and dynamically integrating the inner and outer loop control laws, the optimal directional voltage control instruction was formed. The experiment shows that this method can achieve millisecond level fast response and micro overshoot control under both small and large disturbance conditions, and the directional voltage control results are highly consistent with the target value.

Key words: hydrogenerator; directional voltage control; robustness test; static excitation system; optimal control

0 引 言

静止励磁系统是水轮发电机的主要构成部分, 通过控制转子磁场强度, 跃升成为衔接机械能与电能转换的关键纽带^[1]。然而, 随着可再生能源接入

比例的不断升高, 大电网扰动复杂度急剧攀升, 使得静止励磁系统不仅需要承担无功功率支撑与电压控制任务, 还需在毫秒级时间内抑制低频振荡、维持系统暂态稳定^[2]。然而, 水轮发电机的多重非线性耦合扰动导致定向电压调控难度极大, 显著影响

收稿日期: 2025-10-25

基金项目: 国网新源集团有限公司科技项目 (SGXYKJ-2023-099)

作者简介: 许云峰(1989), 男, 工程师, 研究方向为水电站生产技术管理。

蒋 鹏(1991), 男, 工程师, 研究方向为水电站电气一次专业管理。

周江晨(1994), 男, 工程师, 研究方向为水电站二次检修。

马林城(1990), 男, 工程师, 研究方向为电气自动化技术。

马 鹏(1985), 男, 高级工程师, 研究方向为电子信息及电气自动化技术。

大电网运行的可靠性与稳定性^[3]。

已有方法由于静止励磁系统状态变量选取不全面,应用调控算法性能不足等因素的存在,难以满足水电厂与大电网对静止励磁系统“更快、更准、更稳”的迫切需求。例如:文献[4]中首先通过传递函数构建励磁调压子系统模型,随后设计基于含探索网络的双延迟深度确定性策略梯度算法,将经过训练的智能体接入自动电压调节器系统,实现机端电压的实时控制。但该方法依赖精确的传递函数,难以适应发电机参数随运行工况变化导致的模型失配问题,影响了其在非线性时变系统中的控制精度;文献[5]设计无差拍功率预测控制器以提升 dq 轴电流跟踪精度并补偿单拍延迟。针对串并联拓扑特点,提出功率-电压协调控制策略,通过实时调节风机有功参考值抑制过电压。但串并联拓扑中风机间电气耦合强,单一故障易扩散,导致该方法难以应对多重扰动下的强耦合振荡;文献[6]中通过坐标变换与等效电路参数计算转子暂态感应电动势,并将其前馈补偿至转子侧变流器输出电压,以抑制过电流。但该方法的补偿效果依赖精确的电路参数与故障类型假设,对伴随谐波、不对称等复杂扰动的适应性较差,易出现超调情况;文献[7]中,转矩电流的动态限幅值是基于弱磁区域所需的发电功率,而不是电流极限圆。该方法通过查表法与解析法实现电压反馈弱磁控制:定子铁心不饱和时两者等效,解析法计算简单;铁心饱和时查表法可提升直流母线电压稳态精度。然而,解析法通用性差,后者对电磁转矩模型精度敏感,导致其在非光滑动态工况下鲁棒性不足,难以有效抑制电流抖振与暂态振荡。

实际工况下,由于多重非线性耦合扰动,机电-水力多时间尺度非光滑动力学行为引发的强耦合振荡及暂态能量堆叠,这会导致在调控水电厂水轮发电机静止励磁系统电压时,存在响应速度、超调抑制方面的不足。为了解决此类问题,本研究提出面向水电厂水轮发电机的静止励磁定向电压最优调控方法。

1 水轮发电机静止励磁定向电压最优调控方法设计

1.1 基于前馈补偿的 PI 内环控制与电流抖振抑制

为实现水轮发电机静止励磁系统定向电压的最优调控,本研究以励磁电流为直接控制对象,构建基于比例积分(Proportional Integral, PI)控制的内环调控律。

在 PI 内环控制前,本研究以水轮发电机机端电压矢量为定向基准,构建调控架构图如图 1 所示。

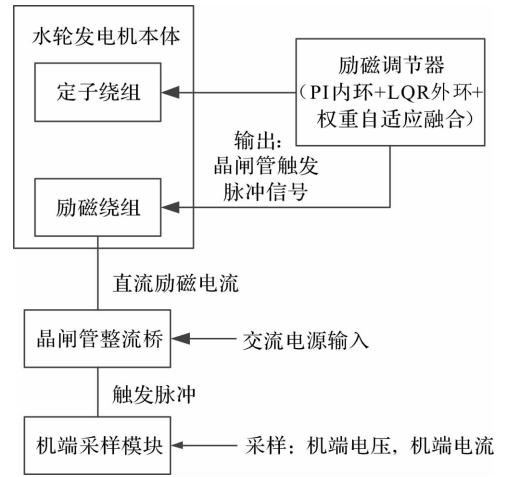


图1 调控架构图

首先,建立静止励磁系统的励磁回路动态模型。励磁绕组电压方程可表示为

$$U_f = R_f \times i_f + L_f \times \left(\frac{di_f}{dt} \right) \quad (1)$$

式中, U_f 为励磁电压; i_f 为励磁电流; R_f 为励磁绕组电阻; L_f 为励磁绕组电感^[8-9]。

针对励磁电流环的时变非线性特性,本研究引入前馈补偿机制。通过前馈补偿分量 U_f 的方式,抵消因转子电压波动、磁路饱和等非光滑动态引起的扰动,从而提升内环的动态响应与抗干扰性能。基于前馈补偿的励磁电流内环 PI 控制律设计如:

$$U_f^* = K_{pf} \times (i_f^* - i_f) + K_{if} \times \int (i_f^* - i_f) dt + U_f \quad (2)$$

式中, U_f^* 为 PI 控制器输出的励磁电压控制量; K_{pf} 、 K_{if} 为 PI 控制器参数; i_f^* 为励磁电流指令。

该内环结构可以在保证快速响应的同时,具备对参数摄动与外部扰动的强鲁棒性,为多时间尺度非光滑动态下的稳定运行提供了基础保障。

不同工况下 PI 内环控制性能对比如图 2 所示。

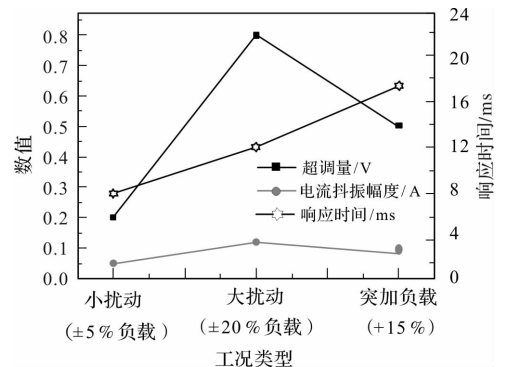


图2 不同工况下 PI 内环控制性能对比 (含前馈补偿)

图2展示了在不同扰动工况下,采用前馈补偿的PI内环控制器的性能指标。可以看出,在小扰动工况下,系统响应时间为8ms,超调量仅为0.2V,电流抖振幅度控制在0.05A以内,稳态误差接近于零,表明本研究设计的内环控制器具有良好的动态响应与稳态精度。在大扰动工况下,响应时间略有增加至12ms,超调量上升至0.8V,电流抖振幅度为0.12A,但仍维持在较低水平,说明前馈补偿机制有效抑制了因机电-水力耦合引起的非光滑动态扰动。此外,在突加负载工况下,系统仍能保持较快的响应速度和较小的超调,进一步验证了所提方法在多重非线性耦合扰动下的鲁棒性与适应性。

综上,基于前馈补偿的PI内环控制器在保证快速跟踪电流指令的同时,显著提升了系统对电流抖振的抑制能力,为后续外环LQR控制器的优化奠定了坚实基础。

1.2 基于多状态LQR的外环优化与低频振荡抑制

常规的定向电压内环调控主要依据励磁电流,考虑因素较为单一,难以使机端电压调控效果达到全局最优。为此,本研究引入并应用线性二次型调节器(Linear Quadratic Regulator, LQR),以水轮发电机关键状态偏差为基础,生成励磁电流参考指令,从而间接实现机端电压的最优调控。

与传统固定变量控制策略不同,本研究选取机端电压偏差、转子电角速度偏差与功角偏差作为水轮发电机状态偏差变量,并设置线性二次型调节器输出结果为励磁电流参考指令的修正量,则水轮发电机的状态方程式为

$$\begin{aligned} \dot{X} &= AX + Bu \\ A &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_e} & 0 & -\frac{K_a}{T_e} \\ 0 & -\frac{D}{T_j} & -\frac{K_l}{T_j} \\ 0 & \omega_0 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{K_e}{T_e} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, X = \begin{bmatrix} \Delta U_t \\ \Delta \omega_r \\ \Delta \delta \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3)$$

式中, X 与 $\dot{X}$ 为水轮发电机状态变量集合及其一阶导数; A 与 B 为状态方程的系数矩阵; u 为线性二次型调节器的输出结果; ΔU_t 、 $\Delta \omega_r$ 与 $\Delta \delta$ 为机端电压偏差、转子电角速度偏差与功角偏差; T_e 为时间常数; K_e 为线性二次型调节器增益; K_a 为电压对功角的灵敏度系数; T_j 为转子惯性时间常数; D 为阻尼系数;

K_l 为同步转矩系数; ω_0 为同步电角速度。

以机端电压偏差 ΔU_t 、转子电角速度偏差 $\Delta \omega_r$ 与功角偏差 $\Delta \delta$ 组成状态变量 X 为基础,构建最小化目标函数,以此来提升调控过程的动态响应与稳定精度。其中, ΔU_t 由电压互感器实时测量机端电压并与给定值作差得到; $\Delta \omega_r$ 通过安装在转子轴上的光电编码器或磁电传感器测量实际转速,再与同步电角速度 ω_0 相减获得; $\Delta \delta$ 借助同步相量测量单元获取实时功角信息后计算其偏差。上述变量经采集与预处理后,共同构成状态反馈量 X ,用于LQR最优控制律的计算。

在此过程中,线性二次型调节器以最小化状态偏差与控制能量的加权和为目标函数 ζ ,通过综合考虑状态偏差与控制能量之间的加权平均,达成更均衡的调节状态,更有效、平滑地抵消和耗散堆叠的能量,以此来应对暂态能量堆叠时容易出现的超调与振荡问题,表达式为

$$\begin{cases} \zeta = \int_0^{\infty} (X^T Q X + u^T R u) dt \\ Q = \text{diag}(q_1, q_2, q_3) \\ R = r \end{cases} \quad (4)$$

式中, Q 与 R 为权重,其分别表征状态偏差与控制能量的惩罚程度^[11]; $\text{diag}(\cdot)$ 为 diag 函数; q_1 、 q_2 与 q_3 为状态变量权重; r 为控制能量权重^[10]。当式(4)输出结果 ζ 达到最小值时,线性二次型调节器输出结果 u 达到最优^[12]。此时励磁电流参考修正量为 i_{f_ref} 。该最优修正量与稳态励磁电流参考值叠加,构成外环输出的最终励磁电流指令:

$$i_f^- = i_{f0} + i_{f_ref} \quad (5)$$

式中, i_f^- 为外环LQR输出的励磁电流指令; i_{f0} 为稳态励磁电流参考值。

通过构建上述LQR外环调控律,在调控过程中能够有效应对由暂态能量堆叠引发的低频振荡问题,显著提升机端电压调控过程的动态响应速度与稳定精度。

1.3 权重自适应融合机制与最优调控律构建

以1.1节输出的定向电压内环调控律与1.2节输出的定向电压外环调控律为基础,有效联合PI控制器与线性二次型调节器获取内环控制与外环控制融合的定向电压最优调控律,从而实现研究目标。双环控制框图如图3所示。

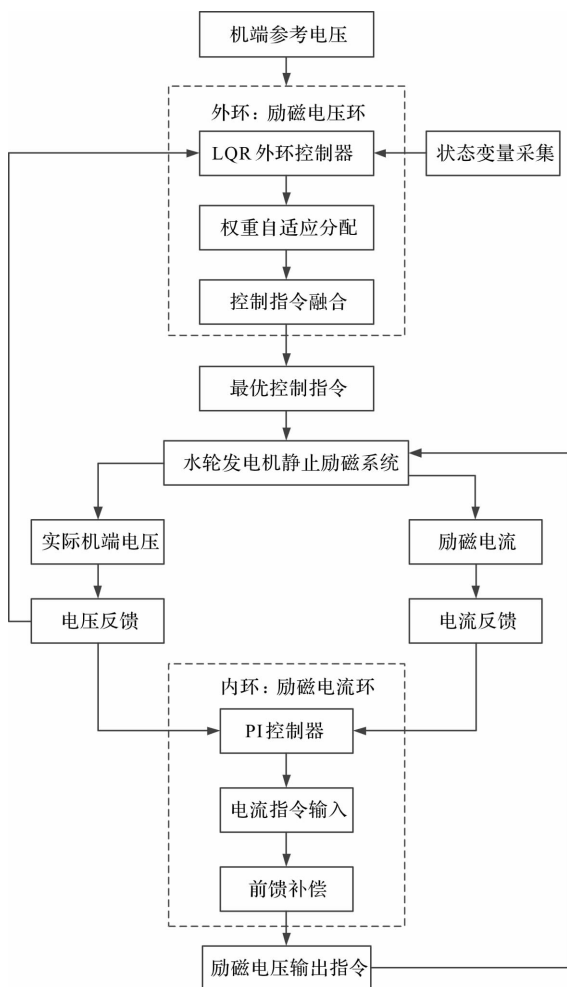


图3 双环控制框图

然而，内环直接输出电压量，外环输出电流指令，由于两者物理量纲与动态特性不同^[13-14]，固定权重融合的方式难以适应系统在多重扰动下的动态变化。为解决此问题，本研究设计了一种权重自适应分配策略，用于保证定向电压调控的精准性，表达式为

$$\begin{cases} \rho_{\hat{v}_t} = \frac{1}{1 + e^{-\alpha(E_{\hat{v}_t} - \beta)}} \\ \rho_{\hat{i}_t} = 1 - \rho_{\hat{v}_t} \end{cases} \quad (6)$$

式中， $\rho_{\hat{v}_t}$ 与 $\rho_{\hat{i}_t}$ 为定向电压内环调控律与外环调控律对应的权重系数； α 为权重调整灵敏度系数，通过仿真整定，确保权重在预设阈值附近平稳过渡，避免频繁切换； β 为权重分配阈值，据稳态误差容忍设定，划分内外环主导区域； $E_{\hat{v}_t}$ 为定向电压内环调控误差。当 $E_{\hat{v}_t}$ 较大时（内环调控误差显著）， $\rho_{\hat{v}_t}$ 趋近于 1，在定向电压调控过程中由内环调控律主导；当 $E_{\hat{v}_t}$ 较小时（内环调控效果良好）， $\rho_{\hat{v}_t}$ 趋近于预设的误差阈值，在定向电压调控过程中外环调控律主导^[15]。

通过定向电压内环调控律与外环调控律对应的权重系数 $\rho_{\hat{v}_t}$ 与 $\rho_{\hat{i}_t}$ ，实现内外环调控律的动态融合，可以确定最终的定向电压最优控制指令，显著提升了系统在不同扰动工况下的响应速度与调控精度。

综上所述，本研究在 PI 控制器与线性二次型调节器的联合应用下，实现了水轮发电机静止励磁系统定向电压的最优调控，为水电厂安全、稳定运行提供有力的方法支撑。控制策略的框图如图 4 所示。

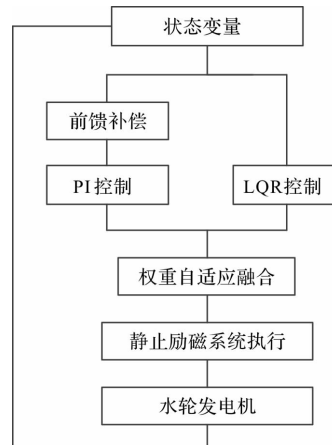


图4 控制策略的框图

2 测试与分析

选取文献[4]中提出的基于改进深度强化学习算法的定向电压最优调控方法与文献[6]中提出的基于转子暂态电流的定向电压最优调控方法作为对比方法 1 与对比方法 2，联合本文方法共同进行测试，通过测试数据分析应用方法的性能优劣。

2.1 实验环境

选取典型水轮发电机静止励磁系统作为实验对象，搭建实验环境，如图 5 所示。

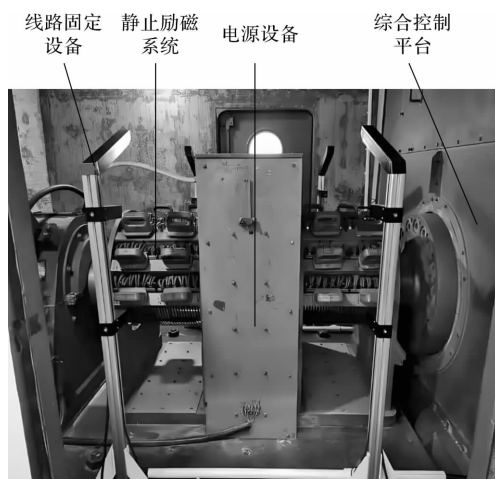


图5 实验环境示意图

实验核心控制器采用工业级数字信号处理器 (DSP TMS320F28379D), 主频 200MHz。针对本文方法, LQR 最优反馈增益 K_e 在实验前离线求解并存储, 在线计算仅涉及状态反馈与简单的权重插值, 确保在短周期内可靠完成。

实验设定机端电压控制目标为额定值为 80V, 系统采样频率为 10 kHz。权重自适应参数整定为: 误差阈值为 0.02p. u., 灵敏度系数为 50。综合控制平台能够对实验参数进行调整与设置, 能够仿真多种实验工况, 极大地增加了实验环境的复杂性, 进而有效地提升实验结论的精准性。

2.2 动态性能测试分析

应用综合控制平台模拟两种实验工况——水轮发电机静止励磁系统小扰动实验工况 (负荷微小波动) 与大扰动实验工况 (负荷显著波动), 应用本文方法、对比方法 1 与对比方法 2 对其定向电压进行调控, 结果如图 6 所示。

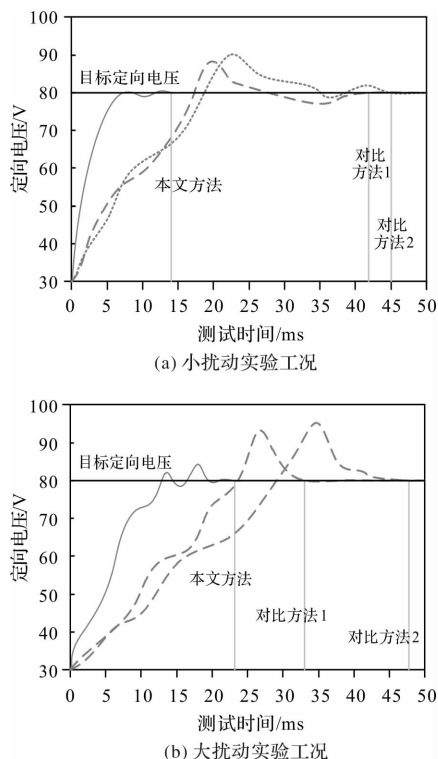


图6 定向电压调控结果示意图

在小扰动实验工况背景下, 本文方法定向电压调控时间为 14ms, 且无超调量; 对比方法 1 定向电压调控时间为 42ms, 最大超调量为 8V; 对比方法 2 定向电压调控时间为 45ms, 最大超调量为 10V; 在大扰动实验工况背景下, 本文方法定向电压调控时间为 24ms, 且无超调量; 对比方法 1 定向电压调控时间为 34ms, 最大超调量为 13V; 对比方法 2 定向

电压调控时间为 47ms, 最大超调量为 15V。通过上述数据可知: 随着扰动程度的增加, 水轮发电机静止励磁系统定向电压调控难度随之增加, 主要表现为调控时间增加, 最大超调量加大。但是, 相较于对比方法 1 与对比方法 2 来看, 本文方法定向电压调控时间显著较短, 并且超调量明显更小, 主要是因为本文方法中的内外环协同的控制架构与权重自适应机制。其中: 内环 PI 控制通过前馈补偿抑制电流抖振, 提升动态响应; 外环 LQR 以多状态变量构建目标函数, 优化全局性能, 有效抑制暂态能量堆叠引发的低频振荡。通过权重自适应策略, 本文方法能根据内环误差动态调整内外环控制比重, 实现响应速度与稳定性的平衡, 从而在不同扰动强度下均表现出优异的动态性能。

2.3 鲁棒性测试分析

在水轮发电机静止励磁系统小扰动实验工况与大扰动实验工况背景下, 应用本文方法、对比方法 1 与对比方法 2 对不同时间的定向电压进行调控, 结果如图 7 所示。

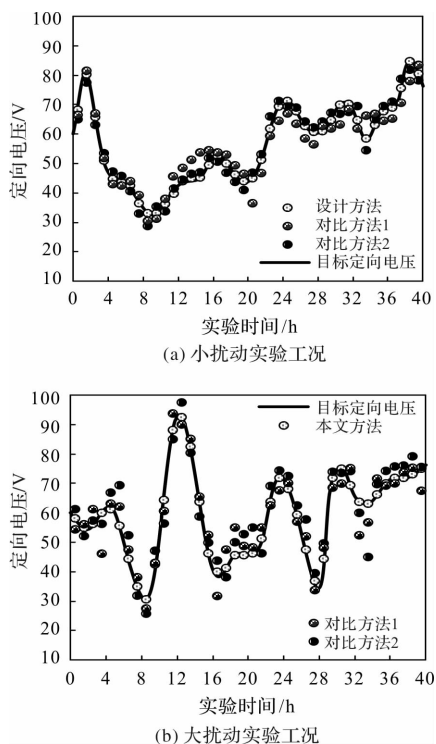


图7 定向电压调控结果示意图

如图 7 所示, 随着水轮发电机静止励磁系统扰动程度的增加, 对比方法 1 与对比方法 2 定向电压调控结果与目标定向电压之间的偏差随之增大, 而本文方法定向电压调控结果与目标定向电压高度吻合, 并未受到过多的不利影响, 表明本文方法定向

电压调控鲁棒性更强。这主要是因为本文方法融合了 PI 控制的快速性与 LQR 的全局最优性, 并通过自适应权重分配策略实现内外环的动态协调。该结构能够有效应对机电-水力多时间尺度非光滑动态行为带来的非线性耦合扰动, 抑制暂态能量堆叠引起的电压波动, 从而在复杂运行环境下仍保持调控精度与稳定性, 体现出良好的工况适应能力。

3 结 语

本研究针对水轮发电机静止励磁系统在多重非线性耦合扰动下面临的电压调控难题, 提出了一种基于内环 PI 控制与外环 LQR 的定向电压最优调控方法。通过建立 d-q 坐标系实现电磁-机械动态解耦, 引入前馈补偿抑制电流抖振, 构建以机端电压、转速与功角偏差为状态变量的 LQR 外环调控律, 并设计权重自适应策略动态融合内外环输出, 形成最优控制指令。根据实验可知, 该方法在小扰动与大扰动下均能实现毫秒级快速响应与微超调调控, 显著提升了调控的动态性能与鲁棒性。

本研究的主要创新在于实现了多时间尺度非光滑动态下的电压精准控制与内外环自适应融合, 为水电厂安全稳定运行提供了新的技术路径。未来将进一步探索该方法在多机协同与电网互动场景下的应用, 并研究基于数据驱动的参数自整定策略, 以增强其在复杂电网环境中的适应性。

参考文献

- [1] 李智, 张扬帆, 刘明波, 等. 电压控制型虚拟同步发电机控制特性评估与多机稳定性分析[J]. 太阳能学报, 2023, 44(10): 1-8.
- [2] 刘冬怀, 王皓, 于思洋, 等. 高温超导双定子无刷励磁同步发电机设计与分析[J]. 微电机, 2025, 58(2): 1-6.
- [3] 夏宇航, 王宇, 陈凯, 等. 独立励磁直流发电系统的广义预测电压控制策略[J]. 电工技术学报, 2023, 38(12): 3199-3207.
- [4] 阮柏松, 刘利, 顾阳, 等. 基于改进深度强化学习算法的自动电压调节器控制[J]. 电力系统及其自动化学报, 2025, 37(6): 150-158.
- [5] 崔鹤松, 李雪萍, 黄晟, 等. 模块化多相永磁风力发电机串并联直流海上风电场电压协调控制[J]. 电工技术学报, 2023, 38(4): 925-935.
- [6] 白望望, 张中丹, 张耀忠, 等. 基于转子暂态电流的双馈风电机转子电压动态补偿控制[J]. 河北大学学报(自然科学版), 2025, 45(1): 20-33.
- [7] 黄健, 王晨, 江明, 等. 航空永磁同步发电机系统改进型电压反馈弱磁控制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(7): 2521-2531.
- [8] 潘欢, 杨国庆, 赵莹萍, 等. 基于自适应虚拟同步发电机的多端高压直流输电系统协调控制[J]. 科学技术与工程, 2024, 24(5): 1946-1954.
- [9] 郑涛, 王子鸣, 邹芃莹. 基于相位跳变补偿的虚拟同步发电机低电压穿越控制策略研究[J]. 电网技术, 2023, 47(1): 100-109.
- [10] 祝宸, 马西沛, 范平清, 等. 永磁同步发电机的弱磁控制研究[J]. 电子器件, 2023, 46(1): 163-171.
- [11] 夏永洪, 周琳, 王名名, 等. 混合励磁发电机谐波无刷励磁系统设计研究[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(6): 73-84.
- [12] 纪可可, 秦娟. 水电厂发电机静止励磁定向电压自适应最佳调节方法[J]. 国外电子测量技术, 2025, 44(3): 93-99.
- [13] 孙士涛, 雷雨, 郝国文, 等. 交流励磁脉冲电压占空比对双馈型变速抽蓄电机转子绕组放电特性影响研究[J]. 微电机, 2024, 57(09): 41-46.
- [14] 吕伟, 王晗, 张建文, 等. 用于提高发电机-变流器组出口电压的新型风电变流器及其特性分析[J]. 可再生能源, 2023, 41(6): 787-793.
- [15] 周攀, 罗腾, 陈环, 等. 基于 MATLAB 的励磁换相过电压及其抑制方法的仿真研究[J]. 大电机技术, 2024(03): 131-136.

扁线绕组对交流发电机性能提升的试验

顾秋麟

(浙江大东吴汽车电机股份有限公司, 浙江 湖州 313000)

摘要: 面对汽车行业对汽车交流发电机高性能的产品要求, 通过使用扁线绕组增加定子铁心绕组的槽满率, 进而提升交流发电机的性能。扁线绕组相较于圆线绕组槽满率提升 13.75%, 功率密度提升 26%。使用相同尺寸规格的扁线绕组铁心代替圆线绕组铁心后, 对其输出特性、纹波、热平衡、噪声等方面进行试验。证实扁线绕组能有效提升功率, 在交流发电机额定转速下功率提升 35%, 纹波与噪声也相较于圆线绕组更低。在温升控制方面扁线绕组优于圆线绕组, 热平衡状态下温升降低 16.8℃。将圆线铁心平台使用同尺寸扁线铁心进行替换的方法可行, 能在不增加体积和重量的情况下提高发电机输出功率, 在汽车轻量化控制和节能减排方面起到一定作用。

关键词: 交流发电机; 扁线绕组; 电流纹波; 电磁噪声

中图分类号: TM31; U463.63

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)08-0070-08

Experimental Study on Performance Improvement of Flat Winding in AC Generators

GU Qiulin

(Zhejiang Dadongwu Automobile Motor Co., LTD., Huzhou Zhejiang 313000, China)

Abstract: In response to the high-performance requirements of the automotive industry for automotive AC generators, the use of flat wire windings can increase the slot filling rate of the stator core winding, thereby improving the performance of the AC generator. Compared to circular wire winding, flat wire winding has a 13.75% increase in slot fullness and a 26% increase in power density. After replacing the circular wire winding core with a flat wire winding core of the same size and specifications, tests were conducted on its output characteristics, ripple, thermal balance, noise, and other aspects. Confirmed that the flat wire winding can effectively increase power, with a 35% increase in power at the rated speed of the AC generator, and lower ripple and noise compared to the round wire winding. Flat wire winding is superior to round wire winding in temperature rise control for iron cores of the same size, with a temperature rise reduction of 16.8 °C in thermal equilibrium state. The method of replacing the circular wire iron core platform with a flat wire iron core of the same size is feasible, which can improve the output power of the generator without increasing the volume and weight, and play a certain role in automobile lightweighting control and energy conservation and emission reduction.

Key words: alternator; flat wire winding; current ripple; electromagnetic noise

0 引言

在中国碳达峰和碳中和战略目标下, 汽车领域各行业也进行了许多创新性的研究与试验。汽车尾气是碳排放的主要来源, 根据相关部门的研究与统计, 地球大气的二氧化碳排放污染物中, 有 42% 来自汽车尾气中未燃尽的颗粒。在环保要求与国 6B 汽车尾气排放标准的实施下, 提升汽车动力系统效率与功率分配改进等方面等技术应用迫在眉睫。

汽车发动机除对车辆的动力输出功耗外, 最大功耗来源便是交流发电机。近年来汽车智能化、信

息化、舒适化方面的提升, 使汽车增加了大量控制器、传感器和执行单元, 这大幅度提升了整车的功耗需求。在国 4 阶段, 家用汽车配置的交流发电机功率大部分集中在 1.5kW 左右的阶段, 重量在 5kg ~ 6kg 左右。近年来为满足车辆用电需求, 功率在 2.5kW ~ 3.5kW 阶段的交流发电机已成为市场主力, 重量也随之增加到了 8kg 以上。日益增加的功耗需求与发电机体积, 成为发动机改进进程中新的难点。

扁线电机因其功率密度大, 最先作为航空电机被使用, 李峰等^[1]对圆/扁线航空启动电机进行试验, 扁线能有效降低电机重量和提升功率密度。近

收稿日期: 2025-12-20

基金项目: 浙江省省级工业新产品开发项目“法雷奥 TC23 系列电机”(项目编号: 202409A04960)

作者简介: 顾秋麟(1995), 男, 工程师, 研究方向为交流发电机设计与优化。

年来随着技术的发展,目前在工业及新能源车领域也得到广泛的运用。在制造技术和工艺方面,刘志军等对扁线绕组的制造技术进行研究,通过优化绕组焊接方法与绝缘工艺,有效降低了扁线绕组的制造难度^[2-3]。韩常青等对电机效率、散热、噪声与振动方面进行研究,得到扁线绕组能提升效率与散热,降低噪声与振动的结果^[4-9]。扁线绕组相较于圆线绕组,在相同的体积下,铁心的槽满率最高能提升近30%,功率密度更大,有助于降低整车的重量和缩小交流发电机体积。周宁等通过对交流发电机温度场的有限元分析,证实交流发电机的最高温区域集中在定子绕组部分,热损耗占比接近交流发电机总损耗的60%^[10-14],张琪等对分数槽集中绕组电机进行分析,通过对交流发电机噪声阶次的分析,证实电磁噪声主阶次受转子极对数的影响,副阶次受定子铁心齿槽数的影响,与之成正比^[15-20]。张浩等通过研究,将电机极弧系数控制在0.8~0.84之间,结果证实能较大程度上降低齿槽转矩从而降低噪声,扁线绕组铜线截面积大,刚度优于圆线绕组,加之均匀排布的结构能较好的抑制振动^[21-23]。

从上述研究中得到启发,以一台48槽8对极的圆线绕组交流发电机为原型,使用尺寸相同的扁线定子铁心代替后进行装机试验。验证在功率、热平衡、噪声与振动等方面是否能够达到更高的性能要求,以满足国6B排放标准下汽车主机厂对交流发电机更严苛的标准要求。

1 汽车交流发电机

1.1 汽车交流发电机基本结构

汽车交流发电机结构及主要零部件如图1所示,转子与定子为能量转换部件,定子通过切割转子磁力线在电枢绕组中生成交变的感应电动势,通过整流器的全桥式整流后输出为带纹波的直流电。在工作时,定子电枢绕组的温升是最高的,在发动机舱内接近200℃。如此高的温度对绝缘漆与槽绝缘纸都有较高的耐温要求。近年来汽车行业对环保以及节能减排方面的决策,使车辆对交流发电机的性能标

准越来越高。部分高功率发电机型号在额定工况下定子绕组甚至达到了240℃的临界值高温,对发电机寿命造成较为严重的影响。

近年来扁线绕组电机的发展迅速,相较于传统圆线绕组电机槽满率更高,能获得更高的功率密度和效率,且扁线绕组端部间隙均匀,散热面积大,使得在热平衡控制方面也优于圆线电机。相较于同尺寸的圆线绕组,在提升槽满率的同时线包高度更低,对发电机装配没有结构尺寸干涉的影响,电气结构相同时可通用一套结构平台。

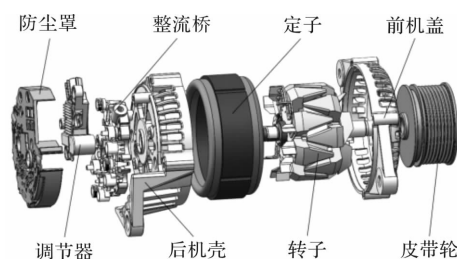


图1 发电机结构

1.2 电枢绕组

1.2.1 圆线绕组

目前汽车交流发电机定子绕组主要使用圆线绕组。圆线绕组的加工工艺相对较为简单,圆形的截面使铜线在任意方向上受力一致性更高,易于绕制和整形。对设备与制作工艺的要求不高,加工成本低,适合批量生产。

圆线绕组的缺点也同样明显,圆线的几何尺寸使其在嵌线槽内有较大的间隙,导致无法达到较高的槽满率,在汽车交流发电机定子的应用中,槽满率最高能达到60%~70%,空间利用率较低,限制了交流发电机的功率密度。由于圆线之间的间隙较多,降低了绕组内部热传导的效率,使得其内部的局部区域容易高温而导致热损伤或电气故障,而提高槽满率又会在整形过程中损伤铜线绝缘漆膜,在使用中造成更高的故障率,这样的连锁效应使圆线绕组散热与电气故障率方面表现较差。要提升发电机的额定功率,体积与重量的增长较为明显,在轻量化控制方面造成难题。原型机圆线绕组的参数如表1所示。

表1 圆线绕组参数

导线材质	截面积/mm ²	电阻/(Ω/km)	绕组电阻/Ω	槽满率/%	漆膜厚度/mm	绕组重量/g	耐温等级
Cu	3.534	4.95	0.036	67.31	0.08	230	H

1.2.2 扁线绕组

扁线绕组在绕制与嵌线的生产工艺上相对圆线绕组更为复杂。扁线绕组铜线尺寸较大,无法通过

开口槽进行绕制,需将绕组按节距分段整形后两头去除绝缘漆,然后嵌入铁心后再重新折弯整形并进行焊接将绕组连接起来,过程复杂且成本较高。扁

线绕组为便于嵌线安装与焊接,需要减少匝数,增大截面积。这导致扁线的柔韧性大幅度降低,且嵌线需要整齐排布,需扁线绕组在尺寸精度控制上要求较高,需要有专用的成型设备对其进行加工。

扁线绕组相较于圆线绕组最大的优势在于槽满率,扁线绕组结构整齐,扁平的截面能使漆包线之间紧密贴合而不损伤漆膜。紧密排列的结构能使发电机定子的槽满率达到 80% 以上,远高于同规格的圆线电机。扁线之间的间隙小,接触面积大,热传

导路径上的热阻也相对较小,能较快的将绕组内部的高温传导到线圈端部与铁心外侧,实现更快的散热从而降低温升,这有助于提升发电机的效率和延长使用寿命。扁线绕组整齐的布局加之端部线圈均匀的间隙,在抗振动方面同样优于圆线绕组,在汽车发动机舱的高频振动环境中定子断线与绝缘漆磨损导致短路的故障率低于圆线绕组。综上所述,扁线绕组在槽满率、散热性能、机械稳定性等方面优于圆线绕组。试验用扁线绕组参数如表 2 所示。

表 2 扁线绕组参数

导线材质	截面积/mm ²	电阻/(Ω /km)	绕组电阻/ Ω	槽满率/%	漆膜厚度/mm	绕组重量/g	耐温等级
Cu	4.255	4.11	0.029	81.06	0.08	271	H

1.3 铁心结构

1.3.1 圆线铁心

交流发电机的定子铁心形状接近圆筒形,如图 2 所示。原型机使用的是 48 槽定子铁心,适配 8 对极转子。在 2.0kW 功率段的交流发电机中,48/8P 极槽配合是最为常用的参数,具有较高的典型性。48 个嵌线槽等距对称分布,在抵消磁不平衡力的同时有效降低电磁噪声。齿靴的作用为支撑绕组、抑制槽口漏磁、减小气隙磁阻,齿靴的截面积略大于齿身,能增大磁通的通过面积,降低磁路的气隙磁阻,提升磁场利用率。嵌线槽内铺设绝缘纸,槽开口处插入槽楔,用以绕组与铁心的绝缘,耐温等级同漆包线绝缘漆耐温等级。48 槽的设计在绕组排线上较为灵活,在相同节距下对绕组三角形或星型接法上没有限制,可根据需求有较大的调整范围。

圆线铁心材料方面选用 50WW600 冷轧无取向硅钢,钢材厚度 0.5mm。最大铁损 4.2W/kg,抗拉强度 410MPa~425MPa,屈服强度 280MPa~295MPa,化学成分如表 3 所示,具体电磁性能标准如表 4 所示,数据来源于宝钢无取向硅钢技术手册。无取向硅钢拥有优良的导磁性和较低的磁滞损耗,在电机铁心方面的运用广泛,在交变的磁场环境中能有较低的铁损和较高的磁感。钢材的结构强度适中易于加工,铁心使用冲切卷绕的工艺绕制到所需的厚度后通过氩弧焊加固,叠装工艺能有效降低铁心内部的涡流损耗,进一步降低铁损。

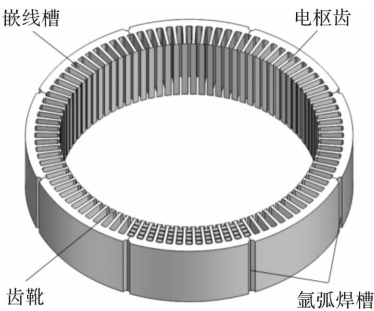


图 2 铁心结构

表 3 50WW600 化学成分(%)

C	Si	Mn	S	P	Als
0.002	1.5	0.23	0.004	0.036	0.23

表 4 50WW600 电磁性能标准

厚度/mm	最大铁损/(W/kg)	磁感/T	密度/(g/cm ³)
0.5	4.2	1.83	7.75

1.3.2 扁线铁心

扁线铁心尺寸和材料方面与圆线铁心相同,适配同一个转子。由于扁线绕组与圆线绕组差异较大,嵌线槽尺寸需进行改进,用以适配扁线绕组的尺寸,提升槽满率。具体结构差异如图 3 所示。圆线绕组在嵌线过程中漆包线之间有较大的间隙,如图 3a 所示。浸漆环节绝缘漆会通过毛细效应进入这些间隙,起到绝缘固定的作用,但过厚的漆膜,会影响散热。为使扁线绕组能更契合槽型,将 48 槽改为 96 槽,缩小内外径槽口的宽度差,开口尺寸为圆线绕组的 0.5 倍,极距不变。在选用截面积更大的扁铜线代替圆铜线嵌入槽内时,铜线刚度相较于圆线更高,成型的绕组尺寸精度高,易于折弯塑形,可以排布

的更均匀，减少节距误差，提高焊接精度。扁线绕组使用四层绕组，如图 3b 所示。

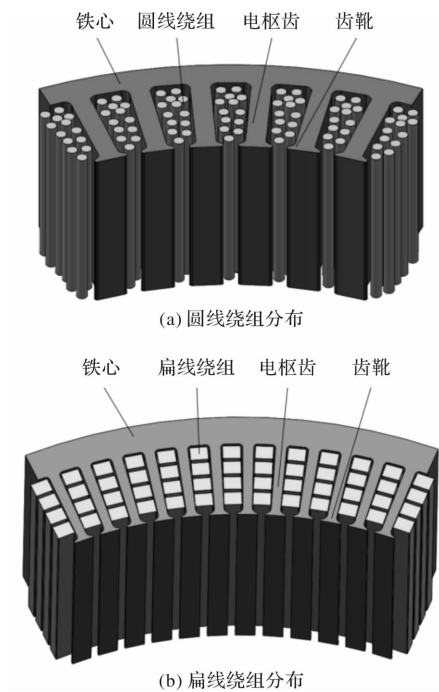


图 3 扁线与圆线铁心嵌线槽

2 样机试验

2.1 试验设备与环境

本次试验旨在通过将交流发电机圆线绕组铁心替换为扁线绕组后，对电性能、热平衡、噪声等方面的差异进行比较，分析扁线结构对发电机是否有积极性的影响。电性能试验及数据采集使用朗迪 LDFD-3 型发电机性能试验台进行测试。该试验台能进行冷态和热态耐久试验，并采集电流、电压、电流及电压纹波幅值，试验台结构及发电机安装如图 4 所示。试验台参数标准如表 5 所示，试验条件参考 GB/T 26672—2011《道路车辆带调节器的交流发电机试验方法》中的标准要求，具体条件如表 6 所示。



图 4 发电机试验台

表 5 试验台参数

参数	参数值
三相电流/A	1 ~ 300
转速/(r/min)	1 ~ 9 999
三相功率/W	1 ~ 6 000
波动率/%	0.5

表 6 试验条件

参数	参数值
环境温度/℃	25 ± 3
转速/(r/min)	0 ~ 6 000
采集数据	电压，电流，转速，温度，噪声
测试模式	CV(恒压)

对交流发电机额定工况下的热平衡数据、噪声数据以及电流纹波的分析需要用到示波器、噪声仪、热成像仪等设备，示波器型号为安捷伦 DSO-X2014A，热平衡数据采集设备为 HM-TPH21Pro 热成像仪，噪声采集设备为 SM350 数字式噪音仪，所用设备参数如表 7 所示。

表 7 检测设备

名称	参数值
热成像仪	-40℃ ~ 350℃
示波器	探头衰减比 10: 1/带宽 100M
分贝仪	35dB ~ 120dB

2.2 试验样机

试验用原型机额定功率 1885W，结构 48/8P，定子绕组为圆线绕组，具体参数如表 8 所示。为方便试验制作 2 台相同的样机，将其中 1 台定子总成更换为扁线绕组，其余零部件选用同一供应商同一批次的产品进行组装，以减少其他不可预测的变量造成对试验精度的影响。更改定子结构后，定子铁心重量提升 0.41kg，整机重量达到 6.62kg。

表 8 样机参数

参数	参数值
额定功率/W	1 885
调节电压/V	14.5
最大电流/A	130
相数	3
接线方式	星型
极对数	8
重量/kg	6.21

2.3 试验方案

2.3.1 性能试验

电性能试验分为 4 部分, 冷态电性能试验、热态电性能试验、电流纹波试验以及电压纹波试验。

冷态电性能试验是在常温下测试交流发电机从建压转速开始到 6 000r/min 额定转速下的输出特性曲线, 所得数据为交流发电机最大输出功率, 冷态性能曲线对比如图 5 所示。从输出特性曲线可以看出圆线电机与扁线电机建压转速接近, 在 1 500r/min 转速之前曲线几乎重合, 1 500r/min ~ 2 500r/min 转速区间扁线电机输出电流爬升速度明显高于圆线电机, 2 500r/min 转速后两台电机的爬升曲率都开始放缓, 到达额定转速 6 000r/min 后, 扁线电机相较于圆线电机输出电流提升了 80A。

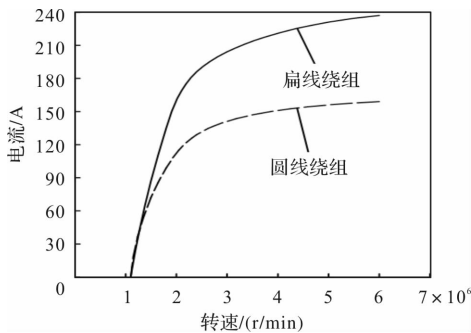


图 5 冷态性能曲线对比

热态电性能试验是测试交流发电机在热平衡状态下的输出特性, 反应的是交流发电机在最高工作温度下额定功率的达成率。关于到达交流发电机热平衡的方法并没有明确的规定, 目前主流的方式有两种。其一是参考汽车交流发电机行业标准 GB/T 26672—2011《道路车辆带调节器的交流发电机试验方法》中的试验方法, 在发电机 3 000r/min (该转速下发电机温升最高) 转速下满负载运行 30 分钟以上,

发电机 5 分钟内温升波动小于 10℃, 输出电流波动小于额定最大电流的 2%, 即视为到达热平衡。其二是参考博世南京实验室的出口检验方案, 选取 1 500r/min、1 800r/min、6 000r/min 等关键转速, 在各个转速下分别满负荷运行 15 分钟测得输出电流, 再绘制成输出特性曲线。相较于方法 2, 方法 1 在试验过程中发电机的温升更高, 最大输出电流的降幅也更大。

为验证扁线电机在较为严苛环境下的性能, 本次试验选择方法 1 的试验方案, 热态性能曲线对比如图 6 所示。经过热平衡试验后, 扁线电机的输出电流降幅明显高于圆线电机, 在 6 000r/min 额定转速下, 扁线电机输出电流降幅为 58A, 圆线电机输出电流降幅为 26A。在整体输出性能上, 扁线电机 1 500r/min 开始的电流输出能力一直保持优于圆线电机, 这与冷态试验的结果一致。冷热态试验关键转速下输出电流数据如表 9 所示。通过对电性能数据的分析, 扁线电机在相同尺寸规格的情况下相较于圆线电机额定功率提升了近 35%。两台样机在重量上相差 0.41kg, 对比热平衡状态下的功率密度, 扁线电机相较于圆线电机提升了 26%。

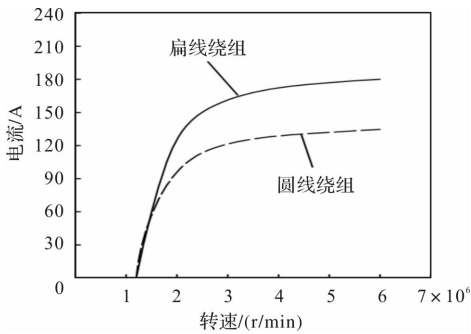


图 6 热态性能曲线对比

表 9 样机性能试验数据

参数	圆线电机(冷)	扁线电机(冷)	圆线电机(热)	扁线电机(热)
调节电压/V	13.84	14.20	13.80	13.92
测试电压/V	12.80	12.80	12.80	12.80
初始发电转速/(r/min)	1 090	1 100	1 102	1 121
输出电流(1 500r/min)/A	71	86	56	60
输出电流(1 800r/min)/A	99	135	82	104
输出电流(2 400r/min)/A	128	185	109	146
输出电流(3 500r/min)/A	146	217	124	168
输出电流(5 000r/min)/A	155	231	130	176
输出电流(6 000r/min)/A	158	236	132	178

交流发电机的交变电流经过整流桥的全桥整流和电容的滤波后,依旧会有纹波存在,采集 2 台发电机的电流纹波如图 7 所示。图 7a 是圆线电机 2 500r/min 转速下电流纹波波形,图 7b 是扁线电机 2 500r/min 转速下电流纹波波形,从图中可以看出 96 槽扁线定子波形密度是 48 槽圆线电机的两倍,幅值也较圆线电机更小。

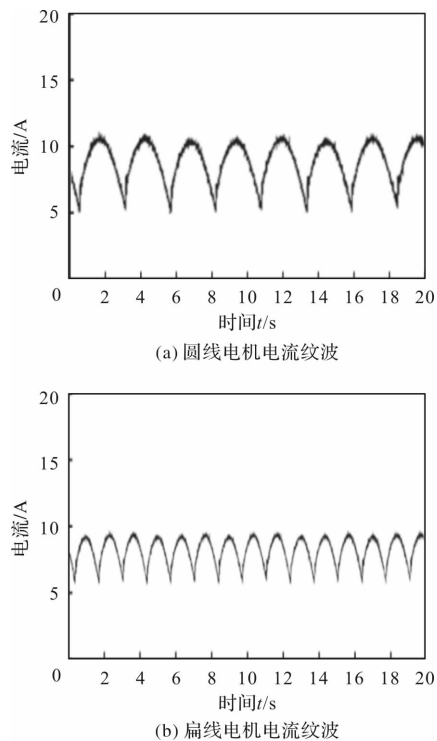


图 7 样机 2 500r/min 转速下电流纹波

电流纹波试验是测试发电机在不同转速下满载电流的纹波幅值,如图 8 所示。从图中可以看出扁线电机输出电流整体幅值都低于圆线电机,这表明扁线电机输出的电流对用电器的干扰更小,电流质量更高。

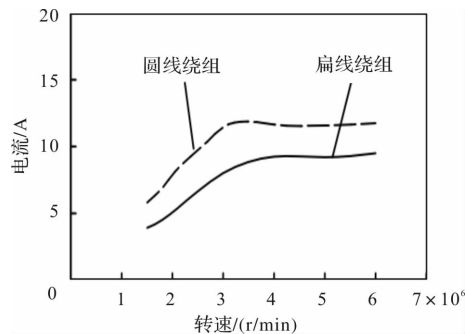


图 8 电流纹波对比

交流发电机的电压纹波产生的原因与电流纹波相同,采集 2 台发电机的电压纹波数据如图 9 所示。图 9a 是圆线电机 2 500r/min 转速下电压纹波波形,图 9b 是扁线电机 2 500r/min 转速下电压纹波波形,

波形结构与电流纹波频率一致,在幅值上同样是扁线电机优于圆线电机,如图 10 所示。为探究造成这一差异的原因,使用示波器 FFT(快速傅里叶分析)模式分析发电机纹波中电磁振动阶次,如图 11 所示。从频谱中可以看出主要存在两类阶次的波形,主波形阶次与交流发电机极对数相同,次波形阶次与定子槽数相同,这证明槽数的增加对交流发电机的电压与电流纹波成分有积极性的影响。

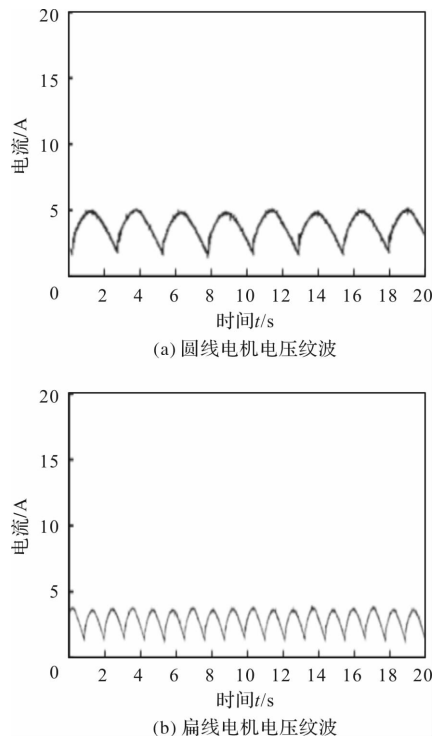


图 9 样机 2 500r/min 转速下电压纹波

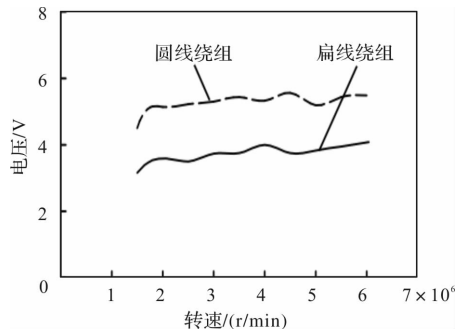
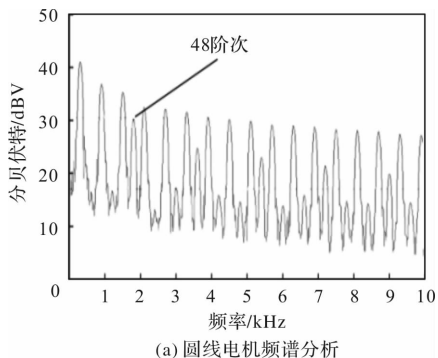


图 10 电压纹波对比



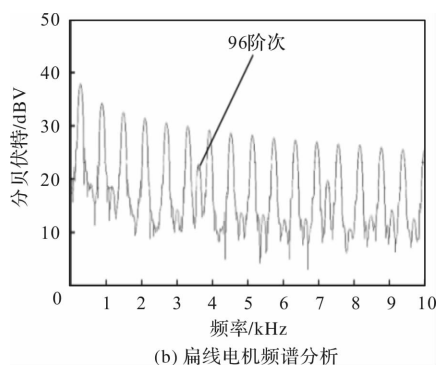


图 11 样机频谱分析

2.3.2 温升试验

在 2 台样机达到热平衡状态后,使用热成像设备采集温度图谱,如图 12 所示。扁线电机最高温度为 184.3℃,圆线电机最高温度为 201.1℃,在温升上扁线电机比圆线电机降低了 16.8℃。扁线电机槽满率更高,但均匀排布的线包使风阻更低,散热面积更大,有效降低了绕组的端部温度,进而降低了整体的温升。



图 12 样机热成像

2.3.3 噪声试验

噪声试验是对比交流发电机更换扁线定子后电磁噪声的差异。在交流发电机侧面 30cm 的距离上架设分贝仪,采集发电机满负载状态下 1 500r/min ~ 6 000r/min 转速下的噪声进行对比分析,如图 13 所示。

示,具体数值如表 10 所示。扁线电机整体噪声低于圆线电机,扁线定子运用在汽车交流发电机中,有一定降噪作用。

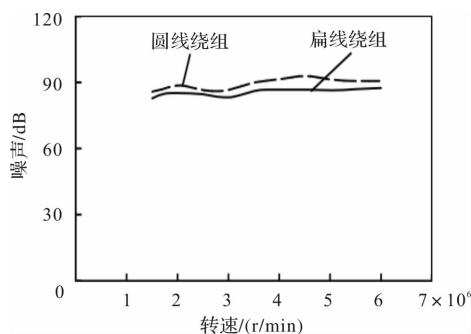


图 13 样机噪声对比

表 10 噪声数据

参数	圆线电机	扁线电机
(1 500r/min)/dB	86	84
(1 800r/min)/dB	87	83
(2 400r/min)/dB	85	84
(3 500r/min)/dB	87	84
(5 000r/min)/dB	91	86
(6 000r/min)/dB	90	87

3 结 语

通过试验可以得出以下几点结论:

(1)同规格铁心,扁线绕组槽满率相较于圆线提升 13.75%,槽满率达到 81%。在电性能试验中,扁线电机冷热态性能均优于圆线电机,使用扁线绕组使发电机额定功率提升 35%,功率密度提升 26%。

(2)在电流与电压纹波试验中,通过对扁线电机与圆线电机电流和电压纹波的分析,可以看出扁线 96 槽结构在纹波控制方面优于圆线 48 槽结构。

(3)在温升试验中,扁线电机温升相较于圆线电机降低 16.8℃,更低的工作温度,对交流发电机元器件寿命有积极性的影响。

(4)在噪声试验中,扁线电机整体噪声低于圆线电机,最高降幅在 5dB,扁线定子的结构有助于降低汽车交流发电机的噪声。

参考文献

- [1] 张锋,李成,吴娜,等.航空起动无刷直流电机圆/扁铜线对比分析[J].微电机,2024,57(7):11-17,23.
- [2] 刘志军,陈亮,袁敏,等.扁铜漆包线免剥漆皮电阻

- 焊接头性能分析[J]. 微特电机, 2025, 53(1): 78-82.
- [3] 张生德, 高鑫, 马赫然. 普通散绕绕组绝缘结构优化试验研究[J]. 电机与控制应用, 2020, 47(5): 70-74.
- [4] 韩常青, 赵南南, 许檬, 等. 电动汽车用扁线电机定子绕组损耗分析与优化设计[J]. 汽车技术, 2023(1): 29-36.
- [5] 杜萌, 罗建, 马鸿泰, 等. 整数槽同步电机低振动噪声定子结构设计[J]. 电机与控制应用, 2018, 45(09): 65-72.
- [6] 陈林, 闫业翠. 高转速下车用扁线电机交流损耗分析与优化[J]. 汽车技术, 2024(1): 34-43.
- [7] 杨超, 林巨广, 陈甦欣, 等. 扁线电机定子建模与等效材料参数反演方法研究[J]. 机械设计, 2025, 42(5): 52-59.
- [8] 马永志, 杨良会. 不同层数扁线电机及其搭载整车性能分析[J]. 电气技术, 2021, 22(7): 26-31, 37.
- [9] 牛永超, 姜立标. 双绕组扁线永磁同步电机不同运行模式下电磁性能研究[J]. 微电机, 2023, 56(6): 1-6.
- [10] 周宁, 吴华伟, 李智, 等. 基于磁热耦合扁线电机温升计算及影响因素分析[J]. 微电机, 2024, 57(5): 39-45.
- [11] 石晶, 魏丹, 牟晓松. 汽车发电机温度场有限元分析与计算[J]. 微电机, 2015, 48(5): 41-46.
- [12] 鲍晓华, 王瑞男, 倪有源, 等. 汽车发电机定子三维温度场有限元计算[J]. 微特电机, 2011(7): 5-8, 28.
- [13] 李祥成, 王迎春, 王德国, 等. 感应牵引电机定子绕组涡流附加损耗分析[J]. 电机与控制应用, 2021, 48(11): 45-50.
- [14] 顾秋麟. 汽车发电机定子性能参数分析[J]. 汽车工程师, 2024, (02): 27-33.
- [15] 张琪, 梁冰洁, 黄苏融, 等. 槽口宽度对分数槽集中绕组永磁电机齿槽转矩的影响[J]. 电机与控制应用, 2015, 42(07): 1-5.
- [16] 孙春阳, 骆皓, 吴刚, 等. 分数槽集中绕组感应电机非主导极次谐波磁动势抑制方法[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(11): 86-95.
- [17] 匡建雨, 骆皓, 孙春阳, 等. 分数槽集中绕组极对数谐波抑制方案对比研究[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(11): 110-122.
- [18] 顾秋麟. 阻尼材料对爪极式汽车交流发电机散热及电磁噪声影响的试验研究[J]. 电机技术, 2024(1): 24-28, 33.
- [19] 贺岩松, 张浩, 赵勤, 等. 基于物理模型爪极发电机定子系统模态分析[J]. 电机与控制学报, 2019, 23(3): 51-56.
- [20] 钟鸿敏, 左曙光, 吴旭东, 等. 电励磁爪极发电机气隙磁场与径向电磁力的解析计算模型[J]. 电工技术学报, 2017, 32(7): 49-58.
- [21] 张浩, 贺岩松, 张全周, 等. 基于阶次分析的爪极发电机电磁噪声源分析[J]. 噪声与振动控制, 2016, 36(5): 44-49.
- [22] 符为榕, 陆益民, 周宗琳, 等. 车用交流发电机电磁噪声特性的实验研究[J]. 噪声与振动控制, 2014(6): 85-89.
- [23] 黄燕, 王世余, 蒋孝文, 等. 汽车交流发电机端盖栅格对其气动噪声和温度特性的综合影响[J]. 交通运输工程学报, 2022, 22(4): 244-258.

《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

基于结构应力法的新能源汽车驱动电机汇流排焊点 疲劳强度分析方法

胡勇峰, 李利祥, 史俊旭, 杨 斌
(湖南中车时代电驱科技有限公司, 湖南 株洲 412001)

摘 要: 针对新能源驱动电机汇流排绕组焊点在复杂振动工况下的疲劳可靠性问题, 本文提出了一种基于结构应力法的疲劳强度分析方法。首先, 建立总成级有限元动力学模型, 并通过试验对模型进行模态和加速度响应校准, 确保了仿真模型可靠性。随后, 依据 GB/T 18488 振动标准, 计算焊点在扫频与随机振动载荷下的结构应力响应, 结合雨流计数法和 Miner 线性累积损伤准则, 对焊点的疲劳寿命进行了预测。最后, 通过开展台架振动耐久试验去验证本文方法的有效性, 试验结果与仿真预测结果高度一致, 验证了本文分析方法的准确性与可靠性。本研究为新能源驱动电机汇流排绕组焊点的疲劳强度分析及结构优化设计提供一种有效的分析方法。

关键词: 新能源汽车; 驱动电机; 汇流排焊点; 疲劳强度; 结构应力法; 振动耐久试验

中图分类号: TM305.1 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-6848(2026)08-0078-06

Fatigue Strength Analysis of Busbar Solder Joints in New Energy Vehicle Drive Motors Based on Structural Stress Method

HU Yongfeng, LI Lixiang, SHI Junxu, YANG Bin
(Hunan CRRC Times Electric Drive Technology Co., LTD., Zhuzhou Hunan 412001, China)

Abstract: To address the fatigue reliability of busbar winding solder joints in new energy drive motors under complex vibration conditions, this paper proposed a fatigue strength analysis method based on the structural stress method. Firstly, an assembly-level finite element dynamics model was established, and the modal and acceleration responses of model were calibrated through experiments to ensure the reliability of the simulation model. Subsequently, in accordance with the GB/T 18488 vibration standard, the structural stress response of the solder joints under sweep frequency and random vibration loads was calculated. Combined with the rainflow counting method and Miner's linear cumulative damage criterion, the fatigue life of the solder joints was predicted. Finally, the bench vibration durability tests were conducted to validate the effectiveness of the proposed method. The test results show high consistency with the simulation prediction results, verifying the accuracy and reliability of the analysis method. This study provides an effective analytical approach for the fatigue strength analysis and structural optimization design of busbar winding solder joints in new energy drive motors.

Key words: new energy vehicles; drive motor; busbar solder joints; fatigue strength; structural stress method; vibration durability test

0 引 言

随着全球汽车产业的电气化转型, 新能源汽车已成为应对能源安全与环境挑战的关键技术路径之一^[1]。作为汽车工业可持续发展的核心方向, 发展高效、高可靠性的新能源汽车对于实现我国汽车产业的战略升级至关重要^[2]。驱动电机作为新能源汽车的动力核心部件, 其性能与可靠性直接影响整

车的动力性、经济性和安全性。因此, 对驱动电机系统关键组件进行深入研究具有重要的理论与工程价值^[3-4]。

在电机系统中, 汇流排是承载大电流并连接定子绕组的关键部件, 其结构完整性对电能的高效传输起着决定性作用。汇流排与绕组通常通过焊接工艺形成电气与机械的焊点进行连接, 在车辆实际运行的复杂振动与热循环载荷下, 这些焊点是典型的

收稿日期: 2025-12-10

作者简介: 胡勇峰(1981), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为新能源汽车驱动电机。

李利祥(1996), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为新能源汽车驱动电机。

史俊旭(1987), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为新能源汽车驱动电机。

杨 斌(1987), 男, 博士, 工程师, 研究方向为新能源汽车驱动电机。

疲劳薄弱区域，易萌生裂纹并最终导致疲劳断裂，从而引发电机系统失效。因此，对汇流排绕组焊点进行精确的疲劳强度分析与寿命预测，是保障驱动系统长期可靠运行的必要前提，也是电机正向设计与开发流程中的关键环节。

目前，针对焊接结构的疲劳分析主要包含名义应力法和结构应力法。名义应力法因其简便性得到了广泛应用，但该方法是基于焊接结构表面上的应力分布，难以准确评估复杂焊接接头的焊趾或焊根所在截面的应力分布，其评估结果对网格密度具有高度敏感性。为克服这些局限，结构应力法被提出并逐渐成为主流。该方法通过节点力与力矩的平衡关系计算焊缝区域的应力，有效消除了网格敏感性问题，能够更准确地表征焊趾处的应力分布，从而显著提升疲劳寿命预测的精度^[5-6]。

为了实现电机汇流排焊点疲劳性能的精确评估，本文提出一种基于结构应力法的疲劳强度分析方法。该方法首先通过雨流计数法对载荷谱进行统计处理，以获取关键的疲劳事件；随后，结合有限元仿真获

取焊点的结构应力响应；最后，应用 Miner 线性累积损伤准则预测其疲劳寿命。为验证所提方法的有效性和可靠性，本文通过振动耐久试验对仿真结果进行了对比验证。本研究成果不仅为驱动电机汇流排焊点的失效分析提供了可靠依据，也为汇流排的结构优化等正向设计工作提供了有效的理论指导。

1 基于结构应力法的疲劳分析理论

1.1 结构应力法

在外部载荷作用下，焊缝截面的应力分布呈现高度非线性化。结构应力法是一种先进的疲劳评估技术，其核心思想在于将焊趾处沿板厚方向的复杂应力分布进行解耦。根据董平沙^[5]提出的理论，如图 1 所示的截面非线性应力分布可分解为两个主要部分：1) 结构应力：该部分由膜应力与弯曲应力线性叠加而成，结构应力与外部载荷和结构几何宏观特征直接相关，是驱动焊缝疲劳裂纹萌生与扩展的主要力学量；2) 自平衡缺口应力：该部分包含了非线性的应力成分，且在截面内自相平衡。

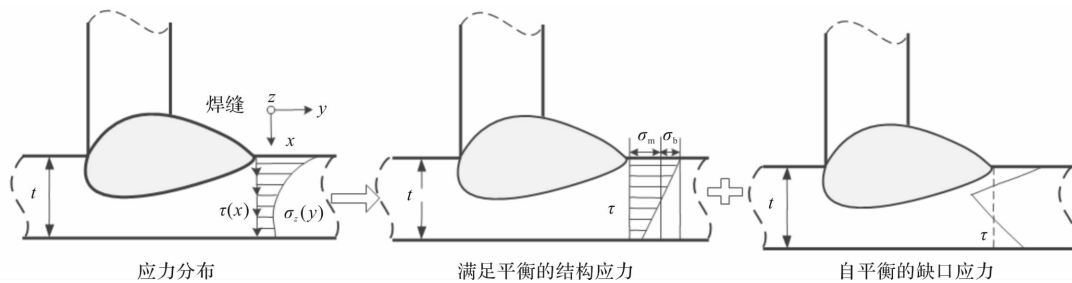


图 1 焊缝横截面内的应力分布分解示意图

通过对焊缝横截面上的节点应力进行积分，可以计算出膜应力与弯曲应力。对于厚度为 t 的板件膜应力 σ_m 和弯曲应力 σ_b 可计算：

$$\sigma_m = \frac{1}{t} \int_{-t/2}^{t/2} \sigma_z(y) dy = \frac{f_y}{t} \quad (1)$$

$$\sigma_b = \frac{6}{t^2} \int_{-t/2}^{t/2} y \sigma_z(y) dy = \frac{6m_z}{t^2} \quad (2)$$

式中， y 为到中性层的距离， f_y 为的线力， m_z 绕 Z 轴的线矩， $\sigma_z(y)$ 为垂直于焊缝截面方向的正应力分布函数。

因此，总的结构应力 σ_s 为膜应力 σ_m 与弯曲应力 σ_b 的线性叠加：

$$\sigma_s = \sigma_m + \sigma_b = \frac{f_y}{t} + \frac{6m_z}{t^2} \quad (3)$$

在有限元分析中，为了计算结构应力，需将全局坐标下的线力 f_y 和线矩 m_z 变换到以焊缝为基准的局部坐标系中：

$$\{f_{y1}, f_{y2}, \dots, f_{yn}\}^T = L^{-1} \{F_{y1}, F_{y2}, \dots, F_{yn}\}^T \quad (4)$$

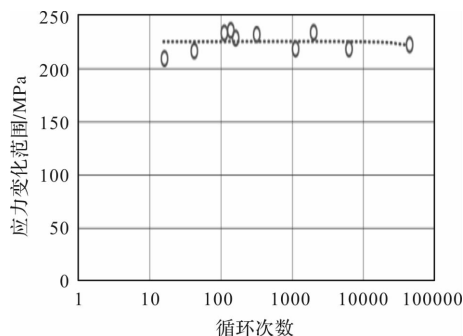
$$\{m_{z1}, m_{z2}, \dots, m_{zn}\}^T = L^{-1} \{M_{z1}, M_{z2}, \dots, M_{zn}\}^T \quad (5)$$

通过该坐标变换，可以获得沿焊缝路径上每个节点的结构应力，为后续的疲劳寿命预测提供精确输入，焊接结构各个节点的结构应力 σ_n 、节点力 F_{yn} 和节点力矩 M_{zn} 可以表达为

$$\sigma_n = \sigma_{m_n} + \sigma_{b_n} = \frac{1}{t} L^{-1} (F_{yn} + \frac{6}{t} M_{zn}) \quad (6)$$

1.2 疲劳损伤理论

在疲劳分析领域，应力-寿命方法是评估结构在循环载荷下可靠性的基础方法。该方法的核心是表征了材料或结构在特定应力幅下能够承受直至失效循环次数之间关系的 S-N 曲线，且通常通过对标准试件或特定结构接头在不同恒定应力幅下进行大量疲劳试验来获取，是衡量其抗疲劳性能的关键依据^[7-9]。针对本文研究的汇流排绕组焊点，其典型的 S-N 曲线如图 2 所示^[10]。

图2 汇流排绕组焊点的 S-N 曲线^[10]

为了进一步评估载荷下的累积损伤,需要引入疲劳损伤累积理论。其中,Miner 线性累积损伤准则,又称 Palmgren-Miner 法则,是应用最为广泛的理论之一。该准则基于两个核心假设:每一应力循环所造成的损伤是独立的,与载荷施加的顺序无关;总的疲劳损伤是各应力水平下损伤的线性叠加。若某一恒定应力幅值的作用循环次数为 n_i ,材料的完全失效循环次数为 $N_i > n_i$,则将产生部分损伤。对于一个包含 k 个不同应力水平的载荷谱,总的累积损伤 D 可表示为所有应力水平下损伤的线性之和:

$$\sum D = \frac{n_1}{N_1} + \frac{n_2}{N_2} + \cdots + \frac{n_k}{N_k} \quad (7)$$

式中, $\sum D$ 为累计损伤比; n_i 为实际的循环次数; N_i 为各个应力幅单独作用下结构完全失效的循环次数。该准则的失效判据为:当总累积损伤值 $D \geq 1$ 时,判定结构发生疲劳失效。

2 疲劳强度分析方法

2.1 分析流程概述

为精确评估总成级汇流排绕组焊点的疲劳性能,本文构建了一套基于结构应力法的系统性分析方法。该方法以高精度的有限元动力学模型为基础,结合试验数据进行模型验证与校准,最终通过疲劳累积损伤理论预测焊点寿命。整个分析流程主要包括四个核心步骤:1) 建立并校准高保真度的总成级有限元模型;2) 获取振动载荷谱并进行统计处理;3) 计算焊点在动态载荷下的结构应力响应;4) 结合 S-N 曲线与 Miner 准则进行疲劳损伤评估与寿命预测。完整的分析流程如图3所示。

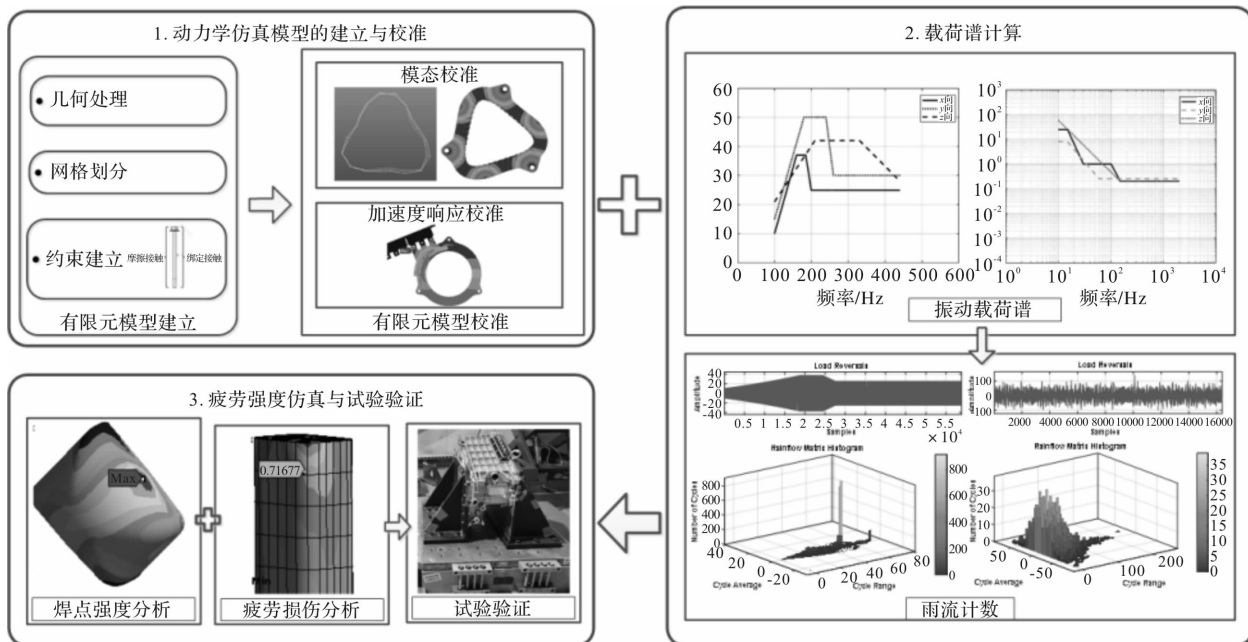


图3 分析流程图

2.2 有限元模型建立

精确的有限元模型是疲劳分析的先决条件,本文研究的驱动电机总成有限元模型主要包括电机壳体、定子铁心、汇流排、绕组、高压接口及紧固螺栓等关键部件。为规避焊趾处常见的非物理性应力奇异现象,几何模型在焊点连接处采用了全包裹式结构,即绕组引脚完全被焊料包裹,以保证应力计算的收敛性与准确性^[11-12]。在网格划分阶段,对汇

流排、绕组及焊点等疲劳分析的关键区域采用精细化的六面体或四面体网格。同时,严格控制接触界面的网格拓扑关系,确保单元类型和尺寸的平滑过渡,从而有效避免因网格不匹配导致的伪应力集中,精确捕捉焊点区域的局部应力状态。

2.3 有限元模型的试验验证与校准

为确保有限元模型能够真实反映实际结构的动态特性,需对其进行试验验证与校准。首先,为获

取结构的固有动力学特性,采用锤击法对电机定子进行自由状态下的模态测试。将实测的各阶固有频率和振型与仿真结果进行对比,通过调整模型中的材料参数(如弹性模量)和接触连接的刚度,实现仿真模型与物理样件在模态特性上的高度吻合。随后,为验证模型在受迫振动下的响应精度,将电机总成安装于振动试验台,开展工装约束条件下的加速度响应测试。将关键测点的实测加速度响应数据与仿真结果进行对比分析,进一步验证和校准动力学模型的阻尼设置及动态响应特性,确保其能够准确预测焊点在实际振动载荷下的应力水平。

2.4 疲劳累积损伤分析

疲劳分析基于已校准的有限元模型和载荷谱展开。首先,对模型施加扫频和随机振动载荷,通过动力学仿真计算获得焊点危险位置的结构应力。其次,应用雨流计数法对复杂的应力-时间历程进行处理,将其简化为一系列具有明确幅值和均值的应力循环事件,从而得到焊点在垂直、纵向和横向三个方向上的应力幅-循环次数统计矩阵^[13-14]。最后,基于 Miner 线性累积损伤准则计算由扫频振动和随机振动载荷在各个方向上引起的疲劳损伤,并据此对焊点的疲劳失效风险进行评估。

3 仿真与试验验证

3.1 有限元模型校准与强度分析

本研究的分析对象为某新能源驱动电驱系统的汇流排焊点,其总成级有限元模型如图 4 所示。模型采用六面体与四面体混合网格进行离散,单元总数约为 200 万,并在焊点连接部位采用连接单元进行模拟。为保证模型的保真度,将仿真计算的定子模态、汇流排自身模态以及关键测点的加速度响应与试验测试结果进行对比,结果显示相对误差均在 3% 以内,表明该有限元模型已具备足够的精度,可用于后续的动态响应与疲劳分析。

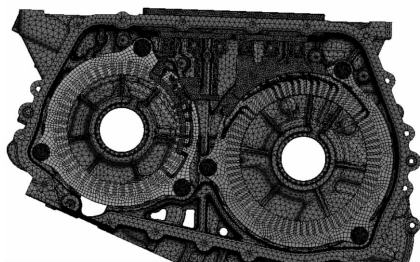


图 4 电驱总成有限元模型示意图

基于该校准模型,根据国家标准 GB/T 18488《电动汽车用驱动电机系统》^[15]中规定的振动条件(如图 5 所示),对汇流排焊点进行强度仿真分析。在扫频和随机振动载荷工况下,焊点危险位置的应力云图如图 6 所示。

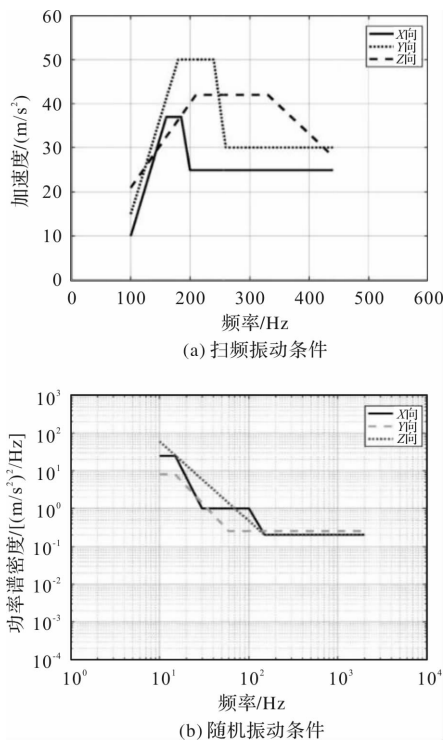


图 5 振动条件

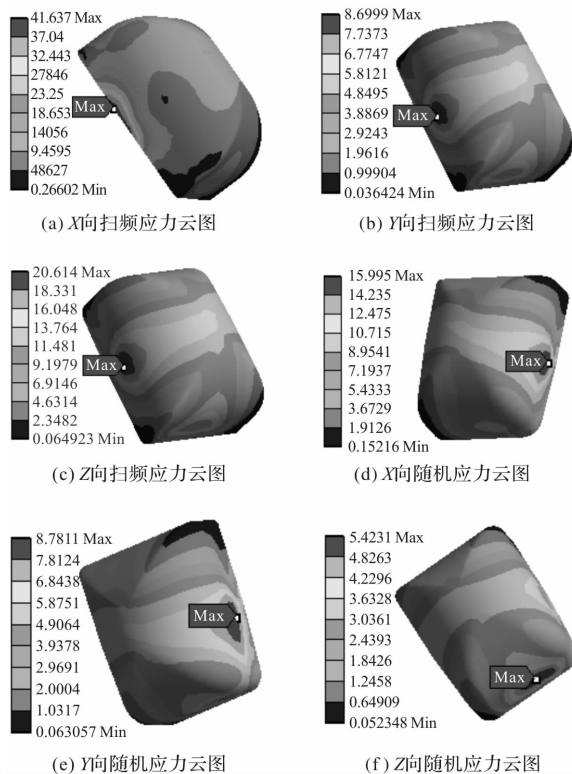


图 6 强度计算结果

分析结果表明,在扫频振动条件下,X(电机横向)、Y(电机轴向)和Z(垂向)三个方向的最大应力分别为 41.64 MPa、8.70 MPa 和 20.61 MPa;在随机振动条件下,X、Y、Z 三个方向的最大应力分别为 16.00 MPa、8.78 MPa 和 5.42 MPa。从应力分布可以看出,X 方向(电机横向)的振动对焊点产生的应力响应最为显著。这主要是由于汇流排在该方向上的结构刚度相对较弱,易于被低阶模态激励,从而在共振区产生较大的动态响应。尽管存在应力集

中,但所有工况下的最大应力值均远低于焊料的屈服强度,表明焊点在设计寿命内不会发生静态强度失效。

3.2 疲劳累积损伤计算与分析

为评估焊点在全生命周期内的疲劳可靠性,采用最小二乘法^[16]对试验数据进行拟合,获得了修正后的汇流排焊点 S-N 曲线。结合结构应力仿真结果和雨流计数统计,计算得到各焊点在扫频与随机振动下的累积疲劳损伤,详见表 1。

表 1 各焊点累积疲劳损伤计算结果

焊点	扫频振动			随机振动			总损伤
	X	Y	Z	X	Y	Z	
1	7.22E-2	2.10E-3	1.43E-2	3.71E-3	1.02E-5	1.60E-4	0.09
2	2.80E-2	2.50E-3	2.45E-2	4.91E-4	1.21E-5	1.88E-4	0.06
3	9.27E-2	5.40E-4	5.09E-3	8.92E-3	2.61E-6	3.94E-5	0.11
4	1.39E-1	3.99E-4	3.90E-3	6.38E-2	2.46E-6	2.72E-5	0.21
5	9.29E-2	2.06E-4	1.64E-3	1.99E-2	4.13E-7	1.55E-5	0.11
6	1.81E-1	9.42E-5	1.14E-3	1.20E-1	4.21E-6	1.28E-5	0.30
7	1.30E-1	3.21E-5	3.47E-4	4.56E-2	7.71E-5	3.70E-5	0.18
8	9.74E-2	7.00E-6	1.56E-4	1.95E-2	1.11E-4	1.64E-6	0.12

从表 1 的计算结果可以看出,所有监测焊点的总累积损伤值均远小于失效判据 1.0。其中,焊点 6 的总损伤值最高,达到 0.31,表明其为本次分析中的最薄弱位置,但仍具有充足的疲劳安全裕度。损伤计算结果进一步确认,扫频振动,特别是 X 方向的扫频振动,是导致疲劳损伤的主要载荷源。这与 3.1 节中的强度分析结论完全一致。

3.3 试验验证

为最终验证本文所提疲劳分析方法的有效性,依据 GB/T 18488 标准,开展电机总成振动耐久试验,试验装置如图 7 所示。试验加载条件与仿真分析完全一致,其中扫频振动在三轴向各持续 30 小时,随机振动各持续 20 小时。

试验结果清晰地表明,在完成整个振动耐久试验后,所有焊点均未出现任何形式的疲劳开裂或断裂失效。这一物理试验结果与仿真预测(所有焊点的总累积损伤值均小于 1)高度吻合。仿真与试验之间的一致性,充分证实了本文所构建的基于结构应力法的疲劳分析框架在预测电机汇流排焊点疲劳寿命方面的可行性与高可靠性。

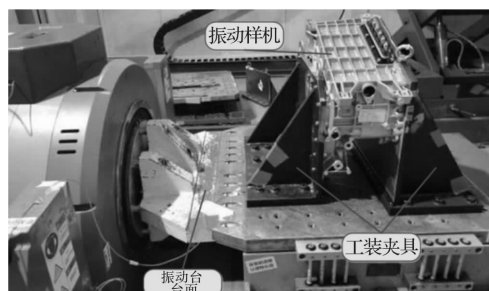


图 7 振动耐久试验照片

表 2 试验结果与仿真预测对比

方向	振动时长/h	焊点断裂情况	仿真结果
			疲劳损伤
X 向扫频	30	未失效	<1
Y 向扫频	30	未失效	<1
Z 向扫频	30	未失效	<1
X 向随机	20	未失效	<1
Y 向随机	20	未失效	<1
Z 向随机	20	未失效	<1

4 结 语

本文针对新能源驱动电机汇流排绕组焊点的疲劳可靠性问题,建立并验证了一套基于结构应力法的疲劳强度分析方法,主要结论如:

(1) 结合锤击法模态测试与振动台加速度响应测试, 成功建立了高保真度的电机总成有限元动力学模型。该模型的仿真结果与试验数据误差在 3% 以内, 为精确的疲劳分析奠定了坚实基础。

(2) 应用该模型进行的强度与疲劳分析表明, 在 GB/T 18488 标准规定的振动载荷下, X 方向(横向)的扫频振动是引起焊点应力响应和疲劳损伤的最主要因素。尽管存在应力集中, 但所有焊点的累积损伤值均远低于失效阈值, 其中最危险点(焊点 6)的总损伤值为 0.30, 具有充足的安全裕度。

(3) 振动耐久试验的物理结果(所有焊点在总计 150 小时的测试后均未失效)与仿真预测结果高度一致, 强有力地验证了本文所提分析方法的准确性和可靠性。

本文提出的分析方法, 为驱动电机汇流排焊点的疲劳失效分析提供了有效的理论工具, 并能为汇流排结构、绕组连接方案的优化设计及空间布局等正向开发工作提供重要的前期指导。

参考文献

- [1] 罗桂成, 盛春龙. 浅析新能源汽车的未来发展趋势[J]. 时代汽车, 2022, 21: 105-107.
- [2] 唐葆君, 王翔宇, 王彬, 等. 中国新能源汽车行业发展水平分析及展望[J]. 北京理工大学学报(社会科学版), 2019(2): 6-11.
- [3] 王震坡, 黎小慧, 孙逢春. 产业融合背景下的新能源汽车技术发展趋势[J]. 北京理工大学学报自然版, 2020, 40(1): 1-10.
- [4] 洪吉超, 梁峰伟, 杨京松, 等. 新能源汽车产业及其技术发展现状与展望[J]. 科技导报, 2023, 41(5): 49-59.
- [5] 兆文忠, 李向伟, 董平沙. 焊接结构抗疲劳设计理论与方法[M]. 北京: 机械工业出版社, 2017.
- [6] 王苹, 裴宪军, 钱宏亮. 焊接结构抗疲劳设计新方法与应用[J]. 机械工程学报, 2021, 57(16): 349-360.
- [7] 兆文忠, 魏鸿亮, 方吉, 等. 基于主 S-N 曲线法的焊接结构虚拟疲劳试验理论与应用[J]. 焊接学报, 2014, 35(5): 75-78.
- [8] 方吉. 预测轨道车辆焊接结构振动疲劳寿命的新方法研究与应用[D]. 大连: 大连交通大学, 2016.
- [9] 姚起杭, 姚军. 工程结构的振动疲劳问题[J]. 应用力学学报, 2006, 23(1): 12-15.
- [10] Martín Ruiz F, Iribar Rodriguez I. Fatigue analysis of laser welded hairpins in electric car motors [D]. Skövde: Högskolan i Skövde, 2022.
- [11] Arzillo A, Braglia P, Nuzzo S, et al. Challenges and future opportunities of hairpin technologies[C]. 2020 IEEE 29th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE). IEEE, 2020: 277-282.
- [12] 李伟, 段瑞春, 杨长生, 等. 螺栓法兰连接的数值模拟及接触收敛分析[J]. 重庆大学学报, 2016, 39(5): 10-16.
- [13] 林家浩, 张亚辉. 随机振动的虚拟激励法[M]. 北京: 科学出版社, 2004.
- [14] 蒋芸, 杨晓华. 实时雨流计数法的“三变程”计数原则[J]. 航空计算技术, 2008, 38(5): 5-7.
- [15] GB/T 18488-2024, 电动汽车用驱动电机系统[S]. 北京: 中国标准出版社, 2024.
- [16] 周韶泽, 郭硕, 陈秉智, 等. 焊接结构超高周疲劳主 S-N 曲线拟合及寿命预测方法[J]. 焊接学报, 2022, 43(5): 76-82.

(上接第 63 页)

- [5] 章回炫, 范涛, 边元均, 等. 永磁同步电机高性能电流预测控制[J]. 电工技术学报, 2022, 37(17): 4335-4344.
- [6] 李耀华, 王孝宇, 刘子焜, 等. 表贴式永磁同步电机多步模型预测电流控制简化策略[J]. 电机与控制学报, 2023, 37(6): 85-94.
- [7] 霍士翔, 张驰, 舒鑫东, 等. 永磁同步电机单采样双更新电流控制方法研究[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(9): 162-169.
- [8] 罗世超. PMSM 三矢量模型预测电流控制策略研究[D]. 西安: 西安工业大学, 2024.
- [9] 徐磊, 刘浩, 朱孝勇, 等. 多变运行工况下混合励磁轴向磁场永磁电机自适应模型预测电流控制[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(2): 725-736.
- [10] 赵昕博, 刘慧博. 基于扩展电压矢量的三矢量模型预测电流控制策略[J]. 电子测量技术, 2024, 47(12): 91-99.
- [11] 张立广, 朱修辉, 姚明亮, 等. 基于脉宽调制中点采样移相的无刷直流电机相电流重构方法[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(7): 758-768.
- [12] 张驰, 宁博文, 董梦雅. 基于相位补偿法的永磁同步电机单电流传感器矢量控制研究[J]. 现代电子技术, 2025, 48(6): 154-160.
- [13] Yiqiang Zhang, Tao Zhang, Yong Li, et al. Research on Predictive Control Method of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Using Ultra-local Model [C]. Proceedings of the 43rd Chinese Control Conference. Kunming, China July 28-31, 2024: 2884-2889.
- [14] 汤蕴璆. 电机学[M]. 4 版. 北京: 机械工业出版社, 2011.
- [15] 柴凤, 等译. 永磁无刷电机及其驱动技术[M]. 1 版. 北京: 机械工业出版社, 2012.