

微电机

2024 10

第57卷 第10期
No.10 Oct., 2024

MICROMOTORS

西安微电机研究所有限公司主办

Shanghai Yingshuang Electric Machinery Technology Co.,Ltd



赢双电机

全球专业旋变供应商

GLOBAL RESOLVER SUPPLIER



超薄尺寸，自动化流水线生产，产品质量稳定。

耐高温，允许工作温度范围-55°C至+155°C。

高精度，精度可达到5角秒。

贴近客户，定制化服务。



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

上海赢双电机科技股份有限公司

地址:上海市闵行区北吴路1230号

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

电话Tel: 021-34023300

传真Fax : 021-34200075

邮箱Email : sales@windouble.com.cn

网址http://www.windouble.com.cn

邮编: 201109

微电机

第五十七卷

第十期

二〇二四年

微电机

WEI DIAN JI

月刊, 1972 年创刊
第 57 卷 第 10 期(总第 370 期)
2024 年 10 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: 西安微电机研究所有限公司
主办: 西安微电机研究所有限公司
协办: 中国电器工业协会微电机分会
中国电工技术学会微特电机专委会

编辑出版: 《微电机》编辑部

主编: 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 信箱)

国外代号: M 4228

国内总发行: 陕西省邮政报刊发行局

订购处: 全国各地邮局或本刊编辑部

邮发代号: 52-92

刊号: ISSN 1001-6848

CN 61-1126/TM

国内定价: ¥8.00

国外定价: \$8.00

广告经营许可证: 6101004004005

印刷: 西安创维印务有限公司

目次

驱动控制

复合模型参考自适应无速度矢量控制

林天杰, 程善美, 李连鹏(1)

基于模型预测控制的 PMSM 弱磁策略

周致文, 赵世伟(9)

基于 FPGA 生成 SPWM 控制波的逆变电路设计

徐冬, 徐节, 段毅(15)

设计与研究

基于 Vision Transformer 的永磁同步电机故障智能诊断

蒋亦悦, 卞东石, 焦世琪, 等(20)

表贴式永磁电机转子偏心下齿槽转矩研究

卜凡, 郝珂庆, 胡博(26)

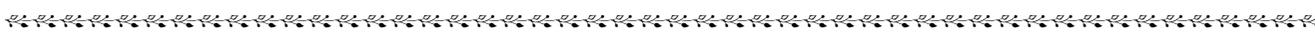
- 微型压缩机用多槽多极表贴式电机研究····· 乔正忠, 毛临书, 徐 飞(32)
- 基于 VMD 和 POA-SVM 的滚动轴承故障诊断 ····· 高 川, 苏淑靖(42)
- 无铁心超导直线牵引电机特性研究与结构优化····· 赵正伟, 杨文姣, 闫兆盈, 等(48)

新能源汽车技术

- 纯电动商用车驱动电机温度场分析与冷却结构设计····· 王苏磊, 梁 冰, 陈楷翼(55)
- 混合动力汽车驱动策略与能量回收的发展综述····· 崔建锋, 安永峰(62)

应用技术与经验交流

- 基于有限元的电机法兰止口变形研究····· 谢 峰, 刘志军, 郑世保, 等(68)
- 铸铝转子端环气孔的改善及优化····· 杨永涛, 黄英杰(72)



《微电机》(月刊)

全年 12 期, 读者可到当地邮局订阅, 本刊亦可破订、零购。

欢迎投稿! 欢迎订阅! 欢迎刊登广告!

国内刊号: CN61 - 1126/TM

邮 箱: micromotors @ vip. sina. com

地 址: 高新区上林苑四路 36 号(710117)

邮发代号: 52 - 92

订价: 8 元/期

年价: 96 元/年

编辑部邮购(含快递费): 300 元/年

国际刊号: ISSN 1001 - 6848

电话: 029 - 84276641

MICROMOTORS

Founded 1972 • Monthly • Public Publication
Vol. 57 No. 10(Serial No. 370) Oct. , 2024

Authorities: Xi'an Micromotor Research Institute
Co., LTD.

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: wj.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: Oct. 28, 2024

CONTENTS

Composite Model Reference Adaptive Speed Sensorless Vector Control	
..... LIN Tianjie, CHENG Shanmei, LI Lianpeng(1)	
Flux Weakening Strategy of PMSM Based on Model Predictive Control	
..... ZHOU Zhiwen, ZHAO Shiwei(9)	
Design of Inverter Circuit for Generating SPWM Control Wave Based on FPGA	
..... XU Dong, XU Jie, DUAN Yi(15)	
Intelligent Diagnosis of PMSM Faults Based on Vision Transformer	
..... JIANG Yiyue, BIAN Dongshi, JIAO Shiqi, et al(20)	
Research on Slot Torque of Surface Mounted Permanent Magnet Motor Under Rotor Eccentricity	
..... BU Fan, XI Keqing, HU Bo(26)	
Research of SPM With Multi-slots and Multi-poles for Micro Compressor	
..... QIAO Zhengzhong, MAO Linshu, XU Fei(32)	
Fault Diagnosis of Rolling Bearing Based on VMD and POA-SVM	
..... GAO Chuan, SU Shujing(42)	
Characteristics and Optimization of Coreless Superconducting LinearTraction Motor	
..... ZHAO Zhengwei, YANG Wenjiao, YAN Zhaoying, et al(48)	
Calculation and Temperature Field Analysis of Pure Electric Commercial Vehicles	
..... WANG Sulei, LIANG Bing, CHEN Kaiyi (55)	
Development Review of Drive Strategy and Energy Recovery for Hybrid Electric Vehicles	
..... CUI Jianfeng, AN Yongfeng(62)	
Research on Deformation of Motor Flange Seam Allowance Based on Finite Element Method	
..... XIE Feng, LIU Zhijun, ZHENG Shibao, et al(68)	
Improvement and Optimization of Air Holes in the End Rings of Cast-aluminum Rotors	
..... YANG Yongtao, HUANG Yingjie(72)	

复合模型参考自适应无速度矢量控制

林天杰¹, 程善美¹, 李连鹏²

(1. 华中科技大学, 武汉 430074; 2. 中国铁路沈阳局沈阳机务段, 沈阳 110023)

摘要: 磁链模型和无功功率模型由于结构简单、估计性能好, 常用于模型参考自适应转速估计。针对磁链模型和无功功率模型各自存在的动稳态问题, 通过分析不同模型对磁链精度的需求差异, 提出了由无功功率-磁链-切换函数组成的复合模型, 该复合模型在动态和稳态过程中都能实现准确的速度估计。经 Matlab/Simulink 仿真及实物实验, 证实复合模型具有良好的动态跟踪性能和优秀的稳态性能。

关键词: 复合模型参考自适应; 矢量控制; 无速度控制; 大功率感应电机

中图分类号: TP273+.2; TM343+.3 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2024)10-0001-08

Composite Model Reference Adaptive Speed Sensorless Vector Control

LIN Tianjie¹, CHENG Shanmei¹, LI Lianpeng²

(1. Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China;

2. Shenyang Locomotive Section, China Railway Shenyang Bureau, Shenyang 110023, China)

Abstract: Flux linkage model and reactive power model are often used for model reference adaptive speed estimation because of their simple structure and good estimation performance. In view of the dynamic and steady state problems of flux linkage model and reactive power model, a composite model consisting of reactive power, flux linkage and switch function was proposed by analyzing the difference of flux accuracy of different models, which could achieve accurate velocity estimation in both dynamic and steady state processes. Through Matlab/Simulink simulation and real experiments, it was proved that the composite model had good dynamic tracking performance and excellent steady-state performance.

Key words: composite MRAS; vector control; speed sensorless control; high power induction motor

0 引言

矢量控制的高性能伴随着速度闭环。闭环调速系统一般通过安装如光电脉冲编码器、旋转变压器等速度传感器获取转速反馈。转速传感器的安装增加了系统的成本。实际使用中电机时常工作于潮湿、高温、腐蚀性强的环境中, 这些环境往往难以安装速度传感器和铺设信号线。因此无速度传感器控制一直是电机控制的热点^[1-3]。

由于理论上的高精度, 全阶观测器法和扩展卡尔曼滤波法得到了较多关注。全阶观测器法以整个电机状态方程为观测对象, 以观测的定子电流和实际的定子电流之间的误差作为反馈量, 再设计合适的反馈增益矩阵从而获取期望变量。卡尔曼滤波算法在本质上是一种最优预测估计的方法, 在电机这类非线性领域, 广泛使用的是扩展卡尔曼滤波算

法。扩展卡尔曼滤波算法通过泰勒级数展开, 先将非线性对象转换为线性对象, 再进行滤波估计。在电机模型大为简化的同步电机中, 全阶观测器法和扩展卡尔曼滤波法由于出色的精度和精简的计算量, 取得了不错的成效^[4-5]。与同步电机不同的是, 感应电机的数学模型阶次更高, 方程更复杂。直接面对高阶控制对象建模时, 全阶观测器法和扩展卡尔曼滤波法出现了计算量大幅增加的问题。若使用一些简单的近似条件进行降阶, 虽然计算量减少, 但又导致设计出的速度估计方案性能劣化。在计算资源本就紧张的实物控制系统设计中, 计算量的大幅提升无法忽视。因此全阶观测器和扩展卡尔曼滤波观测器的实际应用有限。

模型参考自适应法(MRAS)由于较低的计算量, 在感应电机无速度控制上获得了更多运用。最基础的基于电压电流模型的 MRAS 存在稳态精度一般且

受参数影响等问题^[6]。一部分研究者出于改进的目的将参考模型更换,例如换为全阶观测器、滑模观测器等精度更高的磁链观测模型。研究表明,这种改进方式遭遇了计算量的瓶颈^[7]。

本文出于实际控制系统需要的角度,力图设计一种兼顾计算量和性能的方案。经过对各个方案的复现和测试,发现虽然电压模型计算的磁链用于磁链模型 MRAS 中时稳态精度较差,但若以该磁链作为补偿项加入无功功率模型(简称功率模型)中,则可以提升功率模型的动态性能。除此之外,功率模型的稳态性能显著好于磁链模型且不受电机转子参数影响。在不增加磁链的计算量的前提下,动态时使用磁链计算磁链模型,稳态时使用磁链计算功率模型,并设计切换函数进行模型切换保证平顺性。由于共用同一个磁链,同时计算两个模型引入的计算量可控,并且可以做到一个模型闭环计算时另一个模型同步开环计算,保证实时性。该方案充分利用了两个简单模型的不同点,简单有效,完全适用于对计算量严格要求的实际控制系统,且具有较大的自主扩展空间。

1 模型参考自适应速度估计方法

模型参考自适应是一种提出较早的基于稳定性设计的参数辨识方法,已经被广泛的应用在各种系统之中^[8-10]。如图 1 所示,其原理是通过选取一个不含未知参数的方程作为参考模型,选取另一个含有待辨识参数的方程作为可调模型,以两模型间相同物理量构建误差及相应自适应律,从而实时调节可调模型使其跟踪参考模型。当跟踪稳态时,即可求得待求参数。

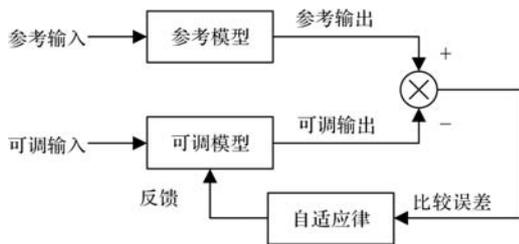


图 1 模型参考自适应原理图

1.1 磁链模型

磁链模型是最常用于估计转速的模型参考自适应方案。该方案通过比较电压方程和电流方程中共同的磁链量估算转速,因此称为磁链模型。

以电压方程为参考模型,以电流模型为可调模型,以电流模型计算的磁链与电压模型计算的磁链的差值作为自适应律的输入,选取 PI 控制器作为自

适应律,自适应律的输出即估计转速,构建磁链模型参考自适应结构,如图 2 所示。

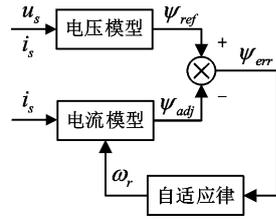


图 2 磁链模型参考自适应原理图

图中, u_s 、 i_s 表示定子电压电流; ψ_{ref} 、 ψ_{adj} 、 ψ_{err} 分别表示参考模型磁链、可调模型磁链、磁链误差; ω_r 自适应律的输出即为估计转速。

磁链模型中的电压模型选取两相垂直静止坐标系,方程如:

$$\begin{cases} \psi_{r\alpha} = \frac{L_r}{L_m} \left[\int (u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt - \sigma L_s i_{s\alpha} \right] \\ \psi_{r\beta} = \frac{L_r}{L_m} \left[\int (u_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt - \sigma L_s i_{s\beta} \right] \end{cases} \quad (1)$$

式中,下标 $\alpha\beta$ 分别表示变量位于两相静止坐标系; $\psi_{r\alpha}$ 、 $\psi_{r\beta}$ 表示转子磁链; $u_{s\alpha}$ 、 $u_{s\beta}$ 、 $i_{s\alpha}$ 、 $i_{s\beta}$ 分别为电机定子电压和定子电流; R_s 、 L_r 、 L_m 、 L_s 、 $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ 分别为定子电阻、转子电感、电机互感、定子电感、漏磁系数。

电压模型中不含容易随电机运行而改变的转子电阻,只与定子电阻有关,而定子电阻可以通过堵转实验获取,获取难度低。电压模型中的纯积分器会引入积分饱和、积分漂移等问题,需要对纯积分器进行优化处理以消除积分饱和、积分漂移的影响。

电流模型同样选取两相垂直静止坐标系,方程如:

$$\begin{cases} \psi_{r\alpha} = \frac{1}{1 + T_r p} [L_m i_{s\alpha} - T_r \psi_{r\beta} \omega_r] \\ \psi_{r\beta} = \frac{1}{1 + T_r p} [L_m i_{s\beta} + T_r \psi_{r\alpha} \omega_r] \end{cases} \quad (2)$$

式中, T_r 为转子时间常数, p 为微分算子。

电流模型含有转子参数,在电机遭遇物理环境变化或长时间运行时,电机的转子参数,特别是转子电阻将显著改变。转子参数的变化使得电流模型计算的磁链变化,从而影响整个模型参考自适应系统的稳定性。因此,电流磁链模型估计的转速并不适用于电机长时间运行的工况。若长时间运行电机并使用磁链模型估计转速,则必须加入转子参数校正模块。

1.2 无功功率模型

异步电机无功功率的定义如:

$$Q_1 = u_{sq}i_{sd} - u_{sd}i_{sq} \quad (3)$$

式中, 下标 dq 表示两相同步旋转坐标系下的变量。

该方程只含定子电压电流, 通过电流传感器可以获得定子电流, 定子电压使用给定电压近似, 方程中无未知参数, 因此作为参考模型。考虑电机电压方程:

$$\begin{cases} u_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_s \rho i_{sq} + \frac{L_m}{L_r} \rho \psi_{rd} - \sigma L_s \omega_e i_{sq} - \omega_e \frac{L_m}{L_r} \psi_{rq} \\ u_{sd} = R_s i_{sq} + \sigma L_s \rho i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \rho \psi_{rd} + \sigma L_s \omega_e i_{sd} + \omega_e \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd} \end{cases} \quad (4)$$

式中, ω_e 为同步转速, 将式(4)代入式(3), 化简并处理微分项(稳态时微分项为0)可得:

$$Q_2 = \sigma L_s \omega_e (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + \omega_e \frac{L_m}{L_r} (i_{sq} \psi_{rq} + i_{sd} \psi_{rd}) \quad (5)$$

通过代入矢量控制中转子磁链定向条件 $\psi_{rd} = L_m i_{sd}, \psi_{rq} = 0$, 可将式(5)中的 Q_2 简化为 Q_3 , Q_3 的表达式如:

$$Q_3 = \sigma L_s \omega_e (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + \omega_e \frac{L_m^2}{L_r} i_{sd}^2 \quad (6)$$

对比 Q_2 和 Q_3 的表达式, 若使用近似后的 Q_3 作为可调模型, 则可调模型含有的变量只有定子电流和同步转速, 含有的参数只与电感有关, 计算量较 Q_2 降低。但由于 Q_3 预设了定向准确的稳态条件, 导致方程缺少对动态过程的描述, 进而使得动态跟踪效果差。若选取 Q_2 作为可调模型, 则计算可调模型还需要获取同步坐标系下的转子磁链的信息。通过带饱和反馈积分的电压模型可以计算出转子磁链, 再经过旋转变换即可得到同步坐标系下的转子磁链。综合考虑, 选取 Q_2 作为可调模型, 避免动态段偏差过大。

无功功率模型参考自适应的结构如图3所示。

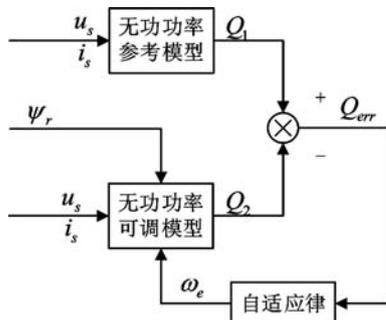


图3 无功功率模型参考自适应原理图

通过参考模型计算出无功功率 Q_1 ; 将电压模型计算得到的两相静止坐标系下的磁链 Park 变换为同步坐标系下的磁链 ψ_r , 作为可调模型的输入, 通过可调模型计算出 Q_2 。两功率相减得到功率误差, 作为自适律的输入。选取 PI 控制器作为自适律, PI 的输出即是同步转速 ω_e , 通过转差转换为转子转速作为速度反馈量。

1.3 饱和反馈积分器

功率模型和磁链模型均采用电压积分计算磁链。如前所述, 直接对反电动势积分会导致积分饱和等问题, 因此本文采用了如图4所示的一种带饱和反馈的积分方式, 可以基本消除积分饱和、积分漂移等问题。

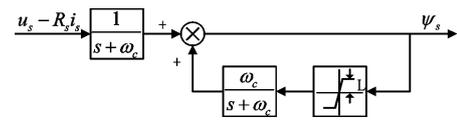


图4 带饱和和反馈的磁链计算

图中, ω_e 表示等效一阶低通滤波器的滤波系数; L 表示反馈限幅; ψ_s 表示输出磁链。该积分器的性能介于纯积分和低通滤波器之间, 磁链估计值的不同使得经过双向限幅后的反馈磁链也不同, 反馈磁链的值会影响整个积分器的工况。无反馈磁链时, 该积分器等效为一阶低通滤波器, 截止频率等于滤波系数; 当反馈磁链等于实际磁链时, 该积分器等效为纯积分器。当输入反电动势为标准的正弦波时(截止频率为0 Hz), 如果积分器的输出出现了积分漂移, 饱和反馈回路会通过改变反馈值从而改变等效一阶惯性环节的截止频率来消除漂移。换言之, 由于饱和反馈回路的存在, 整个积分器等效于一个截止频率可调的一阶惯性环节。

2 基于复合模型参考自适应速度估计

参考磁链使用电压模型估计的优势是计算十分简单且不受转子参数影响。但此方法估计的磁链精度低于全阶观测器法。如果使用电压模型作为参考磁链去构建磁链模型从而估计转速, 将导致稳态时估计转速波动大, 进而导致稳态转速估计误差较大。除此之外, 磁链模型中的可调模型受转子参数影响。综合来看磁链模型并不适合用于稳态转速估计。

与磁链模型不同, 功率模型的可调模型不含转子电阻, 其参考模型不含电机参数, 因此稳态转速估计误差小, 稳定性强。但如前所述, 功率模型忽略了微分项, 其动态转速估计效果理论上要逊于磁链模型。本文使用电压模型计算出的磁链增强功率

模型的动态,使其转速动态估计性能与磁链模型的差距减小。由于动态过程中功率模型估计效果逊于磁链模型,稳态时磁链模型又存在较大转速估计误差,因此本文结合功率模型和磁链模型,扬长避短,提出依据切换函数进行模型切换的复合模型。如图5所示,在复合模型下,估计转速随着动态过程向稳态过程的转换,按照切换函数从磁链模型平滑地过渡到功率模型;当电机重新进入动态时,估计转速又迅速从功率模型回切到磁链模型。

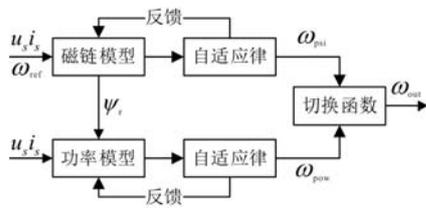


图5 复合模型参考自适应原理图

复合模型中的两个模型都使用PI控制器作为自适应律,可以证明两个模型都符合李雅普诺夫稳定性。由于电压模型计算的磁链被复合模型中的两个模型同时使用,因此相较于单一的功率模型或磁链模型而言,复合模型增加的计算量较少,因此可以在不占用过多计算资源的情况下令两个模型同步计算。当使用复合模型进行转速估计闭环控制时,稳态复合模型切换完全切换为功率模型,提高精度的同时还避免了电机长时间运行升温导致的电机参数变化带来的估计误差。另外,稳态时可以让磁链模型停止计算,进一步减少资源占用,直到系统脱离稳态时再重新开始计算磁链模型。

图5中, ω_{psi} 和 ω_{pow} 分别表示磁链模型和功率模型的估计转速; ω_{out} 为用于反馈的估计转速; ω_{ref} 表示给定转速。复合模型中两个单一模型的输入均为电压电

流,输出均为估计转速,适合模块化设计,可移植性强。图5中的切换函数记为 $S(r)$ 表达式如:

$$\omega_{out} = S(r) = \omega_{pow} r^n + \omega_{psi} (1 - r^n)$$

$$r = \begin{cases} \omega_{psi}/\omega_{ref}, & \text{when } \omega_{psi} < \omega_{ref} \\ \omega_{ref}/\omega_{psi}, & \text{when } \omega_{psi} > \omega_{ref} \end{cases} \quad (7)$$

式中, n 为模型权重系数。系数 n 越大,复合模型动态过程的输出转速越偏向于磁链模型。考虑到磁链模型动态转速跟踪效果好,可以较为真实的反应系统动态过程转速,因此采用磁链模型作为切换函数的判断依据。

3 仿真验证

为验证复合模型参考自适应方案的有效性,基于 Matlab/Simulink 仿真平台,依据实际电机参数搭建复合模型无速度矢量控制系统。该矢量控制系统使用双闭环结构,外环为转速环,内环为电流环,电压调制使用 SVPWM 方案,转速反馈通过复合模型参考自适应算法获取。控制对象为大功率异步电机,电机参数如表1所示。仿真控制框图如图6所示。

表1 电机参数表

参数	参数值
额定线电压/V	550
额定功率/kW	180
额定转速/(r/min)	2150
额定负载/Nm	800
极对数	2
定子电阻/ Ω	0.0089
互感/H	0.0132
定子漏感/H	0.0002
转子漏感/H	0.0004

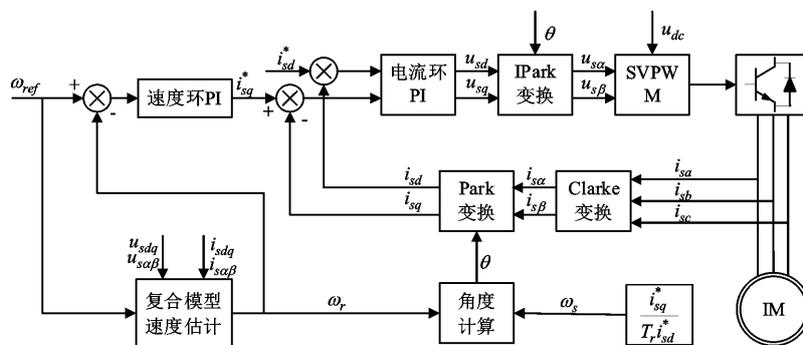


图6 复合模型参考自适应无速度矢量控制框图

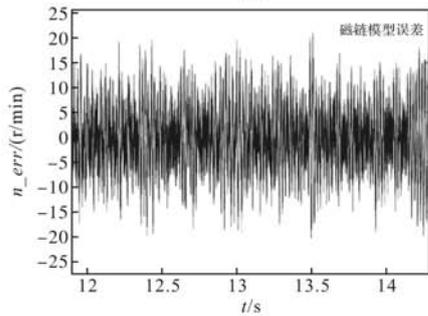
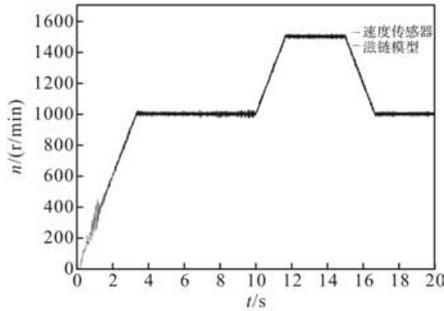
3.1 空载转速估计效果

仿真空载时,设定电机从零速启动升速至 1000 r/min,稳定运行,10 s 时开始升速至 1500 r/min,稳定运行后,15 s 时开始降速至 1000 r/min。观察

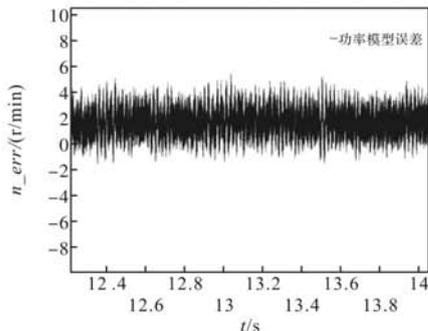
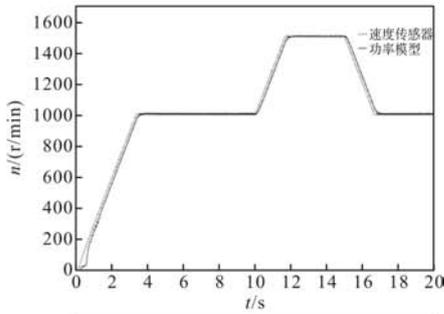
升降速过程中不同方案估计转速与实际转速的偏差。

图7中,横轴坐标为时间 t ,单位为 s;纵轴坐标为转速 n 或转速误差 n_{err} ,单位为 r/min。观察空

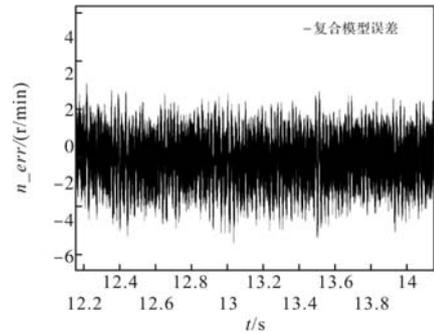
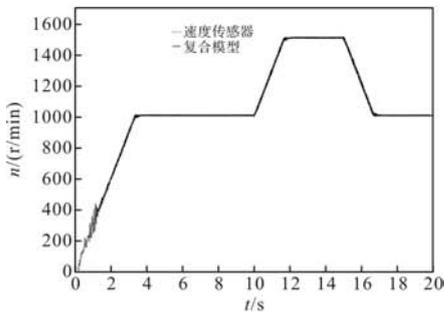
载不同模型稳态效果，功率模型与复合模型在稳态时转速估计误差在 5 r/min 以内，全段估计转速波动小。磁链模型稳态转速估计误差最大值约 20 r/min，平均误差高于 10 r/min。因此稳态时，复合模型和功率模型转速估计效果显著优于磁链模型。



(a) 磁链模型空载转速估计波形



(b) 功率模型空载转速估计波形



(c) 复合模型空载转速估计波形

图 7 各模型空载转速估计波形

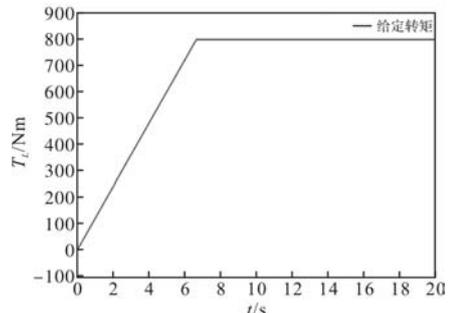
观察动态升降速波形，功率模型在升速或降速的动态段有明显的滞后，动态效果逊于磁链模型和复合模型。复合模型动态转速估计效果与磁链模型近似但动态估计转速波动较小。除此之外，接近稳态时复合模型估计误差明显低于磁链模型。

综上，空载时复合模型动态过程优于功率模型，稳态过程优于磁链模型，兼顾了快速性和准确性，转速估计效果相比单一模型有明显提升。

3.2 带负载转速估计效果

空载初步验证了复合模型相对于磁链模型和功率模型的优势。进一步设计带载实验以验证带负载工况下复合模型的转速估计效果。电机额定负载为 800 Nm，通过斜坡函数从空载逐渐加至额定，观察带额定负载电机升降速时估计转速效果(升降速设定与空载保持一致)。

负载波形如图 8(a)所示，图中纵轴坐标为负载转矩 T_L ，单位为 Nm；其余图形中的横纵轴与空载实验保持一致。三组不同方案的估计转速如图 8(b)~图 8(d)所示。观察波形图，带额定负载后，复合模型和功率模型稳态误差变大，平均误差增加到 10 r/min 左右。磁链模型的稳态误差相比空载工况略微提升，平均误差约为 15 r/min，仍旧高于复合模型。复合模型与磁链模型的动态过程仍比较接近，其中复合模型的估计转速波动小于磁链模型，较为平整。对比功率模型，复合模型和磁链模型的动态转速估计效果仍具明显优势。



(a) 负载波形

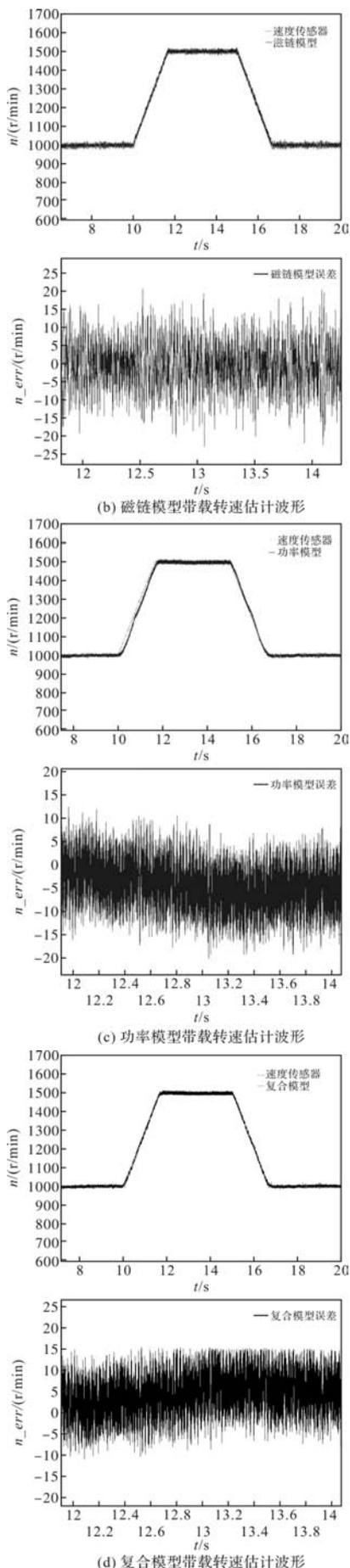


图8 各模型带载转速估计波形

综上，在带负载情况下，复合模型转速估计效果同空载结论一致，仍优于磁链模型和功率模型。

4 实验验证

空载及负载的仿真结论初步证明使用复合模型估计转速效果好于单一的磁链模型或功率模型。为使结论更全面且更具可靠性，必须在仿真之外设计实物实验。

逆变器由四组 1700V/1200A 的英飞凌 IGBT 构成，其中一组作为制动回路，三相异步电机采用与仿真电机参数一致的电机。系统通过控制电路板与驱动电路板共同实现对电机的牵引控制。控制板使用“DSP + FPGA 双处理器”实现控制程序，DSP 使用德州仪器公司的 TMS320F28335 芯片，FPGA 使用 Altera 的 Cyclone® IV EP4CE40 芯片。无速度传感器算法、间接矢量控制算法、SVPWM 算法是均于 DSP 实现；FPGA 用于实现模拟数字量转换、与驱动板通讯等功能。牵引控制系统使用上位机发出控制指令并进行数据记录，实际系统结构图如图 9 所示。

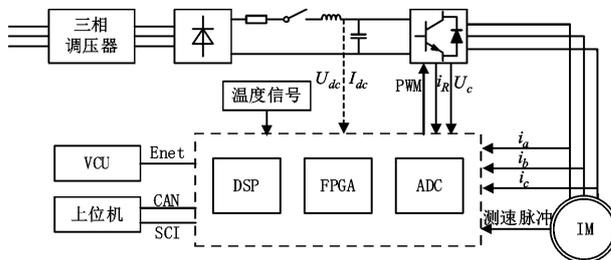
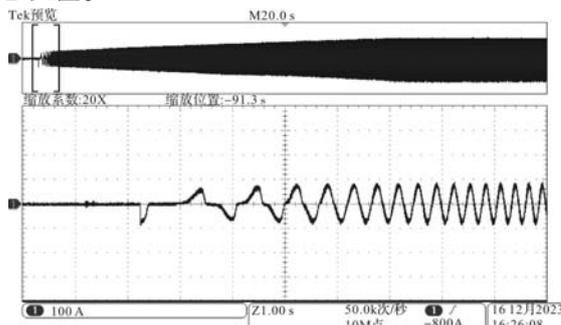


图9 一体化变流器系统控制结构图

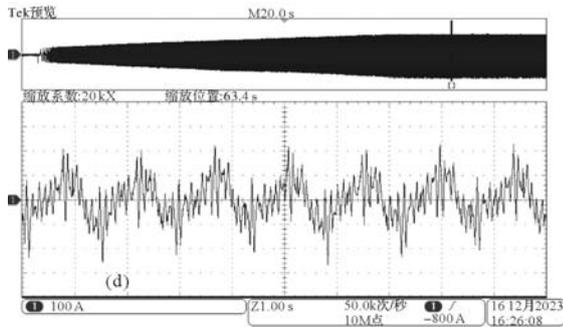
实验中使用估计转速作为转速反馈，速度传感器主要用于分析结果，通过上位机记录估计转速和实际转速。使用泰克的 MDO3000 示波器记录定子 A 相电流。

4.1 空载转速估计效果

空载实验时，设定电机从静止开始升速至 2100 r/min 并稳定运行一段时间。观察并记录升速及稳态过程中不同模型估计转速的动态跟踪性能及稳态段稳态误差。



(a) A相电流起动脉段



(b) A相电流稳定段

图 10 空载 A 相电流波形

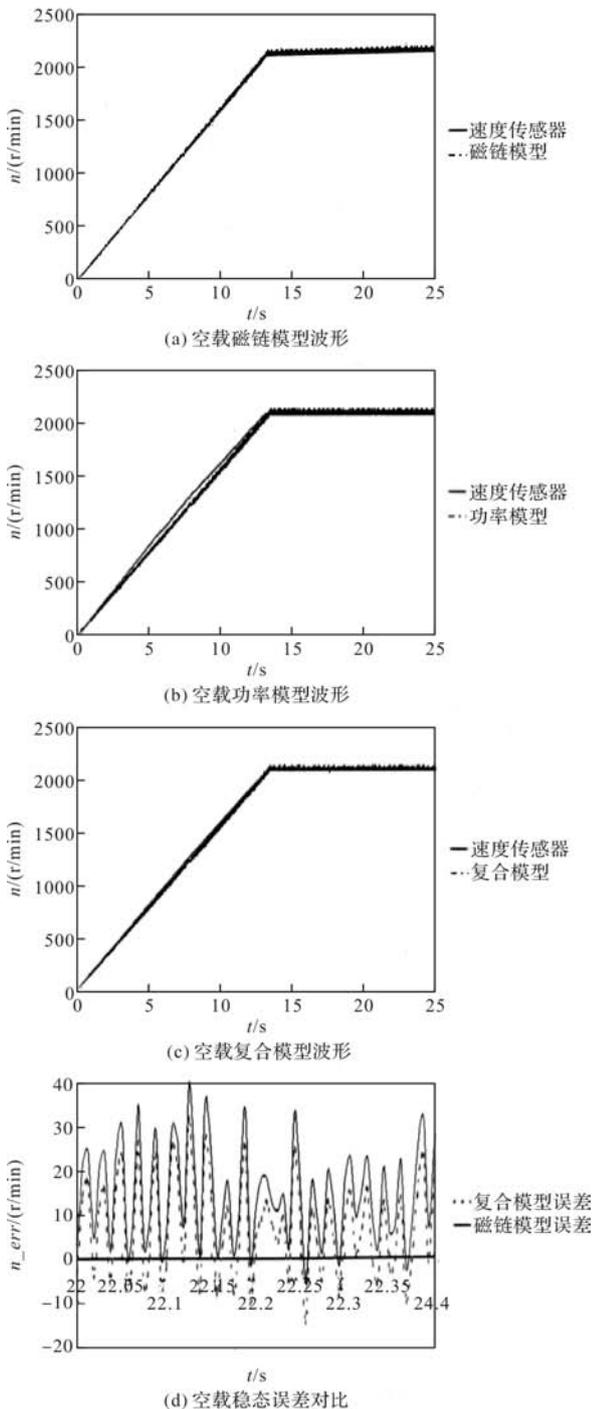


图 11 空载各模型转速估计波形

图 11 中横轴为时间 t ，单位为 s ；纵轴为转速 n 或转速误差 n_err ，单位为 r/min 。观察图 11 中可得，动态升速时功率模型的估计转速明显滞后于实际转速；复合模型与磁链模型的估计转速显示出优秀的动态跟踪性能。充分进行稳态运行后，复合模型已完全切换到功率模型，此时其稳态误差与功率模型相同，因此只比较复合模型与磁链模型的稳态误差。对比可知，电机空载稳态运行时复合模型稳态误差小于磁链模型。

空载时复合模型转速估计动态跟踪效果优于功率模型，稳态误差小于磁链模型。综上，电机空载时采用复合模型进行转速估计效果优于单一模型。

4.2 负载转速估计效果

使用电涡流测功机对电机加载。由于测功机负载在速度变化的时负载不稳定，因此先将电机空载升速到 $2100 r/min$ ，再从空载开始进行加载操作。通过上位机记录负载稳定后各个模型的转速估计效果。

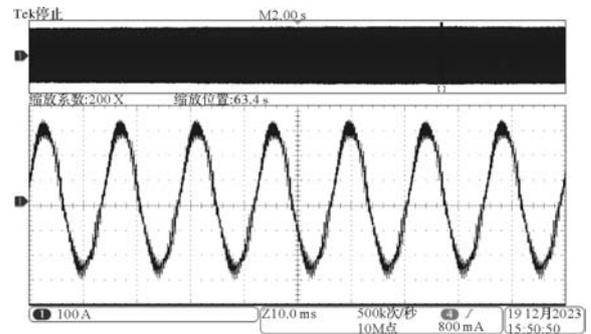
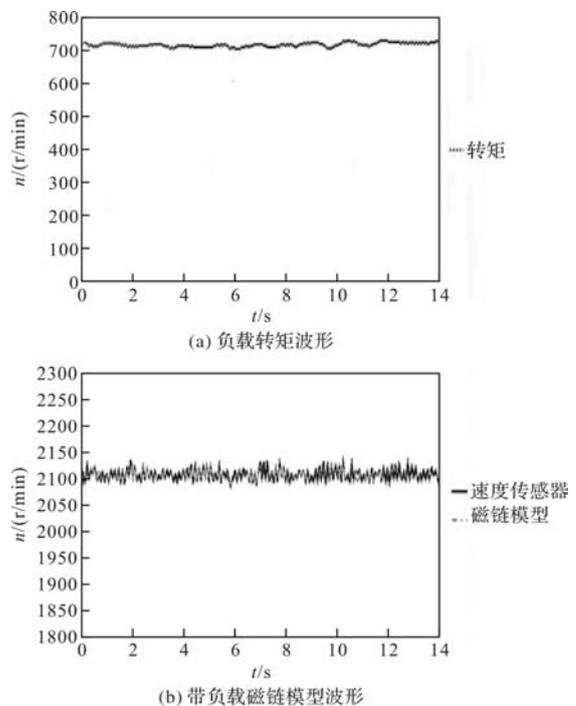


图 12 带负载稳定时 A 相电流



(b) 带负载磁链模型波形

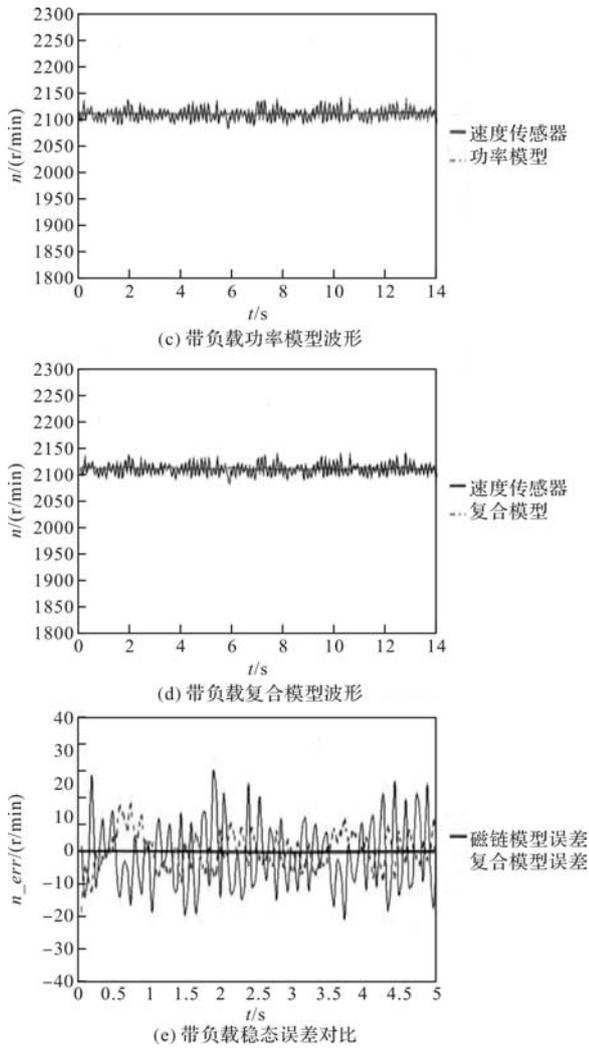


图 13 带负载各模型转速估计波形

图 13(a) 中纵轴为负载转矩 T_L ，单位为牛米 (Nm)；其余图形中的横纵轴与空载实验保持一致。由图 13 可知，带负载后复合模型和功率模型的估计转速稳态波动小，波形较磁链模型平稳，与仿真结论一致。比较复合模型与磁链模型的稳态估计转速误差，前者的稳态误差明显小于后者。综上，得出电机带载稳态运行时，复合模型效果好于单一模型这一结论。

根据空载、带载工况得出的结论，使用复合模型可以兼顾升降速、带负载等工况，因此对于实际无速度矢量控制系统设计，复合模型具有更好的控制效果。

5 结 语

本文针对无速度矢量控制系统设计时缺少兼顾计算量和性能的方案这一问题，通过磁链和切换策略将无功功率模型与磁链模型相结合，设计了切换函数，提出了复合模型参考自适应转速估计方案。通过设计仿真与实物实验，证实了复合模型参考自适应方案动态估计效果优于无功功率模型，稳态估计效果优于磁链模型，在空载与负载工况都显示出较好的性能。提供了一种无速度传感器设计方案的思路，通过调整复合模型中的基本模型和切换函数可以使该方案适配于更多场景。

参考文献

- [1] 冯焱生. 无速度传感器矢量控制原理与实践 [M]. 北京: 机械工业出版社, 1998: 10-15.
- [2] Joachim Holtz. Sensorless Control of Induction Motor Drives [J]. Proceedings of the IEEE, 2002, 90(8): 1359-1394.
- [3] RaduBoiol, Paola Guglielmi, Gian-Mario Pellegrino. Sensorless Direct Field-Oriented Control of Three Phase Induction Motor Drives for Low-Cost Applications [J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 2008, 44(2): 475-481.
- [4] 刘向辰, 熊志誉, 薛二桥. 基于全阶状态滑模观测器的永磁同步电机模型预测电流控制策略 [J]. 电机与控制应用, 2021, 48(03): 36-41.
- [5] 何昌艳, 李国银, 谷翠军. 一种滤波参数自适应的扩展卡尔曼滤波感应电机转速观测器 [J]. 微特电机, 2021, 49(11): 38-42, 52.
- [6] 朝泽云. 无速度传感器矢量控制系统的若干问题研究 [D]. 武汉: 华中科技大学, 2007: 59-70.
- [7] 白雪. 无速度传感器矢量控制策略研究 [D]. 北京: 北京交通大学, 2017: 46-51.
- [8] 赵海森, 杜中兰, 刘晓芳. 基于递推最小二乘法与模型参考自适应法的鼠笼式异步电机转子电阻在线辨识方法 [J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(30): 5386-5394.
- [9] 钟臻峰, 金孟加, 沈建新. 基于分段 PI 调节器的模型参考自适应永磁同步电动机全转速范围无传感器控制 [J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(04): 1203-1211.
- [10] Lu L, Avila N F, Chu C. Model Reference Adaptive Back-electromotive-force Estimators for Sensorless Control of Grid-connected DFIGs [J]. IEEE Transactions on Industry Application, 2018, 54(2): 1701-1711.

基于模型预测控制的 PMSM 弱磁策略

周致文, 赵世伟

(华南理工大学 电力学院, 广州 510641)

摘要: 针对永磁同步电机在电压反馈弱磁控制策略下, 不佳的电压外环控制参数引起电流振荡和电流调节器饱和等问题, 提出基于模型预测控制的弱磁策略。首先, 通过将电压方程中的非线性耦合项和转速作为状态变量之一, 得到电流环的线性模型; 然后, 基于该模型, 模型预测控制以电流跟踪误差和 $d-q$ 轴控制电压增量为优化目标, 在每个采样周期求解有限时域内的优化问题, 得到 $d-q$ 轴控制电压。最后, 仿真和实验结果表明, 相较于传统电压反馈弱磁策略, 所提出的弱磁策略的电流响应性能对电压外环的控制参数鲁棒性更高。

关键词: 永磁同步电机; 弱磁控制; 模型预测控制

中图分类号: TM341; TM351

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2024)10-0009-06

Flux Weakening Strategy of PMSM Based on Model Predictive Control

ZHOU Zhiwen, ZHAO Shiwei

(School of Electric Power, South China University of Technology, Guangzhou 510641, China)

Abstract: In order to solve the problem of current oscillation and current regulator saturation under the voltage feedback flux weakening control strategy of permanent magnet synchronous motor, which caused by poor voltage external loop control parameters, a flux weakening strategy based on model predictive control was proposed. Firstly, the linear model of the current loop was obtained by taking the nonlinear coupling term and the speed of the voltage equation as one of the state variables. Then, based on the model, the model predictive control took the current tracking error and the $d-q$ axis control voltage increment as the optimization objectives, and solved the optimization problem in the finite time domain in each sampling period to obtain the $d-q$ axis control voltage. Finally, the simulation and experimental results show that the current response performance of the proposed strategy is more robust to the control parameters of the voltage outer loop than that of the traditional voltage feedback strategy.

Key words: permanent magnet synchronous motor; flux-weakening control; model predictive control

0 引言

永磁同步电机以其高功率密度、高功率因数、高可靠性和易于弱磁扩速等特点, 广泛应用于交通运输和机器人等数控系统^[1-3]。电机的反电动势会随着转速的提高而逐渐增大, 当转速较高时, 电机反电动势将限制电机进一步提速, 此时需要使用弱磁控制削弱反电动势, 拓宽电机的转速范围。

目前, 永磁同步电机弱磁策略一般分为前馈弱磁和反馈弱磁两种^[4]。实现前馈弱磁的方法包括公式法和查表法, 前馈弱磁虽然保证了电机的响应速度, 但是对电机参数和工作环境依赖高^[5]。实现反

馈弱磁的方法包括电压反馈弱磁策略和单电流调节器策略^[6]。单电流调节器策略虽然结构简单, 系统动态响应快, 但是带载能力较弱, 系统效率较低^[7]。电压反馈弱磁策略的电压利用率高且鲁棒性强, 因此受到广泛关注^[8]。然而在电压反馈弱磁控制策略下, 电流响应性能对电压外环的控制参数要求较高, 不合适的电压外环参数会引起电流振荡和电流调节器饱和。针对这个问题, 文献[9, 10]表明电压外环中的比例部分降低了系统稳定性, 建议采用纯积分控制器。文献[11, 12]发现电压外环的静态增益在弱磁过程中变化显著, 提出在电压外环中引入自适应增益, 提高系统的电流响应性能。文献[13]分析

收稿日期: 2024-02-21

基金项目: 广东省自然科学基金(2018A0303130221)

作者简介: 周致文(1999), 男, 硕士研究生, 研究方向为电机驱动控制。

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

了系统的稳定运行范围和电压外环的 PI 参数。分析结果表明, 当电压外环的 PI 参数保持不变时, 系统的稳定运行范围随着转速的增加而减小, 系统甚至变得不稳定。文献[14]指出恒定的电压外环控制参数难以平衡整个弱磁区的稳定性和动态性, 提出了一种电压反馈控制器的控制参数自适应方法, 该方法提高了系统的稳定性, 并且适用于不同特征电流比的电机。文献[15]设计了自适应电压控制器, 保证了电机在发电模式和电动模式下的稳定运行。文献[16]建立了电压外环的小信号模型, 设计了基于自抗扰控制的电压外环调节器, 提高了电机在弱磁较深时的稳定性。

基于以上文献分析, 本文提出基于模型预测控制的弱磁策略。首先, 分析了当工作于电流极限圆上时, q 轴电流指令受 d 轴电流指令影响的程度。然后, 通过扩张状态变量的方式建立了电流环的离散化线性模型, 基于该模型, 以电流跟踪误差和 $d-q$ 轴电压控制增量为优化目标, 设计了基于模型预测控制的电流内环。最后, 在不同的电压外环控制参数下, 对基于 PI 控制和基于模型预测控制的电压反馈弱磁策略进行仿真和实验, 并对结果进行比较和分析。

1 PMSM 数学模型

内置式永磁同步电机在 $d-q$ 轴坐标系下的定子电压方程和电磁转矩方程为

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

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

式中, u_d, u_q 分别为定子电压的 d 轴和 q 轴电压分量; i_d, i_q 分别为定子电流的 d 轴和 q 轴电流分量; L_d, L_q 分别为 d 轴和 q 轴电感; R_s 为定子相电阻; ψ_f 为转子永磁磁链; ω_e 为电机角速度; T_e 为电磁转矩; p_n 为电机极对数。

当电机处于稳态时, 电压方程中微分项为 0, 并且忽略定子电阻电压, 得到电机处于稳态时的电压方程为

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

当直流母线电压为 V_{dc} , 且采用 SVPWM 方式调制时, 逆变器输出相电压的最大值为 $u_{smax} = V_{dc}/\sqrt{3}$ 。永磁同步电机需要满足电压和电流的约

束如:

$$u_d^2 + u_q^2 = u_s^2 \leq \left(\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}\right)^2 \quad (4)$$

$$i_d^2 + i_q^2 = i_s^2 \leq i_{smax}^2 \quad (5)$$

将式(3)代入式(4), 可以得到 $d-q$ 轴电流坐标系下的电压极限椭圆方程如:

$$(\omega_e L_q i_q)^2 + (\omega_e L_d i_d + \omega_e \psi_f)^2 = u_s^2 \quad (6)$$

2 电压反馈弱磁控制策略分析

电压反馈弱磁控制策略框图如图 1 所示, 电压外环采用纯积分控制器以提高系统稳定性^[9,10], 其中 k_i 为电压外环的积分系数。为了保证 $d-q$ 轴电流指令位于电流极限圆内, q 轴电流指令的限幅值由 d 轴电流指令决定。

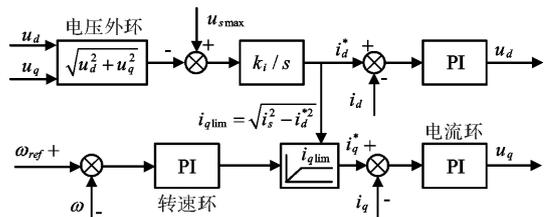


图 1 电压反馈弱磁策略框图

当电流指令位于电流极限圆上时, $d-q$ 轴电流指令上分别出现的微小扰动 Δi_d^* 和 Δi_q^* 满足下式:

$$(i_{d0}^* + \Delta i_d^*)^2 + (i_{q0}^* + \Delta i_q^*)^2 = i_{smax}^2 \quad (7)$$

式中, i_{d0}^* 和 i_{q0}^* 分别为稳态的 $d-q$ 轴电流指令, Δi_d^* 和 Δi_q^* 为 $d-q$ 轴电流指令的小信号扰动。将式(7)展开, 并忽略二阶扰动项可得

$$\Delta i_q^* = -\frac{i_{d0}^*}{i_{q0}^*} \Delta i_d^* = G_a \Delta i_d^* \quad (8)$$

其中, G_a 为 q 轴电流指令对 d 轴电流指令的灵敏度。当电流限幅值分别为 4A、6A、8A 和 10A 时, 灵敏度 G_a 随 d 轴电流指令变化的曲线图如图 2 所示。

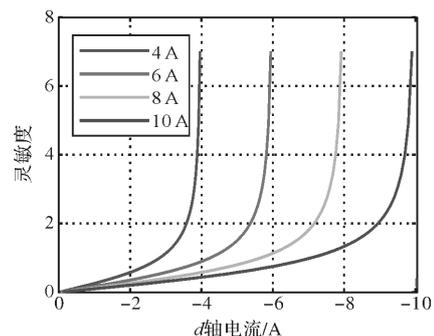


图 2 灵敏度曲线图

从图 2 可知, 工作于电流极限圆上时, d 轴电

流指令对 q 轴电流指令的影响显著。当电压外环的积分系数 k_i 较大, 在深度弱磁区的 q 轴电流指令会因 d 轴电流指令的微小扰动而出现较大变化, $d-q$ 轴电压和电流均出现剧烈振荡; 当积分系数 k_i 较小时, 给定 d 轴电流指令的变化速度较慢, 电流调节器容易出现饱和现象, 进而引起 $d-q$ 轴电流出现振荡。

3 基于模型预测控制的弱磁策略

模型预测控制 (Model Predictive Control, MPC) 是一种优化控制算法, 它可以对多目标进行优化。基于模型预测控制的电流调节器将 $d-q$ 轴电流跟踪误差和控制电压增量一起作为优化目标, 通过在线求解优化问题得到 $d-q$ 轴控制电压。这样可以避免电流环输出的 $d-q$ 轴电压出现剧烈波动, 抑制电流振荡。

模型预测控制需要离散化的线性模型, 形式如:

$$\begin{cases} x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) \\ y(k) = Cx(k) \end{cases} \quad (9)$$

式中, $x(k)$ 为状态变量; $u(k)$ 为控制变量; $y(k)$ 为输出变量。

选择采样周期 $T_s = 100 \mu\text{s}$, 对电压方程使用欧拉法进行离散化可得:

$$\begin{cases} i_d(k+1) = \left(1 - \frac{RT_s}{L_d}\right)i_d(k) + T_s \frac{u_d(k)}{L_d} \\ \quad + \frac{L_q T_s}{L_d} \omega_e(k) i_q(k) \\ i_q(k+1) = \left(1 - \frac{RT_s}{L_q}\right)i_q(k) - \frac{\psi_f T_s}{L_q} \omega_e(k) \\ \quad - \frac{L_d T_s}{L_q} \omega_e(k) i_d(k) + T_s \frac{u_q(k)}{L_q} \end{cases} \quad (10)$$

由于式(10)中的 $\omega_e(k)i_q(k)$ 和 $\omega_e(k)i_d(k)$ 为非线性耦合项, 因此本文将非线性耦合项作为状态变量之一, 得到线性化的模型如:

$$\begin{aligned} x(k) &= [i_d(k) i_q(k) \omega_e(k) \omega_e(k) i_d(k) \omega_e(k) i_q(k)]^T \\ y(k) &= [i_d(k) i_q(k)]^T, u(k) = [u_d(k) u_q(k)]^T \\ A &= \begin{bmatrix} 1 - \frac{RT_s}{L_d} & 0 & 0 & 0 & \frac{L_q T_s}{L_d} \\ 0 & 1 - \frac{RT_s}{L_q} & -\frac{\psi_f T_s}{L_q} & -\frac{L_d T_s}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_d} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L_q} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T, C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

为了引入积分以减少或消除静态误差, 将式(9)改写为增量模型

$$\begin{cases} \Delta x(k+1) = A\Delta x(k) + B\Delta u(k) \\ y(k) = C\Delta x(k) + y(k-1) \end{cases} \quad (11)$$

其中, 状态增量 $\Delta x(k) = x(k) - x(k-1)$, 控制增量 $\Delta u(k) = u(k) - u(k-1)$ 。

设定预测时域为 p , 控制时域为 m , 且控制时域不大于预测时域。此时对系统未来时刻的动态表现的预测方程为

$$Y = S_x \Delta x(k) + Ly(k) + S_u \Delta U \quad (12)$$

其中:

$$Y = [y(k+1|k) \ y(k+2|k) \ \cdots \ y(k+p|k)]^T$$

$$\Delta U = [\Delta u(k) \ \Delta u(k+1) \ \cdots \ \Delta u(k+m-1)]^T$$

$$S_x = [CA \ \sum_{i=1}^2 CA^i \ \cdots \ \sum_{i=1}^p CA^i]_{1 \times p}^T$$

$$L = [I_{m \times m} \ I_{m \times m} \ \cdots \ I_{m \times m}]^T$$

$$S_u = \begin{bmatrix} CB & 0 & \cdots & 0 \\ \sum_{i=1}^2 CA^{i-1}B & CB & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \sum_{i=1}^p CA^{i-1}B & \sum_{i=1}^{p-1} CA^{i-1}B & \cdots & \sum_{i=1}^{p-m+1} CA^{i-1}B \end{bmatrix}$$

定义二次代价函数:

$$J = (Y - R)^T T_y (Y - R) + \Delta U^T T_u \Delta U \quad (13)$$

式中, R 为预测时域上的输出量参考值; T_y 为抑制跟踪误差的权值矩阵; T_u 为控制量增量 ΔU 的权值矩阵。

二次代价函数中第一项的目的是使电机实际电流跟上参考电流, 第二项的目的是保证 $d-q$ 轴控制电压变化不过于剧烈, 避免电流振荡。为寻找最优的控制电压增量序列 ΔU 使二次代价函数最小, 令 $\partial J / \partial \Delta U = 0$, 求得最优的控制电压增量序列为

$$\Delta U = (S_u^T T_y S_u + T_u)^{-1} S_u^T T_y E_p \quad (14)$$

其中, $E_p = R - S_x \Delta x(k) - Ly(k)$ 。

最优控制电压增量序列的第一个元素 $\Delta u(k)$ 可表示为

$$\Delta u(k) = [I_{n_u \times n_u} \ 0 \ \cdots \ 0]_{1 \times m} \Delta U \quad (15)$$

式中, n_u 表示系统控制变量的个数; $I_{n_u \times n_u}$ 表示一个 n_u 行 n_u 列的单位阵。

根据模型预测控制的基本原理, 只有最优控制

电压增量序列的第一个元素作用于系统。因此基于模型预测控制的电流环输出的电压控制量为

$$\begin{cases} u_d(k) = u_d(k-1) + \Delta u_d(k) \\ u_q(k) = u_q(k-1) + \Delta u_q(k) \end{cases} \quad (16)$$

图3为基于模型预测控制的永磁同步电机弱磁策略框图。

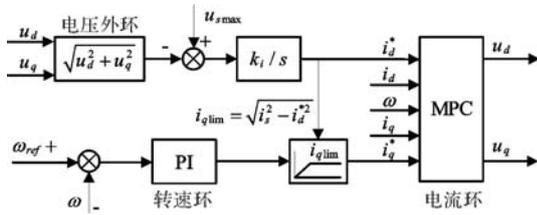


图3 基于模型预测控制的弱磁策略框图

如图3所示，MPC根据电流指令、采样得到的d-q轴电流和电角速度，在线优化d-q轴控制电压。电压外环将电流环输出的参考电压矢量幅值与u_{smax}做差，并对该误差值进行积分后输出d轴电流指令，从而实现弱磁控制。

4 仿真和实验验证

4.1 仿真分析

仿真中采用的永磁同步电机参数如表1所示。

表1 永磁同步电机参数

电机参数	参数值
额定电压/V	24
定子电阻/Ω	0.25
额定转速/(r·min ⁻¹)	2300
d轴电感/H	0.00035
q轴电感/H	0.000525
永磁体磁链/Wb	0.01025
极对数	5
电流极限值/A	10

仿真中，均设置电机目标转速为3000 r/min，负载转矩为0.2 Nm。图4为电压外环的积分系数k_i分别为0.22、0.3和0.95时，在基于PI的弱磁策略下，电机启动后的电流响应仿真波形图。

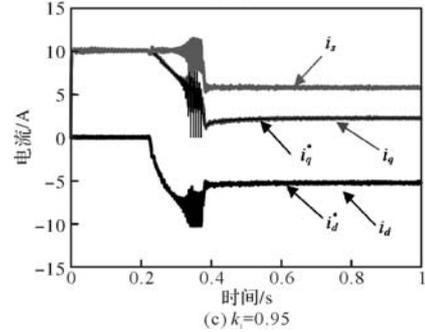
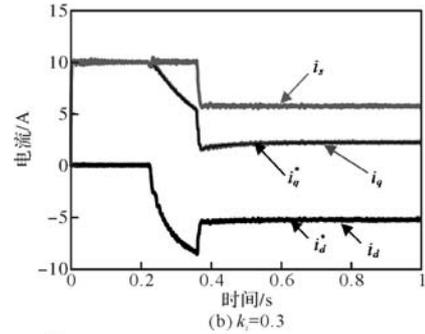
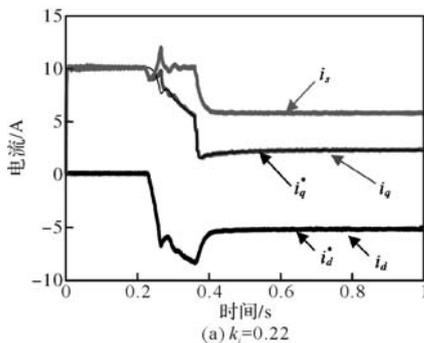
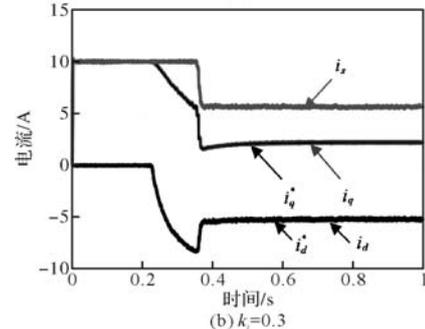
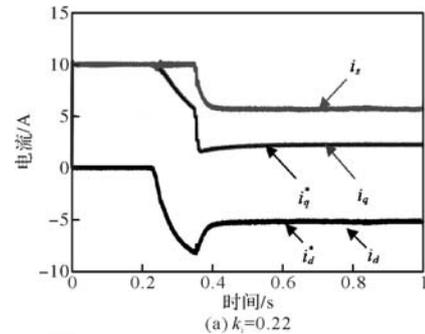


图4 基于PI的弱磁策略仿真电流波形图

从图4可知，当k_i=0.22，电机在刚进入弱磁区时，出现电流不跟随和轻微振荡的现象；在弱磁较深时，电流跟踪良好，过渡平滑；当k_i=0.3，电机在整个弱磁区的电流响应均较好；当k_i=0.95，电机在刚进入弱磁区时，电流跟踪良好；在弱磁较深时，位于电流极限圆上的q轴电流指令对d轴电流指令的灵敏度较高，d-q轴电流指令和实际电流均出现剧烈振荡。这表明，在基于PI的弱磁策略下，电机的电流响应性能对电压外环的积分系数k_i较为敏感。

图5是电压外环的积分系数k_i分别为0.22、0.3和0.95时，在基于模型预测控制的弱磁策略下，电机启动后的电流响应仿真波形图。



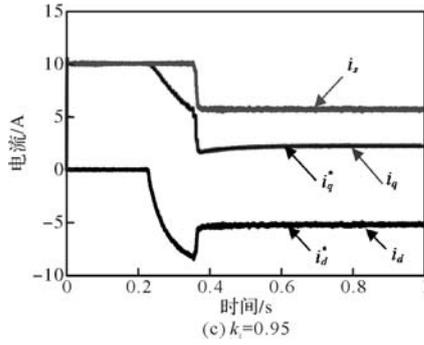


图5 基于 MPC 的弱磁策略仿真电流波形图

从图 5 可知，在电压外环的积分系数 k_i 分别为 0.22、0.3 和 0.95 时，电流均未出现振荡现象。这表明相较于基于 PI 的弱磁策略，在基于模型预测控制的弱磁策略下，电流响应性能对电压外环的积分系数鲁棒性更强。

图 6 是在电压外环的积分系数 $k_i = 0.95$ 时，分别采用基于 PI 和基于 MPC 的弱磁策略，电机的 q 轴电压和转速的仿真对比图。由图 6(a) 可知，相较于基于 PI 的弱磁策略，在基于 MPC 的弱磁策略下，电机的 q 轴电压在响应过程中未达限幅值，且在稳态下的幅值波动明显减小。这表明 MPC 同时考虑了电流跟踪误差和电压控制增量，避免了电压控制量的大幅波动。

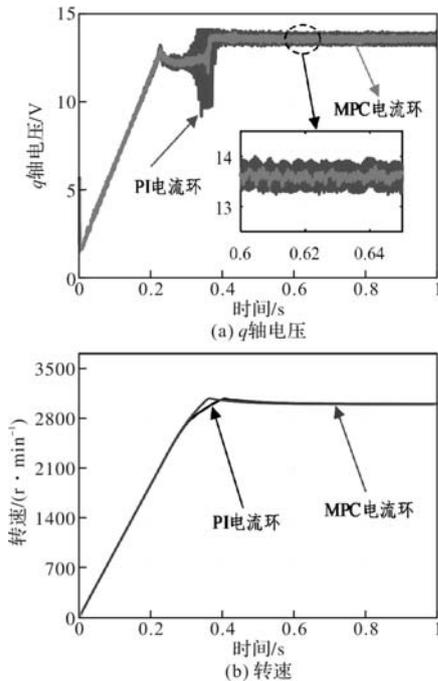


图6 两种算法的仿真波形对比图

由图 6(b) 可知，在基于 PI 的弱磁策略下，电机电流和电压的剧烈振荡降低了转速的上升速度。这表明基于 MPC 的弱磁策略具有更好的转速响应性能。

4.2 实验分析

实验平台如图 7 所示，由直流稳压电源、永磁同步电机、扭矩传感器、上位机、磁粉制动器和基于 STM32F446RCT6 单片机为核心的驱动板组成。STM32 单片机通过串口与上位机进行通信。实验所用电机参数与仿真相同。

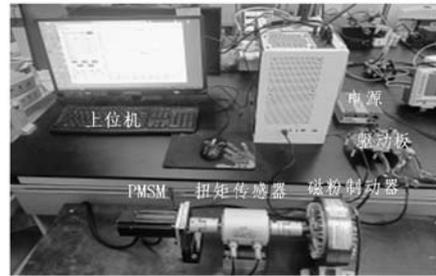


图7 实验平台图

实验中，均设置电机参考转速为 3000 r/min，负载转矩为 0.2Nm。图 8 是在基于 PI 电流调节器的弱磁策略下，电压外环的积分系数 k_i 分别为 0.22、0.3 和 0.95 时，电机启动后的电流响应实验波形图。

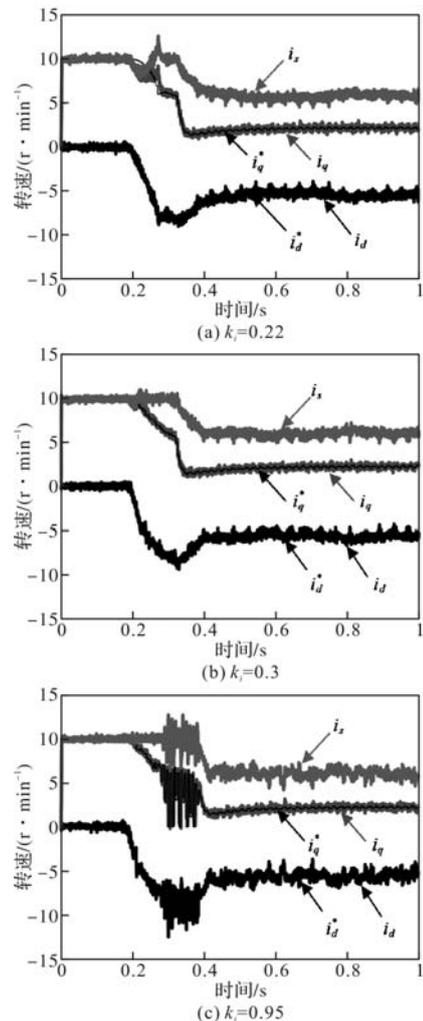


图8 基于 PI 的弱磁策略实验电流波形图

从图 8 可知, k_i 较小时, 电流在进入弱磁区域附近出现 q 轴电流不跟随指令值和振荡的现象; k_i 较大时, 在进入弱磁区域附近虽然跟踪良好, 但是在弱磁较深时, 电流出现剧烈振荡。这表明, 基于 PI 电流调节器的弱磁策略的电流动态响应性能严重依赖于电压外环的积分系数 k_i 。

在基于 MPC 的弱磁策略下, 当电压外环积分系数为 0.22、0.3 和 0.95 时, 电机起动后的电流响应实验波形图如图 9 所示。从图 9 可知, 基于 MPC 电流环的弱磁策略在 k_i 为 0.22、0.3 和 0.95 时, 均未出现电流振荡现象。表明相较于基于 PI 的弱磁策略, 基于 MPC 的弱磁策略的电流动态响应不依赖于电压外环积分系数。

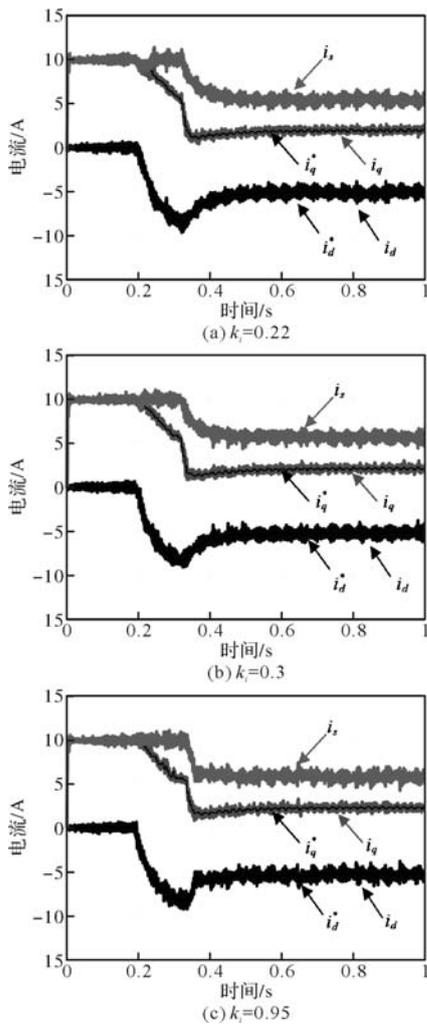


图 9 基于 MPC 的弱磁策略实验电流波形图

图 10 是在 $k_i = 0.95$ 时, 分别在基于 PI 和基于 MPC 的弱磁策略下, q 轴电压和转速对比图。

从图 10 可知, 相较于基于 MPC 的弱磁策略, 在基于 PI 的弱磁策略下, q 轴电压出现明显振荡, 且稳态时抖动的幅度明显增大, 转速在弱磁较深时的上升速度变缓。这表明, MPC 实现了对电压控制

增量的优化, 避免了 q 轴电压出现剧烈波动。

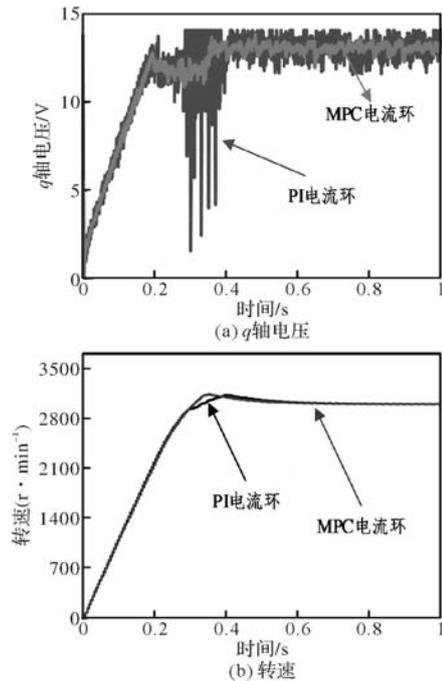


图 10 两种算法的实验波形对比图

5 结 语

本文利用小信号模型, 分析了在电流极限圆上的 d 轴电流指令对 q 轴电流指令的显著影响。针对在基于 PI 的弱磁策略下, 电流响应性能对电压外环控制参数敏感的问题, 本文提出了基于模型预测控制的弱磁策略。所提出的弱磁策略降低了电流响应性能对电压外环的积分系数 k_i 的依赖性, 避免了 $d-q$ 轴控制电压出现较大的波动。

仿真和实验表明, 相较于传统电压反馈弱磁策略, 在基于 MPC 的电压反馈弱磁策略下, 电机在加速过程中的电流动态响应性能对电压外环的控制参数鲁棒性更强。

参考文献

- [1] 刘军杰, 吴静波, 郭志军, 等. 纯电动汽车用内置式永磁同步电机弱磁控制策略综述[J]. 微电机, 2022, 55(7): 107-112.
- [2] 石运卓, 高宏洋, 吕雁文. 永磁同步电机高速带重投冲击抑制研究[J]. 微电机, 2022, 55(3): 65-68, 78.
- [3] 孙元统, 巩建英, 张震, 等. 基于转矩反馈补偿的永磁同步电机 MTPA 控制[J]. 微电机, 2023, 56(1): 35-40.
- [4] 任少盟, 万宏舸. 永磁同步电机改进弱磁控制策略[J]. 微电机, 2019, 52(02): 42-45, 56.
- [5] 王宏喆, 甘醇, 张冲, 等. 基于变限幅结构的 IPMSM 转速动态优化控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2023, 60(6): 1-11.
- [6] 曹春堂, 兰志勇, 沈凡亭, 等. 基于交轴电流补偿的内嵌式永磁同步电机深度弱磁控制[J]. 微电机, 2022, 55(1): 63-70.

(下转第 25 页)

基于 FPGA 生成 SPWM 控制波的逆变电路设计

徐冬¹, 徐节², 段毅¹

(1. 南瑞轨道交通技术有限公司, 南京 210061; 2. 湖北文理学院附属中学, 湖北 襄阳 441024)

摘要: 在直流电源给交流电动机供电的场合, 为了降低输入交流电对电动机的谐波影响、满足不同电动机对不同频率输入电压的需求, 要求设计输出理想正弦波、输出电压频率可调的逆变电路。基于 FPGA 和直接数字式频率合成技术生成 SPWM 控制波的方法, 并考虑降低开关损耗, 设计了单相桥式逆变主电路、电压抬升和死区时间形成电路、IR2110 驱动电路、开关管保护电路, 最终制作实物并用示波器展示开关管驱动信号、不同频率的输出电压波形。测试结果验证了本设计生成的 SPWM 控制波的有效性、可输出理想的正弦波、输出电压的频率可调且达到 1kHz, 降低了逆变电路对电动机的谐波影响, 适用于需要不同输入电压频率的电动机, 进而为直流供电电动机变频调速提供了新思路。

关键词: FPGA; SPWM 控制波; 逆变电路; IR2110 驱动电路; 死区时间

中图分类号: TM464; TP17; TM932; TM382

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2024)10-0015-05

Design of Inverter Circuit for Generating SPWM Control Wave Based on FPGA

XU Dong¹, XU Jie², DUAN Yi¹

(1. NARI Rail Transit Technology Co., LTD., Nanjing 210061, China.

2. Middle School Affiliated to Hubei University of Arts and Science, Xiangyang Hubei 441024, China)

Abstract: In the case of DC power supply to AC motor, in order to reduce the harmonic effect of input AC on motor and to meet the needs of different motors for different input voltage's frequency, it is necessary to design an inverter circuit with ideal sine wave output and adjustable output voltage frequency. Considering the reduction of switching loss, it designed the single-phase bridge inverter main circuit, voltage rise and dead-zone time formation circuit, IR2110 driver circuit, the switch's protection circuit, which was based on a method of using FPGA and direct digital frequency synthesis technology to generate SPWM control wave. Finally, it made the actual object and used the oscilloscope to show the switch's driving signal and the output voltage waveform with different frequency. The test result verified the validity of the SPWM control wave generated by this design and could output ideal sine wave and the frequency of the output voltage could be adjusted and reached to 1kHz, which can be applied to the occasions of various output voltage frequency, and then it provides a new idea for variable frequency speed regulation of DC powered motor.

Key words: FPGA; SPWM control wave; inverter circuit; IR2110 drive circuit; dead-zone time

0 引言

在电动汽车由蓄电池供电时, 需要逆变电路将直流电转化为交流电; 而为了降低交流电对电动机的谐波影响, 要求逆变电路输出理想的正弦波。在直流电源给交流电动机供电的场合, 不同电机运行时需要的输入电压频率不同, 为驱动多种电机运行、拓宽频率

范围, 也要求设计输出电压频率可调的逆变电路。

逆变电路是通过 PWM 波控制开关管的开通和关断来将直流转化为交流, 其电能转换效率高。但开关管的电压和电流波形有交叠, 存在开关损耗, 且开关管的开关频率越高, 开关损耗越大, 因此引入软开关技术^[1,2]来降低开关损耗, 实现节能。同时, 开关管的通断也使逆变输出的正弦波中含有相当多的谐波,

收稿日期: 2024-01-31

作者简介: 徐冬(1988), 女, 中级工程师, 硕士, 研究方向为电力电子与电力传动、自动控制、数据库。

徐节(1986), 女, 学士, 研究方向为生物科学、实验数据分析。

段毅(1995), 男, 助理工程师, 硕士, 研究方向为计算机科学与技术。

且开关管的开关频率越高，正弦波中谐波含量也越高，因而对用其供电的电动机易产生谐波影响。为了使逆变电路输出理想的正弦波，本设计采用正弦波脉宽调制技术(SPWM)^[3-5]控制开关管的通断。

于是，本文提出基于 FPGA 生成 SPWM 控制波的逆变电路设计。该设计可获得不同频率的正弦波，其原理是：通过改变 FPGA 中正弦波发生器的步长，使其生成的正弦波频率改变；在正弦波与恒频的三角波比较后形成 SPWM 波控制开关管通断，最终使逆变电路输出正弦波的频率变化，且可达到 1kHz，适用于需要不同输入电压频率的电动机。

1 单相全桥电压型逆变电路设计

逆变电路的主电路结构有半桥式和全桥式^[3,4]。半桥式逆变电路结构简单、控制方便，其输出的交流电适用于需要中小功率电源供电的场合。在相同的能耗条件下，全桥式逆变电路的输出功率是半桥式的 2 倍；且能将输出电路中电感的储能回馈给输入直流电源^[4]，有助于提高电路效率。因此，大容量逆变电路一般采用全桥式结构。

按照输出方波是电压还是电流，逆变电路可分为电压型和电流型。而电压型逆变电路需要接入稳压电容来输出电压方波^[6]，电流型逆变电路需要接入稳流电感来输出电流方波^[7]；前者接入电容比后者接入电感的电路参数易设计，且前者对输出的功率因素影响小。因多数电动机需要大功率输入，且交流电源功率因数越稳定，对电动机的影响越小，本文主电路设计为全桥式电压型逆变电路，以单相交流电作为输入。

220 V 单相交流电经不可控整流桥得到的直流电压是 311 V，考虑到开关管开关过程引起的电压尖峰，通常取直流电压的一倍裕量作为耐压值来选择开关管。

在单相全桥电压型逆变电路中，每个开关管各导通半个周期，因此其电流的平均值 I_s 是逆变电路输入直流电流 I_d 的一半^[4,6]，即 $I_s = 0.5I_d = 30$ A。满功率下开关管电流峰值是平均值的 1~2 倍^[4,8]，需要选用额定电流在 60 A 及以上的开关管。

根据以上分析，选用 4 个 80 A/500 V 的 IRFP460N 作为逆变桥的开关管^[9]，其能承受的最大电压为 500 V、最大电流为 80 A。

设计开关管的保护电路为 RC 吸收电路，其要满足以下两条^[4,8]：一是在晶体管截止期间(t_{off})，必须能使电容 C 充电到接近 U_{ce} ；二是在晶体管导通期间(t_{on})，必须使电容 C 上的电荷经电阻 R 放完。

在开关管导通时，当 $t_{on} = 3RC$ 时 $e^{-3} = 0.05$ ，即经过 $3RC$ 的时间，认为电容 C 上的电荷已基本放完，因此 R 的取值由式(1)计算。

$$R = \frac{t_{on}}{3C} \tag{1}$$

在 RC 吸收电路中，还应检验电容 C 通过开关管放电的电流 I_{dis} ，应限制在 $0.25I_c$ 以下^[8]，即：

$$I_{dis} = \frac{U_{ce}}{R} < 0.25I_c \tag{2}$$

设计的单相全桥逆变电路如图 1 所示。

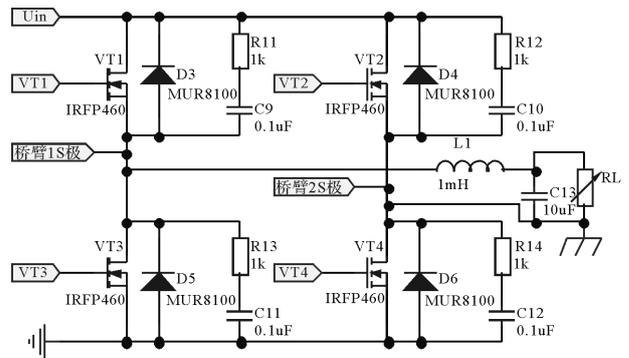


图 1 单相全桥逆变电路

2 基于 FPGA 的 SPWM 波形发生器设计

单相全桥逆变电路的开关管采用成熟的双极性 SPWM 控制方式^[5,10]，使用 Altera 公司的 FPGA 芯片 EP2C5T144C8 产生双路 SPWM 控制信号，具有抗干扰、模块化、可重复使用等优点。基于 FPGA 的原理图设计与硬件描述语言设计相结合^[11]，生成 SPWM 波的原理框图如图 2 所示。

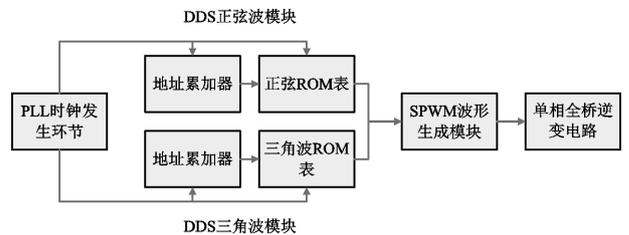


图 2 基于 FPGA 生成 SPWM 波的原理框图

锁相环(PLL)时钟发生环节以晶振频率 50 MHz 为输入信号，并由 FPGA 片内 PLL 模块倍频产生 200 MHz 的输出信号，作为正弦波、三角波生成模块的系统时钟，也是参考时钟。在 FPGA 中设计正弦波和三角波的生成模块，并将两者的输出送入 SPWM 波生成模块，其输出再经正反相后形成两路驱动脉冲，进而分别控制逆变电路两对开关管的导通与关断。

2.1 基于 DDS 的正弦波和三角波生成模块

在 FPGA 中, 直接数字式频率合成器(DDS)基本结构框图如图 3 所示, 它由地址累加器、波形存储器、参考时钟组成, 其中地址累加器由 N 位加法器和 N 位寄存器组成, 波形存储器存储一个周期的输出波形幅值, 即波形 ROM 表。在每来一个参考时钟脉冲时, 频率控制字与地址累加器输出的数字化相位值相加, 其结果一方面作为波形存储器的取样地址, 获取已存储的波形数据; 另一方面反馈回地址累加器的输入端, 在下一参考时钟到来时继续与频率控制字相加^[11-12]。

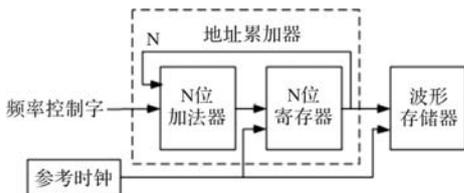


图 3 DDS 基本结构框图

与传统的频率合成技术相比, DDS 可以输出高稳定性和高精度的标准参考频率源, 且可以输出任意波形、任意频率的数字波形^[11], 所以正弦波生成模块和三角波生成模块均采用 DDS 实现。

DDS 波形发生器的输出波形频率满足:

$$M = L \times \frac{f_o}{f_{clk}} \quad (3)$$

式中: M 为查询波形 ROM 表的步长, 即频率控制字; L 为输出波形的采样点个数; f_{clk} 为时钟频率; f_o 为输出波形频率。

DDS 正弦波生成模块由地址累加器和波形存储器构成^[13], 其生成模块如图 4 所示。取地址累加器的高 10 位输出, 作为存有正弦波表值文件的波形存储器模块的输入。

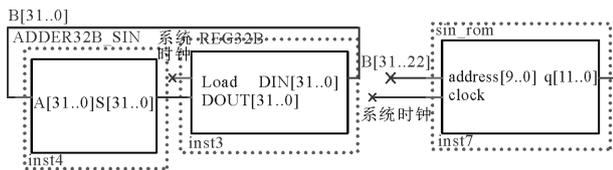


图 4 正弦波生成模块

PLL 时钟发生环节输出的时钟频率 f_{clk} 为 200 MHz, 一周期内对正弦波采样 $L = 2^n$ 个点 (n 为地址累加器的位数, 这里 $n = 32$), 如果取输出正弦波频率 f_{osin} 为 1 kHz, 则 $M_{sin} = 2^{32} \times \frac{1 \times 10^3}{200 \times 10^6}$, 取 21474。由式(3)可知, 在 L 、 f_{clk} 不变时, 改变步长 M 可改变正弦波生成模块的输出波形频率 f_{osin} 。

DDS 三角波生成模块也由地址累加器和波形存

储器构成, 其中地址累加器由加减计数器组成。在每一个周期内, 计数器从 0 加到设定值(即计数器最大值), 再从设定值减到 0; 取地址累加器的高 10 位输出, 作为存有三角波表值文件的波形存储器模块的输入。三角波生成模块如图 5 所示。

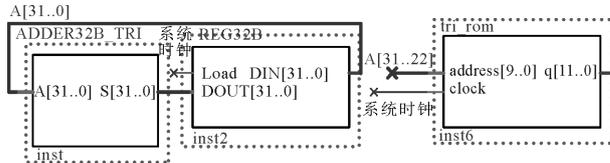


图 5 三角波生成模块

取输出三角波频率 f_{otri} 为 20 kHz, 计算三角波步长公式同式(3), 即 $M_{tri} = 2^{32} \times \frac{20 \times 10^3}{200 \times 10^6}$, 取 500000。三角波幅值和正弦波幅值(即波形 ROM 表的输出字长)相等, 以扩大 SPWM 波占空比的可调范围。

2.2 SPWM 波形生成模块

以上 DDS 正弦波生成模块产生的正弦波作为调制波, DDS 三角波生成模块产生的三角波作为载波, 将调制正弦波与三角载波接入比较器, 产生一路 SPWM 波, 用于直接驱动对角位置开关管(如 VT1、VT4); 而比较器输出端接反相器产生另一路反相 SPWM 波, 作为另一对角位置开关管(如 VT2、VT3)的驱动信号。基于此, 设计 SPWM 波生成模块如图 6 所示。

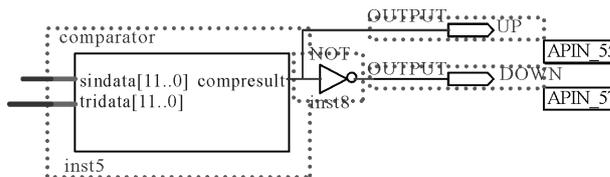


图 6 SPWM 波生成模块

由以上分析可得, 通过变化的步长 M , 可改变调制正弦波的频率; 在三角载波频率不变的基础上, 两者比较后输出频率可调的 SPWM 波, 进而控制开关管的通断, 使逆变电路输出的正弦波频率可调。

3 开关管驱动电路及外围电路设计

逆变电路开关管的驱动电路由数字光耦 ISO7220a、电压抬升和死区形成电路以及集成芯片 IR2110 组成。

3.1 电压抬升和死区时间形成电路设计

为防止桥式逆变电路同一桥臂上下两个开关管同时导通, 需要设计死区形成电路。而 FPGA 生成的 SPWM 控制波的电压幅值只有 5 V, 为了达到驱动 IR2110 的电压水平, 需要设计电压抬升电路。

开关器件的开通时间一般小于关断时间, 所以

桥式逆变电路同一桥臂上下 2 个开关管易出现直通危害。为避免这种危害,采用时间延迟的控制技术,即将后导通的开关管驱动信号的上升沿滞后一段时间,待 1 个开关管完全关断后再开通同一桥臂上另 1 个开关管,这段延迟时间称为死区时间^[14]。因后导通的开关管在电流上升时的电压为零,该设计也实现了零电压开关(ZVS)技术^[1],降低了开关管的开关损耗,提高了电路效率。

结合 NPN 三极管 9013 上升时间大于下降时间的特性^[15],设计共射放大电路及参数如图 7,使同一桥臂先导通的开关管先快速关断、后导通的开关管再缓慢开通,形成了最小 250 ns、最大 500 ns 的死区时间。利用 9013 的放大特性,将 SPWM 波的电压幅值由 +5 V 抬升到 +11 V。

由于控制死区会使逆变电路的输出电压产生谐波^[14,16],影响输出的正弦波形,于是在 SPWM 控制波输出端与死区时间形成电路之间接入数字光耦 ISO7220a,并连接不同的 5V 电源与地,利用其输出与输入之间相互隔离、快速传输信号的特点,减小逆变电路输出电压的波形失真^[15]。

设计的电压抬升和死区时间形成电路如图 7,其两路输出分别接入两个开关管驱动元件 IR2110 的输入端。

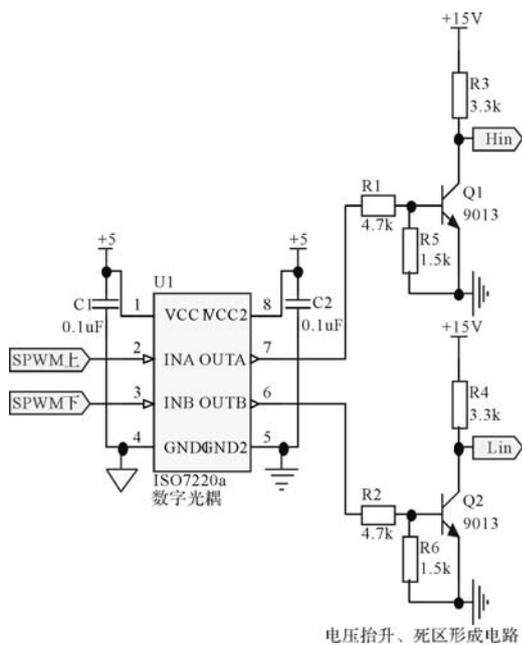


图 7 电压抬升和死区时间形成电路

3.2 IR2110 驱动电路设计

高压浮动 MOS 栅极驱动集成电路 IR2110 作为半桥驱动器^[17],可直接驱动高端和低端大功率场效应管。但 IR2110 不具备脉冲调宽的功能,故其驱动前级必须接入 SPWM 发生器。基于 IR2110 的驱动电路如图 8 所示。

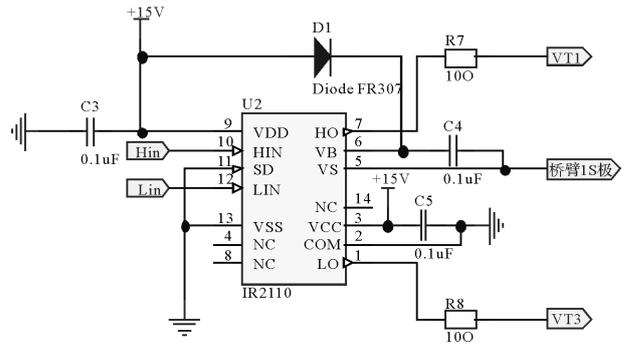


图 8 IR2110 驱动电路

4 测试结果与分析

制作逆变电路实物如图 9 所示。

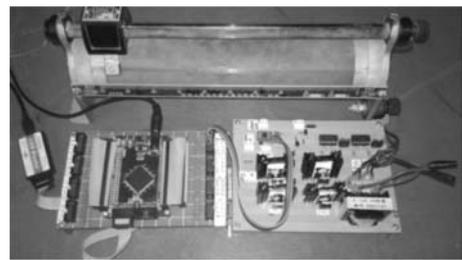
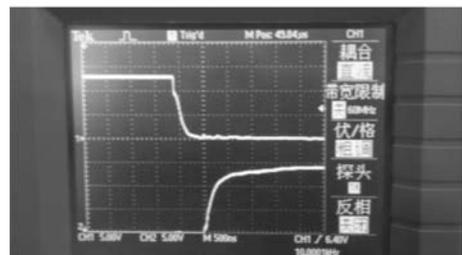
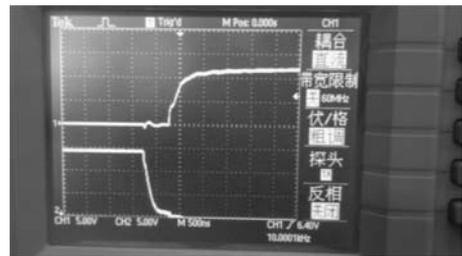


图 9 逆变电路实物图

用示波器观察每一桥臂上下两个开关管的驱动信号,如图 10 所示。由图可知,两路信号都是先关断后导通,死区时间最小为 250 ns、最大为 500 ns。



用示波器观察负载两端电压信号,注意主电路中 LC 滤波输出的地应设为浮空地,与逆变桥直流侧的直接接地端不同。

在控制程序中,固定 DDS 三角波模块地址累加器中 32 位加法器的步长 $M_{tri} = 500000$,计算对应的三角波频率 $f_{otri} = \frac{M \times f_{clk}}{2^{32}} = \frac{500000 \times 200 \times 10^6}{2^{32}} \approx$

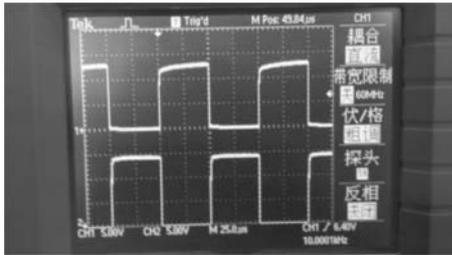


图 10 开关管驱动电路输出信号

23283Hz, 取 23 kHz。同理, 改变正弦波发生器中步长 M_{\sin} , 从而改变输出正弦波频率 f_{osin} 。在输出滤波电路的参数取 $L=0.1 \text{ mH}$ 、 $C=10 \text{ }\mu\text{F}$ 时, 得到以下 3 种典型频率的输出正弦波。

①当 $M_{\sin}=1073$ 时, $f_{\text{osin}}=50 \text{ Hz}$, 逆变电路输出的正弦波如图 11。

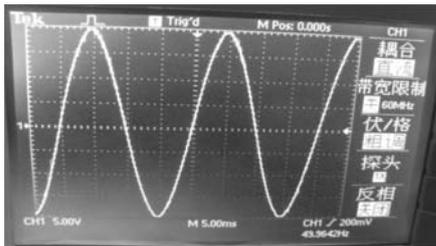


图 11 50Hz 输出正弦波波形

②当 $M_{\sin}=2147$ 时, $f_{\text{osin}}=100 \text{ Hz}$, 逆变电路输出的正弦波如图 12。

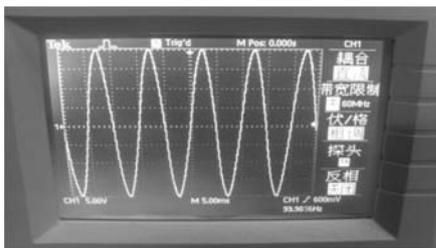


图 12 100Hz 输出正弦波波形

③当 $M_{\sin}=21474$ 时, $f_{\text{osin}}=1 \text{ kHz}$, 逆变电路输出的正弦波如图 13。

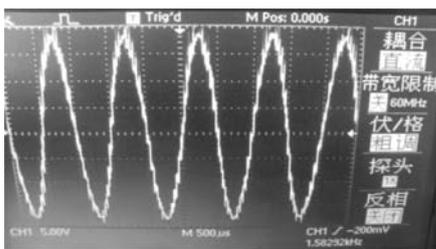


图 13 1kHz 输出正弦波波形

5 结论

基于 FPGA 的原理图设计、硬件描述语言设计、

DDS 波形发生器, 实现了输出电压频率可调的逆变电路, 可满足不同电动机对不同交流输入频率的要求, 进而拓展了实现电动机变频调速的思路。采用正弦脉宽调制的方式, 提高了开关管的利用率, 获得了理想的正弦波输出。在直流电源给交流电动机供电的场合, 降低了逆变电路对电动机的谐波影响。它具有完整的开关管保护电路、控制电路与主电路的电气隔离方案, 抗干扰性能良好; 且引入软开关技术减少了开关损耗。为逆变电路降低损耗、减少谐波干扰、实现直流供电电动机变频调速提供了新思路。

参考文献

- [1] 肖小龙, 司鑫尧, 苏伟. 基于谐振式软开关的高频高压电源设计[J]. 通信电源技术, 2021, 38(19): 1-3.
- [2] 刘银川, 高文雷, 陈银杏, 等. 一种高效率高压开关电源设计与实现[J]. 电源技术, 2021, 45(1): 115-118.
- [3] 王兆安, 黄俊. 电力电子技术[M]. 4 版. 北京: 机械工业出版社, 2010.
- [4] 沈锦飞. 电源变换应用技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2007.
- [5] 巩瑞春, 米红波. 单相 SPWM 逆变电路 Matlab/Simulink 仿真研究[J]. 现代工业经济和信息化, 2022, 12(4): 60-61.
- [6] 苏宇隆. 电压型逆变电路控制方法的分析[J]. 电气传动自动化, 2020, 42(1): 15-17, 11.
- [7] 李巧艳, 王静, 荣军. 电流型逆变电路的技术研究[J]. 电子技术, 2016, 45(9): 1-3.
- [8] 刘树林, 刘健. 开关变换器分析与设计[M]. 北京: 机械工业出版社, 2011.
- [9] 赵同贺, 等. 新型开关电源典型电路设计与应用[M]. 北京: 机械工业出版社, 2010.
- [10] 卢祖漾, 李自成, 覃洋建, 等. 基于 MATLAB 的单相逆变器 SPWM 的研究与仿真[J]. 通信电源技术, 2022, 39(7): 4-7.
- [11] 王海霞, 曾成, 伍萍辉. 基于 FPGA 的高频整流 SPWM 波形发生器[J]. 电测与仪表, 2013, 50(1): 94-97.
- [12] 赵明, 周群, 王鹏, 等. 用于变频电机绝缘测试的 PWM 电压发生器[J]. 电测与仪表, 2022, 59(09): 195-200.
- [13] 董殿国, 侯文. 基于 FPGA 的 DDS 信号发生器设计[J]. 电子制作, 2023, 31(1): 16-18, 78.
- [14] 宋梦欣, 刘一清. 基于 FPGA 的可调单相逆变并网电源[J]. 电子设计工程, 2020, 28(16): 168-173, 178.
- [15] 刘树棠, 朱茂林, 容玫. 基于运算放大器和模拟集成电路的电路设计[M]. 西安: 西安交通大学出版社, 2004.
- [16] 班国邦, 曾华荣, 张露松, 等. 考虑死区与延时影响的 LCL 型并网逆变器谐波特性分析[J]. 电力科学与工程, 2022, 38(1): 16-23.
- [17] 夏愉乐, 樊金宇. 基于 IR2110 的打印机高频逆变器设计与实现[J]. 电子产品世界, 2022, 29(3): 47-50, 68.

基于 Vision Transformer 的永磁同步电机故障智能诊断

蒋亦悦¹, 卞东石¹, 焦世琪², 张晓飞²

(1. 中国船舶及海洋工程设计研究院, 上海 200011; 2. 湖南大学 电气与信息工程学院, 湖南 长沙 410082)

摘要: 针对电机运行过程中故障信号数据量少的问题, 本文提出了一种基于 Vision Transformer 的永磁同步电机智能故障诊断方法。该方法首先通过格拉姆矩阵(Gram)、相对位置矩阵(RPM)方法将传感器获取的一维时序信号数据转换为二维图像数据, 然后将矩阵图像数据作为 ViT-B/16 网络的输入进行故障诊断。经过实验验证, 该方法能够对永磁同步电机正常、轴承故障、退磁故障等 8 种状态进行识别和分类, 其中使用 Gram 矩阵图像作为该方法输入的准确率达到 99.2%, 使用 RPM 矩阵图像作为输入准确率达到 99.6%, 均高于 AlexNet、VGG16、ResNet 等卷积网络的故障分类准确度, 证明该方法可有效提高永磁同步电机故障诊断的准确度。

关键词: 二维图像; Vision Transformer; 电机故障诊断

中图分类号: TM351; TM341

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2024)10-0020-06

Intelligent Diagnosis of PMSM Faults Based on Vision Transformer

JIANG Yiyue¹, BIAN Dongshi¹, JIAO Shiqi², ZHANG Xiaofei²

(1. China Shipbuilding and Ocean Engineering Design and Research, Shanghai 200011, China;

2. College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha 410082, China)

Abstract: Aiming at the problem of small sample data of fault signal during motor operation, this paper proposed an intelligent fault diagnosis method of permanent magnet synchronous motor(PMSM) based on Vision Transformer. Firstly, the one-dimensional time-series signal data acquired by the sensor was converted into two-dimensional Gram matrix and RPM matrix image data by the Gram Matrix(Gram) and Relative Position Matrix(RPM) methods, and then the matrix image data were used as inputs to AlexNet, VGG16, ResNet and Vision Transformer networks for fault diagnosis respectively. After experimental validation, our method successfully identified and classified eight states of the PMSM such as normal, bearing fault, and demagnetizing fault. Using the Gram matrix image achieves an accuracy of 99.2%, while using the RPM matrix image achieves 99.6%. These accuracies are higher than those achieved by convolutional networks such as AlexNet, VGG16, and ResNet in fault classification. This demonstrated our method effectively enhanced the accuracy of fault diagnosis for PMSM.

Key words: two-dimensional image; vision transformer; motor fault diagnosis

0 引言

永磁同步电机具有高效率、响应快速、无需外部励磁等优点。随着电机技术的发展永磁同步电机在电机中的占比越来越高, 由此其运行安全性和稳定性受到人们的关注^[1]。永磁同步电机长期运行在复杂工况下, 会发生各种故障, 例如转子断条故障、轴承故障、转子偏心故障、单相断路故障等, 及时

对电机故障进行诊断是一项重要的工作。如张周磊^[2]等将永磁同步电机的电流、磁通、转矩等观测信号特征进行了组合, 结合变分自编码网络实现了故障真实样本扩张, 构建了更具鲁棒性的训练集合。将此数据集输入网络训练诊断模型, 实现了对匝间短路及失磁故障更加高效快速的诊断。唐子辉^[3]等对小波包分解算法的分解规则进行了改进, 提高了对永磁同步电机瞬时振动信号的特征提取能力, 并

收稿日期: 2024-05-11

基金项目: 湖南省杰出青年基金项目(2024JJ2024); 国家自然科学基金项目(52077064)。

作者简介: 蒋亦悦(1991), 女, 工程硕士, 工程师, 研究方向为船舶电力系统。

张晓飞(1983), 男, 博士, 教授, 研究方向为电气与机电设备检测、监测、故障诊断、预测与健康管理。

结合 PSO-LSSVM 构建诊断模型, 实现了对永磁同步电机偏心故障的诊断。高超^[4] 等通过 Simulink 搭建仿真模型提取故障信号, 以此构建故障样本集, 之后将提取的故障信号通过一维卷积神经网络提取故障信号的局部特征, 采用双向长短时记忆网络捕捉故障信号时序信息, 基于自动提取的特征实现了对电缆故障的诊断。王腾^[5] 对电机的各种类型故障进行了简要的分析, 并基于此设计了一种基于 DenseNet 的网络特征提取器, 通过在网络中添加参数识别模块实现了电机故障相关信号的跟踪, 为后续网络特征空间提供了丰富的故障信号数据, 实现了小样本下的电机故障诊断。徐承军^[6] 等通过有限元分析对电机的故障状态进行了模拟, 得到了带有标签的故障数据, 并构建了一种基于生成对抗网络的深度域适应迁移学习的故障诊断模型, 通过该模型实现了小样本情况下滚动轴承故障诊断。

随着大模型技术的发展, Transformer 架构应运而生, Transformer 架构起初应用在自然语言处理 (NLP) 领域^[7], 与 LSTM 不同的是, Transformer 不依赖于序列的固定顺序, 可以进行并行操作, 也不需要考虑梯度消失问题, 因此有着更快的训练速度和更好的性能^[8]。之后研究人员将其引入了机器视觉领域处理图像信息, 提出了视觉转换器 (vision transformer, ViT)^[9]。

针对电机运行过程中故障信号样本少的问题, 提出了一种基于 Vision Transformer 的永磁同步电机智能故障诊断方法。该方法首先通过 Gram 矩阵、RPM 矩阵方法将传感器获取的一维时序监测信号转换为具有丰富视觉特征的二维图像, 然后将二维图像数据输入 Vision Transformer 网络中实现永磁同步电机智能故障诊断。与基于 AlexNet、VGG16、ResNet 等经典卷积神经网络的故障诊断方法相比, 该方法的诊断精度更高。

1 相关理论

1.1 格拉姆矩阵

格拉姆 (Gram) 矩阵即不同特征之间的偏心协方差矩阵。使用 Gram 矩阵方法可以将时间序列数据映射到二维图像中^[9-10]。与短时傅里叶变换和连续小波变换等方法相比, Gram 矩阵具有较低的计算复杂度, 减少了计算量和训练时间。对于离散时序信号 $x(n)$ 通过 Gram 矩阵方法转换成的图像 $GM(n, n)$ 如下所示:

$$GM(n, n) = \begin{bmatrix} \langle x(1), x(1) \rangle & \cdots & \langle x(1), x(n) \rangle \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \langle x(n), x(1) \rangle & \cdots & \langle x(n), x(n) \rangle \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: $\langle x(m), x(n) \rangle = \|x(m)\| \|x(n)\| \cos(\theta)$ 表示向量之间的点积, 用于度量向量之间的相似性, θ 是两个向量之间的夹角。对于标量向量, 角度为零, 因此 Gram 矩阵可以简化为

$$GM(n, n) = \begin{bmatrix} x(1) \cdot x(1) & \cdots & x(1) \cdot x(n) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x(n) \cdot x(1) & \cdots & x(n) \cdot x(n) \end{bmatrix} \quad (2)$$

1.2 相对位置矩阵

相对位置矩阵 (Relative Position Matrix, RPM) 包含了原始时间序列的冗余特征, 使转换后的图像中, 类间和类内的相似度信息更容易被捕捉^[11-12]。对于一个时间序列 $X = (x_t, t = 1, 2, \dots, N)$, 可以通过以下步骤得到 RPM 图^[13]:

步骤一: 针对原始时间序列, 通过以下 z -分位标准化的方法得到一个标准正态分布 Z :

$$z_t = \frac{x_t - \mu}{\sigma}, t = 1, 2, \dots, N \quad (3)$$

式中, μ 表示 X 的平均值, σ 表示 X 的标准差。

步骤二: 采用分段聚合近似 (PAA) 方法, 选择一个合适的缩减因子 k , 生成一个新的平滑时间序列 \tilde{X} , 将维度 N 减少到 m :

$$\tilde{x}_i = \begin{cases} \frac{1}{k} \sum_{j=k*(i-1)+1}^{k*i} z_j, i = 1, 2, \dots, m, \left\lfloor \frac{N}{k} \right\rfloor - \left\lfloor \frac{N}{k} \right\rfloor = 0 \\ \frac{1}{k} \sum_{j=k*(i-1)+1}^{k*i} z_j, i = 1, 2, \dots, m-1, \left\lfloor \frac{N}{k} \right\rfloor - \left\lfloor \frac{N}{k} \right\rfloor > 0 \\ \frac{1}{N - k*(m-1)} \sum_{j=k*(m-1)+1}^N z_j, i = m, \left\lfloor \frac{N}{k} \right\rfloor - \left\lfloor \frac{N}{k} \right\rfloor > 0 \end{cases} \quad (4)$$

$$m = \left\lfloor \frac{N}{k} \right\rfloor \quad (5)$$

步骤三: 计算两个时间戳之间的相对位置, 将时间序列 X 转换为二维矩阵 M :

$$M = \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 - \tilde{x}_1 & \tilde{x}_2 - \tilde{x}_1 & \cdots & \tilde{x}_m - \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_1 - \tilde{x}_2 & \tilde{x}_2 - \tilde{x}_2 & \cdots & \tilde{x}_m - \tilde{x}_2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{x}_1 - \tilde{x}_m & \tilde{x}_2 - \tilde{x}_m & \cdots & \tilde{x}_m - \tilde{x}_m \end{bmatrix} \quad (6)$$

该矩阵表征了时间序列中每两个时间戳之间的相对位置关系。其每一行和每一列都以某一个时间戳为参考, 进一步表征整个序列的信息;

步骤四：最后利用最小 - 最大归一化将 M 转换为灰度值矩阵，最终得到相对位移矩阵 F ：

$$F = \frac{M - \min(M)}{\max(M) - \min(M)} \times 255 \quad (7)$$

1.3 Vision Transformer

2021 年 ViT (Vision Transformer) 由 Dosovitskiy 等人首次提出，通过引入自注意力机制 (Self-Attention) 解决传统卷积神经网络 (CNN) 在处理大规模数据时存在的一些局限性，例如：传统 CNN 网络在处理图像时通常采用局部感受野的方式，只关注图像的局部特征，而忽略了全局信息，导致模型难以获取长距离的图像关联信息。图 1 为 ViT-B/16 的网络结构。

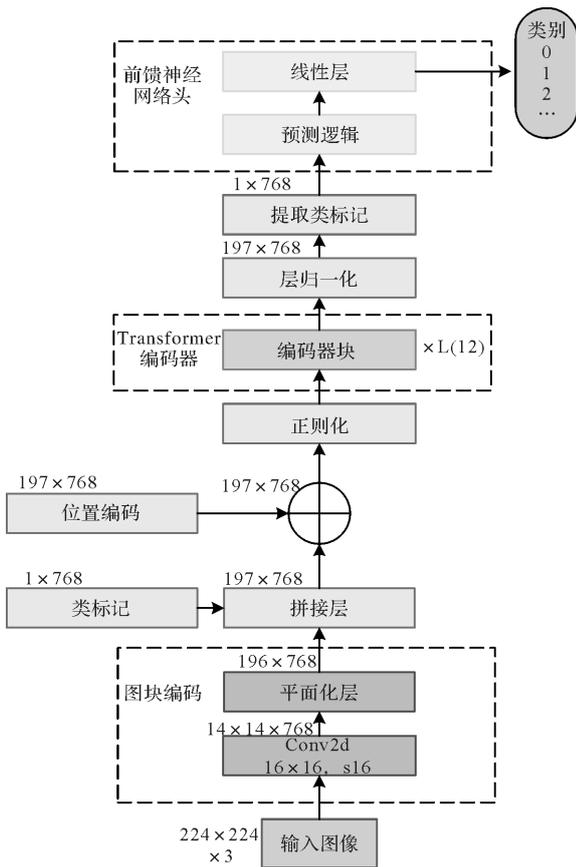


图 1 ViT-B/16 架构

ViT 模型主要由位置嵌入 (Patch Embedding)、Transformer 编码器和前馈神经网络头 (MLP Head) 三个部分组成。ViT 通过将图像分割成一系列的图块 (patches)，并将每个图块重新排列为二维向量的形式作为输入序列。然后，使用多层 Transformer 编码器对二维向量进行处理，其中包含了自注意力机制和前馈神经网络层。这样可以捕捉到图像中不同位置的上下文依赖关系。最后，通过对 Transformer 编码器输出进行分类或回归，即可完成分类回归

任务^[14-15]。

1.3.1 图编码块

由于标准的 Transformer 模块使用一维标记嵌入序列作为输入，为了使得 Transformer 能够处理二维的图像数据，需要将大小为 $(H \times W \times C)$ 的图像转化为一个大小为 $(N \times (P^2 \times C))$ 的二维图像块序列，其中原始图像的大小为 $(H \times W)$ ，原始图像的通道数为 C (对于 RGB 图像来说 $C = 3$)，由此种方法产生的图像块的大小为 (P, P) ，图块数为 $N = HW/P^2$ ，产生的图块数也是 ViT 网络的有效输入序列长度。在层中使用大小为 D 的隐向量将图像块展平，使用可训练线性映射将 $P^2 \times C$ 映射为 D 维，同时保持图像块数 N 不变。

1.3.2 Transformer 编码器层

Vision Transformer 编码器层主要针对图像块编码 (Patch Embedding) 层生成的一系列图块进行全局信息抽取与表征，其结构如图 2 所示。Transformer 编码器由多个编码器块 (Encoder Block) 串联构成，主要包含了层归一化层 (Layer Normalization)、多头注意力 (Multi-Head Attention)、Dropout/DropPath 和前馈神经网络 (MLP Block)。

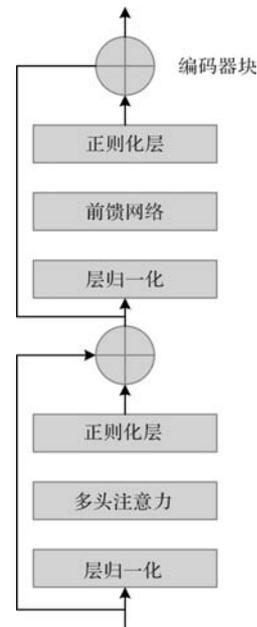


图 2 编码器块结构

层归一化算法用每个样本的均值和方差对输入进行归一化，解决网络层数加深时产生的内部协变量偏移的现象，并保证了模型的训练速度。层归一化的计算过程如下：

$$\mu = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \quad (8)$$

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - \mu)^2} \quad (9)$$

$$LN(x) = \alpha \times \frac{x - \mu}{\sqrt{\sigma^2 + \varepsilon}} + \beta \quad (10)$$

式中, n 为样本特征维度; x_i 为样本 x 的第 i 维特征值; μ 为样本 x 的均值; σ 为样本 x 的标准差, ε 为一个极小值, 保证分母不为零; α 和 β 为可训练参数, 进行仿射变换。

多头注意力模块联合来自不同自注意力 (self-attention) 模块学习到的信息, 从而使模型可以从不同角度理解输入的序列。假设注意力头的数目为 n , 将输入序列均分成 n 份, 得到 n 个不同的序列; 新的序列中的每一个标记 (token) 通过 3 个全连接层分别映射到三个矩阵 Q, K, V , 其中 Q 指 query, 表示查询到与该标记相关的属性, K 指 key, 表示该标记自身的属性, V 指 value, 表示该标记自身所包含的信息; 对向量 Q 与向量 K 的转置矩阵进行点积运算, 并且根据式 (11), 计算不同标记之间的相关性。Softmax 矩阵包含了不同标记之间的相关性系数, 例如第 1 行表示第一个标记与自身以及其他标记之间的相关性系数; 根据不同标记之间的相关性系数, 对不同的 token 进行加权求和, 即 $Attention(Q, K, V) = \alpha \times V$, 从而使模型有重点地关注输入特征; 最后将每一个注意力头中的输出拼接起来, 并且通过一个全连接层对不同注意力头中的结果进行加权。

$$\alpha = \text{softmax}\left(\frac{QK^T}{\sqrt{d_k}}\right) \quad (11)$$

1.4 本文所提方法

基于 Gram 矩阵、RPM 矩阵和 ViT 网络, 设计了一种电机故障诊断方法。具体实验步骤如下:

(1) 利用传感器采集不同故障类型的电机运行数据, 通过 Gram 矩阵和 RPM 矩阵将一维时序监测信号转换为二维 RGB 图像, 建立包含各种故障状态的数据集。

(2) ViT 网络首先将二维图像展平为图像块序列, 并为每个图像块嵌入位置信息 (保留图像块之间的空间位置信息) 和一个可学习的序列 (用于分类的类别向量)。然后, 将序列输入编码器以提取不同故障数据图像块中的特征, 最终通过分类预测头实现故障分类。

(3) 将每种故障状态的数据集按 4:1 的比例划分为训练集和测试集, 使用训练集对 ViT 网络进行训练, 并通过测试集验证 ViT 网络的有效性。

2 方法验证

2.1 数据集说明

本文采集了如图 3 所示的电机故障试验台数据进行故障诊断实验验证。采集电机包括退磁故障、绕组故障、轴承故障、转子偏心故障、单相断路故障、转子不平衡故障、转子弯曲故障、正常电机等 8 种状态的实验数据, 电机运行工况为 1 500 r/min, 负载 1.69 Nm。每种故障样本经过 Gram、RPM 矩阵方法转换为二维图像, 每种转换方法得到 200 张图, 160 张图片构成训练集, 40 张图片构成测试集, 如表 1 所示。

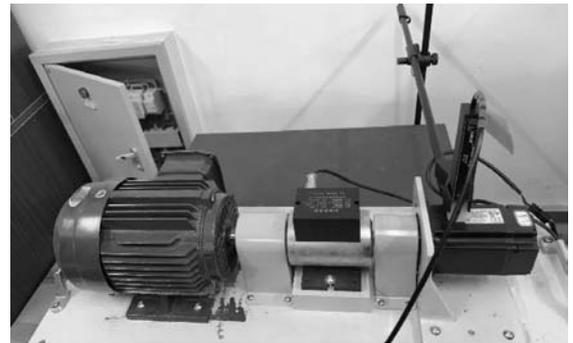


图 3 电机实验台

表 1 电机数据集

故障类型	数据集		
	训练集	测试集	标签
正常电机	160	40	0
退磁故障	160	40	1
绕组故障	160	40	2
轴承故障	160	40	3
转子偏心故障	160	40	4
单相断路故障	160	40	5
转子不平衡故障	160	40	6
转子弯曲故障	160	40	7

2.2 二维图像生成

本文将采集到的一维时序监测信号通过式 (1)、式 (2) 将不同状态的电机数据转换为 Gram 矩阵的形式, 通过式 (3)、式 (7) 将不同状态的电机数据转换为 RPM 矩阵的形式。转换后的二维图像如表 2 所示。

在 Gram 矩阵中, 每个点是通过计算时序监测信号在极坐标下的角度余弦和得到的, 这样能更好地保留时序数据的全局特征。电机故障后的故障信息大部分反映在监测信号的幅值、相位和频率上。与正常电机生成的 Gram 矩阵相比, 当电机发生故障时, 监测信号的幅值、相位和频率等信息会发生变化, 并反映在 Gram 矩阵上。这种变化表现为高亮点的出现和分布的不同。监测信号的幅值、相位和频

率变化越剧烈，Gram 矩阵中颜色变化越频繁。采用 RGB 颜色空间显示的 Gram 矩阵能更直观地展示时序监测数据中的幅值、相位和频率等故障信息。

RPM 矩阵通过计算电机时序监测数据中每两个时间戳之间的相对距离，提取电机在不同工作状态下的变化趋势和模式信息。在矩阵图中，不同点的颜色代表两个时间戳之间的相对距离大小。具体而言，通过计算每对时间戳之间的欧几里得距离，并用 RGB 颜色空间直观地呈现相对距离。RPM 矩阵图中的颜色特征反映了不同电机状态下时序监测信号的变化趋势。

表 2 二维图像数据集

故障类型	标签	Gram 矩阵	RPM 矩阵
正常电机	0		
退磁故障	1		
绕组故障	2		
轴承故障	3		
转子偏心故障	4		
单相断路故障	5		
转子不平衡故障	6		
转子弯曲故障	7		

2.3 诊断实验

为了证明所提方法的有效性，本文分别采用 Gram 矩阵、RPM 矩阵两种二维图像数据及 AlexNet、VGG16、ResNet 和 ViT-B/16 四种卷积网络对所提方法进行验证。四种网络分别运行 20 个 epoch，选择 Adam 优化器，前三种卷积网络的 dropout 取 0.5，ViT-B/16 的 dropout 取 0.01，batchsize 为 16。使用 Gram 矩阵图像数据诊断四种分类网络的准确率分别为 77.5%、95.7%、97.7% 和 99.2%，使用 RPM 矩阵图像数据的准确率分别为 86.5%、97.3%、

98.7% 和 99.6%，Gram 矩阵、RPM 矩阵二维图像数据在 ViT-B/16 分类网络上的准确率均比前三种卷积神经网络上的准确率高，分类结果的准确率如表 3 所示。Gram 矩阵和 RPM 矩阵方法在四种分类网络下的混淆矩阵结果图分别如图 4、图 5 所示。

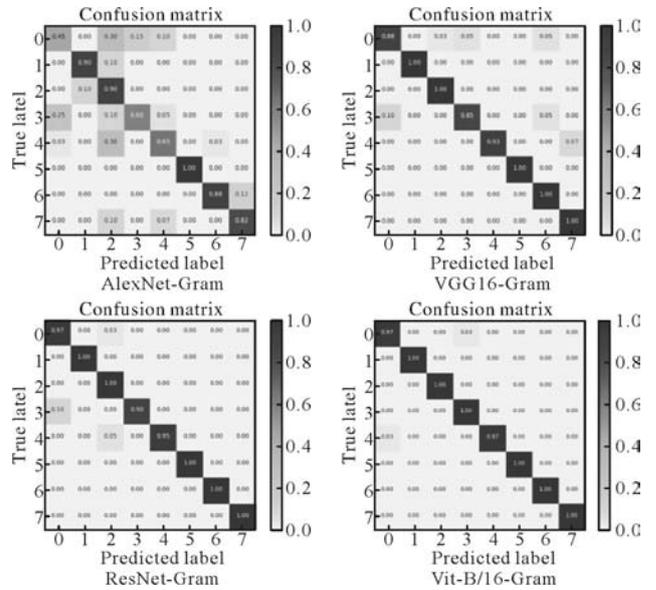


图 4 Gram 方法混淆矩阵结果图

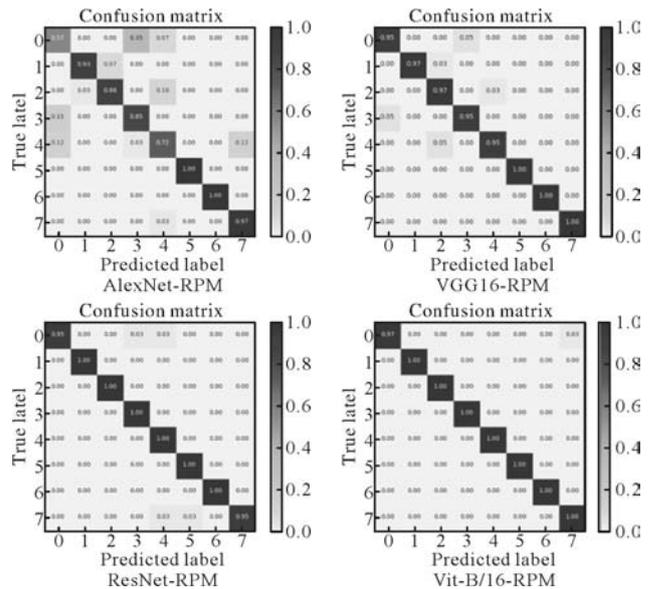


图 5 RPM 方法混淆矩阵结果图

表 3 分类模型准确率

不同分类器	准确率	
	Gram 矩阵	RPM 矩阵
AlexNet	77.5%	86.5%
VGG16	95.7%	97.3%
ResNet	97.7%	98.7%
ViT-B/16	99.2%	99.6%

3 结 论

针对电机运行过程中故障数据量少的问题, 本文提出了一种基于 Vision Transformer 的故障诊断方法。首先将一维传感器数据通过 Gram 矩阵、RPM 矩阵方法转换为二维图像数据。然后将转换后的二维图像数据作为 ViT-B/16 网络的输入进行分类。

本文通过试验验证了所提方法的有效性, 在实验中将两种二维矩阵图像数据分别输入 AlexNet、VGG16、ResNet 及 ViT-B/16 网络中进行分类。结果显示使用 Gram 矩阵图像数据进行诊断, 所提方法的准确率为 99.2%, 分别比其他三种分类器提高了 21.7%、3.5% 和 1.5%。使用 RPM 矩阵图像数据进行诊断, 所提方法的准确率为 99.6%, 分别比其他三种分类器提高了 13.1%、9.4% 和 6.6%。验证了本文所提方法的有效性。

参考文献

- [1] 吴国沛, 余银犬, 涂文兵. 永磁同步电机故障诊断研究综述 [J]. 工程设计学报, 2021, 28(05): 548-558.
 - [2] 张周磊, 李垣江, 李梦含, 等. 基于深度学习的永磁同步电机故障诊断方法 [J]. 计算机应用与软件, 2019, 36(10): 123-129.
 - [3] 唐子辉, 蒋学君, 孙晓丽. 小波包分解结合 LSSVM 的永磁同步电机偏心故障诊断 [J]. 机械设计与制造工程, 2024, 53(01): 65-70.
 - [4] 高超, 刘泽辉, 曹栋, 等. 基于 1DCNN-BiLSTM 的电力电缆故障诊断 [J]. 郑州大学学报(工学版), 2023, 44(05): 86-92.
 - [5] 王腾. 基于深度迁移学习的电机故障诊断方法研究 [D]. 重庆: 重庆大学, 2022.
 - [6] 徐承军, 于佰宁, 秦懿. 基于深度域适应迁移学习的滚动轴承故障诊断方法研究 [J]. 起重运输机械, 2024(07): 65-72.
 - [7] 宁方立, 王珂, 郝明阳. 融合 CNN 和 ViT 的声信号轴承故障诊断方法 [J]. 振动与冲击, 2024, 43(03): 158-163, 170.
 - [8] Vaswani A, Shazeer N, Parmar N, et al. Attention is All You Need [J]. Advances In Neural Information Processing Systems, 2017, 30: 6000-6010.
 - [9] Wu C, Nabil S, Zhou S, et al. Gram Matrix-Based Convolutional Neural Network for Biometric Identification Using Photoplethysmography Signal [J]. 上海交通大学学报(英文版), 2022, 27(4): 463-472.
 - [10] Xiong J, Li C, Wang C, et al. Application of Convolutional Neural Network and Data Preprocessing by Mutual Dimensionless and Similar Gram Matrix in Fault Diagnosis [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2022, 18(2): 1061-1071.
 - [11] Li T, Zhang Y, Wang T. SRPM - CNN: a Combined Model Based on Slide Relative Position Matrix and CNN for Time Series Classification [J]. Complex & Intelligent Systems, 2021, 7(3): 1619-1631.
 - [12] Chen W, Shi K. A Deep Learning Framework for Time Series Classification Using Relative Position Matrix and Convolutional Neural network. [J]. Neurocomputing, 2019, 359(0): 384-394.
 - [13] 刘晔. 人体跌倒头部伤害评估模型的研究 [D]. 成都: 电子科技大学, 2022.
 - [14] 郭伟, 余璐, 宋莉. 基于 Vision Transformer 和迁移学习的垃圾图像分类研究 [J]. 河南工程学院学报(自然科学版), 2024, 36(01): 65-71.
 - [15] 贲可荣, 杨佳辉, 张献, 等. 基于 Transformer 和卷积神经网络的代码克隆检测 [J]. 郑州大学学报(工学版), 2023, 44(06): 12-18.
-
- (上接第 14 页)
- [7] 周坤, 赵世伟, 杨向宇, 等. 负载能力最大化的 PMSM 弱磁控制交轴电压给定策略 [J]. 微特电机, 2023, 51(5): 44-49.
 - [8] 黄俊达, 赵世伟. 一种加速启动的 IPMSM 复合弱磁控制策略 [J]. 机械制造与自动化, 2023, 52(5): 210-213, 217.
 - [9] 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(10)1-11.
 - [10] Bianchi N, Bolognani S, Zigliotto M. High-performance PM synchronous motor drive for an electrical scooter [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2001, 37(5): 1348-1355.
 - [11] Bolognani S, Calligaris S, Petrella R. Adaptive Flux-Weakening Controller for Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drives [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2014, 2(2): 236-248.
 - [12] 李涛, 谷鑫, 李新旻, 等. 内置式永磁同步电机电流相角自适应弱磁控制 [J]. 电工电能新技术, 2019, 38(10): 38-45.
 - [13] Guo X, Wen X, Zhao F, et al. PI Parameter Design of the Flux Weakening Control for PMSM based on Small signal and Transfer Function [C]. International Conference on Electrical Machines and Systems, 2009: 1-6.
 - [14] Wang C, Zhu Z Q, Zhan H. Adaptive Voltage Feedback Controllers on the Non-Salient Permanent Magnet Synchronous Machine [C]. XIII International Conference on Electrical Machines (ICEM), 2018: 1374-1380.
 - [15] Bozhko S, Rashed M, Yeoh S S, et al. Flux Weakening Control of Permanent Magnet Machine Based Aircraft Electric Starter-generator [C]. 8th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives, 2016: 1-6.
 - [16] 李思毅, 苏健勇, 杨贵杰. 基于自抗扰控制的永磁同步电机弱磁控制策略 [J]. 电工技术学报, 2022, 37(23): 6135-6144.

表贴式永磁电机转子偏心下齿槽转矩研究

卜凡, 郝珂庆, 胡博

(西安航天动力测控技术研究所, 西安 710025)

摘要: 在工程实践中, 表贴式永磁电机转子偏心难以避免。转子偏心导致气隙磁场发生畸变, 进而影响齿槽转矩。该研究旨在通过一种基于子域法的磁场解析模型, 探讨转子偏心对表贴式永磁电机性能的影响。将电机二维平面分为若干子域, 通过结合边界条件求解方程组, 获取了磁场分布及齿槽转矩。研究对比了子域法模型与有限元法计算气隙磁通密度和齿槽转矩的结果, 并分析了样机在偏心条件下的齿槽转矩, 结果显示在偏心率较低时, 样机转矩提升量与其偏心率呈正比例。文章通过样机实验验证了模型的准确性。通过该模型可在设计阶段估算转子偏心带来的影响, 为电机的工作提供了有力的参考依据。

关键词: 永磁电机; 转子偏心; 子域法; 齿槽转矩

中图分类号: TM351

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2024)10-0026-06

Research on Slot Torque of Surface Mounted Permanent Magnet Motor Under Rotor Eccentricity

BU Fan, XI Keqing, HU Bo

(Xi'an Aerospace Propulsion Testing Technology Research Institute, Xi'an 710025, China)

Abstract: The phenomenon of rotor eccentricity in surface mounted permanent magnet motors is commonly observed in engineering practice. Rotor eccentricity causes distortion of the air-gap magnetic field, which subsequently influences the cogging torque. The influence of rotor eccentricity on the performance of surface-mounted permanent magnet motor was examined by using a magnetic field analytical model based on the subdomain method. The two-dimensional plane of the motor was partitioned into several subdomains, and by applying boundary conditions, the set of equations was solved to derive the magnetic field distribution and cogging torque. Comparisons were made between the air gap magnetic flux density and cogging torque results obtained from the subdomain method model and those from the finite element method. Additionally, an analysis of the cogging torque of the prototype under eccentric conditions was conducted. It was revealed that, at lower eccentricity ratios, there was a positive correlation between the prototype's torque improvement ratio and its eccentricity ratio. The accuracy of the magnetic field analytical model based on subdomain method has been validated through prototype experiments. This model can predict the impact of rotor eccentricity during the design phase and serves as a valuable reference for motor design.

Key words: permanent magnet motor; rotor eccentricity; subdomain method; cogging torque

0 引言

微特电机应用领域众多, 近年来一些领域的系统控制精度不断提升, 对微特电机齿槽转矩提出了越来越高的要求。齿槽转矩是由定子槽的存在使得气隙磁场发生畸变而产生的^[1]。工程实践中客观存在的加工、装配误差以及特殊润滑导致

的大轴承游隙等, 都会导致电机转子位置偏离理想状况, 即转子偏心。转子偏心会导致气隙磁场进一步畸变, 产生新的磁场谐波, 导致包括齿槽转矩在内的多方面指标发生变化。故有必要研究转子偏心因素下的表贴式永磁电机齿槽转矩特性、探索其规律机理, 并在现实生产中给予理论支持。这对进一步提升高精度微型表贴式永磁电

收稿日期: 2024-06-07

作者简介: 卜凡(2002), 男, 硕士研究生, 研究方向为微特电机本体设计。

郝珂庆(1977), 男, 硕士, 研究员, 研究方向为微特电机。

机产品性能有重要意义。

研究齿槽转矩离不开对磁场的分析, 永磁电机磁场分析计算方法目前主要有等效磁路法、有限元法和解析法^[2-3]。等效磁路法计算量小、速度快, 但精度有限^[4]。有限元法计算周期较长, 计算结果的准确度较为依赖网格剖分质量。相较之下, 解析法能给出电机性能与设计参数之间的数学关系, 尤其是其中的子域法同时兼顾了良好的计算速度与精度^[3]。子域法在分析表贴式永磁电机电磁场方面准确高效, 近年来被国内外学者广泛运用。文献[5]建立了无槽无刷永磁电机偏心下空载气隙磁场的解析表达, 得到感应电动势和转子不平衡磁拉力。文献[6]对外转子永磁发电机轴径向静态偏心故障下的电磁转矩特性进行了分析。文献[7]研究了电机转子偏心下的内谐波磁场、转矩波动、损耗变化。目前相关研究同时考虑静态偏心与动态偏心的研究较少, 鲜有文献针对转子偏心对齿槽转矩的影响进行定量分析研究。本文旨在研究转子偏心对表贴式永磁电机齿槽转矩的影响, 通过建立基于子域法的表贴式永磁电机在转子偏心下的模型, 分析和验证转子偏心与齿槽转矩之间的关系, 以在高精度表贴式永磁电机设计及应用中提供有力的参数支持。

1 子域模型

1.1 表贴式永磁电机模型

表贴式永磁电机是具有多变量的复杂系统, 为了便于理论模型的分析计算, 作如下基本假设:

(1) 定、转子铁心材料具有无穷磁导率, 沿其切向的磁场强度为 0;

(2) 永磁体相对磁导率 $\mu_r \neq 1$, 且永磁体子域中所有部分的磁导率相同;

(3) 分析区域在二维平面内, 各子域边界均沿坐标轴方向, 即平行 r 轴或 θ 轴, 且不计端部效应;

(4) 槽内电流均匀分布在每个线圈边所占区域。

以上基本假设可极大简化子域法建模的复杂程度, 并且相关研究中基于该假设所建立的子域法模型具有较好的准确性^[4,8-9]。依据基本假设, 本文建立了表贴式永磁电机几何模型。若电机槽数为 n_s , 则分析区域的几何形状可以视作 n_s 个扇形区域的组合, 单个扇形区域如图 1 所示。

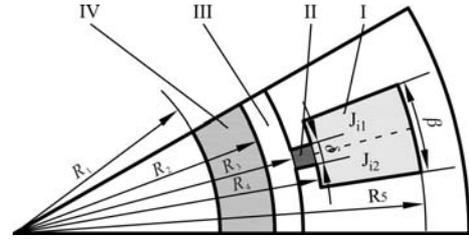


图 1 表贴式永磁电机几何模型

本文将电机在二维平面划分为几何形状均为扇形或圆环的若干子域: I 定子槽子域、II 槽口子域、III 气隙子域和 IV 永磁体子域共 4 类子域。永磁体内表面半径为 R_1 , 永磁体外表面半径为 R_2 , 定子内表面半径为 R_3 , 定子槽开口侧半径为 R_4 , 定子槽外侧半径为 R_5 。槽子域分为大小形状相同的两个区域, 其中均匀分布绕组电流。绕组电流方向均垂直于分析平面, 其电流密度分别为 J_{11} 、 J_{12} 。

1.2 模型各子域及边界条件

在建立的如图 1 所示的几何模型中, 定子槽子域中两个区域分别具有大小不等的绕组电流。在该子域中电流密度 J 是坐标 r 、 θ 的函数。若用 $A_{1i}(r, \theta)$ 表示第 i 个(共 n_s 个)定子槽内的矢量磁位, 定子槽内的磁场分布可用泊松方程描述^[3]:

$$\begin{cases} \frac{\partial^2 A_{1i}(r, \theta)}{\partial r^2} + \frac{\partial A_{1i}(r, \theta)}{r \partial r} + \frac{\partial^2 A_{1i}(r, \theta)}{r^2 \partial \theta^2} = -\mu_0 J & (1) \\ R_4 \leq r \leq R_5, \theta_i - \frac{\beta}{2} \leq \theta \leq \theta_i + \frac{\beta}{2} \end{cases}$$

结合前文所述假设以及几何模型, 其边界条件可表示为^[3]

$$\begin{cases} \frac{\partial A_{1i}}{\partial \theta} \Big|_{\theta=\theta_i-\frac{\beta}{2}} = \frac{\partial A_{1i}}{\partial \theta} \Big|_{\theta=\theta_i+\frac{\beta}{2}} = \frac{\partial A_{1i}}{\partial \theta} \Big|_{r=R_5} = 0 & (2) \\ A_{1i}(r, \theta) \Big|_{r=R_4} = A_{2i}(r, \theta) \Big|_{r=R_4} \end{cases}$$

定子槽口子域和气隙子域内既不存在电流、也无永磁体, 属自由区域, 其磁场分布可用拉普拉斯方程描述, 若用 $A_{2i}(r, \theta)$ 表示第 i 个(共 n_s 个)定子槽口子域的矢量磁位, 则有^[3]:

$$\begin{cases} \frac{\partial^2 A_{2i}(r, \theta)}{\partial r^2} + \frac{\partial A_{2i}(r, \theta)}{r \partial r} + \frac{\partial^2 A_{2i}(r, \theta)}{r^2 \partial \theta^2} = 0 & (3) \\ R_3 \leq r \leq R_4, \theta_i - \frac{\delta}{2} \leq \theta \leq \theta_i + \frac{\delta}{2} \end{cases}$$

其边界条件可表示为^[3]

$$\begin{cases} \frac{\partial A_{2i}}{\partial \theta} \Big|_{\theta=\theta_i-\frac{\delta}{2}} = \frac{\partial A_{2i}}{\partial \theta} \Big|_{\theta=\theta_i+\frac{\delta}{2}} = 0 & (4) \\ A_{2i}(r, \theta) \Big|_{r=R_4} = A_{1i}(r, \theta) \Big|_{r=R_4} \\ A_{2i}(r, \theta) \Big|_{r=R_3} = A_{3i}(r, \theta) \Big|_{r=R_3} \end{cases}$$

同理, 用 $A_3(r, \theta)$ 表示气隙子域的矢量磁位^[3]:

$$\begin{cases} \frac{\partial^2 A_3(r, \theta)}{\partial r^2} + \frac{\partial A_3(r, \theta)}{r \partial r} + \frac{\partial^2 A_3(r, \theta)}{r^2 \partial \theta^2} = 0 \\ R_2 \leq r \leq R_3, 0 \leq \theta \leq 2\pi \end{cases} \quad (5)$$

其边界条件可表示为^[3]

$$\begin{cases} \left. \frac{\partial A_3}{\partial r} \right|_{r=R_2} = \frac{1}{\mu_r} \left. \frac{\partial A_4}{\partial r} \right|_{r=R_2} \\ A_3(r, \theta) \Big|_{r=R_2} = A_4(r, \theta) \Big|_{r=R_2} \end{cases} \quad (6)$$

由于假设了永磁体子域中所有部分的磁导率相同, 用子域中永磁体的磁化强度 M 的分布来反映永磁体的特性。

用 $A_4(r, \theta)$ 表示永磁体子域的矢量磁位, 永磁体磁化强度的径向、周向分量用 M_r 、 M_θ 表示, 将磁场分布问题转化为求解泊松方程^[3]:

$$\begin{cases} \frac{\partial^2 A_4(r, \theta)}{\partial r^2} + \frac{\partial A_4(r, \theta)}{r \partial r} + \frac{\partial^2 A_4(r, \theta)}{r^2 \partial \theta^2} \\ = \frac{-\mu_0}{r} \left(M_\theta - \frac{\partial M_r}{\partial \theta} \right) \\ R_1 \leq r \leq R_2, 0 \leq \theta \leq 2\pi \end{cases} \quad (7)$$

其边界条件可表示为^[3]

$$\begin{cases} \left. \frac{\partial A_4}{\partial r} \right|_{r=R_1} = 0 \\ A_4(r, \theta) \Big|_{r=R_2} = A_3(r, \theta) \Big|_{r=R_2} \end{cases} \quad (8)$$

2 求解齿槽转矩

2.1 求解气隙磁通密度分布

欲获得电机的齿槽转矩特性, 需要先进行其气隙磁通密度分布的求解。本文将四类子域中的拉普拉斯方程或泊松方程结合边界条件求解, 通过分离变量法并结合边界条件, 可得到以谐波系数为未知量的四类子域中的磁位方程组, 进一步整理为矩阵方程形式。若正整数 n 表示气隙谐波阶数, α_n 、 β_n 、 γ_n 、 δ_n 为可通过边界条件列写出的矩阵方程解出的谐波系数, 则对于气隙子域磁位 A_3 有:

$$\begin{aligned} A_3(r, \theta) = & \sum_{n=1}^{\infty} \left[\alpha_n \frac{f_n(r, R_2, R_3)}{n} + \beta_n \frac{f_n(r, R_3, R_2)}{n} \right] \cos(n\theta) \\ & + \sum_{n=1}^{\infty} \left[\gamma_n \frac{f_n(r, R_2, R_3)}{n} + \delta_n \frac{f_n(r, R_3, R_2)}{n} \right] \sin(n\theta) \end{aligned} \quad (9)$$

其中 f_n 表示如下函数关系:

$$f_n(x, y, z) = y \frac{(x/z)^n + (z/x)^n}{(y/z)^n - (z/y)^n} \quad (10)$$

本文以一台参数如表 1 所示的 16 极 18 槽表贴式永磁电机为例开展计算和分析。其中谐波系数以

及气隙磁通密度分布的计算使用基于 Python3 自编的程序完成。在数值计算中的各级数求和阶数是有限的, 为兼顾计算时间和结果质量, 取最大迭代阶数为 60。图 2 所示的是通过计算得到不存在绕组电流时的气隙磁通密度分布。子域法解析模型与有限元法的计算结果吻合较好, 从而验证了在该类型电机下子域法解析模型计算的正确性。

表 1 某 16 极 18 槽表贴式永磁电机参数

参数	参数值
永磁体内表面半径 R_1 /mm	30.5
永磁体外表面半径 R_2 /mm	33
定子内表面半径 R_3 /mm	33.5
定子槽开口侧半径 R_4 /mm	34.25
定子槽外侧半径 R_5 /mm	39.8
轴向长度 L /mm	16.5
槽宽角度 β (°)	10.4
槽开口宽角度 δ (°)	1.2
极弧系数 α_p	0.8
永磁体相对磁导率 μ_r	1.05
定子槽数 n_p	18
永磁体极对数 p	8

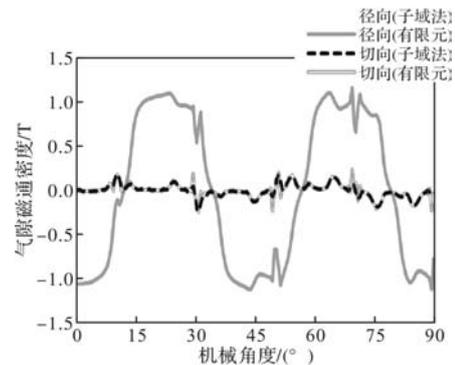


图 2 气隙磁通密度分布

2.2 基于气隙磁通密度分布求解齿槽转矩

子域法可以通过解析方法得到气隙磁通密度谐波系数方程组, 再通过数值计算得到电机气隙磁通密度分布。通常采用麦克斯韦应力张量法由气隙磁通密度分布得到齿槽转矩^[1,9-10]。麦克斯韦电磁场理论认为磁场内部也存在应力, 一个体积内的磁场受到外部磁场的作用力由其边界上的应力决定。故对于特定的气隙半径 R_m , 电磁转矩可以表示为

$$T = \frac{LR_m^2}{\mu_0} \int_0^{2\pi} B_{3r}(R_m, \theta) B_{3\theta}(R_m, \theta) d\theta \quad (11)$$

而在子域法中实际得到的是气隙子域磁位 A_3 , 并且有:

$$\begin{cases} B_{3r} = \frac{1}{r} \frac{\partial A_3(r, \theta)}{\partial \theta} \\ B_{3\theta} = -\frac{\partial A_3(r, \theta)}{\partial r} \end{cases} \quad (12)$$

然而, 计算机程序在处理数值计算时不可避免会造成误差, 且这类数值计算误差在求导的过程中会被放大, 使得到的转矩 T 的准确度下降^[10]。通过计算位于 R_2 和 R_3 之间的若干个不同积分半径的转矩结果并取其平均值, 以降低数值计算带来的误差。目前某些商业有限元软件也采用该方法。若将其写为积分形式, 电磁转矩 T 可以表示为^[10]

$$T = \frac{L}{\mu_0(R_3 - R_2)} \int_S B_{3r}(r, \theta) B_{3\theta}(r, \theta) dS \quad (13)$$

通过子域法得出的绕组电流为 0 时气隙磁通密度分布, 再根据式(13)计算得到的即为电机的齿槽转矩。

3 转子偏心下齿槽转矩的计算

3.1 转子偏心

转子偏心会使得电机的气隙不再均匀。转子偏心分为静偏心和动偏心。如图 3(a) 所示, 静偏心时转子的旋转中心与几何中心都具有偏移量 e ; 动偏心如图 3(b) 所示, 转子偏移而旋转中心不偏移。静偏心时气隙宽度 δ 仅与 θ 有关, 而动偏心时气隙宽度 δ 则是机械角度 θ 和时间 t 两者的函数。

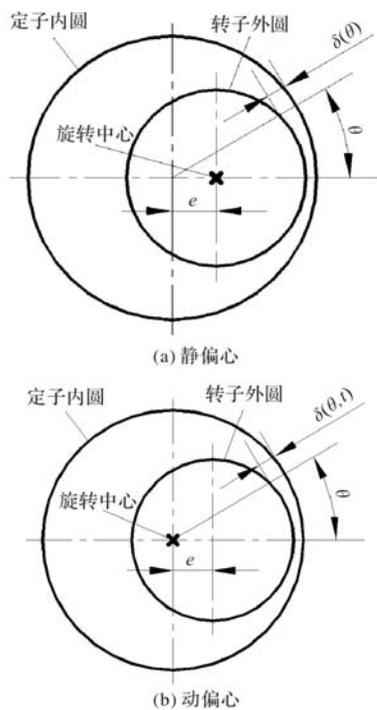


图 3 转子偏心

不同的极槽配合在转子偏心下的齿槽转矩的变

化规律是不同的。偏心只是对那些极对数和槽数组组合满足特定关系的电机的齿槽转矩的大小和分布影响较大^[9], 对任意的槽数 n_s 和极对数 p , 存在正整数 m_1 、 k_1 、 m_2 、 k_2 , 使得 n_1 、 n_2 最小, 且满足:

$$\begin{cases} n_1 = m_1 n_s = 2k_1 p \\ n_2 = m_2 n_s = 2k_2 p \pm 1 \end{cases} \quad (14)$$

当 n_s 和 p 的值导致 $n_1 > n_2$, 此时偏心使其齿槽转矩显著增大。本文分析计算和测试的对象为 16 极 18 槽, 满足上述条件, 齿槽转矩受偏心的影响较为显著。

不论是转子的静偏心还是动偏心都会导致气隙子域的边界不平行于 r 轴或 θ 轴。而这与本文所建立的子域法解析模型假设冲突。为便于计算和分析, 将气隙的不均匀性等效为永磁体磁化强度的不均匀性^[11]。即认为在转子偏心时, 各个子域的几何形状和边界条件方程均不发生改变, 仅在永磁体子域中的等效永磁体磁化强度 M_s 发生变化:

$$M_s(\theta) = M_r(\theta) \frac{h_m + \delta_0}{h_m + \delta(\theta)} \quad (15)$$

式中, M_r 表示未偏心时的永磁体磁化强度, δ 表示气隙宽度, δ_0 表示未偏心时的均匀气隙宽度, h_m 表示磁化方向长度。图 4 所示的是未偏心时的永磁体磁化强度及偏移 0.3 mm 时的等效磁化强度, 发生偏心时不同机械角度 θ 处气隙宽度 δ 不同。例如, 在 $\theta = 0^\circ$ 处 $\delta = 0.2$ mm, 其磁阻较小, 则等效永磁体的磁化强度大, 反之亦然。

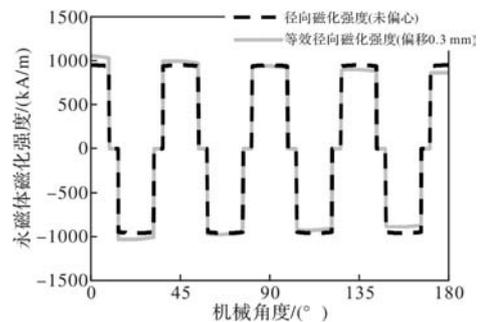


图 4 永磁体磁化强度

3.2 转子静偏心下的齿槽转矩

基于本文所建立的考虑转子偏心的子域法模型, 分析计算得到了 16 极 18 槽的表贴式永磁电机在不同程度转子静偏心下的齿槽转矩。本文用偏心率 ε 来描述电机转子位置的偏心程度, 若转子的偏移量为 e , 则有:

$$\varepsilon = \frac{e}{R_4 - R_3} \times 100\% \quad (16)$$

此外, 目前研制的多数微型电机气隙理论厚度

为单边 0.3 ~ 0.5 mm，表贴式转子外侧采用的转子加固工艺往往使转子外径比理论值大，这会导致实际可用的“空气”隙约为 0.1 ~ 0.3 mm。实际永磁电机中可能达到的偏心率一般不超过 60%，本文主要关注的也是偏心率不大于 60% 的范围。故在偏心率 0% (即未发生转子偏心)、30% 以及 60% 的情形，通过有限元软件计算转子静偏心下齿槽转矩。

图 5 所示的为该电机齿槽转矩的峰值以及均方根值随着偏心率的变化曲线。齿槽转矩峰值随着偏心率的增大而显著增加，而齿槽转矩的均方根值的变化并不显著。表明随着偏心率的增大主要使电机在一转内的齿槽转矩峰值的增大，而对齿槽转矩波形的离散程度影响较小。子域法和有限元的结果相近，二者齿槽转矩峰值的计算结果趋势相同，其数值最大相差 3.90 mN · m，二者的计算结果具有相当的准确度，间接验证了本文采用的子域法的正确性。

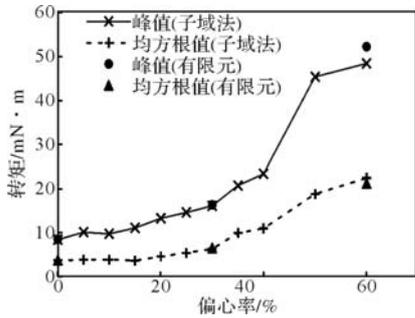


图 5 齿槽转矩-偏心率曲线(静偏心)

若用 T_{ϵ} 来表示转子偏心率为 ϵ 时的齿槽转矩峰值， T_0 表示转子未偏心时的齿槽转矩峰值，则定义齿槽转矩提升量 $\Delta T_{cog\epsilon}$ 为

$$\Delta T_{cog\epsilon} = T_0 - T_{\epsilon} \tag{17}$$

图 6 所示的是该电机的齿槽转矩的齿槽转矩提升量与偏心率的关系。观察在偏心率不大于 40% 时，二者具有一定的比例关系，故定义比例系数 k ：

$$\Delta T_{cog\epsilon} = k\epsilon \tag{18}$$

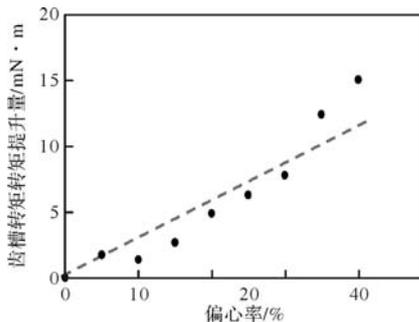


图 6 齿槽转矩提升量(静偏心)

通过回归分析得到 $k = 31.071$ ，此时的拟合优度 $R^2 = 0.956$ 。该电机在偏心率不大于 40% 时齿槽

转矩提升量与偏心率之间具有显著的正比例关系。

3.3 转子动偏心下的齿槽转矩

分析计算得到该表贴式永磁电机在不同程度转子动偏心下的齿槽转矩。同时，在未发生转子偏心和偏心率 30%、60% 时，通过有限元软件计算转子动偏心下齿槽转矩。两种方法所得结果如图 7 所示，与静偏心类似，齿槽转矩的峰值随着偏心率的增大而显著增加，而齿槽转矩的均方根值的变化并不显著。子域法计算结果与有限元结果最大相差量为 1.65 mN · m，在动偏心下二者也具有相当的准确度。

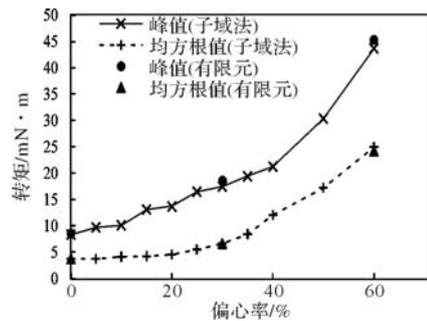


图 7 齿槽转矩-偏心率曲线(动偏心)

该电机的齿槽转矩提升量与偏心率的关系如图 8 所示。在偏心率不大于 40% 时，根据式(17)和式(18)，通过回归分析得到 $k = 29.732$ ，拟合优度 $R^2 = 0.988$ ，二者亦具有显著的比例关系。

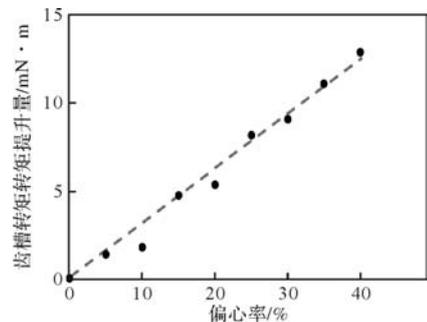


图 8 齿槽转矩提升量(动偏心)

4 实验验证

如图 9 所示，采用手持式扭矩计开展了齿槽转矩测定试验。通过在一周内多次测量得到正常生产电机以及具有偏心转子的电机齿槽转矩峰值。同时，测定了无定子部分的电机的转动摩擦力矩，通过减去摩擦力矩即可得到电机齿槽转矩在一周内的峰值。通过测试得到正常生产的该型电机齿槽转矩峰值约为 26.4 mN · m。三坐标测量机测量并计算得到样机的实际偏心率约为 33.6%，实测齿槽转矩峰值约为 38.7 mN · m，通过式(17)得到齿槽转矩提升量

$$\Delta T'_{\text{cog}33.4\%} = 12.3 \text{ mN} \cdot \text{m}。$$

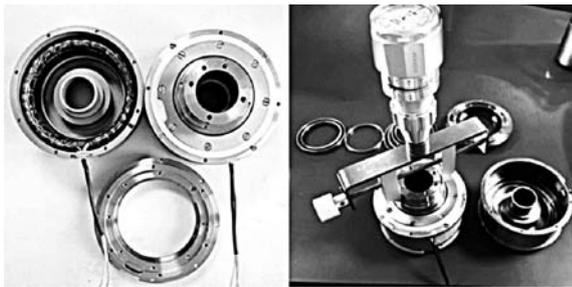


图9 测试样机实物及测试过程图

同时,开展了对该型表贴式永磁电机齿槽转矩的计算,结果如图10所示。在偏心率不大于40%时,回归分析得到 $k = 31.071$,拟合优度 $R^2 = 0.956$,该电机的齿槽转矩提升量与偏心率亦具有显著的比例关系。通过式(18)得到其齿槽转矩提升量 $\Delta T'_{\text{cog}33.4\%} = 10.44 \text{ mN} \cdot \text{m}$,与实测值相差 $1.86 \text{ mN} \cdot \text{m}$ 。通过对比子域法解析模型、有限元法以及样机实测值的齿槽转矩提升量,可以认为本文采用的计算模型准确度较好,验证了在该类型电机下子域法解析模型计算的有效性。

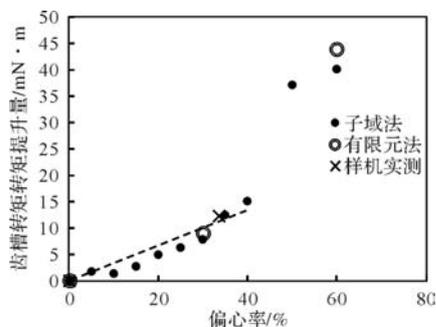


图10 实验样机的齿槽转矩提升量

5 结论

本文针对转子偏心对表贴式永磁同步电动机的影响,基于子域法进行了分析及计算,得出表贴式

永磁电机不同偏心率下的气隙磁通密度分布以及齿槽转矩特征,并开展了试验。研究表明:

(1)在静、动偏心下本文建立的基于子域法的磁场解析计算模型具有与有限元法相当的准确度。

(2)在本文所分析的样机在偏心率较低时,其齿槽转矩提升量与其偏心率具有显著的正比关系。

(3)本文建立的基于子域法的磁场解析计算模型能够在表贴式永磁电机的设计阶段有效预测转子偏心带来的齿槽转矩变化,能为设计工作提供有力的参考依据。

参考文献

- [1] 王秀和. 永磁电机[M]. 北京: 中国电力出版社, 2011: 73-116.
- [2] 唐任远. 现代永磁电机理论与设计[M]. 北京: 机械工业出版社, 2017: 37-60.
- [3] 焦石, 兰志勇, 王琳. 基于解析法的表贴式永磁同步电动机磁场与齿槽转矩的分析[J]. 电气技术, 2019, 20(4): 7-11.
- [4] 叶品州, 李红伟, 于文涛, 等. 考虑材料非线性及涡流影响的径向电磁轴承等效磁路建模[J]. 电工技术学报, 2020, 35(9): 1858-1867.
- [5] Rahideh A, Korakianitis T. Analytical Open-Circuit Magnetic Field Distribution of Slotless Brushless Permanent-Magnet Machines With Rotor Eccentricity[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2011, 47(12): 4791-4808.
- [6] 何玉灵, 王世云, 孙凯, 等. 轴径向静态偏心故障下外转子永磁发电机电磁转矩特性分析[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(1): 12-25.
- [7] 孔汉, 刘景林. 永磁伺服电机转子偏心对电机性能的影响研究[J]. 电机与控制学报, 2016, 20(1): 52-59.
- [8] 赵士豪, 陈进华, 张驰, 等. 不均匀气隙表贴式永磁电机磁场解析计算[J]. 电工技术学报, 2022, 37(14): 3502-3513.
- [9] 冀溥, 王秀和, 王道涵, 等. 转子静态偏心的表面式永磁电机齿槽转矩研究[J]. 中国电机工程学报, 2004(9): 192-195.
- [10] Silveyra J M, Conde Garrido J M. Torque Calculation Method for Axial-flux Electrical Machines in Finite Element Analysis[J]. Finite Elements in Analysis and Design, 2023, 227: 104042.

《微电机》(月刊)

全年12期,读者可到当地邮局订阅,本刊亦可破订、零购。

欢迎投稿! 欢迎订阅! 欢迎刊登广告!

国内刊号: CN61-1126/TM

邮 箱: micromotors@vip.sina.com

地 址: 高新区上林苑四路36号(710117)

邮发代号: 52-92

订价: 8元/期

年价: 96元/年

编辑部邮购(含快递费): 300元/年

国际刊号: ISSN 1001-6848

电话: 029-84276641

微型压缩机用多槽多极表贴式电机研究

乔正忠, 毛临书, 徐 飞

(广东美芝制冷设备有限公司, 广东 佛山 528333)

摘要: 微型电机因尺寸特点和使用条件较传统压缩机电机有较大差异, 从而高效低噪音的设计理念也有所不同。本文针对微型 48 V 电机, 从机理分析、仿真设计和样机验证三个阶段, 对比不同槽极配合和不同转子结构, 优选出 12 槽 10 极表贴式结构为性能噪音最优结构。进一步, 对选定的结构优化设计, 电机单体和压缩机验证结果均优势明显, 从而确定了最终方案并按量产化产品推进。

关键词: 微型电机; 槽极配合; 转子结构; 12 槽 10 极; 表贴式结构

中图分类号: TM351; TM341

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2024)10-0032-10

Research of SPM With Multi-slots and Multi-poles for Micro Compressor

QIAO Zhengzhong¹, MAO Linshu¹, XU Fei¹

(Guangdong Meizhi Compressor Company, Foshan Guangdong 528333, China)

Abstract: As the miniature motor is very different from the motor used in traditional compressor on dimensional characteristics and applications, it is quite various in designing the miniature or the traditional motor which has high efficiency and low noise characteristics. In this paper, a miniature 48-volt motor was designed by mechanism analysis, FEM and prototype experiment. Different slots and poles combinations and different rotor structures was analyzed, and 12 slots with 10 poles surface permanent magnet motor (SPM) was chosen as the best one considering high efficiency and low noise. Further, the chosen structure was optimized and the final motor achieves mass production.

Key words: miniature motor; slots and poles combinations; rotor structures; 12 slots with 10 poles; SPM

0 引言

传统空调压缩机的电机外径尺寸从 90 mm 到 160 mm, 变频空调压缩机搭载的是永磁同步电机, 变频器输入一般为 220 V 或 380 V 的交流市电。根据其运行工况特点, 压缩机性能重点关注 APF 能效, 从而电机设计时更关注中低频效率; 空调安装时采用隔音棉隔离压缩机, 从而电机设计时降低中低频噪音是噪音优化的主要方向。

作为新兴行业中应用的微型压缩机, 其尺寸较传统压缩机小很多。微型压缩机中的微型电机, 变频器输入采用 48 V/24 V/12 V 直流电源, 这与传统电机有很大差异。根据微型电机的运行工况特点, 压缩机长期运行在较高频率的额定工况, 因此效率设计关注较高频段; 因无隔音棉隔离压缩机, 噪音指标设计时需关注全频段。

本文针对 48 V 微型电机进行初步设计和优化设

计。初步设计阶段, 从机理分析、仿真设计和样机验证三个阶段, 对比不同槽极配合和转子结构, 优选出性能噪音最优结构。优化设计阶段, 对初步设计选定的基本结构进行进一步优化, 电机单体和压缩机验证结果对比同行业竞品均有明显优势, 从而确定了最终方案并按量产化产品推进。

1 机理分析

由于微型压缩机中电机安装空间有限, 同时尺寸特点限定微型电机大致为轴向长度较小的扁平化结构, 因此, 分数槽集中式绕组结构作为微型电机的结构方向^[1-4]。

1.1 转子结构

1.1.1 内嵌式对比表贴式

传统压缩机用永磁电机一般采用磁铁内嵌式的转子结构, 例如 GMCC 量产品 9 槽 6 极电机或 18 槽 6 极电机。

传统压缩机用永磁电机的内嵌式转子结构中, 磁铁采用烧结钕铁硼或铁氧体。高效化的电机的磁铁一般采用烧结钕铁硼, 目前 GMCC 应用的 50SH 磁铁为国内性能最高的磁铁牌号^[5]。

在微型电机的尺寸下, 对比内嵌式烧结钕铁硼 (50SH)、内嵌式铁氧体 (9B) 和表贴式粘结钕铁硼 (N10H) 三种转子结构的磁铁面提供的有效磁通量 Φ 估算如表 1 所示。

表 1 不同转子结构磁铁磁通估算结果

转子结构	磁铁面积 A /mm ²	剩磁 B_r /T	磁通量 Φ /mWb
内嵌烧结钕铁硼	990	1.4	1.39
内嵌铁氧体	1287	0.42	0.54
表贴粘结钕铁硼	1762	0.7	1.23

从表 1 可知, 在微型尺寸特点下, 表贴式磁环结构的磁铁工作面积较内嵌式磁铁工作面积大出较多, 磁铁表面磁通量明显高出内嵌式铁氧体结构, 较内嵌式烧结钕铁硼结构差异不大。而内嵌式结构中, 磁通要经过转子铁心, 过程中存在漏磁等磁通损失, 此外, 转子外缘的磁通径向分量才是有效磁通; 而表贴式磁环的磁铁工作面直接向气隙提供有效的磁通。因此, 在微型尺寸特点下, 表贴式粘结钕铁硼的转子结构, 能够提供最多的有效磁通量, 功率密度最高, 适合高效化设计。

同时, 内嵌式转子结构和表贴式转子结构的转子表磁波形, 具有很大的差异。内嵌式转子结构下, 无论是平行充磁的方形磁铁, 还是径向充磁的瓦形磁铁, 其转子表磁波形均为马鞍状结构, 如图 1 所示; 表贴式磁环结构中, 粘结钕铁硼采用无取向工艺, 可按 Halbach 方向充磁, 转子表磁是较理想的正弦波, 如图 2 所示。

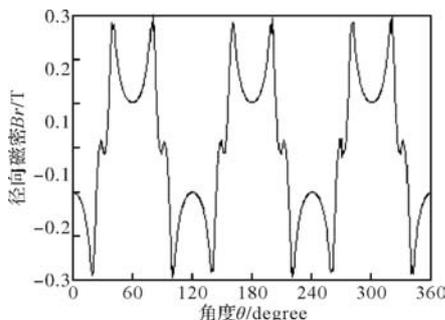


图 1 内嵌式转子马鞍状表磁波形

性能方面, 电磁能量转换中有效磁通是基波部分, 内嵌式结构表磁波形差, 基波含量低, Halbach 磁环表贴式结构表磁波形以基波为主, 从而能提供高的功率密度。同时, 内嵌式结构谐波含量远高于 Halbach 磁环表贴式结构, 从而铁损较高。

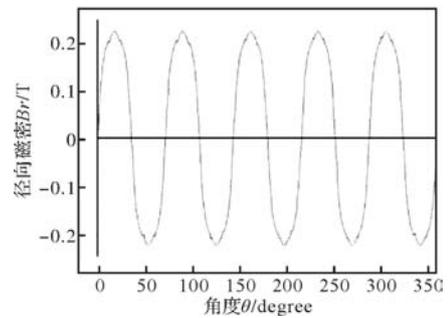


图 2 Halbach 磁环正弦化表磁波形

噪音方面, 压缩机中永磁电机相关的噪音主要由径向力引起的。而径向力是由定子电枢磁场各次谐波与转子主磁场各次谐波调制而成, Halbach 磁环表贴式结构转子主磁场谐波含量大大减少, 从而径向力也大大减小。另外, Halbach 磁环表贴式结构的齿槽转矩和转矩脉动也会明显小于内嵌式结构。

1.1.2 磁环不同极数对比

粘结钕铁硼无取向磁环一般有两种充磁方式: 径向充磁和 Halbach 充磁, 得出的表磁波形分别为方波和正弦波。本文选用具有正弦波表磁的 Halbach 充磁方式, 对相同尺寸不同极数的磁环进行分析对比。

Halbach 充磁方式的磁环的磁力线如图 3 所示。磁力线大致成环形结构, 在磁环表面上的径向分量均匀变化, 从而其表磁波形正弦度高。

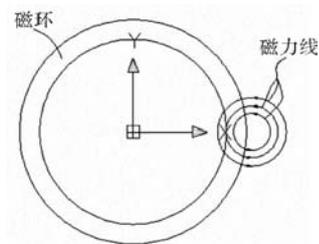


图 3 Halbach 磁环磁力线示意图

同样尺寸的磁环, 采用不同的充磁工装, 得到不同数量的磁极, 其磁性能也相差较大。本文以 8 极和 10 极磁环为例, 分析磁环不同极数的差异。

图 4 是外 8 极 Halbach 磁环表磁波形, 图 5 是外 10 极 Halbach 磁环表磁波形, 且两种磁环尺寸相同。

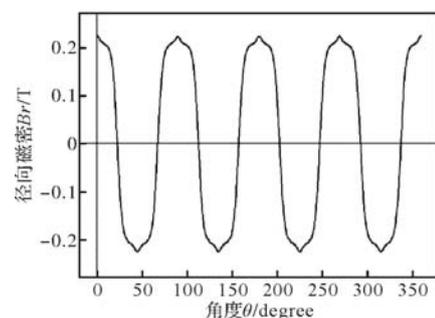


图 4 外 8 极 Halbach 磁环表磁波形

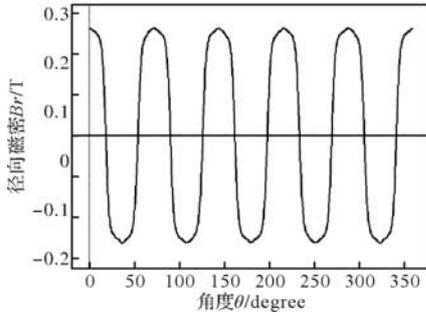


图5 外10极 Halbach 磁环表磁波形

从图中可以得出，8极磁环的表磁幅值约240 mT，10极磁环的表磁幅值约260 mT，即10极磁环有效磁性能较8极磁环高出8%。另外，10极磁环的正弦度也略优于8极磁环。对于 Halbach 充磁方式的磁环，一般而言，极数越高，磁性能越优良。

1.2 槽极配合选择

永磁电机的相数为 m ，定子槽数为 Z ，转子极对数为 p ，定义每极每相槽数 q 为^[6]

$$q = Z/2mp \tag{1}$$

进一步，若 Z 和 p 存在最大公约数 t ，即 $Z/2p = Z_0/2p_0$ ，其中 $Z = Z_0t$ ， $p = p_0t$ ，从而，每极每相槽数 q 可表示为

$$q = Z_0/2m p_0 \tag{2}$$

Z_0 和 p_0 组合的电机即为单元电机，原电机由 t 个单元电机组合而成。

1.2.1 绕组系数

两槽之间的电气夹角槽距角 α 表示为

$$\alpha = 360 p_0 / Z_0 \tag{3}$$

根据槽电势向量星形图进行分析，可计算出不同槽极配合的绕组系数。同时，根据相反电势最大化原则，可根据槽电势向量设计绕组连接方式。图6是12槽10极槽电势向量图，图7是9槽8极电机槽电势向量图，图8是12槽10极电机的接线图，图9是9槽8极电机的接线图。

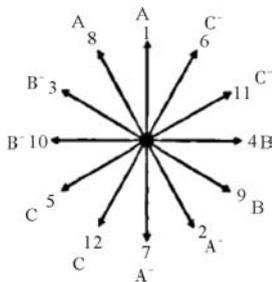


图6 $Z_0 = 12, p_0 = 5$ 的单元电机的槽电势向量星形图

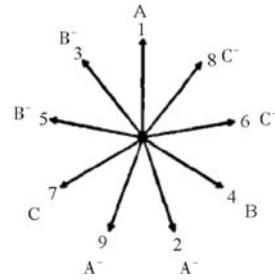


图7 $Z_0 = 9, p_0 = 4$ 的单元电机的槽电势向量星形图

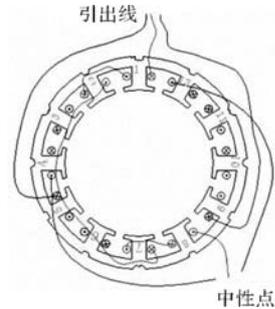


图8 $Z_0 = 12, p_0 = 5$ 的电机接线图

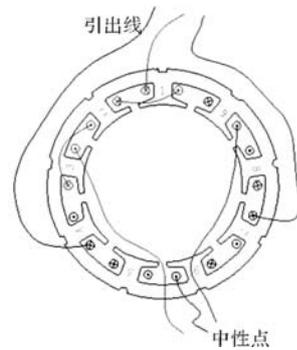


图9 $Z_0 = 9, p_0 = 4$ 的电机接线图

绕组的短距系数 K_p 与槽距角 α 的补角 β 相关，可表达为^[7]：

$$K_p = \cos \frac{\beta}{2} = \cos \frac{(180 - \alpha)}{2} = \sin \frac{\alpha}{2} \tag{4}$$

每极每相槽数 $q = c/d < 1$ ，可以等效成 $q' = c$ 的整距绕组的分布。则绕组的分布系数 K_d 表示为^[7]

$$K_d = \sin\left(c \cdot \frac{\beta}{2}\right) / \left(c \cdot \sin \frac{\beta}{2}\right) \tag{5}$$

绕组系数 $K_w = K_p K_d$ ，根据式(4)和式(5)，进一步表示为^[7]

$$K_w = 0.5 / \left(c \cdot \tan \frac{30^\circ}{c}\right) \tag{6}$$

根据式(6)，容易算出每种槽极配合的绕组系数。例如， $Z_0 = 3, p_0 = 2$ 的单元电机对应的9槽6极或12槽8极电机，其绕组系数是0.866； $Z_0 = 12, p_0 = 5$ 的单元电机对应的12槽10极电机，其绕组系数是0.933； $Z_0 = 9, p_0 = 4$ 的单元电机对应的9槽8极电机，其绕组系数是0.945。

1.2.2 齿槽转矩

集中式分数槽电机的基波齿槽转矩次数 γ 跟定子槽数 Z 和转子极数 $2p$ 的最大公约数 HCF 和最小公倍数 LCM 有关^[8-9]:

$$\gamma = 2pZ/HCF = LCM(Z, 2p) \quad (7)$$

即转子旋转一周, 齿槽转矩基波次数等于定子槽数 Z 和转子极数 $2p$ 的最小公倍数(LCM), 而齿槽转矩基波次数越大, 幅值越小。一般为了减小齿槽转矩幅值, 通常选用定子槽数 Z 和转子极数 $2p$ 的最小公倍数(LCM)较大的组合。

例如, 12 槽 8 极电机的定子槽数和转子极数的最小公倍数是 24, 12 槽 10 极电机的定子槽数和转子极数的最小公倍数是 60, 9 槽 8 极电机的定子槽数和转子极数的最小公倍数是 72。因此, 12 槽 10 极和 9 槽 8 极的电机的齿槽转矩优于 12 槽 8 极电机。

1.2.3 单边磁拉力

(1) Z 为偶数的槽极配合

定子槽数 Z 为偶数的三相电机, 无论是单个单元电机还是多个单元电机的组合, 每相有偶数个齿槽且在圆周上对称分布, 因此不存在单边磁拉力^[10]。例如, 图 8 中的 12 槽 10 极电机, A 相对应的槽号为 1、2 和圆周上对称的 7、8, 从而具有对称的磁拉力。

(2) Z 为奇数且由多个单元电机组合的槽极配合

当槽数 Z 为奇数的电机是由 N 个单元电机组合而成时, 在圆周上, 等分成 N 个区域, 每个单元电机分布在一个区域中。因此, 在圆周上每相齿槽对称分布, 从而具有对称的磁拉力。例如 9 槽 6 极电机, 是由 3 个 $Z_0 = 3, p_0 = 1$ 的单元电机组合而成, 不具有单边磁拉力。

(3) Z 为奇数且自身是单元电机的槽极配合

为了得到较高的绕组系数, Z 为奇数的单元电机一般满足 $Z = 2p \pm 1$ 。该类电机有个共同规律: 沿着电机圆周分为三个区域, 每相齿槽分布在约 120° 的区域内。因此, 对每相绕组和齿槽而言, 在圆周上是不对称的, 从而形成单边磁拉力。例如, 图 9 中, 9 槽 8 极电机即是 $Z_0 = 9, p_0 = 4$ 的单元电机。A 相绕组分布在相邻的 9、2、1 槽中, B 相绕组分布在相邻的 3、4、5 槽中, C 相绕组分布在 6、7、8 槽中, 每相绕组分布在 120° 的一个区域内, 在圆周上不具有对称性。

综上 1.1 与 1.2 节, 从机理分析, 转子结构方面, 在微型尺寸特点下, 表贴式 Halbach 磁环的转

子结构优于内嵌式转子结构, 正弦波表磁的磁环, 极数较高时磁性能优良; 槽极配合方面, 优选绕组系数较高的组合, 同时考虑单边磁拉力。考虑电机铁损、运行过程控制难度及制造性, 微型电机的槽极配合不宜过高(槽数或极数大于 12)。

2 有限元仿真设计

2.1 转子结构对比设计

本节通过仿真计算对比内嵌式转子结构和表贴式磁环结构的差异。内嵌式结构选用较优的 9 槽 6 极结构, 表贴式结构选用 12 槽 10 极结构。

图 10 是内嵌式 9 槽 6 极电机结构模型, 图 11 是表贴式 12 槽 10 极结构模型。

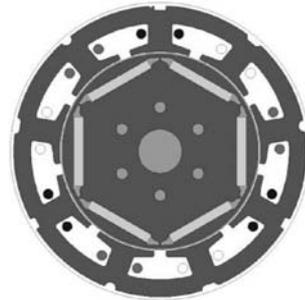


图 10 内嵌式 9 槽 6 极电机结构模型

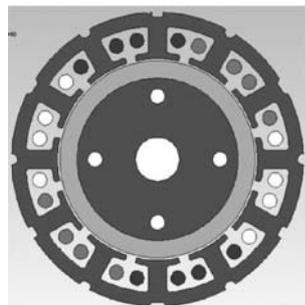


图 11 表贴式 12 槽 10 极电机结构模型

2.1.1 电机性能

两种电机结构采用相同边界条件与材料(磁铁除外)设置。关键技术指标如表 2 所示。

表 2 内嵌式对比表贴式技术指标

技术指标	内嵌式	表贴式
电机积厚/mm	14	14
槽满率	59%	59.2%
硅钢材料/mm	t0.5	t0.5
磁铁配置	烧结钕铁硼	粘结钕铁硼
磁铁材料	50 SH	N10H
额定转速/(r/min)	4500	4500
额定扭矩/N·m	0.35	0.35
反电势系数/(V/(kr/min))	6	6

根据积厚、反电势和槽满率等指标要求, 进行空载仿真, 确定绕组的线径和匝数。根据电机槽型

与绕组，计算出相电阻 R 。

在额定转速和扭力下，仿真运行相电流 I 。铜损 P_{cu} 为^[11]

$$P_{cu} = 3 I^2 R \quad (8)$$

按正弦电流仿真负载铁损 P_{fe} ，按铁损修正系数进行修正。因额定转速 4500 r/min 较高，本文按铁损修正系数 1.3 进行修正。

在压缩机系统中，给定的估算输出功率实际包含了机械风摩损耗，所以本文设计时暂不考虑机械风摩损耗。

输出功率 P_2 根据额定转速 n 和额定扭力 T_2 计算：

$$P_2 = n \cdot T_2 / 9.55 \quad (9)$$

附加损耗 P_s 按 $0.5\% \cdot P_2$ 进行估算。

计算设计出各项损耗后，电机效率 η 按下式进行计算：

$$\eta = \frac{P_2 \cdot 100\%}{P_2 + P_{cu} + 1.3 \cdot P_{fe} + 0.5\% \cdot P_2} \quad (10)$$

内嵌式 9 槽 6 极电机和表贴式 12 槽 10 极电机分别优化到较优水平后，对比仿真各项损耗和效率如表 3 所示。

表 3 内嵌式对比表贴式性能仿真结果

结果	内嵌式	表贴式
I/A	4.8	4.95
R/Ω	0.32	0.29
P_{cu}/W	22.12	21.56
P_{fe}/W	6.24	6.24
P_2/W	164.69	164.69
$\eta/\%$	84.14	84.37

从表 3 可知，内嵌式较优槽极配合的 9 槽 6 极电机，因有效磁通低、绕组系数低及绕组端部长等原因，铜损高于表贴式 12 槽 10 极电机；内嵌式 9 槽 6 极电机虽然极数少，但因磁密包含大量的谐波，铁损也与表贴式 12 槽 10 极电机基本相当；从而，采用中等牌号磁铁的表贴式电机，较采用目前顶级牌号磁铁的内嵌式电机，性能有优势。

2.1.2 噪音相关指标

永磁电机由转子提供主磁通，与定子电枢磁场形成交链，在气隙上完成能量的转换。从而，气隙磁密是噪音及性能最根本的指标，气隙磁密波形正弦度越高，电机的径向力阶次越少，越有利于永磁电机的低噪音化^[12]。

图 12 是内嵌式 9 槽 6 极电机的空载气隙磁密波形，图 13 是表贴式 12 槽 10 极电机的空载气隙磁密波形。从波形上看，表贴式电机的气隙磁密明显优

于内嵌式电机。

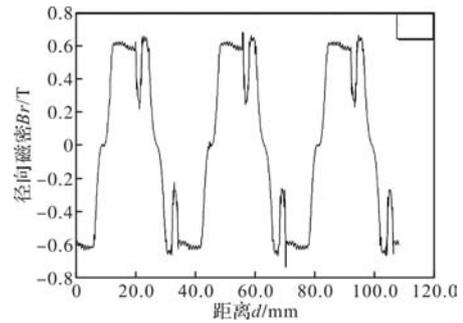


图 12 内嵌式 9 槽 6 极电机气隙磁密波形

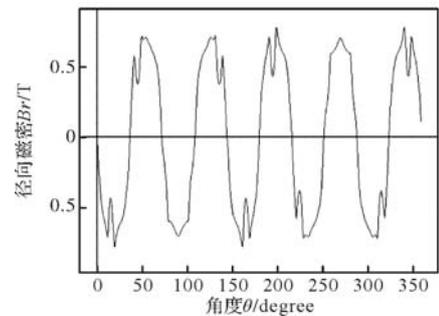


图 13 表贴式 12 槽 10 极电机气隙磁密波形

反电势波形作为电机设计的一个重要指标，一般而言，波形正弦度越好，越有利于电机的低噪音化。

图 14 是内嵌式 9 槽 6 极电机反电势波形，图 15 是表贴式 12 槽 10 极电机反电势波形。从波形上看，内嵌式 9 槽 6 极电机的波形正弦度差，而表贴式 12 槽 10 极电机的波形接近于理想正弦波。

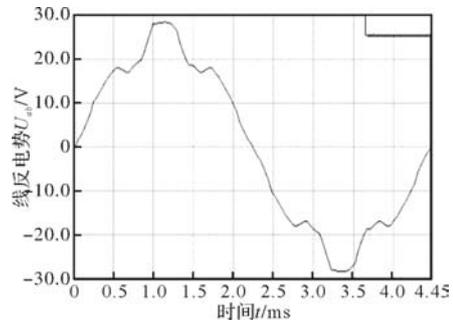


图 14 内嵌式 9 槽 6 极电机反电势波形

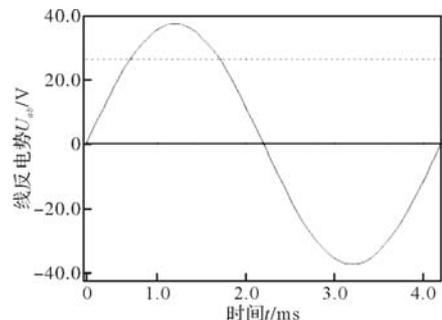


图 15 表贴式 12 槽 10 极电机反电势波形

空载下的齿槽转矩和负载下的转矩脉动，会影响电机的切向振动，在电机设计时也作为噪音指标进行优化。齿槽转矩的峰峰值和转矩脉动的大小作为考核其指标的关键。

图 16 和图 17 分别是两种结构的齿槽转矩波形，图 18 和图 19 分别是两种结构的负载转矩波形。从结果看，无论是齿槽转矩峰峰值还是转矩脉动大小，表贴式电机较内嵌式电机均有明显优势。

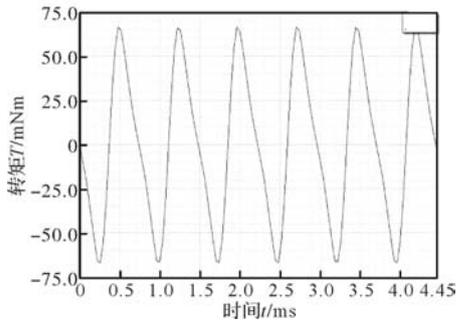


图 16 内嵌式 9 槽 6 极电机齿槽转矩波形

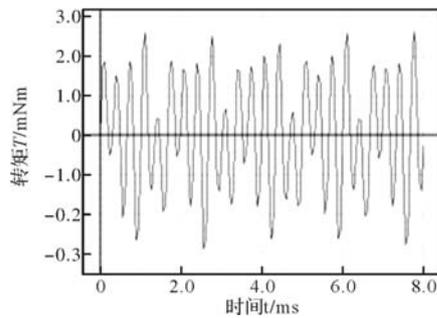


图 17 表贴式 12 槽 10 极电机齿槽转矩波形

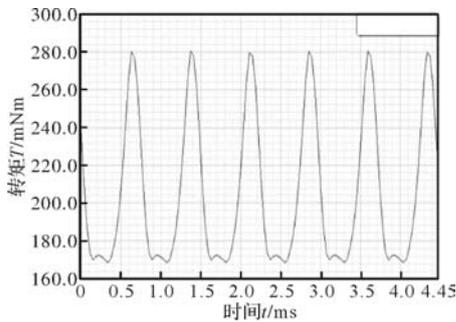


图 18 内嵌式 9 槽 6 极电机转矩波形

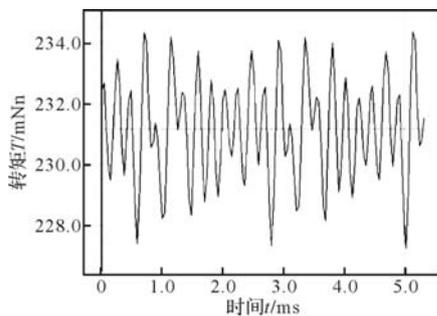


图 19 表贴式 12 槽 10 极电机转矩波形

上述各项噪音指标仿真结果汇总如表 4 所示。

表 4 内嵌式对比表贴式噪音指标仿真结果

噪音指标	内嵌式	表贴式
气隙磁密 THD	35%	15%
线反电势 THD	14.1%	0.9%
齿槽转矩峰峰值/ $\text{mN} \cdot \text{m}$	130	5.5
转矩脉动	54.47%	3.12%

从上表指标仿真结果来看，表贴式 12 槽 10 极电机的各项指标较内嵌式 9 槽 6 极电机均有明显优势，预测电机噪音也有明显优势。

2.2 槽极配合对比设计

根据 2.1 节结果，优选 Halbach 磁环结构作为转子结构。在微型电机边界条件下，选择 12 槽 10 极、12 槽 8 极和 9 槽 8 极三种槽极配合进行对比设计。

12 槽 10 极电机和 12 槽 8 极电机具有相同的尺寸，仅磁极设置不同，9 槽 8 极电机和 12 槽 8 极设置相同的转子，定子不同。

图 20 是 12 槽 10 极/8 极电机结构模型，图 21 是 9 槽 8 极电机结构模型。

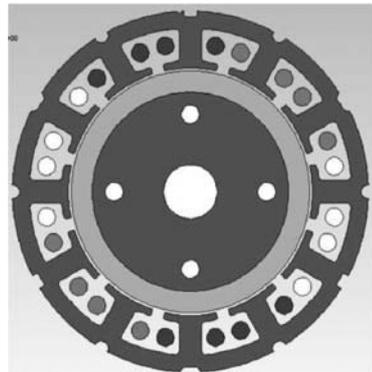


图 20 12 槽 10 极/8 极电机结构模型

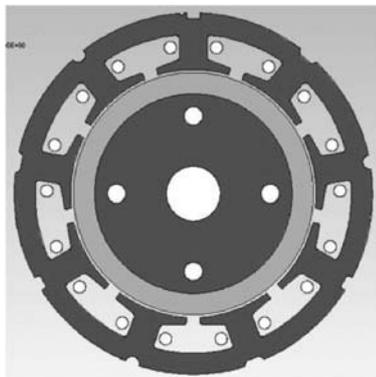


图 21 9 槽 8 极电机结构模型

2.2.1 电机性能

根据 2.1 节所述的性能设计方法，三种结构的技术指标和表 2 中表贴式结构设置相同。不同槽极配合的性能仿真设计结果如表 5 所示。

表 5 不同槽极配合性能仿真结果

结果	12s10p	12s8p	9s8p
I/A	4.95	4.85	4.97
R/Ω	0.29	0.35	0.36
P_{cu}/W	21.56	24.41	26.62
P_{fe}/W	6.24	6	6
P_2/W	164.69	164.69	164.69
$\eta/\%$	84.37	83.29	82.37

12槽8极电机绕组系数低，且8极磁环有效磁通低，较12槽10极电机铜损增加明显，虽然铁损有所下降，电机效率低于12槽10极电机；9槽8极电机绕组系数高，但绕组端部尺寸高于12槽电机，对比12槽10极电机，电阻增加明显，铜损增加明显，虽然铁损略有下降，综合来看电机效率下降。

在考虑微型尺寸特点、电机控制以及电机制造优选的三种槽极配合中，12槽10极电机效率最高。

2.2.2 噪音相关指标

除仿真分析2.1.2中各项指标外，前文1.2.3中从机理分析，Z为奇数的单元电机具有单边磁拉力^[10]。仿真分析三种结构电机的转子径向整体受力，无单边磁拉力时，转子整体受力基本接近于0，有单边磁拉力时，转子整体受力较大。

图22是12槽10极电机转子受力波形，图23是12槽8极电机转子受力波形，图24是9槽8极电机转子受力波形。从图中可知，12槽10极和12槽8极电机的转子整体受力很小，而9槽8极电机的转子整体受力大，即存在单边磁拉力。

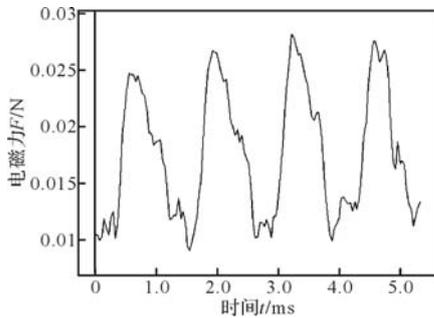


图 22 12槽10极电机转子受力波形

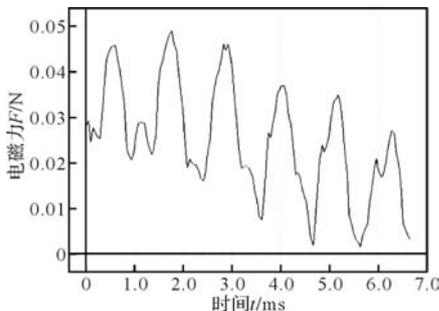


图 23 12槽8极电机转子受力波形

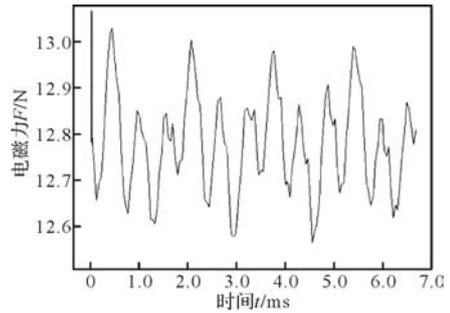


图 24 9槽8极电机转子受力波形

包含单边磁拉力的各项噪音指标的仿真结果如表6所示。

表 6 不同槽极配合噪音指标对比仿真结果

噪音指标	12s10p	12s8p	9s8p
气隙磁密 THD	15.4%	15.7%	15.6%
线反电势 THD	0.9%	5.5%	1.1%
齿槽转矩峰值/ $mN \cdot m$	5.5	70.9	1.2
转矩脉动	3.12%	29.69%	0.85%
转子整体受力/ mN	18	25	12780

从表6可知，12槽8极电机，因绕组系数低，反电势波形畸变率高，槽数和极数的最小公倍数较小，从而齿槽转矩峰值和转矩脉动均较大；9槽8极电机，转子整体受力很大，即存在单边磁拉力，与1.2.3节的机理分析结果一致。

综合噪音各指标，优选12槽10极电机为最优槽极配合结构。

结合2.2.1节性能设计分析结果，初定12槽10极表贴式电机为高效低噪音最优结构方案。

2.3 优化设计

根据初定的12槽10极Halbach磁环结构，对方案进行进一步优化，重点优化电机性能。从槽型尺寸、绕组以及硅钢材料等方面进行优化设计。

2.3.1 槽型尺寸

从表5可知，在微型尺寸下，12槽10极初案电机的铜铁损均较高。图25是初案电机的损耗占比图，从图中看出，初案电机以铜损为主。因此在优化设计时，以改善铜损为主要方向。

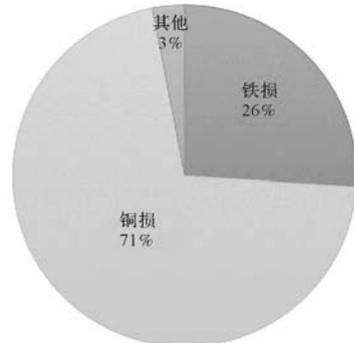


图 25 电机初案的损耗占比

考虑机械强度、制造工艺以及磁密饱和等因素，槽型以改善铜损的方向进行优化，优化仿真结果如表 7 所示。

表 7 电机槽型优化性能仿真结果

结果	初步槽型	新槽型
I/A	4.95	4.98
R/Ω	0.29	0.28
P_{cu}/W	21.56	20.83
P_{fe}/W	6.24	6.16
P_2/W	164.69	164.69
$\eta/\%$	84.37	84.74

从表 7 可知，从改善铜损的方向进行优化，电机性能提升。电机运行在实际工况时，因温度升高等原因，性能改善量会进一步提升。

2.3.2 绕组

初步方案槽满率约 59%，定子槽利用率低，铜损大。GMCC 传统集中卷电机槽满率在 80% 以上，微型电机绕组优化空间大。

在优化后的新槽型的基础上，考虑绕线制造性裕量，槽满率优化至 75% 以下，性能计算仿真结果如表 8 所示。

表 8 电机绕组优化性能仿真结果

结果	原绕组	优化绕组
I/A	4.98	4.98
R/Ω	0.28	0.26
P_{cu}/W	20.83	19.34
P_{fe}/W	6.16	6.16
P_2/W	164.69	164.69
$\eta/\%$	84.74	85.39

从表 8 可知，绕组优化后，电机性能进一步提升。

2.3.3 硅钢材料

初步方案采用铁损高的 B50A700 钢板，现在变频电机高效化一般选用 0.35 或 0.3 钢板。

在 2.3.2 节优化方案的基础上，选用 GMCC 量产高效钢板 B35A300 和 B30A230 进行对比设计，表 9 是性能仿真计算结果。

表 9 硅钢材料优化性能仿真结果

结果	t0.5 钢板	t0.35 钢板	t0.3 钢板
I/A	4.98	4.98	4.98
R/Ω	0.26	0.26	0.26
P_{cu}/W	19.34	19.34	19.34
P_{fe}/W	6.16	3.22	2.47
P_2/W	164.69	164.69	164.69
$\eta/\%$	85.39	87.12	87.57

从上表可知，高性能 0.35 硅钢和 0.3 硅钢性能

改善明显，0.3 硅钢方案为性能最优方案，较最初 12 槽 10 极方案铜损和铁损均有明显改善，效率提升约 4%，初步确定为最终方案，进行样机实验验证。

3 样机实验验证

3.1 初步设计方案样机验证

初次设计方案包含 12 槽 10 极、12 槽 8 极和 9 槽 8 极三种槽极配合的电机。三种电机制作样机并测试电机参数、电机性能以及压缩机性能和噪音振动。

3.1.1 电机单体验证结果

三种槽极配合电机包含两种磁环极数的转子。图 26 是 10 极磁环的表磁曲线，图 27 是 8 极磁环的表磁曲线。从图中可知，Halbach 磁环表磁的波形正弦度高，10 极磁环的表磁幅值 249mT 较 8 极磁环的表磁幅值 209 mT 高出约 20%。

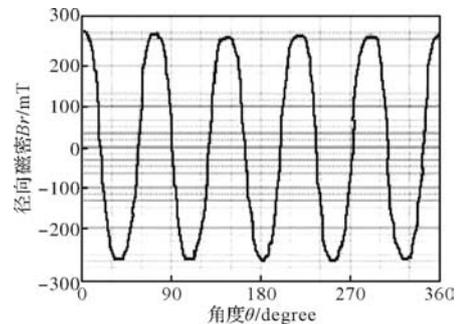


图 26 10 极磁环的表磁波形

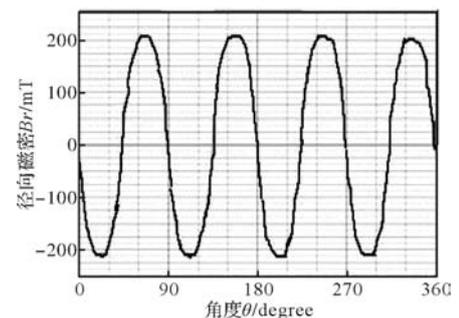


图 27 8 极磁环的表磁波形

测试各方案样机的电阻、反电势、电感等参数，输入电机参数调试好变频器控制参数，驱动电机运行。其中，实测线反电势波形如图 28 所示。

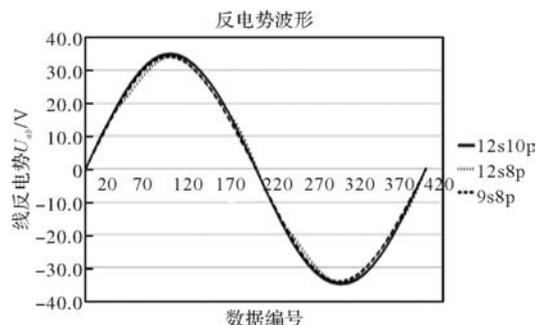


图 28 不同槽极配合的实测线反电势波形

从波形上看 12 槽 8 极电机的反电势波形正弦度较差, 12 槽 10 极和 9 槽 8 极电机的反电势波形接近理想的正弦波。

电机主要参数汇总如表 10 所示:

表 10 不同槽极配合方案的主要电机参数

参数	12s10p	12s8p	9s8p
R/Ω	0.31	0.37	0.37
L_d/mH	0.23	0.27	0.37
L_q/mH	0.23	0.27	0.37
$Ke/(V/(kr/min))$	6.24	5.96	6.05

图 29 是各方案性能测试对比柱形图, 其中, η_1 代表 12s10p 方案在 3600 r/min 下的电机效率, $0.93\eta_1$ 表示 12s8p 方案在 3600 r/min 下的电机效率是 η_1 的 0.93 倍, 其他类似。可以看出 12 槽 10 极电机效率较另外两种结构的电机效率优势明显, 与仿真设计相一致, 初次方案选定 12 槽 10 极表贴式结构。

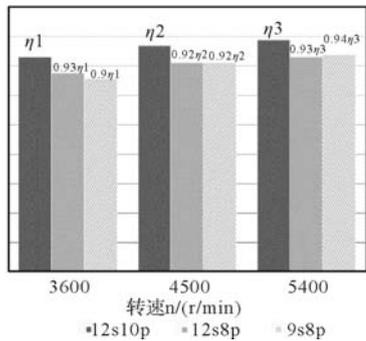


图 29 不同槽极配合的实测电机性能

3.1.2 压缩机验证结果

三个初步方案同批次组装微型压缩机, 重点测试 4500 r/min 和 5400 r/min 下的压缩机性能、4500 r/min 下的噪音(初步方案, 仅测试产品重点关注频段)。

图 30 是 4500 r/min 和 5400 r/min 下的压缩机性能测试结果, 其中, C1 代表 12s10p 方案在 4500 r/min 下的压缩机能效, $0.94C1$ 表示 12s8p 方案在 4500 r/min 下的压缩机能效是 C1 的 0.94 倍, 其他类似。从图中可以看出 12 槽 10 极电机的压缩机能效最优且优势明显。

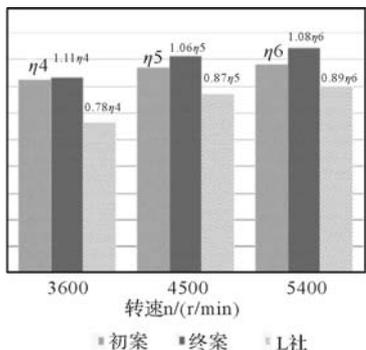


图 30 不同槽极配合的压缩机性能结果

在 4500 r/min 的压缩机的噪音结果汇总如表 11 所示, 其中, N1 代表 12s10p 方案在 4500 r/min 下的压缩机噪音, $1.02N1$ 表示 12s8p 方案在 4500 r/min 下的压缩机噪音是 N1 的 1.02 倍, 其他类似:

表 11 不同槽极配合的压缩机噪音结果

结果	12s10p	12s8p	9s8p
噪音 (dB)	N1	$1.02N1$	$1.01N1$

从上表可以看出, 噪音结果来看, 12 槽 10 极电机为最优方案。

3.2 优化方案样机验证

在 3.1 节选定的 12 槽 10 极的初步方案的基础上, 从槽型、绕组和硅钢材料等多个维度对电机方案进行优化。将 12 槽 10 极初步方案(下称初案)、最终方案(下称终案)以及 L 社竞品进行试验验证, 对比电机单体性能与压缩机各项指标。

3.2.1 电机单体性能结果

在同一基准下, 对比初案、终案和 L 社竞品的电机单体性能柱状图, 结果如图 3~6 所示, η_4 代表初案在 3600 r/min 下的电机效率, $1.01\eta_4$ 表示终案在 3600 r/min 下的电机效率是 η_4 的 1.01 倍, 其他类似。从图 31 可以看出, 在额定 4500 r/min 下, 终案较初案电机单体效率提升 6%, 实测与仿真趋势一致性高。在额定 4500 r/min 下, 对比 L 社竞品, 终案电机单体效率高约 22% ($1.06\eta_5/0.87\eta_5$), 优势明显。

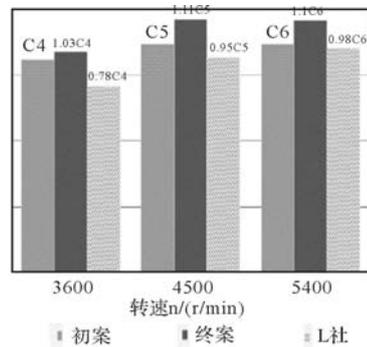


图 31 优化方案电机单体性能结果

3.2.2 压缩机验证结果

同批次组装初步方案和最优方案的微型压缩机, 同一基准下测试初案、终案和 L 社竞品的压缩机性能、噪音。

图 32 是压缩机性能测试结果, 其中, C4 代表初案在 3600 r/min 下的压缩机能效, $1.03C4$ 表示初案在 3600 r/min 下的压缩机能效是 C1 的 1.03 倍, 其他类似。从结果看, 最优方案的压缩机性能较初步方案高 3%~11%, 与电机单体性能结果一致性

高; 最优方案的压缩机性能较 L 社竞品高 11% - 18%, 优势明显。

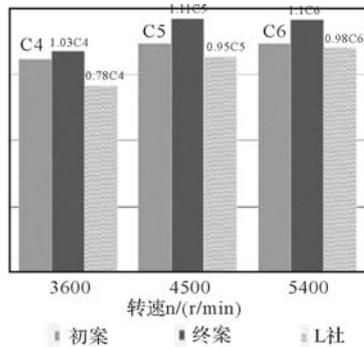


图 32 优化方案压缩机性能结果

搭载压缩机的噪音的结果(4500 r/min)汇总如表 12 所示, 其中, N2 代表初案在 4500 r/min 下的压缩机噪音, 1.0N2 表示终案在 4500 r/min 下的压缩机噪音是 N1 的 1.0 倍, 其他类似:

从表 12 中可知, 终案压缩机噪音与初案相当, 较 L 社竞品具有优势。

表 12 优化方案的压缩机振动和噪音结果

结果	初案	终案	L 社
噪音 (dB)	N2	1.0N2	1.04N2

4 结 语

针对首款微型 48 V 压缩机, 设计高性能低噪音电机。根据微型电机的尺寸特点和运行工况, 从转子结构和槽极配合进行初步对比设计, 经过机理分析、仿真设计和样机验证三个阶段, 优选出 12 槽 10 极表贴式 Halbach 磁环结构电机为高效低噪音的最优初步方案。进一步, 对初步方案进行槽型、绕组和硅钢材料优化设计, 从理论和实测结果来看, 优化后的最优方案的电机单体和压缩机结果均有明显改善, 且对比 L 社竞品优势很明显, 确定为最终方

案且正在推向量产化。本文所研究的多槽多极表贴式结构特点, 也为后续的设计与研究提供参考依据。

参考文献

- [1] 谭建成. 三相无刷直流电动机分数槽集中绕组槽数组组合规律研究(连载之一)[J]. 微电机, 2007, (12): 72-77, 86
- [2] 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.
- [3] 田园园, 莫会成. 分数槽集中绕组永磁交流伺服电机定子磁动势及绕组系数分析[J]. 微电机, 2012, 45(04): 1-7.
- [4] 徐飞鹏, 李铁才, 刘亚静. 一类高性能集中绕组永磁同步电动机的径向不平衡力[J]. 微特电机, 2010, 38(11): 1-3, 19.
- [5] 全国稀土标准化技术委员会. GB/T18880-2012. 粘结钕铁硼永磁材料[S]. 北京: 中国标准出版社, 2012.
- [6] 唐任远. 现代永磁电机理论与设计[M]. 北京: 机械工业出版社, 1997.
- [7] Magnussen F, Sadarangani C. Winding Factors and Joule Losses of Permanent Magnet Machines with Concentrated Windings[C]. IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, 2003: 333-339.
- [8] Ting Liu, Shoudao Huang, Jian Gao, et al. Cogging Torque Reduction by Slot-Opening Shift for Permanent Magnet Machines [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2013, 49(7): 4028-4031.
- [9] Ankur Jentibhai Kanapara, Ketan P Badgujar. Performance Improvement of Permanent Magnet Brushless DC Motor through Cogging Torque Reduction Techniques[C], 2020 21st National Power Systems Conference (NPSC), 2020: 1-6.
- [10] Seok Myeong Jang, Sung Ho Lee, Han Wook Cho, et al. Analysis of Unbalanced Force for High-Speed Slotless Permanent Magnet Machine with Halbach Array [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2003, 39(5): 3265-3267.
- [11] 于明湖, 张玉秋, 乔正忠, 等. 永磁同步电机损耗分离方法研究[J]. 微特电机, 2015, 43(08): 14-18.
- [12] Guang Jin Li, Xiao Bin Liang, Zi Qiang Zhu, et al. Vibrations and Acoustic Noise Analyses of Modular SPM Machines [J]. Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2020: 5567-5573.

《微电机》(月刊)

全年 12 期, 读者可到当地邮局订阅, 本刊亦可破订、零购。

欢迎投稿! 欢迎订阅! 欢迎刊登广告!

国内刊号: CN61-1126/TM

邮 箱: micromotors@sina.com

地 址: 高新区上林苑四路 36 号(710117)

邮发代号: 52-92

订价: 8 元/期

年价: 96 元/年

编辑部邮购(含快递费): 300 元/年

国际刊号: ISSN 1001-6848

电话: 029-84276641

基于 VMD 和 POA-SVM 的滚动轴承故障诊断

高 川, 苏淑靖

(中北大学, 省部共建动态测试技术国家重点实验室, 太原 030051)

摘要: 针对三相电机轴承故障状态识别的问题, 提出一种变分模态分解 (Variational mode decomposition, VMD) 与孔雀优化算法 (Peafowl Optimization Algorithm, POA) 优化支持向量机 (Support Vector Machines, SVM) 结合的故障识别方法, 通过 VMD 将轴承的不同故障信号数据分解为多个本征模态分量 (IMF), 首先, 根据样本熵选出合适的 IMF 重构最优的特征信号; 其次, 计算特征信号的时域特征、能量熵、多尺度样本熵, 构成多维特征向量矩阵; 最后, 使用孔雀优化算法对 SVM 的惩罚参数和核函数进行优化, 建立 POA-SVM 诊断模型, 将构建好的多维特征向量矩阵输入到模型中进行诊断。将孔雀优化算法支持向量机 (POA-SVM) 与金豺优化算法 (Golden Jackal Optimization, GJO) 支持向量机 (GJO-SVM)、粒子群优化算法 (Particle Swarm Optimization, PSO) 支持向量机 (PSO-SVM) 进行对照试验, 结果表明, POA-SVM 相比 GJO-SVM 和 PSO-SVM 在不同工况下的故障识别率和稳定性有明显的提高。

关键词: 变分模态分解; 孔雀优化算法; 多尺度样本熵; 支持向量机; 轴承故障诊断

中图分类号: TM303.5; TH133.3 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2024)10-0042-06

Fault Diagnosis of Rolling Bearing Based on VMD and POA-SVM

GAO Chuan, SU Shujing

(State Key Laboratory of Dynamic Measurement Technology, North University of China, Taiyuan 030051, China)

Abstract: To address the problem of fault state identification of three-phase motor bearings, a fault identification method combining Variational Mode Decomposition (VMD) and Peafowl Optimization Algorithm (POA) to optimize Support Vector Machines (SVM) was proposed. The different fault signal data of bearings were decomposed into multiple Intrinsic Mode Function (IMF) by VMD. First, according to the sample entropy, the appropriate IMF reconstructed the optimal feature signal; Secondly, the time domain features, energy entropy and multi-scale sample entropy of the feature signal were calculated to form a multi-dimensional feature vector matrix. Finally, the peacock optimization algorithm was used to optimize the penalty parameters and kernel function of SVM, and the POA-SVM diagnosis model was established, and the constructed multidimensional eigenvector matrix was input into the model for diagnosis. POA-SVM was compared with GJO-SVM and PSO-SVM. The results show that POA-SVM has obvious improvement in fault recognition rate and stability compared with GJO-SVM and PSO-SVM under different working conditions.

Key words: variational mode decomposition; peafowl optimization algorithm; multi-scale sample entropy; support vector machine; bearing fault diagnosis

0 引言

电机轴承对电机来说是非常重要的一个部件, 轴承故障在电机故障中占 40% 以上^[1], 一旦轴承损坏, 就会对电机的运转造成严重的影响, 甚至会导致其他部位的损坏。因此, 当轴承出现异常时, 要及时诊断出轴承发生故障的原因和部位, 并修复或更

换轴承, 防止造成更大的损失。

在振动信号分析中, 小波分解与经验模态分解 (EMD)^[2] 得到了广泛的应用, 但是小波变换在遇到谐波信号或非稳态信号时, 小波基的选择不同会导致不同的分解结果, EMD 的模态混叠和端点效应以及停止条件难以判断, 导致有效特征向量的提取比较困难, 使得信号的处理及特征提取有一定的局限性^[3]。

收稿日期: 2024-05-11

基金项目: 国家自然科学基金项目 (51875534)

作者简介: 高 川 (2001), 男, 硕士研究生, 研究方向为故障诊断, 信号处理。

苏淑靖 (1971), 女, 博士, 教授, 研究方向为感知与探测, 信号处理。

VMD 是一种非平稳信号自适应分解估计方法，通过交替方向乘子法实现对变分模型最优解的迭代搜索^[4]，克服了模态混叠和端点效应等缺点，实现了 IMF 的有效分离，适用于处理机械设备振动信号^[5]。赵小惠等^[6]提出了一种集合经验模态分解法，有效避免了模态混叠，但是信号分解的数量不同会导致后续计算时间较长。杨大为等^[7]提出了 VMD 结合样本熵的特征提取方法，有效降低了信号中的随机成分。纪京生等^[8]提出了小波包信息熵与 SVM 结合的方法对轴承进行故障诊断，先利用 VMD 分解振动信号，再以小波包信息熵构成特征向量，采用 GJO-SVM 模型对特征向量进行故障识别。刘臻等^[9]提出一种合成峭度与 SVM 结合的方法，利用信息熵选取 IMF，再得到 IMF 的峭度作为特征向量输入到 PSO-SVM 模型中进行故障识别，但是峭度受到环境因素的影响更大，不能很好的表现轴承本身的状况。

本文提出一种基于 POA^[10] 优化 SVM 的故障诊断方法，采用多维特征的方法使故障的特征更准确地表现出来并输入到故障诊断模型中，通过与其他优化算法在测试中进行比较，证明该方法具有更高的准确率。

1 基本原理

1.1 VMD 算法原理

VMD 是一种自适应的非递归信号分解方法^[11]，通过将非周期信号从时域转换到频域进行分解，有助于提取特征、降低噪声。该方法将原始信号分解为对应于不同频率范围的 k 个相对稳定的 IMF，随后的搜索和求解过程中可以通过交替方向乘子法更新，得到每个模态的最佳中心频率和有限带宽。首先是构建变分问题，约束条件为所有模态分量之和即原始信号：

$$\begin{cases} \min_{\{u_k\}, \{\omega_k\}} \left\{ \sum_k \left| \partial t \left[\left(\delta(t) + \frac{j}{\pi t} \right) * uk(t) \right] e^{-j\omega_k t} \right|_2^2 \right\} \\ \text{s. t. } \sum_k uk(t) = f \end{cases} \quad (1)$$

式中， k 为分解的模态分量个数， $\{u_k\}$ 、 $\{\omega_k\}$ 为第 k 个模态函数和中心频率的集合。

第二步把约束变分问题转化为非约束变分问题，将拉格朗日乘法算子 λ 与二次惩罚参数 α 引入，得到增广拉格朗日表达式为

$$\begin{aligned} L(\{uk\}, \{\omega_k\}, \lambda) = & \langle \lambda(t), f(t) - \sum_k uk(t) \rangle + \\ & \alpha \sum_k \left| \partial t \left[\left(\delta(t) + \frac{j}{\pi t} \right) * uk(t) \right] e^{-j\omega_k t} \right|_2^2 + \\ & \left| f(t) - \sum_k uk(t) \right|_2^2 \end{aligned} \quad (2)$$

使用交替方向乘子迭代算法结合傅里叶等距变换，得到各模态分量和中心频率，并得出其最优解。得出模态分量 $u_k^{n+1}(\omega)$ 为

$$\hat{u}_k^{n+1}(\omega) = \frac{f(\omega) - \sum_{i < k} \hat{u}_i^{n+1}(\omega) + \frac{\lambda^n(\omega)}{2}}{1 + 2\alpha(\omega - \omega_k^n)^2} \quad (3)$$

得出中心频率 $\omega_k^{n+1}(\omega)$ 为

$$\hat{\omega}_k^{n+1}(\omega) = \frac{\int_0^\infty \omega |\hat{u}_k^{n+1}(\omega)|^2 d\omega}{\int_0^\infty |\hat{u}_k^{n+1}(\omega)|^2 d\omega} \quad (4)$$

对模态分量及中心频率进行迭代更新，直到满足式(5)条件：

$$\sum_k \frac{\|\hat{u}_k^{n+1}(\omega) - \hat{u}_k^n(\omega)\|_2^2}{\|\hat{u}_k^{n+1}(\omega)\|_2^2} < \varepsilon \quad (5)$$

具体步骤如图 1 所示。

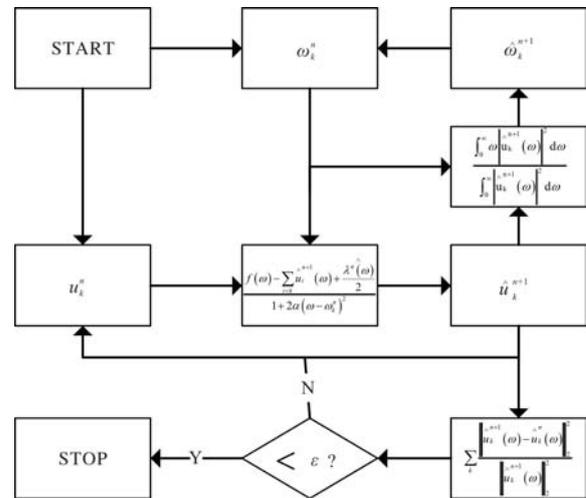


图 1 VMD 算法原理

1.2 孔雀优化算法

孔雀优化算法 (Peafowl Optimization Algorithm, POA) 是一种基于孔雀求偶、觅食和追逐行为提出的一种智能优化算法。其中采用雄孔雀、雌孔雀和孔雀幼崽三种类型的孔雀来模拟觅食过程中的动态群体行为和等级。

首先，根据适应度大小，找出排名前五的成年孔雀。剩下的 30% 个体被定义为成年雌孔雀，其他的则被定义为幼孔雀。注意根据算法需要，每次迭代后将根据适应度重新分配个体角色。

雄孔雀求偶行为，位置更新公式为

$$x_{c,1} = x_{c,1}(t) + Rs \frac{x_{r,1}}{\|x_{r,1}\|} \quad (6)$$

$$x_{c,n} = \begin{cases} x_{c,n}(t) + \alpha Rs \frac{x_{r,n}}{\|x_{r,n}\|}, r_n < \varepsilon \\ x_{c,n}(t), & \text{其他} \end{cases} \quad (7)$$

式中, $x_{c,1}(t)$ 和 $x_{c,n}(t)$ 表示五只雄孔雀在第 t 次迭代中的位置, n 的值为 2, 3, 4, 5; α 和 ε 是影响位置更新的算子, 对应的值分别为 1.5, 2, 3, 5 以及 0.9, 0.8, 0.6, 0.3; r_n 是随机生成的实数, 如果小于 ε , 雄孔雀就会旋转, 否则不动; R_s 表示雄性孔雀绕食物源的旋转半径; $x_{r,1}$ 和 $x_{r,n}$ 为随机向量, 影响运动方向。

$$x_r = 2rand(1, Dim) - 1 \quad (8)$$

$$\left. \begin{aligned} R_s(t) &= R_{s0} - R_{s0}(t/t_{max})^{0.01} \\ R_{s0} &= C_v(ub - lb) \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

式中, Dim 为优化参数的数量; t 和 t_{max} 分别为当前迭代次数和最大迭代次数, R_{s0} 为初始旋转半径, C_v 为雄孔雀的旋转因子, u_b 和 l_b 分别为优化参数的上限和下限。

雌孔雀接近雄孔雀位置更新公式:

$$xh = xh(t) + 3\theta(xc, n - xh(t)), 0 \leq r_5 \leq 1 \quad (10)$$

$$\theta = \theta_0 + (\theta_1 - \theta_0)(t/t_{max}) \quad (11)$$

$X_h(t)$ 为第 t 次迭代中雌孔雀的位置, 当 n 为 1, 2, 3, 4, 5 时, r_5 的取值范围分别为 $[0.6, 1]$, $[0.4, 0.6)$, $[0.2, 0.4)$, $[0.1, 0.2)$, $[0, 0.1)$; θ_0 和 θ_1 的取值分别为 0.1 和 1。

幼孔雀自适应搜索食物源, 幼孔雀向雄孔雀移动的同时依靠 Levy 飞行机制在搜索空间进行随机搜索:

$$x_s = x_{c,n}(t), 0 \leq r_6 \leq 1 \quad (12)$$

$$xp = xp(t) + \beta Levy(x_{c,1}(t) - x_p(t)) + \delta(x_s - x_p(t)) \quad (13)$$

式中, x_s 代表幼崽选择的引导个体, 即在五个雄性个体中等概率随机选择目标个体, n 为 1, 2, 3, 4, 5 时, r_6 的取值范围为 $[0.8, 1]$, $[0.6, 0.8)$, $[0.4, 0.6)$, $[0.2, 0.4)$, $[0, 0.2)$; β 和 δ 是两个随迭代次数变化的因子, $\beta_0 = 0.9$, $\beta_1 = 0.4$, $\delta_0 = 0.1$, $\delta_1 = 1$ 。

$$\beta = \beta_0 - (\beta_0 - \beta_1)(t/t_{max})^2 \quad (14)$$

$$\delta = \delta_0 + (\delta_0 - \delta_1)(t/t_{max})^{0.5} \quad (15)$$

$$x_{c,n} = x_{c,n}(t) + \theta d_n + r'_n \frac{D_n}{\|D_n\|} \quad (16)$$

$$d_n = x_{c,1} - x_{c,n} \quad (17)$$

$$Dn = x'r, n - \frac{(x'_{r,n} * d_n)}{(d_n * d_n)} d_n \quad (18)$$

雄孔雀之间的交互行为, 第 1 只雄性孔雀拥有最好的食物来源, 因此作为领导者。其余 4 只雄性孔雀会在它本身和另一只雄性孔雀之间的 90° 范围内随机地向第 1 只雄性孔雀移动。

2 基于 POA-SVM 的故障诊断模型

本文选择 SVM 模型进行分类, SVM 模型关键参数为惩罚参数和核函数, 如果参数选取不合适容易造成过拟合和欠拟合, 因此, 利用 POA 对 SVM 的两个参数进行优化, 得到基于 POA 的 SVM 故障诊断模型, 如图 2 所示:

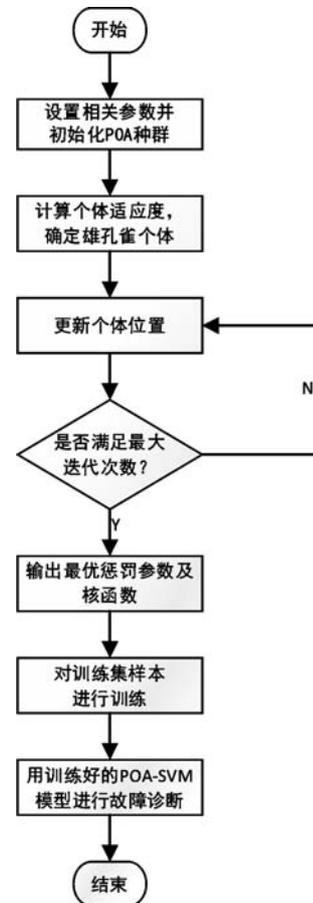


图 2 POA-SVM 模型训练过程

(1) 设置种群规模和最大迭代次数, 初始化种群和参数;

(2) 将 SVM 对训练集样本的识别准确率最大作为适应度函数, 计算个体适应度并排序;

(3) 对种群的雄性, 雌性, 幼崽进行分配, 用式(6)、式(7)计算每个雄性孔雀的位置;

(4) 利用式(11)、(14)、(15)计算 θ , β , δ ;

(5) 利用式(10)计算每个雌性孔雀的位置;

(6) 利用式(13)计算每个孔雀幼崽的位置;

(7) 更新雄性孔雀的位置;

(8) 根据适应度排序重新分配角色;

(9) 输出最优参数。

3 实验分析

如图 3 所示, 首先对电机轴承振动信号的数据

进行归一化，将处理后的数据进行 VMD 分解，对每个 IMF 分量求样本熵，样本熵越大，样本序列就越复杂，说明噪声更多，样本熵越低，样本序列就越规律，噪声越少，所以选择样本熵值小于阈值的 IMF 分量重构为特征信号，对特征信号提取时域特征、能量熵、多尺度样本熵构成多维特征向量矩阵，将特征向量矩阵作为 POA-SVM 故障诊断模型的输入，取数据集中的 75% 作为训练集样本，其余作为测试集样本。设置种群数量为 50，雄性孔雀数量为 5，最大迭代次数为 50，以准确率为适应度函数，通过 POA 对 SVM 的参数进行寻优，将三组不同工况下的故障数据代入模型进行诊断，验证该模型在各种负载下面对不同工况时的诊断能力。

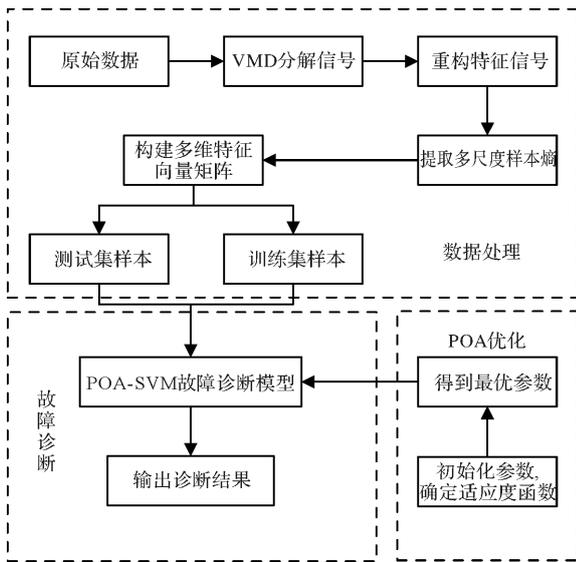


图 3 故障诊断流程

3.1 数据集选取

实验数据采用美国凯斯西储大学实验室，选择 6205-2RSSKF 轴承作为试验轴承，选取采样频率为 12 kHz 时不同转速的振动信号数据，故障状态分别为 0.1778 mm、0.3556 mm、0.5334 mm 的内圈故障、滚动体故障、外圈故障，将故障数据进行分组，滑动窗口设置为 1000，每个故障为 2048 个故障点，一共可得到 120 组样本数据，取 75% 作为训练样本，剩余 25% 作为测试样本，将每四种故障状况作为一个组，分为 A、B、C 三组：

表 1 A 组故障类型及样本数量

转速/(r/min)	损伤直径/(mm)	故障类型	样本数	标签
1797	0	正常	120	1
	0.1778	内圈故障	120	2
	0.1778	滚动体故障	120	3
	0.1778	外圈故障	120	4

表 2 B 组故障类型及样本数量

转速/(r/min)	损伤直径/(mm)	故障类型	样本数	标签
1750	0	正常	120	1
	0.1778	内圈故障	120	2
	0.1778	滚动体故障	120	3
	0.1778	外圈故障	120	4

表 3 C 组故障类型及样本数量

转速/(r/min)	损伤直径/(mm)	故障类型	样本数	标签							
1750	0	正常	120	1							
	0.1778	内圈故障	120 </tr <tr> <td>0.3556</td> <td>内圈故障</td> <td>120</td> <td>3</td> </tr> <tr> <td>0.5334</td> <td>内圈故障</td> <td>120</td> <td>4</td> </tr>	0.3556	内圈故障	120	3	0.5334	内圈故障	120	4
	0.3556	内圈故障	120	3							
	0.5334	内圈故障	120	4							

3.2 信号的 VMD 分解选择

尽管从频谱分析中可以判断出轴承的故障，但是在工业中并不是很方便。

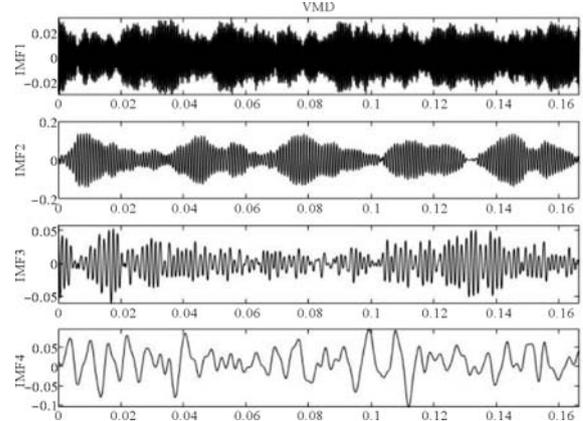


图 4 正常轴承 VMD 分解结果

为了自动识别轴承故障类别，采用 VMD 对信号进行分解，需要先确定分解层数 K 的取值，当 K 过小时，频带不能被充分分解，当 K 过大时，对高频 IMF 有明显影响，因此，根据文献[12]，分解层数 K 设置为 4，参数设置为 1000，分解之后的 IMF 分量如图 4 所示。

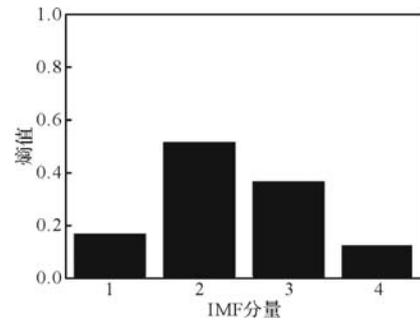


图 5 VMD 分解后各 IMF 分量的样本熵值

如图 5 所示，对所有的 IMF 分量求各自的样本熵值，设置样本熵值的阈值为 0.2，当熵值小于 0.2 时，将其对应的 IMF 分量进行重构，得到特征信号。

3.3 基于 MSE 的特征提取

针对电机轴承故障识别准确率低的问题，提出了以多尺度样本熵作为特征向量输入到 POA-SVM 故障诊断模型中进行故障诊断。多尺度样本熵的大小与尺度因子有密切关系，所以选取合适的尺度因子对特征提取非常重要，尺度因子较小时，故障状态的熵值比较混乱，很难区分故障类别。由图 6~8 可知，各个故障状态的重构信号的多尺度样本熵与尺度因子成反比，但是在尺度因子较小的情况下，不同的重构信号的熵值会出现重叠情况。因此选择合适的尺度因子需要考虑不同工况的熵值是否容易区分。从图中可知，三组数据的尺度因子分别在 5-20, 8-10, 10-14 时，不同工况的熵值容易区分，各种状态不会重叠，考虑各组数据之后选择尺度因子为 10 的 MSE 构成特征向量矩阵。

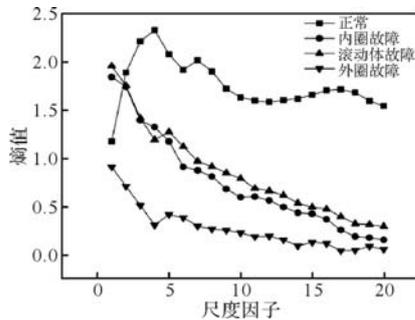


图 6 A 组多尺度样本熵

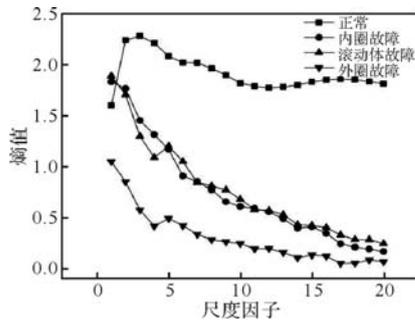


图 7 B 组多尺度样本熵

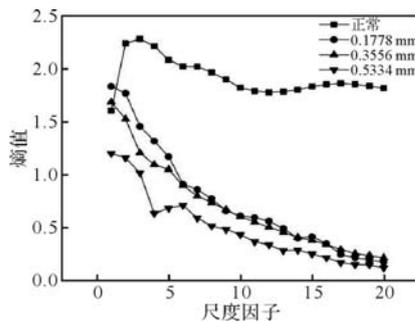


图 8 C 组多尺度样本熵

3.4 算法优化参数对比

将文中使用到的三种算法进行对比。三种算法设置为相同的初始参数，适应度值设置为准确率，适应度曲线如图 9~11 所示，POA-SVM 相比于 GJO-SVM 和 PSO-SVM 收敛速度更快，PSO-SVM 更容易陷入局部最优。

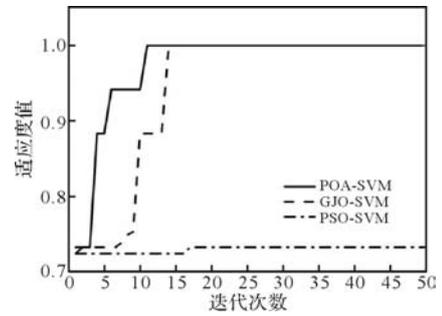


图 9 A 组适应度曲线

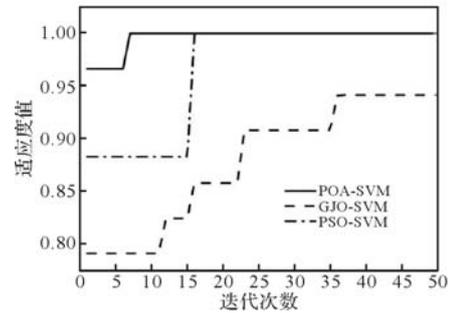


图 10 B 组适应度曲线

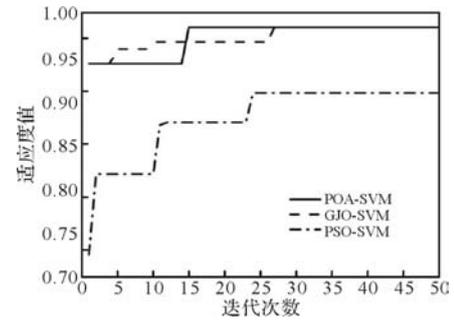


图 11 C 组适应度曲线

3.5 实验结果

设置 POA 算法参数：种群数量为 50，最大迭代次数为 50，维度为 2，设置惩罚参数和核函数的范围为 0.001 - 1000。分别使用三种不同的优化算法对测试集样本预测比较识别准确率，如图 12~14 分别为 POA-SVM、GJO-SVM、PSO-SVM 三种模型对 A 组故障数据的识别结果，POA-SVM 的准确率达到 98.33%，GJO-SVM 的准确率达到 96.67%，PSO-SVM 的准确率达到 95%。

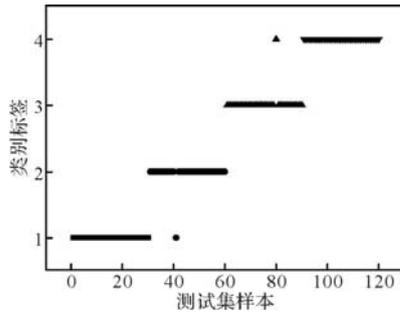


图 12 POA-SVM 预测结果

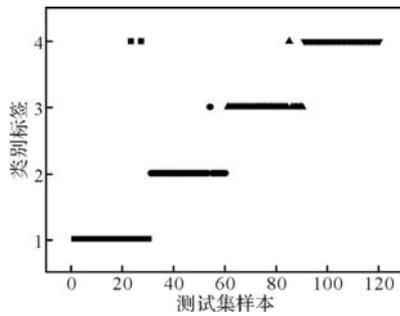


图 13 GJO-SVM 预测结果

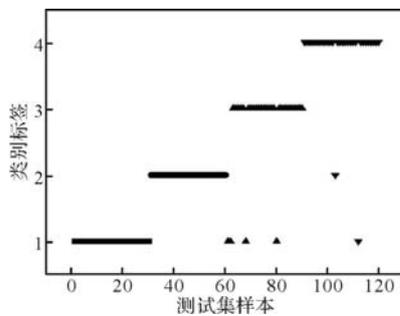


图 14 PSO-SVM 预测结果

为避免一次测试结果的偶然性，用三种的模型对三组数据各进行 20 次试验进行对比，得到准确率如图 15 ~ 17 所示，从图中可以看出，在对三组数据测试的情况下，POA-SVM 算法的准确率和 GJO-SVM 的算法都可以保持较高的准确率，而 PSO-SVM 算法准确率不太稳定。

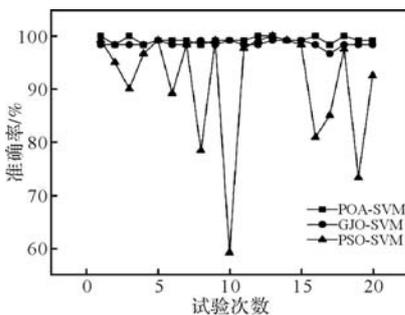


图 15 A 组数据识别准确率

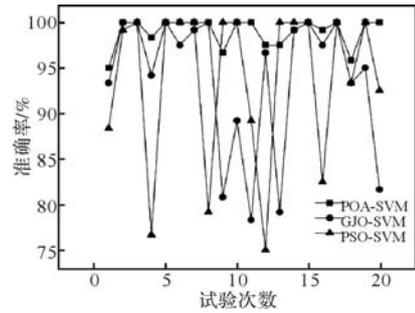


图 16 B 组数据识别准确率

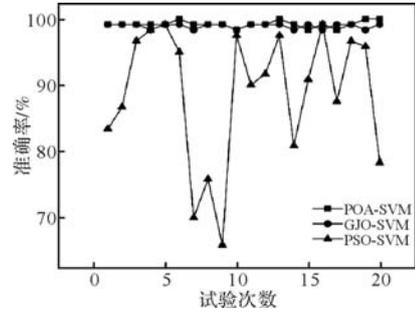


图 17 C 组数据识别准确率

从图 15 和图 16 中可以看出，GJO-SVM 算法在识别 1797 转速下的相同损伤直径不同故障时表现与 POA-SVM 基本一致，但是其他条件不变，转速降低至 1750 时，GJO-SVM 相对于 POA-SVM 的识别准确率出现较大的起伏；C 组数据同样是处于转速为 1750 的状态下，对不同损伤直径相同故障的识别，GJO-SVM 的识别准确率表现良好，说明 GJO-SVM 在转速为 1750 的状态下，不能很好的识别同一损伤直径的不同故障；而从图中可以看出 POA-SVM 在三组数据的识别中都具有很好的效果，可以在各种负载下保持较高的识别准确率。

表 4 为三种算法分别进行 20 次试验后的平均准确率，可以看出 POA-SVM 对三组数据的准确率都保持在 99% 附近，相比于 PSO-SVM 的识别准确率提高了很多，对于 B 组数据的分类，POA-SVM 比 GJO-SVM 提高了 5.21%。

表 4 故障分类准确率

样本集	不同算法准确率/%		
	POA-SVM	GJO-SVM	PSO-SVM
A	99.25	98.50	91.38
B	98.96	93.75	93.79
C	99.21	98.92	88.83

4 结 论

针对电机轴承故障难以识别的问题，很多文献只提取单个维度的故障特征进行诊断。本文则采用
(下转第 61 页)

无铁心超导直线牵引电机特性研究与结构优化

赵正伟¹, 杨文姣¹, 闫兆盈¹, 陈博博², 许媛媛¹, 贾宝柱¹

(1. 广东海洋大学 船舶与海运学院, 广东 湛江 524088;

2. 国网浙江省电力有限公司永康市供电公司, 浙江 金华 321300)

摘要: 无铁心超导直线同步电机 (Superconducting Linear Synchronous Motor, SLSM) 具有大气隙、大推力、高效率等优势, 是高速磁浮列车的核心牵引动力装置。为提高无铁心 SLSM 的推力性能, 本文研究了跑道形线圈结构参数对电机空载磁场和推力的影响规律。首先, 研究了跑道形超导励磁线圈结构参数对空载磁场和推力的影响规律; 其次, 厘清了跑道形初级线圈结构参数和双层匝数组对推力的影响规律, 明确了跑道形超导线圈的长宽组合, 以及跑道形初级线圈的宽度、直线段长度和内外层匝数组的选取原则, 实现了无铁心 SLSM 的电磁结构优化和性能提升。最后, 借助三维有限元方法, 对优化后的无铁心 SLSM 进行了电磁力特性分析, 验证本文研究。

关键词: 直线电机; 超导电机; 电磁力特性; 结构优化

中图分类号: T359.9; TM359.4; U292.91+7

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2024)10-0048-07

Characteristics and Optimization of Coreless Superconducting Linear Traction Motor

ZHAO Zhengwei¹, YANG Wenjiao¹, YAN Zhaoying¹, CHEN Bobo²,

XU Yuanyuan¹, JIA Baozhu¹

(1. Guangdong Ocean University, Zhanjiang Guangdong 524088, China;

2. Yongkang Power Supply Company, Zhejiang Electric Power Co., LTD., Jinhua Zhejiang 321300, China)

Abstract: Owing to the large gap, the high thrust and high efficiency, the coreless superconducting linear synchronous motor (SLSM) is taken as the propulsion device of high-speed maglev train. The dependence of the no-load magnetic field and forces on parameters of racetrack coils were summarized to optimize the coreless SLSM. First, the length of linear part and the wide were taken as variables to analyze the effects of superconducting racetrack coils on no-load magnetic field and thrust. Then, the influences of geometric parameters of the primary racetrack coil were discussed to optimize the coil pitch, the wide and the turns of the double-layer racetrack coils. Finally, electromagnetic characteristics of the optimized SLSM were discussed based on the finite element method to make the work strong. This work is benefit to the optimal design and characteristic analysis of coreless SLSM.

Key words: linear motor; superconducting motor; electromagnetic force; optimization

0 引言

磁悬浮轨道交通技术作为未来可行的时速 600 公里级地面交通制式已然在全球兴起^[1-3]。日本东海铁路公司研制的超导电动悬浮 (Electrodynamic Suspension, EDS) 列车系统是目前唯一实现时速 600 公

里级载人运行的磁悬浮制式^[4], 也是最具应用前景的高速磁悬浮轨道交通技术之一^[5]。EDS 列车采用无铁心超导直线同步电机 (Superconducting Linear Synchronous Motor, SLSM) 能够在车体与轨道机械分离的工况下实现对磁浮列车的高速直驱。借助产生大范围强磁场的超导磁体, 无铁心 SLSM 的气隙可

收稿日期: 2024-04-02

基金项目: 国家自然科学基金 (52071090); 广东省自然科学基金 (2023A1515012056); 湛江市海洋青年人才创新项目 (2022E05001); 广东海洋大学科研启动基金 (060302132307)。

作者简介: 赵正伟 (1989), 男, 博士, 讲师, 研究方向为电机设计与电动悬浮应用研究。

闫兆盈 (1992), 女, 博士, 讲师, 研究方向为磁悬浮车体振动与动力学研究。

达 250 mm^[6], 与电磁悬浮列车采用的常导直线电机约 8 mm^[7] 的气隙相比, 提高了磁浮车的运行安全性, 降低了轨道平顺度的要求。同时, 无铁心结构使得 SLSM 具有无铁磁损耗、无定位力和推力波动小等优势, 提高了磁浮车的稳定性和安全性。无铁心 SLSM 是高速磁悬浮列车的核心动力部件。

结合轨道交通工况, 无铁心 SLSM 的前期研究集中于解析计算模型, 主要包括基于空间谐波表达式的励磁磁场分布计算, 和基于虚功法的推力表达式推导^[8-10]。基于空间谐波法的解析方法能够有效描述无铁心 SLSM 的双层或单层初级绕组结构和磁浮车引起的次级多变姿态工况。文献[11-13]采用矩形超导磁体作为次级励磁磁体, 开展了设计方法和实验研究, 旨在设计驱动时速 600 公里级磁浮车的无铁心 SLSM; 同时研究了多变次级姿态工况对推力和法向力的影响规律。然而, 该研究忽略了跑道形线圈圆弧边对电机磁场分布和推力性能的影响, 且需要对电机的次级超导励磁磁体分布做出横向和纵向无限分布的假设, 影响了计算精度^[9, 14]。

针对跑道形线圈特有的圆弧边结构和磁浮工况引起的次级多自由度姿态变化, 文献[15]采用毕奥-萨伐尔定律和虚位移法对无铁心 SLSM 的磁场和三维力进行了解析计算和特性研究。类似地, 文献[16]采用空间谐波法建立解析模型, 研究了双边无铁心 SLSM 三维电磁力对磁浮工况多自由度运动工况的依赖关系, 理论分析了负载角对电磁性能的作用。

作者前期工作采用三维有限元法研究了次级在三维空间内的多变姿态对无铁心 SLSM 推力特性的影响规律^[17], 研究了超导磁体饼数和极弧系数, 以及初级线圈极弧系数和导体截面对无铁心 SLSM 推力特性的影响规律, 并通过实验验证了研究成果^[18]。然而, 无铁心 SLSM 初次级跑道形线圈基本结构参数对其电磁力特性的作用规律研究尚未开展。

本文将通过探明无铁心 SLSM 初次级跑道形线圈直线边长度、宽度和匝数对其电磁力的影响规律, 以推力最大化和推力波动最小化为目标, 对无铁心 SLSM 的结构进行优化设计, 推进该电机的优化设计和理论研究。

1 无铁心 SLSM 结构和原理

EDS 系统采用“轨抱车”结构, 即磁浮车体在 U 形轨道内运行, 如图 1 所示。由横截面图可知超导电动磁悬浮系统为左右对称结构, 其动力系统主要包括驱动线圈、零磁通线圈和超导励磁线圈, 如图 2 所示。其中, 前两者竖直安装在 U 形轨道内壁上;

后者竖直安装在车体悬浮架的外壁上, 并与前两者形成面对面平板结构。

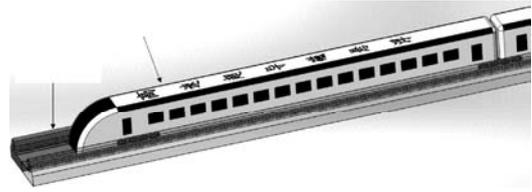


图1 EDS系统三维视图

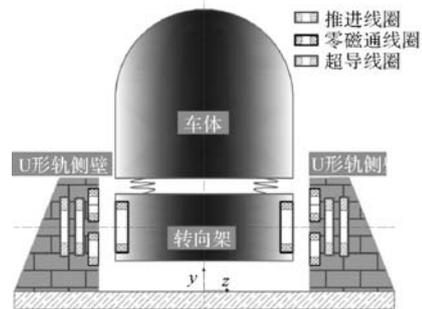


图2 EDS系统横截面图

由三相交流电源供电的推进线圈与由直流电流供电的超导线圈组成无铁心 SLSM, 为磁浮车提供推进力。其中, 推进线圈构成了沿轨道铺设的集中式初级三相绕组, 超导线圈构成了车载次级超导励磁绕组。无铁心 SLSM 产生原理如图 3 所示, 即次级超导线圈的励磁电流 I_s 在行波磁场中受到的纵向安培力^[19]为推力 F , 图中虚线表示初级产生的行波磁场。

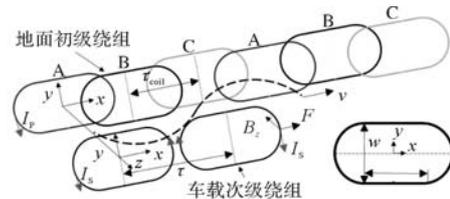


图3 无铁心 SLSM 产生推力的原理示意图

无铁心 SLSM 的空载磁场 B 由跑道形超导励磁绕组产生。由毕奥-萨伐尔定律可知, 空载磁场由励磁电流 I_s 沿跑道形超导线圈环路积分得到, 如式(1)所示。次级沿初级运动过程中受到的电磁推力 F_x 可由安培力定理推导得到, 如式(2)所示。

$$B = \frac{I_s \mu_0}{4\pi} \oint \frac{dl_2 \times e_r}{|r|^2} \quad (1)$$

$$F = \oint_{l_1} i_p dl_1 \times B \\ = \frac{i_p I_s \mu_0}{4\pi} \oint_{l_1} \oint_{l_2} \frac{dl_1 \times (dl_2 \times e_r)}{|r|^2} \quad (2)$$

式中, $F = (F_x, F_y, F_z)$ 为无铁心 SLSM 的输出三维电磁力。 i_p 为初级工作电流。 dl_1 和 dl_2 分别为初级线

圈和次级线圈上电流微元的方向矢量, l_1 和 l_2 分别为初级线圈和次级线圈上的跑道形闭合积分路径。| l | 为初级和次级电流微元之间的欧氏距离, e_r 为 r 的空间方向矢量。 μ_0 为真空磁导率。

结合图 3 中无铁心 SLSM 的结构可知, 积分路径 l_1 和 l_2 分别由跑道形初级线圈几何参数 (l_p 和 w_p) 和次级线圈几何参数 (l_s 和 w_s) 决定; 向量 r 则由初级线圈和次级线圈的几何参数, 以及两者之间的三维相对位置共同决定。上述关系为

$$\begin{cases} l_1 = f(l_p, w_p) \\ l_2 = f(l_s, w_s) \\ r = f(x_p, y_p, z_p, x_s, y_s, z_s, l_p, w_p, l_s, w_s) \end{cases} \quad (3)$$

结合式(1)、式(2)和式(3)可知, 无铁心 SLSM 磁场和推力与两种线圈的几何参数之间表现为复杂的多重积分关系, 很大程度阻碍了该电机的结构优化设计和特性研究。

2 无铁心 SLSM 结构优化设计

本文研究的无铁心 SLSM 主要结构参数和性能参数如表 1。基于该电机开展跑道形线圈宽度、直线边长度和匝数对其推力的影响规律研究, 并优化电机结构。

表 1 无铁心超导直线同步电机参数

项目	特性	项目	特性
极距 τ /mm	568	气隙/mm	100
线圈距 τ_{coil} /mm	380	推力 F_x /kN	2.5
初级电流密度/(A/mm ²)	6	初级线圈匝数	29/36
次级超导匝数	1080	次级励磁电流/A	250

2.1 次级跑道形超导线圈优化设计

本文研究的无铁心 SLSMS 采用高温超导带材绕制次级超导磁体。超导磁体由多个双饼超导线圈堆叠组成, 其中双饼线圈由超导带材绕制而成。跑道形多饼超导线圈结构和参数化如图 4 所示。

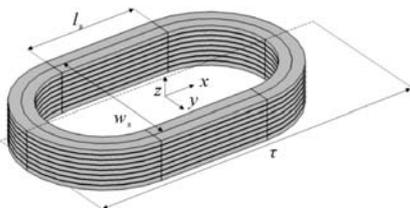


图 4 跑道形超导线圈的几何参数

图 4 中 w_s 和 l_s 分别为跑道形超导线圈的宽度和直线边长度, 是超导线圈的基本几何参数, 直接决定了线圈的形状和耗材量, 同时决定励磁磁场的分布和强度。

(1) 超导线圈直线边长度

以超导励磁线圈的直线边长度为变量, 研究空

载磁场和推力特性的演变规律。由图 4 可知, 超导线圈直线边长度 l_s 与宽度 w_s 共同决定了磁体占空比, 是空载磁场分布和谐波含量的重要影响因素。通过仿真计算, 一对跑道形超导磁体在 100 mm 气隙平面内产生的空载磁场分布如图 5 所示。

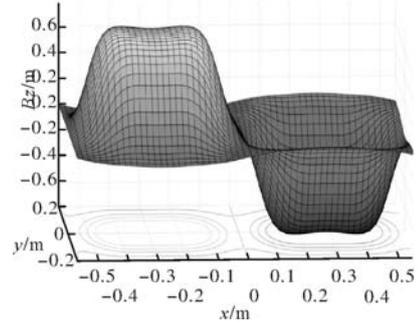


图 5 气隙空载磁场分布图

由图可知, 无铁心 SLSM 气隙空载磁场在平面内呈跑道形分布, 横向 (y 方向) 分布不均匀。分析原因可知, 跑道形线圈形状决定了磁场在气隙平面内的分布。由空载磁场分布特点可知, 跑道形线圈组成的 SLSM 不能直接采用二维模型进行等效仿真计算。

为了研究 l_s 对空载磁场分布的影响规律, 图 6 给出了不同 l_s 时 100 mm 气隙平面内的空载磁场分布曲线。由空载磁场分布可知磁场横向分布不均匀。为了能够反映初级线圈交链的磁感应强度平均值, 以初级线圈横向宽度二分之一处 (即 $y = 75$ mm 处) 的磁场分布为开展研究。

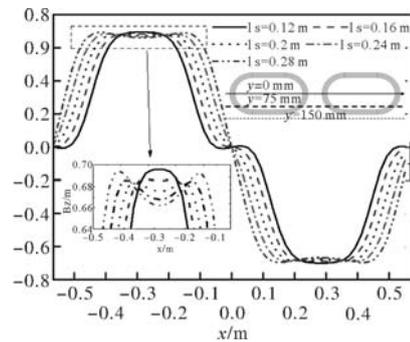


图 6 不同 l_s 时的空载磁场分布

图 6 结果表明: l_s 增大时, 空载磁场在相同位置的分布表现为平均值增大, 由 0.38 T 增大至 0.58 T。经过傅里叶分析, 随 l_s 增大, B_z 基波幅值由 0.65 T 增大至 0.82 T; 谐波含量先增大后减小, 并在 l_s 为 0.2 m 时取得最小值 20%。分析原因可知, 超导磁体占空比随 l_s 改变, 改变了空载磁场的空间分布和正弦度。

进一步, 根据表 1 中的电机参数, 借助三维有限元模型计算了不同超导线圈直线边长度时无铁心 SLSM 的推力, 如图 7 所示。由图中曲线可知, 推力平均值分别为 2.19 kN、2.38 kN、2.53 kN 和 2.75

kN。由此可知, 随超导线圈直线边长度的增大, 推力平均值逐渐增大, 但增大幅度逐渐减小。

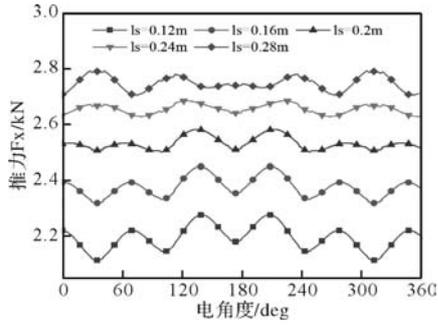


图7 不同 l_s 时的推力波动曲线

同时, 计算结果表明, l_s 由 0.12 m 增大至 0.24 m 时, 推力波动由 7.5% 降低至 2.1%, 并在 l_s 为 0.24 m 时取最小值, 对应的超导磁体占空比为 0.86; l_s 由 0.24 m 增大至 0.26 m 时, 推力波动增大至 3.2%。分析原因可知, 超导磁体直线边增大, 磁体占空比增大, 则初级线圈交链的磁力线增大, 初次级电磁耦合增强, 推力增大; 同时, 磁体占空比增大, 改变了磁场分布和谐波含量, 进而影响了推力波动。

(2) 超导线圈宽度

以超导励磁线圈的宽度为变量, 研究空载磁场和推力特性的演变规律。由图 4 可知, 超导线圈宽度即为跑道形超导线圈的圆弧段直径。因此超导线圈宽度 w_s 的变化同时改变了磁体的宽度和占空比。

为了研究 w_s 对空载磁场分布的影响, 图 8 给出了 w_s 不同时的空载磁场分布。图中结果显示, 随 w_s 的增大, 空载磁场均值逐渐增大, 分别为 0.38 T、0.43 T、0.48 T、0.53 T 和 0.57 T; 借助傅里叶分解, 空载磁场的基波幅值分别为 0.62 T、0.69 T、0.75 T、0.8 T 和 0.84 T; 谐波含量先减小后增大, 分别为 26%、18%、20%、23% 和 24%。分析原因可知, 随超导线圈宽度的增大, 超导磁体占空比和磁体宽度同时增大, 空载磁场横向 (y 方向) 分布和纵向 (x 方向) 分布均发生变化, 进而影响了空载磁场的幅值和谐波含量。

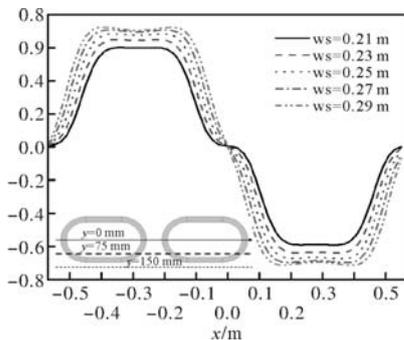


图8 不同 w_s 时的空载磁场分布

通过仿真计算, 图 9 展示了无铁心 SLSM 推力随超导线圈宽度 w_s 的变化。图中结果显示, 随 w_s 增大, 推力幅值增大, 分别为 2.1 kN、2.3 kN、2.5 kN、2.7 kN 和 2.9 kN; 推力波动逐渐减小, 分别为 6%、4.5%、3.2%、2.3% 和 1.9%。

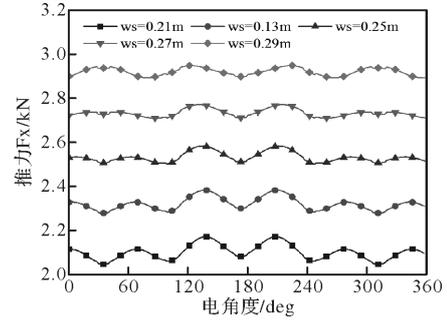


图9 不同 w_s 时的推力变化

分析原因可知, 随跑道形超导线圈宽度的增大, 超导磁体占空比和宽度均增大。其中, 磁体宽度增大了无铁心 SLSM 初级交链的磁通, 进而增大了初次级间的电磁耦合和电磁力; 磁体宽度改变了占空比和斜极程度, 改善了空载磁场分布, 降低了磁场谐波含量, 进而减小了 SLSM 的推力波动。

2.2 初级跑道形线圈优化设计

无铁心 SLSM 初级三相绕组由中心线尺寸相同的跑道形线圈组成, 如图 10 所示。

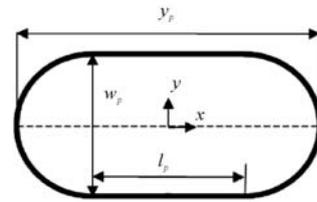


图10 跑道形初级线圈的参数化

该跑道形线圈由圆弧段直径 w_p 和直线边长度 l_p 描述。取线圈纵向长度 y_p 对应的电角度为初级线圈的节距 τ_{pe} 。为实现初级线圈的双层排列, 无铁心 SLSM 初级线圈的节距 τ_{pe} 、纵向长度 y_p 和圆弧段直径 w_p 满足式(4)中的关系。由式(4)可知, 跑道形初级线圈节距 τ_{pe} 分别与圆弧段直径 w_p 和直线边长度 l_p 呈正比例线性关系。

$$\begin{aligned} y_p &= l_p + w_p \\ \tau_{pe} &= (y_p / \tau) * 180^\circ \\ 120^\circ &< \tau_{pe} < 240^\circ \end{aligned} \quad (4)$$

(1) 初级线圈直线边长度

由式(6)可知, w_p 取定值时, τ_{pe} 是 l_p 的正比例函数。为了能够直观地反映初级线圈纵向长度与推力的关系, 图 11 中横坐标采用初级线圈节距 τ_{pe} 代替 l_p 。即不同 w_p 时, 推力随 τ_{pe} 的变化曲线如图 11 所示。

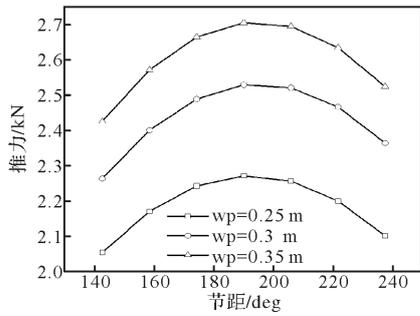


图 11 电机推力随初级线圈节距的变化

图 11 曲线的变化趋势显示： w_p 不变时，推力随 l_p 先增大周减小，并在 τ_{pe} 为 190° 处取得极大值。分析产生该现象的原因可知：在无铁心 SLSM 中，次级超导磁体产生的磁场在三维空间中自由发散， τ_{pe} 小于 190° 时，随 τ_{pe} 的增大，初级线圈所围面积增大，初级线圈交链的次级磁链增加，电机初级和次级电磁耦合程度增强，推力增大； τ_{pe} 大于 190° 时，初级线圈开始交链临近磁极产生的反向磁通，且反向磁通逐渐增多，初级线圈的交链磁通减小，电机初级和次级的电磁耦合程度减弱，推力减小。

(2) 初级跑道形线圈圆弧段直径

同理，不同节距情况下，无铁心 SLSM 推力随初级跑道形线圈圆弧段直径 w_p 的变化如图 12 所示。

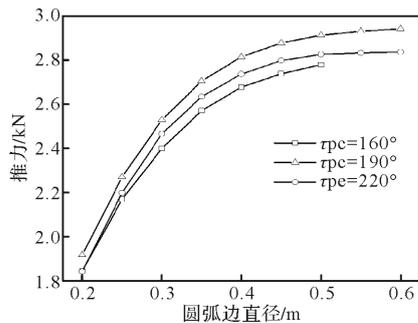


图 12 初级线圈圆弧边直径对推力的影响

观察图 12 中的曲线可知，相同 w_p 时，节距为 190° 对应的推力为极大值。该现象与图 12 中的结果一致。在不同节距时，推力随圆弧段直径 w_p 的变化趋势基本相同，即推力随 w_p 单调递增，最后趋于定值。分析可知，初级线圈节距不变时，安培力公式表明推力随初级横向宽度的增大而增大。然而，随着横向宽度的进一步增大，初级交链的超导磁体磁通不再增大，初级和次级的耦合作用不再增强，推力趋于定值。

此外，节距 160° 且圆弧段直径 w_p 为 0.5 m 时，跑道形初级线圈圆弧段半径为 0.25 m ，即初级线圈为圆形。结合曲线变化可知，节距 160° 情况下推力未趋于定值。分析原因可知：跑道形初级线圈已经变为圆形线圈，线圈形状不再变化，横向宽度不再

增加，则不再作进一步推力计算。

2.3 初级双层线圈匝数组合优化设计

无铁心 SLSM 初级绕组采用了双层线圈分布结构，且内、外层线圈在纵向上交替排列，中心距为 120° 电角度。在双层线圈匝数和几何结构相同的情况下，由于双层线圈与次级超导线圈之间的间隙不同致使双层线圈与超导线圈的耦合程度不同，从而引起推力波动。

为了降低由于双层线圈拍了引起的推力波动，采用了增大外层线圈匝数的方法。取内层线圈匝数 n_{in} 恒为 29 匝，研究不同外层线圈匝数 n_{out} 时无铁心 SLSM 的推力曲线，如图 13 所示。

图 13 中无铁心 SLSM 推力随外层线圈匝数的变化曲线显示，推力波动随外层线圈匝数的增大先减小后增大，且在外层线圈匝数为 36 时取得最小值 2.72%。由此可知，相比于其它匝数对应的推力曲线，外层线圈匝数为 36 时，内外层初级线圈匝数组合能够较好地抑制推力波动。

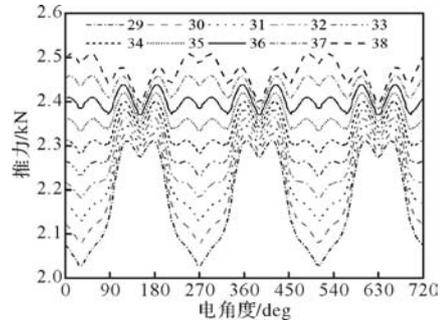


图 13 推力随初级外层线圈匝数的变化

为了解释上述结果，研究了不同内外层线圈匝数组合时内、外层线圈与超导线圈之间互感的一致性。图 14 给出了内、外层线圈与超导线圈之间互感随线圈中心点纵向距离的变化曲线。图中结果表明，不同匝数时，外层线圈与超导线圈之间的互感曲线变化趋势相同，呈抛物线趋势变化，且幅值随匝数增大而增大。通过对比可知，内、外层线圈匝数组合为 29 和 36 时，内、外层线圈与超导线圈之间的互感变化曲线基本重合，一致性最高。

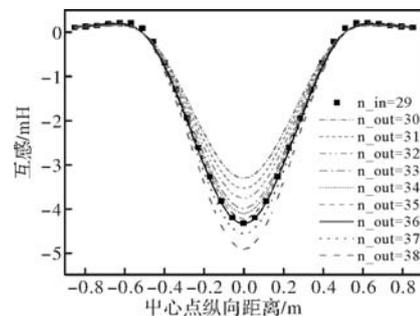


图 14 双层初级线圈与超导线圈互感变化曲线

结合推力的虚位移法公式可知，内、外层线圈通电后与次级超导线圈发生电磁耦合作用产生的电磁力相同。当内、外层线圈与超导线圈之间的互感一致性良好时，表明两者与超导线圈之间的电磁耦合程度相近，则产生的推力稳定，推力波动最小。

3 结构优化结果与特性分析

经过研究跑道形线圈基础结构参数和初级内外层线圈匝数组合对无铁心 SLSM 推力的影响规律。本文对初级跑道形线圈基本结构参数和初级线圈匝数的优化设计结果如表 2 所示。

表 2 无铁心 SLSM 结构参数优化结果

项目	特性	项目	特性
l_p/mm	300	w_p/mm	300
l_s/mm	200	w_s/mm	250
$n_{in}/匝$	29	$n_{out}/匝$	36

为了简化模型，同时满足对电机一个周期内电磁性能研究，无铁心 SLSM 三维有限元模型考虑了 6 个初级线圈和 2 个次级超导线圈，如图 15 所示。基于该三维有限元模型展开无铁心 SLSM 的磁链、反电动势和电磁力特性研究。

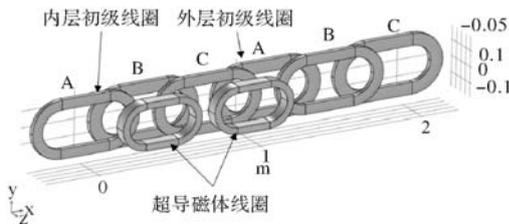


图 15 无铁心 SLSM 三维模型

无铁心 SLSM 的三相磁链如图 16 所示。

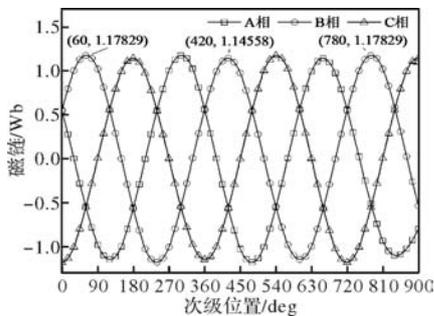


图 16 无铁心 SLSM 三相磁链

图中可以看出三相磁链互差 120° 周期分布，但同相相邻峰值有细微差异，如 60° 和 420° 对应的峰值分别是 1.178 Wb 和 1.146 Wb。然而，60° 对应的峰值与 780° 对应的峰值相等。因此，在严格的数值意义上，磁链波动周期为运动周期的 2 倍。但实质上，磁链波动周期等于运动周期。分析原因可知：由于初级线圈的双层分布，虽然经过双层初级线圈匝数组合的优化，但未能达到双层线圈与次级超导

线圈互感变化曲线完全一致的理想效果，则次级线圈分别与初级同相的内外层线圈耦合作用存在差异，导致了磁链波动曲线在相邻周期间存在差异。

图 17 展示了无铁心 SLSM 运行速度为 500 km/h 时的三相反电动势曲线。图中结果表明，SLSM 三相反电动势互差 120° 周期性分布，波动周期与运动周期相等，基波幅值为 776 V，谐波总含量 THD 为 4.06%。波形表现为平顶的梯形波，三次谐波含量最高，约为基波的 3.38%。由于内外层初级线圈与次级线圈互感曲线的差异，三相反电动势曲线波峰存在差异。

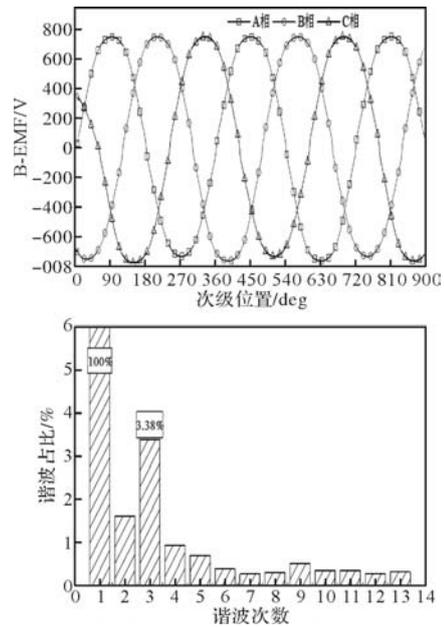


图 17 无铁心 SLSM 三相反电动势及其幅频图

图 18 给出了无铁心 SLSM 的电磁推力波动曲线。为了更好地反映推力的周期性，图中展示了 2.5 个周期内的推力波动曲线。

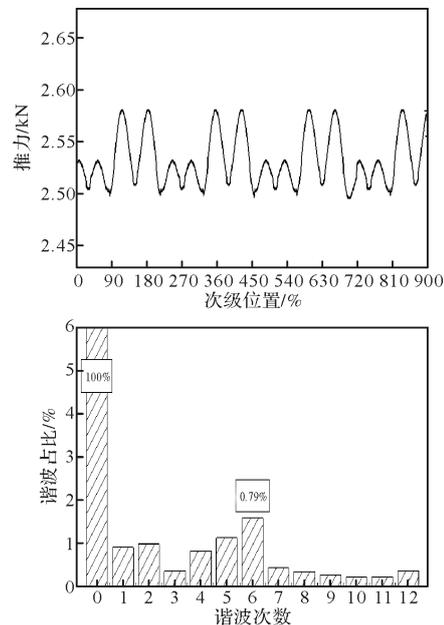


图 18 无铁心 SLSM 推力及其幅频图

图中结果显示：推力平均值为 2.53 kN，推力波动为 3.36%；推力曲线周期性波动，其波动周期约为运动周期的三分之二。但实质上，推力波动周期等于运动周期。傅里叶分析表明：6 次谐波含量最高，为直流分量的 0.79%，约 20 N。基波至 5 次谐波的幅值分别为：11 N，12 N，5 N，11 N 和 14 N。分析原因可知：由于初级内外层线圈与次级线圈互感的差异，致使推力曲线中的低次谐波含量相对于 6 次谐波较大，改变了 6 次波动推力曲线的波形。

4 结 语

无铁心 SLSM 的初级和次级均由跑道形线圈组成，该电机的优化设计主要是对跑道形线圈基本结构进行优化。本文借助三维有限元模型，研究了跑道形超导线圈和跑道形初级线圈结构参数对无铁心 SLSM 磁场和推力的影响规律，并基于此对初次级跑道形宽度、直线边长度和双层初级线圈的匝数组合进行了优化设计。结论如下：

(1) 研究范围内，推力随超导励磁磁体宽度单调增大，推力波动随之单调减小；

(2) SLSM 推力在节距为 190° 处取极大值；初级双层线圈匝数组合优化可以使推力波动最小化，本文中的最佳组合为内层 29 匝、外层 36 匝；

(3) 双层初级线圈匝数的不完美组合会导致 SLSM 电磁力特性相邻周期产生差异，表现为其波动周期和幅值的差异。

参考文献

- [1] 沈通, 马志文, 杜晓洁, 等. 世界高速磁悬浮铁路发展现状与趋势分析[J]. 中国铁路, 2020(11): 94-99.
- [2] 吕刚. 直线电机在轨道交通中的应用与关键技术综述[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(17): 5665-5675.
- [3] Lee H, Kim K, Lee J. Review of Maglev Train Technologies[J]. IEEE transactions on magnetics, 2006, 42(7): 1917-1925.
- [4] Lee J, Lee C, Jo J, et al. Analysis of the Influence of Magnetic Stiffness on Running Stability in a High-Speed Train Propelled by a Superconducting Linear Synchronous Motor[J]. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part F: Journal of Rail and Rapid Transit, 2019, 233(2): 170-186.
- [5] 唐苏亚. 直线电机驱动的磁悬浮列车的研究开发概况[J]. 微电机(伺服技术), 2003(04): 51-54.
- [6] Andriollo M, Martinelli G, Morini A, et al. Optimization of the Winding Configuration in EDS-MAGLEV Trains[J]. IEEE Transactions on Magnetism, 1996, 32(4): 2393-2398.
- [7] 王小青, 廖志明. 长定子直线同步电机双向运动下的磁场特性分析[J]. 机电一体化, 2016, 22(09): 59-62.
- [8] Andriollo M, Martinelli G, Moisiu M F, et al. Calculation of Propulsion Forces in EDS-MAGLEV Transport Systems With Superconducting Coils[J]. Electrical Engineering, 1989, 72(5): 333-339.
- [9] Sakutaro Nonaka, Toyonobu Hirotsuki, Eigo Kawakami. Analysis of Characteristics of Repulsive Magnetic Levitated Train Using a Space Harmonic Technique[J]. Electrical Engineering in Japan, 1980, 5(100): 601-608.
- [10] Maki N, Okuda H, Tatsumi T, et al. A Combined System of Propulsion and Guidance by Linear Synchronous Motor [J]. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, 1977, 96(4): 1109-1116.
- [11] Lee C Y, Lee J, Lee J H, et al. Conceptual Design of Superconducting Linear Synchronous Motor for 600-km/h Wheel-Type Railway [J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2014, 24(3): 1-4.
- [12] Zhu H, Teo T J, Pang C K. Design and Modeling of a Six-Degree-of-Freedom Magnetically Levitated Positioner Using Square Coils and 1-D Halbach Arrays[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(1): 440-450.
- [13] Choi S Y, Lee C Y, Jo J M, et al. Sub-Sonic Linear Synchronous Motors Using Superconducting Magnets for the Hyperloop[J]. Energies (Basel), 2019, 12(24): 4611.
- [14] Lv G, Liu Y, Zhou T, et al. Analysis of Suspension and Guidance System of EDS Maglev Based on a Novel Magnetomotive Force Model [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(3): 2923-2933.
- [15] Zhao Z, Ma G, Luo J, et al. Modeling and Characteristic Analysis of Air-Cored Linear Synchronous Motors With Racetrack Coils for Electrodynamic Suspension Train[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 8(2): 1828-1838.
- [16] Ge Q, Kou B, Zhang Y, et al. 3-D Electromagnetic Force Characteristics and Modeling of Double-Sided Air-Cored Superconducting Linear Synchronous Motor for EDS Train[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 8(3): 3411-3426.
- [17] 李婧, 徐佳明, 刘康, 等. 高温超导直线同步电机电磁力仿真与实验研究[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(11): 4513-4525.
- [18] 罗俊, 刘康, 赵正伟, 等. 无铁心双层绕组超导直线同步电机参数优化设计[J/OL]. 中国电机工程学报, 1-11[2024-07-23]. <https://doi.org/10.13334/j.0258-8013.pcsee.231609>.
- [19] 张卓然, 耿伟伟, 陆嘉伟. 定子无铁心永磁电机技术研究现状与发展[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(02): 582-600.

纯电动商用车驱动电机温度场分析与冷却结构设计

王苏磊¹, 梁冰², 陈楷翼²

(1. 招商局检测车辆技术研究院有限公司, 重庆 400067; 2. 重庆理工大学 车辆工程学院, 重庆 400054)

摘要: 永磁同步电机体积小, 转得快, 长期运行易导致温升显著。针对纯电动商用车驱动电机热负荷大、损耗严重的问题, 以 84 kW 永磁同步电机为研究对象, 展开电机温度场分析与优化研究。首先建立了驱动电机的几何模型, 通过仿真分析与理论计算求解不同工况下的电机损耗; 其次设计了机壳螺旋流道、工字流道与轴向流道, 构建电机温度场与流场的耦合求解模型, 并结合冷却效率、流量阻力和加工方便性等优选结构方案。最后, 基于优选水道结构方案, 采用多目标优化理论对水道结构参数进行优化, 并进行有限元仿真计算对比。结果表明, 优化后的工字水道通壳体温度降低了 17.9%。

关键词: 永磁同步电机; 温度场; 冷却结构; 多目标优化

中图分类号: TM351; TM341

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2024)10-0055-07

Calculation and Temperature Field Analysis of Pure Electric Commercial Vehicles

WANG Sulei¹, LIANG Bing², CHEN Kaiyi²

(1. China Merchants Testing Vehicle Technology Research Institute Co., LTD., Chongqing 400067, China;

2. School of Vehicle Engineering, Chongqing University of Technology, Chongqing 400054, China)

Abstract: Permanent magnet synchronous motor has a small volume and a high speed, and its long-term operation is easy to lead to significant temperature rise. In view of the problems of large thermal load and serious loss of the drive motor of pure electric commercial vehicles, the 84kW permanent magnet synchronous motor was the research object to study the temperature field analysis and optimization of the motor. Firstly, the geometric model of drive motor was established and the motor loss under different working conditions was solved by theoretical calculation; secondly, the casing spiral channel, I-channel and peripheral channel of motor temperature field and flow field were designed, and the waterway structure scheme was optimized based on cooling efficiency, flow resistance and processing convenience. Finally, multi-objective optimization theory and finite element simulation calculation. The results show that the temperature of the optimized I-channel shell is decreased by 17.9%.

Key words: permanent magnet synchronous motor; temperature field; cooling structure; multi-objective optimization

0 引言

永磁同步电机具有体积小、功率密度高、效率高、转速高等特点^[1,2], 被广泛应用于新能源汽车驱动电机。车用永磁同步电机由于高性能要求, 在运转过程中产生的热负载高, 而高热负载加剧了电机的温升。过高的温升会使得绕组绝缘失效^[3], 增加电机短路风险。此外高温会降低永磁体的矫顽力, 容易使永磁体发生退磁, 降低电机的性能及效

率。因此, 温升作为电机的重要性能指标之一, 在电机设计时必须考虑。避免电机温升过高, 需要采用合理的冷却方式。目前, 电机的散热方式主要有自然冷却、强迫风冷和液冷^[4], 液冷具有较高的冷却效率, 因此车用永磁同步电机多采用液冷的方式。

近年来国内外学者在电机散热方面做了大量的研究工作。目前电机的散热分析主要为热网络法和

收稿日期: 2024-05-11

基金项目: 重庆市教育委员会科学技术研究重点项目(KJZD-K201901103)

作者简介: 王苏磊(1991), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为新能源电机设计。

梁冰(1997), 女, 硕士研究生, 研究方向电机热管理。

有限元法两种方法。Armor^[5]等人首次采用有限元方法计算了大型发电机定子铁心的三维温度，极大地提升了计算效率。Tindall^[6]等人使用差分法计算了发电机各部件的温度分布，将预测值与测量值进行对比，结果验证了模型的准确性。Naskar^[7]等建立了感应电机转子的三维稳态热模型，可以得到更精确的温度分布，该模型应用于一台 7.5 kW 的鼠笼式异步电动机。Deaconu^[8]等使用有限元法分析了 PMSM 作为交流伺服电机运行时的热状态，同时考虑了两种不同的供电技术，即正弦电和正弦 PWM 逆变器电源。为了便于全面了解电机在不同供电技术下的温升情况，同时研究了在相同供电技术下不同转速的温升情况。ASMAR^[9]等在有限元法的基础上结合解析法计算了双星永磁同步电机在 IGBT 短路故障重新配置电源两种绕组的磁热研究，计算了电机总损耗和绕组温度。

本文对一台水冷永磁同步电机采用有限元法进行热分析，首先建立驱动电机几何模型，并通过仿真模拟和理论计算的方式求解不同工况下的电机损耗；其次，设计了机壳螺旋流道、工字流道与周向流道，构建电机温度场和流场的耦合求解模型，并结合冷却效率、流动阻力和加工便利性等优选水道结构方案；最后，基于优选水道结构方案，采用多目标优化理论对水道结构参数进行优化，并对优化后的冷却水道进行典型工况下的实验验证。

1 驱动电机几何模型

以额定功率为 84 kW 的永磁同步电机为研究对象，其主要参数如表 1 所示，图 1 为驱动电机三维模型图，其中图 1(a)是定子，图 1(b)是绕组，图 1(c)是转子，图 1(d)是永磁体。

表 1 某永磁同步电机参数

指标	技术参数
额定功率/kW	84
峰值功率/kW	147
额定转速/(r/min)	2500
最大转速/(r/min)	5500
额定转矩/Nm	270
峰值转矩/Nm	450
额定电压/V	540
相数	三相
绝缘等级	H

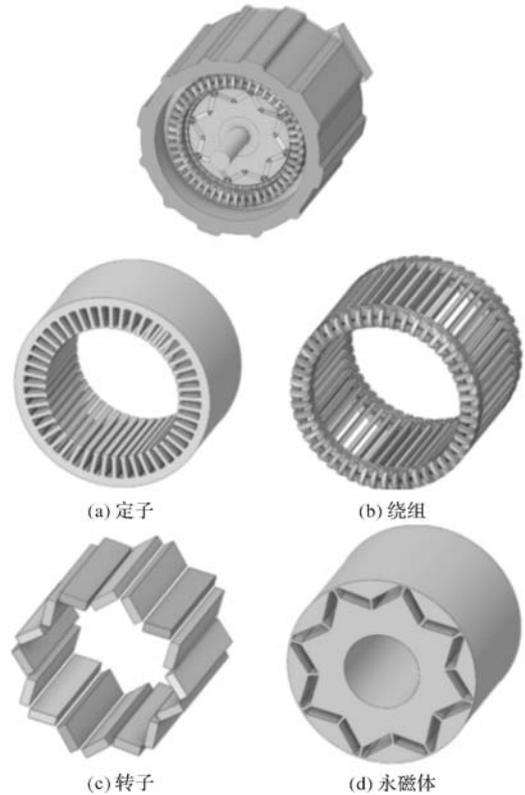


图 1 电机三维模型

2 驱动电机损耗计算

电机损耗可分为铁心损耗、涡流损耗、绕组铜损耗和机械损耗。其中机械损耗主要是各零部件之间的相互摩擦而产生的，但机械损耗对整个系统温度场的影响远远小于其他损耗。因此，我们主要讨论铁心损耗、涡流损耗、绕组铜损耗对温度场的影响。

2.1 不同工况下铁心损耗有限元分析及计算

当前研究中，常采用 Bertotti 铁心损耗模型对定转子的铁心损耗进行分类计算，将其拆分为迟滞、涡流以及附加损耗。相应的计算公式如式(1)所示。

$$P_c = P_h + P_e + P_a \quad (1)$$

式中， P_h 为磁滞损耗、 P_e 为涡流损耗、 P_a 为附加损耗。

(1)磁滞损耗

迟滞损耗为

$$P_h = f \int H dB = K_h f B_m^a \quad (2)$$

式中， K_h 为磁滞损耗系数； f 为磁场变化频率； B_m 为磁场密度幅值； a 为损耗系数相关计算参数。其中， K_h 和 a 是与铁心材料属性相关的参数，可以依据材料 BH 曲线拟合得到。

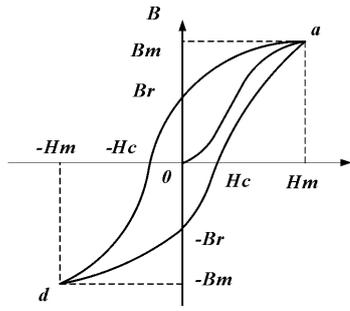


图2 磁滞回线示意图

(2) 涡流损耗

电机铁心损耗中的涡流损耗是由于电机中的磁场发生变化而引起的。其表达式可写成如式(3)所示。

$$P_c = k_e f^2 B_1^2 \quad (3)$$

(3) 附加损耗

通常认为其与磁畴有关，是由于磁畴壁不连续运动产生的巴克豪森跃变产生的损耗。其表达式为

$$P_e = k_e (fB_1)^{\frac{3}{2}} \quad (4)$$

式中， k_e 为附加损耗系数。

通过对电机电磁场进行有限元仿真，并对结果进行后处理，获取不同工况的损耗数据，如表2所示。

表2 电机不同运行情况下的定子铁心损耗值

工况	转速(r/min)	定子铁心(W)	转子铁心(W)
额定工况	2500	1095.16	82.7
峰值转速工况	5500	2805.42	164.27
峰值转矩工况	2450	964.6	54.6

2.2 永磁体涡流损耗

电机内与转子同步旋转的主磁场和与转子不同步旋转的谐波磁场，都会在定子铁心和永磁体内感应出涡流，形成涡流损耗。其计算公式为

$$P_w = \sum_n \left(\int \frac{|J_n|^2}{2\sigma} dV \right) \quad (5)$$

式中， J_n 为永磁体涡流密度，单位 W/m^3 ； σ 为永磁体电导率，单位为 W/m^3 。经有限元仿真计算得电机不同运行情况下的永磁体涡流损耗值如表3所示。

表3 电机不同运行情况下的永磁体涡流损耗值

工况	转速(r/min)	永磁体(W)
额定工况	2500	45.24
峰值转速工况	5500	75.60
峰值转矩工况	2450	39.5

2.3 绕组铜损耗

考虑温度波动后的铜耗以下式进行计算：

$$R = R_0 [1 + \alpha_0 (t - t_0)] \quad (6)$$

$$R_a = \rho \frac{2L_{av}N}{\pi a \left[N_l \left(\frac{d}{2} \right) \right]} [1 + \alpha_0 (t - t_0)] \quad (7)$$

式中， t 为初始时刻， R 为电阻值； t_0 为初始环境温度； R_0 初始温度电阻值； α_0 电阻变化系数。 ρ 为电阻率； L_{av} 为半匝线圈的长度； N 为串联圈数； N_l 为并联绕制的根数； a 为并联数量； d 为直径。经计算的不同工况下绕组组铜损耗如4表所示

表4 电机不同运行情况下的绕组铜损耗值

工况	转速(r/min)	绕组(W)
额定工况	2500	2870.32
峰值转速工况	5500	1262.58
峰值转矩工况	2450	5742.8

3 电机冷却结构与温度场分析

3.1 驱动电机冷却结构设计

对于车用驱动电机，常见的传统机壳内冷却水道形状包括螺旋形、轴向形和圆周形。在传统水道结构的基础机构上，对水道结构形状进行改进及尺寸修整，设计了三种水道结构，如图3所示，分别为螺旋形、工字形、轴向之字形。

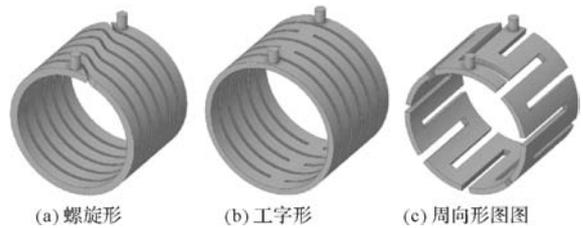


图3 水道结构

表5 三种电机冷却水道结构参数

参数	螺旋形	工字形	周向形
进出水口直径(mm)	26	26	26
肋板厚度(mm)	20	15	15
水道高度(mm)	35	35	45
水道宽(mm)	15	15	15
水道截面周长(mm)	100	120	120
水道截面积(mm ²)	525	525	675
总换热面积(mm ²)	5.9×10^5	5.8×10^5	5.4×10^5

3.2 不同冷却水道结构电机温度场分析

图4~10分别是不同流道结构下电机、壳体、定子、绕组、转子、永磁体以及轴承温度场分布图。由仿真结果可知，工字流道对电机的部件冷却效果最明显。

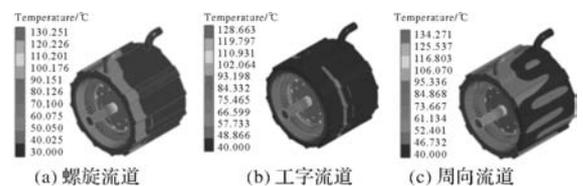


图4 不同流道结构下电机温度分布云图



图5 壳体温度分布云图

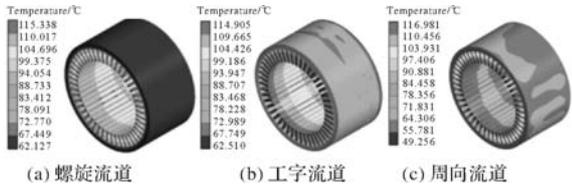


图6 定子温度场分布云图

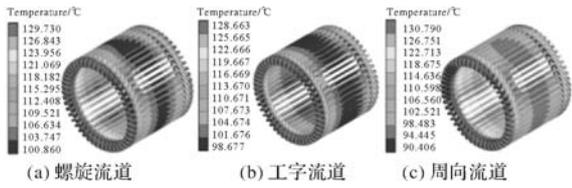


图7 绕组温度场分布云图



图8 转子温度场分布云图

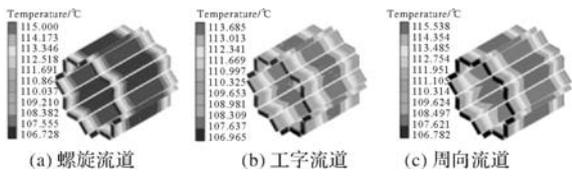


图9 永磁体温度场分布云图

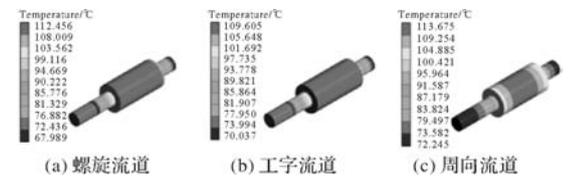


图10 转轴温度场分布云图

图11展示在额定工况下,不同冷却流道结构对电机各部件最高温度的影响。数据表明,工字型流道下冷却效果最佳。

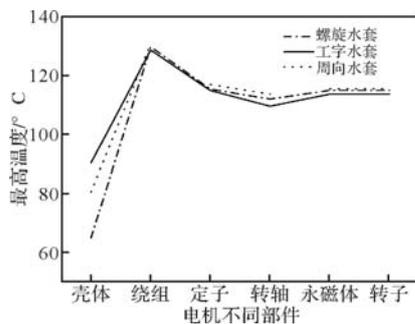


图11 电机各部件最高温度

3.3 不同冷却流道流场模拟与分析

图12~13以此展示螺旋型、工字型和周向型冷却水道的压力场和流速长云图。

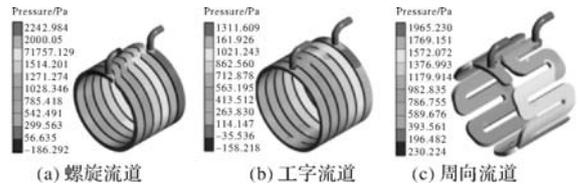


图12 水道压力分布图

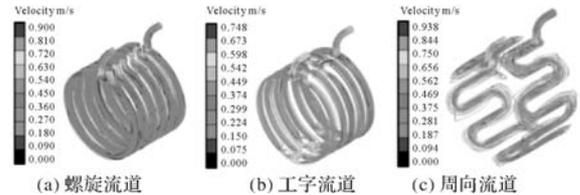


图13 水道流速分布图

由仿真结果分析可知,工字型水道使电机达到最低的最高温度,表现出最优的冷却性能,螺旋型次之,而周向型冷却效果最弱。在流动阻力损失方面,工字型最低,周向型居中,螺旋型最高。考虑到冷却效率、流动阻力和加工便利性,工字型水道是电机冷却的最佳选择。

4 驱动电机冷却结构优化

通过在较优水道的高度、宽度、工字形宽度与壳体最高温度和水道动能损失之间构建函数关系,即代理模型,运用多目标优化遗传算法进行寻优。

4.1 优化变量样本点抽取

本文选取冷却流道横截面的高度、宽度以及工字形宽度为优化变量,对三个变量进行综合优化。采用最优拉丁超立方抽样方法对优化变量在变量范围内随机抽样。

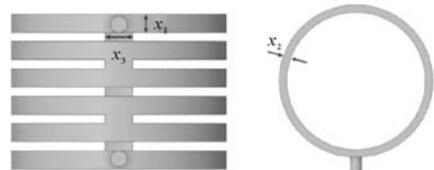


图14 水道结构优化参数

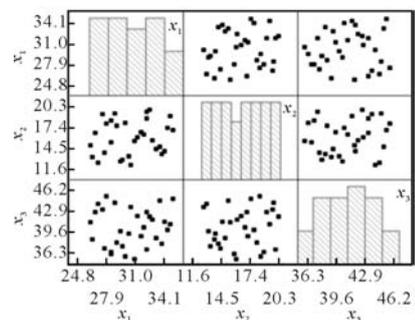


图15 超拉丁方程抽样后样本点分布

4.2 样本点响应值求取

电机所达到的最高温度是评估冷却系统性能的重要指标；同时，在相同条件下测量的水流通道的流动损失，可以反映出所需冷却水泵的功率需求。若设计能够确保较低的最高温度与较低的流动损失，则表明冷却水道及其流量配置达到了更高的效率，从而在相应降低水泵能耗的同时，提升了系统的整体性能。在本文的响应值求取中，为解决响应值求解时间长，模型建立复杂等问题，将求解电机整体温度替换为求解电机壳体最高温度^[10]。冷却水道镶嵌在壳体中，壳体与电机定子直接接触，壳体最高温度在一定程度上能反映冷却水道性能。

在响应值求取时，建立了包含空气域、冷却水、电机壳体的求解区域。将额定工况下电机定子热源乘以系数 1.45 添加到壳体内表面，以达到定子向电机壳体导热的效果，其他边界条件与前文相同。

通过最优拉丁超立方采样方法选取样本点后，利用这些数据进行三维建模、网格分割和仿真模拟，从而获得样本点及其对应的响应值。其中，电机壳体的最高温度和压降分别被定义为响应变量 y_1 y_2 。

4.3 目标函数建立及精度的验证

Kriging 模型作为一种基于统计学的代理模型方法，通过最小化预测误差的方差来提供无偏估计，尤其适用于对预测精度有较高要求的场合，适用于处理响应表现出较大不规则性的问题。本文将采用 Kriging 模型进行代理模型的拟合。

前文使用最优拉丁超立方对优化参数进行了采样，并对每一组样本点进行了三维几何模型建立，求取样本点的响应值。建立优化参数与响应值之间的函数关系如式 8 和式 9 所示：

$$y_1 = f_{y_1}(x_1, x_2, x_3) + \varepsilon(y_1) \quad (8)$$

$$y_2 = f_{y_2}(x_1, x_2, x_3) + \varepsilon(y_2) \quad (9)$$

式中， y_1 和 y_2 为响应值实际值； $f_{y_i}(x_1, x_2, x_3)$ 为响应近似值； $\varepsilon(y_i)$ 为近似值与实际值之间的随机误差； $i = 1, 2$ 。

R^2 值用于衡量模型预测值与实际值之间的相关程度， R^2 值越接近 1，表明模型预测的准确性越高。 R^2 值都大于 0.9 满足使用要求，可以进行多目标寻优。

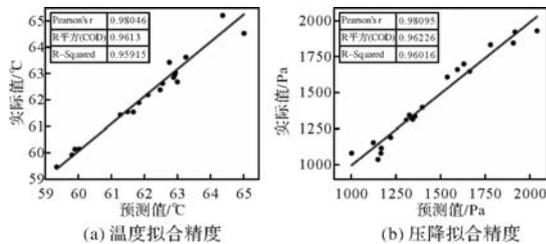


图 16 模型拟合精度

4.4 多目标寻优及数值模拟验证

在冷却水道结构多目标优化中，水道结构参数数值被自身尺寸所约束，得变量因素与变量因素取值范围。优化的目标为使得电机温度及压降损失尽可能低。建立如下数学模型：

$$\begin{aligned} & \text{Minimize} && T(x_i) \\ & && P(x_i) \\ \text{Subject to} &&& 26 \leq x_i \leq 35 \\ &&& 12 \leq x_i \leq 20 \\ &&& 35 \leq x_i \leq 45 \end{aligned} \quad (10)$$

式中， $T(x_i)$ 为电机最高温度； $P(x_i)$ 为水道压降； x_1 为水道高度，单位 mm； x_2 为水道宽度，单位 mm； x_3 为工字形宽度，单位 mm；

在设定的参数取值范围内，采用最优超拉丁方程法对优化参数进行样本点的选取，并对选取的样本点进行数值模拟分析，从而获得每一组样本点关于水道流动损失和电机壳体最高温度的响应值，这些响应值即为优化的目标。得到各组样本点的响应值后，使用 Kriging 模型进行代理模型的拟合，并对代理模型进行了精度验证。然后使用代理模型和 NSGA-II 算法对响应值进行预测，得到 Pareto 最优解集。通过有限元仿真软件进行数值模拟分析，验证优化结果。流程如图 17 所示。

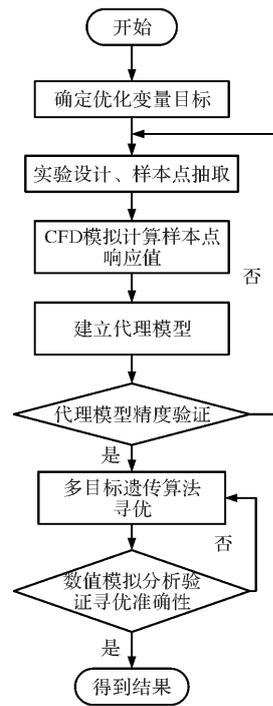


图 17 多目标优化流程图
目标函数迭代过程如图 18 所示。

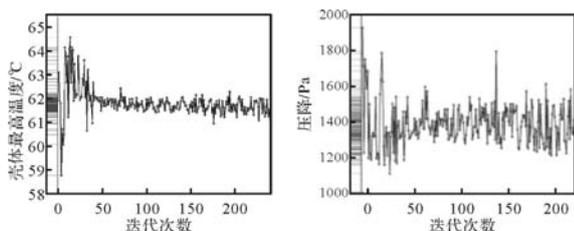


图 18 目标函数迭代过程

电机的最高温度及水道流动损失的程 度，在很大程度上是由其冷却系统设计决定的。这两个优化目标之间存在着固有的冲突关系。在水道结构优化的背景下，Pareto 最优解集代表了一系列优化解决方案，其中每一个方案在降低电机壳体温度的同时，确保不会加剧水道流动损失。图形上，在这个前沿上的任何一个点，改进一个目标时都会以牺牲另一目标为前提。Pareto 最优解如图 19 所示。

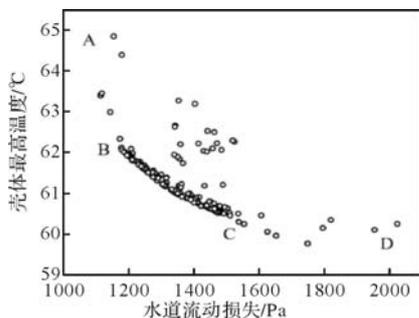


图 19 Pareto 最优解集

由图 19 可知，在 Pareto 最优解集中，解集 A 区域的电机水道流动损失最小，而电机壳体的最高温度最大。B 区域和 C 区域之间构成 Pareto 最优解集。根据多目标优化结果，根据温度较低且能耗尽可能小的原则，得到 $x_1 = 29.4 \text{ mm}$ ， $x_2 = 16.9 \text{ mm}$ ， $x_3 = 44.3 \text{ mm}$ ，响应值为 $T = 61.99 \text{ }^\circ\text{C}$ ， $P = 1186.29 \text{ Pa}$ 。

5 额定工况下冷却结构验证

根据前文计算结果结合基本假设，建立带有优化方案的电机温度场全域求解模型，对模型各部件添加材料物理属性，添加边界条件。模型中将铁心、永磁体和绕组的损耗以热源形式应用于相应电机部分。设置初始条件为入水口流量 16 L/min 和环境温度 40 °C，并在 84 kW、2500 r/min 的额定条件下进行仿真，得到电机稳态温度分布，如图 20 所示。

图 20 展现了整个电机的温度分布，其中绕组的最高温度达到 123.244 °C。图 21 描绘了各部件，包括壳体、定子、绕组、永磁体及转轴的轴向温度场分布。图 21(c) 绕组端部的散热形式主要为对流换热，绕组中部受定子影响，散热条件与端部相比较

好，故绕组端部温度与中部相差较大。

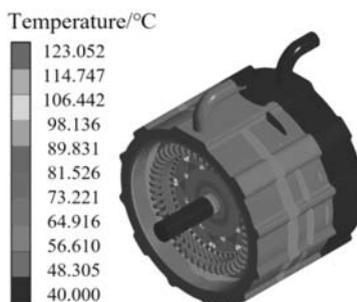


图 20 额定工况下电机温度分布云图

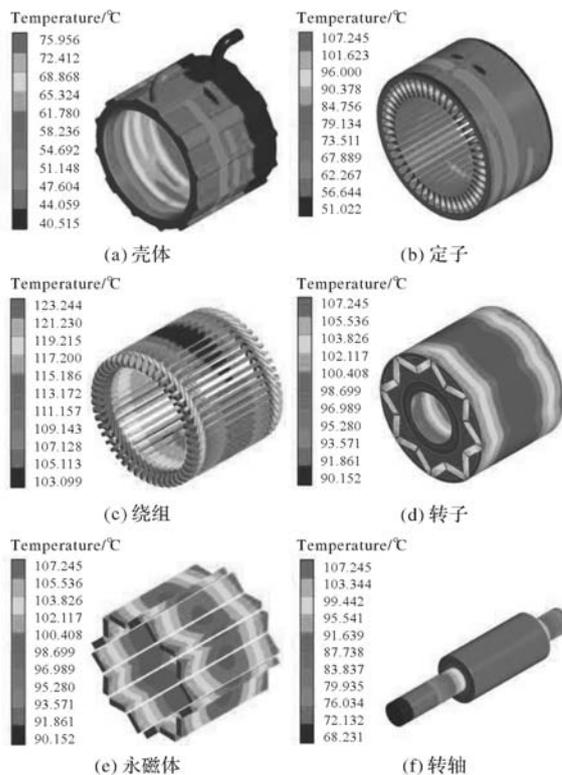


图 21 额定工况下电机各部件温度分布云图

6 结 语

本文以水冷式永磁同步电机为研究对象，展开电机损耗与温度场的研究，得出以下结论。

(1) 自然散热下，电机最高温度出现在电机绕组端部，定子温度分布为靠近外层温度较低，靠近气隙处的定子铁心齿部温度最高，永磁体最高温度出现在中部，电机转子铁心其温度为在径向外圈温度最高，内圈温度较低，转子铁心在中部温度最高。

(2) 绕组端部是电机的最高温区域，螺旋水道冷却条件下电机绕组最高温度 130.251 °C、工字型流道冷却条件下绕组最高温度 128.663 °C、周向流道绕组最高温度 134.271 °C。工字型流道冷却下，电机转子、永磁体、转轴温度相较于螺旋流道和周向流道分别低了 1.314 °C 和 1.82 °C。

(3) 耦合 NSGA-II 遗传算法和 Kriging 模型对工字形水道结构参数进行了寻优。通过建立有限元求解模型对比优化预测值发现, 电机壳体最高温度和冷却液流动损失误差为 0.114 °C 和 2.9 Pa, 误差仅为 0.18% 和 0.25%, 说明优化结果可靠。

参考文献

- [1] 王青松, 张兰春. 纯电动汽车用永磁同步轮毂电机温度场仿真研究[J]. 江苏理工学院学报, 2023, 29(04): 80-86.
- [2] Bertotti G. General Properties of Power Losses in Softferromagnetic Materials[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1988, 24(1): 621-630.
- [3] Fiorillo F, Novikov A. An Improved Approach to Power Losses in Magnetic Laminations under Nonsinusoidal Induction Waveform[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1990, 26(5): 2904-2910.
- [4] 李佳雨, 蓝益鹏. 横向磁场电励磁磁通切换磁悬浮直线电机温度场有限元分析[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(10): 54-61.
- [5] Armor A F, Chari MVK. Heat Flow in the Stator Core of Large Turbine-generators, by the Method of Three-dimensional Finite Elements (Part I: Analysis by Scalar Potential Formulation) [J]. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, 1976, 95(5): 1648-1656.
- [6] Tindall C E, Brankin S. Loss-at-source Thermal Modelling in Salient Pole Alternators Using 3-dimensional Finite Difference Techniques [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1988, 24(1): 278-281.
- [7] A. A. K. -A. ASMAR, Georges-BARAKAT, A. BENSALAH, Ferhat-CHABOUR and Yacine-AMARA, Comparison Between Analytic and Finite Element Method for Double Star Permanent Magnet Synchronous Machine Under IGBT Short-Circuit[C]. 19th International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics, Electrical and Electronic Engineering (ISEF), Nancy, France. 2019, 1-2.
- [8] Habibinia D, Rostami N, Feyzi M R, et al. New Finite Element Based Method for Thermal Analysis of Axial Flux Interior Rotor Permanent Magnet Synchronous Machine[J]. IET Electric Power Applications, 2020, 14(3): 464-470.
- [9] Zarko D, Jercic T. Novel Empirical Model for Calculation of Core Losses in Permanent Magnet Machines [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2019, 35(1): 248-259.
- [10] Guillod T, Lee J S, Li H, et al. Calculation of Ferrite Core Losses with Arbitrary Waveforms Using the Composite Waveform Hypothesis [C]. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE, 2023: 1586-1593.
- [11] 丁树业, 朱敏, 江欣. 永磁同步电机三维全域温度场与温度应力耦合研究[J]. 电机与控制学报, 2018, 22(01): 53-71.
- [13] 张继鹏, 苏锦智, 付荣华. 高速交流永磁发电机定子铁心损耗计算[J]. 微电机, 2014, 47(11): 10-14.

(上接第 47 页)

多个维度的故障特征相结合作为特征向量矩阵输入到模型中进行诊断, 实验结果表明, 采用孔雀优化算法对支持向量机进行寻优具有更高的准确率, 可以有效识别轴承故障状态。

参考文献

- [1] Zhou W, Habetler G T, Harley G R. Bearing Fault Detection Via Stator Current Noise Cancellation and Statistical Control [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(12): 4260-4269.
- [2] T. G V, G. S, S. V G, et al. Non-Stationary Thermal Wave Mode Decomposition: A Comparative Study of EMD, HVD, and VMD for Defect Detection [J]. Russian Journal of Nondestructive Testing, 2022, 58(6): 521-535.
- [3] 郑小霞, 蒋海生, 刘静, 等. 基于变分模态分解与灰狼算法优化极限学习机的滚动轴承故障诊断[J]. 轴承, 2021, (09): 48-53.
- [4] Dragomiretskiy K, Zosso D. Variational Mode Decomposition. [J]. IEEE Trans. Signal Processing, 2014, 62(3): 531-544.
- [5] 王国辉, 雷良育, 胡峰, 等. 重卡轮毂轴承试验机试验单元研制[J]. 常熟理工学院学报, 2020, 34(02): 54-57.
- [6] 赵小惠, 张梦洋, 石杨斌, 等. 改进 CEEMDAN 算法的电机轴承振动信号降噪分析[J]. 电子测量与仪器学报, 2020, 34(12): 159-164.
- [7] 杨大为, 冯辅周, 赵永东, 等. VMD 样本熵特征提取方法及其在行星变速箱故障诊断中的应用[J]. 振动与冲击, 2018, 37(16): 198-205.
- [8] 纪京生, 周莉, 马向阳. VMD 结合小波包信息熵和 GJO-SVM 的电机轴承故障诊断 [J]. 现代制造工程, 2024, (02): 128-136.
- [9] 刘臻, 彭珍瑞. 信息熵和合成峭度优化的 VMD 和 PSO-SVM 的轴承故障诊断 [J]. 机械科学与技术, 2021, 40(10): 1484-1490.
- [10] Jingbo W, Bo Y, Yijun C, et al. Novel Phasiani-dae Inspired Peafowl (Pavo muti-cus/cristatus) Optimization Algorithm: Design, evaluation, and SOFC models parameter estimation [J]. Sustainable Energy Technologies and Assessments, 2022, 50
- [11] 李杰, 闫柯朴, 孟凡熙, 等. 基于改进 VMD 和注意力机制的混沌时间序列预测 [J]. 兰州交通大学学报, 2023, 42(02): 55-63.
- [12] 乔美英, 刘宇翔, 兰建议. 基于 VMD 和马氏距离 SVM 的滚动轴承故障诊断 [J]. 中山大学学报(自然科学版), 2019, 58(05): 8-16.

混合动力汽车驱动策略与能量回收的发展综述

崔建锋, 安永峰

(郑州航空工业管理学院, 郑州 451200)

摘要: 混合动力汽车可以通过协调不同的动力来源和回收制动能量来满足电力需求, 从而优化能源使用效率和汽车行驶性能。首先对串联式、并联式和混联式这三种混合动力汽车动力系统结构进行了深入分析, 接着讨论了能量管理策略, 最后研究了制动能量回收和能量计算, 以及制动回收能量结构与流程和影响能量回收的因素。希望为后续从事相关工作的研究者做出参考贡献。

关键词: 混合动力汽车; 动力系统结构; 能量管理策略; 制动能量回收

中图分类号: TP272 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2024)10-0062-06

Development Review of Drive Strategy and Energy Recovery for Hybrid Electric Vehicles

CUI Jianfeng, AN Yongfeng

(Zhengzhou Institute of Aviation Industry Management, Zhengzhou 451200, China)

Abstract: Hybrid vehicles can optimize energy efficiency and vehicle driving performance by coordinating different power sources and recovering braking energy to meet the demand for electricity. Firstly, the power system structure of series-type, parallel-type and hybrid hybrid electric vehicles was deeply analyzed, and then the energy management strategy was discussed. Finally, the braking energy recovery and energy calculation, as well as the structure and process of braking energy recovery and the factors affecting the energy recovery were studied. It is hoped to make reference contribution to the subsequent researchers engaged in related work.

Key words: hybrid electric vehicle; power system structure; energy management strategy; braking energy recovery

0 引言

由于近年来现代工业的快速发展, 世界范围内燃油汽车的保有量迅速增加, 由此引发了一连串的环境污染和能源危机问题^[1]。世界各国都在致力于推进和制造电动汽车和混合动力汽车。电动汽车受限于电池的功率密度、电池制造和环境温度等, 导致纯电动汽车续航总里程不足。使得混合动力汽车成为主要汽车制造商研究的重点。它被视为在转型过程中解决当前环境问题的切实可行的办法^[2]。混合动力电动汽车结合了内燃机和电动机的双重动力系统, 通过智能能源管理策略(EMS)的协调, 实现了燃油效率的提升和排放量的减少。此外, 电动机的扭矩辅助功能, 为驾驶者带来了更加平稳的驾驶

体验。混合动力汽车的灵活性在于其能够根据需要, 灵活的切换使用汽油或电力作为动力来源。混合动力系统的设计不仅提高了向车轮提供动力的能力, 增加了控制的自由度, 而且也为了在满足动力需求的同时减小发动机排量提供了可能。为了充分发挥混合动力汽车的优势, 建立一个有效的能源管理战略至关重要。通过这一战略, 可以优化燃油效率, 减少排放, 并最大限度地利用再生制动能量, 从而在汽车产业的转型过程中, 以及解决当前环境问题提供了一种切实可行的解决方案^[3]。

1 混合动力系统结构形式的分类

混合动力系统结构根据电动机、发动机和动力电池之间不同的连接方式、布局和组合模式, 可划

收稿日期: 2024-04-30

作者简介: 崔建锋(1968), 男, 硕士, 副教授, 研究方向为电力电子与电力传动。

安永峰(1999), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子与电力传动。

分为串联式、并联式以及混联式三种类型^[4]。

1.1 串联式混合动力系统

串联式混合动力汽车采用的结构如图 1 所示。这种车辆使用电耦合驱动方式，内燃机与传动轴不直接相连，而是由电动机提供车轮所需的动力^[5]。该系统的动力辅助装置与电动机之间不存在机械连接。不直接参与驱动车辆前进，仅仅只是用来发电给蓄电池充电，整车由电动机提供动力来源驱动前行。在传统的内燃机汽车中，内燃机必须持续运转以满足车轮的动力需求。在许多的驾驶条件下，内燃机的运行效率较低。特别是在城市行驶时，汽车通常以低速行驶，需要频繁启动和怠速运行，导致燃油消耗大幅增加。然而，在串联式混合动力汽车中，内燃机可以保持在高效率区域运行，以提高燃油经济性^[6]。因此，该系列混合动力汽车在城市工况下具有良好的节能减排性能。但在高速公路工况下，需要启动发动机提供动力，由于二次能量传递的损失，串联混合动力汽车的油耗高于其他类型的车辆^[7]。在混合动力车辆的研究中，发动机管理系统(EMS)一直是研究人员关注的热点^[8]。近年来，从事相关工作对串联混合动力汽车的最优控制策略进行了大量研究。

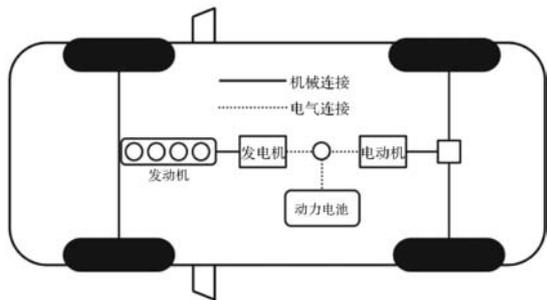


图1 串联式混合动力系统结构图

1.2 并联式混合动力系统

并联式混合动力汽车如图 2 所示，在并联式系统中，发动机和电动机均通过机械装置与车辆的驱动系统直接相连，这种布局使得发动机和电动机可以单独或者共同为车辆输送动力。该设计的优势在于能够根据驾驶条件和需求的变化，灵活地调整两种动力源的功率，以实现最佳的燃油效率和动力输出^[9]。正因为如此，相较于串联式混合动力系统，它在燃油经济性方面展现出了更卓越的性能。与串联动力系统相比，电池和电动机的尺寸更小。这种系统不需要发电机，只需部分发动机功率通过多功率转换。因此，整体效率高于串联结构，适合用于高速公路行驶工况^[10]。然而，由于发动机的工作点受制于汽车的行驶状态，这使得它在应对频繁变化

的行驶条件时可能不如电动机那样适应性强^[11]。而且并联结构是机械耦合的，其控制比串联结构更为复杂。系统通常会配备先进的控制策略，通过智能地调整发动机的工作点来适应不同的行驶条件，从而优化整个混合动力系统的性能^[12]。

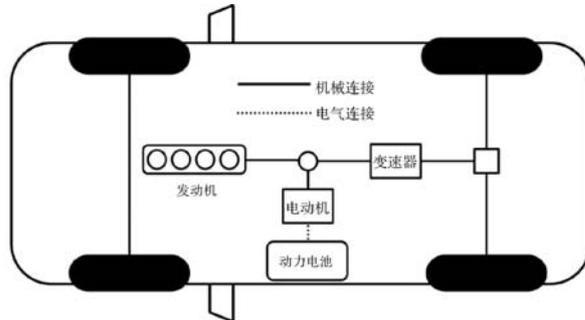


图2 并联式混合动力系统结构图

1.3 混联式混合动力系统

混联式混合动力汽车的架构中如图 3 所示，源自发动机的动力输出被划分为两个用途：一部分能量通过发电机的作用转化为电能，而剩余部分则直接贡献于车辆的驱动力。所产生的电能既可以直接输送至电动机，以此为汽车提供推进力，也可以输送至动力电池中进行充电，以备不时之需。虽然整体质量大于其他两个类型，所以需要消耗更多的能量。但其适应性优于其他两种结构。它结合了串联和并联两种结构的优点，由于串联混合动力汽车在低速工况下效率更高。则在低速工况下使用串联动力总成运行。并联混合动力汽车在高速公路行驶循环中效率更高。则在高速工况下使用并联系统运行。由于混合动力汽车其独特的优势，一直是研究者的研究热点。文献[14]针对功率分路插电式混合动力汽车提出了一种混合能量管理控制策略，在SOC达到阈值前采取充电耗尽策略，然后采用Q-learning算法。所采用的策略比传统的电量保持策略具有更好的节油性能。近年来，随着强化学习(RL)算法的持续改进，其在混合动力汽车能量管理领域取得了显著的进展。Q学习是传统强化学习算法中备受研究人员青睐的方法之一^[15]。

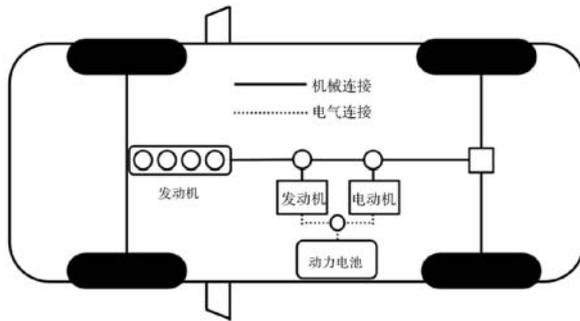


图3 混联式混合动力系统结构图

2 能量驱动管理策略

规则能源管理控制策略，亦称为逻辑阈值控制策略，是基于经验式或启发式创建确定性设计规则的架构^[16]。该策略的主要思想是通过定义一组车辆动力总成的运行规则来确定系统的运行状态^[17]。为预先确定的汽车行驶循环提供人类专门技术。这些规则通常使用查找表来实现或使用 if-then 规则表达式实现。规则能源管理策略主要分为基于确定性规则管理策略和基于模糊逻辑控制管理策略^[18]。

2.1 基于确定性规则管理策略

该策略是以发动机与电动机效率关系为基础，通过预先定义一系列的逻辑规则，实现对发动机与电动机的功率分配，并综合考虑了电机、发动机与蓄电池电荷 (SOC) 的效率^[19]。该策略具有结构简单、计算量小、易于在线实现等优点。因而在汽车控制器中得到了广泛的应用。这些规则一般是针对具体行驶循环而设计的。然而不同的交通路况条件使其不太适应不同的驾驶周期^[20]。文献[21]展示了一种网络-物理能量优化管理系统基于确定性规则的能量管理策略根据电池的充电状态和车辆所需的功率为发动机和电动机分配功率任务。文献[22]提出了一种基于规则的并联混合动力电动汽车 EMS。因为不存在设计逻辑规则的独特方法。所以常规的基于规则的电源管理策略并不适用于实际的行驶工况^[23]。在大多数情况下，这取决于工程师的经验和驾驶周期。

2.2 基于模糊逻辑控制管理策略

基于模糊逻辑控制策略擅长处理复杂的决策和模型的不确定性。基于模糊逻辑控制策略的基本思想是利用有关问题的现有知识或专业知识来构建，许多模糊规则来模仿人类的思维和推理，最终表示为 if-then 规则的集合^[24]。此外，基于规则库构建推理机制以得出结论。这些结论必须经过去模糊化过程，才能为系统生成控制输入。基于模糊规则的控制目前有多种形式，包括常自适应模糊控制策略、预测模糊控制策略和规模模糊控制策略^[25]。传统的模糊控制常被用于提高模糊效率，从而使发动机高效运行。这种方法由电动机辅助，这迫使内燃机始终在高效区域工作，同时保持在电池 SOC 内。模糊逻辑方法的主要优点是(1)对组件变化和不精确测量的容忍性和鲁棒性。(2)灵活性和适应性，因为模糊逻辑规则可以简单的构建。然而，模糊逻辑控制策略在不同驾驶情况下仍不能成为有效控制或最优控制，因为它仍然取决于规则和经验。模糊逻辑方

法的另一个缺点是去模糊化过程需要大量的时间和内存^[26]。文献[27]中，对并联结构的混合动力汽车创建了模糊控制器。在模糊控制器中建立了一套原则，有效地确定了两个动力装置(即电动机和内燃机)之间的划分，这涉及到驾驶指令，储能系统的 SOC 和电机速度。

3 制动时的受力分析及能量计算

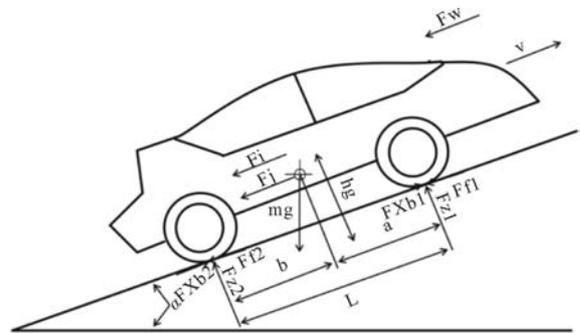


图4 汽车制动过程受力分析

3.1 制动时的受力分析

当车辆发生制动时，根据汽车理论和动力学理论得^[28]：

$$\sum F = F_f + F_w + F_i + F_j \quad (1)$$

式中， $\sum F$ 表示由汽车行驶所产生的动力； F_f 表示滚动阻力； F_w 表示空气阻力； F_i 表示坡道阻力； F_j 表示加速度阻力。

车辆电动机的转矩，传至驱动轮上，则驱动轮上的转矩为 T_t 。地面对驱动轮的反作用力 F_0 为驱动车辆的外力，此外力称为车辆的驱动力。

$$\sum F = \frac{T_t}{r} \quad (2)$$

式中， T_t 表示驱动扭矩； r 表示车轮半径。

驱动轮上的转矩驱 T_t 是由电动机产生的。

$$T_t = T_{iq} i_g i_0 \eta_T \quad (3)$$

式中， T_{iq} 表示发动机转矩； i_g 表示变速器的传动比； i_0 表示主减速器的传动比； η_T 表示传动系的机械效率。由式(2)和式(3)可得：

$$\sum F = \frac{T_{iq} i_g i_0 \eta_T}{r} \quad (4)$$

在车辆制动过程中，车轮与地面之间的接触点会受到挤压作用，导致车轮发生形变，进而与地面产生摩擦，称为滚动阻力，其方向总是与车辆的行驶方向相反。滚动阻力的大小取决于多个因素，包括车轮的载荷、路面的性质以及车轮自身的特性等。其公式可以表示为

$$F_f = fG\cos\alpha \quad (5)$$

式中, f 表示摩擦系数; G 表示作用于车辆上的重力; α 表示坡道角。

在车辆行驶过程中, 车辆与空气产生摩擦, 空气阻碍车辆前进, 其产生的阻力称为空气阻力。乘用车的空气阻力系数约在 0.20 ~ 0.45。车辆的迎风面积 A 以及车辆行驶速度 v_r 的平方成正比。其公式可以表示为

$$F_w = \frac{1}{2} C_D \rho A v_r^2 \quad (6)$$

式中, C_D 表示空气阻力系数; ρ 表示空气密度, 约 1.2258 kg/m³; A 表示车辆迎风面积; v_r 表示车速。

在无风条件下, 车辆的实际速度 $v_a = v_r$, 则空气阻力为

$$F_w = \frac{C_D A v_a^2}{21.15} \quad (7)$$

坡道阻力主要是车辆自重对斜坡上的分力所造成的阻力, 特别要指出的是, 下坡时的阻力是负的, 也就是作为驱动力的功能。其公式可以表示为

$$F_i = G \sin \alpha \quad (8)$$

加速度阻力速度、时间的变化而变化:

$$F_j = \delta m \frac{dv}{dt} \quad (9)$$

式中, δ 表示车辆旋转质量换算系数; m 表示车辆质量。

经以上分析, 将以上各表达式进行整合, 可以得出制动过程的力学方程式为

$$\frac{T_{iq} i_g i_0 \eta_r}{r} = f G \cos \alpha + \frac{C_D A v_a^2}{21.15} + G \sin \alpha + \delta m \frac{dv}{dt} \quad (10)$$

3.2 制动时的能量计算

在汽车制动过程中, 能量的消耗与转换遵循特定的规律, 主要分为两个方面: 首先, 当汽车进行制动操作时, 车轮与制动器之间的摩擦作用是不可避免的^[29]。这种摩擦作用会使得部分动能转化成热能, 进而在制动过程中散失到环境中。因为在这一过程中, 能量并没有被有效地利用或回收, 而是以热的形式释放到了周围空间。其次, 汽车在制动过程中, 动能的另一部分可以通过车辆的机械传动系统传递给电动机。在此过程中, 电动机扮演着发电机的功能, 负责将输入的机械能高效地转化为电能。这一过程产生的电能随后会被汽车配备的蓄电池所收集并保存, 以便在之后需要时使用。此过程通常被称作再生制动, 也称为能量回收制动, 是一种提高能源利用效率、减少能量损失的有效方式^[30]。

在汽车进行制动操作时, 所需要消耗的制动能量与车辆的重量和行驶速率有着直接的关联。更准

确地说, 若车辆的质量为 m , 那么在制动过程中涉及的动能释放量 E_p 可以通过计算制动力与车辆停止所经过的距离的积分得出^[31]。

$$\int F ds = \frac{1}{2} m v^2 \quad (11)$$

超级电容的能量公式为

$$E_1 = \frac{1}{2} C (U_1^2 - U_2^2) \quad (12)$$

式中, E_1 为存储电量; C 为电容容量; U 为工作电压。

电池能量公式为

$$E_2 = \int U I dt \quad (13)$$

式中, U 为电压; I 为驱动电流。

超级电容器和蓄电池储存的能量就是制动所回收的能量。

根据能量守恒定则可得:

$$\Delta E_1 + E_2 = E_p - E_i - E_j \quad (14)$$

式中, E_i 为机械损失能量; E_j 为摩擦损失能量。

代入式(14)后, 可以计算出制动能量回收的效率为

$$\eta = \frac{\Delta E_1 + \Delta E_2}{E_p} = \frac{\frac{1}{2} C (U_1^2 - U_2^2) + \int U I dt}{\frac{1}{2} m v^2} \quad (15)$$

能量回收的理论最大值由制动能量计算得出, 但实际回收量受限。制动时, 车辆需克服空气和滚动阻力, 减少了可回收的能量。摩擦导致能量转化为热能散失。能量转换和存储系统效率不一, 传动摩擦、电机和逆变器效率、蓄电池充放电效率均影响回收效率^[32]。电机工作范围也限制能量回收, 需优化以适应不同制动场景提高效率。

4 制动能量回收研究

混合动力汽车制动能量回收是一种提高能源利用效率的技术, 其核心思想是将车辆制动时损耗的能量进行有效回收。电动机负责将车辆的机械能高效转换为电能^[33]。随后, 这部分电能可以被输送回储能系统, 用于充电, 或者在车辆行驶时, 直接用于增强车辆的推进力, 从而提升整体的行驶效能。在混合动力汽车的能量管理策略应用中, 制动能量回收对提高汽车燃油经济性起着至关重要的作用。

在混合动力汽车中, 机械制动系统通常与制动能量回收系统相结合, 共同工作以实现车辆的减速和制动。当驾驶员踩下制动踏板时, 系统首先通过再生制动来减速, 即利用电机的负扭矩来消耗车辆的动能, 这一过程中产生的能量被转化为电能并储存在电池中。当再生制动系统所提供的力量不足以

满足车辆制动的需求时，机械制动系统将会启动并介入，以确保车辆能够安全、有效地减速至所需的速度或完全停止。

混合动力汽车的制动力能源利用控制系统，主要有二种：迭加式再生制动系统(RBS)和协作式再生制动系统(CRBS)^[34]。RBS 控制系统中，制动踏板和制动机构是接耦的，电子制动是叠加到机械制动上进行制动，所以动能回收率较小。在 CRBS 控制系统中，电子制动踏板由液压机构解耦，控制器利用行程感应器对司机的电子制动需求做出预测，并设计需要的电子制动能，主要是通过电动机提供负转矩，对液压制动提供补充，以此增加电子制动的能量占比，从而提高动力回收^[35]。

滑行能量回收也是混合动力汽车制动能量回收的一个重要方面。能量回收系统在滑行阶段的运作模式可以区分为两个主要类别：第一类是在滑行过程中，无法通过调整油门的大小来改变减速的幅度；而第二类则允许驾驶员通过改变油门的开合程度来主动调节减速的力度。后者允许驾驶员通过调整油门踏板的位置来控制能量回收的强度，这种设计在现代混合动力汽车中更为常见。

4.1 制动能量回收

制动能量回收的工作原理是在驾驶员施加制动操作时，将减速过程中原本会耗散的动能回收并转化为电能。随后，这一部分新产生的电能将被车辆的能量管理系统所控制，以便于存储和后续的再次使用，从而提高能源的利用效率^[36]。在图 4 中显示了制动能量回收的控制策略。该制动能量回收装置是通过驾驶员的制动要求，对前主动轮的电动机制动力以及摩擦制动力进行计算。

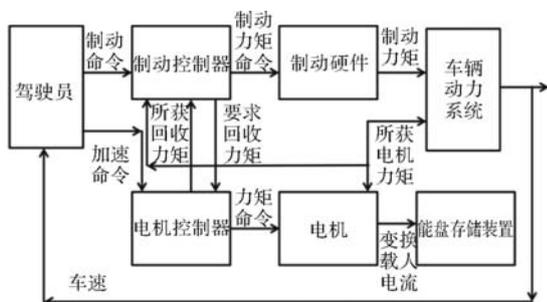


图 5 HEV 能量回收制动控制

此外，还需要对分配到前后轮上的制动力的大小进行计算，确定前后车轮之间制动力的比率，以及电机制动力与摩擦制动力之间的比率，以保证车辆的方向稳定性^[37]。以此比率为依据，以司机的制动需要及电动机所能发出实际制动力矩为依据，最大限度地回收动力能。制动控制器向制动系统发出

前后车轮气缸压力信号，而制动控制器则计算出制动力矩并传送到电机控制器。但电机所能发出的制动力矩则是目前电机速度的一个函数^[38]。当电动机的实际制动扭矩反馈制动力矩已达最大时，但仍然无法满足所要求的制动要求。那么，这个车轮就需要提供更大的刹车制动力。文献[39]在此基础上，提出了一种基于电动机扭矩特征的汽车制动器控制系统。文献[40]通过运用 AVL Cruise 车辆模拟软件，并研究针对实际的城市、郊区及高速公路行驶数据，对不同驾驶环境下的制动能量回收效率进行了深入分析。分析结果显示，在城市驾驶场景中，电动汽车在制动过程中能够回收的能量达到最高水平。具体而言，在城市道路行驶时，通过制动回收的能量可达到整个行程所需能量的 20%。此外，研究还发现，驾驶环境对能量回收效率具有显著影响，这一效率与车辆所行驶的道路类型密切相关。文献[41]研究针对驾驶条件及操作习惯对制动能量回收效率的影响，提出了融合两者的新方法。通过实验平台采集数据，定义并确定了工况因子 α 和驾驶习惯因子 β 的范围。利用 LVQ 神经网络，建立了识别模型，并制定了相应 BER 策略。仿真验证显示，该策略在耦合工况和驾驶习惯影响下，提升了能量回收效率，改善了车辆经济性。文献[42]研究了基于制动力调制的再生制动优化，并具体应用于汽车改装成全路 TTR(穿过道路)混合动力汽车的情况，并提出了一种最优调制策略。在最佳条件下，在每个速度下选择最佳减速度和适当的调制，并根据实际情况估计抓地力系数，回收可以达到车辆能量的 40% 左右。

4.2 影响再生制动的因素

再生制动的影响有多个关键因素，这些因素有电机、储能系统、整车参数、行驶工况、控制策略等，对这些因素进行优化，以增强再生制动的性能^[43]。

(1)电机性能提升：电机是再生制动系统的核心，其性能的优劣直接关系到能量回收的效率。通过改进电机设计，比如提升其转矩特性、优化磁场布局以及减少内部损耗，可以有效地增强再生制动过程中的能量转换效率。

(2)整车参数调整：车辆的整体设计参数，如车重、空气动力学特性、轮胎滚动阻力等，都会对再生制动产生显著影响。通过减轻车辆重量、改善车辆的空气动力学性能、选择低阻力轮胎等措施，可以降低行驶过程中的能量损耗，提高再生制动过程中的能量再利用效率。

(3) 储能系统优化: 储能系统的选择和配置对再生制动效率同样重要。采用具有更高能量密度和功率密度的电池, 以及具备高效充放电能力的储能设备, 可以更有效地存储回收的电能, 减少能量转换过程中的损耗。

(4) 控制策略改进: 再生制动控制策略对于实现高效能量回收至关重要。利用先进的控制技术, 例如: 自适应控制、智能算法等, 可以实现对再生制动力度的精确控制, 确保在各种不同的行驶条件下都能达到最佳的能量回收效果。

(5) 适应性行驶工况分析: 车辆在不同的行驶条件下, 再生制动的效率也会有所不同。通过对车辆行驶数据的实时监测和分析, 结合智能预测技术, 可以动态调整再生制动的策略, 使其更好地适应当前的行驶环境, 从而最大化能量回收^[44]。

通过上述针对性的优化措施, 可以有效地提升再生制动系统的效率, 实现更高的能量回收率, 进而改进提升车辆的能源利用效率及其整体性能水平。

5 结 论

混合动力汽车因其出色的燃油效率和灵活的控制策略, 以推动该领域的发展。随着新技术的持续进步, 能量管理策略和制动能量回收系统正逐步走向成熟。这种系统通过优化能量回收与常规制动的结合, 不仅确保了车辆行驶的安全性, 还显著提升了汽车的续航能力, 有效地促进了能源的节约与环境的保护。

参考文献

- [1] 郑萍, 王明娟, 乔光远, 等. 可调磁通电机系统及其关键技术的发展[J]. 哈尔滨工业大学学报, 2020, 52(6): 207-217.
- [2] 张海亮, 钟再敏, 吴海康, 等. 插电式混动用新型变速器动力匹配及试验验证[J]. 同济大学学报, 2015, 43(9): 1383-1389.
- [3] 陈骁. 混合动力汽车用无刷电无级变速器及其控制系统研究[D]. 湖北: 华中科技大学, 2012.
- [4] 于秀敏, 曹珊, 李君, 等. 混合动力汽车控制策略的研究现状及其发展趋势[J]. 机械工程学报, 2006, 42(11): 10-16.
- [5] 申彩英, 胥帆, 李刚. 一种新型串联混合动力汽车能量管理策略[J]. 中国农机化学报, 2014, 35(5): 128-132, 152.
- [6] 段建民, 徐敏. 串联式混合动力电动汽车复合电源系统设计[J]. 公路交通科技, 2011, 28(9): 147-152.
- [7] 彭浩, 杨耀权, 刘春雨. 混合动力汽车能量管理全局优化算法仿真[J]. 计算机仿真, 2018, 35(5): 148-151, 206.
- [8] 向远贵. 基于工况预测的插电式混合动力物流车多目标控制策略研究[D]. 吉林: 吉林大学, 2023.
- [9] 李茂兵. 混合动力电动汽车系统结构及控制策略研究[D]. 山东: 山东农业大学, 2018.
- [10] 陈福云. 油电混合动力汽车的技术现状与发展前景[J]. 时代农机, 2019, 46(06): 99-100, 108.
- [11] 邓攀登, 陈永军, 徐璐. 低速电动汽车用无刷直流电机控制系统[J]. 微电机, 2015, 48(03): 67-70, 84.
- [12] 鲁子卉. 混合动力电驱动系统的模糊控制策略研究[J]. 电子技术应用, 2014, 40(3): 140-142.
- [13] 程辉军, 朱建新, 张彤, 等. 功率分流式混合动力系统发动机起停平顺性控制研究[J]. 汽车技术, 2016(12): 15-19.
- [14] Qi X, Wu G, Boriboonsomsin K, et al. A Novel Blended real-time Energy Management Strategy for Plug-in Hybrid Electric Vehicle Commute Trips[J]. In: 2015 IEEE 18th International Conference on Intelligent Transportation Systems. IEEE, 2015: P. 1002-7.
- [15] 郑春花, 李卫. 强化学习在混合动力汽车能量管理方面的应用[J]. 哈尔滨理工大学学报, 2020, 25(4): 1-11.
- [16] 杨永军, 李忠利, 贾方, 等. 多模式混合动力汽车控制策略研究[J]. 车用发动机, 2022(1): 64-70.
- [17] Ramadan H S, Becherif M, Claude F. Energy Management Improvement of Hybrid Electric Vehicles via Combined GPS/Rule-Based Methodology. IEEE Trans. Autom. Sci. Eng. 2017, 14, 586 - 597.
- [18] Bo L, Han L, Xiang C, et al. A Q-learning Fuzzy Inference System Based Online Energy Management Strategy for Off-road Hybrid Electric Vehicles[J]. Energy 2022, 252, 123976.
- [19] Jiang J, Yu Y, Min H, et al. Research on Global Optimization Algorithm of Integrated Energy and Thermal Management for Plug-In Hybrid Electric Vehicles[J]. Sensors, 2023, 23(16).
- [20] 韩磊, 张轮, 郭为安. 混合交通流环境下基于改进强化学习的可变限速控制策略[J]. 交通运输系统工程与信息, 2023, 23(3): 110-122.
- [21] Wang W, Liu, K, Yang C, et al. Cyber Physical Energy Optimization Control Design for PHEVs Based on Enhanced Firework Algorithm. IEEE Trans. Veh. Technol. 2021, 70, 282 - 291.
- [22] Jinming L, Huei P. Modeling and Control of a Power-split Hybrid Vehicle[J]. IEEE Trans. Control Syst. Technol. 2008, 16, 1242-1251.
- [23] 刘玺斌. 插电式混合动力城市公交大客车关键技术研究[D]. 陕西: 长安大学, 2013.
- [24] Bin Ma, Xing Guo, Penghui Li. Adaptive Energy Management Strategy Based on a Model Predictive Control with Real-time Tuning Weight for Hybrid Energy Storage System[J]. Energy, Volume 283, 2023.
- [25] Zhang X-Z, Lu Z-Y, Tan C-Z, et al. Fuzzy Adaptive Filtering-based Energy Management for Hybrid Energy Storage System[J]. Comput. Syst. Sci. Eng. 2021, 36, 117 - 130.
- [26] 周健豪, 顾诚, 刘军, 等. 基于 IGWO 的燃料电池汽车模糊控制能量管理策略[J]. 重庆理工大学学报(自然科学版), 2021, 35(5): 33-41.
- [27] Schouten N, Salman M, Kheir N. Fuzzy Logic Control for Parallel Hybrid Vehicles[J]. IEEE Trans. Control Syst. Technol. 2002, 10, 460 - 468.
- [28] 余志生. 汽车理论[M]. 第6版. 北京: 机械工业出版社, 2018 2-19.
- [29] 张卫, 杨珏, 张文明, 等. 纯电动汽车蓄电池-超级电容复合能源系统研究[J]. 电测与仪表, 2019, 56(3): 82-90.

基于有限元的电机法兰止口变形研究

谢峰^{1,2}, 刘志军², 郑世保², 王真²

(1. 美的集团中央研究院, 广东 佛山 528311; 2. 美的电气有限公司, 广东 佛山 528311)

摘要: 针对伺服电机一体化法兰止口尺寸在装配过程中存在的应力和变形问题, 通常根据经验公式进行粗略计算, 或者采用制造样机来实测, 这样在精度控制和成本控制上都不是最优选择。因此如何在设计之初预测在装配过程中的装配应力, 计算装配变形, 进而简化加工流程, 降低制造风险, 越来越被大家所关注。本文采用有限元法, 通过对装配过程中产生变形的因素进行分析计算, 预判法兰止口的变形量, 进而在零件阶段预留变形余量, 减化工艺流程。该计算方法对类似过盈配合类的问题具有一定的参考意义。

关键词: 有限元; 法兰止口; 过盈配合; 变形

中图分类号: TM383.4; TM305

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2024)10-0068-04

Research on Deformation of Motor Flange Seam Allowance Based on Finite Element Method

XIE Feng^{1,2}, LIU Zhijun², ZHENG Shibao², WANG Zhen²

(1. Midea Corporation Research Center, Foshan Guangdong 528311, China;

2. Midea Electric Co., LTD., Foshan Guangdong 528311, China)

Abstract: Regarding the stress and deformation issues in the assembly process of servo motor integrated flange stop size, rough calculations are usually based on empirical formulas or measured using manufacturing prototypes. This is not the optimal choice in terms of precision control and cost. Therefore, how to predict the assembly stress during the assembly process at the beginning of the design, calculate assembly deformation, simplify the machining process, and reduce manufacturing risks is increasingly being paid attention to. This article adopted the finite element method to analyze and calculate the factors that cause deformation during the assembly process, predict the deformation amount of the flange seal, and reserve deformation allowance in the part stage to reduce the process flow. This calculation method has certain reference significance for problems similar to interference fit.

Key words: FEA; flange seam allowance; interference fit; deformation

0 引言

在伺服电机的结构设计中, 为了满足越来越高紧凑性的要求, 减少零件数量, 很多时候会将电机机壳和法兰进行一体化设计。一体化法兰机壳具有电机结构更加紧凑、制造工序更简化等优点。但是, 一体化法兰需要经历电机制造的全过程, 而在某些制造工序中可能产生较大应力和变形。如果在设计之初可以预测这些应力和变形, 对后续制定应对措施, 例如二次加工或预留裕量, 都有重要意义。

在常规非一体化的设计中, 通常将电机机壳和前法兰做成两部分, 两部分之间采用止口加紧固件进行连接配合。该方案的优点是机壳在装配过程中产生的变形不会传递给法兰止口, 缺点是增加了一个零部件, 使得装配变得复杂, 同时也增加了制造和工艺成本。

常规分离设计中的圆环形定子铁心和机壳简化成两个圆柱体, 采用理论公式进行计算应力和变形^[1]。但是对于像伺服电机机壳, 其形状较为复杂, 一是电机机壳不再是传统的圆环形机壳, 而是带散热筋的方形结构; 二是机壳前端面与法兰盘集成在一起, 其前端的刚度变得很复杂。因此, 不能简单

等效为圆环进行过盈量和变形的计算。

随着有限元分析理论和计算机技术的发展,采用有限元分析软件对电机结构件进行强度和刚度的分析,逐渐成为一种可行的方式。王国龙等利用有限元软件,对电机的前凸缘法兰结构强度进行了分析,并进行了试验验证^[2-3];李国洪等利用有限元软件,对电机不同部件之间的过盈配合进行了深入研究,并取得了较好的试验验证数据^[4-7]。

本文基于上述问题,借助成熟的复杂结构有限元的分析方法^[8-10],分析了在最小允许过盈量的前提下,不同结构形状对前法兰止口尺寸变形的影响,并进行了测试验证。该研究结果对于法兰机壳一体结构的伺服电机的止口变形量预估,具有一定的理论价值和实践意义。

1 一体化法兰机壳的设计

在紧凑型伺服电机结构设计中,通常将电机前法兰(前端盖)与定子机壳设计成一个整体。电机前法兰预留安装定位止口,用于保证伺服电机与驱动部件之间的同轴度。本文以伺服电机一体化法兰机壳为研究对象,分析定子铁心与机壳之间的过盈配合以及结合处局部的刚度,对前法兰止口尺寸的影响。

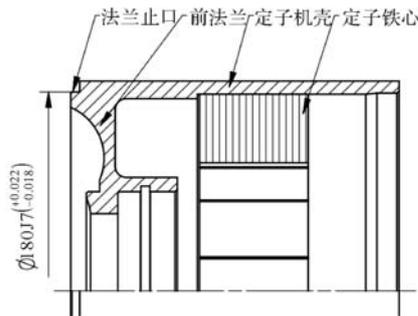


图1 一体化法兰机壳与铁心

在本分析中,电机框号为□190,前法兰止口要求尺寸为 $\phi 180j7^{(+0.022)}_{(-0.018)}$ mm,公差带宽度为0.04 mm。

3 法兰止口变形有限元分析

本文采用有限元方法,对定子机壳和铁心过盈装配之后的应力状态,特别是止口尺寸的变形情况进行有限元分析。在分析过程中监控各个部件的应力水平均在屈服应力之下,因此本文按照小变形进

2 初始过盈量计算

2.1 传递扭矩所需过盈量计算

电机定子铁心与机壳之间需要传递电机的扭矩,因此电机的最小结合过盈量应该能够满足最大峰值扭矩传递的需求。传递峰值扭矩所需的反作用力矩 T 为

$$T = 9550 \cdot P/n \quad (1)$$

式中, T 为需要传递的扭矩(Nm); P 为需要传递的功率(kW); n 为转速(r/min)。

结合 GB/T 5371—2004《极限与配合 过盈配合的计算和选用》,可以计算得知,需要传递扭矩的最小过盈量为0.05 mm。

2.2 不同材料线胀系数引起膨胀量变化

电机按照 F 级绝缘等进行设计,电机的最高温度不超过 155 °C,而机壳的最高温度不超过 145 °C。如果以 25 °C 为基础温度,电机在工作时冷态和热态时的温差为 120 K。

根据材料线膨胀系数计算:

$$\Delta L = \alpha \cdot \Delta t \cdot L_0 \quad (2)$$

式中, ΔL 为尺寸随温度变化量; α 为材料的线膨胀系数; Δt 为温度变化量; L_0 为初始长度尺寸。

本电机定子铁心外径为 180 mm,根据铁心和铝壳的线膨胀系数可以计算得知,在 120 K 温升情况下,铁心膨胀量为 0.238 mm,铝壳膨胀量为 0.454 mm。因为线胀系数之差导致膨胀量差值为 0.22 mm。也就是说,在常温 25 °C 时,定子铁心和定子机壳之间过盈量为 0.22 mm 以上时,在最高运行温度下,定子机壳和铁心才不会脱开。

2.3 最终过盈量选取和材料参数

综合传递扭矩所需的过盈量,以及不同材料线胀系数不同的热胀冷缩所需的过盈量,最终确定定子机壳和铁心之间的最小过盈量为 0.3 mm。

本文中所选用的主要材料的性能参数详见表 1。

表 1 主要材料参数

部件名称	材料	弹性模量 E /(MPa)	泊松比 ν	密度 ρ /($\text{kg} \cdot \text{m}^{-3}$)	线胀系数 α /(/K)
法兰机壳	铝合金	67000	0.27	2700	$21\text{e}-6$
定子铁心	硅钢片	196000	0.3	7700	$11\text{e}-6$

行分析,并基于以下基本假设:

(1)各部件材料工况均在弹性范围内,满足小变形分析条件。

(2)电机铁心主要受径向应力,径向刚度和弹性模量按照叠压系数折算等效为碳钢弹性模量;忽略硅钢片内部的轴向力,因此忽略轴向不同弹性模

量的影响，简化为各向同性材料。

(3)计算温度影响过盈量数值时，忽略定子铁心与机壳之间温差的影响。

3.1 模型参数

本文分析的模型如图 1 所示，定子铁心和定子机壳之间采用过盈配合，直径方向过盈量为 0.3 mm。计算热套完毕，组件回到常温后的定子机壳的变形，特别是止口尺寸的径向变形量。

3.2 建立模型并有限元分析

建立定子机壳和定子铁心模型，主要施加边界条件如下：

取四分之一模型作为研究对象，对切面施加对称约束；

对定子铁心和机壳之间设置单边 0.15 mm 过盈量。

模型和初始边界条件如图 2 所示。

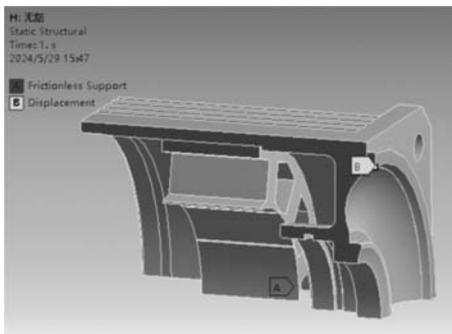


图 2 机壳铁心部件边界条件

3.3 机壳和铁心变形有限元分析

在热套之后，机壳及铁心回到常温下之后，其中间两部件结合处变形最大，机壳中间呈现整体外凸现象，最大径向变形为 0.13mm，距离中心部分越远，向外膨胀量越小，在前安装端面呈现内缩趋势。其变形分布分布见图 3。

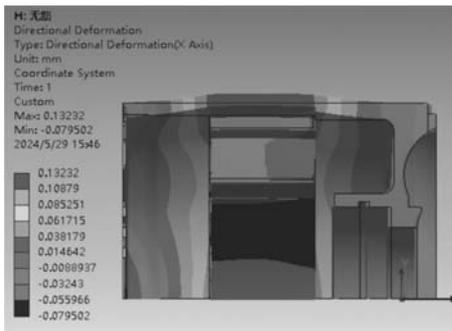


图 3 热套后整体径向变形分布

其中，法兰止口处的径向变形与初始状态对比见图 4。

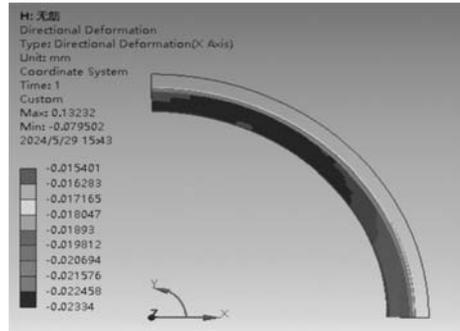


图 4 止口处径向变形对比

在热套之后，除了止口处存在径向收缩之外，其法兰端面也有一定的轴向变形。在前端面矩形面，水平和竖直位置轴向变形不明显，在矩形面对角安装螺孔处，其轴向变形由内到外呈现辐射性放大的趋势，轴向变形量与初始状态对比详见图 5。

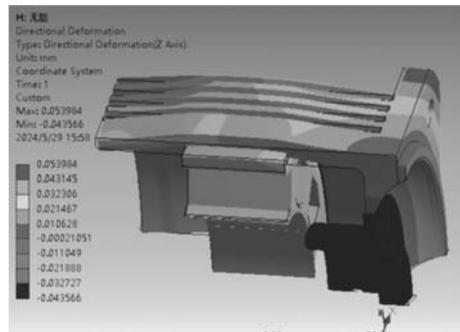


图 5 定子机壳沿轴向变形

3.4 变形结果分析

由上述计算可知，在热套之后，前法兰止口的径向变形为 0.015 ~ 0.023 mm，其直径方向变形量为 0.03 ~ 0.046 mm。其最大变形已经超过七级公差带的宽度 0.04 mm。即使所有尺寸在零件时加工在公差值上限，其最终也会因为热套变形而超差。

同时由于机壳为非正圆形结构，内部铁心沿圆周方向不同位置的刚度也不尽相同，因此前法兰止口在不同方向变形也不一致。最终该法兰因为变形而引起圆度的变化为 0.016 mm，接近五级公差带宽度。

由于热套部位变形的延伸，其安装法兰面也在其影响范围内，法兰端面最大轴向位移为 0.05 mm，在对端面跳动有很高要求场合需要格外留心。

为了减小法兰变形，可以采用增加前法兰端面刚度，以及在热套部位与前端面之间增加应力释放槽等措施。本案例同时也分析了一个在前端面增加八根支撑筋，并且开设一个 3 × 3 应力释放槽。其最终变形结果如图 6 和图 7 所示。

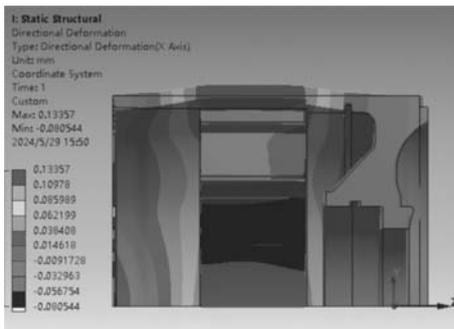


图6 增加刚度后径向变形分布

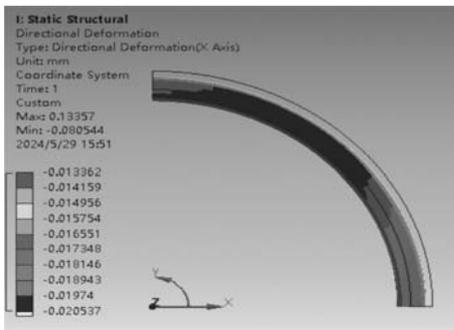


图7 止口处径向变形

由上述分析结果可以看出，增加前端面刚度和降低机壳局部刚度后，其最大变形有一定的减小，但是总体效果不明显。

由上述分析可知：

(1) 由于热套过盈量的存在，整个机壳不同部位都存在一定的变形，不同部位变形大小不一样。

(2) 随着前法兰板局部刚度的增加，和机壳局部刚度下降后，其远端变形会有一定的改善。

4 试验验证

对于一体化法兰机壳在套装铁心前后，进行了数据测试对比，从20套统计数据看，前止口收缩中位数为0.055 mm，和有限元计算值接近。

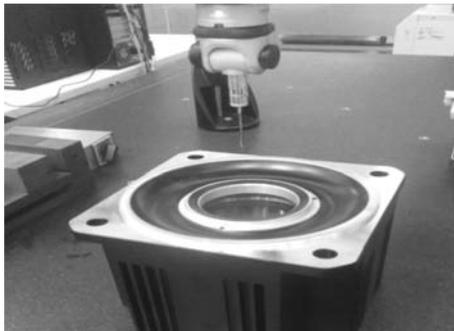


图8 三坐标测法兰止口

同时针对前部端面增加筋板和开槽方案，也加工了10套进行验证，其止口收缩量有所改善，但是改善不明显。

5 结 语

(1) 本文通过有限元方法，分析了一体化机壳法兰在过盈状态下，其法兰止口和端面在过盈影响下的变形分布。

(2) 由有限元分析可知，在一定的过盈配合下，对法兰止口尺寸的影响是客观存在的，除了影响止口尺寸外，还影响止口圆度和法兰面端部跳动值，因此需要在设计时提前分析，并采用相应的应对措施。

(3) 本文主要考虑回归常温后定子铁心和机壳过盈配合对止口尺寸的影响，未考虑温度升高后过盈量变小的情形。同时也没有考虑总装之后，其它装配过程对法兰止口尺寸可能存在的影响。其它部件例如波簧之类的对止口尺寸的影响，可以后续分析。

参考文献

- [1] GB/T 5371-2004, 极限与配合 过盈配合的计算和选用[S]. 北京: 中国标准出版社, 2004.
- [2] 王国龙, 李娜, 赵代夫. 基于有限元的电机法兰结构强度分析[J], 电机与控制应用, 2020, 47(2): 72-75.
- [3] 杨文卓, 杨文玲, 刘阳, 等. 核电电机法兰端盖的强度校核及结构优化[J], 机电工程技术, 2017, 46(7): 94-95.
- [4] 李国洪, 郝满满, 王乾. 永磁电机定子过盈量的优化设计研究[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(12): 101-106.
- [5] 李华胜, 吴顺海, 王虎, 等. 大型异步电机焊筋轴与转子铁芯过盈配合的计算[J], 现代制造技术与装备, 2022, 306(5): 64-68.
- [6] 赵哲, 林浩然, 代颖, 等. 压缩机电机的预应力模态分析[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(1): 39-47.
- [7] 刘海龙, 谢峰. 内置式永磁电机碳纤维护套转子强度及过盈量分析[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(2): 20-23, 35.
- [8] 卢素华, 贾武豪, 胡余生. 压缩机定子与壳体的过盈配合分析[J]. 家用电器, 2017, 7: 74-76, 94.
- [9] 赵哲, 林浩然, 代颖, 等. 压缩机电机的预应力模态分析[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(1): 39-47.
- [10] 刘锐, 晏才松, 曾纯, 等. 高速永磁电机转子过盈配合设计及仿真研究[J]. 微特电机, 2020, 48(2): 17-20.

铸铝转子端环气孔的改善及优化

杨永涛, 黄英杰

(信质集团股份有限公司, 浙江 台州 318000)

摘要: 三相异步电机被广泛运用于新能源汽车行业, 但铸铝转子端环处的气孔造成了电机的噪声增加、强度降低、电导率降低, 影响了电机的效率。为了有效减少铸铝转子端环气孔的产生, 采用控制变量法及正交分析法对现有的压铸工艺参数进行了工艺优化, 并提出了一种消除端环气孔的自动挤压装置。结果表明: 当锤头路径相同时, 压力铸铝过程中, 压力的影响最大, 高速时的速度影响次之, 低速时的速度影响最小, 且工艺优化后的压铸工艺参数使铸铝转子的合格率提升至 74%, 且端环挤压可有效解决端环气孔问题, 抗拉性能提升了 37.5%, 电导率提高了 12.4%, 为消除铸铝转子端环气孔提供了新方案, 有望进一步提升铸铝转子品质。

关键词: 铸铝转子; 压力铸铝; 工艺参数优化; 端环挤压

中图分类号: TM343; TM305

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2024)10-0072-05

Improvement and Optimization of Air Holes in the End Rings of Cast-aluminum Rotors

YANG Yongtao, HUANG Yingjie

(Xinzhì Group Co., LTD., Taizhou Zhejiang 318000, China)

Abstract: Triple-phase asynchronous motor is widely used in the new energy vehicle industry, but the air holes at the end ring of the cast aluminum rotor cause an increase in motor noise, a decrease in strength, and a decrease in conductivity, which affects the efficiency of the motor. In order to effectively reduce the generation of air holes in the end rings of cast aluminum rotors, the control variable method and orthogonal analysis method were used to optimize the existing die casting process parameters, and an automatic extrusion device to eliminate air holes in the end rings was proposed. The results show that when the hammer path is the same, the influence of pressure is the greatest in the pressure casting aluminum process, followed by the influence of speed at high speed, and the influence of speed at low speed is the smallest. Moreover, the optimized die casting process parameters increase the qualification rate of the cast aluminum rotor to 74%, and the end ring extrusion can effectively solve the problem of end ring porosity. The tensile performance is improved by 37.5%, and the conductivity is increased by 12.4%. This provides a new solution to eliminate the end ring porosity of the cast aluminum rotor, It is expected to further improve the quality of cast aluminum rotors.

Key words: cast aluminum rotor; die-cast aluminum; process parameter optimization; end-ring extrusion

0 引言

三相异步电机具有结构简单, 运行平稳, 维修方便等优点, 铸铝转子作为三相异步电机的核心部件决定了其性能, 但是转子铸铝过程中端环处易产生气孔, 导致铸铝转子的质量下降, 电机铝耗和杂散损耗随之增长, 这一直是制约三相异步电机品质

的重要瓶颈。

铸铝转子由鼠笼与铁心构成, 冲压硅钢片后形成铁心, 鼠笼经压铸成型, 鼠笼两端即为铸铝转子的端环, 而本文主要研究的是铸铝转子端环气孔问题。国内学者采用理论分析、试验和数值模拟等手段对铸铝转子进行了研究。朱灿等^[1]通过数值模拟技术在压铸模具中设计了合适的冷却系统, 并运用了稳健性分析

收稿日期: 2024-05-11

作者简介: 杨永涛(1987), 男, 本科, 中级工程师, 研究方向为新能源驱动电机制造工艺。

黄英杰(1998), 男, 硕士, 助理工程师, 研究方向为新能源驱动电机制造工艺。

及极差分析确定了合适参数，降低了铸铝转子的缩孔率。侯昭霆等^[2]对铸铝转子故障进行了分析，发现断条、缩孔和细条为降低铸铝转子性能的主要原因。倪红海等^[3]通过 BP 神经网络建立了非线性压铸模型，用遗传算法推算出了最佳的控制参数，显著减少了压铸产生的最大气孔数量及尺寸。姚莉霞等^[4]将低压铸铝运用至铸铝转子的生产过程中，以减少铁损。薄春媛^[5]分析了低压铸铝时片间夹铝的原因，设计了新的低压铸铝模具，通过改善铁心的受力分布以防止形成片间夹铝。韩志秋^[6]从压机吨位、铸铝材质、开口片数量、除渣周期等方面对压铸进行了验证，为后续提高电机性能提供了理论依据。然而，铸铝转子端环气孔问题仍未得到有效解决。

综上所述，为减少转子端环气孔，本文对现有的压铸工艺进行了优化，并在此基础上提出了一种消除转子端环气孔的自动挤压机，并将其运用于斜槽铸铝转子的试制中，以验证其对减少转子端环气孔的可行性。

1 铸铝工艺优化

1.1 铸铝转子成型原理

铸铝工艺主要分为以下四种工艺分别为：振动铸铝、离心铸铝、低压铸铝及压力铸铝。振动铸铝即在振动台上固定铸铝模具与铁心，通过振动产生的压力将浇注的铝水充填成型^[7]。离心铸铝为我国最早应用于铸铝铁心的工艺，主要通过离心力将铝水充满整个模腔及槽形以得到完整鼠笼^[8]。低压铸铝指的是一定温度的铝液在气体压力的作用下，沿升液管通过铸铝模具浇口，灌满整个型腔，气体压力保持到铸件完全凝固^[9]。压力铸铝即在锤头作用下，铝液快速充满整个型腔，成型过程快，充填时间短，充型压力大，是较为普及的一种成型方法。

1.2 压力铸铝工艺优化

压力铸铝工艺以下简称为压铸工艺。图 1 为铸铝模锤头行程-速度理论曲线图，如图所示，冲动的运动行程主要分为四个区域，分别是低速区 1、低速区 2、高速区及增压区，锤头经四个区域后完成压力铸铝。低速区 1 及低速区 2 用于排出铸铝模及铁心中的多余气体，高速区对铁心进行铝液填充，增压区锤头对铝液进行挤压以最终成型。

气孔主要集中在端环高度 1/2 处，故在此位置进行剖切即可判断是否符合标准。根据研究^[10]发现当切面缺陷总面积与切面总面积之比低于 1.5%，剖切面气孔缺陷总面积占比低于 5%，即可保证转子

达到标准。

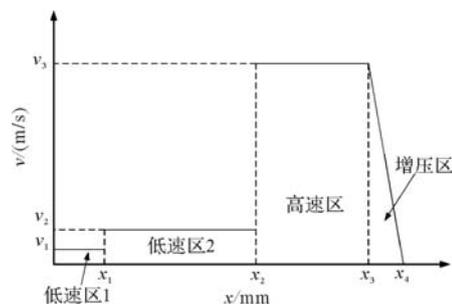


图 1 锤头行程-速度理论曲线图

在压铸过程中，速度及压力切换点与其他几个因素无交互作用。由于 x_1 、 x_2 、 x_3 的范围均确定，故通过控制变量法对三个因素进行试验验证，调节压铸模的控制参数以实现改变各切换点，主要调节的参数为：射出慢速位置 x_1 、射出高速位置 x_2 、射出增压位置 x_3 。有实验可知，当射出慢速位置为 160 mm，射出高速位置为 390 mm，射出增压位置为 470 mm 时，端环气孔最少，如图 2 为最佳切换点对应的端环切面及无调节参数时的端环切面，可见端环气孔已明显减少，并达到了产品所需气孔尺寸标准。

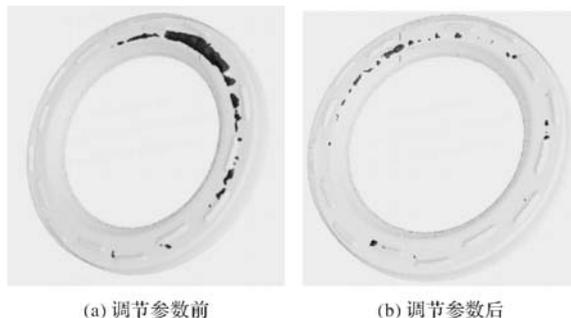


图 2 端环气孔 CT 图

通过调节四个区域对应的锤头速度及压力以优化铸铝工艺。锤头通过液压阀进行控制，调节阀门开度即可控制锤头的速度及压力，因此操控系统中对应的主要控制参数为：低速 1 逻辑阀开阀度、低速 2 逻辑阀开阀度、高速逻辑阀开阀度及增压逻辑阀开阀度。为了获得参数组合最优解，分别对上述 4 因素赋 4 个值，以获得最优参数值，如表 1 所示。

表 1 水平赋值

因素	1 [#]	2 [#]	3 [#]	4 [#]
低速 1 逻辑阀开阀度/%	15	16	17	18
低速 2 逻辑阀开阀度/%	10	13	16	19
高速逻辑阀开阀度/%	40	42	44	46
增压逻辑阀开阀度/%	30	35	40	45

表 1 可知，该实验有 4 因素，每个因素有 4 个不同水平数，4 个因素间互相独立，若进行全面实验验证，共需进行 $4^4 = 256$ 次验证，为了验证的可

行性，每次验证需至少 5 模，总计至少 1280 模，完成难度大，无效试验占比多。故采用正交分析法，在一定程度上降低了验证数量，提高了结果的有效性，形式如表 2 所示。如表所示，仅需 16 次即可完成验证，远低于预估的验证次数。且每个因素的水平值概率相同，能有效代表所需的验证结果。A 代表低速 1 逻辑阀开阀度，B 代表低速 2 逻辑阀开阀度，C 代表高速逻辑阀开阀度，D 代表增压逻辑阀开阀度，行数为验证的次数，每列代表因素水平。以第一行为例，试验参数为 A1B1C1D1，A1 表示低速 1 逻辑阀开阀度为 15%，以此类推。

表 2 正交试验表

因素 试验	A	B	C	D
1	1	1	1	1
2	1	2	2	2
3	1	3	3	3
4	1	4	4	4
5	2	1	2	3
6	2	2	1	4
7	2	3	4	1
8	2	4	3	2
9	3	1	3	4
10	3	2	4	3
11	3	3	1	2
12	3	4	2	1
13	4	1	4	2
14	4	2	3	1
15	4	3	2	4
16	4	4	1	3

试验结果如表 3 所示。

表 3 不同参数下的气孔情况

因素 试验	A	B	C	D	是否合格
1	1	1	1	1	√
2	1	2	2	2	×
3	1	3	3	3	×
4	1	4	4	4	√
5	2	1	2	3	×
6	2	2	1	4	×
7	2	3	4	1	√
8	2	4	3	2	√
9	3	1	3	4	×
10	3	2	4	3	√
11	3	3	1	2	×
12	3	4	2	1	×
13	4	1	4	2	√
14	4	2	3	1	√
15	4	3	2	4	√
16	4	4	1	3	×

采用 SPSS 软件，通过极差分析的方法，求得以下结果，如表 4 所示。

表 4 气孔影响因素

因素	影响系数	最佳值
低速 1 逻辑阀开阀度/%	0.5	18
低速 2 逻辑阀开阀度/%	0	10
高速逻辑阀开阀度/%	0.75	46
增压逻辑阀开阀度/%	0.5	30

经上述分析可知，对气孔生成尺寸影响最大为高速逻辑阀开阀度，增压逻辑阀开阀度及低速 1 逻辑阀开阀度次之，在四种影响因素中低速 2 逻辑阀的开阀度影响较小。并得出最佳的工艺参数为：低速 1 逻辑阀开阀度 18%、低速 2 逻辑阀开阀度 10%、高速逻辑阀开阀度 46%、增压逻辑阀开阀度 30%。

压力铸铝工艺优化后，铸铝转子的合格率由 53% 升至 74%，但端环处的气孔仍未得到有效解决，故本文在此基础上，提出了一种消除转子端环气孔的自动挤压机。

2 自动挤压机设计与研究

2.1 铸铝转子成型原理

压力铸铝时，端环内部易产生气孔，造成铸铝转子的质量下降，为了改善铸铝转子的填充率，减少端环处的气孔，本文设计了一款端环气孔消除自动挤压机。

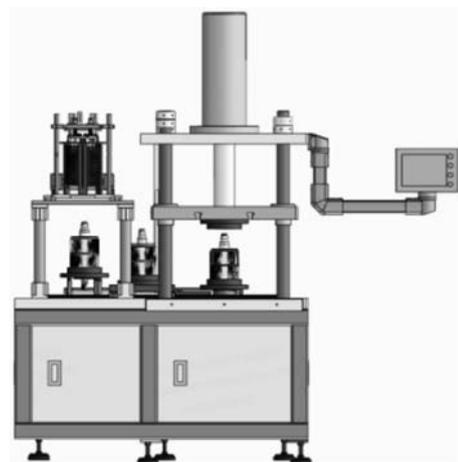


图 3 自动挤压机

如图 3 所示，挤压机先后分为两道加工工序，第一道工序通过第一顶升装置将铸铝转子升至加热装置中，然后加热端环至熔融状态，然后设置移动装置将铸铝转子运送到第二道工序，通过第二顶升装置将其升起，挤压装置同时向下挤压，从而实现端环进行整形挤压，以此消除了端环内部的气孔，提高了铸铝转子的质量。

整形块安装于挤压装置及运输装置内，如图 4 所示，整形块的内部沿自身轴向方向开设有与第二凹槽相连通的通孔，通孔内壁沿周向方向依次开设有第一排气孔，第二凹槽内壁沿周向方向开设有第二排气孔，第二排气孔与第一排气孔相连通。上下整形块随驱动机构逐渐靠近，熔融状态下的铝液随着压力的增加，内部的气体从整形块的气孔中排出，因气孔均设计于端环侧面，与端环的接触面较小，杜绝了漏铝的风险，保证了其外观的完整性。

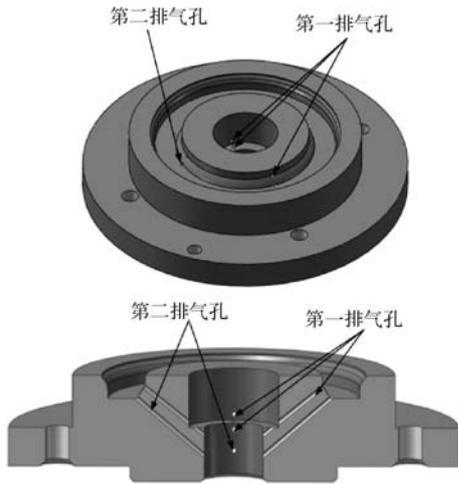


图 4 整形块

2.2 自动挤压机性能测试

如图 5 所示 (a) 为高压铸铝的端环剖面，(b) 为自动挤压机挤压后的端环剖面，由图可知挤压端环后的气孔数量及尺寸大幅减少，由此可知，自动挤压机可以有效减少端环处的气孔数量，后续通过调节挤压功率及加热温度即可实现消除端环气孔的目的。

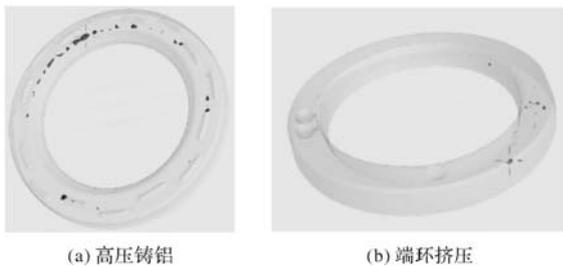


图 5 端环气孔 CT 图

为了验证挤压端环对端环抗拉强度的影响，分别对仅高压铸铝的端环及端环挤压后的端环进行了抗拉强度测试。每个端环分别取样 6 根铝条，对这 12 根铝条的最大承重及抗拉强度进行了测试。产品的抗拉强度指标为高于 60 MPa，测试结果如表 5 所示，高压铸铝后的端环平均最大荷重为 2337 N，挤压后的端环平均最大荷重为 3214 N，可知挤压后的

端环最大荷重高于未挤压的端环。高压铸铝的端环平均抗拉强度为 64.91 MPa，然而端环挤压后的端环平均抗拉强度为 89.27 MPa，可知经过端环挤压的端环抗拉强度明显上升，提升了 37.5%，且符合产品的指标要求。

表 5 抗拉性能

产品状态	编号	最大荷重/N	抗拉强度/MPa
高压铸铝	1-1	3516	97.67
	1-2	3456	96.00
	1-3	2170	60.28
	1-4	3435	95.42
	1-5	3293	91.47
	1-6	3412	94.78
端环挤压	2-1	2220	61.67
	2-2	2623	72.86
	2-3	2402	66.72
	2-4	2256	62.67
	2-5	2566	71.28
	2-6	1954	54.28

为了验证挤压端环对端环电导率的影响，使用电导率分析仪分别对两种产品状态的铸铝转子的端环切片进行电导率测试。电导率的指标为大于 29 MS/m，测试结果如表 6 所示，高压铸铝及端环挤压后的铸铝转子电导率均符合指标，且端环挤压后的铸铝转子电导率高于仅高压铸铝的铸铝转子，电导率提高了 12.4%。综上所述，端环挤压可提升铸铝转子的电导率性能。

表 6 电导率性能

产品状态	编号	电导率/MS · m ⁻¹
高压铸铝	1-1	30.21
	1-2	30.46
	1-3	30.29
	1-4	30.38
	2-1	34.02
	2-2	34.19
端环挤压	2-3	34.27
	2-4	33.93

3 结 语

本文对现有的压铸工艺进行了工艺优化，并提出了一种消除转子端环气孔的自动挤压机，并将其运用于铸铝转子的试制。主要得出以下结论：

(1) 通过控制变量法试验验证：当射出慢速位置为 160 mm，射出高速位置为 390 mm，射出增压位置为 470 mm 时，端环气孔最少。

(2) 经 4 因素 4 水平正交试验，确定了高压铸铝的最佳工艺参数：低速 1 逻辑阀开阀度 18%、低速

2 逻辑阀开阀度 10%、高速逻辑阀开阀度 46%、增压逻辑阀开阀度 30%。

(3) 端环挤压有效改善了端环处产生气孔的问题, 降低了气孔数量及尺寸。

(4) 端环挤压后端环抗拉性能提升了 37.5%, 电导率提高了 12.4%。

参考文献

- [1] 朱灿. 铸铝电机转子压铸模具设计与工艺参数优化[D]. 南京: 南京理工大学, 2017.
- [2] 侯昭霆, 张珂, 陈金刚. 笼型三相异步电动机铸铝转子故障解析[J]. 防爆电机, 2021, 56(03): 71-73.
- [3] 倪红海, 郭献洲. 基于 GA-BP 神经网络的电机铸铝转子压铸工艺优化[J]. 热加工工艺, 2021, 50(15): 61-63, 66.
- [4] 姚莉霞, 孔祥勇. 低压铸造在电机铸铝转子应用技术[J]. 防爆电机, 2022, 57(05): 41-43, 64.
- [5] 薄春媛. 一种降低三相异步电机杂散损耗的低压铸造模具[J]. 电机技术, 2023(02): 58-60.
- [6] 韩志秋. 低压电机铸铝转子的改善及验证方案[J]. 防爆电机, 2022, 57(02): 43-46.
- [7] 曲永恒. 电机铁心制造工艺手册[M]. 上海: 上海交通大学出版社, 2013.
- [8] Stephen P M, Kurt B. Semi-Solid. Casting Aluminum Alloy: a Status Report [J]. Modern Casting, 1997, 8(2): 41-43.
- [9] 黄胜, 汤俊挺. 电机铸铝转子压铸工艺的研究与分析[J]. 机电信息, 2013(15): 101, 103.
- [30] 程龙. 新能源城轨车辆车载储能系统的关键技术研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2018.
- [31] 李学凯. 混合动力电动汽车制动能量回收分析及策略研究[D]. 辽宁: 大连理工大学, 2018.
- [32] 张小乐, 曹伟, 樊峰涛, 等. 高性能电动助力转向系统驱动方案设计[J]. 汽车零部件, 2022(z1): 32-40.
- [33] 秦大同, 林毓培, 胡建军, 等. 基于无级变速器速比控制的插电式混合动力汽车再生制动控制策略[J]. 吉林大学学报(工学版), 2018, 48(2): 380-386.
- [34] 晏金美. 某新能源汽车协调式能量回收标定研究[J]. 汽车与驾驶维修, 2024(1): 47-49.
- [35] Yin Z, Ma X, Zhang C, et al. A Logic Threshold Control Strategy to Improve the Regenerative Braking Energy Recovery of Electric Vehicles[J]. Sustainability 2023, 15.
- [36] 马建, 李学博, 赵轩, 等. 电动汽车复合制动控制研究现状综述[J]. 中国公路学报, 2022, 35(11): 271-294.
- [37] 王耀南, 刘东奇. 电动汽车机电复合制动力分配策略研究[J]. 控制工程, 2014, 21(3): 347-351, 356.
- [38] Peng H, Wang J, Shen, W, et al. Controllable Regenerative Braking Process for Hybrid Battery-ultracapacitor Electric Drive Systems [J]. IET Power Electronics, 11: 2507-2514, (2018).
- [39] 耿智军, 李宗帅, 刘迪. 基于电动模拟负载的电机控制实验系统设计[J]. 工业仪表与自动化装置, 2022, (02): 126-130.
- [40] Szumska E M, Jurecki R. The Analysis of Energy Recovered during the Braking of an Electric Vehicle in Different Driving Conditions [J]. Energies 2022, 15, 9369.
- [41] Wang X, Wang R, Shu G, et al. Energy Management Strategy for Hybrid Electric Vehicle Integrated with Waste Heat Recovery System Based on Deep Reinforcement Learning [J]. Sci. China Technol. Sci. 65, 713 - 725 (2022).
- [42] Rizzo G, Tiano F A, Mariani V, et al. Optimal Modulation of Regenerative Braking in Through-The-Road Hybridized Vehicles [J]. Energies 2021, 14, 6835.
- [43] S Heydari, P Fajri, R Sabzehgar, et al. Asrari, Optimal Brake Allocation in Electric Vehicles for Maximizing Energy Harvesting During Braking [J]. in IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 35, no. 4, pp. 1806-1814.
- [44] 向楠, 张向文. 电动汽车再生制动模糊神经网络控制策略研究[J]. 电气传动, 2020, 50(7): 86-91.

(上接第 67 页)