

微电机

2025 1

第58卷 第1期
No.1 Jan., 2025

MICROMOTORS

西安微电机研究所有限公司主办

中科磁业

股票简称：中科磁业
股票代码：301141

关于中科磁业 “

中科磁业是一家从事永磁材料研发、生产和销售的高新技术企业，于2023年4月在深交所创业板上市。主营烧结钕铁硼和铁氧体磁体两大类永磁材料，产品广泛应用于消费电子、节能家电电机、汽车电机等领域的中高端市场，已为三星、LG、松下、尼得科、美的、美芝、格力、卧龙等全球知名企业提供优质的产品服务，已快速成长为国内重要的永磁材料生产商之一，赢得了良好的市场美誉度。

中科磁业拥有四大生产基地，其中三个在浙江东阳，一个在越南广宁省，公司正在新建现代化的5G全覆盖数字化未来工厂，并立志成为中国磁体生产标杆企业。中科有严格的质量管理体系，并且通过了 ISO14001, ISO9001, TS16949, OHSAS 18001 and ISO 45001 认证，所有产品符合 RoHS and REACH 标准以及 MSDS 认证。中科磁业是浙江省知名品牌、浙江省高新技术企业研究开发中心、国家高新技术企业。

公司与中科院宁波材料研究所、中国计量大学、杭州电子科技大学等高等院校和科研院所广泛开展产学研合作开发。已全面掌握烧结钕铁硼永磁材料、永磁铁氧体磁体的核心技术。近年来公司新产品获省级新产品39项，其中国际先进水平5项，国内领先水平28项。公司主持起草了 T/ZZB 1525-2020《变频空调压缩机用高内禀矫顽力永磁钕铁硼》、T/ZZB 1566-2020《超薄扬声器用永磁铁氧体》两项团体标准。

”



扫码了解更多咨询

浙江中科磁业股份有限公司
ZHEJIANG ZHONGKE MAGNETIC INDUSTRY CO., LTD.

地址：浙江省东阳市横店工业园区

电话：17280566029 18357548372

传真：+86 579 86020399

邮箱：zhengxj@dymagnet.com

网址：<https://www.dymagnet.com/><https://www.cnzkmag.com>

微电机

WEI DIAN JI

月刊, 1972 年创刊
第 58 卷 第 1 期(总第 373 期)
2025 年 1 月 28 日出版

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

编辑委员会

顾问: 唐任远 赵淳生 莫会成 徐殿国
黄守道 梅雪松 刘卫国

主任委员: 肖曦

常务副主任委员: 李中军

副主任委员: 沈建新 曲荣海

委员: (按姓氏笔画为序)

弋英民 王晓远 王健 甘宝平
卢琴芬 毕超 任雷 刘刚
刘品宽 刘景林 安忠良 孙向东
花为 严伟灿 杨向宇 杨明
李红梅 李祥林 时运来 吴玉新
吴红星 沈桂霞 卓亮 周奇勋
郝双晖 骆光照 顾菊平 柴凤
柴建云 徐金全 徐衍亮 高鹏
郭宏 郭新华 黄允凯 黄晓艳
梁得亮 程明 温旭辉 窦满峰

主管: 陕西科技控股集团有限责任公司
主办: 西安微电机研究所有限公司
协办: 中国电器工业协会微电机分会
中国电工技术学会微特电机专委会

编辑出版: 《微电机》编辑部

主编: 李中军

副主编: 谭莹 贾钰

地址: 西安市高新区上林苑四路 36 号
(710117)

电话: 86-29-84276641

在线投稿系统: wdj.paperopen.com

E-mail: micromotors@vip.sina.com

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

国外总发行: 中国国际图书贸易总公司
(100044 北京 399 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

同步发电机带三相 PWM 整流器的死区补偿方法	秦腾, 马瑞卿, 梁景智, 等(1)
永磁同步电机混沌系统的预定义时间跟踪控制	姜碧波(7)
无人机舵用五相永磁同步电机双平面矢量控制技术研究	赵禧, 尚俊云, 曹宽, 等(14)
积分型扩张状态观测下无刷直流电机转矩脉动自动抑制	黄先帜(21)
基于脉冲耦合神经网络和粒子群优化算法的水轮发电机组故障在线录波检测	陈勇旭, 万科(26)
轴径向混合磁通开关磁阻电机多模式运行功率变换器研究	孙萌, 于紫涵, 张晓晓, 等(33)

设计与研究

- 基于铁钴合金的高功率密度永磁同步电机设计…………… 朱龙飞, 尹 帅, 陈思思, 等(39)
- 基于定子错位的轴向磁通反凸极永磁同步电机齿槽转矩削弱方法研究 ……………
…………… 赵晓坤, 邹新鹏, 郭启超, 等(45)
- 油冷电机喷淋流量分配及传热效果仿真研究…………… 黄 勇, 姚博炜, 王国栋, 等(51)
- 基于 BES 改进 VMD 的水轮发电机组定子单相接地故障识别 …………… 韩 勇, 雷晓斌, 刘 尉(56)

磁悬浮列车技术

- 中低速磁悬浮列车 Halbach 阵列无铁心永磁直线同步电机数学模型分析 ……………
…………… 王辉煌, 杜玉梅, 李正浩, 等(62)
- 常导高速磁浮列车涡流制动力快速计算方法研究 …………… 邓楚燕, 刘 帅(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. 58 No. 1 (Serial No. 373) Jan. , 2025

Authorities: Shaanxi Science and Technology
Holding Group

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

Edited & Published: MICROMOTORS
Editorial Department

Chief Editor: LI Zhongjun

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

Tel.: 86-29-84276641

Online Submission System: wdj.paperopen.com

E-mail: micromotors@vip.sina.com

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

Distributor: Xi'an Newspapers and Periodicals
Publish Office

Domestic Subscription: Local Post Office &
MICROMOTORS Editorial Department

Periodical Code: 52-92

Journal Code: ISSN1001-6848
CN61-1126/TM

Foreign Subscription:

China National Publications Import & Export Corp.
(P. O. Box 399, Beijing 100044, China)

Overseas Code: M 4228

Price: \$ 8.00

Annual Price: \$ 96.00

Publication Date: Jan. 28, 2025

CONTENTS

Compensation Method for Synchronous Generators With Three-phase PWM Rectifiers	
..... QIN Teng, MA Ruiqing, LIANG Jingzhi, et al(1)	
Predefined Time Tracking Control of Chaotic Systems for Permanent Magnet Synchronous Motor	
..... JIANG Bibo(7)	
Researchon Dual-plane Vector Control of Five-phase Permanent Magnet Synchronous Motor for UAV Rudder	
..... ZHAO Xi, SHANG Junyun, CAO Kuan, et al(14)	
Automatic Suppression of Torque Ripple in Brushless DC Motors Under Integral Expansion State Observation	
..... HUANG Xianzhi(21)	
Online Wave Recording Detection of Hydro-generator Set Faults Based on Pulse Coupled Neural Network and Particle Swarm Optimization Algorithm	
..... CHEN Yongxu, WAN Ke(26)	
Investigation of Multi-mode Operation Power Converter for Axial-radial Flux Switched Reluctance Motor	
..... SUN Meng, YU Zihan, ZHANG Xiaoxiao, et al(33)	
High Power Density Permanent Magnet Synchronous Motor Design Based on Stator Splicing	
..... ZHU Longfei, YIN Shuai, CHEN Sisi, et al(39)	
Research on Cogging Torque Reduction Method of Axial-flux Reverse-saliency Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Twisted-stator Structure	
..... ZHAO Xiaokun, ZOU Xinpeng, GUO Qichao, et al(45)	
Simulation Study on Spray Flow Distribution And Heat Transfer Effect of Oil-cooled Motor	
..... HUNAG Yong, YAO Bowei, WANG Guodong, et al(51)	
Identification of Stator Single-phase Grounding Fault of Hydro-generator Set Based on BES Improved VMD	
..... HAN Yong, LEI Xiaobin, LIU Wei(56)	
Mathematical Model Analysis and Optimization of Ironless Permanent Magnet Linear Synchronous Motor With Halbach Array for Middle and Low Speed Maglev Trains	
..... WANG Huihuang, DU Yumei, LI Zhenghao, et al(62)	
Research on the Fast Calculation Method of Eddy Current Braking Force Fornormal Conductive High-speed Maglev Train	
..... DENG Chuyan, LIU Shuai(72)	

同步发电机带三相 PWM 整流器的死区补偿方法

秦 腾¹, 马瑞卿¹, 梁景智¹, 樊 平^{1,2}

(1. 西北工业大学 自动化学院, 西安 710129; 2. 内蒙古科技大学 矿业与煤炭学院, 内蒙古 包头 014010)

摘要: 在永磁同步发电机(PMSG)与三相脉宽调制(PWM)整流器构成的 PMSG-PWM 发电系统中, 由于三相整流器的死区效应会导致零电流箝位, 出现交流发电侧电流谐波增加的现象, 所以通过对死区效应的分析, 提出一种单位功率因数(U PF)的脉宽调节死区补偿方法。该方法通过转子位置传感器获取交流侧电压相位, 再由交流侧电压相位代替相电流相位进行极性判断, 无需增加额外硬件电路, 在补偿死区效应的同时可以避免零电流箝位的影响, 准确判断电流方向。仿真和实验结果表明, 所提的脉冲宽度死区方法应用于交流发电机的三相 PWM 整流器, 可有效减小交流侧电流谐波, 且满足 PMSG-PWM 发电系统变频变速运行工况下的单位功率因数控制需求。

关键词: 死区补偿; 死区效应; 零电流箝位; 单位功率因数

中图分类号: TM351; TM341; TP272

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2025)01-0001-06

Compensation Method for Synchronous Generators With Three-phase PWM Rectifiers

QIN Teng¹, MA Ruiqing¹, LIANG Jingzhi¹, FAN Ping^{1,2}

(1. School of Automation, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710129, China;

2. School of Mining and Coal, Inner Mongolia University of Science and Technology, Baotou Inner Mongolia 014010, China)

Abstract: In a PMSG-PWM power generation system composed of a permanent magnet synchronous generator (PMSG) and a three-phase pulse-width modulated (PWM) rectifier, an increase in the harmonics of the current on the AC generation side occurs due to the dead-time effect of the three-phase rectifier, which results in the zero-current clamping, so a pulse-width-modulated dead-time compensation method for the unit power factor (UPF) was proposed by analyzing the dead-time effect. The method obtains the AC-side voltage phase through the rotor position sensor, and then the AC-side voltage phase replaces the phase current phase for polarity judgment without adding additional hardware circuits, which can avoid the influence of zero-current clamping while compensating for the dead-time effect and accurately judge the current direction. Simulation and experimental results show that the proposed pulse width dead-time method applied to the three-phase PWM rectifier of an AC generator can effectively reduce the AC-side current harmonics and meet the demand of unit power factor control under the variable speed operation condition of the PMSG-PWM power generation system.

Key words: dead-time compensation; dead-time effect; zero-current clamping; unit power factor

0 引言

永磁同步发电机(Permanent Magnet Synchronous Generator, PMSG)与三相 PWM 整流器(Pulse Width Modulation, PWM)结合而成的 PMSG-PWM 发电系统, 其功率因数高、谐波含量小, 性能远优于传统二极管不控整流加变频器的结构模式^[1], 在电力推进^[2]、航空航天和风力发电^[3]等领域得到广泛应用。

PMSG-PWM 发电系统在运行时, PMSG 输出三相交流电, 经过三相 PWM 整流器后输出直流电供负载使用。在整流过程中, 因为开关管存在开通、关

断的延时, 为了避免整流桥同相上、下桥臂直通导致烧毁器件, 通常需要设置死区时间来实现保护, 防止瞬间短路的现象发生。然而, 引入死区时间又可能会导致交流侧低次谐波增多, 导致电流波形畸变, 从而影响三相 PWM 整流器对电流的准确控制, 因此需要对死区时间进行有效补偿。

在整流器死区补偿的研究领域, 学者们已经进行了深入的研究并提出了多种补偿方法。目前主要的补偿策略可以分为基于脉冲宽度的补偿和基于平均电压误差的补偿这两种主要方法^[4,5]。前者主要是通过调节 PWM 波形的占空比来改变开关管的实际导

收稿日期: 2024-10-24; 修回日期: 2024-11-10

作者简介: 秦 腾(2001), 男, 硕士研究生, 研究方向为永磁同步电机起动发电系统。

马瑞卿(1963), 男, 博士, 教授, 硕士生导师, 研究方向为电机驱动与控制技术、电力电子变换技术等。

通时间，以此实现补偿^[6]，它不同于直接调整功率器件的导通时间。而基于电压的补偿法是通过比较一个周期内参考电压与实际输出电压的差值，再将其补偿至给定电压中，从而达到输出电压值等于目标电压值的目的^[7-9]；以上死区补偿策略都需要对电流极性做出正确的判定，但由于反馈电流信号是离散的脉冲形式，并且在零点附近会受到零电流箝位的影响，可能会导致电流极性误判，从而引发不恰当的误补偿，加剧死区效应的负面影响^[10,11]。

除此之外，最小均方根算法^[12]和自适应神经网络^[13]等智能控制算法也被应用于死区补偿中，这些方法具有较强的鲁棒性，补偿效果虽然不会受到功率器件参数和电机本体参数变化的影响，但它们通常计算量大且程序复杂，因此在工程应用中面临一定的实用性挑战。

本文采用脉冲宽度补偿法并结合单位功率因数 (Unit Power Factor, UPF) 控制，通过对电流极性的准确判断，对 PMSG-PWM 系统的死区效应进行了补偿，并且使用 UPF 控制减小了系统对整流器容量的需求，仿真结果和实验结果验证了该补偿方法的可行性。

1 死区效应分析

图 1 为 PMSG-PWM 发电系统拓扑图，其中 e_a 、 e_b 、 e_c 分别为 PMSG 定子三相反电势， L_s 为 PMSG 以及线路的等效电感， R_s 为 PMSG、功率模块以及线路的等效电阻， u_a 、 u_b 、 u_c 分别为三相 PWM 整流器桥臂中点 a、b、c 点相对 O 点的电压， i_a 、 i_b 、 i_c 分别为 PMSG 输出的三相电流，并取流入整流器的电流方向为正方向。C 为直流母线稳压电容， R_L 为直流侧负载， U_{dc} 为输出直流电压， i_{dc} 为输出直流电流。因为 PWM 调制周期远远小于交流侧电流周期，且死区时间 T_d 一般占 PWM 调制周期的 1% 到 5%，所以可认为死区时间 T_d 内电流方向不变，判断电流方向后执行相应的死区设置方法，具体分析如下。

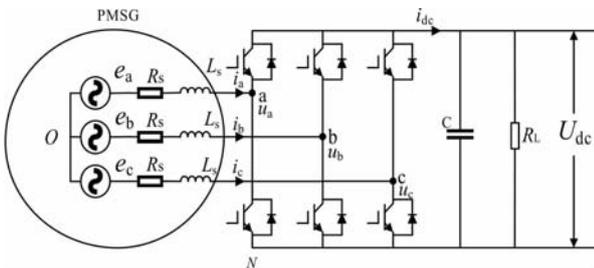


图 1 PMSG-PWM 系统拓扑图

当电流正向流动，即电流流入 PWM 整流器时，

在死区时间 T_d 内，某一桥臂上下开关管都关断，此时电流通过上桥臂的续流二极管续流，所以上桥臂开关管的开关状态不会对输出电流波形产生影响；同理，当电流流入电机时，下桥臂续流二极管导通续流，此时下桥臂开关管的开关状态也不会对输出电流波形产生影响。这种现象说明，二极管的续流特性可以用来补偿因死区时间内可能出现的波形畸变。下面将进一步分析根据二极管续流特性进行死区时间补偿的具体方法。

以 c 相为例，分析死区效应补偿方法，如图 2 所示，当定子电流 $i_c < 0$ 时，c 相桥臂上下开关管的驱动信号为 T^+ 、 T^- ； u_{c_n} 为图 1 中 N 点到桥臂中点 c 的电压； t_1 为理想驱动波形中上桥臂开关管的导通时刻， t_2 为理想驱动波形中下桥臂开关管的导通时刻； T_{on} 、 T_{off} 分别为开关管开通延时和关断延时； T_{com} 表示为补偿死区效应提前关断开关管的时间； T_d 为死区时间。

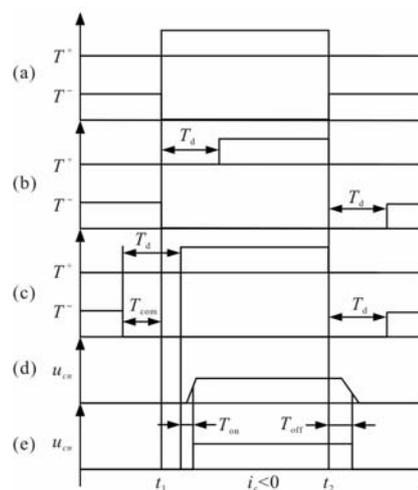


图 2 $i_c < 0$ 时死区补偿原理

图 2(a) 为理想情况下的 c 相桥臂上下开关管信号波形，图 2(b) 为加入死区后的 c 相桥臂上下开关管信号波形。当 $i_c < 0$ 时，c 相桥臂下开关管的续流二极管导通续流，因此，如图 2(c) 所示，可将 c 相下开关管在 $t_1 - T_{com}$ 时刻关断且不会影响输出电流波形， t_1 时刻 c 相上开关管可以及时导通，即在 $t_1 + T_d - T_{com}$ 时刻导通。为防止直通，下开关管在 $t_1 + T_d$ 时刻导通，上开关管正常关断，同样不会对输出电流波形产生影响。考虑开关管开关延时、寄生电容充电延时后的 u_{c_n} 波形如图 2(d) 所示。进一步地，将图 2(d) 中的寄生电容充电延时等效转换为开关延时，可得图 2(e) 中的等效输出电压波形。基于以上分析可计算出上开关管实际导通时间为 $-(t_1 - T_{com} + T_d + T_{on}) + t_2 + T_{off}$ ，理想导通时间为 $-t_1 + t_2$ ，导

通时间误差 T_{err} 为

$$T_{err} = T_{off} - T_{on} - T_d + T_{com} \quad (1)$$

如图 3 所示, 当 $i_c > 0$ 时, 同理可得导通时间误差 T_{err} 为

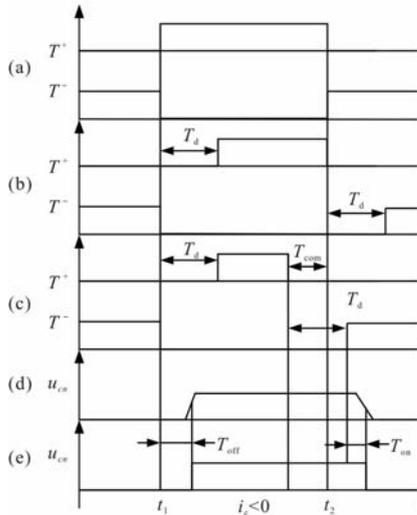


图 3 $i_c > 0$ 时死区补偿原理

$$T_{err} = - (T_{off} - T_{on} - T_d + T_{com}) \quad (2)$$

综合式(1)和式(2), 可得 c 相导通时间误差 T_{err} 为

$$T_{err} = \text{sign}(i_c) (T_{off} - T_{on} - T_d + T_{com}) \quad (3)$$

其中,

$$\text{sign}(i_c) = \begin{cases} -1 & : i_c \geq 0 \\ 1 & : i_c < 0 \end{cases} \quad (4)$$

a 相与 b 相导通时间误差 T_{err} 的推导过程相同, 设 i 相 ($i = a, b, c$) 的理想导通时间为 T_i^* , 实际导通时间为 T_i , 可得:

$$T_i = T_i^* + \text{sign}(i_i) (T_{off} - T_{on} - T_d + T_{com}) \quad (5)$$

2 死区补偿方法

依据以上对死区效应的分析, 进行有效死区补偿的关键在于电流极性的准确检测。为提高电流极性检测的准确性, 本文提出了一种通过电机转子位置传感器输出来获取三相电流方向的方法, 可以避免零电流箝位的影响, 提高电流波形的正弦度。

2.1 死区补偿时间确定

由上述分析可知, 设置恰当的补偿时间 T_{com} 可有效对死区效应进行补偿, 但是观察式(5), 可以发现其中包含了 IGBT 的开通延时、关断延时等受电流、温度影响大且不易测量的参数, 而开关管的开通延时与关断延时数值一般差别不大, 且电压外环可以保证输出电压跟随给定电压, 所以不需要考虑死区时间对开关管管压降和二极管管压降等的影响。

综上所述, 本文预估补偿时间 T_{com} 近似等于系统设置的死区时间 T_d 。

2.2 电流方向判断方法

在三相 PWM 整流器的死区补偿中, 由于硬件电路的噪声干扰和零电流箝位引起的问题, 反馈电流在过零点附近的频繁穿越使得判断电流方向变得复杂, 容易造成误补偿。在不增加额外硬件的情况下, 文献[14]提出在矢量控制系统中, 将参考励磁电流和转矩电流转换到 abc 坐标系下, 并以参考电流的方向作为实际电流的方向进行判断。这种方法在状态较稳定的伺服系统中效果显著, 但在系统状态快速变化时无法提供完全准确的补偿; 文献[15]建议对三相电流使无相位偏移的二阶带通数字滤波器滤波处理以后再行方向判定, 尽管这种方法可以减少噪声的干扰, 但其计算量大, 还会影响 PWM 整流器控制的实时性。

在永磁同步电机起发运行中, 电压矢量的角度与转子位置相关, 而其大小则取决于电机的气隙磁链和转子的转速。永磁同步电机的起发控制系统通常配备编码器来获取转子的位置数据。如果利用这些从编码器得到的转子位置信息来确定电流矢量的相位, 能有效降低在发电模式下的系统设计成本。

图 4 给出了永磁同步发电机在单位功率因数控制下的空间矢量图, 其中 θ_r 为转子位置角; U_s 、 I_s 分别为定子电压、定子电流; E 为电机反电势; ω_s 为同步电角速度; ψ_r 为转子永磁体磁链。电机矢量关系图采用发电机惯例。

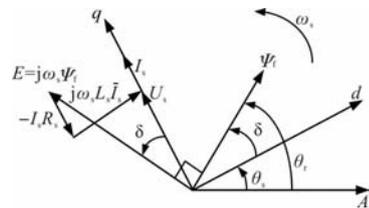


图 4 永磁同步发电机单位功率因数运行空间矢量图

由图 4 可知, 当发电机运行在单位功率因数状态时, 相电压与相电流始终保持同相, 此时 d 轴电流和电压分量均为零, 电压矢量 U_s 与 q 轴重合。一般永磁同步电机的 d 轴方向定义为与转子磁场即永磁体磁极方向, 而图 4 中的 d 轴需要重新确定方向, 根据矢量图可确定新 d 轴相对于 A 相绕组的角 θ_s :

$$\theta_s = \theta_r - \delta \quad (6)$$

式中, δ 为感应电势 E_s 和电机端电压 U_s 之间的夹角, 它也是 d 轴位置与转子磁极位置之间的夹角, 其值满足:

$$\delta = \arcsin\left(\frac{L_s |I_s|}{\psi_f}\right) \quad (7)$$

在新 d 轴位置下永磁同步电机的数学模型表达式如下:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} u_q \\ u_d \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_q p & \omega_s L_d \\ -\omega_s L_q & L_d p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} \omega_s \psi_f \cos\delta \\ -\omega_s \psi_f \sin\delta \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (8)$$

式中, p 为微分算子, u_d 、 u_q 为定子电压的 d 、 q 轴

分量, i_d 、 i_q 为相电流的 d 、 q 轴分量, L_d 、 L_q 为定子等效电感的 d 、 q 轴分量。

通过式(7)计算得到功角 δ 之后,一方面通过转子位置传感器获取到电压矢量相位,一方面重新定向 d 轴,实现 UPF 控制,在死区补偿策略中用电压矢量相位代替电流矢量相位进行极性的判断,进而避免零电流箝位对电流极性判断产生的干扰。带有死区补偿策略的 UPF 控制系统结构框图如图 5 所示。

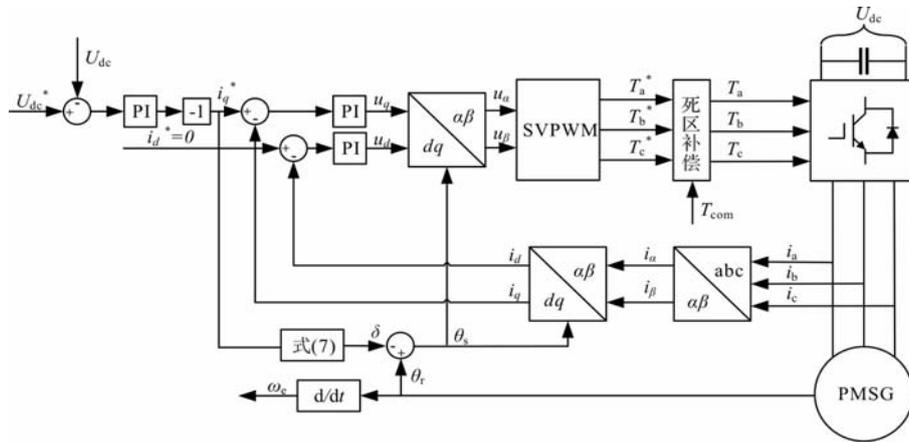


图 5 具有死区补偿的 UPF 控制系统框图

3 仿真和实验验证

3.1 仿真结果

基于以上对死区效应分析及补偿方法的研究,采用 Simulink 对 PMSG-PWM 系统进行仿真,其中 PMSG 参数设定如表 1 所示,采样频率为 10kHz,死区时间为 $5\mu s$,发电机转速 600r/min,给定输出电压为 60V,直流侧负载为 10Ω 电阻。

表 1 仿真采用的永磁同步电机参数表

参数	参数值
额定功率/kW	4.2
额定电流/A	6.5
额定转速/(r/min)	600
定子电阻/Ω	1.8
d 轴电感/mH	3.2
q 轴电感/mH	3.2
永磁体磁链/mWb	88.6

图 6 和图 7 分别给出了采用传统矢量控制和 UPF 控制的 PMSG-PWM 发电系统交流侧相电压、相电流波形。

对比图 6 和图 7 可以看出,在进行 UPF 控制后,

系统交流侧电压和电流的相位差被有效补偿(对应周期已精确到微秒级),所以用电压矢量相位代替电流矢量相位是可行的。

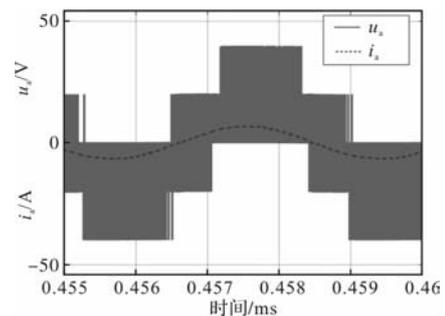


图 6 传统矢量控制下相电压、相电流波形

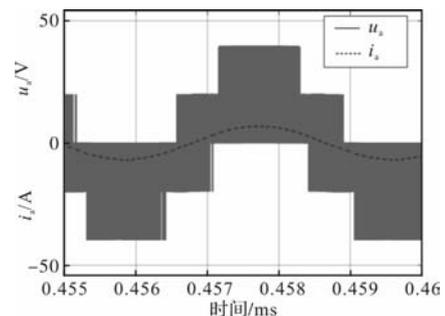


图 7 UPF 控制下相电压、相电流波形

图 8 为无死区补偿情况下的相电流仿真波形和

FFT(Fast Fourier Transformation)分析, 图9为死区补偿后的相电流仿真波形和FFT分析。

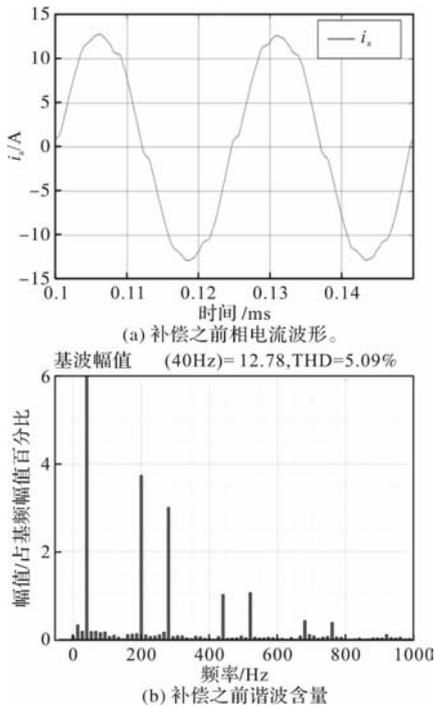


图8 补偿之前相电流波形和谐波含量仿真波形

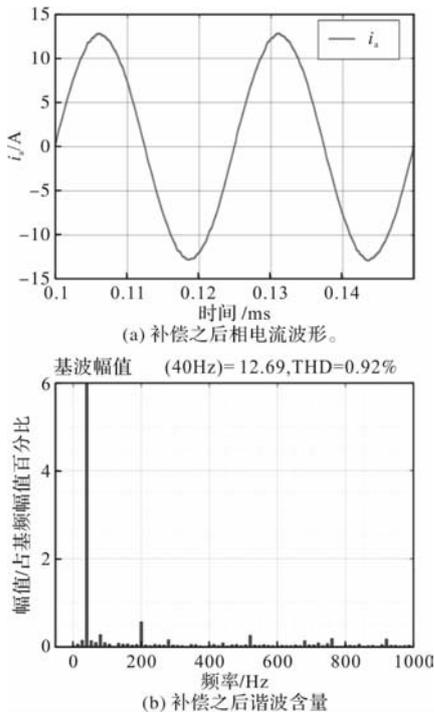


图9 补偿之后相电流波形和谐波含量仿真波形

由仿真结果可以看出, 无死区补偿时相电流发生了明显的畸变, 即在电流过零的一段时间内, 电流变化方向与畸变电流变化方向相反, 使得电流波形未平滑正弦变化, 在过零点附近波形存在保持原值的趋势而形成小平台。零电流钳位现象明显, 相电流的谐波畸变率(THD)为5.09%。而在采用本文

提出的死区补偿方法后, 有效地补偿了整流器死区造成的误差电压, 补偿后波形的平滑性、正弦性均优于补偿前的波形, 基本消除了零电流钳位现象, 电流正弦度得到了明显的改善, THD为0.92%, 降低了81.9%。

3.2 实验结果

图5为采用上述死区补偿方案的PMSG-PWM系统框图, 根据控制框图, 在0.95kW永磁同步发电机矢量控制平台上进行了验证, 采用意法半导体的STM32F429ZGTx芯片实现, 系统的时钟为180MHz。永磁同步发电机的参数为 $P_n = 0.95\text{kW}$, $U_n = 220\text{V}$, $I_n = 5.2\text{A}$, 电机为4对极, 表贴式。功率模块采用英飞凌的IKW50N60T, 电流信号检测采用霍尔传感器ACS724LLCTR。实验时原动机的转速给定值为600r/min, PWM调制频率为20kHz, 死区时间设定为 $1.1\mu\text{s}$, 占PWM周期比例为2.2%, 属于正常死区比例设置(1%~5%)。实验旨在比较无补偿和本文提出的补偿方法的A相电流波形及对应的THD值。

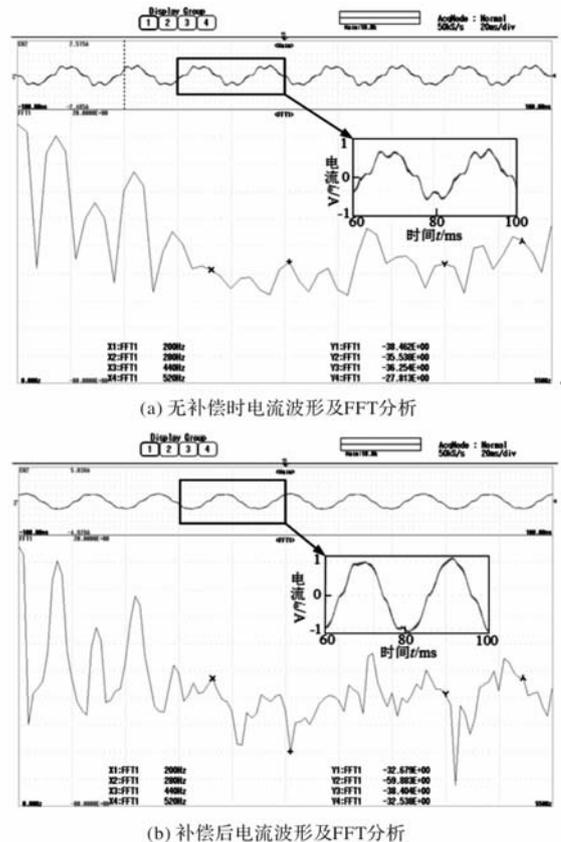


图10 补偿前后相电流波形和谐波含量实验波形

死区效应会导致电流中5、7、11、13次谐波幅值增加, 图10为补偿前后相电流波形和谐波含量的实验波形, 通过示波器快速傅里叶变换(FFT)功能, 标记了5、7、11、13次谐波对应点, 并对其幅值进

行了测量。按照特定次谐波失真(Selective Harmonic Distortions, SHD)进行定量分析,其计算式为

$$\text{SHD}_i = \frac{\sqrt{I_5^2 + I_7^2 + I_{11}^2 + I_{13}^2}}{I_1} \times 100\% \quad (9)$$

式中, I_1 为电流基波分量的幅值(A); I_5 、 I_7 、 I_{11} 、 I_{13} 为电流 5、7、11 和 13 次谐波分量的幅值(A)。

将测量数据代入式(9),得到无死区补偿时,电流 SHD_i 为 1.521%,而采用本文提出的死区补偿方法后,电流 SHD_i 为 0.841%,降低了 44.7%,并且图 10(b)中电流波形相比图 10(a)明显更正弦化,波形畸变程度减小,改善了系统调压性能。

4 结 语

本文分析了永磁同步发电机的三相 PWM 整流器中死区时间造成的影响,提出了一种适用于 PMSG-PWM 系统的单位功率因数(UPF)脉宽调节死区补偿方法,详细分析了补偿原理,并进行了仿真和实验验证,结果证明:

(1) 相较常规的死区补偿方法,该方法计算负担小且不需添加额外硬件电路,降低了系统成本。

(2) 该方法避免了零电流箝位的影响,大大降低了死区效应引起的相电流 THD。

(3) 采用该方法控制 PMSG-PWM 发电系统交流侧电压电流相位一致,降低了对整流器的容量要求,对中大功率系统有实际意义。

(4) 该方法根据转子磁链定向,不局限于频率相对固定下的应用,适用于变频、变速运行的 PMSG-PWM 发电系统。

参考文献

- [1] 杨都,施道龙,孙若兰,等. 高速永磁起发电机 SVPWM 可控升压整流策略及其对铁耗的影响[J]. 微电机, 2023, 56(01): 41-45, 85.
- [2] FANG Sidun, WANG Yu, GOU Bin, et al. Toward Future Green Maritime Transportation: an Overview of Seaport Microgrids and All-electric Ships[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69(01): 207-219.
- [3] 李胜,张兰红,单毅. 永磁同步风力发电系统控制技术综述[J]. 微电机, 2019, 52(09): 101-107.
- [4] 杨立永,王立强,谢晓峰. 基于无差拍控制的三相 PWM 整流器死区补偿方法[J]. 电力电子技术, 2017, 51(02): 11-14.
- [5] 王高林,于泳,杨荣峰,等. 感应电机空间矢量 PWM 控制逆变器死区效应补偿[J]. 中国电机工程学报, 2008(15): 79-83.
- [6] JONG-WOO Chol, SUL S-K. Inverter Output Voltage Synthesis Using Novel Dead Time Compensation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1996, 11(02): 221-227.
- [7] SAWACHAN H, LIUTANAKULP, WIWATCHARAGOSSES N. A Simple Dead-time Compensation Technique for Single-phase Full-bridge PWM Rectifier[C]. International Electrical Engineering Congress, 2017.
- [8] SEYYEDZADEH S M, SHOULAIE A. Accurate Modeling of the Nonlinear Characteristic of a Voltage Source Inverter for Better Performance in Near Zero Currents[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(01): 71-78.
- [9] CHOI J W, SUL S K. Inverter Output Voltage Synthesis Using Novel Dead Time Compensation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1996, 11(02): 221-227.
- [10] 赵鲁,李耀华,葛琼璇,等. 单相 PWM 整流器死区补偿方法[J]. 电机与控制学报, 2015, 19(06): 6-13+21.
- [11] ZHAO L, GE Q, REN J, et al. A Novel Dead Time Compensation Method of Single-phase PWM Rectifier[C]. 17th International Conference on Electrical Machines and Systems, 2014.
- [12] TANG Zhuangyao, AKIN B. A New LMS Algorithm Based Deadtime Compensation Method for PMSM FOC Drives[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(06): 6472-6484.
- [13] 朱明祥,孙红艳. 一种内置式永磁同步电机死区补偿方法的研究[J]. 微电机, 2019, 52(11): 87-92.
- [14] 韩坤,孙晓,刘秉,等. 一种永磁同步电机矢量控制 SVPWM 死区效应在线补偿方法[J]. 中国电机工程学报, 2018, 13(02): 620.
- [15] 刘和平,苗轶如,刘静,等. 带新型死区补偿策略的感应电机磁链转速观测器[J]. 电机与控制学报, 2019, 23(02): 1.

永磁同步电机混沌系统的预定义时间跟踪控制

姜碧波

(中海油能源发展装备技术有限公司, 天津 300450)

摘要: 针对存在混沌振荡和参数不确定的永磁同步电机(PMSM)驱动系统, 提出了预定义时间跟踪控制算法, 其稳定时间的上界由控制器增益确定。采用预定义时间扰动观测器对模型不确定性进行估计, 并提出了一种预定义的时间跟踪微分器来估计虚拟输入的导数, 解决了传统反步控制的“计算爆炸”问题。然后, 在反步控制的框架下提出基于预定义时间扰动观测器的预定义时间控制器。通过 Lyapunov 理论分析, 证明了闭环系统中的所有信号都是最终一致有界的, 输出跟踪误差可以在预定时间内收敛到原点的一个小邻域内。最后, 通过仿真结果表明, 本文所提出的控制方案能够有效抑制永磁同步电机的混沌现象, 并在参数未知的情况下确保系统的快速跟踪性能。

关键词: 预定义的时间控制; 永磁同步电机; 混沌系统; 预定义的时间滤波器; 不确定性参数

中图分类号: TM351; TM341; TP273 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-6848(2025)01-0007-07

Predefined Time Tracking Control of Chaotic Systems for Permanent Magnet Synchronous Motor

JIANG Bibo

(CNOOC Enertech Equipment Technology Co., LTD., Tianjin 300450, China)

Abstract: For permanent magnet synchronous motor (PMSM) drive systems with chaotic oscillations and parameter uncertainties, this paper proposed a predefined time-tracking control algorithm that determines an upper bound of the stability time through the controller gain. A predefined time disturbance observer was used to estimate the model uncertainty. A predefined time tracking differentiator was proposed to estimate the derivatives of the virtual inputs, which solved the “complexity explosion” problem of the traditional backstepping control. Then, a predefined time controller based on the predefined time disturbance observer was proposed in the framework of the backstepping control. Through Lyapunov theoretical analysis, it is shown that all signals in the closed-loop system were ultimately uniformly bounded, and the output tracking error can converge to a small neighborhood of the origin within predefined time. Finally, the simulation results show that the control scheme proposed in this paper can effectively suppress the chaotic behavior of the permanent magnet synchronous motor and ensure the fast tracking performance of the system with unknown parameters.

Key words: predefined time control; permanent magnet synchronous motor; chaotic system; predefined time filter; uncertainty parameters

0 引言

永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)因具有高效率, 高功率密度、高速和高转矩惯量比的优势, 因此被广泛应用于需要大启动转矩的设备(如海上平台压缩机、电潜泵等)。然而, 永磁同步电机的动力学模型是非线性、多变量、强耦合的, 并且当系统参数在一定范围内时会诱发混沌振荡现象。永磁同步电机中的混沌振荡现象具有不可预测性, 这可能会影响驱动系统的稳定性。因此, 为了保证永磁同步电机的稳定运行和系统可

靠性, 如何抑制混沌振荡行为已成为一个迫切和关键的研究问题。

目前为止, 对于永磁同步电机驱动系统的混沌现象已经进行了大量深入的研究。文献[1]最先解决了 PMSM 的混沌现象并建立混沌系统模型。文献[2]针对具有输入饱和、负载扰动和参数不确定性的 PMSM 提出了一种自适应神经网络有限时间控制器。文献[3]研究了 PMSM 混沌系统在环境噪声下的自适应固定时间的稳定性。文献[4]结合非线性映射、动态面控制、神经网络逼近和参数辨识, 设计了一种混沌永磁同步电机反馈控制技术。文献

[5]针对具有输出约束、时滞和参数摄动的混沌永磁同步电机系统,研究了一种神经网络自适应预设性能(Prescribed Performance)控制方法。文献[6]针对一类具有不确定性和扰动的 PMSM 混沌系统,利用变量替换和非线性滑模理论,提出了一种固定时间控制方法。综上所述,混沌 PMSM 系统跟踪问题的有限时间稳定性和固定时间稳定性被实现。

当时间趋于无穷时,多数控制方案都能使混沌系统趋于稳定,即系统具有渐近稳定性。文献[7]提出在有限时间范围内,系统状态可以实现快速响应。有限时间控制对于不同初始条件下的稳定时间没有统一的估计方法。为了消除这一限制,文献[8]引入了固定时间控制,以确保收敛时间不受初始条件的影响。但是固定时间控制的收敛时间界限不能任意预先指定。而预定义时间稳定性收敛时间与初始状态无关,并且可以作为显式控制参数任意调整。由于系统的快速收敛性能是控制器的重要性能指标,因此预定义时间控制的优势促进了其在实际工程中的应用,如混沌系统^[9],机器人^[10],机械手^[11]等。然而,PMSM 混沌系统的预定义时间控制问题的相关研究较少。

受上述研究的启发,采用反步递归过程,设计了预定义时间控制器实现对具有不确定性参数的 PMSM 混沌系统的预定时间跟踪控制,并利用预定义时间扰动观测器实现对模型不确定性的估计,有效抑制永磁同步电机的混沌振荡。主要贡献如下:

(1) 本文提出一种预定义时间控制器来抑制 PMSM 驱动系统中的混沌现象并保证更快的跟踪性能。

(2) 为了解决传统反步控制中的“微分爆炸”问题,命令滤波器被提出。本文相比于命令滤波反步控制^[12]构造了一种预定义时间滤波器,既解决了“微分爆炸”问题,又保证滤波器误差在预定义时间内收敛。

本文的其余部分安排如下。第一节描述了永磁同步电动机的混沌动力学和一些初步结论。第二节介绍了基于预定义时间扰动观测器的预定义时间控制方法。第三节给出了闭环系统的稳定性分析。第四节通过仿真实例验证了所提方案的优越性。最后,第五节对本文进行了总结。

1 系统模型和预备知识

1.1 永磁同步电机驱动系统的数学模型和混沌动力学

具有光滑气隙的混沌永磁同步电机在旋转 $d-q$

坐标系下的动力学数学模型可表述为

$$\begin{aligned} \dot{\theta} &= \omega_r \\ \dot{\omega}_r &= \sigma_1(i_q - \omega_r) - T_L \\ \dot{i}_q &= -i_q - i_d\omega_r + \sigma_2\omega_r + u_q \\ \dot{i}_d &= -i_d + i_q\omega_r + u_d \end{aligned} \quad (1)$$

式中, θ 为转子位置, ω_r 为转子角速度, i_d, i_q 为轴电流, u_d, u_q 为 $d-q$ 轴电压, T_L 为负载转矩, σ_1, σ_2 为未知系统参数 $\sigma_1 = BL/(JR)$, $\sigma_2 = -n_p\varphi_r^2/(BR)$, B 为粘性摩擦系数, L 为 $d-q$ 轴电感量, J 为转子转动惯量, R 为定子电阻, n_p 为极对数, φ_r 为磁链。

定义 $x_1 = \theta, x_2 = \omega_r, x_3 = i_q, x_4 = i_d$, PMSM 驱动系统动态可建模为严反馈(strict feedback)形式:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= \sigma_1(x_3 - x_2) - T_L \\ \dot{x}_3 &= -x_3 - x_2x_4 + \sigma_2x_2 + u_q \\ \dot{x}_4 &= -x_4 + x_2x_3 + u_d \end{aligned} \quad (2)$$

当 σ_1, σ_2 在一定范围内(如 $\sigma_1 = 5.45, \sigma_2 = 20$, $u_q = u_d = T_L = 0$)时,可能会触发 PMSM 的混沌现象,其混沌状态的随机和非周期特征如图 1 所示。 $i_d - i_q - \omega_r$ 的奇异吸引子证明了 PMSM 驱动系统的混沌现象。由于混沌特性会极大地降低 PMSM 系统的性能,因此设计能够有效地抑制 PMSM 混沌现象的控制器是有必要的。

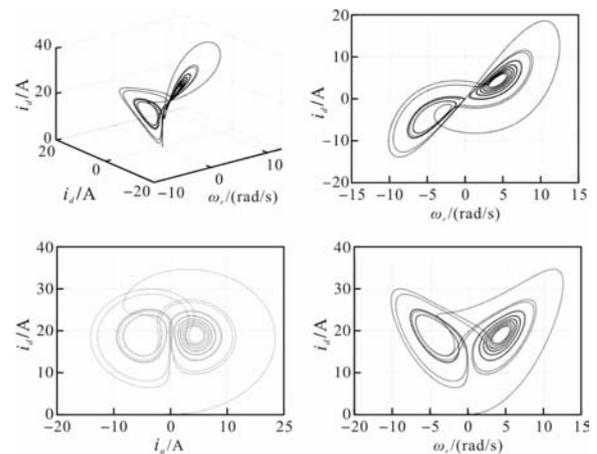


图 1 混沌状态轨迹

1.2 预备知识

引理 1^[13]: 若存在一个连续的 Lyapunov 函数 $V(\cdot)$ 满足

$$\dot{V} \leq -\frac{\pi}{rT_c}(V^{1-\frac{r}{2}} + V^{1+\frac{r}{2}}) + \zeta \quad (3)$$

其中, $0 < r < 1, T_c > 0, \zeta > 0$ 。则非线性系统 $\dot{x} = f(x)$ 是预定义时间稳定的。收敛区域定义为

$$\left\{ \lim_{t \rightarrow T'_c} |V| \leq \min \left\{ \left(\frac{2}{\pi} r T'_c \xi \right)^{\frac{2}{2-r}}, \left(\frac{2}{\pi} r T'_c \xi \right)^{\frac{2}{2+r}} \right\} \right\} \quad (4) \quad T_{\max} \text{ 为上界。}$$

其中, T'_c 为满足 $T'_c < T_{\max} = \sqrt{2}T_c$ 的稳定时间,

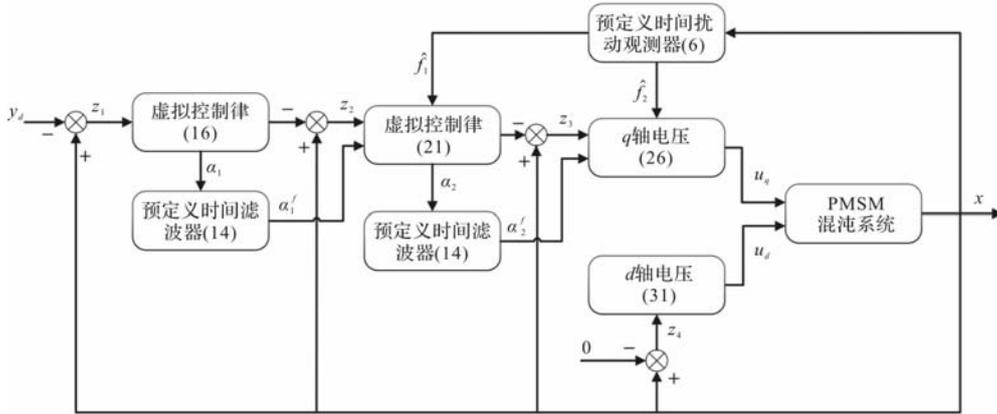


图2 自适应预定义时间控制器框图

引理 2^[14]: 对于常数 $\gamma_i \geq 0 \quad i = 1, 2, \dots, n$ 和 $q > 0$, 以下不等式成立

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^n \gamma_i^q \geq \left(\sum_{i=1}^n \gamma_i \right)^q, \text{如果 } q \in (0, 1) \\ \sum_{i=1}^n \gamma_i^q \geq n^{1-q} \left(\sum_{i=1}^n \gamma_i \right)^q, \text{如果 } q \in (0, +\infty) \end{cases} \quad (5)$$

本文的控制目标是实现一个预定义时间控制器, 抑制 PMSM 驱动系统(1)的混沌振荡, 实现转子位置 θ 和 d 轴电流 i_d 的跟踪误差可以在预定时间内驱动到原点周围的一个小区域内。

2 预定义时间控制

在本节中设计了一种基于预定义时间扰动观测器的预定义时间控制器来抑制 PMSM 驱动系统的混沌现象。在反步控制的递归设计过程中, 利用适当的 Lyapunov 候选函数构造虚拟控制函数 $\alpha_i (i = 1, 2)$ 。构造改进的一阶滤波器, 在预定时间内估计虚拟输入的导数。最后, 设计了实际控制器 $d - q$ 轴电压 u_d, u_q 。预定时间控制器框图如图 2 所示。

2.1 预定义时间扰动观测器

假设 1: 永磁同步电机中未知系统参数引起的扰动项是有界的, 即 $\|f\| \leq D_d$, 其中 D_d 为未知正常数, f 为

$$f = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -x_3 + \sigma_1(x_3 - x_2) - T_L \\ \sigma_2 x_2 \end{bmatrix}$$

定义 $e_d = z_d - x_d, x_d = [x_2 \quad x_3]^T$ 。预定义时间扰动观测器设计为

$$\dot{z}_d = f_k + \hat{f} \quad (6)$$

其中, f 表示模型已知部分

$$f_k = \begin{bmatrix} x_3 \\ -x_3 - x_2 x_4 + u_q \end{bmatrix}$$

$$\hat{f} = [\hat{f}_1 \quad \hat{f}_2]^T \text{ 表示扰动估计值:}$$

$$\hat{f} = -\frac{\pi}{2\gamma_d T_d} (L^{-\frac{\gamma_d}{2}} + L^{\frac{\gamma_d}{2}}) e_d - D \tanh\left(\frac{e_d}{\kappa}\right) \quad (7)$$

其中, $0 < \gamma_d < 1, D > D_d, T_d$ 是预定义收敛时间。且 κ 和 D 是待整定的正常数。选择 $L = e_d^T e_d$ 为 Lyapunov 函数:

$$\begin{aligned} \dot{L} = 2 e_d^T \left(-\frac{\pi}{2\gamma_d T_d} (L^{-\frac{\gamma_d}{2}} + L^{\frac{\gamma_d}{2}}) e_d - D \tanh\left(\frac{e_d}{\kappa}\right) - f \right) = \\ -\frac{\pi}{\gamma_d T_d} (L^{1-\frac{\gamma_d}{2}} + L^{1+\frac{\gamma_d}{2}}) - 2D e_d^T \tanh\left(\frac{e_d}{\kappa}\right) - 2 e_d^T f \quad (8) \end{aligned}$$

根据不等式:

$$|\mu| - \mu \tanh\left(\frac{\mu}{v}\right) \leq \lambda_d v, \lambda_d = 0.2785$$

其中, μ 为实数, $v > 0$, 可以得到:

$$-2 e_d^T f \leq 2 \sum_{i=1}^2 D_d e_{di} \tanh\left(\frac{e_{zi}}{\kappa}\right) + 6\kappa D \lambda_d =$$

$$2D e_d^T \tanh\left(\frac{e_d}{\kappa}\right) + \vartheta$$

以及

$$\dot{L} \leq -\frac{\pi}{\gamma_d T_d} (L^{1-\frac{\gamma_d}{2}} + L^{1+\frac{\gamma_d}{2}}) + \vartheta \quad (9)$$

由引理 1 可知 L 将会在预定义时间 $T'_d = \sqrt{2}T_d$ 收敛到足够小的邻域

$$L \leq \min \left\{ \left(\frac{2}{\pi} \gamma_d T_d \vartheta \right)^{\frac{2}{2-\gamma_d}}, \left(\frac{2}{\pi} \gamma_d T_d \vartheta \right)^{\frac{2}{2+\gamma_d}} \right\} \quad (10)$$

2.2 预定义时间反步控制

动态误差曲面 z_i 定义为

$$z_1 = x_1 - y_d, z_2 = x_2 - \alpha_1^f, z_3 = x_3 - \alpha_2^f, z_4 = x_4 \quad (11)$$

其中, y_d 为期望的转子位置参考指令, $\alpha_i (i = 1, 2)$ 为待确定的虚拟控制输入, α_i^f 为 α_i 通过预定义时间滤波器滤波后的项

$$\begin{aligned} \dot{\alpha}_i^f = & -\frac{\pi}{\gamma T_c} \left(\left(\frac{1}{2} \right)^{1-\frac{\gamma}{2}} \text{sign}^{1-\gamma}(\alpha_i^f - \alpha_i) \right. \\ & \left. + \frac{1}{2} n^{\frac{\gamma}{2}} \text{sign}^{1+\gamma}(\alpha_i^f - \alpha_i) \right) - l_i (\alpha_i^f - \alpha_i) \quad (12) \end{aligned}$$

式中, l_i 为合适的滤波器增益满足 $l_i > \dot{\alpha}_i^2 + \frac{1}{2} (i = 1, 2)$, 增益 r, T_c 满足 $0 < r < 1, T_c > 0$, $\text{sign}^\gamma(s) = |s|^\gamma \text{sign}(s)$, $\text{sign}(\cdot)$ 为符号函数, n 为 PMSM 驱动系统阶数与不确定动力学系统阶数之和。

定义滤波器误差为

$$\zeta_i = \alpha_i^f - \alpha_i \quad (13)$$

则有,

$$\begin{aligned} \dot{\zeta}_i = & \dot{\alpha}_i^f - \dot{\alpha}_i = \\ & -l_i \zeta_i - \frac{\pi}{\gamma T_c} \left(\left(\frac{1}{2} \right)^{1-\frac{\gamma}{2}} \text{sign}^{1-\gamma}(\zeta_i) + \right. \\ & \left. \frac{1}{2} n^{\frac{\gamma}{2}} \text{sign}^{1+\gamma}(\zeta_i) \right) - \dot{\alpha}_i \quad (14) \end{aligned}$$

预先定义的时间滤波器(12)避免了虚拟信号的重复求导, 消除了传统反步控制中的“微分爆炸”问题。(12)中的第一项是由一阶滤波器导出的, 第二项是为了使滤波器误差满足预定义时间稳定条件(3)。因此滤波器(12)可以在预定义时间内获得精确的微分信号。

假设^[24]: 转子位置的期望参考命令 y_d 及其一阶时间导数 \dot{y}_d 是可导且连续的。

步骤1: 误差面 z_1 的动态为

$$\dot{z}_1 = x_2 - \dot{y}_d = \alpha_1 + z_2 + \zeta_1 - \dot{y}_d \quad (15)$$

为稳定 z_1 , 构造虚拟控制 α_1

$$\begin{aligned} \alpha_1 = & -k_1 z_1 + \dot{y}_d - \frac{\pi}{\gamma T_c} \left(\left(\frac{1}{2} \right)^{1-\frac{\gamma}{2}} \text{sign}^{1-\gamma}(z_1) + \right. \\ & \left. \frac{1}{2} n^{\frac{\gamma}{2}} \text{sign}^{1+\gamma}(z_1) \right) \quad (16) \end{aligned}$$

其中, $k_1 > \frac{1}{2}$ 为控制器增益。选择 Lyapunov 候选函数

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = & \dot{V}_1 + z_2 \dot{z}_2 + \zeta_1 \dot{\zeta}_1 = \dot{V}_1 + z_2 (\alpha_2 + z_3 + \zeta_2 + F_2(x_2, x_3) - \dot{\alpha}_1^f) + \zeta_1 \dot{\zeta}_1 = \dot{V}_1 + \\ & z_2 \left[-k_2 z_2 - z_1 + z_3 + F_2(x_2, x_3) - \hat{d}_2 - \frac{\pi}{\gamma T_c} \left(\left(\frac{1}{2} \right)^{1-\frac{\gamma}{2}} \text{sign}^{1-\gamma}(z_2) + \frac{1}{2} n^{\frac{\gamma}{2}} \text{sign}^{1+\gamma}(z_2) \right) \right] + z_2 \zeta_2 - l_1 \zeta_1 \zeta_1 \\ & - \frac{\zeta_1 \pi}{\gamma T_c} \left[\left(\left(\frac{1}{2} \right)^{1-\frac{\gamma}{2}} \text{sign}^{1-\gamma}(\zeta_1) + \frac{n^{\frac{\gamma}{2}}}{2} \text{sign}^{1+\gamma}(\zeta_1) \right) - \dot{\alpha}_1 \right] \leq \dot{V}_1 - \left(k_2 - \frac{1}{2} \right) z_2^2 - z_1 z_2 + z_2 z_3 - \zeta_1 \dot{\alpha}_1 \\ & - \frac{\pi}{\gamma T_c} \left(\left(\frac{1}{2} z_2^2 \right)^{1-\frac{\gamma}{2}} + 2^{\frac{\gamma}{2}} n^{\frac{\gamma}{2}} \left(\frac{1}{2} z_2^2 \right)^{1+\frac{\gamma}{2}} \right) + z_2 \zeta_2 - l_1 \zeta_1^2 - \frac{\pi}{\gamma T_c} \left(\left(\frac{1}{2} \zeta_1^2 \right)^{1-\frac{\gamma}{2}} + 2^{\frac{\gamma}{2}} n^{\frac{\gamma}{2}} \left(\frac{1}{2} \zeta_1^2 \right)^{1+\frac{\gamma}{2}} \right) \quad (22) \end{aligned}$$

$$V_1 = \frac{1}{2} z_1^2 \quad (17)$$

求导可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 = & z_1 \dot{z}_1 = z_1 (\alpha_1 + z_2 + \zeta_1 - \dot{y}_d) = \\ & z_1 \left(-k_1 z_1 - \frac{\pi}{\gamma T_c} \left(\left(\frac{1}{2} \right)^{1-\frac{\gamma}{2}} \text{sign}^{1-\gamma}(z_1) + \right. \right. \\ & \left. \left. \frac{1}{2} n^{\frac{\gamma}{2}} \text{sign}^{1+\gamma}(z_1) \right) + z_2 + \zeta_1 \right) \quad (18) \end{aligned}$$

由于

$$\begin{aligned} -\frac{\pi}{\gamma T_c} z_1 \left(\left(\frac{1}{2} \right)^{1-\frac{\gamma}{2}} \text{sign}^{1-\gamma}(z_1) + \frac{1}{2} n^{\frac{\gamma}{2}} \text{sign}^{1+\gamma}(z_1) \right) = \\ -\frac{\pi}{\gamma T_c} \left(\left(\frac{1}{2} z_1^2 \right)^{1-\frac{\gamma}{2}} + 2^{\frac{\gamma}{2}} n^{\frac{\gamma}{2}} \left(\frac{1}{2} z_1^2 \right)^{1+\frac{\gamma}{2}} \right) \end{aligned}$$

且 $k_1 > \frac{1}{2}$ 。则

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 = & -k_1 z_1^2 - \frac{\pi}{\gamma T_c} \left(\frac{1}{2} z_1^2 \right)^{1-\frac{\gamma}{2}} - \\ & \frac{\pi}{\gamma T_c} 2^{\frac{\gamma}{2}} n^{\frac{\gamma}{2}} \left(\frac{1}{2} z_1^2 \right)^{1+\frac{\gamma}{2}} + z_1 z_2 + z_1 \zeta_1 \\ \leq & -\left(k_1 - \frac{1}{2} \right) z_1^2 - \frac{\pi}{\gamma T_c} \left(\frac{1}{2} z_1^2 \right)^{1-\frac{\gamma}{2}} - \\ & \frac{\pi}{\gamma T_c} 2^{\frac{\gamma}{2}} n^{\frac{\gamma}{2}} \left(\frac{1}{2} z_1^2 \right)^{1+\frac{\gamma}{2}} + z_1 z_2 + \frac{1}{2} \zeta_1^2 \quad (19) \end{aligned}$$

其中, 由杨氏不等式得到 $z_1 \zeta_1 \leq \frac{1}{2} z_1^2 + \frac{1}{2} \zeta_1^2$ 。

步骤2: 误差面 z_2 的动态产生

$$\begin{aligned} \dot{z}_2 = & x_3 + F_2(x_2, x_3) - \dot{\alpha}_1^f = \\ & \alpha_2 + z_3 + \zeta_2 + F_2(x_2, x_3) - \dot{\alpha}_1^f \quad (20) \end{aligned}$$

为了稳定 z_2 动态, 根据预定义时间扰动观测器

扰动估计值 \hat{d}_2 , 虚拟控制 α_2 定义为

$$\begin{aligned} \alpha_2 = & -k_2 z_2 - z_1 - \hat{f}_1 - \\ & \frac{\pi}{\gamma T_c} \left(\left(\frac{1}{2} \right)^{1-\frac{\gamma}{2}} \text{sign}^{1-\gamma}(z_2) + \frac{1}{2} n^{\frac{\gamma}{2}} \text{sign}^{1+\gamma}(z_2) \right) + \dot{\alpha}_1^f \quad (21) \end{aligned}$$

其中, $k_2 > 1$ 是控制器增益。Lyapunov 函数选择 V_2

$= V_1 + \frac{1}{2} z_2^2 + \frac{1}{2} \zeta_1^2$, 则 V_2 的导数为

应用杨氏不等式, 有

$$z_2 \zeta_2 \leq \frac{1}{2} z_2^2 + \frac{1}{2} \zeta_2^2; -\zeta_1 \dot{\alpha}_1 \leq \dot{\alpha}_1^2 \zeta_1^2 + \frac{1}{4} \quad (23)$$

将式(23)代入式(22), 得到

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 \leq & -\left(k_1 - \frac{1}{2}\right) z_1^2 - (k_2 - 1) z_2^2 + z_2 z_3 \\ & - \frac{\pi}{\gamma T_c} \left(\left(\frac{1}{2} z_1^2\right)^{1-\frac{\gamma}{2}} + 2^{\frac{\gamma}{2}} n^{\frac{\gamma}{2}} \left(\frac{1}{2} z_1^2\right)^{1+\frac{\gamma}{2}} \right) \\ & - \frac{\pi}{\gamma T_c} \left(\left(\frac{1}{2} z_2^2\right)^{1-\frac{\gamma}{2}} + 2^{\frac{\gamma}{2}} n^{\frac{\gamma}{2}} \left(\frac{1}{2} z_2^2\right)^{1+\frac{\gamma}{2}} \right) \\ & - \frac{\pi}{\gamma T_c} \left(\left(\frac{1}{2} \zeta_1^2\right)^{1-\frac{\gamma}{2}} + 2^{\frac{\gamma}{2}} n^{\frac{\gamma}{2}} \left(\frac{1}{2} \zeta_1^2\right)^{1+\frac{\gamma}{2}} \right) + \frac{1}{2} \zeta_2^2 \quad (24) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 = & \dot{V}_2 + z_3 \dot{z}_3 + \zeta_2 \dot{\zeta}_2 = \dot{V}_2 + z_3 (u_q - x_3 - x_2 x_4 + F_3(x_2) - \hat{d}_3 - \dot{\alpha}_2') - l_2 \zeta_2 \zeta_2 + \zeta_2 \dot{\alpha}_2 \\ & - \frac{\zeta_2 \pi}{\gamma T_c} \left(\left(\frac{1}{2}\right)^{1-\frac{\gamma}{2}} \text{sign}^{1-\gamma}(\zeta_2) + \frac{1}{2} n^{\frac{\gamma}{2}} \text{sign}^{1+\gamma}(\zeta_2) \right) = \dot{V}_2 + -k_3 z_3^2 - z_2 z_3 - l_2 \zeta_2^2 - \zeta_2 \dot{\alpha}_2 \\ & - \frac{\pi}{\gamma T_c} z_3 \left(\left(\frac{1}{2}\right)^{1-\frac{\gamma}{2}} \text{sign}^{1-\gamma}(z_3) + \frac{1}{2} n^{\frac{\gamma}{2}} \text{sign}^{1+\gamma}(z_3) \right) - \frac{\pi \zeta_2}{\gamma T_c} \left(\left(\frac{1}{2}\right)^{1-\frac{\gamma}{2}} \text{sign}^{1-\gamma}(\zeta_2) + \frac{n^{\frac{\gamma}{2}}}{2} \text{sign}^{1+\gamma}(\zeta_2) \right) \leq \dot{V}_2 - \\ & \left(k_3 - \frac{1}{2}\right) z_3^2 - z_2 z_3 - \zeta_2 \dot{\alpha}_2 - \frac{\pi}{\gamma T_c} \left(\left(\frac{1}{2} z_3^2\right)^{1-\frac{\gamma}{2}} + 2^{\frac{\gamma}{2}} n^{\frac{\gamma}{2}} \left(\frac{1}{2} z_3^2\right)^{1+\frac{\gamma}{2}} \right) - l_2 \zeta_2^2 - \frac{\pi}{\gamma T_c} \left(\left(\frac{1}{2} \zeta_2^2\right)^{1-\frac{\gamma}{2}} + 2^{\frac{\gamma}{2}} n^{\frac{\gamma}{2}} \left(\frac{1}{2} \zeta_2^2\right)^{1+\frac{\gamma}{2}} \right) \quad (27) \end{aligned}$$

利用杨氏不等式, 可以得到

$$-\zeta_2 \dot{\alpha}_2 \leq \dot{\alpha}_2^2 \zeta_2^2 + \frac{1}{4} \quad (28)$$

将式(28)代入式(27), Lyapunov 函数满足

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 \leq & -\left(k_1 - \frac{1}{2}\right) z_1^2 - (k_2 - 1) z_2^2 - \left(k_3 - \frac{1}{2}\right) z_3^2 \\ & - \frac{\pi}{\gamma T_c} \left(\left(\frac{1}{2} z_1^2\right)^{1-\frac{\gamma}{2}} + 2^{\frac{\gamma}{2}} n^{\frac{\gamma}{2}} \left(\frac{1}{2} z_1^2\right)^{1+\frac{\gamma}{2}} \right) \\ & - \frac{\pi}{\gamma T_c} \left(\left(\frac{1}{2} z_2^2\right)^{1-\frac{\gamma}{2}} + 2^{\frac{\gamma}{2}} n^{\frac{\gamma}{2}} \left(\frac{1}{2} z_2^2\right)^{1+\frac{\gamma}{2}} \right) \\ & - \frac{\pi}{\gamma T_c} \left(\left(\frac{1}{2} z_3^2\right)^{1-\frac{\gamma}{2}} + 2^{\frac{\gamma}{2}} n^{\frac{\gamma}{2}} \left(\frac{1}{2} z_3^2\right)^{1+\frac{\gamma}{2}} \right) \\ & - \frac{\pi}{\gamma T_c} \left(\left(\frac{1}{2} \zeta_1^2\right)^{1-\frac{\gamma}{2}} + 2^{\frac{\gamma}{2}} n^{\frac{\gamma}{2}} \left(\frac{1}{2} \zeta_1^2\right)^{1+\frac{\gamma}{2}} \right) \\ & - \frac{\pi}{\gamma T_c} \left(\left(\frac{1}{2} \zeta_2^2\right)^{1-\frac{\gamma}{2}} + 2^{\frac{\gamma}{2}} n^{\frac{\gamma}{2}} \left(\frac{1}{2} \zeta_2^2\right)^{1+\frac{\gamma}{2}} \right) \quad (29) \end{aligned}$$

步骤4: 根据 z_4 动态可得

$$\dot{z}_4 = u_d - x_4 + x_2 x_3 \quad (30)$$

为了稳定 z_4 动态, 控制输入 u_d 设计为

$$\begin{aligned} u_d = & -k_4 z_4 + x_4 - x_2 x_3 \\ & - \frac{\pi}{\gamma T_c} \left(\left(\frac{1}{2}\right)^{1-\frac{\gamma}{2}} \text{sign}^{1-\gamma}(z_4) + \frac{1}{2} n^{\frac{\gamma}{2}} \text{sign}^{1+\gamma}(z_4) \right) \quad (31) \end{aligned}$$

其中, $k_4 > 0$ 为控制器增益。

3 稳定性分析

定理1: 考虑混沌 PMSM 驱动系统在(1)中提出

步骤3: z_3 的动态为

$$\dot{z}_3 = u_q - x_3 - x_2 x_4 + F_3(x_2) - \dot{\alpha}_2' \quad (25)$$

为了稳定 z_3 动态, 根据预定义时间扰动观测器

扰动估计值 \hat{d}_3 , 定义控制输入 u_q 为

$$\begin{aligned} u_q = & -k_3 z_3 - z_2 + x_3 + x_2 x_4 - \hat{d}_3 \\ & - \frac{\pi}{\gamma T_c} \left(\left(\frac{1}{2}\right)^{1-\frac{\gamma}{2}} \text{sign}^{1-\gamma}(z_3) + \frac{1}{2} n^{\frac{\gamma}{2}} \text{sign}^{1+\gamma}(z_3) \right) + \dot{\alpha}_2' \quad (26) \end{aligned}$$

其中, $k_3 > \frac{1}{2}$ 为控制器增益。

定义 $V_3 = V_2 + \frac{1}{2} z_3^2 + \frac{1}{2} \zeta_2^2$, 求导可得到

的不确定性参数下, 如果对虚拟控制器(16)、(21)、 $d-q$ 轴电压控制律(26)、(31)、预定义时间滤波器(12)进行公式化, 可以得出结论:

(1) 转子位置和 d 轴电流输出跟踪误差可在预定的稳定时间内调整到原点的小范围内;

(2) 保证闭环系统中的所有信号在预定义时间内的最终一致有界性;

(3) 该控制器可成功抑制 PMSM 的混沌振荡。

证明: Lyapunov 候选函数定义为

$$V = V_3 + \frac{1}{2} z_4^2 \quad (32)$$

由引理2, 可知

$$\begin{aligned} & \sum_{i=1}^4 \frac{\pi}{\gamma T_c} 2^{\frac{\gamma}{2}} n^{\frac{\gamma}{2}} \left(\frac{1}{2} z_i^2\right)^{1+\frac{\gamma}{2}} + \sum_{i=1}^2 \frac{\pi}{\gamma T_c} 2^{\frac{\gamma}{2}} n^{\frac{\gamma}{2}} \left(\frac{1}{2} \zeta_i^2\right)^{1+\frac{\gamma}{2}} \\ & \geq \frac{\pi}{\gamma T_c} 2^{\frac{\gamma}{2}} \left(\sum_{i=1}^4 \left(\frac{1}{2} z_i^2\right) + \sum_{i=1}^2 \left(\frac{1}{2} \zeta_i^2\right) \right)^{1+\frac{\gamma}{2}} \geq \frac{\pi}{\gamma T_c} V^{1+\frac{\gamma}{2}} \end{aligned}$$

则对 V 求导可得

$$\begin{aligned} \dot{V} = & \dot{V}_3 + z_4 \dot{z}_4 \\ = & \dot{V}_3 - k_4 z_4^2 - \frac{\pi}{\gamma T_c} \left(\left(\frac{1}{2} z_4^2\right)^{1-\frac{\gamma}{2}} - \frac{\pi}{\gamma T_c} 2^{\frac{\gamma}{2}} n^{\frac{\gamma}{2}} \left(\frac{1}{2} z_4^2\right)^{1+\frac{\gamma}{2}} \right) \\ \leq & -\left(k_1 - \frac{1}{2}\right) z_1^2 - (k_2 - 1) z_2^2 - \left(k_3 - \frac{1}{2}\right) z_3^2 \\ & - k_4 z_4^2 - \frac{\pi}{\gamma T_c} \left(\left(\frac{1}{2} z_1^2\right)^{1-\frac{\gamma}{2}} + 2^{\frac{\gamma}{2}} n^{\frac{\gamma}{2}} \left(\frac{1}{2} z_1^2\right)^{1+\frac{\gamma}{2}} \right) \\ & - \frac{\pi}{\gamma T_c} \left(\left(\frac{1}{2} z_2^2\right)^{1-\frac{\gamma}{2}} + 2^{\frac{\gamma}{2}} n^{\frac{\gamma}{2}} \left(\frac{1}{2} z_2^2\right)^{1+\frac{\gamma}{2}} \right) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & -\frac{\pi}{\gamma T_c} \left(\left(\frac{1}{2} z_3^2 \right)^{1-\frac{\gamma}{2}} + 2^{\frac{\gamma}{2}} n^{\frac{\gamma}{2}} \left(\frac{1}{2} z_3^2 \right)^{1+\frac{\gamma}{2}} \right) \\
 & -\frac{\pi}{\gamma T_c} \left(\left(\frac{1}{2} z_4^2 \right)^{1-\frac{\gamma}{2}} - \frac{\pi}{\gamma T_c} 2^{\frac{\gamma}{2}} n^{\frac{\gamma}{2}} \left(\frac{1}{2} z_4^2 \right)^{1+\frac{\gamma}{2}} \right) \\
 & -\frac{\pi}{\gamma T_c} \left(\left(\frac{1}{2} \zeta_1^2 \right)^{1-\frac{\gamma}{2}} + 2^{\frac{\gamma}{2}} n^{\frac{\gamma}{2}} \left(\frac{1}{2} \zeta_1^2 \right)^{1+\frac{\gamma}{2}} \right) \\
 & -\frac{\pi}{\gamma T_c} \left(\left(\frac{1}{2} \zeta_2^2 \right)^{1-\frac{\gamma}{2}} + 2^{\frac{\gamma}{2}} n^{\frac{\gamma}{2}} \left(\frac{1}{2} \zeta_2^2 \right)^{1+\frac{\gamma}{2}} \right) \\
 \leq & -\left(k_1 - \frac{1}{2} \right) z_1^2 - (k_2 - 1) z_2^2 - \left(k_3 - \frac{1}{2} \right) z_3^2 \\
 & -k_4 z_4^2 - \frac{\pi}{\gamma T_c} V^{1-\frac{\gamma}{2}} - \frac{\pi}{\gamma T_c} V^{1+\frac{\gamma}{2}} \quad (33)
 \end{aligned}$$

由引理 1 可知 V 将会在预定义时间 T_c 内收敛。

当 $z_i, \zeta_j (i = 1, 2 \dots 4, j = 1, 2)$ 有界, 根据跟踪误差(11), 滤波器误差(13)和估计误差的定义, 转子位置 x_1 , d 轴电流 x_4 有界, 这意味着虚拟控制 α_1 , 滤波虚拟控制 α'_1 和转子角速度 x_2 有界。因此, 虚拟控制 α_2 、滤波虚拟控制 α'_2 、 q 轴电流 x_3 和控制输入 $d-q$ 轴电压 u_d 和 u_q 有界。从而保证了闭环系统中所有内部信号的有界性。根据 LaSalle 不变集定理^[15], 转子位置 z_1 和 d 轴电流 z_4 的跟踪误差在预定义时间 T_c 内为最终一致有界。证毕。

4 仿真结果

为验证所提预定义时间控制策略的有效性, 设置不同预定义时间 $T_c = 50, 20$ 和反步控制进行对比。混沌 PMSM 系统的参数 $\sigma_1 = 5.45, \sigma_2 = 20$, 初始状态为 $x_1(0) = 0.05, x_2(0) = 0.05, x_3(0) = 0.05, x_4(0) = 0.05$ 。预定义时间控制器参数选择为 $k_1 = 2, k_2 = 5, k_3 = 10, k_4 = 1, \gamma = 1/9, n = 6, l_i = 333.3$ 。反步控制参数设置为 $k_1 = 2, k_2 = 5, k_3 = 10, k_4 = 1, l_i = 333.3$ 。预定义时间扰动观测器参数设置为 $\gamma_d = 0.1, T_d = 5, \kappa = 0.02, D = \text{diag}(5, 15)$ 。仿真结果如图 3 ~ 图 6 所示。通过图 3 可以看出本文所提预定义时间控制策略相比于传统反步控制具有更快的收敛速度。图 4 为 $d-q$ 轴电压的输入信号。图 5 和图 6 分别为扰动观测器对不确定项 f_1 和 f_2 的估计值, 且均可以实现预定义时间内的快速收敛, 保证对转子位置和 q 轴电流的跟踪精度。

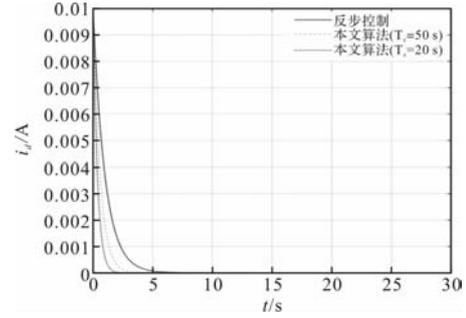
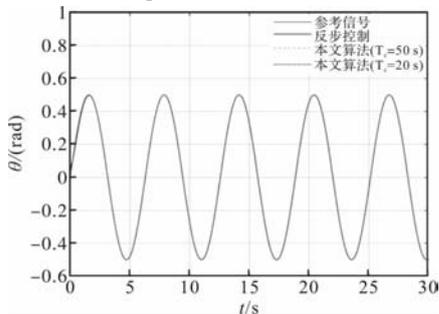


图 3 转子位置和 d 轴电流跟踪响应曲线

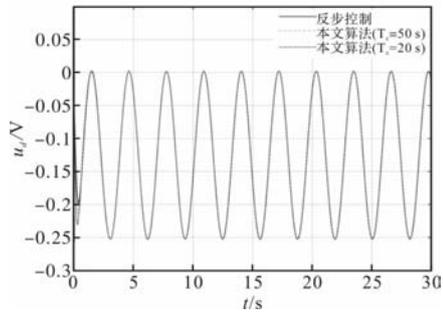
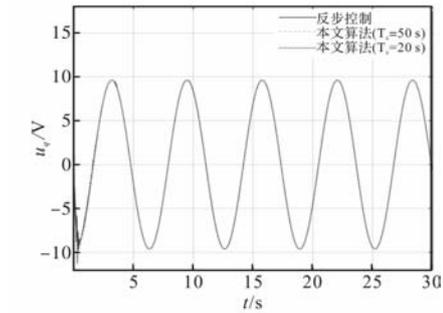
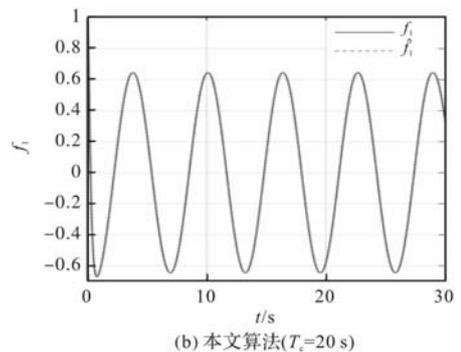
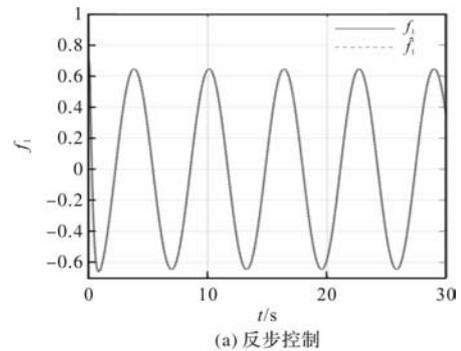
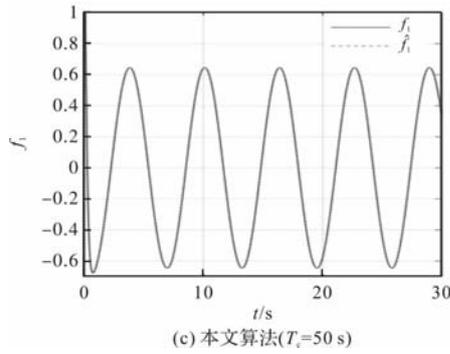
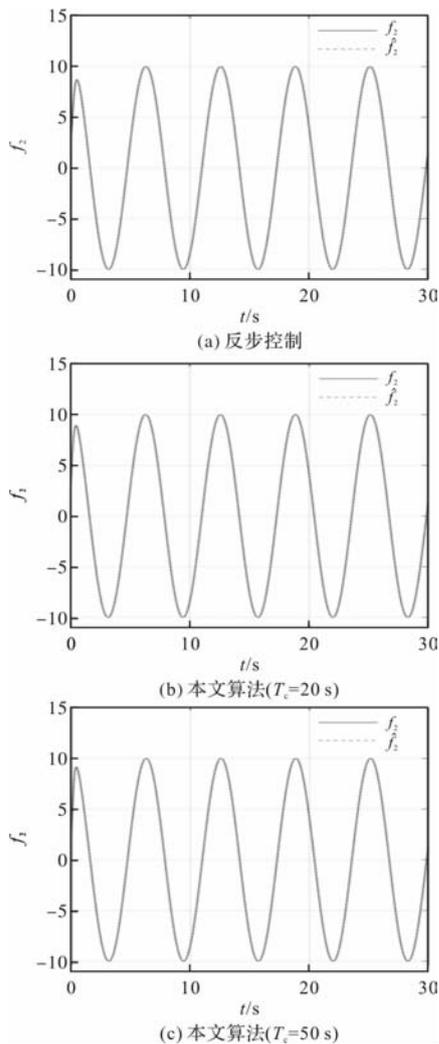


图 4 $d-q$ 轴电压输入响应曲线



图5 $\dot{\omega}_r$ 动态中的扰动估计值和扰动实际值图6 i_q 动态中的扰动估计值和扰动实际值

5 结论

在具有参数不确定性的混沌 PMSM 驱动系统中, 提出一种预定义时间控制设计, 以抑制混沌现象并跟踪参考指令。反步控制中利用命令预定义时间跟踪滤波器避免了“计算爆炸”的问题。利用预定义时间扰动观测器实现对模型未知扰动进行估计, 减弱了对系统的依赖性。利用 Lyapunov 定理证明了预定

义时间内闭环信号的有界性和输出跟踪误差的收敛性。未来的工作将进一步解决控制饱和和约束、状态约束下混沌 PMSM 驱动系统的控制系统设计问题。

参考文献

- [1] Li Z, Park J B, Joo Y H, et al. Bifurcations and chaos in a permanent-magnet synchronous motor[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I-Regular Papers, 2002, 49(3): 383-387.
- [2] Lu S, Wang X, Li Y. Adaptive neural network finite-time command filtered tracking control of fractional-order permanent magnet synchronous motor with input saturation[J]. Franklin Institute, 2020, 357(18): 13707-13733.
- [3] Wu J, Xu W, Wang X, et al. Stochastic adaptive fixed-time stabilization of chaotic systems with applications in PMSM and FWS[J]. Chaos, Solitons & Fractals, 2021, 153: 111582.
- [4] Gao S, Dong H, Ning B, et al. Nonlinear mapping - based feedback technique of dynamic surface control for the chaotic PMSM using neural approximation and parameter identification [J]. IET Control Theory & Applications, 2018, 12(6): 819-827.
- [5] Zhang J, Wang S, Zhou P, et al. Novel prescribed performance-tangent barrier Lyapunov function for neural adaptive control of the chaotic PMSM system by backstepping [J]. Electrical Power & Energy Systems, 2020, 121: 105991.
- [6] Su H, Luo R, Huang M, et al. Robust fixed time control of a class of chaotic systems with bounded uncertainties and disturbances [J]. Control, Automation and Systems, 2022, 20(3): 813-822.
- [7] Zhou S, Sui S, Li Y, et al. Observer-based finite-time adaptive neural network control for PMSM with state constraints[J]. Neural Computing and Applications, 2023, 35(9): 6635-6645.
- [8] 张锦忠, 韦笃取. PMSM 混沌系统无初始状态约束的固定时间有界控制[J]. 广西师范大学学报(自然科学版): 1-9.
- [9] Pan Y, Ji W, Liang H. Adaptive predefined-time control for Lü chaotic systems via backstepping approach [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2022, 69(12): 5064-5068.
- [10] 刘宜成, 张飞越, 严文. 空间机器人预定义任意时间最优轨迹规划[J]. 电光与控制, 2024, 31(02): 58-64.
- [11] MuñozVázquez A J, SánchezTorres J D. Predefinedtime control of cooperative manipulators[J]. Robust and Nonlinear Control, 2020, 30(17): 7295-7306.

(下转第 32 页)

无人机舵用五相永磁同步电机双平面矢量控制技术研究

赵 禧, 尚俊云, 曹 宽, 李 彪

(西安航天精密机电研究所, 西安 710100)

摘要: 针对无人机中舵机电机大功率、高转矩、高可靠性的要求, 对五相永磁同步电机(PMSM)驱动系统矢量控制策略进行了研究。建立了五相 PMSM 在自然坐标系下的数学模型, 并通过 Clark、Park 变换, 推导出两相坐标系、旋转坐标系下的数学模型, 进而设计双平面矢量控制策略, 该策略能够同时控制电机的基波和三次谐波电流, 以优化电机的性能。针对五相 SVPWM 调制方法, 传统的相邻最大两矢量合成目标矢量时会伴生三次谐波电压, 于是提出采用改进的相邻四矢量合成方法, 通过控制基波平面电压矢量及其作用时间有效抑制了伴生三次谐波电压。在 Simulink 下搭建了五相 PMSM 矢量控制系统仿真模型, 对算法进行了仿真研究。然后搭建了五相 PMSM 实验平台进行实验验证, 实验结果说明了本文算法的有效性和实际可行性。

关键词: 五相 PMSM; 双平面矢量控制; 五相空间矢量脉宽调制; 三次谐波抑制

中图分类号: TM351; TM341; TM301.2

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2025)01-0014-07

Research on Dual-plane Vector Control of Five-phase Permanent Magnet Synchronous Motor for UAV Rudder

ZHAO Xi, SHANG Junyun, CAO Kuan, LI Biao

(Xi'an Institute of Aerospace Precision Mechatronic, Xi'an 710100, China)

Abstract: To address the stringent demands on motors used in UAV steering engines—requiring high power, substantial torque, and exceptional reliability—a vector control strategy was explored for a drive system utilizing a five-phase permanent magnet synchronous motor (PMSM). Established a five phase PMSM mathematical model in a natural coordinate system, through Clarke and Park transformations, mathematical models in the two-phase and rotating coordinate systems have been derived. Subsequently, a dual-plane vector control strategy has been designed, capable of concurrently controlling the fundamental and third-harmonic currents of the motor to optimize its performance. For the five phase SVPWM modulation method, the traditional adjacent maximum two vector synthesis target vector will be accompanied by a third harmonic voltage. Therefore, an improved adjacent four vector synthesis method was proposed to effectively suppress the associated third harmonic voltage by controlling the fundamental plane voltage vector and its duration. A simulation model of a five phase PMSM vector control system was built in Matlab/Simulink, and the algorithm was simulated and studied. Then a five phase PMSM experimental platform was built for experimental verification, and the experimental results demonstrated the effectiveness and practical feasibility of the algorithm proposed in this paper.

Key words: five-phase permanent magnet synchronous motor; dual-plane vector control; five-phase space vector pulse width modulation(SVPWM); triple harmonic suppression

0 引言

无人机技术在近年来取得了快速发展, 逐渐应用在越来越多的领域^[1]。电动舵机作为无人机控制系统中的关键执行元件, 其性能的高低直接关系到飞行姿态和轨迹的控制效果^[2], 对整个无人机的功能发挥具有决定性的影响。电动舵机拥有精度高、质量轻、功耗低等优点, 已成为无人机执行机构的主流设备。无人机飞行过程中复杂的飞行工况

对电动舵机中的电机提出了大功率、高转矩、高可靠性以及调速范围广的要求^[3]。

而多相电机被优先应用在一些要求高可靠性、大功率的应用场合^[4]。五相 PMSM 既具有多相电机的优点, 又有永磁电机转矩密度高、调速范围广、转矩脉动低的特点^[5]。因此在电机驱动和控制技术的研究中, 成为了热点研究方向。

当五相 PMSM 的气隙磁场近似正弦时, 忽略三次谐波影响, 通过控制交轴电流 i_{q1} 实现单平面的矢

收稿日期: 2024-07-25

作者简介: 赵 禧(2000), 女, 硕士研究生, 研究方向为多相 PMSM 高性能控制技术。

量控制。但对含有三次谐波的五相 PMSM 不仅需要对其基波电流进行控制还需要对三次谐波电流进行控制。文献[6]通过前馈控制消除了五相感应电机直轴轴的电压耦合。可以利用三次谐波电流提高电机的输出性能^[7]。文献[8]以定子相电流幅值不变为限制条件, 改变谐波电流的注入量, 优化电机的转矩密度。

五相 PMSM 由五相逆变器供电, SVPWM 调制策略由于其易于数字化实现和较高的直流母线电压利用率而广泛应用^[9]。调制策略常用方法包括: 相邻两矢量、相邻四矢量以及四大矢量 SVPWM。相邻两矢量算法在每个 PWM 周期内电压利用率最大, 但伴生三次谐波电压会使相电流波形失真。相邻四矢量和四大矢量方法都能够抑制伴生三次谐波电压。采用四大矢量方法时电机转矩波动^[10]和电机损耗^[11]都高于相邻四矢量, 而且相比于相邻四矢量, 四大矢量实现复杂性及硬件要求都更高。然而相邻四矢量调制方法母线电压利用率相对较低。文献[12]针对这个问题, 将相邻四矢量算法的调制范围分为线性调制区和非线性调制区, 在非线性调制区内加入参考电压矢量角度变化的影响, 提高了直流母线电压利用率。

本文针对五相 PMSM 矢量控制, 建立了五相 PMSM 数学模型, 通过坐标变换, 实现了同步旋转坐标系下基波平面内和三次谐波平面内励磁电流分量、转矩电流分量的解耦, 进而实现了五相 PMSM 双平面矢量控制。针对五相 SVPWM 调制策略, 提出采用改进的相邻四矢量合成方法, 使得在基波平面合成目标矢量的同时抑制了三次谐波电压的伴生。搭建五相 PMSM 矢量控制系统仿真模型, 进行了仿真分析。最后通过实验验证了本文控制方法的有效性。

1 五相 PMSM 数学模型

针对常用的隐极式五相 PMSM 数学建模有以下假设:

- (1) 电机磁路线性, 忽略铁芯饱和的影响;
- (2) 忽略齿槽分布的影响。

1.1 五相 PMSM 在自然坐标系数学模型

五相 PMSM 在自然坐标系下的数学模型, 包括电压方程、磁链方程和运动方程。

电压方程:

$$\mathbf{U}_s = \mathbf{I}_s \mathbf{R}_s + p \mathbf{\Psi}_s \quad (1)$$

式中, p 为微分算子, $p = d/dt$; \mathbf{U}_s 为电机定子电压矩阵, $\mathbf{U}_s = [u_a \ u_b \ u_c \ u_d \ u_e]^T$; \mathbf{I}_s 为定子电流矩阵, $\mathbf{I}_s = [i_a \ i_b \ i_c \ i_d \ i_e]^T$; \mathbf{R}_s 为电机定子电

阻矩阵, $\mathbf{R}_s = r_s \times \mathbf{I}_{4 \times 4}$; $\mathbf{\Psi}_s$ 为定子磁链矩阵, $\mathbf{\Psi}_s = [\Psi_a \ \Psi_b \ \Psi_c \ \Psi_d \ \Psi_e]^T$ 。

磁链方程为

$$\mathbf{\Psi}_s = \mathbf{L}_s \mathbf{I}_s + \mathbf{\Psi}_m \quad (2)$$

其中, \mathbf{L}_s 为定子电感矩阵

$$\mathbf{L}_s = \begin{pmatrix} L_{ls} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{ls} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_{ls} \end{pmatrix} +$$

$$L_{m1} \begin{bmatrix} 1 & \cos\alpha & \cos2\alpha & \cos3\alpha & \cos4\alpha \\ \cos\alpha & 1 & \cos\alpha & \cos2\alpha & \cos3\alpha \\ \cos2\alpha & \cos\alpha & 1 & \cos\alpha & \cos2\alpha \\ \cos3\alpha & \cos2\alpha & \cos\alpha & 1 & \cos\alpha \\ \cos4\alpha & \cos3\alpha & \cos2\alpha & \cos\alpha & 1 \end{bmatrix} +$$

$$L_{m3} \begin{bmatrix} 1 & \cos3\alpha & \cos6\alpha & \cos9\alpha & \cos12\alpha \\ \cos3\alpha & 1 & \cos3\alpha & \cos6\alpha & \cos9\alpha \\ \cos6\alpha & \cos3\alpha & 1 & \cos3\alpha & \cos6\alpha \\ \cos9\alpha & \cos6\alpha & \cos3\alpha & 1 & \cos3\alpha \\ \cos12\alpha & \cos9\alpha & \cos6\alpha & \cos3\alpha & 1 \end{bmatrix}$$

式中, L_{m1} 、 L_{m3} 分别为基波、三次谐波电感幅值; α 为相邻两相绕组轴线间夹角, $\alpha = 2\pi/5$; $\mathbf{\Psi}_m$ 为永磁体磁链矩阵,

$$\mathbf{\Psi}_m = \mathbf{\Psi}_{m1} \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \cos(\theta - \alpha) \\ \cos(\theta - 2\alpha) \\ \cos(\theta - 3\alpha) \\ \cos(\theta - 4\alpha) \end{bmatrix} + \mathbf{\Psi}_{m3} \begin{bmatrix} \cos3\theta \\ \cos3(\theta - \alpha) \\ \cos3(\theta - 2\alpha) \\ \cos3(\theta - 3\alpha) \\ \cos3(\theta - 4\alpha) \end{bmatrix}$$

式中, $\mathbf{\Psi}_{m1}$ 、 $\mathbf{\Psi}_{m3}$ 分别为基波、三次谐波磁链幅值。

根据电机学原理, 电磁转矩等于磁共能对机械角的偏导数, 即得到电磁转矩方程如下

$$T_e = \frac{\partial W_{co}}{\partial \theta_r} = P \left[\frac{1}{2} \mathbf{I}_s^T \frac{\partial \mathbf{L}_s}{\partial \theta_e} \mathbf{I}_s + \mathbf{I}_s^T \frac{\partial \mathbf{\Psi}_m}{\partial \theta_e} \right] \quad (3)$$

式中, W_{co} 为电机磁共能; P 为电机极对数; T_e 为电机输出电磁转矩; θ_r 为转子机械角度; θ_e 为转子电气角度, 有 $\theta_e = P\theta_r$ 。

对于隐极式五相 PMSM, L_s 与转子的位置角度 θ_e 无关, 则转矩方程可以写为

$$T_e = P \mathbf{I}_s^T \frac{\partial \mathbf{\Psi}_m}{\partial \theta_e} \quad (4)$$

1.2 五相 PMSM 的坐标变换

自然坐标系下的五相 PMSM 数学模型是一个高阶非线性强耦合的多变量时变系统。为了使定子电流中的励磁分量和转矩分量解耦, 首先利用 Clarke

变换将其转换到两相静止坐标系, 随后再应用 Park 变换将其进一步转换到同步旋转坐标系下。

依据等幅值变换原则, 五相 PMSM 由 ABCDE 自然坐标系到 $\alpha - \beta$ 两相静止坐标系的 Clarke 变换矩阵为

$$T = \frac{2}{5} \begin{bmatrix} 1 & \cos\alpha & \cos2\alpha & \cos3\alpha & \cos4\alpha \\ 0 & \sin\alpha & \sin2\alpha & \sin3\alpha & \sin4\alpha \\ 1 & \cos3\alpha & \cos6\alpha & \cos9\alpha & \cos12\alpha \\ 0 & \sin3\alpha & \sin6\alpha & \sin9\alpha & \sin12\alpha \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$T(\theta) = C(\theta)T = \begin{pmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - 2\alpha) & \cos(\theta - 3\alpha) & \cos(\theta - 4\alpha) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - \alpha) & -\sin(\theta - 2\alpha) & -\sin(\theta - 3\alpha) & -\sin(\theta - 4\alpha) \\ \cos3\theta & \cos3(\theta - \alpha) & \cos3(\theta - 2\alpha) & \cos3(\theta - 3\alpha) & \cos3(\theta - 4\alpha) \\ -\sin3\theta & -\sin3(\theta - \alpha) & -\sin3(\theta - 2\alpha) & -\sin3(\theta - 3\alpha) & -\sin3(\theta - 4\alpha) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \quad (7)$$

式(7)中, 矩阵的前两行对应 $d_1 - q_1$ 空间, 基波、 $10k \pm 1 (k = 1, 2, 3, \dots)$ 次谐波映射到此, 形成旋转磁场, 参与机电能量转换生成电磁转矩; 矩阵第三、四两行对应于 $d_3 - q_3$ 空间, $10k \pm 3 (k = 1, 2, 3, \dots)$ 次谐波映射到此, 在含有三次谐波的电机中, 这些谐波也形成旋转磁动势, 也可以参与机电能量转换, 产生电磁转矩; $10k \pm 5 (k = 1, 2, 3, \dots)$ 次谐波投影到第 5 行的零序子空间, 对于五相电机来说, 当其绕组星形连接时, 该项值始终为零。

$d_1 - q_1$ 坐标系的空间旋转速度为同步角转速 ω_e , $d_3 - q_3$ 坐标系的空间旋转速度是 $3\omega_e$ 。电机输出转矩是两空间下的转矩分量的代数和^[13]。

1.3 五相 PMSM 在同步旋转坐标系下数学模型

经过坐标变换, 五相 PMSM 在同步旋转坐标系下的数学模型为

电压方程:

$$\begin{pmatrix} U_{d1} \\ U_{q1} \\ U_{d3} \\ U_{q3} \\ U_0 \end{pmatrix} = r_s \begin{pmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{d3} \\ i_{q3} \\ i_0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L_{d1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{q1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{d3} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{q3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_{ls} \end{pmatrix} \times p \begin{pmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{d3} \\ i_{q3} \\ i_0 \end{pmatrix} + \omega \begin{pmatrix} -L_{q1}i_{q1} \\ L_{d1}i_{d1} \\ -3L_{q3}i_{q3} \\ 3L_{d3}i_{d3} \\ i_0 \end{pmatrix} + \omega \begin{pmatrix} 0 \\ \Psi_{m1} \\ 0 \\ 3\Psi_{m3} \\ i_0 \end{pmatrix} \quad (8)$$

式中, $L_{d1} = L_{q1} = L_{ls} + 2.5L_{m1}$; $L_{d3} = L_{q3} = L_{ls} + 2.5L_{m3}$ 。

由 $\alpha - \beta$ 两相静止坐标系到 $d - q$ 同步旋转坐标系的 Park 变换矩阵为

$$C(\theta) = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 0 & 0 & 0 \\ -\sin\theta & \cos\theta & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos3\theta & \sin3\theta & 0 \\ 0 & 0 & -\sin3\theta & \cos3\theta & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (6)$$

则五相 PMSM 由自然坐标系到 $d - q$ 同步旋转坐标系变换矩阵为

磁链方程:

$$\Psi_{dq} = \begin{bmatrix} L_{d1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{q1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{d3} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{q3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{d1} \\ I_{q1} \\ I_{d3} \\ I_{q3} \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \Psi_{m1} \\ 0 \\ \Psi_{m3} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (9)$$

运动方程:

$$T_e - T_L = J \frac{d\omega}{dt} + B\omega \quad (10)$$

式中, T_L 为负载转矩, J 为转动惯量, ω 为电机机械角速度, B 为阻尼系数。

电磁转矩计算公式:

$$T_e = \frac{\partial W_{co}}{\partial \theta_r} = P \left[\frac{1}{2} I_s^T \frac{\partial L_s}{\partial \theta_e} I_s + I_s^T \frac{\partial \Psi_m}{\partial \theta_e} \right] = \frac{5}{2} P [\Psi_{m1} i_{q1} + 3 \Psi_{m3} i_{q3} + (L_{d1} - L_{q1}) i_{d1} i_{q1} + 3(L_{d3} - L_{q3}) i_{d3} i_{q3}] \quad (11)$$

对于隐极式五相 PMSM, 电磁转矩为

$$T_e = \frac{5}{2} P [\Psi_{m1} i_{q1} + 3 \Psi_{m3} i_{q3}] = K_{T1} i_{q1} + K_{T3} i_{q3} \quad (12)$$

由式(12)可见, 在同步旋转坐标系中, 隐极式五相 PMSM 输出电磁转矩由两部分组成, 分别与 i_{q1} 和 i_{q3} 成比例。

2 五相 PMSM 的矢量控制

2.1 双平面矢量控制

双平面下可以令 $i_{d1} = i_{d3} = i_{q3} = 0$, 通过对交轴电流 i_{q1} 进行控制从而实现电磁转矩的精确控制。

双平面矢量控制框图如图 1 所示。而当电机气隙磁场接近正弦时，此时可以忽略三次谐波影响，双平面可以简化为 $u_{d3} = u_{q3} = 0$ 。

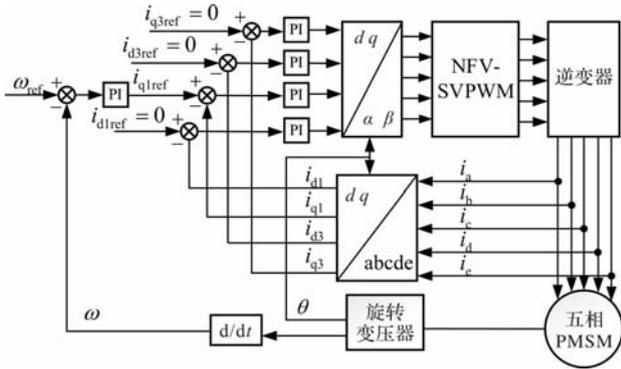


图 1 双平面矢量控制框图

2.2 五相逆变器空间矢量脉宽调制

五相 PMSM 控制系统采用电压型逆变器进行驱动，拓扑结构如图 2 所示。

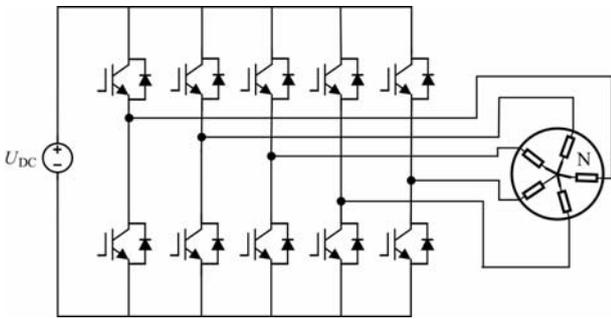


图 2 五相 PMSM 驱动拓扑图

电机绕组星形连接，无中线引出。 U_{dc} 为直流母线电压；N 为绕组中性点； S_x ($x = a, b, c, d, e$) 表示逆变器各桥臂开关状态， S_x 为 1 表示所在支路上桥臂导通， S_x 为 0 表示下桥臂导通，同相上下桥臂互补导通。各逆变器桥臂开关状态不同，合成的空间矢量也不同。用二进制数代表的开关状态可定义 $2^5 = 32$ 种空间电压矢量。 $\alpha_1 - \beta_1$ 、 $\alpha_3 - \beta_3$ 坐标系下空间电压矢量为

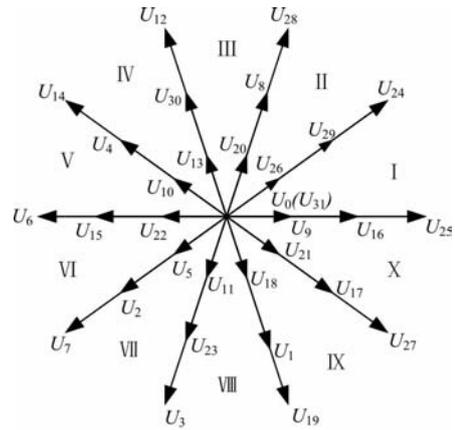
$$\begin{cases} U_{\alpha_1\beta_1} = \frac{2}{5}(u_a + u_b e^{j\delta} + u_c e^{j2\delta} + u_d e^{j3\delta} + u_e e^{j4\delta}) \\ U_{\alpha_3\beta_3} = \frac{2}{5}(u_a + u_c e^{j\delta} + u_e e^{j2\delta} + u_b e^{j3\delta} + u_d e^{j4\delta}) \end{cases} \quad (13)$$

式中， $e^{j\delta}$ 为旋转因子， $\delta = 2\pi/5$

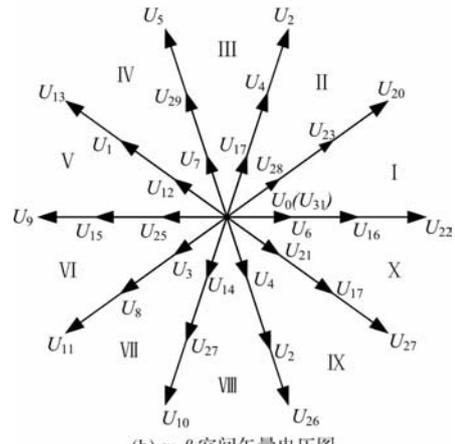
其中 30 个非零矢量由 10 个大矢量 U_L ， 10 个中矢量 U_M ， 10 个小矢量 U_S 构成，另还有两个零矢量。这些矢量将两个二维正交的子空间分别划分为十个扇区，每个扇区占 36° ，如图 3 所示。

由图 3 可以看出，在逆变器不同开关状态下 $\alpha_1 - \beta_1$ 子空间的各矢量与 $\alpha_3 - \beta_3$ 子空间内的各矢量一

一对应。三种矢量幅值大小关系如表 1 所示，从表中可以看出三种矢量幅值满足关系 $U_L : U_M : U_S = 1.618^2 : 1.618^1 : 1$ 。



(a) $\alpha_1 - \beta_1$ 空间矢量电压图



(b) $\alpha_3 - \beta_3$ 空间矢量电压图

图 3 空间矢量电压图

表 1 $\alpha_1 - \beta_1$ 子空间与 $\alpha_3 - \beta_3$ 子空间矢量关系与幅值

$\alpha_1 - \beta_1$	$\alpha_3 - \beta_3$	矢量类别	矢量幅值
$U_{25}, U_{24}, U_{28}, U_{12}, U_{14}, U_6, U_7, U_3, U_{19}, U_{17}$	$U_9, U_{26}, U_{20}, U_{13}, U_{10}, U_{22}, U_5, U_{11}, U_{18}, U_{21}$	大矢量	$0.6472U_{dc}$
$U_{16}, U_{29}, U_8, U_{30}, U_4, U_{15}, U_2, U_{23}, U_1, U_{27}$	$U_{16}, U_{29}, U_8, U_{30}, U_4, U_{15}, U_2, U_{23}, U_1, U_{27}$	中矢量	$0.4U_{dc}$
$U_9, U_{26}, U_{20}, U_{13}, U_{10}, U_{22}, U_5, U_{11}, U_{18}, U_{21}$	$U_{25}, U_{24}, U_{28}, U_{12}, U_{14}, U_6, U_7, U_3, U_{19}, U_{17}$	小矢量	$0.2472U_{dc}$

在基波空间内的三种矢量幅值分别对应五相逆

变器的三种工作状态：四个桥臂开关状态相同，另一相反；三个相邻桥臂开关状态相同，另两个相反；三个不完全相邻桥臂开关状态相同，另两个相反。

在合成目标矢量时，需要先对目标矢量 U_{refl} 在基波空间的扇区进行判断。可以根据目标矢量 U_{refl} 在 α_1 轴和 β_1 轴的分量 $u_{\alpha 1}$ 、 $u_{\beta 1}$ 确定其所在扇区，定义中间变量如式(14)所示：

$$\begin{aligned} A &= u_{\beta 1} \\ B &= 0.5878u_{\alpha 1} - 0.8090u_{\beta 1} \\ C &= 0.9511u_{\alpha 1} - 0.3090u_{\beta 1} \\ D &= -0.5878u_{\alpha 1} - 0.8090u_{\beta 1} \\ E &= -0.9511u_{\alpha 1} - 0.3090u_{\beta 1} \end{aligned} \quad (14)$$

设 N 为扇区判断函数：

$$N = \text{sign}(A) + 4\text{sign}(B) + 2\text{sign}(C) + 4\text{sign}(D) + 4\text{sign}(E)$$

式中， $\text{sign}(x)$ 为符号函数，在 $x > 0$ 时， $\text{sign}(x) = 1$ ；在 $x \leq 0$ 时， $\text{sign}(x) = 0$ 。则 N 与扇区对应关系如表 2 所示。

表 2 N 与各扇区关系

N	7	3	1	5	9	8	12	14	10	6
扇区编号	I	II	III	IV	V	VI	VII	VIII	IX	X

2.3 相邻两矢量调制方法

相邻两矢量调制方法 (NTV-SVPWM) 采用每个扇区相邻的两个大矢量来合成目标矢量。以第一扇区为例，此时由 U_{25} 、 U_{24} 两个矢量来合成目标电压矢量，并设其作用时间分别为 T_1 、 T_2 ，其合成过程如图 4 所示。

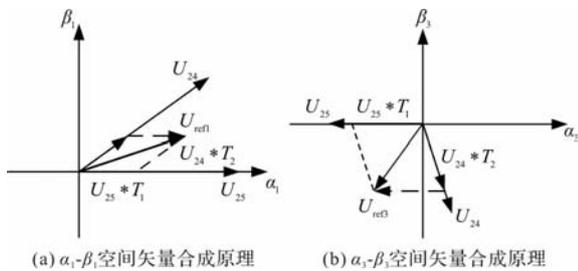


图 4 两矢量合成原理图

利用平行四边形法则和正弦定理，计算出 T_1 、 T_2 为

$$\begin{aligned} T_1 &= \frac{|U_{refl}| \sin(36^\circ - \theta)}{|U_{max}| \sin 36^\circ} T_s \\ T_2 &= \frac{|U_{refl}| \sin(\theta)}{|U_{max}| \sin 36^\circ} T_s \\ T_0 &= T_s - T_1 - T_2 \end{aligned} \quad (15)$$

然而 U_{25} 、 U_{24} 在 $\alpha_1 - \beta_1$ 子空间合成目标矢量

U_{refl} 的同时会在 $\alpha_3 - \beta_3$ 子空间中产生非零矢量 U_{ref3} ，如图 4(b) 所示，从而引入较大的谐波。

2.4 相邻四矢量调制方法

为了抑制伴生三次谐波电压，提出采用一种改进的 NFV-SVPWM。以第一扇区为例，如图 5 所示。在谐波子平面内，基波子平面中方向相同的大矢量和中矢量会转变为方向相反的小矢量和中矢量。因此只需让基波平面内相同方向的大矢量和中矢量的作用时间保持式(16)的比例，就可以消除伴生三次谐波电压。这样，通过调整基本矢量的作用时间，可以有效地使伴生三次谐波电压降为零。

在计算各电压矢量作用时间时，同一方向的大矢量、中矢量可以合成为一个矢量，如在第一扇区内 U_{16} 、 U_{25} 可以合成为一个矢量 U_a ，同时 U_{24} 、 U_{29} 可以合成为一个矢量 U_b ，进而使得四个矢量的作用时间转化为两个矢量的作用时间 T_m 、 T_n ，此时 NFV-SVPWM 就简化为 NTV-SVPWM。

那么 20 个基础电压矢量可以简化为 10 个合成矢量，利用新合成矢量及其作用时间来构成 $\alpha_1 - \beta_1$ 平面内任意参考电压矢量。

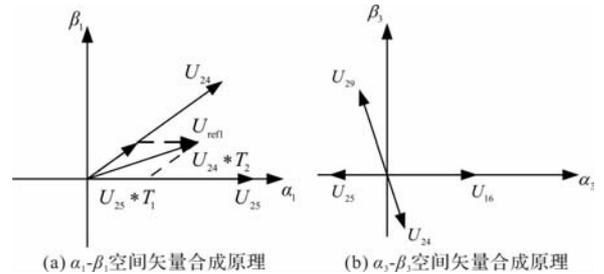


图 5 四矢量合成原理图

$$\frac{T_3}{T_1} = \frac{T_2}{T_4} = 1.618 \quad (16)$$

此时计算各电压矢量作用时间方法与 NTV-SVPWM 相似，根据平行四边形原理、正弦定理得出 T_m 、 T_n 为

$$\begin{aligned} T_m &= \frac{|U_{refl}| \sin(36^\circ - \theta)}{|U_{max}| \sin 36^\circ} T_s \\ T_n &= \frac{|U_{refl}| \sin(\theta)}{|U_{max}| \sin 36^\circ} T_s \\ T_0 &= T_s - T_m - T_n \end{aligned} \quad (17)$$

则根据式(16)可得出 U_{16} 、 U_{24} 、 U_{25} 、 U_{29} 的作用时间分别为

$$\begin{aligned} T_1 &= 0.382T_m \\ T_2 &= 0.618T_n \\ T_3 &= 0.618T_m \\ T_4 &= 0.382T_n \end{aligned} \quad (18)$$

在这种控制方式下，为减少逆变器开关损耗，应合理安排开关作用时序，使得一个开关在一个调制周期内只开合一次。例如当目标矢量在第一扇区时，矢量作用顺序为： U_0 、 U_{16} 、 U_{24} 、 U_{25} 、 U_{29} 、 U_{31} 、 U_{31} 、 U_{29} 、 U_{25} 、 U_{24} 、 U_{16} 、 U_0 ，PWM 波形如图 6 所示。

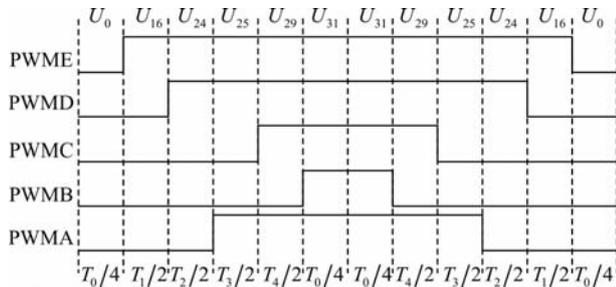


图 6 NFV-SVPWM 作用顺序及作用时间

同理可推导出其余九个扇区各个基本电压矢量的作用时间。各扇区与其相对应的各基本电压矢量作用时间的对照关系如表 3 所示。查询表 4，即可得到各桥臂与三角载波比较的时间参考。

定义变量 T_a 、 T_b 、 T_c 、 T_d 、 T_e

$$\begin{cases} T_a = \frac{T_s - T_1 - T_2 - T_3 - T_4}{4} \\ T_b = T_a + \frac{T_1}{2} \\ T_c = T_b + \frac{T_2}{2} \\ T_d = T_c + \frac{T_3}{2} \\ T_e = T_d + \frac{T_4}{2} \end{cases} \quad (19)$$

表 3 扇区与基本电压矢量作用时间关系

扇区	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
T_1	U_{16}	U_{29}	U_8	U_{30}	U_4	U_{15}	U_2	U_{23}	U_1	U_{27}
T_2	U_{24}	U_{28}	U_{12}	U_{14}	U_6	U_7	U_3	U_{19}	U_{17}	U_{25}
T_3	U_{25}	U_{24}	U_{28}	U_{12}	U_{14}	U_6	U_7	U_3	U_{19}	U_{17}
T_4	U_{29}	U_8	U_{30}	U_4	U_{15}	U_2	U_{23}	U_1	U_{27}	U_{16}

表 4 扇区矢量切换点

扇区	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
T_{cm1}	T_a	T_b	T_c	T_d	T_e	T_e	T_d	T_c	T_b	T_a
T_{cm2}	T_b	T_a	T_a	T_b	T_c	T_d	T_e	T_e	T_d	T_c
T_{cm3}	T_d	T_c	T_b	T_a	T_a	T_b	T_c	T_d	T_e	T_e
T_{cm4}	T_e	T_e	T_d	T_c	T_b	T_a	T_a	T_b	T_c	T_d
T_{cm5}	T_c	T_d	T_e	T_e	T_d	T_c	T_b	T_a	T_a	T_b

3 仿真研究

为了验证本文控制方法的有效性，在 Matlab/Simulink 中搭建五相 PMSM 的矢量控制仿真模型进

行了仿真研究。五相 PMSM 参数如表 5 所示。

表 5 五相 PMSM 参数

参数	参数值
额定功率/kW	1.7
额定电压/V	270
定子电阻/ Ω	1
极对数	4
转动惯量/ $kg \cdot m^2$	3.14×10^{-5}
$L_{d1} = L_{q1}$ /mH	4
$L_{d3} = L_{q3}$ /mH	2
永磁体定子磁链/Wb	0.065

稳态五相 PMSM 相电流波形如图 7 所示。空载时，0.1s 给定参考转速 1000r/min，转速响应波形如图 8(a)所示，可以看到转速响应无超调，上升时间为 0.121s；在 0.3s 时突加负载 1.5Nm，转速最大跌落约 95r/min，恢复时间 0.094s。对应电机电磁转矩如图 8(b)所示。图 8(c)为电机运行时 i_{d1} 、 i_{q1} 的响应波形图。从电机转速的响应波形可知，系统具有良好的稳态、动态性能以及抗负载扰动能力。

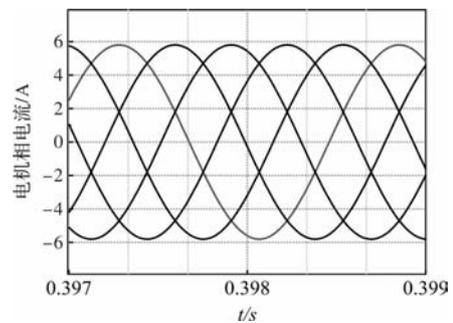
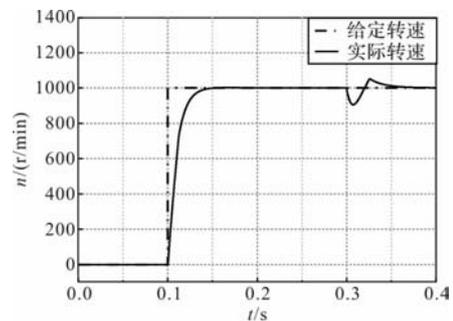
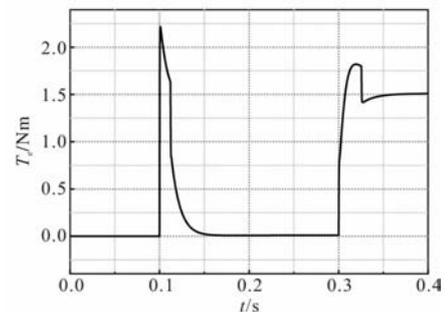


图 7 电机相电流仿真波形图



(a) 电机转速仿真波形



(b) 电机转矩仿真波形

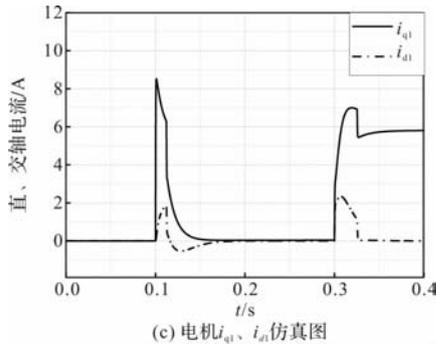


图 8 电机 1000/min 仿真波形图

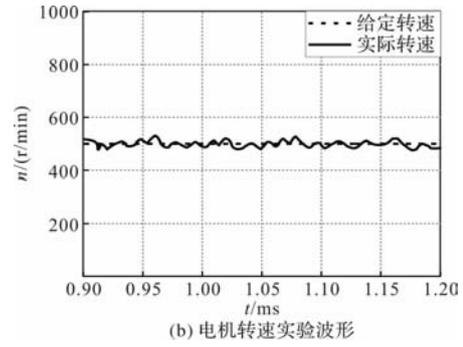


图 10 电机 500/min 实验波形图

4 实验验证

搭建五相 PMSM 实验平台如图 8 所示，包含一台五相 PMSM、控制器、上位机。主控芯片采用 DSP28335，电流环控制周期 $125 \mu s$ ，速度环控制周期 $250 \mu s$ ，电机转子位置通过旋变检测，电机转速通过位置实时计算，电机电流通过霍尔传感器实现检测，母线电压 $270 V$ ，与上位机通信周期为 $5ms$ ，负载通过测功机施加。电机参数如表 5 所示。



图 9 五相 PMSM 控制系统实验平台

图 10 为五相 PMSM 实验波形图。图 10(a) 为相电流波形图。图 10(b) 中，电机空载运行给定转速 $500 r/min$ 。在稳态阶段，转速波动范围约为 $\pm 30 r/min$ 。

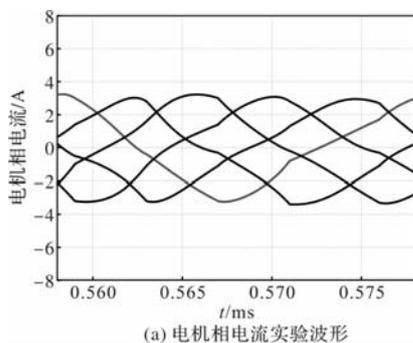


图 11 为空载工况下在 $2.2s$ 时刻对电机施加阶跃指令 $1000 r/min$ ，系统阶跃响应的超调量为 12% ，调节时间 $0.126s$ 。 $5.37s$ 时刻给电机加上负载转矩 $1.5 Nm$ ，电机转速最大跌落 $231r/min$ ，恢复时间 $0.58s$ 。

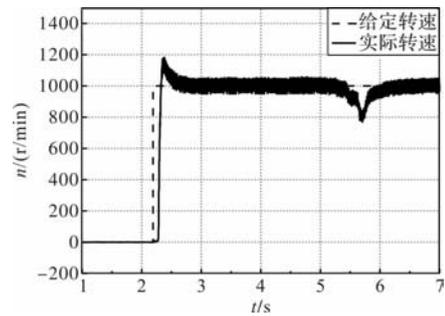


图 11 电机 1000/min 转速动态响应

5 结 语

本文对无人机用舵机的五相 PMSM 控制系统进行了研究。首先建立了五相 PMSM 在自然坐标系下数学模型，随后经过坐标变换得到同步旋转坐标系下的数学模型，进而设计了双平面矢量控制策略，通过对基波平面和谐波平面电流同时控制达到提升电机转矩平稳性的目的。同时针对 NTV-SVPWM 所产生的伴生三次谐波电压提出采用改进的 NFV-SVPWM，通过控制基波平面内电压矢量及其作用时间来消除谐波平面内的伴生三次电压，从而抑制了谐波所造成的转矩波动。最后搭建了仿真模型和实验平台。仿真研究与理论分析相吻合。实验结果显示系统的稳、动态性能，说明了本文控制方法的有效性和实际可行性。

参考文献

- [1] 李宝玲, 刘新妹, 殷俊龄, 等. 基于 FPGA 的电动舵机滑模控制系统[J]. 微电机, 2024, 57(01): 36-41.
- [2] 孙宾, 应浩. 基于无人直升机的舵机建模与控制律设计[J]. 微电机, 2020, 53(4): 99-102.

(下转第 32 页)

积分型扩张状态观测下无刷直流电机转矩脉动自动抑制

黄先帜

(郴州技师学院, 湖南 郴州 423000)

摘要: 受无刷直流电机运行过程稳定性不强的影响, 在设计无刷直流电机转矩脉动自动抑制方法时, 通常会出现因电机转矩状态估计不准确导致方法的抑制性能不佳。对此, 现提出积分型扩张状态观测下无刷直流电机转矩脉动自动抑制方法。通过计算无刷直流电机的电压方程、电磁转矩方程、电机运行方程, 构建无刷直流电机数学模型, 由此, 对电机扩张状态模型进行构建, 并设计积分型扩张状态观测器, 从而对电机转矩脉动状态估计, 根据估计的转矩状态值, 对电机转矩脉动出现的原因进行分析, 从而设计相应的抑制策略。通过上述的设计, 完成对无刷直流电机转矩脉动自动抑制方法的设计。实验结果表明, 积分型扩张状态观测下无刷直流电机转矩脉动自动抑制方法在实际应用中抑制性能较好。

关键词: 积分型扩张状态观测器; 无刷直流电机; 转矩脉动; 自动抑制; 抑制方法; 方法设计

中图分类号: TM36 + 1; TP272

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2025)01-0021-05

Automatic Suppression of Torque Ripple in Brushless DC Motors Under Integral Expansion State Observation

HUANG Xianzhi

(Chenzhou Technician College, Chenzhou Hunan 423000, China)

Abstract: Due to the weak stability of the operation process of brushless DC motors, when designing automatic suppression methods for torque ripple in brushless DC motors, it is common to encounter poor suppression performance due to inaccurate estimation of motor torque state. A method for automatic suppression of torque ripple in brushless DC motors under integral expansion state observation was proposed. By calculating the voltage equation, electromagnetic torque equation, and motor operation equation of a brushless DC motor, a mathematical model of the motor was constructed. Based on this, the motor expansion state model was constructed, and an integral expansion state observer was designed to estimate the motor torque ripple state. Based on the estimated torque state value, the causes of motor torque ripple were analyzed, and corresponding suppression strategies were designed. Through the above design, complete the design of an automatic suppression method for torque ripple of brushless DC motors. The experimental results show that the automatic suppression method for torque ripple of brushless DC motors under integral expansion state observation has good suppression performance in practical applications.

Key words: integral type extended state observer; brushless DC motor; torque ripple; automatic suppression; suppression methods; method design

0 引言

无刷直流电机在运行过程中, 由于其特殊结构的影响, 加上其工作原理的特殊性, 导致转矩脉动的产生, 从而影响到电机的工作性能。在换相过程中, 由于转子自身的旋转惯性力的影响, 导致电机在换相瞬间产生较大的转矩脉动。这种脉动不仅会对电机的输出转矩产生影响, 还会通过电机与负载之间的连接机构传递到整个系统中, 从而对整个系统的稳定性和性能造成不利影响。随着电机控制技

术的不断发展, 对电机转矩脉动抑制的需求也日益迫切^[1]。传统的抑制方法虽然可以在一定程度上抑制转矩脉动, 但往往需要对电机的数学模型进行精确建模和参数辨识, 且对于非线性、时变和不确定性因素的适应性较差, 整体抑制效果并不佳。

在上述研究背景下, 国内外不少研究学者对此展开了研究, 并提出了自己的观点。文献[2]先对无刷直流电机的特性展开分析, 并设计相应的控制算法, 采用直接转矩控制优化逆变器的控制策略, 引入磁场定向控制策略, 减小转矩脉动, 通过调整

收稿日期: 2024-05-27; 修回日期: 2024-08-12

作者简介: 黄先帜(1982), 男, 高级讲师, 研究方向为电子技术应用, 电气自动化等。

电机开关频率,设计电机控制系统的滤波器,实现对电机转矩脉动抑制。该方法在设计中引入了多种算法,将会增强抑制过程的复杂性,导致方法的抑制效果不稳定。文献[3]先构建无刷直流电机数学模型,设计预测算法,结合电机的运行状态,预测电机在下一时刻的占空比,通过对占空比进行优化调整,生成相应的闭环控制算法,实现对电机转矩脉动的抑制。该方法应用的预测占空比算法对实时性要求较高,若电机运行状态数据采集不及时,将会直接影响到方法的抑制效果。文献[4]先对大型船用无刷直流电机的运行特性展开分析,建立转矩脉动的预测模型,实时预测电机在运行过程中的转矩脉动情况,再设计有效的抑制策略,通过调整电流波形等方式,在换相过程中,抑制电机的转矩脉动。该方法由于采用了大量的算法和模型,导致其在抑制时,很难将不同模型和算法的参数协调,从而存在部分算法性能不佳,影响最终的抑制结果。文献[5]通过分析开关磁阻电机的特性,设计转矩分配函数,实时采集电机的运行状态信息,输出相应的控制策略,获取对应的控制信号。但该方法仅对特定电机有着较好的抑制效果,方法的适用性不强。

因此,在上述研究的基础上,本文设计了积分型扩张状态观测下无刷直流电机转矩脉动自动抑制方法。本研究深入分析电机转矩脉动产生的原因及其抑制策略,可以为电机控制理论的发展提供新的思路和方法,也为电机控制领域提供了新的研究方向和技术手段。同时,本研究可以在多个领域中进行使用,如航空航天、电动汽车等,能够有效提高这些领域系统的稳定性,降低系统的维护成本和使用风险。

1 无刷直流电机转矩脉动自动抑制方法设计

1.1 无刷直流电机数学模型构建

无刷直流电机作为一种较为特殊的直流电机,其在运行时,抛弃了传统电机的机械电刷和换向器,选用了更为智能的电子换向器。电子换向器的使用,让电机在实际应用中减少了机械磨损和摩擦,也提高了电机的实际工作效率^[6]。为了更好地抑制电机转矩脉动,需要先对无刷直流电机的动态行为进行分析,从而构建无刷直流电机数学模型。

在本文的设计中,构建的无刷直流电机数学模型主要分为三部分,分别为电压方程、转矩方程和运动方程。在构建电压方程时,由于电机的转子为永磁体,可以直接产生磁场,无需励磁电流,因此,仅需考虑电机自身的电压和电阻值^[7]。其构建的电

压方程具体如下所示:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_s - M & 0 & 0 \\ 0 & L_s - M & 0 \\ 0 & 0 & L_s - M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_n \\ u_n \\ u_n \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中, u_a 、 u_b 、 u_c 分别表示电机在运行的过程中,其在不同相的电压值, R_s 表示电机自身的电阻值, i_a 、 i_b 、 i_c 分别表示电机的 A 相、B 相、C 相的电流值, M 表示电机在运行过程中的互感值, L_s 表示电机在运行时,受到电压变化影响产生的电感值, e_a 、 e_b 、 e_c 分别表示电机 A 相、B 相、C 相定子绕组各相的反电动势, u_n 表示电机的中点电压值。

在上述基础上,构建电机的电磁转矩方程^[8]。其具体构建结果如下所示:

$$\begin{cases} T_c = \frac{P_c}{w_m} \\ P_c = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c \\ w_m = \frac{2\pi n}{60} \end{cases} \quad (2)$$

式中, T_c 表示电机的电磁转矩方程, P_c 表示电机在运行过程中产生的有效电磁功率值, w_m 表示电机在不间断运行时,其自身转子的角速度, n 表示电机在不间断运行时,其定子的额定转速。

上述为构建的电机电磁转矩方程,以此为基础,构建电机的运动方程。在构建运动方程时,需要分析无刷直流电机转子的运行特性及带载情况^[9]。由此,得到的电机运行方程如下所示:

$$J \frac{dw_m}{dt} = Z_c - Z_L - K_m w_m \quad (3)$$

式中, J 表示电机的定子转动时,其自身的转动惯量, Z_c 表示电机转子的额定力矩, Z_L 表示电机在负载状态下运行的转矩值, K_m 表示电机在负载状态下的粘滞系数。

通过上述式(1)、式(2)、式(3)的计算,完成对无刷直流电机数学模型的构建,为后续估计电机转矩脉动状态奠定基础。至此,无刷直流电机数学模型构建的设计完成。

1.2 积分型扩张状态观测下的电机转矩脉动状态估计

将上述构建的无刷直流电机数学模型作为基础,在积分型扩张状态观测器的作用下,对电机转矩脉动状态展开估计。积分型扩张状态观测器通过跟踪被测对象

的输出信号, 并估计被控对象的未知扰动部分的总和。将其应用到电机转矩脉动状态估计中, 先构建电机扩张状态模型, 再构建相应的积分型扩张状态观测器^[10]。利用该扩张器, 对电机转矩脉动状态进行估计。

在上述过程中, 电机扩张状态模型的构建结果如下所示:

$$\begin{cases} y_k(t) = [A_k x_k(t) + u_k(t) + h_b \Delta_c(t)] Z_t \\ Z_t = m_1 \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} + m_2 T_c + m_3 J \frac{dw_m}{dt} \end{cases} \quad (4)$$

式中, $y_k(t)$ 表示对电机模型进行扩张后的状态模型, A_k 表示扩张矩阵, $x_k(t)$ 表示电机信号函数, $u_k(t)$ 表示电机扰动函数, $\Delta_c(t)$ 表示电机补偿值, h_b 表示电机总扰动微分值, Z_t 表示电机的原始状态模型, m_1 表示电机电压方程的拟合参数, m_2 表示对电机转矩方程进行拟合的参数, m_3 表示对电机运动方程进行拟合的拟合参数。

利用上述公式, 得到相应的电机扩张状态模型, 以此为基础, 通过对电机扰动情况的分析和观测, 构建相应的积分型扩张状态观测器^[11]。其具体构建结果如下所示:

$$g_c(t) = A_k y_k(t) + p_z u_k(t) - w(y_1(t) - x_1(t)) \quad (5)$$

式中, $g_c(t)$ 表示构建的积分型扩张状态观测器, p_z 表示累积积分函数, w 表示扩张增益系数, $y_1(t)$ 表示随机观测值, $x_1(t)$ 表示随机预测值。

通过上述公式, 完成积分型扩张状态观测器的设计。在此基础上, 对电机转矩脉动状态进行估计^[12]。其具体估计过程如下所示:

$$\begin{cases} h_1 = h_2 + \beta_1 (y_1 - h_1) \\ h_2 = g_c(t) f(h_1, h_2, u) + h_3 + \beta_2 (y_1 - h_1) \\ h_3 = \beta_3 (y_1 - h_1) + h_1 + h_2 \end{cases} \quad (6)$$

式中, h_1 、 h_2 分别表示电机数学模型的不同状态变量, β_1 、 β_2 、 β_3 分别表示电机数学模型在不同扰动状态下的扰动参数, u 表示电机数学模型的转矩脉动均值, $f(\cdot)$ 表示电机转矩脉动估计参数, h_3 表示电机转矩脉动状态估计值。

通过上述公式, 完成对电机转矩脉动状态估计, 为后续设计电机转矩脉动自动抑制奠定基础^[13]。至此, 积分型扩张状态观测下的电机转矩脉动状态估计的设计完成。

1.3 无刷直流电机转矩脉动自动抑制策略设计

在上述设计的基础上, 设计无刷直流电机转矩脉动自动抑制策略。在设计策略的过程中, 根据上述估计的电机转矩脉动状态值, 对无刷直流电机转

矩脉动产生的进行分析, 根据分析结果, 选择对应的抑制策略^[14]。其具体分析结果如图 1 所示。

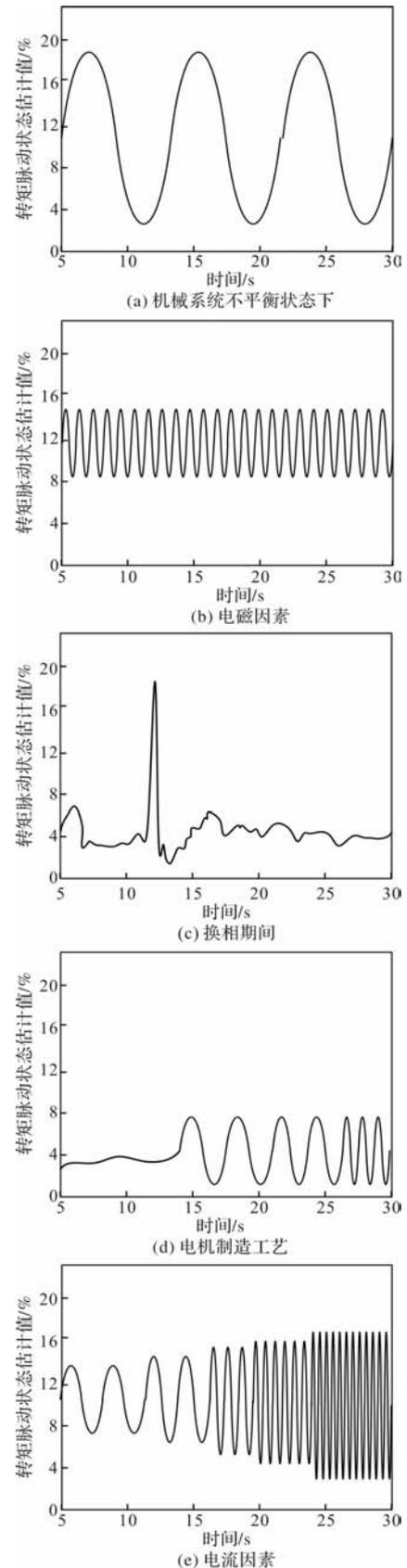


图 1 不同原因电机转矩脉动的状态估计值的波动情况

如图 1 所示, 上述为不同原因导致的电机转矩脉动, 其对应的状态估计值。根据不同的状态估计

值变化,设计不同的抑制策略^[15]。其设计的抑制策略具体如表 1 所示。

表 1 不同转矩脉动状态估计值对应的抑制策略

序号	电机转矩脉动状态估计	抑制策略
1	图(a)	对电机机械部件的质量进行检查,确保质量的合理性
2	图(b)	优化电机的电磁设计,减小电磁场分布的不均匀性
3	图(c)	优化换相时刻的选择,使换相过程更加平滑
4	图(d)	使用高品质的燃料和空气滤清器,确保燃料和空气的混合比例正确
5	图(e)	使用更先进的流量控制技术,如变量泵、流量控制阀等

如图 1 所示,针对不同电机转矩脉动的成因,选择不同的抑制策略,这不仅能够提高抑制效果,还能够有效减少抑制成本。至此,积分型扩张状态观测下的无刷直流电机转矩脉动自动抑制方法的设计完成。

2 实验测试

在理论设计的基础上,展开实验验证。采用对比方法验证本文方法(方法 1),基于预测占空比的无刷直流电机转矩脉动抑制方法(方法 2),大型船用无刷直流电机转矩脉动抑制方法(方法 3)在实际应用中的效果。

2.1 实验准备

为验证本文设计的方法在实际应用中的性能,进行实验测试。实验中,选择多个型号的无刷直流电机作为研究对象,利用电压传感器等多个传感器采集电机的状态数据,再利用数据处理工具对上述采集的数据进行处理和分析。本次实验的具体参数设置如表 2 所示。

表 2 实验参数

序号	实验参数	参数设置
1	电机额定功率	100 W、500 W、1 kW 等
2	电机额定电压	24 V、48 V、72 V 等
3	电机额定转速	3000r/min、6000r/min、10000r/min
4	控制周期	500 μ s
5	采样频率	2kHz
6	β_1	100
7	β_2	200
8	β_3	300
9	电源电压	48V

表 2(续)

序号	实验参数	参数设置
10	环境温度	25 $^{\circ}$ C
11	环境湿度	50% RH

如上表所示,按照上述实验参数,展开实验测试。实验中,为更加直观地分析电机的转矩脉动,利用本文设计的方法,对型号为 BLDC2212-25 的无刷直流电机进行转矩脉动状态估计,该电机功率为 250W,最高转速可达 14000r/min。该电机的转矩脉动状态估计值如图 2 所示。

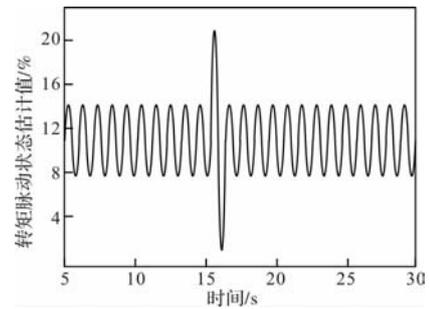


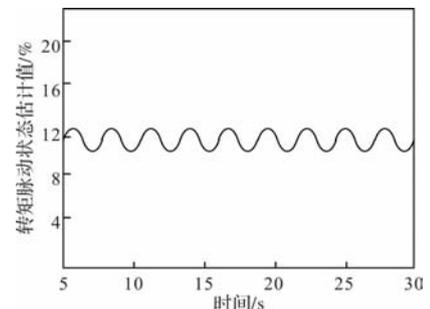
图 2 BLDC2212-25 型号的无刷直流电机转矩脉动状态估计值

如图 2 所示,该电机导致转矩脉动出现的原因是电机内部的电磁场分布不均匀,加上电流在换相时,内部电流波动引起。

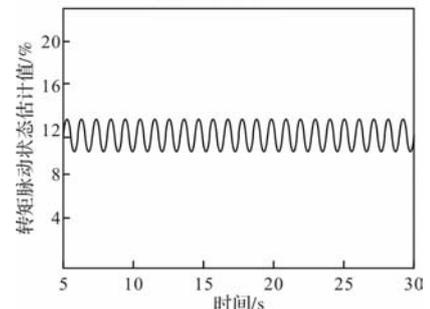
根据上述原因,制定对应的抑制策略。并将三种方法的抑制结果进行对比。

2.2 实验结果讨论

实验中,上述三种方法对 BLDC2212-25 型号的无刷直流电机进行转矩脉动抑制。其抑制结果如图 3 所示。



(a) 方法1的抑制结果



(b) 方法2的抑制结果

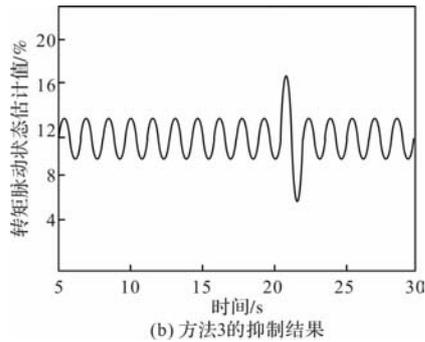


图3 三种方法的抑制结果

如图3所示,方法1有效抑制了两种原因导致的电机转矩脉动,其波动频率和波动幅度较为最低,方法2仅抑制了由于电机换相导致的转矩脉动,波动过程较为频繁,方法3仅抑制了因电机内部磁场导致的转矩脉动,抑制效果较为单一。因此,本文设计的方法在实际应用中抑制性能较好。

为进一步验证上述三种方法在实际应用中的效果,以方法的能效比为实验指标,对比三种该方法的抑制性能。实验中,利用三种方法对多个型号的无刷直流电机进行抑制,统计其抑制过程中的能效比。其具体统计结果如表3所示。

表3 三种方法的能效比

电机编号	方法1/%	方法2/%	方法3/%
#001	98.12	86.26	75.12
#002	96.23	84.57	74.12
#003	97.33	84.15	66.26
#004	96.98	83.26	68.41
#005	95.99	84.56	76.12
#006	96.12	89.15	73.26
#007	96.58	86.23	71.15
#008	97.48	84.17	72.25
#009	96.26	86.13	74.15
#010	98.12	87.15	73.62

如表3所示,方法1的能效比较高,且对多个电机的抑制效果均较好。方法2和方法3的抑制效果则相对较差,且在不同电机中的抑制性能存在一定差距。因此,本文设计的方法在实际应用中抑制性能较好。

3 结 语

转矩脉动作为电机运行中一大干扰因素,不仅会对电机自身的运行情况造成影响,还可能导致能源浪费和部件磨损。因此,抑制转矩脉动对于提高电机性能至关重要。积分型扩张状态观测方法以其独特的观测机制,为转矩脉动的自动抑制提供了有效的解决方案。通过实时、精确地监测电机状态,该方法能够准确捕捉转矩脉动的动态变化,并据此进行精确的调节和控制,从而在确保电机稳定运行

的同时,显著降低转矩脉动。这一方法的应用不仅提升了电机的整体性能,还推动了电机技术的进步和发展。在工业自动化和绿色能源领域,这一技术策略将发挥越来越重要的作用,为电机系统的优化和能源的高效利用提供有力的技术支持。

参考文献

- [1] 严永强,迟耀丹. 无刷直流电机转矩脉动抑制策略的仿真研究[J]. 日用电器, 2024, 32(03): 29-36.
- [2] 李珍国,韩启萌,贾益丞,等. 基于回馈升压逆变器的无刷直流电机宽速度范围转矩脉动抑制[J]. 电工技术学报, 2024, 39(06): 1725-1736.
- [3] 马博为,宋文祥,阮志煌. 基于预测占空比的无刷直流电机转矩脉动抑制[J]. 微电机, 2022, 55(11): 82-91.
- [4] 查竞舟. 大型船用无刷直流电机转矩脉动抑制方法[J]. 舰船科学技术, 2023, 45(18): 115-118.
- [5] 张笑. 基于转矩分配函数的开关磁阻电机转矩脉动抑制研究[J]. 科学技术创新, 2024, (04): 201-204.
- [6] 李烽,王凯,朱姝姝,等. 基于不等匝绕组的交替极永磁电机转矩脉动抑制技术[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(11): 21-29.
- [7] 王凯,孙海阳,朱姝姝,等. 基于气隙磁场重构的永磁电机转矩脉动抑制研究(英文)[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(07): 2563-2573.
- [8] 宋金星,张倩,叶超,等. 基于高频方波注入的永磁同步电机转矩脉动抑制策略[J]. 科学技术与工程, 2023, 23(18): 7779-7786.
- [9] 胡艳芳,康智勇,孙德博,等. 基于区间分段转矩分配函数的开关磁阻电机转矩脉动抑制[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(10): 54-62.
- [10] 童拉念,高霆,高艳红,等. W型永磁电机转矩脉动分析与抑制方法[J]. 科学技术与工程, 2022, 22(03): 1023-1031.
- [11] 翟理,汪洋,胡利民,等. 基于SiC MOSFET的水下高速电机转矩脉动抑制研究[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(03): 72-80.
- [12] 刘成,胡建辉,尚静. 基于改进自抗扰控制的共直流母线开绕组永磁同步电机转矩脉动抑制策略[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(02): 779-789.
- [13] 曹莹,关文卿,罗蕊. 基于SVPWM及ADRC算法的无刷电机转矩脉动抑制控制系统研究[J]. 测控技术, 2021, 40(01): 150-156.
- [14] 金子剑,安跃军,安辉,等. 真空泵用开关磁阻电机转矩脉动抑制分析[J]. 电工技术, 2022, (17): 190-193, 196.
- [15] 隋嘉庆,冯桂宏,张炳义. 基于不等磁极组合的外转子内置式永磁同步电机转矩脉动抑制研究[J]. 电机与控制应用, 2022, 49(03): 61-67.

基于脉冲耦合神经网络和粒子群优化算法的水轮发电机组故障在线录波检测

陈勇旭, 万 科

(国能大渡河猴子岩发电有限公司, 四川 康定 626005)

摘要: 提出基于脉冲耦合神经网络和粒子群优化算法的水轮发电机组故障在线录波检测方法, 实时检测水轮发电机组的工作情况, 识别隐性异常, 防止出现严重故障, 保证水轮发电机的平稳运行。利用故障录波器通过不同的采样频率分段记录水轮发电机组故障前后的电气量作为故障录波数据, 采用粒子群优化算法, 以记录的水轮发电机组故障录波数据波形 SINR(信噪比)最大为目标进行波形优化, 降低外界环境各种干扰源及噪声的影响; 将优化后的故障录波波形作为 PCNN 网络的输入数据, 构建脉冲耦合神经网络, 根据网络神经元所携带脉冲生成器的激活情况和脉冲的释放情况, 判断出水轮机是否存在故障、故障的类型和严重程度等信息, 实现水轮发电机组故障在线录波检测。实验表明, 应用该方法可以及时、精准地检测出水轮发电机组故障类型, 且在故障捕捉率方面有着较好表现。

关键词: 水轮发电机组; 脉冲耦合神经网络; 录波数据; 灰度化; 故障检测; 粒子群算法

中图分类号: TM312 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-6848(2025)01-0026-07

Online Wave Recording Detection of Hydro-generator Set Faults Based on Pulse Coupled Neural Network and Particle Swarm Optimization Algorithm

CHEN Yongxu, WAN Ke

(CHN Energy Dadu River Houziyan Power Generation Co., LTD., Kangding Sichuan 626005, China)

Abstract: Proposed an online fault recording detection method for hydroelectric generators based on pulse coupled neural network and particle swarm optimization algorithm, which could detect the working condition of hydroelectric generators in real time, identify hidden anomalies, prevent serious faults, and ensure the smooth operation of hydroelectric generators. Using a fault recorder to segment and record the electrical quantities before and after faults in a hydroelectric generator set at different sampling frequencies as fault recording data, the particle swarm optimization algorithm was used to optimize the waveform of the recorded fault recording data of the hydroelectric generator set with the goal of maximizing the SINR (signal-to-noise ratio), reducing the influence of various external interference sources and noise; Using the optimized fault recording waveform as input data for the PCNN network, a pulse coupled neural network was constructed. Based on the activation and release of the pulse generator carried by the network neurons, information such as whether there is a fault in the water turbine, the type and severity of the fault were determined, and online fault recording detection of the water turbine generator set was achieved. The experiment shows that the application of this method can timely and accurately detect the types of faults in hydroelectric generators, and has good performance in fault capture rate.

Key words: water turbine generator set; pulse coupled neural network; recording data; graying; fault detection; particle swarm optimization algorithm

0 引言

水轮发电机组作为水电站的核心设备, 电力部门对其性能的要求较为严格, 特别是连续工作方面更是要求颇高。由于其构造复杂且各组成部分联系密切, 一旦某处发生故障就会出现链式反应, 使整

个机组乃至整个发电过程都不能正常运行^[1-3]。所以为了使水轮发电机组能够安全运行, 提高供电质量, 对水轮发电机组开展故障在线检测非常重要。

近年来, 诸多国内外学者关于发电机组故障问题进行了较多研究, 并取得了一定的研究成果, 如吾买尔·吐尔逊等人利用振动传感器采集水轮发电

收稿日期: 2024-06-03

作者简介: 陈勇旭(1985), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为水力发电设备在线监测, 水轮发电机故障分析等。

通讯作者: 万 科(1986), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为水力发电设备在线监测, 发电厂二次设备设计。

机组运行时的振动信号，对其实施预处理去除噪声干扰，建构故障样本数据，设置好有关参数后，将样本数据输入至 MATLAB 数学分析软件中的免疫算法程序中完成对水轮发电机组的故障检测，但是当水轮发电机组出现新的故障类型或异常情况时，该方法就需要重新调整算法参数，无法及时应对新的故障情况^[4]；黎梓昕等人从水轮机组原始振动信号中提取多维特征量，通过核主成分分析法完成对其的降维与特征提取，采用粒子群算法获取支持向量机(Support Vector Machine, SVM)模型的最佳参数，实现对支持向量机的改进，将之前提取的特征输入至改进后的 SVM 模型中，利用该模型实现对水轮发电机组出现的故障运行检测，但该方法对噪声和异常值较为敏感，如果数据中存在噪声或异常值，则会干扰最终的检测结果^[5]；Ghods M 等人根据发电机健康及故障状态下空载和满载性能的分析结果，构建发电机气隙磁导率和感应电压的解析模型，利用有限元法对模型进行求解，得到电流图谱，进而从中获取边带分量幅值，根据幅值对发电机动态偏心故障进行判断，但该方法在模型求解过程中，易出现发散问题，使求解过程变得不稳定^[6]；Freeman B 等人利用连续 Morlet 小波变换获取转子轴在 1P 频率范围内的小波系数，依据小波系数将故障指标制成特征空间，通过主成分分析法在特征空间内进行数据降维处理，最后采用 k-最近邻机器学习算法完成对故障的检测，但该方法对轻微的不平衡故障不够敏感，不易检测出初期故障^[7]。

脉冲耦合神经网络(Pulse Coupled Neural Network, PCNN)属于机器学习算法，仿照位于动物视觉皮层上的脉冲振动而建立，有着计算效率高、容错性好等特点^[8]；粒子群优化算法(Particle Swarm Optimization, PSO)属于求优方法，其优势在于参数少、运算简单，收敛迅速、搜寻性能好^[9,10]。因此，研究基于脉冲耦合神经网络和粒子群优化算法的水轮发电机组故障在线录波检测的方法，旨在实现水轮发电机组故障的准确检测、提高水轮发电机组的安全性和稳定性。

1 水轮发电机组故障在线录波检测

1.1 水轮发电机组故障录波数据记录

水轮机与发电机构成了水轮发电机组。水轮机是驱动设备，主要包括叶片、转轮、导叶、蜗壳等部分；发电机是电流生成设备，主要包括定子、转子、线圈等部分^[11]。水轮发电机组常见故障主要

有：转子不平衡、励磁故障、轴承故障、匝间短路故障、出口断路器故障、叶片受损、水力不平衡、其他故障。当出现上述故障时，就会引起水轮发电机组中电压或电流的异常波动。在电力系统中，这些在某种条件下，记录下来的电压、电流等电气量数据，则称之为录波数据。对于水轮发电机组来说，当其发生故障时，利用可有效记录水轮发电机组故障暂态过程的故障录波器通过波形图的形式记录下这些发生故障时的电气量数据，获取可以提供关于故障发生时的电气状态信息的数据，用于后续的分析比较，以确定故障的类型。

故障录波器可通过不同的采样频率分段记录水轮发电机组故障前后的电气量，具体的分段情况如图 1 所示。

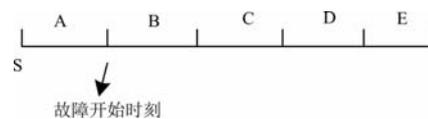


图 1 故障录波器数据记录时段

故障录波器开始运行时，按照图 1 所示，从 S 时刻开始按照 A - B - C - D - E 的顺序进行水轮发电机组录波数据记录，其中 A - E 分别代表水轮发电机组故障的五个时段，具体如下：

A 时段表示水轮发电机组产生故障前的电气数据，此时故障录波器以大于 0.05s 的记录时长记录水轮发电机组高速瞬时的原始波形数据。

B 时段表示水轮发电机组产生故障后的初期电气数据，故障录波器以大于 0.10s 的记录时长记录水轮发电机组高速瞬时的原始波形数据，并对每个周波的有效值和直流分量予以输出。

C 时段表示水轮发电机组产生故障后的中期电气数据，故障录波器以大于 1.0s 的记录时长，记录不间断的工频有效值。

D 和 E 时段分别表示水轮发电机组动态及长过程动态电气数据，记录数据均为工频有效值，记录间隔分别为 0.1s、1s；记录时长分别为 $\geq 25s$ 、 $\geq 10min$ 。

A、B、C 三个时段记录数据为水轮发电机组故障的暂态过程，对于故障分析检测十分重要，因此采样频率较高，记录时长需高于 150ms；D、E 时段为稳定时段，相对来说数据价值低，采样频率较低。

将故障录波装置采集到的水轮发电机组故障录波数据作为水轮发电机组故障在线检测的依据。

1.2 基于粒子群算法的水电机组故障录波波形优化

故障录波器记录的水轮发电机组故障的电气数

据以波形图的方式呈现，由于故障录波器采集水轮发电机组故障录波数据波形会受外界环境存在各种干扰源及噪声的影响，为此采用粒子群优化算法，以记录的水轮发电机组故障录波数据波形信干噪比 (Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio, SINR) 最大为目标，进行波形优化，将优化后的波形用于后续水轮发电机组故障检测。

故障录波器记录水轮发电机故障录波波形信号 h 表达式为

$$h = h_m + h_w + h_s \tag{1}$$

式中， h_m 、 h_w 、 h_s 分别表示水轮发电机组故障录波实际信号、干扰信号、噪声在故障录波器的输出波形。

则波形优化目标为故障录波器记录水轮发电机故障录波波形信号的 SINR 最大，表达式为

$$\max \text{SINR} = \frac{E(|h_m|^2)}{E(|h_w|^2) + \sigma^2 h_s} \tag{2}$$

式中， E 、 σ^2 分别表示能量、噪声方差。

利用粒子群优化算法对故障录波器记录水轮发电机故障录波波形信号 SINR 最大目标函数进行求解。

粒子群算法属于进化算法，依据种群的迭代进行全局求优，即利用所有粒子之间的协作和竞争来完成整体最佳位置的搜寻^[12,13]。在本文中，粒子所处位置代表的就是水轮发电机故障录波波形优化的可行解，算法最终寻得的整体最佳位置就是满足水轮发电机故障录波波形信号 SINR 最大的最优值。

设定某粒子在水轮发电机故障录波波形优化空间中的维度是 d ，粒子数量是 N ，粒子 i 在该空间内的位置用 $Z_i = (Z_{i1}, Z_{i2}, \dots, Z_{id})$ 描述，代表波形优化问题的潜在解，速度用 $V_i = (V_{i1}, V_{i2}, \dots, V_{id})$ 描述，个体与全局极值分别用 $p_i = (p_{i1}, p_{i2}, \dots, p_{id})$ 、 $p_g = (p_{g1}, p_{g2}, \dots, p_{gd})$ 描述。

在进行水轮发电机故障录波波形优化的迭代过程中，利用 p_g 与 p_i 对粒子的速度与位置进行改变，该过程的更新模型可以描述为

$$V_{id}^{t+1} = wV_{id}^t + \lambda_1 r_1 (p_{id}^t - Z_{id}^t) + \lambda_2 r_2 (p_{gd}^t - Z_{id}^t) \tag{3}$$

$$Z_{id}^{t+1} = V_{id}^{t+1} + Z_{id}^t \tag{4}$$

式中， t 次迭代时，粒子 i 的移动速度用 V_{id}^t 描述，位置用 Z_{id}^t 描述，学习因子用 λ_1 、 λ_2 描述，随机数用 r_1 、 r_2 描述，惯性权重用 w 描述。

基于 PSO 算法优化水轮发电机故障录波波形过程如下：

- (1) PSO 算法参数初始化
- (2) 确定适应度函数，求取粒子适应度值。以

目标函数的倒数当作算法的适应度函数，描述为

$$f = \frac{1}{\max \text{SINR}} \tag{5}$$

根据式(5)求得所有粒子适应度值，并进行对比，选取 p_g 与 p_i 。

(3) 利用式(3)、式(4)更新 PSO 算法中所有粒子的速度与位置，并判断是否在允许范围内。

(4) 再次求取每一个粒子的适应度值，并记录下所有个体最佳位置，从中选出全局最佳位置。

(5) 对获取的全局最佳位置进行考量，判断其是否为全局最优解或是否符合算法结束要求。如果满足要求，那么停止运算，输出满足 SINR 最大的水轮发电机故障录波波形优化结果；反之，返至第(2)步。

1.3 基于 PCNN 的水轮发电机组故障在线录波检测

水轮发电机组故障在线录波检测是一个较为复杂的问题，具有非线性特点，进行故障检测时需要考虑多种因素和数据之间的相互关系。而 PCNN 网络具有高度的非线性和动态性，能够处理复杂的模式识别和分类任务。因此将经粒子群算法优化后的故障录波波形作为 PCNN 网络的输入数据，对水轮发电机组故障实施在线录波检测。

PCNN 是由数量较多的脉冲神经元相互连接形成，且所有的神经元均带有相应的脉冲生成器，而脉冲生成器的激发则需要通过对比神经元内部活动项与预先设定的阈值大小来实现。当某神经元的内部活动项超过设定的阈值时，那么该神经元对应的脉冲生成器就会被激发，同时释放出脉冲，通过神经元之间的相互连接和脉冲传递，PCNN 网络会逐步学习和识别故障录波波形中的特征和模式，每个神经元对应于不同的特征或模式，通过脉冲生成器的激活和释放脉冲来输出水轮发电机故障的分类识别结果^[14,15]。根据神经元脉冲生成器的激活情况和脉冲的释放情况，可以判断出水轮发电机是否存在故障、故障的类型和严重程度等信息。

脉冲耦合神经网络通常可划分成接收域、调制域以及生成脉冲域。而接收域又可以分为反馈与连接输入域两个区域。如果这两个区域内用于反映水轮发电机历史故障相关信息、当前实时运行状态信息的加权系数矩阵分别用 P 和 Q 描述，那么位于这两个区域内的脉冲神经元(中心神经元)就可以利用 P 和 Q 与周围的神经元形成连接关系，进一步分析水轮发电机的运行状态和潜在故障，如可以根据神经元的激活程度判断故障的严重程度；可以根据脉

冲的传递模式判断故障的类型。 P 和 Q 可以体现出中心与周围神经元传输信息的强弱。相关的数学公式可以描述为

$$F_{ij}[n] = \exp(-\partial_F)F_{ij}[n-1] + V_F \sum_{kl} A_{ijkl} Y_{kl}[n-1] + S_{ij} \quad (6)$$

$$L_{ij}[n] = \exp(-\partial_L)L_{ij}[n-1] + V_L \sum_{kl} B_{ijkl} Y_{kl}[n-1] \quad (7)$$

式中, (i, j) 代表神经元的位置, n 次迭代时 (i, j) 对应的反馈用 $F_{ij}[n]$ 描述, 脉冲输出用 Y_{kl} 描述, (k, l) 表示接收脉冲的神经元位置, 耦合连接用 L_{ij} 描述, F_{ij} 的电势用 V_F 描述, L_{ij} 的电势用 V_L 描述, 外部激励用 S_{ij} 描述, 衰减系数用 ∂ 描述。

设定用于反映水轮发电机组故障录波波形中运行状态特征信息的神经元内部活动项用 U_{ij} 描述, 其公式为

$$U_{ij}[n] = F_{ij}[n] \{1 + \beta L_{ij}[n]\} \quad (8)$$

式中, 突触之间的连接系数用 β 描述。

为了区分不同的水轮发电机组故障类型和状态, 设定一个动态阈值用 ζ 描述, 其表达式为

$$\zeta_{ij}[n] = \exp(-\partial_\zeta)\zeta_{ij}[n-1] + v_\zeta Y_{ij}[n] \quad (9)$$

式中, 幅度常数用 v_ζ 描述。

当 $U_{ij} > \zeta_{ij}$ 时, 则可以生成时序脉冲序列 Y_{ij} , Y_{ij} 为 PCNN 网络输出的水轮发电机组故障在线录波检测最终结果, 描述为

$$Y_{ij} = \begin{cases} 1, & U_{ij}[n] > \zeta_{ij}[n] \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (10)$$

应用于水轮发电机组故障在线录波检测问题中的 PCNN 网络, 其最后输出结果即为检测到的水轮发电机组故障识别结果。

1.4 信号段异常识别

信号段异常识别过程描述如下:

(1) 水轮发电机组录波数据采集。由于录波数据记录的是电气量数据, 包括电压、电流等信息, 本文利用故障录波器对水轮发电机组的电气量进行采集, 以此获取水轮发电机组原始录波数据。

(2) 采用 PSO 算法, 以 SINR 最大为目标, 对水轮发电机故障录波波形进行优化, 降低外界信号及噪声干扰。

(3) 故障录波数据灰度化。为了满足 PCNN 的输入条件, 可以将优化后的故障录波信号转化成为灰度图像, 这一环节可以通过滑动窗口来完成。设定滑动窗口长度用 Q 描述, 在每进行一次图像转化后, 该窗口则向后方滑动 H 个单位。为了使转换数据信

息不丢失, 设定 $H \geq Q$ 。当待转换的水轮发电机组故障录波信号列长度是 $Q \times Q$ 时, 经过转换获取的灰度图像大小也为 $Q \times Q$, 代表水轮发电机组故障录波信号数据信息全部转换至该灰度图像内, 灰度化过程描述为

$$E(i, j) = \text{ronud} \left[\frac{Q(H(j-1) + i) - \min(Q)}{\max(Q) - \min(Q)} \right] \quad (11)$$

式中, 灰度图像用 $E(i, j)$ 描述, 随机存在于窗口内的电压信号用 i 和 j 描述, 取整函数用 ronud 描述。获取的灰度图像 $E(i, j)$, 可以较好地保留原始信号信息, 提升信号处理速度。

(4) 建立水轮发电机组故障在线录波检测的测试样本, 用于对 PCNN 网络的训练。样本中同时包含了水轮发电机组正常状态与故障状态的数据信息, 其中故障状态主要是转子不平衡故障、励磁故障、轴承故障、匝间短路故障、出口断路器故障、叶片受损、水力不平衡等故障的信号波形, 并针对不同的故障分别设置不同标签, 不同故障状态电压和电流的变化现象如表 1 所示。

表 1 不同故障状态电压和电流的变化现象

故障状态	物理量	现象
转子不平衡	电压/V	出现频率为两倍电网频率的振动波形
	电流/A	出现频率为两倍电网频率的振动成分
励磁	电压/V	电压幅值波动
	电流/A	电流波形畸变
轴承故障	电压/V	出现低频成分
	电流/A	出现高频成分
匝间短路	电压/V	短路会出现相位波形局部畸变
	电流/A	波形局部畸变, 幅值增加
出口断路器	电压/V	突然下降会消失
	电流/A	突然下降会消失
叶片受损	电压/V	机械振动频率出现低频成分
	电流/A	机械振动频率出现高频成分
水力不平衡	电压/V	波形出现周期性波动
	电流/A	波形出现周期性波动

(5) 故障检测。将转换后的水轮发电机组电压信号灰度图输入训练好的 PCNN 网络中, 其信号段异常识别的输出结果即是水轮发电机组故障在线录波检测结果。

2 实验分析

以应用于某水利发电站中的水轮发电机组为实验对象, 该发电机组标称功率是 400MW, 机组转速可达 150 r/min。其中, 水轮机的类型是竖轴蜗壳混流式, 转轮半径为 3m, 发电机的类型则是三相同

步式。

为了验证本文方法的有效性，实验利用本文方法对该水轮发电机组进行了在线故障检测。首先利用录波装置对水轮发电机组的电压、电流等电气量信息进行了采集。以电压信号为例，电压采集现场图如图 2 所示。得到的原始电压信号，如图 3 所示。然后构建水轮发电机组故障在线录波检测的测试样本，样本中包含 9 类标签，分别为水轮发电机组正常运行数据(标签 1)、转子不平衡故障数据(标签 2)、励磁故障数据(标签 3)、轴承故障数据(标签 4)、匝间短路故障数据(标签 5)、出口断路器故障数据(标签 6)、叶片受损数据(标签 7)、水力不平衡数据(标签 8)、以及其他故障数据(标签 9)。实验主要参数如表 2 所示。

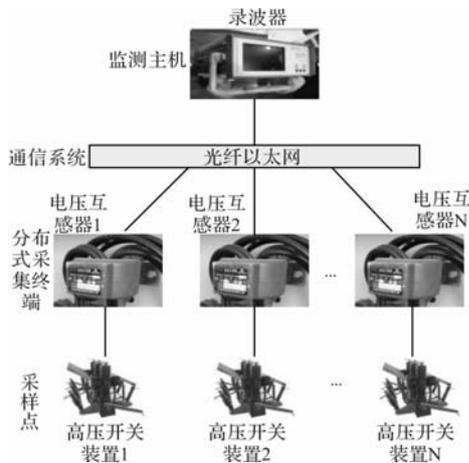


图 2 录波装置采集电压信号现场图

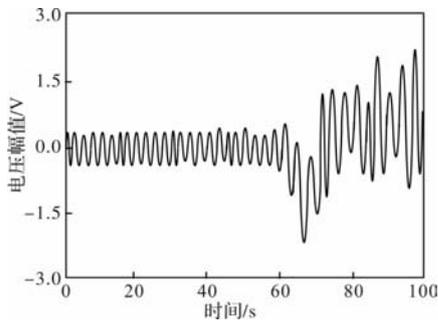


图 3 原始电压信号波形图

录波装置采用分层、分布式系统结构，系统包括监测主机、通信系统、分布式采集终端三部分。通过安装在各监测点的分布式采集终端(LMZJ1-0.5 电压互感器)，完成所需电压的数据采集，并利用通讯系统，将电压数据上传给监测主机。通信系统基于光纤以太网，用于采集终端与监测主机的通讯联络。监测主机，即为 ZH-5 系列嵌入式录波器，主要用于对采集终端的数据进行处理、显示以及分析等。

表 2 实验主要参数设置

参数	参数值
PCNN 网络学习率	0.1
最大训练步数	20
粒子群大小	30
粒子群维度	3
学习因子 1	1.5
学习因子 2	1.6
惯性权重	0.9
最大迭代次数	100

采用 PSO 算法，以 SINR 最大为目标，对水轮发电机故障录波波形进行优化，算法优化收敛过程如图 4 所示。

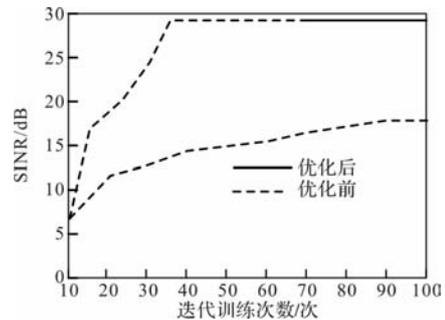


图 4 波形优化算法训练

由图 4 可知，对水轮发电机故障录波波形进行优化后，SINR 达到了 29dB 左右，明显高于优化前，表明波形优化具备有效性。原始图像优化后获得的电压信号灰度直方图如图 5 所示。

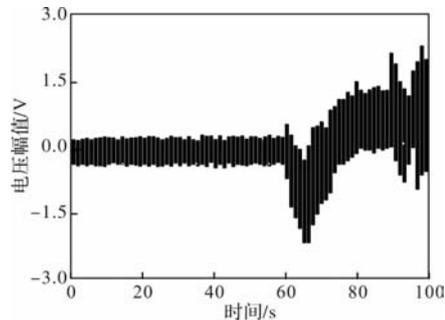


图 5 电压信号灰度直方图

由图 5 可知，应用本文方法对采集到的原始电压信号进行灰度化后，获取的灰度图中较为完整地保留了原始信号中的信息，可以为后续的水轮发电机组故障在线录波检测工作奠定基础。

利用样本数据集对 PCNN 网络进行训练。为了衡量本文所提 PCNN 网络的性能，选取常规的 CNN 网络为对比，实验利用包含 9 类标签的水轮发电机组故障在线录波检测的测试样本对 PCNN 网络和 CNN 网络的检测训练损失进行了测试，训练过程中

的测试结果如图 6 所示。

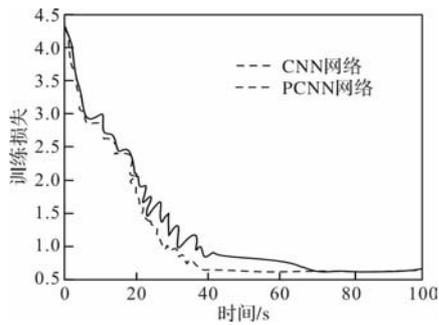


图 6 训练过程中损失值变化情况

从图 6 中可以看出，训练前期 CNN 和 PCNN 网络的初始训练损失基本相同，随着迭代次数的增长，训练损失呈现出逐渐下降的趋势，尤其是训练初始阶段，下降幅度较大，此时两条训练损失曲线的差异并不大。但当进行到第 20 次迭代时，PCNN 网络的训练损失情况就明显优于 CNN 网络，当进行到第 40 次迭代时，PCNN 网络已呈收敛态势，而 CNN 网络在迭代到 70 次左右时，才趋于稳定。从而可以看出，PCNN 网络能更好地拟合训练数据，具有更好的训练效率与分类识别能力。

利用训练好的 PCNN 网络对该水轮发电机组实施在线故障检测，检测结果如表 3 所示。

表 3 水轮发电机组故障检测结果

序号	故障标签	故障类型	故障时间	故障程度	与实际情况相比
1	标签 7	叶片受损	60 s ~ 72 s	中度	一致
2	标签 2	转子不平衡	63 s ~ 90 s	轻度	一致
3	标签 4	轴承故障	91 s ~ 100 s	轻度	一致

由表 3 可知，实验进行至 60s 时，叶片受到中度损伤，局部发生变形，使转动强度减弱，3s 后引起转子的不平衡，导致轴承会受到一种另外的作用力，从而加快其磨损，随后引发轴承出现轻微故障。经现场检查核实，本文方法检测结果与实际情况一致，进而表明，应用本文方法对水轮发电机组进行在线故障检测有效且准确。

故障捕捉率是指故障检测方法正确捕捉到的故障事件数量与实际发生的故障事件数量的比例。该指标可以准确地反映检测方法在故障检测方面的能力，其计算公式描述为

$$\text{故障捕捉率} = \frac{\text{检测到的故障数}}{\text{实际发生的故障总数}} \quad (11)$$

实验在不同样本数量条件下，利用故障捕捉率指标对本文方法的性能进行了测试，得出的结果如图 7 所示。

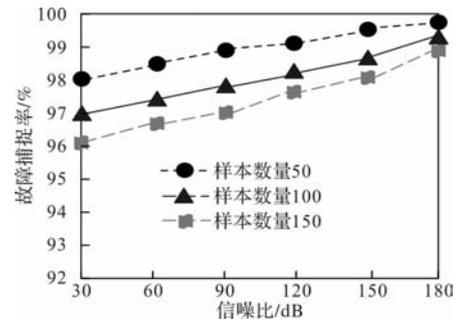


图 7 不同样本数量下的故障捕捉率

由图 7 可知，随着信噪比的增加，故障捕捉率呈逐渐上升的趋势。当信噪比为 180dB 时，三种不同样本数量条件下，其故障捕捉率均达到 98% 以上，即使是在信噪比为 30dB，样本数量为 150 的情况下，故障捕捉率也达到了 96%。由此可以看出，本文方法在故障捕捉率方面表现优异，具有较强的故障检测能力。

3 结 论

在电力系统中，水电站是重要的电源之一，其发电量对于保障电力系统的稳定运行具有重要作用。而水轮发电机组是产生电能的设备，其运行是否平稳、安全对于水电站的供电来说具有决定性作用。本文提出基于脉冲耦合神经网络和粒子群优化算法的水轮发电机组故障在线录波检测的方法，利用 PSO 对故障录波器获取的水轮发电机组故障录波波形进行优化，将其作为 PCNN 网络输入数据，实现对水轮发电机组故障在线录波检测。通过实验证明，本文方法可以精准地检测出水轮发电机组故障，在水轮机组在线故障检测问题中具有一定的推广价值。

参考文献

- [1] 张彬桥, 张松甲, 李述喻. 水轮发电机组虚拟检修平台设计与应用[J]. 中国农村水利水电, 2023(07): 236-242.
- [2] 罗红俊, 马龙, 张官祥, 等. 基于改进模糊 C 回归聚类的水轮发电机组的模糊辨识[J]. 中国农村水利水电, 2021(09): 147-152.
- [3] 王骁贤, 陆思良, 何清波, 等. 变转速工况下基于多传感器信号深度特征融合的电机故障诊断研究[J]. 仪器仪表学报, 2022, 43(03): 59-67.
- [4] 吾买尔·吐尔逊, 穆哈西, 夏庆成. 基于免疫算法的水轮发电机组振动故障检测[J]. 人民长江, 2021, 52(05): 209-211+222.
- [5] 黎梓昕, 林海军, 徐雄, 等. 基于 KPCA-PSO-SVM 的水轮机组故障检测方法[J]. 排灌机械工程学报, 2023, 41(05): 467-474.

- [6] Ghods M, Faiz J. Permanent magnet vernier generator under dynamic eccentricity fault: diagnosis and detection[J]. IET Electric Power Applications, 2020, 14 (12), 2490-2498.
- [7] Freeman B, Tang Y, Huang Y, et al. Rotor blade imbalance fault detection for variable-speed marine current turbines via generator power signal analysis[C]. Ocean Engineering, 2021: 108666. 1-108666. 9.
- [8] 许晓路, 周文, 周东国, 等. 基于 PCNN 分层聚类迭代的故障区域自动提取方法[J]. 红外技术, 2020, 42 (08): 809-814.
- [9] 张渊博, 邹德旋, 张春韵, 等. 自适应惯性权重的粒子群优化算法[J]. 计算机仿真, 2023, 40 (04): 350-357
- [10] 杨茂, 李廉, 尹督荣, 等. 基于模拟退火——粒子群优化算法改进的区间型 Campbell-Bennett 异常检测模型[J]. 计算机应用研究, 2020, 37 (S1): 166-168, 171.
- [11] 陶斯兵, 刘标胤. 水轮发电机组运行工况趋势分析法在 AGC 中的应用[J]. 企业管理, 2021(S2): 14-15.
- [12] 李强, 车文龙. 基于改进粒子群优化神经网络的电机故障诊断[J]. 电气传动, 2020, 50(01): 103-108.
- [13] 田恒, 许荣滨, 姜艳红, 等. 基于离散粒子群优化算法的多值属性系统故障诊断策略[J]. 兵工学报, 2022, 43(12): 3240-3246.
- [14] 邓翔宇, 吕亚辉, 陈岩. 无耦合 PCNN 频域特性分析[J]. 计算机工程, 2022, 48(06): 213-221.
- [15] 宋艳艳, 朱倩, 朱建伟, 等. 基于区域特征脉冲耦合神经网络的航空发动机涡轮叶片 DR 图像融合[J]. 数据采集与处理, 2021, 36(01): 164-175

(上接第 13 页)

- [12] Zeng D, Liu Z, Chen C P, et al. Adaptive fuzzy output-feedback predefined-time control of nonlinear switched systems with admissible edge-dependent average dwell time [J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2022, 30 (12): 5337-5350.
- [13] Chen J, Chen Z, Zhang H, et al. Predefined-Time Observer-Based Nonsingular Sliding-Mode Control for Spacecraft Attitude Stabilization[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2024, 71 (3): 1291-1295.
- [14] Jin R, Geng Y, Chen X. Predefined-time control for free-floating space robots in task space[J]. Franklin Institute, 2021, 358(18): 9542-9560.
- [15] Khalil H K. Control of nonlinear systems[M]. New York: Prentice Hall, 2002.

(上接第 20 页)

- [3] 莫为, 刘杰, 刘超, 等. 一种旋翼无人机用高功率密度伺服驱动电机设计与优化[J]. 微电机, 2023, 56 (11): 7-12, 65.
- [4] 赵士豪, 高云鹏, 陈进华, 等. 六相双 Y 永磁同步电机绕组重构与分析[J]. 微电机, 2022, 55 (8): 18-22, 54.
- [5] 孙玉华, 赵文祥, 吉敬华, 等. 高转矩性能多相组永磁电机及其关键技术综述[J]. 电工技术学报, 2023, 38 (6): 1403-1420.
- [6] L. Z, J. E F, B. W W, et al. Dual-Plane Vector Control of a Five-Phase Induction Machine for an Improved Flux Pattern[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(5): 1996-2005.
- [7] 高宏伟, 杨贵杰, 刘剑. 三次谐波注入式五相永磁同步电机矢量控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34 (24): 4101-4108.
- [8] 赵品志, 杨贵杰, 李勇. 三次谐波注入式五相永磁同步电机转矩密度优化[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30 (33): 71-77.
- [9] 王永棋, 韩剑波, 刘亚男, 等. 基于改进 PWM 的低开关频率 SPMSM 电流纹波抑制[J]. 微电机, 2024, 57 (06): 22-29.
- [10] Dujic D, Jones M, Levi E, et al. Switching Ripple Characteristics of Space Vector PWM Schemes for Five-Phase Two-Level Voltage Source Inverters-Part 1: Flux Harmonic Distortion Factors [J]. IEEE transactions on industrial electronics, 2011, 58(7): 2789-2798.
- [11] Jones M, Dujic D, Levi E, et al. Switching Ripple Characteristics of Space Vector PWM Schemes for Five-Phase Two-Level Voltage Source Inverters-Part 2: Current Ripple[J]. IEEE transactions on industrial electronics, 2011, 58(7): 2799-2808.
- [12] 高宏伟, 杨贵杰, 刘剑. 五相电压源逆变器的空间矢量脉宽调制方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2014 (18): 2917-2925.
- [13] 张静. 五相永磁同步电机驱动及容错控制的研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2015.

轴径向混合磁通开关磁阻电机多模式运行功率变换器研究

孙萌¹, 于紫涵², 张晓晓³, 杨宏伟⁴, 王行行¹, 严宇¹, 蔡可天¹

(1. 国网江苏省电力有限公司丰县供电分公司, 江苏 徐州 221700; 2. 南京工程学院, 南京 211167;
3. 徐州医科大学, 江苏 徐州 221004; 4. 中国矿业大学, 江苏 徐州 221116;)

摘要: 与传统开关磁阻电机相比, 轴径向混合磁通开关磁阻电机具有功率密度高、转矩性能好等优点。传统的不对称半桥功率变换器无法实现新型轴径向混合磁通开关磁阻电机在轴向定子、径向定子、轴径定子串联三种工作模式之间的切换运行, 为此, 本文提出了一种实现三种模式在线切换的新型功率变换器。首先, 介绍了新型功率变换器的拓扑结构和三种工作模式下的运行策略; 其次在 MATLAB/Simulink 中建立新型功率变换器仿真模型进行仿真分析; 最后在一台三相 12/10/12 结构轴径向混合磁通开关磁阻电机进行了实验测试, 验证了新型功率变换器驱动系统的有效性。

关键词: 开关磁阻电机; 功率变换器; 多模式运行; 轴径向混合磁通

中图分类号: TM352

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2025)01-0033-06

Investigation of Multi-mode Operation Power Converter for Axial-radial Flux Switched Reluctance Motor

SUN Meng¹, YU Zihan², ZHANG Xiaoxiao³, YANG Hongwei⁴, WANG Hanghang¹, YAN Yu¹, CAI Ketian¹

(1. State Grid Jiangsu Electric Power Co., LTD., Fengxian Power Supply Branch, Xuzhou Jiangsu 221700, China;

2. Nanjing Institute of Technology, Nanjing 211167, China; 3. Xuzhou Medical University,

Xuzhou Jiangsu 221004, China; 4. China University of Mining and Technology, Xuzhou Jiangsu 221116, China)

Abstract: Compared with the conventional switched reluctance motor (SRM), axial-radial flux switched reluctance motor (ARFSRM) have the advantages of high power density and good torque performance. Conventional asymmetric half-bridge (AHB) power converter is unable to realize the switching operation of the ARFSRM between three modes of operation: axial stator mode, radial stator mode, and the mode of axial and radial stators connected in series. To this extent, a novel power converter was proposed in this paper to realize the online switching of the three modes. Firstly, the topology of the novel power converter and the operation strategies in three operation modes were introduced. Secondly, the novel power converter model was established in Matlab/Simulink for simulation and analysis. Finally, experimental tests were carried out in a three-phase 12/10/12 ARFSRM, which verified the validity of the novel power converter drive system.

Key words: switched reluctance motor; power converter; multi-mode operation; axial-radial flux

0 引言

开关磁阻电机(Switched Reluctance Motor, SRM)因其结构简单、转子无绕组和永磁体, 具有成本低、容错性强、启动性能好等优点。随着新型电力电子器件性能的飞速发展, SRM 在航空航天、电动汽车、家用电器等领域逐渐崭露头角^[1-2]。但由于其定转子双凸极结构和脉冲供电方式, 造成其转矩脉动大、运行噪声高等缺点, 极大地限制了其在工业领域的进一步推广。

为了解决上述问题, 国内外学者对电机本体的拓扑结构^[3-5]、新型功率变换器拓扑^[6-8]、先进控制策略^[9-10]等进行了大量研究。功率变换器作为 SRM 驱动系统的重要组成部分, 其性能直接影响着驱动系统的整体性能。为了实现励磁电压和退磁电压的可控调节, 文献[11-12]提出了一种公共开关管功率变换器拓扑, 同时为了实现电机的可靠运行, 通过角度优化和加速续流策略解决了电机在续流阶段中产生的退磁速度慢的问题。为了优化 SRM 在发电过程中的性能表现, 文献[13]提出了一种改进他励型

收稿日期: 2024-06-30

基金项目: 徐州市科技创新基础研究计划项目(KC23021)

作者简介: 孙萌(1989), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为新能源发电与电动汽车。

张晓晓(1990), 女, 硕士, 工程师, 研究方向为智能网联电动汽车。

不对称半桥功率变换器，有效地提高了发电电压的输出能力。文献[14-15]引入了升压功率变换器，其主要目的是通过在每相绕组上施加较高的电压来获得较快的励磁和退磁电流，从而提高输出转矩的性能。为了实现轴向电机绕组在串联和并联的在线可重构运行，在文献[16]中，作者提出了一种新型功率变换器拓扑结构，结合了电机在串联模式下高效率 and 并联模式下高转速的优点，该新型拓扑结构的引入使得电机在不同工作模式下都能够充分发挥其优势，从而实现了更加灵活高效的运行。为了解决电动汽车在行驶过程中复杂多变的情况，结合新型双定子电机本身特有的解耦特点，文献[17]提出了一种能够实现电机在多种模式下运行的新型功率变换器，实现了电机在不同工作模式下的无缝切换。为了提高电机的运行效率，文献[18]提出了一种在线切换绕组连接方式的新型功率变换器拓扑，该拓扑结构将不对称半桥和变档电路相结合，使电机能够高效地适应不同的工况，从而提高了电机的整体运行性能。

本文所提出的 ARFSRM 具有径向定子与轴向定子相结合的特殊结构，传统的不对称半桥式功率变换器无法实现 ARFSRM 在轴径向定子串联工作模式下的运行。因此需要一种改进型功率变换器拓扑结构来满足 ARFSRM 在不同工作模式下的切换运行。首先，本文简要分析了 ARFSRM 的结构和特点，详细介绍了所提出的功率变换器的拓扑结构和工作模式。其次，在 MATLAB/Simulink 中搭建仿真模型，对电机的稳态和瞬态性能进行了分析。最后，通过搭建所提出功率变换器拓扑结构实验模型，对 ARFSRM 样机进行实验验证，验证了所提拓扑结构的有效性。

1 ARFSRM 电机结构

本文采用的电机是一个三相 12/10/12ARFSRM 结构，如图 1 所示。与传统的径向双凸极开关磁阻电机不同，电机的转子部分由 10 个相互独立的分块转子组成，沿圆周方向均匀地固定在不导磁的转子套中。在转子的外部，放置了定子宽极与定子窄极交替分布的径向定子，其中励磁绕组只缠绕在定子宽极上，定子窄极不缠绕绕组，仅为磁通提供回路。在转子的两边，放置了两块形状相同的轴向定子，也为宽窄极结构。转子与两侧的轴向定子气隙相等，这样做是确保电机在两侧的磁拉力保持平衡。ARFSRM 具有两种磁通路径：一是左右两个轴向定子与转子形成一种轴向磁通路径；二是径向定子与转子的中间部分构成一种径向磁通路径，从而构成轴径

向混合磁通开关磁阻电机。在左侧轴向定子中，定子的极性分布为 N - N - N - S - S - S，在右侧的轴向定子中，定子的极性分布为 S - S - S - N - N - N，两侧同方向的励磁绕组相串联，构成轴向定子绕组。在径向定子中，定子的极性分布为 N - N - N - S - S - S，其中径向定子正对方向的励磁绕组串联形成径向定子绕组，电机由 A、B、C 三相构成。

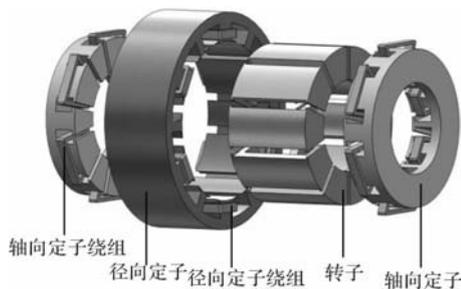


图 1 ARFSRM 电机结构

2 新型功率变换器及工作模式分析

2.1 ARFSRM 用新型功率变换器

如图 2 所示，给出了所提出的功率变换器拓扑结构。以 A 相通电激励为例， A_1 表示径向定子绕组， A_2 表示轴向定子绕组。 A_1 和 A_2 分别单独控制，所提出的功率变换器在 A_1 和 A_2 桥臂中间串联了一个开关管，用来实现轴径向定子串联工作模式。如图 2 所示的新型功率变换器可以工作在径向定子、轴径向定子、轴径向定子串联三种工作模式，下面将分别对这三种工作模式进行详细分析。

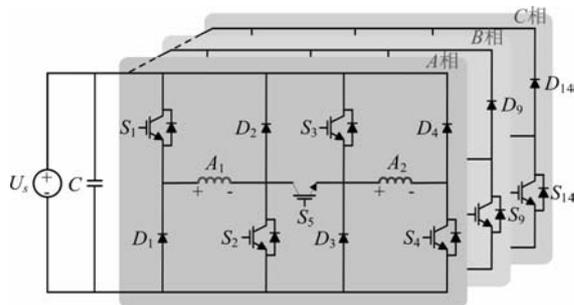


图 2 功率变换器拓扑结构

2.2 ARFSRM 径向定子工作模式

当新型 ARFSRM 工作在径向定子工作模式时，只有径向定子绕组 A_1 工作，用到的功率开关器件为开关管 S_1 和 S_2 ，用到的续流二极管为 D_1 和 D_2 。图 3 给出了新型功率变换器处在径向定子工作模式时的模态图。图 3(a) 给出了电机径向定子绕组 A_1 在励磁阶段的电流流动方向，可以看出，当电机工作在 A_1 开通区间时，开关管 S_1 和 S_2 开通，直流电压 U_s 给径向定子绕组 A_1 供电，此时进入励磁模式，绕组两端

承受正母线电压。在零电压续流阶段时，如图 3(b) 所示，开关管 S_2 保持开通，电流通过开关管 S_2 和二极管 D_1 组成回路构成零电压续流模式。当开关管 S_1 和 S_2 均关断时，径向定子绕组 A_1 两端承受负母线电压，进入负电压续流阶段，如图 3(c) 所示。径向定子绕组 B_1 、 C_1 和 A_1 类似。

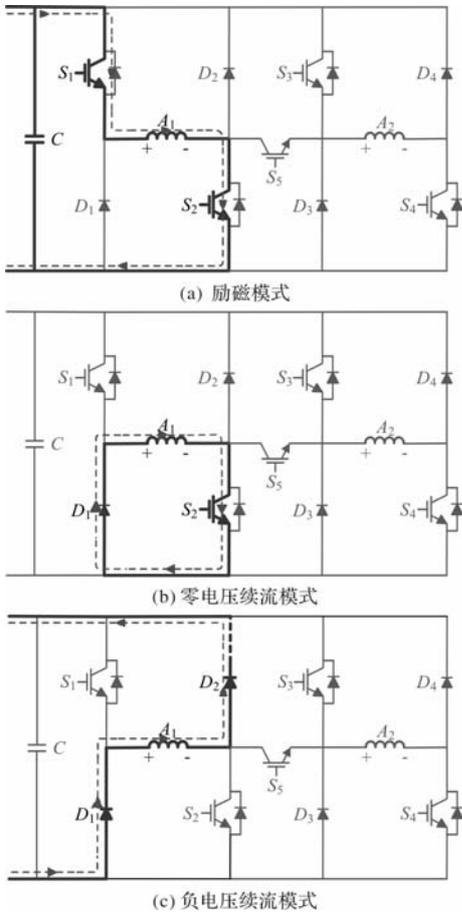
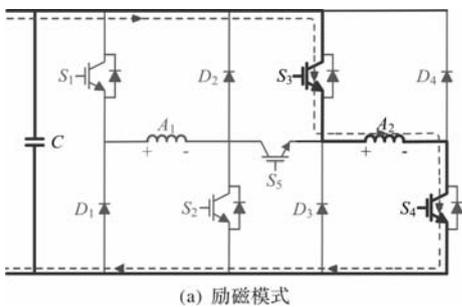


图 3 径向定子工作模式

2.3 ARFSRM 轴向定子工作模式

当新型 ARFSRM 工作在轴向定子工作模式时，只有轴向定子绕组 A_2 工作，用到的功率开关器件为开关管 S_3 和 S_4 ，用到的续流二极管为 D_3 和 D_4 。图 4 给出了新型功率变换器处在轴向定子工作模式时的模态图。由图 4 可知，电机处在轴向定子工作模式与径向定子工作模式类似，实现了正电压励磁、零电压续流和负电压续流三种工作模态。



(a) 励磁模式

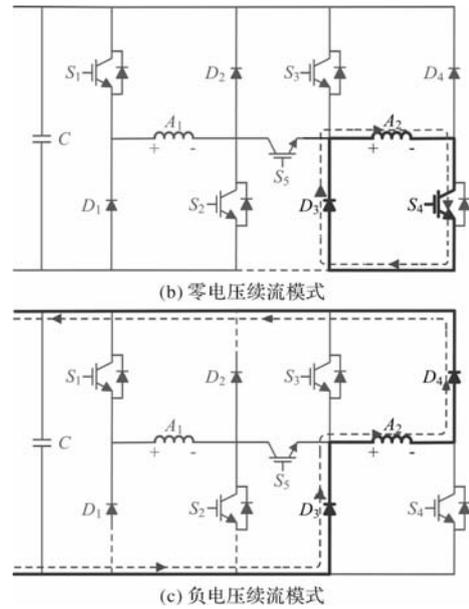


图 4 轴向定子工作模式

2.4 ARFSRM 轴径向定子串联工作模式

当新型 ARFSRM 工作在轴径向定子串联工作模式时，径向定子绕组 A_1 和轴向定子绕组 A_2 同时工作，用到的功率开关器件为开关管 S_1 、 S_4 和 S_5 ，用到的续流二极管为 D_1 和 D_4 。图 5 给出了新型功率变换器处在轴径向定子串联工作模式时的模态图。

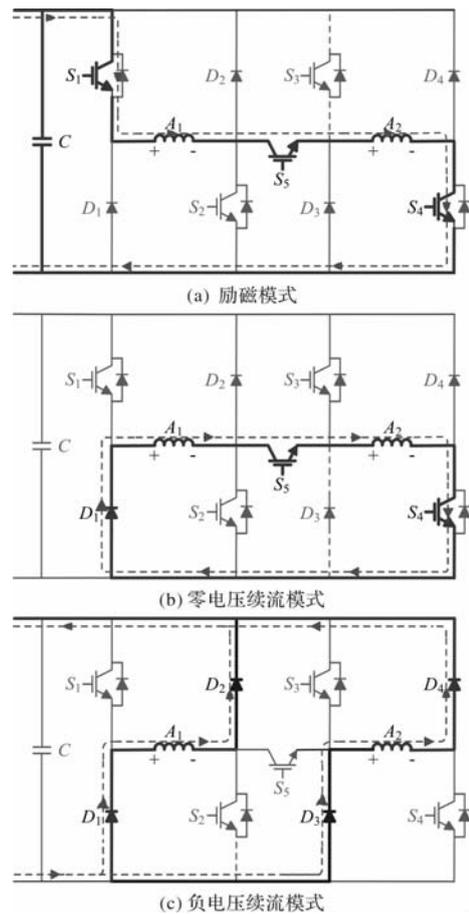


图 5 轴径向定子串联工作模式

图 5(a)给出了电机径向定子绕组 A_1 和轴向定子绕组 A_2 在励磁阶段的电流流动方向,可以看出,当 A 相开通时,开关管 S_1 、 S_4 和 S_5 开通,直流电压 U_s 给径向定子绕组 A_1 和轴向定子绕组 A_2 同时供电,此时进入正电压励磁模式,径向定子绕组 A_1 和轴向定子绕组 A_2 流过的电流相等。在零电压续流阶段时,如图 5(b)所示,开关管 S_4 和 S_5 保持开通,电流通过开关管 S_4 和 S_5 和二极管 D_1 组成回路构成零电压续流模式。当开关管 S_1 、 S_4 和 S_5 均关断时,定子绕组两端承受负母线电压,进入负电压续流阶段,如图 5(c)所示。

3 仿真分析

3.1 稳态性能分析

图 6 和图 7 分别给出了新型 ARFSRM 采用上述新型功率变换器在电流斩波控制方式和角度位置控制方式下径向定子工作模式、轴向定子工作模式和轴径向定子串联工作模式下的电流和转矩波形。其中,三种工作模式在电流斩波控制下的开通角和关断角度都分别为 0° 和 15° , 径向定子工作模式的转速为 1200 r/min, 轴向定子工作模式的转速为 900r/min, 轴径向定子串联工作模式的转速为 1000 r/min。三种模式在角度位置控制下的关断角都为 15° , 转速都为 1500 r/min。

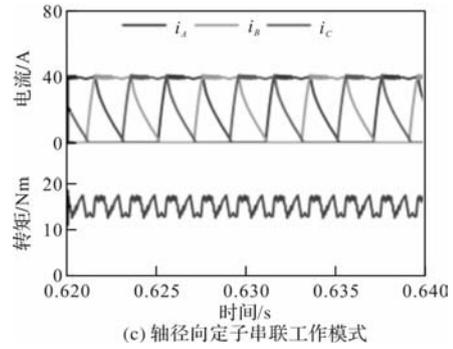
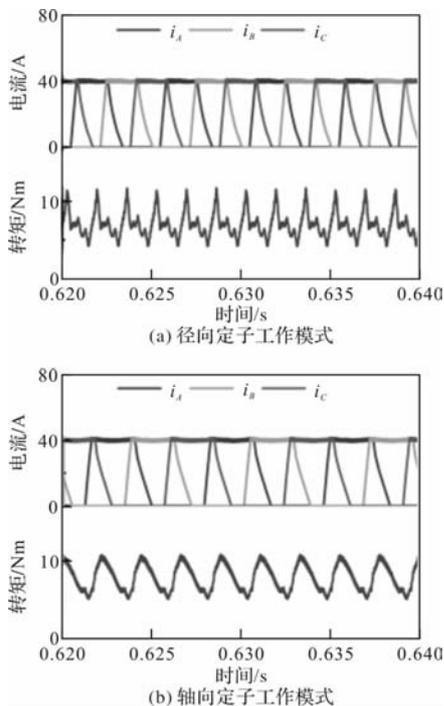


图 6 电流斩波控制下的电流和转矩曲线

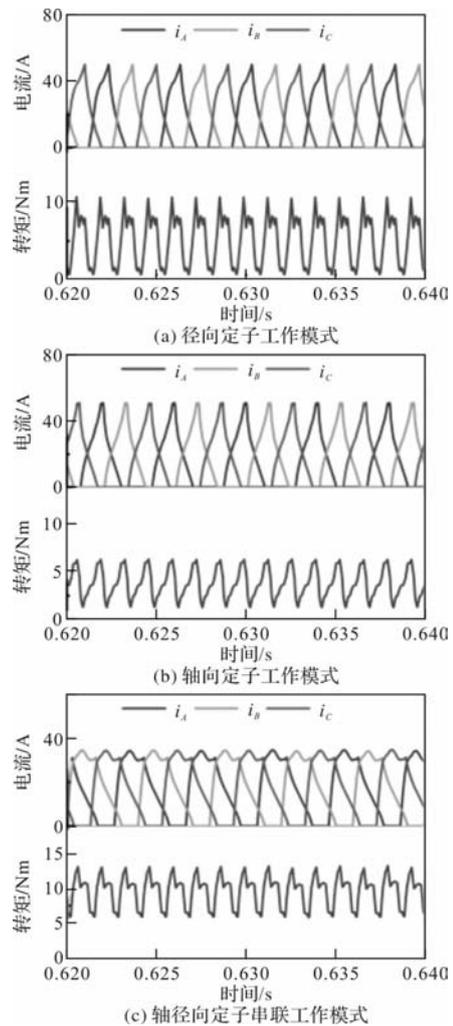


图 7 角度位置控制下的电流和转矩曲线

图 8 所示给出了三种工作模式下的转矩 - 转速曲线,结合图 6 和图 7 可以发现:

- (1) 新型 ARFSRM 在恒转矩区的额定转速由大到小分别是径向定子、轴径向定子串联和轴向定子工作模式。
- (2) 在转速低于 1000r/min 时,三种工作模式下的转矩输出能力由弱到强分别是径向定子、轴向定子和轴径向定子串联工作模式;在转速高于 1000 r/min,

三种工作模式的转矩输出能力由弱到强分别是轴向定子、径向定子和轴径向定子串联工作模式。

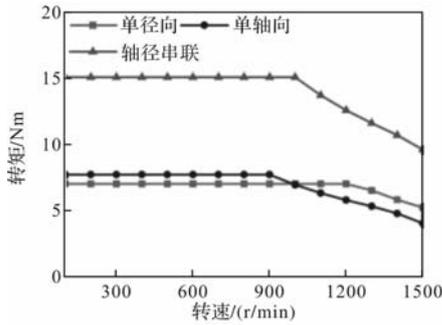


图 8 三种工作模式下的转矩 - 转速曲线

3.2 瞬态性能分析

为验证所提出功率变换器拓扑结构的可行性，通过给定负载转矩，对电机转速进行实时改变实现三种模式之间的切换。

图 9 给出了电机在径向定子工作模式与轴径向定子串联工作模式下相互切换的动态响应图，其中电机的负载转矩为 6.5Nm 保持不变，转速由切换前的 1100r/min 变化为 1300r/min，电机在径向定子工作模式时采用的为电流斩波控制方式，而在切换至轴径向定子串联工作模式采用的为角度位置控制方式。在这种情况下，未采用轴向定子工作模式的原因是在超过一定转速情况下，这种工作模式达不到要求的转矩要求。

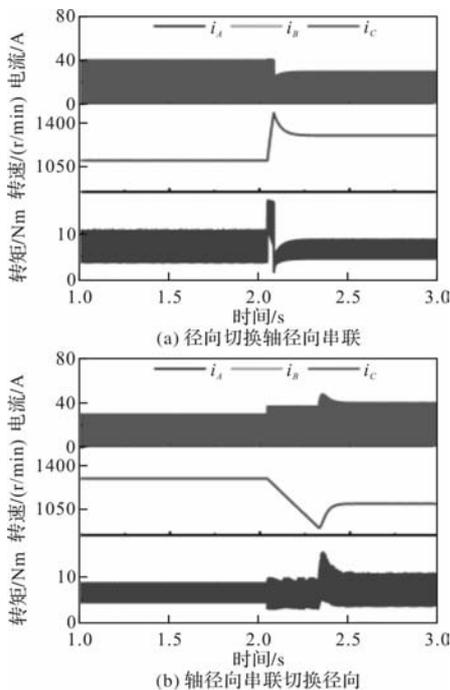


图 9 径向定子与轴径向定子串联工作模式切换下的动态响应曲线

图 10 给出了电机在轴向定子工作模式与径向定子工作模式下相互切换的动态响应图，其中电机的负载转矩为 6.5Nm 保持不变，转速由切换前的 800r/min 变化为 1100r/min，电机在轴向定子工作模式和径向定子工作模式时采用的均为电流斩波控制方式。在这种情况下，未采用轴径向定子串联工作模式的原因是在一定转速内，上述工作模式已经满足转矩出力要求，不需要采用功率较大且铜损较高的轴径向串联工作模式。

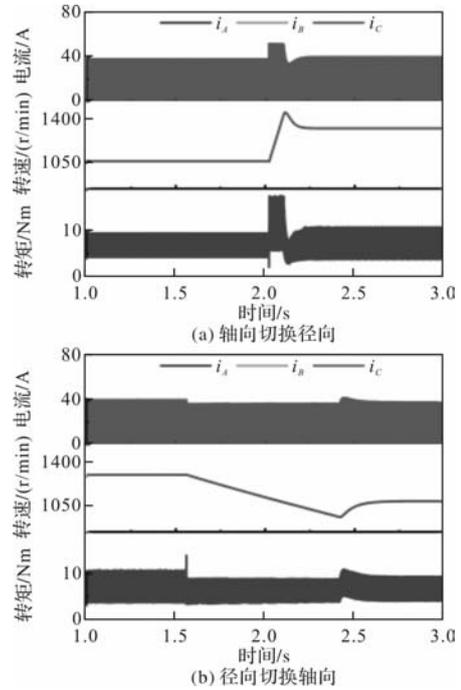
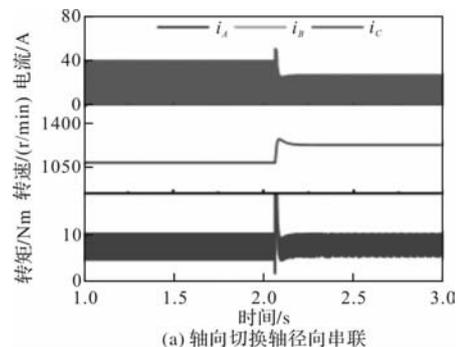


图 10 径向定子与轴向定子工作模式切换下的动态响应曲线

图 11 给出了电机在轴向定子工作模式与轴径向定子串联工作模式下相互切换的动态响应图，其中电机的负载转矩为 7.3Nm 保持不变，转速由切换前的 800r/min 变化为 1000r/min，电机在轴向定子工作模式和轴径向定子串联工作模式时采用的均为电流斩波控制方式。在这种情况下，未采用径向定子工作模式的原因是因为这种工作模式无法满足转矩出力要求。



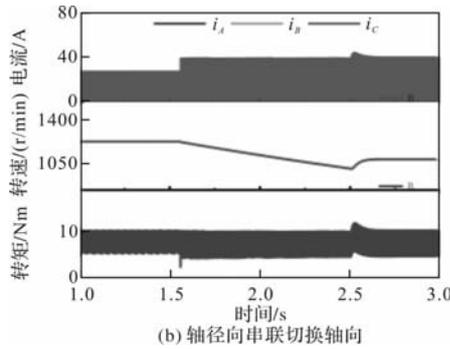


图 11 轴向定子与轴径向定子串联工作模式切换下的动态响应曲线

4 实验验证

为了进一步验证所提出新型功率变换器拓扑的可行性以及仿真分析的准确性，本文制造了三相 12/10/12 结构轴径向混合磁通开关磁阻电机样机测试平台，并搭建了提出的新型功率变换器拓扑和控制系统。图 12 给出了三种模式切换中的径向定子工作模式与轴径向定子串联工作模式之间的相互切换的动态测量结果，磁粉制动器施加 6.5 Nm 的负载，实现转速从 1100 r/min 与 1300 r/min 之间的模式切换。可以看到，所测得的输出转矩与上述仿真中的这两种模式切换结果基本一致，验证了仿真结果的准确性。

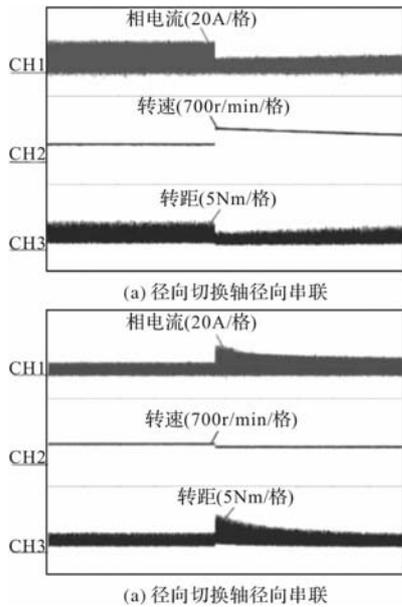


图 12 轴向定子与轴径向定子串联工作模式切换下的动态实验结果

5 结论

本文首先介绍了一种新型轴径向混合磁通开关磁阻电机；然后根据新型 ARFSRM 具有单径向、单

轴向和轴径向串联三种工作模式的结构特点，提出了一种新型的功率变换器拓扑结构，实现了三种工作模式的在线切换，并分析了三种工作模式的稳态和瞬态性能。总结如下：

(1) 本文所提出的新型功率变换器能够实现新型 ARFSRM 三种工作模式的任意切换，并且此变换器也可适用于双定子电机驱动系统，实现双定子电机的三种工作模式。

(2) 在转速低于 1000 r/min 时，三种工作模式下的转矩输出能力由弱到强分别是径向定子、轴向定子和轴径向定子串联工作模式。

(3) 在转速高于 1000 r/min，三种工作模式的转矩输出能力由弱到强分别是轴向定子、径向定子和轴径向定子串联工作模式。

参考文献

- [1] 闫文举, 陈昊, 马小平, 等. 不同转子极数下磁场解耦型双定子开关磁阻电机的研究[J]. 电工技术学报, 2021, 36(14): 2945-2956.
- [2] 卿龙, 王惠民, 葛兴来. 一种高效率开关磁阻电机转矩脉动抑制方法[J]. 电工技术学报, 2020, 35(09): 1912-1920.
- [3] 于丰源, 陈昊, 闫文举, 等. 宽窄定子极轴向磁通开关磁阻电机的设计与分析[J]. 电工技术学报, 2023, 38(05): 1261-1274.
- [4] Yan W J, Chen H, Liao S, et al. Design of a Low Ripple Double Modular-stator Switched Reluctance Machine for Electric Vehicle Applications [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2021, 7(3): 1349-1358.
- [5] Ding W, Bian H, Song K D, et al. Enhancement of a 12/4 Hybrid-excitation Switched Reluctance Machine With Both Segmented-stator and -Rotor [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(10): 9229-9241.
- [6] Ma M Y, Yuan K X, Yang Q Q, et al. Open-circuit Fault-tolerant Control Strategy Based on Five-level Power Converter for SRM System [J]. CES Transactions on Electrical Machines and Systems, 2019, 3(2): 178-186.
- [7] Song S J, Peng C F, Guo Z C, et al. Direct Instantaneous Torque Control of Switched Reluctance Machine Based on Modular Multi-level Power Converter [C]. Proceedings of IEEE 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Harbin, 2019: 1-6.
- [8] Peng F, Ye J, Emadi A. An Asymmetric Three-level Neutral Point Diode Clamped Converter for Switched Reluctance Motor Drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(11): 8618-8631.

(下转第 50 页)

基于铁钴合金的高功率密度永磁同步电机设计

朱龙飞, 尹 帅, 陈思思, 高林飞

(沈阳工业大学 国家稀土永磁电机工程技术研究中心, 沈阳 110870)

摘要: 针对定子铁心饱和限制了严格尺寸约束的常规电机功率密度进一步提升的问题, 本文提出一种高饱和磁性能的铁钴合金与硅钢拼接定子电机设计方案, 测试了叠压退火工艺加工的铁钴合金铁心磁性能, 总结出该材料磁化性能曲线, 在此基础上提出针对铁钴合金的变系数损耗模型, 以一台额定功率为 2.1kW 的样机为例, 建立对定子采用铁钴合金和铁钴合金拼接硅钢的有限元模型, 以输出转矩和损耗为性能指标, 进行有限元仿真, 最后计算普通硅钢材料和拼接方案的过载性能和功率密度。研究结果表明铁钴合金与硅钢拼接定子电机方案较普通硅钢电机额定功率密度与峰值功率密度分别提升 17.02% 和 45.32%, 验证了该电机设计方案的合理性。

关键词: 高功率密度; 铁钴合金; 拼接组合定子

中图分类号: TM351; TM341 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-6848(2025)01-0039-06

High Power Density Permanent Magnet Synchronous Motor Design Based on Stator Splicing

ZHU Longfei, YIN Shuai, CHEN Sisi, GAO Linfei

(National Engineering Research Center for Rare-earth Permanent Magnet Motors,
Shenyang University of Technology, Shenyang 110870, China)

Abstract: Aiming at the problem that the saturation of the stator core limits the further increase of the power density of conventional motors with strict size constraints, this paper put forward a design scheme of spliced stator motor made of iron-cobalt alloy and silicon steel with high saturated magnetic performance, tested the magnetic performance of iron-cobalt alloy core processed by the stacked annealing process, and summed up the magnetization performance curve of this material, and put forward the variable coefficient loss model for iron-cobalt alloy on this basis. Took a prototype motor with rated power of 2.1kW as an example, established a finite element model of adopting iron-cobalt alloy and iron-cobalt alloy spliced silicon steel for the stator, and carried out finite element simulation on the model with output torque and loss as the performance indexes, and then calculated the overload performance and power density of the common silicon steel material and the splicing scheme. The results showed that the iron cobalt alloy and silicon steel spliced stator motor scheme improved the rated power density and peak power density by 17.02% and 45.32%, respectively, compared with that of the ordinary silicon steel motor, which verified the reasonableness of the motor design scheme.

Key words: high power density; iron-cobalt alloy; splicing composite stator

0 引言

工业机器人运行时存在特殊的负载间歇性突变工况, 其对电机的过载能力提出了更高的要求。常规的永磁同步电机在满足高过载的同时, 难以满足体积的要求。因此, 在提升电机的转矩密度具有重要应用意义, 目前对于提升电机的功率密度一般采

用合理优化电磁设计、新拓扑结构电机、高性能软磁材料, 由于电机磁路非线性、交直流电枢反应过大, 传统的永磁同步电机过载状态下的输出转矩很快达到饱和。常规的硅钢电机难达到设计要求。铁钴合金 1J22 最突出的特点是饱和磁感应强度高, 可以达到 2.4 T, 将其应用于电机中预期可提高转矩密度、功率密度。但铁钴合金在加工过程中产生的残

收稿日期: 2024-08-21

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

作者简介: 朱龙飞(1988), 男, 副教授, 硕士生导师, 研究方向为特种永磁电机及其控制。

尹 帅(1999), 男, 硕士研究生, 研究方向为高品质永磁及特种电机。

陈思思(2000), 女, 硕士研究生, 研究方向为高品质永磁及特种电机。

高林飞(1999), 男, 硕士, 研究方向为高品质永磁及特种电机。

余应力会导致铁钴合金材料性能显著降低，文献[1-2]探究小型异步电机用冷轧硅钢片在冲剪过程中冲剪应力对磁性能的影响，文献[3]研究了定子铁心在装配时受到的压应力对磁性能的影响，因此，完善铁钴合金的磁化性能和损耗特性数据以及在永磁同步电机中的应用对指导铁钴合金电机的设计有很大作用。

新型铁心材料的应用主要集中在低铁损的 SMC 材料、混合硅钢材料的定子和高饱和磁密的铁钴合金。文献[4]设计了一种 SMC 与硅钢片混合的定子结构高速电机，将定子两端部分的硅钢片替换为 SMC，硅钢片的使用保证了铁心的高磁导率，而端部 SMC 的设计可以缩短定子齿轴向长度，减小绕组铜耗，电机重量减少了 12%，功率密度得到提升。文献[5]从极槽配合、定子齿槽宽度比等确定了外转子永磁同步电机的设计方案，对比硅钢片、铁钴合金及非晶合金三种定子铁心电机，得出在额定工况时，铁钴合金电机输出转矩增大了 4.2%，最大过载工况时，铁钴合金电机的负载反电势最大，相比硅钢电机高出了 15.1%，输出转矩增大了 13.6%。文献[6]将电机定子硅钢片更换为铁钴合金，转子采用内置式结构并开设了减重孔，不仅减小了电机质量，还使得输出转矩提升了 6%。

综上所述，本文针对现有措施对电机功率密度提升不明显的问题，预期采用一种高饱和特性的铁钴合金和硅钢拼接定子的设计方案，通过实验测出采用叠压工艺制成的铁钴合金磁化曲线和损耗曲线，考虑受叠压工艺的影响需推导出针对该叠压铁心的变系数损耗模型，建立对定子采用铁钴合金和铁钴合金拼接硅钢的模型，利用有限元进行分析，验证该电机理论分析设计的合理性。

1 原型硅钢样机电磁性能

原型电机为硅钢材料电机，该电机采用 8 极 36 槽双层绕组结构，其定转子材料均为硅钢 35WW270。基本参数如表格 1 所示。

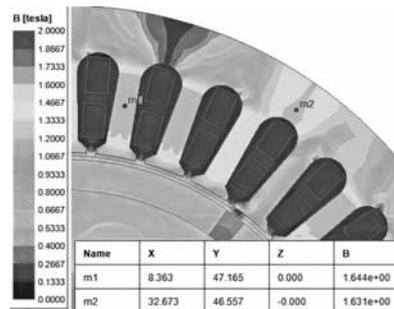
表 1 高功率密度电机基本数据

参数	数值	参数	数值
额定功率/kW	2.1	母线电压/V	380
额定转速/(r/min)	4000	定子外径/mm	123
定子内径/mm	81	转子外径/mm	79
转子内径/mm	31	轴向长度/mm	60
永磁体厚度/mm	4.4	极弧系数	0.85
齿宽/mm	3.4	槽深/mm	10.5

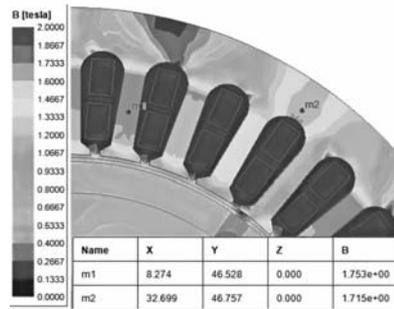
原型硅钢样机在各个工况下磁场分布如图 1 所

示，可以看出该电机磁通密度在合理范围内，空载时定子齿部磁密和轭部磁密基本不超过 1.64 T，初步验证了该电机的合理性。

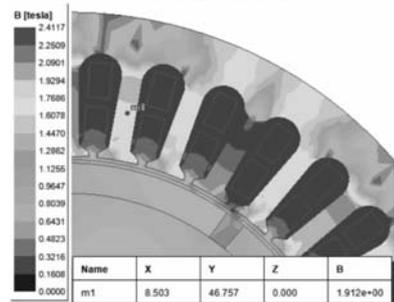
通过改变输入电流，得出该电机的最大过载转矩为 14.77 Nm，最大过载倍数为 2.93，过载磁密云图如图 1(c) 所示，可以看出电机在 2.93 倍过载的工况下，此时定子齿部磁密局部出现饱和，磁路的饱和限制了电机过载能力的进一步增强，若想继续提升该电机的转矩输出能力，目前最有效的方法是用具有更高饱和磁密的材料替换硅钢材料制作铁心，但是目前铁钴合金的研究较少，该材料受铁心加工工艺影响规律不清晰，无法指导电机的设计，因此需要对该材料进行测试分析。



(a) 空载磁密云图



(b) 负载磁密云图



(c) 过载磁密云图

图 1 硅钢电机磁密云图

2 铁钴合金铁心磁性性能分析

2.1 铁钴合金材料测试

铁钴合金(1J22)具有高饱和磁密的特点，在电机极限输出时铁心不易达到饱和，有利于提升电机的输出转矩。但 1J22 的铁耗特性不同于硅钢片，用

作定子铁心后电机的损耗特性也有所区别，铁钴合金磁性能和损耗性能受叠压退火等加工工艺影响较大，用在定子铁心中不能按铁钴合金带材的数据进行分析，因此需要对叠压退火加工后的铁心试样进行实验测试，得出其磁化及损耗特性曲线。采用《GB/T 3658—2008 软磁材料交流磁性能环形试样的测量方法》搭建实验，叠压退火后的铁钴合金环形铁心实验测试装置如图 2 所示。



图 2 1J22 环形铁心实验测试装置

通过数字功率表记录的励磁线圈输入功率、电流和电压等，推导计算得出环形铁心的磁化特性曲线和损耗密度曲线，并与硅钢 35WW270 及铁钴合金带材数据进行对比，如图 3 所示。

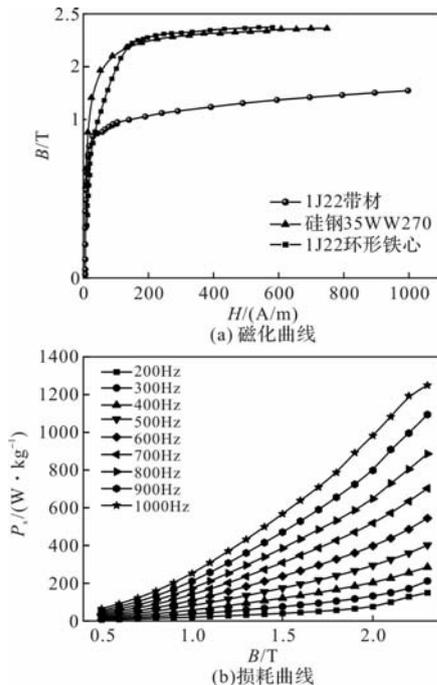


图 3 1J22 环形铁心磁化曲线和损耗曲线

从图 3 可以看出叠压退火后的 1J22 环形铁心饱和磁密约为 2.38 T，远大于硅钢 35WW270 的 1.78 T。但与此同时其损耗密度也变大，高频时增加更快，当频率为 300 Hz 时，以磁密 1.5 T 时为例进行分析，叠压退火后铁钴合金环形铁心的损耗密度是硅钢 35WW270 的 1.76 倍，是铁钴合金带材的 4.31

倍。因此若充分利用铁钴合金的高饱和磁密，并减小其铁心损耗对电机的影响，对电机过载性能的提高是一个很好的方向。

2.2 铁心损耗变系数损耗模型

为了直观分析出叠压退火加工后 1J22 环形铁心损耗性能的变化，本文对比了频率 400 Hz 时叠压退火 1J22 环形铁心损耗密度测试值、1J22 带材损耗密度测试值以及硅钢 35WW270 损耗密度测试值，如图 4 所示，其中 1J22 带材以及硅钢 35WW270 的损耗数据均为厂家提供。由对比结果可以看出，1J22 带材的损耗密度低于硅钢 35WW270，叠压退火 1J22 环形铁心的损耗最为严重，这是由于电机定子铁心加工过程中残余应力导致的，为了精准计算该材料的铁心损耗值。本文对 1J22 叠压工艺制成的铁心进行分析并建立变系数损耗模型。

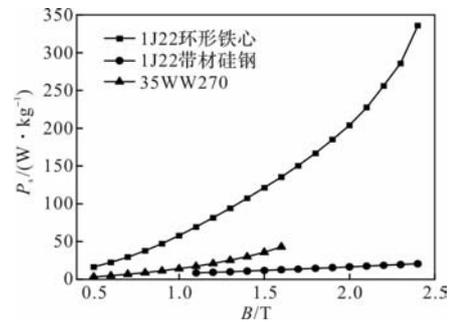


图 4 300Hz 时铁心材料损耗

目前比较经典的铁耗计算方法是 Bertotti 铁耗计算模型^[7-9]，通常认为磁密按正弦变化并把铁耗系数假定为常数：

$$P_{Fe} = K_h f B_m^\alpha + K_c f^2 B_m^2 + K_e f^{1.5} B_m^{1.5} \quad (1)$$

$$K_c = \frac{\pi^2 \sigma d^2}{6\rho} \quad (2)$$

$$K_e = 8.763363 \frac{\sqrt{\sigma G V_0 S}}{\rho} \quad (3)$$

式中， K_c 为涡流损耗系数； K_e 为附加损耗系数； f 为频率； B_m 为磁通密度幅值。

电机运行中，铁心同时受交变和旋转磁化影响。由于两种磁化产生的损耗机制不同，简单应用交变磁化损耗模型计算旋转磁化下的铁心损耗是不准确的。采用正交分解法能更精确地计算旋转磁化状态下的铁心损耗。任意时刻椭圆形磁场磁通密度 $\vec{B}(t)$ 经过正交分解后表达式如(4)所示。

$$\vec{B}(t) = \vec{B}_r(t) + \vec{B}_t(t) \quad (4)$$

式中， $\vec{B}_r(t)$ 是 $\vec{B}(t)$ 正交分解后的径向分量， $\vec{B}_t(t)$

是 $\vec{B}(t)$ 正交分解后的切向分量。将式(4)代入式(1)得正交分解铁耗模型的表达式:

$$P_{Fe} = K_h f (B_{max}^\alpha + B_{min}^\alpha) + K_e f^2 (B_{max}^2 + B_{min}^2) + \frac{K_e}{8.76 T} \int_0^r \left(\frac{dB_r(t)}{dt} \right)^{1.5} + \left(\frac{dB_t(t)}{dt} \right)^{1.5} dt \quad (5)$$

式中, B_{max} 为椭圆磁场长轴; B_{min} 为椭圆磁场短轴。

铁钴合金 1J22 不同频率下损耗曲线如图 3 所示并, 考虑公式对损耗系数进行拟合, 得到损耗系数与频率关系如图 5 所示。

根据图 5 所展示的损耗系数, 可以对 1J22 型环形铁心在多种频率条件下的铁损进行估算。

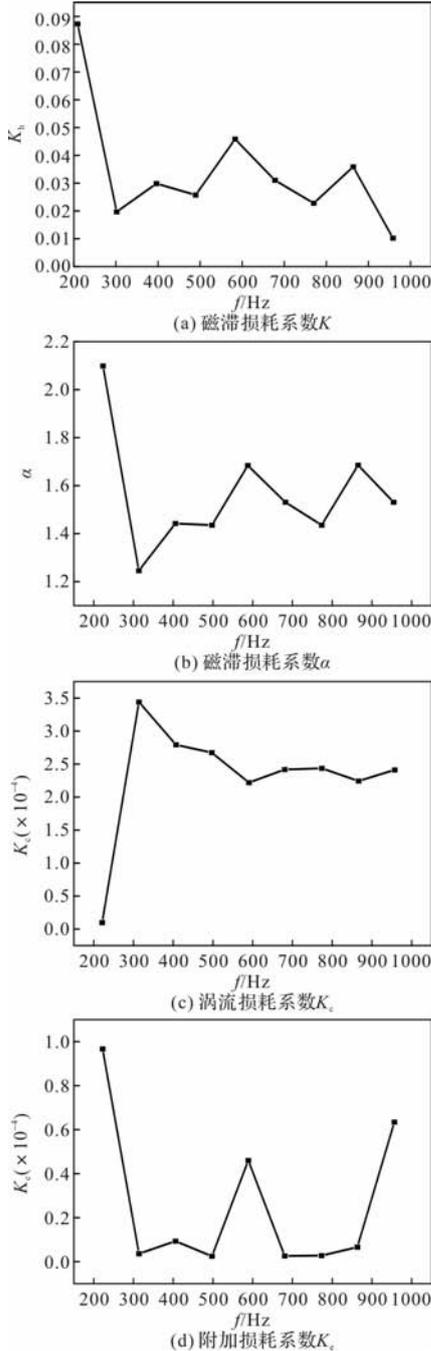


图 5 损耗系数随频率变化的关系

图 6 中展示的误差分析显示, 当变系数铁耗计算模型将频率因素纳入考量时, 其预测结果与实验数据非常接近, 误差极小。这表明所构建的变系数铁耗计算模型不仅精度高, 而且具有很好的实用性。

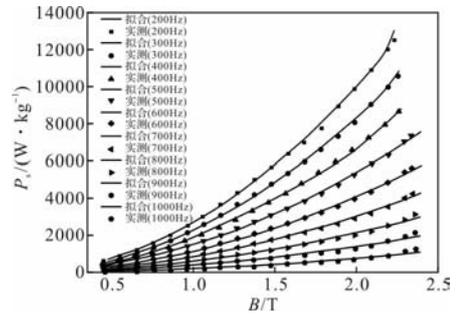


图 6 变系数铁耗模型的计算误差

3 基于铁钴合金电机的仿真分析

本文所研究的铁钴合金电机定子采用铁钴合金 1J22, 转子仍采用硅钢 35W270。除定子材料外, 铁钴合金定子电机与原型硅钢电机的结构尺寸相同。建立的永磁电机有限元模型, 将电磁转矩和损耗作为该电机的性能进行对比。

铁钴合金电机与原型硅钢电机在额定负载状态下输出转矩如图 7 所示、由图 7 可知, 硅钢电机的输出转矩平均值为 5.05 Nm, 而 1J22 电机的输出转矩平均值为 5.38 Nm, 1J22 电机输出转矩相比硅钢电机提高了 6.5%, 因此将铁钴合金应用于电机铁心是能有效提高电机输出能力。

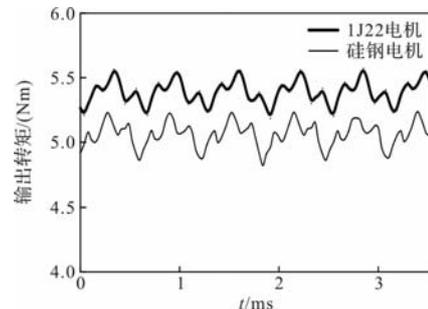


图 7 额定负载时电机输出转矩

铁钴合金电机在 3.79 倍的过载磁密云图如图 8 所示, 可以看出, 相比于硅钢片硅钢材料在过载时的磁密, 1J22 电机具有更大优势。

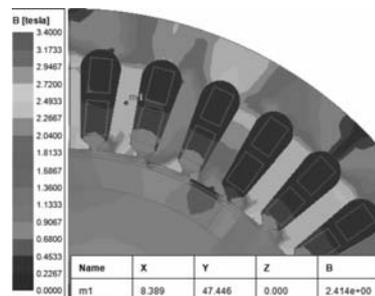


图 8 1J22 电机磁密云图

铁钴合金电机与原型硅钢电机在额定载条件铁心损耗和涡流损耗如图 9 所示。

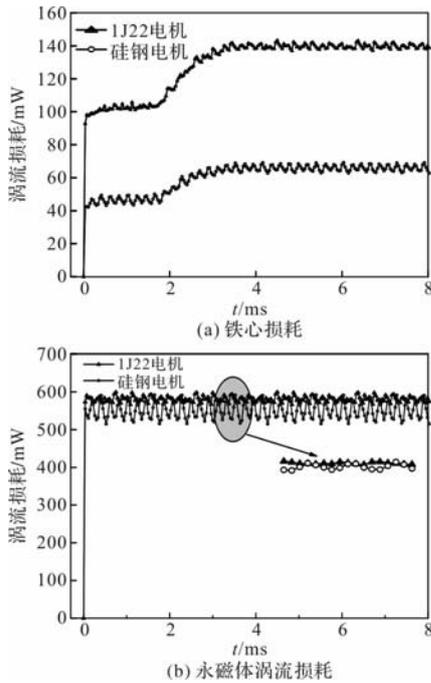


图 9 电机铁耗和永磁体涡流损耗

由图 9 电机损耗分析可以看出，额定工况时，硅钢电机的铁心损耗为 61.76 W，而 1J22 电机的为 131.43 W，铁耗增大了 2.13 倍。对于永磁体涡流损耗两者变化不大，硅钢电机为 0.55 W，1J22 电机为 0.58 W。因此虽然 1J22 对于提升电机功率密度有帮助，但需要采取措施限制其剧增的铁心损耗。

4 1J22-硅钢拼接定子电机的仿真分析

4.1 1J22-硅钢拼接定子电机方案

为了充分利用 1J22 材料的高磁导率和硅钢片低损耗的特性，本文拟削减定子铁心中 1J22 的用量，主体部分仍使用硅钢片，以此来抑制电机铁耗。而由 1J22 电机的磁密云图可知，电机铁心主要是定子齿部容易先达到饱和，其他部分仍未超过硅钢片的饱和点。据此本文设计了一种将 1J22 与硅钢片组合作为定子铁心的设计方案，如图 10 所示，仅在定子齿身部分使用 1J22，其余定子部分仍然使用普通硅钢片。由于 1J22 价格昂贵，是硅钢片的上百倍，此材料组合铁心设计还可以大幅减少 1J22 的用量，降低电机成本。

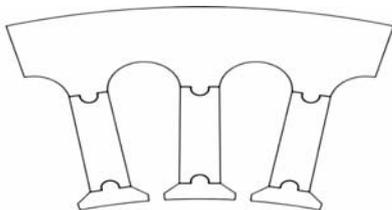


图 10 永磁电机拼接定子铁心

4.2 1J22-硅钢拼接定子电机性能分析

定子采用两种材料拼接使用后，经有限元方法计算。电机输出转矩 5.05 N·m 增大到 5.18 N·m，增大了 2.57%，如图 11 所示。

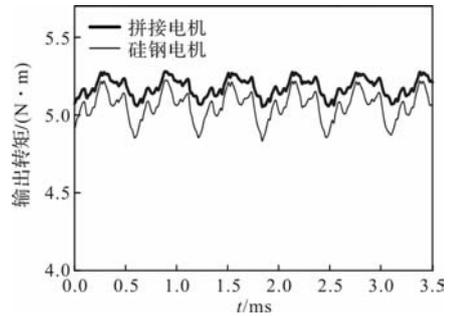


图 11 电机输出转矩

采用拼接方案后铁钴合金用量较少，因此其铁耗增加也较少，如图 12(a)也可以看出，与定子整体采用铁钴合金的电机相比，拼接电机明显具有更低的铁心损耗，虽然相比硅钢电机仍增大 24.86 W，但其增加的铁心损耗仅占电机输出功率的 1.18%，所占比例很小，影响较小。图 12(b)为永磁体涡流损耗，可以看出定子材料的更换对永磁体涡流损耗几乎没有影响。

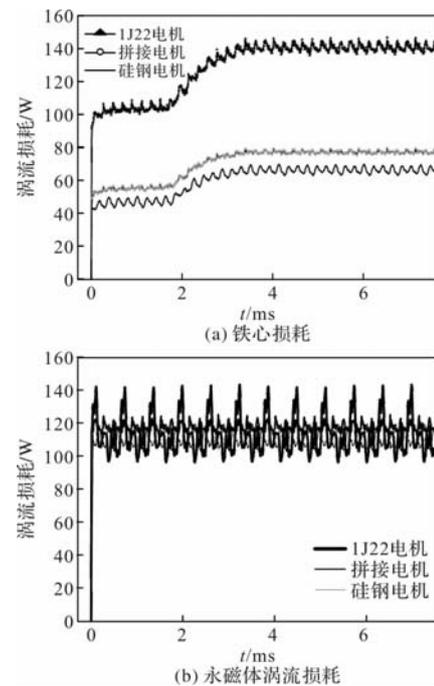


图 12 电机铁耗与永磁体涡流损耗

4.3 电机功率密度计算

永磁电机过载能力用过载倍数 K 来表示，其值为最大转矩与额定转矩的比值。通过改变输入电流，得到电机各个电流倍数下的输出转矩，绘制转矩随电流变化曲线，当原型硅钢电机过载倍数 K 为 3~4 倍时，电机 $I-T$ 曲线处于膝点位置，而高功率密度

电机曲线膝点位于 4~5 之间。当两个电机最大过载倍数分别为 2.93 倍和 3.7 倍时，原型硅钢电机与高功率密度电机的输出转矩分别为 14.77 Nm、21.75 Nm，因此铁钴合金的使用对于过载工况下电机的输出性能提升更大。

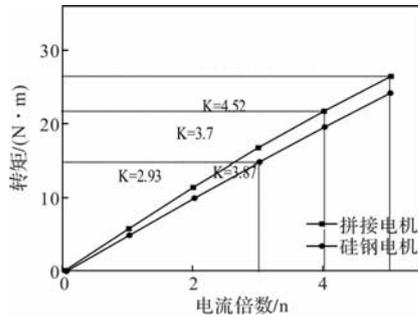


图 13 不同电流倍数下电机转矩曲线

在确定电机过载时的峰值转矩后，根据式求出额定及过载时电机的输出功率，再结合电机质量得出两种工况下的功率密度。

$$P = T \cdot 2\pi n / 60 \quad (6)$$

结合电机输出功率，得出最终设计的电机输出功率达到 2.46 kW，最大过载时峰值功率为 9.1 kW，额定功率密度与峰值功率密度分别为 0.55 kW/kg 和 2.02 kW/kg。而原型机输出功率和峰值功率分别为 2.1 kW 和 6.15 kW，额定功率密度与峰值功率密度为 0.47 kW/kg、1.39 kW/kg。与原型硅钢电机相比本文设计的高功率密度电机额定功率密度与峰值功率密度分别提升了 17.02% 和 45.32%。

5 结 语

本文通过对叠压工艺铁钴合金实验测试，得出了铁钴合金材料的磁化曲线和损耗曲线，针对该材料推导出变损耗系数模型，采用铁钴合金材料，电

机过载能力可达 3.79 倍，根据铁钴合金材料特性设计了一种定子铁心为 1J22 与硅钢拼接组合的电机，该拼接设计使铁钴合金用量大幅减少，有效地减小了电机的铁耗，输出转矩提升了 2.57%，对设计出的高功率密度电机过载能力及功率密度进行了分析，得出最终其额定及峰值功率密度达到了 0.55 kW/kg 和 2.02 kW/kg，相比原型硅钢电机分别提升了 14.5% 和 36.6%。

参考文献

- [1] 黄力明, 赵妍华. 冲剪加工对冷轧硅钢片磁性能影响的试验研究[J]. 中小型电机, 2004(3): 10-13.
- [2] 傅志强, 郭俊诚, 赵江勇, 等. 冷轧硅钢片磁性能测量因素的分析[J]. 特殊钢, 2011, 32(1): 64-66.
- [3] 黄安怡, 禹雷. 叠压系数对车用永磁同步电机铁耗的影响[J]. 数字制造科学, 2021, 19(3): 218-222.
- [4] Huang P W, Jiang I H, Tsai M C, et al. New Hybrid Stator Design for High-Speed PMSMs Based on Selective Laser Melting of 3-D Printing[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2019, 55(7): 1-4.
- [5] 赵元胜, 唐德佳, 潘卫东, 等. 新材料对外转子永磁同步电机输出特性影响分析[J]. 微特电机, 2021, 49(12): 29-34.
- [6] Matsuhara M, Sanada M, Morimoto S, et al. Study of Suitable Motor Structure for IPMSM With High Flux Density Material[C]. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). 2014; 2390-2395.
- [7] 赵琳. 基于 Bertotti 模型的非正弦激励高频变压器铁心损耗特性研究[D]. 河北: 河北工业大学, 2023.
- [8] 邢博文. 接近服役条件电机铁心损耗模型研究[D]. 沈阳: 沈阳工业大学, 2022.
- [9] 张洪亮. 永磁同步电机铁心损耗与暂态温度场研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2011.

《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

基于定子错位的轴向磁通反凸极永磁同步电机 齿槽转矩削弱方法研究

赵晓坤¹, 邹新鹏¹, 郭启超¹, 朱良宽²

(1. 东北林业大学 计算机与控制工程学院, 哈尔滨 150040; 2. 东北林业大学 机电工程学院, 哈尔滨 150040)

摘要: 轴向磁通永磁同步电机具有结构紧凑、重量轻和轴向尺寸小等优点, 但存在调速范围窄和转矩波动大的问题。为拓宽恒功率调速范围, 将永磁体和磁桥交替排列, 提出一台 8 极 48 槽轴向磁通反凸极永磁同步电机。针对轴向磁通反凸极永磁同步电机齿槽转矩大的问题, 首先利用磁场能量法对电机齿槽转矩进行解析计算, 然后根据计算结果分析上下定子错位前后齿槽转矩的影响, 并通过调整错位角度对电机结构进行优化。有限元仿真结果表明, 优化后电机气隙磁密基波幅值基本不变, 齿槽转矩下降了 66.81%。有限元仿真结果验证了上下定子错位对齿槽转矩削弱的有效性。

关键词: 轴向磁通反凸极永磁同步电机; 齿槽转矩; 磁场能量法; 定子错位

中图分类号: TM351; TM341 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2025)01-0045-06

Research on Cogging Torque Reduction Method of Axial-flux Reverse-saliency Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Twisted-stator Structure

ZHAO Xiaokun¹, ZOU Xinpeng¹, GUO Qichao¹, ZHU Liangkuan²

(1. College of Computer and Control Engineering, Northeast Forestry University, Harbin 150040, China;

2. College of Mechanical and Electrical Engineering, Northeast Forestry University, Harbin 150040, China)

Abstract: The axial flux permanent magnet synchronous motor has the advantages of compact structure, lightweight, and small axial dimension, but it has the problems of narrow speed regulation range and large torque fluctuation. To broaden the range of constant power speed regulation, this paper proposed an 8-pole, 48-slot axial flux reverse-saliency permanent magnet synchronous motor by arranging the permanent magnets and magnetic bridges alternately. To address the problem of large cogging torque of the axial flux reverse-saliency permanent magnet synchronous motor, the cogging torque of the motor was firstly calculated analytically by using the magnetic field energy method, and then the influence of the twisted-stator structure on the cogging torque was analyzed according to the calculation results. The structure of the motor was optimized by adjusting the twist angle. The finite element simulation results show that after optimization, the amplitude of the motor's air gap magnetic density fundamental wave was unchanged, and the cogging torque decreases by 66.81%. The finite element simulation results verified the effectiveness of the twisted-stator structure on the cogging torque weakening.

Key words: axial-flux reverse-saliency permanent magnet synchronous motor; cogging torque; magnetic energy method; twisted-stator structure

0 引言

轴向磁通永磁同步电机 (Axial Flux Permanent Magnet Synchronous Motor, AFPMSM) 作为一种新型高性能电机, 具有转矩密度大、效率高、散热好、轴向尺寸小等优点, 在交通运输、工业生产和航空航天等领域有广泛的应用^[1]。但 AFPMSM 空载气隙磁密大于传统径向磁通永磁同步电机 (Radial Flux

Permanent Magnet Synchronous Motor, RFPMSM), 导致 AFPMSM 的齿槽转矩大于同功率等级的 RFPMSM。AFPMSM 按电枢绕组形式不同分为整数槽绕组和分数槽绕组^[2]。其中分数槽绕组具有齿槽转矩低的优点; 但分数槽绕组电枢磁动势谐波大, 永磁体损耗大, 分数槽集中绕组电机交直流电感相近, 凸极率接近 1, 无法充分利用磁阻转矩, 限制了 AFPMSM 转矩密度的进一步提高。整数槽分布绕组的磁动势

收稿日期: 2024-07-29

作者简介: 赵晓坤(1993), 女, 工学博士, 副教授, 研究方向为永磁同步电机及其控制技术。

朱良宽(1978), 男, 工学博士, 教授, 研究方向为智能控制、群智能优化、林业人工智能。

谐波较低, 永磁体损耗低, 且凸极率低, 可以利用磁阻转矩改善电机性能; 但整数槽绕组的齿槽转矩大, 难以得到高品质的 AFPMSM^[3]。

反凸极永磁同步电机具有转矩密度大, 弱磁调速范围宽的优点^[4]。为提高 AFPMSM 弱磁调速能力, 需向电机的直轴上加入磁桥, 使直轴电感大于交轴电感, 形成反凸极 AFPMSM。为充分利用磁阻转矩, 定子绕组需采用整数槽的形式, 造成电机气隙磁密不均、齿槽转矩大的问题。

为降低 AFPMSM 的齿槽转矩, 近年来, 国内外学者对此进行了大量的研究。电机的齿槽转矩可以通过磁场能量法进行计算, 直接调整计算结果中相关参数是一种直观且简便的方法^[5-9]。沈阳工业大学武岳等人采用不均匀气隙, 设计出一种包含削极永磁体的 AFPMSM^[10]。仿真结果表明, 在梯形削极时电机带负载转矩波动下降了 3.23%; 在正弦形削极时电机带负载转矩波动下降了 4.21%。

另一方面还可通过平衡已有齿槽转矩的方法达到降低齿槽转矩的目的^[11-17]。柯克拉雷利大学 Engin Hüner 等人将原有整数槽 AFPMSM 的基础上将永磁体分组, 每组内永磁体之间的机械角度以及组与组间的机械角度也相等, 但二者之间不相等, 制成新型 AFPMSM^[18]。通过改变每组磁极之间机械角度、组内永磁体机械角度以及每个永磁体单独极弧系数, 平衡每块永磁体之间的齿槽转矩, 达到削减齿槽转矩的目的。经过实际测试, 该方法最多可降低 93.12% 的齿槽转矩。

本文以一台 8 极 48 槽双转子单定子反凸极 AFPMSM 为例, 在推导齿槽转矩计算方法基础上, 研究定子错位对电机齿槽转矩的影响; 采用有限元仿真软件建立反凸极 AFPMSM 的 3D 模型, 进一步仿真并确定定子错位对齿槽转矩的具体影响; 确定优化后电机拓扑结构, 得到性能较好的电机结构。

1 反凸极 AFPMSM 结构

反凸极 AFPMSM 定转子结构如图 1 所示。电机由定子、转子和气隙组成。定子由定子铁心和嵌入定子槽中的线圈组成。两个定子使用整数槽的绕组形式, 结构上与传统 AFPMSM 完全相同, 采用 35DW310 硅钢片制成。两个定子间错位角为 δ 。转子由转子铁心、永磁体和磁桥组成。磁桥是以电机中心轴为轴心的扇形, 与定子材料相同。每个磁桥的圆周角度均相等, 并等间距装配在永磁体中。永磁体采用钕铁硼材料制成, 转子采用高强度不锈钢制成。永磁体在转子上成圆周排布, 沿圆周方向在

转子上均匀分布。电机的结构参数如表 1 所示。

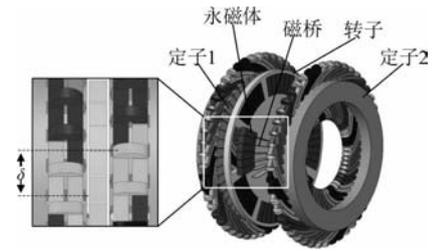


图 1 反凸极 AFPMSM 结构示意图

表 1 反凸极 AFPMSM 结构参数

参数	参数值
定子外径 R_2/mm	220
定子内径 R_1/mm	160
气隙长度 L_1/mm	1
定子槽口宽度 b_{d0}/mm	0.9
定子槽口高度 h_1/mm	0.6
槽口斜面高度 h_2/mm	0.4
极弧系数	0.83
磁桥宽度 $\beta/^\circ$	0.29
定子线圈匝数/匝	25
极槽比	8/48

2 反凸极 AFPMSM 齿槽转矩分析

齿槽转矩一般采用能量法计算^[14], 即电机内部磁场能量相对于电机转子旋转角度的偏导数

$$T_{\text{cog}} = \frac{\partial W}{\partial \alpha} \quad (1)$$

式中, W 为电机内部磁场能量; α 为转子旋转角度。假设定转子铁心未饱和, 储存在电机内部磁场的能量可以近似成气隙中磁场的能量, 即

$$W \approx W_{\text{gap}} = \frac{1}{2\mu_0} \int_{\text{gap}} B_{\text{gap}}^2 dV \quad (2)$$

其中, W_{gap} 为气隙磁场能量, μ_0 为真空磁导率, $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ T} \cdot \text{m/A}$; V 为电机气隙区域; B_{gap} 为空载气隙磁密, 其与当定子不开槽时气隙磁密 B_{pm} 和定子开槽时气隙相对磁导 G 有关, 二者均为电机定子圆周角度 θ 的函数; B_{gap} 可以表示为

$$B_{\text{gap}} = B_{\text{pm}}(\theta, \alpha) G(\theta) \quad (3)$$

将式(3)代入到式(2)并进行化简, 可得

$$W_{\text{gap}} = \frac{1}{2\mu_0} \int_{\text{gap}} B_{\text{pm}}^2(\theta, \alpha) G^2(\theta) dV = \frac{L_1 R_2 2\pi}{2\mu_0} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} B_{\text{pm}}^2(\theta, \alpha) G^2(\theta) r d\theta dr dL \quad (4)$$

式中, R_1 和 R_2 分别为气隙内外半径, 即定子内外半

径; L_1 为气隙宽度。继续化简式(4)可得:

$$W_{\text{gap}} = \frac{1}{4\mu_0} L_1 (R_2^2 - R_1^2) \int_0^{2\pi} B_{\text{pm}}^2(\theta, \alpha) G^2(\theta) d\theta \quad (5)$$

对 B_{pm}^2 在 $[-\pi/N_Q, \pi/N_Q]$ 上进行傅里叶分解, 可得:

$$B_{\text{pm}}^2(\theta, \alpha) = \alpha_p B_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{n\pi} B_{nN_L}^2 \sin(n\alpha_p \pi) \cdot \cos(nN_p(\theta - \alpha)) \quad (6)$$

式中, N_p 为转子极数; p 为电机极对数, $N_p = 2p$; α_p 为永磁体极弧系数。对 G^2 进行傅里叶分解

$$G^2(\theta) = G_0 + \sum_{j=1}^{\infty} G_{jN_s} \cos(jN_s \theta) \quad (7)$$

式中, N_s 为电机定子槽数。将式(6)和式(7)代入式(5)和式(1)中, 设电机定子槽数和转子极数最小公倍数为 N_L , 则齿槽转矩最终可化简为

$$T_{\text{cog}} = \frac{\pi N_s L_1}{4\mu_0} (R_2^2 - R_1^2) \cdot \sum_{n=1}^{\infty} n N_L G_{nN_L} B_{nN_L} \sin(nN_L \alpha) \quad (8)$$

当定转子尺寸和气隙长度确定后, B_{pm} 中 N_L/N_p 次谐波将唯一影响齿槽转矩极值, 对于 8 极 48 槽电机, $N_L/N_p = 6$, 因此在空载情况下, $6k (k \in \mathbf{Z}^+)$ 次谐波主要影响齿槽转矩。

对于本文所提 AFPMSM, 因为两定子在结构上完全相同; 转子中插入磁桥位置完全相同; 两定子共用同一个转子; 上下两气隙磁密在数值上完全相同, 所以上下两定子对转子产生的齿槽转矩完全相同。设两定子错位角度为 δ , 则电机的齿槽转矩为

$$T_{\text{COG}} = T_{\text{cog}-0} + T_{\text{cog}-\delta} \quad (9)$$

其中, T_{COG} 为电机整体齿槽转矩; $T_{\text{cog}-0}$ 为定子 1 产生的齿槽转矩, 其值可由式(8)计算; $T_{\text{cog}-\delta}$ 为定子 2 产生的齿槽转矩, 其值为

$$T_{\text{cog}-\delta} = \frac{\pi N_s L_1}{4\mu_0} (R_2^2 - R_1^2) \cdot \sum_{n=1}^{\infty} n N_L G_{nN_L} B_{nN_L} \sin(nN_L(\alpha + \delta)) \quad (10)$$

因为在同一电机内, 故式(8)与式(10)中 N_s 、 L_1 、 μ_0 、 R_1 、 R_2 、 n 、 N_L 、 G 、 B 在数值上完全相同。当永磁体中插入磁桥后, 气隙内磁场分布发生改变, 永磁体自漏磁增大, 影响了气隙磁密 B_{pm} 。两个定子同步改变, 不会对单独某一个定子造成影响。故电机整体齿槽转矩 T_{COG} 为

$$T_{\text{COG}} = \frac{\pi N_s L_1}{4\mu_0} (R_2^2 - R_1^2) \cdot \sum_{n=1}^{\infty} (n N_L G_{nN_L} B_{nN_L}' (\sin(nN_L \alpha) +$$

$$\sin(nN_L(\alpha + \delta))) \quad (11)$$

基于上述分析, 反凸极 AFPMSM 齿槽转矩 T_{COG} 与定子错位角度 δ 有关; 选取合适定子错位角度将有助于降低电机齿槽转矩。

3 定子错位对反凸极 AFPMSM 影响

根据第二章分析, 齿槽转矩与转子上永磁体和定子槽相对位置有直接关系, 如图 2 所示。在本文所提模型中, 两定子和转子之间均存在如图 2 所示的规律, 所以当转子和定子 1 形成如①所示相对位置时, 转子和定子 2 应形成如③所示相对位置, 二者极值互相抵消, 齿槽转矩得以降低。

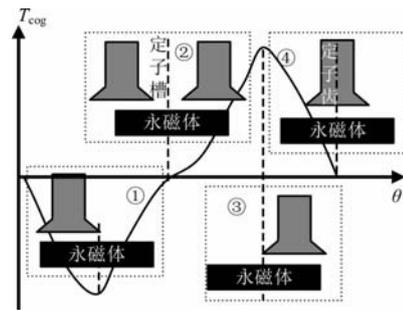


图 2 齿槽转矩波形随永磁体位置的变化

从式(6)中可以看出, 极弧系数与齿槽转矩有关, 且 B_{pm} 中的 $kN_L/N_p (k \in \mathbf{Z}^+)$ 次谐波较大。当 α_p

$$= \frac{N_L}{N_p} - m, m \in \mathbf{N}^+ \text{ 时, } B_{\text{pm}} \text{ 的第 } 6k \text{ 次谐波完全消除。}$$

此时 $\alpha_p = 1/6, 2/6, \dots, 6/6$ 。为了最大化输出转矩同时避免漏磁, 设定极弧系数为 $5/6 = 0.83$ 。

根据图 2 的分析, 齿槽转矩的极值与槽口和永磁体的相对位置有直接关系。为了在定子旋转到齿槽转矩的每半个周期的中心角度时, 齿槽转矩恰好达到其在该半周期内的极值, 定子槽口宽度在理论上应等于定子齿的宽度。此时在两定子错位时, 定子 1 产生的齿槽转矩极大(小)值可以与定子 2 产生的齿槽转矩极小(大)值完全相互抵消, 达到完全消除齿槽转矩的目的。但过大的槽口宽度不利于齿槽转矩的降低^[19]。由于槽口高度和槽口斜面高度的取值较小, 定子槽宽也会影响到齿槽转矩极值相位。为了最大化定子使用率, 同时兼顾齿槽转矩极值相位, 设定子槽宽与定子齿宽相等, 即

$$b_{s1} = \frac{1}{2} (\pi d_1 + \pi d_2) / N_s \quad (12)$$

式中, b_{s1} 为定子槽宽。经计算, $b_{s1} = 6.21 \text{ mm}$ 。

槽口宽是影响齿槽转矩极值相位的重要原因,

故即使在选定合适的定子槽宽度后，齿槽转矩极大值会前移、极小值会后移。如只考虑槽口宽，当转子旋转 0.27° 时达到齿槽转矩极大值。如只考虑槽宽，当转子旋转 1.88° 时达到齿槽转矩极大值。因此在二者共同作用下，齿槽转矩极大值应在 0.27° 至 1.88° 之间。如图 3 所示为未错位时定子齿槽转矩波形。有限元计算得到齿槽转矩极大值相位为 1.35° ，解析计算得到齿槽转矩极大值相位为 1.2° ，与有限元分析基本一致；有限元计算得到齿槽转矩峰 - 峰值为 7.17 Nm ，解析计算得到齿槽转矩峰 - 峰值为 7.28 Nm ，误差为 1.51% 。

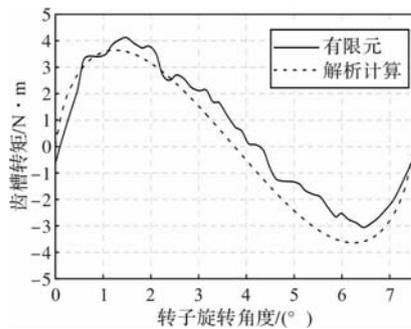


图 3 未错位时齿槽转矩波形

当齿槽转矩极值相位在其每半周期的中心时，错位 3.75° 可完全消除齿槽转矩。但齿槽转矩极值相位无法恰好调整至其所在半周期的中心，导致在错位后无法使两定子产生齿槽转矩极值恰好相互叠加，完全消除齿槽转矩。因此需对 3.75° 左右不同错位角度进行仿真分析。图 4 是错位角度为 3.50° 至 4.00° 时齿槽转矩峰 - 峰值变化。从图中可以看出，当错位角度为 3.75° 时，齿槽转矩峰 - 峰值最小，为 2.38 Nm ，与未错位相比降低了 66.81% 。因此选定电机定子错位角度为 3.75° 。图 5 是错位角度为 3.75° 时齿槽转矩的有限元分析与解析计算图像。其中由于定子槽而产生的极值相位偏移在叠加后出现的四个极值在有限元计算和解析计算中均有体现，且相位基本一致。

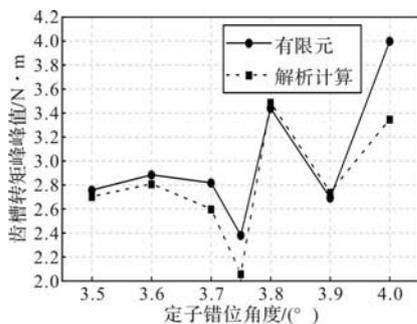


图 4 不同错位角度时齿槽转矩峰 - 峰值

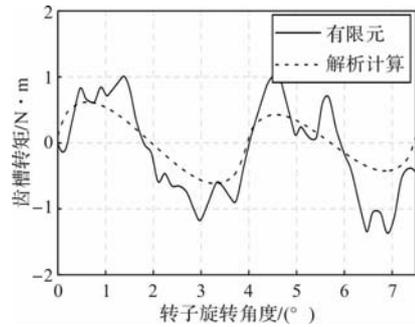


图 5 错位角度 3.75° 时齿槽转矩

4 反凸极 AFPMSM 有限元分析

优化前后空载轴向气隙磁密和谐波如图 6 和图 7 所示。优化前后电机空载轴向气隙磁密基波幅值基本不变；除 7 次谐波外，其余各高次谐波与优化前相比均有所降低。

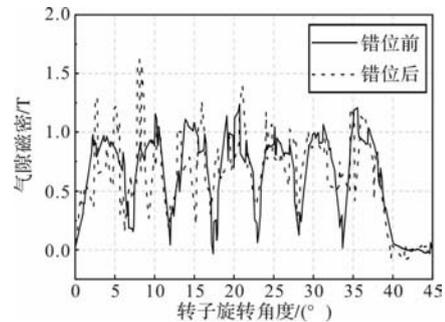


图 6 优化前后空载轴向气隙磁密

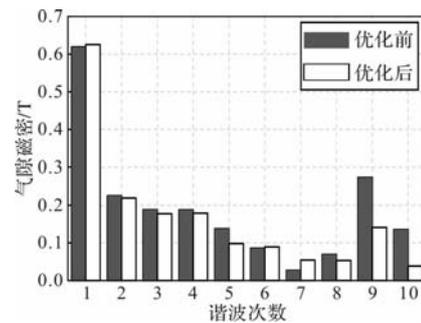


图 7 优化前后空载轴向气隙磁密谐波幅值

优化前后空载反电势及其谐波如图 8 和图 9 所示。优化前空载反电势基波幅值为 309.89 V ；优化后为 301.14 V 。优化后基波、3 次和 11 次谐波幅值有大幅降低。

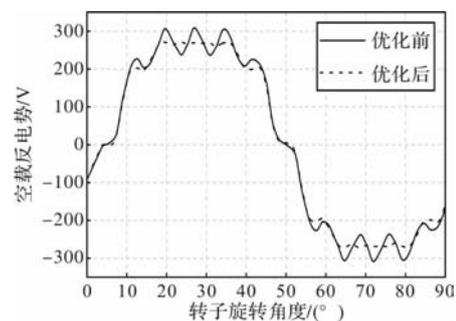


图 8 优化前后空载反电势

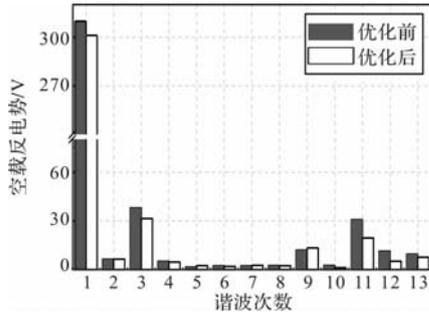


图9 优化前后空载反电势谐波幅值

优化前后齿槽转矩及其各次谐波如图 10 和图 11 所示。可以看出，优化前电机齿槽转矩与优化前相比降低了 66.81%。除 2 次和 5 次谐波因为发生叠加，其余谐波含量与优化前相比均有所降低。

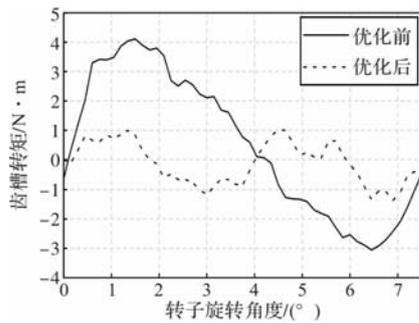


图 10 优化前后齿槽转矩

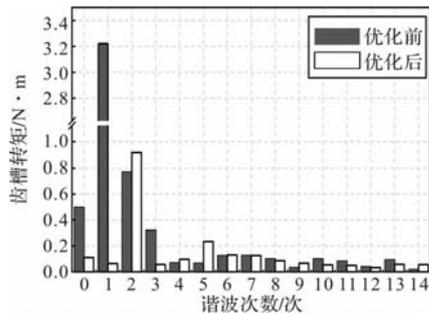


图 11 优化前后齿槽转矩谐波幅值

添加磁桥前后电机转速 - 转矩和转速 - 功率波形如图 12 和图 13 所示。可以看出，电机在磁桥宽度为 0.5° 时具有 1:3 的恒功率弱磁调速范围。证明在永磁体中插入磁桥可以拓宽电机恒功率弱磁调速范围。

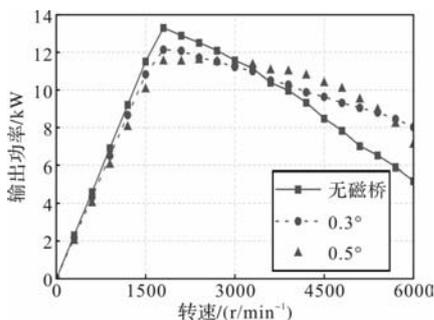


图 12 转速 - 转矩曲线

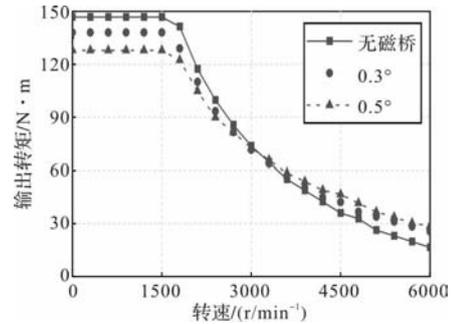


图 13 转速 - 功率曲线

上述仿真结果都表明，定子错位可以有效削弱反凸极 AFPMSM 齿槽转矩，且带磁桥的 AFPMSM 恒功率弱磁调速范围与不带磁桥的相比有大幅度增加。

5 结 语

本文提出了一台反凸极 AFPMSM，采用平衡已有齿槽转矩的方法削弱齿槽转矩；齿槽转矩第 $6k$ ($k \in \mathbf{Z}^+$) 次谐波含量较大，可通过调整永磁体极弧系数对其进行削弱；定子槽宽对电机齿槽转矩极值相位有一定影响，可借助调整定子槽宽辅助改变齿槽转矩极值相位，便于寻找合适定子错位角度。经过优化，齿槽转矩降低了 66.81%，且增加磁桥后电机恒功率弱磁调速范围变宽，验证了理论分析的正确性。

参考文献

[1] 韩军. “双碳”背景下的轴向磁通电机应用发展探讨[J]. 交通建设与管理, 2023, (02): 153-155.

[2] 孙春阳, 骆皓, 吴刚, 等. 分数槽集中绕组感应电机非主导极次谐波磁动势抑制方法[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(11): 86-95.

[3] 安忠良, 施劲杰, 周红芳. 用于风力发电的永磁电机齿槽转矩抑制研究[J]. 微电机, 2023, 56(06): 26-30, 37.

[4] 寇宝泉, 赵晓坤, 王梦瑶, 等. 反凸极永磁同步电机及其控制技术综述[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(8): 12.

[5] 郭培遥, 梁建伟, 王昕华, 等. 辐条式磁齿轮电机齿槽转矩抑制[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(07): 66-73, 80.

[6] 王大朋, 王仲. 基于不同极弧系数的盘式电机齿槽转矩的削弱方法[J]. 微电机, 2019, 52(12): 19-22.

[7] Wenbo B, Huajun R. Optimization of Cogging Torque Based on the Improved Bat Algorithm [J]. International Journal of Information Technologies and Systems Approach (IJITSA), 2023, 16(2): 1-19.

[8] Fard J R, Arand S J, Hemmati S. Optimal Design of A

- Yoke-less Axial Flux Switching PM Motor Based on Multi-objective PSO[J]. *COMPEL: The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*, 2023, 42(6): 1248-1262.
- [9] Saygin A, Aksoz A. Design Optimization for Minimizing Cogging Torque in Axial Flux Permanent Magnet Machines [C]. *International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment & Intl Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics*, IEEE, 2017.
- [10] 武岳, 张志锋, 张冉. 表贴式轴向磁通电机梯形削极分段结构研究[J]. *电机与控制学报*, 2024, 28(03): 84-95.
- [11] 王晓光, 刘城, 周晟, 等. 轴向磁通混合永磁电机齿槽转矩削弱方法研究(英文)[J]. *南京航空航天大学学报*, 2021, 38(05): 726-736.
- [12] 张衍军, 叶乾杰, 赵新超, 等. 基于定子结构优化的永磁电机齿槽转矩抑制方法[J]. *微电机*, 2024, 57(04): 6-9, 17.
- [13] 熊阳超. 电动汽车用轴向磁通永磁电机研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2021.
- [14] 陈丽香, 王灿, 张超, 等. 一种内置 V 型永磁同步电机齿槽转矩的削弱方法[J]. *微电机*, 2021, 54(05): 1-4, 61.
- [15] Li H, Feng M, Lei L, et al. Research on Cogging Torque Reduction of Direct-Drive Type Dual-Rotor Radial Flux Permanent Magnet Synchronous Motor for Electric Propulsion Aircraft[J]. *Energies*, 2024, 17(7): 1-19.
- [16] 马成虎, 徐余法, 孙明伦, 等. 基于磁极分块与转子开槽削弱永磁电机齿槽转矩[J]. *微电机*, 2022, 55(02): 42-45.
- [17] Xu X, Zhang B, Wu J. Research on Synergistic Reduction of Cogging Torque and Ripple Torque of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Magnetic Field Harmonic Offset Method[J]. *Electronics*, 2023, 12(16): 1-19.
- [18] Hüner Engin, Yusuf O. Experimental Investigation of Magnet Grouping Technique in Reduction of Cogging Torque and Total Harmonic Distortions in the Axial Flux PM Generator for Direct Drive Wind Turbine[J]. *Electric Power Components and Systems*, 2023(16/20): 51.
- [19] 唐任远. 现代永磁电机: 理论与设计[M]. 北京: 机械工业出版社, 2016.

(上接第 38 页)

- [9] Xia Z, Bilgin B, Nalakath S, et al. A New Torque Sharing Function Method for Switched Reluctance Machines With Lower Current Tracking Error[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2021, 68(11): 10612-10622.
- [10] Feng L Y, Sun X D, Xiang T, et al. Direct Torque Control With Variable Flux for an SRM Based on Hybrid Optimization Algorithm[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2022, 37(6): 6688-6697.
- [11] 管旻珺, 张旻明, 陈辉, 等. 开关磁阻电机 $2(n+1)$ 公共上开关管功率拓扑加速续流控制策略[J]. *电工技术学报*, 2019, 34(23): 4918-4926.
- [12] 陈辉, 张旻明, 蒋冬青, 等. 开关磁阻电机共上管功率变换器的宽转速安全退磁控制策略[J]. *电工技术学报*, 2019, 34(19): 3979-3988.
- [13] 丁文, 陈硕, 李可, 等. 一种提高开关磁阻发电机输出性能的改进型他励变换器[J]. *电工技术学报*, 2022, 37(14): 3555-3565.
- [14] Ding W, Yang S, Hu Y. A Novel Boost Converter for Segmented-stator Hybrid-excitation Switched Reluctance Motor Drive With High Performance[C]. *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, San Antonio, 2018: 1223-1228.
- [15] 张超, 张舒辉, 王琨, 等. 新型有源升压功率变换器及在开关磁阻电机中的转矩脉动抑制[J]. *电工技术学报*, 2017, 32(5): 113-123.
- [16] Yu F Y, Chen H, Yan W J, et al. Performance Improvement for Double-stator Axial Flux SRM Using a New Winding Reconfigurable Power Converter[J]. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 9(2): 3295-3307.
- [17] 闫文举, 陈昊, 刘永强, 等. 一种用于电动汽车磁场解耦型双定子开关磁阻电机的新型功率变换[J]. *电工技术学报*, 2021, 36(24): 5081-5091.
- [18] 陈礼, 甘醇, 吴建华. 开关磁阻变档电机及其绕组切换控制策略[J]. *电机与控制学报*, 2022, 26(03): 22-31.

油冷电机喷淋流量分配及传热效果仿真研究

黄勇^{1,2}, 姚博炜^{1,2}, 王国栋^{1,2}, 刘星^{1,2}, 蓝余永^{1,2}, 冯昌玮^{1,2}

(1. 柳州赛克科技发展有限公司, 广西柳州 545005; 2. 柳州市电气化动力总成电子控制重点实验室, 广西柳州 545005)

摘要: 电机的冷却对电机的正常运行、效率提升以及可靠性提高等方面都具有重要影响。对于油冷电机, 电机的喷淋流量很大程度上决定了电机的冷却效果, 需要根据电机的具体需求和冷却条件来选择合适的喷淋流量。本文以一台双电机混动专用变速器为例, 基于计算流体力学 (Computational Fluid Dynamics, CFD) 方法, 应用 FLUENT 及 shonDy 软件建立了仿真模型, 研究油冷电机的喷淋流量分配及传热效果。研究表明: 随着喷油流量增加, 定子的流量也随之增加, 但是定子各区域流量分配的比例变化不大; 随着冷却液温度的升高, 定子喷油管的流量逐渐增加, $-20\text{ }^{\circ}\text{C}$ 到 $60\text{ }^{\circ}\text{C}$ 流量变化较大, $60\text{ }^{\circ}\text{C}$ 到 $100\text{ }^{\circ}\text{C}$ 流量几乎没有变化; P1 电机定子绕组非焊接端大部分区域的对流换热系数较高, 传热效果较好; 绕组焊接端部分区域的对流换热系数较低, 传热效果不佳; P3 电机绕组焊接端和非焊接端大部分区域的对流换热系数均较高, 传热效果较好; P1 和 P3 电机铁心部分的对流换热系数均较高, 传热效果较好。

关键词: 喷淋系统; 油冷电机; 流量分配; 对流换热; 喷油管

中图分类号: TM301.4+1 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2025)01-0051-05

Simulation Study on Spray Flow Distribution And Heat Transfer Effect of Oil-cooled Motor

HUNAG Yong^{1,2}, YAO BOWEI^{1,2}, WANG Guodong^{1,2}, LIU Xing^{1,2}, LAN YUYONG^{1,2}, FENG Changwei^{1,2}

(1. Liuzhou Saike Technology Development Co., LTD., Liuzhou Guangxi 545005, China;

2. Liuzhou Key Laboratory of Electrified Powertrain Electronic Control, Liuzhou Guangxi 545005, China)

Abstract: The cooling of the motor has an important impact on the motor running, the improvement of efficiency and the improvement of reliability. For oil-cooled motors, the spray flow rate of the motor largely determines the cooling effect of the motor, and the appropriate spray flow rate needs to be selected according to the specific needs of the motor and cooling conditions. This paper took a dual-motor hybrid special transmission as an example, based on Computational Fluid Dynamics (CFD) method, the simulation model was established by using FLUENT and shonDy software, to study the spray flow distribution and heat transfer effect of oil-cooled motor. The results show that: with the increase of oil injection flow, the stator flow also increases, but the proportion of flow distribution in each region of the stator does not change much. As the temperature of the coolant increases, the flow rate of the stator injection pipe gradually increases, the flow rate varies greatly from $-20\text{ }^{\circ}\text{C}$ to $60\text{ }^{\circ}\text{C}$, and the flow rate hardly changes from $60\text{ }^{\circ}\text{C}$ to $100\text{ }^{\circ}\text{C}$; The heat transfer coefficient of P1 motor is higher in most areas of the non-welded end of the stator winding, heat transfer effect is better; The heat transfer coefficient in part of the welded end of the winding is low, heat transfer effect is bad; The heat transfer coefficient of the welded end and the non-welded end of P3 motor winding is high, heat transfer effect is better; The heat transfer coefficients of the core parts of P1 and P3 motors are high, heat transfer effect is better.

Key words: spray system; oil-cooled motor; flow distribution; heat convection; injection pipe

0 引言

随着市场对新能源汽车的需求增加及国家政策的支持, 我国新能源汽车获得高速的发展, 对电机

的要求也越来越高, 电机向高效化和轻量化发展成为必然趋势。电机冷却系统是混合动力变速器的重要组成部分, 冷却系统的设计影响电机的换热效率, 最终影响电机的散热及使用。为了提高电机的换热

收稿日期: 2024-08-30

基金项目: 广西科技重大专项 (桂 AA23062058/桂 AA23062071)

作者简介: 黄勇 (1982), 男, 硕士, 高级工程师, 研究方向为混合动力总成的开发和集成应用。

通讯作者: 姚博炜 (1985), 男, 博士, 高级工程师, 研究方向为高效动力总成和关键技术开发应用。

效率，电机的冷却方式逐渐趋于油冷设计。相对于风冷和水冷等间接冷却方式，油冷方式通过冷却液直接接触电机定子，而直接散热比间接散热对定子冷却效率更高，有利于提高电机功率密度^[1]，实现电机高效化和轻量化，

油冷电机冷却的关键是定子的冷却，要使定子的散热达到高效均匀，需要考虑定子流量的喷淋分配。目前国内外许多学者对于电机不同的散热方式进行了广泛研究，陈玉祥等^[2]基于 AMESim 一维优化方法，对喷油孔直径等影响喷油孔喷射质量的关键因素进行多参数优化分析，优化后的油冷系统最大压差减小，电机的冷却均匀性得到较大改善。田玉冬等^[3]根据电机性能指标进行喷油冷却系统设计，采用 CFD 方法对喷油冷却模型进行温升计算，得到了电机内部温度分布规律，并通过试验进行了验证。周茜茜等^[4]采用 CFD 方法，对直接喷油冷却的电机进行温度场计算，分析表明冷却油通过油管喷油孔直接向绕组端部喷淋，同时流经定子铁心以及转子端部等位置，冷却效率高，冷却性能好，可满足高功率密度、高转矩密度电机。Saleem 等^[5]通过优化电机总成内部的冷却流道，采用数值模拟分析不同工况下设计参数对电机热性能的优先研究，对比了单纯喷雾冷却和直接喷雾冷却的影响，其中直接喷雾冷却的平均换热更好。Laskaris 等^[6]设计了一款液冷电机外壳的电机，冷却液通过壳体内部油道与电机进行对流散热，采用间接冷却方式对定子进行冷却，满足驱动要求。Park 等^[7]对进行喷油冷却与单纯通道冷却的轮毂电机进行比较，结果表明直接喷油冷却更能有效降低电机的温度。韩世琦等^[8]采用喷淋冷却的方式，通过将冷却介质离散化，分析了不同喷嘴、不同流量和不同喷淋位置下的冷却效果和流体运动情况。陈小健等^[9]探究了绕组喷淋冷却方法的原理、效果及优缺点，提出的定子油道绕组喷油技术，可有效降低绕组温升。通过查阅以往的学术研究，大部分主要针对单电机的研究，而针对混合动力专用变速箱的双电机冷却系统研究较少。

本文以一款混合动力专用变速器为研究对象，设计油冷双电机的冷却系统，建立双电机喷油管流量分配及电机传热仿真模型，通过有限元仿真软件，分析冷却系统参数对 P1 和 P3 电机流量分配的影响及电机的传热效果，通过计算结果指导油冷双电机冷却系统的设计。

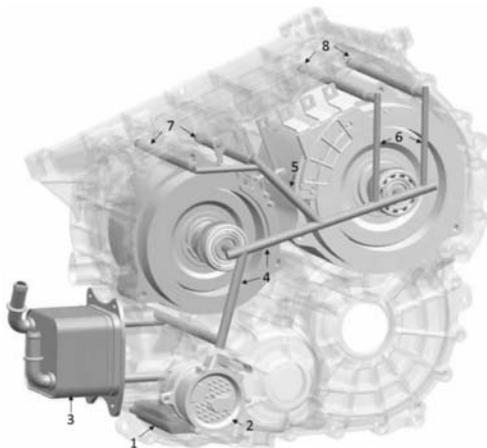
1 喷淋系统设计

依据变速箱内油冷电机的布置位置和冷却液流

量要求，开展冷却系统的布置和设计。

1.1 喷淋系统

图 1 为油冷电机喷淋系统结构图。冷却系统主要包含吸油滤清器、电子油泵、油冷器、油道、喷油管等。电子油泵通过过滤系统从油底壳吸入冷却液后，经过油冷器将冷却液冷却后由油道输送到喷油管，通过喷油管上开的喷油孔将冷却液喷淋到电机定子表面给电机冷却，冷却液经过电机后回流到油底壳，周而复始持续为电机提供冷却液。



1-吸油滤清器；2-电子油泵；3-油冷器；4-主油道；5-P1油道；6-P3油道；7-P1喷油管；8-P3喷油管。

图 1 油冷电机喷淋系统结构图

1.2 喷油管布置及方案

根据电机的布置位置及冷却需求进行喷油管的布置和设计，每个电机布置了 2 根喷油管进行喷淋冷却，如图 2 所示。

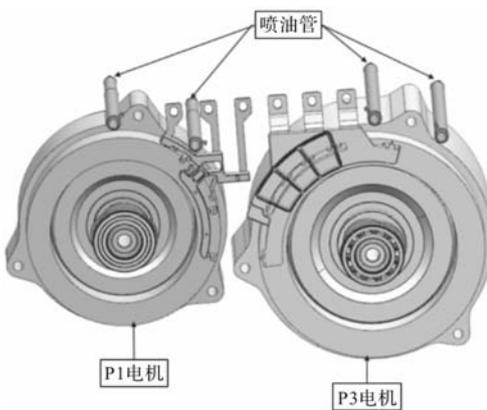


图 2 电机喷油管位置示意图

图 3 为电机喷油管设计示意图。根据电机的发热特性，电机不同位置的冷却需求不一样，电机绕组两端的发热量最大，需求冷却的流量也最大^[10-12]，因此，需要根据电机不同位置冷却的需求进行喷油管的开孔设计。P1 电机在绕组端处分别开了 2 排 6 个喷油孔，在铁心处开了 2 排 4 个喷油孔；P3 电机

在绕组端处和铁心处均开了 2 排 6 个喷油孔。

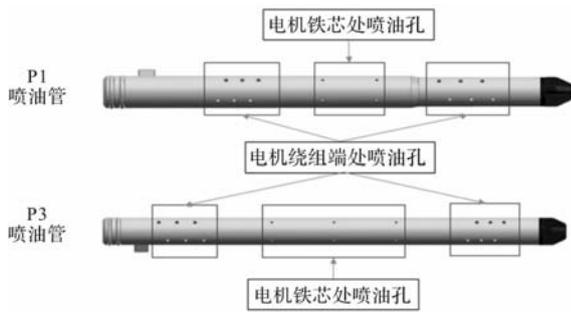


图 3 电机喷油管设计示意图

1.3 喷淋系统关键参数

根据电机的冷却需求及喷淋系统的结构设计，我们设定了喷淋系统的一些关键参数进行仿真分析研究，如表 1 所示。

表 1 喷淋系统关键参数

参数	参数值
油泵流量/(L/min)	18、5.6
P1 喷油管喷孔数量/个	16
P3 喷油管喷孔数量/个	18
喷油管孔径/mm	0.8、1、1.2
P1 油道直径/mm	8、11.5
P3 油道直径/mm	11.5
冷却油牌号	福斯 3932
油液温度/℃	-20、20、60、85、100

2 模型搭建及标定

2.1 喷油管流量分配仿真模型

2.1.1 模型搭建

FLUENT 软件设计基于 CFD 软件群的思想，从用户需求角度出发，针对各种复杂流动和物理现象，采用不同的离散格式和数值方法，以期在特定的领域内使计算速度、稳定性和精度等方面达到最佳组合，从而可以高效率地解决各个领域的复杂流动计算问题。

图 4 为流量分配仿真模型。通过 FLUENT 软件搭建，建模过程如下。

(1) 模型处理：在 UG 中将变速箱油道流体流动的区域抽离出来作为流体域模型，并对模型结构中尖角、破面等缺陷进行几何修复，然后导入 FLUENT 软件。

(2) 网格划分：FLUENT 软件中提供了较为丰富的动网格控制参数设置，在网格中最重要的参数设置就是最小长度规模、最大长度规模及最大偏斜度^[13]。经过几何修复步骤后进行网格划分和设置，整体使用多面体网格类型，并在壁面上划分边界层网格；

(3) 边界条件设置：将入口处边界条件的区域类型设置为速度入口，喷油管出口区域类型设置为压力出口，入口流量按照需求设定；设置出口压力的边界条件为大气压。

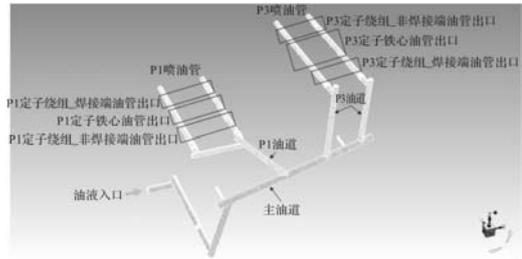


图 4 流量分配仿真模型

2.1.2 模型标定

为了验证仿真模型的精度，确保仿真分析的可信度，建立了如图 5 所示的流量分配试验台架。



图 5 流量分配试验台架

流量分配试验台架由供油系统和喷油系统组成。供油系统通过台架油泵将设定的流量输送到喷油系统；喷油系统由壳体及喷油管组成，通过工装将壳体和供油系统油道连接，喷油管则根据要求安装在壳体上，油液通过喷油管喷出，最后通过接油装置记录油液流量。流量分配测试台架不包含油冷电机，仅进行喷油孔的流量测试。

图 6 分别为不同出口位置流量仿真值与试验值的对比。从图中可以看到，仿真值与试验值的误差在 5% 的范围内，可以认为仿真的精度满足分析要求。

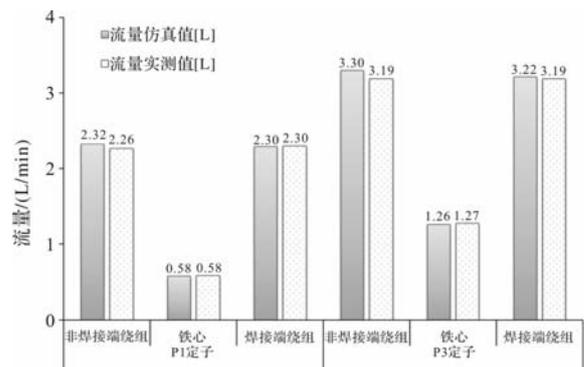


图 6 定子油管不同出口流量数据对比

2.2 电机传热仿真模型

shonDy 软件是基于无网格粒子法的流体多物理场仿真软件。普通三维 CAD 几何模型导入该软件后可以直接启动计算，无需复杂网格生成过程。摆脱了网格的束缚，流体仿真获得了更大的自由度。软件中，流体和固体被离散为很多运动单元，从本质上实现了自由界面等流动与固体运动的完全耦合。

图 7 为电机传热仿真模型，通过 shonDy 软件搭建，建模过程如下：

(1)模型建立：检查电机、壳体、轴承、油管等三维模型是否有破面、尖角、重复面、自由边等缺陷，几何修复后导入 shonDy 软件；

(2)边界条件设置：将喷淋管出油口设为入口处边界，设置各出油口流量及喷射角度，设置油液属性，设置油液与壁面的接触属性。

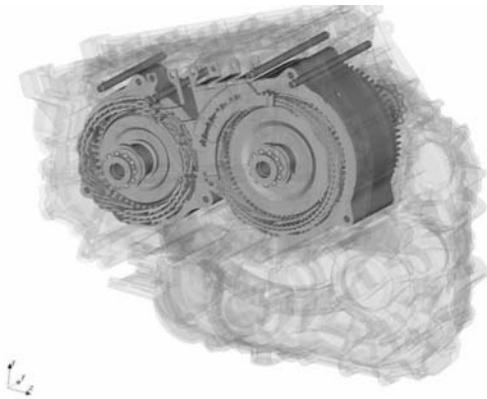


图 7 电机传热仿真模型

3 喷油管流量分配仿真结果及分析

3.1 供油量对流量分配的影响

图 8 为不同流量下(18 L/min和 5.6 L/min)，定子喷油管不同位置的流量及分配比例。

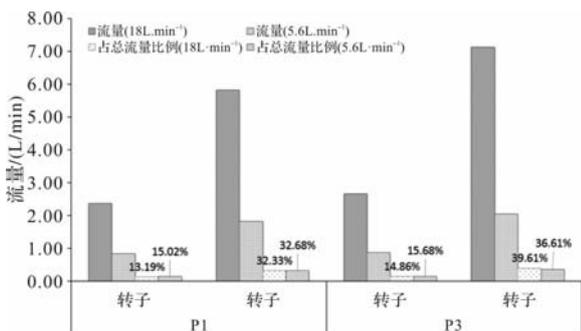


图 8 不同供油量对定子流量分配的影响

由图 8 可以看出，喷油流量增加定子的流量也随着增加，定子各区域流量分配的比例变化不大。其原因是在油道尺寸不变的情况下，流量的增加相

应的管道油压也会增加，因此各出口的流量也会相应的增加，但是由于系统结构尺寸没有变化，因此流量分配的比例变化不大。

3.2 油温对流量分配的影响

图 9 为冷却油在不同温度下的运动粘度，由图 9 可以看出，随着温度的升高，冷却油的运动粘度逐渐变小，其原因是对于液体，由于温度升高体积膨胀，分子距增大，分子间的引力减少，因此液体的黏性随温度的升高而减小^[14]。

图 10 为不同温度下，定子喷油管不同位置的流量。由图 10 可以看出，随着温度的升高，定子喷油管的流量逐渐增加，-20℃到 60℃流量变化较大，60℃到 100℃流量几乎没有变化，其原因因为-20℃到 60℃随着温度的升高油液的粘度下降较快，因此液体流速加快，60℃到 100℃随着温度的升高油液的粘度几乎没有变化，液体流速也变化不大。

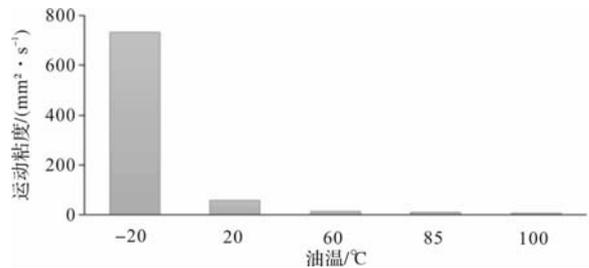


图 9 不同温度下冷却油的运动粘度

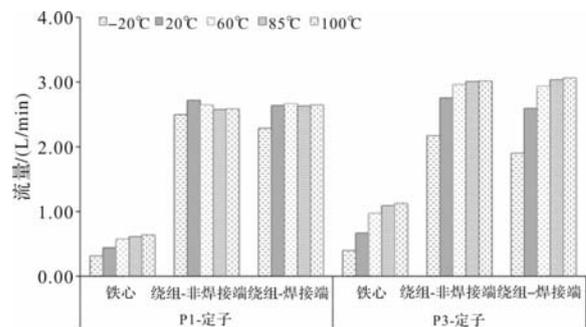


图 10 不同温度下定子喷油管不同位置的流量

3.3 油道直径对流量分配的影响

图 11 为不同油道直径下，定子喷油管的流量。

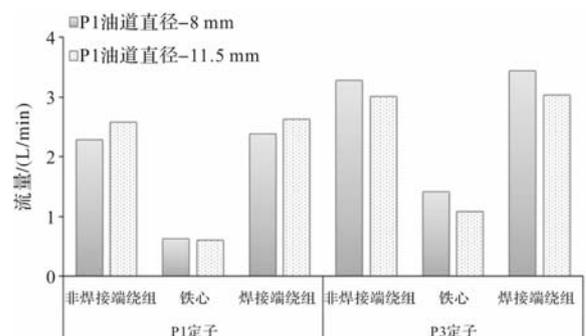


图 11 不同 P1 油道直径定子喷油管的流量

由图 11 可以看出, P3 油道直径不变时, P1 油道直径减小, P1 定子分配的流量减小, P3 定子分配的流量增加。其原因是 P1 油道直径减小, 限制了油液流向 P1 的能力, 更多的油液流向了 P3, 使得 P3 分配到的流量增加, 而 P3 的发热量大于 P1, 这样的流量分配能使两个电机均得到充分的冷却。

3.4 孔径对流量分配的影响

图 12 为不同喷油管孔径下, 定子喷油管的流量。由图 12 可以看出, 孔径为 1 mm 时, P3 与 P1 流量分配比约为 1.5 : 1; 孔径为 0.8 mm 和 1.2 mm 时, P3 与 P1 流量分配比约为 1.1 : 1。孔径为 1 mm 时, P3 和 P1 的流量分配较优, 而 P3 的发热量大于 P1, 这样的流量分配能使两个电机均得到充分的冷却。

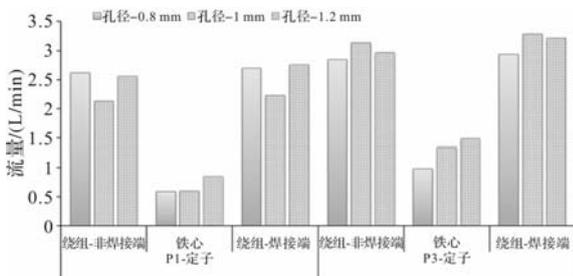


图 12 不同孔径下定子喷油管的流量

4 传热仿真结果及分析

基于流量分配分析结果及喷淋系统的结构设计需求, 选定表 2 参数进行传热效果分析, 评估整车布置状态下 P1、P3 电机的传热状态。

表 2 传热系统分析参数

参数	参数值
油泵最大流量/(L/min)	18
P1 喷油管喷孔数量/个	16
P3 喷油管喷孔数量/个	18
喷油管孔径/mm	1
P1 油道直径/mm	8
P3 油道直径/mm	11.5
冷却油牌号	福斯 3932
油液温度/°C	85

4.1 P1 传热效果分析

图 13 为 P1 电机定子的各区域的对流换热系数 (HTC, Heat Transfer Coefficient)。由图 13 可以看出, 当前电机喷淋状态下, P1 电机定子绕组非焊接端大部分区域的对流换热系数较高, 说明冷却油能覆盖到非焊接端的大部分区域, 喷淋的传热效果较好; P1 电机绕组焊接端部分区域的对流换热系数较低,

说明冷却油未能覆盖到焊接端的这些区域, 特别是底部区域, 几乎没有油液覆盖, 喷淋的传热效果较差, 后续电机温度试验需重点关注此区域; P1 电机铁心部分的对流换热系数较高, 喷淋的传热效果较好。针对换热系数低的区域, 可以考虑对喷油管开孔的位置和角度进行优化设计, 提高对流换热系数。

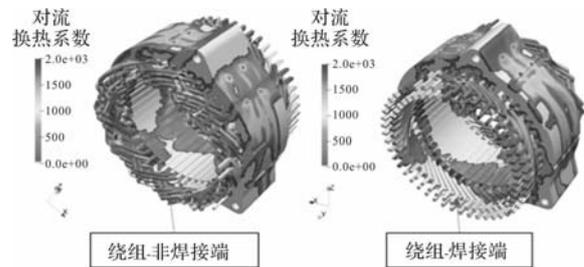


图 13 P1 电机定子对流换热系数

4.2 P3 传热效果分析

图 14 为 P3 电机定子的各区域的对流换热系数。由图 14 可以看出, 当前电机喷淋状态下, P3 电机绕组焊接端和非焊接端大部分区域的对流换热系数均较高, 说明冷却油能覆盖到绕组大部分区域, 喷淋的传热效果较好; 在底部局部区域有部分换热系数较低, 后续电机温度试验重点关注; P3 电机铁心部分的对流换热系数较高, 喷淋的传热效果较好;

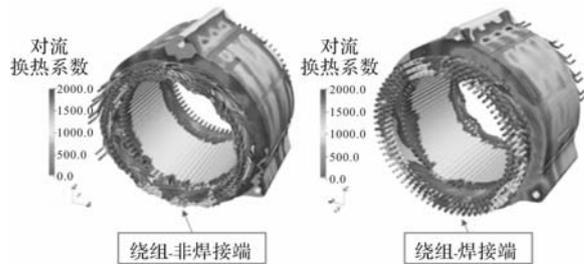


图 14 P3 电机定子对流换热系数

5 结论

本文以一款双电机混合动力专用变速器为研究对象, 通过流量分配仿真模型, 仿真计算了不同参数下, P1 和 P3 电机不同位置的流量分配及传热效果状态, 为油冷电机喷淋系统的设计提供了理论依据。

(1) 随着喷油流量增加, 定子的流量也随之增加, 但是定子各区域流量分配的比例变化不大;

(2) 随着温度的升高, 定子喷油管的流量逐渐增加, -20 °C 到 60 °C 流量变化较大, 60 °C 到 100 °C 流量几乎没有变化;

(3) 不同的油道直径和喷油管孔径影响流量的分配, 需要结合不同电机的散热需求进行设计;

(下转第 61 页)

基于 BES 改进 VMD 的水轮发电机组定子单相接地故障识别

韩 勇, 雷晓斌, 刘 尉

(五凌电力有限公司, 长沙 410000)

摘要: 定子单相接地故障是水轮发电机组面临的主要故障类型之一, 若是无法对其进行及时识别与处理, 可能会演变为更严重的故障, 例如定子相间、匝间短路等, 威胁水轮发电机组的运行安全, 故提出基于 BES 改进变分模态分解 (Variational Modal Decomposition, VMD) 的水轮发电机组定子单相接地故障识别方法研究。应用 BES (秃鹰优化算法) 对 VMD 进行改进, 旨在优化 VMD 的关键参数, 应用改进 VMD 分解定子单相接地故障信号, 计算分解信号能量特征、频率特征与时频特征, 获取故障信号特征, 计算其与水轮发电机组定子绕组输出电压信号特征的相关系数, 从而实现定子单相接地故障的有效识别。测试结果显示: 提出方法提取的定子单相接地故障信号能量特征、频率特征与时频特征与实际特征结果一致, 定子单相接地故障判定结果与设置的水轮发电机组运行工况相同。

关键词: 秃鹰优化算法; 故障识别; 水轮发电机组; 变分模态分解; 定子单相接地故障

中图分类号: TM312; TM307+.1 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2025)01-0056-06

Identification of Stator Single-phase Grounding Fault of Hydro-generator Set Based on BES Improved VMD

HAN Yong, LEI Xiaobin, LIU Wei

(Wuling Power Corporation LTD, Changsha 410000, China)

Abstract: Stator single-phase grounding fault is one of the main types of faults faced by hydro-generator sets. If it cannot be identified and handled in time, it may turn into more serious faults, such as stator phase-to-phase and turn-to-turn short circuit, which threatens the operation safety of hydro-generator sets. Therefore, a research on stator single-phase grounding fault identification method of hydro-generator sets based on BES improved VMD is proposed. The VMD is improved by BES (Vulture Optimization Algorithm) to optimize the key parameters of VMD. The improved VMD is used to decompose the stator single-phase grounding fault signal, calculate the energy characteristics, frequency characteristics and time-frequency characteristics of the decomposed signal, obtain the fault signal characteristics, and calculate its correlation coefficient with the output voltage signal characteristics of the stator winding of the hydro-generator set, so as to realize the effective identification of the stator single-phase grounding fault. The test results show that the energy characteristics, frequency characteristics and time-frequency characteristics of the stator single-phase grounding fault signal extracted by the proposed method are consistent with the actual characteristic results, and the stator single-phase grounding fault judgment results are the same as the set operating conditions of the hydro-generator set.

Key words: vulture optimization algorithm (BES); fault identification; hydro-generator set; VMD; stator single-phase grounding fault

0 引言

水轮发电机组定子单相接地故障是指发电机定子绕组中的某一相与地之间发生短路的现象, 其诱发原因例如绝缘老化: 发电机长期运行在高温、高电压等恶劣环境下, 其绝缘材料容易发生老化和劣化, 导致绝缘性能下降, 增加绕组对地短路的风

险^[1]; 绝缘击穿: 在发电机运行过程中, 由于过电压、过流或其他外部因素, 绕组绝缘可能会突然击穿, 导致绝缘性能急剧下降, 进而引发对地短路故障; 潮湿环境: 对于工作环境潮湿的发电机, 湿度会加速绕组的绝缘性能下降, 引发对地短路故障; 异物磨损: 发电机内部可能存在异物 (金属碎屑、灰尘等), 在其运行过程中可能磨损定子绕组绝缘, 导

收稿日期: 2024-09-09

作者简介: 韩 勇 (1984), 男, 工程师, 研究方向为电力安全生产管理。

雷晓斌 (1971), 男, 工程师, 研究方向为电力安全生产管理。

刘 尉 (1991), 男, 工程师, 研究方向为电力安全生产管理。

致绝缘水平下降, 引发接地故障^[2]; 设备故障: 与发电机定子绕组相连的部分设备(电压互感器、发电机出线封闭母线导体、瓷绝缘子等)发生故障, 也可能导致发电机定子接地报警; 操作不当: 在发电机运行和维护过程中, 如果操作不当(误操作、维护不及时等), 也可能引发定子单相接地故障^[3]。

对水轮发电机组定子单相接地故障进行精准识别, 保障设备安全、提高发电效率、降低维护成本, 提升运维水平、保障电网稳定。文献[4]以大型隐极发电机作为研究对象, 提出定子单相接地故障快速定位新方法, 创新性利用基波零序电压与故障相基波电势的关联, 精准识别故障位置。此方法可摆脱传统注入式保护的依赖和减少故障信息采集量, 操作简便, 具备良好的现场应用潜力。但在轻微接地故障或系统参数波动较大时, 设计方法存在灵敏度不足导致漏报, 或误判非故障情况为接地故障的问题; 文献[5]针对高频与低频零序电流分量分别提供优化的接地路径, 模拟固体接地与低电阻接地的效果, 以调节接地电位与电流。通过 7.5 kVA 同步发电机进行的测试显示, 选频接地具有频率依赖的阻抗特性, 但其对接地故障保护继电器响应的实际影响微乎其微。选频接地技术无法覆盖所有故障频率范围, 故障电流的频率成分多样, 导致设计方法在某些特定频率下的性能无法保障; 文献[6]聚焦于 1000 MW 级大型水轮发电机, 通过分析中性点采用电阻并联电抗组合式接地方式下的电压漂移现象, 揭示定子绕组对地电容不对称系数及接地装置参数对电压漂移的影响机制。由此提出接地装置参数优化的新方法, 旨在减少电压漂移。实际应用过程中, 中性点电压漂移受电容不对称与接地装置参数影响, 与其他系统因素(电网结构、输电距离、无功补偿等)存在复杂耦合关系。在优化设计中简化或忽略其他系统因素, 会限制设计方法的全面性和准确性; 文献[7]针对定子接地故障, 有效抑制电弧损伤与避免刚性切机冲击成为关键。此研究提出创新策略: 结合双频有源调控的定子接地故障消弧限流技术, 可治愈瞬时故障, 安全限流于永久性故障, 保护定子铁心。同时, 自适应保护方法协同工作, 实现柔性切机, 增强机组与电网安全性。设计方法性能依赖于精确的参数设置, 例如频率选择、控制阈值等, 而参数在实际运行中可能因环境、工况变化而调整, 影响设计方法适应性与稳定性。为了避免上述问题发生, 提出基于 BES 改进 VMD 的水轮发电机组定子单相接地故障识别方法研究。

1 定子单相接地故障信号特征提取

1.1 基于 BES 的 VMD 改进

提出方法引入 VMD 对定子单相接地故障信号特征进行提取, 但其关键参数寻优性能差, 致使其应用效率与提取精度无法得到保障。而 BES(秃鹰优化算法)是模拟秃鹰捕食行为的元启发式优化算法, 具有强全局搜索能力^[8]。因此, 设计方法应用 BES(秃鹰优化算法)对 VMD 进行改进与优化, 旨在通过优化 VMD 的关键参数, 提高 VMD 应用性能, 具体改进步骤如下所示:

步骤一: 初始化

设定 VMD 参数: 带宽约束 α 、噪声容忍度 τ 、模态数量 K 、直流分量 Q 和收敛容差 T ; BES 算法参数: 控制位置变化参数 β 、螺旋轨迹参数 a 和 b 等。与此同时, 随机生成一组秃鹰位置, 代表 VMD 参数候选解^[9]。

步骤二: 适应度评估

使用当前秃鹰位置代表的 VMD 参数对定子单相接地故障信号进行分解处理, 分解过程主要是指求解变分问题, 如式(1)所示。

$$\begin{cases} \min_{u_k, \omega_k} \left\{ \sum_{k=1}^K \left\| \partial_t \left[\left(\delta(t) + \frac{I}{\pi t} \right) * u_k(t) \right] e^{-j\omega_k t} \right\|_2^2 \right\} < \alpha \\ \text{s. t.} \quad \sum_{k=1}^K u_k(t) = s(t) \end{cases} \quad (1)$$

式中, $u_k(t)$ 代表第 k 个 IMF; ω_k 代表 $u_k(t)$ 对应的中心频率; $\delta(t)$ 代表单位冲激函数; I 代表虚数单位; $s(t)$ 代表待分解的定子单相接地故障信号。

VMD 通过迭代算法求解上述变分问题——式(1), 即可得到一系列 IMF $\{u_1(t), u_2(t), \dots, u_k(t), \dots, u_K(t)\}$ ^[10]。适应度函数用于评估 VMD 分解结果的好坏, 设计方法以包络熵指标为基础构造适应度计算公式。包络熵反映了 IMF 包络的复杂度和不确定性, 包络熵较低表示定子单相接地故障信号分解结果清晰, 提取的故障信号特征突出^[11]。适应度计算公式为

$$\begin{cases} F = \sum_{k=1}^K v_k H_k \\ H_k = -p_k(t) \log_2 [p_k(t)] \\ p_k(t) = |u_k(t) + I \times H[u_k(t)]| \end{cases} \quad (2)$$

式中, F 代表适应度值; H_k 代表 $u_k(t)$ 的包络熵; v_k 代表 H_k 的权重系数; $p_k(t)$ 代表 $u_k(t)$ 解析信号的

模, 即包络; $H[u_k(t)]$ 代表 $u_k(t)$ 的希尔伯特变换。

步骤三: BES 算法迭代优化

秃鹰随机选择搜索区域, 通过判断猎物(即更优的 VMD 参数)的“浓度”(适应度值)确定最佳搜寻位置^[12]。秃鹰位置更新公式为

$$P_{i,new} = P_{best} + \beta * r * (P_{mean} - P_i) \quad (3)$$

式中, P_i 与 $P_{i,new}$ 代表更新前、后秃鹰位置; P_{best} 代表当前最佳搜索位置; r 代表随机数; P_{mean} 代表先前搜索的平均位置。

步骤四: 收敛判断

判断是否达到结束条件(达到最大迭代次数或者适应度值不再显著提升), 若达到则输出最优 VMD 参数和分解结果, 否则重复步骤二和步骤三^[13]。

1.2 改进 VMD 应用

基于 1.1 节改进 VMD 对定子单相接地故障信号进行分解处理, 对其特征参数——能量特征、频率特征与时频特征进行计算与整理, 从而获得定子单相接地故障信号特征, 为最终的定子单相接地故障识别提供一定的帮助^[14]。

定子单相接地故障信号 $s(t)$ 通过改进 VMD——公式(1)分解为 k 个 IMF, 记为 $u_k(t)$, 其特征参数——能量特征计算公式为

$$E_k = \int |u_k(t)|^2 dt \quad (4)$$

式中, E_k 代表 $u_k(t)$ 的能量特征, 其反映故障信号强度, 是评估故障严重程度的重要指标。

$u_k(t)$ 频率特征指的是中心频率, 利用傅里叶变换获取 $u_k(t)$ 的频谱 $u_k(f)$, 能量分布重心即中心频率, 表达式为

$$f_{k,c} = \frac{\sum_{n=1}^N f_n \cdot |u_k(f_n)|^2 df}{\sum_{n=1}^N |u_k(f_n)|^2 df} \quad (5)$$

式中, $f_{k,c}$ 代表 $u_k(t)$ 的频率特征(中心频率); N 代表频率样本的总数; f_n 代表离散频率点; $u_k(f_n)$ 代表在频率 f_n 处 $u_k(t)$ 的频谱值。

$u_k(t)$ 时频特征指的是关键时频点 $f_{k,g}$, 即在时频分布图中具有频率突变点与幅值峰值点^[15]。关键时频点需要通过分析时频分布图来识别。其中, 频率突变点是指在时频分布图中频率突然变化的点, 其表示故障的开始或发展, 主要通过检测频率曲线的斜率变化来识别; 幅值峰值点是指在特定时间点上, 如果信号的幅值达到局部最大值, 其表示故障信号的显著特征, 主要通过时在频分布图的幅值维度上搜索局部最大值寻找。

通过上述过程提取到定子单相接地故障信号分解 IMF 分量 $u_k(t)$ 的能量特征、频率特征与时频特征, 将其整合为一个集合, 获得定子单相接地故障信号特征, 记为 $\zeta = \{E_k, f_{k,c}, f_{k,g}\}$, k 取值为 $1 \sim K$ 。

2 定子单相接地故障识别

应用电压传感器实时采集水轮发电机组定子绕组输出电压信号 $U(t)$ (电压信号是定子单相接地故障中变化最为明显的信号类型之一), 通过 1.2 节所示流程对其特征进行提取, 记为 $\gamma = \{E_k, f_{k,c}, f_{k,g}\}$, 计算其与定子单相接地故障信号特征 $\zeta = \{E_k, f_{k,c}, f_{k,g}\}$ 之间的相关系数^[16], 表达式为

$$\rho = \frac{\text{cov}(\gamma, \zeta)}{\sqrt{D(\gamma)} \cdot \sqrt{D(\zeta)}} \quad (6)$$

式中, ρ 代表水轮发电机组定子绕组输出电压信号特征与定子单相接地故障信号特征的相关系数, 取值范围为 $[0, 1]$ 。一般情况下, ρ 数值和 γ 与 ζ 的相关程度成正比; 反之, 成反比; $\text{cov}(\gamma, \zeta)$ 代表 γ 与 ζ 的协方差; $D(\gamma)$ 与 $D(\zeta)$ 代表 γ 与 ζ 的方差。

依据公式(6)计算结果制定水轮发电机组定子单相接地故障判定规则, 具体如式(7)所示。

$$\begin{cases} \rho \geq \hat{\rho} & \text{定子单相接地故障发生} \\ \rho < \hat{\rho} & \text{定子单相接地故障未发生} \end{cases} \quad (7)$$

式中, $\hat{\rho}$ 代表水轮发电机组定子单相接地故障判定阈值, 其需要根据水轮发电机组实际情况进行具体设置。

在改进 VMD(BES 算法)的应用下, 实现了水轮发电机组定子单相接地故障的有效判定及其识别, 为水轮发电机组的稳定运行提供更加有效的方法支撑。

3 实验

设置基于双频有源调控的水轮发电机组定子单相接地故障识别方法为对比方法 1, 基于三次谐波电势分布特征的水轮发电机组定子单相接地故障识别方法为对比方法 2, 基于改进 VMD-XGBoost-BiLSTM 组合模型的水轮发电机组定子单相接地故障识别方法为对比方法 3, 联合提出方法共同进行对比实验, 以此验证提出方法的应用效果。

选取某型号水轮发电机组作为测试对象, 基本结构如图 1 所示。

为水轮发电机组在正常运行时可达最佳性能, 并保障测试结果的准确性和可靠性, 科学配置基本



图 1 测试对象示意图

参数为 额定功率：150 MW；额定电压：13.8 kV；额定电流：7200 A；额定功率因数：0.9；额定频率：50 Hz；额定转速：300 r/min；飞逸转速：600 r/min；飞轮力矩：50000 Nm；电抗：0.2 Ω；短路比：0.4；效率：96%；惯性时间常数：5 s。

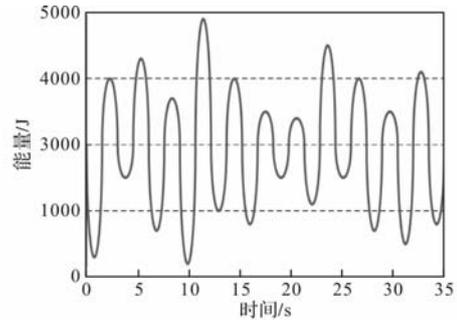
为提升测试结果精准性，模拟水轮发电机组多种运行工况，增加测试环境复杂性，如表 1 所示。

表 1 测试工况

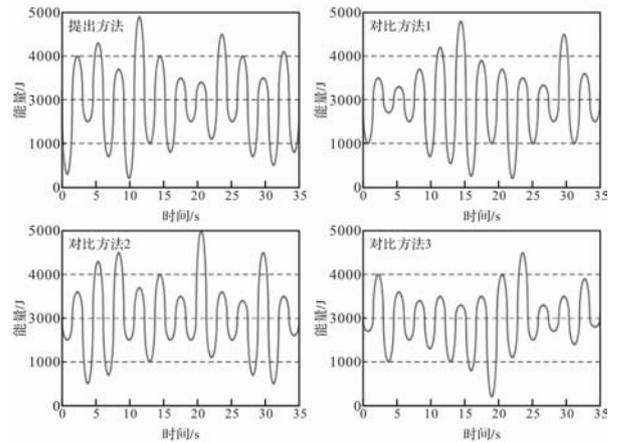
测试工况编号	水轮发电机组运行工况	故障信号信噪比/dB
1	C 相绕组单相接地故障	78.56
2	正常	69.54
3	A 相绕组单相接地故障	75.12
4	A 相绕组单相接地故障	70.31
5	正常	65.32
6	B 相绕组单相接地故障	68.45
7	正常	71.21
8	C 相绕组单相接地故障	78.95

在测试工况 2、5、7 背景环境下，测试环境的复杂性不同，最大差别在于故障信号信噪比差异，但水轮发电机组运行工况均正常。在测试工况 3 背景环境下，应用提出方法、对比方法 1、对比方法 2 与对比方法 3 提取定子单相接地故障信号能量特征，如图 2 所示。

提出方法提取出定子单相接地故障信号能量特征与测试工况 3 故障信号能量特征实际结果相同，在 0~5 s 时间段中，峰值均为 4000 J，其他时间段的能量值均相同，提取结果误差极小。对比方法 1、对比方法 2 与对比方法 3 提取的定子单相接地故障信号能量特征与测试工况 3 故障信号能量特征实际结果存在差异性，对比方法 1、2 在 0~5 s 时间段峰值均为达到 4000 J，在 5 s 时提出方法提取出定子单相接地故障信号能量已超过 4000 J，而对比方法 3 同时间下提取的能量未达到 4000 J。表明提出方法



(a) 测试工况3故障信号能量特征实际结果



(b) 应用方法故障信号能量特征提取结果

图 2 定子单相接地故障信号能量特征示意图

定子单相接地故障信号能量特征提取性能更强。

应用提出方法、对比方法 1、对比方法 2 与对比方法 3 提取定子单相接地故障信号频率特征——中心频率，如表 2 所示。

表 2 故障信号频率特征——中心频率提取表/Hz

测试工况编号	实际中心频率	提出方法	对比方法 1	对比方法 2	对比方法 3
1	78	78	70	78	71
2	89	89	89	85	89
3	90	90	96	90	82
4	65	65	65	60	65
5	52	52	51	52	50
6	77	77	77	70	77
7	71	71	53	71	51
8	69	69	69	53	45

提出方法提取的定子单相接地故障信号频率特征——中心频率与实际中心频率一样，而对比方法 1、对比方法 2 与对比方法 3 提取的定子单相接地故障信号频率特征——中心频率与实际中心频率存在偏差，说明提出方法定子单相接地故障信号频率特征提取性能更佳。

应用提出方法、对比方法 1、对比方法 2 与对比方法 3 提取定子单相接地故障信号时频特征——关键时频点，如图 3 所示。

提出方法提取出定子单相接地故障信号时频特

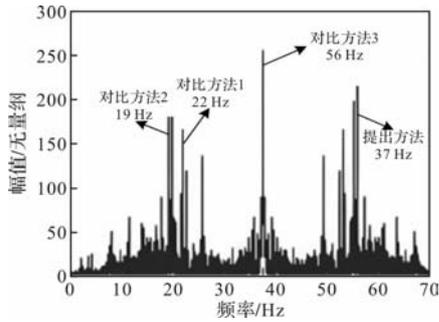


图3 定子单相接地故障信号时频特征示意图

征——关键时频点为 37 Hz；对比方法 1 提取出定子单相接地故障信号时频特征——关键时频点为 22 Hz；对比方法 2 提取的定子单相接地故障信号时频特征——关键时频点为 19 Hz；对比方法 3 提取出定子单相接地故障信号时频特征——关键时频点为 56 Hz。通过对比分析可知：提出方法提取的关键时频点更能凸显定子单相接地故障信号的时频变化特征，表明其时频特征提取性能更好。

应用提出方法、对比方法 1、对比方法 2 与对比方法 3 判定定子单相接地故障，如表 3 所示。

表 3 定子单相接地故障判定结果表

测试工况编号	提出方法	对比方法 1	对比方法 2	对比方法 3
1	故障	正常	故障	故障
2	正常	正常	故障	正常
3	故障	故障	正常	故障
4	故障	故障	故障	故障
5	正常	正常	正常	故障
6	故障	故障	故障	正常
7	正常	故障	正常	正常
8	故障	正常	故障	故障

提出方法定子单相接地故障判定结果与表 1 所示的水轮发电机组运行工况相同，而对比方法 1、对比方法 2 与对比方法 3 定子单相接地故障判定结果与表 1 所示的水轮发电机组运行工况存在着一定的出入，表明提出方法定子单相接地故障判定精度更高。

4 结 语

水轮发电机组作为清洁能源发电的重要组成部分，在现代能源体系中扮演着至关重要的角色。然而，随着运行时间的增长和外部环境的变化，水轮发电机组可能面临各种故障，定子单相接地故障是较为常见的一种。故提出基于 BES 改进 VMD 的水轮发电机组定子单相接地故障识别方法研究，关键时频点为 37 Hz 中心频率与实际中心频率偏差较低，

且识别结果与水轮发电机组运行工况没有出入，有效提升了定子单相接地故障信号特征提取精度与定子单相接地故障判定精度，为相关研究提供一定的参考及其借鉴。

参考文献

- [1] 龚衡, 桂林, 周光厚, 等. 发电机定子单相接地故障下定子铁芯的电弧烧损过程[J]. 电力自动化设备, 2022, 42(12): 197-203.
- [2] 马朵, 谢永兰, 张军智, 等. 水轮发电机组 GD⁽²⁾估算分析与统计公式拟合研究[J]. 水力发电学报, 2023, 42(5): 77-85.
- [3] 邓育林, 曾云, 钱晶, 等. 混流式水轮发电机组稳定性关键因素分析与调整[J]. 水力发电, 2022, 48(9): 98-103, 113.
- [4] 薛磊, 孙钢虎, 王小辉, 等. 大型隐极发电机定子单相接地故障定位新方法[J]. 电力自动化设备, 2022, 42(1): 221-224.
- [5] S A Saleh, Razzaqul Ahshan, Marcelo E Valdes, et al. Testing Ground Fault Protection of Generating Units With Frequency-Selective Grounding[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2023, 59(2 Pt. 2): 2400-2412.
- [6] 周龙, 熊斌, 丁树业, 等. 1000 MW 量级水轮发电机中性点电压漂移影响因素及接地装置参数优化分析[J]. 电工电能新技术, 2022, 41(4): 59-66.
- [7] 尹项根, 王义凯, 谭力铭, 等. 基于双频有源调控的大型机组定子接地故障电弧抑制及自适应保护[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(6): 1-9.
- [8] 王义凯, 尹项根, 谭力铭, 等. 基于三次谐波电势分布特征的发电机定子绕组接地故障定位方法[J]. 电工技术学报, 2023, 38(13): 3552-3562.
- [9] 吉元涛, 周明星, 骆佳勇, 等. 大型发电机定子接地故障定位算法研究[J]. 人民长江, 2022, 53(S1): 170-173.
- [10] 杜旭东, 罗德荣, 吴婷, 等. 基于改进 VMD 算法的直流微网纹波检测方法[J]. 电测与仪表, 2023, 60(10): 36-42.
- [11] 李浩, 张禄亮. 基于改进 VMD 和特征分布系数的配电网高阻接地故障检测方法[J]. 南方电网技术, 2022, 16(12): 109-117.
- [12] 赵博超, 马嘉骏, 崔磊, 等. 基于改进 VMD-XGBoost-BiLSTM 组合模型的光伏发电异常检测[J]. 计算机工程, 2024, 50(3): 306-316.
- [13] 李宏扬, 高丙朋. 基于改进 VMD 和 SNS-Attention-GRU 的短期光伏发电功率预测[J]. 太阳能学报, 2023, 44(8): 292-300.
- [14] 王俊, 席芳, 周川, 等. 基于 BES-ELM 的风电机组故障诊断[J]. 排灌机械工程学报, 2023, 41(10):

1023-1029.

- [15] 杨新志, 李伟, 鲍鹏, 等. 巨型水轮发电机组定子接地故障快速查找[J]. 人民长江, 2023 (S1): 131-134.

- [16] 谭力铭, 尹项根, 王义凯, 等. 自适应工况的大型水轮发电机定子接地故障定位方法[J]. 电工技术学报, 2022, 37(17): 4411-4422.

(上接第 55 页)

(4) P1 电机定子绕组非焊接端大部分区域的对流换热系数较高, 传热效果较好; 绕组焊接端部分区域的对流换热系数较低, 传热效果较差, 后续电机温度试验需重点关注;

(5) P3 电机绕组焊接端和非焊接端大部分区域的对流换热系数均较高, 传热效果较好;

(6) P1 和 P3 电机铁心部分的对流换热系数均较高, 传热效果较好。

参考文献

- [1] Zhe H, Nategh S, Lassila V, et al. Direct oil cooling of traction motors in hybrid drives [C]. IEEE International Electric Vehicle Conference, 2012: 1-8
- [2] 陈玉祥, 熊飞, 朱林培, 等. 油冷电机喷油孔流量分配特性分析方法研究[J]. 液压与气动, 2020, (8): 22-28.
- [3] 田玉冬, 王潇, 张舟云, 等. 车用电机冷却系统热仿真及其优化[J]. 机械设计与制造, 2015 (2): 238-242.
- [4] 周茜茜, 黄勇. 一种淋油冷却永磁同步电机温度场研究[J]. 微特电机, 2020, 48(11): 5-9.
- [5] Saleem A, Park M H, Ambreen T, et al. Optimization of Oil Flow Distribution Inside the in-wheel Motor Assembly of Electric Vehicles for Improved Thermal Performance[J]. Applied Thermal Engineering, 2022, 201(A): 117753.
- [6] Laskaris K I, Kladas A G. Liquid Cooled Permanent-mag-

net Traction Motor Design Considering Temporary Overloading[C]. Electrical Machine (ICEM), XXth International Conference on, IEEE, 2012: 2677-2682.

- [7] ParK M H, Kim S C. Thermal Characteristics and Effects of Oil Spray Cooling on In-wheel Motors in Electric Vehicles [J]. Applied Thermal Engineering, 2019, 152: 582-593.
- [8] 韩世琦, 安辉, 陆艳君, 等. 电动汽车驱动电机绕组端部喷淋冷却温度场分析[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(6): 52-58, 65.
- [9] 陈小健, 李婷, 徐刚, 等. 油冷电机绕组喷淋冷却数值模拟与研究[J]. 汽车技术, 2023, (10): 58-62.
- [10] 杜爱民, 张东旭, 孙明明. 混合动力汽车用油冷永磁同步电机温度场研究[J]. 汽车技术, 2019, (4): 34-39.
- [11] 刘蕾, 刘光复, 刘马林, 等. 车用永磁同步电机三维温度场分析[J]. 中国机械工程, 2015, 26(11): 1438-1443.
- [12] 丁树业, 郭保成, 冯海军, 等. 变频控制下永磁同步电机温度场分析[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(9): 1-5.
- [13] 王阳阳. 基于 AMESim 与 Fluent 联合仿真的安全阀启溢闭研究[J]. 液压与气动, 2019, (11): 92-98.
- [14] 杜广生. 工程流体力学[M]. 2 版. 北京: 中国电力出版社, 2014: 247.

《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

中低速磁悬浮列车 Halbach 阵列无铁心 永磁直线同步电机数学模型分析

王辉煌^{1,2,3}, 杜玉梅^{1,2}, 李正浩^{1,2}, 张俊康³, 张瑞华¹, 史黎明¹

(1. 中国科学院电工研究所, 北京 100190; 2. 中国科学院大学, 北京 100049;

3. 国网福建省电力有限公司泉州供电公司, 福建 泉州 362000)

摘要: 为了便于长初级无铁心永磁直线同步电机的优化迭代, 提高电机的求解效率, 该文从电机的物理模型出发, 以直线电机的多层线性模型为基础, 通过引入矢量磁位, 建立该种电机的数学解析模型。该模型首先提出了一种离散化的数学模型, 对无铁心直线电机的弧形端部进行建模; 然后, 在上述模型的基础上, 将计算得到的电枢电感等计算结果与有限元仿真结果与实验进行对比, 验证所提出模型的准确性。最后, 利用所建立的模型结合遗传粒子群多目标优化算法对电机进行优化设计。

关键词: 无铁心永磁直线同步电机; 直线电机多层线性模型; 三维建模; 多目标优化设计

中图分类号: TM359.4; TM351 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-6848(2025)01-0062-10

Mathematical Model Analysis and Optimization of Ironless Permanent Magnet Linear Synchronous Motor With Halbach Array for Middle and Low Speed Maglev Trains

WANG Huihuang^{1,2,3}, DU Yumei^{1,2}, LI Zhenghao^{1,2}, ZHANG Junkang³, ZHANG Ruihua¹, SHI Liming¹

(1. Institute of Electrical Engineering, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;

2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China;

3. State Grid Quanzhou Power Supply Company, Quanzhou Fujian 362000, China)

Abstract: In order to facilitate optimization iterations of long primary Ironless Permanent Magnet Linear Synchronous Motor (IPMLSM) and improve the efficiency of solving the parameters of this motor, this paper established a mathematical analytical model with magnetic vector potential (MVP) based on the physical model of the motor and its multi-layer linear model. Firstly, in the primary part of the motor, apart from the inductance of the effective part of armature, the discrete mathematical model was used to model the arc end inductance of it. Then, comparing the the armature inductance of the motor calculated by the model with the finite element analysis (FEA) method results and test, the correctness of the proposed model was verified. Finally, the model was combined with genetic particle swarm multi-objective optimization algorithm to optimize the motor design.

Key words: ironless permanent magnet linear synchronous motor; multi-layer linear model; 3D modeling; multi-objective optimization design

0 引言

无铁心长定子永磁直线同步电机 (Ironless Permanent Magnetic Linear Synchronous Motor, IPMLSM) 为中速磁悬浮列车所采用的牵引电机, 因其具有结构简单、运行平稳、无轮轨摩擦以及法向吸力接近于零等优点, 使得中速磁悬浮列车系统有望在城市轨道交通中推广普及。采用 Halbach 永磁阵列的无铁心

永磁直线同步电机除了为中速磁悬浮列车的驱动系统提供了一种新的解决方案之外, 还广泛应用于高精度直线电机、平面电机等场合^[3-5]。但是, 由于定子无铁心导致该结构的牵引电机推力较小, 永磁材料使用过多, 以及定子沿轨道长距离铺设使电机整体效率低, 并且定子电压较高。基于以上原因, 本论文以长定子无铁心永磁直线同步电机作为研究对象, 先建立其解析模型后对其进行各方面性能的多目标优化。

收稿日期: 2024-07-16

作者简介: 王辉煌(1994), 男, 硕士, 研究方向为电磁场数值分析、电力系统交直流系统分析、磁悬浮及直线驱动技术等
杜玉梅(1964), 女, 博士, 教授级高级工程师, 硕士生导师, 研究方向为电磁场数值分析、直线电机、磁悬浮及直线驱动。

在电机的设计与优化阶段, 大多数专家和工程人员使用有限元模型进行电机参数的计算^[6], 但是面临算法迭代时, 有限元方法占用过多计算资源和计算时间; 而对于边界条件简单, 内部电磁暂态过程较少的无铁心直线电机来说, 有限元法无法发挥其优势, 而更多地采用解析的计算方法^[7-8]。为了提高电机的求解效率, 便于电机的优化迭代, 本文建立了该种无铁心永磁直线同步电机的解析模型。由于采用的是长定子直线电机, 相较于有铁心电机, 无铁心电机的端部漏感所占比例较大, 不可忽略, 须要找到一种可以代替三维有限元法的解析计算方法对其进行求解。建立电机电感的解析模型, 可以作为电机功率因数等稳态参数优化的基础。

对于电机定子侧的电枢绕组的电感计算, 很多学者提出了不同的方法, 如磁链法、磁场能量法以及时间常数法等来计算电机电感。文献[9]中采用磁链法建立电枢绕组模型, 并使用实验测量电枢绕组时间常数的方法, 完成解析模型验证。文献[12]以磁链法为基础, 引入矢量磁位法, 对电机有效部分电感进行计算。文献[9, 12]均未有对电机绕组的端部漏感进行建模, 而降低了所建立的电机模型的准确性。文献[13-14]先利用有限元法计算了定子不同位置处的电感, 进而使用函数拟合的方法, 建立电机的精确模型, 这种方法适用于控制系统的电机建模, 但是无法应用在电机变参数的优化计算场合。文献[10]使用了磁场能量法进行绕组有效部分电感计算, 并且使用简化的方法计算电机的弧形端部电感, 提高了计算精度。文献[17]详细计算了永磁直线同步电机的各个电气参数, 给出了电抗的详细计算方法, 但其针对的是一般形式的电机绕组, 不能直接应用在磁浮系统的牵引电机上。

本文提出了对电枢绕组的端部采用离散化的分

析方法, 建立了适合电机优化设计、变参数的无铁心直线电机电枢绕组电感模型。通过将经由本文提出的电机解析模型所计算的, 电机电感参数与有限元法与电感实验数据进行对比分析, 证明了解析模型的正确性, 最后, 文章使用提出的模型, 对电机进行各个方面的多目标优化, 为中速磁浮的优化设计提供方案。

1 电机解析模型的建立

中低速磁浮车用 Halbach 阵列无铁心永磁直线同步电机(下称无铁心直线电机)主要是由定子 Halbach 永磁阵列、单层波绕的定子绕组、环氧树脂制作的定子齿部、轭部(不导磁、不导电)以及下方的支撑结构等构成, 如图 1 所示。本小节结合附录 A 与附录 B 中电机多层线性模型磁场的计算, 详细推导了电机的各个电磁变量的计算方法。

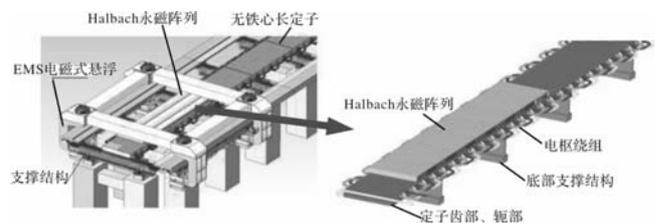


图 1 Halbach 阵列无铁心永磁直线同步电机示意图

1.1 无铁心直线电机物理模型分析

图 2 为无铁心直线电机的物理模型, 其主要包含有以下几个机构, 具体参数如表 1 所示。

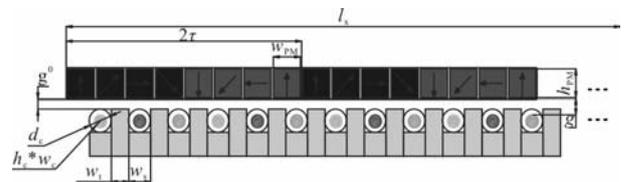


图 2 无铁心直线电机物理模型

表 1 无铁心直线电机的主要参数

参数	参数值	参数	参数值
极距 τ/mm	200	齿宽 w_1/mm	29.67
永磁磁极高度 h_{PM}/mm	46	槽宽 s_c/mm	37
永磁磁极宽度 w_{PM}/mm	46	铝电缆直径 d_c/mm	38.8
永磁体牌号	NdFeB45	铝导体等效高度 h_c/mm	20.4
永磁体剩磁 B_r/T	1.4	铝导体等效高度 w_c/mm	20.4
极对数 p	6.75	机械气隙长度 g_0/mm	15
铝套筒厚度 b/mm	2	电磁气隙长度 g/mm	26.2
总块数	54	每极每相槽数 q	1
每周期模块数	8	电机 z 方向宽度 l_2/mm	500

运用直线电机多层线性模型, 可以对上述无铁心直线电机的物理模型进行数学建模。本文在图 3

所示的坐标系下, 使用 Fourier 分解的方法, 结合 Maxwell 方程组, 分析无铁心直线电机气隙磁场, 以

及其他各部分的磁场，建立无铁心直线电机的二维电磁场数学模型。

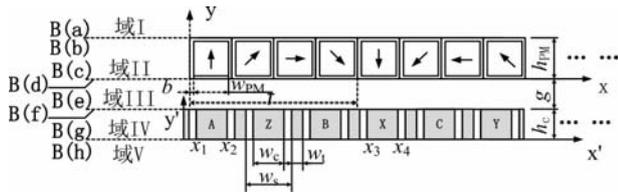


图3 无铁心直线电机多层线性模型

1.2 无铁心直线电机磁场解析建模

如图3所示，直线电机的多层线性分析模型将无铁心直线电机分为以下几个区域：I，III，V为模型的空气区域；II为模型的永磁阵列区域；IV为模型的电枢绕组区域。各区域满足不同的磁场方程，且具有不同的边界条件。通过引入矢量磁位 A 作为该磁场的描述函数，并且引入库伦规范，可以在各个区域内将 Maxwell 方程化为^[9]

空气域 I，III，V 区域：

$$\nabla^2 A^{I,III,V} = 0 \quad (1)$$

永磁体 II 区域：

$$\nabla^2 A^{II} = -\mu_0 \nabla \times \mathbf{M} \quad (2)$$

电枢绕组 IV 区域：

$$\nabla^2 A^{IV} = -\mu_0 \mathbf{J}_e \quad (3)$$

其中， $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ 为真空磁导率， \mathbf{M} 为永磁体的磁化强度， \mathbf{J}_e 为电枢绕组区域内的三相电流密度。

在 Fourier 分解法中，忽略永磁阵列的纵向磁场开断，在图3所示的 XY 二维平面下，矢量磁位 A 仅有 Z 方向分量，永磁阵列产生的气隙磁场和电枢绕组的气隙磁场的矢量磁位 A_z 分布函数如下所示，具体推导及其他位置矢量磁位分布函数详见附录 A 与附录 B。

$$A_{z,M}^{III} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left(\frac{1}{2} (1 - e^{-|k_n| h_{PM}}) \left(\frac{\mu_0 \tilde{M}_{xn}}{|k_n|} + \frac{\mu_0 \tilde{M}_{xn}}{ik_n} \right) e^{|k_n| b'} \right) e^{-ik_n x} \quad (4)$$

$$A_{z,J_e}^{III} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left(\frac{\mu_0}{2k_n^2} \tilde{J}_{e,zn} (1 - e^{-|k_n| h_c}) e^{-|k_n| b'} \right) e^{-ik_n x'} \quad (5)$$

式中，定义 $k_n = n\pi/\tau$ ， \tilde{M}_{xn} 为永磁体磁化强度 x 方向分量的 Fourier 分解系数， $\tilde{J}_{e,zn}$ 为三相电流的 Fourier 分解系数。

已知磁场的矢量磁位 A ，则 Fourier 分解法计算的气隙磁场 $\mathbf{B}_{\text{Fourier}}$ 分布函数可通过下式求得。

$$\mathbf{B}_{\text{Fourier}} = \nabla \times A \quad (6)$$

1.3 电枢绕组的三维建模

本文所研究的电机采用单层波绕形式的电枢绕组(单波绕组)，如图4所示。单波绕组因其结构简单，在多条磁悬浮系统牵引电机上都有应用^[14, 16]，但却鲜有针对其电感的解析计算方法。

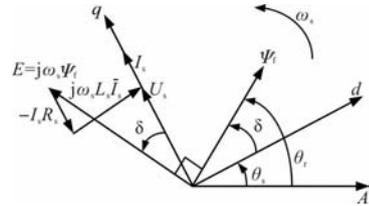


图4 电机绕组接线示意图

在绕组接线图中，绕组的有效部分为平行的长直导线，端部为半圆弧形结构，计算电枢绕组的电感时，采用如下假设：忽略电枢绕组的端部效应，采用统一的绕组电感计算方法进行计算，不考虑永磁体运动时，在绕组上产生的局部涡流效应。

在计算电感时，直接将绕组分为有效部分和端部分别予以计算，本文提出了一种离散化的模型，较好的解决了圆弧形端部绕组的电感计算。

1.3.1 有效部分电感求解

电枢有效部分电感的计算可以直接使用矢量磁位 A 来进行计算，当电枢中仅有 A 相通入电流 $J_{A,z}$ 时，则可以得到二维空间内矢量磁位 A 的分布，具体推导过程见附录 B。

$$A_{zn,JA}^{IV} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left(-\frac{\mu_0}{2k_n^2} \tilde{J}_{A,zn} (e^{|k_n| (y'-h_c)} + e^{-|k_n| b'}) + \frac{\mu_0}{k_n^2} \tilde{J}_{A,zn} \right) e^{-ik_n x'} \quad (7)$$

由假设(1)可知，长定子直线电机计算电感时可以忽略电枢绕组的端部效应，即

$$L_s = L_{AA} = L_{BB} = L_{CC} \quad (8)$$

$$L_m = L_{AB} = L_{BC} = L_{CA} \quad (9)$$

在单位长度的电枢绕组有效部分，电枢绕组匝链的磁链与其所在位置的矢量磁位在数值上相等^[11]，为保证电感计算准确性，取绕组高度范围内 $(0, h_w)$ 和宽度范围内 $((x'_1, x'_2), (x'_3, x'_4))$ 中矢量磁位的平均值来计算，在电枢绕组坐标系 X' Y' 下，A 相与自身和与 B 相匝链的磁链表达式为

$$\psi_{AA} = \frac{N_w l_z}{h_c w_c} \int_0^{h_c} \left(\int_{x'_1}^{x'_2} A_{zn}^{IV} dx' - \int_{x'_3}^{x'_4} A_{zn}^{IV} dx' \right) dy' \quad (10)$$

$$\psi_{AB} = \frac{N_w l_z}{h_c w_c} \int_0^{h_c} \left(\int_{x'_1+\frac{2}{3}\tau}^{x'_2+\frac{2}{3}\tau} A_{zn}^{IV} dx' - \int_{x'_3+\frac{2}{3}\tau}^{x'_4+\frac{2}{3}\tau} A_{zn}^{IV} dx' \right) dy' \quad (11)$$

则可以得到有效部分的电枢电感，

$$L_{AA} = \frac{\psi_{AA}}{I_A} \quad (12)$$

$$L_{AB} = \frac{\psi_{AB}}{I_A} \quad (13)$$

1.3.2 端部漏感求解

无铁心直线电机的有效部分电感与其端部漏感大小相差不多，因此，端部漏感是电枢绕组电感中不可忽略的一部分。本文采用离散化的分析方法，并借助假想的虚拟导体^[17]，将绕组端部中的电流密度矢量 J_{end} ，在电枢绕组坐标系下进行矢量分解，分别对其 z 方向分量 $J_{end,z}$ 和 x 方向分量 $J_{end,x}$ 建模，如图 7 所示。

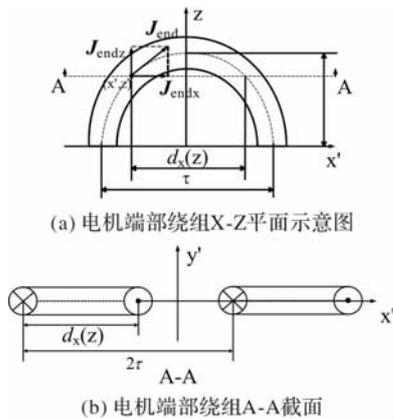


图 5 电机端部绕组示意图

如图 5 所示，电流的 z 方向分量 $J_{end,z}$ 的激励位置和大小均随坐标 z 变化而变化，因此，其分布函数 $J_{end,z}(x', z)$ 除了与坐标 x' 相关，还与坐标 z 相关，使用离散化的计算方法可以将 z 方向变量分离出来。

将端部处理为如下所示的离散的情况，可以假设在每一个小段 $(z_i, z_{(i+1)})$ 中，绕组内电流大小 $J_{0end,z}(z_i)$ 和两个导体截面之间的距离 $d_x(z_i)$ 不发生变化，如图 6 所示。

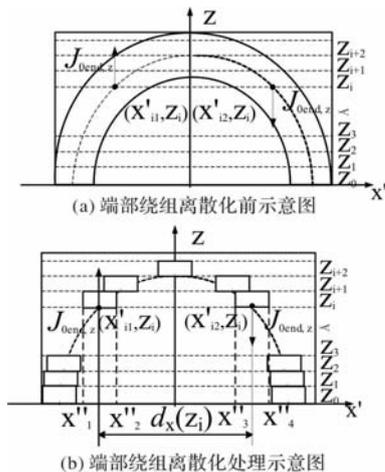


图 6 电机端部绕组离散化处理

则对任意一个小段 $(z_i, z_{(i+1)})$ ，绕组截面电流大

小 $J_{0end,z}(z_i)$ 和两个导体截面之间的距离 $d_x(z_i)$ 分别为

$$J_{0end,z}(z_i) = J_0 \sqrt{1 - \frac{4z_i^2}{\tau^2}} \quad (14)$$

$$d_x(z_i) = \sqrt{\tau^2 - 4z_i^2} \quad (15)$$

与附录 B 中推导类似，这一小段电流分布函数 $J_{end,z}(x, z_i)$ ，经 Fourier 分解的各项系数 $J_{end,zn}(z_i)$ 可以表达成，

$$\tilde{J}_{end,zn} = \frac{J_{0end}(z_i)}{2\tau} \frac{1}{ik_n} [(e^{ik_n x''_2} - e^{ik_n x''_1}) - (e^{ik_n x''_4} - e^{ik_n x''_3})] \quad (16)$$

其中， $x''_1, x''_2, x''_3, x''_4$ 分别为 $(z_i, z_{(i+1)})$ 段绕组的 x' 轴向坐标。如图 5(b) 所示。

与上文求解有效部分的直导线电感相同，端部绕组电感等效为 n_z 个直导线分别产生的电感之和，因此，端部绕组匝链的平均磁链 $\psi_{end,z}$ 为

$$\psi_{end,z} = \sum_{i=1}^{n_z} \Delta z_i \frac{2N_w}{h_c w_c} \int_0^{h_c} \left(\int_{x''_1}^{x''_2} A_{zn}^{end}(z_i) dx - \int_{x''_3}^{x''_4} A_{zn}^{end}(z_i) dx' \right) dy' \quad (17)$$

则电感 $L_{end,z}$ 可通过与式 (16)、式 (17) 相同的方法进行求解。

对于电流 x 方向分量产生的端部自感 $L_{end,x}$ ，本文采用了等效虚拟导体的方法对其进行建模，将 $J_{end,x}$ 等效为集中在虚拟导体内部的电流 $I_{end,x}$ ，如图 7 所示。

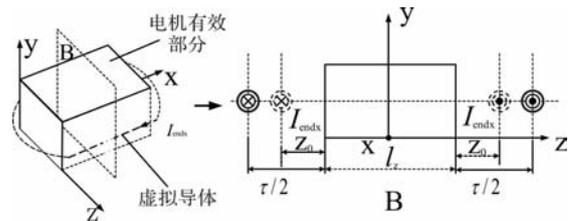


图 7 电机端部绕组等效虚拟导体示意图

直线电机工作在低频范围内，在现有设计下，电流的额定频率为 138 Hz，可以忽略位移电流造成的影响^[17]，则在电枢绕组端部有

$$\nabla \cdot \mathbf{J}_{end} = 0 \quad (18)$$

根据上式，结合式 (20) 可以求得电枢绕组 x 方向电流密度的分布函数 $J_{end,x}$ ，将电流密度 $J_{end,x}$ 等效为图 7 中虚拟导体中的电流 $I_{end,x}$ ，需要根据电流密度分布函数，确定虚拟导体在 z 轴位置 z_0 ，保证电流在虚拟导体两侧大小相等，即有

$$\int_0^{z_0} J_{end,x} dz = \int_{z_0}^{\tau/2} J_{end,x} dz \quad (19)$$

将式 (22) 与式 (23) 联立，并且只考虑电流密度的基波分量，可以将上式化为

$$\sqrt{\tau^2 - 4z_0^2} \sin \left(k_1 \frac{\sqrt{\tau^2 - 4z_0^2}}{2} \right) = \frac{\tau}{2} \quad (20)$$

由此可得, 上述分布在直线电机两侧的导体电磁距离 d_z 为

$$d_z = l_z + 2z_0 \quad (21)$$

则电流 x 方向分量产生的端部自感 $L_{end,x}$ 可以由长直导线的电感计算公式得到

$$L_{end,x} = N_w \frac{\mu_0}{\pi} \ln\left(\frac{d_z - r_c}{r_c}\right) \quad (22)$$

其中, 设 r_c 为虚拟导体的半径, 设其为电机绕组高度的一半, 即 $r_c = h_w/2$ 。

此时, 电枢绕组自感修正为

$$L'_s = L'_{AA} + L_{end,z} + L_{end,x} \quad (23)$$

将同一个供电区间中的 L_{lo} 为非耦合区的漏感, $L_{li,k}$ 为第 k 台电机耦合区的漏感, $L_{ar,k}$ 为第 k 台电机耦合区的电枢反应电感统一进行计算, 设定子段一个供电区间绕组串联匝数为 N'_w , 则:

$$L_{lo} + \sum_{k=1}^{n_{mot}} L_{li,k} + L_{ar,k} = \frac{N'_w}{N_w} (L'_s - L_m) \quad (24)$$

1.4 电机等效电路模型

中速磁浮试验线牵引电机采用的是两辆列车编组, 每辆列车下 5 台直线电机串联的供电形式。由于无铁心直线电机为隐极机, 其 d 轴、 q 轴上磁路无明显差异, 因此, 在一个供电区间下可以直接采用 n_{mot} 台隐极机的单相稳态等效电路模型串联的形式, 如图 8 所示。

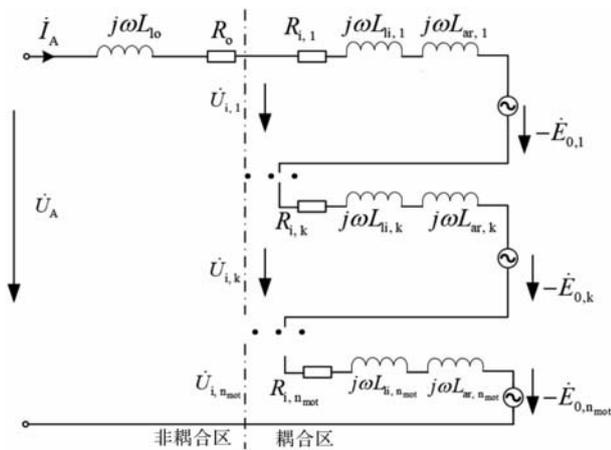


图 8 电机单相稳态等效电路图 (单供电区间)

其中, R_0 , $R_{i,k}$ 分别为非耦合区与耦合区的电阻值; ω 为电枢电流的同步电角速度; L_{lo} 为非耦合区的漏感, $L_{li,k}$ 为第 k 台电机耦合区的漏感, $L_{ar,k}$ 为第 k 台电机耦合区的电枢反应电感; $E_{0,k}$ 为第 k 台电机的空载反电动势。

根据上述电机单相稳态等效电路图, 可以列出无铁心直线电机的稳态电压相量方程如式(25)所示。

$$\dot{U}_A = \dot{I}_A R_0 + j\omega \dot{I}_A L_{lo} +$$

$$\sum_{k=1}^{n_{mot}} (-\dot{E}_{0,k} + \dot{I}_A R_{i,k} + j\omega \dot{I}_A (L_{li,k} + L_{ar,k})) \quad (25)$$

1.5 单相空载反电动势有效值

设第 k 台无铁心直线电机在定子电枢绕组产生的空载电动势有效值为 $E_{0,k}$, 在不考虑其分布系数与短距系数的情况下, 其计算方程一般为^[22]

$$E_{0,k} = \frac{\omega}{\sqrt{2}} N_w \varphi \quad (26)$$

式中, N_w 为电机绕组的串联匝数, φ 为电机的每极磁通。

本文在计算时使用上文中求得的单台电机 Halbach 永磁阵列的磁场分布函数的 y 方向分量 $B_y(x, y)$, 详细计算了其各不同位置的 A 相绕组 ($x_{nw}, x_{nw} + \tau$) 上的平均磁密, 则式(26)可化为

$$E_{0,k} = \frac{\omega}{\sqrt{2}} \sum_{n=1}^{N_w} L_z \int_{x_{nw}}^{x_{nw}+\tau} \left(\frac{1}{h_w} \int_{-g-h_w}^{-g} B_y(x, y) \right) dy dx \quad (27)$$

2 无铁心永磁直线同步电机绕组电感测试

为验证第三章所推导 IPMLSM 的电感解析计算公式, 本文搭建了图 9 的电机绕组定子三相电感测试实验平台, 以验证电感解析计算方法的正确性。电感实验平台采用环氧树脂板作为底板, 直径 0.8mm 的铜制漆包线绕制线圈, 实验平台的结构参数如表 2 所示。

表 2 绕组电感测试实验装置主要参数

参数	参数值	参数	参数值
实验极距 τ_{exp}/mm	100	并联支路数 a_{exp}	29.67
实验端部半径 r_{end_exp}	50	导体直径 D_{c_exp}/mm	37
每极每相槽 q	1	极对数 p_{exp}/mm	38.8

2.1 绕组自感和互感的测试方法

如图 9 中所示, 对实验装置的三相电枢绕组电感进行测量, 此时, ABC 三相电枢绕组可等效为图 10。



图 9 绕组电感测试实验装置

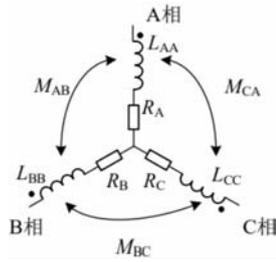


图 10 实验装置等效电路图

本文采用如下方法测量并求解各相绕组的自感及其各相互感：首先，测量其中两相的串联电感，测量方法如图 11 左图所示，共记录三组实验数据 L_{AB_s} 、 L_{BC_s} 和 L_{CA_s} ；然后，测量装置其中两相并联且与另外一相串联的电感，测量方法如图 11 右图所示，共记录三组实验数据 L_{AB_p} 、 L_{BC_p} 和 L_{CA_p} 。通过列写基尔霍夫电压、电流方程，可以找到三相绕组电感与实验测量值存在式 (28) 和式 (29) 中所示的关系。

$$L_{k_1k_2_s} = L_{k_1k_1} + L_{k_2k_2} - 2M_{k_1k_2} \quad (28)$$

其中， k_1 、 k_2 为 ABC 三相中的任意两相。

$$L_{k_1k_2_p} = \frac{(L_{k_1k_1} - M_{k_1k_3})(L_{k_2k_2} + M_{k_1k_3} - M_{k_1k_2} - M_{k_2k_3})}{L_{k_1k_1} + L_{k_2k_2} - 2M_{k_1k_2}} + (L_{k_3k_3} - M_{k_1k_3}) \quad (29)$$

其中， k_1 、 k_2 为 ABC 三相中的任意相并联的两相， k_3 为另外一相。

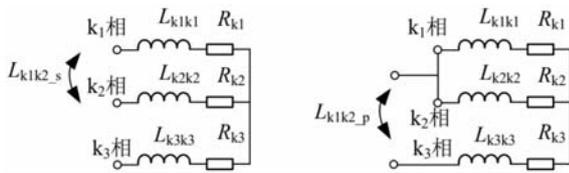


图 11 电感测量方法

将式 (28) 与式 (29) 联立，可以得到表征测试数据与三相绕组的电感之间关系的方程，如式 (30) 所示。求解方程 (30)，可以解得 ABC 三相绕组的自感与互感。

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & -2 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & -2 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & -2 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_{AA} \\ L_{BB} \\ L_{CC} \\ M_{AB} \\ M_{BC} \\ M_{CA} \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} L_{AB_s} \\ L_{BC_s} \\ L_{CA_s} \\ \sqrt{(L_{CA_s} - L_{AB_s})L_{AB_s}} \\ \sqrt{(L_{AB_s} - L_{BC_s})L_{BC_s}} \\ \sqrt{(L_{BC_s} - L_{CA_s})L_{CA_s}} \end{bmatrix} \quad (30)$$

2.2 电感实际测试结果

对搭建的电感测试平台上的电枢绕组进行电感测试，当极对数为 $p_{exp} = 7$ 时，电感实际测量结果如图 12 以及图 13 所示，并将上述数据整理换算后得到实验装置 ABC 三相绕组电感矩阵如表 3 所示。



图 12 两相串联电感测试结果

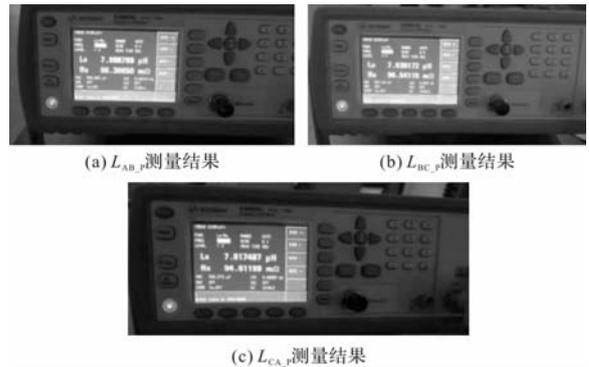


图 13 两相并联与一相串联电感测量结果

表 3 实验装置 ABC 三相绕组电感矩阵

	A 相	B 相	C 相
A 相	4.800	-0.320	-0.320
B 相	-0.320	5.058	-0.320
C 相	-0.320	-0.320	5.096

3 对比验证分析

为验证本文所提出的数学解析模型的准确性，本小节对比了解析法与有限元法所与实验测量电感的数据。

3.1 电枢绕组电感解析与有限元对比分析

假设当电枢绕组极对数 $p=7$ 时, 在有限元模型中使用周期性边界条件, 以模拟定子绕组无限长时的电枢绕组电感。为了验证所提出的模型的正确性, 本文在 $\tau = [192, 208]$ mm 范围内改变极距, 仿真结果表明, 本文所提出的模型可以很好的模拟绕组的电枢电感。

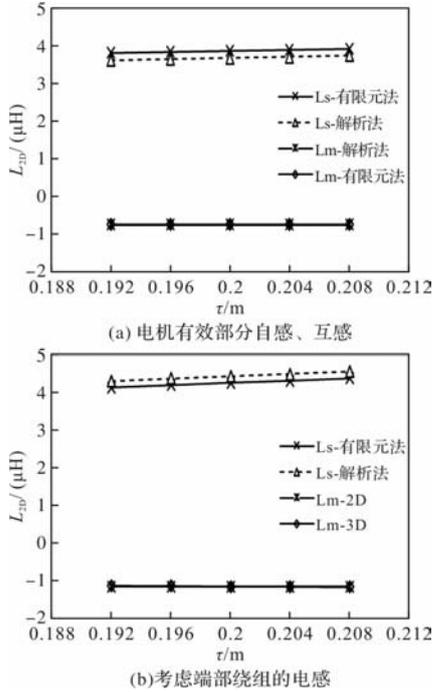


图 14 $p=7$ 时, 电枢绕组电感对比分析

由图 14 可知, 所提出的解析模型在计算范围内, 其有效部分的自感、互感以及三维电枢绕组的自感均与有限元仿真结果相吻合, 另外, 电枢绕组端部互感可以忽略不计^[10], 如表 4 中 $Lm-2D$ 与 $Lm-3D$ 对比所示。计算结果的误差分析如表 4 所示。

如表 4 所示, 有效部分的自感、互感以及三维电枢绕组的自感的计算误差都可以在 5% 以内; 另外, 当极距 τ 在 $[192, 208]$ mm 范围内变化时, 电机自感计算误差分别为 3.62%, 3.61%, 3.48%, 3.65%, 3.55%; 而互感计算误差分别为 2.70%, 1.02%, 1.34%, 1.47%, 3.63%。

表 4 解析模型与有限元模型误差分析

结果参数	解析解	有限元解	误差/%
空载反电动势有效值 ($N=6$)/V	97.06	96.61	0.47
有效部分自感 $L_{s2D}(\tau=200\text{mm})/\mu\text{H}$	3.69	3.88	4.90
有效部分互感 $L_{m2D}/\mu\text{H}$	-0.769	-0.767	0.26
考虑端部自感 $L_{s3D}/\mu\text{H}$	7.17	6.93	3.48

3.2 解析模型与实验结果进行对比

将电感测试装置的结构参数, 代入所推导的线

圈电感解析计算方法, 对绕组的自感、互感进行计算, 计算结果如表 5 电感矩阵 L_{aly} 所示。

表 5 解析计算电感矩阵 L_{aly}

	A 相	B 相	C 相
A 相	4.864	-0.439	-0.411
B 相	-0.439	4.864	-0.439
C 相	-0.441	-0.439	4.864

表 6 实验结果与解析结果对比分析

	自感误差		
	A 相	B 相	C 相
误差%	1.33	3.83	4.55

由表 6 可知, 解析计算结果与测试结果相接近, 误差均在 5% 以内。证明了考虑端部后电枢自感计算公式的正确性

4 电机多目标优化

如图 15 所示, 长定子无铁永磁直线同步电机的结构参数主要包括永磁体高度 h 、电流 I 和极距 τ 。这些参数影响力、定子电压、功率因数和效率。

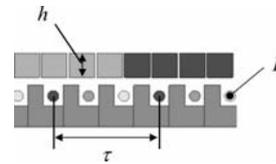


图 15 电机结构参数

4.1 目标函数、约束和设计变量

为了满足中低速磁浮系统的运输需求, 提高推力密度是第一目标, 考虑变换器的成本, 降低电压是第二目标。无铁心 Halbach 永磁同步电机的效率主要取决于铜损耗, 铜损耗是第三个目标。为提高中低速磁悬浮系统的整体性能, 确定目标函数、约束和变量候选如下:

- 目标函数

最大推力密度

最小端电压

最小铜耗

- 约束条件

$F > 6 \text{ kN}$

$U < 2400 \text{ V}$

效率 > 0.65

功率因素 > 0.65

- 设计变量

$150 \text{ mm} \leq \tau \leq 250 \text{ mm}$

$1150 \text{ A} \leq I \leq 1250 \text{ A}$

$40 \text{ mm} \leq h \leq 55 \text{ mm}$

目标函数含有求解一个最大值两个最小值, 可

以转化同时求组三个最小值进行多目标优化，例如求解最小推力密度的倒数 V/F ，其中 V 表示电机的体积， F 为电机的推力。由于优化变量含有极距，同时影响推力密度与铜耗，则铜耗在本电机多优化目标过程中并不是确定的数值。以上目标函数、约束条件与设计变量根据前两小节的建模可直接利用解析法进行计算。其中计算端电压与功率因素是需要设计到电机电感参数的计算，对于绕组沿着轨道长距离铺设的无铁心永磁直线电机而言，端部电感所占的比例很大。正式基于本文所建立的三维解析模型，大大节省了目标函数求解的时间，使得多目标优化的迭代称为可能。

4.2 无铁心电机的多目标优化

在电机的优化中，随着电机一项性能的提升而往往造成另一项性能的降低。多目标优化是指对于电机的各项性能同时进行优化，在一定的约束条件与变量范围内，基于多个优化目标，择优选取方案。

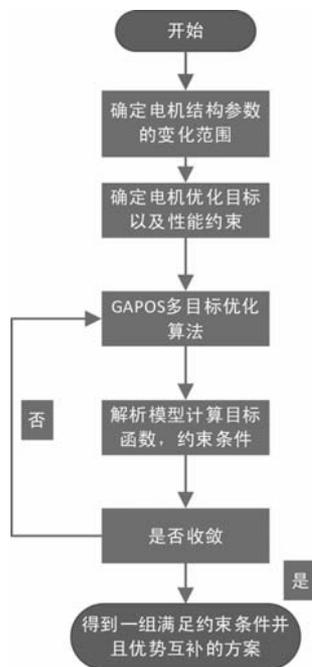


图 16 电机多目标优化程序框图

本文将采用遗传粒子群算法作为电机结构参数的优化算法，对于结构优化后的永磁直线同步电机进行多目标优化，优化过程主要由以下步骤组成 IPMLSM 的多目标优化过程可由流程图 16 表示。

4.3 多目标优化结果分析

采用 GAPOS 多目标优化算法可以使个体分布均匀，为设计者提供更加多样化的解决方案。

综合考虑后，将新参数与原参数进行比较，列于表 7。经过多目标优化后，推力密度提高了 7.5%，电压降低了 1.1%。

表 7 优化结构参数对比

符号	原始	优化后
h/mm	46	43
τ/mm	200	186
I/A	1200	1170

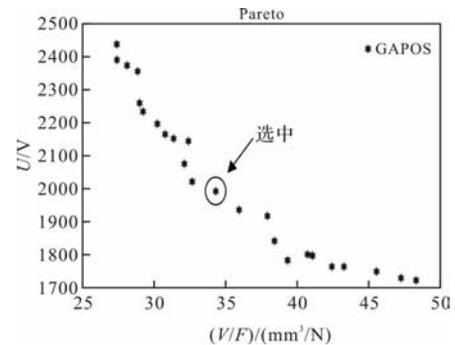


图 17 GAPOS 优化结果

横坐标表示求解最小推力密度的倒数 V/F ，其中 V 表示电机的体积， F 为电机的推力。

5 结论

本文从直线电机的多层线性模型出发，针对 Halbach 阵列无铁心永磁直线同步电机的数学模型进行较为详细的分析，着重对电机建模时遇到的问题，如初级绕组电感计算等，提出一种新的建模方法^[18]。

在电机的次级部分，在电机的初级侧，文章通过将弧形绕组沿 z 方向离散化的方法，详细计算了端部电枢绕组的电感。

通过将所提出的电机模型与有限元模型及小型实验平台在电枢电感这个物理量进行对比分析，证明了本文所提出的建模方法的正确性。

本文建立 Halbach 无铁心永磁直线同步电机的目的在于将所建立之模型应用在电机的优化设计的迭代算法，大大节省了优化时间，能够快速并且准确地提供无铁心永磁直线同步电机的一系列优势互补并且满足约束条件的方案。

参考文献

- [1] Halbach K. Design of Permanent multipole magnets with oriented rare earth cobalt material [J]. Nuclear Instruments & Methods, 1980, 169(1): 1-10.
- [2] Lee M G, Lee S Q, Gweon D G. Analysis of Halbach Magnet Array and Its Application to Linear Motor [J]. Mechatronics, 2004, 14(1): 115-128.
- [3] Trumper D L, Kim W J, Williams M E. Design and Analysis Framework for Linear Permanent-Magnet machines [J]. Industry Applications IEEE Transactions on, 1996, 32

(2): 371-379.

[4] Zhou G, Huang X, Jiang H, et al. Analysis Method to A Halbach PM Ironless Linear Motor With Trapezoid Windings [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2011, 47(10): 4167-4170.

[5] 黄学良, 张前, 周赣. 一种无铁 Halbach 型永磁直线电机 [J]. 电工技术学报, 2010, 25(6): 1-6.

[6] Lee H W, Lee S G, Won S H, et al. Optimal Design of High-precision Maglev System Using Simulation-based DOE and FEM [J]. IEE Proceedings - Electric Power Applications, 2006, 153(5): 773-779.

[7] Min S G, Sarlioglu B. 3-D Performance Analysis and Multiobjective Optimization of Coreless-Type PM Linear Synchronous Motors [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics(99): 1-1.

[8] Vaez-Zadeh S, Isfahani A H. Multiobjective Design Optimization of Air-core Linear Permanent-magnet Synchronous Motors for Improved Thrust and Low Magnet Consumption [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2006, 42(3): 446-452.

[9] Li L, Hong J, Lu Z, et al. Fields and Inductances of the Sectioned Permanent-Magnet Synchronous Linear Machine Used in the EMALS[J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2011, 39(1): 87-93.

[10] Shin K H, Park H I, Lee S H, et al. Armature Reaction Field and Inductance Calculations for a Permanent Magnet Linear Synchronous Machine Based on Subdomain Model [C]. Proceedings of Electromagnetic Field Computation, Dajon, South Korea, 2017.

[11] 潘东华. 面向超精定位系统无铁心直流直线电机精确建模与优化研究 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2013.

[12] 上官璇峰, 励庆孚, 袁世鹰. 多段初级永磁直线同步电

机驱动的垂直提升系统 [J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(18): 7-12.

[13] Shangguan Xuanfeng, Li Qingfu, Yuan Shiyong. The Vertical Hoist System Driven by PMLSM With Multi-segment Primary [J]. Proceedings of the Chinese Society for Electrical Engineering, 2007, 27(18): 7-12 (in Chinese).

[14] 祝贺, 张今朝, 董睿, 等. 绕组分段永磁直线同步电机无传感器控制 [J]. 电工技术学报, 2017, 32(21): 65-76.

[15] Zhu He, Zhang Jinzhao, Dong Rui, et al. Sensorless Control of Winding Segmented Permanent Magnet Linear Synchronous Motor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(21): 65-76.

[16] 卢琴芬. 直线同步电机的特性研究 [D]. 浙江: 浙江大学, 2005.

[17] 陈世坤. 电机设计 [M]. 机械工业出版社, 1994.

[18] 张瑞华, 刘育红, 徐善纲. 美国 Magplane 磁悬浮列车方案 [J]. 大功率变流技术, 2005, (5): 40-43.

[19] Zhang Ruihua, Liu Yuhong, Xu Shangang. American Magplane Schemes [J]. Converter Technology & Electric Traction, 2005, (5): 40-3.

[20] 焦留成, 袁世鹰. 永磁直线同步电动机等效电路参数计算 [J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(3): 12-16.

[21] Jiao Liucheng, Yuan Shiyong. Evaluation of Equivalent Circuit Parameters for Permanent Magnet Linear Synchronous Motor [J]. Proceedings of the Chinese Society for Electrical Engineering, 2002, 22(3): 12-6 (in Chinese).

[22] V-Z Sadegh, A H Isfahani. Multiobjective Design Optimization of Air-core Linear Permanent-magnet Synchronous Motors for Improved Thrust and Low Magnet Consumption [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2006, 3(42): 446-452.

附录 A Halbach 永磁阵列矢量磁位 A 推导

在 XY 二维平面内, 将一组 Halbach 式永磁阵列的磁化强度 \mathbf{M} 可以表示成,

$$\mathbf{M}(x) = M_x(x) \mathbf{e}_x + M_y(x) \mathbf{e}_y \quad (\text{A1})$$

由于无铁心直线电机中的磁场为准静态场, 在永磁体区域内部, 根据静态磁场的 Maxwe II 方程, 有如下方程,

$$\nabla \cdot \mathbf{B}^{\text{II}} = 0 \quad (\text{A2})$$

$$\nabla \times \mathbf{H}^{\text{II}} = \nabla \times \mathbf{M} \quad (\text{A3})$$

将矢量磁位 A 引入后, 同时引入库伦规范 $\nabla \cdot \mathbf{A} = 0$, 在区域 II 中, 可以将上述 Maxwell 方程简化为

$$\nabla^2 \mathbf{A}^{\text{II}} = -\mu_0 \nabla \times \mathbf{M} \quad (\text{A4})$$

同时, 在区域 I 和区域 III 中, 矢量磁位 A 则满足, 化为

$$\nabla^2 \mathbf{A}^{\text{I,III}} = 0 \quad (\text{A5})$$

对于二维平面 XY 内, 上述区域 I, II, III 中的方程可以转化为标量方程如下,

$$\frac{\partial^2 A_z^{\text{II}}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_z^{\text{II}}}{\partial y^2} = -\mu_0 \left(\frac{\partial M_y}{\partial x} - \frac{\partial M_x}{\partial y} \right) \quad (\text{A6})$$

$$\frac{\partial^2 A_z^{\text{I,III}}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_z^{\text{I,III}}}{\partial y^2} = 0 \quad (\text{A7})$$

将矢量磁位进行 Fourier 分解则有,

$$A_z^{\text{I,II,III}} = \sum_{-\infty}^{+\infty} \tilde{A}_{zn}^{\text{I,II,III}} e^{-ik_n x} \quad (\text{A8})$$

在不同求解域 I, II, III 中的矢量磁位 A_z 可以分解为如下形式,

$$\tilde{A}_{zn}^{\text{II}} = (C_1 e^{|k_n| y} + C_2 e^{-|k_n| y}) + \frac{\mu_0}{ik_n} \tilde{M}_{yn} \quad (\text{A9})$$

$$\tilde{A}_{zn} = C_3 e^{-|k_n| b} \quad (A10)$$

$$\tilde{A}_{zn} = C_4 e^{|k_n| b} \quad (A11)$$

(1) 将上述方程代入第一类边界条件

$$\tilde{A}_{zn}^{(a)} = \tilde{A}_{zn}^{(b)} = \tilde{A}_{zn}(h_{PM}) \quad (A12)$$

$$\tilde{A}_{zn}^{(c)} = \tilde{A}_{zn}^{(d)} = \tilde{A}_{zn}(0) \quad (A13)$$

(2) 将上述方程代入第二类边界条件

$$-\left. \frac{\partial A_{zn}}{\partial y} \right|_a + \left. \frac{\partial A_{zn}}{\partial y} \right|_b = \mu_0 \tilde{M}_{xn} \quad (A14)$$

$$-\left. \frac{\partial A_{zn}}{\partial y} \right|_c + \left. \frac{\partial A_{zn}}{\partial y} \right|_d = -\mu_0 \tilde{M}_{xn} \quad (A15)$$

由此可以解得， A_{zn} 在区域 I，II，III 中待定的系数如下

$$C_1 = \frac{1}{2} e^{-|k_n| h_{PM}} \left(\frac{\mu_0 \tilde{M}_{xn}}{|k_n|} - \frac{\mu_0 \tilde{M}_{xn}}{ik_n} \right) \quad (A16)$$

$$C_2 = -\frac{1}{2} \left(\frac{\mu_0 \tilde{M}_{xn}}{|k_n|} + \frac{\mu_0 \tilde{M}_{xn}}{ik_n} \right) \quad (A17)$$

$$C_3 = \frac{1}{2} (1 - e^{-|k_n| h_{PM}}) \left(\frac{\mu_0 \tilde{M}_{xn}}{|k_n|} + \frac{\mu_0 \tilde{M}_{xn}}{ik_n} \right) \quad (A18)$$

$$C_4 = -\frac{1}{2} (1 - e^{-|k_n| h_{PM}}) \left(\frac{\mu_0 \tilde{M}_{xn}}{|k_n|} - \frac{\mu_0 \tilde{M}_{xn}}{ik_n} \right) \quad (A19)$$

附录 B 电枢绕组矢量磁位的推导

不考虑端部效应的情况下，A 相电枢绕组在绕组区域 IV 中产生的矢量磁位 A^V 满足如下方程

$$\nabla^2 A^V = -\mu_0 J_e \quad (B1)$$

在电枢绕组坐标系下的二维平面 X'Y' 内，上式

可以简化为 Poisson 方程形式，区域 IV 内有，

$$\frac{\partial^2 A_z^{IV}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_z^{IV}}{\partial y^2} = -\mu_0 J_e \quad (B2)$$

区域 III、V 内有

$$\frac{\partial^2 A_z^{III,V}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_z^{III,V}}{\partial y^2} = 0 \quad (B3)$$

可以得到与式 (A8) 至 (A10) 同样的形式，

$$\tilde{A}_{zn}^{IV} = (C_1' e^{|k_n| b'} + C_2' e^{-|k_n| b'}) + \frac{\mu_0}{k_n^2} \tilde{J}_{e,zn} \quad (B4)$$

$$\tilde{A}_{zn}^{III} = C_3' e^{-|k_n| b'} \quad (B5)$$

$$\tilde{A}_{zn}^V = C_4' e^{|k_n| b'} \quad (B6)$$

对于体电流激励，其在边界上满足如下所示的条件，

第一类边界条件

$$\tilde{A}_{zn}^{(e)} = \tilde{A}_{zn}^{(f)} = \tilde{A}_{zn}(h_c) \quad (B7)$$

$$\tilde{A}_{zn}^{(g)} = \tilde{A}_{zn}^{(h)} = \tilde{A}_{zn}(0) \quad (B8)$$

第二类边界条件

$$\left. \frac{\partial A_{zn}}{\partial y} \right|_e = \left. \frac{\partial A_{zn}}{\partial y} \right|_f \quad (B9)$$

$$\left. \frac{\partial A_{zn}}{\partial y} \right|_g = \left. \frac{\partial A_{zn}}{\partial y} \right|_h \quad (B10)$$

从而求出式 (B3) 至 (B5) 的待定系数如下所示。

$$C_1' = -\frac{\mu_0}{2k_n^2} \tilde{J}_{e,zn} e^{-k_n h_c} \quad (B11)$$

$$C_2' = -\frac{\mu_0}{2k_n^2} \tilde{J}_{e,zn} \quad (B12)$$

$$C_3' = C_4' = \frac{\mu_0}{2k_n^2} \tilde{J}_{e,zn} (1 - e^{-|k_n| h_c}) \quad (B13)$$

《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

常导高速磁浮列车涡流制动力快速计算方法研究

邓楚燕¹, 刘 帅²

(1. 中车科技创新(北京)有限公司, 北京 100000; 2. 中车长春轨道客车股份有限公司, 长春 130000)

摘要: 常导高速磁浮的紧急制动方式主要是涡流制动, 涡流制动力计算是常导高速磁浮列车设计的重要一环。目前商用软件 Ansys maxwell 存在 maxwell2D 计算精度不足, 而 maxwell3D 计算速度慢的问题。本文针对目前商业软件计算方法存在的不足, 提出一种基于对流扩散方程的 3D 涡流制动力快速计算方法。基于 Matlab 采用周期性边界条件将计算模型缩短, 然后利用带运动项的磁场方程进行刚度矩阵构建, 再结合“迎流的”有限元法对对流项进行高斯点偏移修正, 并对扩散项修正因子的选取进行了对比分析, 得出了最优的修正方案, 最后利用磁化曲线实现非线性计算收敛, 使用稀疏矩阵实现了方程快速计算。基于常导高速磁浮涡流制动器模型进行计算验证, 将本文提出的方法计算结果分别与 maxwell2D 和 maxwell3D 计算结果进行对比, 可以发现本文方法计算结果精度明显高于 maxwell2D 的计算结果, 且与 maxwell3D 的计算偏差最大不超过 10%, 而计算时长相比于 maxwell3D 缩短了 85.11%, 很好的弥补了商用软件计算的不足, 非常适合用于计算常导高速磁浮涡流制动力的快速计算。

关键词: 涡流制动; 磁浮列车; 快速计算; 对流扩散方程; 有限元

中图分类号: U237; U266.4 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2025)01-0072-05

Research on the Fast Calculation Method of Eddy Current Braking Force For normal Conductive High-speed Maglev Train

DENG Chuyan¹, LIU Shuai²

(1. CRRC Technology Innovation (Beijing) Co., LTD., Beijing 100000, China;

2. CRRC Changchun Railway Vehicle Co., LTD., Changchun 130000, China)

Abstract: Eddy current braking is the main emergency braking method of the normal conductive high-speed maglev, eddy current braking force calculation is an important part of the design of the normal conductive high-speed maglev train. At present, the commercial software Ansys maxwell has the problem that maxwell2D calculation accuracy is insufficient, and maxwell3D calculation speed is too slow. Aiming at the shortcomings of current commercial software calculation methods, this paper presented a rapid calculation method of 3D vortex braking force based on convection-diffusion equation. Periodic boundary conditions were adopted based on Matlab to shorten the calculation model, then the magnetic field equation with moving items was used to construct the stiffness matrix, and the Gaussian point migration of the convection term was corrected in combination with the “onstream” finite element method. The selection of correction factors for the diffusion term was compared, and the optimal correction scheme was obtained. Finally, magnetization curve is used to achieve nonlinear convergence, and sparse matrix is used to achieve fast equation calculation. The calculation and verification were carried out based on the model of normal conductivity high speed maglev eddy current brake. The calculation results of the proposed method were compared with those of maxwell2D and maxwell3D respectively, and it was found that the calculation accuracy of the proposed method was significantly higher than that of maxwell2D. The maximum calculation deviation compared with maxwell3D is no more than 10%. The calculation time is shortened by 85.11% compared with maxwell3D, which makes up for the shortcomings of commercial software calculation, and this method is very suitable for the rapid calculation of normal conductive high-speed maglev eddy current braking force.

Key words: eddy current braking; maglev train; fast calculation; convection diffusion equation; finite element

0 引言

磁浮列车是一种无接触的轨道交通新技术, 具

有速度快、启动快、能耗低、环境影响小等众多优点^[1-2]。其中常导高速磁浮列车由于其在速度、曲线通过能力和爬坡能力上的特点, 在填补高铁和飞

机中间速度段交通的空白区域方面具有显著优势。

常导高速磁浮的紧急制动方式主要是涡流制动, 因此涡流制动力的计算是常导高速磁浮列车设计的重要环节。文献[3-5]中均使用商用软件 Ansys maxwell 进行涡流制动力计算; 文献[6]中指出 maxwell3D 和 maxwell2D 计算存在差异, 三维场计算比二维场计算更精确, 二维场计算后必须进行校正, 并结合试验数据, 找出校正系数。而使用 maxwell3D 三维场计算涡流制动力需要将涡流区域网格划分到非常小的尺寸, 且由于涉及制动板的运动需要利用瞬态场进行计算, 导致计算涡流制动力的时长大大增加。而在涡流制动器设计阶段往往需要进行大量结构参数的最优化选取计算, 此时涡流制动力的计算速度将对设计效率产生非常大的影响。

本文基于电磁场对流扩散方程, 使用周期性边界处理、病态方程修正和非线性快速收敛等方法, 结合常导高速磁浮涡流制动器进行了制动力计算验证。

1 电磁方程

1.1 电磁场对流扩散方程

由 Maxwell 方程组可以推导出常导高速磁浮列车制动板与电磁铁内部的电磁场分布方程^[7]:

$$\nabla \times \frac{1}{\mu} \nabla \times \mathbf{A} - \sigma(\mathbf{v} \times \nabla \times \mathbf{A}) = \mathbf{J}_s \quad (1)$$

式中, μ 为磁导率, \mathbf{A} 为矢量磁位; σ 为制动板电导率; \mathbf{v} 为运动速度; \mathbf{J}_s 为源电流密度;

上述描述导体与电磁铁相对运动的电磁方程在数学上属于对流扩散方程^[8], 该方程是一类常见的偏微分方程, 描述了物质受对流和扩散的影响。式(1)中, 左侧第一项为扩散项, 第二项为对流项, 当速度足够大时, 会出现“对流项占优”的现象, 此时方程系数矩阵的对称性明显下降, 方程“主元不占优”, 在使用经典有限元法计算且边界层处网格尺寸较大时, 得到的数值解在全域内极易产生大幅度的数值震荡^[8]。如果采用极细的网格, 虽然可以缓解数值震荡, 但是会导致求解规模过大、时间长、超内存等问题。为了在适量的网格规模下保持计算的稳定性, 需要将方程的对称性进行优化, 包括对流项的修正和扩散项的修正。

1.2 对流项修正

为了降低对流项引起的方程对称性下降, 可以采用迎风型的数值积分方法。传统有限元的系数矩阵计算方法常使用高斯积分进行计算, 但在速度较大时, 此时积分单元将在运动方向上畸变严重, 需

要采取修正的高斯积分法进行计算^[9]。考虑到高斯点的数目会影响计算精度, 为了获得较高的计算精度, 采用 14 点高斯积分进行计算, 14 点积分的高斯积分如式(2)所示。

$$\int_{-1}^1 \int_{-1}^1 \int_{-1}^1 F(\xi, \eta, \zeta) d\xi d\eta d\zeta \approx \frac{121}{361} \sum_{i=1}^8 F(\xi, \eta, \zeta) + \frac{320}{361} \sum_{i=1}^6 F(\xi, \eta, \zeta) \quad (2)$$

式中, ξ 、 η 、 ζ 分别为单元局部坐标系在三个方向的坐标。

方程(2)右侧前一项 8 个点在三个坐标上同时分别取 $\pm \sqrt{19/33}$, 得到 8 组不同的取值; 右侧后一项 6 个点在每个坐标上依次取 $\pm \sqrt{19/30}$, 其余坐标上均取 0, 得到 6 组不同的取值; 以此得到传统 14 点高斯积分的积分点。

新的高斯积分点是在运动方向单独进行修正, 以运动方向为 X 方向为例(对应等参元坐标系 ξ), 引入偏移项 ξ^* , ξ^* 的计算公式为^[9]

$$\xi^* = \begin{cases} 0, & p \leq 1 \\ \coth(p) - \frac{1}{p}, & p > 1 \end{cases} \quad (3)$$

式中, $p = v * \sigma * h * \mu / 2$; v 为运动速度; h 为运动方向的最大网格尺寸。

新的高斯积分点在原高斯积分点上修正为公式(3)的右侧前一项 8 个点在 ξ 坐标上分别取 $\pm \xi^*$, 其他方向取值不变; 右侧后一项 6 个高斯积分点为在 ξ 坐标上依次取 $\pm \xi^*$, 其他方向取值不变。此时计算的方程矩阵的对称性将增强。

1.3 扩散项修正

修改高斯积分点位置虽然可以一定程度上对方程的病态进行改善, 但是改善程度有限, 当速度达到很大时, 方程仍可能出现震荡的情况。此时可以继续通过修正扩散项的方法对方程进行处理^[10]。当速度很大时, 对流项的存在会引起刚度矩阵“主元不占优”, 导致方程难以收敛。通过将(1)式左侧扩散项中关于运动方向的(仍以 X 方向为例)二阶偏导在原来的基础上全部乘上 $(1 + sf * p * \xi^*)$, 其中 sf 为扩散项修正系数, 可以使得系数矩阵的主元增大, 实现“主元占优”, 减弱方程的震荡。但是扩散项修正系数如果过大, 会存在计算结果偏差增大的风险, 所以合理的选取扩散项修正系数十分关键。

2 研究方法

2.1 前处理

前处理包括：建立六面体单元网格，分区域对单元的磁导率、电流密度和电导率进行设置。由于铁心为非线性磁导率，需要提前设置初始磁导率，后续迭代修正。通过对三个坐标方向选取关键分割点，然后获取所有关键节点坐标，给节点编号，再循环遍历所有节点构建出六面体单元，并给单元编号。

2.2 刚度矩阵计算

为了实现计算提速，将刚度矩阵的计算区分为首次迭代和非首次迭代，首次计算考虑全部单元，先按照常规有限元法进行高斯积分计算每个单元的扩散项刚度矩阵，然后对所有单元刚度矩阵进行组装。对于制动板区域，单元刚度矩阵需要再减去对流项，对流项的高斯积分点根据 1.2 进行选取。

对于非首次迭代计算，保留首次迭代计算得到的刚度矩阵数据，然后仅考虑会受到磁导率变化影响的区域单元，利用首次迭代计算得到的磁导率对磁导率变化前后的差值进行修正。同时由于参数 p 受磁导率影响，需要利用对流项的前后两次迭代差值对制动板区域进行更新。

为了实现矩阵存储和快速计算，先使用完整矩阵填充组装获取数据，然后再转成稀疏矩阵，最后使用稀疏矩阵进行计算，可以实现矩阵的计算轻量化。

2.3 周期性边界处理

为了计算提速，很重要的方法是利用模型的几何特性进行简化处理，常导高速磁浮涡流制动器是由 12 个电磁铁串联而成，可以利用周期性截取其中的特征区域，然后对边界实施周期性处理减少网格，简化计算。

假设模型的两侧周期边界分别为边界 A 和边界 B，见图 1。计算刚度矩阵时，可以仅计算 A 边界的节点刚度值，不计算 B 边界的，将 B 边界节点先从需要计算的节点中剔除，在最后计算得到 A 边界的矢量磁位后，再把 A 边界的值直接赋予给 B 边界即可^[11]。在计算 A 边界时为了保持周期性，需要将 B 边界节点的内侧单元平移到 A 边界的外侧，计算刚度矩阵过程中，假设 B 边界节点内侧单元的存在，并把该单元对刚度矩阵的贡献施加到对应的 A 边界节点上。为了能够更好的提前定位 A/B 边界的对应节点，在节点编号时需先从 A 边界开始编号，按照顺序编号到 B 边界，使得 A/B 边界对应节点具有固定的编号差，且 B 边界编号在所有节点编号的最末尾，有利于计算时临时“剔除”B 边界节点。

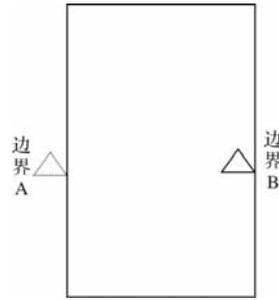


图 1 周期性边界处理示意图

2.4 非线性计算

由于常导高速磁浮涡流制动器的铁心和制动板材料均为 Q235 钢，属于磁导率为非线性的磁性材料，在计算矢量磁位时，不可使用固定的磁导率进行计算，需要结合磁化曲线多次迭代修正磁导率。磁性材料的磁化曲线如图 1，可以通过先利用初始磁阻率 $\nu(1)$ 计算得到当前迭代的磁感应强度 $B(1)$ ，然后利用图 2 确定 k ，然后利用 k 定位 $B(2)$ ，从而确定磁导率。但是两次迭代定位磁导率仅适用对单个单元而言，对于实际情况为多单元连接，图 1 中的 k 是与向量单元和节点相关的数，所有单元无法保持为同一值，但是在逐次迭代的过程中， k 的变化会越来越小，逐渐收敛。所以实际情况是经过少数几次迭代后，磁导率就会稳定，矢量磁位可以达到收敛^[12]。

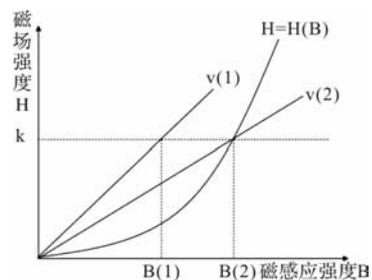


图 2 非线性计算原理示意图

2.5 计算流程

整个计算流程包括：划分六面体网格、赋予单元属性，首次进入迭代循环，利用初始磁导率计算全域的刚度矩阵，制动板区域根据对流项和扩散项的修正方法对刚度矩阵进行修正。然后再将刚度矩阵转换为稀疏矩阵，计算矢量磁位，利用磁化曲线修正磁导率，判断是否收敛，如收敛进入后处理，如不收敛进入下一个循环，在上一次迭代所得刚度矩阵的基础上更新磁性材料区域刚度矩阵，然后更新制动板区域的对流项修正偏差和扩散项修正偏差。继续计算矢量磁位，修正磁导率，判断是否收敛，如果不收敛，继续循环，如果收敛，进入后处理。具体流程如下：

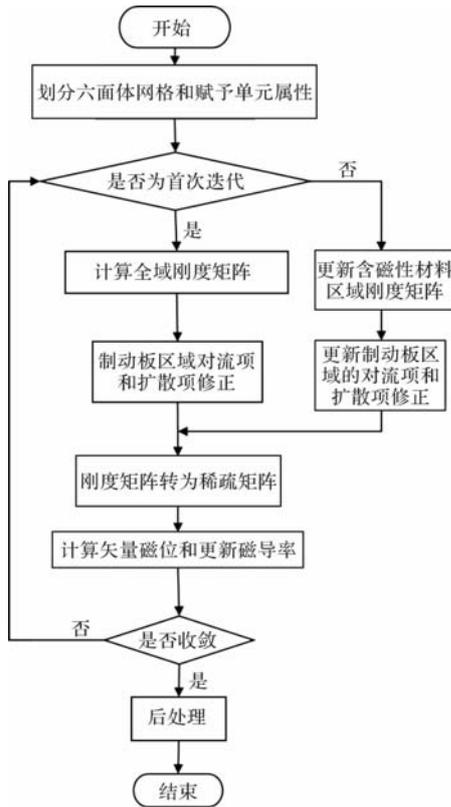


图3 计算流程

3 验证与分析

以常导高速磁浮列车制动电磁铁为例进行计算不同速度下的涡流制动力。

3.1 计算模型

以常导高速磁浮列车制动电磁铁为例进行计算验证，线圈匝数 360 匝，电流 57 A。

表 1 常导高速磁浮制动器模型参数

制动器总长/m	制动器总高/m	磁极数量/个	磁极极距/mm	制动板高度/mm	铁心材料	制动板材料
4	0.1665	12	168	30	Q235	Q235

3.2 扩散项修正系数的选取

针对扩散项，由于修正因子越大，刚度系数越容易“主元占优”，方程越容易在高速下收敛。但是由此也容易引起更大的计算偏差，需要适当的选取修正因子，保证计算收敛的同时尽可能减少计算精度的影响。表 2 为不同扩散项修正因子下制动力计算对比，可以看到：当扩散项修正系数 sf 为 0 时，会出现 60m/s 开始不收敛；当扩散项修正系数 sf 为 1 时，不会出现震荡，但是此时不论高速还是低速下，计算精度都较低；当扩散项修正系数 sf 为 0.5 时，高速时计算精度较高，但是低速时的计算精度偏小。

为了兼顾计算收敛和计算精度，采用低速扩散项修正系数为 0，高速扩散项修正系数为 0.5 的策

略，以实际计算出现数值震荡点作为切换速度点。此时计算精度最大偏差为 9.73%。

表 2 不同扩散项修正因子的计算结果对比

	速度/(m/s)					
	10	40	60	80	100	138
$sf=0$ 时						
Matlab 计算制动力/kN	18.7	27.1	震荡	震荡	震荡	震荡
$sf=0.5$ 时						
Matlab 计算制动力/kN	17.3	26.2	26.5	27.1	26	24.7
$sf=1$ 时						
MATLAB 计算制动力/kN	17	26	26	24.9	23.7	22.9
Maxwell3D 计算制动力/kN	20.7	29.2	28.3	27.3	26.5	25.1

3.3 maxwell2D 和 maxwell3D 计算设置

按照表 1 分别建立 maxwell 2D 和 maxwell3D 计算模型如图 4 和图 5 所示。

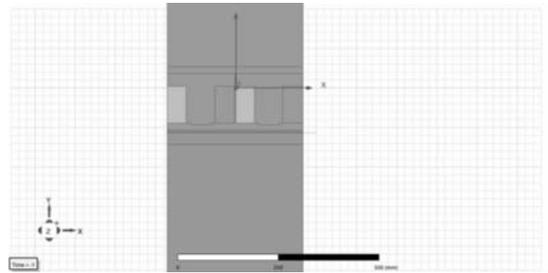


图 4 maxwell2D 计算模型

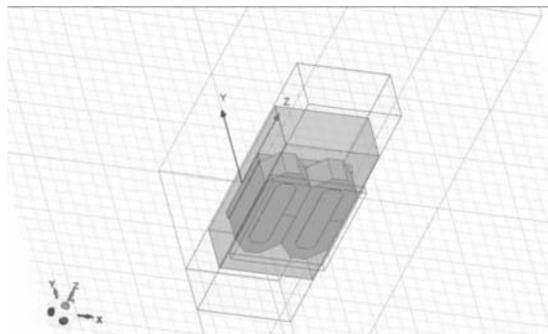


图 5 maxwell3D 计算模型

maxwell2D 和 maxwell3D 的计算流程基本相同，其计算流程为：建立单个周期计算模型，按照表 1 赋予材料，然后再模型两端设置周期性边界条件，然后对电磁铁区域赋予不同的运动速度，最后计算涡流制动力。但是由于制动板的宽度有限长，所以使用 maxwell2D 的计算需要考虑横向端部效应，横向端部效应使制动板的电阻率增大，需要将电阻率按照模型尺寸修正^[13]，此处修正系数计算为 2.16，建模时需要将电导率除以修正系数。

3.4 计算结果分析

在最高运动速度 500 km/h 下，磁位线分布如图 6 所示。

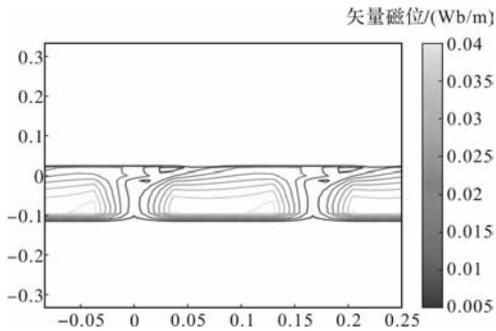


图 6 500km/h 速度下的磁位线分布

对比本方法、maxwell2D、maxwell3D 三种方法分别不同速度下的计算制动力结果如图 7 所示。

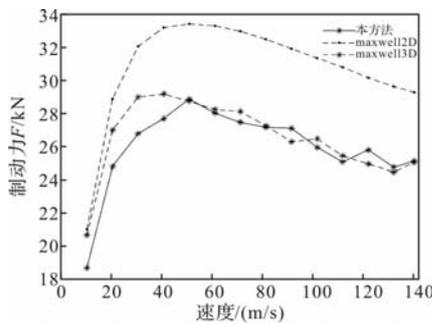


图 7 三种方法计算结果对比图

本方法与 maxwell3D 的制动力计算结果偏差、maxwell2D 与 maxwell3D 计算结果偏差对比如图 8 所示。

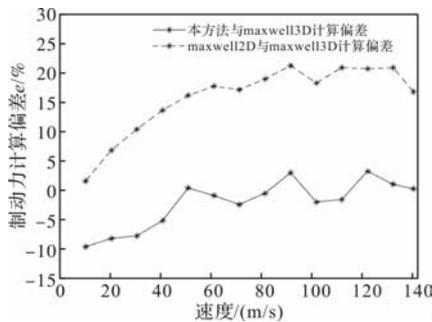


图 8 本方法计算结果、maxwell2D 计算结果分别与 maxwell3D 计算结果偏差

可以看到 MATLAB 计算精度随着速度增大逐渐提高，在高速下的计算精度小于 2%，在低速下计算精度也能控制在 10% 以内，而 maxwell2D 相比 maxwell3D 的计算结果偏差可达到 21%，MATLAB 计算精度整体远高于 maxwell2D 的结果。同时计算图 7 中单个速度点，maxwell3D 需要时长 0.57h，MATLAB 仅需要 5.06min，MATLAB 的计算时长相比 maxwell3D 缩短了 85.11%。

4 结论

本文经过前处理、刚度矩阵计算、周期性边界处理、利用稀疏矩阵转换计算方程、非线性迭代等过程完成了常导高速磁浮列车涡流制动力的快速数值计算过程，并得到了以下结论。

(1)分析了不同扩散项的修正因子选取对计算稳定性和计算精度的影响，最终选择在低速时扩散项修正系数取 0，高速下扩散项修正系数取 0.5 进行计算，以实际计算出现数值震荡点作为切换速度点，此处选取切换速度点为 60 m/s。

(2)使用 Matlab 进行常导高速磁浮涡流制动力仿真，计算结果与 maxwell3D 最大偏差不超过 10%，而 maxwell2D 与 maxwell3D 的计算结果偏差达到 21%，MATLAB 计算精度明显高于 maxwell2D。计算单个速度点，maxwell3D 需要时长 0.57 h，Matlab 仅需要 5.06 min，计算时长缩短了 85.11%，计算速度明显提高，非常适用于常导高速磁浮高速涡流制动力的快速计算。

参考文献

- [1] 郑清华, 倪菲. 高速磁浮交通: 从德国到中国[J]. 前瞻科技, 2023, 2(4): 31-39.
- [2] 林国斌, 刘万明, 徐俊起, 等. 中国高速磁浮交通的发展机遇与挑战[J]. 前瞻科技, 2023, 2(4): 7-18.
- [3] 王明星, 陈萍, 杨昌锋, 等. 高速磁浮列车涡流制动力仿真分析[J]. 机车电传动, 2020(6): 4.
- [4] 袁文琦, 王明星, 杨磊, 等. 高速磁浮列车涡流制动力研究[J]. 铁道机车车辆, 2020, 40(1): 6.
- [5] 徐磊, 刘赛赛. 高速列车线性涡流制动参数特性仿真分析[J]. 城市轨道交通研究, 2023, 26(7): 82-86.
- [6] 朱仙福, 罗会美, 邵丙衡. 磁悬浮列车的涡流制动问题[J]. 机车电传动, 2001(4): 4.
- [7] 汪旭东, 袁世鹰, 王兆安. 直线运动各向异性媒质中的三维电磁场方程及一般定解问题[J]. 电工技术学报, 2006, 21(6): 6.
- [8] 杨玉东, 付成芳, 薛文, 等. 轨道与电枢间运动电磁场分布的数值计算[J]. 火炮发射与控制学报, 2014, 35(3): 5.
- [9] 张秀荣, 朱仙福, 庞乾麟. 线性涡流制动装置磁场分布的有限元计算[J]. 铁道学报, 1997, 19(5): 6.
- [10] 张惠娟. 运动电磁系统涡流场有限元研究[D]. 天津: 河北工业大学, 2000.
- [11] 张春镐, 陈新祥. 周期性边界的电磁场有限元程序设计特点[J]. 太原工业大学学报, 1986(2): 73-78.
- [12] 吴敏, 陈永校. 求解非线性电磁场有限元方程的快速线性迭代法[J]. 微电机, 1988(3): 6.
- [13] 刘再跃, 裘昌利. 基于 Maxwell2D 软件的直线电机性能仿真分析[J]. 长春理工大学学报(自然科学版), 2009, 032(1): 96-98, 95.