

微电机

2026 1

第59卷 第1期
No.1 Jan., 2026

西安微电机研究所有限公司主办

MICROMOTORS

无锡市黄氏电器制造有限公司



无锡市黄氏电器
制造有限公司（原无
锡市剑清微电机有限
责任公司）为爪极式

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



50KTYZL



50KTYZLRGB80



28KTYZ



28KTYZ



50KTYZ



50KTYZ



50KTYZ



60KTYZ



64KTYZ



64KTYZ



FGB64



RGB65

地址：无锡市钱桥工业园钱洛路6-8号

电话：0510-88089988

传真：0510-88089900



微电机

WEI DIAN JI

月刊，1972年创刊
第59卷 第1期(总第385期)
2026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 曜

常务副主任委员：李中军

副主任委员：沈建新 曲荣海

委员：(按姓氏笔画为序)

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

主管：陕西科技控股集团有限责任公司

主办：西安微电机研究所有限公司

协办：中国电器工业协会微电机分会

中国电工技术学会微特电机专委会

编辑出版：《微电机》编辑部

主编：李中军

副主编：谭 莹 贾 锰

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](http://www.china-micromotor.com.cn)

国外总发行：中国国际图书贸易总公司
(100044 北京399邮箱)

国外代号：M 4228

国内总发行：陕西省邮政报刊发行局

订 购 处：全国各地邮局或本刊编辑部

邮发代号：52-92

刊 号：ISSN 1001-6848
CN 61-1126/TM

国 内 定 价：¥8.00

国 外 定 价：\$8.00

广告经营许可证：6101004004005

印 刷：西安创维印务有限公司

目 次

设计与研究

面向电磁装备的多物理耦合振动分析方法与噪声抑制研究 …

…………… 崔文轩，邹 亮，韩智云，等(1)

直线电机电磁力作用下次级感应板强度分析 …

…………… 郭孟龙，于晓杰，马光同，等(8)

计及铁损电阻效应的电机损耗最小化设计 …

…………… 邵非非，吴 迪，徐德鹏(16)

驱动控制

基于主从虚拟矢量的双三相 PMSM 直接转矩控制 …

…………… 高振慧，关 新，DU Jingyu，等(22)

- dq* 轴交叉耦合的永磁电机自抗扰控制器设计与分析 吴华彤, 陈志辉(26)
- 永磁同步电机主动短路最小电流冲击控制策略研究 何俊鹏, 裴志远, 孙 玲, 等(31)
- 航空 APU 起动电机控制策略研究 詹 旺, 罗 庚, 周佳乐, 等(38)
- 变增益扰动工况高速永磁同步电机复矢量解耦控制技术 代创伟, 王 笑, 郝怡帆(43)
- 直流偏磁闭磁路电压互感器磁通分布均匀性多目标优化方法 唐贤敏, 李金友, 李 鸿, 等(49)
- 加热卷烟再造烟叶切丝机速度动态控制技术 黄馀坤(55)

应用技术与经验交流

- 基于 Abaqus 的不同材料零部件装配公差选取方法 杨 嘉, 吴 楠, 秦转丽(60)
- 动能耦合式超声波电主轴电机的研究 钱 程, 钱翰琪, 张熹彦(64)

《微电机》(月刊)

邮发代号: 52 - 92

订价: 8 元/期

年价: 96 元/年

全年 12 期, 读者可到当地邮局订阅, 本刊亦可破订、零购。 编辑部邮购(含快递费): 300 元/年

欢迎投稿! 欢迎订阅! 欢迎刊登广告!

国内刊号: CN61 - 1126/TM

国际刊号: ISSN 1001 - 6848

在线投稿系统: wdj.paperopen.com

地 址: 高新区上林苑四路 36 号(710117)

电话: 029 - 84276641

MICROMOTORS

Founded 1972 • Monthly • Public Publication
Vol. 59 No. 1 (Serial No. 385) Jan., 2026

Authorities: Shaanxi Science and Technology Holding Group

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

Edited & Published: MICROMOTORS
Editorial Department

Chief Editor: LI Zhongjun

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

Tel.: 86-29-84276641

Online Submission System: wdj.paperopen.com

E-mail: micromotors@vip.sina.com

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

Distributor: Xi'an Newspapers and Periodicals
Publish Office

Domestic Subscription: Local Post Office &
MICROMOTORS Editorial Department

Periodical Code: 52-92

Journal Code: ISSN1001-6848
CN61-1126/TM

Foreign Subscription:

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

Overseas Code: M 4228

Price: \$ 8.00

Annual Price: \$ 96.00

Publication Date: Jan. 28, 2026

CONTENTS

Vibration Modal Analysis and Noise Suppression Methods for Converter Transformers	CUI Wenxuan, ZOU Liang, HAN Zhiyun, et al(1)
Strength Analysis of the Secondary Induction Plate Under the Electromagnetic Force of Linear Motor	GUO Menglong, YU Xiaojie, MA Guangtong, et al(8)
Minimization Design of Motor Losses Considering the Effect of Iron Loss Resistance	SHAO Feifei, WU Di, XU Depeng(16)
DirectTorque Control of DTP-PMSM Based on Master-slave Virtual Vectors	GAO Zhenhui, GUAN Xin, DU Jingyu, et al(22)
Active Disturbance Rejection Control for Permanent Magnet Motors With dq Axis Cross-coupling Controller Design and Analysis	WU Huatong, CHEN Zhihui(26)
Research on Active Short Circuit Minimum Current Surge Control Strategy for Permanent Magnet Synchronous Motor	HE Junpeng, PEI Zhiyuan, SUN Ling, et al(31)
Research on Control Strategy of Aircraft APU Starter Motors	ZHAN Wang, LUO Geng, ZHOU Jiale, et al(38)
Decoupling Control Technology of Complex Vector for High-speed Permanent Magnet Synchronous Motor under Variable Gain Disturbance Conditions	DAI Chuangwei, WANG Xiao, HAO Yifan(43)
Multi-objective Optimization Method of Flux Distribution Uniformity of DC bias Closed Magnetic Circuit Voltage Transformer	TANG Xianmin, LI Jinyou, LI Hong, et al(49)
Dynamic Control Technology for Speed of Tobacco Shredding Machine for Heating Cigarette Remanufacturing	HUANG Yukun(55)
A Method for Selecting Assembly Tolerances of Different Material Components Based on Abaqus	YANG Jia, WU Nan, QIN Zhanli(60)
Research on the Kinetic Coupling Type Ultrasonic Electric Spindle Motor	QIAN Hanqi, QIAN Cheng, ZHANG Xiyan(64)

面向电磁装备的多物理耦合振动分析方法与噪声抑制研究

崔文轩¹, 邹亮¹, 韩智云¹, 张照晨², 丁晓峰³, 王健⁴

(1. 山东大学 电气工程学院, 济南 250061; 2. 国网冀北电力有限公司唐山供电公司,
河北 唐山 063000; 3. 北京航空航天大学 自动化科学与电气工程学院, 北京 100191;
4. 华北电力大学 电气与电子工程学院, 北京 102206)

摘要: 随着电网电压等级提升与柔性输配电技术发展, 微电机等高功率密度电磁装备在磁致伸缩、洛伦兹力与结构模态耦合作用下易产生振动噪声。换流变压器铁心在多频谐波激励下亦存在类似问题, 两类装备在电磁-机械-声耦合机理上具有共性, 因此研究铁心振动机理对电磁装备尤其是微电机的低噪声设计具有借鉴意义。本文首先建立电磁-机械-声场多物理耦合有限元模型, 利用工程公式与三维仿真分析铁心固有频率及其与尺寸的关系。其次通过铁心和油箱模态分析识别上铁轭顶部、端部、心柱中部及油箱上部和侧壁等关键振动区域。最后评估圆桥状环氧树脂定位、铁心与油箱垫块及油箱内壁磁屏蔽等无源结构的降噪效果。结果表明, 耦合模型可准确表征结构振动与声场分布, 所提出措施能够有效降低外场声压级。研究方法与结果对换流变压器及微电机等电磁装备的振动控制与低噪声设计具有参考价值。

关键词: 电磁装备; 多物理场耦合; 模态分析; 噪声抑制

中图分类号: TM301.4 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2026)01-0001-07

Vibration Modal Analysis and Noise Suppression Methods for Converter Transformers

CUI Wenxuan¹, ZOU Liang¹, HAN Zhiyun¹, ZHANG Zhaochen²; DING Xiaofeng³; WANG Jian⁴

(1. School of Electrical Engineering, Shandong University, Jinan 250061, China;
2. Tangshan Power Supply Company, State Grid Jibei Electric Power Co., LTD., Tangshan Hebei 063000, China;
3. School of Automation Science and Electrical Engineering, Beihang University, Beijing 100191, China;
4. North China Electric Power University, Beijing 102206, China)

Abstract: With the elevation of grid voltage levels and advancements in flexible transmission and distribution technologies, high-power-density electromagnetic equipment such as micro-motors is prone to generating vibration noise due to the coupled effects of magnetostriction, Lorentz force, and structural modal interaction. Converter transformer cores exhibit analogous issues under multi-frequency harmonic excitation. Both equipment types share commonalities in their electromagnetic-mechanical-acoustic coupling mechanisms, rendering core vibration mechanism research pertinent for low-noise design of electromagnetic equipment, particularly micro-motors. This paper first developed a multi-physics coupled finite element model that incorporated the electromagnetic, mechanical, and acoustic fields. Engineering formulas and three-dimensional simulations were employed to analyse the core's natural frequencies and their relationship with dimensions. Secondly, modal analysis of the core and oil tank identifies key vibration zones: the top and ends of the upper yoke, the mid-section of the core columns, and the upper and side walls of the oil tank. Finally, the noise reduction effectiveness of passive structures—including circular epoxy resin positioning rings, core-to-oil-tank spacers, and magnetic shielding on the tank inner walls was evaluated. Results demonstrate that the coupled model accurately characterises structural vibration and acoustic field distribution, while the proposed measures effectively reduce external sound pressure levels. This methodology and findings provide valuable reference for vibration control and low-noise design in electromagnetic equipment such as converter transformers and micromotors.

Key words: electromagnetic equipment; multiphysics coupling; modal analysis; noise suppression

收稿日期: 2025-10-28

基金项目: 山东省重点研发计划(2022JMRH0303)

作者简介: 崔文轩(2002), 男, 硕士研究生, 研究方向为换流变压器振动机理。

通讯作者: 邹亮(1983), 男, 教授, 研究方向为高压电磁装备磁化建模、绝缘材料设计。

0 引言

近年来微电机在智能制造等领域快速发展，微型永磁电机等高功率密度电机对振动与噪声的抑制要求日益增高。由于微电机与换流变压器铁心的振动机理在电磁-机械耦合方面的高度一致，在换流变压器中研究电磁激励与结构固有模态之间的耦合规律，有助于拓展微电机对电磁-机械-声多物理场耦合的理解深度。此外，新型电力系统中高次谐波含量显著增多，这些高次谐波作用于电磁装备的铁心和绕组会产生异常的电磁力并诱发剧烈振动。这种振动不仅会加速结构疲劳、缩短设备寿命，还会带来噪声污染问题^[1-4]。更严重的是，当铁心磁致伸缩振动和绕组电磁力振动频率接近结构固有频率时，极易发生共振，导致电磁装备振幅急剧放大甚至损坏设备^[5]。因此，开展电磁装备振动噪声的产生与抑制的相关研究至关重要，不仅为变压器铁心与微电机等电磁装备的振动噪声优化设计提供参考，更对保障高压直流输电系统的安全稳定运行具有重要工程意义。

由于新型变压器致力于提升防火性能、实现紧凑化并满足环保要求，传统“BOX-IN”等隔声结构被弱化或取消。加之振动通过变压器油等液体介质直接传递至油箱壁，使得其噪声问题日益显著^[6-8]。近年来，噪声压强测量方法、振动标准测量法以及有限元仿真平台逐步成熟，铁心与绕组振动噪声研究取得了实质进展。雷翔胜等提出了一种绕组轴向动力学模型与 GRK24 法相结合的变压器绕组振动特性的高精度求解方法^[9]；吴健等通过仿真表明谐波是引起电力变压器异常振动的重要因素^[10]。总体来看，现有工作多集中于振动源识别、传播路径分析及谐波工况下振动响应的定性或定量分析，为振动噪声抑制提供了重要参考^[11]。然而，固有频率通过模态叠加的方式直接影响铁心、绕组及油箱各部件的振动分布和能量传递路径。因此，要构建更完整的振动机理模型，需要结合结构模态特性进行分析和建模。

固有频率及其振型是刻画结构动力学性质的关键参数。当外部激励频率接近固有频率时容易诱发共振，显著放大振动响应并加速结构损伤^[12-13]。得益于有限元方法和模态试验技术的发展，相关研究已由简化解析模型逐步拓展至高精度三维模型。刘保稳等通过建立电力变压器漏磁场解析模型，考虑了不同外力稳态分量对绕组固有频率的影响，得到

了绕组的轴向振动特性规律^[14]。马宏忠等将有限元仿真与特征系统的算法结合，提出了一种变分模态分解的变压器固有频率识别方法，实现了对变压器机械状态的实时评估，提高了固有频率识别的准确度^[15]。

振动问题本质上是外部电磁激励与结构固有动力学特性耦合的结果^[16]。然而，能够同时涵盖电磁场、结构振动与声场辐射的多物理场耦合研究仍相对有限。因此，亟待在一个统一的仿真平台下，建立“电磁-机械-声”一体化分析框架，并从固有频率与振动的耦合机理出发进行系统性研究，以期实现对电磁装备振动噪声问题的更深层次理解与更精准控制。

针对上述问题，本文以 110 kV 换流变压器为研究对象，厘清“电磁-机械-声”多物理场之间的耦合关系。首先，本文基于有限元平台建立铁心与绕组多物理场耦合模型，对铁心与油箱进行模态分析，获得各阶固有频率及振型分布，分析铁心固有频率与尺寸参数的关系并验证工程计算公式的适用性。其次，结合模态结果研究不同模态振动对铁心与油箱表面振动和外部声场分布的影响，揭示振动模态与噪声辐射的内在联系。最后，从无源降噪角度出发，针对圆桥状环氧树脂定位、铁心与油箱间垫块、油箱内壁磁屏蔽等结构措施开展降噪效果仿真，并提出在油箱内壁四周布置双层夹有波浪形纸板的磁屏蔽结构，为低噪声电磁装备的工程设计提供可量化、可推广的技术路径。

1 电磁装备多物理场耦合模型

1.1 电磁装备电磁-机械-声场理论

电磁装备通电后电场与磁场相互作用产生电磁振动，根据式(1)计算电磁作用力，从而实现电磁场与力学场的耦合。

$$F = f_{\text{mw}} + f_{\text{ms}} + f_1 = \int_S T dS + \int_V J \times B dV + \int_S \sigma_{\text{ms}} dS = v_0 \int_S \left[\int_S (n \cdot B) B - 0.5 B^2 n dS \right] dS + \int_V J \times B dV + \int_V D \varepsilon_{\text{ms}} dS \quad (1)$$

式中， T 为麦克斯韦应力张量； D 为弹性张量； n 为单位向量； σ_{ms} 为磁致伸缩应力； ε_{ms} 为应变张量； B 为磁感应强度； v_0 为材料磁阻率。

忽略电磁装备结构的阻尼作用得到的振动控制方程为

$$M \frac{d^2 u(t)}{dt^2} + Ku(t) = F(t) \quad (2)$$

式中, M 和 K 分别为电磁装备的质量矩阵和刚度矩阵, $u(t)$ 为位移, $F(t)$ 为外部作用力。固体力学运动微分方程如下:

$$k_i z = \frac{1}{2} k' I^2 + \frac{1}{2} k' I^2 \cos 2\omega t + M_i g - M_i \frac{d^2 z}{dt^2} - C_i \frac{dz}{dt} \quad (3)$$

系数矩阵都为常数, 因此式(3)的通解表达式为

$$z_0 = Y e^{-\frac{C_i t}{2M_i}} \sin(\omega_0 t + \theta) \quad (4)$$

式中, Y 、 θ 为常数; ω_0 为绕组的固有振动频率。方程的特解有两个, 分别为

$$z_1 = \frac{0.5 k' I^2 + M_i g}{K_i} = D \quad (5)$$

$$z_2 = G \cos(2\omega t + \psi) \quad (6)$$

由此可以求得任意时刻铁心绕组的振动加速度 a :

$$a = \frac{d^2 z}{dt^2} = -\omega_0^2 Y e^{-\frac{C_i t}{2M_i}} \sin(\omega_0 t + \theta) - 4\omega^2 G \sin(2\omega t + \psi) \quad (7)$$

由上述公式内容可知, 当电流保持一致时, 系统的系数矩阵将会对绕组的加速度变化起到主要作用。绕组振动会转化为声波辐射。为了实现力学场与声场的耦合求解, 可以通过振动位移构建声波传递过程方程。

$$\eta \nabla^2 u + (\eta + \lambda) \nabla \nabla \cdot u = \rho \frac{\partial^2 u}{\partial t^2} \quad (8)$$

式中, ρ 为介质密度, η 为剪切模量, λ 为弹性常数。为了得到电磁装备周围声场分布, 根据式(9)计算所得波形的声压级能量判断噪声大小分布。

$$Lp_m = 10 \lg(W_m/W_0) - 10 \lg R_m - Q \quad (9)$$

式中, W_0 为基准能量, R_m 为计算点到器件的距离, Q 为声场自由度系数。

1.2 三维仿真模型搭建

本文以 110 kV 换流变压器为对象进行研究, 其额定容量为 50 MV · A。换流变压器的主体结构由铁心、绕组、撑条及各类夹件等元件组合构成。考虑到真实结构较为复杂, 为在不降低计算精度的情况下提升计算效率, 对内部细节结构进行了合理的简化处理。由于变压器振动噪声主要来源于变压器铁心的磁致伸缩效应以及变压器绕组受电磁力产生的振动, 同时为了只关注变压器本体的振动噪声, 所以忽略变压器油箱及套管和储油器等部件。在建模过程中, 仅保留对变压器噪声影响较大的铁心与绕组并在有限元仿真平台上完成铁心模型的构建, 如图 1 所示。

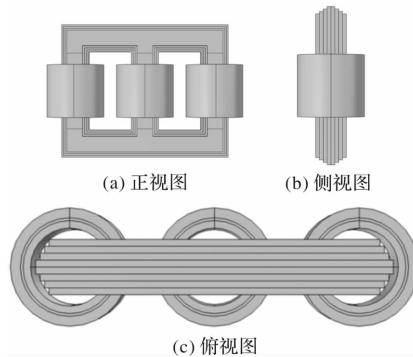


图 1 铁心有限元仿真模型

有限元仿真对网格划分的合理性和效率具有较高要求。本文对不同的求解域分别设置不同的剖分条件, 使得计算结果在保持足够精度的同时显著提高求解效率。对于铁心及绕组等重点分析部位, 为保证局部响应的计算精度, 采用精细化自由四面体网格进行剖分; 外部空气区域则采用常规网格划分方案。共剖分 48759 个单元, 模型网格剖分结果如图 2 所示。

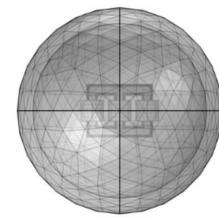


图 2 求解域网格剖分结果

在完成有限元仿真模型的搭建之后, 首先对电场与磁场进行耦合, 随后引入力场模块完成电磁-机械场耦合。最后通过将所得边界加速度作为声场模块的输入完成电磁-机械-声场多物理场耦合模型的建立, 具体求解思路如图 3 所示。

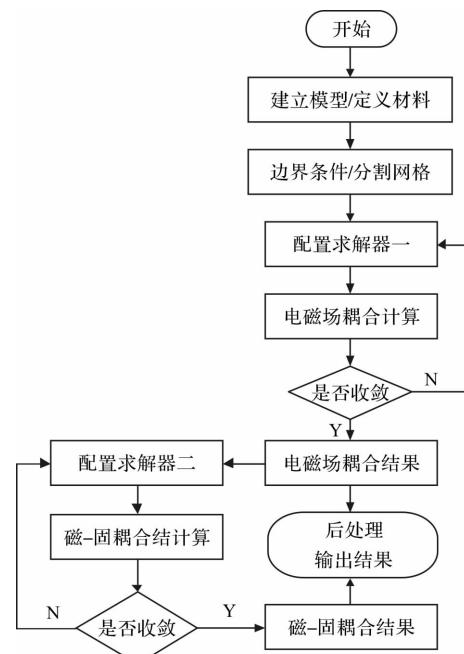


图 3 电磁-机械-声场多物理场耦合计算流程

基于所创建的铁心与绕组电磁-机械-声多物理场的有限元仿真模型计算出的周围空气在额定电压情况下的声压级分布如图 4 所示。

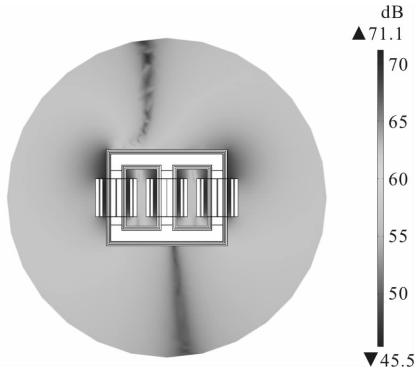


图 4 铁心与绕组额定声场分布

1.3 铁心固有频率计算

电磁装备铁心固有频率工程计算公式为

$$f = \frac{1.08K_e(d_1 + d_2)}{(H_w + d_2)^2} \times 10^5 \quad (10)$$

式中涉及到的铁心参数含义如图 5 所示。

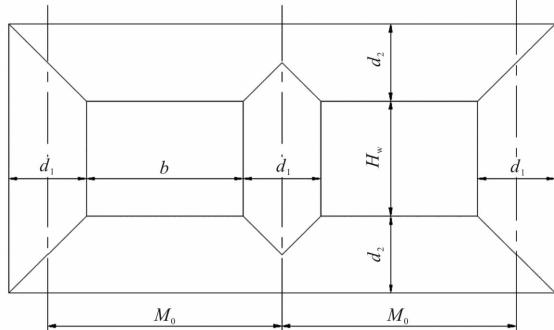


图 5 铁心模型示意图

计算得原铁心各参数分别为 $M_0 = 268.7$, $d_1 = d_2 = 105$, $b = 163.7$, $H_w = 302$, $K_e = 0.892646$ 。为了对式(10)进行验证, 改变铁心尺寸大小(整体放大一倍和缩小一半)再次进行铁心特征频率计算, 所得每个尺寸下铁心前五阶固有频率如表 1 所示。

将仿真结果与经工程公式计算的结果进行对比验证, 可以看出整体放大或缩小铁心尺寸时, 铁心固有频率与其尺寸大小的关系符合工程计算公式, 并且为线性反比关系。

表 1 各尺寸下铁心前五阶固有频率

阶次	(1/2)/Hz	1/Hz	2/Hz
1	250.20	125.10	62.55
2	473.64	236.82	118.41
3	621.74	310.87	155.435
4	883.58	441.79	220.895
5	1053.50	526.755	263.375

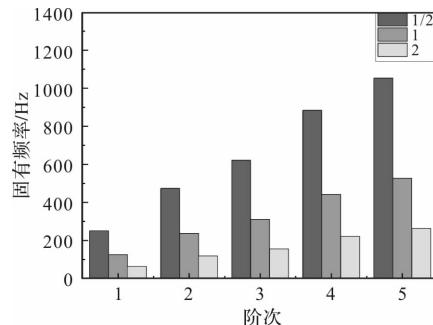


图 6 整体缩放铁心的特征频率变化曲线

为进一步对铁心固有频率工程计算公式进行验证并且更加贴近工程实际, 微调单一方向变量进行特征频率计算。

首先保持铁心的高度不变, 对铁心的宽度进行缩放, 所得结果如表 2 所示。

表 2 高度一定时不同铁心宽度的固有频率

d_1/cm	b/cm	H_w	放缩倍数	固有频率
99.75	155.515	302	0.95	122.46
101.85	158.789	302	0.97	123.52
105	163.7	302	1	125.05
108.15	168.611	302	1.03	126.53
110.25	171.885	302	1.05	127.48

由表可知, 在铁心高度保持一定的前提下, 铁心固有频率与其宽度关系的变化趋势符合工程计算公式趋势, 均为正比关系。

接下来保持铁心的宽度不变, 放缩铁心高度计算特征频率, 所得结果如表 3 所示。

表 3 宽度一定时不同铁心高度的固有频率

d_1/cm	d_2/cm	H_w	放缩倍数	特征频率
105	99.75	286.9	0.95	134.03
105	101.85	292.94	0.97	130.19
105	105	302	1	125.05
105	108.15	311.06	1.03	119.61
105	110.25	317.1	1.05	116.38

可以看到, 在铁心宽度保持一定的前提下, 铁心固有频率与其高度关系的变化趋势符合工程计算公式趋势, 均为反比关系。

2 铁心振动模态分析

根据模态理论, 模态分析过程可视为线性问题处理, 但实际电磁设备结构形态复杂, 且包含大量非线性特征。鉴于此, 对铁心几何模型进行简化处理, 省略螺纹、倒角等细小结构, 并在有限元仿真平台上构建铁心三维实体模型并完成网格剖分。为确保前后仿真模型设置一致, 同样对铁心底面施加固定约束, 计算所得铁心前 10 阶固有频率如表 4 所示。

表4 铁心前十阶固有频率

阶次	频率/Hz	阶次	频率/Hz
1	125.10	6	588.31
2	236.82	7	627.52
3	310.87	8	724.74
4	441.79	9	816.95
5	526.75	10	910.67

铁心前十阶各模态振型如图7所示,图中黑线代表铁心初始位置和形状,不同颜色代表铁心振动时位移的大小。

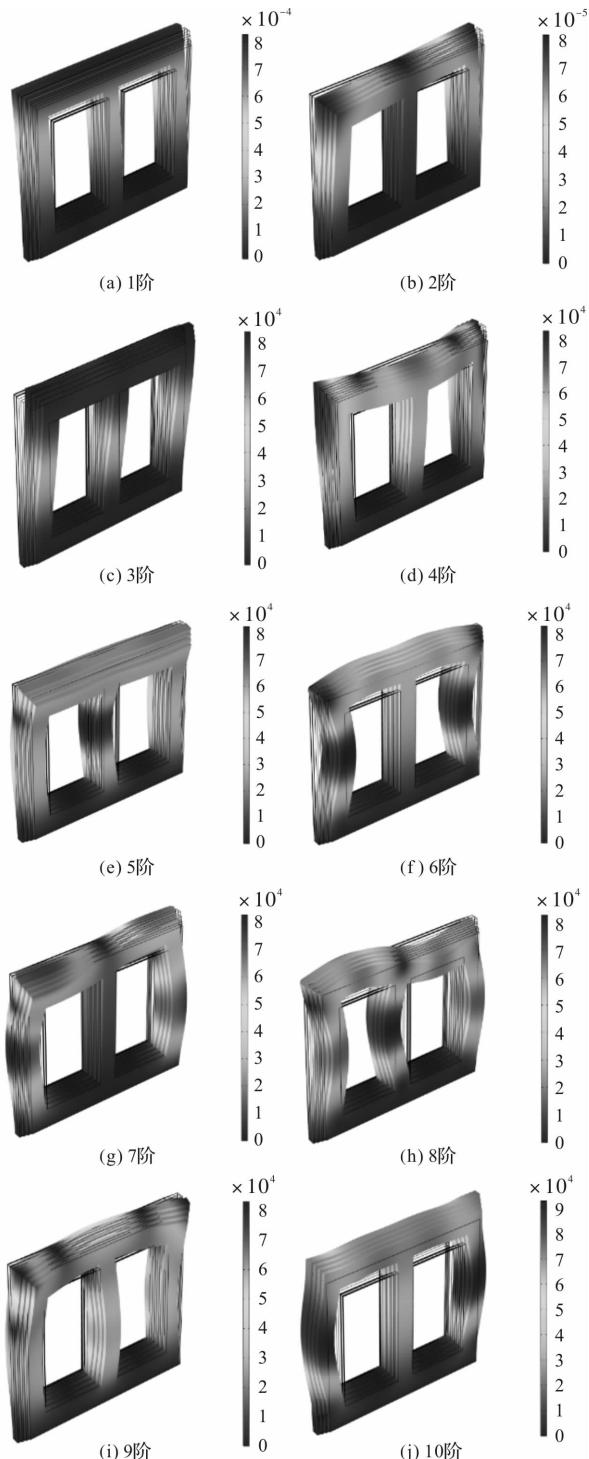


图7 铁心前十阶各模态振型

从图7中可以看出,铁心前三阶没有明显的形状和位移改变,振型变化不大。四到十阶模态形状变化显著,其中铁心的上铁轭顶部、铁心两端以及心柱中段为主要变形区域。

有效的定位材料可以减少铁心的自由振动,阻断振动的传播路径。圆桥状的环氧树脂材料具有较高的粘结强度和抗剪切性能,通过加热硬化使其与铁心形成一个整体,从而实现对铁心的牢固定位,减少噪声的产生。仿真模型及仿真结果如图8所示。

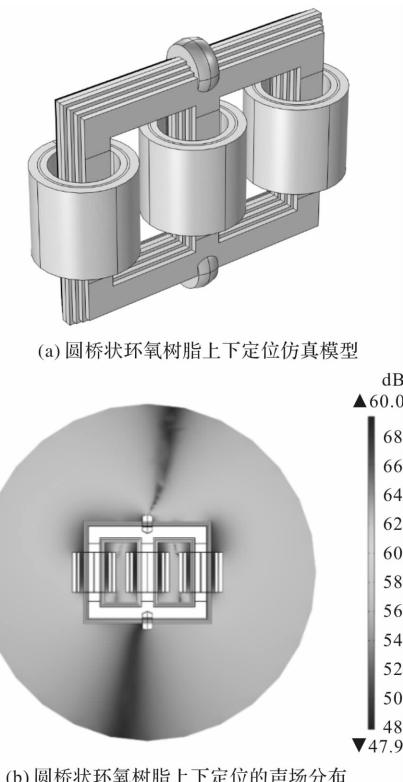


图8 圆桥状环氧树脂上下定位仿真模型及结果

3 油箱振动模态分析

依据图纸搭建油箱模型,其中油箱为实体单元,在油箱前后两侧设置加强筋,油箱内壁设置磁屏蔽板,并且在油箱内壁以及磁屏蔽板之间用纸板隔开,所建模型如图9所示。油箱前十阶固有频率如表5所示。

表5 油箱前十阶固有频率

阶次	频率/Hz	阶次	频率/Hz
1	547.1	6	1641.9
2	1050.0	7	1842.9
3	1247.7	8	1973.0
4	1263.7	9	2029.4
5	1576.5	10	2104.3

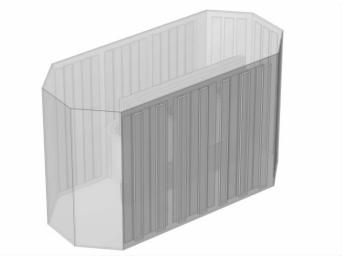


图 9 油箱仿真模型

前十阶各模态振型如图 10 所示, 图中黑线代表油箱初始位置和形状, 不同颜色代表油箱振动时位移的大小。

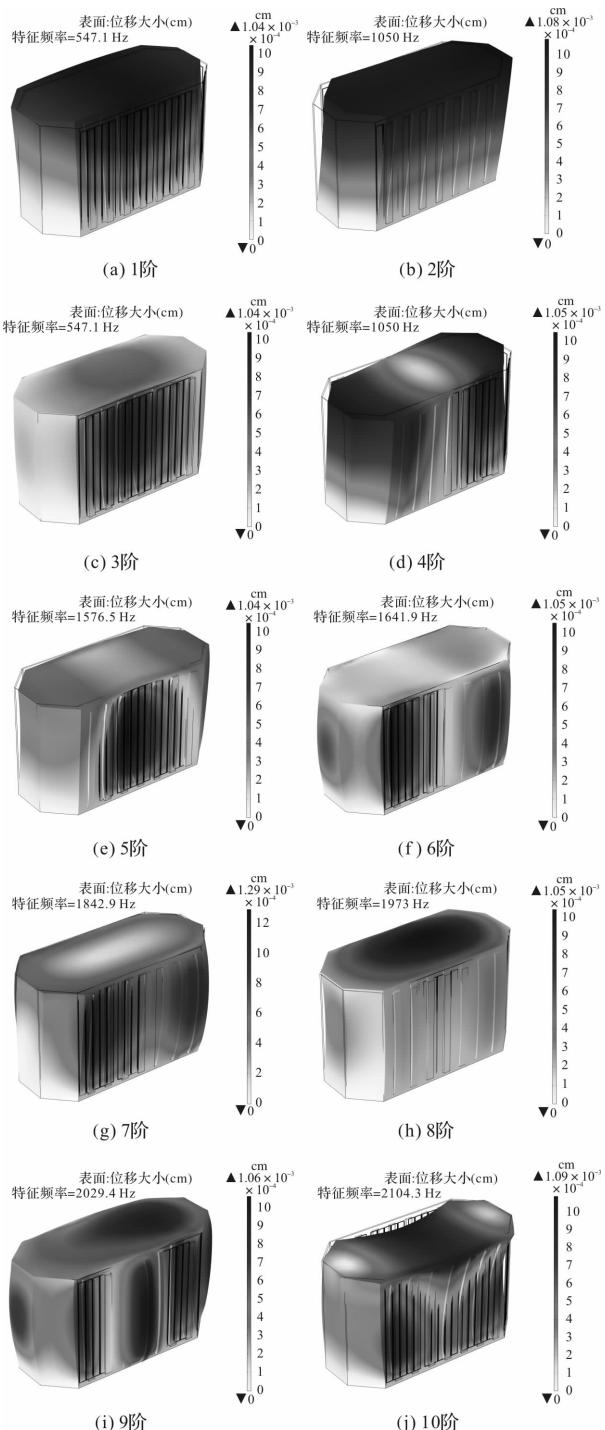


图 10 油箱前十阶各模态振型

从图中可以看出, 油箱前十阶振动幅度基本一致, 区别在于振动主要位置的不同。第一、二、四、八阶主要振动位置在油箱上部, 第三、五、六、七阶主要振动位置在油箱两侧, 对于第九、十阶振型来说, 主要振动位置既有油箱上部也有油箱两侧, 因此在油箱设计制造时应采取相应措施抑制上部及两侧产生的形变。

基于上述研究, 在铁心与油箱内壁之间增加垫块, 增加油的材料属性从而得到油箱模型仰视图和仿真结果分别如图 11 和图 12 所示。从图中可以看出, 增加垫块可以有效降低油箱外场噪声声压级。这是由于在油箱和作为振动源的铁心间增加垫块, 垫块起到了隔振缓冲作用, 使得振动在进行传导的过程中被削弱, 从而降低了向外辐射的振动噪声。

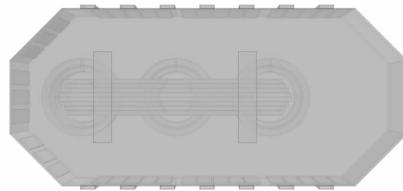


图 11 增加垫块的仿真模型

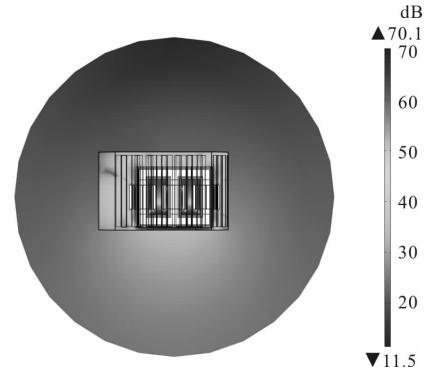


图 12 增加垫块的声场分布

在油箱内壁四周安装两层夹有波浪形纸板的磁屏蔽, 仿真模型及结果如图 13 所示。可以看出, 安装两层夹有波浪形纸板的磁屏蔽可以显著降低外场声压。折叠纸板具有多层次、多角度的结构, 可以增加材料的厚度, 从而提高纸板对声音的隔离效果。此外纸板的细小孔隙和纤维结构也可以吸收一部分声波能量, 减少声音的传播。将折叠纸板夹于磁屏蔽之间形成双层夹装结构, 可以增加噪音传播路径的长度, 使得部分声波能量被纸板吸收或反射, 减少传递到电磁装备外部空间的声音。

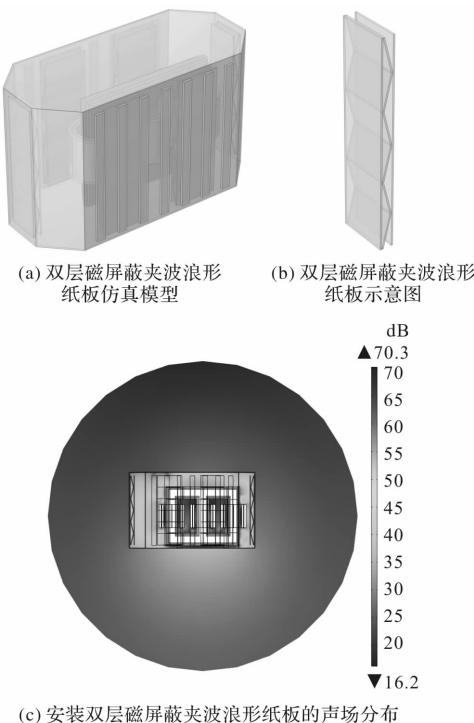


图 13 双层磁屏蔽夹波浪形纸板仿真模型及仿真结果

4 结 论

本文围绕额定电压 110 kV、额定容量 50 MV · A 的换流变压器，构建了电磁-机械-声场多物理场耦合模型，系统分析了铁心与油箱的固有频率、模态特性及噪声辐射规律，并评估多种无源降噪结构的应用效果。主要结论如下：

(1) 多物理场耦合模型能够准确表征电磁装备的振动与声场分布特性。模型实现了电磁-机械-声的全过程耦合，为振动噪声机理研究及降噪措施定量评估提供了统一平台。

(2) 铁心固有频率随尺寸整体缩放呈线性反比关系，符合工程计算公式的预测规律。铁心模态分析结果表明高阶模态发生显著弯扭变形，主要集中于上铁轭顶部、两端及心柱中部，是潜在共振风险最高的结构区域。

(3) 油箱模态振动主要分布在上部及两侧壁，在多阶固有频率下均可能形成声辐射热点，高阶模态呈现复合振动特性。

(4) 多种无源降噪措施能够有效削弱振动传递与声辐射。圆桥状环氧树脂定位结构可提高铁心整体刚度，使噪声降低约 2dB；在铁心与油箱之间布置垫块能够削弱振动耦合路径，显著降低油箱外壁声压级；设计的“双层磁屏蔽夹波浪形纸板”结构通过增加声阻抗与增加噪声传播路径的长度，可在主要频段有效衰减声辐射，外场声压显著减小。

参 考 文 献

- [1] 李唐兵, 许加柱, 童涛, 等. 直流偏磁下大型变压器的振动和噪声特性分析及特征识别方法研究[J]. 电源学报, 2025, 23(02): 133-141.
- [2] 马宏彬, 何金良, 陈青恒. 500kV 单相电力变压器的振动与噪声波形分析[J]. 高电压技术, 2008 (08): 1599-1604.
- [3] 张凌云, 张华, 张好勇, 等. 不同频率激励下 E 磁心变压器铁心振动的实验与仿真研究[J]. 微电机, 2025, 58(10): 26-30.
- [4] 赵睿, 涂亮, 陈相, 等. 基于奈奎斯特准则的换流变压器直流偏磁引发谐波不稳定的研究[J]. 南方电网技术, 2018, 12(06): 30-36.
- [5] 王利利. 基于有限元模型的开关磁阻电机振动研究[J]. 微电机, 2015, 48(05): 47-51.
- [6] 吴文庚, 陈冰斌, 高栩, 等. 10 kV/380 kV(硅钢片铁心)变压器振动噪声特性及隔振设计[J]. 噪声与振动控制, 2023, 43(01): 270-274.
- [7] 张晓喜, 王艺冰, 谢伟平. 220 kV 变压器引起的结构振动与二次噪声研究[J]. 噪声与振动控制, 2020, 40 (03): 188-193.
- [8] 樊超, 聂京凯, 肖伟民, 等. 电力变压器铁心、油箱振动特性及与近场噪声的关联性研究[J]. 中国电力, 2020, 53(10): 34- 41.
- [9] 雷翔胜, 余梦泽, 王彦峰, 等. 变压器绕组振动特性的高精度求解与分析[J]. 南方电网技术, 2024, 18(04): 80-87.
- [10] 吴健, 韩文, 田昊洋, 等. 变压器铁心电磁振动仿真及影响因素研究[J]. 科学技术与工程, 2021, 21(02): 576-582.
- [11] 赵莉华, 丰遥, 谢荣斌, 等. 谐波对变压器振动特性的影响[J]. 水电能源科学, 2017, 35(11): 198-202, 197.
- [12] 李鹏, 隋华泽, 张书琦, 等. 基于结构模态试验的变压器绕组饼间阻尼研究[J]. 中国电机工程学报, 2025, 45(14): 5679-5690.
- [13] 郝慧荣, 赵文超, 杨子明, 等. 动力机械内力拓扑模型二元动力传递函数及应用研究[J]. 振动与冲击, 2025, 44(02): 73-83, 119.
- [14] 刘宝稳, 马宏忠, 李凯, 等. 大型变压器绕组轴向固有频率振动分布特性与试验分析[J]. 高电压技术, 2016, 42(07): 2329-2337.
- [15] 马宏忠, 吴金利, 陈冰冰, 等. 电力变压器振动特性分析与固有频率识别[J]. 高压电器, 2023, 59 (06): 82-92.
- [16] 左付山, 李政原, 郑清铭. 基于 ANSYS 的车用永磁同步电机结构模态分析[J]. 微电机, 2020, 53 (07): 21-24.

直线电机电磁力作用下次级感应板强度分析

郭孟龙¹, 于晓杰², 马光同^{1,3}, 李婧¹, 崔李滨¹, 赵金昭¹, 罗俊¹

(1. 西南交通大学 轨道交通运载系统全国重点实验室, 成都 610031; 2. 中车青岛四方机车车辆股份有限公司,
山东 青岛 266110; 3. 西南交通大学 电气工程学院, 成都 610031)

摘要: 在直线电机牵引的地铁车辆中, 电机次级结构件出现因结构强度不足导致损坏的问题, 严重影响车辆的安全运行。本文以应用于地铁车辆的单边短初级直线感应电机为研究对象, 通过建立直线电机电磁-结构分析模型, 研究直线电机电磁力作用下次级感应板结构强度分布规律, 计算得到电机次级结构的总变形、等效应力与等效弹性应变分布情况。并且通过在国内某条线路上对实际运行车辆的直线电机感应板进行测量, 测试结果与有限元仿真结果基本吻合, 验证了所提出方法的有效性。

关键词: 直线电机; 次级感应板; 有限元法; 等效应力

中图分类号: TM359.4 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2026)01-0008-08

Strength Analysis of the Secondary Induction Plate Under the Electromagnetic Force of Linear Motor

GUO Menglong¹, YU Xiaojie², MA Guangtong^{1,3}, LI Jing¹, CUI Libin¹, ZHAO Jinzhao¹, LUO Jun¹

(1. State Key Laboratory of Rail Transit Vehicle System, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China;
2. CRRC Qingdao Sifang Co., LTD., Qingdao Shandong 266110, China;
3. School of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China)

Abstract: In metro vehicles propelled by linear motors, structural damage to the motor's secondary components due to insufficient strength severely compromises operational safety. This paper investigated single-sided short-primary linear induction motors applied to subway vehicles. By establishing an electromagnetic-structural analysis model for the linear motor, it examined the distribution patterns of structural strength in the secondary induction plate under electromagnetic forces. Calculated yield the total deformation, equivalent stress distribution, and equivalent elastic strain distribution of the motor's secondary structure. Furthermore, measurements taken from the induction plates of actual operating vehicles on a domestic subway line demonstrate that the test results are in good agreement with the finite element simulation results, validating the effectiveness of the proposed methodology.

Key words: linear motor; secondary induction plate; finite element method; equivalent stress

0 引言

随着现代城市化进程的加速推进, 城市轨道交通作为缓解交通拥堵、实现绿色出行的重要方式, 其技术革新受到广泛关注。地铁作为城市轨道交通的核心组成部分, 对车辆牵引系统的可靠性、高效性与安全性提出了更严格的要求。直线感应电机(Linear induction motor, LIM)凭借无机械传动、爬坡

能力强、噪音低等优势, 在地铁系统中得到了应用^[1-2]。直线电机次级感应板布置在地面, 受到来自车辆侧直线电机初级磁场的作用, 其受力分布与强度大小直接影响着车辆的使用寿命, 对保障地铁安全起着重要作用^[3]。国内部分线路出现了次级感应板因强度不足而损坏的问题, 目前仍然缺乏相关的理论模型对其进行评估。

地铁用直线感应电机具有尺寸大、磁场空间分

收稿日期: 2025-08-10

基金项目: 国家自然科学基金(52277018); 国家重点实验室自主课题(2023TPL-T07)资助项目。

作者简介: 郭孟龙(2000), 男, 硕士研究生, 研究方向为直线电机设计与优化。

于晓杰(1982), 男, 正高级工程师, 研究方向为地铁车辆总体研发。

马光同(1982), 男, 研究员, 博士生导师, 研究方向为磁悬浮理论及应用。

李婧(1982), 女, 副研究员, 硕士生导师, 研究方向为高温超导直线电机力学性能的研究。

通讯作者: 罗俊(1989), 男, 副研究员, 硕士生导师, 研究方向为直线电机与磁浮技术。

布复杂的特点^[4-6], 准确计算直线感应电机三维电磁力一直是研究的热点^[7]。文献[8-10]针对直线感应电机运行过程中存在的变气隙工况, 提出了一种基于二阶矢量磁位法的解析模型。解析结果与有限元仿真、实验数据相比, 误差分别为 4.43% 和 10%。Lu 等^[11]基于电磁场理论推导了长初级直线感应电机气隙磁场强度表达式, 指出了端部效应对电机磁场分布的影响机理, 进而提出了含纵向端部效应修正系数的 T 型等效电路模型, 提高了直线电机电磁力计算精度。Mu 等^[12]提出了分相带线圈的直线电机拓扑结构, 将首段极相带线圈拆分并调整排布, 有效平衡了磁动势的直流分量, 减小了端部效应对电机电磁推力的影响。文献[13]对比了轨道交通用直线感应电机与直线磁通切换永磁电机, 指出直线感应电机次级电磁力分布更均匀, 并指出直线感应电机更大的法向力可能导致次级感应板的弯曲变形。Xu 等^[14]建立了考虑分段切换的直线感应电机电磁力模型, 发现分段衔接处的电磁力突变会引发次级振动, 并揭示了分段结构对电磁力的影响规律, 但未研究这种突变力对次级结构强度的作用。

次级感应板作为直线电机的关键承载部件, 其结构强度直接决定了电机的运行可靠性^[15-16]。Seal 等^[17]采用 Taguchi 优化技术, 对气隙长度、效率-功率因数乘积、气隙磁密法向分量、导体层厚度进行综合优化, 降低了电机法向力引起的弯曲变形。Chen 等^[18]采用有限元分析方法研究了大型感应电机运行中, 电磁力载荷导致的结构件应力与变形问题, 提出了端盖加强筋结构来增强电机整体刚度的方法。Zhang 等^[19]基于经典 Flügge 壳方程, 利用波传播法建立了直线感应电机结构振动模型, 分析了次级感应板的振动与电磁力波动特性的关联。发现次级结构的固有频率与电磁力波动频率耦合则会加剧振动。文献[20]针对高速大载荷直线感应电动机在复杂受力下的力学特性, 开展了动子结构设计与受力分析, 通过有限元法计算了关键零部件应力, 验证了该结构方案在高速列车碰撞试验平台上应用具有初步可行性。Ben 等^[21]针对感应电机铁心硅钢片在正弦及谐波激励下电磁应力计算偏差的问题, 建立了电磁-机械耦合模型, 分析铁心应力分布及谐波的影响, 揭示了 100 Hz 和 200 Hz 频率下谐波对应力幅值的显著影响。

综上所述, 现有研究在直线感应电机电磁力特性与结构强度分析方面取得了诸多进展, 但仍存在一些不足, 例如直线电机在高负载、长时间运行条

件下的结构强度问题^[22]; 现有对次级结构强度分析多基于静态电磁载荷, 未充分考虑动态电磁力的作用, 且缺乏实际地铁线路上的次级感应板应力数据。本文将以地铁用直线感应电机为研究对象, 分析直线感应电机次级感应板受力特征, 建立直线感应电机电磁-结构耦合分析模型, 揭示次级感应板三维电磁力对其结构强度的影响规律, 通过实验对地铁电机感应板进行测点应变测量, 验证了仿真方法的正确性, 为其在复杂工况下的广泛应用奠定基础。

1 直线感应电机的结构及工作原理

直线感应电机作为一种将电能直接转换为直线运动机械能的电磁装置。当电机的初级绕组通入对称三相交变电流时, 将在气隙中激励产生沿纵向运动的行波磁场。行波磁场切割次级, 并在次级导体内产生感应电动势与涡流。载流次级导体与气隙磁场相互作用产生电磁力, 从而驱动动子做直线运动。

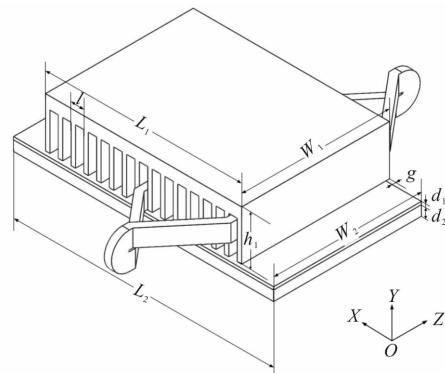


图 1 直线感应电机结构示意图

图 1 为本文所研究的直线感应电机拓扑与重要尺寸参数定义。该电机的次级采用铁-铝复合板结构, 沿着轨道方向铺设, 次级仅由铁和铝板构成, 结构简单, 可以大幅降低长行程铺设成本。电机初级采用 79 槽结构, 电枢绕组嵌放在槽内, 在初级两侧采用半填充绕组。电机的初级安装在车辆转向架底部, 初、次级之间气隙为 9 mm, 表 1 列出了直线感应电机的主要参数。

表 1 直线感应电机初级尺寸参数

参数	参数值
极对数 p	4
线圈匝数 $N/\text{匝}$	15
极距 τ/mm	288
相数 m	3
气隙 g/mm	9
额定电流 I/A	160

续表 1

参数	参数值
初级长度 L_1/mm	2539
初级宽度 W_1/mm	370
初级高度 h_1/mm	124
槽数 Q	79
槽距 l_a/mm	32
转差率 s	0.15

2 直线感应电机三维电磁力

2.1 三维电磁力分析

根据麦克斯韦方程组和直线感应电动机的基本理论, 电矢势 \mathbf{T} 和磁标势 Ω 的微分方程如下^[16]:

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\sigma} \nabla \times \mathbf{T} \right) = -\mu \frac{\partial \mathbf{T}}{\partial t} + \mu \frac{\partial}{\partial t} \text{grad} \Omega \quad (1)$$

$$\nabla \times \mu (\mathbf{T} - \text{grad} \Omega) = 0 \quad (2)$$

$$\mathbf{v} \times \mu (\mathbf{T} - \text{grad} \Omega) = \nabla \times \mathbf{T}_s \quad (3)$$

其中:

$$\mathbf{T} = \mathbf{T}_s + \mathbf{T}_e \quad (4)$$

$$\mathbf{J}_s = \nabla \times \mathbf{T}_s, \mathbf{J}_e = \nabla \times \mathbf{T}_e \quad (5)$$

$$\mathbf{H} = \mathbf{T} - \text{grad} \Omega \quad (6)$$

式中, \mathbf{J}_s 为初级电流密度矢量; \mathbf{J}_e 为次级涡流密度矢量; $\text{grad} \Omega$ 为由磁标量势 Ω 产生的磁场强度; \mathbf{v} 为直线感应电机的速度矢量; \mathbf{T}_s 为初级电矢量电势; \mathbf{T}_e 为次级中的涡流密度矢量。

采用 Newton-Raphson 法求式中的非线性方程的近似解, 可以得到直线感应电机的涡流密度和气隙磁通密度。一个电周期内的平均推力 \mathbf{F}_x 可表达为

$$\mathbf{F}_x = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} \sum_{j=1}^n \mathbf{B}_{yj} \cdot \mathbf{J}_{zj} \cdot V_j dt \quad (7)$$

式中, \mathbf{F}_x 为稳态周期内的平均推力; \mathbf{J}_{zj} 为线圈中涡流密度的 z 分量, \mathbf{B}_{yj} 为气隙磁通密度的 y 分量, V_j 为网格单元 j 的体积, T 为稳态周期时间。法向力 \mathbf{F}_y 由吸引力 \mathbf{F}_{ya} 与排斥力 \mathbf{F}_{yr} 组成。在稳定周期内的法向力可以表达为

$$\begin{cases} \mathbf{F}_y = \mathbf{F}_{ya} + \mathbf{F}_{yr} \\ \mathbf{F}_{yr} = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} \sum_{j=1}^n (\mathbf{B}_{xj} \cdot \mathbf{J}_{zj} + \mathbf{B}_{zj} \cdot \mathbf{J}_{xj}) \cdot V_j dt \\ \mathbf{F}_{ya} = \frac{\partial W_m}{\partial g} = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} \frac{\partial}{\partial g} \left[\frac{1}{2\mu_0} \sum_{j=1}^n (\mathbf{B}_{xj}^2 + \mathbf{B}_{yj}^2 + \mathbf{B}_{zj}^2) \right] \cdot V_j dt \end{cases} \quad (8)$$

式中, \mathbf{B}_{xj} 、 \mathbf{B}_{yj} 和 \mathbf{B}_{zj} 分别为 x 、 y 和 z 三个方向上的

磁通密度分量, \mathbf{J}_{xj} 为次级中的涡电流密度的 x 分量, W_m 为磁能。

$$\begin{cases} \mathbf{F}_z = \mathbf{F}_{z1} + \mathbf{F}_{z2} \\ \mathbf{F}_{z1} = \frac{\partial W_m}{\partial z} = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} \frac{\partial}{\partial z} \left[\frac{1}{2\mu_0} \sum_{j=1}^N (\mathbf{B}_{xj}^2 + \mathbf{B}_{yj}^2 + \mathbf{B}_{zj}^2) \right] \cdot V_j dt \\ \mathbf{F}_{z2} = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} \sum_{j=1}^N \mathbf{J}_{xj} \mathbf{B}_{yj} \cdot V_j dt \end{cases} \quad (9)$$

式中, \mathbf{F}_z 为横向力, \mathbf{F}_{z1} 为作用在初级和背铁板上的恢复力, \mathbf{F}_{z2} 为作用在铝板和背铁板上的分散力, Δz 为横向位移。

2.2 有限元模型建立

短初级直线感应电机除了受到沿运动方向的纵向端部效应影响外, 还存在垂直于运动方向的横向端部效应。为了准确分析直线感应电机次级感应板所受电磁力情况, 本文中采用三维有限元法建立了如图 2 的直线电机模型。其中, Region I 是整个求解区域, 用于覆盖直线感应电机运行时的全空间电磁作用范围, Region II 与 band 分别是直线感应电机的连接区域和运动区域。为了提高求解精度, 加速计算收敛, 对运动区域的网格进行了加密处理。

直线感应电机各结构的材料如下: 初级铁心采用硅钢片叠压制成, 具有较好的磁导性能与较低的铁损特性, 绕组采用铜质导线绕制而成, 线圈的电导率 σ_{Cu} 为 $5.9 \times 10^7 \text{ S/m}$ 。电机次级由铝板和背铁板组成, 铝板的电导率 σ_{Al} 为 $3.4 \times 10^7 \text{ S/m}$, 背铁板的电导率 σ_{Fe} 为 $2 \times 10^6 \text{ S/m}$ 。

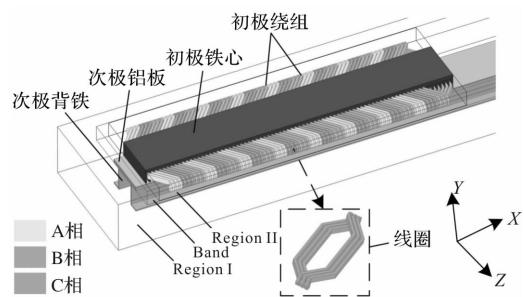


图 2 直线感应电机有限元模型

有限元模型在运动区域上设置了周期条件, 以此来减小模型尺寸, 提高计算效率。为了充分考虑了实际地铁直线感应电机安装与运行时的机械支撑条件, 有效模拟次级在实际工况下的边界约束情况, 为直线感应电机次级增加底座, 使得计算结果更接近真实工况, 表 2 为次级主要尺寸参数。

表2 直线感应电机次级尺寸参数

参数	参数值
次级宽度 W_2/mm	370
次级长度 L_2/mm	5019
次级铝板厚度 d_1/mm	7
次级铁板厚度 d_2/mm	25
次级底座厚度 d_a/mm	9
次级底座宽度 t/mm	85
次级底座高度 h_2/mm	220
次级加强筋个数 x	10
次级加强筋长度 l_a/mm	100
次级加强筋宽度 t_a/mm	50
次级加强筋厚度 d_b/mm	6
次级加强筋间距 l_b/mm	500

图3展示了电机初、次级以及气隙部分的网格剖分结果。直线感应电机运行过程中，受端部效应，以及铁磁材料非线性特性的共同影响，致使电机内部磁场分布较为复杂。为实现电机磁场分布的精确计算，并获取准确的相关特性曲线，需要对电机初级、次级以及气隙区域进行精细化网格剖分。

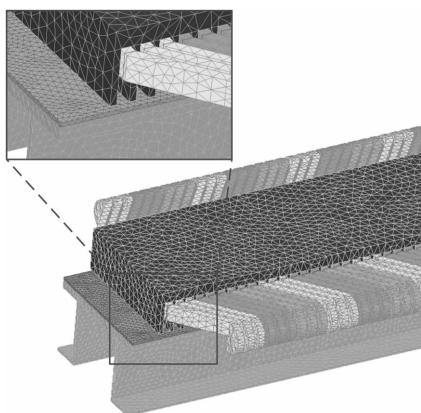


图3 网格剖分图

2.3 电磁力特性仿真结果与分析

对直线感应电机进行瞬态电磁有限元分析，图4为直线感应电机磁密分布云图。从图中可以看出，直线感应电机磁通密度在运动方向上呈现周期性分布。电机初级前端的磁通密度明显小于后端，这主要是受端部效应的影响，端部磁场发生畸变，前端的有效磁密降低。初级的齿槽结构导致气隙磁导不均匀，齿部磁通密度较高，槽部附近较低，最大磁通密度约为1.81 T。

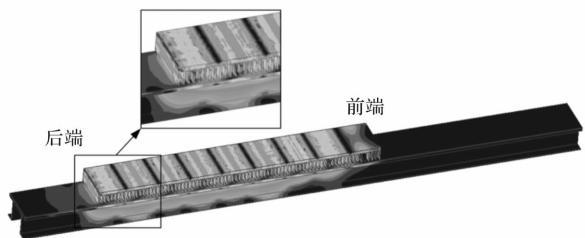


图4 磁密分布云图

初级绕组中通入对称三相交变电流时，将沿运动方向形成行波磁场。行波磁场切割次级感应板后将在导体中感应产生涡流。图5为直线感应电机次级涡流密度云图。从图中可以看出，次级涡流主要呈现为8个回路分布，其中前端部第一个涡流回路由于入端端部效应的影响，涡流被部分抑制。而在初级后部，由于出端端部效应的影响，还形成了一个附加的涡流回路。次级感应板中涡流与原初级励磁场相互作用将会产生电磁力，驱使初级向前运动。图6为有限元法计算得到的直线感应电机次级电磁力面密度图。



图5 次级涡流密度云图



图6 面力密度图

图7中给出了随着时间变化所计算得到的直线电机推力变化趋势。在初始时刻，由于次级感应板中涡流尚未建立起来，所以求得的电磁力为零。随着时间的推移，计算得到的推力逐渐增大，而后又逐渐减小，大约在计算了120 ms以后趋于稳定。稳定后的平均电磁推力约为18.5 kN，并且伴随着幅值约为2.5 kN的波动，在一个电周期内推力波动呈现出6次谐波分布。

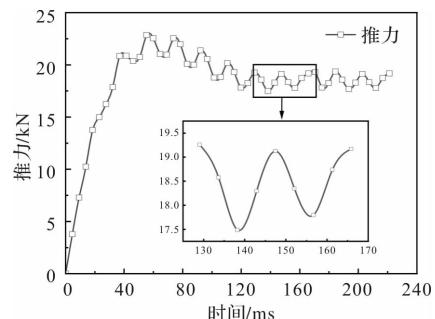


图7 直线感应电机推力曲线

由于电机次级是由导体板和铁心组成，初级电枢绕组产生的励磁磁场将会对次级铁心产生吸力，如图 8 中所示为随着时间变化计算得到的电机法向力的变化趋势。从图中可以看出，在 $t=0$ 时刻，导体板内涡流尚未建立起来，此时仅存在初级励磁磁场对次级铁心板的吸引力。而随着时间的推移，导体板内涡流产生的法向力将削弱初次级之间的法向力，因此电机法向力呈现出逐渐减小的变化趋势。当计算时间到达 120 ms 左右时，次级感应板内涡流计算达到稳定，因此电机法向力也区域稳定，法向力平均值约为 41.3 kN。

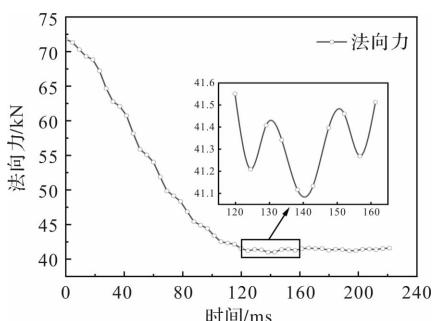


图 8 直线感应电机法向力曲线

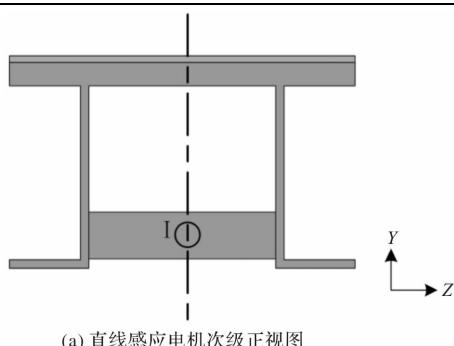
3 次级感应板结构强度分析

3.1 有限元模型的建立

在直线感应电机运行过程中，固定在地面上的次级部件承受着来自电机初级的冲击应力作用。在获得了次级电磁力分布的基础上，本文建立了如图 9 中所示的直线感应电机次级结构有限元模型。电机次级由铝板和铁磁性底座构成，其中铝板覆压在底座表面，底座由多块铁板焊接构成类似“π”型结构。同时，在竖直侧立板中间设置有多个加强筋结构，以增强底座的结构强度。直线感应电机次级铝板与背铁结构的材料属性如表 3 中所示。

表 3 次级材料特性

参数	参数值	
材料	6061	Q235
弹性模量/ Pa	6.9×10^{10}	2×10^{11}
密度/ (kg/m ³)	2689	7872
泊松比	0.31	0.25



(a) 直线感应电机次级正视图

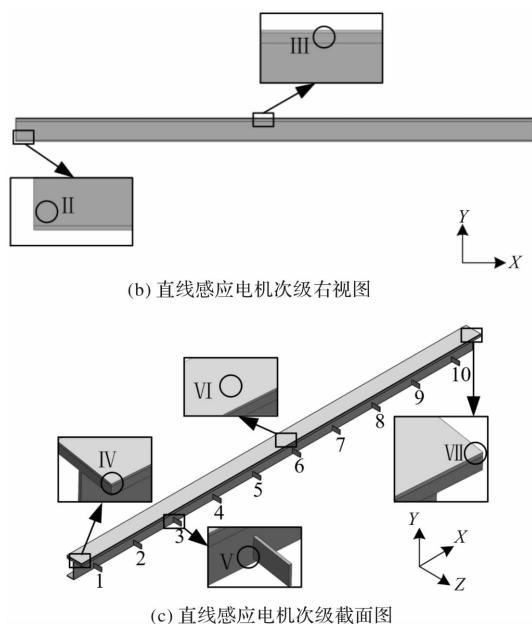


图 9 直线感应电机次级结构有限元模型

3.2 结构强度仿真结果与分析

在进行次级结构强度分析时，通过将电磁模型计算得到的次级时变电磁力以力密度形式施加到结构有限元模型中，在底座底部设置固定条件，计算得到图 10 所示电机运行的不同时刻次级平均应变、应力和总变形的变化曲线。从图中可以看出，在稳态运行阶段，平均应变、应力和总变形均保持在一个相对稳定的区间内，表明此时次级部件整体受力较为均衡，稳定时平均应力约为 0.39 MPa，平均应变约为 2.9×10^{-6} $\mu\text{m}/\text{m}$ ，平均总变形量约为 1.35 μm 。

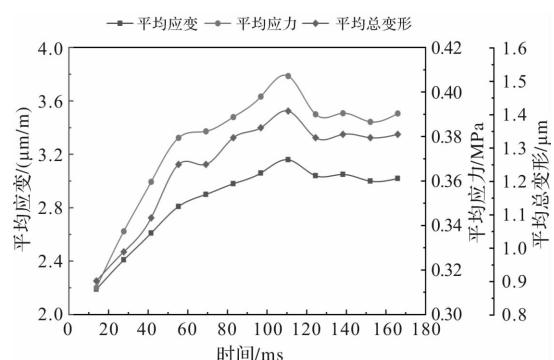


图 10 次级平均应变、应力和总变形曲线

图 11 展示了图 9 中标注的 I ~ VII 七个位置的等效应力随时间变化规律。从图中可以看出，感应板进入端位置 IV、离开端位置 VII 与靠近进入端的位置 I、位置 II 整体等效应力较小，随着电机初级从感应板进入端驶向离开端，位置 IV 等效应力从 0.15 MPa 逐渐减少至 0，位置 VII 等效应力从 0 增长至 0.15 MPa，位置 I 与位置 II 的等效应力均先增大后

减小, 但位置Ⅱ的等效应力最大值明显高于位置Ⅰ, 说明相比于加强筋中间位置, 感应板底座两侧受到更大的等效应力。

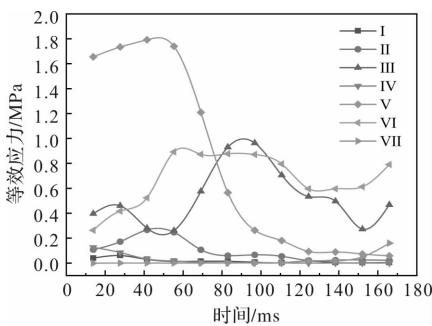


图 11 I ~ VII 位置等效应力曲线

位置Ⅲ与位置Ⅵ均位于感应板中间段位置, 等效应力整体呈现先增大后减小的趋势, 但由于位置Ⅵ处于感应板横向中间位置, 受到的电磁力更加均匀, 在 50 ms ~ 100 ms 时刻等效应力出现了接近平稳的情况, 平稳等效应力约为 0.85 MPa。两个位置的等效应力在最后时刻均出现增加的情况, 这是由于电机初级末端此时正好位于感应板中部, 产生端部效应导致等效应力增大。从图 11 中还可以看出, 位置V 的等效应力最大, 整体呈现先增大后逐渐减小的趋势, 等效应力最大值约为 1.8 MPa。

图 12 为直线电机次级感应板加强筋位置结构强度仿真结果。从图中可以看出底座两侧等效应力高于加强筋内部, 这与图 11 曲线表现得规律相符合, 而加强筋与底座两侧连接处上方的等效应力最大, 约为 2.5 MPa。

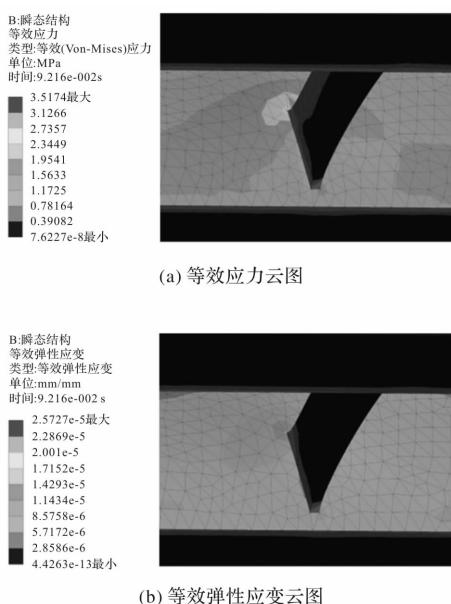


图 12 电磁力作用下的感应板加强筋位置计算结果

4 实验验证

为了验证直线感应电机结构强度仿真的准确性, 掌握车辆实际运营工况下感应板的应力状态, 拟对现运行的国内某直线感应电机地铁电机感应板进行测点应变测量, 图 13 为感应板测点现场图片。



图 13 感应板测点现场图

本研究基于应变电测法, 在感应板焊脚关键区域粘贴 120 簿式应变片, 通过控制地铁车辆以额定速度通过感应板, 定量获取直线感应电机法向力、切向推力与横向力耦合作用下的等效应力分布特性。数据采集环节采用 DHDAS 动态信号采集分析系统, 该系统依托多通道同步采集技术, 以 500Hz 的采样频率对各测点应变信号开展全周期连续监测, 此采样频率约为各测点动态响应主频的 10 倍, 可有效抑制信号混叠效应, 确保时域信号的真实性与完整性。

$$\sigma = E_0 \varepsilon = 10^6 \mu E_0 \varepsilon \quad (10)$$

通过式(10)可将 DHDAS 测得的应变花转化为等效应力, 其中 E_0 为弹性模量, σ 为等效应力, ε 为等效弹性应变, 通过快速傅里叶变换(FFT)可得到直线感应电机次级因电磁力产生的等效应力。

从图 9 可以看出电机次级感应板底座共由 1 ~ 10 的 10 块加强筋, 测量采用的应变片分别布置于这些感应板加强筋与支架连接处, 位于在 A、B、C 三个位置, 如图 14 所示。

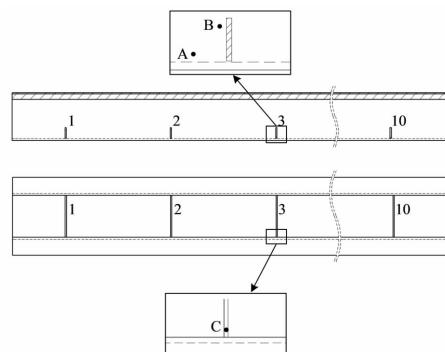


图 14 测点布置图

记录加强筋上侧位置的 B 测点在列车通过前后电机次级感应板因电磁力产生的等效应力变化。图

15 为实验测得的应力时域响应图, 从图中可以看出, 在测量的时间段内, 列车约 200 s 经过一次, 整车通过时间约为 12 s, 当列车通过测点时应力增大, 最大应力在 3 MPa 左右。

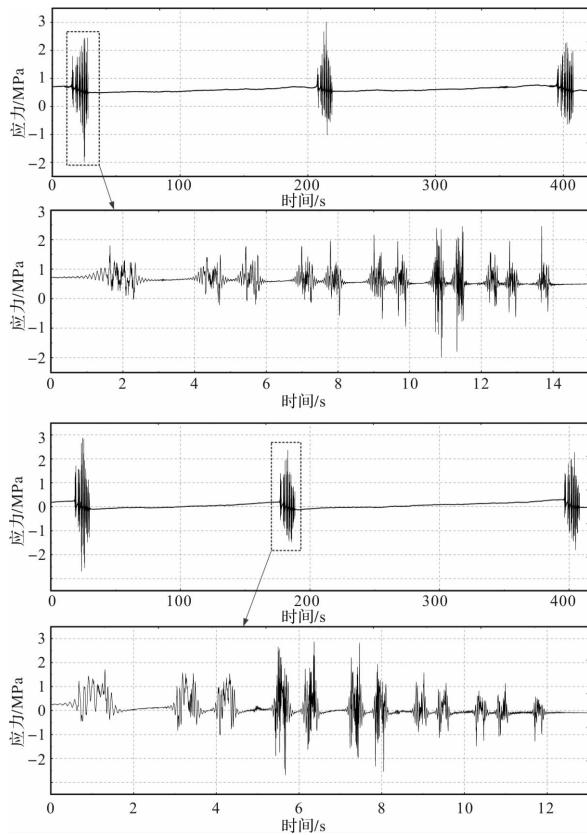


图 15 测点应力时域响应图

选择图 14 中第三块加强筋处的 A、B 和 C 三个测点进行等效应力实验测量与有限元仿真对比。图 16 给出了地铁列车正常通过时, 电机感应板测点等效应力随时间变化的曲线。由图中可知, 该测点的等效应力随着时间变化先增大后减小, 最大应力为 3.08 MPa。图 17 为实验测量与有限元法得到的等效应力相对误差图。从图中可知, 有限元法与实验数据基本吻合, 误差最大为 13.74%, 且最大误差发生在时间较小的时刻, 这是由于地铁车辆刚行驶至感应板测点位置时产生的冲击与端部效应造成的。

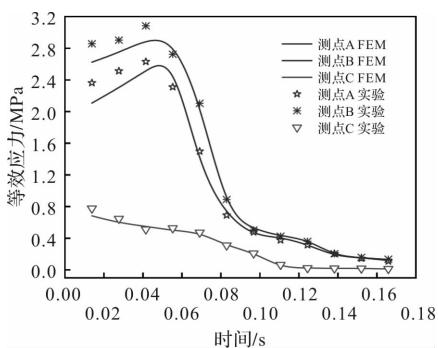


图 16 实验与有限元计算测点等效应力对比

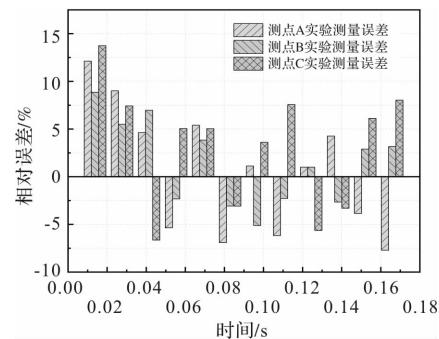


图 17 实验与有限元计算误差百分比

5 结语

本文以地铁用直线感应电机为研究对象, 建立了该电机的三维有限元模型, 计算了直线感应电机次级因三维动态电磁力而产生的等效应力, 并通过实验测量的方法进行了验证, 主要结论如下:

(1) 电机稳态运行时, 次级平均应力、平均应变与平均总变形分别稳定在 0.39 MPa、 2.9×10^{-6} $\mu\text{m}/\text{m}$ 、 $1.35 \mu\text{m}$, 表明整体结构受力均衡。然而次级感应板等效应力存在显著的空间差异: 底座两侧及加强筋与底座连接处受到较大的等效应力, 约为 2.5 MPa; 中间段位置因电磁力分布更均匀, 出现约 0.85 MPa 的平稳应力区间。

(2) 对实际线路上的地铁电机感应板进行测点应变测量, 获取了列车通过时感应板加强筋与底座连接处的应力响应。实验结果显示, 列车通过时最大应力约 3.08 MPa, 与有限元仿真结果相对误差最大为 13.74%, 整体吻合度良好, 验证了本文电磁结构耦合分析方法的准确性与工程适用性。

本文研究填补了地铁直线电机次级感应板动态电磁载荷下结构强度分析的空白, 所建立的模型与方法可为次级感应板的结构优化设计(如加强筋布局改进、应力集中区域强化)提供理论支撑, 对提升地铁直线电机牵引系统的运行可靠性与安全性具有重要意义。后续研究可进一步结合地铁复杂工况(如曲线运行、变载荷启动), 开展次级感应板的疲劳寿命分析与多目标优化设计, 为其长期稳定服役提供更全面的技术保障。

参考文献

- [1] 卢琴芬, 沈懿明, 叶云岳. 永磁直线电动机结构及研究发展综述[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(9): 2575-2588.
- [2] BOLDEA I, TUTELEA L N, XU Wei, et al. Linear Electric Machines, Drives, and MAGLEVs: An Overview[J].

- IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65 (9) : 7504-7515.
- [3] ZHOU Q, WANG J N, HAN J, et al. Speed Limit of Linear Induction Motor Subway Trains Running Through 65m Radius Curves on Yard Line[J]. Applied Sciences-Basel, 2023, 13(7).
- [4] SADAUSKAS T, SMILGEVICIUS A, SAVICKIENE Z. Distribution of Magnetic Field of Linear Induction Motor [J]. Elektronika IR Elektrotehnika, 2007(4) : 63-66.
- [5] LV G, ZHOU T, ZENG D H. Influence of the V-type Secondary on the Air-gap Magnetic Field and Performance of the Linear Induction Motor[J]. IET Electric Power Applications, 2019, 13(2) : 229-234.
- [6] GIERAS J F, MEWS J, SPLAWSKI P. Analytical Calculation of Electrodynamic Levitation Forces in a Special-Purpose Linear Induction Motor[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2012, 48(1) : 106-116.
- [7] LU Q F, LI L X, ZHAN J W, et al. Design Optimization and Performance Investigation of Novel Linear Induction Motors with Two Kinds of Secondaries[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(6) : 5830-5842.
- [8] 刘思嘉, 刘子锐. 直线电机不均匀气隙磁场解析计算方法[J]. 微电机, 2021, 54(3) : 41-45.
- [9] 秦伟, 吕刚, 马育华, 等. 无铁心直线感应悬浮电机非均匀气隙工况的三维磁场与力特性分析[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(9) : 3564-3574.
- [10] 秦伟, 马育华, 吕刚, 等. 一种可用于低真空管道的高温超导无铁心直线感应磁悬浮电机[J]. 电工技术学报, 2022, 37(16) : 4038-4046.
- [11] LU J Y, MA W M. Research on End Effect of Linear Induction Machine for High-Speed Industrial Transportation [J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2011, 39 (1) : 116-120.
- [12] MU S J, CHAI J Y, SUN X D, et al. A Variable Pole Pitch Linear Induction Motor for Electromagnetic Aircraft Launch System[J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2015, 43(5) : 1346-1351.
- [13] CAO R W, LU M H, JIANG N, et al. Comparison between Linear Induction Motor and Linear Flux-Switching Permanent-Magnet Motor for Railway Transportation [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66 (12) : 9394-9405.
- [14] 徐飞, 李子欣, 孔甘霖, 等. 变长分段直线感应电机数学建模[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44 (13) : 5338-5347.
- [15] WU S Y, LU Q F. Eddy Current Analysis and Optimization Design of the Secondary of the Linear Induction Motor with an Approximation and Prediction Method[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2022, 58(2) : 1-5.
- [16] LV G, ZHOU T, ZENG D H. Influence of the Ladder-Slit Secondary on Reducing the Edge Effect and Transverse Forces in the Linear Induction Motor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(9) : 7516-7525.
- [17] SEAL M, SENGUPTA M. Optimised Design, Analysis, Fabrication and Experiments on a Tubular Linear Induction Motor Prototype[J]. Sadhana-academy Proceedings In Engineering Sciences, 2022, 47(4) : 1-20.
- [18] 陈震林, 潘跃林, 吕敬高. 大型感应电机定子结构分析[J]. 船电技术, 2011, 31, (4) : 8-10, 36.
- [19] ZHANG Y C, XU J, LI M K, et al. Modelling and Analysis of Electromagnetic Vibration in Long Sheet Secondary Tubular Linear Induction Motors[J]. IET Electric Power Applications, 2023, 17(10) : 1251-1261.
- [20] 卢露, 晏明, 胡安琪, 等. 高速大载荷直线感应电动机力学特性分析与结构设计[J]. 海军工程大学学报, 2016, 28(B6) : 35-39.
- [21] 贲彤, 陈龙, 闫荣格, 等. 考虑磁化及磁致伸缩特性各向异性的感应电机铁心电磁应力分析[J]. 电工技术学报, 2019, 34(1) : 66-74.
- [22] ALEKSANDROV S R, OVERBOOM T T, LOMONOVA E A. Design Optimization and Performance Comparison of Two Linear Motor Topologies with PM-Less Tracks [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2018, 54(11) : 1-8.

《微电机》(月刊)

全年12期, 读者可到当地邮局订阅, 本刊亦可破订、零购。

欢迎投稿! 欢迎订阅! 欢迎刊登广告!

国内刊号: CN61 - 1126/TM

在线投稿系统: wdj.paperopen.com

地 址: 高新区上林苑四路36号(710117)

邮发代号: 52 - 92

订价: 8元/期

年价: 96元/年

编辑部邮购(含快递费): 300元/年

国际刊号: ISSN 1001 - 6848

电话: 029 - 84276641

计及铁损电阻效应的电机损耗最小化设计

邵非非, 吴迪, 徐德鹏

(深圳市航天电机系统有限公司, 广东 深圳 518107)

摘要: 传统永磁同步设计时, 铁损对电枢电流的影响常被忽略, 这将导致铜损评估偏差并降低设计精度; 因此提出一种包含铁损等效电阻在内的电路模型, 可有效提高设计准确性。首先, 从损耗机理出发, 分析铁损产生的机理并建立包含铁损等效电阻在内的电路模型; 其次, 通过解析计算获得铁损等效电阻与电枢电流值, 样机实测结果也表明了铁损等效电阻方法的准确性与实用性; 最后, 建立损耗最小化目标函数, 提出以电枢电流、铁损等效电阻及绕组电阻为变量的协同优化方法以提升电机效率, 并将结果与实验数据对比以验证方法的有效性。研究结果为设计铁损占比较大的永磁同步电机提供一定的经验和借鉴意义。

关键词: 永磁同步电机; 损耗最小化; 铁损等效电阻; 铁损

中图分类号: TM351; TM341

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)01-0016-06

Minimization Design of Motor Losses Considering the Effect of Iron Loss Resistance

SHAO Feifei, WU Di, XU Depeng

(Shenzhen Casic Motor System Co., LTD., Shenzhen Guangdong 518107, China)

Abstract: In traditional permanent magnet synchronous motor (PMSM) designs, the impact of iron loss on armature current is often ignored, resulting in deviations in copper loss evaluation and reduced design accuracy. To address this limitation, a circuit model incorporating equivalent iron loss resistance has been proposed to enhance design precision. First, the principles of iron loss were analyzed, and a circuit model integrating iron loss equivalent resistance was developed. Second, the iron loss equivalent resistance and armature current values were analytically calculated and compared with experimental measurements from a prototype, validating the accuracy and practicality of the iron loss equivalent resistance method. Finally, a loss minimization objective function was established, and a collaborative optimization approach with armature current, iron loss equivalent resistance, and winding resistance as variables was proposed to enhance motor efficiency. The results were compared with experimental data to confirm the method's validity. The results of the research can be used as a reference for the PMSM design.

Key words: PMSM; loss minimization; iron loss equivalent resistance; iron loss

0 引言

永磁同步电机以其良好的可控性、宽调速范围、高效率、高可靠性等优点, 在空调风机领域得到广泛应用。但永磁同步电机气隙磁密相对较高, 在低转矩或高转速运行工况, 铁损占比较大, 效率较低; 通过减小永磁材料性能和更换损耗系数更低的矽钢片材料, 均能有效降低永磁同步电机的铁损, 但电机体积可能增大, 成本增高; 采用电流弱磁, 电机铁损将会下降, 但铜损则会上升。因此, 永磁同步电机的损耗最小化问题一直是永磁电机的研究热点, 损耗最小化的研究不仅关乎电机的性能指标, 还能有效降低电机的成本和体积, 进一步提高产品的市

场竞争力, 因此, 有必要对永磁同步电机开展损耗最小化研究。

目前, 国内外学者对如何优化减小永磁同步电机损耗问题进行了较为广泛的研究。文献[1]介绍了计及铁损等效电阻电路模型, 并在此基础上推导分析了忽略铁损时对磁链幅值和相位的影响, 较为全面的考虑了铁损、铜损以及机械损对电机控制性能方面的影响; 但未对损耗最小化进行研究。文献[2-3]则分别对串联和并联两种铁损等效电阻电路进行推导和分析, 分别从磁链、电压以及转矩结果进行对比, 并给出每种铁损等效电阻电路的优缺点。文献[4-5]较为详细的列举了利用 Park 变换建立了计入铁损等效电阻的永磁电机 dq 轴等效电路模型,

推导了铁损、铜损等计算式，给出了铁损和铜损之和最小化的求解方法。文献[6]提出一种内置式永磁同步电机驱动系统最小损耗模型预测控制方法，该方法无需求解最优参考电流，同时进一步降低了逆变器的损耗。文献[7]提出了一种考虑转子铁心损耗的同步磁阻电机模型以及相应基于改模型的控制策略；并给出了使用最大转矩电流比控制(MTPA)和最小损耗控制(ML)控制电机效率提升幅度。文献[8-9]也提出计及铁损电阻的控制策略，结果表明使用铁损等效电阻模型进行控制的策略结果更加精准，效率也有一定提升。上述文献均基于电流控制方面对电磁损耗最小化进行优化设计，未考虑电机本体方面对电机损耗的影响，例如铁心体积、永磁体性能、绕组用量等；目前，综合考虑电机本体方面对电机效率影响研究的文献尚少。

针对D139新型平台永磁同步电机铁损占比较大工况时电枢电流设计值和实测值偏差较大，且损耗较大导致效率较低的问题，本文首先分析了损耗的机理，建立计及铁损等效电阻的电路模型，对影响电机仿真结果准确性的铁损等效电阻进行解析，进一步解析出电枢电流值，并和实测值进行对比，验证了采用铁损等效电阻法计算的准确性和实用性；进而推导了损耗最小化数学方程，通过调整和其相关电枢电流、铁损等效电阻以及绕组电阻等参数，对电机进行重新优化，并和实测结果进行对比；研究结果为设计铁损占比较大的永磁同步电机提供一定的经验和借鉴意义。

1 损耗机理性研究及损耗最小化解析

电机损耗主要由机械损耗和电磁损耗组成(杂散损耗占比较低，分别将其归于铁损和铜损)；其中电磁损耗包括铁损和铜损；本文假定机械损耗固定不变，针对电磁损耗各自形成机理进行分析。

1.1 铜损耗理论分析

研究损耗的形成机理，对准确计算铜损和铁损，提高电机效率、降低局部发热点、提高材料利用率和整体设计水平都具有极为重要的意义。

铜损主要由电流在绕组产生，它等于：

$$P_{cu} = 1.5(i_d^2 + i_q^2)R_s = 1.5i_s^2R_s \quad (1)$$

式中， i_d 、 i_q 、 i_s 分别为三相永磁同步电机d、q轴电流值和相电流幅值； R_s 为相电阻；且计算铜耗时，假定电流在导线截面上均匀分布。

1.2 铁心损耗理论计算

电机铁损是电机的主要损耗之一，低转矩时占

比远较铜损为大，根据文献[1-3]，可将电机铁损分为磁滞损耗和涡流损耗两种，即：

$$P_{Fe} = (\sigma f B^\alpha + k_e f^2 B^2) \rho V \quad (2)$$

式中， P_{Fe} 为铁心损耗，与体积 V 、密度 ρ 等密切相关； $\sigma f B^\alpha$ 为磁滞损耗； $k_e f^2 B^2$ 为涡流损耗； σ 、 α 分别为材料特性的常数和Steinmetz系数，分别通过实验求得，其中 α 取值范围为1.6~2.2^[1-3]。 B 、 f 为磁密峰值和磁化频率； k_e 为涡流损耗系数以及残留损耗系数。

涡流损耗系数 k_e 计算如下：

$$k_e = \frac{\pi^2 \gamma d^2}{6\rho} \quad (3)$$

式中， γ 为材料电导率； d 为铁心叠片厚度。

1.3 损耗最小化分析——计入铁损电阻

研究损耗的形成机理，对准确计算铜损和铁损的数值，提高电机效率，降低局部发热点、合理改变电机结构设计、提高材料利用率和整体设计水平都具有极为重要的意义。

根据式(1)和式(2)，电磁损耗为

$$P_e = P_{cu} + P_{Fe} = 1.5R_s i_s^2 + (\sigma f B^\alpha + k_e f^2 B^2) \rho V \quad (4)$$

式中，电枢电流 i_s 变化对铁心磁密 B 无直接关联，其采用的是忽略铁损影响的T型等效电路，铁损和铜损耗互不关联。实际电机在瞬态运行时，铁心磁密 B 受电枢电流及磁路饱和程度影响较大，磁链的幅值和相位也会发生改变，不但影响电机的控制性能，还对计算结果产生一定的偏差；因此需要将铁损对电枢电流影响引入电机T型等效电路。

图1为计入铁损等效电阻的T型等效电路。此电路中，铁损等效电阻 R_e 并联在感应电压 v_d 、 v_q 两端，根据电源频率和磁通数学变更等价铁损电阻 R_e 来表示包括磁滞损耗和涡流损耗在内的铁损；铜损由相电阻 R_s 产生；绕组中d轴电流 i_d 、 i_q 被分成两组，即等效铁损电流 i_{ed} 、 i_{eq} 和磁化电流 i_{md} 、 i_{mq} 。

根据图1，推导其基本方程式为

$$\begin{cases} v_d = R_s i_d - \omega_r L_q i_{mq} \\ v_q = R_s i_q + \omega_r L_d i_{md} + \omega_r \psi_m \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{p}{J}(T_E - T_L) \end{cases} \quad (5)$$

式中， v_d 和 v_q 分别为d、q轴端电压； i_{md} 、 i_{mq} 分别表示d、q轴磁化电流； L_d 、 L_q 分别为d、q轴电感和漏感； T_E 、 T_L 分别为电磁转矩和负载转矩； p 、 J 分别为极对数、转动惯量； ψ_m 和 ω_r 分别为永磁转子磁链和转子电角速度。

式(5)为计入等效铁损电路推导出的 d 、 q 轴电压和机械性能式；实际上忽略了对电路影响较小的漏感和 d 、 q 轴磁化电感。

式(6)为相应电流分量和电磁转矩表达式。

$$\begin{cases} i_{cd} = \frac{-\omega_r L_q i_{mq}}{R_c} \\ i_{cq} = \frac{\omega_r (\psi_m + L_d i_{md})}{R_c} \\ i_{md} = i_d - i_{cd}, i_{mq} = i_q - i_{cq} \\ T_E = 1.5p [\psi_m i_{mq} + (L_d - L_q) i_{md} i_{mq}] \end{cases} \quad (6)$$

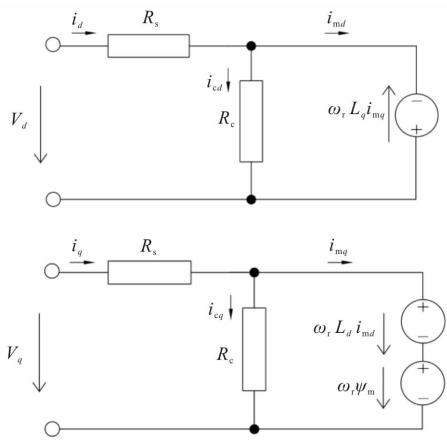


图1 计入铁损 d 、 q 轴 T型等效电路

由图1可知，电磁损耗表达式为

$$P_e = P_{cu} + P_{Fe} = 1.5R_s(i_d^2 + i_q^2) + 1.5R_c(i_{cd}^2 + i_{cq}^2) \quad (7)$$

综合式(5)~式(7)可得：

$$\begin{cases} P_{cu} = 1.5R_s \left[\left(i_{md} - \frac{\omega_r L_q i_{mq}}{R_c} \right)^2 + \left(i_{mq} + \frac{\omega_r (\psi_m + L_d i_{md})}{R_c} \right)^2 \right] \\ P_{Fe} = 1.5 \frac{\omega_r^2}{R_c} [(L_d i_{mq})^2 + (\psi_m + L_d i_{md})^2] \end{cases} \quad (8)$$

综合式(7)~式(8)，保持等效铁损电阻和相电阻不变时：

$$P_e(i_{md}, T_E, \omega_r) = P_{cu}(i_{md}, T_E, \omega_r) + P_{Fe}(i_{md}, T_E, \omega_r) \quad (9)$$

由式(9)可知：保持速 ω_r 、转矩 T_E 、等效铁心电阻 R_c 和相电阻 R_s 等参数不变，调节电枢 dq 轴磁化电流 i_{md} 、 i_{mq} ，将得到一个损耗最优值。

保持转矩和转速不变时：

$$P_e(i_{md}, R_c, R_s) = P_{cu}(i_{md}, R_c, R_s) + P_{Fe}(i_{md}, R_c, R_s) \quad (10)$$

由式(10)可知：保持转速 ω_r 和转矩 T_E 不变，调节铁心电阻 R_c 和相电阻 R_s ，同样可获得电磁损

耗最优值。电机铁损、铜损与铁心牌号、叠厚，磁钢性能及绕组用量密切相关，优化时应兼顾电机成本。

2 损耗数值计算及其理论分析

2.1 铁损等效电阻法应用

本文以 D139 新型平台永磁同步电机为例(见图 2 所示)，低转矩工况时，相同电枢电流，仿真和实测转矩相差较大；且不满足效率 $> 83.8\%$ 设计目标。利用铁损等效电阻法求解铁损等效电阻值，并对电机进行损耗最小化研究，进而给出改善方案。

表1 为电机仿真和实测结果，此时电机叠厚(定转子铁心和磁钢轴向长度)为 32mm。

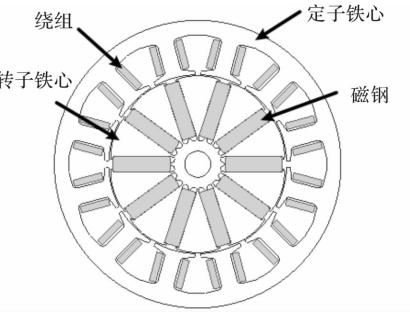


图2 D139 新型平台电机模型

表1 未计入铜损影响时数据

内容	实测	仿真
输出转矩 $T_n/(Nm)$	0.698	0.792
反电势幅值 E/V	111.7	111.7
相电阻 R_s/Ω	3.375	3.375
直轴电流 i_d/A	0	0
交轴电流 i_q/A	0.66	0.66
铜损 P_{cu}/W	2.21	2.20
铁损 P_{fe}/W	11.30	11.30
机械损 P_{fw}/W	4.00	4.00
输出功率 P_n/W	76.80	87.10
效率 η	81.4%	83.3%

由表1可知：实测电机输出转矩为 0.698 Nm，低于仿真值 13.5%，差别较大；推测主要由仿真时未考虑铁损对电枢电流影响造成。

(1)为了对推测进行验证，采用铁损等效电阻法，将实测损耗代入式(6)~式(8)进行解析计算；若相同转矩下，解析出电枢电流值与实测值差别较小，则判定铁损等效电阻法可行，从而证明了仿真和实测转矩差别较大主要由未计人铁损对电枢电流影响造成的。在此基础上，运用损耗最小化解析式

(9)，可解析出最小损耗时的电枢电流值，从而使电机效率最大化。

(2) 注意：铁损等效电阻值并非实际值，仅用来考虑铁损对电枢电流及电机性能影响引入的参数。

2.2 铁损等效电阻求解及验证

转速和转矩恒定时，式(7)~式(9)中 i_{md} 、 i_{mq} 、 R_c 、 L_d 、 L_q 等共 5 个变量；其中： L_d 、 L_q 可采用全局交叉耦合变量法仿真求出：

$$\begin{cases} \psi_m = \psi_d(i_d = 0, i_q) \\ L_d(i_d, i_q) = \frac{\psi_d(i_d = 0, i_q) - \psi_m}{i_d} \\ L_q(i_d, i_q) = \frac{\psi_q(i_d, i_q)}{i_q} \end{cases} \quad (11)$$

将计算 d 、 q 轴磁化电流 i_{md} 、 i_{mq} 和电感 L_d 、 L_q 代入式(7)~式(9)，使用四阶龙格库塔法可解析出铁损等效电阻值，进一步地解析出电磁损耗的最小值及相应的电枢电流。

表 2 为计入铁损等效电阻实测与计算数据，此时采用 $i_d = 0$ 电流控制策略；其中 d 轴电流 i_d 解析值为 -0.013 A，表示电机处于轻微弱磁状态，铁损对磁链相位产生微小偏移（偏移电角度约为 1° ）。

表 2 计算数据

项目			D139 电机	
内容	实测	计算		
输出转矩 T_n /(Nm)	0.698	0.698		
相电阻 R_s /Ω	3.375	3.375		
铁损等效电阻 R_c /Ω	/	1139		
电枢电流幅值 i_s /A	0.660	0.671		
直轴电流 i_d /A	0.000	-0.013		
交轴电流 i_q /A	0.660	0.671		
直轴磁化电流 i_{md} /A	/	0		
交轴磁化电流 i_{mq} /A	/	0.591		
直轴铁损电流 i_{cd} /A	/	-0.013		
交轴铁损电流 i_{cq} /A	/	0.080		
铜损 P_{cu} /W	2.21	2.281		
铁损 P_{fe} /W	11.30	11.24		
机械损 P_{fw} /W	4.00	4.00		
输出功率 P_n /W	76.75	76.80		
效率 η	81.4%	81.4%		

由表 2 可知：

(1) 铁损等效电阻值 R_c 为 1139Ω ，为相电阻 R_s 电阻值的 337.5 倍，铁损等效电阻并在 d 、 q 轴 T 型等效电路两端，对电枢电流 i_s 影响有限。

(2) 解析计算电枢电流 i_s 为 0.671 A，高于实测值 1.7% ，相差较小，且解析计算的 d 轴电流 i_d 不为 0，证明铁损对磁链相位产生偏移。

(3) 综上：采用铁损等效电阻法解析计算出的电枢电流 i_s 和实测基本相同，证明了仿真和实测转矩差别较大主要由未计入铁损对电枢电流影响造成；利用铁损等效电阻法，对电机进行重新优化，减小电机损耗，提高电机效率。

3 损耗最小化方案设计及验证

根据 1~2 节分析可知，通过调整的 d 、 q 电流、减小铁心体积和相电阻，均可减小电机损耗，提高电机效率。

3.1 电流最优控制法设计

增大 d 轴弱磁电流可以减小铁心磁密，从而降低电机铁损，但 d 、 q 轴合成电枢电流将会增大，铜损增高；合理选择弱磁电流可使电磁损耗最小化。

图 3 为铁心叠厚为 32mm 时，不同 i_d 电流值对损耗影响曲线。

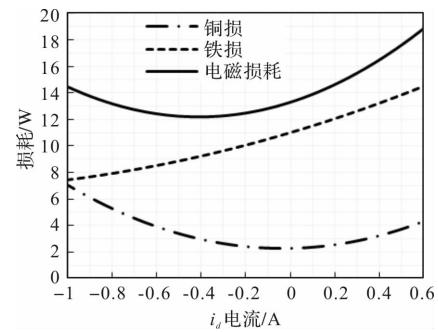


图 3 损耗曲线

图 4 为恒转速、恒转矩下， d 轴电流 i_d 和效率计算值曲线；最大效率为 82.5% 。

图 5 为 d 轴电流 i_d 由 -0.5 A 随时间均匀增大到 0.15 A 时，电机效率变化曲线，受电机转动惯量以及转矩波动影响，效率波动较大，对曲线进行拟合，最大效率值为 82.8% ；图 5 实测拟合曲线和图 4 计算曲线值相差较小。

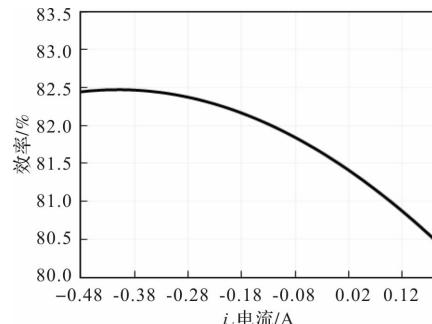
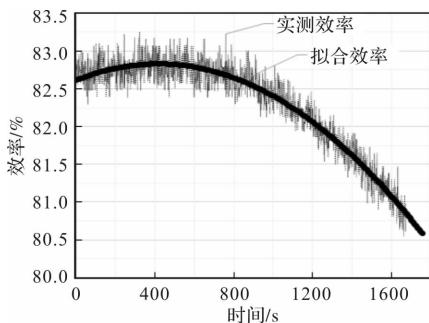


图 4 d 轴电流和效率计算曲线

图 5 d 轴电流随时间变化对效率实测曲线

由图 4~图 5 和表 2 可知：

(1) 通过调整电控输入电流，实测电机效率由 81.4% 提高到 82.7%；此时电磁损耗最小，电机处于弱磁状态。

(2) 实测电机效率和计算电机效率最大值分别为 82.8% 和 82.5%，相差较小，计入铁损等效电阻设计方法较为准确。

(3) 仅调整电控输入电流仍不能满足效率 83.8% 目标要求，还需从电机本体进行优化改进。

3.2 铜损最小化设计

由式(3)~式(4)可知：增大绕组线径(提升绕组槽满率，降低铜损)或减少铁心体积(降低电机铁损)，均可减少电机损耗，提升电机效率。

图 6~图 7 分别为电控采用 $i_d = 0$ 控制和损耗最小化控制，不同线径(槽满率)时电磁损耗 P_e 和效率理论计算值曲线。

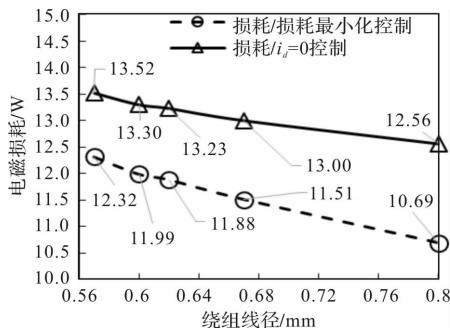


图 6 不同绕组线径和控制方式对应损耗

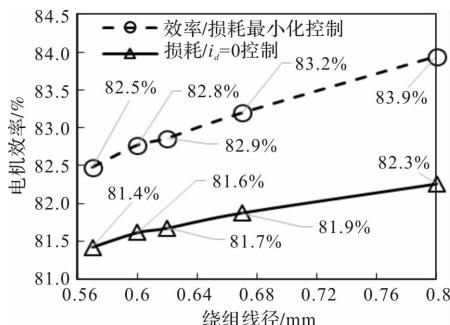


图 7 不同绕组线径和控制方式对应效率

由图 6~图 7 可知：

(1) 相同绕组线径下，电控采用最小损耗法电流控制时电机效率高于 $i_d = 0$ 控制方式 1.3% ~ 1.6%。

(2) 采用最小损耗法电流控制，通过降低铜损等手段，电机最大效率提升为 83.9%，满足设计需求，此时电机槽满率最大，且效率无余量，此叠厚下(32 mm)设计方案不可行；应减小电机叠厚，重新对方案进行重新优化。

3.3 铁损最小化方案设计

图 8~图 9 为采用不同叠厚时，随直轴电流 i_d 变化的电机计算效率值，且不同叠厚时电机电磁成本均保持相同，为 59.2 元；其中：电磁成本主要为电机绕组成本、磁钢成本和铁心成本以及转轴成本等等，不同材料成本随市场价格变动而变动。图 8~图 9 中叠厚范围为 22~32 mm，未采用叠厚 22 mm 以下，是基于公司无现有系列产品，重新开模制作成本较高，且绕组槽满率接近极限；图 9 效率单位为“%”。

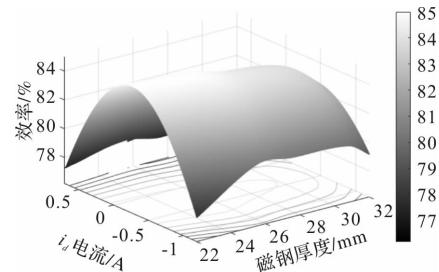


图 8 3D 效率云图

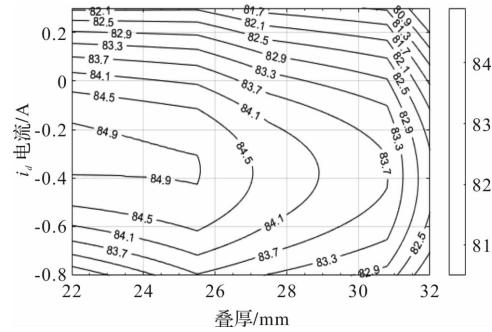


图 9 效率 MAP 图

由图 8~图 9 可知：

(1) 叠厚为 22 mm 时铁损相对 32 mm 减少 3.1 ~ 3.3 W，因铁损占比较大，减少叠厚效率提升显著；22 mm 时效率相对最大，为 85.0%。

(2) 相同成本下，叠厚 22 mm 电机体积最小，槽满率刚好处于极限状态，选定其进行原理件制作并对设计结果进行验证。

3.4 改善方案及其验证

表3为叠厚22 mm时D139改善方案数据，此时电控方式采用损耗最小法控制。

表3 D139改善方案实测和计算数据

项目	D139 电机	
内容	实测	计算
输出转矩 $T_n/(Nm)$	0.699	0.698
相电阻 R_s/Ω	4.19	4.19
铁损等效电阻 R_e/Ω	/	1651
电枢电流幅值 i_s/A	0.743	0.729
直轴电流 i_d/A	-0.410	-0.390
交轴电流 i_q/A	0.620	0.616
直轴磁化电流 i_{md}/A	/	-0.377
交轴磁化电流 i_{mq}/A	/	0.568
直轴铁损电流 i_{cd}/A	/	-0.013
交轴铁损电流 i_{cq}/A	/	0.048
铜损 P_{cu}/W	3.47	3.34
铁损 P_{fe}/W	6.40	6.21
机械损 P_{fw}/W	4.00	4.00
输出功率 P_n	76.86	76.75
效率 η	84.7%	85%

由表3可知：

(1)改善方案计算和实测转矩值基本一致；计算电枢电流为0.729 A，低于实测值0.014 A；综合考虑二者相差较小；满足使用要求。

(2)改进方案实测电机效率为84.7%，相较改进前提高3.3%；效率提升明显，满足设计需求；

(3)研究结果为设计铁损占比较大的永磁同步电机提供一定的经验和借鉴意义。

4 结 论

本文首先分析了损耗的机理，建立计及铁损等效电阻的电路模型，对影响电机仿真结果准确性的铁损等效电阻进行解析，进一步解析出电枢电流值，并和实测值进行对比，验证了采用铁损等效电阻法计算的准确性和实用性；进而推导了损耗最小化数学方程，通过调整与其相关电枢电流、铁损等效电阻以及绕组电阻等参数，对电机进行重新优化，并和实测结果进行对比；通过以上研究，主要得出以

下结论：

(1)铁损占比较大时，忽略它对电机设计准确性影响较大；采用铁损等效电阻法，将其计入d、q轴等效电路，经验证，计算电枢电流值 i_s 和实测值相差较小；设计结果较为准确。

(2)减小铁心叠厚、增加绕组用量以及使用最小损耗法电流控制策略，均能提高电机效率。

(3)使用等效铁损电阻法，可较为准确地计算出等效铁损电阻值，从而对电机损耗最小化进行设计；研究结果为设计铁损占比较大的永磁同步电机提供一定的经验和借鉴意义。

参 考 文 献

- [1] Naomitsu Urasaki, Tomonobu, Katsumi Uezato. Relationship of Parallel Model and Series Model for PMSM Including Iron Losses[J]. IEEE Transaction on Energy Conversion, 2004.
- [2] 武田 洋次, 松井 信行, 森本 茂雄, 本田 幸夫. 埋込磁石同期モータ設計と制御(嵌入式磁铁同步电动机的设计与控制)[M]. 東京: オーム社, 2001: 16-29.
- [3] Zdeno Biel, Jan Vittek, Michal Hrkcl. Permanent Magnet Synchronous Motor Loss Minimization Control Strategies[J]. IEEE Transaction on Energy Conversion, 2012.
- [4] 唐与湛, 黄桂煌, 译. 软磁材料[M]. 北京: 中国冶金工业出版社, 1985.
- [5] Giorgio Bertotti. General properties of power losses in soft ferromagnetic material [J]. IEEE Trans. Magn., 1988, 24(1): 621-630.
- [6] 范志翔, 丁石川, 杭俊, 王政. 无需求解最优参考电流的内置式永磁同步电机驱动系统最小损耗模型预测控制方法[EB/OL]. 中国电机工程学报, <https://doi.org/10.13334/j.0258-8013.Pcsee.240287>.
- [7] 赵子安, 王一帆, 李凤姣, 等. 考虑铁损的同步磁阻电机最小损耗控制策略[J]. 电机与控制学报. 2023, 27(11): 1-9.
- [8] 秦虎. 计及铁损电阻的表贴式永磁同步电机参数辨识[D]. 安徽: 安徽大学, 2023.
- [9] 顾子杰, 卜飞飞, 张得礼, 等. 考虑参数失配的永磁同步电机电流预测控制研究[J]. 电气工程学报, 2023, 18(4): 50-57.

基于主从虚拟矢量的双三相 PMSM 直接转矩控制

高振慧¹, 关 新², DU Jingyu³, 李 岩¹

(1. 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; 2. 沈阳工业大学 电气工程学院, 沈阳 110870;
3. Faculty of Engineering & Digital Technologies, University of Bradford, BD7 1DP, Bradford, UK)

摘要: 双三相永磁同步电机在传统直接转矩控制中, 具有转矩脉动较大、电流谐波含量较高等问题。本文提出了结合主从虚拟矢量占空比分配策略, 构建了改进型直接转矩控制方案。基于转矩与磁链的调控敏感性差异, 将虚拟矢量定义为主从两种类别。通过评估函数实时生成主从矢量占空比, 协同调制实现转矩与磁链的高精度跟踪。仿真结果表明, 所提策略将相电流总谐波畸变率(THD)降低, 抑制了 5 次、7 次谐波分量, 同时有效减小了转矩脉动, 系统动态性能与稳态性能均得到提升。

关键词: 主从虚拟矢量; 直接转矩控制; 双三相永磁同步电机(DTP-PMSM); 占空比分配

中图分类号: TM351; TM341; TP273 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2026)01-0022-04

Direct Torque Control of DTP-PMSM Based on Master-slave Virtual Vectors

GAO Zhenhui¹, GUAN Xin², DU Jingyu³, LI yan¹

(1. National Engineering Research Center for REPM Electrical Machines, Shenyang University of Technology, Shenyang 110870, China; 2. School of Electrical Engineering, Shenyang University of Technology, Shenyang 110870, China; 3. Faculty of Engineering & Digital Technologies, University of Bradford, BD7 1DP, Bradford, UK)

Abstract: This paper addressed the significant torque ripple and high current harmonic distortion associated with conventional Direct Torque Control (DTC) of DTP-PMSM. An improved DTC strategy was proposed, incorporating a master-slave virtual vector duty cycle allocation scheme. Virtual vectors were categorized into primary and secondary classes according to their relative influence on torque and flux linkage. By utilizing an evaluation function, the duty cycles of both the master and slave virtual vectors were dynamically optimized to enable precise control of torque and flux. Simulation results demonstrate that the proposed approach reduces the Total Harmonic Distortion (THD) of phase currents, effectively suppresses the 5th and 7th order harmonics, and substantially reduces the torque ripple. As a result, both the dynamic response and steady-state performance of the DTP-PMSM system were notably enhanced.

Key words: master-slave virtual vector; direct torque control; dual-phase permanent magnet synchronous motor (DTP-PMSM); duty cycle allocation

0 引言

伴随电动汽车、船舶推进、电动飞机等领域对调速系统传输功率及可靠性要求的日益提升, 兼具高功率等级与高可靠性的多相电机已成为主要研究方向^[1]。在各类多相驱动拓扑中, 双三相永磁同步电机(DTP-PMSM)融合了多相电机驱动与永磁电机驱动的双重优势, 在抑制转矩脉动与增强容错能力方面展现出独特优势^[2]。

相较于磁场定向控制(FOC)的复杂电流环结构, 直接转矩控制(DTC)凭借其开关表驱动机制与滞环比较器设计, 在维持等效动态响应的前提下显著简

化系统架构^[3-4]。此外, 六相逆变器可为双三相 PMSM 提供更丰富的电压矢量, 显著提升 DTC 策略的灵活性^[5]。然而, 传统 DTC 为保障转矩动态响应性能, 通常在 α - β 子空间优先选用大矢量合成电压, 此举将诱发谐波子空间显著谐波电流, 进而导致转矩脉动加剧等问题^[6]。为突破此局限, 本文提出基于占空比分配的主从虚拟矢量 DTC 策略(MSVV-DTC), 旨在优化转矩/磁链控制精度与电流谐波抑制能力。首先, 通过合成大矢量与中矢量, 构建 12 个虚拟矢量集合; 继而, 依据转矩及磁链的调控敏感度, 将虚拟矢量区分为主从虚拟矢量; 最终, 基于转矩与磁链的实际偏差值, 动态计算并优化分配

收稿日期: 2025-07-10

作者简介: 高振慧(2000), 男, 硕士研究生, 研究方向为现代电机伺服系统。

通讯作者: 关 新(1966), 女, 副教授, 研究方向电力电子与电力传动, 电机控制。

各虚拟矢量占空比, 实现双参数的高精度协同控制。

1 数学建模与 DTP-PMSM 电机参数

1.1 双三相 PMSM 数学模型

DTP-PMSM 作为多相电机的典型拓扑结构, 其定子含两组 Y 接三相对称绕组, 空间相位差为 30° 电角度, 绕组中性点电气隔离。图 1 采用 ABC、UVW 绕组分别表征两组独立三相绕组。

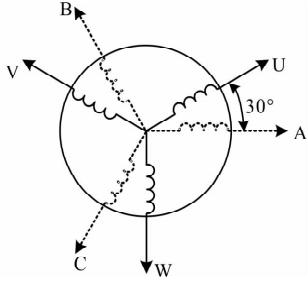


图 1 双三相电机绕组结构

根据空间矢量解耦(VSD)理论, 双三相电机的静止坐标系变换矩阵 T_s 可表示为

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

双三相电机的数学模型可通过变换矩阵解耦为三个正交二维子空间。由变换矩阵前两行定义 $\alpha-\beta$ 子空间, 主导基波分量与 $12k \pm 1$ (其中 k 为 1, 2, 3, ...) 次谐波分量, 这个子空间分量决定机电能量转换的过程。与变换矩阵前两行不同, 中间两行对应子空间 $x-y$, 其中包含 $6k \pm 1$ 次谐波分量, 此类分量因无有效磁场耦合而不贡献转矩输出。此外, 变换矩阵末两行表征 $O_1 - O_2$ 子空间, 承载 $6k \pm 3$ 次谐波分量, 中性点隔离设计使其自然消除^[7]。

DTP-PMSM 的旋转坐标变换矩阵 $T_{s/r}$ 如式(2)所示:

$$T_{s/r} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 0 \\ -\sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & E_4 \end{bmatrix} \quad (2)$$

当中性点隔离时, $O_1 - O_2$ 子空间零序分量可忽略, 导出旋转坐标系下电压方程:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\omega\psi_q \\ \omega\psi_d \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} u_x \\ u_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \psi_x \\ \psi_y \end{bmatrix} \quad (4)$$

磁链方程由式(5)定义:

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_x \\ \psi_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_z & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_x \\ i_y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_f \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

转矩方程如式(6)所示:

$$T_e = 3p_n(i_q\psi_d - i_d\psi_q) \quad (6)$$

式中, u_d , u_q 与 i_d , i_q 分别为 $d-q$ 轴电压/电流分量; u_x , u_y 及 i_x , i_y 对应为 $x-y$ 轴电压/电流分量; L_d , L_q 以及 L_z 依次对应 $d-q$ 轴电感和漏感。

1.2 双三相永磁同步电机相关参数

DTP-PMSM 的仿真参数如表 1 所示。控制系统中, PWM 开关频率设定为 10kHz, 对应采样周期为 100 μs 。

表 1 双三相永磁电机仿真参数

参数	参数值
转动惯量 $J/\text{kg} \cdot \text{m}^2$	0.0035
d 轴电感 L_d/mH	0.047
q 轴电感 L_q/mH	0.068
漏感 L_z/mH	0.03
磁链 Ψ_f/Wb	0.92
母线电压 U_{dc}/V	350
定子电阻 R_s/Ω	0.5
极对数 P	2

2 主从虚拟矢量的 DTC 控制研究

2.1 虚拟矢量合成方式

逆变器产生的 64 个虚拟矢量可分为四组, 其中大矢量 V_L 和中矢量 V_M 在 $\alpha-\beta$ 子空间投影方向一致, 而于 $x-y$ 子空间投影相位互差 180° ^[8]。基于此, 通过调节动作时间可令 $x-y$ 子空间合成电压矢量幅值为零。设 V_L 、 V_M 的动作时间为 t_1 、 t_2 , 二者在 $\alpha-\beta$ 子空间同向合成虚拟矢量, 满足约束方程式:

$$\begin{cases} |VV_{nab}| = \frac{t_1 + V_L + t_2 + V_M}{T_s} & (n = 1, \dots, 12) \\ |VV_{nxy}| = \frac{t_1 + V_L - t_2 + V_M}{T_s} = 0 & (n = 1, \dots, 12) \end{cases} \quad (7)$$

式(8)中给出了大向量和中向量的动作时间 t_1 和 t_2 :

$$\begin{cases} t_1 = 0.73T_s \\ t_2 = 0.27T_s \end{cases} \quad (8)$$

合成虚拟矢量幅值达 $0.597U_{dc}$,与大矢量 V_L 幅值($0.644U_{dc}$)相比,仅降低7.3%。在其作用下电机具有更大的转矩和磁链增益变化,动态性能更佳。

2.2 主从虚拟矢量确定和占空比分配

为提升双三相永磁同步电机(DTP-PMSM)的转矩控制效果,依据定子磁链所在扇区,“主虚拟矢量”通过差异化评估函数筛选,侧重其对转矩的强调控能力;“从虚拟矢量”是基于对磁链的显著影响选取。两类虚拟矢量均需满足开关表对转矩/磁链增减方向的要求^[9]。

以定子磁链位于扇区I为例,当 $\Delta T_e > 0$ 且 $\Delta \Psi_s > 0$ 时,虚拟向量 VV_{1-3} 可同步提升转矩与磁链。依据梯度最大化原则,选择转矩提升率最高的 VV_3 作为主虚拟向量,而磁链提升率最大的 VV_1 作为从虚拟向量。此逻辑可扩展至各扇区,构建满足 $\Delta T_e / \Delta \Psi_s$ 约束的主从矢量组合。在定子磁链定向坐标系 $x_\psi - y_\psi$ 下,定义三种评估函数:

λ_T : 转矩评估函数;

λ_Ψ : 磁链评估函数;

λ_e : 反电动势评估函数。

如式(9)所示:

$$\begin{cases} \lambda_T = \frac{V_{y\psi}}{2/3U_{dc}} \\ \lambda_\Psi = \frac{V_{x\psi}}{2/3U_{dc}} \\ \lambda_e = \frac{\omega |\psi_s|}{2/3U_{dc}} \end{cases} \quad (9)$$

式中, $V_{x\psi}$ 和 $V_{y\psi}$ 分别为虚拟电压矢量在 x_ψ 轴和 y_ψ 轴

投影分量。

主从虚拟矢量需在控制周期内按占空比协同作用,此时转矩与磁链评估函数可精确量化二者对DTP-PMSM的实际调控强度^[10]。设主从矢量占空比分别为 d_m 、 d_s ,则控制周期内的转矩变化方程为

$$\begin{aligned} \Delta T_e &= T_s \left(\left(\frac{d}{dt} T_{em} \right) d_m + \left(\frac{d}{dt} T_{es} \right) d_s + \left(\frac{d}{dt} T_{e0} \right) (1 - d_m - d_s) \right) \\ &= \frac{2}{3} U_{dc} K T_s (\lambda_{Tm} d_m + \lambda_{Ts} d_s - \lambda_e) \\ &= K T_s (V_{y\psi m} d_m + V_{y\psi s} d_s - \omega |\psi_s|) \end{aligned} \quad (10)$$

其中: $K = (3pL_d L_q) [\psi_f L_q \cos \delta - |\psi_s| (L_q - L_d) \cos 2\delta]$

$$\begin{aligned} \Delta \Psi_s &= T_s \left(\left(\frac{d}{dt} |\psi_{sm}| \right) d_m + \left(\frac{d}{dt} |\psi_{ss}| \right) d_s + \left(\frac{d}{dt} |\psi_{s0}| \right) (1 - d_m - d_s) \right) \\ &= \frac{2}{3} U_{dc} T_s (\lambda_{\psi m} d_m + \lambda_{\psi s} d_s) \\ &= \Delta \psi_s = T_s (V_{x\psi m} d_m + V_{x\psi s} d_s) \end{aligned} \quad (11)$$

联立式(10)和式(11)可得占空比的计算式:

$$\begin{cases} d_m = \frac{V_{x\psi s} (\Delta T_e + K T_s \omega |\psi_s|) - K V_{y\psi s} \Delta \psi_s}{K T_s (V_{y\psi m} V_{x\psi s} - V_{y\psi s} V_{x\psi m})} \\ d_s = \frac{-V_{x\psi m} (\Delta T_e + K T_s \omega |\psi_s|) + K V_{y\psi m} \Delta \psi_s}{K T_s (V_{y\psi m} V_{x\psi s} - V_{y\psi s} V_{x\psi m})} \end{cases} \quad (12)$$

根据主从虚拟矢量分配原则, d_m 和 d_s 遵守以下限度规则:

(1) $d_m < 0$ 或者 $d_s < 0$,则 $d_m = 0$, $d_s = 0$;

(2) $d_m + d_s > 1$ 且 $d_m < 1$,则 $d_s = 1 - d_m$;

(3) $d_m + d_s > 1$ 且 $d_m \geq 1$,则 $d_m = 1$, $d_s = 0$ 。

(4) $d_m + d_s \leq 1$ 且 $d_m \geq 0$ 且 $d_s \geq 0$,保持 d_m 与 d_s 原值不变。

所提主从虚拟矢量占空比调制策略的DTP-PMSM直接转矩控制系统框架如图2所示。

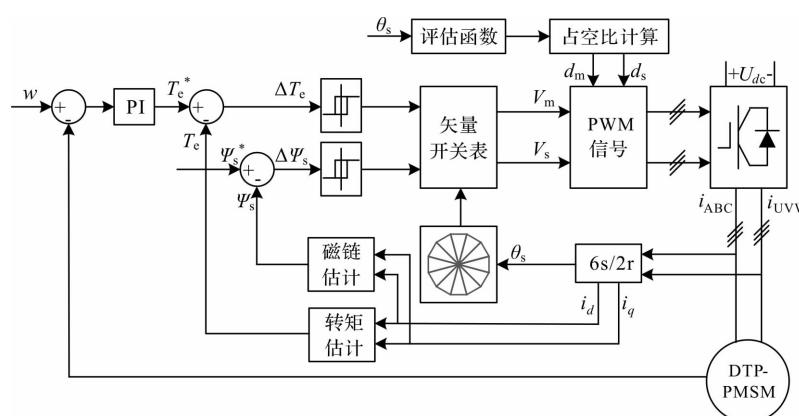


图2 基于主从矢量占空比分配的直接转矩控制框图

3 基于虚拟矢量的仿真建模与结果分析

3.1 仿真建模

基于表 1 电机参数, 在 Matlab/Simulink 中构建

本文提出的主从虚拟矢量占空比分配 DTC 策略仿真平台, 控制系统结构如图 3 所示。相较传统 DTC 策略, 所提方案有效抑制电流谐波分量并削弱转矩脉动。

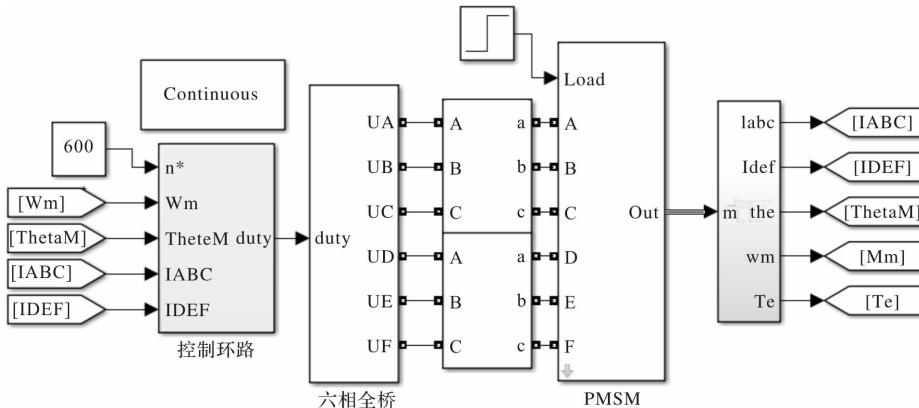


图 3 基于 MSVV-DTC 的双三相 PMSM 控制系统仿真图

3.2 仿真结果分析

为验证所提策略的稳态性能, 电机空载启动后稳定运行于 600 r/min 。在 $t = 0.2 \text{ s}$ 施加 15 Nm 阶跃

负载扰动, 直接转矩控制策略与主从虚拟矢量控制策略的稳态运行仿真波形如图 4、图 5 所示。

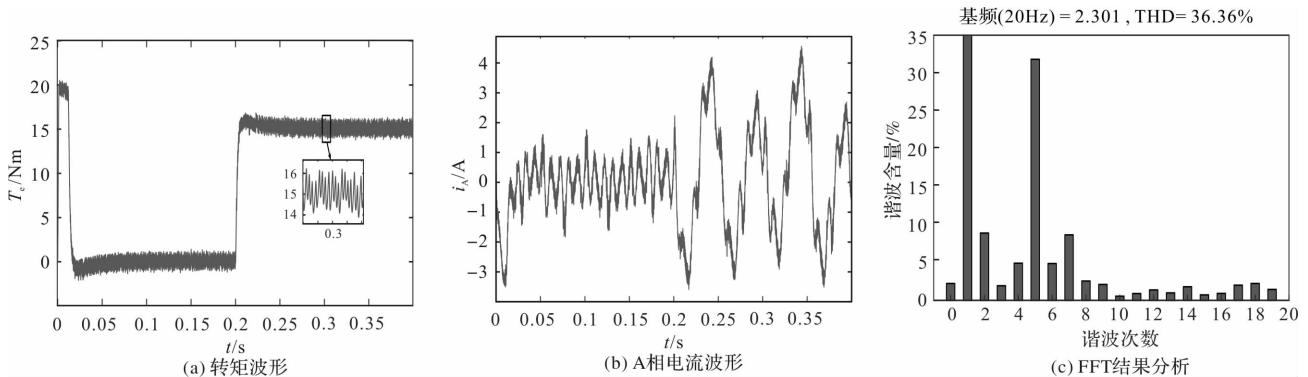


图 4 直接转矩控制策略仿真图

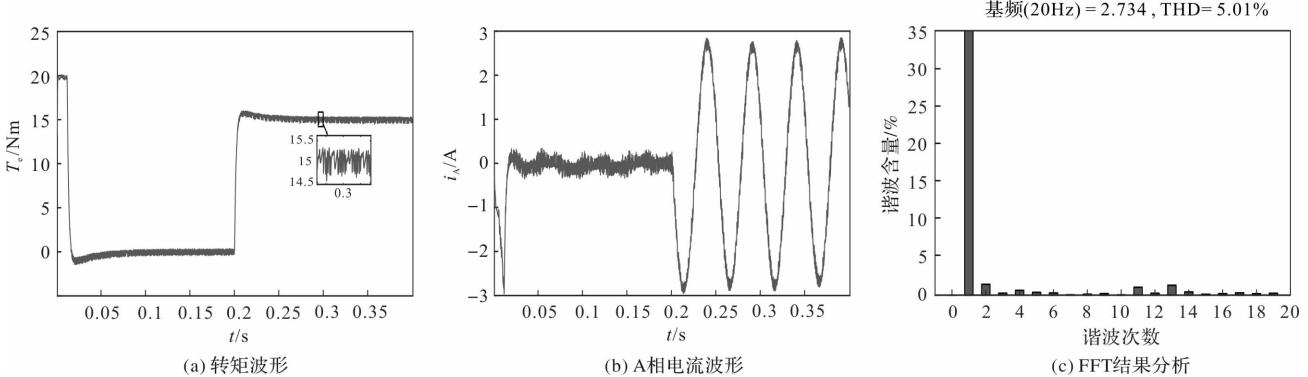


图 5 主从虚拟矢量控制策略仿真图

基于图 4、图 5 稳态实验结果分析可知, 传统 DTC 策略下相电流总谐波畸变率 (THD) 为 36.36% , 转矩脉动为 1.0 Nm 。本文所提出的 MSVV-DTC 策略将 THD 显著降至 5.01% , 转矩脉动削

减至 0.4 Nm , 充分验证了该策略通过主从虚拟矢量协同作用与占空比优化机制在谐波抑制能力和转矩控制精度方面的显著提升。

(下转第 68 页)

***dq* 轴交叉耦合的永磁电机自抗扰控制器设计与分析**

吴华彤, 陈志辉

(南京航空航天大学 自动化学院, 南京 211106)

摘要: 针对永磁同步电机在传统 PI 控制下易受内部参数扰动影响而导致系统控制性能降低的问题, 提出一种考虑 dq 轴交叉耦合的自抗扰控制器。在传统 ADRC 的基础上, 结合 dq 轴交叉耦合影响, 设计电流环自抗扰控制器和转速环自抗扰控制器, 以提高系统对 dq 轴互感参数变化的灵敏性。仿真结果表明, 与传统 ADRC 相比, 所提出的改进型自抗扰控制器在计及交叉耦合影响时具有更优异的抗干扰能力, 且在互感较大的情况下, 该控制器的抗干扰能力得到进一步提升, 能够改善 dq 轴互感参数变化时的系统动态响应。

关键词: 永磁同步电机; 交叉耦合; 自抗扰控制; 扰动抑制

中图分类号: TM351; TM341; TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)01-0026-05

Active Disturbance Rejection Control for Permanent Magnet Motors With dq Axis Cross-coupling Controller Design and Analysis

WU Huatong, CHEN Zhihui

(School of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 211106, China)

Abstract: To address the issue of reduced system control performance in permanent magnet synchronous motors under traditional PI control due to the influence of internal parameter disturbances, an active disturbance rejection controller considering dq axis cross-coupling was proposed. Based on the traditional ADRC, the current loop active disturbance rejection controller and speed loop active disturbance rejection controller were designed to enhance the system's sensitivity to changes in dq axis mutual inductance parameters. Simulation results show that compared to the traditional ADRC, the proposed improved active disturbance rejection controller exhibits superior disturbance resistance when accounting for cross-coupling effects. Furthermore, under conditions of significant mutual inductance, the controller's disturbance resistance was significantly enhanced, effectively addressing the issue of degraded dynamic response performance in traditional ADRCs when dq axis mutual inductance parameters change.

Key words: permanent magnet synchronous motor; cross-coupling; active disturbance rejection control; disturbance rejection

0 引言

近年来, 永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)因其功率密度高、运行可靠性高、动态性能好等优点, 广泛应用于现代工业驱动领域^[1]。永磁同步电机本身是一个非线性、强耦合的时变系统, 在实际控制过程中会受到内部参数和外部扰动的多重影响, 传统 PI 控制无法满足其对快速性、高精度的要求。针对以上问题, 国内外学者提出了滑模控制^[2-3]、模型参考自适应控制^[4]、自抗扰控制^[5-6]、智能控制^[7-8]等多种控制方法。

为提高系统的扰动抑制能力, 韩京清教授提出了自抗扰控制(active disturbance rejection control, ADRC)这种新型控制结构, 通过将系统内部扰动和

外部扰动视为一个总扰动进行实时估计和补偿, 从而抵消扰动对控制系统的影响^[9]。针对永磁电机控制系统内部存在的交叉耦合扰动, 学者们已展开大量研究。胡顺等^[10]提出了一种新型 ADRC 电流环解耦控制方法, 将 PI 观测器和扩张状态观测器相结合, 有效提高了交直轴解耦能力, 但该方法对系统动态响应性能的提升效果不明显。陈哲等^[11]针对交叉耦合提出了一种电流环的比例谐振型自抗扰控制器, 在实现 dq 轴解耦的基础上有效抑制了各类谐波。董家臣等^[12]通过建立三阶电流环自抗扰控制系统, 有效实现了电流环解耦, 该控制器能够有效抑制电机参数变化所造成的影响, 但参数众多, 整定较为复杂。YAN H L^[13]等设计了一种具有微分前馈的线性扩展状态观测器, 有效降低了电流误差。而

收稿日期: 2025-07-28

作者简介: 吴华彤(2001), 女, 硕士研究生, 研究方向为永磁电机控制。

通讯作者: 陈志辉(1972), 男, 博士, 教授, 研究方向为永磁电机控制、双凸极电机控制等。

针对传统电流环解耦控制方法解耦效果不佳的问题, 杨淑英等^[14]提出一种新型扩张状态观测器, 在简化控制器设计的同时, 有效抑制了交直轴电流分量之间的相互耦合, 但在实现过程中易受到数字延时控制和采样噪声的影响。可以看出, 针对交叉耦合扰动, 目前大多数研究采用解耦加补偿的方式进行抑制。

本文在已有研究基础上, 提出一种考虑交叉耦合的双环自抗扰控制器, 将交叉耦合项作为控制器结构的一部分进行设计, 以提高系统对电机内部参数变化的灵敏性。在控制器设计的基础上, 改变 *dq* 轴互感大小, 通过 Matlab/simulink 仿真平台对系统的动态响应性能进行对比分析, 从而验证所提控制算法的有效性。

1 PMSM 数学模型

在传统永磁同步电机模型建立过程中, 通常忽略磁路饱和及交叉耦合, 但在实际控制过程中由于磁路饱和, 电机 *dq* 轴绕组之间出现互感作用, 会导致电机模型发生变化, 进而降低系统控制性能。因此, 需要在电机数学模型中考虑电感交叉耦合影响, 以提高系统控制性能。

本文以内嵌式永磁同步电机为研究对象, 考虑电机 *dq* 轴互感作用, 在同步旋转坐标系下电机磁链方程表示为

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

式中, ψ_d 、 ψ_q 为 *d*、*q* 轴磁链, i_d 、 i_q 为 *d*、*q* 轴定子电流, ψ_f 为永磁体磁链, L_d 、 L_q 为 *d*、*q* 轴自感, L_{dq} 、 L_{qd} 为 *d*、*q* 轴互感。

dq 坐标下的电压方程表示为

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega_e \psi_q \\ u_q = R_s i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega_e \psi_d \end{cases} \quad (2)$$

式中, u_d 、 u_q 为 *d*、*q* 轴定子电压, R_s 为定子电阻, ω_e 为电角速度。

电磁转矩方程和运动方程为

$$T_e = \frac{3}{2} p_n (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (3)$$

$$T_e - T_L - B \omega_m = J \frac{d\omega_m}{dt} \quad (4)$$

式中, p_n 为电机极对数, ω_m 为机械角速度, T_e 为电磁转矩, T_L 为负载转矩, B 为阻尼系数, J 为转动惯量。

2 自抗扰控制器设计

2.1 转速环 ADRC 控制器设计

自抗扰控制器由跟踪微分器(tracking differentiator, TD)、扩张状态观测器(expansion state observer, ESO)和状态误差反馈(state error feedback, SEF)三部分构成。首先对转速环自抗扰控制器的结构进行设计。

(1) TD 设计

一阶 TD 的表达式为

$$\begin{cases} e_0 = x_0 - v \\ \dot{x}_0 = -r \text{fal}(e_0, \alpha_0, \delta_0) \end{cases} \quad (5)$$

式中, x_0 为转速过渡值, v 为输出量, 这里表示转速给定值, r 为 TD 跟踪速度因子, α_0 为非线性因子, β_0 为滤波因子, fal 为误差反馈函数, 具体表达式为

$$\text{fal}(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} |e|^\alpha \text{sign}(e), |e| > \delta \\ \frac{e}{\delta^{1-\alpha}}, |e| \leq \delta \end{cases} \quad (6)$$

(2) ESO 设计

由于电机 *dq* 绕组存在互感, 因此根据电机转矩方程和运动方程重新构建状态方程:

$$\begin{aligned} \frac{d\omega_m}{dt} &= \frac{1}{J} (T_e - T_L - B \omega_m) \\ &= \frac{1}{J} \left(\frac{3}{2} p_n L_{dq} i_q^2 + \frac{3}{2} p_n \psi_f i_q - T_L - B \omega_m \right) \end{aligned} \quad (7)$$

用 f 表示系统总扰动, 包括阻尼、外部负载扰动和未知扰动 f_0 。

$$f = -\frac{T_L}{J} - \frac{B \omega_m}{J} + f_0 \quad (8)$$

则扩张后的系统为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = b_1 u^2 + b_2 u + f \\ \dot{x}_2 = \dot{f} \\ y = x_1 \end{cases} \quad (9)$$

式中, x_1 为转速 ω_m , x_2 为系统总扰动 f , y 为输出量, 这里表示转速 ω_m , u 为控制量, 这里表示 *q* 轴电流, b_1 、 b_2 为系统参数, 表示为

$$\begin{cases} b_1 = \frac{3p_n L_{dq}}{2J} \\ b_2 = \frac{3p_n \psi_f}{2J} \end{cases} \quad (10)$$

建立二阶扩张状态观测器, 其结构为

$$\begin{cases} e_1 = z_1 - y \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1 \text{fal}(e_1, \alpha_1, \delta_1) + b_1 u^2 + b_2 u \\ \dot{z}_2 = -\beta_2 \text{fal}(e_1, \alpha_1, \delta_1) \end{cases} \quad (11)$$

式中, z_1, z_2 分别为 ω_m, f 的估计值, β_1, β_2 为 ESO 的带宽参数。

从而得出 ESO 的特征方程:

$$\lambda(s) = s^2 + \beta_1 s + \beta_2 \quad (12)$$

根据带宽法, 可以得到:

$$\begin{cases} \beta_1 = 2\omega_0 \\ \beta_2 = \omega_0^2 \end{cases} \quad (13)$$

式中, ω_0 为转速环观测器带宽。

(3) SEF 设计

$$\begin{cases} e_2 = x_0 - z_1 \\ u_0 = k_p \text{fal}(e_2, \alpha_2, \delta_2) \end{cases} \quad (14)$$

式中, u_0 为未补偿扰动的控制信号, k_p 为转速环调节因子。

控制量 u 由误差反馈和扰动补偿组成, 由于输入量中包含二次量, 因此对控制律重新进行设计:

$$u = \frac{u_0 - z_2}{b_1 u + b_2} \quad (15)$$

从而得到:

$$u = \frac{-b_2 \pm \sqrt{b_2^2 - 4b_1(z_2 - u_0)}}{2b_1} \quad (16)$$

由于在正常运行过程中控制量 i_q 为正, 因此选用正根作为控制输入量:

$$u = \frac{-b_2 + \sqrt{b_2^2 - 4b_1(z_2 - u_0)}}{2b_1} \quad (17)$$

2.2 电流环 ADRC 控制器设计

在电流环中, 令非线性因子 $\alpha_0 = 1$, 将 ADRC 控制器进行线性化设计。在线性化条件下, 控制器中的 TD 环节主要起滤波作用, 会产生一定的相位延迟, 考虑将其省略。

(1) ESO 设计

将式(1)代入式(2), 得:

$$\begin{cases} u_d = R_d i_d + L_d \frac{di_d}{dt} + L_{dq} \frac{di_q}{dt} - \omega_e (L_{qd} i_d + L_q i_q) \\ u_q = R_q i_q + L_{qd} \frac{di_d}{dt} + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e (L_d i_d + L_{dq} i_q + \psi_f) \end{cases} \quad (18)$$

进而:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{u_d}{L_d} - \frac{R_d}{L_d} i_d - \frac{L_{dq}}{L_d} \frac{di_q}{dt} + \frac{\omega_e}{L_d} (L_{qd} i_d + L_q i_q) \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{u_q}{L_q} - \frac{R_q}{L_q} i_q - \frac{L_{qd}}{L_q} \frac{di_d}{dt} - \frac{\omega_e}{L_q} (L_d i_d + L_{dq} i_q + \psi_f) \end{cases} \quad (19)$$

将反电势部分视为未知扰动量, 对扩张状态观测器进行设计, 令:

$$\begin{cases} f_d = -\frac{R_d}{L_d} i_d - \frac{L_{dq}}{L_d} \frac{di_q}{dt} + \frac{\omega_e}{L_d} (L_{qd} i_d + L_q i_q) \\ f_q = -\frac{R_q}{L_q} i_q - \frac{L_{qd}}{L_q} \frac{di_d}{dt} - \frac{\omega_e}{L_q} (L_d i_d + L_{dq} i_q + \psi_f) \end{cases} \quad (20)$$

从而建立二阶扩张状态观测器:

$$\begin{cases} e_d = z_{d1} - i_d \\ \dot{z}_{d1} = z_{d2} + b_d u_d - \beta_{d1} e_d \\ \dot{z}_{d2} = -\beta_{d2} e_d \end{cases} \quad (21)$$

$$\begin{cases} e_q = z_{q1} - i_q \\ \dot{z}_{q1} = z_{q2} + b_q u_q - \beta_{q1} e_q \\ \dot{z}_{q2} = -\beta_{q2} e_q \end{cases} \quad (22)$$

式中, z_{d1}, z_{d2} 分别为 i_d, f_d 的估计值, z_{q1}, z_{q2} 分别为 i_q, f_q 的估计值, β_{d1}, β_{d2} 为 ESO 的带宽参数。 b_d, b_q 为系统参数, 表示为

$$\begin{cases} b_d = \frac{1}{L_d} \\ b_q = \frac{1}{L_q} \end{cases} \quad (23)$$

根据带宽法, 可以得到:

$$\begin{cases} \beta_{d1} = \beta_{q1} = 2\omega_1 \\ \beta_{d2} = \beta_{q2} = \omega_1^2 \end{cases} \quad (24)$$

式中, ω_1 为电流环观测器带宽。

(2) SEF 设计

$$\begin{cases} u_{d0} = k_{pd}(i_d - z_{d1}) \\ u_d = \frac{u_{d0} - z_{d2}}{b_d} \end{cases} \quad (25)$$

$$\begin{cases} u_{q0} = k_{pq}(i_q - z_{q1}) \\ u_q = \frac{u_{q0} - z_{q2}}{b_q} \end{cases} \quad (26)$$

式中, u_{d0}, u_{q0} 为未补偿扰动的控制信号, k_{pd}, k_{pq} 为电流环调节因子。

3 仿真验证

为验证所提改进 nADRC 的有效性, 在负载转矩突变的条件下对控制器扰动抑制性能进行分析。在此基础上, 为研究交叉耦合作用对电机控制性能的影响, 改变电机 dq 轴互感参数大小, 对其动态响应性能进行分析。在 Matlab/Simulink 中搭建基于改进 nADRC 的永磁同步电机矢量控制仿真模型, 系统控制原理图如图 1 所示。

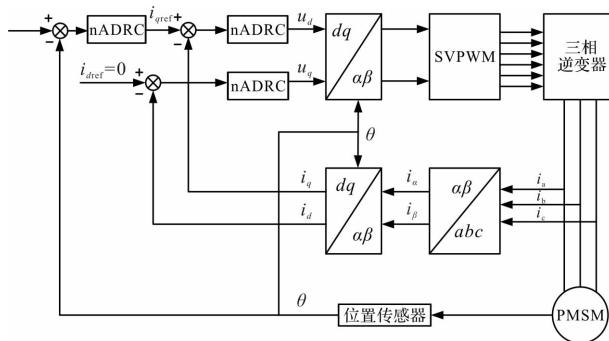


图 1 基于改进 nADRC 的 PMSM 控制框图

PMSM 的主要参数如表 1 所示, ADRC 控制器的相关参数如下: 跟踪速度因子 $r = 50 \text{ rad/s}^2$, 转速环调节因子 $k_p = 40 \text{ rad/s}$, 观测器带宽 $\omega_0 = 200 \text{ rad/s}$, 电流环调节因子 $k_{pd} = k_{pq} = 350 \text{ rad/s}$, 观测器带宽 $\omega_1 = 1100 \text{ rad/s}$ 。

表 1 PMSM 主要参数

参数	参数值
极对数	4
定子电阻 / $\text{m}\Omega$	0.15
d 轴自感 / μH	78
q 轴自感 / μH	122
dq 轴互感 / μH	4.1
永磁体磁链 / Wb	0.0402
转动惯量 / $\text{kg} \cdot \text{m}^2$	0.001782

3.1 负载转矩突变

为验证改进 nADRC 控制器的抗干扰能力, 首先在额定参数条件下进行加卸载仿真实验。在 0 s 时刻给定 1000 r/min 的转速, 在 0.4 s 时刻突加 5 Nm 负载, 在 0.7 s 时刻突卸 5 Nm 负载, 转速响应曲线如图 2 所示, 加载阶段和卸载阶段转速放大曲线如图 3 和图 4 所示。

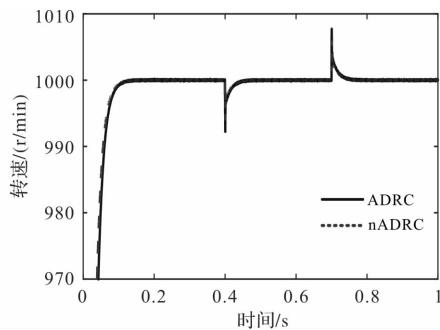


图 2 转速响应曲线

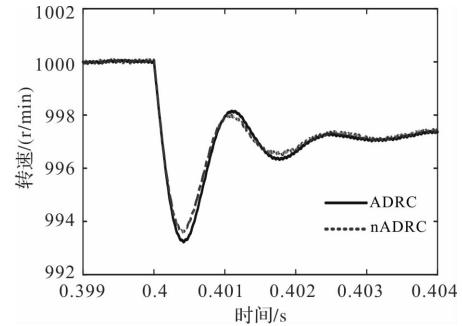


图 3 加载阶段转速放大曲线

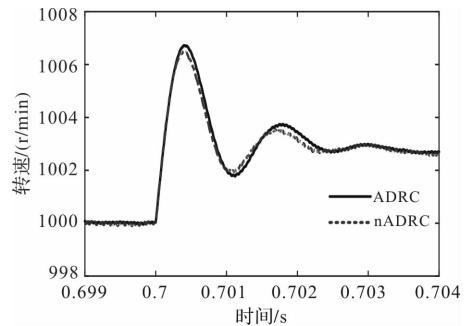


图 4 卸载阶段转速放大曲线

根据仿真结果, 在 0.4 s 时刻突加 5 Nm 负载时, 传统 ADRC 转速最低下降至 993.8 r/min, 改进 nADRC 转速下降至 994.2 r/min, 超调和振荡频率相较于传统 ADRC 都有所降低。在 0.7 s 时刻突卸 5 Nm 负载时, 传统 ADRC 转速最高上升至 1006.8 r/min, 改进 nADRC 转速最高上升至 1006.2 r/min, 超调和振荡频率相较于传统 ADRC 也有所降低。

由此可以看出, 在考虑交叉耦合作用的情况下, 所设计的 nADRC 和传统 ADRC 一样能够快速跟随转速给定, 且相较于传统 ADRC, 改进 nADRC 具有更好的抗负载扰动能力。

3.2 互感参数变化

为验证交叉耦合作用对电机控制性能的影响, 改变 dq 轴互感大小, 比较不同互感条件下电机的动态响应能力。图 5 为不同互感条件下的转速响应曲线, 图 6 为加载阶段转速响应的局部放大曲线。

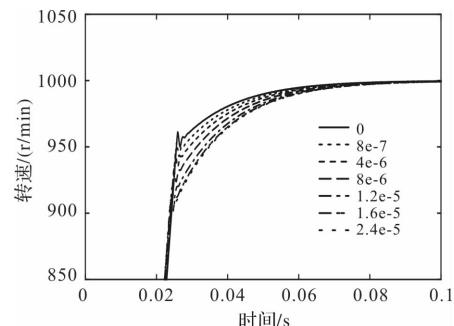


图 5 不同互感条件下转速响应曲线

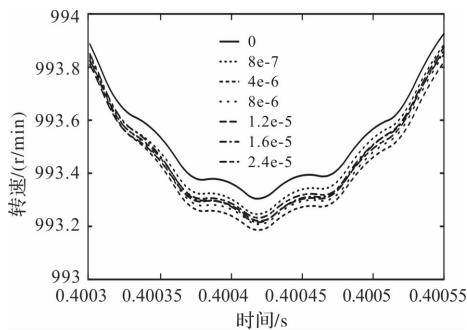


图 6 加载转速响应局部放大曲线

由图 5 可以看出, 随着 dq 轴互感的增大, nADRC 的转速响应能力会进一步提升, 互感越大, 转速响应越快。由图 6 可以看出, 在加载的过程中, 当 dq 轴互感相对于自感占比较小时, 系统的动态响应能力反而会略有减小, 这主要是由于互感效应过小, ESO 将其误判为未建模的未知扰动, 从而导致过补偿; 而随着 dq 轴互感的增加, 转速响应的超调会进一步减小, 说明在互感较强的条件下, ESO 能够将其准确识别为确定性耦合项而非扰动, 从而有效抵消 dq 轴互感引起的反电动势变化。

为进一步研究所设计的新型 ADRC 控制器在互感变化情况下的动态响应性能, 在给定 1000 r/min 转速的基础上, 改变互感大小, 给电机施加 5Nm 负载, 比较转速响应的超调变化情况, 定义

$$\text{互感占比} = \frac{L_{dq}}{L_{av}} \quad (27)$$

其中, $L_{av} = \frac{L_d + L_q}{2}$ 为 dq 轴平均电感。

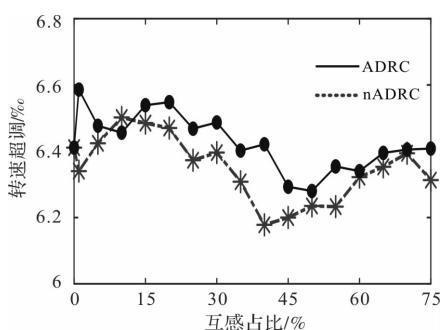
图 7 转速超调随 dq 轴互感占比变化曲线

图 7 为转速超调随 dq 轴互感占比变化曲线。综合比较传统 ADRC 和改进 nADRC 的转速超调曲线可以看出, nADRC 的转速超调整体要小于传统 ADRC, dq 轴互感占比的大小和转速超调呈非线性关系。 dq 轴互感占比小于 10% 时, 控制器的转速超调变化趋势并不明显, 当 dq 轴互感占比大于 10% 时, 转速超调呈现随互感的增大而减小的趋势, 且 nADRC 在 dq 轴互感占比为 40% 左右达到最小值; 当 dq 轴互感占

比超过 40% 时, 转速超调又呈现随互感增大而增大的趋势。

可以看出, 所设计的新型 ADRC 控制器由于考虑了 dq 轴互感作用, 比传统 ADRC 控制器具有更好的抗干扰能力。

4 结 论

为提高永磁同步电机抗扰动能力, 针对电机内部扰动提出了一种考虑交叉耦合作用的新型 nADRC 控制器。仿真结果表明, 在考虑交叉耦合作用的条件下, 所设计的新型 nADRC 控制器与传统 ADRC 控制器相比, 具有更好的抗负载扰动能力。在改变 dq 轴互感参数大小的条件下, nADRC 能够有效抑制由于电机内部参数变化所引起的扰动, 控制器动态响应性能得到进一步提升。

参 考 文 献

- [1] 吕从鑫, 汪波, 陈静波, 等. 永磁同步电机控制策略综述与展望[J]. 电气传动自动化, 2022, 44(04): 1-10.
- [2] 王淑旺, 蒋曜骏, 陈甦欣. PMSM 改进滑模变结构控制策略[J]. 微电机, 2025, 58(06): 8-12.
- [3] XU B, ZHANG L, JI W. Improved Non-singular Fast Terminal Sliding Mode Control with Disturbance Observer for PMSM Drives[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2021, 7(4): 2753-2762.
- [4] 林天杰, 程善美, 李连鹏. 复合模型参考自适应无速度矢量控制[J]. 微电机, 2024, 57(10): 1-8.
- [5] 卜飞飞, 赵云, 刘皓皓, 等. 双绕组感应发电机交直流传集成发电系统的自抗扰控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(07): 2833-2843.
- [6] CAO H Y, DENG Y T, ZUO Y F, et al. Improved ADRC With a Cascade Extended State Observer Based on Quasi-Generalized Integrator for PMSM Current Disturbances Attenuation[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2024, 10(1): 2145-2157.
- [7] 李耀华, 刘东梅, 陈桂鑫, 等. 基于神经网络的永磁同步电机模型预测电流控制[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(10): 109-122.
- [8] 黎卫国, 邓渊, 张长虹, 等. 基于自联想核回归算法的数据驱动电机控制[J]. 微电机, 2024, 57(05): 17-22.
- [9] 韩京清. 从 PID 技术到“自抗扰控制”技术[J]. 控制工程, 2002(03): 13-18.
- [10] 胡顺, 沈跃, 刘国海. 基于 PI 观测器的永磁同步电机自抗扰电流解耦控制[J]. 电机与控制应用, 2020, 47(11): 40-46.

(下转第 42 页)

永磁同步电机主动短路最小电流冲击控制策略研究

何俊鹏, 裴志远, 孙玲, 孟慧彬

(潍柴动力股份有限公司, 山东 潍坊 261000)

摘要: 车用永磁同步电机驱动系统中, 主动短路保护功能通常触发在系统发生故障且电机处于高速运行的状态下, 以避免高反电动势通过二极管整流对动力电池产生较大冲击, 且产生较大制动扭矩影响车辆运行。但该方法存在电机定子侧暂态电流峰值较大, 易造成功率器件过流损坏的缺点。通过建立主动短路状态下 dq 轴电流及扭矩的数学模型, 揭示了电流和扭矩的振荡机理及特性, 提出了一种主动短路最小电流冲击的控制策略, 并给出相电流的最大冲击值, 为系统软硬件设计提供依据。最后, 通过仿真平台验证理论分析的正确性。

关键词: 永磁同步电机; 主动短路; 振荡冲击; 抑制策略

中图分类号: TM351; TM341; TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)01-0031-07

Research on Active Short Circuit Minimum Current Surge Control Strategy for Permanent Magnet Synchronous Motor

HE Junpeng, PEI Zhiyuan, SUN Ling, MENG Huibin

(Weichai Power Co., LTD., Weifang Shandong 261000, China)

Abstract: In permanent magnet synchronous motor (PMSM) drive system for vehicles, active short circuit (ASC) protection function is usually triggered when malfunction occurs with high speed state of motor, to avoid generating significant impact on power battery caused by high back electromotive force rectified by diode, and braking torque to affect vehicle's operation. However, this method has the disadvantage of high transient current peak on the stator side of the motor, which can cause overcurrent damage to the power devices easily. Mathematical models is established, and oscillation mechanism and characteristics of dq axis current and torque are revealed in ASC state. ASC minimum current surge control strategy was proposed, and maximum phase current surge value was given, which could provide design basis for software and hardware. Finally, the correctness of theoretical analysis was verified through simulation platform.

Key words: PMSM; ASC; oscillation surge; suppression strategy

0 引言

永磁同步电机 (permanent magnet synchronous motor, PMSM) 具有高功率密度、高效率、过载能力强和小尺寸等优势, 广泛的应用在电动汽车、轨道交通、家用电器等领域^[1-4]。

在车用电机驱动控制系统中, 需要根据功能安全目标, 要求系统在出现故障时, 必须停止电机, 保证电机输出扭矩为零, 从而进入安全状态。当 PMSM 处于低速运行时, 故障状态下可直接切断逆变器六路 PWM 驱动信号, 实现电机输出扭矩为零; 但当 PMSM 处于高速运行时, 如果将逆变器的六路脉冲全部封锁, 此时电机较高的反电动势将会通过 IGBT 的体二极管不控整流至输入端, 容易对前端动力电池造成一定冲击, 且产生较大制动扭矩, 从而

影响车身在高速下的稳定性, 增加侧翻的风险^[5-8]。

因此, PMSM 高速运行时的故障状态, 常采用主动短路 (active short circuit, ASC) 方法进行封锁脉冲^[9-10]。ASC 方法是将逆变器三相的三个上管或三个下管同时闭合, 另外三个管子断开, 从而实现 PMSM 主动短路, 并与前端完全隔离开。该方法虽然可以有效的保护动力电池, 避免了电机产生较大的制动扭矩, 但也存在电机定子侧暂态电流峰值较大, 易造成功率器件和电机过流损坏的缺点^[11]。

目前针对主动短路中交流电流峰值过大问题, 一些学者也做过相关研究与分析。文献[12]、文献[13]基于永磁同步电机的数学模型, 采用矩阵运算和拉普拉斯变换的方法, 求解出不同短路起始条件下永磁同步电机切入主动短路时的直、交轴电流和制动扭矩暂态输出特性; 但推导过程复杂, 且没有

收稿日期: 2025-06-19

作者简介: 何俊鹏(1992), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为永磁同步电机控制策略。

给出振荡冲击抑制策略。文献[14]对 ASC 方法下的电机最大峰值电流进行定量分析, 通过分段线性化建立系统的离散化电流模型, 并给出一种变调制比时间参数的设计方法, 提升主动短路保护策略的灵活性。但该方法实现复杂, 且工程应用难度较大。

本文以一种简单的方法推导了 ASC 状态下 dq 轴电流及扭矩的数学模型, 揭示了电流和扭矩的振荡机理及特性, 提出了一种主动短路最小电流冲击的控制策略, 并给出相电流的最大冲击值, 为系统软硬件设计提供依据。本文提出的控制策略及相关结论, 对 PMSM 高速下 ASC 的设计开发具有重要的工程指导意义。

1 ASC 数学模型的建立与特性分析

1.1 ASC 电流数学模型建立与特性分析

永磁同步电机在旋转坐标系 dq 轴下的电压数学模型为

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

其中, u_d 、 u_q 为 dq 轴电压, i_d 、 i_q 为 dq 轴电流, R_s 、 L_d 、 L_q 分别为电机定子电阻、 dq 轴电感, ω 为电机电角速度, ψ_f 为永磁体磁链。

ASC 切换瞬间, dq 轴电压突变至 0, 系统状态等效电路发生变化, 如图 1 所示。因此建立 ASC 过程中的电机数学模型, 并表示为微分方程形式:

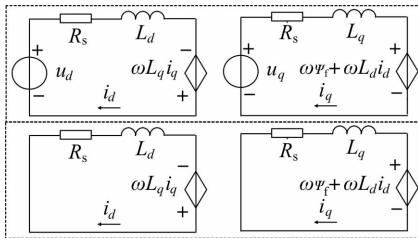


图 1 永磁同步电机 ASC 前后 dq 轴等效电路图

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

如果根据式(2)求解出 dq 轴电流时域解析式, 可以更为方便的分析电流振荡机理。由式(2)可知, 该方程为非齐次微分方程, 其通解求解较为复杂, 因此引入两个慢变化量 m 、 n , 其对时间求导近似为 0, 构造新的齐次微分方程组如式(3)所示。

$$\begin{cases} \frac{dI_D}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} I_D + \frac{\omega L_q}{L_d} I_Q \\ \frac{dI_Q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} I_Q - \frac{\omega L_d}{L_q} I_D \end{cases} \quad (3)$$

其中, I_D 、 I_Q 为新构造的 DQ 轴电流, I_D 、 I_Q 、 m 、 n 表示为

$$\begin{cases} I_D = i_d + m \\ I_Q = i_q + n \end{cases}, m = \frac{\omega^2 L_q \psi_f}{L_d L_q \omega^2 + R_s^2}, n = \frac{\omega R_s \psi_f}{L_d L_q \omega^2 + R_s^2} \quad (4)$$

将式(3)约去 I_Q , 得到关于 I_D 二阶齐次微分方程表达式:

$$\frac{d^2 I_D}{dt^2} + \frac{dI_D}{dt} \left(\frac{R_s}{L_d} + \frac{R_s}{L_q} \right) + I_D \left(\omega^2 + \frac{R_s^2}{L_d L_q} \right) = 0 \quad (5)$$

根据式(5)求解出其特征方程两个根为

$$\lambda_{1,2} = -\left(\frac{R_s}{2L_d} + \frac{R_s}{2L_q} \right) \pm \sqrt{\left(\frac{R_s}{2L_d} + \frac{R_s}{2L_q} \right)^2 - \left(\omega^2 + \frac{R_s^2}{L_d L_q} \right)} \quad (6)$$

由于 ASC 时转速远大于电机本体参数, 因此将式(6)化简为

$$\lambda_{1,2} = -\frac{R_s(L_d + L_q)}{2L_d L_q} \pm j\omega \quad (7)$$

由式(7)可知, 特征方程的根为两个共轭复根, 因此根据式(3)可将 I_D 、 I_Q 通解表示为

$$\begin{cases} I_D = e^{-\frac{R_s(L_d+L_q)}{2L_d L_q} t} [C_1 \cos(\omega t) + C_2 \sin(\omega t)] \\ I_Q = e^{-\frac{R_s(L_d+L_q)}{2L_d L_q} t} \left[\frac{L_d (-C_1 \sin(\omega t) + C_2 \cos(\omega t))}{L_q} \right] \end{cases} \quad (8)$$

其中, C_1 、 C_2 待确定的方程系数。假设, 切入 ASC 时刻为 $t=0$ 时刻, 则将式(8)代入 $t=0$ 则有:

$$\begin{cases} C_1 = I_D(0) \\ C_2 = \frac{L_q I_Q(0)}{L_d} \end{cases} \quad (9)$$

其中, $I_D(0)$ 、 $I_Q(0)$ 为切入 ASC 时刻(0 时刻)构造的 DQ 轴电流值, 可以表示为

$$\begin{cases} I_D(0) = i_d(0) + m(0) \\ I_Q(0) = i_q(0) + n(0) \end{cases} \quad (10)$$

其中, $i_d(0)$ 、 $i_q(0)$ 、 $m(0)$ 、 $n(0)$ 分别为 0 时刻实际 dq 轴电流值以及慢变化量值, $m(0)$ 、 $n(0)$ 可以表示为

$$\begin{cases} m(0) = \frac{\omega(0)^2 L_q \psi_f}{L_d L_q \omega^2 + R_s^2} \\ n(0) = \frac{\omega(0) R_s \psi_f}{L_d L_q \omega(0)^2 + R_s^2} \end{cases} \quad (11)$$

其中, $\omega(0)$ 为切入 ASC 瞬间的电角频率。

根据式(4)、式(8)~式(10)可以求出实际 dq

$$\begin{cases} i_d(t) = e^{-\frac{R_s(L_d+L_q)}{2L_dL_q}t} \cdot \left[(i_d(0) + m(0)) \cos(\omega t) + \frac{L_q(i_q(0) + n(0))}{L_d} \sin(\omega t) \right] - m \\ i_q(t) = e^{-\frac{R_s(L_d+L_q)}{2L_dL_q}t} \cdot \left[-\frac{L_d(i_d(0) + m(0))}{L_q} \sin(\omega t) + (i_q(0) + n(0)) \cos(\omega t) \right] - n \end{cases} \quad (12)$$

对式(12)进行变形可得:

$$\begin{cases} i_d(t) = e^{-\frac{R_s(L_d+L_q)}{2L_dL_q}t} [I_{d\text{pk}} \cos(\omega t - \varphi)] - m \\ i_q(t) = e^{-\frac{R_s(L_d+L_q)}{2L_dL_q}t} [I_{q\text{pk}} \cos(\omega t - \varphi + \frac{\pi}{2})] - n \end{cases} \quad (13)$$

其中, φ 为 d 轴电流初始相位角, 表示为

$$\varphi = \arctan \left[\frac{L_q(i_q(0) + n(0))}{L_d(i_d(0) + m(0))} \right] \quad (14)$$

$I_{d\text{pk}}$ 为 d 轴电流振荡幅值, $I_{q\text{pk}}$ 为 q 轴电流振荡幅值表示为

$$\begin{cases} I_{d\text{pk}} = \sqrt{[i_d(0) + m(0)]^2 + \left[\frac{L_q(i_q(0) + n(0))}{L_d} \right]^2} \\ I_{q\text{pk}} = \sqrt{[i_q(0) + n(0)]^2 + \left[\frac{L_d(i_d(0) + m(0))}{L_q} \right]^2} \end{cases} \quad (15)$$

根据式(4)、式(11)、式(13)~式(15)可以求出 dq 轴电流在进入 ASC 后的时域解析式。

假设进入 ASC 前, 清除 dq 轴电流, 即 $i_d(0) = i_q(0) = 0$, 电机始终保持某一转速, 代入电机参数 ($p_n = 4$, $L_d = 0.36\text{mH}$, $L_q = 1.02\text{mH}$, $R_s = 0.035\Omega$, 负载 $F = 0.093\text{Wb}$, $n_{\text{ASC}} = 1500\text{r/min}$), 通过仿真观察 ASC 阶段 dq 电流变化特性, 如图 2 所示。

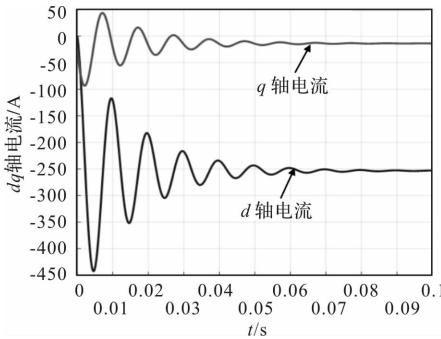


图 2 $i_d(0) = i_q(0) = 0$, 且转速不变条件下
ASC 阶段 dq 电流变化特性图

结合 dq 轴电流在进入 ASC 后的时域解析式以及图 2, 可以进一步分析 dq 轴电流在 ASC 阶段具备如下特性:

(1) dq 轴电流的时域解析式由动态响应分量和稳态响应分量组成;

(2) dq 轴电流稳态响应为 $-m$ 、 $-n$, 与电机参数和当前电角速度有关; d 轴电流稳态值恒小于等于 0, 相当于产生一个弱磁电流; q 轴电流稳态值与

轴电流的时域表达式:

电机转速的极性相反, 相当于产生一个制动电流;

(3) 动态响应分量是以三角函数形式振荡, 振荡周期为当前电角速度; 振荡幅值呈现负指数衰减形式, 且衰减速度仅与电机参数相关; 振荡幅值的大小取决于与 dq 轴电流和稳态响应分量在切入 ASC 的初始时刻值, 以及 dq 轴电感;

(4) 振荡过程中 q 轴电流相位始终超前 d 轴电流 $\pi/2$, 且 d 轴电流切入 ASC 时刻的初始相位 φ 与 dq 轴电流和稳态响应分量在切入 ASC 的初始时刻值, 以及 dq 轴电感相关。

1.2 ASC 扭矩数学模型建立与特性分析

永磁同步电机的扭矩可根据式(16)计算得到:

$$T_e = \frac{3}{2}p_n [\psi_f i_q + (L_d - L_q)i_d i_q] \quad (16)$$

其中, p_n 为电机极对数。将式(13)代入式(16), 可以得到 ASC 状态下的扭矩为稳态分量 T_{estd} 和动态分量 T_{edym} 的叠加, 即

$$T_e = T_{\text{estd}} + T_{\text{edym}} \quad (17)$$

为了便于分析, 将 ASC 扭矩的稳态分量和动态分量分开讨论。分析稳态分量时, 重点考虑转速变化对稳态分量的影响; 分析动态分量时, 近似认为转速不变, 重点考虑时间变化动态分量的影响。

(1) ASC 扭矩稳态分量 T_{estd} 可以表示为

$$T_{\text{estd}} = \frac{3}{2}p_n [-\psi_f n + (L_d - L_q)m n] \quad (18)$$

将式(4)的 m 、 n 代入式(18), 则有:

$$T_{\text{estd}} = -\frac{3}{2}p_n \left[\frac{\omega R_s \psi_f^2}{L_d L_q \omega^2 + R_s^2} - \frac{\omega^3 L_q R_s \psi_f^2 (L_d - L_q)}{(L_d L_q \omega^2 + R_s^2)^2} \right] \quad (19)$$

通过仿真观察 ASC 扭矩稳态分量随转速的变化特性如图 3 所示。

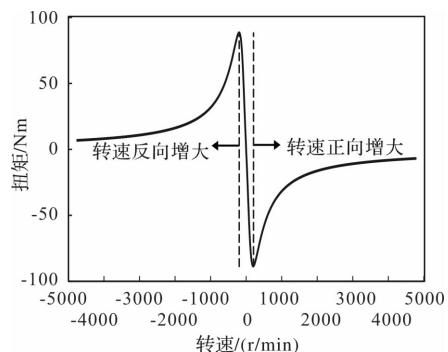


图 3 ASC 阶段扭矩稳态分量随转速变化特性图

由图 3 可知, ASC 扭矩的稳态分量具有如下特性: 无论电机处于正转还是反转, 随着电机转速绝对值从较大值变化至 0 的过程中, 其扭矩绝对值呈现先增大到极值, 再快速减小至 0 的趋势变化。可见, 当电机转速较高时, 采用 ASC 模式不会产生瞬间的扭矩冲击, 反而切入 ASC 瞬间, 电机扭矩较小, 能够确保车辆的安全运行。

(2) ASC 扭矩动态分量 T_{edym} 可以表示为

$$T_{\text{edym}} = \frac{3}{2} p_n [\sqrt{K_1^2 + K_2^2} \sin(\omega t - \varphi - \alpha) - K_3 \sin(2\omega t - 2\varphi)] \quad (20)$$

其中, K_1 、 K_2 、 K_3 、 α 表示为

$$\begin{cases} K_1 = [(L_d - L_q)m(0) - \psi_f] I_{\text{qpk}} e^{-\frac{R_s(L_d+L_q)}{2L_dL_q}t} \\ K_2 = (L_d - L_q)n(0) I_{\text{dpk}} e^{-\frac{R_s(L_d+L_q)}{2L_dL_q}t} \\ K_3 = -\frac{(L_d - L_q)}{2} I_{\text{dpk}} I_{\text{qpk}} e^{-\frac{R_s(L_d+L_q)}{2L_dL_q}t} \\ \alpha = \arctan \frac{K_2}{K_1} \end{cases} \quad (21)$$

将式(21)代入式(20), 通过仿真观察 ASC 扭矩动态分量随时间的变化特性如图 4 所示。

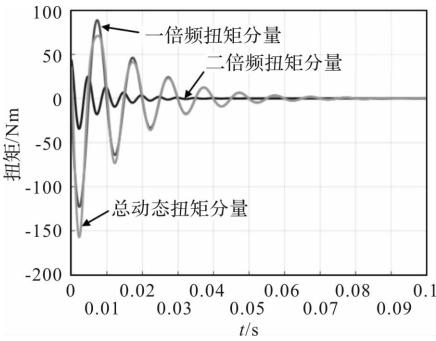


图 4 ASC 阶段扭矩动态分量随时间变化特性图

由图 4 可知, ASC 扭矩的动态分量具有如下特性: 动态分量以三角函数形式振荡, 振荡周期与当前电角速度相关; 其由一倍频分量和二倍频分量叠加组成, 且一倍频分量占据主导地位; 振荡幅值呈现负指数衰减形式, 衰减速度仅与电机参数相关; 振荡幅值大小取决于与 dq 轴电流和稳态响应分量在切入 ASC 的初始时刻值, 以及 dq 轴电感。

2 ASC 最小电流冲击控制策略

切入 ASC 后, dq 轴电流的振荡冲击是造成三相电流的冲击的本质原因。因此为了抑制三相电流的冲击, 首先需要从根源上解决 dq 轴电流的振荡。

由式(15)可知, dq 轴电流振荡的幅值取决于 $i_d(0)$ 、 $i_q(0)$ 、 $m(0)$ 、 $n(0)$, 其中 $m(0)$ 、 $n(0)$ 受电

机转速和本体参数影响, 属于不可控参数。因此, 只能通过调节 $i_d(0)$ 、 $i_q(0)$, 使 dq 轴电流振荡最小, 令

$$\begin{cases} i_d(0) = -m(0) = -\frac{\omega(0)^2 L_q \psi_f}{L_d L_q \omega(0)^2 + R_s^2} \\ i_q(0) = -n(0) = -\frac{\omega(0) R_s \psi_f}{L_d L_q \omega(0)^2 + R_s^2} \end{cases} \quad (22)$$

将式(22)代入式(15)可以发现, 切入 ASC 之前, 将 dq 轴电流控制在 $-m(0)$ 、 $-n(0)$, 理论上可以完全消除动态响应电流的振荡问题。

然而, 此时需要注意点 $[-m(0), -n(0)]$ 是否在系统电流极限圆以内, 如果不在电流极限圆以内, 采用式(22)进行 dq 轴电流控制, 仍然会出现过流情况, 因此针对此问题进行分类讨论。

2.1 点 $[-m(0), -n(0)]$ 在电流极限圆以内

根据式(15)构造 dq 轴电流平面上的椭圆方程。将 d 轴振荡幅值 I_{dpk} 分别设为 10A、20A、40A、55A; q 轴振荡幅值 I_{qpk} 分别设为 5A、10A、15A、20A; 假设电流极限圆半径为 $I_{\text{Lmt}} = 300A$, 仿真 dq 轴电流振荡椭圆与电流极限圆的关系如图 5 所示。

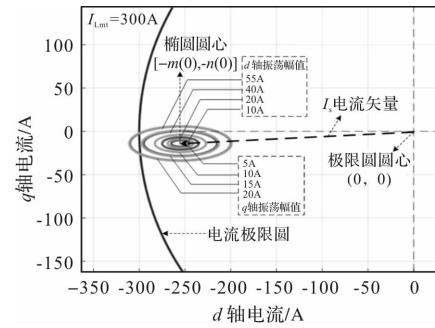


图 5 点 $[-m(0), -n(0)]$ 在电流极限圆以内时 dq 轴电流振荡椭圆与电流极限圆示意图

由于图 5 可知, 该种情况可以直接将电流矢量 I_s 设定为点 $[-m(0), -n(0)]$, 此时 dq 轴电流切入 ASC 后的动态响应几乎为零, 即 $I_{\text{dpk}} = I_{\text{qpk}} = 0$ 。

相电流最大峰值 $I_{\text{MAX_IN}}$ 可根据式(13)求出:

$$\begin{aligned} I_{\text{MAX_IN}} &= \sqrt{i_d(0)^2 + i_q(0)^2} \\ &= \sqrt{m(0)^2 + n(0)^2} \end{aligned} \quad (23)$$

此时, 电机扭矩仅存在稳态分量, 如式(19)所示。

2.2 点 $[-m(0), -n(0)]$ 在电流极限圆以外

假设电流极限圆半径缩减为 $I_{\text{Lmt}} = 200A$, 则点 $[-m(0), -n(0)]$ 出现在电流极限圆以外, 此时电流矢量不能按照 2.1 的方法直接给定, 否则将造成过流, 需沿着电流极限圆边沿进行给定。

由图 6 可知, 当点 $[-m(0), -n(0)]$ 在电流极限圆以外时, 此时只能尽可能降低振荡幅值, 无法完全消除振荡; 随着振荡电流幅值不断增大, 椭圆将会与电流极限圆相切, 该切点的坐标即为当前电流极限圆条件下, 产生最小电流振荡的给定电流矢量。一般情况, 由于 $|m(0)|$ 远大于 $|n(0)|$, 为简化切点坐标的计算, 随着振荡电流幅值不断增大, 近似认为椭圆长轴优先与电流极限圆相切, 切点坐标可近似为

$$[i_d(0), i_q(0)] = [-\sqrt{I_{\text{Lmt}}^2 - n(0)^2}, -n(0)] \quad (24)$$

将式(24)切点坐标代入式(14), 可得此时 d 轴电流初始相位角为 0。此外, 随着 I_{Lmt} 的减小, 电流矢量 I_s 会保持纵坐标不变, 向左平移。

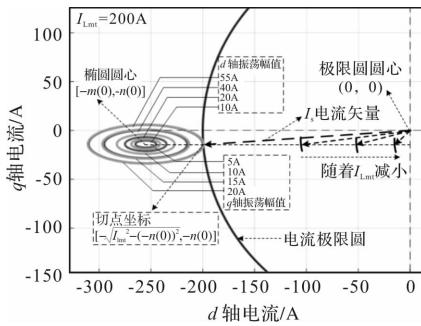


图 6 点 $[-m(0), -n(0)]$ 在电流极限圆以外时 dq 轴电流振荡椭圆与电流极限圆示意图

由图 2 分析可知, d 轴电流振荡幅值要远大于 q 轴电流, 对于相电流来说, d 轴电流占据主导地位; 由于 dq 轴电流相位相差 $\pi/2$, 因此当 d 或 q 轴电流振荡到峰值时, 另一相电流的交流分量应刚好为零。因此, 当 d 轴电流从 0 时刻开始振荡到 τ 时刻到达负峰值时, 相电流冲击应当最大。假设从 $0 \sim \tau$ 这段时间内, 电机转速近似无变化, 时间 τ 可表示为

$$\tau = \frac{\pi}{2\omega(0)} \quad (25)$$

根据式(13)、式(15)、式(24)、式(25)计算当 d 轴电流振荡负峰值时, 相电流最大峰值 $I_{\text{MAX_OUT}}$ 为

$$I_{\text{MAX_OUT}} = \sqrt{i_d(\tau)^2 + i_q(\tau)^2} \\ \approx \sqrt{e^{-\frac{R_s(L_d+L_q)\pi}{2L_dL_q\omega(0)}} \left[-\sqrt{I_{\text{Lmt}}^2 - n(0)^2} + m(0) \right]^2 + n(0)^2} \quad (26)$$

同理, 将 $i_d(0)$ 、 $i_q(0)$ 代入式(24), 即可求出此状态的电机扭矩, 这里不再赘述。

2.3 最小电流冲击策略设计流程

当点 $[-m(0), -n(0)]$ 在电流极限圆以内时:

$$\begin{cases} i_d(0) = -\frac{\omega(0)^2 L_q \psi_f}{L_d L_q \omega(0)^2 + R_s^2} \\ i_q(0) = -\frac{\omega(0) R_s \psi_f}{L_d L_q \omega(0)^2 + R_s^2} \end{cases} \quad (27)$$

当点 $[-m(0), -n(0)]$ 在电流极限圆以外时:

$$\begin{cases} i_d(0) = -\sqrt{I_{\text{Lmt}}^2 - \left(\frac{\omega(0) R_s \psi_f}{L_d L_q \omega(0)^2 + R_s^2} \right)^2} \\ i_q(0) = -\frac{\omega(0) R_s \psi_f}{L_d L_q \omega(0)^2 + R_s^2} \end{cases} \quad (28)$$

式(27)和式(28)即为 ASC 时 dq 轴的给定电流。

此外, 为安全起见, 系统应设定最大 ASC 延迟时间 CNT_DELAY。当满足进入 ASC 条件时, 开始计时, 并执行本文所提出的策略。 dq 轴电流完成目标跟踪或时间超过 CNT_DELAY, 应立即进入 ASC 模式, 以确保系统安全。

综上分析, 给出本文所提出的最小电流冲击策略的设计流程图, 如图 7 所示。

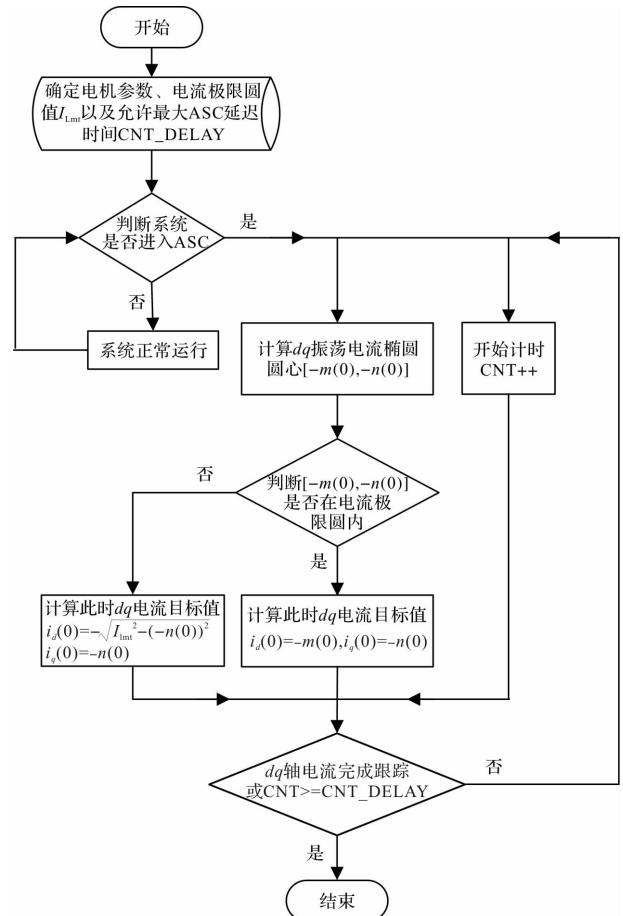


图 7 ASC 最小电流冲击控制策略设计流程框图

3 仿真结果与分析

根据前文的理论分析, 本小节将通过搭建仿真平台, 验证其正确性。

假设传统无策略切入 ASC 之前清空 dq 电流值，根据表 1 参数，对电机在高速状态的 ASC 模式进行仿真测试。测试方法如下：通过测功机将电机转速控制为从 3000r/min 匀速降低至 0r/min，并设置 $t=1\text{s}$ 时切入 ASC 模式，此时 ASC 转速 $n_{\text{ASC}}=1500\text{r}/\text{min}$ ；分别对比两种策略电流和扭矩振荡的差异情况。

系统的电气参数如表 1 所示。

表 1 系统电气参数表

参数	参数值
额定电压 U_{in}/V	540
ASC 切入转速 $n_{\text{ASC}}/(\text{r}/\text{min})$	1500
电机极对数 p_n	4
电机定子电阻 R_s/Ω	0.035
电机 d 轴电感 L_d/mH	0.36
电机 q 轴电感 L_q/mH	1.02
电机磁链 ψ_f/Wb	0.093

3.1 传统无策略测试结果

图 8 为传统无策略时，给定目标扭矩 0 Nm，在转速为 1500 r/min 下切入 ASC 模式，观察电机三相电流、 dq 轴电流和扭矩振荡情况。

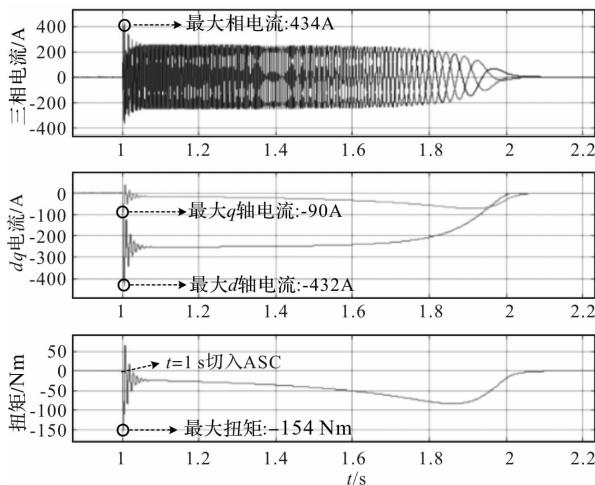


图 8 传统无策略 ASC 模式电流以及扭矩振荡波形图

由图 8 可知，当 $t=1\text{s}$ 时，进入 ASC 瞬间，三相电流、 dq 轴电流及扭矩均存在较大振荡；三相电流振荡峰值为 434 A； d 轴电流振荡最大值为 -432 A； q 轴电流振荡最大值为 -90 A；扭矩振荡最大值为 -154 Nm。

3.2 本文提出策略测试结果

采用本文提出策略时，在转速为 1500 r/min 下切入 ASC 模式，观察电机的电流和扭矩振荡情况。

图 9 为点 $[-m(0), -n(0)]$ 在电流极限圆以内的 ASC 测试波形图。由图可知：进入 ASC 前，

所提策略将 dq 轴电流分别控制在 -255 A、-14 A；当 $t=1\text{s}$ 时，切入 ASC 瞬间，三相电流、 dq 电流以及扭矩均无明显振荡；三相电流振荡峰值为 257 A； d 轴电流振荡最大值为 -256 A； q 轴电流振荡最大值为 -16 A；扭矩振荡最大值为 -25 Nm。

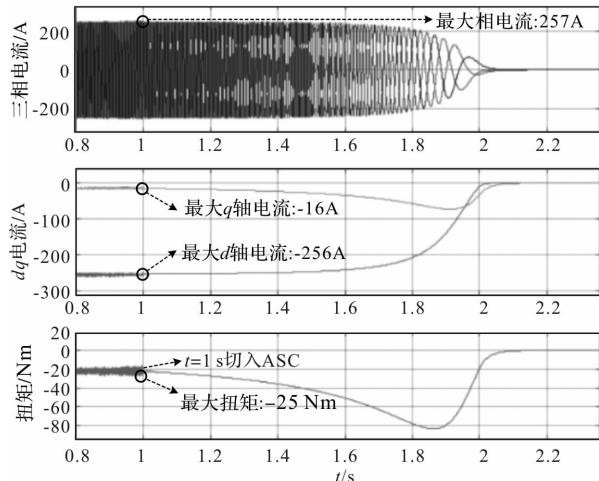


图 9 点 $[-m(0), -n(0)]$ 在电流极限圆以内时
本文提出策略 ASC 模式电流以及扭矩振荡波形图

由此可见，当点 $[-m(0), -n(0)]$ 在电流极限圆以内时，采用本文提出的抑制策略，可以实现 ASC 模式的零振荡，验证了所提出策略的有效性。

图 10 为点 $[-m(0), -n(0)]$ 在电流极限圆以外的 ASC 测试波形图。由图可知：进入 ASC 前，所提策略将 dq 轴电流分别控制在 -199 A、-14 A；当 $t=1\text{s}$ 时，进入 ASC 瞬间，三相电流、 dq 电流以及扭矩仅存在轻微振荡；三相电流振荡峰值为 292 A； d 轴电流振荡最大值为 -291 A； q 轴电流振荡最大值为 -30 A；扭矩振荡最大值为 -47 Nm。

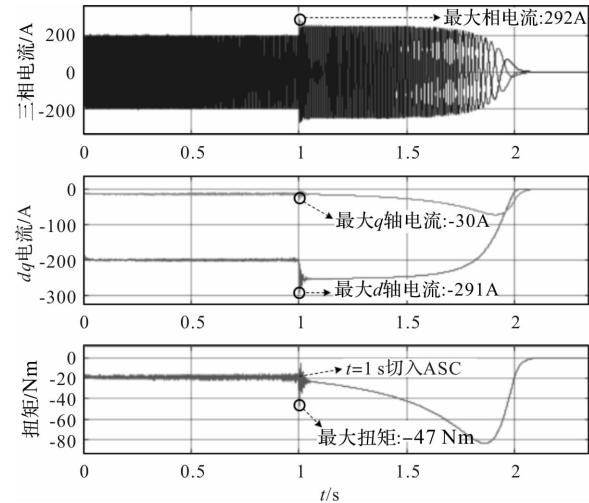


图 10 点 $[-m(0), -n(0)]$ 在电流极限圆以外时
本文提出策略 ASC 模式电流以及扭矩振荡波形图

由此可见，当点 $[-m(0), -n(0)]$ 在电流极限圆以外时，采用本文提出的抑制策略，虽然无法完全抑制电流和扭矩的振荡，但仍可以大幅度减轻冲击，与理论分析一致；由此验证了所提出策略的有效性。

4 结语

本文针对永磁同步电机高转速 ASC 过程 dq 轴电流和扭矩进行了精确的建模分析，提出了一种永磁同步电机 ASC 最小电流冲击的控制策略，并给出相电流的最大冲击值。仿真结果表明，该方法可以很大程度甚至完全抑制 ASC 过程中的电流振荡冲击，有效保护了功率器件和电机，为永磁同步电机高速下 ASC 系统设计开发提供重要的指导与帮助。

参考文献

- [1] 王一凡, 石一磬, 孙国强, 等. 基于 SVPWM 的永磁同步电机矢量控制方法研究 [J]. 微电机, 2024, 57 (9): 14-21.
- [2] 刘慧博, 黄前柱. 基于模型预测控制的永磁同步电机参数辨识 [J]. 微电机, 2021, 54 (9): 70-77.
- [3] 郭新华, 温旭辉, 赵峰, 等. 基于电磁转矩反馈补偿的永磁同步电机新型 IP 速度控制器 [J]. 中国电机工程学报, 2010, 30 (27): 7-13.
- [4] 朱利东, 王鑫, 朱焜秋. 一种免失控的 IPMSM 参数可计算深度弱磁算法 [J]. 中国电机工程学报, 2020, 40 (10): 3328-3336.
- [5] Manel Fitouri, Yemna Bensalem, Mohamed Naceur, et al. Modeling and Detection of the Short-circuit Fault in PMSM Using Finite Element Analysis [J]. IFAC-Paper Online, 2016, 49 (12): 1418-1423.
- [6] Chen Yiguang, Bao Zhenmao, Lin Chenhan, et al. Fault-Tolerant SVPWM Control Strategy for Five-Phase PMSM Under Single-Phase Open-Circuit Fault [J]. Energy Procedia, 2019, 158: 2605-2610.
- [7] 薛健. 基于差动制动技术的汽车防侧翻控制研究 [D]. 杭州: 浙江大学, 2015.
- [8] 岑达希. 基于主动转向与差动制动的汽车防侧翻控制研究 [D]. 杭州: 浙江大学, 2011.
- [9] LU Ke, ZHU Yuan, WU Zhihong, et al. Suppression of current fluctuations and the brake torque for PMSM shutdown in electric vehicles [J]. Mathematical Problems in Engineering, 2019, 2019: 502-516.
- [10] 黄步甲, 于海生, 刘野. 电动汽车电机系统三相主动短路分析及应用 [J]. 汽车电器, 2018 (12): 1-3.
- [11] International Organization for Standardization. ISO 26262: 2011 Road vehicles-functional safety [S]. Geneva, Switzerland: ISO, 2011.
- [12] 暴杰, 许重斌, 孙明冲. PMSM 三相短路暂态过程解析建模及主动短路功能实现 [J]. 微电机, 2023, 56 (1): 70-74.
- [13] 吴志红, 陆科, 朱元. 车用电机控制器功能安全及主动短路分析 [J]. 同济大学学报: 自然科学版, 2018, 46 (9): 1298-1305.
- [14] 边元均, 温旭辉, 范涛, 等. 车用电驱系统主动短路模型及参数设计 [J]. 中国电机工程学报, 2022, 42 (8): 3013-3022.

《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。编辑部邮购 (含快递费): 300 元/年

欢迎投稿! 欢迎订阅! 欢迎刊登广告!

国内刊号: CN61-1126/TM

邮发代号: 52-92

在线投稿系统: wdj.paperopen.com

订价: 8 元/期

地 址: 高新区上林苑四路 36 号 (710117)

年价: 96 元/年

国际刊号: ISSN 1001-6848

电话: 029-84276641

航空 APU 起动电机控制策略研究

詹 旺, 罗 庚, 周佳乐, 唐浩棋, 罗克顶

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

摘要: 针对传统控制方法下航空辅助动力装置起动电机高速性能不足、高空起动时间过长的问题, 提出一种基于电压反馈的弱磁控制策略。首先, 结合 APU 的起动特性与永磁同步电机的物理模型, 分析了传统控制策略在宽转速范围内的局限性, 指出电压利用率饱和导致高速段扭矩衰减的机理。其次, 设计了一种动态弱磁控制架构, 该方法根据电机端电压实时调节弱磁电流分量, 突破逆变器输出电压限制, 扩展电机高速可控区间。此外, 结合转速分段控制策略, 低速段采用最大转矩电流比控制以提升起动扭矩, 高速段通过弱磁维持功率输出。最后基于搭建的起动电机实验平台对所提控制策略的有效性进行了验证。

关键词: 航空辅助动力装置; 起动电机; 电压反馈; 弱磁控制

中图分类号: TM301; TP273; V23

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)01-0038-05

Research on Control Strategy of Aircraft APU Starter Motors

ZHAN Wang, LUO Geng, ZHOU Jiale, TANG Haoqi, LUO Keding

(National Engineering Research Center for Small and Special Precision Motors, Guizhou

Aerospace Linquan Motor Co., LTD., Guiyang 550081, China)

Abstract: A weak magnetic field control strategy based on voltage feedback was proposed to solve the problems of inadequate high-speed performance and excessive high altitude starting time of the starting motor of the aviation auxiliary power unit under conventional control methods. First, combining the APU's starting characteristics with the physical model of the permanent magnet synchronous motor, the limitation of the conventional control strategy in the wide speed range was analyzed, and the mechanism of torque attenuation in high-speed segment caused by voltage utilization saturation was pointed out. Secondly, a dynamic field weakening control architecture was designed, which adjusted the field weakening current component in real time according to the motor terminal voltage, broke the inverter output voltage limitation, and extends the high-speed controllable range of the motor. In addition, combined with the speed segment control strategy, the low-speed segment used maximum torque to current ratio control to raise starting torque, and the high-speed segment maintains power output through weak magnetic field. Finally, the effectiveness of the proposed control strategy was verified on a 4 kW starter motor experimental platform.

Key words: aviation auxiliary power unit; starting motor; voltage feedback; flux weakening control

0 引言

航空燃气涡轮辅助动力装置(Auxiliary Power Unit, APU)是飞机的重要机载设备, 承担着主发动机起动、机载电力供应及环控系统等关键任务^[1-2]。可以将 APU 视为一个小型燃气涡轮发动机, 起动电机用于将 APU 由静止将拖转至点火转速, APU 点火成功后起动电机继续提供助力直至达到脱开转速后起动电机脱开^[3]。其起动任务需在极端环境(如高空低温、低气压)下快速完成, 对起动电机的动态响应与宽转速范围扭矩输出能力提出了严苛要求。

传统起动电机主要有直流有刷电机、直流无刷电机和永磁同步电机^[4-5], 直流有刷电机起动电流较大, 飞电网难以承载。直流无刷电机控制简单, 但高转速时出力有限, 难以满足 APU 高空、低温起动需求。永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)具有高效率、高功率密度等优点, 被广泛应用于航空航天、国防、工业等领域^[6-7], 是 APU 起动电机的首选。然而, PMSM 在宽转速工况下面临固有矛盾: 低速段需设计高反电势系数以输出大扭矩, 而高速段因反电势升高导致逆变器输出电压饱和, 迫使电流受限, 电机输出扭矩

收稿日期: 2025-05-11

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

罗 庚(1998), 男, 本科, 助理工程师, 研究方向为航空航天起动发电机控制技术。

骤降。这一矛盾在高空起动场景下尤为突出，直接延长了 APU 点火至脱开的加速时间，甚至导致起动失败。

现有研究主要通过弱磁控制扩展电机高速运行范围，但传统弱磁策略多依赖离线参数标定^[8-10]，难以适应 APU 动态变化的负载特性。针对上述问题，本文提出一种基于电压反馈的实时弱磁控制方法，通过闭环调节弱磁电流分量，实现电机端电压的动态平衡。结合分段控制策略，在保证低速起动扭矩的同时，显著提升起动电机高速段功率输出能力，有效解决了 APU 高空起动缓慢的问题。

1 APU 起动过程分析

APU 的起动过程可分为点火与加速两个阶段。在点火阶段尚未完成时，APU 不具备功率输出能力，其转子系统完全依赖起动电机驱动。当燃烧室成功点火后，涡轮单元开始产生动力，此时起动电机与涡轮共同作用推动转子系统进入加速阶段。起动过程扭矩-转速变化曲线中图 1 所示。

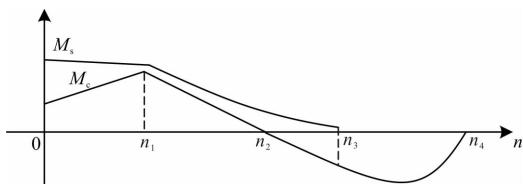


图 1 APU 起动过程扭矩-转速特性

图中， M_s 为起动电机输出扭矩， M_c 为 APU 的阻力矩。

APU 运转状态分析如下：1) 低速阶段 ($n < n_1$)：燃烧室未建立有效燃烧，涡轮处于非工作状态。此时系统净驱动力矩为 $\Delta M = M_s - M_c$ ，当净驱动力归零时，系统将进入速度平台期，该临界转速对应冷转状态或点火失败的假起动工况。2) 初级加速段 ($n_1 \leq n < n_2$)：燃烧室成功点火后，涡轮开始输出动力，但其驱动力矩仍不足以克服系统阻力，仍需依赖起动装置提供额外驱动力维持加速过程。3) 临界过渡段 ($n_2 \leq n < n_3$)：涡轮输出力矩与系统阻力达到理论平衡点，但为防止出现热力系统失衡风险（如涡轮前温度超限或热悬挂现象），仍需保持起动电机的协同工作。4) 自主加速段 ($n_3 \leq n < n_4$)：涡轮剩余功率已满足自主加速需求，此时可安全切断起动装置动力供给，系统依靠涡轮功率独立完成后续加速过程。5) 稳态运行段 ($n \geq n_4$)：当转速达到额定工作值时，涡轮输出力矩与系统阻力实现动态平衡，装置进入稳定运行模式，至此完成完整起

动周期。

总之，在 APU 整个起动过程中，需要起动电机尽可能输出较大功率，但采用传统控制策略时，随着起动电机转速的上升，控制器电压利用率逐渐增加直至饱和，电机输出力矩衰减较快。为了提升起动电机高转速输出力矩，高速时采用基于电压反馈的弱磁控制策略。

2 基于电压反馈的弱磁控制策略

2.1 PMSM 数学模型

PMSM 在 d 、 q 两相旋转坐标系下的电压方程为

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

式中， u_d 、 u_q 为 d 、 q 轴定子电压； i_d 、 i_q 为定子 d 、 q 轴电流； R_s 为定子相电阻； L_s 为定子相电感； ω_e 为转子电角速度。

机械方程为

$$J \frac{d\omega_e}{dt} = 1.5p\psi_f i_q - T_L \quad (2)$$

式中， ψ_f 为转子永磁体磁链； p 为极对数； T_L 为负载转矩； J 为转动惯量。

2.2 电压反馈弱磁控制

通常将控制器电流输出能力设计得比电机额定电流大。因此，PMSM 运行时主要受到逆变器最大输出电压和电机额定输出电流的限制，上述约束可表示为

$$\begin{cases} i_d^2 + i_q^2 \leq I_{\max}^2 \\ u_d^2 + u_q^2 \leq U_{\max}^2 \end{cases} \quad (3)$$

式中， I_{\max} 为电机额定工作电流； U_{\max} 为逆变器最大输出电压。

电机稳态运行时，忽略电阻压降及微分项，式(1)可以简化为

$$\begin{cases} u_d = -\omega_e L_s i_q \\ u_q = \omega_e (L_s i_d + \psi_f) \end{cases} \quad (4)$$

将式(4)代入式(3)可得 PMSM 在 dq 坐标系下的运行约束为

$$\begin{cases} i_d^2 + i_q^2 \leq I_{\max}^2 \\ (L_s i_d + \psi_f)^2 + L_s^2 i_q^2 \leq (\frac{U_{\max}}{\omega_e})^2 \end{cases} \quad (5)$$

根据式(5)可得 dq 坐标系下电流极限圆和电压极限圆如图 2 所示。

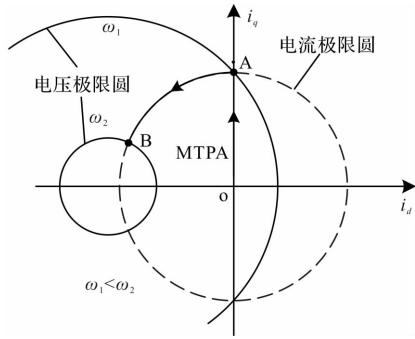


图 2 电压极限圆与电流极限圆

由图 2 可知, 随着电机转速升高, 电压极限圆逐渐缩小, 电流极限圆保持不变。由式(5)可知, 定子电流矢量应在电压极限圆和电流极限圆组成的公共区域内运动, 超出此区域电机将失控。低速时, 电机主要受电流极限圆形限制, 为了使电机铜损最小, 使定子电流矢量沿 OA 移动, 此时为最大转矩电流比(Maximum Torque Per Ampere, MTPA)控制区域。当电机转速升高至 ω_1 时, 电压极限圆与电流极限圆交于 A 点, 若定子电流继续沿 OA 运动电机将失控, 随着转速继续上升, 为了在满足电压限制的同时使电机以最大能力输出, 使定子电流沿电压极限圆与电流极限圆的交点运动(图 2 中 AB 段), 此时定子电流的 d 轴分量将用来削弱永磁体产生的磁链, 进入弱磁控制区域。

为了实现电机高转速段的弱磁控制, 需要实时获取电压极限圆与电流极限圆的交点, 可以根据电机参数直接计算得到。但直接计算的方法涉及的运算较复杂, 采用常规控制芯片实现起来会占用较多运算资源。此外, 电机运行过程中, 电机电感、电阻等参数会随温度等发生变化, 导致计算得到的电流轨迹存在变差, 影响控制性能。本文采用电压闭环的控制方式实时调整弱磁电流。电压闭环结构如图 3 所示。

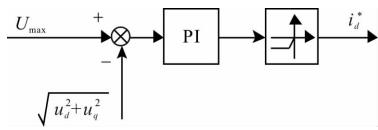


图 3 电压环控制框图

基于电压反馈的起动电机控制框图如图 4 所示, APU 的加速起动过程由供油规律决定, 因此起动电机采用转速开环、电流闭环的控制方式。逆变器需求电压与电压参考值作差经过电压环 PI 调节器后得到 d 轴电流参考值, 根据 d 轴电流参考值对 q 轴电流参考值进行实时调节, 防止逆变器输出电流超出额定能力。

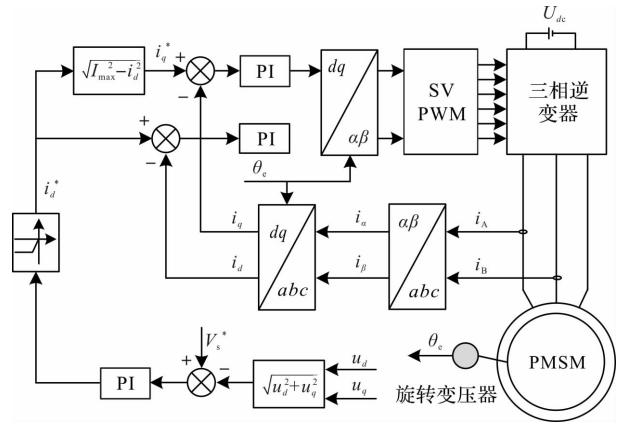


图 4 系统控制框图

2.3 系统控制参数设计

电压环的作用是通过 PI 控制器调节 i_d^* , 使得实际电压 U_s 跟踪参考值 $U_{\text{ref}} = U_{\max}$, 其闭环结构为

$$i_d^* = k_p(u_{\text{ref}} - u_s) + k_i \int (u_{\text{ref}} - u_s) dt \quad (6)$$

假设电流环已设计为快速响应系统, 其闭环传递函数可近似为式(7)所示一阶惯性环节。

$$G(s) = \frac{1}{\tau_c s + 1} \quad (7)$$

其中, τ_c 为电流环时间常数。

稳态时式(4)中 d 轴电压较小, 可以忽略不计。电压幅值与 i_d 的稳态关系为

$$U \approx \omega_e(L_s I_d + \psi_f) \quad (8)$$

忽略电阻的影响, 得到电压环动态模型为

$$G_p(s) = \frac{\Delta U(s)}{\Delta I_d(s)} = \frac{\omega_e L_s}{L_s s} = \frac{\omega_e}{s} \quad (9)$$

结合电流环传递函数后, 电压环传递函数为

$$G_u(s) = \frac{\omega_e}{s(\tau_c s + 1)} \quad (10)$$

电压环开环传递函数为

$$G_{\text{open}}(s) = (k_p + \frac{k_i}{s}) \frac{\omega_e}{s(\tau_c s + 1)} = \frac{k_p \omega_e (s + k_i/k_p)}{s^2 (\tau_c s + 1)} \quad (11)$$

假设 $\tau_c \ll 1/\omega_e$, 忽略 $\tau_c s$ 项, 式(10)可以简化为

$$G_{\text{open}}(s) = \frac{k_p \omega_e (s + k_i/k_p)}{s^2} \quad (12)$$

比例增益 k_p 由穿越频率 ω_c 决定, 可得

$$|G_{\text{open}}(j\omega_c)| = 1 \Rightarrow k_p \omega_c \frac{\sqrt{\omega_c^2 + (k_i/k_p)^2}}{\omega_c^2} = 1 \quad (13)$$

积分时间常数 $T_i = k_p/k_i$, 通常选择 $T_i = 1/\alpha \omega_c$ ($\alpha = 0.5 \sim 1$), 简化得

$$k_i = k_p \alpha \omega_c \quad (14)$$

综合上述分析, 电压环 PI 参数可设计为

$$\begin{cases} k_p = \frac{\omega_c^2}{\omega_e \sqrt{1 + \alpha^2}} \\ k_i = \alpha \omega_c k_p \end{cases} \quad (15)$$

式中, ω_c 为电压环带宽(通常为电流环带宽的 $1/10 \sim 1/5$); α 为积分强度调节系数(典型值 $0.5 \sim 1$)。

3 实验结果

为了验证本文所提控制方法的有效性, 采用如图 5 所示实验平台进行实验。实验平台由控制板、驱动板、电压采样板、母线电容、扭矩传感器、电机控制上位机、示波器、被测电机和磁滞制动器组成, 其中制动器用于给电机施加负载。控制器功率器件开关频率为 10 kHz , 采样频率为 20 kHz 。主控芯片为 TI 公司的 TMS320F28335, 主频 150 MHz 。实验过程中各物理量通过 RS422 传送至上位机读取。实验所用电机参数如表 1 所示。

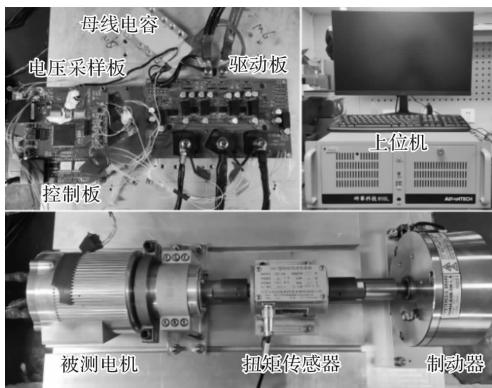


图 5 4 kW 起发电机实验平台

表 1 实验电机参数

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

实验过程中采用的控制参数如表 2 所示。

表 2 实验所用控制参数

参数	参数值
电流环 k_p	0.0234
电流环 k_i	0.15
电压环 k_p	8.88
电压环 k_i	2233
电压指令/V	14.54

弱磁使能和弱磁关闭时起动电机性能曲线如图 6 所示。由图可知, 弱磁关闭时, 起动电机输出扭矩从 10700 r/min 时开始较快衰减, 转速为 13210 r/min 时起动电机输出扭矩衰减至 1.8 Nm 。弱磁使能后, 起动电机输出扭矩从 10700 r/min 时开始衰减, 转速为 23320 r/min 时仍能输出 1.8 Nm , 输出扭矩衰减速率是弱磁关闭时的 $1/5$ 。以起动电机扭矩-转速特性曲线包围的面积为对比依据, 弱磁使能前后电机整体性能提升 53.91% 。

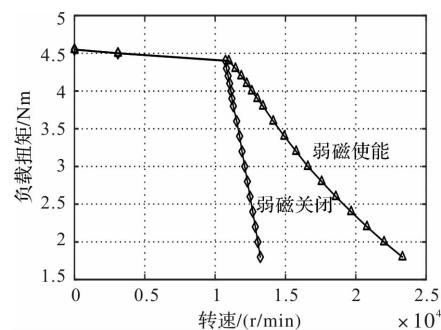


图 6 弱磁使能前后电机扭矩-转速曲线

弱磁使能和弱磁关闭时起动电机输出功率曲线如图 7 所示。由图可知, 弱磁关闭时, 起动电机转速超过基速后输出功率衰减较快, 转速 14610 r/min 时起动电机输出功率降低至 305.9 W 。弱磁使能后功率衰减速度显著降低, 转速 23320 r/min 时仍能输出功率仍有 4395 W 。

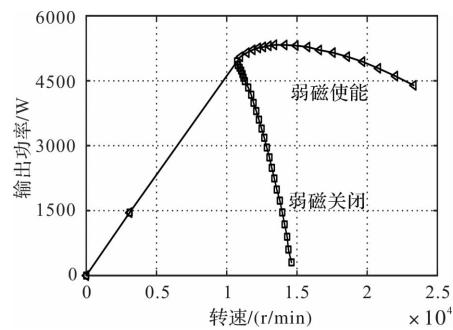


图 7 弱磁使能前后电机功率-转速曲线

为了验证本文所提控制策略工程应用效果, 采用所提控制策略控制起动电机带实际 APU 起动过程中, 转速、母线电压、母线电流、 d 轴电流和 q 轴

电流波形如图 8 所示。由图可知, 起动过程中电机最高转速 22400 r/min。实际测试时无法直接测量起动电机轴端输出功率, 但转速为 22400 r/min 时电源输入功率为 3402W, 由此可知, 此时电机轴端仍输出较大功率。由此可以证明所提 APU 起动电机控制策略的实用性。

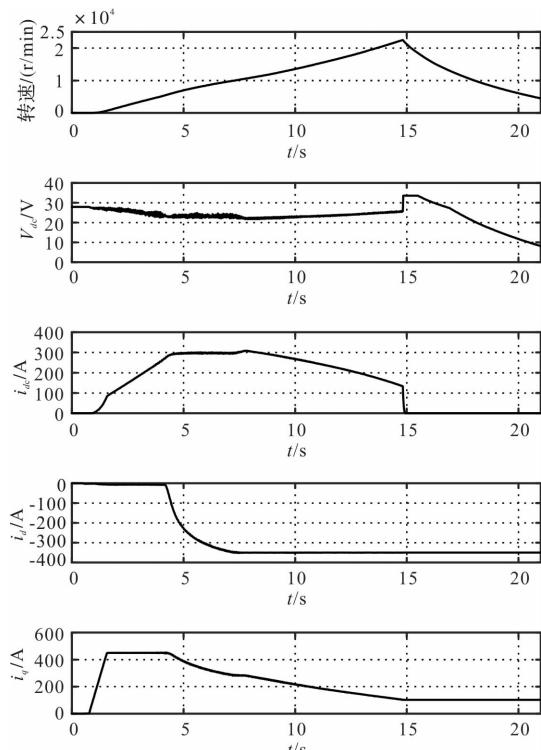


图 8 带 APU 起动实验结果

4 结语

为解决传统控制策略下, APU 起动电机高转速段输出性能较差的问题, 本文提出一种基于电压反馈的起动电机弱磁控制方法, 低速时采用 MTPA 控制, 高速时采用弱磁控制。有效解决了 APU 起动电机高转速段出力不足的问题。最后对该方法进行了实验验证, 得到以下结论: 1) 采用弱磁控制能使起动电机高速输出性能提升 53.91%; 2) 高转速段起

动电机功率衰减速率降低至传统方法的 1/5; 3) 基于电压反馈的起动电机弱磁控制算法复杂度低, 易于工程实现, 该控制策略在航空 APU 起动电机系统中具有显著工程应用价值, 尤其适用于高空低温、低气压等极端环境下的快速起动场景。

参考文献

- [1] 卢圣涛, 何佩, 刘志, 等. 辅助动力装置起动控制规律研究 [J]. 现代制造技术与装备, 2024, 60 (09): 187-190.
- [2] 王永杰. 应用于 APU 起动/发电系统的永磁同步电机发电技术研究 [D]. 南京: 南京航空航天大学, 2016.
- [3] 周佳乐, 詹旺, 王越. 航空起动电机无位置传感器重载起动控制 [J]. 微电机, 2025, 58 (03): 44-50.
- [4] 张命杨, 陈强, 彭辉灯, 等. 航空直流起动发电机换向火花抑制研究 [J]. 电机与控制学报, 2024, 28 (10): 147-154, 165.
- [5] 卢圣涛, 杨光力, 张峰, 等. 航空起动直流电机过热失效问题研究 [J]. 防爆电机, 2024, 59 (04): 4-8, 52.
- [6] Wang G, Valla M I, Solsona J A. Position Sensorless Permanent Magnet Synchronous Machine Drives—A Review [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, PP(99): 1-1.
- [7] 刘计龙, 肖飞, 沈洋, 等. 永磁同步电机无位置传感器控制技术研究综述 [J]. 电工技术学报, 2017, 32 (16): 76-88.
- [8] 陈伟康, 王海鑫, 张智勇, 等. 永磁同步电机弱磁转矩响应速度提升策略 [J]. 电气传动, 2024, 54 (11): 4-10, 18.
- [9] 王超, 诸自强, 徐磊, 等. 永磁同步电机的两种反馈式弱磁控制方法的稳定性比较研究(英文) [J]. 电工技术学报, 2023, 38 (14): 3689-3707.
- [10] 董剑宁, 黄允凯, 金龙, 等. 高速永磁电机设计与分析技术综述 [J]. 中国电机工程学报, 2014, 34 (27): 4640-4653.

(上接第 30 页)

- [11] 陈哲, 张序轩, 刘春强, 等. 基于比例谐振型自抗扰控制的永磁同步电机电流解耦及谐波抑制策略研究 [J]. 中国电机工程学报, 2022, 42 (24): 9062-9072.
- [12] 董家臣, 高钦和. 永磁直线同步电机电流环新型线性自抗扰控制 [J]. 电机与控制应用, 2019, 46 (01): 1-8.
- [13] YAN H L, LI J P, LI L M, et al. Research of Active Dis-

turbance Rejection Controller Design for PMSM Servo System [J]. physics: Conference series, 2021, 1894 (1): 012039.

- [14] 杨淑英, 王玉柱, 储昭晗, 等. 基于增益连续扩张状态观测器的永磁同步电机电流解耦控制 [J]. 中国电机工程学报, 2020, 40 (06): 1985-1997.

变增益扰动工况高速永磁同步电机复矢量解耦控制技术

代创伟, 王笑, 郝怡帆

(神木职业技术学院, 陕西榆林 719399)

摘要: 变增益扰动工况下高速永磁同步电机存在动态滑差特性, 易生成动态极点导致难以有效控制电机。因此, 提出针对变增益扰动工况的高速永磁同步电机复矢量解耦控制技术。构建双闭环控制架构, 速度环作为外环, 通过速度控制器处理转速偏差生成电流参考值; 电流环作为内环, 接收该参考值作为输入。依据该双闭环控制架构设计复矢量解耦控制器, 通过引入复数零点抵消动态极点, 动态调节输出电压, 实现电流的解耦合。针对变增益扰动, 通过动态调整增益, 实时估计并补偿变增益扰动, 将解耦后的电流信号转换为三相电压, 有效控制电机运行。实验表明: 该方法在负载突变的变增益工况下, 可以实现 0.5 s 内收敛电流波动, 电感参数失配时 1 s 恢复稳态, 转速响应无超调, 转矩波动小, 鲁棒性强。

关键词: 变增益; 扰动工况; 永磁同步电机; 复矢量; 解耦控制

中图分类号: TM341; TM351; TP273 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2026)01-0043-07

Decoupling Control Technology of Complex Vector for High-speed Permanent Magnet Synchronous Motor Under Variable Gain Disturbance Conditions

DAI Chuangwei, WANG Xiao, HAO Yifan

(Shenmu Vocational and Technical College, Yulin Shaanxi 719399, China)

Abstract: Under variable gain disturbance conditions, high-speed permanent magnet synchronous motors exhibit dynamic slip characteristics, which can easily generate dynamic poles and make it difficult to effectively control the motor. Therefore, a complex vector decoupling control technology for high-speed permanent magnet synchronous motors under variable gain disturbance conditions was proposed. Built a dual closed-loop control architecture, with the speed loop as the outer loop, and generate a current reference value by processing the speed deviation through the speed controller; The current loop served as the inner loop and received the reference value as input. Designed a complex vector decoupling controller based on the dual closed-loop control architecture, which dynamically adjusted the output voltage by introducing complex zeros to cancel out dynamic poles and achieve decoupling of current. In response to variable gain disturbances, the gain was dynamically adjusted to estimate and compensate for the disturbances in real time. The decoupled current signal was converted into three-phase voltage, effectively controlling the operation of the motor. Experiments have shown that this method can converge current fluctuations within 0.5 seconds under variable gain conditions with sudden load changes, restore steady state within 1 second when inductance parameters are mismatched, have no overshoot in speed response, small torque fluctuations, and strong robustness.

Key words: variable gain; disturbance conditions; permanent magnet synchronous motor; complex vector; decoupling control

0 引言

在高速永磁同步电机的运行过程中, dq 轴电流之间的耦合效应显著增加了电机控制的复杂程度。这一效应导致电机难以实现精确稳定地控制, 进而

影响其性能表现。特别是在变增益扰动工况下, 例如负载突变、转速大幅波动等情况, dq 轴电流的耦合效应越发凸显。在此类复杂工况下, 传统解耦控制方法往往难以快速精准调整控制量, 导致电机电流波动加剧、稳态误差增大, 甚至引发运行不稳定

收稿日期: 2025-05-28

基金项目: 陕西省职业技术教育协会 2024 年度职业教育教学改革研究课题(2024SZX113); 陕西省职业技术教育协会 2025 年度职业教育教学改革研究课题(2025SZX686)

作者简介: 代创伟(1978), 男, 硕士, 副教授, 研究方向为电工电子。

王笑(1987), 女, 硕士, 副教授, 研究方向为自动化控制技术。

郝怡帆(1997), 女, 本科, 助教, 研究方向为电工电子传动。

问题^[1]。因此，有必要研究一种稳定的高速永磁同步电机控制技术。

目前，已有学者针对永磁同步电机解耦控制展开研究。赵希梅等人^[2]设计电流偏差解耦控制器，通过在电流偏差信号中主动注入交叉耦合模型生成补偿量，结合滑模自抗扰控制实时动态补偿 dq 轴耦合效应，实现永磁同步电机动态解耦控制。但是，电流偏差解耦控制器依赖电机的单一电流分析参数，若参数辨识误差较大，补偿量偏差也会增大，从而影响永磁同步电机电流的解耦分析，进而影响控制效果。郭科宇等人^[3]提出设计反馈解耦补偿器消除交叉耦合项，结合动态相对增益矩阵量化参数失配下的解耦冗余度，并引入二阶滑模扰动观测器对反电动势谐波进行实时补偿，从而实现永磁同步电机解耦控制。然而，二阶滑模观测器的超螺旋算法在滑模面附近产生高频切换，导致电流环输入信号被噪声污染，使电流解耦分析不足，难以独立分析电流变化，影响控制效能。曾小莉等人提出在电流偏差解耦控制模型中引入 Z 控制函数^[4]，从而构建滑模控制律，通过非线性光滑滑模特性，有效消除抖振干扰，实现高速永磁同步电机解耦控制。但是，利用 Z 控制函数实现滑模阶段的非线性光滑特性来抑制抖振和解耦，在面对复杂多变的外部干扰时，其对耦合电流的分解效果会受到限制，导致解耦性能下降。朱焜秋等人提出建立最小二乘支持向量机回归方程^[5]，利用改进遗传算法优化最小二乘支持向量机性能参数训练逆系统，并串接原系统与逆系统形成伪线性系统，完成永磁同步电机解耦控制。然而，若改进遗传算法无法获取最小二乘支持向量机性能参数的全局最优解，将导致逆系统的电流模拟不足，独立解耦控制性能欠佳。

为此，本文提出变增益扰动工况高速永磁同步电机复矢量解耦控制技术。该技术能够精确调节高速永磁同步电机 d 轴和 q 轴电流，有效消除耦合影响，实现对 d 轴和 q 轴电流的独立控制，从而减小电流波动和稳态误差。面对变增益扰动工况，该技术仍能保证复矢量解耦控制的准确性和稳定性，显著提升高速永磁同步电机的运行效率和稳定性。

1 高速永磁同步电机复矢量解耦控制技术

1.1 构建电机复矢量解耦双闭环控制架构

在高速永磁同步电机复矢量解耦控制架构中，电流环作为内环，速度环作为外环，由速度控制器、复矢量解耦控制器、逆变器等组件协同工作，共同

实现高速永磁同步电机复矢量解耦控制。其中，速度控制器通过处理实际转速与参考转速的偏差，生成电流参考值，作为电流环的输入^[6]。复矢量解耦控制器接收速度控制器输出的电流参考值，同时通过电流传感器获取高速永磁同步电机的实际电流值，依据零极点对消原理，利用复矢量解耦控制器的控制律，调节电流参考值和实际电流值的电流误差，从而消除 d 轴和 q 轴电流之间的耦合，使得两个轴的电流可以独立控制。但在变增益扰动工况下，复矢量解耦控制器难以快速准确地调整控制量，因此，采用线性扩张状态观测器，针对高速永磁同步电机在实际运行过程中的变增益扰动工况进行实时观测，借助对观测增益的动态调整，实时精准调节变增益扰动工况下的实际电流，抵消变增益扰动对电流产生的不利影响，从而提升复矢量解耦控制器的解耦性能。逆变器将复矢量解耦控制器调节后的电流信号转换为三相交流电压信号，驱动高速永磁同步电机运行。高速永磁同步电机复矢量解耦控制框架如图 1 所示。

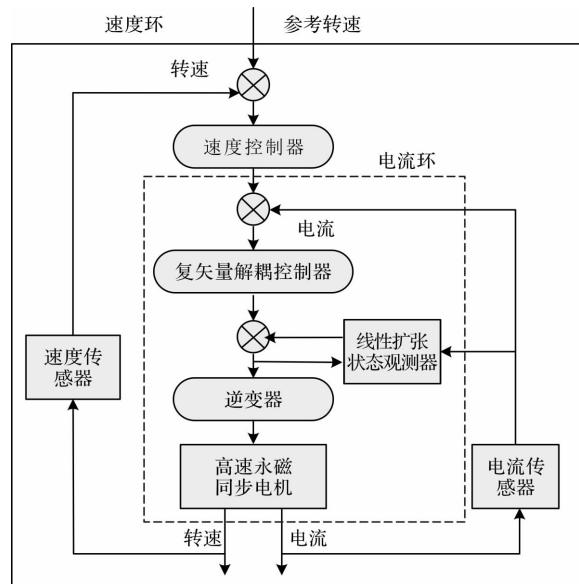


图 1 高速永磁同步电机复矢量解耦控制框架

1.2 复矢量解耦控制器设计

在高速永磁同步电机运行过程中，其动态特性于复数域表现为极点位置随转速变化，进而导致 dq 轴之间存在耦合效应。这种耦合效应极大地增加了电机控制的复杂度，使得电机难以实现精确且稳定的控制^[7]。为在动态过程中达成对高速永磁同步电机的有效控制，消除各通道间的耦合效应至关重要，因此需采用复矢量解耦控制策略。该策略的核心机制在于针对性地引入复数零点，使其在动态响应过程中与随转速漂移的极点精确对消，通过零极点相

互抵消, 有效消除各通道间的耦合效应, 从而在动态过程中实现对高速永磁同步电机的解耦控制。

在高速永磁同步电机复矢量解耦控制中, 定义

复矢量 $\tilde{h}_{dq} = h_d + jh_q$ (其中, 物理量在 d 轴和 q 轴上的分量分别用 h_d 、 h_q 表示), 基于此, dq 轴电压和电流也以复矢量形式表示如式(1)所示。

$$\begin{cases} \tilde{U}_{dq} = U_d + jU_q \\ \tilde{I}_{dq} = I_d + jI_q \end{cases} \quad (1)$$

式中, U_d 、 U_q 为 d 轴和 q 轴上的电压分量; I_d 、 I_q 为 d 轴和 q 轴上的电流分量^[8]; j 为虚数单位; \tilde{I}_{dq} 为复矢量解耦控制器输出的电流值; \tilde{U}_{dq} 为复矢量解耦控制器输出的电压值。

对于高速永磁同步电机而言, 其电感参数存在两种情况: 当高速永磁同步电机的电感参数满足 $L_d = L_q = L_s$ 时, 电压方程如式(2)所示。

$$\tilde{U}_{dq} = j\delta L_s \tilde{I}_{dq} + mL_s \tilde{I}_{dq} + j\delta\lambda + R \tilde{I}_{dq} \quad (2)$$

式中, R 为高速永磁同步电机绕组电阻; L_d 、 L_q 为 d 轴和 q 轴上的电感; L_s 为统一电感; m 为微分算子; δ 为高速永磁同步电机电角速度; λ 为永磁体磁链。

当高速永磁同步电机的电感参数 $L_d \neq L_q$ 时, 电压方程如式(3)所示。

$$\tilde{U}_{dq} = j\delta L_q \tilde{I}_{dq} + mL_q \tilde{I}_{dq} + \tilde{g}_{dq} + R \tilde{I}_{dq} \quad (3)$$

式中, \tilde{g}_{dq} 为附加电势复矢量^[9]。

由于这两种电感参数情形的分析思路基本一致, 后续针对高速永磁同步电机复矢量解耦控制的分析将以 $L_d = L_q = L_s$ 的情况展开。

在高速永磁同步电机复矢量解耦控制中, 反电动势 $j\delta\lambda$ 被视为扰动。其传递函数如式(4)所示。

$$G_{dq}(m) = \frac{1}{L_s m + j\delta L_s + R} = \frac{\tilde{I}_{dq}(m)}{\tilde{U}_{dq}(m)} \quad (4)$$

基于零极点对消原理设计复矢量解耦控制器控制律。为实现高速永磁同步电机极点的抵消, 通过引入控制参数, 使控制器能根据电流误差生成合适的控制量, 以消除耦合效应。其控制律如式(5)所示。

$$\tilde{U}_{dq}^* = (K_p + \frac{K_i}{m} + j\frac{K_p\delta}{m})(\tilde{I}_{dq}^* - \tilde{I}_{dq}) + j\delta\lambda G_{dq}(m) \quad (5)$$

式中, \tilde{I}_{dq}^* 、 \tilde{U}_{dq}^* 为 dq 轴电流和电压复矢量参考值;

K_p 为比例系数(用于根据当前电流误差的大小成比例地快速产生控制作用)^[10]; K_i 为积分系数(用于对电流误差进行积分累积)。

在高速永磁同步电机复矢量解耦控制中, 依据零极点对消原理, 选择合适的复矢量解耦控制器调节系数。具体为: 比例系数 $K_p = \hat{L}_s \delta_{cb}$, 积分系数 $K_i = \hat{R} \delta_{cb}$ (其中, 控制带宽用 δ_{cb} 表示)。

当高速永磁同步电机的实际电感 L_s 与设定电感 \hat{L}_s 相等, 实际电阻 R 与设定电阻 \hat{R} 相等时, 意味着电机的参数是准确已知的, 此时电机系统可以看作是一个理想的线性系统。在这种理想情况下, 根据前面设计的复矢量解耦控制器控制律以及电机的电压方程, 可以推导出电机的输出表达式, 该表达式反映了在理想参数条件下, 电机输入(控制器输出电压)与输出(如电流等状态量)之间的关系:

$$\tilde{I}_{dq} = \frac{\delta_{cb}}{m + \delta_{cb}} \tilde{I}_{dq}^* \quad (6)$$

在同步旋转坐标系下, 为了更清晰地表达控制器对 dq 轴电流的调节作用以及对 dq 轴间耦合关系的处理, 将式(5)中的控制量按照功能进行分解。包含比例和积分环节的控制函数用于调节 dq 轴电流, 使其跟踪参考值; 与电角速度、比例系数相关的控制函数用于处理 dq 轴间的耦合关系, 通过这种方式实现对高速永磁同步电机动态耦合项在全速度范围内的补偿抵消。复矢量解耦控制器的数学表达式由公式(5)转换为

$$\begin{cases} G_1 I_d^* - G_3 I_q^* + (G_3 + \delta L_q) I_q = (R + L_d m + G_1) I_d \\ G_4 I_q^* + G_2 I_d^* - (G_2 + \delta L_d) I_d = (R + L_q m + G_4) I_q \end{cases} \quad (7)$$

式中, $G_1 = \frac{K_{p1} + K_{i1}}{m}$ 、 $G_4 = \frac{K_{p2} + K_{i2}}{m}$ 为包含比例和积分环节的控制函数, 对 d 轴和 q 轴电流进行调节^[11]。 $G_2 = \frac{\delta K_{p1}}{m}$ 、 $G_3 = \frac{\delta K_{p2}}{m}$ 为与电角速度、比例系数相关的控制函数, 用于处理 d 轴和 q 轴间的耦合关系。

在高速永磁同步电机运行中, 动态特性在复数域表现为极点位置随转速变化, 这导致 dq 轴之间存在耦合效应, 增加了电机控制复杂度, 难以实现精确稳定控制。复矢量解耦控制策略针对性地引入复数零点, 使其在动态响应过程中与随转速漂移的极点精确对消, 通过零极点相互抵消, 有效消除各通道间的耦合效应, 从而在动态过程中实现对高速永磁同步电机

的解耦控制，解决了 dq 轴电流耦合问题。

1.3 变增益扰动工况下线性扩张状态观测器设计

变增益扰动工况指如负载突变等情况。在此工况下，高速永磁同步电机的 dq 轴电流耦合程度会大幅增加，导致复矢量解耦控制器难以快速、准确地调整控制量，使电机进入不稳定状态。采用基于变增益的线性扩张状态观测器，能够实时估计高速永磁同步电机的内外部总扰动，并将其代入复矢量解耦控制器中。通过动态调整观测增益，能够实现电流的实时精准调节，有效抵消变增益扰动对电流的不利影响，从而显著提升复矢量解耦控制器的解耦性能。

根据带宽参数配置法，二阶线性扩张状态观测器的增益配置如式(8)所示。

$$Z_{01} = 2 \sqrt{Z_{02}} \quad (8)$$

式中， Z_{02} 为线性扩张状态观测器的观测增益。

观测增益越大，线性扩张状态观测器带宽越宽，其扰动估计能力就越好，抗干扰能力也越显著^[12]。然而，观测增益的增大也会放大观测噪声。固定观测增益无法兼顾扰动估计和噪声抑制的优化，这限制了线性扩张状态观测器的性能，无法充分保障高速永磁同步电机复矢量解耦控制的稳定性与精确性。

在高速永磁同步电机复矢量解耦控制中，为使线性扩张状态观测器兼具良好的扰动估计和噪声抑制性能，提出变增益策略。当高速永磁同步电机处于变增益扰动工况，导致扰动变化率 $|\dot{x}|$ 较大时，增大线性扩张状态观测器观测增益，提升其电流调节能力，及时准确估计扰动，助力抵消扰动对 dq 轴电流耦合的影响。而在扰动变化缓慢时，减小观测增益，抑制量测噪声对高速永磁同步电机的干扰，维持复矢量解耦控制器稳定性^[13]。其变增益函数如式(9)所示。

$$Z'_{02} = W |\dot{x}| \quad (9)$$

式中，系数 W 根据扰动变化率 $|\dot{x}|$ 动态调整变增益函数 Z'_{02} ，在扰动估计与噪声抑制之间取得平衡，从而优化高速永磁同步电机复矢量解耦控制性能。

为实现基于变增益策略的线性自抗扰控制，需要让线性扩张状态观测器的观测增益能随扰动变化灵活调整，依据扰动导数 \dot{x} 调节变增益函数 Z'_{02} ，但实际中 \dot{x} 难以直接获取^[14]。

高速永磁同步电机实际电流值用 I_{dq} 表示。由于扰动导数 \dot{x} 与电流误差 $|I_e| = |\tilde{I}_{dq} - I_{dq}|$ 存在关联，当 $|\dot{x}|$ 增大时， $|I_e|$ 随之增大； $|\dot{x}|$ 减小时， $|I_e|$ 也随之减小。因此，将变增益函数近似改造为如式

(10) 所示。

$$Z'_{02} = W(|I_e|) \quad (10)$$

当 $|\dot{x}|$ 增大，电流误差 $|I_e|$ 增大，变增益函数 Z'_{02} 随之增大，从而提升线性扩张状态观测器电流调节能力，减小电流误差。当 $|\dot{x}|$ 减小， $|I_e|$ 随之减小，此时降低 Z'_{02} ，保证噪声抑制性能，形成线性扩张状态观测器观测增益的反馈调节机制。最终所设计的变增益函数如式(11)所示：

$$Z'_{02} = W|I_e| = Z_{\min} + a \left(\frac{1}{1 + I_e^{-\mu |I_e|^3}} - 0.5 \right) \quad (11)$$

式中， Z_{\min} 为下限增益， Z_{\min} 与增益调节系数 a 共同决定上限增益； μ 为敏感因子^[15]。将公式(11)代入到公式(7)中，以 $Z'_{02} I_d, Z'_{02} I_q$ 替代原公式的 I_d, I_q 进行计算，实现复矢量解耦控制。

在高速永磁同步电机运行时，若电流误差 $|I_e|$ 较小，意味着扰动变化平缓。此时，变增益函数 Z'_{02} 取值小且变化缓慢，可有效抑制测量噪声对线性扩张状态观测器的干扰，保证复矢量解耦控制器稳定性。当 $|I_e|$ 超出平缓范围，表明高速永磁同步电机遭遇大幅变化的扰动， Z'_{02} 会快速增大，使线性扩张状态观测器能迅速提升电流调节能力，及时、准确地估计扰动，助力 dq 轴电流解耦控制^[16-17]。而当 $|I_e|$ 大到一定程度， Z'_{02} 达到上限值后不再增加，防止增益无限制增大引发电机不稳定，保障高速永磁同步电机在变增益扰动工况下可靠运行，实现变增益扰动工况高速永磁同步电机复矢量解耦控制。

2 实验分析

为验证本文方法性能，通过 Matlab/Simulink 仿真框架，构建高速永磁同步电机仿真平台，如图 2 所示。高速永磁同步电机参数如表 1 所示。

表 1 高速永磁同步电机参数

参数	参数值
额定功率/kW	500
额定转速/(r/min)	120,000
极对数	6
转子叠片厚度/mm	0.35
额定电压/V	690
额定电流/A	380
额定转矩/Nm	230
功率因数	0.98
反电动势系数 V/(kr/min)	180
阻尼系数/Nms	0.1

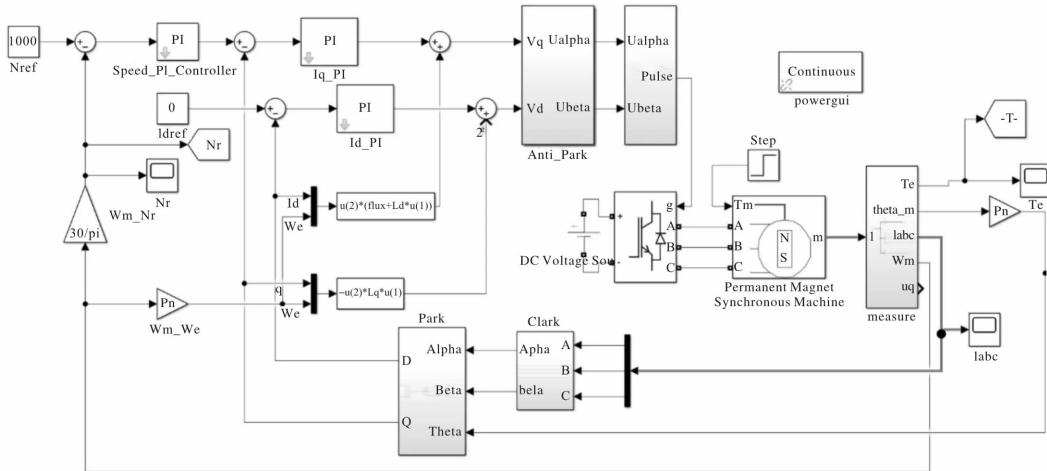


图2 高速永磁同步电机仿真

将空载启动后的高速永磁同步电机转速稳定在120,000 r/min,持续运行至3 s以建立稳态工况。随后在3 s时向电机轴端突加2 Nm转矩负载,模拟实际工况中的负载突变。采用本文方法与文献[2]中的电流

偏差解耦控制器、文献[3]中的反馈解耦补偿器进行解耦控制,并绘制解耦控制后的高速永磁同步电机电流曲线,通过对电流曲线验证本文方法的性能优势。负载突变情况下解耦控制后的电流曲线如图3所示。

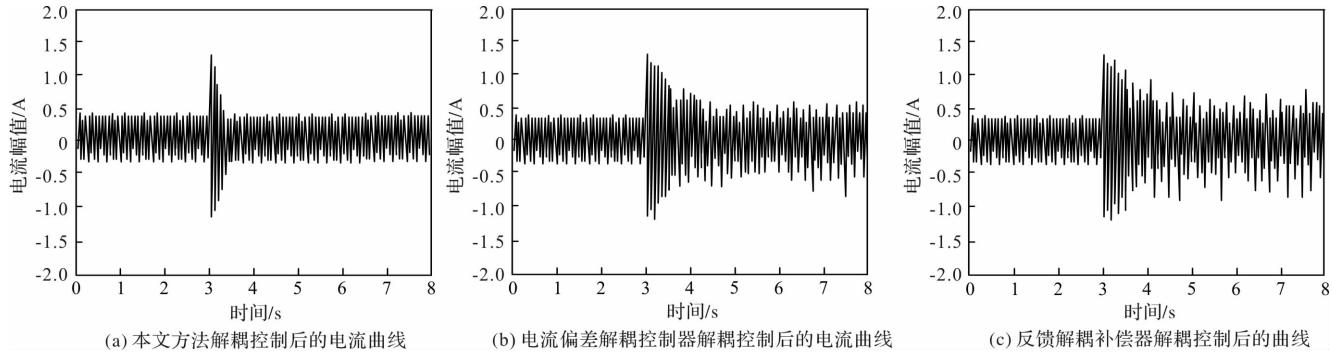


图3 负载突变情况下解耦控制后的电流曲线

如图3所示,突加负载后,电流波动在0.5 s内迅速收敛至稳态。这表明本文方法中的变增益线性扩张状态观测器(LESO)具有出色的动态调节能力。当电流误差增大时,观测增益能够快速提升,从而增强扰动估计能力,迅速抵消耦合效应。零极点对消原理的应用确保了 dq 轴电流的独立控制,避免了交叉干扰导致的持续振荡,进一步验证了本文方法在动态响应速度和稳态精度上的优越性。而图3(b)所示文献[2]中的电流偏差解耦控制器和图3(c)文

献[3]中的反馈解耦补偿器在解耦控制后,虽抑制了部分电流波动,但电流仍然存在持续振荡,解耦控制效果不佳。这一对比结果说明本文方法动态响应速度和稳态精度上显著优于传统解耦策略。

同样将高速永磁同步电机稳态运行3 s,在3 s时电感参数发生 $\pm 50\%$ 失配情况下,出现变增益扰动工况。采用以上方法进行控制,观察高速永磁同步电机转速变化曲线,从而验证本文方法的有效性。变增益扰动工况下转速变化曲线如图4所示。

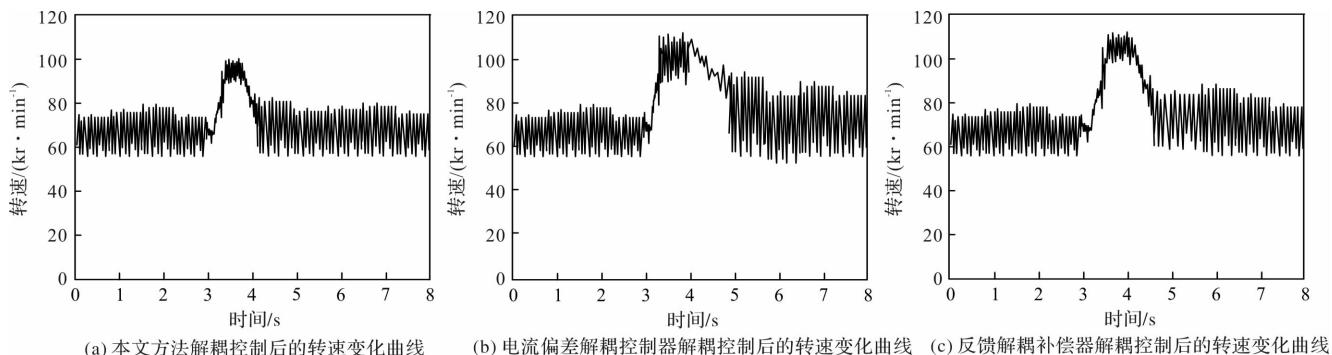


图4 变增益扰动工况下转速变化曲线

如图 4 所示, 当电感参数发生 $\pm 50\%$ 失配时, 高速永磁同步电机转速出现显著波动。这表明参数失配对电机的控制性能有显著影响。尽管转速波动较大, 但本文方法能够在 1 s 内完成解耦控制, 使转速保持稳定, 验证了方法的鲁棒性。而其他方法虽可以控制转速, 但无法保持回到原速度, 且耗时较长。这是因为本文方法将参数失配视为总扰动, 并通过变增益函数进行动态补偿的策略。比例-积分系数基于带宽设计, 对参数变化不敏感, 进一步增强了本文方法在强参数不确定性下的稳定性。因此, 即使在强参数不确定性条件下, 该方法仍能保持稳定的解耦控制性能, 展现出优异的鲁棒特性。

采用本文方法进行解耦控制后, 通过观察高速永磁同步电机转速响应和转矩波形, 进一步验证本文方法的有效性。结果如图 5 所示。

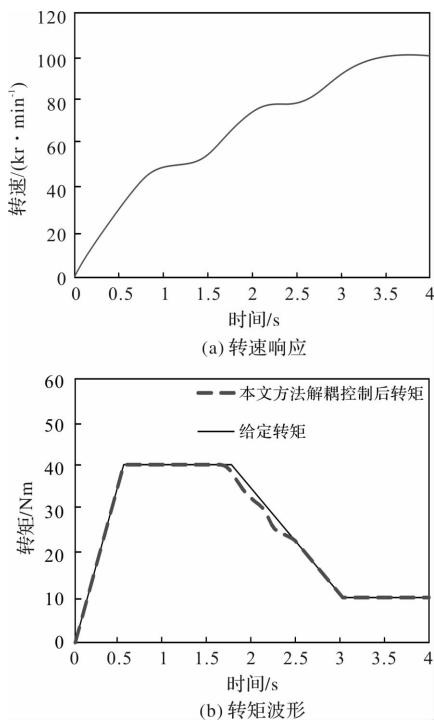


图 5 转速响应和转矩波形

通过图 5 可知, 采用本文方法解耦控制后, 电机转速呈平滑上升曲线, 在 4 s 内无超调达到目标转速。这表明解耦控制有效抑制了耦合引起的转速波动, 实现了高精度的转速跟踪。随着转速的上升, 转矩与给定转矩有短暂的偏差, 但很快恢复稳定, 与给定转矩保持一致。这体现了变增益 LESO 的抗扰动能力, 实现了高精度的解耦控制。实验结果表明, 采用本文方法进行解耦控制后, 高速永磁同步电机的转速响应和转矩波形均表现出良好的性能, 验证了本文方法的有效性和优越性。

3 结语

本文针对高速永磁同步电机(PMSM)在变增益扰动工况下的 dq 轴电流耦合问题, 提出了一种基于复矢量解耦控制与变增益线性扩张状态观测器(LESO)的协同控制策略。得出以下结论:

(1) 在负载突变工况下(突加 2 Nm 转矩), 所提方法使电流波动在 0.5 s 内快速收敛至稳态, 显著优于传统电流偏差解耦控制器和反馈解耦补偿器。

(2) 复矢量解耦控制器通过零极点对消消除 dq 轴耦合效应, 而变增益 LESO 动态调节观测增益, 在扰动剧烈时提升带宽以增强扰动估计能力, 平缓时降低增益以抑制噪声。

(3) 在电感参数 $\pm 50\%$ 失配的极端条件下, 电流在 1 s 内恢复稳态, 验证了方法对参数不确定性的强容错能力。

(4) 转速响应呈无超调平滑曲线(4 s 内达 1500 r/min), 转矩波动迅速抑制, 满足高速电机对低振动、高动态响应的需求。

实验结果表明, 该方法在负载突变和电感参数失配等复杂工况下均能保持稳定解耦性能, 兼具显著优势与实际应用价值。未来研究, 将拓展至同时应对负载突变、电压跌落等多源扰动的复合控制策略。

参考文献

- [1] 顾思芸, 沈建新. 高速永磁同步电机解耦控制——低载波比数字延时与 Smith 预估控制[J]. 微电机, 2024, 57(01): 18-25.
- [2] 赵希梅, 吴岑. 基于滑模自抗扰的 PMLSM 电流偏差解耦控制[J]. 光学精密工程, 2022, 30(04): 431-441.
- [3] 郭科宇, 李耀华, 史黎明. 分段供电双三相永磁同步直线电机电流解耦与扰动抑制[J]. 电工技术学报, 2022, 37(24): 6332-6344.
- [4] 曾小莉, 王维庆, 王海云. 基于电流偏差的永磁同步电机滑模电流解耦控制[J]. 控制理论与应用, 2022, 39(11): 2149-2160.
- [5] 朱焜秋, 沈良瑜. 采用改进遗传算法优化 LS-SVM 逆系统的外转子无铁心无轴承永磁同步发电机解耦控制[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(05): 2037-2047.
- [6] 邓聪颖, 舒杰, 陈翔, 等. 多参数变化下基于参数辨识的永磁同步电机偏差解耦控制方法[J]. 仪器仪表学报, 2022, 43(06): 260-268.
- [7] 付兴贺, 顾胜东, 熊嘉鑫. 永磁同步电机交直轴电流解耦控制方法综述[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(01): 314-332.

(下转第 54 页)

直流偏磁闭磁路电压互感器磁通分布均匀性多目标优化方法

唐贤敏¹, 李金友¹, 李 鸿², 王俊融¹, 李 强²

(1. 贵州电网有限责任公司计量中心, 贵阳 550002; 2. 宁夏隆基宁光仪表股份有限公司, 银川 750021)

摘要: 直流偏磁闭磁路中的容抗与感抗发生变化时, 产生谐振现象, 导致电压互感器产生较大的励磁电流, 严重影响电压互感器磁通分布均匀性, 对此, 提出直流偏磁闭磁路电压互感器磁通分布均匀性多目标优化方法。分析大地电位分布情况, 设置电势边界条件, 计算磁场强度作为均匀性优化指标。计算直流偏磁情况下的综合误差, 选用电阻型隔直装置, 抑制直流偏磁; 计算中性点位移电压, 选用阻尼滑动电阻作为消谐装置, 抑制电压互感器铁磁谐振。以最小化磁场强度指标偏差、降低直流偏磁综合误差、降低中性点位移电压作为优化目标, 利用精英保留策略与模拟二进制交叉的多目标优化方法, 连续调整电压互感器参数, 使电压互感器磁场强度达到最优状态, 实现电压互感器磁通分布均匀性的多目标优化。实验结果表明: 电压互感器工作过程中, 中性点位移电压的幅值变化范围为 70V, 提升了磁通分布均匀概率, 有效减少励磁电流的产生。

关键词: 励磁电流; 分布均匀性; 多目标优化; 直流偏磁; 铁磁谐振

中图分类号: TM451 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2026)01-0049-06

Multi-objective Optimization Method of Flux Distribution Uniformity of DC Bias Closed Magnetic Circuit Voltage Transformer

TANG Xianmin¹, LI Jinyou¹, LI Hong², WANG Junrong¹, LI Qiang²

(1. Measurement Center of Guizhou Power Grid Co., LTD., Guiyang 550002, China;

2. Ningxia Longji Ningguang Instrument Co., LTD., Yinchuan 750021, China)

Abstract: When the capacitance and inductance of the DC biased closed magnetic circuit change, resonance occurs, resulting in a large excitation current in the voltage transformer, which seriously affects the uniformity of the magnetic flux distribution of the voltage transformer. To this end, a multi-objective optimization method for the magnetic flux distribution uniformity of the DC biased closed magnetic circuit voltage transformer was proposed. Analyzed the distribution of earth potential, set potential boundary conditions, and calculated magnetic field strength as a uniformity optimization index. Calculated the comprehensive error under DC bias and selected a resistance type DC isolation device to suppress DC bias; Calculated the displacement voltage of the neutral point and selected a damping sliding resistor as the harmonic elimination device to suppress the ferromagnetic resonance of the voltage transformer. The optimization objectives were to minimize the deviation of the magnetic field strength index, reduce the comprehensive error of DC bias, and reduce the neutral point displacement voltage. By using the elite retention strategy and the multi-objective optimization method of simulating binary crossover, the parameters of the voltage transformer were continuously adjusted to achieve the optimal state of the magnetic field strength of the voltage transformer, realizing the multi-objective optimization of the uniformity of the magnetic flux distribution of the voltage transformer. The experimental results show that during the operation of the voltage transformer, the amplitude variation range of the neutral point displacement voltage is 70V, which improves the probability of uniform magnetic flux distribution and effectively reduces the generation of excitation current.

Key words: excitation current; distribution uniformity; multi-objective optimization; DC bias; ferromagnetic resonance

收稿日期: 2025-03-12

基金项目: 科技项目技术研发服务(除国家级、南网公司重点项目外项目)(智能变电技术和用电技术)(采购编号: CG0600022001757666)

作者简介: 唐贤敏(1989), 女, 本科, 工程师, 研究方向为电能计量技术。

李金友(1985), 男, 本科, 高级工程师, 研究方向为电能计量。

李 鸿(1995), 女, 硕士, 工程师, 研究方向为微电网技术。

王俊融(1988), 男, 硕士, 高级工程师, 研究方向为市场营销, 电能计量。

李 强(1997), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为智能电网方向。

0 引言

伴随着现代电力系统的不断发展，电力系统的安全稳定运行问题引起了社会各界的关注。而电压互感器作为关键的测量设备，也被广泛应用于日常工作中，因此，其性能的稳定性和准确性，严重影响着电力系统的安全稳定运行。然而，随着高压直流输电技术的快速发展和广泛应用，直流偏磁现象逐渐成为影响电压互感器性能的重要因素之一。直流偏磁不仅会导致电压互感器测量精度下降，还会增加设备的损耗和发热，甚至可能引发设备故障。

针对上述问题，国内外学者对直流偏磁现象及其对电压互感器的影响进行了广泛的研究。曾希哲等^[1]通过对不同类型的隔直装置进行分析，得到能够说明变压器中性点电流值的加权数值，并以此作为优化目标，以建立相应优化模型，在应用该模型进行优化过程中，选取变压器中性点直流电流数值作为限制，并应用 PID 搜索优化算法实现电压互感器磁通分布均匀性的优化。该方法单一考虑了变压器中性点电流值，忽略了谐振现象对电压互感器的影响。曹梦茜等^[2]通过动态调整偏好映射点的位置，显著降低了算法对初始参考点位置的依赖性，从而增强了算法的灵活性和适应性。同时应用偏好解集过滤器，对输出 Pareto 解数目的有效调控，以实现对电压互感器的优化。该方法通过调整偏好映射点位置，增加了对电路中磁场的考虑，但忽视了电路出现谐振现象的情况。刘浩等^[3]通过将高温超导技术应用于电压互感器，降低了励磁电流经过绕组时产生的误差，并针对铁心的磁滞和涡流损耗进行了分析，从而设计出一台变比为 1kV/10V 的电压互感器的铁心和绕组结构，以改善电压互感器磁通分布均匀性问题。该方法针对电路中正常产生的励磁电流的数值进行了优化，但无法改善因谐振现象产生的励磁电流。汪丁泉等^[4]通过对 SVPWM 与 SPWM 的本质进行分析，从而得到二者之间的联系，应用等效原理，重构了电平低幅值中性点位移电压矢量空间状态，在此基础上，注入零序电压自由选择开关序列，从而实现对电压互感器磁通分布均匀性的多目标优化。该方法在一定程度上对电路中谐振现象进行了考虑，但对该现象改善的结果有限。

为解决上述问题，本文提出了直流偏磁闭磁路电压互感器磁通分布均匀性多目标优化方法。通过综合考虑电压互感器的多个性能指标，从而对电压互感器的多方面性能进行优化，以提高其磁通分布均匀性，降低直流偏磁的影响。

1 直流偏磁闭磁路电压互感器磁通分布均匀优化

1.1 磁通分布均匀性优化指标磁场强度计算

磁场强度是直流偏磁闭磁路电压互感器线圈电流的直接体现。在直流偏磁条件下，直流电流会叠加到交流激励上，直流电流会在磁芯中引入静态偏置磁场，导致工作点偏移。若磁场强度分布不均，部分区域可能提前进入饱和，而其他区域仍处于线性区，造成磁通严重不均匀畸变。因此以磁场强度为指标可主动调控偏差分布，确保直流偏置均匀施加，完成电压互感器磁通分布均匀性优化。计算磁场强度需首先计算直流接地极电流周围的大地电位分布情况，并将直流接地极视为点电流源^[5]，其电位分布满足式(1)：

$$\begin{cases} \nabla^2 U = 0 & \text{不包含电流源点区域} \\ \nabla^2 U = -\frac{\partial \rho_u}{\partial t} & \text{包含电流源点区域} \end{cases} \quad (1)$$

式中， U 为电势数值， ρ_u 为电荷密度数值。

针对不同电位分布状态的电阻率数值，设置相应电势边界条件，其计算公式如式(2)所示。

$$\begin{cases} \frac{1}{\rho_k} \frac{dU_k}{dn} = \frac{1}{\rho_1} \frac{dU_1}{dn} \\ U_k = U_1 \end{cases} \quad (2)$$

式中， U 为电势数值， ρ 为电导率数值， n 为空气侧外法线方向。

在满足电势边界条件基础上，设置相应节点 m ，计算电压互感器中变压器在该节点处的偏磁电流，其计算公式如式(3)所示。

$$I_m = \frac{U_m}{R_{gm}} \quad (3)$$

式中， U_m 为节点 m 对应的直流接地极电流引起的地电位， R_{gm} 为节点 m 对应的接地电阻。

结合偏磁电流数值，根据该数值计算电势上限和下限边界条件下的磁场强度，其计算公式如式(4)所示。

$$H = \frac{N \cdot I_m}{l} \quad (4)$$

式中， H 为磁场强度， N 为电压互感器中铁心周围线圈匝数， l 为电压互感器电磁铁的平均周长。

计算满足电压互感器磁通分布均匀性条件的电压互感器磁场强度数值，根据计算结果得到上限和下限的数值，并将此设置为磁通分布均匀性优化指标。

1.2 基于综合误差的电压互感器磁通直流偏磁抑制

在电压互感器电路上收集相应磁通数据，得到初始电压互感器磁通直流偏磁误差数值，其电路图如图 1 所示。

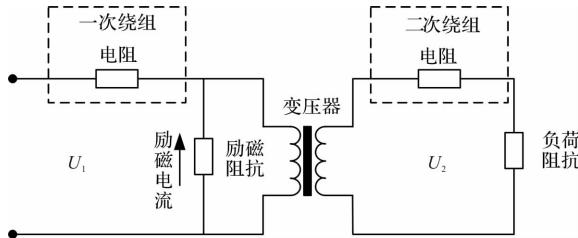


图 1 电压互感器电路图

在电压互感器磁通出现直流偏磁现象时，通过电压、电流传感器得到电压互感器在工作时产生的励磁误差和负载误差^[6]，其电压互感器综合误差计算公式如式(5)所示。

$$\varepsilon \approx -\left(\frac{Z_1}{Z_m} + \frac{Z_2}{Z_b}\right) \quad (5)$$

式中， Z_1 为互感器一次绕组的直流电阻和漏抗， Z_2 为二次绕组等效到一次的直流电阻和漏抗， Z_m 为互感器的励磁阻抗， Z_b 为等效到互感器一次的负荷阻抗， $\frac{Z_1}{Z_m}$ 为励磁误差； $\frac{Z_2}{Z_b}$ 为负载误差。

根据电压互感器不同工况下的励磁曲线，找出可以满足 1.1 中磁场强度指标的励磁电流范围，其电压互感器励磁曲线图像如图 2 所示。

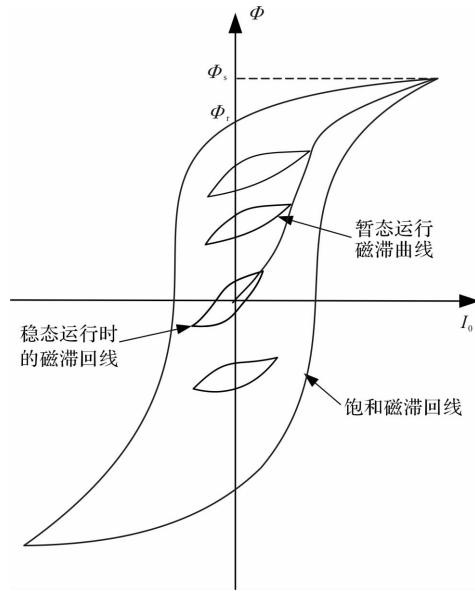


图 2 电压互感器励磁曲线形式

由于磁通曲线会在直流偏磁作用的影响下发生畸变。在电压互感器的中性点位置，串入电阻值满足阈值范围的隔直装置，改变电压互感器及相应直流用电设备的接地运行方式，限制其流入大地的直

流电流。根据电压互感器的特点，本文使用电阻型隔直装置进行串联^[7]，在电压互感器中性点上装设大功率小电阻，其结构图如图 3 所示。

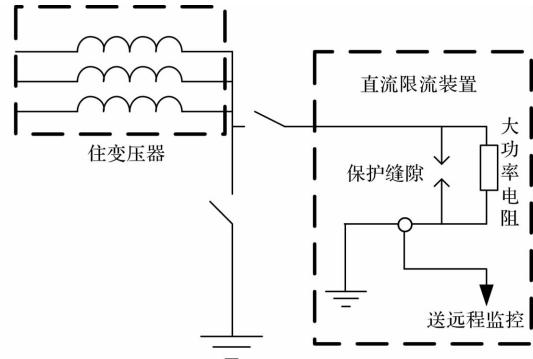


图 3 电阻型隔直装置串联结构图

图 3 中，在电压互感器电路中串联电阻型隔直装置，从而抑制电压互感器磁通直流偏磁现象。

1.3 基于中性点位移电压的电压互感器铁磁谐振抑制

在电压互感器中发生铁磁谐振现象时，电压互感器的一次励磁电流会急剧增大，出现中性点位移电压超过额定值较多的现象，从而影响电压互感器磁通分布均匀性。当电压互感器出现铁磁谐振现象时^[8]，感抗与容抗的向量关系如图 4 所示。

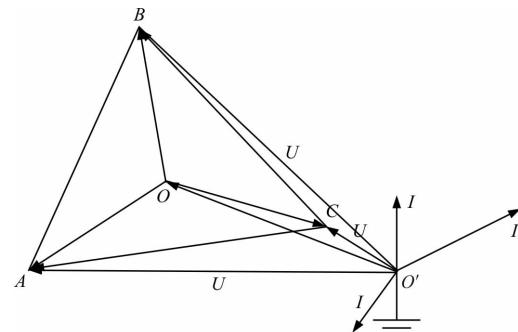


图 4 电压互感器铁磁谐振向量关系图

由于流过绕组的电流与额定电流相差较大，引起了电压互感器铁心在瞬间达到饱和状态的问题，该情况电压互感器中性点位移电压计算公式如式(6)所示。

$$E_0 = -\frac{E_A Y_A + E_B Y_B + E_C Y_C}{Y_A + Y_B + Y_C} \quad (6)$$

式中， E_0 为电压互感器中性点位移电压， E_A 、 E_B 、 E_C 为 E_A 电源侧的三相电压数值， Y_A 、 Y_B 、 Y_C 为三相并联导纳呈容性数值。

上式中 Y_A 、 Y_B 、 Y_C 计算计算公式如式(7)所示。

$$Y = j\omega C_0 + 1/j\omega L \quad (7)$$

式中， Y 为并联导纳的容性数值， ω 为电磁系数， C_0 为导线对地电容， L 为励磁电感数值。

电压互感器在运行过程中，出现铁磁谐振现象的电压阈值范围^[9]。根据阈值范围选用对应阻尼滑动电阻作为消谐装置，在原有电阻基础上，将其串联入电压互感器的辅助绕组开口位置，确保电压互感器在进行消谐工作时，总回路中存在较大的电阻负载。该消谐装置接线方式如图 5 所示。

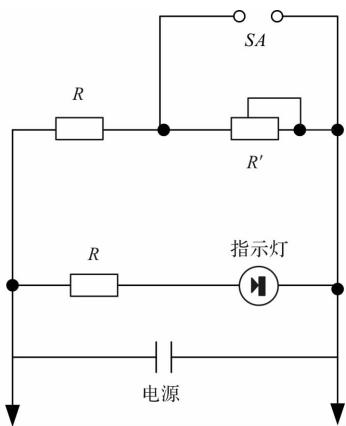


图 5 消谐装置接线图

图 5 中，阻断短路电流通道，从而实现电压互感器消谐功能。在实际操作中，根据需要不断调整滑动变阻器，使最终电压互感器磁场强度数值在 1.1 设置的指标之内，达到提高消谐成功率的目标。

1.4 电压互感器磁通分布均匀性优化实现

应用采用精英保留策略与模拟二进制交叉的多目标优化方法，连续调整电压互感器参数，使电压互感器磁场强度数值达到最优状态。优化实现步骤如下：

步骤 1：初始化种群。将优化目标 1 设为最小化磁场强度偏差，即利用公式(5)计算的理想均匀分布磁场强度与实际磁场强度的差值。优化目标 2 为基于公式(5)的最小化综合误差抑制直流偏磁。优化目标 3 为降低公式(6)计算出的实际中性点位移电压幅值，以抑制铁磁谐振。将上述均匀性优化多个目标作为优化算法的初始种群，表示为

$$x_{ij} = r_i(u_j - l_j) + l_j \quad (8)$$

式中， i 为种群个体序号， j 为维度序号， x_{ij} 为相应个体的某维度数值， u_j 为变量维度阈值上限， l_j 为变量维度阈值下界， r_i 为系数，其取值范围为 $[0, 1]$ 。

步骤 2：适应度函数构建。综合上述多目标优化需求，定义适应度函数：

$$F = \min(\alpha \cdot \Delta H + \beta \cdot \epsilon + \gamma \cdot E_0) \quad (9)$$

式中， α, β, γ 分别为三个优化目标的权重系数。

步骤 3：选择与交叉操作。将隔直装置的电阻值、消谐装置的滑动电阻阻值、辅助绕组开口位置的电感补偿参数作为决策变量个体。采用精英保留

策略与模拟二进制交叉。选择适应度排名前 20% 的个体直接保留至下一代；剩余个体通过二进制交叉生成子代，交叉概率设为 0.8，分布指数为 5，确保参数平滑过渡。

步骤 4：变异操作。对子代个体施加多项式变异，变异概率设为 0.1，变异分布指数为 20，以增强局部搜索能力。

步骤 5：迭代更新与终止条件。通过 1.1、1.2、1.3 节内容对电压互感器的串联电阻、滑动电阻位置、电感补偿参数进行不断调整，对调整后磁场强度优化偏差进行计算^[10]，其计算公式如式(10)所示。

$$e_k(t) = x_m(t) - x(t) \quad (10)$$

式中， $e_k(t)$ 为总体偏差数值， $x_m(t)$ 为最优个体数值， $x(t)$ 为每次调整后个体数值。每轮迭代后，重新计算总体偏差，若总体偏差达到设定的指标阈值，则终止迭代，从而实现电压互感器磁通分布均匀性的优化。

2 实验结果与分析

本文选择四个型号和性能相同的直流偏磁闭磁路电压互感器作为实验样本，将其与直流电源进行连接，并在其中安装磁通测量仪器和示波器作为数据采集设备。启动电压互感器，使其处于工作状态，通过人工干预的方式对多次施加谐振影响。在施加谐振影响过程中，不断改变谐振影响的时长，从而减少实验的偶然性。在此过程中应用数据采集系统对数据进行采集，将统计结果进行概率计算，得到受到不同时长谐波影响，电压互感器出现磁通分布不均匀现象的概率数值。在此基础上，对电压互感器进行优化，重复上述步骤，得到对比数据，通过对比，判断优化方法是否可以改善电压互感器磁通分布均匀性问题。

通过引入中性点位移电压的概念，运用包含本文方法、文献[1]方法、文献[2]方法的三种优化方法对选定的电压互感器进行优化，通过电压传感器向计算机进行中性点位移电压的输出，对比中性点位移电压的幅值变化范围。

对工作状态的实验样本连续多次施加谐波影响，统计不同优化方法优化后，实验样本受谐波影响产生的励磁电流数值情况，判断三种优化方法是否可以有效抵抗谐波干扰，提高电压互感器磁通分布均匀性能。

针对电压互感器的磁通分布均匀性进行实验，其电压互感器实物图如图 6 所示。



图 6 电压互感器接线实物图

本实验所应用的工具型号如表 1 所示。

表 1 实验工具型号表

实验工具	型号
电压互感器	直流偏磁闭磁路电压互感器
直流电源	优利德(UNI-T)
数据采集系统	高精度数据采集卡或数据采集系统
磁通测量仪器	磁通计或磁通密度测量仪
示波器	数字示波器

由电压传感器输出对应中性点位移电压波形，通过对比，验证三种优化方法是否可以有效减少电压幅值变化范围，电压幅值变化范围可以反应电压互感器在工作过程中的磁通分布情况，其范围越小，证明运用改进方法后的电压互感器磁通分布均匀性越好。中性点位移电压实验波形图如图 7 所示。

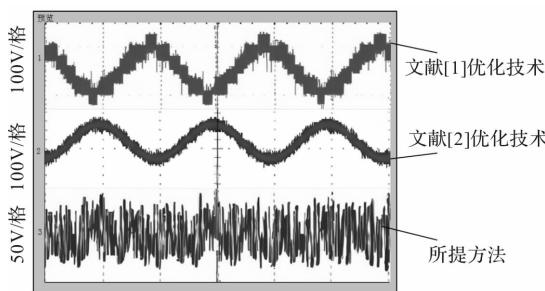


图 7 中性点位移电压实验波形图

由图 7 可知，通过所提方法进行优化，该实验样本的中性点位移电压的幅值变化范围为 70 V，而文献[1]优化方法对实验样本的中性点位移电压影响范围为 150 V，文献[2]优化方法对实验样本的中性点位移电压影响范围为 120 V，由上述实验结果可以看出，所提方法可以有效控制中性点位移电压的幅值变化范围。

多次不同时间长对电压互感器施加谐振影响，以减少实验偶然性。通过电流传感器数据分析此时电压互感器是否出现磁通分布不均匀现象，从而运用计算机根据实验数据，得出受谐振影响，优化前后，

电压互感器出现磁通不均匀现象的概率。受谐振影响的磁通分布不均匀概率实验结果如图 8 所示。

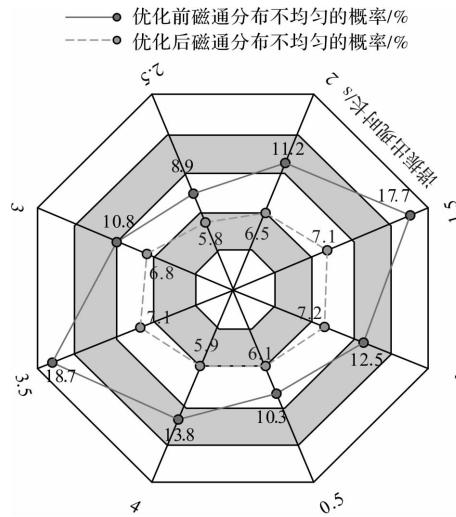


图 8 受谐振影响的磁通分布不均匀概率实验结果

由图 8 可知，优化前，在谐振时长为 1.5 s 和 3.5 s 时，电压互感器出现磁通分布不均匀现象的概率较大，其数值高达 18.7%，且当出现谐振影响时，其发生磁通分布不均匀现象的概率数值均大于 8.9% 以上。经过本文方法优化后，当出现谐振影响时，其发生磁通分布不均匀现象的概率数值始终保持在 7.2% 以下，通过对比可知，优化后的实验样本在很大程度上减少了谐振对磁通分布均匀性的影响。

随机增加 9 次谐波影响，通过电流传感器获取对应励磁电流数值，从而分析三种优化方法是否可以减少谐波对电压互感器的影响。电压互感器谐波影响实验结果如图 9 所示。

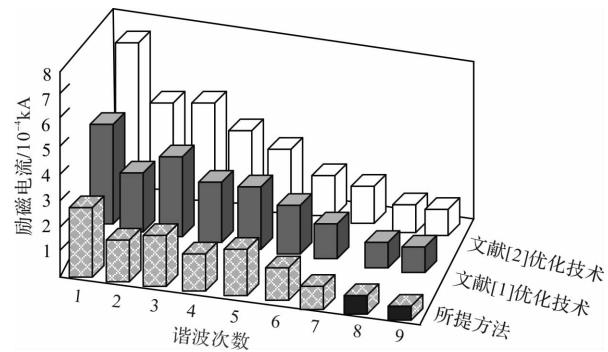


图 9 电压互感器谐波影响实验结果

励磁电流是指通过电压互感器励磁线圈所流过的电流，在电压互感器工作时，通过励磁线圈的电流会产生磁场，进而影响电压互感器磁通分布均匀性，该数值越高，则证明对电压互感器磁通分布均匀性的影响越大。由图 9 可知，随着谐波出现次数的增加，三种方法影响下的电压互感器励磁电流数值由开始的不规则变化到后来均呈现减少趋势。文

献[2]方法受谐波的影响，产生的励磁电流最大，文献[1]方法产生的励磁电流数值相对较小。而所提方法无论在首次出现谐波时还是在后续过程中，产生的励磁电流数值均最小。这是由于所提方法应用电阻型隔直装置，增加了串联直流入大地的直流电流数值，从而减少了励磁电流的产生。该实验结果证明，所提方法在电压互感器工作过程中产生谐波时，可以减少励磁电流的产生，有效提高电压互感器磁通分布均匀性。

3 结语

本文通过对直流偏磁闭磁路电压互感器磁通分布均匀性多目标优化方法进行研究，为电压互感器的优化设计提供了新的思路和方法，运用本文方法，可以有效提高电压互感器的磁通分布均匀性能，为电力系统的安全稳定运行和电能质量的提高提供了有力的技术支撑。但由于优化过程中需要考虑的性能指标众多，且各指标之间往往存在相互冲突和制约的关系，导致针对过于复杂的情况，无法保证电压互感器的性能。在未来研究中，应深入研究直流偏磁现象的产生机理和影响规律，为优化方法的改进和创新提供更为坚实的理论基础。

参考文献

- [1] 曾希哲，曾峰，肖树清. 基于 PID 搜索优化算法的变压器直流偏磁治理策略[J]. 江西电力, 2024, 48

(上接第 48 页)

- [8] 张雪梦，魏海峰，孟智超，等. 新能源汽车永磁同步电机复矢量解耦补偿策略[J]. 电力电子技术, 2023, 57(03): 19-23.
- [9] 袁庆庆，董朔，施建君，等. 低载波比下永磁同步电机电流环内模解耦控制[J]. 电力电子技术, 2024, 58(03): 31-35.
- [10] 卜锦峰，赵金星，蒋冬. 复矢量电流调节器抑制高速永磁电机高次谐波[J]. 计算机仿真, 2024, 41(06): 354-358.
- [11] 王晓琳，严廷雄，鲍旭聪，等. 超高速电机电流源逆变器解耦控制优化策略研究[J]. 南京航空航天大学学报, 2023, 55(06): 1089-1099.
- [12] 王攀，冯宇，陈昌鑫，等. 用于激光反射镜面调节的双电机控制系统设计[J]. 中国测试, 2025, 51(02): 112-117, 139.

(03): 27-30.

- [2] 曹梦茜，卢洪坤，孙翔，等. 改进偏好多目标优化算法在直流偏磁抑制装置优化配置中的应用[J]. 现代电子技术, 2024, 47 (08): 143-148.
- [3] 刘浩，刁贏龙，何莹辉，等. 基于高温超导的高精度电压互感器研究[J]. 电测与仪表, 2024, 61 (04): 48-55.
- [4] 汪丁泉，江可扬，邱长青，等. 五电平 ANPC 变换器多目标优化调制技术研究[J]. 电机与控制学报, 2024, 28 (06): 152-162.
- [5] 程新翔，喻锟，曾祥君，等. 地铁杂散电流引起变压器直流偏磁抑制方法[J]. 电网技术, 2024, 48 (04): 1700-1711.
- [6] 庄文睿，郭谋发. 基于时频谱图的配电网高阻接地故障智能识别方法[J]. 福州大学学报(自然科学版), 2024, 52 (01): 53-60.
- [7] 郭苏鑫，王泽忠，梁书原. 三相五柱变压器负载直流偏磁计算分析[J]. 高压电器, 2023, 59 (12): 113-121, 129.
- [8] 宋奇珂，王丰华. 大型变压器直流偏磁下电磁振动特征研究[J]. 高压电器, 2023, 59 (10): 129-139.
- [9] 周展帆，严宇，于艺盛，等. 地铁杂散电流对变压器直流偏磁的影响分析[J]. 电力科学与技术学报, 2024, 39 (01): 134-143.
- [10] 高盛楠，潘超，安景革，等. 基于特征提取映射的变压器偏磁多场响应[J]. 电网与清洁能源, 2023, 39 (08): 45-54.

- [13] 覃一泓，周鹏，袁志宝，等. 五相内置式永磁电机多维 MTPA 控制研究[J]. 电力电子技术, 2025, 59 (07): 107-112.
- [14] 于佳强，吴绍朋，杜博超，等. 电流源逆变器复矢量解耦与前馈解耦联合降阶控制策略研究[J]. 西安交通大学学报, 2024, 58(08): 28-37.
- [15] 蓝良生，陆正杰. 双馈感应电机无速度传感器直接转矩控制方法[J]. 传感技术学报, 2023, 36 (08): 1275-1280.
- [16] 梅三冠，卢闻州，樊启高，等. 基于滑模观测器误差补偿的永磁同步电机无位置传感器控制策略[J]. 电工技术学报, 2023, 38(2): 398-408.
- [17] 陈猛. 有界扰动条件下 PMSM 的扰动观测-积分滑模控制[J]. 自动化技术与应用, 2025, 44 (03): 29-33, 109.

加热卷烟再造烟叶切丝机速度动态控制技术

黄馀坤

(广东中烟工业有限责任公司广州卷烟厂, 广州 510385)

摘要: 由于加热卷烟再造烟叶切丝机的剪切间隙和重合度影响电机暂态信息识别, 导致速度控制不稳定, 驱动电动机电流波动剧烈, 烟丝宽度合格率低。为此, 提出基于滑模观测器(Sliding mode observer, SMO)的加热卷烟再造烟叶切丝机速度动态控制技术研究。通过 $d-q$ 轴两相旋转坐标系变换切丝机驱动电动机状态信息, 结合状态信息设定暂态辨识参数, 通过切丝机驱动电动机转子速度精准辨识暂态信息, 结合暂态电流与转子速度的状态矩阵, 采用 SOM 调节获胜神经元的参数并迭代, 以完成对切丝机速度的动态控制。试验表明: 突加负载后, 切丝机驱动电动机 d 轴和 q 轴电流分别在 6.0 s 和 2.0 s 内达到稳态, 产出烟丝宽度合格率达到 85.0% 以上。控制技术通过抗突加负载提升合格率, 可被用于实际生产中。

关键词: SOM; 再造烟叶切丝机; 速度动态控制; $d-q$ 轴两相旋转坐标系; 暂态信息

中图分类号: TM933; TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)01-0055-05

Dynamic Control Technology for Speed of Tobacco Shredding Machine for Heating Cigarette Remanufacturing

HUANG Yukun

(Guangzhou Cigarette Factory, China Tobacco Guangdong Industrial Co., LTD., Guangzhou 510385, China)

Abstract: Due to the influence of the shear gap and coincidence degree of the heated cigarette reconstituted tobacco cutter on the identification of motor transient information, the speed control becomes unstable, the driving motor current fluctuates significantly, and the qualification rate of cut tobacco width is low. Therefore, a research on the speed dynamic control technology of the tobacco cutting machine for heating cigarette remanufacturing based on Sliding Mode Observer (SMO) was proposed. By transforming the state information of the cutter's driving motor through the $d-q$ axis two-phase rotating coordinate system, transient identification parameters were set based on the state information. The transient information was accurately identified through the rotor speed of the cutter's driving motor. Combined with the state matrix of transient current and rotor speed, SOM was used to adjust the parameters of the winning neuron and iteratively complete the dynamic control of the cutter's speed. Experimental results show that after sudden loading, the d -axis and q -axis currents of the driving motor reach a steady state within 6.0 s and 2.0 s, respectively, and the qualification rate of cut tobacco width exceeds 85.0%. The control technology can be used in actual production by increasing the pass rate through anti-sudden load.

Key words: SOM; remanufactured tobacco cutting machine; dynamic speed control; $d-q$ axis two-phase rotating coordinate system; transient information

0 引言

烟丝的宽度与切丝刀片切割速度有关, 因此控制切丝机速度是保证切丝质量的关键因素之一。在具体控制加热卷烟再造烟叶切丝机的速度时, 需要确保切出的烟丝宽度均匀、质量稳定^[1]。而无法实现对切丝机速度精确控制导致的直接影响就是切丝质量不稳定或生产效率低下^[2]。

在相关研究中, Shujing W 等人^[3]采用有限元法

建立平面正交切削模型并研究切削机理。研究揭示了加工材料切削力和残余应力之间的关系, 对于切削机床的速度控制具有一定指导价值。但是其针对变化工况的适应性较低, 对应的产出合格率存在进一步提升的空间。谢真成等人^[4]设计了一种针对 TOBSPIN 切丝机的刀盘轴承间隙快速调整装置。实验中其对 TOBSPIN 切丝机的平均调整时间大幅缩短, 切丝平均合格率显著。但是面对变化工况时, 切丝合格率相对偏低。翁泽文等人^[5]针对异步电机

运行过程中参数易发生变化的问题，设计一种带有反馈补偿的转子磁链观测器。克服了电压型磁链观测器的纯积分漂移问题。在电机定转子互感发生20%偏置的仿真情景下，转速辨识误差、转速超调量均为1.0%以内。但是电机定转子暂态的辨识效果使得对应设备产出的合格率难以得到保障。周雅夫等人^[6]针对永磁同步电机调速系统的速度环设计一种改进型小波神经网络PI控制方法。设计控制方法在仿真中实现了速度环PI参数的在线自整定，动态响应性能和抗扰动能力显著提升。但是梯度下降法为考虑当前暂态特征，导致对应设备产出的合格率仍存在相对偏低的情况。

本文开展基于SOM的加热卷烟再造烟叶切丝机速度动态控制技术研究，以期使切丝机速度更加稳定，提高产出烟丝宽度合格率。

1 加热卷烟再造烟叶切丝机速度动态控制技术

1.1 基于d-q轴两相旋转坐标系的切丝机驱动电动机状态信息变换

在开展针对加热卷烟再造烟叶切丝机的速度动态控制过程中，明确不同时刻切丝机驱动电机的状态是精准控制的基础^[7]。针对两相静止坐标系下难以获取切丝机驱动电机暂态信息的问题，本文在d-q轴两相旋转坐标系下开展了切丝机驱动电动机的变换处理^[8]。

设置随着切丝机驱动电机转子的旋转，d-q轴坐标系也发生同步旋转^[9]。结合该理论基础，本文将d-q轴坐标系视为置于转子上的坐标系，具体如图1所示。

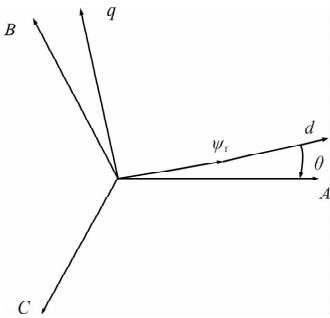


图1 切丝机驱动电动机所在d-q轴两相旋转坐标系

在图1中，d轴表示切丝机驱动电动机转子励磁的磁链方向，q轴表示超前d轴90°的方向，θ表示d-q轴两相旋转坐标系相对静止两相坐标系的旋转角度， Ψ_f 表示励磁磁链。按照图1所示的方式，将切丝机驱动电动机原始静止的两相坐标系变换为旋转

两相坐标系^[10]。

切丝机驱动电动机在原始静止两相坐标系中的电流和电压，变换至旋转两相坐标系中后的结果可以表示为

$$\begin{cases} i_d = i_\alpha \cos\theta + i_\beta \sin\theta \\ i_q = -i_\alpha \sin\theta + i_\beta \cos\theta \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + \Psi_d + \omega_e \Psi_q \\ u_q = R_s i_q + \Psi_q + \omega_e \Psi_d \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} \Psi_d = L_d i_d + \Psi_f \\ \Psi_q = L_q i_d \end{cases} \quad (3)$$

其中， i_d 和 i_q 分别为切丝机驱动电动机电流在d-q轴两相旋转坐标系中的分量， u_d 和 u_q 分别为电压在d-q轴两相旋转坐标系中的分量， i_α 和 i_β 分别为切丝机驱动电动机电流在原始静止两相坐标系中的分量， L_d 和 L_q 分别为切丝机驱动电动机绕组在d-q轴上的等效电阻参数， R_s 为定子电阻， Ψ_d 和 Ψ_q 分别为d-q轴上，切丝机驱动电动机的磁链， ω_e 为电机转子的额定角速度。

按照式(1)~式(3)，完成对切丝机驱动电动机状态信息在d-q轴两相旋转坐标系上的变换处理，为分析系统稳态和暂态特性提供基础。

1.2 结合切丝机驱动电动机状态信息的暂态辨识

结合d-q轴两相旋转坐标系上的切丝机驱动电动机状态信息，在辨识其暂态的过程中，考虑到本文研究重点针对切丝机的速度开展，因此将切丝机驱动电动机转子速度作为暂态辨识参数。

对于切丝机驱动电动机而言，其存在 L_d 与 L_q 相等，那么在d-q轴两相旋转坐标系中，其转矩方程即可表示为

$$T_e = p_n \Psi_f i_q \quad (4)$$

其中， T_e 为电机转子的额定转矩， p_n 为磁极对数。

结合式(4)可知，切丝机驱动电动机的转矩和交轴电流呈比例关系，因此结合暂态信息即可确定对应时刻的转矩^[11]。则切丝机驱动电动机的状态空间方程表示为

$$\dot{i}_q(t) = \lambda i_q(t) + u_q(t) \quad (5)$$

其中， $i_q(t)$ 为t时刻切丝机驱动电动机的暂态电流， λ 为包含切丝机驱动电动机转子速度的状态矩阵，其具体可以表示为

$$\lambda = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega_e \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega_e \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{pmatrix} \quad (6)$$

其中, $\dot{\omega}$ 为切丝机驱动电动机转子速度暂态信息。

获得切丝机驱动电动机转子速度的状态矩阵, 精准辨识切丝机驱动电动机的暂态信息, 将其作为执行切丝机速度动态控制的执行基础。

1.3 基于 SOM 获胜神经元迭代的切丝机速度动态控制

依据切丝机驱动电动机的暂态信息, 对于 t 时刻的目标 $\omega(t)$ 而言, 其与 $\dot{\omega}$ 之间的差异程度 $\Delta\omega$ 可以表示为

$$\Delta\omega = \omega(t) - \dot{\omega} \quad (7)$$

结合式(5)和式(6)所示的切丝机驱动电动机的暂态电流与转子速度的状态矩阵之间的关系, 本文采用 SOM 对 $i_q(t)$ 的参数进行调节, 以实现对切丝机速度的控制^[12]。具体的控制输出确定方式如图 2 所示。

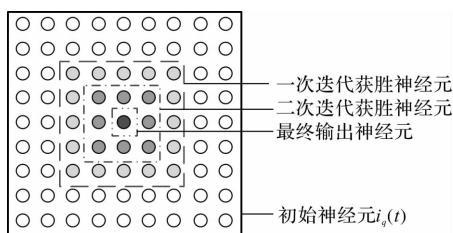


图 2 SOM 获胜神经元迭代

按照图 2 所示, 将每个可执行 $i_q(t)$ 作为 SOM 的神经元, 将 $\Delta\omega$ 最小的神经元作为获胜神经元, 即

$$i_q(t) = \operatorname{argmin} \|\Delta\omega\| \quad (8)$$

其中, $i_q(t)$ 为获胜神经元。

对于一次迭代获胜神经元, 本文从动力学的角度出发, 将其对应的 $T_e(t)$ 带入到切丝机的运动方程中, 进行二次迭代

$$J \frac{d\omega}{dt} = T_e(t) - T_L - Bv(t) \quad (9)$$

其中, J 为切丝机驱动电动机的转动惯量, T_L 为外部负载, B 为粘性摩擦系数, $v(t)$ 为切丝机的速度, 当该参数与目标速度一致时, 则将对应的 $i_q(t)$ 作为控制输出, 完成对加热卷烟再造烟叶切丝机速度的动态控制。

2 实验

本文以某小型加热卷烟再造烟叶切丝机为基础开展了应用测试, 其中, 测试加热卷烟再造烟叶切丝机的具体结构配置情况如图 3 所示。

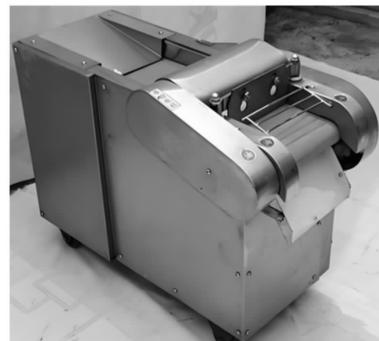


图 3 测试加热卷烟再造烟叶切丝机样机

由图 3 可知, 设定测试加热卷烟再造烟叶切丝机的额定负载强度为 500.0 Nm, 可执行切丝宽度区间范围为 0.1 mm ~ 3 mm(可调), 根据原料含水率和切丝宽度要求, 生产能力在 80.0 ~ 160.0 kg/h 区间。结合切丝宽度设置情况, 刀辊转速在 150.0 ~ 550.0 r/min 区间内可调。

测试加热卷烟再造烟叶切丝机配置的驱动电动机为三相交流异步电动机, 具体的运行参数如表 1 所示。

表 1 测试加热卷烟再造烟叶切丝机配置驱动电动机配置

参数	数值范围
额定功率/kW	5.5 ~ 11
额定电流/A	14.5 ~ 29.0
额定电压/V	380
额定频率/Hz	50
额定转速/(r/min)	1450 ~ 2900
启动电流	额定电流的 4 倍(瞬时值)
运行电流	额定电流的 80% ~ 100%
功率因数	0.9
效率/ (%)	85 ~ 95(受负载和转速影响)

分析测试加热卷烟再造烟叶切丝机的输出特性, 当切丝机处于无负载或轻负载(小于 30%)状态时, 驱动电机输出功率与切丝机速度的关系具体如图 4 所示。

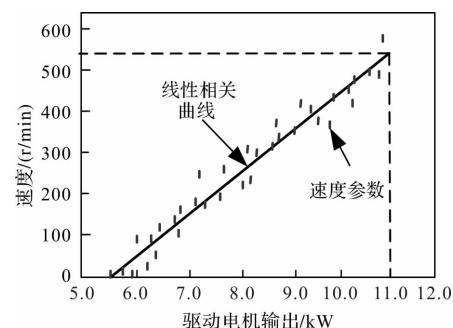


图 4 无负载或轻负载(小于 30%)状态下
切丝机输出特性曲线

由图 4 可知, 无负载或轻负载(小于 80%)状态下电动机的输出与切丝机速度之间的表现出较为明显的线性关系。

当切丝机处于满载或过载(大于 100.0%)状态时, 具体如图 5 所示。

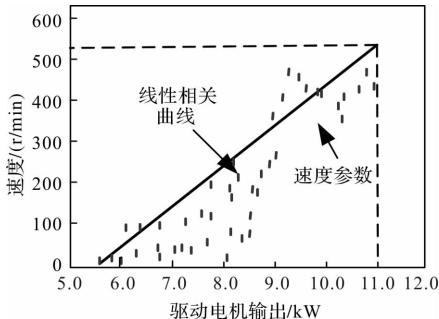
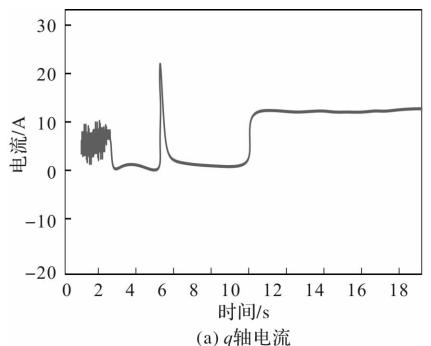


图 5 满载或过载(大于 100.0%)状态下
切丝机输出特性曲线

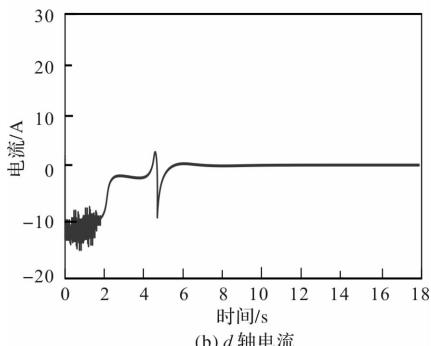
由图 5 可知, 满载或过载(大于 100.0%)状态下, 切丝机的速度受到负载的限制而降低, 与驱动电动机的输出之间不具有明显的线性相关关系。

受加热卷烟再造烟叶切丝机输出特性的影响, 结合实际运行工况, 按照切丝宽度执行要求对其速度作出精准控制的难度较大, 这也在一定程度上影响了再造烟叶切丝产出的质量。

对于具体的加热卷烟再造烟叶切丝机测试运行工况, 设置切丝宽度为 0.50 mm, 在设备启动达并在 300.0 Nm 的负载下稳定运行状态后, 在 4.0 s 时突加 200.0 Nm 的负载(达到满载状态), 采用本文设计控制技术, 驱动电动机的电流输出如图 6 所示。



(a) q 轴电流



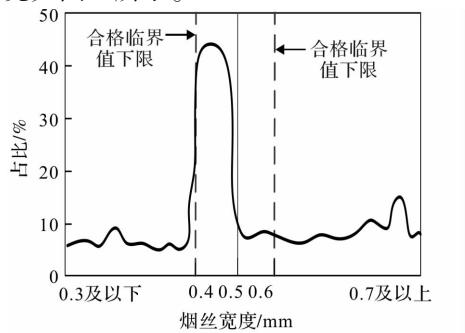
(b) d 轴电流

图 6 驱动电动机电流输出

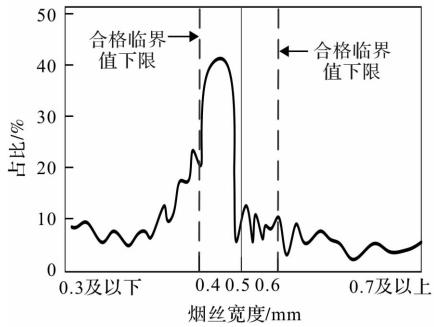
由图 6 可知, q 轴和 d 轴的电流分量在突加负载后均出现了明显的跃迁, 但是在发生突加负载后的 6.0 s 和 2.0 s 内, 均达到稳态。表明本文设计的控制技术能够结合实际运行工况的变化实现对切丝机驱动电动机输出的适应性控制。这是由于本文将切丝机驱动电动机的原始静止两相坐标系变换为 $d-q$ 轴两相旋转坐标系, 获取更加精准的暂态信息, 使得在工况变化的条件下调节切丝机驱动电动机状态时, 对应的调节程度更加合理。该方法是精准控制切丝机速度, 以及保障产出烟丝宽度合格率的重要基础。

在分析本文设计控制技术的性能时, 分别采用异步电动机无速度传感器模型参考自适应控制方法, 以及基于改进小波神经网络的新型 PMSM 速度控制方法作为测试的对照组。对于具体的切丝机速度控制效果, 本文将产出烟丝的宽度分布情况作为具体的评价指标。

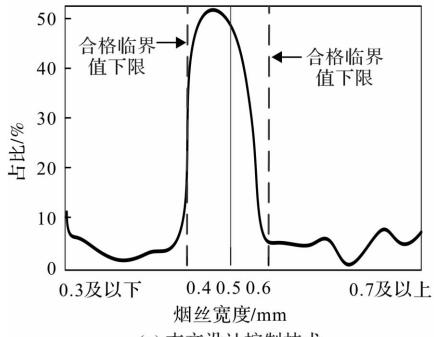
在 2.3 部分设置的运行工况下, 不同控制方法对应测试加热卷烟再造烟叶切丝机生产烟丝的宽度分布情况如图 7 所示。



(a) 异步电动机无速度传感器模型参考自适应控制方法



(b) 改进小波神经网络的新型PMSM速度控制方法



(c) 本文设计控制技术

图 7 不同控制方法产出烟丝宽度的分布信息

结合图7所示的信息可以看出，在本文设计控制技术下，产出烟丝宽度分布在合格区间范围内的比重最大，整体合格率达到了85.0%以上，与对照组相比具有明显优势。这是由于本文在获取测试加热卷烟再造烟叶切丝机驱动电动机的暂态信息时，采用d-q轴两相旋转坐标系变换信息，规避了两相静止坐标系对于切丝机驱动电机转子旋转状态的忽视问题，得到的暂态信息更加精准，将其作为切丝机速度调节的执行基准，保障了控制调节参数的合理性，进而使得切丝机速度更加稳定，产出烟丝宽度合格率也更高。

3 结语

从提高产出烟丝合格率的角度出发，本文开展了基于SOM的加热卷烟再造烟叶切丝机速度动态控制技术研究。构建了切丝机驱动电动机转子d-q轴两相旋转坐标系，为精准捕捉暂态信息提供了可靠基础。在d-q轴两相旋转坐标系下，确定了包含切丝机驱动电动机转子速度状态矩阵的状态空间方程，以辨识当前时刻切丝机驱动电动机转子速度的暂态信息。在SOM中对暂态信息调节控制值进行计算，输出了满足最小化电动机转子差值以及目标切丝机速度的驱动电动机电流控制参数。在突加负载工况下，切丝机驱动电动机能够快速达到稳态，且产出烟丝的宽度合格率达到85.0%以上。

参考文献

- [1] 张智勇,樊炜,裴根极.基于迭代学习控制的数控机床速度谐波抑制方法[J].安装,2024,(10):67-71.
- [2] 唐腾宇,邓永停,刘京,等.基于改进指数趋近律和自适应龙伯格观测器的PMSM速度环滑模控制[J].光学精密工程,2024,32(19):2921-2932.
- [3] Shujing W, Feiyang C, Jinzhong C L. Machining Mechanism and Stress Model in Cutting Ti6Al4V[J]. The International Journal of Advanced Manufacturing Technology, 2024, 131(5/6): 2625-2639.
- [4] 谢真成,谭嘉乐,梁岳,等.TOBSPIN切丝机刀盘轴承间隙快速调整装置的设计[J].烟草科技,2022,55(05):108-112.
- [5] 翁泽文,崔彦良,周子景.异步电动机无速度传感器模型参考自适应控制[J].机床与液压,2024,52(18):1-6,53.
- [6] 周雅夫,赵洋.基于改进小波神经网络的新型PMSM速度控制[J].组合机床与自动化加工技术,2024,(10):105-108,114.
- [7] 崔诗易,付丽华,兰春阳,等.多电机速度同步控制性能优化研究[J].黑龙江科学,2024,15(18):54-58,62.
- [8] 姚钢,王华强,江玉才,等.基于SMC与SVPWM的永磁同步电机无速度传感器控制技术研究[J].长春工程学院学报(自然科学版),2024,25(03):50-54.
- [9] 岳凡,艾尔肯·亥木都拉,郑威强.基于多策略改进的SMC-GTO电机速度跟踪控制[J].现代电子技术,2024,47(16):69-75.
- [10] 夏军勇,陈天元,孙博,等.加热卷烟再造烟叶切丝机结构优化设计[J].包装工程,2023,44(S2):102-108.
- [11] 鲁国阳,陈晓飞,王迪,等.切丝机高速轴受力分析及优化设计研究[J].包装工程,2023,44(S2):109-114.
- [12] 巴云鹏,唐蓉,唐向阳,等.正六边形造纸法再造烟叶产品分切机的设计及应用[J].中国烟草学报,2022,28(01):27-31.

《微电机》(月刊)

全年12期,读者可到当地邮局订阅,本刊亦可破订、零购。

欢迎投稿! 欢迎订阅! 欢迎刊登广告!

国内刊号: CN61-1126/TM

在线投稿系统: wdj.paperopen.com

地 址: 高新区上林苑四路36号(710117)

邮发代号: 52-92

订价: 8元/期

年价: 96元/年

编辑部邮购(含快递费): 300元/年

国际刊号: ISSN 1001-6848

电话: 029-84276641

基于 Abaqus 的不同材料零部件装配公差选取方法

杨 嘉^{1,2}, 吴 楠^{1,2}, 秦转丽^{1,2}

(1 中车永济电机有限公司, 山西 运城 044502; 2. 轨道交通牵引电机山西省重点实验室, 山西 运城 044502)

摘要: 动车、机车等传统轨道交通电机设计, 其转子上转轴、封环等装配零部件均选用钢材制造, 同属钢类材料, 两者在装配公差设计及选取时由于材料性能相差无几, 只需依据设计要求和装配原则结合理论计算选取合适的公差即可。而在轻量化及新材料应用前提下对于分别采用不同类材料且存在过盈装配关系的零部件而言, 为考核两者的装配是否仍满足设计及可靠性要求, 需对两个部件间的配合公差重新进行计算选取, 选取结果需保证不同类材料零部件装配后传递力保持不变, 且装配关系一致。通过基于理论计算与 Abaqus 仿真相结合的方法进行公差选取与校核, 实现了在电机设计中新材料部件装配制造时合理有效的公差选取。通过采用该方法设计制造的首批样件完成装配后, 样机已通过型式试验, 各项机械性能指标满足设计要求, 验证了该方法的准确性、实用性和可靠性, 在电机设计的轻量化及新材料的应用过程中具有现实意义。

关键词: 电机设计; 材料; 配合公差; 有限元分析

中图分类号: TM305; TH124

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)01-0060-04

A Method for Selecting Assembly Tolerances of Different Material Components Based on Abaqus

YANG Jia^{1,2}, WU Nan^{1,2}, QIN Zhuanli^{1,2}

(1. CRRC Yongji Electric Co., LTD., Yuncheng Shanxi 044502, China;

2. Shanxi Provincial Key Laboratory of Rail Transit Traction Motor, Yuncheng Shanxi 044502, China)

Abstract: In the design of motors for traditional rail transit systems such as electric multiple units and locomotives, steel materials are uniformly selected for rotor components like shafts and sealing rings. As these components belong to the same category of metallic materials, their assembly tolerance design can be appropriately determined through theoretical calculations based on design specifications and assembly principles, given their comparable material properties. However, under the lightweight design trend and application of new materials, when interference-fit components employ different material categories, it becomes necessary to recalculate and verify their matching tolerances to ensure the assembly maintains consistent force transmission capability and structural reliability. By integrating theoretical calculations with Abaqus simulation verification, this method enabled effective tolerance selection for novel material components in motor design. The first batch of prototypes manufactured using this approach has successfully passed type tests, with all mechanical performance indicators meeting design requirements. This achievement validates the accuracy, practicality, and reliability of the methodology, demonstrating significant value for lightweight optimization and new material applications in motor engineering design.

Key words: motor design; materials; magnitude of interference; MEA

0 引言

在动车、机车等轨道交通类电机零部件的设计制造与装配过程中, 公差配合的选取是一个至关重要的环节, 它直接影响到电机的整体性能、可靠性以及使用寿命^[1-2]。在实际工程应用中, 合适的公差配合会让结构部件具有更好的工作性能、更高的使

用寿命及可靠性^[3]。谷萌^[4]等采用有限元法对滑动轴承在装配后的变形情况进行分析计算, 确定了装配前的滑动轴承的尺寸与公差, 使得装配后不再需要对双联齿轮滑动轴承内孔进行二次加工, 保留了原滑动轴承内表面的加工精度。梅杰^[5]等通过理论公式计算浮动密封中浮封圈的过盈量, 选择最佳的公差配合, 并通过仿真软件模拟装配过程, 验证了

收稿日期: 2025-05-14

基金项目: 国家重点研发计划, 高效能牵引电机关键电磁材料与集成技术研究(2021YFB3803000)

作者简介: 杨 嘉(1992)男, 工程师, 研究方向为电机结构设计与仿真技术。

通讯作者: 秦转丽(1979)女, 正高级工程师, 研究方向为电机设计与优化。

该公差配合和一系列理论公式的正确性, 为通过计算过盈量选择合适的公差配合的方法提供了依据。刘友生^[6]等通过提出一种传统经验法与有限元仿真相结合的过盈配合校核计算思路, 对轴与轴套的配合公差进行计算、校核与修正。而通过查阅文献发现, 对于性能相差较大的不同材料零部件公差配合如何选取研究较少。

课题以轨道交通类电机零部件轻量化设计及新材料应用过程中具有过盈装配关系的部件间配合公差的选取为例, 提出了基于理论计算与 Abaqus 仿真相结合的装配公差选取办法。

1 研究方法

针对电机轻量化设计过程中具有过盈装配关系的两个部件采用性能相差较大的不同材料时, 而产生的零部件间配合公差选取的问题, 提出了基于 Abaqus 的不同材料零部件装配公差的选取方法, 通过对研究模型进行三维建模、受力分析、过盈量理论值计算^[7-10]、结合软件仿真进行配合公差^[11-14]的计算选取, 并对所选取的公差进行仿真校核, 进一步验证所选配合公差的合理性及可靠性。

2 模型及参数

2.1 研究模型

如图 1 所示, 模型中外封环内圈与空心轴进行装配, 两者的装配关系设计为过盈装配, 其中外封环内圈为钛合金, 牌号为 Ti52, 空心轴为钢材, 牌号为 34Cr2Ni2Mo。

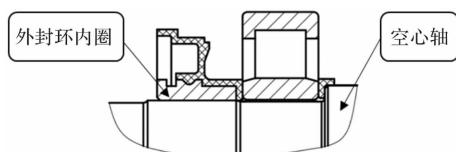


图 1 外封环内圈-空心轴装配关系图

2.2 材料参数

研究模型对应部件的材料参数如表 1 所示。

表 1 材料性能参数

材料	Ti52	34Cr2Ni2Mo
密度/(g/cm ³)	4.51	7.85
弹性模量/GPa	106	210
泊松比	0.34	0.3
屈服强度/MPa	830	700
热膨胀系数/(°C)	8.6×10^{-6}	1.5×10^{-5}

3 受力分析

转轴通过轴承支撑带动转子实现高速旋转, 传递电机输出的扭矩至负载端, 是转子装配的核心部件, 而外封环内圈作为封环组件中的重要部分对轴承内圈固定及支撑起到关键作用。因此, 针对模型中的转轴与外封环内圈分析其受力情况需以电机转子装配为整体进行。

电机转子模型受力分析如图 2 所示。

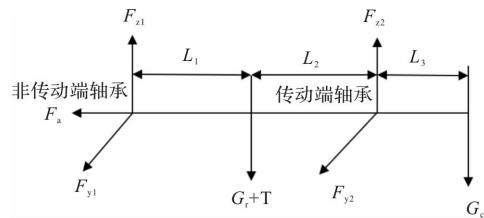


图 2 电机转子模型受力图

根据电机结构构建方程为

$$\left\{ \begin{array}{l} F_a = (m_1 + m_2) a_x \\ F_{y1} + F_{y2} + m_1 a_y + m_2 a_y = 0 \\ F_{z1} + F_{z2} - (m_1 + m_2) a_z - G_r - G_c - T = 0 \\ F_{y1}(L_1 + L_2) + m_1 a_y L_2 - m_2 a_y L_3 = 0 \\ F_{z1}(L_1 + L_2) - (G_r + T + m_1 a_z) L_2 \\ + (G_c + m_2 a_z) L_3 = 0 \\ F_{r1} = \sqrt{F_{y1}^2 + F_{z1}^2} \\ F_{r2} = \sqrt{F_{y2}^2 + F_{z2}^2} \end{array} \right. \quad (1)$$

式中, m_1 为传动端轴承质量; m_2 为非传动端轴承质量; $L_1 = 220$ mm, $L_2 = 216$ mm, $L_3 = 108.5$ mm; T 为转矩; G_r 为转子质量 154 kg; G_c 为半联轴器质量 17 kg。 a_x 为加速度横向分量; a_y 为加速度纵向分量; a_z 为加速度垂向分量; F_{y1} 为非传动端轴承受力纵向分量; F_{y2} 为传动端轴承受力纵向分量; F_{z1} 为非传动端轴承受力垂向分量; F_{z2} 为传动端轴承受力垂向分量。

固定侧当量动载荷计算:

$$P_r = X \times F_r + Y \times F_a \quad (2)$$

自由侧当量动载荷计算:

$$P_r = F_a \quad (3)$$

式中, F_r 为实际轴向轴承载荷(kN); F_a 为实际径向轴承载荷(kN); X 为轴向载荷系数; Y 为轴向载荷系数。

经计算得, 传动端轴承径向载荷为 2294 N; 非传动端轴承径向载荷为 1866 N, 轴向载荷为 804 N。

传动端轴承为圆柱滚子轴承, 分析可知, 其理论上不承受轴向力, 其与外封环间无力的传递, 外封环的变形主要由自身离心力及热变形所引起。因

此，在进行过盈量计算时，选用非传动端轴承所受的轴向力数值作为计算参考值，假定以该轴向力传递至外封环内圈，计算选取的公差满足设计要求，则对本不承受轴向力的传动端轴承来说，其与外封环间不存在轴向力传递，所受的外部载荷更小，因此，选用非传动端轴承所受的轴向力数值作为参考值计算两者间的公差，其结果同样满足设计需求。

4 转轴与外封环过盈量理论计算

转轴与外封环采用压入法装配，外封环外径 $d_a = 82.5 \text{ mm}$ 、结合直径 $d_f = 69.5 \text{ mm}$ 、转轴内径 $d_i = 33 \text{ mm}$ 、结合长度 $L_f = 24 \text{ mm}$ 、轴向力 $F_r = 804 \text{ N}$ 。

根据过盈量计算方法，两装配部件间的过盈量计算值如表 2 所示。

表 2 装配部件间的过盈量计算值

参数	参数值
最小过盈量/mm	0.0063
最大过盈量/mm	0.564

5 仿真校核

通过计算可知，两部件装配的最小过盈量为 0.0063 mm，最大过盈量为 0.564 mm，最小过盈量值与最大过盈量值相差较大，公差选取较为困难。因此，须结合理论计算结果进行三维建模及仿真计算，依据计算结果进行公差选取及校核。

5.1 理论分析

考虑到因为离心力的影响，因此，在基本尺寸 69.5 mm 的基础上，给定过盈量 0.01 mm，按照外封环与转轴的最小形变量比例进行分配，并加上两者最小形变量的值进行三维建模。以该模型为校核模型，电机最高转速设为 6400 r/min，通过仿真计算，判断在该过盈量值下，外封环内圈是否会脱离转轴。

5.2 仿真结果

依据外封环与转轴的最小形变量比例，在给定过盈量值 0.01 mm 的前提下进行尺寸分配，并建立仿真三维模型，进行分析校核，仿真计算云图如图 3。



图 3 仿真计算云图

通过仿真计算输出接触表面所受的平均压力：

$$\frac{P}{N} \times A = 5.577 \text{ N} \quad (4)$$

式中， P 为接触表面所受的压强之和； N 为接触表面所有的节点个数； A 为接触面积 (mm^2)。

通过仿真计算可知，在给定过盈量 0.01 mm 情况下，最高转速 6400 r/min 时，外封环内圈与转轴接触表面平均压力为 5.577 N，可知外封环内圈在高速运转下并未脱离转轴，部件间存在接触压力，处于压紧状态，为过盈配合。

6 公差选取

综合上述结果，在给定过盈量为 0.01 mm，并在输入条件为最高转速 6400 r/min 下，通过仿真计算进行评估，结果显示，部件间平均压力为 5.577 N，仍处于压紧贴合状态，即钛合金内圈与钢轴在允许的公差范围内，没有发生脱离，并处于过盈配合状态。表明配合公差选取时过盈量值在 [0.01, 0.564] 的范围内即可满足设计需求。

由于外封环内圈与钢轴基本尺寸均为 69.5 mm，与现服役电机产品中封环与转轴基本尺寸相同，且现有电机封环与转轴的配合公差采用的是 p6/H7，过盈量值在其可选的范围内，因此，考虑到加工及装配工艺的通用性及便捷性，该配合公差选用与现有同种材质的外封环与转轴的配合公差相同的公差等级，即：p6/H7。

6.1 公差校核

由上可知，配合公差采用 p6/H7，即转轴为 $\varnothing 69.5 p_6 (+0.051, +0.032) \text{ mm}$ ，外封环内圈为 $\varnothing 69.5 H_7$ ，

$(+0.03 \text{ mm}, 0)$ ，其最大过盈量为 0.051 mm。取转轴尺寸的最大值与外封环尺寸的最小值进行三维建模，并通过 Abaqus 仿真计算，判断两者在最大过盈量下装配，材料是否会发生屈服。

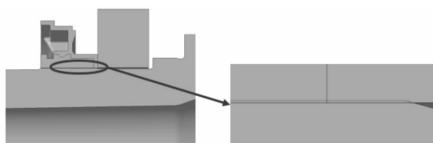


图 4 公差校核模型

6.2 仿真计算结果

由计算结果可得，Ti52 的外封环内圈上最大应力为 99 MPa，该值远小于材料本身的屈服强度值 830 MPa，因此，公差选取合格。

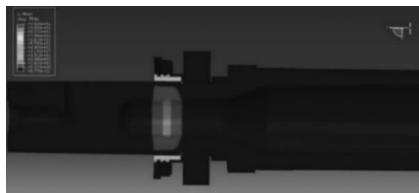


图 5 公差校核仿真云图

6.3 装配及试验

依据所选公差对装配部件进行加工制造，将 Ti52 外封环内圈热套在转轴上完成装配。电机总装后成功通过型式试验及冲击振动试验，且在热态下，电机以 6400 r/min，运行 2 min，完成超速试验，试验后转子无异常变形、损坏现象，过程中没有产生妨碍电机正常运行的情况出现，符合要求。



图 6 产品样机

7 结语

针对电机零部件轻量化设计及新材料应用过程中性能相差较大的不同材料零部件间装配公差的选取，本文提出了基于理论计算并结合 Abaqus 仿真的

装配公差选取办法。在明确装配关系及考虑材料自身属性的前提下，通过理论计算与仿真相结合的方法进行公差选取与校核，即保证了不同部件间传递力的不变，也通过仿真校核判断了装配关系的准确性，同时验证了在所选取的装配公差下部件材料是否会发生屈服的可能性。通过该方式最终选取的公差所生产制造的部件装配后顺利通过型式试验及冲击振动试验，表明了该选取办法的准确性与可靠性。

参考文献

- [1] 李玉红. 基于公差分析的机械零件设计准则[J]. 机械工业标准化与质量, 2024(12): 44-46.
- [2] 陈佳成. 电器产品机构零部件设计的公差选择[J]. 电气技术, 2014, (11): 59-61.
- [3] 严冬青. 试论机械设计与机械制造中的公差配合[J]. 中国设备工程, 2021, (13): 157-158.
- [4] 谷萌; 牛志坚; 徐飞; 柏建春; 李龙; 冯超超. 基于有限元法对柴油机双联齿轮滑动轴承尺寸公差优化的研究[J]. 内燃机, 2019(02): 1-4.
- [5] 梅杰, 李冠东, 黄嘉炜, 等. 某密封件基于公差配合的仿真研究[J]. 农业装备与车辆工程, 2021, 59(06): 117-120.
- [6] 刘友生, 蒋雯雯. 直驱风力发电机轴与轴套纯过盈配合校核计算方法[J]. 工业技术创新, 2020, 07(05): 70-75.
- [7] 王小燕; 金钊; 解晓东. 铁道机车车辆轮轴配合过盈量计算分析[J]. 中国机械, 2024(34): 112-115.
- [8] 方璐. 基于有限元仿真的锥套联轴器过盈量分析[J]. 内燃机与配件, 2023(10): 47-49.
- [9] 柳兴琴; 张宇超; 王超. 基于 Marc 的过盈配合有限元仿真分析和验证[J]. 智能制造, 2023(S1): 92-96.
- [10] 柳兴琴; 张宇超; 王超. 基于 Marc 的过盈配合有限元仿真分析和验证[J]. 智能制造, 2023(S1): 92-96.
- [11] 洪曼曼. 基于公差与运动精度的零件装配工艺设计[J]. 自动化与仪器仪表, 2024, (04): 248-251, 256.
- [12] 朱延娟; 祁磊. 复杂结构的公差分析及优化[J]. 机电一体化, 2015, 21(04): 39-44.
- [13] 刘庆教; 陈野; 范华志. 有限元分析在配合公差中的应用[J]. 新技术新工艺, 2012(03): 17-19.
- [14] 张强; 廖盼; 郑华山. 过盈配合公差优化的有限元分析[J]. 航天制造技术, 2012(05): 60-63.

动能耦合式超声波电主轴电机的研究

钱 程¹, 钱翰琪¹, 张熹彦²

(1. 江苏翰琪电机股份有限公司, 江苏 常州 213101; 2. 加特兰微电子科技(上海)有限公司, 上海 201203)

摘要: 针对传统超声波电主轴需外置驱动源, 存在结构复杂、可靠性低等问题。本文提出一种无外置驱动源的动能耦合式超声波电主轴, 利用电机转子旋转动能感应发电, 直接为超声波换能器供电。通过“振动采样-智能 PID 调节-转速控制”的谐振点自动跟踪机制, 实时匹配超声波换能器谐振频率, 确保不同工况下均处于最佳加工状态。试验验证表明, 该电主轴加工口腔种植体时, 表面粗糙度 Ra 值从 1.6 μm 降至 0.8 μm。

关键词: 电主轴电机; 超声波电主轴; 动能耦合

中图分类号: TM359.9 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2026)1-0064-05

Research on the Kinetic Coupling Type Ultrasonic Electric Spindle Motor

QIAN Hanqi¹, QIAN Cheng¹, ZHANG Xiyuan²

(1. Jiangsu hanqi Electric Motor Co., LTD., Changzhou Jiangsu 213101, China;

2. Calterah Semiconductor Technology (Shanghai) Co., LTD., Shanghai 201203, China)

Abstract: To address the issues of complex structure and low reliability associated with traditional ultrasonic electric spindles, which rely on external driving sources, this study proposed a kinetic coupling-type ultrasonic electric spindle without an external driving source. This spindle harnessed the rotational kinetic energy of the motor rotor to generate electricity through electromagnetic induction, and the generated electricity directly supplied power to the ultrasonic transducer. Via an automatic resonant point tracking mechanism based on the sequence of “vibration sampling-intelligent PID regulation-speed control”, the spindle achieved real-time matching with the resonant frequency of the ultrasonic transducer, ensuring optimal machining performance under varying operating conditions. Experimental verification demonstrates that when this electric spindle is used for processing dental implants, the Ra surface roughness value is reduced from 1.6 μm to 0.8 μm.

Key words: electric spindle motor; ultrasonic electric spindle; kinetic energy coupling

0 引言

电主轴通过集成“电机-主轴机构-传动机构”, 替代传统机械主轴已应用数十年^[1], 但其仅依靠高速旋转进行切削, 对超硬合金、氧化锆陶瓷等硬脆性材料加工时, 易出现加工效率低、表面质量差等问题。为解决这一痛点, 超声波辅助加工技术被引入电主轴设计。通过在主轴上叠加超声波振动, 利用高频冲击作用降低硬脆性材料的切削抗力, 改善加工性能^[2]。

现有超声波电主轴多依赖外置超声波驱动源, 需通过旋转变压器等部件将电能传输至高速旋转的转子(带动换能器), 不仅增加了主轴长度、降低了系统刚度, 还存在高速提升障碍。本文提出的动能

耦合式超声波电主轴(Ultrasonic electric spindle Powor Less(USPL)), 取消外置驱动源: 利用转子旋转时的动能, 通过定子-转子间的磁电感应发电, 直接为超声波换能器供电; 同时设计谐振点自动跟踪系统, 根据工况变化实时调节电机转速, 使感应电流频率始终保持换能器谐振的频率, 确保加工稳定^[3]。

本文阐述了 USPL 的结构原理、谐振点跟踪机制及控制算法, 并通过性能测试与应用案例验证其可行性, 为硬脆性材料高效加工提供新方案。

1 基本结构原理

1.1 系统基本组成

系统由电机、电主轴机构、电机驱动器、信号

收稿日期: 2025-02-17

基金项目: 国家基金项目(51175052; 50475181)

作者简介: 钱 程(1981), 男, 工程师, 研究方向为微特电机及其控制。

钱翰琪(1954), 男, 工程师, 研究方向为微特电机及其控制。

张熹彦(1983), 男, 硕士, 研究方向为高速单片机及软件设计, 高速电机及其控制。

采样处理器、控制器等模块做成, 如图 1 所示。

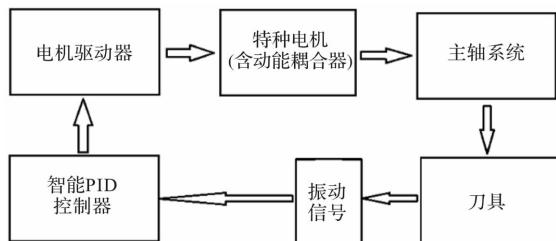


图 1 动能耦合式超声波电主轴控制系统示意图

其中, 电机定子内侧安装固定式磁钢, 电机转子外表面设置感生发电线圈, 转子旋转中, 部分动能通过感生发电线圈转换成电能, 所发的电全部作为超声波换能器的电源, 其发电频率正比于电机的转速^[2]。采用无接触涡流传感器对振动信号进行采样, 并获得振动信号的频率和振幅, 智能 PID 控制器是根据采样信号的频率、幅值变化来“捕捉”谐振点, 并输出控制信号来调整电机的旋转速度, 使其感生电流的频率维持在谐振频率允许的范围内。

1.2 电机本体结构

动能耦合式超声波电主轴电机的本体主要由电机定子、磁钢、电机转子、感应线圈、智能驱动模块、超声波振子及超声波专用的弹性架、内套、刀柄等部件组成, 如图 2 所示。

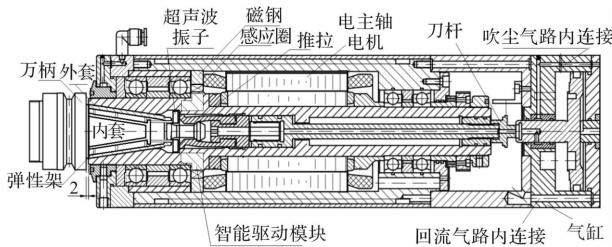


图 2 超声波电主轴电机的本体结构

当电主轴转子高速旋转时, 转子外表的感应线圈获得的交流电流, 振子获得相应频率的交流电能后就产生超声振动, 智能驱动模块具有交流整形、高频滤波等作用, 超声波通过变幅杆传递到刀头。智能 PID 控制器调整电机转速, 当产生的感生交流电流频率与振子谐振频率一致时, 即实现超声波谐振, 达到高效加工的目的。感生电流的频率与磁钢布置密度、转子转速有关。也就是说对于一个已生产好的电主轴, 感生电流的频率只与转速有关, 这为下面的谐振点自动跟踪提出了目标要求。

1.3 感应元件节距计算

感应发电线圈的输出频率(决定振子振动频率)与“磁钢布置密度(磁极对数)、转子转速”直接相

关, 需通过感应元件节距(磁钢间距)设计来实现频率匹配。由此, 在设计动能耦合式超声波电主轴电机时, 节距计算如下:

1) 磁钢沿定子圆周 360° 上均布, 则磁钢磁极对数为

$$m = 360^\circ / y \quad (1)$$

式中, y 为感应元件节距(单位: 度)。

2) 感应绕组输出频率为

$$f = m \times \frac{n}{60} \quad (2)$$

式中, n 为电主轴额定转速(r/min)。

将式(1)代入式(2)中得:

$$y = 6n/f \quad (3)$$

在此, 以额定转速 $n = 24000$ r/min 的电主轴电机和空载谐振频率 $F_c = 40$ kHz 的超声波振子组成的超声波电主轴为例, 由式(3)可得感应元件节距 $y = 3.6^\circ$, 则磁钢对数 m 为 100。由此设计出磁钢对(N 极和 S 极磁钢对)的分布, 如图 3 所示。

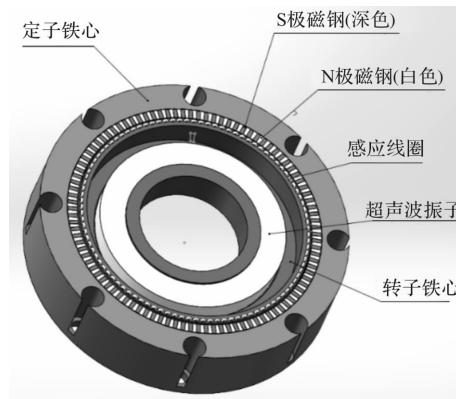


图 3 磁钢对分布图

1.4 关于加工过程中谐振点

在实际加工中, 超声波振子必须工作于谐振点范围内, 否则无法正常加工, 由于将绕组的节距与磁钢的节距设计成一致, 在额定转速下, 绕组感应出的电流频率 f 接近标称的空载超声谐振频率 F_c , 当实际负载时及工况发生变化时, 其实际超声谐振频率变成 f_c , 只要调整电主轴转速, 使 $f = f_c$ (由式(3), $n = f_c \times y/6$), 则谐振继续出现, 实现稳定加工。

2 谐振点跟踪原理

谐振点跟踪的核心目标: 实时检测振子实际谐振频率 f_c , 调节转速使感应频率 $f = f_c$ 。由于转子高速旋转, 采用“外部非接触采样 + 频扫寻优”策略, 原理如图 4 所示。

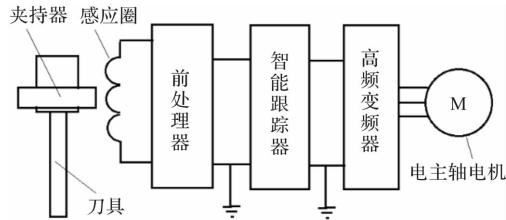


图 4 谐振点跟踪控制系统原理图

1) 信号采样: 涡流传感器安装于刀头夹持器旁, 采集刀头轴向振动信号; 信号经前处理器“放大-低通滤波”(滤除切削噪声)后, 分两路输出: 一路至 IOE-SR05 超声波检幅电路, 获取实时振幅; 另一路至智能跟踪器, 提取振动频率。

2) 频扫寻优: 智能跟踪器根据“振幅-频率”特性(幅频曲线), 在设定范围内扫描频率(输出 0 ~ 10 V 模拟量至变频器, 调节转速即调节频率: 当频率接近 f_c 时, 振幅显著增大; 当达到峰值时, 对应频率即为 f_c)。

3) 自适应扫频范围: 通过在空载谐振频率 F_c 上下范围内的频率扫描, 从输入振幅采样后可以获得实际谐振频率 f_c , 工作时连续在谐振频率上下范围内($-\delta \sim +\delta$)进行频扫, 在获得实际谐振频率后, 自动减小频扫范围, 提高工作效率, 在启动或失谐时自动扩大频扫范围($-\Delta \sim +\Delta$), 以便重获谐振点, 理想的幅频曲线如图 5 所示。

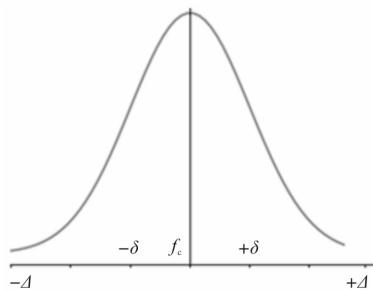


图 5 谐振点附近的幅频关系图

3 软件及关键算法介绍

3.1 总体介绍

根据谐振点附近的振幅 A 与频率 f 关系, 在工况稳定的前提下, 通常在一次频扫过程中可获取新的谐振点频率, 谐振点跟踪原理的程序框图如图 6 所示。在开机时, 根据超声波换能器中振子的标称频率来人工设定点, 通常扫频回差取 Δ , 如: 设 $\Delta = F_c \cdot 15\%$, 经过几次扫频后可确定实际负载谐振点 f_c , 谐振点扫频回差取 δ , 如: 设 $\delta = f_c \cdot 1\%$ 。



图 6 谐振点跟踪程序总框图

3.2 频扫及扫频范围确定

首个频扫范围或失谐扫频范围 Δ 是由智能跟踪器手动预置输入, 并储存在智能跟踪器中, 可手动修改; 工作扫频范围 δ 根据扫频过程中获得的实际谐振频率 f_c 的稳定性来定, 其理论值为

$$\delta = f_c \cdot k\% \quad (4)$$

k 初始值为 1, 确定过程如图 7 所示。

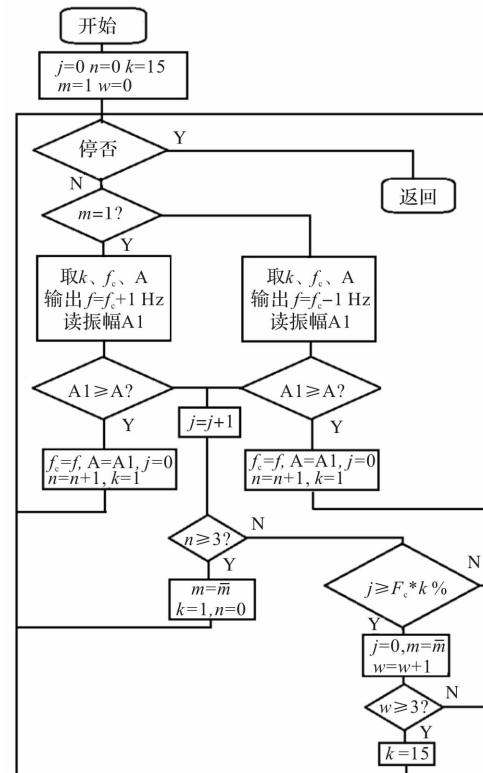


图 7 频扫及扫频范围确定程序框图

其中, m 为正向扫频标志($m = 1$ 频率增大, $m = 0$ 频率减小); n 为正向扫频增幅有效计数; k 为扫频回差固定值(启动、失谐状态 $k = 15$, 正常谐振 $k = 1$);

j 为半程扫频计数; w 为反向扫频增幅有效计数。

扫频过程首先以 F_c 为中间值, 将半程扫频范围定位 Δ ($\Delta = F_c \cdot k\%$, 即由程序设定 $k = 15$), 在 $-\Delta$ 到 $+\Delta$ 范围内扫频, 当找到振幅极大值时, 就围绕新的极大值 f_c 进行扫频, 将半程扫频范围定位 δ ($\delta = f_c \cdot k\%$, 即由程序设定 $k = 1$), 在 $-\delta$ 到 $+\delta$ 范围内扫频。

3.3 电压输出

驱动电主轴的变频器设置为 V/F 控制, 模式^[4], 单片机采用 D/A 转换输出, 将 $0 \sim 10$ V 的控制电压送变频器, 根据式(3)计算 n_e 。

对于 2 极电主轴电机, 变频器上、下限频率为上限频率 f_s :

$$f_s = (n_e + n_e \cdot 15\%) / 60 \quad (5)$$

下限频率 f_x :

$$f_x = (n_e - n_e \cdot 15\%) / 60 \quad (6)$$

为了提升快速性, 单片机根据循环变量用查表方式查到运算结果并直接输出^[4], 局部数据表如表 1 所示。

表 1 电压输出数据表

序号	地址变量	输出值	序号	地址变量	输出值	序号	地址变量	输出值
0	340	0	50	390	4.166667	100	440	8.333333
1	341	0.083333	51	391	4.25	101	441	8.416667
2	342	0.166667	52	392	4.333333	102	442	8.5
3	343	0.25	53	393	4.416667	103	443	8.583333
4	344	0.333333	54	394	4.5	104	444	8.666667
5	345	0.416667	55	395	4.583333	105	445	8.75
6	346	0.5	56	396	4.666667	106	446	8.833333
7	347	0.583333	57	397	4.75	107	447	8.916667
8	348	0.666667	58	398	4.833333	108	448	9
9	349	0.75	59	399	4.916667	109	449	9.083333
10	350	0.833333	60	400	5	110	450	9.166667
11	351	0.916667	61	401	5.083333	111	451	9.25
12	352	1	62	402	5.166667	112	452	9.333333
13	353	1.083333	63	403	5.25	113	453	9.416667
14	354	1.166667	64	404	5.333333	114	454	9.5
15	355	1.25	65	405	5.416667	115	455	9.583333
16	356	1.333333	66	406	5.5	116	456	9.666667
17	357	1.416667	67	407	5.583333	117	457	9.75
18	358	1.5	68	408	5.666667	118	458	9.833333
19	359	1.583333	69	409	5.75	119	459	9.916667
20	360	1.666667	70	410	5.833333	120	460	10

4 试验分析与结论

4.1 性能测试

利用电涡流测功机的可调负载, 如图 8 所示, 作本机负载, 磁钢对数为 100 的电主轴^[5], 电主轴运行后, 自动进入扫频流程, 实测幅频曲线如图 9 所示。通过 BK-EM6000-I 测功测振仪自动记录频率与振幅, 经测试谐振点转速为 22600 r/min, 对应的超声波谐振频率为 37.7 (kHz), 两侧结果与式(3)完全吻合。



图 8 带有振幅测量的幅频特性及效率测功机

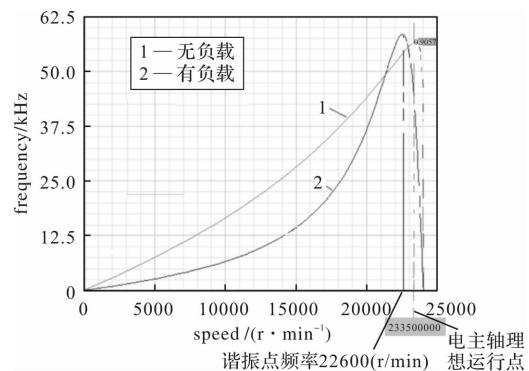


图 9 超声波幅频特性图

4.2 应用案例

将超声波电主轴用于高硬度的口腔种植体加工中。采用动能偶合式超声波电主轴加工的效果比普通电主轴加工的粗糙度 R_a 值 1.6 下降到 0.8, 如图 10 所示。

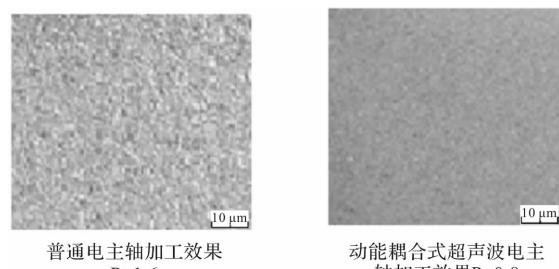


图 10 表面光洁度对比

5 结语

本文针对传统超声波电主轴依赖外置驱动源导致结构复杂、可靠性低的技术痛点，开展动能耦合式超声波电主轴(USPL)研究。该电主轴突破外置驱动源设计局限，通过电机转子旋转动能感应发电，直接为超声波换能器供电，同时构建“无接触涡流振动采样-信号前处理-智能 PID 调节”的谐振点自动跟踪机制，实时调整电机转速以匹配换能器谐振频率。口腔种植体(硬脆性材料)加工的应用案列表明，加工表面粗糙度 Ra 值从 $1.6 \mu\text{m}$ 降至 $0.8 \mu\text{m}$ ，证实其在硬脆性材料加工领域的技术可行性与推广价值。

(上接第 25 页)

4 结论

本文论述了一种结合主从虚拟矢量与占空比优化机制的直接转矩策略的研究方法，此方法在原有的基础上进行了改进。仿真实验验证表明：(1) 使用虚拟矢量合成技术可将 $x-y$ 谐波子空间电压幅度抑制至零，基本上消除 5/7 次等特征谐波分量。相较传统控制策略，所提方案实现相电流总谐波畸变率(THD)从 36.36% 降至 5.01%，抑制率达 86.2%。(2) 基于转矩/磁链评估函数的占空比精准分配策略，实现转矩脉动从 1.0 Nm 降至 0.4 Nm，转矩脉动衰减率为 60%。

该策略通过谐波子空间电压抵消与基波子空间动态调制协同机制，大幅改善系统稳态精度及动态响应特性，为高可靠性多相电机驱动领域提供解决方案。

参考文献

- [1] Jingyu Du, Xin Guan, Jianping Li, et al. Research on SMC-ADRC Strategy of Dual Three-Phase PMSM [C]. China Automation Congress (CAC), IEEE, 2024: 1155-1158.
- [2] 关新, 阮鹏, 刘德华, 等. 基于前馈补偿的谐波电流抑制方法[J]. 微电机, 2020, 53(03): 66-71, 77.
- [3] 刘建慧, 马志鹏, 郭星辰. 适应自动换刀功能的超声电主轴结构设计及实验研究 [J]. 河南理工大学学报(自然科学版), 2022, 41 (05): 123-130.
- [4] 张洁, 钱程等. 动能耦合式超声波电主轴[P]. 中国专利: CN114406300B, 2023-05-15.
- [5] 钱翰琪, 张建生, 钱程等. 无驱动自适应超声波电主轴[P]. 中国专利: CN202210904646, 2022-11-25.
- [6] 贺艳军, 甘杨俊杰, 周尧. 主动磁悬浮轴承在余热发电机的应用研究 [J]. 西南交通大学学报. 2022, 57 (03): 589-596.
- [7] 张然, 贺西平, 王照伟. 具有大振幅放大系数的倒锥形变幅杆[J]. 振动与冲击, 2020, 39 (24): 210-215.
- [8] 朱龙飞, 尹帅, 陈思思, 等. 基于铁钴合金的高功率密度永磁同步电机设计[J]. 微电机, 2025, 58(01): 39- 44.
- [9] 邸琪深, 张志锋. 双三相永磁同步电机合成电压矢量直接转矩控制[J]. 微电机, 2022, 55(04): 39- 45.
- [10] 王传龙, 郭宇浩, 程善美. 带转矩滞环的 PMSM 变开关点模型预测转矩控制[J]. 微电机, 2025, 58(05): 19-25.
- [11] Geng Q, Qin Z, Jin X, et al. Direct Torque Control of Dual Three-Phase Permanent Magnet Synchronous Motors Based on Master-Slave Virtual Vectors[J]. World Electric Vehicle, 2024, 15(5): 199.
- [12] 马超群, 张志锋. 基于谐波电流抑制的双三相 PMSM 容错型直接转矩控制[J]. 微特电机, 2023, 51(02): 38- 45, 55.
- [13] 周成锐. 六相永磁同步电机无位置传感器控制策略的研究[D]. 沈阳: 沈阳工业大学, 2024.
- [14] Xia C, Zhao J, Yan Y, et al. A Novel Direct Torque Control of Matrix Converter-Fed PMSM Drives Using Duty Cycle Control for Torque Ripple Reduction [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61 (6): 2700-2713.
- [15] 林立, 彭正苗, 石书琪, 等. 双三相永磁同步电机虚拟电压矢量模型预测控制[J]. 微电机, 2020, 53 (03): 78-83.