

微电机

2026 2

第59卷 第2期
No.2 Feb., 2026

MICROMOTORS

西安微电机研究所有限公司主办

Shanghai Yingshuang Electric Machinery Technology Co.,Ltd



赢双电机

全球专业旋变供应商

GLOBAL RESOLVER SUPPLIER



超薄尺寸，自动化流水线生产，产品质量稳定。



耐高温，允许工作温度范围-55°C至+155°C。



高精度，精度可达到5角秒。



贴近客户，定制化服务。



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

上海赢双电机科技股份有限公司

地址：上海市闵行区北吴路1230号

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

电话Tel: 021-34023300

传真Fax: 021-34200075

邮箱Email: sales@windouble.com.cn

网址http://www.windouble.com.cn

邮编: 201109

微电机

WEI DIAN JI

月刊, 1972 年创刊
第 59 卷 第 2 期(总第 386 期)
2026 年 2 月 28 日出版

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

编辑委员会

顾问: 唐任远 赵淳生 莫会成 徐殿国
黄守道 梅雪松 刘卫国

主任委员: 肖 曦

常务副主任委员: 李中军

副主任委员: 沈建新 曲荣海

委员: (按姓氏笔画为序)

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

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

编辑出版: 《微电机》编辑部

主 编: 李中军

副 主 编: 谭 莹 贾 钰

地 址: 西安市高新区上林苑四路 36 号
(710117)

电 话: 86 - 29 - 84276641

在线投稿系统: wdj.paperopen.com

E-mail: micromotors@vip.sina.com

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

国外总发行: 中国国际图书贸易总公司
(100044 北京 399 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

永磁辅助磁阻电机转矩性能研究 安忠良, 韩毓泽(1)

轴向三相球面磁悬浮飞轮电机机理模型与电磁特性
..... 朱志莹, 杨杭栋, 徐 政, 等(6)

港口装船机电机转子高速旋转状态失衡振动故障诊断
..... 吕 强, 唱荣鹏, 武 桐, 等(14)

驱动控制

基于负载观测器的直线感应电机模型预测速度控制
..... 姚 兴, 赵镜红, 严思念(19)

- 考虑失效阈值的 IVY 优化再生制动控制策略 苏豪辉, 张 昕, 陈玉林(26)
- 电流源逆变器供电的永磁同步电机无差拍预测电流控制 苏锦智, 戴琼洁, 李斯文, 等(35)
- 一种高精度、低温漂 LVDT/RVDT 信号数字解调电路设计 胡 志(41)
- 基于 Adaptive-RCNN 的变压器直流内环人机交互滑模控制 周湛青, 郇芄瑶, 冯曙明, 等(46)
- 基于改进 SVM 算法和滤波器的电能表电流采样电阻故障检测方法 ... 张永旺, 李 健, 赵炳辉, 等(51)

新能源汽车技术

- 汽车交流发电机电流纹波分析及抑制 顾秋麟(56)
- 铁基非晶合金在车用驱动电机中的应用 楼炯炯, 孔庆波, 张少辉, 等(64)
- 分布式光伏与电动汽车接入电网协同控制 全璐瑶, 董少峤, 李杨曼(71)

《微电机》(月刊)

全年 12 期, 读者可到当地邮局订阅, 本刊亦可破订、零购。

欢迎投稿! 欢迎订阅! 欢迎刊登广告!

国内刊号: CN61-1126/TM

在线投稿系统: wdj.paperopen.com

地 址: 高新区上林苑四路 36 号(710117)

邮发代号: 52-92

订价: 8 元/期

年价: 96 元/年

编辑部邮购(含快递费): 300 元/年

国际刊号: ISSN 1001-6848

电话: 029-84276641

MICROMOTORS

Founded 1972 • Monthly • Public Publication
Vol. 59 No. 2 (Serial No. 386) Feb. , 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: Feb. 28, 2026

CONTENTS

Research on Torque Performance of Permanent Magnet Assisted Reluctance Motor	
..... AN Zhongliang, HAN Yuze(1)	
Mechanism Model and Electromagnetic Characteristics of Axial Three-phase Spherical Bearingless Flywheel Machine	
..... ZHU Zhiying, YANG Hangdong, XU Zheng, et al(6)	
Fault Diagnosis of Unbalanced Vibration Caused by High-speed Rotation of Motor Rotor of the Port Loading Machine	
..... LYU Qiang, CHANG Rongpeng, WU Tong, et al(14)	
Speed Control of Linear Induction Motor Model Prediction Based on Load Observer	
..... YAO Xing, ZHAO Jinghong, YAN Simian(19)	
Failure Threshold-aware IVY Optimization for Regenerative Braking Control Strategy	
..... SU Haohui, ZHANG Xin, CHEN Yulin(26)	
Deadbeat Predictive Current Control of Permanent Magnet Synchronous Motors Fed by Current Source Inverters	
..... SU Jinzhi, DAI Qiongjie, LI Siwen, et al (35)	
A Design of High-precision, Low Temperature Drift LVDT/RVDT Signal Digital Demodulation Circuit	
..... HU Zhi(41)	
Adaptive-RCNN-based Sliding Mode Control for Transformer DC Inner Loop Human-machine Interaction	
..... ZHOU Zhanqing, LI PengYao, FENG Shuming, et al(46)	
Current Sampling Resistance Fault Detection Method of Watt-hour Meter Based on Improved SVM Algorithm and Filter	
..... ZHANG Yongwang, LI Jian, ZHAO Binghui, et al(51)	
Analysis and Suppression of Current Ripple in Automotive AC Generator	
..... GU Qiulin(56)	
Application of Iron-based Amorphous Alloys In Automotive Drive Motors	
..... LOU Jiongjiong, Kong Qingbo, ZHANG Shaohui, et al(64)	
Collaborative Control of Distributed Photovoltaics and Electric Vehicles Connected to the Power Grid	
..... QUAN Luyao, DONG Shaoqiao, LI Yangman(71)	

永磁辅助磁阻电机转矩性能研究

安忠良, 韩毓泽

(沈阳工业大学 国家稀土永磁电机工程技术研究中心, 沈阳 110870)

摘要: 为提高永磁辅助磁阻电机的转矩性能, 本文针对一台 6 极 36 槽内置“U”型永磁辅助磁阻电机, 提出一种增设辅助磁障与磁极偏移混合的方式提升电机的输出转矩, 并通过转子磁障不对称设计降低电机的转矩脉动。经过有限元仿真计算, 结果表明, 优化后的电机输出转矩提升 4.5%, 转矩脉动下降 19.76%, 转矩性能得到显著提升, 验证了本文所提出方案的可行性, 并为同类型电机转矩性能的设计与优化提供参考。

关键词: 永磁辅助磁阻电机; 输出转矩; 转矩脉动

中图分类号: TM351 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2026)02-0001-05

Research on Torque Performance of Permanent Magnet Assisted Reluctance Motor

AN Zhongliang, HAN Yuze

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

Abstract: To enhance the torque performance of permanent magnet assisted reluctance motors, this paper proposed a hybrid approach of adding auxiliary magnetic barriers and magnetic pole offset for a 6-pole 36-slot built-in “U”-shaped permanent magnet assisted reluctance motor to increase the output torque of the motor, and reduce the torque ripple through asymmetric design of rotor magnetic barriers. The finite element simulation results show that the optimized motor has a 4.5% increase in output torque and a 19.76% decrease in torque ripple, indicating a significant improvement in torque performance. This verifies the feasibility of the proposed scheme and provides a reference for the design and optimization of torque performance for similar motors.

Key words: permanent magnet assisted reluctance motor; output torque; torque ripple

0 引言

永磁辅助磁阻电机由同步磁阻电机发展而来, 结合了永磁同步电机和同步磁阻电机的优点, 结构丰富、参数匹配多样、运行状态复杂。具有转矩密度高, 调速范围广, 成本较低等优点^[1]。由于这些显著的优点, 使得永磁辅助磁阻电机有着广阔的发展前景, 也使其成为社会研究的热点^[2-3]。

很多学者对永磁辅助磁阻电机转矩性能的提升做了大量的研究。文献[4]将永磁体及磁障采用非对称设计, 并通过遗传算法使电机输出转矩提升 2.3%, 转矩脉动由 9.09% 降低至 6.07%。文献[5]通过永磁体非对称设计, 并经过多目标遗传算法优化后, 将磁阻转矩与永磁转矩的峰值所对应电流角减小到 30°左右, 优化后的非对称内置式电机较原表

贴式电机, 输出转矩提升 13.73%, 而转矩脉动降低程度较小。文献[6]采用不对称转子结构并结合分散化 Halbach 阵列充磁, 对输出转矩提升较为显著, 但是这种结构的转矩脉动过大, 还需要进一步优化来降低。文献[7]提出非对称 Bezier 形转子结构, 优化后电机转矩脉动降低效果明显, 但是电机的加工成本会有所提升。文献[8]通过磁极偏移以及转子偏心等方式使优化后电机的转矩脉动下降 21.1%, 但是输出转矩提升较为微弱。文献[9]将对称转子与不对称转子对比, 发现不对称转子的转矩脉动的基波与二阶谐波幅值大大降低, 并使得转矩脉动从 38.9% 降低至 9.3%。文献[10]基于一台永磁同步电机采取不对称转子设计方式, 成功将输出转矩提高 7.52%, 转矩脉动减小 39.15%, 效果十分显著。

本文针对永磁辅助磁阻电机转矩产生机理, 对

收稿日期: 2025-09-25

作者简介: 安忠良(1975), 男, 教授级高级工程师, 研究方向为高品质永磁与特种电机系统。

韩毓泽(1998), 男, 硕士研究生, 研究方向为高品质永磁与特种电机系统。

转子磁路结构进行分析研究, 通过对添加辅助磁障、磁极偏移和不对称磁障进行分析研究, 以达到提升电机输出转矩的同时降低电机转矩脉动的目的。

1 永磁辅助磁阻电机数学模型

永磁辅助磁阻电机在 dq 坐标系下的空间矢量图如图 1 所示。

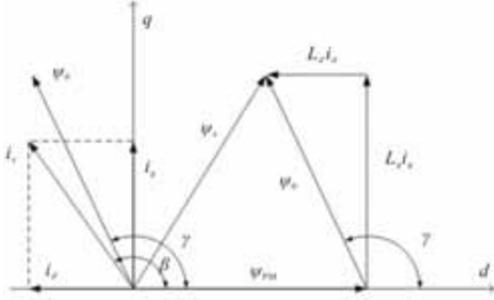


图 1 空间矢量图

图中, i_s 为定子电流空间矢量; i_d 和 i_q 分别为 i_s 的直轴分量和交轴分量, 即直轴电流和交轴电流; L_d 、 L_q 分别为直轴、交轴电感; ψ_0 为定子磁链; ψ_{PM} 为永磁体磁链; ψ_s 为 ψ_0 与 ψ_{PM} 的合成磁链; β 为 i_s 与 d 轴的夹角; γ 是 ψ_0 与 d 轴的夹角。

永磁辅助磁阻电机在 dq 坐标系下的电压方程如:

$$u_d = \frac{d\psi_d}{dt} - \omega\psi_q + Ri_d \quad (1)$$

$$u_q = \frac{d\psi_q}{dt} - \omega\psi_d + Ri_q \quad (2)$$

磁链方程如:

$$\psi_d = L_d i_d + \psi_{PM} \quad (3)$$

$$\psi_q = L_q i_q \quad (4)$$

电磁转矩方程:

$$T_{em} = p(\psi_d i_q - \psi_q i_d) = p(\psi_{PM} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) = p\psi_{PM} i_s \sin\beta + \frac{1}{2} p(L_d - L_q) i_s^2 \sin(2\beta) \quad (5)$$

式中, u_d 、 u_q 分别为直轴电压与交轴电压; ψ_d 、 ψ_q 分别为定子磁链的直、交轴分量; R 为定子绕组相电阻; ω 为转子角速度; p 为极对数; T_{em} 为电磁转矩。式中的第一部分为电磁转矩分量, 第二部分为磁阻转矩分量。通过该式可以看出想要提高永磁辅助磁阻电机的输出转矩, 一方面可以增大电机的有效永磁体磁链来提高永磁转矩; 另一方面可以增大交直轴电感差值来提高磁阻转矩。

2 空载磁路模型

本文以一台 6 极 36 槽的永磁辅助磁阻电机为研究对象, 该电机的主要设计参数如表 1 所示。电机结构如图 2 所示。

表 1 永磁辅助磁阻电机主要设计参数

参数	参数值	参数	参数值
额定功率/kW	30	额定电压/V	380
额定转速/(r/min)	3000	额定转矩/Nm	95.5
定子外径/mm	327	气隙宽度/mm	1
转子外径/mm	208	轴向长度/mm	120

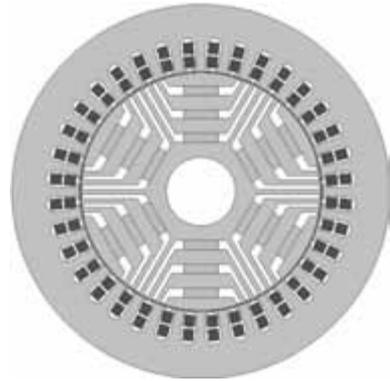


图 2 电机结构图

假设电机在运行时, 电机内部磁场的等效磁路为线性的, 那么根据磁路的叠加定理, 可将该等效磁路看作为空载运行时永磁体单独作用产生的等效磁路与定子绕组激励产生的等效磁路的线性叠加。空载状态下, 其磁力线分布如图 3 所示。

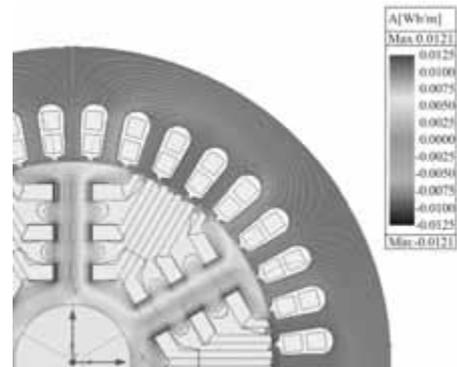


图 3 空载磁力线分布图

由图 3 可以看出, 空载时永磁体产生的磁通, 除漏磁部分外, 其余都通过直轴磁路形成回路。由于定转子硅钢片未饱和, 产生的磁阻远小于气隙和永磁体, 因此忽略不计, 则该电机的空载等效磁路图如图 4(a) 所示。

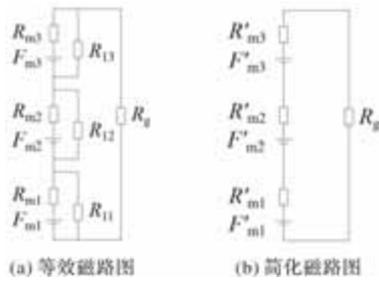


图4 等效磁路图

图4中, F_{m1} 、 F_{m2} 、 F_{m3} 为各层永磁体的磁动势; R_{m1} 、 R_{m2} 、 R_{m3} 为各层永磁体的磁阻; R_{l1} 、 R_{l2} 、 R_{l3} 为各层永磁体漏磁磁阻; R_g 为气隙磁阻。

令

$$F'_{ma} = \frac{F_{ma}}{R_{ma}} \times \frac{R_{ma} \times R_{la}}{R_{ma} + R_{la}} \quad (6)$$

$$R'_{ma} = \frac{R_{ma} \times R_{la}}{R_{ma} + R_{la}} \quad (7)$$

可得到简化后的等效磁路模型, 如图4(b)所示。

则根据磁路的欧姆定律, 永磁体磁通的计算公式如:

$$\phi_{PM} = \frac{\sum_{a=1}^n F_{ma}}{\sum_{a=1}^n R_{ma} + R_g} \quad (8)$$

由式(8)可以看出各层永磁体磁动势总和越大、磁阻总和越小, 永磁体的磁通就越大。

3 输出转矩优化设计

3.1 辅助磁障设计

由于永磁辅助磁阻电机相较于永磁同步电机, 永磁体用量更少, 气隙磁密幅值也相对较小, 且由于转子结构的特殊性, 该电机的气隙磁密谐波较大, 正弦度较差。本文提出新增一种辅助磁障来实现改善气隙磁密波形, 从而提高永磁磁链, 提升永磁转矩, 进一步实现输出转矩的提升。新增的辅助磁障如图5所示。

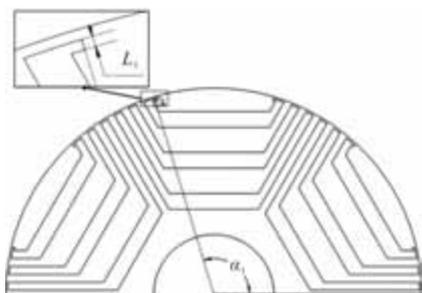


图5 辅助磁障结构图

图中, α_1 为辅助磁障顶点到圆心的角度, L_1 为辅助磁障的厚度。

气隙磁阻的计算公式为

$$R_g = \frac{l_g}{\mu_0 \mu_r A_g} \quad (9)$$

式中, R_g 为气隙磁阻; l_g 为气隙长度; μ_0 为真空磁导率; μ_r 为气隙的相对磁导率(通常情况下, 认为空气的相对磁导率为1); A_g 为气隙的截面积。

由该电机的空载磁力线分布图可知, 多层永磁体发出的磁力线除少量漏磁外, 均通过最外层磁障上方的磁钢部分进入气隙, 新增的辅助磁障相当于将磁力线进入气隙的有效面积减小, 根据式(9)可知, 此时气隙磁阻增大, 再由式(8)可知, 永磁体流过气隙的磁通增大。永磁体磁链计算公式为

$$\psi_{PM} = N \times \phi_{PM} \quad (10)$$

由式(10)可知, 此时永磁体磁链增大, 再由式(5)可得永磁转矩增大。

取 L_1 从 1 mm 至 5 mm, α_1 从 91° 到 107° 电机的输出性能变化如图6所示。

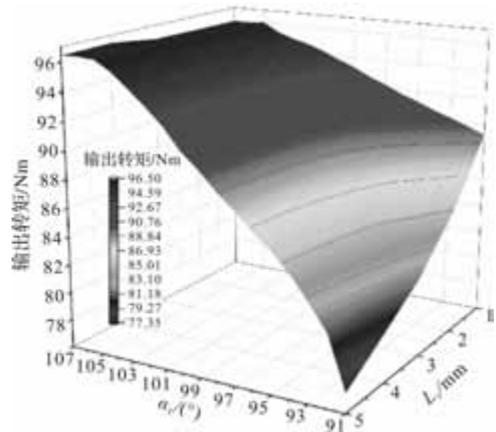


图6 辅助磁障参数对输出转矩的影响

可以看出随着 α_1 的减小, 输出转矩呈现先增大后减小的趋势, 这是因为随着 α_1 的减小, 直轴磁阻不断增大, 使得交轴方向上的漏磁增大, 交轴饱和程度随之增大, 进而增大了交轴磁阻, 饱和后交轴电感不断降低, 交直流电感差值也不断降低, 电机的磁阻转矩不断减小, 导致总的输出转矩下降。

在 α_1 较小时, 输出转矩随着辅助磁障厚度的增加而降低, 当 α_1 较大时, 输出转矩随着辅助磁障厚度的增加先增加后降低。这是因为当 α_1 较小时, 铁心尚未饱和, 随着厚度增加对磁力线走向影响能力加强, 进一步增大永磁体有效磁链, 使永磁转矩上升, 进而提高输出转矩。当厚度过高时, 会引起铁心饱和以及漏磁增加, 导致输出转矩下降; 当 α_1 较大时, 在增加辅助磁障的厚度会导致过度饱和, 使

永磁转矩降低较多，输出转矩也随之显著降低。输出转矩在 L_1 为 4 mm， α_1 为 107° 时输出转矩取得最大值为 96.5 Nm。此时输出转矩相比原电机提高了 1%。优化前后电机空载气隙磁密变化如图 7 所示。

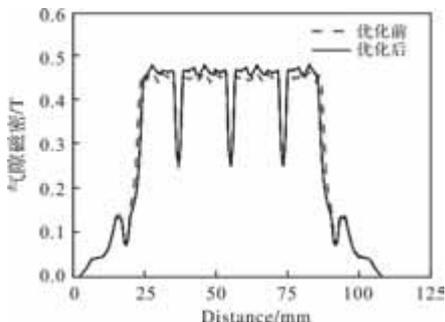


图 7 空载气隙磁密对比图

可以看出，优化后电机的空载气隙磁密幅值更高，波形正弦度也更好。

3.2 不对称磁极设计

永磁辅助磁阻电机的输出转矩由永磁转矩和磁阻转矩共同组成，与传统的永磁电机一样，这两种转矩的幅值所对应的电流角在相位上总是相差 45° ，这就导致该电机的输出转矩不能直接由二者的幅值线性叠加组成，造成了转矩性能的浪费。因此通过改变电机的磁极位置，使电机永磁转矩或磁阻转矩的相位发生偏移，缩小二者的相位角差值，能够实现合成总转矩的提升。

根据式 (5) 中两个转矩分量的组成成分可知，永磁转矩受永磁体磁链、电枢电流及其相位角影响；而磁阻转矩受交直流电感差值、电枢电流及其相位角影响。若要使磁阻转矩相位偏移，永磁转矩相位不变，就需要额外计算电机的电感矩阵变化，由于永磁辅助磁阻电机的结构较为复杂，电感矩阵求解计算量大，较为繁琐，因此本文研究仅改变永磁转矩相位对电机输出转矩的影响。磁链偏移后电机的空间矢量图如图 8 所示。

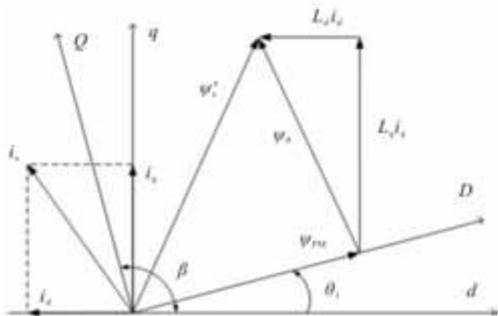


图 8 磁极偏移电机空间矢量图

磁极偏移后，电机的交直流由原来的 dq 轴偏移

γ_{PM} 角度后，变为新的 DQ 轴，则偏移后的合成磁链 ψ_s' 在原 dq 轴坐标系下为

$$\psi_s' = \psi_0 + \psi_{PM} \quad (11)$$

偏移后 dq 轴磁链 ψ_d' 、 ψ_q' 在原 dq 轴坐标系下为

$$\psi_d' = L_d i_d + \psi_{PM} \cos \theta_1 \quad (12)$$

$$\psi_q' = L_q i_q + \psi_{PM} \sin \theta_1 \quad (13)$$

此时电机的输出转矩为

$$\begin{aligned} T_{em} &= p(\psi_d' i_q - \psi_q' i_d) = \\ &= p\psi_{PM} i_s \sin(\beta - \theta_1) + \\ &= \frac{1}{2} p(L_d - L_q) i_s^2 \sin 2\beta \end{aligned} \quad (14)$$

由式 (14) 可知，当 β 与 θ_1 的差值为 $\pi/2$ 时，永磁转矩最大。同时当 $\theta_1 = \pi/4 + n\pi$ 时，磁阻转矩也取得峰值。因此在设计电机时，应尽可能让永磁体偏移后的磁链与原始 d 轴相差 $\pi/4$ 角度，这样能够实现合成输出转矩的最大化。

永磁磁链偏移电机的转子结构图如图 9 所示。

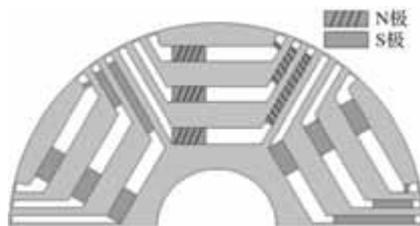


图 9 永磁磁链偏移电机转子结构图

如图所示，将原电机中 U 型磁障中间部分的永磁体分出一部分放入交轴方向的磁障中，交轴磁障中的永磁体充磁方向为垂直于交轴方向。并将中间部分剩余的永磁体在保证相对位置不变的情况下移动至远离交轴永磁体的最大程度，从而使合成的永磁磁链偏移相位能够达到最大。

可以看出磁链偏移后，电机交轴磁障方向上的永磁体的磁力线除进入主磁路外，还有一部分直接通过气隙进入定子铁心后返回自身形成闭合回路，使交轴方向处的气隙磁密显著提高，同时也增大了电机单一磁极下的有效气隙磁通，使空载反电动势显著提升，但是峰值处畸变率较大，正弦度较差。

原电机与永磁磁链偏移电机的磁阻转矩与永磁转矩的转矩-电流角曲线分别如图 10 与图 11 所示。

由于交轴方向的磁障有限，不能够将全部的永磁体都填充到交轴方向，这就导致了永磁磁链偏移程度有局限性，且永磁转矩在峰值处发生畸变，导致永磁转矩幅值降低，导致合成转矩幅值的提升受到限制。对比图 10 与图 11 可以看出，永磁磁链偏移后，电机的输出转矩幅值相位所对应的电流角由

原来的 45° 改变为 35°，相位差值缩小了 10°。优化后电机输出转矩与初始电机输出转矩对比如图 12 所示。

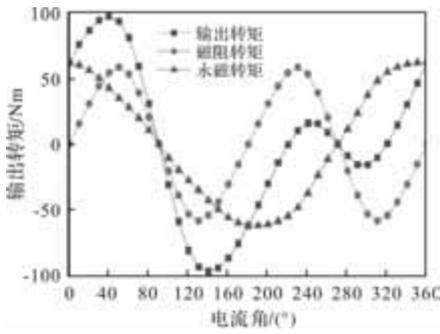


图 10 原电机转矩-电流角

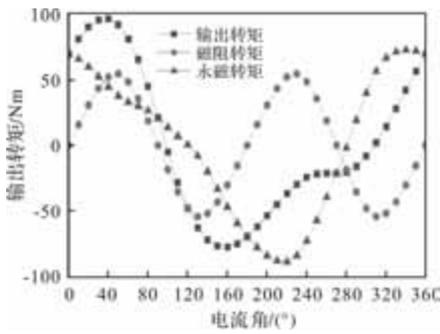


图 11 磁链偏移电机转矩-电流角曲线

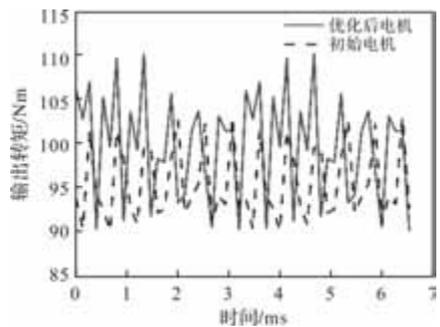


图 12 优化前后电机输出转矩对比图

由图 12 可以看出，优化后电机的输出转矩增大，由原来的 95.59 Nm 提升至 99.85 Nm，增加了 4.5%。但是电机的转矩脉动也增大了，且上升幅度较大，因此还需要采取措施来降低增加的转矩脉动。

为了充分发挥永磁辅助磁阻电机的优势，降低电机的制造成本，本节在保证电机的输出转矩达到额定转矩的前提下，将磁障中永磁体总用量由原来的 648 g 减小到 639 g，永磁体质量减小了约 1.4%。此时电机的输出转矩为 95.67 Nm，转矩脉动为 20.22%。

4 转矩脉动优化设计

永磁辅助磁阻电机转矩脉动主要由永磁转矩脉动、磁阻转矩脉动与齿槽转矩组成。磁阻转矩脉动

通常是三者中最核心、幅值最大的成分，由转子多层磁障结构所导致的气隙磁导剧烈、非正弦变化所引起。本文采用不对称磁障的方式来降低电机的转矩脉动。本文定义转矩脉动为

$$K_r = \frac{T_{\max} - T_{\min}}{T_{\text{avg}}} \times 100\% \quad (15)$$

式中， K_r 为转矩脉动系数， T_{\max} 为最大瞬时转矩， T_{\min} 为最小瞬时转矩， T_{avg} 为平均转矩。

将电机的三对极分为 I、II、III 三组，采用方式一：同时将 I、II、III 三组中的其中一极向另一极方向旋转 θ_2 角度；方式二：只将 I 组中的一极向另一极方向旋转 θ_2 角度。为保证转子机械强度，旋转角度不超过 2°。两种方式下，电机的转矩脉动随旋转角度变化规律如图 13 所示。

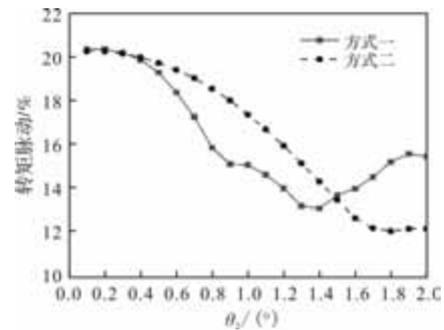


图 13 转矩脉动随旋转角度变化规律图

由图 13 可以看出方式二对电机转矩脉动降低效果更好，转矩脉动随 θ_2 的增加先增大后减小再微微增加，在 1.8 处取得极小值。那么在此基础上，继续增大转子的不对称程度，提出方式三：将 I 组中旋转角度 θ_2 固定为 1.8°，II、III 组分别旋转 θ_3 、 θ_4 角度。旋转角度区间为 0.1° 至 2.0°。转矩脉动随 θ_3 、 θ_4 变化规律如图 14 所示。

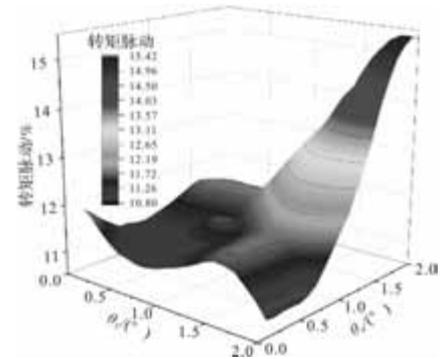


图 14 转矩脉动随旋转角度变化规律图

由图 14 可知转矩脉动在 θ_2 、 θ_3 、 θ_4 分别取 1.8°、0.2°、2° 时，转矩脉动最小为 10.80%，比未经优化前降低了 46.59%，效果非常显著。优化后电机与初始电机输出转矩对比如图 15 所示。

(下转第 25 页)

轴向三相球面磁悬浮飞轮电机机理模型与电磁特性

朱志莹^{1,2}, 杨杭栋¹, 徐政^{1,2}, 王广程¹, 彭子奇¹

(1. 南京工程学院 电力工程学院, 南京 211167; 2. 东南大学 电气工程学院, 南京 210096)

摘要: 针对轴向球面磁悬浮飞轮电机起动转矩死区问题, 提出一种基于轴向三相拓扑和球面磁极设计的新型轴向三相球面磁悬浮飞轮电机。阐述了该电机拓扑结构及工作原理, 通过等效磁路法建立电机悬浮力和转矩的数学模型; 利用三维有限元构建分析计算模型并对其空载特性、悬浮性能、转矩性能及耦合特性进行仿真研究。结果表明, 所提结构既保持了气隙磁密全域均匀性和磁路自解耦特征, 同时利用空间交错转矩绕组和重叠导通策略有效避免了起动转矩死区, 实现了电磁转矩连续输出和低转矩波动, 另外悬浮力较两相结构也有效提高了37.95%, 且悬浮波动小于5%。

关键词: 球面磁悬浮飞轮电机; 轴向三相; 电磁特性; 有限元分析

中图分类号: TM355; TM30 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-6848(2026)02-0006-08

Mechanism Model and Electromagnetic Characteristics of Axial Three-phase Spherical Bearingless Flywheel Machine

ZHU Zhiying^{1,2}, YANG Hangdong¹, XU Zheng^{1,2}, WANG Guangcheng¹, PENG Ziqi¹

(1. School of Electric Power Engineering, Nanjing Institute of Technology, Nanjing 211167, China;

2. School of Electrical Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: To address the starting torque dead zone issue in axial spherical magnetic levitation flywheel machines, a novel axial three-phase spherical magnetic levitation flywheel machine based on axial three-phase topology and spherical magnetic pole design was proposed. The topology and operating principle of the machine were elaborated, and mathematical models of levitation force and torque were established using the equivalent magnetic circuit method. A three-dimensional finite element analysis model was constructed to simulate and analyze no-load characteristics, levitation performance, torque performance, and coupling effects. The results show that the proposed structure maintains uniform air-gap flux density and self-decoupled magnetic paths while effectively eliminating the starting torque dead zone through spatially staggered torque windings and overlapping conduction strategies, enabling continuous electromagnetic torque output with low torque ripple. Additionally, the levitation force is increased by 37.95% compared to the two-phase structure, with levitation fluctuation kept below 5%.

Key words: spherical bearingless flywheel machine; axial three-phase; electromagnetic characteristics; finite element analysis

0 引言

飞轮储能是一种短时高功率型机械储能技术, 具有瞬时功率大、响应速度快、运行效率高、清洁无污染、循环寿命长、安全无隐患、残余价值高、环境影响小等优势^[1], 尤其适用于大功率、高频次充放电应用场景, 非常契合高比例高波动性新能源

应用的短时、高频次大功率调频需求, 近年来得到了高度关注和快速发展^[2-3]。

飞轮储能系统主要包括转子、轴承、高速电机、电力变换系统等。其中, 轴承是保障稳定运行的重要部件, 传统机械轴承支承方案应用广泛, 但在转子高速旋转工况下, 存在显著的摩擦、损耗和发热问题。因此, 磁悬浮飞轮储能装置采用磁悬浮轴承

收稿日期: 2025-07-30

基金项目: 国家自然科学基金项目(52407051); 江苏省自然科学基金项目(BK20241966); 江苏高校“青蓝工程”资助项目(SJS202327); 江苏省配电网智能技术与装备协同创新中心开放基金项目(XTCX202404)。

作者简介: 朱志莹(1984), 男, 教授, 研究方向为电机及其系统、电能存储与应用研究。

杨杭栋(2000), 男, 硕士研究生, 研究方向为磁悬浮飞轮电机设计与优化。

徐政(1991), 男, 博士, 研究方向为电机故障诊断和优化设计。

王广程(2000), 男, 硕士研究生, 研究方向为磁悬浮飞轮电机损耗与温度场分析。

彭子奇(2001), 男, 硕士研究生, 研究方向为混合动力汽车能量管理策略。

代替机械轴承成为更优的支承解决方案^[4]。磁悬浮电机将磁轴承和电机技术融为一体，将其用于飞轮储能领域，可有效提升系统集成度，降低轴向长度，大幅提升飞轮临界转速、功率密度和运行效率，是飞轮储能系统的理想选择之一^[5-6]。现有磁悬浮飞轮电机多采用径向结构，一台电机仅能实现径向两自由度悬浮，要实现飞轮转子五自由度悬浮，还需要附加径向和轴向磁轴承，导致系统结构复杂，限制了飞轮向高速、超高速方向发展。针对径向磁悬浮飞轮电机的固有缺陷，文献[7]和文献[8]创新提出了一种轴向分相磁悬浮飞轮电机(Axial Split-phase Bearing-less Flywheel Machine, ASP-BFM)，该电机沿轴向将 A、B 两相分段布置，每相定子分设悬浮极和转矩极，极间设置隔磁环，实现飞轮转子四自由度悬浮和旋转一体运行，且克服了悬浮力与转矩的耦合作用，简化了飞轮储能整机结构、提升了临界转速并降低了运行损耗^[9]，该结构不足之处是飞轮转子还需要额外配置轴向磁轴承，方能实现飞轮转子五自由度悬浮。为此，文献[10]提出了一种新型的轴向球面磁悬浮飞轮电机(Axial Spherical Bearingless Flywheel Machine, AS-BFM)，该结构采用定转子磁极球面构型设计，有效实现了转子五自由度悬浮支承，提升了悬浮支承系统刚度和精度，且轴向充磁永磁体进一步改善飞轮电机的悬浮支承功耗和能量转换效率，这对飞轮储能系统降低运行损耗、提升待机运行时间具有重要意义^[11-12]，但该拓扑结构的不足之处是，轴向两相结构存在起动机矩死区，飞轮电机电动/发电/待机三个典型工况间的平滑切换困难。

为此，本文在现有 AS-BFM 基础上，研究提出一种轴向三相球面磁悬浮飞轮电机，该电机通过轴向分三相拓扑、球面磁极设计和混合内定子结构，改善起动机矩死区、功率密度提升受限等问题。在阐述该电机拓扑结构及工作原理基础上，通过等效磁路法建立悬浮力和转矩的数学模型，分析其电磁特性；利用三维有限元仿真验证电机的空载磁场特性、悬浮性能、转矩性能及耦合特性，并与 AS-BFM 对比验证所提结构的有效性和优越性。

1 电机拓扑结构及基本原理

1.1 电机拓扑结构

图 1(a) 给出该轴向三相球面磁悬浮飞轮电机拓扑结构图。该电机基于 AS-BFM 结构改进，在球形

赤道位置增设一相，形成 A、B、C 三相系统。电机整体为外转子内定子构型，主要包含飞轮、转子铁心、定子铁心、隔磁体、导磁套筒和永磁体等部件。

由图 1(a) 可见，该电机采用轴向排布的 A、B、C 三相结构。定转子铁心磁极采用球面构型设计，使各磁极气隙磁密始终指向球心(如图 1(b))，保持了气隙磁密全域均匀性；同时采用内定子外转子结构，内定子设置转矩极和悬浮极，在转子旋转时，电机的悬浮极齿与其转子齿相对面积保持恒定，即两者的重叠面积为一个定值，所产生的悬浮力不受转子位置的影响，进而克服悬浮力产生死区；外转子凸极结构无永磁和绕组，每相依次相差一定角度，克服起动机矩死区。通过在转矩极与悬浮极间设置隔磁体，实现转矩磁路与悬浮磁路的有效解耦。三相内定子间对称布置两个轴向反向充磁的永磁体，为悬浮系统提供偏置磁通。外转子采用导磁套筒集成结构，与飞轮一体化设计，提高了系统的功率密度。

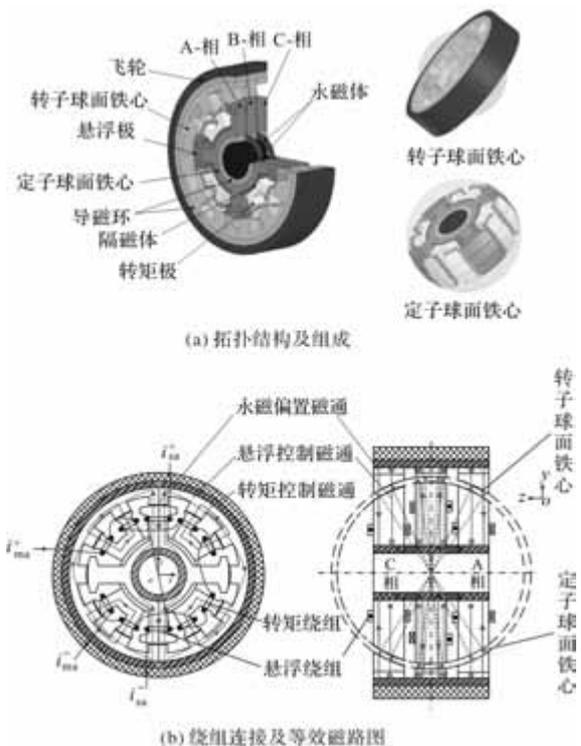


图 1 轴向三相球面磁悬浮飞轮电机拓扑原理图

1.2 电机运行原理

轴向三相飞轮储能电机 A、B、C 三相均可单独产生悬浮力。电机 A 相悬浮磁路及绕组结构示意图 1(b) 所示。当 +y 方向发生偏移时，y 方向两侧产生不均匀的气隙磁密，转子向磁密强的一侧发生偏移。+y 方向的悬浮磁通与偏置磁通方向不同，

相互抵消, $-y$ 方向则方向相同, 磁密叠加。因此这种磁密分布的差异会在 $-y$ 方向上产生一个恢复性悬浮力驱使转子回到初始位置; x 轴方向上发生偏移时同理。

2 电机机理模型

2.1 悬浮力产生机理及数学模型

电机的悬浮极齿与其转子齿相对面积保持恒定, 即两者的重叠面积为一个定值, 因此可运用等效磁路法建立该电机的悬浮力模型。该电机的悬浮力由悬浮绕组和永磁体共同作用产生, 因此悬浮系统磁路图可分为悬浮绕组产生的控制磁路和永磁体产生的偏置磁路。根据磁路原理, 通过连接等效磁网络中的等磁动势点, 可将轴向三相飞轮储能电机的等效磁网络沿轴向分解为三个磁网络单元的组合, 从而将整个电机系统等效为轴向排列的三个单相电机的组合。

根据图 1(b) 中永磁体产生的偏置磁通路径, 可以得到偏置磁通磁路图, 如图 2 所示。

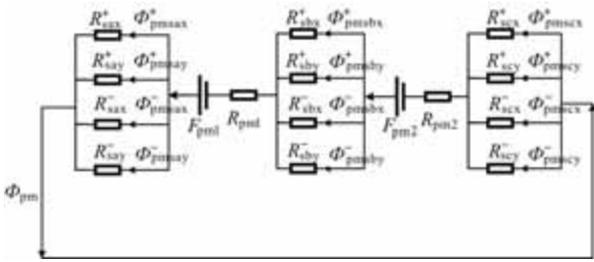


图 2 偏置磁通磁路图

图中, F_{pm1} 和 F_{pm2} 分别为 A、B 两相之间和 B、C 两相之间的永磁体磁动势; R_{pm1} 、 R_{pm2} 为永磁体自身的磁阻; Φ_{pm} 为永磁体单独作用产生总的偏置磁通; R_{sax}^+ 、 R_{sax}^- 为 A 相在 x 轴方向两侧的气隙磁阻, R_{say}^+ 、 R_{say}^- 为 A 相在 y 轴方向两侧的气隙磁阻; R_{sbx}^+ 、 R_{sbx}^- 、 R_{sby}^+ 、 R_{sby}^- 、 R_{scx}^+ 、 R_{scx}^- 、 R_{scy}^+ 、 R_{scy}^- 同理; Φ_{pmsax}^+ 、 Φ_{pmsax}^- 为永磁体单独作用时, 在 A 相 x 轴方向两侧的气隙磁通; Φ_{pmsay}^+ 、 Φ_{pmsay}^- 为永磁体单独作用时, 在 A 相 y 轴方向两侧的气隙磁通; Φ_{pmsbx}^+ 、 Φ_{pmsbx}^- 、 Φ_{pmsby}^+ 、 Φ_{pmsby}^- 、 Φ_{pmscx}^+ 、 Φ_{pmscx}^- 、 Φ_{pmscy}^+ 、 Φ_{pmscy}^- 同理, 由图可得永磁体单独作用时, 总的偏置磁通表达式为

$$\begin{cases} \Phi_{pm} = \Phi_{pmsax}^+ + \Phi_{pmsay}^+ + \Phi_{pmsax}^- + \Phi_{pmsay}^- \\ \Phi_{pm} = \Phi_{pmsbx}^+ + \Phi_{pmsby}^+ + \Phi_{pmsbx}^- + \Phi_{pmsby}^- \\ \Phi_{pm} = \Phi_{pmscx}^+ + \Phi_{pmscy}^+ + \Phi_{pmscx}^- + \Phi_{pmscy}^- \end{cases} \quad (1)$$

永磁体可近似等效为一个恒定磁通源, 其磁动势和磁阻可表示为

$$\begin{cases} F_{pm} = \frac{B_r l_m}{\mu_0} \\ R_{pm} = \frac{l_m}{\mu_0 \mu_1 A_m} \end{cases} \quad (2)$$

式中, B_r 为永磁体剩磁; l_m 为永磁体的轴向充磁厚度; μ_0 为真空磁导率; A_m 为其截面积。

气隙磁阻公式为

$$\begin{cases} R_{sax}^+ = \frac{g_0 - x_0}{\mu_0 s}, R_{sax}^- = \frac{g_0 + x_0}{\mu_0 s} \\ R_{say}^+ = \frac{g_0 - y_0}{\mu_0 s}, R_{say}^- = \frac{g_0 + y_0}{\mu_0 s} \\ R_{sbx}^+ = \frac{g_0 - x_0}{\mu_0 s}, R_{sbx}^- = \frac{g_0 + x_0}{\mu_0 s} \\ R_{sby}^+ = \frac{g_0 - y_0}{\mu_0 s}, R_{sby}^- = \frac{g_0 + y_0}{\mu_0 s} \\ R_{scx}^+ = \frac{g_0 - x_0}{\mu_0 s}, R_{scx}^- = \frac{g_0 + x_0}{\mu_0 s} \\ R_{scy}^+ = \frac{g_0 - y_0}{\mu_0 s}, R_{scy}^- = \frac{g_0 + y_0}{\mu_0 s} \end{cases} \quad (3)$$

式中, g_0 为初始设计时的气隙长度; x_0 为转子在 x 轴上发生的偏移量; y_0 为转子在 y 轴上发生的偏移量; s 为悬浮极齿与转子齿重叠的面积。

由图 2 得偏置磁路方程为

$$\begin{cases} R_{sa} + R_{sb} + R_{sc} + R_{pm} = c_1 F_{pm} \\ R_{sa} = R_{sax}^+ // R_{sax}^- // R_{say}^+ // R_{say}^- \\ R_{sb} = R_{sbx}^+ // R_{sbx}^- // R_{sby}^+ // R_{sby}^- \\ R_{sc} = R_{scx}^+ // R_{scx}^- // R_{scy}^+ // R_{scy}^- \end{cases} \quad (4)$$

式中, c_1 为漏磁系数, 其值为 1.6。

因此, 可得各个气隙的磁通, 表达式为

$$\begin{cases} \Phi_{pmsax}^+ = \frac{c_1 F_{pm}}{(R_{sa} + R_{sb} + R_{sc} + R_{pm})} \cdot \frac{R_{sa}}{R_{sax}^+} \\ \Phi_{pmsax}^- = \frac{c_1 F_{pm}}{(R_{sa} + R_{sb} + R_{sc} + R_{pm})} \cdot \frac{R_{sa}}{R_{sax}^-} \\ \Phi_{pmsay}^+ = \frac{c_1 F_{pm}}{(R_{sa} + R_{sb} + R_{sc} + R_{pm})} \cdot \frac{R_{sa}}{R_{say}^+} \\ \Phi_{pmsay}^- = \frac{c_1 F_{pm}}{(R_{sa} + R_{sb} + R_{sc} + R_{pm})} \cdot \frac{R_{sa}}{R_{say}^-} \end{cases} \quad (5)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{\text{pmsbx}}^+ = \frac{c_1 F_{\text{pm}}}{(R_{\text{sa}} + R_{\text{sb}} + R_{\text{sc}} + R_{\text{pm}})} \cdot \frac{R_{\text{sb}}}{R_{\text{sbx}}^+} \\ \Phi_{\text{pmsbx}}^- = \frac{c_1 F_{\text{pm}}}{(R_{\text{sa}} + R_{\text{sb}} + R_{\text{sc}} + R_{\text{pm}})} \cdot \frac{R_{\text{sb}}}{R_{\text{sbx}}^-} \\ \Phi_{\text{pmsby}}^+ = \frac{c_1 F_{\text{pm}}}{(R_{\text{sa}} + R_{\text{sb}} + R_{\text{sc}} + R_{\text{pm}})} \cdot \frac{R_{\text{sb}}}{R_{\text{sby}}^+} \\ \Phi_{\text{pmsby}}^- = \frac{c_1 F_{\text{pm}}}{(R_{\text{sa}} + R_{\text{sb}} + R_{\text{sc}} + R_{\text{pm}})} \cdot \frac{R_{\text{sb}}}{R_{\text{sby}}^-} \\ \Phi_{\text{pmscx}}^+ = \frac{c_1 F_{\text{pm}}}{(R_{\text{sa}} + R_{\text{sb}} + R_{\text{sc}} + R_{\text{pm}})} \cdot \frac{R_{\text{sc}}}{R_{\text{scx}}^+} \\ \Phi_{\text{pmscx}}^- = \frac{c_1 F_{\text{pm}}}{(R_{\text{sa}} + R_{\text{sb}} + R_{\text{sc}} + R_{\text{pm}})} \cdot \frac{R_{\text{sc}}}{R_{\text{scx}}^-} \\ \Phi_{\text{pmscy}}^+ = \frac{c_1 F_{\text{pm}}}{(R_{\text{sa}} + R_{\text{sb}} + R_{\text{sc}} + R_{\text{pm}})} \cdot \frac{R_{\text{sc}}}{R_{\text{scy}}^+} \\ \Phi_{\text{pmscy}}^- = \frac{c_1 F_{\text{pm}}}{(R_{\text{sa}} + R_{\text{sb}} + R_{\text{sc}} + R_{\text{pm}})} \cdot \frac{R_{\text{sc}}}{R_{\text{scy}}^-} \end{array} \right. \quad (6)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{\text{pmsbx}}^+ = \frac{c_1 F_{\text{pm}}}{(R_{\text{sa}} + R_{\text{sb}} + R_{\text{sc}} + R_{\text{pm}})} \cdot \frac{R_{\text{sc}}}{R_{\text{scx}}^+} \\ \Phi_{\text{pmsbx}}^- = \frac{c_1 F_{\text{pm}}}{(R_{\text{sa}} + R_{\text{sb}} + R_{\text{sc}} + R_{\text{pm}})} \cdot \frac{R_{\text{sc}}}{R_{\text{scx}}^-} \\ \Phi_{\text{pmscy}}^+ = \frac{c_1 F_{\text{pm}}}{(R_{\text{sa}} + R_{\text{sb}} + R_{\text{sc}} + R_{\text{pm}})} \cdot \frac{R_{\text{sc}}}{R_{\text{scy}}^+} \\ \Phi_{\text{pmscy}}^- = \frac{c_1 F_{\text{pm}}}{(R_{\text{sa}} + R_{\text{sb}} + R_{\text{sc}} + R_{\text{pm}})} \cdot \frac{R_{\text{sc}}}{R_{\text{scy}}^-} \end{array} \right. \quad (7)$$

悬浮电流控制磁路如图 3 所示, 图中 N 为悬浮绕组匝数; i_{sax} 、 i_{say} 为 A 相通入不同方向下悬浮控制电流, i_{sbx} 、 i_{sby} 、 i_{scx} 、 i_{scy} 同理。

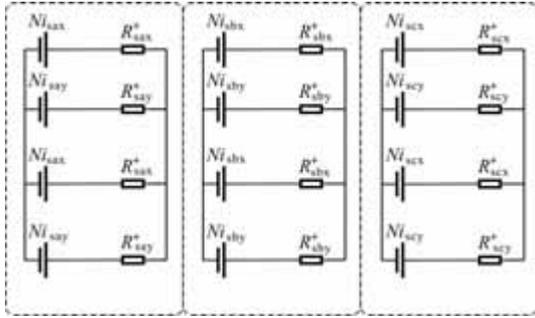


图 3 悬浮电流控制磁路图

根据图 3 所示的磁路图可得工作气隙磁通表达式:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{\text{sax}} = \frac{2Ni_{\text{sax}}}{R_{\text{sax}}^+ + R_{\text{sax}}^-}, \Phi_{\text{say}} = \frac{2Ni_{\text{say}}}{R_{\text{say}}^+ + R_{\text{say}}^-} \\ \Phi_{\text{sbx}} = \frac{2Ni_{\text{sbx}}}{R_{\text{sbx}}^+ + R_{\text{sbx}}^-}, \Phi_{\text{sby}} = \frac{2Ni_{\text{sby}}}{R_{\text{sby}}^+ + R_{\text{sby}}^-} \\ \Phi_{\text{scx}} = \frac{2Ni_{\text{scx}}}{R_{\text{scx}}^+ + R_{\text{scx}}^-}, \Phi_{\text{scy}} = \frac{2Ni_{\text{scy}}}{R_{\text{scy}}^+ + R_{\text{scy}}^-} \end{array} \right. \quad (8)$$

式中, Φ_{sax} 为 A 相悬浮极 x 轴方向两侧磁通; Φ_{say} 为 A 相悬浮极 y 轴方向两侧磁通; Φ_{sbx} 为 B 相悬浮极 x 轴方向两侧磁通; Φ_{sby} 为 B 相悬浮极 y 轴方向两侧磁通; Φ_{scx} 为 C 相悬浮极 x 轴方向两侧磁通; Φ_{scy} 为 C 相悬浮极 y 轴方向两侧磁通。

由于悬浮力是由悬浮电流控制磁通和永磁体偏置磁通共同作用产生的。因此, 将悬浮力分解到 x 、 y 轴上可得:

$$\left\{ \begin{array}{l} F_x = \frac{(\Phi_{\text{pmsax}}^- + \Phi_{\text{sax}})^2}{2\mu_0 s} - \frac{(\Phi_{\text{pmsax}}^+ - \Phi_{\text{sax}})^2}{2\mu_0 s} \\ \quad + \frac{(\Phi_{\text{pmsbx}}^- + \Phi_{\text{sbx}})^2}{2\mu_0 s} - \frac{(\Phi_{\text{pmsbx}}^+ - \Phi_{\text{sbx}})^2}{2\mu_0 s} \\ \quad + \frac{(\Phi_{\text{pmscx}}^- + \Phi_{\text{scx}})^2}{2\mu_0 s} - \frac{(\Phi_{\text{pmscx}}^+ - \Phi_{\text{scx}})^2}{2\mu_0 s} \\ F_y = \frac{(\Phi_{\text{pmsay}}^- + \Phi_{\text{say}})^2}{2\mu_0 s} - \frac{(\Phi_{\text{pmsay}}^+ - \Phi_{\text{say}})^2}{2\mu_0 s} \\ \quad + \frac{(\Phi_{\text{pmsby}}^- + \Phi_{\text{sby}})^2}{2\mu_0 s} - \frac{(\Phi_{\text{pmsby}}^+ - \Phi_{\text{sby}})^2}{2\mu_0 s} \\ \quad + \frac{(\Phi_{\text{pmscy}}^- + \Phi_{\text{scy}})^2}{2\mu_0 s} - \frac{(\Phi_{\text{pmscy}}^+ - \Phi_{\text{scy}})^2}{2\mu_0 s} \end{array} \right. \quad (9)$$

2.2 转矩产生机理及数学模型

轴向三相球面磁悬浮飞轮电机的转矩是由串联在内定子转矩极上的转矩绕组通入转矩电流后产生。以 A 相为例, 电机转矩绕组由 8 个绕组互相串联构成(如图 1(b)所示)。因隔磁环的存在, 转矩磁通将在相邻转矩极间形成四条彼此隔离的闭合转矩磁路。当转子轴线偏离定子轴线时, 磁通遵循最小磁阻路径流动, 由此产生的磁拉力会驱动转子向转矩最小位置旋转, 这一磁拉力所形成的转矩即为电机转矩。

电机沿轴向分为 A、B、C 三相, 三相转子同轴承连接并且在空间上依次交错 10° 。每相转子极弧和转矩极弧均设计为 15° , 以转子位置角旋转 30° 为一个周期。当 A 相旋转 15° 达到磁阻最小位置时, 关断 A 相转矩电流; 但为避免出现起动转矩死区的现象, 在 A 相旋转 10° 时通入 B 相转矩电流, B 相继续旋转 10° 时通入 C 相转矩电流。

重叠导通规则如图 4 所示, 在 30° 周期内 A 相在 $0^\circ - 15^\circ$ 导通, B 相在 $10^\circ - 25^\circ$ 导通, C 相在 $20^\circ - 5^\circ$ (下个周期) 导通, 形成 3 个单相导通区间(A 相 $[5^\circ - 10^\circ]$ 、B 相 $[15^\circ - 20^\circ]$ 、C 相 $[25^\circ - 30^\circ]$) 和 3 个重叠导通区间(A 相与 C 相跨周期重叠 $[0^\circ - 5^\circ]$ 、A 相与 B 相重叠 $[10^\circ - 15^\circ]$ 、B 相与 C 相重叠 $[20^\circ - 25^\circ]$)。

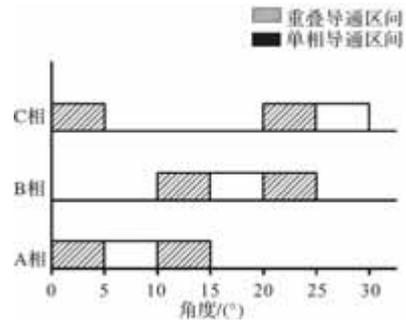


图 4 重叠导通规则

图 5 给出了 A 相转矩绕组的等效磁路图，图中 R_{A1} 、 R_{A2} 、 R_{A3} 、 R_{A4} 、 R_{A5} 、 R_{A6} 、 R_{A7} 、 R_{A8} 为 A 相转矩气隙磁阻； Φ_{A1} 、 Φ_{A2} 、 Φ_{A3} 、 Φ_{A4} 为电机气隙磁通。

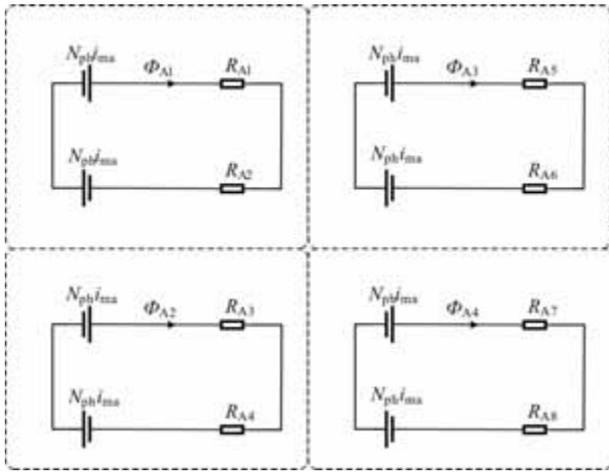


图 5 A 相转矩绕组等效磁路图

由图可得气隙磁通公式为

$$\Phi_{A1,2,3,4} = 2N_{ph}i_{ma} \frac{G_{1,3,5,7}G_{2,4,6,8}}{G_{1,3,5,7} + G_{2,4,6,8}} \quad (10)$$

忽略绕组互感，由磁通与电感之间的关系可得电感表达式：

$$L_{A1,2,3,4} = 2N_{ph}^2 \frac{G_{1,3,5,7}G_{2,4,6,8}}{G_{1,3,5,7} + G_{2,4,6,8}} \quad (11)$$

因为 $L_1 = L_2 = L_3 = L_4$ ， $i_{ma} = i_{ma1} = i_{ma2} = i_{ma3} = i_{ma4}$ 可得 A 相绕组的线圈储能公式为

$$W_A = 8L_1 i_{ma}^2 = 8N_{ph}^2 G_{A1} i_{ma1}^2 \quad (12)$$

A 相瞬时转矩公式为

$$T_A = 8i_{ma}^2 \frac{dL}{d\theta} \quad (13)$$

式中， T_A 为 A 相瞬时转矩； i 为相绕组电流； L 为该绕组的电感； θ 为转子角度。

转矩方向取决于 $dL/d\theta$ (电感变化率)：当 $dL/d\theta > 0$ 时，为电感上升区，产生正转矩(转子被拉向对齐位置)；当 $dL/d\theta < 0$ 时，为电感下降区，产生负转矩；当 $dL/d\theta = 0$ 时，转子极与转矩极轴线对齐，转矩为 0(死区)。AS-BFM 因换相间隔长(15°机械角度)，在换相点附近需等待转子越过死区位置，导致转矩输出不连续甚至起动失败。三相结构通过空间交错 10°的绕组布局和重叠导通策略(如图 4)，使任一相进入死区时，下一相已提前通电，利用相位差填补转矩空白，从而消除死区影响。此外，球面磁极设计优化了气隙磁密分布，进一步减小了电感变化率的非线性波动，从结构上抑制了死区的产生。

3 电磁特性仿真

为分析该轴向三相球面磁悬浮飞轮电机的电磁

特性，本文建立了该电机的三维有限元模型进行仿真，如图 5 所示。

性能要求如表 1 所示，电机主要结构参数如表 2 所示

表 1 轴向三相球面磁悬浮飞轮电机性能要求

参数	参数值
额定功率/W	3000
额定电压/V	220
额定转速/(r/min)	12000
最大悬浮力/N	> 200



图 6 轴向三相球面磁悬浮飞轮电机有限元模型

表 2 轴向三相球面磁悬浮飞轮电机的主要结构参数

参数	参数值	参数	参数值
转子外径/mm	348	悬浮绕组匝数/匝	100
定子球所在的半径/mm	137.5	转矩绕组匝数/匝	80
转子球所在的半径/mm	138	悬浮极极弧/°	30
平均气隙长度/mm	0.5	转子极弧/°	15
永磁体外径/mm	54	转矩极弧/°	15
永磁体内径/mm	40.5	转子轭高/mm	14.8
永磁体厚度/mm	3	转矩轭高/mm	19.8

3.1 空载特性分析

通过有限元仿真，可以获得电机空载时的磁路和气隙磁密分布，如图 7 所示。

如图 7(a)，轴向三相球面磁悬浮飞轮电机定转子铁心的磁极轴向采用球面构型，使得各磁极下的气隙磁密始终指向球心，提升气隙磁密在径向、轴向和周向上的全域均匀性，能够在电机运行过程中保证磁通密度的平稳分布，避免了局部磁密过高或

过低的情况，提高了电机的整体性能。同时各磁极下的悬浮力过转子球心，克服平动悬浮对扭动悬浮的影响且飞轮绕定子球心任意角度旋转运动，实现了飞轮“无轴”支承，克服传统“有轴”或“长轴”支承因各磁极处电磁力不相等而产生的扭动干扰力矩，实现飞轮储能电机在悬浮支承刚度和精度上双重提升。

图 7(b)对应永磁体单独作用时的工况，当转子处

于平衡位置时，此时悬浮绕组未通电，只有永磁环提供气隙磁通。因此仿真设定所有绕组处于断电状态，此时只有永磁体产生磁场，磁场强度较弱，测得气隙磁密主要分布在 0.9T 区间，由于电机结构对称且永磁体磁通相同，径向气隙磁密一致，因此不产生悬浮力。

图 7(c) 为 y 轴悬浮绕组通入控制电流后的气隙磁密分布，绕组磁场耦合永磁体磁场产生更高的磁场强度，整体磁密较高，大部分数值维持在 1.2T ~ 1.3T 之间；并且此时永磁体产生的偏置磁通与悬浮磁通叠加作用，导致 y 方向径向气隙磁密在一侧增大而另一侧减小，从而产生不均匀的气隙磁密，进而产生 y 方向的悬浮力。

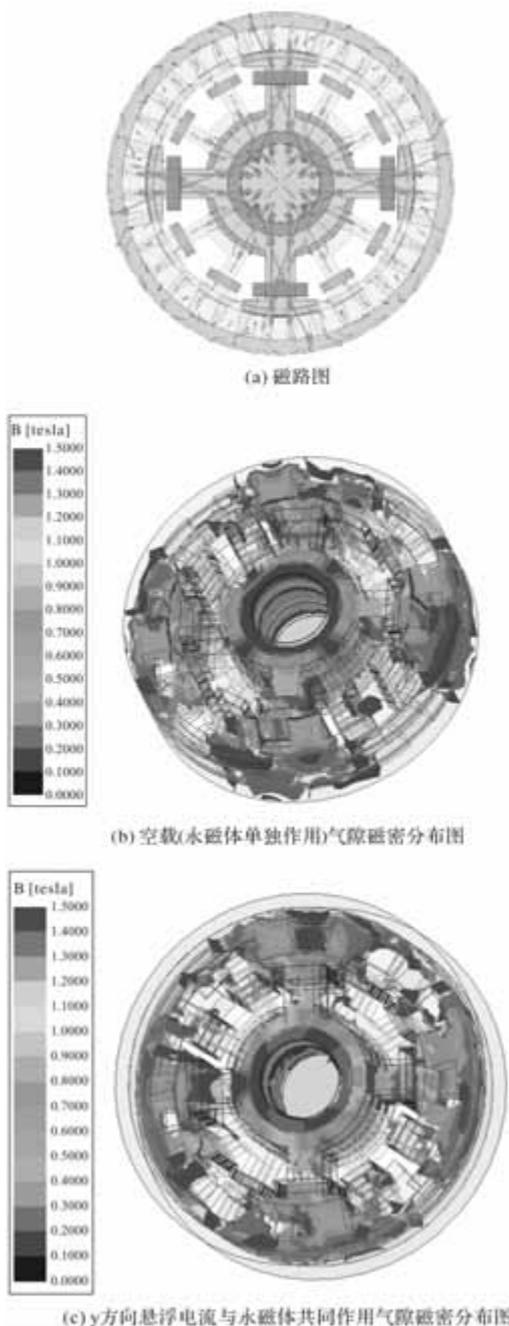


图 7 轴向三相球面磁悬浮飞轮电机磁路及气隙磁密分布图

表 3 轴向两相球面磁悬浮飞轮电机的主要结构参数

参数	参数值	参数	参数值
转子外径/mm	351	悬浮绕组匝数/匝	100
定子球所在的半径/mm	140.7	转矩绕组匝数/匝	80
转子球所在的半径/mm	141.3	悬浮极弧/°	30
平均气隙长度/mm	0.6	转子极弧/°	15
永磁体外径/mm	67.5	转矩极弧/°	15
永磁体内径/mm	40.5	转子轭高/mm	13.6
永磁体厚度/mm	3	转矩轭高/mm	22.6

3.2 转矩特性分析

图 8 给出了在通入不同的转矩控制电流 ($i_{ma} = 2A, 3A, 4A, 5A, 6A$) 下的转矩特性曲线。当转矩控制电流通入 A 相时，A 相转矩开始推动转子进行旋转，在转子达到 15° 时，即为转子极与转矩极轴线重合时，此时转矩为 0，停止通电。

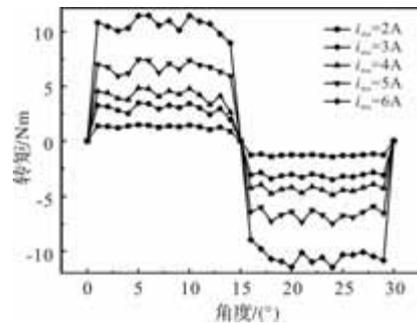
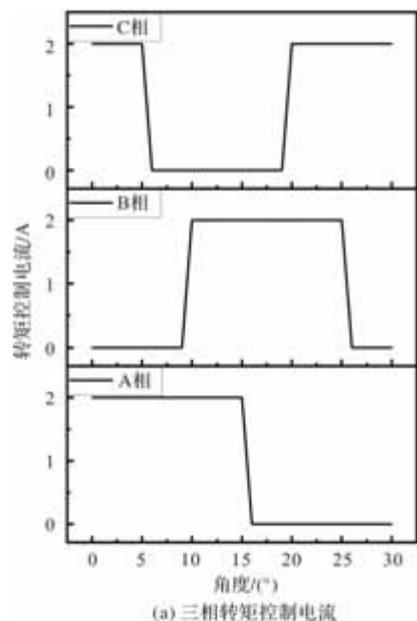


图 8 不同转矩电流下的转矩特性曲线

将轴向三相球面磁悬浮飞轮电机与轴向两相球面磁悬浮飞轮电机(两相电机主要结构参数如表 3 所示)相比，通入的转矩控制电流如图 9 所示，转矩性能对比如图 10 所示。



(a) 三相转矩控制电流

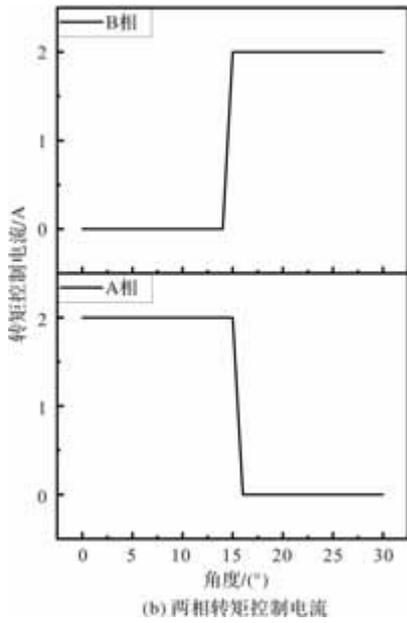


图9 转矩控制电流

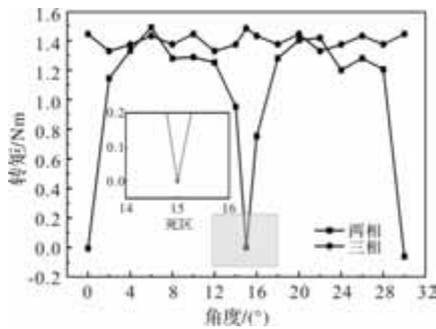


图10 转矩性能对比

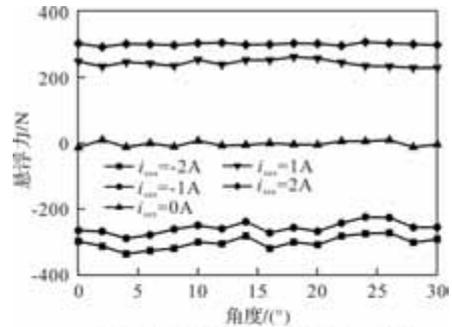
在转子旋转一个 30° 的周期内，转矩波动降低 38.89%，平均转矩从 1.125 Nm 提升到 1.355 Nm，性能提升 20.43%，同时两相每隔 15° 即转子极与转矩极轴线对齐，转矩降为 0 时进行换相，易发生起动转矩死区现象，而三相电机采用重叠导通的控制策略，在 A 相转子旋转 10° 时起动 B 相供电，B 相继续旋转 10° 时起动 C 相供电，利用三相绕组间 10° 的机械相位差，通过 30° 电气周期内的交替导通有效抑制了转矩脉动，避免出现转矩死区的现象。

3.3 悬浮特性分析

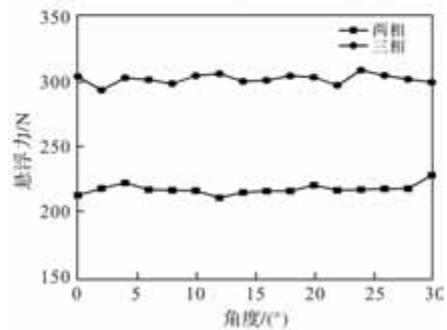
如图 11(a) 所示，在悬浮绕组的 x 方向中通入不同的悬浮控制电流 ($i_{sax} = 0A、1A、-1A、2A、-2A$)，随着电机转子的旋转，悬浮力波动仅有 4.47% (1A)、4.21% (-1A)、3.42% (2A)、3.86% (-2A)，均小于 5%，几乎不随转子角度变化而发生变化，并且在一个 30° 的周期内，可以连续地产生。

如图 11(b) 所示，与两相电机进行对比，悬浮

力得到了明显的提升。当悬浮控制电流都为 2A 时，两相电机平均悬浮力大小为 218.48 N，三相电机平均悬浮力大小为 301.40 N，平均悬浮力性能提升 37.95%。



(a) 不同悬浮电流下的悬浮特性曲线



(b) 悬浮性能对比

图11 悬浮特性曲线

3.4 耦合特性分析

该电机采用混合内定子结构，通过将转矩定子与悬浮定子分离布置并在其间设置隔磁组件，实现了转矩磁路与悬浮磁路的物理隔离，从而在结构上有效解决了悬浮力与电磁转矩之间的耦合问题。图 12(a) 为在 x 方向上通入不同的悬浮控制电流 ($i_{sax} = 0A、1A、-1A、2A、-2A$)，且 y 方向悬浮控制绕组和转矩绕组不通电流的在 y 轴方向上产生的悬浮力大小变化图。

如图 12(a) 所示，由于悬浮径向耦合特性的影响，实际上即使不在 y 方向悬浮控制绕组上通电，也会产生一个 y 轴方向的悬浮力。但该耦合力随转子的变化呈现正弦变化，在一个周期内的 7.5° 或者 22.5° 处取得最大值，当悬浮电流为 -2 A 时，产生的耦合力最大，最大值约为 15N，正常工作时， y 方向的悬浮力数值为 301.40N，最大耦合力占 y 方向的悬浮力比重的 $15/301.4 \approx 4.98\%$ ，占比较小，且在一个周期内的平均值约等于 0，相对于平均悬浮力，几乎可以忽略不计。

图 12(b) 为在 A 相转矩控制绕组中通入不同的转矩电流 ($i_{ma} = 2A、3A、4A、5A、6A$) 且在 x 方向

通入 2A 悬浮控制电流下的 x 方向悬浮力变化图。

由图 12(b)可知,随着转矩电流的变化,悬浮力几乎保持不变,说明在转矩定子和悬浮定子之间安装隔磁部件能够解决转矩和悬浮力之间的强耦合问题。

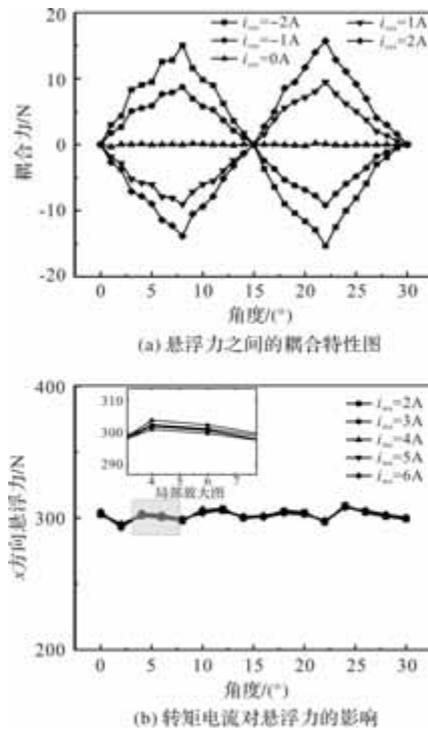


图 12 耦合特性

4 结论

本文以轴向三相球面磁悬浮飞轮电机为研究对象,运用 Ansys Maxwell 三维有限元仿真软件,对该电机的空载特性、悬浮性能、转矩性能及耦合特性进行仿真研究,并与 AS-BFM 性能进行对比,得到以下结论:

(1) 三相结构利用空间交错 10° 的绕组布局和重叠导通策略有效避免了起动转矩死区,转矩波动降低 38.89%,平均转矩从 1.125 Nm 提升至 1.355 Nm,性能提升 20.43%,实现了电磁转矩连续输出和低转矩波动。

(2) 球面结构保持了气隙磁密全域均匀性,在永磁体单独作用时磁密约 0.9T,通入悬浮电流后达 1.2T~1.3T,减少了转矩和悬浮波动,增强了悬浮稳定性。

(3) 在球形赤道处新增设一相,有效提高悬浮性能:悬浮控制电流 2A 时,平均悬浮力达 301.40N,提升 37.95%,且悬浮力波动均 $< 5\%$,减小产生同样大小的悬浮力所需电流,有效提高悬浮效率。

(4) 混合内定子结构将转矩定子与悬浮定子分离,并在两者之间设置隔磁部件,可实现转矩磁路与悬浮磁路的解耦,降低转矩与悬浮力之间的耦合干扰,从而可提升电机的运行稳定性。

参考文献

- [1] 梁志宏,刘吉臻,洪烽,等. 电力级大功率飞轮储能系统耦合火电机组调频技术研究及工程应用[J]. 中国电机工程报, 2024, 44(21): 8518-8531.
- [2] 焦渊远,王艺斐,戴兴建,等. 飞轮储能系统电机转子散热研究进展[J]. 储能科学与技术, 2023, 12(10): 3131-3144.
- [3] 朱志莹,朱海浪,邵淋晶,等. 用于飞轮储能系统的轴向分相电机的电磁分析与优化设计[J]. 微电机, 2022, 55(03): 34-39.
- [4] 文贤旭,李博文,史正军,等. 飞轮储能系统磁轴承电磁特性与温升特性分析[J]. 储能科学与技术, 2025, 07(17): 1-12.
- [5] Yuan Y, Sun Y, Huang Y. Design and Analysis of Bearingless Flywheel Motor Specially for Flywheel Energy Storage[J]. Electronics Letters, 2016, 52(1): 66-68.
- [6] 朱金,朱志莹,朱海浪. 新型轴向分相磁悬浮飞轮电机及其优化设计[J]. 微电机, 2021, 54(06): 6-12.
- [7] Zhu Z, Zhu J, Zhu H, et al. A Novel Axial Split Phase Bearingless Switched Reluctance Machine for On-Board Flywheel Battery[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2021, 70(4): 3175-3186.
- [8] Zhu Z, Qi G, Xu J, et al. Dynamic Modeling of the Support System for Vehicle-Mounted Spherical Magnetic Suspension Flywheel Battery[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2023, 39(1): 322-333.
- [9] Zhu Z, Zhu H, Li X, et al. Dynamic Equivalent Magnetic Network Analysis of an Axial PM Bearingless Flywheel Machine[J]. IEEE Access, 2021, 9: 32425-32435.
- [10] 朱志莹,孟凡浩,徐政,等. 轴向球面磁悬浮飞轮电机磁热耦合分析[J]. 电气工程学报, 2024, 19(03): 220-227.
- [11] 朱志莹,郭旋,姜永将,等. 轴向分相永磁式磁悬浮飞轮电机解耦设计与性能分析[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(24): 7366-7374, 7509.
- [12] Zhu Z, Wang J, Cheng M. A Novel Axial Split Phase Bearingless Flywheel Machine with Hybrid-inner-stator Permanent Magnet-based Structure[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2021, 36(3): 1873-1882.

港口装船机电机转子高速旋转状态失衡振动故障诊断

吕 强, 唱荣鹏, 武 桐, 刘明昊

(国能(天津)港务有限责任公司, 天津 300450)

摘要: 港口装船机电机转子在高速旋转状态下, 因自身特性与复杂工况交互影响, 易引发失衡振动故障。因此, 提出了港口装船机电机转子高速旋转状态失衡振动故障诊断方法。根据港口装船机的基本构造和运行原理, 利用振动传感器采集电机转子的振动信号, 并基于电机转子的动能方程, 获取信号的相空间向量, 结合信号嵌入维数对振动信号进行相空间重构。利用振动信号的波形因子求取二进分解信号的能量系数谱, 引入周期图直接计算法挖掘信号功率谱, 以此作为电机转子失衡故障的特征参量。以此为依据, 构建多层次故障诊断模型, 通过功率谱特征的拟合输入, 输出转子失衡故障程度。在转子不平衡故障实验台上进行对比实验, 结果表明, 提出的方法可以准确诊断出转子的失衡振动故障, 误诊比低于 20%。

关键词: 港口装船机; 电机转子; 高速旋转状态; 失衡振动故障; 故障诊断

中图分类号: TM355; TH165.3

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)02-0014-05

Fault Diagnosis of Unbalanced Vibration Caused by High-speed Rotation of Motor Rotor of the Port Loading Machine

LYU Qiang, CHANG Rongpeng, WU Tong, LIU Minghao

(China Energy(Tianjin)Port Co., LTD., Tianjin 300450, China)

Abstract: The rotor of the port loading machine motor is prone to unbalanced vibration faults due to its own characteristics and complex working conditions when rotating at high speed. Therefore, a fault diagnosis of unbalanced vibration in the high-speed rotation state of the motor rotor of the port ship loader was proposed. Based on the basic structure and operating principle of port loading machines, vibration sensors were used to collect vibration signals of the motor rotor. Based on the kinetic energy equation of the motor rotor, the phase space vector of the signal was obtained, and the phase space of the vibration signal was reconstructed by combining the embedding dimension of the signal. Using the waveform factor of the vibration signal to obtain the energy coefficient spectrum of the binary decomposition signal, the periodic graph direct calculation method was introduced to mine the signal power spectrum, which was used as the characteristic parameter of the motor rotor imbalance fault. Based on this, a multi-level fault diagnosis model was constructed, and the degree of rotor imbalance fault was output by fitting the input with power spectrum features. Comparative experiments were conducted on the rotor unbalance fault test bench, and the results showed that the proposed method can accurately diagnose rotor unbalance vibration faults with a misdiagnosis rate of less than 20%.

Key words: port loading machine; motor rotor; high speed rotation state; unbalanced vibration fault; fault diagnosis

0 引言

港口作为物流运输的关键枢纽, 其装卸效率与运行稳定性与整个物流链的顺畅运作具有直接关系。而港口物流运输的核心设备是港口装船机, 在装载和卸载等环节中起到了重要的作用^[1]。其中, 电机转子失衡是最为常见的故障类型之一。当前采用的转子失衡振动故障检测方法大多为人工检查和停机

检修, 虽然能够在一定程度上识别故障, 但受技术人员水平差异影响, 诊断准确性波动较大, 且难以发现早期、隐蔽性故障情况。另外, 随着港口装船机技术的不断发展, 其结构也日益复杂, 故障类型也逐渐增多, 这就加大了转子失衡振动故障的诊断难度。

在现有的检测与诊断方法中, 关晓晴等^[2]以设备的多源振动监测数据为基础, 利用基于 t 分布的

收稿日期: 2024-05-12

作者简介: 吕 强(1984), 男, 高级工程师, 研究方向为电气工程及其自动化。

唱荣鹏(1980), 男, 高级工程师, 研究方向为机械安装。

武 桐(1977), 男, 工程师, 研究方向为机械工程监测应用。

刘明昊(1984), 男, 高级工程师, 研究方向为能源企业设备管理。

随机邻域嵌入方法, 将高维特征信息映射为三维可视化空间; 最终通过最邻近节点算法实现故障分类。该方法通过多源域数据融合与多域特征提取, 可以全面捕捉转子运行状态信息, 避免了单一数据源的局限性。但多源域数据中不同故障类别的样本数量可能存在差异, 导致诊断结果不准确。钟志贤等^[3]从频谱图中筛选出能够代表故障特征的模态分量, 并对其进行量化处理后输入到模糊 C 均值聚类中, 通过计算贴适度实现故障识别。该方法能定量描述信号的复杂性和非线性特征, 增强故障特征的区分度。然而, 设定的聚类参数过于理想, 故障诊断结果精度难以保证。陆水等^[4]实时监测设备的振动信号, 并计算重构信号的多尺度样本熵, 将降维后的样本熵输入到优化后的极限学习机中实现故障分类。此方法解决了模态混叠问题, 能更精准地提取故障特征。但在样本熵计算过程中, 噪声会影响信号复杂性和不规则性的量化结果, 导致最终诊断准确度偏低。陈尚年等^[5]对设备的振动信号进行重构处理, 继而将重构信号输入长短期记忆网络进行故障诊断。该方法能够根据一些基本的电气参数识别转子的常见故障类型, 但由于无法覆盖设备的全部物理量, 使得在复杂的故障诊断中精度不足。

基于以上分析, 本文针对港口装船机电机转子高速旋转状态失衡振动故障问题, 提出一种有效的诊断技术, 以保障装船机持续稳定运行, 推动港口行业智能化、高效化发展。

1 电机转子高速旋转状态失衡振动故障诊断方法设计

1.1 电机转子失衡振动信号相空间重构

港口装船机主要由尾车、带式输送机、头部罩壳、溜筒和船舱构成。装船时, 物料通过上述机构进入船舱, 在此期间, 电机转子始终处于高速旋转状态, 利用传感器和采集卡等设备实时监测电机转子的振动信号^[6]。并引入时间延迟参数, 将一维的失衡振动信号转化为高维相空间中的轨迹, 通过振动信号的重构, 明确不同故障模式下轨迹的形态、走向和分布规律存在的差异, 为后续故障诊断提供更全面、准确的特征表征。

首先, 基于装船机电机转子的基本参数, 采用动量守恒原理对正常运行过程中的电机内部动能进行描述与分析, 继而采用振动传感器采集电机转子旋转过程中的振动信号, 并对其进行符号化时间序列分析, 得到信号源量化指标^[7]。公式如:

$$\begin{cases} \Delta W = \frac{a_1^2 + a_2^2}{2\sqrt{r_p}(q_1 - q_2)} \\ H_p = -\frac{\Delta W}{\lg R} \sum P_s \lg e_0 \end{cases} \quad (1)$$

式中, a_1 为振动加速度信号, m/s^2 ; a_2 为噪声信号, m/s^2 ; r_p 为采样间隔, s ; q_1 为单位时间内流体通过轴承的动量, $\text{kg} \cdot \text{m/s}$; q_2 为转子的旋转角速度, rad/s ; ΔW 为转子动量增量, $\text{kg} \cdot \text{m/s}$; R 为转速与其他参数之间的函数关系; P_s 为电机的效率; e_0 为粗粒化序列长度; H_p 为振动信号源量化指标。

由于振动信号时间序列中存在不同尺度的信号, 因此, 采用带通滤波去除振动信号的高频噪声, 保留转频和倍频部分, 以反映时间序列在不同尺度下的复杂程度, 获取振动信号在相空间中的向量表示^[8]。表达式为

$$y_i = \frac{1}{H_{p_i=(j-1)b+1}} \sum_{j=1}^I \frac{g_j}{\lambda_0(-\ln O_h)} \quad (2)$$

式中, I 为相空间不同尺度大小的数量; j 为样本熵值个数; b 为粗粒化序列个数; g_j 为第 j 个样本熵值对应的伪邻近点比例; λ_0 为相空间的相似容限; O_h 为协方差矩阵; y_i 为尺度 i 对应的振动信号向量。

为在相空间中从振动信号本身获取其动力学特征, 对于不同尺度对应的振动信号向量, 引入延迟时间参数, 通过最小化互信息法确定信号的嵌入维数^[9]。公式为

$$s = \sum_{k=1}^K \frac{\beta}{y_i} [f(t) + l(t)] \quad (3)$$

式中, K 为信号包含的低频分量个数; β 为平均粒度, 用来控制输出信号的平滑程度; $f(t)$ 为解调函数; $l(t)$ 为频率函数, Hz ; s 为嵌入维数。

基于信号的嵌入维数, 将原始振动信号转换为 s 维相空间向量, 由此对转子不平衡振动信号进行重构。公式为

$$Y = (v_c, v_{c+s}, v_{c+2s}, \dots, v_{c+(s-1)s}) \quad (4)$$

式中, c 为延迟时间, s ; v 为振动信号之间的关联维数; Y 为转子失衡故障的重构信号。通过振动信号相空间重构, 可以为接下来的失衡故障功率谱特征挖掘提供数据基础。

1.2 电机转子失衡振动功率谱特征挖掘

当电机转子在高速旋转状态中出现失衡时, 转子质量会出现偏心, 使得转子发生周期性激振, 从而导致转子振动功率谱的基频成分会显著高于其他频率分量, 形成明显的峰值^[10-11]。依据此原理, 对电机转子失衡振动功率谱特征进行挖掘, 可以为后续实现故障诊断提供有效依据。

对重构后的振动信号进行分解,得到多个分量,并通过分析各个分量与原始信号之间的关联强度,对分量进行冗余处理^[12]。将相关性较低的分量直接排除,保留相关性较高的分量,并消除信号中的直流分量或低频漂移,避免功率谱低频段失真。得到的信号波形因子可表示为

$$t_0 = \frac{1}{N} \sum_{o=1}^N \left(\frac{x_o - Y}{L} \right)^3 \quad (5)$$

式中, N 为信号采样点个数, 个; x_o 为第 o 个振动信号的幅值; Y 为转子失衡故障的重构信号; L 为解调算子。采用汉宁窗对信号波形因子进行加窗处理,以避免频谱泄漏,同时,基于振动信号在时域下的分布情况,求取二进分解信号的能量系数谱^[13-14]。如:

$$E_z = \sum_{z=0}^{Z-1} w_z (2^z) t_0 \times \frac{u_c}{g_c} \quad (6)$$

式中, Z 为信号分解层数; w_z 为第 z 层分解信号的截止频率, Hz; u_c 为信号的频率均方根值, Hz; g_c 为频率能量集中度; E_z 为第 z 层分解信号的能量系数谱。进一步采用周期图法计算信号的功率谱。计算公式如:

$$S_z = \frac{|E_z \mu_h|^2}{A} \quad (7)$$

式中, μ_h 为标准化频谱均值; A 为频谱幅值峭度系数; S_z 为第 z 层分解信号的功率谱特征, W/Hz。

利用振动信号的波形因子求取二进分解信号的能量系数谱,引入周期图直接算法挖掘信号功率谱,以此作为电机转子失衡故障的特征参量,用于失衡故障分析与诊断。

1.3 电机转子高速旋转状态失衡振动故障诊断

当挖掘出电机转子失衡故障功率谱特征后,构建故障诊断模型,直观地输出不同故障类型,实现对转子失衡振动故障的分类判别。首先计算待测故障模式与训练集中所有典型特征之间的欧氏距离^[15]。即:

$$D_{\min} = \sqrt{\sum_{\phi=H}^{H+\frac{1}{2}L} (U_m - U_n)^2} \quad (8)$$

式中, H 为训练集中典型特征数量; L 为待测样本的预测故障模式数量, 个; U_m 、 U_n 分别为第 m 个待测故障模式和第 n 个典型特征的极值点; D_{\min} 为待测故障模式与特征点的距离, m。依据最小欧氏距离原则,若最小欧氏距离对应的典型特征属于不平衡故障,则判定监测设备已经发生的不平衡故障^[16]。基于此,构建多层级故障诊断模型。如下所示:

$$G = \eta^2 + \frac{C}{\theta + D_{\min}} \quad (9)$$

式中, η 为归一化后的特征值; C 为中心高斯分布带宽; θ 为低维空间中的样本点。

将归一化后的特征向量组合成高维特征矩阵,通过梯度下降法拟合功率谱特征,并以此为依据通过故障诊断模型输出具体的故障类别^[17]。表达式如:

$$\begin{cases} \zeta = \left(\frac{S_z}{X_1} \right) / \left(\sum_{\gamma=1}^{\varpi} \frac{\sigma_{\gamma\epsilon}}{B} \right) \\ T_C = \left(1 - \sum \psi \zeta + \kappa^2 \right) - p_1 \end{cases} \quad (10)$$

式中, S_z 为第 z 层分解信号的功率谱特征, W/Hz; X_1 为模型的迭代次数, 次; ϖ 为振动测试样本数量; $\sigma_{\gamma\epsilon}$ 为第 γ 个振动测试样本在第 ϵ 种状态下的概率大小; B 为概率分配函数值; ζ 为拟合功率谱特征, W/Hz; ψ 为梯度系数; ζ 为频谱幅值样本方差; κ 为增广拉格朗日的二次惩罚因子; p_1 为收敛误差; T_C 为模型输出的测试样本对应的故障判别结果。通过上述分析过程,即可利用分层级故障诊断模型完成电机转子失衡振动故障检测与诊断。

2 实例论证分析

2.1 实验对象

实验中以 Telestack 轨道移动式装船机为主要研究对象,该装船机构造较为复杂,且灵活性相对较高,能够装载 500 吨级以内的内河驳船。装船机组成结构如图 1 所示。

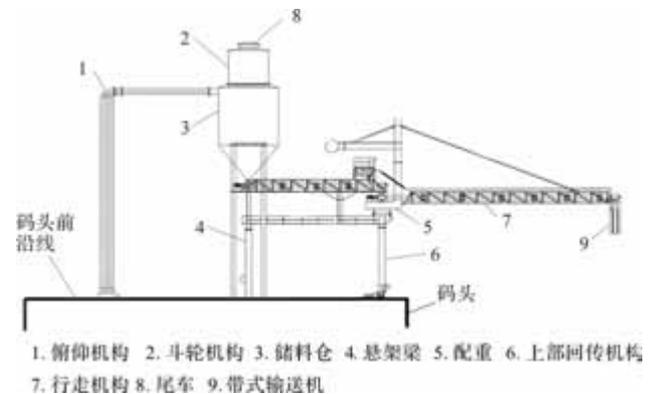


图 1 装船机组成结构

该款装船机采用液压与电力混合驱动方式,支持双动力源切换,转子主体为可伸缩式输送带,并在转子头部配备液压升降装置,确保物料均匀落入船舱,避免偏载。该装船机电机技术参数如表 1 所示。

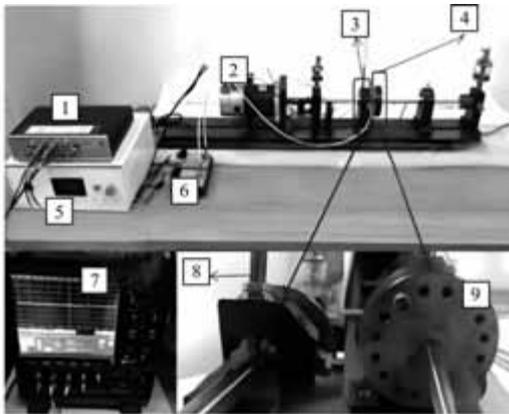
表 1 装船机电机技术参数

参数	参数值
电机类型	三相异步电机
额定功率/kW	110
额定电压/V	400
额定电流/A	200
额定转速/(r/min)	1480
极数	4 极
防护等级	IP55
绝缘等级	F 级
效率	94%
功率因数	0.88
重量/kg	800
尺寸(长×宽×高)/mm	1200×800×700
电动机型号	Y2-160M-4

以图 1 所示的港口装船机作为实验对象，基于表 1 中的设备基本参数，对该装船机的电机转子失衡振动故障进行识别与诊断。

2.2 实验过程

搭建基于 Telestack 轨道移动式装船机的电机转子失衡振动故障诊断实验平台，包括 PCB 356A16 型压电式加速度传感器、USB-6221 数据采集卡、O-MEGA HHB-800 型转速控制器、Schenck 的 VB-3000 型不平衡装置以及 YE3832 振动信号调理器。具体如图 2 所示。



1. 信号调理器 2. 电机 3. 振动传感器 4. 不平衡装置
5. 电机转速控制器 6. 前置器 7. 示波器 8. 转轴 9. 圆盘

图 2 电机转子不平衡实验台

实验过程中，将振动传感器布设在电机轴承和转子外缘，设置频率响应为 10 kHz，灵敏度为 100 mV/g；数据采集卡采样频率设置为 20 kHz。对传感器和采集卡获取的电机转子失衡振动信号进行降噪与滤波处理，并采用周期图法提取转子不平衡振动

故障的功率谱特征，结果如图 3 所示。

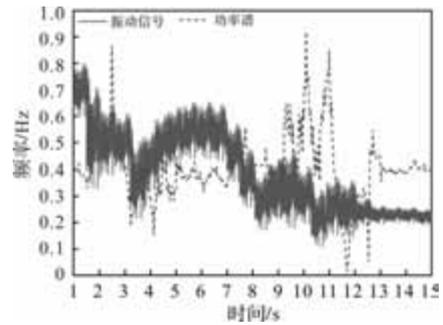


图 3 电机转子失衡振动故障功率谱特征

在图 2 所示的实验环境中，根据装船机在常规装船作业时的典型转速，将电机转速设置为 1470 r/min，波动范围为 ±10 r/min。利用不平衡装置模拟电机转子的不平衡振动故障，包括正常状态、1450 r/min 轻微失衡、1430 r/min 中度失衡、1410 r/min 严重失衡和 1500 r/min 失效状态。由此对所提方法的诊断效果进行评估。

2.3 实验结果

在数据训练和测试过程中，选用的是转子在不同失衡状态下的测试样本，采用设计的方法对该装船机电机转子的失衡振动故障进行诊断，得到的诊断结果如图 4 所示。

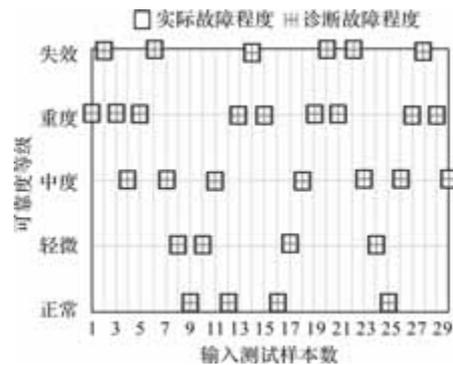


图 4 电机转子失衡故障诊断结果

根据图 4 可以明确看出，在本研究方法的检测与诊断下，输出的电机转子失衡振动故障程度与实际结果 100% 相符，表明本研究方法对于电机转子失衡故障检测具有较高的精度，可以准确判断转子在不同转速下的失衡状态，诊断性能比较优异。

基于此，实验中引入基于 VMD_ MPE 和 FCM 聚类的方法(方法 A)、基于 ICEEMDAN 多尺度熵与 NGO-HKELM 的方法(方法 B)作为本研究方法的对比方法。分别采用 3 种方法对该装船机电机转子不平衡故障进行诊断，根据当前故障的等级与程度，计算出不同方法的误诊比 V 。公式如：

$$V = \left(\frac{\varphi^2}{M_0} + J \right) \quad (11)$$

式中, φ 为故障转速; M_0 为单元识别点; J 为经验常数。

结合上述诊断与测定过程, 得到的对照组方法和本研究方法对应的故障误诊比结果如图 5 所示。

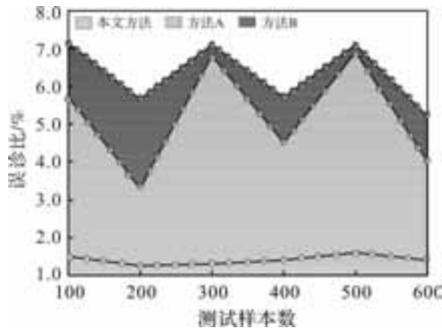


图 5 故障诊断误诊比对比结果

由图 5 可知, 相比于对照组方法, 本文所设计的诊断方法对于电机转子失衡故障检测最终得出的误诊比更小, 始终低于 20%, 分析原因可知, 本研究通过准确挖掘故障功率谱特征, 为后续的故障诊断模型提供了精确的输入数据, 从而保证了诊断结果的精度。由此可以证明, 本研究设计的方法对于装船机电机转子失衡振动故障诊断的针对性更强, 能够满足实际应用中高精度的需求。

3 结 语

本研究围绕港口装船机电机转子高速旋转状态失衡振动故障技术展开深入研究, 通过振动信号相空间重构与功率谱特征挖掘, 实现了对电机转子不平衡振动故障的有效诊断。可在港口装船机实际运行中实时监测转子状态, 提前预警失衡振动故障, 保障装船作业的连续性。不仅推动了港口设备故障诊断技术的进步, 更为港口智能化管理提供了有力支撑。同时, 希望能够为工业生产领域的故障检测手段提供有益的参考。

参考文献

- [1] 乔琦, 王红军, 马康, 等. 基于改进的 DenseNet-ViT 联合网络和迁移学习的燃气轮机转子故障诊断[J]. 电子测量与仪器学报, 2024, 38(11): 40-47.
- [2] 关晓晴, 卫炳坤, 牛东圣, 等. 基于多源域数据与机器学习算法的转子不平衡故障诊断[J]. 北京化工大学学报(自然科学版), 2024, 51(02): 109-119.
- [3] 钟志贤, 马李奕, 蔡忠侯, 等. 基于 VMD_MPE 和 FCM 聚类的变转速工况下转子不平衡故障诊断方法[J]. 振动与冲击, 2022, 41(14): 290-298.
- [4] 陆水, 李振鹏, 李军, 等. 基于 ICEEMDAN 多尺度熵与 NGO-HKELM 的转子故障诊断[J]. 组合机床与自动化加工技术, 2024(04): 175-180.
- [5] 陈尚年, 李录平, 张世海, 等. 基于 EEMD-LSTM 的汽轮机转子碰磨故障诊断模型及其工程应用[J]. 热能动力工程, 2023, 38(08): 159-168.
- [6] 朱少民, 夏虹, 尹文哲, 等. 基于变分模态分解和希尔伯特变换的转子非平稳信号故障特征识别[J]. 哈尔滨工程大学学报, 2024, 45(05): 825-832.
- [7] 别锋锋, 张莹, 吴溢凡, 等. 基于自适应 VMD 与 GRNN 的转子系统故障诊断方法研究[J]. 噪声与振动控制, 2023, 43(03): 83-89.
- [8] 史守州, 冯坤, 李宁, 等. 基于多体接触瞬态动力学的轴承故障与转子不平衡耦合分析[J]. 轴承, 2024(10): 124-131.
- [9] 李德奥, 秦政, 李强, 等. D-SSAE 与 PSO-SVM 在转子-滑动轴承系统故障诊断中的应用[J]. 化工设备与管道, 2023, 60(02): 59-67.
- [10] 尹项根, 乔健, 贺儒飞, 等. 基于 FFT-LSTM 的变速抽蓄机组转子绕组短路故障和偏心故障诊断方法[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(06): 73-81.
- [11] 梁春辉, 刘晓波. VNCMD 结合 Birge-Massart 阈值降噪的航空发动机转子故障诊断[J]. 机械设计与制造, 2023(04): 201-205.
- [12] 张雅晖, 杨凯, 杨帆. 基于小波包能量分析和信号融合的异步电机转子故障诊断[J]. 电测与仪表, 2024, 61(04): 161-168.
- [13] 卢庆辉, 尹项根, 乔健, 等. 基于重复脉冲法的变速抽蓄机组转子绕组短路故障诊断方法[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(20): 14-24.
- [14] 陈建恩, 何晓蕾, 刘军, 等. 基于增量二维主成分分析的非线性转子系统故障诊断方法[J]. 光电子·激光, 2022, 33(07): 729-738.
- [15] 范传输, 宋礼威, 刘厚林, 等. 基于 PSO-SVM-RF 的离心泵转子故障诊断研究[J]. 中国农村水利水电, 2023(02): 171-176.
- [16] 李松涛, 张现奇, 王程程, 等. 多层护套电机转子的过盈量分析及装配工艺[J]. 微电机, 2024, 57(11): 68-74.
- [17] 邹小林, 王宾, 徐永, 等. 基于 Bond Graph 的电机驱动转子系统振动特性研究[J]. 微电机, 2022, 55(03): 1-5, 10.

基于负载观测器的直线感应电机模型预测速度控制

姚 兴, 赵镜红, 严思念

(海军工程大学 电气工程学院, 武汉 430033)

摘要: 针对传统 PI 控制在直线电机调速系统中存在的固有缺陷, 本研究以轨道交通用直线感应电机为研究对象, 提出一种结合模型预测控制与扰动观测技术的复合控制策略。该策略在速度环采用模型预测控制 (MPC), 将电机视为多输入多输出系统, 有效增强了系统鲁棒性与动态响应性能; 为进一步抑制负载扰动对控制性能的影响, 引入了负载观测器, 提高了系统抗干扰能力和控制精度。此外, 在电流环 PI 控制中引入抗积分饱和和机制, 有效减轻了积分饱和现象对系统的不利影响。仿真结果表明, 该复合控制策略在转速与负载变化时几乎无超调、响应迅速、抗干扰能力强, 观测器能良好跟踪给定值。

关键词: 直线感应电机; 模型预测速度控制; 负载观测器; 抗积分饱和器

中图分类号: TM359.4; TP273 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-6848(2026)02-0019-07

Speed Control of Linear Induction Motor Model Prediction Based on Load Observer

YAO Xing, ZHAO Jinghong, YAN Sinian

(Naval University of Engineering, Wuhan 430074, China)

Abstract: Addressing the inherent limitations of traditional PI control in linear motor speed regulation systems, this study focused on a linear induction motor (LIM) applied in rail transportation and proposed a composite control strategy that integrates model predictive control (MPC) with disturbance observation technology. In this strategy, model predictive control was adopted in the speed loop, treating the motor as a multi-input multi-output system, which effectively enhanced the system robustness and dynamic response performance. To further suppress the influence of load disturbances on control performance, a load observer was introduced for the linear induction motor, improving the system's disturbance rejection capability and control accuracy. Additionally, an anti-windup mechanism was incorporated into the current loop PI control to mitigate the adverse effects of integral saturation. Simulation results demonstrate that the proposed composite control strategy exhibits nearly no overshoot under variations in speed and load, rapid response, strong anti-interference ability, and satisfactory reference tracking performance of the observer.

Key words: linear induction motor; model predictive control; Load observer; anti-integral saturator

0 引言

直线感应电机 (Linear Induction Motor, LIM) 无需传统传动装置即可将电能直接转化为直线机械能, 省去了链条、齿轮等中间环节, 不仅显著降低了机械损耗与维护成本, 更凭借毫秒级的动态响应能力和无接触传动的固有优势, 大幅提升了系统运行效率与可靠性。随着城市轨道交通、物流运输等领域对高动态响应驱动系统的智能化、自动化需求日益增长, 直线感应电机已从关键技术推动者发展为工业创新的核心驱动力。其广泛的应用前景与持续的

技术进步, 正成为现代工业发展水平的重要标志^[1]。

目前对 LIM 的控制主要有矢量控制、模型预测控制、直接转矩控制等。采用 PI 控制器对速度环和电流环进行整定, 其原理虽简单, 但参数整定过程较为复杂, 且整定后的参数值为固定值, 缺乏在线自适应调整能力。同时由于 LIM 两端开断导致边端效应, 使得 LIM 在运动过程中参数有一定的改变进而导致控制精度不够精准^[2-4]; 文献[5, 6]提出了 LIM 的直接转矩控制方法, 电流推力分量由转差频率给定值与磁链给定产生的电流励磁分量通过转差公式计算得出。该方法虽结构简单, 但若转差频率

收稿日期: 2025-07-28

作者简介: 姚 兴(1998), 女, 硕士研究生, 研究方向为直线感应电机控制。

赵镜红(1975), 男, 教授, 研究方向为电机控制。

通讯作者: 严思念(1994), 女, 副教授, 研究方向为电机电磁和超导电力。

给定值选择不当, 将显著削弱电磁推力输出, 进而降低电机效率。由于直线感应电机受边端效应影响较大, 参数会跟随直线感应电机的运行方式发生改变^[7-9], 因此近些年对直线感应电机控制的研究也有了新的方向。文献[10]将模型预测控制引入直线感应电机, 将电机看做一个多输入多输出系统, 提出了多步模型预测控制, 有效提高了电机控制的准确性以及电机的动态响应性能和鲁棒性。文献[11]将模型预测引入直线感应电机同时结合参数辨识有效提高了系统的抗扰动性能以及系统的动态响应性能。因此本文在研究 LIM 控制性能时使用模型预测控制(MPC)。

模型预测控制(MPC)是一种基于优化的控制策略, 它在每个采样时刻预测系统未来的状态动态, 并通过求解优化问题生成最优控制序列, 从而实现系统性能的最优控制^[12], 有效提高系统的鲁棒性和响应速度^[13,14]。文献[15]用模型预测电流控制替代电流环PI, 用模型预测直接速度控制替代速度环PI, 同时提出改进的双矢量模型预测控制, 仿真和实验结果表明该方法在抑制超调以及提高抗扰动性能都有很大的提升。文献[16]针对传统有限集 MPSC 存在的稳态误差与转矩脉动问题, 提出了一种基于比例-积分-微分(PID)结构的代价函数。仿真与实验结果表明, 相较于传统 MPC, 该策略显著减小了稳态运行时的误差与转矩脉动, 并缩短了动态响应时间。; 文献[13]提出了一种基于有限集模型预测磁链控制(MPFC)的永磁同步电机速度控制方法, 该方法具备抑制推力纹波、降低计算负担以及免除代价函数中加权因子设计等优势, 然而其动态响应时间相对较长。文献[17]提出了一种改进的永磁同步电机模型预测直接速度控制, 该方法利用离散步长预测未来速度以消除传统级联控制结构, 并构建了一种有限步长预测校正策略以增强系统动态及稳态性能。理论分析与仿真实验验证了所提算法的正确性与有效性。

基于以上信息, 本文提出一种融合直线感应电机模型预测控制与扰动观测技术的复合控制策略。将电机看做一个多输入多输出系统, 以离散的模型预测方法预测未来的电流状态, 有效提高了系统的抗扰动性能以及鲁棒性; 考虑到 MPC 在控制过程中较为依赖电机模型, 所以针对电机运行过程中的负载扰动进一步将 MPC 与负载扰动观测技术结合, 在一定程度上提高了电机的控制精度; 同时为降低电流环积分饱和和现象对系统的影响结合使用抗积分饱和器, 使系统超调最大降低 40%。通过仿真对比分析 LIM 在 PI 控制、PI + 抗积分饱和控制(PI + antiwindup)以及融合控制策略下的跟随情况: 发现 PI +

antiwindup 在减小超调方面稍优越于 PI 控制, 而融合直线感应电机模型预测控制与扰动观测技术的复合控制几乎使系统达到无超调, 同时有效提高了系统的鲁棒性以及动态响应性能, 使系统的跟随精度有了明显提高。

1 LIM 数学模型及等效电路

LIM 和常规异步电机有着相同的特点, 即强耦合、非线性、多变量, 因此可以借鉴普通交流电机的特点来分析 LIM^[1], 然而由于 LIM 相当于旋转电机沿着径向剖开后伸展开, 其两端开断导致通入三相交流电产生的气隙磁通不对称, 并且初级和次级之间产生的气隙相对较大, 所以导致 LIM 存在边端效应, 等效电路图如图 1 所示。在 LIM 中按照次级磁场定向有 $\psi_{dr} = \psi_r$, $\psi_{qr} = 0$, 另外 LIM 次级导体为整块钢板和铝板的复合, 所以 $u_{dr} = 0$, $u_{qr} = 0$ 。

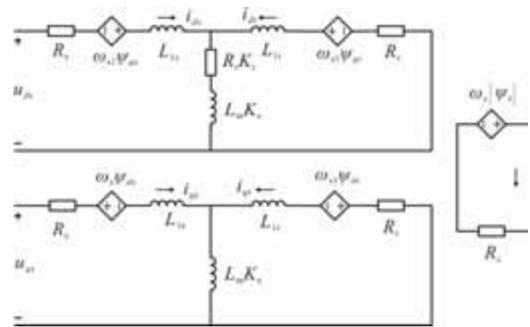


图 1 考虑动态边端效应下的直线感应电机等效电路

为了简化公式定义 L_{me} 以及 R_{re} :

$$\begin{cases} L_{me} = L_m K_e \\ R_{re} = R_r K_r \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} K_e = \frac{1}{1 + K_m} \\ K_r = K_1 + K_2 \end{cases} \quad (2)$$

式中, L_m 为等效互感, R_r 为次级电阻, K_e 为等效激磁电感衰减系数、 K_r 为边端效应总损耗修正系数, K_m 、 K_1 、 K_2 表示为

$$\begin{cases} K_m = \frac{1}{Q} \left(1 + \frac{S_2 e^{S_1 T_r Q} - S_1 e^{S_2 T_r Q}}{2\lambda} \right) \\ T_v = D/v, T_r = \frac{L_m + L_r}{R_r} \\ Q = \frac{T_v}{T_r} = \frac{D R_r}{v(L_m + L_r)} \\ \lambda = \sqrt{\left(\frac{R_r}{2L_{lr}} \right)^2 - \frac{R_r}{L_{lr} T_r}} \\ S_{1,2} = -\frac{R_r}{2L_{lr}} \pm \lambda \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} K_1 = \frac{R_r^2}{4\lambda^2 L_{lr}^2 T_v} \left(\frac{e^{2S_1 T_v} - 1}{2S_1} + \frac{e^{2S_2 T_v} - 1}{2S_2} - \frac{2e^{(S_1+S_2)T_v} + 2}{S_1 + S_2} \right) \\ K_2 = \frac{R_r^2}{4\lambda^2 L_{lr}^2 Q} \left[\frac{1}{2} (e^{2S_1 T_v} + e^{2S_2 T_v}) - e^{(S_1+S_2)T_v} \right] \end{cases} \quad (4)$$

根据等效电路, 电压方程可写为

$$\begin{cases} u_{ds} = i_{ds} R_s + p\psi_{ds} - \omega_s \psi_{qs} + (i_{ds} + i_{dr}) R_{re} \\ u_{qs} = i_{qs} R_s + p\psi_{qs} + \omega_s \psi_{ds} \\ 0 = i_{dr} R_r + p\psi_{dr} - \omega_{sl} \psi_{qr} + (i_{ds} + i_{dr}) R_{re} \\ 0 = i_{qr} R_r + p\psi_{qr} + \omega_{sl} \psi_{dr} \end{cases} \quad (5)$$

磁链方程可写为

$$\begin{cases} \psi_{ds} = L_{ls} i_{ds} + L_{me} (i_{ds} + i_{dr}) \\ \psi_{qs} = L_{ls} i_{qs} + L_{me} (i_{qs} + i_{qr}) \\ \psi_{dr} = L_{lr} i_{dr} + L_{me} (i_{ds} + i_{dr}) \\ 0 = L_{lr} i_{qr} + L_{me} (i_{qs} + i_{qr}) \end{cases} \quad (6)$$

式中, u_{ds} 、 u_{qs} 分别为初级 d 轴和 q 轴的电压, i_{ds} 、 i_{qs} 分别为初级 d 轴和 q 轴的电流, i_{dr} 、 i_{qr} 分别为次级 d 轴和 q 轴的电流, ψ_{sd} 、 ψ_{sq} 分别为初级 d 轴和 q 轴磁链, ψ_{rd} 、 ψ_{rq} 分别为次级 d 轴和 q 轴的磁链, R_s 为初级电阻, ω_s 为同步角速度, ω_{sl} 为转差角速度, L_{lr} 为次级漏感。

2 直线感应电机抗积分饱和控制

2.1 传统 PI

常规的 PI 调节器加入饱和环节控制框图如图 2 所示。

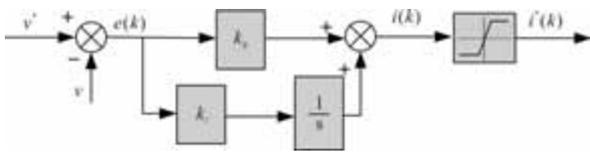


图 2 传统 PI 控制加入非线性饱和环节控制图

其控制规律为

$$\begin{cases} i(k) = K_p e(k) + K_i \sum_{t=0}^n e(k-1) \\ e(k) = v^* - v \end{cases} \quad (7)$$

输出表达式为

$$i^*(k) = \begin{cases} i(k)_{\max} \operatorname{sgn}(i(k)), & |i(k)| > i(k)_{\max} \\ i(k), & |i(k)| \leq i(k)_{\max} \end{cases} \quad (8)$$

式中, $\operatorname{sgn}(i(k))$ 为符号函数, $i(k)$ 为 PI 控制器的输出量, $i^*(k)$ 为加入抗积分饱和部分后的输出, v 和 v^* 分别为 PI 控制器的实际输出和期望输出, $e(k)$ 为系统的误差信号, k_p 、 k_i 分别为比例和积分的增益, k

为采样时间。

通过对 k_p 、 k_i 值进行调整可以实现对精度要求不高的系统的控制, 但对于具有边端效应的 LIM 来说 PI 控制器无法跟随运行过程中电机参数的变化而进行变化, 这就导致 PI 控制器的性能下降, 因此引入抗积分饱和控制。

2.2 抗积分饱和器

PID 控制器因系统单向偏差导致积分项持续累积, 使其输出指令超出执行机构物理限幅范围而进入饱和区。此时, 即使系统偏差方向改变, 执行机构仍会维持在极限位置, 直至控制器输出退出饱和区。退出时间取决于饱和深度, 该滞留期导致系统对反向偏差响应滞后, 控制性能恶化。此现象即为积分饱和现象(或积分失控现象)。为抑制积分饱和, 可引入抗积分饱和环节。其核心原理是: 预估比例积分环节的输出与执行机构实际输出(即限幅后输出)之间的差值, 并通过增益反馈至积分环节。当控制器输出指令(限幅前)大于执行机构实际输出(限幅后)时, 该差值作为负反馈信号作用于积分项, 从而有效抑制积分累积速率, 减轻饱和程度。抗积分饱和控制策略结构如图 3 所示。

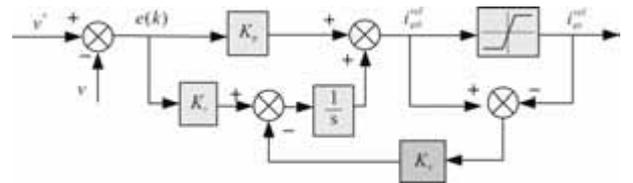


图 3 抗积分饱和器控制图

当 $i_{qsl}^{\text{ref}} = i_{qs}^{\text{ref}}$ 时,

$$i_{qs}^{\text{ref}} = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt \quad (9)$$

当 $i_{qsl}^{\text{ref}} \neq i_{qs}^{\text{ref}}$ 时,

$$\begin{cases} i_{qsl}^{\text{ref}} = i_{\text{sat}} \\ i_{qs}^{\text{ref}} = K_p e(t) + \int (K_i e(t) dt - K_e (i_{qsl}^{\text{ref}} - i_{qs}^{\text{ref}})) dt \end{cases} \quad (10)$$

式中, i_{sat} 为系统饱和时控制器输出的最大值, i_{qsl}^{ref} 为限幅前的电流值, i_{qs}^{ref} 为限幅后的电流值, K_p 、 K_i 、 K_e 均为大于零的常数。

3 基于龙伯格观测器的 LIM 速度环模型预测控制

3.1 速度环模型预测控制

为了实现 LIM 运行速度的平滑控制, 避免其出现超调及振荡问题, 针对 PI 控制表现出的不足, 本小节针对直线感应电机中速度环的模型预测控制展

开研究, 结合考虑 LIM 的机械动力学。直线感应电机速度环模型预测控制框图 4 所示。

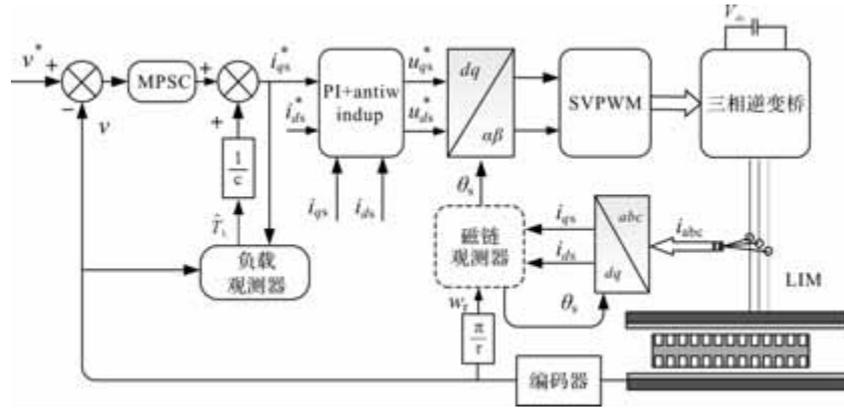


图 4 模型预测复合控制结构图

由等效模型部分可知, LIM 的电磁推力方程为

$$F_e = \frac{\pi}{\tau} \frac{L_{me}}{L_{me} + L_{lr}} \psi_r i_{qs} = \frac{\pi}{\tau} \frac{L_{me}}{L_r} \psi_r i_{qs} \quad (11)$$

为简化方程, 使 $\frac{\pi}{\tau} \frac{L_{me}}{L_r} \psi_r = K_T$, 则 $F_e = K_T i_{qs}$ 。

式中, τ 为极距。

LIM 的机械运动方程为

$$m \frac{dv}{dt} + Bv = F_e - F_L \quad (12)$$

式中, B 为电机运行过程中的摩擦系数, m 为电机定子质量, F_L 为负载推力。

由式(12)可得:

$$\frac{dv}{dt} = \frac{F_e - F_L - Bv}{m} \quad (13)$$

对电机速度进行二阶求导可得:

$$\frac{d^2v}{dt^2} = \frac{\frac{dF_e}{dt} - \frac{dF_L}{dt} - B \frac{dv}{dt}}{m} = \frac{K_T \frac{di_{qs}}{dt} - \frac{dF_L}{dt} - B \frac{dv}{dt}}{m} \quad (14)$$

对上式进行泰勒离散化可以得到:

$$v^{k+1} = v^k + T_s \dot{v}|_k + \frac{T_s^2}{2} \ddot{v}|_k \quad (15)$$

将式(13)、式(14)代入式(15)并对其定子侧 q 轴电流的一阶导数进行前向欧拉离散可得:

$$v^{k+1} = v^k + T_s \left[\frac{1}{m} (K_T i_{qs} - F_L - Bv) \right] |_k + \frac{T_s^2}{2} \left[\frac{1}{m} \left(K_T \frac{di_{qs}}{dt} - \frac{dF_L}{dt} - B \frac{dv}{dt} \right) \right] |_k \quad (16)$$

对式(16)中定子侧 q 轴电流的导数进行前向欧拉离散可得:

$$\frac{di_{qs}}{dt} = \frac{i_{qs}^{k+1} - i_{qs}^k}{T_s} \quad (17)$$

式中, T_s 为速度环的采样时间, v_k 、 i_{qs}^k 为电机在 k 时刻采样得到的速度值和初级交轴电流, 在电机实际

工作中, $v^{k+1} = v^*$, $i_{qs}^{k+1} = i_{qs}^*$, v^* 、 i_{qs}^* 分别为 LIM 的给定速度和初级交轴参考电流, 并且在运动过程中负载转矩保持不变, 使得 $pF_L = 0$, 将式代入可得初级交轴参考电流为

$$i_{qs}^* = -\frac{1}{T_s K_T m} [2m^2 (v^k - v^*) + B^2 T_s^2 v + BT_s^2 F_L - 2mBT_s v - 2mT_s F_L + mT_s K_T i_{qs}^k - BT_s^2 K_T i_{qs}^k] \quad (18)$$

3.2 龙伯格观测器的速度环模型预测控制

对于 LIM 来说, 电机的三相电流以及速度可以经过采样获得, 但是电机在实际运行工况下的磁链以及推力等无法获得。为了提高模型预测的准确度需要准确获取电机负载推力等, 文中使用龙伯格观测器(Luenberger Observer)进行观测。

设系统实际模型的状态方程为

$$\begin{cases} \dot{x} = Mx + Nu \\ y = Cx \end{cases} \quad (19)$$

根据降阶的龙伯格观测器, 结合式(19)可以将电机的运动方程式(12)改写为

$$\begin{cases} \frac{d\hat{v}}{dt} = -\frac{B}{m} \hat{v} - \frac{1}{m} \hat{F}_L + \frac{1}{m} F_e + h_1 (v - \hat{v}) \\ \frac{d\hat{F}_L}{dt} = h_2 (v - \hat{v}) \end{cases} \quad (20)$$

结合观测器原理将状态观测器表示为

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = M\hat{x} + Nu + H(y - \hat{y}) \\ \hat{y} = C\hat{x} \end{cases} \quad (21)$$

其中, $M = \begin{bmatrix} -\frac{B}{m} & -\frac{1}{m} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$, $N = \begin{bmatrix} \frac{1}{m} \\ 0 \end{bmatrix}$, $C = [1 \ 0]$,

$$H = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix}, \hat{x} = \begin{bmatrix} \hat{v} \\ \hat{F}_L \end{bmatrix}, u = F_e$$

式(19)和式(21)相减可以得到：

$$\dot{e} = (M - HC)e \quad (22)$$

e 为状态估计误差，即 $e = x - \hat{x}$ 。

观测器特征方程为

$$\det[SI - (M - HC)] = (S - p_1)(S - p_2) = 0 \quad (23)$$

由待定系数法可以得到；

$$\begin{cases} \hat{v}(k+1) = (1 - h_1 T_s - \frac{BT}{m})\hat{v}(k) + h_1 T_s v(k) - \frac{T_s}{m}\hat{F}_L + \frac{T_s}{m}\frac{\pi}{\tau}\frac{L_{me}}{L_r}\psi_r i_{qs} \\ \hat{F}_L(k+1) = \hat{F}_L(k) + T_s h_2 [v(k) - \hat{v}(k)] \end{cases} \quad (25)$$

$$\begin{cases} h_1 = -p_1 - p_2 - \frac{B}{m} \\ h_2 = -p_1 p_2 m \end{cases} \quad (24)$$

将式(21)进行离散化可得到速度与负载观测值的递推公式为

4 仿真验证

为了证明本文提出的融合直线感应电机模型预测控制与扰动观测技术控制策略的有效性，基于 Matlab/Simulink 环境，本文在电机负载跟踪精确度以及电机在动态性能、稳态性能以及抗干扰性能等方面对传统 PI 控制、PI + antiwindup 控制以及 MPSC 复合控制的 LIM 进行对比分析。（注：PI + antiwindup 为电流环、速度环均为抗积分饱和控制；MPSC 为在 PI + antiwindup 的基础上将速度环替换为模型预测控制）

图 5 为加减速时负载跟踪情况，仿真结果表明负载跟踪情况较好，在一定程度上有效提高了系统的精确度。

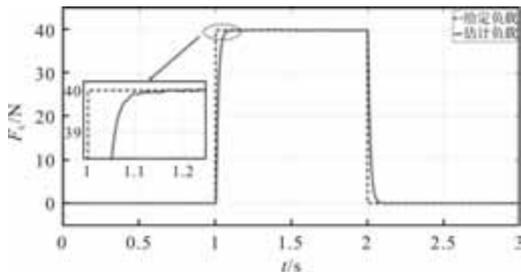
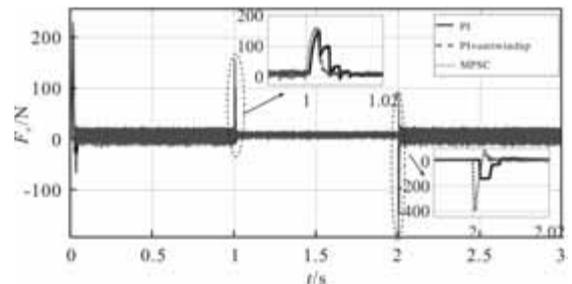
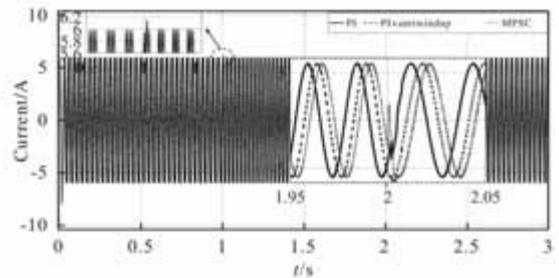


图 5 加减速时负载跟踪情况

图 6 为在电机起动速度为 4 m/s，第 1 s 突变为 5 m/s，在第 2 s 突减至 4 m/s，带载 10 N 时 PI 控制、PI + antiwindup 控制以及 MPSC 的跟随速度、电磁推力以及 A 相电流的仿真波形对比情况。由仿真可以看出 PI 和 PI + antiwindup 控制的跟随效果大致相同，相对于 PI 和 PI + antiwindup 控制来说 MPSC 复合控制具有更快的响应速度以及更小的超调，跟随性能更加显著。



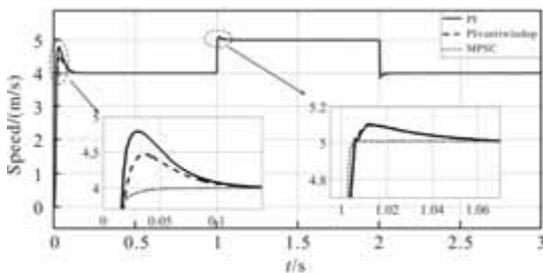
(b) 电磁推力波形



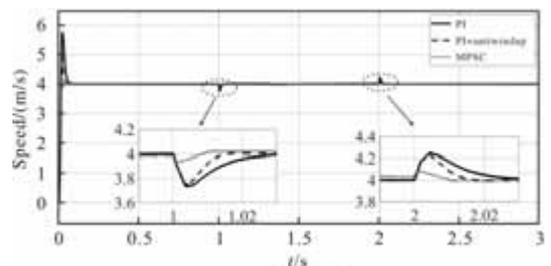
(c) A相电流波

图 6 加减速时系统速度、电磁推力以及 A 相电流的响应波形

图 7 为初始带载 0 N，第 1 s 增加至 40 N，第 2 s 减小至 0 N，电机给定速度保持 4 m/s 不变，对比 PI 控制、PI + antiwindup 控制以及 MPSC 复合控制的跟随速度、电磁推力以及 A 相电流的仿真波形可以看出：相对于 PI 控制和 PI + antiwindup 控制来说 MPSC 复合控制具有更快的响应速度并且突加减负载时超调更小，具有更好的抗干扰能力。



(a) 转速波形



(a) 转速波形

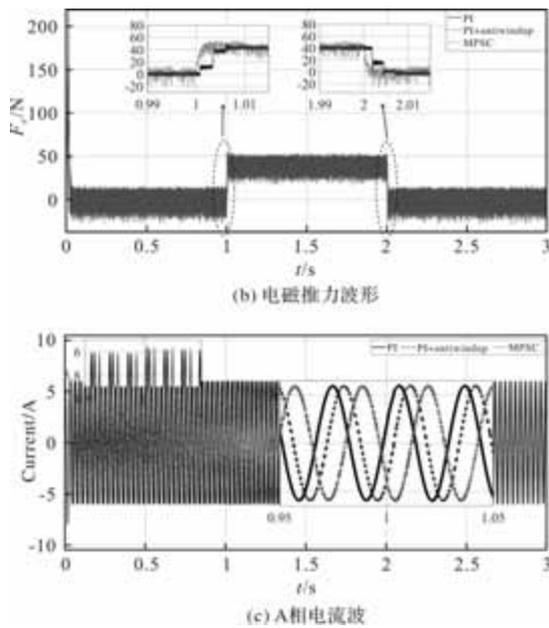


图7 加减速时系统速度、电磁推力以及A相电流的响应波形

从上述分析可以得到，在转速和负载发生变化时PI控制超调以及动态响应时间最大，PI + antiwindup控制超调以及动态响应时间较小，MPSC复合控制几乎无超调，并且其以及动态响应时间最短。MPSC复合控制相对于PI控制和PI + antiwindup控制来说可以较好的跟随给定、几乎无超调，并且响应速度更快，抗干扰能力更强。

统计图6中的转速波形于表1中，可知，三种控制方法均可有效跟踪电流，并且在恒速、加减速条件下，普通的抗饱和PI控制和PI结合抗积分饱和控制方法有着相同的调节时间，而MPSC复合控制相对于前两者来说在加速时调节时间提高了92.2%、减速时提高了27.2%；PI结合抗饱和和积分控制方法相对于普通的抗饱和PI控制来说加速情况下超调减小4.8%、减速情况下两种方法超调基本相同，MPSC复合控制在加速情况下无超调，仅在减速情况下有5%的超调。

表1 三种控制策略的调节时间和超调量比较

	加速		减速	
	调节时间/s	超调	调节时间/s	超调
PI	0.115	2.06%	0.011	3.23%
PI + antiwindup	0.115	1.96%	0.011	3.21%
MPSC	0.009	0	0.008	5%

统计图7中的转速波形信息于表2中，由表2可得三种控制方法均可以对负载扰动进行抵抗，并且PI结合抗饱和和积分控制方法相对于普通的抗饱和PI控制来说加载时调节时间加快了56.4%、减速时

调节时间加快了1.3%；MPSC复合控制相对于前两种控制方法来说，加载情况下调节时间加快了41.2%~71.6%、减速情况下调节时间加快了50%~78.3%。PI结合抗饱和和积分控制方法相对于普通的抗饱和PI控制来说加载时抗扰动性能提高了4.5%、减速时提高了8.8%；MPSC复合控制相对于前两种控制方法来说，加载情况下抗扰动性能提高了75%~76.1%、减速情况下抗扰动性能提高了64.2%~67%。

表2 三种控制策略的抗扰动性能比较

	加载		减速	
	调节时间/s	速度波动	调节时间/s	速度波动
PI	0.039	0.264	0.046	0.251
PI + antiwindup	0.017	0.252	0.020	0.229
MPSC	0.011	0.063	0.010	0.082

5 结论

本文针对直线感应电机控制系统的响应速度慢和鲁棒性差以及系统超调大等问题提出了一种基于负载观测器的直线感应电机速度环模型预测控制。结果表明：

- (1) 针对系统超调明显的问题引入抗积分饱和控制减小超调。
- (2) 将直线感应电机速度环与模型预测结合替代掉传统直线感应电机PI控制，原理简单且无需参数整定，有效解决了动态响应慢、鲁棒性差的问题。
- (3) 针对直线感应电机存在边端效应，电机参数易随运行状态发生变化提出基于负载观测器的直线感应电机控制，有效提高了系统控制精度。

结果表明该方法极大提高了电机动态响应速度，增强了系统的鲁棒性，并且在跟随给定时几乎无超调，同时也为直线感应电机在轨道交通中的工程化应用提供了理论支撑与技术验证。

参考文献

[1] 采军. 城市轨道交通用直线感应电机研发[D]. 太原: 太原理工大学, 2022.

[2] 朱俊杰, 吴志程, 许金, 等. 电磁发射直线感应电机多约束改进间接矢量控制策略[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(8): 11-20.

[3] 张振宇, 汪光森, 王康, 等. 六相直线感应电机模糊间接矢量控制[J]. 计算机测量与控制, 2023, 31(10): 108-114.

[4] Hu D, Xu W, Dian R, et al. Loss Minimization Control of Linear Induction Motor Drive for Linear Metros[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65:

6870-6880.

- [5] Wang K, Li Y, Ge Q, et al. An Improved Indirect Field-Oriented Control Scheme for Linear Induction Motor Traction Drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65: 9928-9937.
- [6] 尚敬, 杨大成, 廖长鑫, 等. 磁悬浮列车直线感应电机恒转差频率磁场定向控制[J]. 大功率变流技术, 2010(1): 54-58.
- [7] 胡海林, 丰富, 陈雨晖. 基于龙伯格观测器的直线感应电机在线参数辨识[C]. 第十一届全国磁悬浮技术与振动控制学术会议论文摘要集, 2023.
- [8] 陆志强. 基于数据驱动的直线感应电机控制方法研究[D]. 济南: 济南大学, 2024.
- [9] 赵宇飞. 基于改良滑模观测器的无速度传感器永磁同步电机控制系统研究[D]. 重庆: 重庆理工大学, 2024.
- [10] 国涵. 直线感应电机模型预测控制策略研究[D]. 北京: 北方工业大学, 2024.
- [11] 陈雨晖. 基于改进模型参考自适应的直线感应电机模型预测推力控制研究[D]. 赣州: 江西理工大学, 2024.
- [12] 郑雯月. 异步电机模型预测控制稳态性能提升技术[D]. 北京: 华北电力大学(北京), 2024.
- [13] Kakosimos P, Abu-Rub H. Predictive Speed Control With Short Prediction Horizon for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33: 2740-2750.
- [14] Rodriguez J, Garcia C, Mora A, et al. Latest Advances of Model Predictive Control in Electrical Drives - Part I: Basic Concepts and Advanced Strategies[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37: 3927-3942.
- [15] Ma S, Zhao J, Xiong Y, et al. Double-Closed-Loop Model Predictive Control Based on a Linear Induction Motor[J]. Processes, 2024, 12.
- [16] 邱建琪, 毛意涵, 陈卓易, 等. 永磁同步电机新型有限集模型预测速度控制[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(4): 1-9.
- [17] Liu M, Chan K W, Hu J, et al. Model Predictive Direct Speed Control With Torque Oscillation Reduction for PMSM Drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2019, 15(9): 4944-4956.

(上接第 5 页)

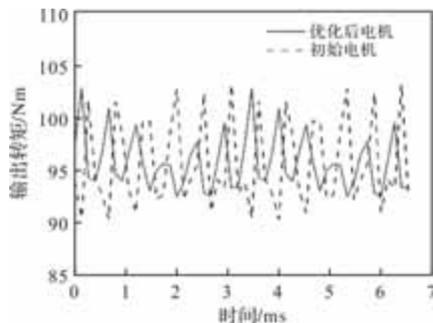


图 15 优化后电机与初始电机转矩对比图

5 结 论

本文以一台 6 极 36 槽内置“U”型永磁辅助磁阻电机为研究对象, 从转子结构入手, 首先推导出其输出转矩的组成成分, 然后通过添加辅助磁障以及磁极偏移的方式优化了电机的空载气隙磁密并减小了电机永磁转矩与磁阻转矩的峰值相位角, 实现了输出转矩的提升, 接着将转子磁障进行不对称设计, 使由于提升电机输出转矩所带来的转矩脉动提升得到较为显著的降低。最终优化后电机对比初始电机, 在保证达到额定转矩的情况下使永磁体总质量减少了约 1.4%, 转矩脉动下降了 19.76%。

参考文献

- [1] 王瑾, 李岩, 贾建国, 等. 反电动势和凸极率对高效永磁同步磁阻电机稳态特性影响分析[J]. 电工技术学报, 2020, 35(22): 4688-4698.
- [2] 曹恒佩, 艾萌萌, 王延波. 永磁辅助同步磁阻电机研究现状及发展趋势[J]. 电工技术学报, 2022, 37(18): 4575-4592.
- [3] 沈建新, 蔡顺, 郝鹤, 等. 同步磁阻电机分析与设计(连载之十二)永磁辅助同步磁阻电机的设计研究[J]. 微电机, 2017, 50(03): 79-84, 88.
- [4] 曹池. 磁极偏置型永磁辅助式同步磁阻电机优化设计[D]. 济南: 山东大学, 2023.
- [5] 高林飞. 基于铁钴合金的高功率密度永磁同步电机研究[D]. 沈阳: 沈阳工业大学, 2024.
- [6] 李岱岩. 新型非对称转子永磁辅助式同步磁阻电机研究[D]. 沈阳: 沈阳工业大学, 2019.
- [7] 柴晓艺, 董砚, 刘荣哲. 同步磁阻电机非对称转子结构优化设计与分析[J]. 浙江大学学报(工学版), 2025, 59(05): 1063-1071.
- [8] 刘世强, 张学义, 朱辉, 等. 磁极偏移的内置永磁同步电机优化分析[J]. 重庆理工大学学报(自然科学), 2025, 39(04): 91-98.
- [9] Chen Q, Yan Y, Xu G, et al. Principle of Torque Ripple Reduction in Synchronous Reluctance Motors With Shifted Asymmetrical Poles[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(3): 2611-2622.
- [10] 邓紫荣, 曾成碧, 卢杨, 等. 一种非对称混合式永磁同步电机设计与分析[J]. 微电机, 2020, 53(11): 45-49, 55.

考虑失效阈值的 IVY 优化再生制动控制策略

苏豪辉, 张 昕, 陈玉林

(沈阳理工大学 汽车与交通学院, 沈阳 110159)

摘要: 在电动汽车制动过程中, 车辆低速段由于电机发电能力减弱, 常出现再生制动失效及电机耗能制动现象, 形成再生制动失效的低速阈值边界。针对该失效边界的动态特性, 提出一套自适应的失效阈值控制策略: 基于回馈端电压与电池电压的关系, 设计新的再生制动触发条件, 并结合电机感应电流动态调节电机制动转矩, 以降低低速段能量损失。为进一步提升能量回收效率并保障制动性能, 改进了前后轴制动力分配曲线, 基于模糊控制方法实现再生制动力的智能分配, 并采用常春藤算法优化模糊隶属度函数。仿真结果表明, 在 WLTC 和 CLTC-P 工况下, 提出的策略显著提升了能量回收效率, 有效抑制了再生制动失效和电机耗能制动的出现, 验证了所提出策略的可行性与优越性。

关键词: 电动汽车; 再生制动; 失效阈值边界; 模糊控制; 常春藤算法

中图分类号: TM351; TM341; U463.6

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)02-0026-09

Failure Threshold-aware IVY Optimization for Regenerative Braking Control Strategy

SU Haohui, ZHANG Xin, CHEN Yulin

(School of Automotive and Transport, Shenyang Ligong University, Shenyang 110159, China)

Abstract: During the braking process of electric vehicles, the motor's power generation capability weakens in low-speed segments, often leading to regenerative braking failure and motor energy-dissipation braking, forming a dynamic low-speed threshold boundary for regenerative braking failure. To address the dynamic characteristics of this failure boundary, this paper proposed an adaptive failure threshold control strategy. A new regenerative braking triggering condition was designed based on the relationship between the feedback terminal voltage and battery voltage, combined with dynamic adjustment of motor braking torque via motor-induced current to reduce energy loss in low-speed segments. To further enhance energy recovery efficiency while ensuring braking performance, this paper improved the front/rear axle braking force distribution curve. A fuzzy control method was adopted to achieve intelligent allocation of regenerative braking force, and the Ivy algorithm was employed to optimize fuzzy membership functions. Simulation results under WLTC and CLTC_P driving cycles demonstrate that the proposed strategy significantly improves energy recovery efficiency, effectively suppresses regenerative braking failure and motor energy-dissipation braking, and validates the feasibility and superiority of the proposed method.

Key words: electric vehicle; regenerative braking; failure threshold boundary; fuzzy control; Ivy algorithm

0 引言

为了解决全球日益加剧的环境问题, 减少汽车行业对环境的污染, 大力发展新能源汽车相关技术以成为研究的重点^[1]。对于电动汽车, 受限于电池技术的影响, 续航里程短成了阻碍电车发展的重要问题^[2]。电动汽车拥有电机和电池两个区别于传统燃油车的技术, 制动时可通过电机工作在发电状态, 将机械能转化成电能, 经能量管道后储存到电池中,

从而提高整车的续航里程^[3-4]。

李鑫钢^[5]针对采用轮毂电机的电动汽车的制动能量回收, 建立轮毂电机单双轮不同程度失效的车辆仿真模型, 在保证制动稳定性的情况下, 协调再生制动和轮毂电机失效时的容错控制策略。Pei 等人^[6]将驾驶员的意图整合到制动力分配的权重系数中, 结合轮毂电机的特点, 提出了分布式电机液制动协调控制, 提高了能量回收的效率和制动稳定性。Krishna^[7]通过研究不同负载条件下电机在制动

收稿日期: 2025-07-25

基金项目: 中央引导地方科技发展资金(2023JH6/100100066)

作者简介: 苏豪辉(2000), 男, 硕士研究生, 研究方向为车辆检测与电子控制。

通讯作者: 张 昕(1977), 女, 博士, 教授, 研究方向为汽车电子控制技术。

过程中的功率随时间变化的情况,分析不同运行速度下的表现,提出了一种基于脉冲宽度调制控制的再生制动系统,提高了制动能量的回收。杨德胤^[8]结合工程实际要求,以驾驶员-整车-工况为研究对象,设计面向纯电半挂车的制动能量回收分配层控制策略,使得目标车型可以精确响应驾驶员制动请求并实现制动能量回收。Feng 等人^[9]提出了一种基于直接多次拍摄法的算法,通过直接多重射击方法将非线性最优控制问题转化为非线性规划问题,提高了再生制动算法的运算速度。Mei 等人^[10]针对基于再生制动的电动汽车能量管理机制,提出新型模糊滑模控制方案,根据转差率跟踪误差调整滑模参数,并验证所提控制算法的适用性。

电动汽车的制动过程末期,速度降至较低时,感应电动势和感应电流都较低,无法通过能量转换对电池进行充电,并且产生的再生制动转矩较小,电机可能出现耗能制动,称为再生制动失效的低速阈值边界。失效阈值边界会随着车辆运行状况等因素动态变化,这种动态特性在以往的研究中考虑甚少^[11]。

本文通过对动态的失效阈值边界进行研究,针对前驱纯电动汽车设计考虑失效阈值的 IVY 优化再生制动控制策略。制动力分配上更有利于制动能量回收,且制动效果更好,同时减少了再生制动失效和电机耗能制动的情况,提高了整个循环工况下的制动能量回收效率。

1 永磁同步电机的失效阈值研究

再生制动失效阈值的动态特性主要体现在两个方面。一是电池电压随着汽车的行驶状况变化,与能量回馈端电压的大小关系动态变化;二是需求的电机制动转矩随着行驶工况变化,使得电机感应电流和制动电流间的关系动态变化。下面对两个动态关系进行分析,为后文的控制策略设计做准备。

1.1 永磁同步电机电压模型

永磁同步电机在各坐标系下的模型如图 1 所示。

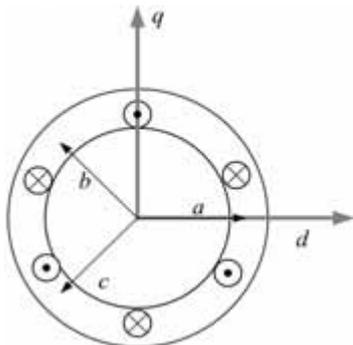


图 1 永磁同步电机各坐标系

目前,新能源汽车广泛采用永磁同步电机作为驱动电机^[12]。在制动时,汽车行驶的惯性能量通过传动系统传递给车载永磁同步电机,电机工作在发电状态,转子轴上的动能将转变为电能,并通过三相逆变器回馈给直流侧^[13-14]。

本文选用电动汽车中常用到的隐极式电机为研究对象,其直轴电感与交轴电感大小相等,电机转矩与交轴电流成正比:

$$T_e = \frac{3}{2}p\psi_f i_q \quad (1)$$

式中, i_q 为电机定子电流在旋转坐标系下的交轴分量; p 为极对数; ψ_f 为电机转子永磁体磁链。

制动过程中,控制单元分配电机制动转矩,根据式(1)可计算电机交轴感应电流。根据最大转矩电流比控制原理,设直轴电流 i_d 为 0,计算电机的 dq 轴电压。公式如下:

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

式中, L_d 和 L_q 分别为直轴电感和交轴电感; R_s 为单相定子电阻; ω_r 为电机转子磁链电角速度,与车速成正比。

三相定子绕组 a 、 b 、 c 感应出的三相电动势可表示为

$$\begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\omega_r t) & -\sin(\omega_r t) \\ \cos(\omega_r t - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\omega_r t - \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\omega_r t - \frac{4}{3}\pi) & -\sin(\omega_r t - \frac{4}{3}\pi) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} \quad (3)$$

1.2 制动能量回馈端电压的失效阈值分析

永磁同步电机再生制动产生的是交流电,无法直接向电池充电。需要通过控制三相逆变器,导通对应的桥臂,使其工作在整流状态,将电机产生的交流电转换成直流电^[15]。等效电路如图 2 所示。

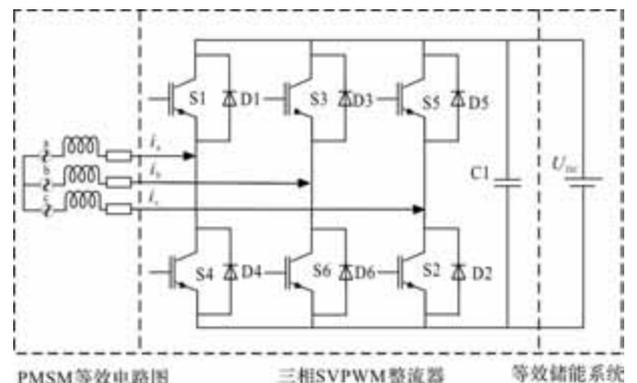


图 2 永磁同步电机能量回收等效电路

逆变器的整流过程近似于三相整流桥，各个二极管轮流导通，使得流过负载的电流方向始终不变，将交流电转换成了直流电。负载端的电压为同时刻最高相电压电位减去最低相电压电位。

$$U_{DC} = \max(u_i) - \min(u_j) \quad (4)$$

式中， i 和 j 为 a 、 b 、 c 三相中的任意一项。

整流后电压 U_{DC} 在多数情况下小于电池电压，这不能有效回收电机的动能，也与工程实际中的经验相悖^[16]。故在逆变器和储能设备之间通常还设有 DC/DC 双向电路，在制动能量回收过程中，双向电路可以充当升压电路对 U_{DC} 进行升压，使得电机可以多的向电池充电，Boost 等效电路如图 3 所示。

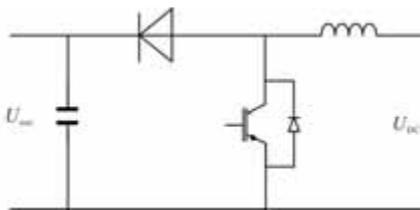


图 3 Boost 等效电路

当 IGBT 闭合时，电流在电感中积蓄；当 IGBT 断开时，电感中储存的电机会流入直流母线电容中，从而完成升压^[17]。电路输入输出电压的关系可用下式表示：

$$U_{out} = \frac{1}{1-D} U_{DC} \quad (5)$$

式中， U_{out} 为输出电压； U_{DC} 为输入电压； D 为 IGBT 开启的占空比，范围在 $0 \sim 1$ 之间。本文结合实际应用将 D 的最大值设为 0.85。

电池电压 U 会受到电池 SOC 和温度等因素的影响，随着行驶里程的增加，整体呈现下降趋势^[18]。由前面的式子可知，当占空比 D 取最大值时，根据转子角速度 ω_r 和电机制动转矩可计算最大能量回馈端输出电压 U_{out} 。当 U_{out} 大于等于 U 时，再生制动回馈的能量可以向电池充电；当 U_{out} 小于 U 时，再生制动系统失效。

1.3 电机耗能制动分析

当速度逼近失效阈值边界对应车速时，电机感应电流过小，产生的制动转矩不足以满足制动需求。为保证制动安全，ECU 通常控制电池向电机输送逆向电流，以增强电机制动转矩，但这有悖于制动回收能量的初衷。电机感应电动势与其转速之间的关系式为^[19]

$$E = \frac{4.44NK_m p n \Phi}{60} \quad (6)$$

式中， E 为电机产生的感应电动势； N 为线圈匝数； K_m 为电机感应电动势常数(为 $1.1 \sim 1.25$)，其大小与电机结构有关； Φ 为磁通量，磁通量与线圈匝数的乘积为磁链 ψ_f 。

结合车辆动力学模型和欧姆定律，可得到车速 v 与电机感应电流 I_E 的关系式：

$$I_E = \frac{2.22\psi_f K_m p i_g i_0 v}{11.31rR} \quad (7)$$

式中， I_E 为感应电流； R 为电机等效电阻； i_g 和 i_0 分别为变速器传动比和主减速器传动比； r 为车轮半径。

当电机感应电流大于等于制动需要的电流时，电机制动的电流可以完全由感应电流提供，再生制动向电池充电；当电机感应电流小于制动需要的电流时，电机制动需要的逆电流来自电池母线，需要消耗电能，再生制动失效。

2 再生制动控制策略设计

本文设计的再生制动控制策略如图 4 所示。根据整车参数和需求制动力分配前、后轴制动力矩；通过电机制动转矩和转子角速度计算能量回馈端输出电压，结合高制动强度对制动安全的要求和电池过充问题设计再生制动开启条件；采用以车速 v 、制动强度 z 、电池 SOC 为输入的模糊控制实现前轴再生制动转矩的分配，并通过电机感应电流和制动电流修正再生制动转矩。

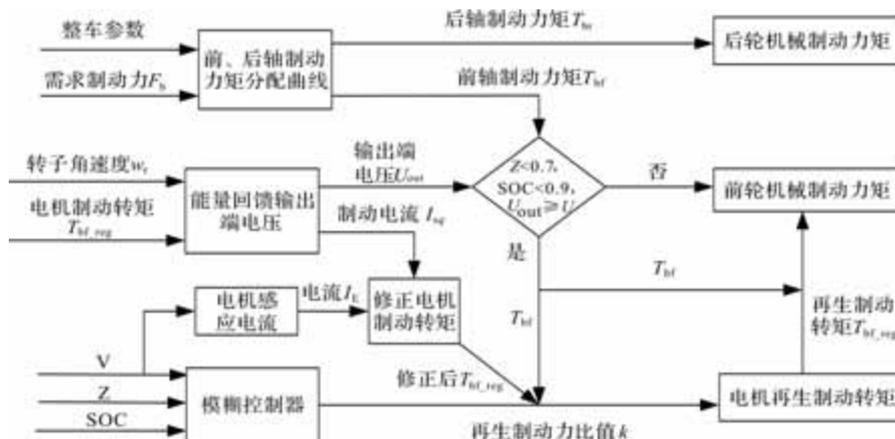


图 4 再生制动控制策略示意图

2.1 失效阈值控制策略

失效阈值控制策略主要由两个部分组成，分别是基于能量回馈端输出电压的再生制动开启策略，和基于电机感应电流的电机转矩修正策略。

根据前文对能量回馈端电压失效阈值的分析，设计当回馈端输出电压大于等于电池电压时，判断开启再生制动；否则，判断关闭再生制动，仅采用机械制动。表达式如下：

$$K_u = \begin{cases} 1 & \frac{U_{DC}}{1-D} \geq U \\ 0 & \frac{U_{DC}}{1-D} < U \end{cases} \quad (8)$$

式中， K_u 为在再生制动开启的一个判断条件，1 为开启，0 为关闭。

对比常用的设置固定临界车速判断开启再生制动的控制方式，考虑到了回馈端电压过低无法向电池充电的情况，更有利于回收制动能量。

通过前文对电机耗能制动的分析，设计电机制动转矩修正策略。当电机感应电流大于等于制动需要电流时，电机制动转矩不变；否则，以感应电流为制动电流，计算新的电机制动转矩。公式如下：

$$T_e = \begin{cases} \frac{3}{2} p \psi_f i_q & i_q \leq I_E \\ \frac{3}{2} p \psi_f I_E & i_q > I_E \end{cases} \quad (9)$$

根据修正过后的电机制动转矩，计算前轮机械制动力，降低的电机制动力将由前轴机械制动器提供，既保证了总制动力不变，又使得电机制动需要的制动电流完全由感应电流提供，有利于减少了电机耗能制动。

2.2 前、后轴制动力分配

要确保汽车制动时的稳定性，汽车的前、后轴制动力分配曲线应该在理想 I 的曲线和 ECE 法规曲线所围成的范围内^[20]，I 曲线和 ECE 曲线要求的前、后轮制动力如式(11)和式(12)所示。

$$F_{br} = \frac{1}{2} \left[\frac{G}{h} \sqrt{b^2 + \frac{4hL}{G} F_{br}} - \left(\frac{Gb}{h} + 2F_{br} \right) \right] \quad (10)$$

式中， G 为汽车受到的重力； h 为质心到地面的距离； b 为质心到后轴的距离； L 为轴距。

$$\begin{cases} F_{br} = \frac{G(z + 0.07)(b + zh)}{0.85L} \\ F_{br} = Gz - F_{br} \end{cases} \quad (11)$$

式中， z 为制动强度； F_{br} 和 F_{br} 为前、后轮制动力。

设计的制动力分配曲线如图 5 所示，该曲线位于理想 I 曲线和 ECE 法规曲线之间，根据制动强度 z 划分为多段，既保证了制动时的稳定性，又更多的把制动力分配在了前轴上，利于提高前驱电动汽车的制动能量回收率。

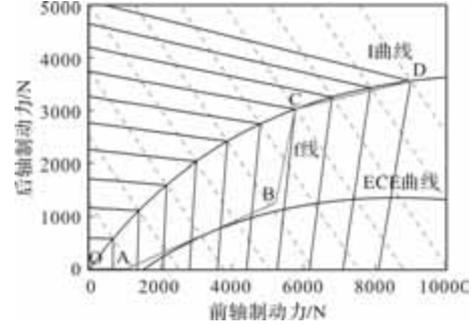


图 5 制动力分配曲线

在 OA 段，制动强度 z 为 0 ~ 0.08 时，整车对制动效果的要求不高，制动时所需的制动力完全由前轴上的电机提供。前、后轴制动力表示为

$$\begin{cases} F_{u1} = Gz \\ F_{u2} = 0 \end{cases} \quad (12)$$

在 AB 段， z 为 0.08 ~ 0.52 时，此时主要考虑制动能量的回收，故在满足 ECE 法规的同时应尽量把制动力分配在前轴上，使得前轴上的电机能够尽可能多的参与制动。前、后轴制动力表示为

$$\begin{cases} F_{u1} = 0.7691Gz + 231.25 \\ F_{u2} = Gz - F_{u1} \end{cases} \quad (13)$$

在 BC 段， z 为 0.52 ~ 0.7 时，属于中高强度制动，此时主要考虑制动的效果和制动的稳定性，应增加后轴制动力的分配比例，同时要避免过于靠近 f 曲线导致前轮先抱死。前、后轴制动力表示为

$$\begin{cases} F_{u1} = 0.2391Gz + 3655.88 \\ F_{u2} = Gz - F_{u1} \end{cases} \quad (14)$$

在 CD 段， z 大于 0.7 时，属于高强度制动，为保证良好的制动效果，应关闭再生制动，只采用机械制动的方式完成制动。前、后轴制动力表示为

$$\begin{cases} F_{u1} = 0.8581Gz - 1779.83 \\ F_{u2} = Gz - F_{u1} \end{cases} \quad (15)$$

2.3 模糊控制器

通过设计模糊控制器对前轴制动力进行再分配。本文采用对再生制动效果有影响的制动强度 z 、车速 v 、电池 SOC 为模糊控制器的输入，再生制动比例系数 k 为输出。

采用 Mamdani 模糊推理方法，输入的制动强度 z 、车速 v 、电池 SOC 的模糊论域分别为 $[0, 1]$ 、

[0, 120]、[0, 1]，模糊子集均为 {S(低)、M(中)、L(高)}，输出的比例系数 k 论域为 [0, 1]，模糊子集为 {VS(极低)、S(低)、M(中)、L(高)、VL(极高)}，选用 Z 型、高斯型、S 型共同作用的复合型隶属度函数，模糊控制输入、输出的隶属度函数如图 6 所示。

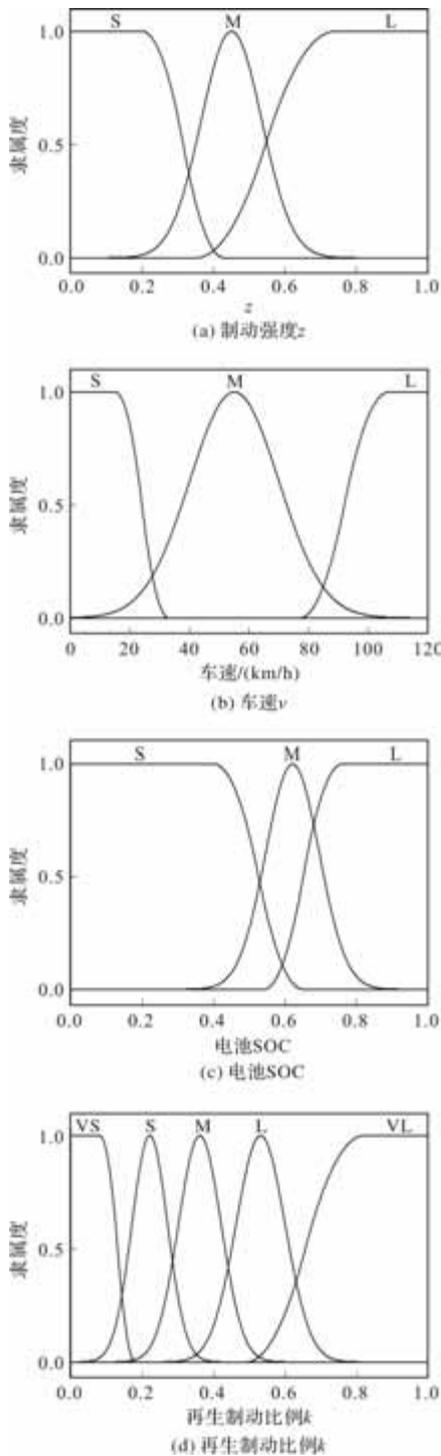


图 6 模糊控制隶属度函数

模糊规则需要结合理论分析和专家经验制定，本文的模糊规则主要考虑了制动的安全性和能量回收的效率。当制动强度较小，车速较快，电池 SOC

小于 0.9 时，优先使用再生制动，机械制动作为后备补充。当制动强度过大，车速过快，电池 SOC 大于 0.9 时，应关闭再生制动，使用机械制动。建立的模糊规则如表 1 所示。

表 1 模糊控制规则表

制动强度	车速	电池 SOC		
		S	M	L
S	S	S	S	S
	M	VL	L	S
	L	L	L	S
M	S	S	S	S
	M	M	M	S
	L	M	M	S
L	S	S	S	VS
	M	S	S	VS
	L	VS	VS	VS

3 IVY 优化模糊控制

模糊控制的控制效果很大程度上依赖于设计者的专家经验，由于隶属度函数的选择不同，可能导致模糊控制的效果不能达到最优。为解决这个问题，本文采用常春藤算法 (Ivy algorithm, IVY) 对模糊控制的隶属度函数进行优化，以实现能量回收的最大化，优化示意图如图 7 所示。

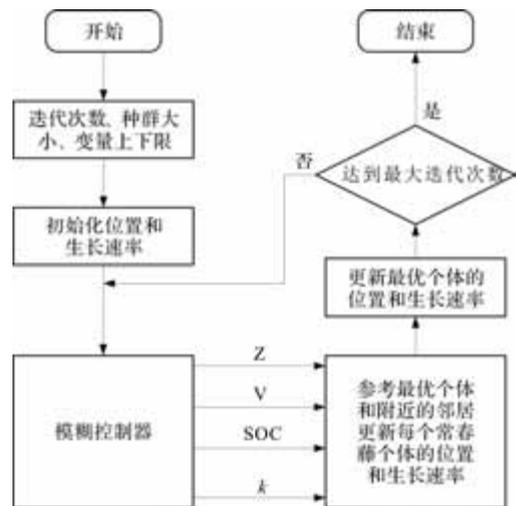


图 7 IVY 算法优化隶属度函数示意图

3.1 隶属度函数编码

本文模糊控制输入的制动强度 z 、车速 v 以及电池 SOC 的隶属度都由一个 Z 型 $f(x, a, b)$ ，一个高斯型 $f(x, \sigma, c)$ ，以及一个 S 型函数 $f(x, d, e)$ 构成，如式(16)~式(18)所示。每个函数均由两个参数确定，故模糊控制的三个输入共由 18 个参数决定，分别为 x_1, x_2, \dots, x_{18} 。模糊控制输出的再生制动比

例 k 由一个 Z 型函数，三个高斯型函数，以及一个 S 型函数构成，由 10 个参数决定，分别为 x_{19} , x_{20} , \dots , x_{28} ，故可将模糊控制各量的隶属度函数编码成由 $x_1 \sim x_{28}$ 构成的行向量。

Z 型函数的表达式为

$$f(x, a, b) = \begin{cases} 1 & x < a \\ 1 - 2 \left(\frac{x-a}{b-a} \right)^2 & a \leq x < \frac{a+b}{2} \\ 2 \left(\frac{x-b}{b-a} \right)^2 & \frac{a+b}{2} \leq x < b \\ 0 & x \geq b \end{cases} \quad (16)$$

高斯型函数的表达式为

$$f(x, \sigma, c) = e^{-\frac{(x-c)^2}{2\sigma^2}} \quad (17)$$

S 型函数的表达式为

$$f(x, d, e) = \begin{cases} 0 & x < d \\ 2 \left(\frac{x-d}{e-d} \right)^2 & d \leq x < \frac{d+e}{2} \\ 1 - 2 \left(\frac{x-e}{e-d} \right)^2 & \frac{d+e}{2} \leq x < e \\ 1 & x \geq e \end{cases} \quad (18)$$

3.2 适应度函数设计

IVY 算法以适应度函数最小值为目标，优化隶属度函数。结合前文保证制动可靠和提高再生制动的能量回收效率的原则，设计如下所示的适应度函数：

$$\text{mix}f(x) = \min[w_1(E_{\text{all}}/KD) + w_2(KD/\text{SOC}_r)] \quad (19)$$

式中， E_{all} 为蓄电池总电耗； SOC_r 为车辆剩余电池 SOC 量； K 为取值为 0~1 之间的系数； D 为车辆行驶里程数； w_1 、 w_2 为相加为 1 的两个权重因子。

约束条件为

$$\begin{cases} T_{m_mot} < T_m < 0 \\ 0 < \text{SOC} < 0.9 \end{cases} \quad (20)$$

式中， T_{m_mot} 为电机峰值扭矩。

3.3 更新常春藤个体的位置和生长速率

IVY 算法是一种新型的生物启发算法，模拟了协调有序的种群增长和常春藤植物的传播与进化^[21]。该算法模拟常春藤植物生命中“爬升”与“扩张”这两个交替的阶段，通过选择最近和最重要的邻居进行自我完善。与传统的粒子群算法相比，个体

除了根据全局最优解更新位置外，还能参考附近重要邻居的位置，使个体解像植物一样向四周缓慢蔓生，探索可能存在的更优解，避免算法陷入局部最优。

常春藤植物的生长速率在离散时间系统下的增长率 ΔGvi 由如下公式表示：

$$\Delta Gvi = \begin{cases} I_i / (I_{\max} - I_{\min}) & \text{Iter} = 1 \\ \text{rand}^2 \otimes (N(1, D) \otimes \Delta Gvi) & \text{Iter} > 1 \end{cases} \quad (21)$$

式中， I_i 为第 i 个种群成员； I_{\max} 、 I_{\min} 分别为搜索空间的上下界； rand 为在区间 $[0, 1]$ 中的均匀分布的随机变量； $N(1, D)$ 为长度为 D ，符合正态分布的行向量，本文 D 为 28。

设种群中成员 I_i 选择的最重要的邻居为 I_{ii} （通过适应度函数值），则 I_i 通过邻居 I_{ii} 和搜索到的最优解 I_{Best} 沿着光源的方向攀爬的过程可表示为：当 I_i 的适应度函数值 $f(I_i)$ 小于 I_{Best} 的适应度值 $f(I_{\text{Best}})$ 的 $\beta = (2 + \text{rand})/2$ 倍时，常春藤开始扩展树枝和叶子的宽度，即“扩张”过程，如式(22)所示。否则，常春藤向上生长并爬升，即“爬升”过程，由式(23)所示。相关公式如下：

$$I_i^{\text{new}} = I_i + |N(1, D)| \otimes (I_{ii} - I_i) + N(1, D) \otimes \Delta Gvi \quad (22)$$

式中， $|N(1, D)|$ 为 $N(1, D)$ 的绝对值。

$$I_i^{\text{new}} = I_{\text{Best}} \otimes (\text{rand}(1, D) + N(1, D) \otimes \Delta Gvi) \quad (23)$$

式中， $\text{rand}(1, D)$ 为长度为 D ，各元素在区间 $[0, 1]$ 之间，符合均匀分布的行向量。

为证明常春藤算法的性能，选择粒子群算法作为比较，两种算法的迭代次数和适应度函数最优值如图 8 所示。由图可知，常春藤算法迭代次数更少，最优解的质量也更高。

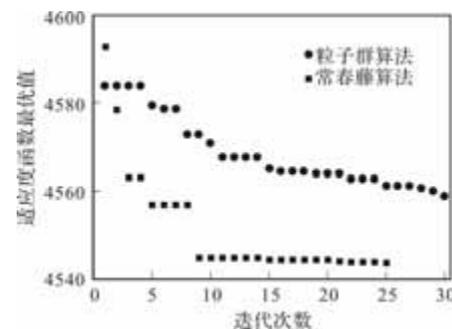


图 8 迭代结果

常春藤算法优化后的各变量隶属度函数如图 9 所示。

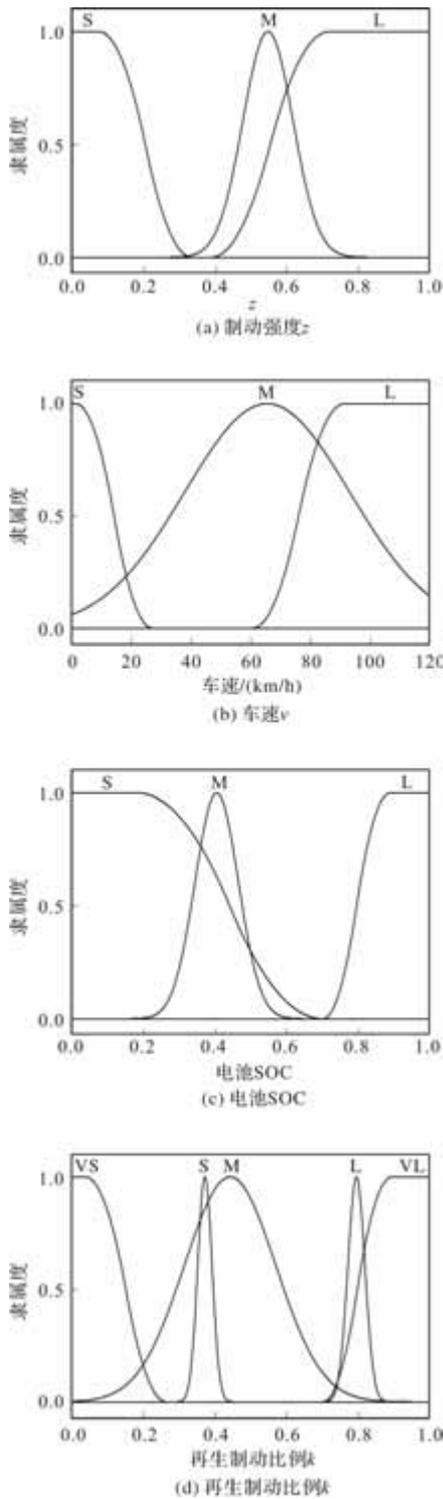


图 9 优化后模糊控制隶属度函数

4 仿真与分析

利用 Matlab 与 Cruise 联合仿真的方式进行建模仿真，在 WLTC 和 CLTC-P 工况下验证本文提出的再生制动控制策略的有效性。WLTC 和 CLTC-P 工况车速如图 10 所示。

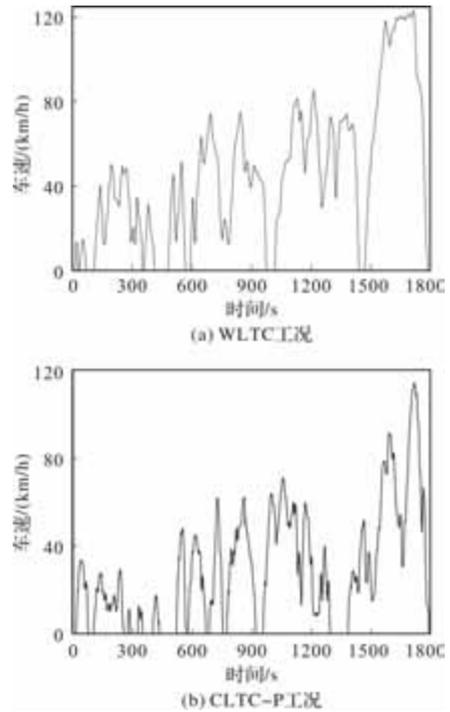


图 10 工况车速

本文前驱电动汽车主要参数如表 2 所示。

表 2 车辆参数

部件	参数	参数值
电动汽车整车	整车整备质量 m/kg	1 280
	轴距 L/m	2.467
	质心到前轴距离 a/m	1.200
	质心高度 h_g/m	0.500
	车轮半径 r/m	0.301
	主减速器传动比 i_0	6.2
电机	空气阻力系数 C_d	0.284
	迎风面积 A/m^2	1.97
	永磁体磁链 ψ_f/Wb	0.182 7
	交轴电感 L_q/H	0.012
电池	极对数 p	4
	单相定子电阻 R_s/Ω	0.958
	电池容量 $Q/(\text{Ah})$	60

再生制动系统工作状态如图 11 所示，1 表示再生制动系统正常工作；-1 表示再生制动系统开启但无能量回收；0 则表示再生制动系统关闭。在 WLTC 和 CLTC-P 工况下，本文设计的考虑失效阈值的再生制动控制策略均工作在坐标系的上半部分，再生制动系统正常工作；不考虑失效阈值的控制策略除了工作在坐标系上半部分外，还工作在下半部分，再生制动系统存在失效的情况。

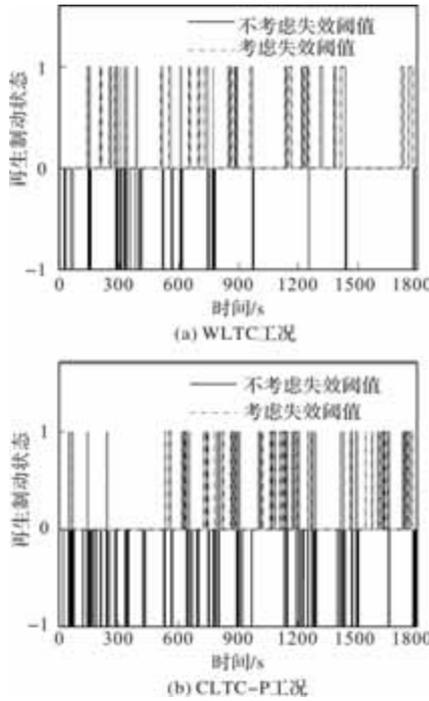


图 11 系统工作状态

制动能量回收电流如图 12 所示，电机再生制动时，机械能转换成电能向电池充电，电池电流为负值；电机耗能制动时，电机转矩仍为负值，但电池电流为正值。在 WLTC 和 CLTC-P 工况下，考虑失效阈值的控制策略对比不考虑失效阈值的控制策略，电机工作在耗能制动的情况降低，有利于提高制动能量回收的效率。

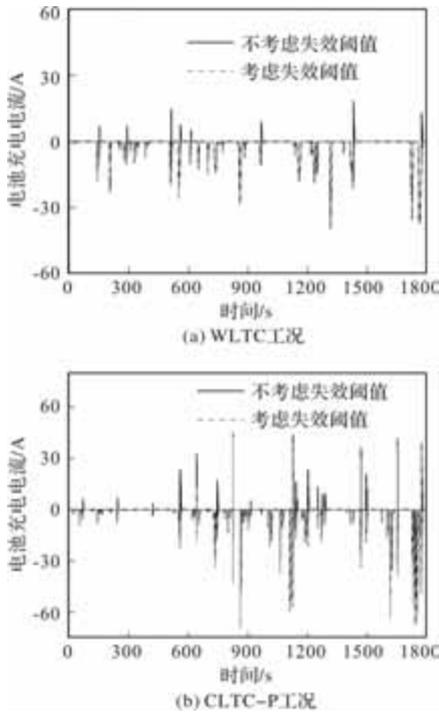


图 12 能量回收电流

如图 13 所示，在 WLTC 和 CLTC-P 工况下，对比 PSO 优化后的控制策略、模糊控制策略和传统控

制策略，采用 IVY 优化后的控制策略的车速差最小，最大车速差未超过 0.8km/h，满足制动要求。

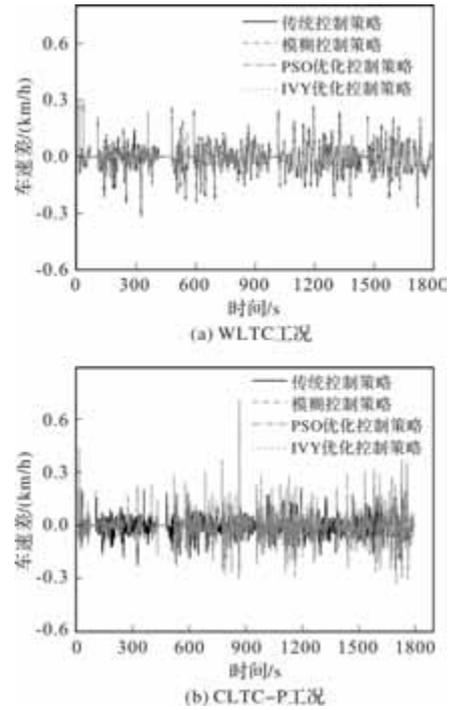


图 13 车速差

如图 14 所示，在 WLTC 和 CLTC-P 工况下，对比其它控制策略，采用 IVY 优化后的控制策略电机制动转矩最大，再生制动参与制动过程的时间最多，更有利于提高制动能量回收的效率。

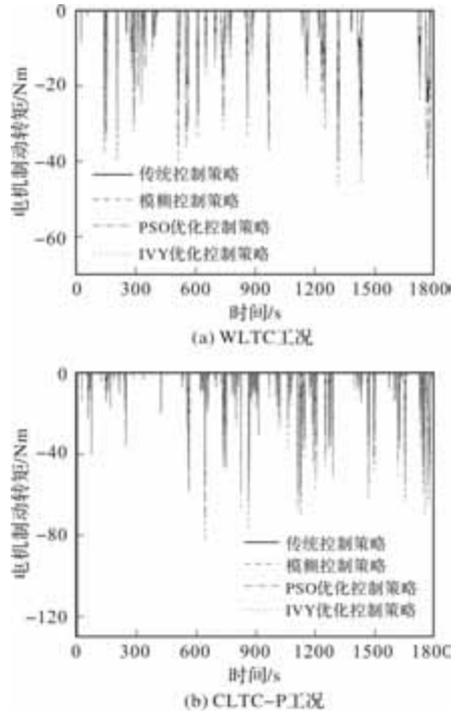
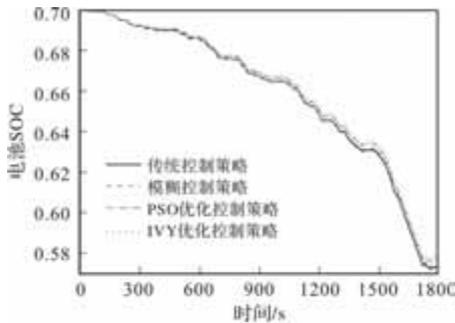


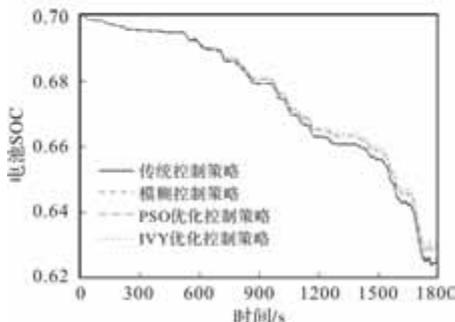
图 14 电机制动转矩

如图 15 和图 16 所示，IVY 优化后的控制策略电池 SOC 下降最慢，回收的能量最多；传统控制策

略电池 SOC 下降最快，回收的能量最少；只使用模糊控制和采用 PSO 优化后的控制策略的电池 SOC 衰减速度和回收的能量介于两者之间。仿真结果如表 3 和表 4 所示。

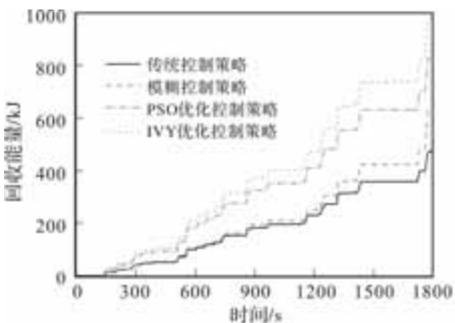


(a) WLTC工况

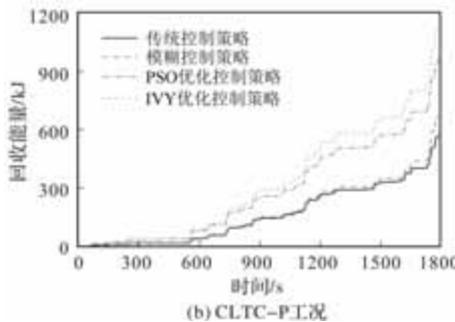


(b) CLTC-P工况

图 15 SOC 曲线



(a) WLTC工况



(b) CLTC-P工况

图 16 制动能量回收曲线

表 3 WLTC 仿真结果

参数	传统控制	模糊控制	PSO 优化控制	IVY 优化控制
SOC/%	57.31	57.49	57.71	57.89
能量/kJ	472.82	629.73	830.40	979.89

表 4 CLTC-P 仿真结果

参数	传统控制	模糊控制	PSO 优化控制	IVY 优化控制
SOC/%	62.47	62.59	62.90	63.09
能量/kJ	563.11	665.72	951.45	1110.83

如表 3 所示，在 WLTC 工况下，优化前模糊控制策略回收的能量对比传统的再生制动策略提高了 33.19%；PSO 优化后的控制策略回收能量对比模糊控制策略提高了 31.87%；采用 IVY 优化后的控制策略回收能量对比 PSO 优化后的策略提高了 18%。

如表 4 所示，在 CLTC-P 工况下，优化前模糊控制策略回收的能量对比传统的再生制动策略提高了 18.22%；PSO 优化后的控制策略回收能量对比模糊控制策略提高了 42.92%；采用 IVY 优化后的控制策略回收的能量对比 PSO 优化后的策略提高了 16.75%。

5 结论

(1)设计再生制动失效阈值控制策略，利用制动能量回馈端输出电压判断开启再生制动系统，利用电机感应电流修正电机制动转矩。经 WLTC 和 CLTC-P 工况下的仿真验证，该策略能够有效减少再生制动失效和电机耗能制动。

(2)设计位于 I 曲线和 ECE 曲线范围内的多段前后轴制动力曲线，并通过模糊控制分配前轴再生制动力，在 WLTC 和 CLTC-P 工况下，对比传统控制策略再生制动回收的能量分别提高了 33.19% 和 18.22%。

(3)运用 IVY 优化模糊控制器，避免了因为专家经验导致模糊控制效果偏差过大的问题，对比粒子群算法收敛更快，能够减少算法陷入局部最优的情况，提升了能量回收的效率。在 WLTC 工况和 CLTC-P 工况下，IVY 优化后的控制策略对比 PSO 优化后的策略制动回收的能量分别提高了 18% 和 16.75%。

参考文献

[1] 张俊, 赵云峰, 陆月星, 等. 新能源汽车电机性能测试台的设计[J]. 微电机, 2023, 56(03): 72-76.
 [2] 崔建锋, 安永峰. 混合动力汽车驱动策略与能量回收的发展综述[J]. 微电机, 2024, 57(10): 62-67, 76.
 [3] 王喆云, 郑燕萍, 陆强. 一种复合电源纯电动公交车再生制动控制策略[J]. 重庆理工大学学报(自然科学), 2024, 38(05): 71-77.

电流源逆变器供电的永磁同步电机无差拍预测电流控制

苏锦智^{1,3}, 戴琼洁^{1,3}, 李斯文², 卢禹卓², 安群涛^{2,3}, 高志勇^{1,3}

(1. 包头长安永磁电机有限公司, 内蒙古 包头 014030; 2. 哈尔滨工业大学 电气工程及自动化学院, 哈尔滨 150001; 3. 内蒙古自治区先进永磁电机及其控制技术重点实验室, 内蒙古 包头 014030)

摘要: 电流源逆变器供电的永磁同步电机系统具有高阶次和强耦合的特点, 为实现电机电流的高性能控制和系统平稳运行, 本文设计了一种具有延时补偿的无差拍预测电流控制策略。该算法无需电容电压反馈, 节省了电压传感器并简化了算法, 并减小了数字控制延迟对系统性能的影响。在一台 48V 永磁同步电机系统中进行了测试, 实验结果验证了所提出控制策略的可行性和有效性。

关键词: 永磁同步电机; 电流源逆变器; 无差拍预测电流控制; 延时补偿

中图分类号: TM351; TM341; TP273 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-6848(2026)02-0035-06

Deadbeat Predictive Current Control of Permanent Magnet Synchronous Motors Fed by Current Source Inverters

SU Jinzhi^{1,3}, DAI Qiongjie^{1,3}, LI Siwen², LU Yuzhuo², AN Quntao^{2,3}, GAO Zhiyong^{1,3}

(1. Baotou Changan Permanent Magnet Machine Co., LTD., Baotou Inner Mongolia 014030, China; 2. School of Electrical Engineering and Automation, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China; 3. Inner Mongolia Key Laboratory of Advanced Permanent Magnet Machine & Its Control Technology, Baotou Inner Mongolia 014030, China)

Abstract: As to the high order and strong coupling characteristics of current source inverter (CSI) fed permanent magnet synchronous motor (PMSM) systems, a delay-compensated deadbeat prediction current control (DPCC) strategy was proposed in this paper in order to implement high-performance current control and smooth operation of the motor. The algorithm eliminated the need for capacitor voltage feedback, got rid of voltage sensors, and consequently simplified the computational framework. Meanwhile, the proposed method can reduce the impact of digital control delays on system performance. The designed control strategy was verified by test results of a 48V PMSM drive system.

Key words: permanent magnet synchronous motor; current source inverter; deadbeat predictive current control; delay compensation

0 引言

永磁同步电机 (PMSM) 具有控制特性好、效率高和功率密度大的优点, 工业等领域得到广泛应用^[1-2]。目前, 为永磁同步电机供电的逆变器主要有两种拓扑, 分别为电压源逆变器 (VSI) 和电流源逆变器 (CSI)。VSI 拓扑结构简单、控制灵活, 其技术成熟, 成为电机驱动的主流能源变换装置。随着 SiC、GaN 等宽禁带器件的发展, 功率器件可以工作在更高的开关频率, 提升了控制性能, 但也面临较大 dv/dt 导致的电机绕组端口过电压和电磁干扰, 带了更高的高频损耗^[3,4]。而 CSI 交流侧的滤波电容

和电机绕组构成了二阶 CL 低通滤波器, 使得输出的电压和电流均为正弦波, 减小电磁干扰和高频损耗^[6-8]。另外, VSI 的短路故障将导致较大的短路电流而损坏器件^[9], 而 CSI 对短路故障具备天然的承受能力^[10,11]。传统电压源逆变器母线支撑电容一般为电解电容或薄膜电容, 在高温环境存在寿命低、可靠性差等问题^[12]。CSI 母线为储能电感, 交流侧可采用陶瓷电容, 承受温度可达 200℃, 具有优异的高温环境工作能力。近年来 CSI 被关注并应用于电机驱动、光伏发电等领域^[13,14]。

CSI 供电的电机驱动系统交流侧滤波电容和电机电感构成的 CL 滤波器能够滤除高频电流和电压纹

收稿日期: 2025-07-20

基金项目: 内蒙古自治区科技兴蒙项目 (XM2023XTGXQ03); 内蒙古自治区科研基础条件及平台项目 (2025KYPT0017)。

作者简介: 苏锦智 (1983), 男, 正高级工程师, 研究方向为永磁电机及其控制。

安群涛 (1984), 男, 博士, 副教授, 研究方向为电机控制。

波,但也带来了谐振问题。在谐振频率点,CL滤波器呈现出近乎于零阻抗的负载,导致系统产生巨大的谐振电流,影响系统的安全稳定运行^[15]。学者提出在系统中添加阻尼的方法来抑制谐振,包括无源阻尼和有源阻尼。无源阻尼抑制通过在系统中添加无源器件来削减谐振尖峰,提升系统稳定性,但无源器件的额外损耗降低了系统效率^[16]。有源阻尼策略是通过在控制系统中增加阻尼项来抑制谐振,包括电容电压反馈法^[17,18]和电机电流反馈法^[19-22]。这两类方法都能够有效抑制谐振尖峰,但前者需要采集电容电压,后者含有电流微分项给系统引入了额外噪声。CL滤波器也增加了系统的阶次,导致更强的dq轴耦合。前馈解耦^[23]、反馈解耦^[24]、偏差解耦^[25]和内模解耦^[26]等解耦策略可用于降低dq轴耦合,提升电流环动态响应。此外,模型预测控制(MPC)策略也被应用于该类系统中^[27]。

针对CSI-PMSM系统的谐振和解耦问题,本文首先结合永磁同步电机的数学模型和电流源逆变器的工作原理,建立基于电流源逆变器的永磁同步电机系统的数学模型,在此基础上设计了一种CSI-PMSM无差拍预测电流控制(DPCC)策略,该控制方法减少了反馈控制量,简化了控制算法,并进行了延时补偿。该方法能够抑制谐振电流并降低dq轴耦合带来的影响。通过在所搭建的实验平台上对所设计控制策略进行的实验测试,验证了所采用策略的有效性。

1 CSI-PMSM 的工作原理及数学模型

CSI供电的PMSM驱动系统结构如图1所示。 I_{dc} 为系统的母线电流; $i_{wA} \sim i_{wC}$ 为逆变器输出的电流; $i_{nA} \sim i_{nC}$ 为滤波电容的电流; $i_{sA} \sim i_{sC}$ 为永磁同步电机的相电流; C_f 为交流侧的滤波电容; $S_1 \sim S_6$ 为逆变器的6个开关管; $D_1 \sim D_6$ 是与开关管串联的二极管。

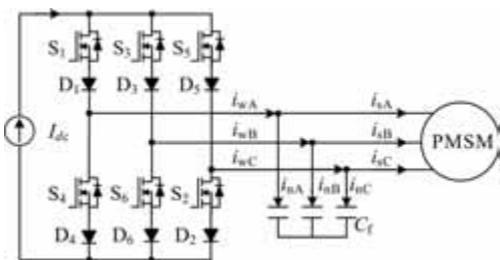


图1 三相电流源逆变器拓扑结构

图2给出了电流源逆变器PMSM驱动系统的等效电路图,其直流侧的电路方程为

$$U_{dc} - u_{PN} = L_{dc} \frac{di_{dc}(t)}{dt} + R_{dc} I_{dc} \quad (1)$$

式中, L_{dc} 为直流储能电感,用于提供稳定的直流电流; R_{dc} 为直流侧回路的等效电阻; $i_{dc}(t)$ 为电感电流; U_{dc} 为电压源的电压值; u_{PN} 为CSI桥臂母线电压。

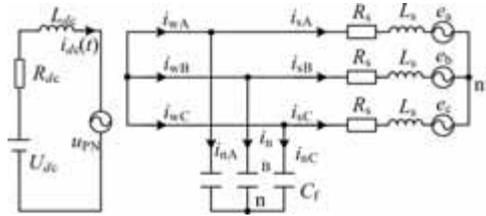


图2 CSI-PMSM 等效电路

电流源逆变器的交流输出电流为

$$\begin{bmatrix} i_{wA} \\ i_{wB} \\ i_{wC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{nA} \\ i_{nB} \\ i_{nC} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \end{bmatrix} \quad (2)$$

代入电容电流表达式,式(2)可以写为

$$C_f \begin{bmatrix} pu_{nA} \\ pu_{nB} \\ pu_{nC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{wA} \\ i_{wB} \\ i_{wC} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中, C_f 为交流滤波电容值; u_{nA} 、 u_{nB} 和 u_{nC} 分别为滤波电容电压; $p = d/dt$ 为微分算子。

PMSM在三相静止坐标系下的电压方程为

$$\begin{bmatrix} u_{sA} \\ u_{sB} \\ u_{sC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \psi_{sA} \\ \psi_{sB} \\ \psi_{sC} \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中, u_{sA} 、 u_{sB} 和 u_{sC} 为电机绕组相电压; R_s 为绕组电阻; ψ_{sA} 、 ψ_{sB} 和 ψ_{sC} 为定子磁链。

对式(3)和式(4)进行Clarke和Park变换,将其转换到dq坐标系中,得到其交流侧数学模型为

$$\begin{cases} C_f \frac{du_{sd}}{dt} + \omega_e C_f u_{sq} = i_{wd} - i_{sd} \\ C_f \frac{du_{sq}}{dt} - \omega_e C_f u_{sd} = i_{wq} - i_{sq} \end{cases} \quad (5)$$

$$\begin{cases} L_d \frac{di_{sd}}{dt} + \omega_e L_q i_{sq} + R_s i_{sd} = u_{sd} \\ L_d \frac{di_{sq}}{dt} - \omega_e L_d i_{sd} + R_s i_{sq} = u_{sq} + \omega_e \psi_f \end{cases} \quad (6)$$

式中, u_{sd} 和 u_{sq} 分别为电容电压dq轴分量; i_{sd} 和 i_{sq} 分别为电机电流dq轴分量; i_{wd} 和 i_{wq} 分别为逆变器输出电流dq轴分量; ω_e 为同步角速度; ψ_f 为电机永磁磁链; L_d 和 L_q 分别为电机dq轴电感。

2 无差拍预测电流控制策略

类似于 VSI 中的电压矢量 SVPWM 调制, CSI 中利用基本电流矢量完成 SVPWM 调制, 称为 CSI-SVPWM, 用于实现输出电流的调节。相比于电压源逆变器系统拓扑, CSI-PMSM 交流侧增加了滤波电容, 将 CSI 输出的电流 PWM 波的高频成分滤除, 使得输入到电机绕组的电流为正弦波。根据式(5)和式(6)可以建立电流源逆变器输出电流与电机电流之间的函数关系:

$$\begin{cases} i_{wd} = C_f L_d \frac{d^2 i_{sd}}{dt^2} + C_f R_s \frac{di_{sd}}{dt} + i_{sd} - \omega_e C_f L_q \frac{di_{sq}}{dt} - \omega_e C_f u_{sq} \\ i_{wq} = C_f L_q \frac{d^2 i_{sq}}{dt^2} + C_f R_s \frac{di_{sq}}{dt} + i_{sq} + \omega_e C_f L_d \frac{di_{sd}}{dt} + \omega_e C_f u_{sd} \end{cases} \quad (7)$$

从式(7)可以看出, 由于滤波电容的存在, 从逆变器输出电流到电机电流之间增加了 CL 二阶环节和电流微分耦合环节, 使得系统具有更高的阶次和更强的耦合。传统的间接电流控制策略需要对电容电压进行采样, 增加了反馈量, 控制算法较为复杂。为了解决该问题, 本文引入无差拍预测电流控制, 设计了带延迟补偿的 CSI-PMSM DPCC 策略, 其控制框图如图 3 所示。

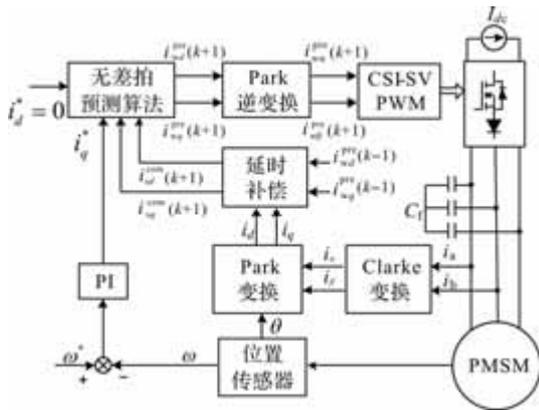


图 3 CSI-PMSM 无差拍预测电流控制系统框图

在如图 3 所示的 CSI-PMSM 转速和电流双闭环系统中, 转速环为 PI 调节器, 电流环为无差拍预测控制策略。在 dq 坐标系下, 根据转速 PI 调节器得到的电机 q 轴指令电流和 d 轴零电流指令, 预测得到 CSI 的 dq 轴电流指令, 再经 Park 逆变换到 $\alpha\beta$ 轴, 采用 CSI-SVPWM 调制算法产生驱动信号控制功率管, 使 CSI 输出期望的基波电流。

具体算法如下。由式(6)和式(7)可得:

$$\begin{cases} i_{wd}(k) = \frac{C_f L_s}{T_s^2} [i_{sd}(k+2) - 2i_{sd}(k+1) + i_{sd}(k)] \\ \quad + \frac{C_f R_s}{T_s} [i_{sd}(k+1) - i_{sd}(k)] \\ \quad + [1 - \omega_e^2(k) C_f L_s] i_{sd}(k) - \omega_e(k) C_f R_s i_{sq}(k) \\ \quad - \omega_e^2(k) C_f \psi_f \\ i_{wq}(k) = \frac{C_f L_s}{T_s^2} [i_{sq}(k+2) - 2i_{sq}(k+1) + i_{sq}(k)] \\ \quad + \frac{C_f R_s}{T_s} [i_{sq}(k+1) - i_{sq}(k)] \\ \quad + [1 - \omega_e^2(k) C_f L_s] i_{sq}(k) + \omega_e(k) C_f R_s i_{sd}(k) \\ \quad + \frac{C_f \psi_f}{T_s} [\omega_e(k+1) - \omega_e(k)] \end{cases} \quad (8)$$

无差拍预测电流控制的目标是使得电机电流在下一周期能够达到设定值, 也就是电流源逆变器的输出电流与给定电流之间的误差为 0。式(8)中 $k+2$ 时刻的电流可近似表示为 $i_{wdq}(k+2) \approx 2i_{wdq}(k+1) - i_{wdq}(k)$, 因此式(8)可写为

$$\begin{cases} i_{wd}(k+1) = k_1 i_{sd}(k+1) + k_2 i_{sd}(k) \\ \quad - k_3 i_{sq}(k) - \omega_e^2(k+1) C_f \psi_f \\ i_{wq}(k+1) = k_1 i_{sq}(k+1) + k_2 i_{sq}(k) + k_3 i_{sd}(k) \\ \quad + \frac{C_f \psi_f}{T_s} [\omega_e(k+1) - \omega_e(k)] \end{cases} \quad (9)$$

式中, $k_1 = \frac{C_f R_s}{T_s^2}$; $k_2 = -\frac{C_f R_s}{T_s} - \omega_e^2(k+1) C_f L_s$; $k_3 = \omega_e^2(k) C_f R_s$ 。

由于采样周期很短, 可认为前后时刻的电角速度保持不变, 即 $\omega_e(k+1) \approx \omega_e(k)$ 。假设 CSI 指令电流 $i_{wd}^{\text{pre}}(k)$ 和 $i_{wq}^{\text{pre}}(k)$ 经过 CSI-SVPWM 调制后, 能够使得电机电流可以在 $k+1$ 时刻跟踪上给定, 即:

$$\begin{cases} i_{sd}(k+1) = i_{sd}^{\text{ref}}(k) \\ i_{sq}(k+1) = i_{sq}^{\text{ref}}(k) \end{cases} \quad (10)$$

把式(10)代入到式(9), 得到:

$$\begin{cases} i_{wd}^{\text{pre}}(k) = k_1 i_{sd}^{\text{ref}}(k) + k_2 i_{sd}(k) - k_3 i_{sq}(k) - \omega_e^2(k) C_f \psi_f \\ i_{wq}^{\text{pre}}(k) = k_1 i_{sq}^{\text{ref}}(k) + k_2 i_{sq}(k) + k_3 i_{sd}(k) \end{cases} \quad (11)$$

由于在控制系统中存在采样延迟和控制延迟, 因此需要对所设计的无差拍预测控制算法添加延迟补偿。在第 k 个周期的起始对电机电流采样, 采样值分别为 $i_{sd}(k)$ 和 $i_{sq}(k)$, 根据式(11)计算得到逆变

器指令电流，并更新 PWM 信号，在下一周期即 $k + 1$ 周期结束时，电机电流将能够跟踪给定电流。然而在 $k + 1$ 周期内，电机电流实际上已经是 $i_{sd}(k + 1)$ 和 $i_{sq}(k + 1)$ ，这将电流控制出现误差，因此需要实

施延迟补偿。一拍延迟补偿的思想是根据当前采用的电机电流估算出下一周期的电机电流，并参与到无差拍预测算法中。延迟补偿公式为

$$\begin{cases} i_{sd}^{com}(k + 1) = \frac{i_{wd}^{pre}(k - 1) - k_2 i_{sd}(k) + k_3 i_{sq}(k) + \omega_e^2(k) C_t \psi_f}{k_1} \\ i_{sq}^{com}(k + 1) = \frac{i_{wq}^{pre}(k - 1) - k_2 i_{sq}(k) - k_3 i_{sd}(k)}{k_1} \end{cases} \quad (12)$$

将 $i_{sd}^{com}(k + 1)$ 、 $i_{sq}^{com}(k + 1)$ 代替 $i_d(k)$ 和 $i_q(k)$ ，得：

$$\begin{cases} i_{wd}^{pre}(k) = k_1 i_{sd}^{ref}(k) + k_2 i_{sd}^{com}(k) - k_3 i_{sq}^{com}(k) - \omega_e^2(k) C_t \psi_f \\ i_{wq}^{pre}(k) = k_1 i_{sq}^{ref}(k) + k_2 i_{sq}^{com}(k) + k_3 i_{sd}^{com}(k) \end{cases} \quad (13)$$

态性能良好，运行平稳。

3 实验验证

搭建 CSI-PMSM 驱动系统实验平台，如图 4 所示，电机参数列于表 1 中，开关频率设定为 10 kHz。

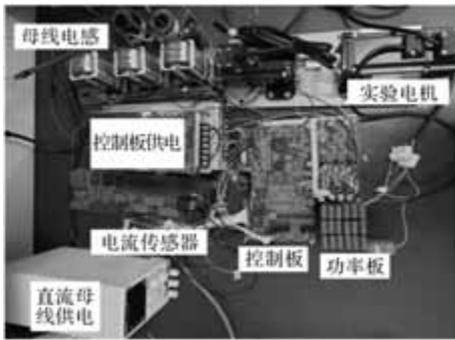
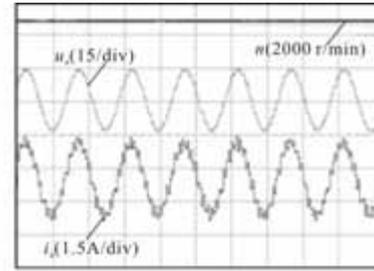


图 4 CSI-PMSM 驱动系统实验平台

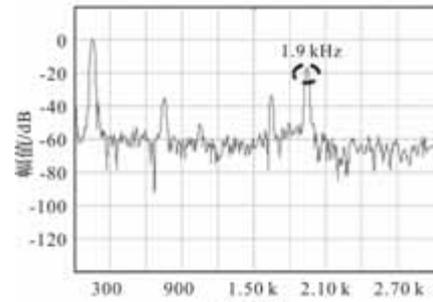
表 1 实验电机参数

电机参数	参数值	电机参数	参数值
直轴电感 L_d/H	0.00018	转子磁链 ψ_f/Wb	0.55
交轴电感 L_q/H	0.00018	转动惯量 $J/(kg \cdot m^2)$	0.0002
额定电压 U_{dc}/V	48	电阻 R_s/Ω	0.25
滤波电容 $C_t/\mu F$	40.8	极对数 n_p	4

对 CSI-PMSM 系统进行实验测试，结果如图 5 和 6 所示。采用传统矢量控制时，实验波形如图 5，电机能够平稳运行，电压和电流均为含有高频谐波的正弦波，根据图 5(b)对电流进行傅里叶频谱分析可知，系统在 1.9 kHz 附近存在谐振。采用无差拍电流控制的实验结果如图 6 所示。电机电压和电流均为正弦波，如图 6(a)、图 6(b)；从图中所示的相电流频谱来看，谐振幅值显著降低。图 6(c)分别为加减速过程中的转速和电流波形，表明 PMSM 动

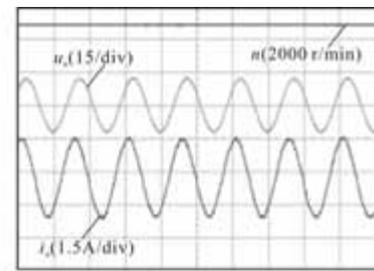


(a) 转速、相电压和相电流

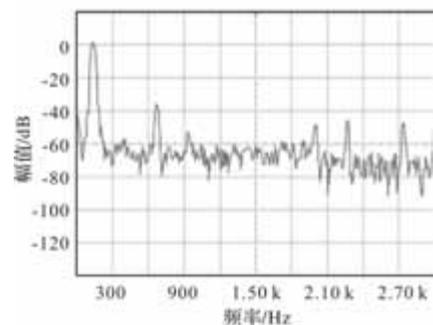


(b) 相电流频谱

图 5 矢量控制下的 CSI-PMSM 实验结果



(a) 转速、相电压和相电流



(b) 相电流频谱

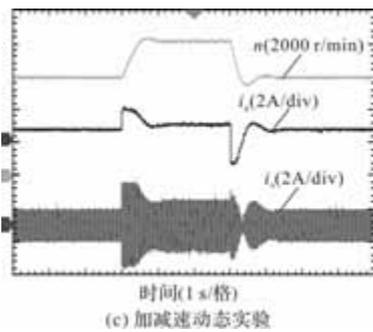


图6 无差拍预测电流控制下的 CSI-PMSM 实验结果

4 结 论

电流源逆变器供电的永磁同步电机系统存在谐振、阶次高、耦合强等问题, 本文采用无差拍预测电流控制策略, 并加入了延时控制算法, 有效抑制了谐振, 并实现了 dq 电流解耦。该策略无需电容电压反馈, 简化了控制算法。通过与传统矢量控制策略的实验对比, 验证了无差拍预测电流控制策略对抑制 CSI-PMSM 系统谐振的有效性, 实现了系统的稳定运行。

参考文献

- [1] 魏尧, 柯栋梁, 黄东晓, 等. 基于时间序列的永磁同步电机连续控制集无模型预测电流控制[J]. 电工技术学报, 2023, 38(22): 6027-6038.
- [2] Lai C, Feng G, Mukherjee K, et al. Investigations of the Influence of PMSM Parameter Variations in Optimal Stator Current Design for Torque Ripple Minimization[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2017, 32(3): 1052-1062.
- [3] Zhou W, Diab M, Yuan X, et al. Mitigation of Motor Overvoltage in Sic-Based Drives Using Soft-Switching Voltage Slew-Rate (dv/dt) Profiling[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(8): 9612-9628.
- [4] Pulsinelli F, Di Benedetto M, Lidozzi A, et al. Power Losses Distribution in Sic Inverter Based Electric Motor Drives[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(6): 7843-7853.
- [5] Cheng R, He Y, Lei C, et al. Research on Realizing Space Vector Equivalent Modulation Output by Dual Carrier Modulation of Current Source Inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(7): 8494-8505.
- [6] Hang Dai, Thomas M Jahns. Comparative Investigation of PWM Current-Source Inverters for Future Machine Drives Using High Frequency Wide-Bandgap Power Switches[C]. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, San Antonio, 2018: 2601-2608.
- [7] 李玉玲, 王克柔, 林辉品, 等. 三相 Boost 并网逆变器的离散时间预测控制[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(15): 22-26.
- [8] 熊宇, 高潮, 李玉玲, 等. 电流源光伏逆变器与电压源光伏逆变器的比较研究[J]. 电器与能效管理技术, 2015, 1: 46-50, 60.
- [9] Welchko B A, Jahns T M, Soong W L, et al. IPM Synchronous Machine Drive Response to Symmetrical and Asymmetrical Short Circuit Faults[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2003, 18(2): 291-298.
- [10] Feng Y, Shao S, Du J, et al. Short-Circuit and Over-Current Fault Detection for Sic MOSFET Modules Based on Tunnel Magnetoresistance with Predictive Capabilities[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(4): 3719-3723.
- [11] Guo X, Sui S, Wang B, et al. A Current-Based Approach for Short-Circuit Fault Diagnosis in Closed-Loop Current Source Inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(9): 7941-7950.
- [12] Peyghami S, Blaabjerg F and Blaabjerg P. Incorporating Power Electronic Converters Reliability into Modern Power System Reliability Analysis[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(2): 1668-1681.
- [13] Chen F, Ding H, Lee S, et al. Current Source Inverter Based Large Constant Power Speed Ratio SPM Machine Drive for Traction Applications[C]. 2020 IEEE Transportation Electrification Conference & Expo (ITEC), Chicago, IL, USA, 2020: 216-221.
- [14] 王晓琳, 王强, 鲍旭聪. 高速低载频比下电流型逆变器有源阻尼策略研究[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(02): 54-62, 71.
- [15] Y W Li. Control and Resonance Damping of Voltage-Source and Current-Source Converters with LC Filters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(5): 1511-1521.
- [16] K Jalili, S Bernet. Design of LCL Filters of Active-Front-End Two-Level Voltage-Source Converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(5): 1674-1689.
- [17] C Du, J Zhou, Y Ma. Predictive Current Control of A current-source Inverter with Active Damping Method[C]. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Montreal, QC, Canada, 2015: 1100-1104.
- [18] Y Geng, X Song, X Zhang, et al. Stability Analysis and Key Parameters Design for Grid-Connected Current-Source Inverter with Capacitor-Voltage Feedback Active Damping[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36

- (6): 7097-7111.
- [19] F Liu, B Wu, N R. et al. An Active Damping Method Using Inductor-Current Feedback Control for High-Power PWM Current-Source Rectifier[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(9): 2580-2587.
- [20] M A Azghandi, S M Barakati, A Yazdani. Impedance-Based Stability Analysis and Design of a Fractional-Order Active Damper for Grid-Connected Current-Source Inverters[J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2021, 12(1): 599-611.
- [21] R A Torres, H Dai, W Lee, et al. A Simple and Robust Controller Design for High-Frequency WBG-Based Current-Source-Inverter-Fed AC Motor Drive[C]. IEEE Transportation Electrification Conference & Expo, Chicago, IL, USA, 2020: 111-117.
- [22] J Zhang, Y Huang, F Peng, et al. Pole Placement-Based Current Control Method for CSI-Fed PMSM Drive with Eliminating Capacitor Voltage Sampling[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(8): 9409-9420.
- [23] S Zhou, Y Zhang, Z Liu, et al. Implementation of Cross-Coupling Terms in Proportional-Resonant Current Control Schemes for Improving Current Tracking Performance[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(11): 13248-13260.
- [24] 张志坚, 荆龙, 赵宇明, 等. 高速低开关频率下永磁同步电机的解耦控制[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(19): 6345-6354.
- [25] 刘宇博, 王旭东, 周凯. 基于滑模观测器的永磁同步电机电流偏差解耦控制[J]. 电工技术学报, 2020, 35(08): 1642-1652.
- [26] 赵宇, 王俊杰, 姚为正, 等. 新型改进内模解耦控制的 STATCOM 电流环控制方案设计[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(18): 5409-5419, 5540.
- [27] 李昱, 郭宏, 平朝春, 等. 基于电流源变流器的永磁同步电机驱动系统全状态变量预测转矩控制[J]. 电工技术学报, 2021, 36(1): 15-26.

(上接第 34 页)

- [4] 范卫峰, 高爱云, 付主木, 等. 运用粒子群算法优化 HEV 再生制动模糊控制策略[J]. 重庆理工大学学报(自然科学), 2023, 37(06): 66-74.
- [5] 李鑫钢. 基于线控制动的电动汽车再生制动及其容错控制策略研究[D]. 重庆: 重庆理工大学, 2024.
- [6] Pei X, Pan H, Chen Z, et al. Coordinated Control Strategy of Electro-hydraulic Braking for Energy Regeneration [J]. Control Engineering Practice, 2020, 96104324-104324.
- [7] V K M. Regenerative Braking System Using Pulse Width Modulation Technique on Brushed DC Motor [J]. IOP Conference Series: Materials Science and Engineering, 2019, 577012058-012058.
- [8] 杨德胤. 纯电半挂车再生制动控制策略研究[D]. 西安: 长安大学, 2023.
- [9] Feng N, Yong J, Zhan Z. A Direct Multiple Shooting Method to Improve Vehicle Handling and Stability for Four Hub-wheel-drive Electric Vehicle During Regenerative Braking[J]. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part D: Automobile Engineering, 2020, 234(4): 1047-1056.
- [10] Mei P, Karimi H R, Yang S, et al. An Adaptive Fuzzy Sliding-mode Control for Regenerative Braking System of Electric Vehicles[J]. International Journal of Adaptive Control and Signal Processing, 2022, 36(2): 391-410.
- [11] 马建, 李学博, 赵轩, 等. 电动汽车复合制动控制研究现状综述[J]. 中国公路学报, 2022, 35(11): 271-294.
- [12] 崔刚, 熊斌, 黄康杰, 等. 电动汽车用永磁电机的失磁空间分布特性及影响因素[J]. 电工技术学报, 2023, 38(22): 5959-5974.
- [13] 卢仲辰, 杜常清, 魏树生. 永磁同步电机能量回收柔性切换控制研究[J]. 机床与液压, 2025, 53(01): 58-64.
- [14] 殷生晶, 王晓琳, 张艳. 基于扰动观测器补偿的高速永磁同步发电机稳压控制策略[J]. 电工技术学报, 2023, 38(14): 3800-3811.
- [15] 黄潇, 冯莉, 罗洪林. 基于 GAN-LSTM 的 PMSM 逆变器开路故障诊断研究[J]. 电力电子技术, 2024, 58(12): 49-53.
- [16] 初亮, 姚亮, 许炎武. 新能源汽车制动能量回收技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2023.
- [17] 许力, 曹青松, 易星. 电动汽车双向 DC-DC 变换器分数阶 PI λ 控制[J]. 微电机, 2021, 54(12): 77-81.
- [18] 王静怡. 纯电动汽车再生制动控制策略研究[D]. 成都: 西华大学, 2021.
- [19] 邢恩辉, 任桂周, 王培振. 电动汽车制动能量回馈技术[M]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学出版社, 2023.
- [20] 余志生. 汽车理论[M]. 6 版. 北京: 机械工业出版社, 2018.
- [21] Ghasemi M, Zare M, Trojovský P, et al. Optimization Based on the Smart Behavior of Plants with its Engineering Applications: Lvy Algorithm [J]. Knowledge-Based Systems, 2024, 295111850-.

一种高精度、低温漂 LVDT/RVDT 信号数字解调电路设计

胡 志

(连云港杰瑞电子有限公司, 江苏 连云港 222006)

摘要: 针对目前 LVDT/RVDT 传感器信号解调电路转换精度低、温漂大的缺点, 论文提出了一种基于二阶伺服控制理论的数字解调电路方案。方案基于 JARI-10230 专用集成电路构建, 通过信号调理电路完成传感器输出信号的预处理, 经误差检测电路、差放大电路、相敏解调电路以及积分器组成的误差处理环节对输入输出信号进行求差, 误差信号驱动压控振荡器和可逆计数器使输入和输出趋近于零, 从而完成了一种高精度、低温漂的 LVDT/RVDT 信号数字解调电路设计。试验结果表明, 在 $-55\text{ }^{\circ}\text{C}$ 到 $125\text{ }^{\circ}\text{C}$ 工作温度范围内, 设计电路转换精度达到 0.25% of FS, 线性度达到 0.122% , 温漂系数达到 $1.8\text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$, 显著优于传统 LVDT/RVDT 信号解调电路。

关键词: LVDT/RVDT 信号; 二阶闭环控制; 高精度; 低温漂

中图分类号: TM46; TP334.7 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-6848(2026)02-0041-05

A Design of High-precision, Low Temperature Drift LVDT/RVDT Signal Digital Demodulation Circuit

HU Zhi

(Lianyungang Jerry Electronics Co., LTD., Lianyungang Jiangsu 222006, China)

Abstract: This paper proposed a digital demodulation circuit design scheme based on second-order servo control theory to address the current shortcomings of low conversion accuracy and large temperature drift in LVDT/RVDT sensor signal demodulation circuits. This scheme adopted a closed-loop control architecture, which preprocessed the sensor output signal through a signal conditioning circuit. The error detection circuit compared the input signal with the feedback signal in real time, and amplifies the weak error signal to an appropriate level through an error amplification circuit. The phase sensitive demodulation circuit realized phase sensitive detection of signals, the integrator completed the integration operation of the signal, the voltage controlled oscillator generated pulse signals of corresponding frequencies based on the integration result, and the reversible counter counted the addition and subtraction of pulses. The entire control circuit was constructed based on JARI-10230 dedicated integrated circuit, and a high-precision, low-temperature drift LVDT/RVDT signal digital demodulation circuit design had been completed. The experimental results show that within the working temperature range of $-55\text{ }^{\circ}\text{C}$ to $125\text{ }^{\circ}\text{C}$, the conversion accuracy of this designed circuit reaches 0.25% of FS, the linearity reaches 0.122% , and the temperature drift coefficient reaches $1.8\text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$, which is significantly better than the traditional LVDT/RVDT signal demodulation circuit.

Key words: LVDT/RVDT signal; two closed loops control; high-precision; low-temperature drift

0 引言

LVDT(Linear Variable Differential Transformer)是一种差动变压器式位移传感器, 用来测量位移量。RVDT(Rotary Variable Differential Transformer)是一种旋转可变差动变压器, 用来测量角度量。LVDT/RVDT 作为位移与角度的精密测量传感器, 凭借其无摩擦测量特性、无限机械寿命、超高分辨率以及强环境适应性等显著优势, 在航空航天领域尤其是飞行控制系统中得到广泛应用^[1-2]。在实际工程应用中, 由于其输出为模拟信号形式, 无法直接与数字

化的飞行控制系统兼容, 因此需要对 LVDT/RVDT 信号进行数字解调处理, 以便后续用于建立飞机的飞行姿态模型。

在 LVDT/RVDT 信号处理领域, AD 公司的 AD598 和 AD698 型解调器是当前广泛应用的传统解决方案。这类解调器件通过内置的电压基准模块、振荡器电路及运算放大器构建激励源, 为 LVDT/RVDT 的初级线圈提供稳定的驱动信号, 同时接收并处理来自次级线圈的差动电压信号。其信号处理流程包括信号比较、多级滤波及增益放大, 最终输出与被测物理量成比例的直流电压信号^[3], 该模拟

收稿日期: 2025-07-22

作者简介: 胡志(1987), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为信号处理电路。

量需经外部 D/A 转换模块完成数字化。然而，这种基于开环控制架构的传统方案存在固有缺陷，主要表现为转换精度受限、温度漂移明显等问题，难以满足高精度测量系统的应用需求。针对上述问题，本文提出一种基于二阶伺服控制理论的 LVDT/RVDT 数字解调电路设计方案。该方案通过引入闭环反馈机制，构建高精度、低温漂的解调系统，有效克服了传统开环方案的性能局限，提升了电路在宽温域环境下的转换精度和线性度，同时降低了电路温漂系数。

1 LVDT/RVDT 传感器工作原理

LVDT 式位移传感器由一个初级线圈和两个次级线圈组成，初次级线圈之间的耦合是能随铁心在两个线圈之间的相对移动而改变的，即能把被测位移转换为传感器的互感变化^[4]，实现位移测量。RVDT 传感器主要是由定子和转子两部分组成，在定子铁心内装有激磁绕组和输出绕组，利用互感作用将转轴转过的角度转化为磁路的变化^[5]，实现角度测量。LVDT/RVDT 结构示意图如图 1 所示。

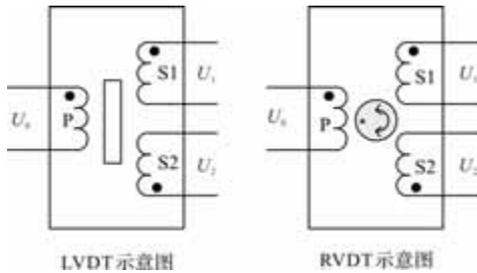


图 1 LVDT/RVDT 结构示意图

在理想情况下，忽略线圈寄生电容及衔铁损耗，LVDT/RVDT 传感器的等效电路^[6]如图 2 所示。其中， e_1 为一次线圈激励电压； L_1 ， R_1 分别为一次线圈的电感和电阻； M_1 ， M_2 分别为一次线圈与二次线圈间的互感； L_{21} ， L_{22} 分别为两个二次线圈的电感； R_{21} ， R_{22} 分别为两个二次线圈的电阻。

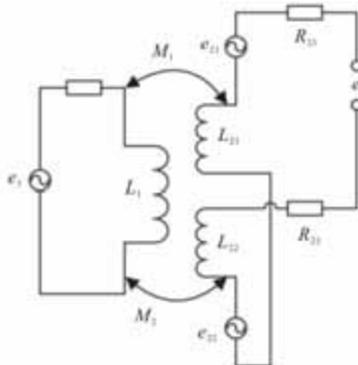


图 2 传感器等效电路

LVDT/RVDT 输入和输出关系^[7-8]如图 3 所示。其中， U_1 ， U_2 分别为两个二次线圈的输出电压，两者的差值与 LVDT 的位移量或 RVDT 的旋转角度量成线性比例关系。

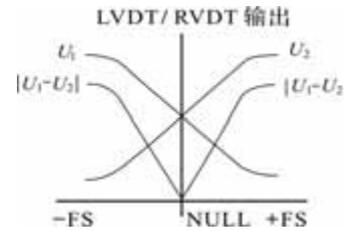


图 3 LVDT/RVDT 输入和输出关系图

2 电路设计

2.1 系统组成

LVDT/RVDT 传感器数字解调电路系统主要由激磁电路、信号调理电路及数数转换电路三大部分组成，系统组成框图如图 4 所示。

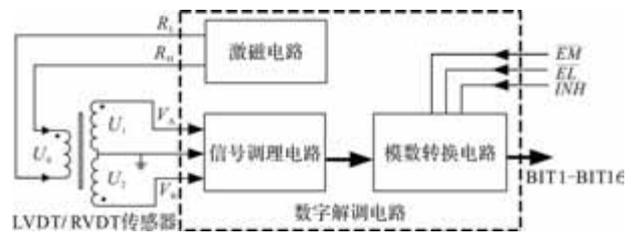


图 4 系统组成框图

2.2 激磁电路设计

激磁电路由环形振荡器、电压调整电路以及功率放大电路组成，激磁电路如图 5 所示。

环形振荡器^[9-10]由放大器、反馈网络和频率选择网络组成，通过环形反馈电路自激振荡，使得输入信号在放大器中不断放大并反馈回去，从而产生稳定的正弦波信号。环形振荡器电路的环路增益为

$$T(\omega) = \frac{-R_2}{R_2 \times (1 + j\omega \times R_2 \times C_2) \times j\omega \times R_3 \times C_4 \times j\omega \times R_5 \times C_6} \quad (1)$$

振荡频率为

$$f = \frac{\sqrt{R_2}}{2\pi \times \sqrt{R_1 \times R_3 \times R_5 \times C_4 \times C_6}} \quad (2)$$

电压调整电路通过运放的反向放大原理，对正弦波信号幅值进行调整并通过电容滤除信号中的直流分量。功率放大电路由大电流运放和电阻组成，对正弦波信号进行功率放大。

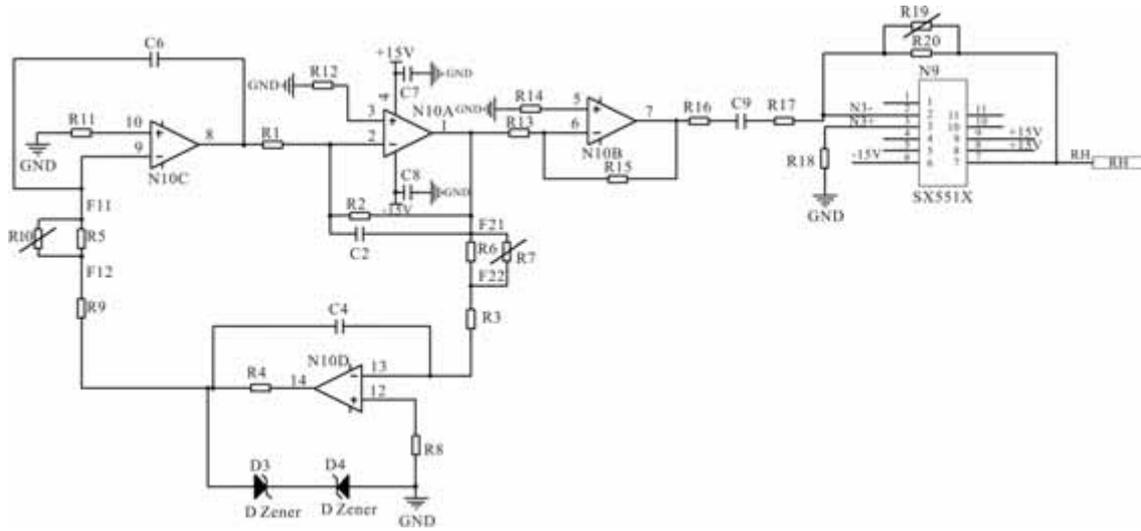


图 5 激磁电路图

2.3 信号调理电路设计

LVDT/RVDT 信号通过运放进行加减运算后，输出标准正弦信号^[11]，信号调理电路如图 6 所示。

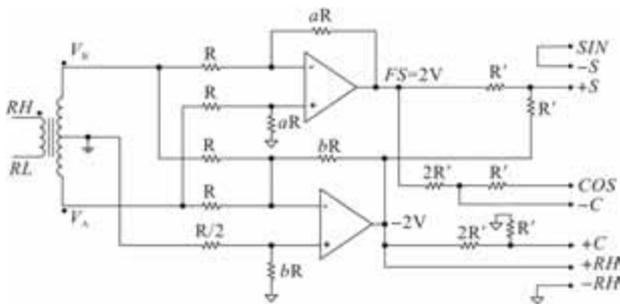


图 6 信号调理电路

信号调理输入与输出关系式^[12]：

$$\begin{cases} b = \frac{1}{V_{Anull}} = \frac{1}{V_{Bnull}} \\ a = \frac{2}{(V_A - V_B)_{max}} \\ V_1 = 1V + \frac{a}{2}(V_A - V_B) \\ V_2 = 1V - \frac{a}{2}(V_A - V_B) \end{cases} \quad (3)$$

式中， V_A 、 V_B 为 LVDT/RVDT 传感器产生的感应电压值； V_{Anull} 、 V_{Bnull} 为 V_A 与 V_B 相等时的电压值； V_1 、 V_2 为经信号调理电路调整后的标准正弦信号。

2.4 模数转换电路设计

本文设计的模数转换电路构建了一个完整的闭环自动调整系统^[13-14]，利用误差检测电路实时比较输入信号与反馈信号，经误差放大电路将微弱误差信号放大至合适电平。相敏解调电路实现信号的相

位敏感检测，积分器完成信号的积分运算，压控振荡器根据积分结果产生相应频率的脉冲信号，可逆计数器对脉冲进行加减计数。系统组成框图如图 7 所示。

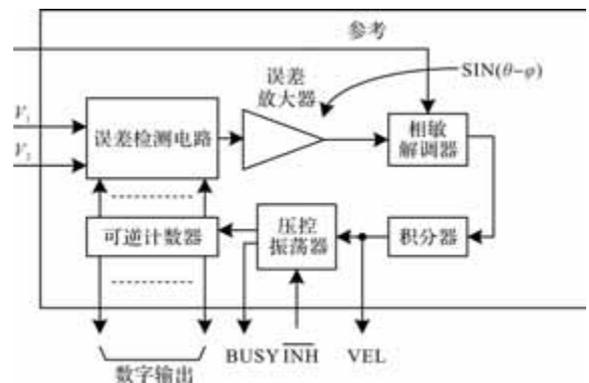


图 7 系统组成框图

误差检测电路用于转换器的误差检测。将输入模拟角 θ 和数字角 φ 求差得到误差信号 $A(\theta - \varphi) \sin \omega t$ ，误差信号经误差放大器、相敏解调器、积分器产生一个表征角度误差幅度的直流电压 VEL 用来驱动压控振荡器 (VCO) 和可逆计数器，使 $\sin(\theta - \varphi)$ 趋近于零^[15]。当这一过程完成时，可逆计数器此时的状态字 (数字角 φ) 在转换器的额定精度范围内就等于模拟角 θ 。

模数转换电路系统对应的数学模型如图 8 所示。

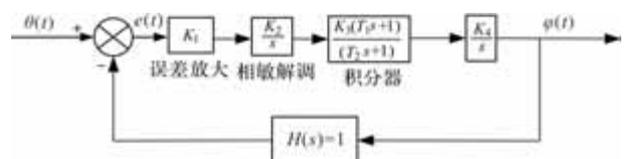


图 8 系统数学模型

图中, $\theta(t)$ 为经过信号调理后的角度量, $\varphi(t)$ 为系统输出数字角。

系统开环传递函数^[16]可表示为

$$T(s) = K_0 \times K_1 \times K_2 \times K_3 \times K_4 \times \frac{1 + T_1s}{s^2(1 + T_2s)} \quad (4)$$

$$T(s) = K \frac{1 + As}{s^2(1 + Bs)} \quad (5)$$

闭环传递函数为

$$H(s) = \frac{T_s}{1 + T_s} \quad (6)$$

为了保证系统的精度, 模数转换电路核心芯片选用连云港杰瑞电子公司的 16 位跟踪型模数转换芯片 JARI-10230^[17]。该芯片分辨率、带宽、最高跟踪速率等参数通过外部电路设置, 模数转换电路如图 9 所示。

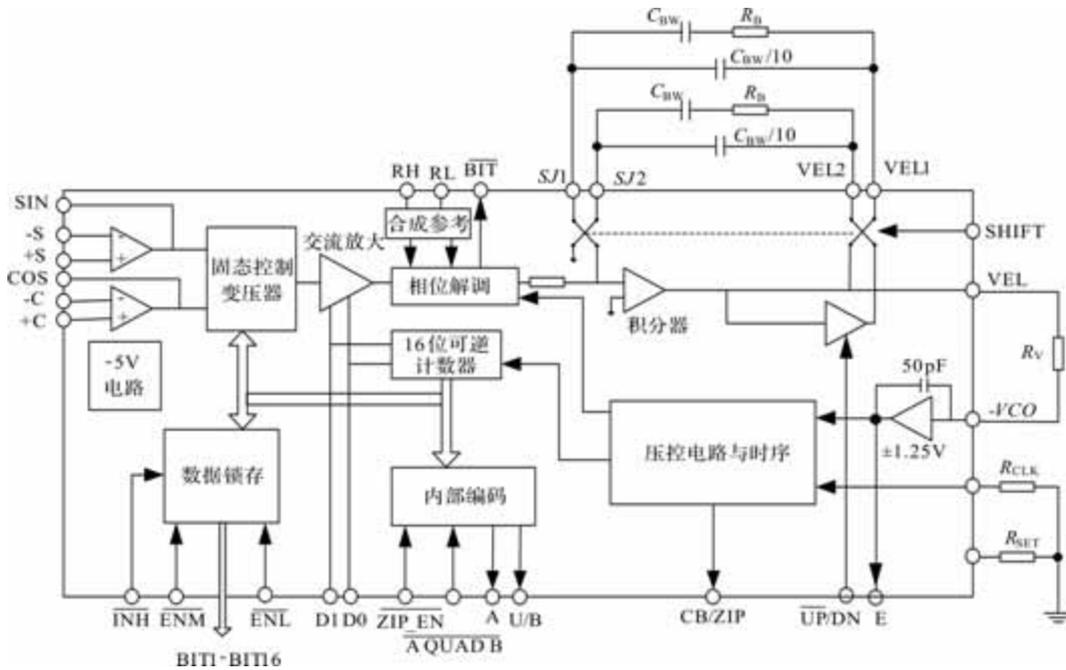


图 9 模数转换电路

固态控制变压器、交流放大器和相敏解调器组成比例环节 K_1 , 电容 C_{BW} 与 $C_{BW}/10$ 、电阻 R_B 与积分运算放大器组成校正和积分环节 $\frac{K_2(T_1s + 1)}{T_2s + 1}$, 电阻 R_v 与芯片内部电容 C_{VCO} 构成第一个积分器, 压控振荡器和计数器构成第二个积分环节。根据劳斯稳定判据和超前校正选取条件 $5 \leq \frac{T_1}{T_2} \leq 20$, 可推出电容比值范围为 $4 \leq \frac{C_1}{C_2} \leq 19$, 选取 10。根据系统需求跟踪速率 50 r/s 和带宽 228 Hz, 可确定芯片外围参数 R_v 、 C_{BW} 、 R_B 等参数, 计算公式如下。

$$R_v = \frac{vel}{r \times 2^N \times 50 \times 1.25} \quad (7)$$

$$C_{BW} = \frac{3.2 \times F_s \times 10^8}{R_v \times (f_{BW})^2} \quad (8)$$

$$R_B = \frac{0.9}{C_{BW} \times f_{BW}} \quad (9)$$

式中, vel 为全速度比率电压量程; r 为跟踪速率,

N 为分辨率。经计算, $R_v = 68 \text{ k}\Omega$, $C_{BW} = 6800 \text{ pF}$, $R_B = 580 \text{ k}\Omega$ 。

3 试验结果

LVDT/RVDT 信号通过北大西洋公司的 76CS3 型模拟板卡产生, 信号解调后的数字量通过数字采集卡读取。试验电路如图 10 所示。

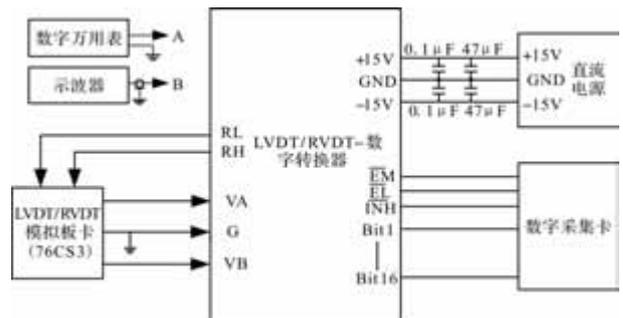


图 10 试验电路

常温下, LVDT/RVDT 信号解调电路误差测试结果如表 1 所示, 全温度范围测试结果如表 2 所示。

表 1 LVDT/RVDT 信号解调电路误差测试结果(常温)

传感器位置	理论值(二进制数)	测试值(二进制数)	误差(LSB)
$V_A:V_B=0.0000:1.0000$	0000 0000 0000 0000	0000 0000 0000 0001	1
$V_A:V_B=0.1250:0.8750$	0000 1000 0000 0000	0000 0111 1111 1111	-1
$V_A:V_B=0.2500:0.7500$	0001 0000 0000 0000	0000 1111 1111 1111	-1
$V_A:V_B=0.3125:0.6875$	0001 0100 0000 0000	0001 0100 0000 0001	1
$V_A:V_B=0.3750:0.6250$	0001 1000 0000 0000	0001 1000 0000 0010	2
$V_A:V_B=0.4375:0.5625$	0001 1100 0000 0000	0001 1100 0000 0001	1
$V_A:V_B=0.5000:0.5000$	0010 0000 0000 0000	0001 1111 1111 1110	-2
$V_A:V_B=0.5625:0.4375$	0010 0011 1111 1111	0010 0011 1111 1111	0
$V_A:V_B=0.6250:0.3750$	0010 0111 1111 1111	0010 1000 0000 0000	1
$V_A:V_B=0.6875:0.3125$	0010 1011 1111 1111	0010 1011 1111 1111	0
$V_A:V_B=0.7500:0.2500$	0010 1111 1111 1111	0011 0000 0000 0000	1
$V_A:V_B=0.8750:0.1250$	0011 0111 1111 1111	0011 1000 0000 0001	2
$V_A:V_B=1.0000:0.0000$	0011 1111 1111 1111	0011 1111 1111 1110	1

表 2 LVDT/RVDT 信号解调电路误差测试结果(全温度范围)

传感器位置	理论值(二进制数)	测试值(-55℃/二进制数)	测试值(125℃/二进制数)
$V_A:V_B=0.0000:1.0000$	0000 0000 0000 0000	0000 0000 0000 0000	0000 0000 0000 0101
$V_A:V_B=0.1250:0.8750$	0000 1000 0000 0000	0000 0111 1111 1110	0000 1000 0000 0001
$V_A:V_B=0.2500:0.7500$	0001 0000 0000 0000	0000 1111 1111 1101	0001 0000 0000 0001
$V_A:V_B=0.3125:0.6875$	0001 0100 0000 0000	0001 0100 0000 0000	0001 0100 0000 0100
$V_A:V_B=0.3750:0.6250$	0001 1000 0000 0000	0001 1000 0000 0001	0001 1000 0000 0100
$V_A:V_B=0.4375:0.5625$	0001 1100 0000 0000	0001 1100 0000 0000	0001 1100 0000 0011
$V_A:V_B=0.5000:0.5000$	0010 0000 0000 0000	0001 1111 1111 1101	0001 1111 1111 1111
$V_A:V_B=0.5625:0.4375$	0010 0011 1111 1111	0010 0011 1111 1101	0010 0100 0000 0001
$V_A:V_B=0.6250:0.3750$	0010 0111 1111 1111	0010 0111 1111 1110	0010 1000 0000 0010
$V_A:V_B=0.6875:0.3125$	0010 1011 1111 1111	0010 1011 1111 1110	0010 1100 0000 0001
$V_A:V_B=0.7500:0.2500$	0010 1111 1111 1111	0010 1111 1111 1110	0011 0000 0000 0010
$V_A:V_B=0.8750:0.1250$	0011 0111 1111 1111	0011 1000 0000 0000	0011 1000 0000 0100
$V_A:V_B=1.0000:0.0000$	0011 1111 1111 1111	0011 1111 1111 1101	0100 0000 0000 0001

由表 1 可知，常温下，LVDT/RVDT 信号解调电路误差小于等于 $\pm 2\text{LSB}$ ，换算成转换精度小于等于 0.25% of FS。采用最小二乘法^[18]对系统线性度进行评估。通过对全量程输入输出数据的拟合分析，测得系统线性度为 0.122%，较市场主流产品 AD698 的 0.5%线性度指标(参考 AD698 产品手册)提升了约 75.6%。

由表 2 可知，在高温环境下，解调电路最大偏差为 3LSB，对应温漂系数为 1.8 ppm/℃；低温环境下最大偏差 2LSB，温漂系数为 1.5 ppm/℃。对比 AD698 的 20 ppm/℃温漂指标(参考 AD698 产品手册)，本设计的温漂性能提升一个数量级。

此外，利用 MATLAB 软件^[19]的绘图功能，对系

统输入输出特性进行可视化分析。通过绘制全量程范围内的输入输出曲线，如图 11 所示，直观验证了信号调理电路的线性转换特性。

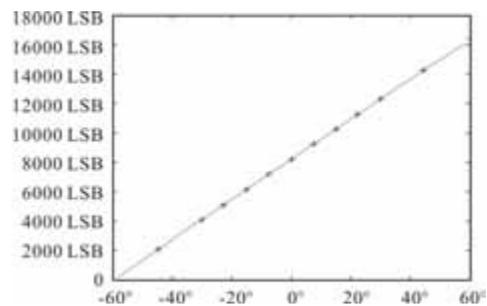


图 11 输入和输出的线性关系图

(下转第 64 页)

基于 Adaptive-RCNN 的变压器直流内环人机交互滑模控制

周湛青¹, 邴芃瑶¹, 冯曙明², 杨永成², 陈书敏²

(1. 国网江苏省电力有限公司镇江供电分公司, 江苏 镇江 212000;

2. 江苏省电力信息技术有限公司, 江苏 南京 210000)

摘要: 由于变压器在高频切换时产生的抖振现象, 使得其直流内环控制难以根据变压器的运行状态反映扰动信息, 导致变压器输出电压的波动系数均值较大, 控制的稳定性较差。对此, 提出基于 Adaptive-RCNN 的变压器直流内环人机交互滑模控制。采用 Adaptive-RCNN 网络模型, 通过卷积操作捕捉变压器的状态特征, 对变压器进行扰动识别, 获取变压器的扰动数据。结合 PID 控制器, 设计 PID-人机交互控制结构, 通过在交互页面对滑模面和控制律进行定义, 使控制器可以根据实时状态信息和扰动识别结果, 动态调整控制参数, 实现变压器直流内环滑模控制。测试结果表明, 采用提出的方法对变压器进行控制时, 变压器输出电压的波动系数均值为 0.03, 具备较为理想的控制稳定性。

关键词: 变压器; 直流内环; 人机交互; 滑模控制; Adaptive-RCNN

中图分类号: TM721.1 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-6848(2026)02-0046-05

Adaptive-RCNN-based Sliding Mode Control for Transformer DC Inner Loop Human-machine Interaction

ZHOU Zhanqing¹, LI Pengyao¹, FENG Shuming², YANG Yongcheng², CHEN Shumin²

(1. State Grid Jiangsu Electric Power Co., LTD., Zhenjiang Power Supply Branch, Zhenjiang Jiangsu 212000, China;

2. Jiangsu Power Information Technology Co., LTD., Nanjing 210000, China)

Abstract: Due to the chattering phenomenon generated by transformers during high-frequency switching, the DC inner loop control is difficult to reflect disturbance information based on the operating status of the transformer, resulting in a large average fluctuation coefficient of the transformer output voltage and poor control stability. A transformer DC inner loop human-machine interactive sliding mode control based on Adaptive RCNN was proposed for this purpose. Adopting the Adaptive RCNN network model, the state characteristics of the transformer were captured through convolution operations, and disturbance recognition was performed on the transformer to obtain disturbance data. Combining PID controller, design PID human-machine interaction control structure, define sliding surface and control law on the interaction page, so that the controller can dynamically adjust control parameters based on real-time state information and disturbance identification results, and achieve transformer DC inner loop sliding mode control. The test results show that when using the proposed method to control the transformer, the average fluctuation coefficient of the transformer output voltage is 0.03, which has a relatively ideal control stability.

Key words: transformer; DC inner loop; human-computer interaction; sliding mode control; Adaptive-RCNN

0 引言

变压器作为电力系统中关键的能量转换和传输设备, 其运行效果的稳定程度对于整个电网的安全运作有着决定性影像。目前, 随着电力系统运行环境朝着更加复杂的方式演变, 其控制需求也需要增进^[1]。常规的变压器控制在面对这些新挑战时存在

局限性, 因此, 研发新型且高效的控制策略变得极为迫切。基于 Adaptive-RCNN (Adaptive Region-based Convolutional Neural Network) 的变压器直流内环人机交互滑模控制, 正是一种旨在提高变压器控制性能和稳定性的创新方法。

近年来, 国内外学者在变压器控制方法的研究方面取得了显著进展。例如, 文献[2]建立了整流

收稿日期: 2025-04-11

作者简介: 周湛青(1988), 男, 硕士, 高级工程师, 研究方向为物资招标管理等。

邴芃瑶(2000), 女, 学士, 助理工程师, 研究方向为物资仓储管理等。

冯曙明(1982), 男, 硕士, 研究员级高级工程师, 研究方向为系统架构等。

杨永成(1984), 男, 学士, 工程师, 研究方向为物资仓储管理等。

通讯作者: 陈书敏(1991), 女, 学士, 需求分析工程师, 研究方向为物资仓储管理等。

级的数学模型，然后基于该模型设计了滑模面。为了估算系统中的扰动，该研究还融入了自抗扰控制理论中的扩展状态观测器技术。但是该方法在实际应用中面临控制稳定性较差的局限性，尤其是在系统参数变化或外部扰动较大时，滑模控制器易产生高频抖振，影响系统的稳态性能。文献[3]根据系统需求设计了控制器的参数，然后采用闭环控制算法对输出电压进行实时监测和调整。但由于高频变压器本身存在的寄生参数和开关损耗，以及控制算法对系统参数变化的敏感性，导致该方法在实际应用中控制稳定性较差，特别是在负载突变或输入电压波动时，系统易产生振荡。文献[4]建立了液压变压器的数学模型，然后基于该模型设计了积分终端滑模面，并引入了积分项来消除稳态误差。然而，该方法在实际应用中同样存在控制稳定性较差的问题。由于液压系统中存在的非线性因素和不确定性，以及积分终端滑模控制器对系统状态变化的敏感性，导致系统在受到外部扰动时易产生较大的波动。文献[5]根据 MMC 的工作原理建立了系统的数学模型，然后基于该模型设计了无源滑模控制器，并引入了无源滤波技术来抑制高频噪声。但由于 MMC 本身存在的开关损耗和电容电压不平衡问题，以及无源滑模控制器对系统参数变化的适应性较差，导致该方法在实际应用中控制稳定性受到一定影响。特别是在负载变化或输入电压波动较大的情况下，系统易产生较大的稳态误差和动态响应延迟。

本文提出的基于 Adaptive-RCNN 的变压器直流内环人机交互滑模控制方法，将深度学习与滑模控制相结合，实现了对变压器运行状态的智能预测和控制策略的自适应调整。

1 变压器直流内环人机交互滑模控制

1.1 基于电流电压监测结果的变压器扰动识别

本文通过结合 Adaptive-RCNN 网络，实现变压器的扰动识别。

收集变压器的一次绕组和二次绕组的电压值 U_1 和 U_2' 以及电流值 I_1 和 I_2 ，将其整合为输入数据 I ，然后通过 Adaptive-RCNN 网络模型的滑动卷积核 K 在变压器运行数据上进行局部感知，从而得到运行特征图^[6-8]。具体表达式为

$$S(i, j) = (I * K)(i, j) = I(i + m, j + n) \cdot K(m, n) \quad (1)$$

其中， $S(i, j)$ 为从输入数据中提取出的位置 (i, j) 的特征值。这些特征值包含有关变压器状态(如正常、

过热、短路等)或扰动(如电压波动、电流突变等)的信息^[9-11]。卷积核 K 用于捕捉输入数据中与变压器状态或扰动相关的特征。 $(i + m, j + n)$ 代表输入数据 I 上相对于当前位置 (i, j) 的偏移量， m 和 n 分别代表水平和垂直方向上的偏移量。针对计算得到的 $S(i, j)$ 变压器运行特征图，结合 RPN 生成候选区域，这些区域包含变压器故障或扰动的特征。RPN 通过滑动窗口在特征图上滑动，并生成一系列锚框，然后对这些锚框进行前景/背景分类和边界框回归，以筛选出可能的候选区域^[12]。具体分类损失 L_{cls}^{RPN} 函数表达式为

$$L_{cls}^{RPN} = - \frac{y_i \lg(p_i) + (1 - y_i) \lg(1 - p_i)}{N_{cls}} \quad (2)$$

其中， y_i 为锚框 i 的真实标签， p_i 为 RPN 对锚框 i 的预测概率， N_{cls} 为参与分类的锚框数量^[13]。如果锚框 i 与变压器真实故障或扰动区域重叠度较高，则 $y_i = 1$ ；否则 $y_i = 0$ 。通过上述操作，对 Adaptive-RCNN 网络模型进行训练，待模型训练完成后，重新加载模型，模型即可输出对应的变压器扰动识别标签，获取变压器状态与扰动数据。

1.2 变压器扰动识别标签下直流内环人机交互滑模控制

基于变压器状态与扰动识别数据，通过定义滑模面与控制律，对滑模控制策略进行设计，从而实现变压器直流内环控制。

为了设计滑模控制器，首先定义一个滑模面。该滑模面主要是变压器系统状态与其期望值的误差及其导数的线性组合。对于直流内环控制，其滑模面 $s(t)$ 表达式为

$$s(t) = e(t) + \lambda \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (3)$$

其中， $e(t) = V_{ref}(t) - V_{out}(t)$ 为变压器输出电压的误差， λ 为设计参数，用于调整滑模面的动态特性。 $V_{out}(t)$ 和 $V_{ref}(t)$ 分别为变压器实际输出电压以及期望电压。然后对控制律 $u(t)$ 进行设计，以确保变压器系统的状态能够顺应滑模面的轨迹移动，并最终达到预定的稳定状态。

对于 PID 控制器，本文选择将其输出作为控制律的一部分，并结合滑模控制的思想进行修正^[14]。具体的控制律表达式为

$$u(t) = u_{PID}(t) - k_{sm} \cdot \text{sign}(s(t)) \quad (4)$$

其中， $u_{PID}(t)$ 为 PID 控制器的输出， k_{sm} 为滑模控制增益， $\text{sign}(\cdot)$ 为符号函数，用于实现直流滑模控制的切换动作。 $u_{PID}(t)$ 的具体表达式如式(5)所示。

$$u_{PID}(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (5)$$

其中, K_p, K_i, K_d 分别为 PID 控制器的比例/积分/微分增益。由于前文已经利用 Adaptive-RCNN 对扰动进行了估计, 因此可以在控制律中加入扰动补偿项, 以进一步提高控制的准确性。修正后的控制律表达式为

$$u(t) = u_{PID}(t) - k_{sm} \cdot \text{sign}(s(t)) + d(t) \quad (6)$$

其中, $d(t)$ 为利用 Adaptive-RCNN 对扰动进行估计得到的值。通过补偿扰动的影响, 控制器可以更好地维持系统输出在期望值附近稳定。在人机交互方面, 本文通过图形用户界面 (GUI) 实时显示变压器的状态信息、扰动估计结果以及控制器的输出^[15]。具体人机交互页面结构如图 1 所示。



图 1 人机交互界面结构

图 1 中, 本文设计的人机交互界面结构包含状态信息显示以及交互手段。其中, 界面实时显示变压器的电压、电流、功率等关键参数, 以及温度、振动等状态指标, 并以图表或数值形式展示系统扰动估计结果。在控制器输出方面, 界面实时显示 PID 控制器和滑模控制器的输出值, 便于用户了解当前策略的效果。在交互手段方面, 为用户提供调整 PID 控制器增益、滑模控制增益等参数的滑动条, 以及确认、重置等功能的按钮。用户可以根据实际情况调整 PID 控制器的增益、滑模控制增益等参数, 以实现更加灵活和精确地控制。

2 实验

实验选取的中型电力变压器型号为 SGB10-M-1000/10, 适用于中小型变电站及工业配电系统。该变压器的铁心结构为三相五铁心柱式, 同时采用同心式绕组布置, 高压绕组、中压绕组和低压绕组依次同心排列在铁心柱上。采用自然油循环风冷方式, 通过散热片和风扇提高散热效率, 确保变压器在额

定负载下长期稳定运行。变压器内部结构如图 2 所示。



图 2 SGB10-M-1000/10 变压器结构

针对上述选取的中型电力变压器, 采用仿真软件对其进行仿真建模, 从而模拟出不同状态下的运行数据。具体模型参数如表 1 所示。

表 1 SGB10-M-1000/10 变压器参数

参数	模拟数值
额定功率/kVA	1000
绝缘电阻/MΩ	15
工作频率/Hz	50
高压侧额定电压/kV	10
低压侧额定电压/kV	0.4
高压侧额定电流/A	57.74
低压侧额定电流/A	1443.4
电压比	25
空载损耗/kW	1.15
负载损耗(额定负载下)/kW	7.3
短路阻抗(高压-低压侧)/%	4.2
铁心损耗系数	0.012
绕组电阻(高压侧)/Ω	0.025
绕组电阻(低压侧)/Ω	0.0045
绕组电感(自感, 高压侧)/H	0.12
绕组电感(自感, 低压侧)/H	0.02

利用 Simulink 中的 Transformer 模块, 根据表 1 中的参数设置变压器的关键参数。考虑到变压器的非线性特性, 采用查找表 (Look-Up Table) 来近似模拟这些效应。建立电力系统的其余部分, 包括电源、负载、线路等, 以形成完整的仿真系统。为提高实验的模拟效果, 本文对模型的运行状态进行设定, 以此模拟出不同运行状态下的真实运行数据, 具体包括正常负载状态、过载状态、短路故障状态。在正常负载状态中, 设定负载为额定负载的 50%、

75%、100%，监测变压器的电流和电压参数变化情况。在过载状态中，设定负载为额定负载的 125%，模拟短时间过载情况，注意监测变压器电压、绕组电流等参数。在模拟短路故障场景下，通过在变压器的低压端或高压端人为设置短路条件，监测并记录变压器短路电流的变化以及保护装置的响应情况。每个状态仿真时间设定为 1 秒，以确保系统有足够时间达到稳态。设定采样间隔为 0.001 秒(1 毫秒)，以捕获快速变化的动态过程。

在采用本文提出的方法对模型进行直流内环滑模控制时，需要对 Adaptive-RCNN 网络的参数进行配置，具体如下表 2 所示。

表 2 Adaptive-RCNN 网络参数配置

参数名称	模拟数值/描述
输入层神经元数量	3
隐藏层 1 神经元数量	10
隐藏层 2 神经元数量	8
输出层神经元数量	1
激活函数(隐藏层)	ReLU
激活函数(输出层)	Linear
学习率	0.001
批量大小	32
迭代次数	1000
优化算法	Adam
损失函数	MSE
自适应调整因子	0.05
滑动窗口大小	5
滑模控制增益	[2.0, 1.5, 1.0]

本文方法在实现变压器滑模控制过程中的变压器状态监测结果如图 3 所示。

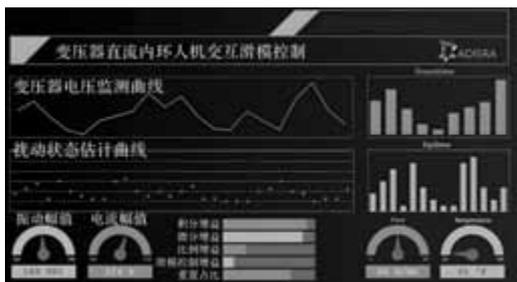


图 3 变压器状态监测结果

通过上述人机交互界面可以看出，用户可以直接对控制参数进行调整，并实时监测变压器的相关运行参数，从而提高控制效果的稳定性。

基于变压器直流内环电压及电流变化情况，Adaptive-RCNN 网络所得到的变压器扰动状态识别结果如图 4 所示。

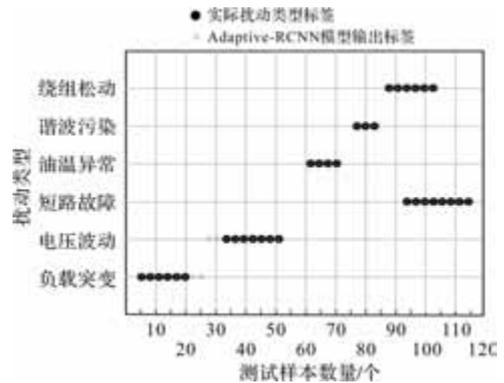


图 4 变压器扰动状态识别结果

从图 4 可以看出，实际扰动类型标签与 Adaptive-RCNN 模型输出标签对多种扰动状态下的识别结果均能对应，这表明 Adaptive-RCNN 模型能够准确地识别出大部分扰动类型，尤其在一些扰动类型上，模型输出标签与实际标签几乎完全重合，说明模型对这些扰动的识别准确率较高。这是因为本文采用的 Adaptive-RCNN 模型在捕捉到扰动相关特征变化后，能够快速地进行处理和判断，及时输出识别结果，具备较快的响应速度。但在电压波动于负载突变扰动存在一定的识别不匹配。这是因为尽管模型在训练集上表现较好，但在面对一些实际运行中出现的、与训练数据略有差异的情况时，其泛化能力可能不足，导致识别不准确。

在上述扰动识别的基础上，滑模控制下变压器直流内环电压及电流波形如图 5 所示。

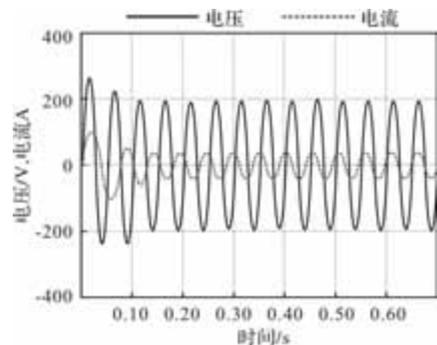


图 5 滑模控制下变压器直流内环电压及电流波形

通过上图可以看出，在负载突变后，采用本文提出的滑模控制方法，变压器直流内环的电压能够迅速响应并调整至新的稳定状态。滑模控制下的电压波形较为平滑，波动范围较小，且能在更短的时间内恢复到额定电压值附近。这表明滑模控制方法具有出色的动态响应能力和稳定性。

为保证实验效果,实验选取了两种常规的控制方法作为实验对照组,分别为文献[3]基于一体化高频变压器的电力电子变压器拓扑及其控制策略方法(常规方法A)以及文献[5]非理想条件下基于 MMC 的电力电子变压器的无源滑模控制策略方法(常规方法B)。

实验以不同控制方法下变压器电压波动系数作为对比指标,对方法的控制稳定性进行衡量。当电压波动系数越接近于 0 时,则表明控制系统具有较好的稳定性。具体实验结果如图 6 所示。

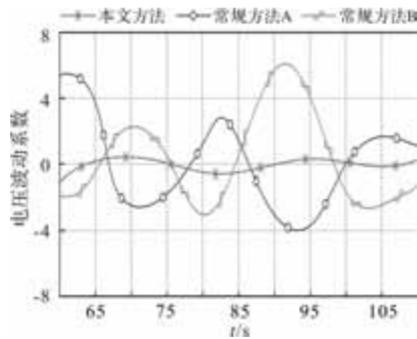


图 6 不同控制方法下的电压波动系数对比结果

通过上述实验结果可以看出,与两个对照组相比,本文方法不仅具有更快的响应速度,还能在更长的时间内保持极低的电压波动率,从而确保了电力系统的稳定运行,电压波动系数均值为 0.03。这主要是由于本文采用的 Adaptive-RCNN 模型能够有效适应电力系统的动态变化,实现精准的控制。

3 结 语

本文所研究的基于 Adaptive-RCNN 的变压器直流内环人机交互滑模控制技术,通过引入 Adaptive-RCNN 深度学习模型,结合电流电压的变化信息与扰动识别结果,动态调整 PID 控制器的参数,实现了变压器直流内环的人机交互滑模控制,确保了变压器直流内环在面临各种扰动时仍能保持稳定且高效的运行状态。虽然 Adaptive-RCNN 网络模型在捕捉变压器状态特征和扰动识别方面表现出色,但是在实际运行中的变压器状态与训练数据存在显著差异,使得模型的泛化能力不佳。在之后的研究中,可以通过收集更多样化的训练数据,包括不同工况、不同故障类型下的变压器状态数据,增强 Adaptive-RCNN 网络模型的泛化能力。

参考文献

[1] 刘水,张胜强,唐伟华,等. 柔性有载调压变压器电

压无功协调控制策略[J]. 电力工程技术, 2024, 43 (06): 203-213.

[2] 高志强,刘佳风,周雪松,等. 固态变压器整流级的滑模自抗扰设计与仿真[J]. 计算机应用与软件, 2024, 41 (11): 93-100.

[3] 薛腾跃,李凯,原亚雷,等. 基于一体化高频变压器的电力电子变压器拓扑及其控制策略[J]. 高电压技术, 2024, 50 (10): 4499-4511.

[4] Shen W, Wang J. An Integral Terminal Sliding Mode Control Scheme for Speed Control System Using a Double-variable Hydraulic Transformer [J]. ISA transactions, 2022, 124: 386-394.

[5] 程启明,李剑辉,赖宇生,等. 非理想条件下基于 MMC 的电力电子变压器的无源滑模控制策略[J]. 高电压技术, 2023, 49 (04): 1556-1566.

[6] 田旭,张逸伦,张桂红,等. 器件混合型直流变压器控制建模及扰动[J]. 电网与清洁能源, 2024, 40 (10): 13-23.

[7] 林雨润,缪希仁. 计及变压器功率损耗的多台区柔性互联协调控制研究[J]. 电器与能效管理技术, 2024, (09): 15-23.

[8] 刘洋,裴洲奇. 船舶电力电子变压器整流级新型直接功率自动控制[J]. 舰船科学技术, 2024, 46 (10): 161-165.

[9] 时伟光,成小胜,郝成龙,等. 特高压直流换流变压器分接头自动再同步控制策略[J]. 高压电器, 2024, 60 (05): 108-116.

[10] 李志祥,裴云庆,王来利,等. 一种提升直流固态变压器全工况动态性能的新型线性化控制策略[J]. 电工技术学报, 2024, 39 (20): 6475-6487.

[11] 杨浩,周建萍,黄烈钢,等. 非理想条件下基于 SAADR-PI 的 MMC 型电力电子变压器 CCS-MPC 控制策略[J]. 南方电网技术, 2024, 18 (09): 11-22.

[12] 翁幸,王继慷,王一,等. 基于多端口直流变压器的氢燃料电池-储能协调控制策略[J]. 南方电网技术, 2024, 18 (06): 98-111.

[13] 颜湘武,邓婉君,彭维锋,等. 基于双旋转移相变压器的新型无功补偿器及其双环控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43 (22): 8821-8833.

[14] 颜湘武,郭燕,彭维锋,等. 基于旋转移相变压器的电压源型无功补偿器及其控制策略[J]. 电工技术学报, 2023, 38 (16): 4448-4464.

[15] 张勇,季兰兰,袁艺嘉,等. 柔性直流变压器有载分接开关控制策略[J]. 电力科学与技术学报, 2023, 38 (04): 35-45.

基于改进 SVM 算法和滤波器的电能表电流采样电阻故障检测方法

张永旺, 李 健, 赵炳辉, 张 科, 李嘉杰

(广东电网有限责任公司计量中心, 广东 清远 511543)

摘要: 为有效处理具有非线性、高维度特性数据, 保证电能表电流采样电阻故障检测的可靠性, 提出基于改进 SVM 算法和滤波器的电能表电流采样电阻故障检测方法。将关键的电流数据输入支持向量机故障预测模型中, 利用该模型对非线性数据的强大处理能力, 检测电能表电流采样电阻故障; 并引入变异算子迭代搜寻最优支持向量机故障预测函数的核函数, 输出电能表电流采样电阻故障类型。实验结果表明, 该方法能够有效保留电流采样数据关键信息, 抑制噪声, 更迅速搜寻到全局范围内核函数最优解, 区分不同类型电阻故障。

关键词: 改进 SVM 算法; 滤波器; 电能表; 故障检测; 变异算子

中图分类号: TM933 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2026)02-0051-05

Current Sampling Resistance Fault Detection Method of Watt-hour Meter Based on Improved SVM Algorithm and Filter

ZHANG Yongwang, LI Jian, ZHAO Binghui, ZHANG Ke, LI Jiajie

(Metrology Center of Guangdong Power Grid Co., LTD., Qingyuan Guangdong 511543, China)

Abstract: To effectively process data with nonlinear and high-dimensional characteristics and ensure the reliability of current sampling resistor fault detection in electric energy meters, a fault detection method for electric energy meter current sampling resistors based on improved SVM algorithm and filters was proposed. Input key current data into the support vector machine fault prediction model, and utilize the model's powerful processing capability for nonlinear data to detect faults in the current sampling resistance of the energy meter; And introduce mutation operator to iteratively search for the kernel function of the optimal support vector machine fault prediction function, and output the current sampling resistance fault type of the energy meter. The experimental results show that this method can effectively preserve the key information of current sampling data, suppress noise, quickly search for the optimal solution of the global kernel function, and distinguish different types of resistance faults.

Key words: improved SVM algorithm; filter; electricity meter; fault detection; mutation operator

0 引言

在电力系统中, 电能表电流采样作为电能计量基础, 能够有效监测电力系统运行状态, 从而为电费结算提供较为精准的数据基础^[1]。但由于设备老化等问题, 造成电能表电流采样电阻故障, 导致电流采样值不准确, 甚至出现失真的情况, 影响对电力系统运行状态的判断, 影响电费结算的结果, 造成经济损失^[2]。实现电能表电流采样电阻故障检测, 有助于确保电能表电流采样的准确性, 实现及时排

除故障电阻, 保障电力系统运行的稳定。

Yuan R 等人^[3]为实现电能表故障检测, 提出一种基于云架构与智能数据管理平台。首先通过电能表定期或实时地采集电力使用数据, 上传至云端服务器进行数据存储。预处理原始数据, 消除噪声, 确保数据的准确性和完整性。利用智能数据管理系统中的高级算法进行深度分析, 识别出电能表存在的异常情况。但该方法依赖于物联网设备和云端服务器的网络连接稳定性, 网络连接状态对于数据采集和上传的效率具有重要影响, 可能存在数据丢失

收稿日期: 2025-03-27

基金项目: 重庆市科学技术委员会基金项目(cstc2015jcsfA90002); 重庆市自然科学基金项目(CSTC2016064)

作者简介: 张永旺(1984), 男, 硕士, 高级工程师, 研究方向为电能计量技术、电力系统分析与控制。

李 健(1986), 男, 硕士, 高级工程师, 研究方向为电能计量技术、电能数据分析。

赵炳辉(1992), 男, 本科, 研究方向为电力计量、自动化控制。

张 科(1982), 女, 硕士, 高级工程师, 研究方向为电能计量技术、电力系统线损研究。

李嘉杰(1991), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为电能计量技术、自动化检定。

或延迟的情况，影响最终故障检测的实时性和准确性。肖宇等人^[4]收集智能电能表在实际运行中的故障数据并进行预处理，通过皮尔逊系数法分析各参数与电阻故障之间的相关性。对数据中的类别不平衡问题进行识别，选择极限梯度提升树、K近邻和朴素贝叶斯作为基模型，分别用于预测电能表故障，通过投票法将多个基模型的预测结果进行融合，依据粒子群优化对不同模型分配不同的权重，以提高整体分类性能，最终能够得到电能表故障的最终分类结果。该方法中运用了融合模型，虽然可以提高整体性能，但不同模型之间的相互作用和权重优化过程较为复杂，极大增加了预测过程的难度，导致实现电能表故障检测的实时性和效果较差。陈祉如等人^[5]广泛收集各个区域的包括电流、电压等电能表数据，采用加权局部离群因子进行分析，计算每个数据点的局部离群程度并赋予权重，有效识别显著偏离正常分布范围的异常值。针对电能表特性，选取关键特征，基于不同核函数对输入特征的适应性，通过交叉验证评估各核函数在数据集上的表现，选取能够最佳拟合数据特性的最优核函数，利用高斯过程回归方法，构建智能电能表故障的预测模型，最终通过该模型，实现电能表故障检测。高斯过程回归方法虽然具有较高的预测精度，但其计算复杂度较高，在面对数据量较大的电能表故障预测模型过程中，实现故障检测的实时性较差。陈叶等人^[6]全面收集电流、电压等电能表多维度运行数据，深入分析获得的数据，识别与故障类型相关联的特征模式，根据历史故障信息定义不同类别的电能表故障，细致分类数据集中的故障实例，识别数据集中存在的类不平衡问题，结合欠采样和过采样平衡各类样本数量。选择多种基础分类算法作为候选模型，进行参数调优，集成多个基础分类模型预测结果，最终实现更稳定的电能表故障检测。虽然该方法中的混合采样策略有助于缓解类不平衡问题，但过采样易引入噪声，欠采样易丢失有用信息，导致最终实现的电能表故障检测精度较差。

在电力系统中，电流采样数据往往受到各种噪声和干扰的影响，且其中存在较微小的电阻故障，难以检测。通过滤波器能够有效滤除三相负载不平衡数据中的干扰信号，有效提升后续故障检测的稳定性^[7]。支持向量机在面对大量的三相负载不平衡数据时，具有良好的非线性数据处理优势，能够对细微电阻故障进行较为准确的识别^[8]，提升故障检

测的准确性。

1 电能表电流采样电阻故障检测方法

1.1 三相负载不平衡数据采集

电能表在实际的电力系统中，主要用于对电力系统的电能进行测量。通过对住宅、工业等领域的电能流动和消耗情况进行收集并将其转换成数字信号，输出到管理系统，以实现远程电能监控和诊断过程。在电能表工作运行过程中，由于系统中存在电磁场的影响、元件长期消耗等情况，常会造成电能表电流采样电阻故障，导致最终的电能表采集的电力系统电流值准确性较差，易发生电力系统中的用电设备运行状态为过载或欠载，存在一定的安全隐患^[9]。电能表内部结构如图1所示。

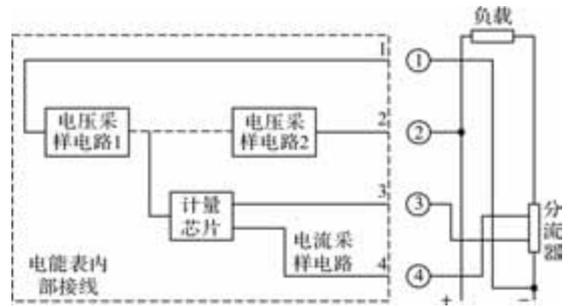


图1 电能表内部结构

依据图1所示的电能表结构中，在电能表正常运行过程中，通过电能表内部电阻分压得到电压采样值为

$$V = V_c R_{pc} / R_{sc} \tag{1}$$

式中， V_c 、 R_{sc} 、 R_{pc} 分别为源电压、电能表内部串联部分的电阻总和、电能表内部并联部分的电阻总和。其中，c为source(源)；sc为series-circuit(串联)；pc为parallel-circuit(并联)。

当电能表结构内部的电容在受到外界影响的情况下，会发生失效的情况，此时将其视为电阻 R' ，则得到的电压采样值为

$$V' = V_c R_{pc} R' / R_{sc} (R_{pc} + R') + R_{pc} R' \tag{2}$$

通过式(2)能够得到三相负载不平衡数据 I 为

$$R_{sc} I + \int_0^t Idt / R' = V' \tag{3}$$

$$I = I_F - I_E \tag{4}$$

式中， I 、 I_F 、 I_E 分别为暂态电流、故障点暂态电流和中性点接地电流。其中，F为Fault(故障)；E为Earthing(接地)。

1.2 基于滤波器的采样误差控制

在实际得到的电能表电流采样中，通常包括由电磁干扰、设备老化等情况引起的噪声数据，通过滤波器能够实现采样误差控制^[10]。通过卡尔曼滤波器对冗余噪声进行去除，具有良好优势，由于其所需计算量小、所需数据量较少，因此具有良好的计算效率、实时性、适应性^[11]，故通过其对电能表电流采样进行误差控制，则 n 时刻电能表运行的电流采样值为 I_n ，模型表示为

$$I_n = B_n z_n + \lambda_n \quad (5)$$

$$z_n = A_n z_{n-1} + \delta_n \quad (6)$$

式中， z_n 、 A_n 、 δ_n 分别为 n 时刻电能表电流采样的变化量、 $n-1$ 时刻至 n 时刻电能表电流采样变化矩阵、遵从零均值高斯分布的噪声矩阵， z_{n-1} 为 $n-1$ 时刻电能表电流采样的变化量， B_n 、 λ_n 为电能表电流采样值矩阵、对应的噪声数据。其中， δ_n 与 λ_n 无关。

依据 $n-1$ 时刻得到的承受范围估计值对承受范围进行一次预测，得到 $\hat{z}_{n|n-1}$ 如式(7)所示。

$$\hat{z}_{n|n-1} = A_n \hat{z}_{n-1|n-1} \quad (7)$$

其中， $\hat{z}_{n-1|n-1}$ 为基于 $n-1$ 时刻自身的信息得到的对 $n-1$ 时刻的估计值。

依据式(6)，能够得到承受范围预测的误差方差矩阵为

$$\mu_{n|n-1} = A_n \mu_{n-1|n-1} A_n^T + \eta_n \quad (8)$$

式中， η_n 为三相负载不平衡数据中的噪声协方差， $\mu_{n-1|n-1}$ 为 $n-1$ 时刻自身的信息得到的对 $n-1$ 时刻承受范围估计的误差方差矩阵， T 为转置矩阵。

对卡尔曼滤波器的增益进行计算，表示为

$$\kappa_n = \mu_{n|n-1} B_n^T [B_n \mu_{n|n-1} B_n^T + \vartheta_n]^{-1} \quad (9)$$

式中， ϑ_n 为实际三相负载不平衡数据中的噪声协方差，用于评估得到的电流采样数据的可靠程度，若 ϑ_n 值过大，则三相负载不平衡数据噪声对电力系统的影响较大^[12]。

依据式(9)中得到的卡尔曼滤波器的增益，动态调整电能表电流采样的变化量一次预测值 $\hat{z}_{n|n-1}$ ，对 n 时刻的承受范围的估计值 $\hat{z}_{n|n}$ 进行计算，表示为

$$\hat{z}_{n|n} = \hat{z}_{n|n-1} + \kappa_n \hat{\zeta}_{n|n-1} \quad (10)$$

式中， $\hat{\zeta}_{n|n-1}$ 为 n 时刻三相负载不平衡数据误差值，表示为

$$\hat{\zeta}_{n|n-1} = \zeta_n - B_n \hat{z}_{n|n-1} \quad (11)$$

式中， ζ_n 为 n 时刻三相负载不平衡数据的真实值。

通过卡尔曼滤波器处理过程，最终得到经过处理后的电能表电流采样值，表示为 I' ，将其作为后续电能表电流采样电阻故障检测函数的输入，能够有效提升模型故障检测的精准度。

1.3 基于改进 SVM 算法的故障检测

在电能表电流采样电阻故障检测中，依据支持向量机能够实现较强的故障分类，支持向量机主要依赖于核函数参数的设置，因此参数的设置对于支持向量机的故障分类效果至关重要^[13]。通过粒子群优化算法对传统支持向量机进行优化，能够有效提升其实现电能表电流采样电阻故障的分类精准度，从而实现效果更好的故障检测。

构建传统支持向量机故障检测函数的回归函数为

$$y = \omega I' + \zeta \quad (12)$$

式中， ω 、 ζ 分别为支持向量机模型的惯性权重系数、偏置。

针对电能表电流采样电阻状态训练集 (I_k', y_k) ， $k = 1, 2, \dots, n$ ，三相负载不平衡数据 $I_k' \in R$ ，对应的电能表状态 $y \in R$ ，即 I_k' 、 y 都为实数。支持向量机故障检测函数为

$$\min H(\omega, e) = \omega \omega / 2 + \alpha \sum_{k=1}^n e_k^2 / 2 \quad (13)$$

式中， ω 、 α 、 e 分别为惯性权重、正则化参数、损失函数，则存在：

$$y_k = \omega I_k' + \zeta + e_k \quad (14)$$

将式(12)~式(14)融合，通过改进，构建拉格朗日方程为

$$\vartheta = H(\omega, e) - \sum_{k=1}^n q_k [\omega I_k' + \zeta + e_k + y_k] \quad (15)$$

式中， q_k 为系数。

针对式(15)所示模型，分别对其中的 ω 、 ζ 、 e 、 q 进行偏微分求解，能够得到最优值，依据最优值结果最终得到回归函数为

$$\begin{bmatrix} \zeta \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & L^T \\ L & W + L/\gamma \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ y \end{bmatrix} \quad (16)$$

式中， W 、 L 分别为核函数、对应维数的单位矩阵， γ 为 W 、 L 之间的关联性系数。

在构建的支持向量机故障监测模型中引入自适应粒子群优化算法优化模型的核函数，避免陷入局部最优解的问题^[14]。

自适应粒子群优化算法中引入的变异算子，能够实现粒子对电能表电流采样电阻故障检测函数最优核函数搜索的范围，从而得到最优核函数，通过

自适应粒子群优化算法的粒子实现最优核函数搜寻的速度、位置更新公式分别表示为

$$v_{pd}^{t+1} = \omega v_{pd}^t + a_1 \theta_1 (U_{pd}^t - x_{pd}^t) + a_2 \theta_2 (U_{gd}^t - x_{gd}^t) + \varepsilon a_3 v_{max} \quad (17)$$

$$x_{pd}^{t+1} = x_{pd}^t + \beta v_{pg}^{t+1} \quad (18)$$

式中, a_1 、 a_2 分别为粒子运动加速度因子, θ_1 、 θ_2 分别为 $[0,1]$ 之间的随机数, t 为粒子群寻优的迭代次数, U_{pd}^t 、 U_{gd}^t 分别为最优电流信号极值、最优全局极值, $\varepsilon a_3 v_{max}$ 为变异算子, 实现了在粒子群搜索最优核函数后期跳出局部最优^[15]。通常情况下 ε 取 0 或 1, 默认为 0。其中, pd 为 particle-dimension(粒子维度); gd 为 global-dimension(全局维度); pg 为 particle-global(粒子-全局)。 β 为系数, a_3 为粒子速度的加速常数, 表示为

$$a_3 = \min\{ |[f_g(t) - f_0/f_0]|, 1 \} \quad (19)$$

式中, $f_g(t)$ 为当前全局搜索范围内的最优粒子的适应度值, 其中, g 为 global(全局), f_0 为理论上最优值。

通过过程实现优化, 动态调整核函数, 采用最优核函数 $w_b(I', I'_s)$ 用于电能表电流采样电阻故障检测中, 提升故障检测精度。

得到支持向量机故障检测结果为

$$y(I') = \sum_{k=1}^n q_k w_b(I', I'_s) + \zeta \quad (20)$$

式中, $w_b(I', I'_s)$ 、 I'_s 分别为经过自适应粒子算法优化得到的故障检测函数最优核函数、第 s 支持向量输入, 其中, b 为 best(最优)。

电能表电流采样电阻故障检测的流程如图 2 所示。

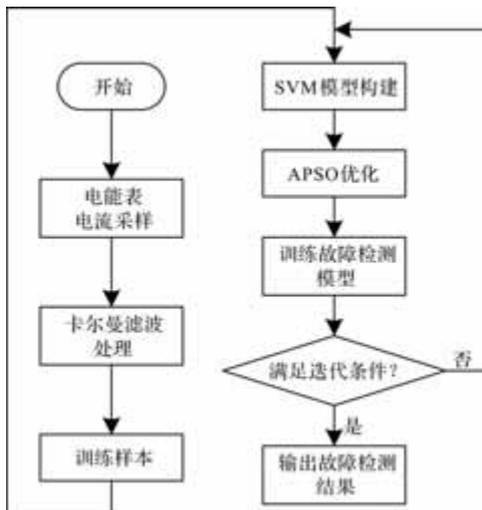


图 2 电能表电流采样电阻故障检测流程

2 实验

为验证本文方法实现电能表电流采样电阻故障检测的有效性, 选取某小区住宅使用的电能表作为研究对象, 对实验电能表进行电流采样电阻故障检测, 实际环境如图 3 所示。

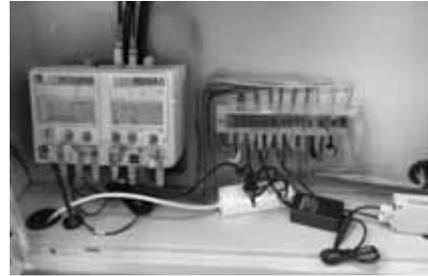


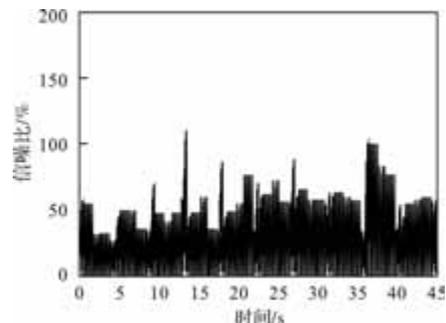
图 3 电能表实物图

依据图 3 所示, 设置实验参数, 如表 1 所示。

表 1 实验参数

参数	参数值
电能表型号	DDSY568-Z 单相电子式
额定电压/V	220
额定电流/A	5(60)
频率范围/Hz	50
准确度等级/级	1
启动电流/A	<0.02
潜动/(r/h)	<1
电流采样电阻阻值/mΩ	50
温度系数/(ppm/°C)	50
稳定性/%	±0.1

通过图 3 所示实验环境图和表 1 相关参数情况, 通过本文方法对实验电能表进行电流采样故障检测, 验证采用滤波器对获取的三相负载不平衡数据进行处理的效果, 通过信噪比对通过滤波器处理前后的数据情况对比。通常情况下, 智能电表的信噪比应该足够高, 以抑制噪声对测量结果的影响, 结果如图 4 所示。



(a) 滤波器处理前电流采样数据情况

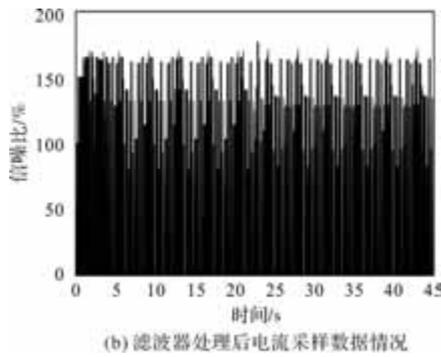


图4 滤波器处理前后数据情况对比

如图4所示,本文方法中通过滤波器处理前后,三相负载不平衡数据存在较大差异。未过滤的数据呈现出较大的波动与噪声干扰,造成了信噪比值相对较小的情况,影响了数据的准确性和可靠性。经滤波器处理后,三相负载不平衡数据展现出更高信噪比水平,其中有用信息得到有效保留,噪声则被显著抑制,数据更加平滑、稳定。

本文方法通过自适应粒子群优化算法对支持向量机进行优化,从而构建了电能表电流采样电阻故障检测函数,为验证该优化算法的有效性,将本文方法与常用的优化算法:灰狼算法和遗传算法对支持向量机故障检测函数优化后的适应度函数值进行对比,得到的效果对比情况如图5所示。

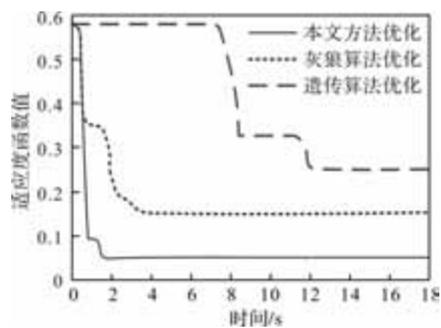


图5 优化算法效果对比

如图5所示,通过不同优化算法改进支持向量机,最终实现的电能表电流采样电阻故障检测效果存在较大差异。相较于灰狼优化算法和遗传算法对支持向量机的优化效果,本文改进方法能够在较短时间内得到较小的适应度函数值,即能够更迅速地收敛至全局或接近全局最优解,有助于模型更准确地从电流采样数据中识别出电阻故障的特征。验证了本文方法能够提高故障识别能力,有效降低检测时间,增强电能表监测系统的实时性和可靠性。

为验证本文方法实现电能表电流采样电阻故障检测的有效性,随机选取12组不同故障类型的三相负载不平衡数据进行检验,将本文方法实现的故障

检验结果与实际故障类型进行对比,以验证本文方法实现故障检测的准确性,得到的结果如表2所示。

表2 电能表电流采样电阻故障检测结果

检测故障结果	实际故障类型	是否一致
电阻短路	电阻短路	是
焊接不牢	焊接不牢	是
电阻老化	电阻老化	是
电阻值设计不当	电阻值设计不当	是
无故障	无故障	是
电磁干扰	电磁干扰	是
电阻老化	电阻老化	是
电阻开路	电阻开路	是
电磁干扰	电磁干扰	是
焊接不牢	焊接不牢	是
电阻值设计不当	电阻值设计不当	是
无故障	无故障	是

如表2所示,通过本文方法进行电能表电流采样电阻故障检测的结果与实际电流采样电阻故障类型高度一致。证明了本文方法不仅能够准确识别出电流采样电阻中的电阻损坏、焊接问题、电阻值变化、外部干扰等各种故障模式,还能有效区分不同类型的故障,从而为电能表的维护和检修提供了可靠的数据支持。本文方法在复杂电气环境中具有良好的稳定性和可靠性,为电能表故障检测领域提供了良好应用价值。

3 结 语

为有效处理电能表电流采样的非线性、高维度特征数据,并确保其检测可靠性,提出基于改进SVM算法和滤波器的电能表电流采样电阻故障检测方法。将电流数据输入支持向量机故障预测模型进行处理,检测电能表电流采样电阻故障;通过卡尔曼滤波器去除冗余噪声,采用粒子群优化算法优化传统支持向量机,引入变异算子迭代搜寻最优核函数输出电能表电流采样电阻故障类型。

1) 通过滤波器对三相负载不平衡数据进行处理,有效保留有用信息。

2) 依据改进SVM算法进行故障检测,有效区分了不同类型故障。

本文方法具有良好的可靠性,提升了电力系统运行的稳定性。在复杂电气环境中具有良好的稳定性和可靠性,为电能表故障检测领域提供了良好应用价值。

(下转第76页)

汽车交流发电机电流纹波分析及抑制

顾秋麟

(浙江大东吴汽车电机股份有限公司, 浙江 湖州 313000)

摘要: 为提高交流发电机输出电流的稳定性, 对电流的特性进行了分析研究。首先, 使用示波器采集交流发电机工作转速区间纹波幅值与频率, 针对不同转速下纹波数据进行傅里叶分析, 进一步了解纹波的组成部分与频域特性。然后, 通过对电容容值的等效计算和电容充放电速度的迭代计算方法, 针对不同特性的纹波选取合适的电容组成滤波模块。最后, 搭建试验平台, 使用主副电容模块对交流发电机整流后的直流纹波电流进行二次滤波。试验结果证实, 主副电容模块的设计有效滤除电流中夹杂的高频次谐波的同时降低了基波的波峰, 并将电流纹波幅值控制在额定电流的 2% 以内, 提高了电源的质量。

关键词: 汽车交流发电机; 纹波电流; 滤波电容; 峰峰值; 纹波频率

中图分类号: TM31 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-6848(2026)02-0056-08

Analysis and Suppression of Current Ripple in Automotive AC Generator

GU Qiulin

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

Abstract: To enhance the stability of the output current from the alternator, an analysis and study were conducted on the characteristics of the current. Initially, an oscilloscope was employed to collect data on the ripple amplitude and frequency within the operational speed range of the alternator. Fourier analysis was then conducted on the ripple data collected at different speeds to gain a deeper understanding of the components and frequency domain characteristics of the ripple. Subsequently, through equivalent calculations of capacitor capacitance and iterative calculations of capacitor charging and discharging speeds, suitable capacitors were selected to form a filtering module for ripples with different characteristics. Finally, a test platform was established, utilizing primary and secondary capacitor modules to perform secondary filtering on the DC ripple current rectified by the alternator. The experimental results confirmed that the design of the primary and secondary capacitor modules effectively filtered out high-frequency harmonics present in the current while reducing the peak of the fundamental wave. The amplitude of the current ripple was controlled to within 2% of the rated current, thereby enhancing the quality of the power supply.

Key words: automotive alternator; ripple current; filter capacitor; peak to peak; ripple frequency

0 引言

传统燃油车与增程式新能源车的供电核心为交流发电机。使用全桥整流器对其进行整流后作为直流电源对整车除起动机外的所有用电设备进行供电^[1]。电流的质量对整车电气系统的稳定性与安全性有至关重要的影响, 欧洲地区整车厂对交流发电机的电流纹波幅值有明确要求^[2-3]。

随着汽车智能化, 信息化的不断提升, 车载用电器对电源的质量要求也越来越高。发电机纹波过大对车载用电器以及发电机本身都有非常多的负面影响, 在车辆运行时车载音响的噪声, 灯光的闪烁等, 都有可能是发电机输出电流中的纹波干扰造成

的。且纹波幅值过大还会影响电路中电子元器件的寿命, 甚至有可能直接击穿车载用电器的元器件, 在车辆行驶中产生安全隐患。

以 36 槽 6 对极交流发电机(下文以 36/6P 代称)为例对汽车交流发电机电流纹波进行分析, 文献[4-9]研究证实 36/6P 交流发电机在工作时, 振动频率主要贡献为 36 阶次的电磁振动。文献[10-12]分别对交流发电机的相数和槽数进行试验, 证实交流发电机基波频率与相数和槽数成正比, 幅值受输出电流大小影响。

针对电流纹波的抑制, 近年来的研究取得一些成果。文献[13]提出三相整流电路滤波电容的充放电时间为基础的迭代计算方法, 为合理选取滤波电容的值提供了理论依据。文献[14]通过对电流纹波幅值和频

收稿日期: 2025-08-20

基金项目: 浙江省省级工业新产品开发项目(202409A04960)

作者简介: 顾秋麟(1995), 男, 工程师, 研究方向为汽车交流发电机产品开发与工艺设计。

率进行分析,对电容容值进行计算,通过选择合适容值的电容有效降低了电流纹波幅值。文献[15]通过对电源电压、负载大小和电容容值进行分析来选择滤波电容适合的范围。文献[16]中对电容进入稳定状态的时长进行研究,结果证实只增加容值会产生额外的放电波峰,对电流滤波会起到负面影响。文献[17][18]在电磁兼容试验中使用不同容值和材料的电容并联扩大了滤波频率段,提高了电流的稳定性。

结合上述的研究,证实交流发电机的电流纹波受转定子结构、输出电流大小、发动机转速等因素的影响。电容的滤波效果不仅受容值与材料的影响,同样受滤波电路中电流频率、峰值、波峰持续时间等因素的影响。针对上述问题,本文通过文献[19-21]的测量方法采集交流发电机工作转速区间纹波幅值与频率,分析纹波频域的主要阶次分布,对不同转速下的纹波成分进行分类。通过对电容容值的等效计算和电容充放电速度的迭代计算方法,选择合适的电容组成主副电容模块,对不同特性的纹波进行有针对性的过滤。设计试验以3台交流发电机作为试验平台对主副电容模块进行滤波试验,验证了该策略的可行性和有效性。

1 汽车发电机纹波的产生及特点

1.1 汽车发电机感应电动势

汽车发电机为爪极式交流发电机的一种,爪极的结构特点能在转子总成切割磁力线的过程中,更好的生成正弦曲线的感应电动势。

电机频率与转速的关系可以通过公式表示为

$$n = 60f/p \quad (1)$$

式中, n 为电机的转速; f 为电源频率; p 为电机旋转磁场的极对数。

转子总成为回转体结构,周期性的切割磁力线,以36/6P发电机Y型接线交流发电机为例,通过三相电机频率计算公式(1)计算,得出发电机3000 r/min时频率为300 Hz。使用示波器对其交流成分进行分析,如图1所示,发电机3000 r/min时相线的电压波形频率为301.02 Hz,与理论计算相符合,测量误差较小。

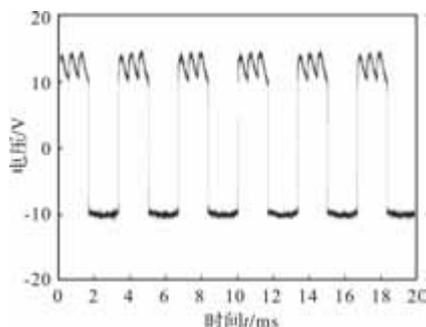


图1 36/6P Y型接线发电机3000 r/min相线波形

使用示波器FFT快速傅里叶变换,对波形的频谱进行分析,如图2所示。波形是一个由基波加上其奇次谐波组成的更接近于方波的波形。在对FFT频谱的观察中可以发现,除了发电机频率的基波和其奇次谐波以外,还存在一个36阶次与发电机定子齿槽数相等的基波和它的高次谐波。若将定子槽数增加,使用72/6P发电机进行同样的观测,如图3所示,其阶次也相应提高了1倍。

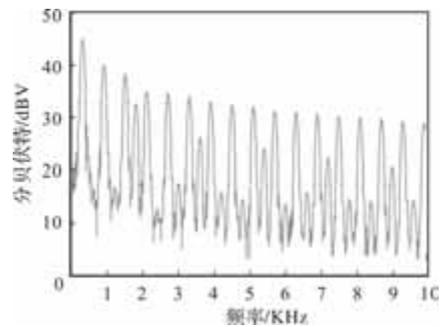


图2 36/6P发电机3000 r/min相线FFT变换

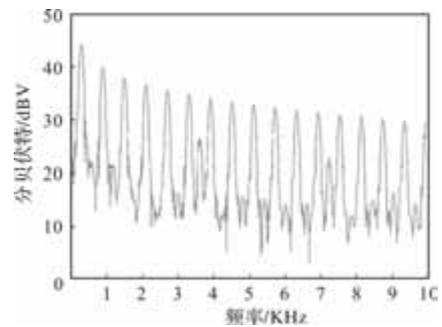


图3 72/6P发电机3000 r/min相线FFT变换

发电机Y型接法的定子总成中存在1个中性点,在1个周期内相线的感应电动势都经过该点,使用示波器测量,能观测到其高于电机频率3倍的正弦曲线波形。如图4所示。

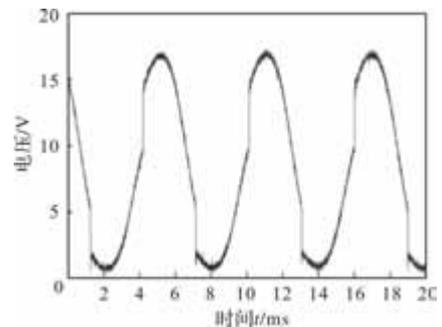


图4 Y型接法发电机中性点波形

1.2 汽车发电机的整流

汽车发电机通过桥式整流器对定子电枢绕组中产生的交流感应电动势进行整流,整流桥中,每一对二极管独立并接一相线,共有三对二极管组成。三相交流发电机工作原理如图5所示。

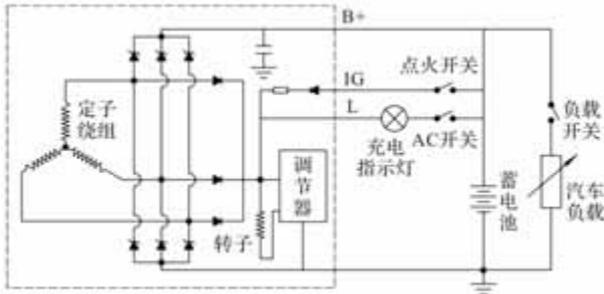


图5 三相交流发电机的基本电气原理图

1.3 整流后的峰峰值

经过整流桥的整流后，其输出的直流电并不是理论意义上的直流电，而是存在一定幅值和波形的。示波器在发电机 3000 r/min 满负载未接入滤波电容情况下采集到的输出纹波波形，如图 6 所示。基波频率为 1800 Hz，与未整流前 FFT 分析中观测的谐波频率一致。

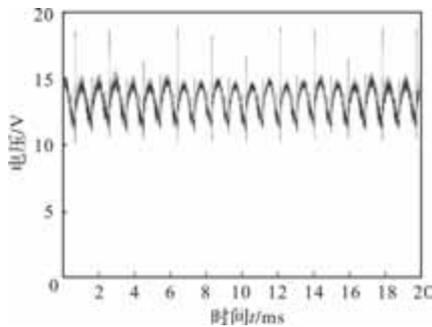


图6 发电机 3000 r/min 满负载未接入滤波电容

图中还能明显观测到峰峰值和频率很高的高频纹波，将其放大后如图 7 所示。这是一个周期性出现且频率远高于基波频率的纹波信号。经过测量，证明其峰峰值直接影响电源输出的纹波值大小。且频率受发电机转速的影响。

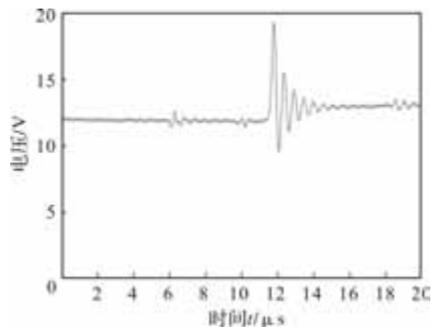


图7 输出电流中峰值高频纹波的放大图

对博世、法雷奥、三菱公司多款量产型汽车发电机进行分析，在 B+ 端子处的滤波电容规格在 0.5uf ~ 2.2uf 之间，使用示波器分析输出波形，如图 8 所示。与图 7 相比所得到的波形更加光滑清晰，

但基波的峰峰值并未有明显减少，证明小容量的电容对电路中的高频波有很好的抑制作用，但对低频的纹波并未起到明显的作用。

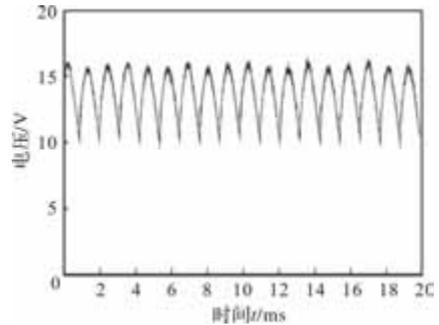


图8 发电机 3000 r/min 满负载接入 2.2uf 滤波电容

2 汽车发电机滤波电容

2.1 滤波电容的原理

滤波电容的基本特性是“通交流，阻直流；通高频，阻低频。”滤波电容在电路中是通过电容的容抗特性，完成对直流电源中纹波的滤除。在实际使用中电容的容抗并非定值，它与电容的容量成反比，电容容量越大容抗越小；与电路中交流成分的频率亦成反比，即纹波频率越高容抗越小。电容的耐压等级、耐温和容值是选用时主要参考的要求，在安全的工作电压之内滤波电容的容值对电流中纹波的过滤起到决定性的作用。

2.2 电容滤波电路

滤波电容的实际应用并非提高容量就能提高电源质量。在文献^[8]对电容滤波的深入研究验证了滤波电容过大会影响电路进入稳定状态的时间，且在电路启动时会造成过大的电流冲击。

容量较大的电解电容在工作时，除了容抗，还会产生一定量的感抗。感抗的特点是“通直流，阻交流；通低频，阻高频。”这会使容值较大的电容对直流电源中的高频纹波的滤波效果降低。文献^[9]为解决这一问题，在实际运用中并联 1 个小容值的电容。扩大了旁路滤波电路的滤波频率段，依据电流特性对电路中的高频波和低频波由一大一小两个电容进行分别滤波。

容值较大的铝电解电容作为主滤波电容，对发电机的低频纹波进行滤波。容值较小的陶瓷容作为副电容，对发电机的高频纹波进行滤波，使用示波器进行观测，如图 9 所示。使用电容模块的电路低频纹波的峰峰值明显降低。

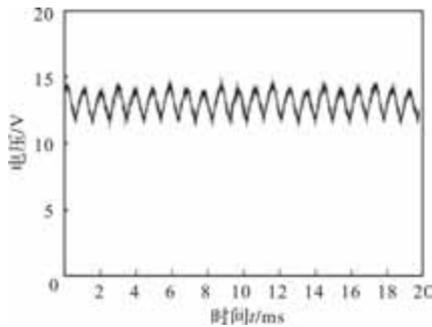


图9 发电机 3000 r/min 满负载接入电容模块

接入电容模块时,使用两种长度引线进行连接,图 10(a)为 10 厘米引线下示波器观测到的纹波图形,图 11(b)为 110 厘米引线下示波器观测到的纹波图形。从图中可以看出,长引线会使电容对纹波中的高频成分滤波效果变差。在实际应用中应尽可能地使电容接近 B+ 输出端子以达到更好的滤波效果。

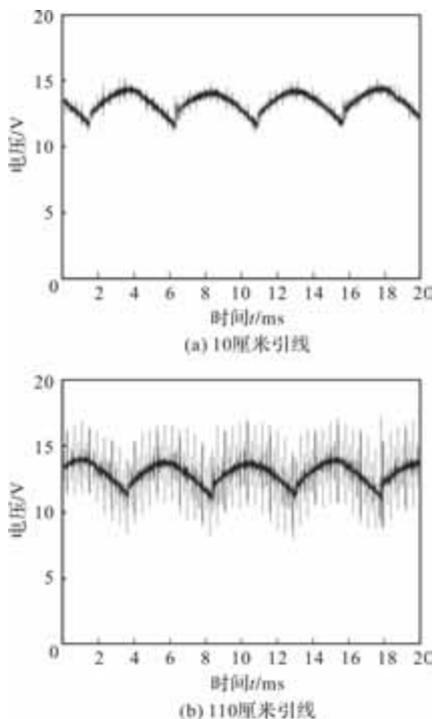


图 10 短引线与长引线效果

3 样机试验

3.1 试验条件

为验证主副电容组合的方法使用在汽车发电机输出端的效果,使用三台样机进行试验。试验条件按 QC/T 424-1999《汽车用交流发电机电气特性》试验方法中标准要求为依据,表 1 为基本的参数。试验装备使用朗迪 LDFD-3 型发电机性能试验台作为试

验的工作台。示波器选用型号为安捷伦 DSO-X2014A,带宽为 100 MHz,探头为 N2862B,衰减比 10:1。

表 1 试验基本条件

参数	测试条件
环境温度/ $^{\circ}\text{C}$	25 ± 3
测试转速/(r/min)	0 ~ 6000
采集数据	电压, 电流, 转速
测试模式	CV(恒压)

3.2 样机与滤波电容

3.2.1 滤波电容

将选定的电容制作作为一个简易的模块,方便后续试验的进行,如图 11 所示。为减少引线长度对试验结果的影响,本次试验模块正负脚引接线长度为 10 厘米。



图 11 试验用电容模块

3.2.2 样机

本次试验分为两部分:

试验一:将 1 号机分为 3 种状态,分别为不接电容、接 2.2 μf 电容、接自制的电容模块。分别对这 3 种状态下的发电机进行各个转速的满负载试验,通过示波器对纹波电流与纹波电压进行数据采集。验证电容模块的有效性及其效果。

试验二:选择三台不同功率和结构的汽车发电机作为试验对象,试验不同规格样机在各转速下电容模块对纹波滤除效果的变化。

表 2 为样机的基本参数。1 号机与 2 号机结构参数相同,额定功率不同,用于对比在不同额定功率电机上电容的滤波效果。1 号机与 3 号机额定功率相近,定子齿槽的结构参数不同,对发电机输出纹波成分的 FFT 分析,可知 3 号机输出电流纹波基波频率是 1 号机的两倍,用于对比电容模块在不同工作频率电机上的滤波效果。

表 2 样机基本参数

类型	参数	参数值
1 号机	额定功率/W	1440
	额定电流/A	120
	定子槽数	36
	相数	3
	接线方式	三角
	极对数	6
2 号机	额定功率/W	2160
	额定电流/A	180
	定子槽数	36
	相数	3
	接线方式	三角
	极对数	6
3 号机	额定功率/W	1560
	额定电流/A	130
	定子槽数	72
	相数	6
	接线方式	双三角
	极对数	6

汽车发电机热态试验后使用热成像分析仪对电机后端部的温度分析,如图 12 所示。电容的工作环境对滤波效果有影响,汽车发电机整流桥正极板温度高达 120 ℃ 以上,铝电解电容在这样的环境下无法发挥较好的使用效果,甚至超过了部分铝电解电容的最高温度上限,十分容易因高温而失效。电容引脚要尽可能的接近发电机 B+ 输出端子,故将电容模块固定在防尘罩右上角位置,该位置温度较低,且离 B+ 端位置接近,可较好的发挥效果。

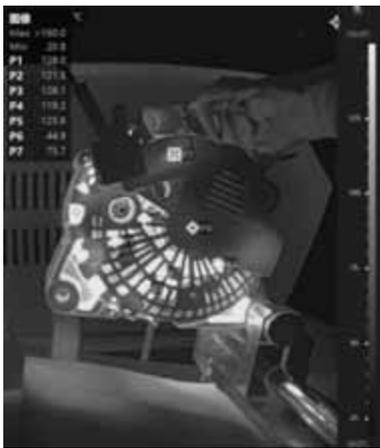


图 12 2 号机热态热成像

3.3 测试项目

本次试验参考 QC/T 424-1999 汽车交流发电机电气特性试验方法作为依据,设置 11 点转速数据采集。表 3 为具体测试项目,试验项目的试验条件皆为满负载测试下的数值。

表 3 测试参数

参数	参数
1500 r/min 纹波电流峰峰值/A	1500 r/min 纹波电压峰峰值/V
1800 r/min 纹波电流峰峰值/A	1800 r/min 纹波电压峰峰值/V
2000 r/min 纹波电流峰峰值/A	2000 r/min 纹波电压峰峰值/V
2500 r/min 纹波电流峰峰值/A	2500 r/min 纹波电压峰峰值/V
3000 r/min 纹波电流峰峰值/A	3000 r/min 纹波电压峰峰值/V
3500 r/min 纹波电流峰峰值/A	3500 r/min 纹波电压峰峰值/V
4000 r/min 纹波电流峰峰值/A	4000 r/min 纹波电压峰峰值/V
4500 r/min 纹波电流峰峰值/A	4500 r/min 纹波电压峰峰值/V
5000 r/min 纹波电流峰峰值/A	5000 r/min 纹波电压峰峰值/V
5500 r/min 纹波电流峰峰值/A	5500 r/min 纹波电压峰峰值/V
6000 r/min 纹波电流峰峰值/A	6000 r/min 纹波电压峰峰值/V

3.4 数据采集

3.4.1 试验一试验数据

对 1 号机 3 种状态分别进行 30 分钟热态试验,使其达到常温下稳定的工作温度。使用示波器分别对表 3 中的测试项目进行数据采集,具体数据见表 4。

表 4 试验一试验数据

参数	无电容	2.2μf 电容	主副电容
(1500 r/min)/A	6.7	3.6	2.2
(1800r/min)/A	7.9	4.3	2.8
(2000r/min)/A	11.1	5.8	3.5
(2500r/min)/A	16.9	8.3	3.7
(3000r/min)/A	21	9.9	3.7
(3500r/min)/A	26.9	12.6	4.7
(4000r/min)/A	31.9	14.2	5.4
(4500r/min)/A	34.6	13.4	5.8
(5000r/min)/A	37.3	13.5	6.4
(5500r/min)/A	39.2	15.4	6.8
(6000r/min)/A	39.9	16.7	6.8
(1500r/min)/V	2.7	1.7	0.8
(1800 r/min)/V	4.2	1.7	1.1
(2000 r/min)/V	5.1	2.3	1.1
(2500 r/min)/V	6.9	3.4	1.2
(3000 r/min)/V	7.8	4.6	1.4

续表 4

参数	无电容	2.2uf 电容	主副电容
(3500 r/min)/V	8.5	5.5	1.9
(4000 r/min)/V	9.3	5.9	2.1
(4500 r/min)/V	10.5	5.5	2.3
(5000 r/min)/V	11.8	6.0	2.3
(5500 r/min)/V	12.8	6.8	2.7
(6000 r/min)/V	13.3	7.6	2.5

美日德等汽车整车厂对汽车发电机的验收标准文件中，要求 2500 r/min 下纹波电流幅值小于额定电流的 20%。图 13(a) 为 1 号机不接电容的波形，图 13(b) 为接 2.2uf 电容的波形，图 13(c) 接主副电容组合的波形图。通过对比能很明显观察到低频波与高频波的滤波效果。

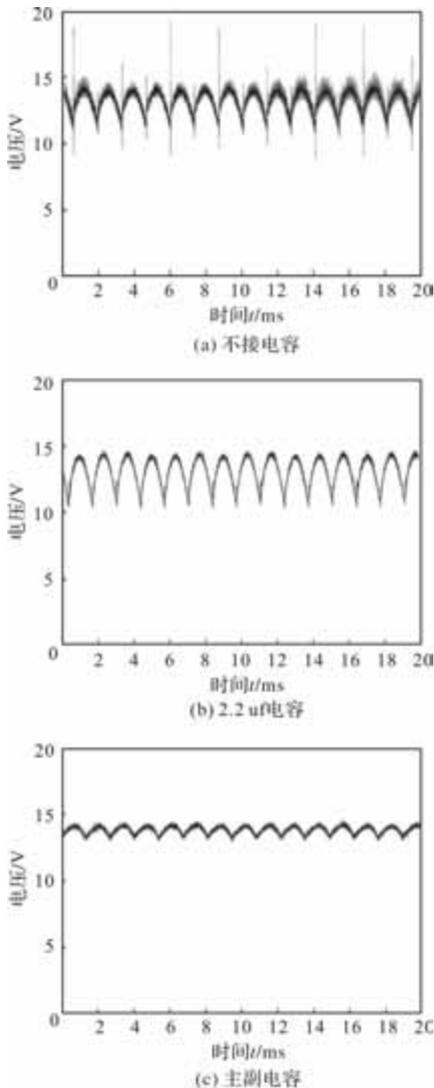


图 13 B+ 电压纹波

3.4.2 试验二试验数据

对 2 号机、3 号机进行 30 分钟热态试验，使其达到常温下稳定的工作温度，使用示波器分别对表

3 中纹波电流的测试项目进行数据采集，具体数据见表 5。

表 5 试验二试验数据

参数	2 号机	3 号机
单电容(1500 r/min)/A	17.7	4.7
单电容(1800 r/min)/A	27.8	5.0
单电容(2000 r/min)/A	29.8	5.1
单电容(2500 r/min)/A	29.2	5.5
单电容(3000 r/min)/A	27.5	5.3
单电容(3500 r/min)/A	25.9	5.5
单电容(4000 r/min)/A	26.1	5.5
单电容(4500 r/min)/A	22.7	5.7
单电容(5000 r/min)/A	21.5	6.0
单电容(5500 r/min)/A	20.6	6.1
单电容(6000 r/min)/A	19.6	6.3
主副电容(1500 r/min)/A	14.3	3.0
主副电容(1800 r/min)/A	19.9	3.1
主副电容(2000 r/min)/A	20.4	3.4
主副电容(2500 r/min)/A	19.5	3.0
主副电容(3000 r/min)/A	17.3	3.9
主副电容(3500 r/min)/A	15.7	2.7
主副电容(4000 r/min)/A	14.3	2.6
主副电容(4500 r/min)/A	13.1	2.6
主副电容(5000 r/min)/A	12.3	2.5
主副电容(5500 r/min)/A	11.4	2.4
主副电容(6000 r/min)/A	10.5	2.5

4 数据分析

4.1 试验一数据分析

对纹波电流进行数据分析，如图 14 所示；对纹波电压进行数据分析，如图 15 所示。从图中可以看出纹波电流与纹波电压的曲线曲率较为相似。纹波电流随着输出电流的增大而增大，不接电容在 2500 r/min 转速下纹波峰峰值达到了额定电流的 14.1%，而在 6000 r/min 额定转速下纹波峰峰值达到了额定电流的 33.25%。在接入 2.2 uF 电容后这两个转速下的比值为 6.9% 和 13.9%。而使用电容模块后，比值降为 3.1% 和 5.7%。从图中可以看出，接入电容模块后，各转速下纹波峰峰值都有所下降，随着转速的升高，降幅越明显。

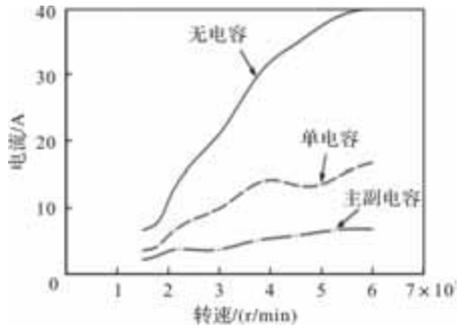


图 14 纹波电流对比

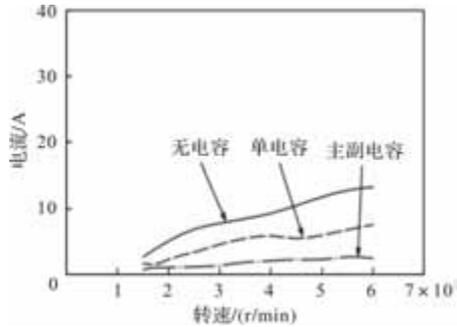


图 15 纹波电压对比

4.2 试验二数据分析

将三台样机单电容与电容模块的试验数据进行分析,如图 16 所示。从图中可以看出电容模块在不同额定功率及结构参数的汽车交流发电机上的抑制效果都优于单电容。2 号机额定功率更高,降幅也更高。3 号机由于参数结构的不同,电流质量本就优于 1 号机。在接入电容模块后,滤波效果有了进一步的提升,优化后 2500 r/min 与 6000 r/min 转速下纹波峰峰值的比值达到了 2.3% 和 1.9%。

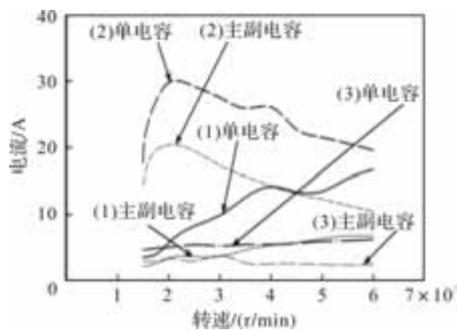


图 16 纹波电流对比

5 结 语

通过试验分析,对汽车交流发电机纹波的分析与抑制有以下几点结论:

(1)对汽车发电机波形的分析,能看出汽车发电机工作时纹波频率变化区间较大,定子齿槽数与发电机转速直接影响输出电流纹波的频率。

(2)引线长度影响滤波效果,高频滤波电容需要尽可能的靠近 B+ 输出端子,缩短引脚长度才能更好的发挥作用,低频滤波电容受引脚长度的影响较小。为减少成本以及更好的发挥滤波电容的效果,安装位置因尽可能的接近 B+ 输出端。

(3)对汽车发电机的热成像分析,防尘罩调节器周围的温度相对较低,且接近 B+ 输出端,适合安装电容模块。主滤波电容体积较大,可考虑使用成本相对较高但性能及耐高温等级都更为优秀的固态电容作为主滤波电容。

(4)纹波电流与纹波电压的特性基本相同,随着转速的提升而提高。通过电容模块能有效抑制输出端的纹波峰峰值,且滤波效果随着纹波电流的增大而提高。通过更改电容模块容值的组合来调节对不同型号电机的适应性,使不同额定功率及不同结构参数的汽车发电机上电容模块都有较好的效果。

参考文献

- [1] 王群京,倪有源,李国丽. 爪极电机的结构理论及应用[M]. 合肥:中国科学技术大学出版社,2006:23-33,36-53.
- [2] 陈天殷. 美日汽车发电机性能指标解析[J]. 汽车电器,2008(10):1-4.
- [3] 陈天殷. 汽车交流发电机纹波电流及其抑制[J]. 汽车电器,2007(3):4-6.
- [4] 李桂曙. 关于汽车用交流发电机的频率[J]. 微特电机,1995,(3):42.
- [5] 钟鸿敏,左曙光,吴旭东,等. 电励磁爪极发电机气隙磁场与径向电磁力的解析计算模型[J]. 电工技术学报,2017,32(7):49-58.
- [6] 顾秋麟. 阻尼材料对爪极式汽车交流发电机散热及电磁噪声影响的试验研究[J]. 电机技术,2024(1):24-28,33.
- [7] 张浩,贺岩松,张全周,等. 基于阶次分析的爪极发电机电磁噪声源分析[J]. 噪声与振动控制,2016,36(5):44-49.
- [8] 贺岩松,张浩,赵勤,等. 基于物理模型爪极发电机定子系统模态分析[J]. 电机与控制学报,2019,23(3):51-56.
- [9] 李志波,杨依,王映品,等. 车用爪极发电机电磁振动影响因素研究[J]. 微特电机,2020,48(4):13-17.
- [10] 陈晖,杜钦君,孙超,等. 五相发电机整流系统建模仿真[J]. 微电机,2012,45(9):75-78.
- [11] 顾秋麟. 汽车发电机定子性能参数分析[J]. 汽车工程师,2024,(02):27-33.
- [12] 于浩霞,王秀和,徐定旺,等. 无滤波电容整流供电

- 的直流电动机性能分析[J]. 微特电机, 2016, 44(3): 27-31.
- [13] 周霞, 王斯然, 凌光, 等. 三相桥式整流电路滤波电容的迭代计算[J]. 电力电子技术, 2011, 45(2): 63-65.
- [14] 张舟云, 王晓东, 徐国卿, 等. 电力电子装置滤波电容容量的设计方法[J]. 电力电子技术, 2005, 39(1): 70-72.
- [15] 董振旗, 赵巍辉, 刘耀辉, 等. 整流滤波电容的设计与选用方法研究[J]. 电子设计工程, 2012, 20(14): 56-58.
- [16] 杨玉强. 滤波电容选取的深入研究[J]. 辽宁工学院学报(自然科学版), 2006, 26(2): 127-129.
- [17] 方敏, 冯翠花. 滤波电容的选择和使用[J]. 制冷与空调, 2006, 6(2): 91-92.
- [18] 朱浩, 王文兵. 温度条件下电解电容器对开关电源电路的纹波噪声影响[J]. 通信电源技术, 2021, 38(16): 21-24.
- [19] 全建波, 陆强. 开关电源纹波与噪声的抑制和测量方法[J]. 电声技术, 2022, 46(10): 118-120.
- [20] 席安和. 直流电源纹波和噪声测量[J]. 电子质量, 2018(2): 15-18.
- [21] 伍平英, 王建立. 直流稳流电源输出纹波和噪声的测试方法[J]. 计测技术, 2015(1): 49-51.

(上接第 45 页)

4 结 语

本文提出了一种基于二阶伺服系统的 LVDT/RVDT 信号数字解调电路设计方案, 该方案有效地解决了传统方案开环控制, 转换精度低、温漂大等问题。

通过实验结果表明, 该电路显著提升了 LVDT/RVDT 信号数字调理电路的转换精度, 同时降低了温漂系数, 转换精度达到 0.25% of FS, 线性度提升至 0.122%, 温漂系数下降到 1.8 ppm/°C, 满足飞行控制系统中位置和角度测量的高精度和低温漂要求。

参考文献

- [1] 郁明辉. 航空发动机用 LVDT 位移传感器的研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2020.
- [2] 丁晓力, 王仕兵. 飞机刹车系统中 LVDT 的可靠性设计[J]. 航空制造技术, 2009(4): 90-93.
- [3] 陈伟, 张凯, 戴兴建. 基于 AD698 的半桥式电感位移传感器高灵敏度测量电路设计[J]. 电子技术应用, 2008(7): 69-71.
- [4] 甘霖, 蒋晓彤, 李文璋, 等. 高温高压差动变压器式位移传感器设计[J]. 宇航计测技术, 2013, 33(4): 05-09.
- [5] 穆日敏. RVDT 传感器辅助设计系统研究与开发[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2018.
- [6] 张龙, 杨海舰, 赵林, 等. 线性位移传感器分布式次级线圈设计方法[J]. 微特电机, 2025, 53(3): 43-51.
- [7] 任双华, 张艳丽, 倪卫东. 一种大量程三极 RVDT 的设计与仿真[J]. 微特电机, 2023, 51(9): 30-33.
- [8] 常莹. RVDT 角位移传感器校准技术研究[J]. 宇航计测技术, 2019(39): 62-66.
- [9] 杨玉强, 腾香. RC 文氏桥正弦波振荡电路工作条件分析[J]. 渤海大学学报(自然科学版), 2017, 38(1): 76-80.
- [10] 乜国荃. 负反馈电路中的自激振荡和正弦波振荡[J]. 青海师专学报(自然科学版), 2002(5): 37-38.
- [11] 王立俊, 赵吉文, 于子翔等. 基于非线性时间延迟扰动估计的永磁同步直线电机无模型鲁棒位置跟踪控制[J]. 电工技术学报, 2024, 39(18): 5692-5704.
- [12] 胡志, 夏伟, 刘逸卿. 新型 LVDT/RVDT 信号到数字转换器设计[J]. 电子测量技术, 2018, 41(12): 73-76.
- [13] 胡朝春. 轴角转换器用 II 型伺服原理论证[J]. 第十四届全国混合集成电路学术年会论文集, 2005(9): 31-34.
- [14] 胡志, 黄旭珍. 一种高精度和高跟踪速率的轴角转换方法[J]. 微电机, 2023, 56(03): 44-47.
- [15] 陈大科, 颜耀. 一种采用 AD2S1210 实现 LVDT 到数字转换方法[J]. 微电机, 2020, 53(10): 99-106.
- [16] 徐大林. The Principle, Design and Development of Shaft Angle to Digital and Intelligence Data Interface Conversion System[D]. 南京: 东南大学, 2010.
- [17] 张明. RD19230 解算-数字转换器输出抖动问题的原因及消除[J]. 电子质量, 2021, 413(8): 124-127.
- [18] 田垅, 刘宗田. 最小二乘法分段直线拟合[J]. 计算机科学, 2012(6): 482-484.
- [19] 程伟, 程文波, 李灿平. 基于 MATLAB 的实时数据采集与分析研究[J]. 电子测量技术, 2008(8): 92-94.

铁基非晶合金在车用驱动电机中的应用

楼炯炯, 孔庆波, 张少辉, 张水杏, 范勇

(吉利汽车研究院(宁波)有限公司, 浙江 宁波 315300)

摘要: 文章通过铁基非晶合金与硅钢材料的特性对比, 论证了铁基非晶合金在车用电机高速化趋势下的应用优势, 并以某款车用驱动电机为例, 经过非晶合金带材的合理选择、非晶合金定子铁心的损耗测试及参数校正、车用非晶合金驱动电机的优化设计、车用非晶合金驱动电机的样件制造及测试, 以及非晶合金电机与硅钢电机的量产成本对比, 论证了铁基非晶合金在车用驱动电机中具有巨大的应用前景。

关键词: 非晶合金; 非晶定子铁心; 非晶电机

中图分类号: TM351; TM355

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)02-0064-07

Application of Iron-based Amorphous Alloys In Automotive Drive Motors

LOU Jiongjiong, Kong Qingbo, ZHANG Shaohui, ZHANG Shuixing, FAN Yong

(Geely Automobile Research Institute (Ningbo) Co., LTD., Ningbo Zhejiang 315300, China)

Abstract: The article compared the characteristics of iron-based amorphous alloys and silicon steel materials to demonstrate the application advantages of iron-based amorphous alloys in the high-speed trend of automotive motors. Taking a certain automotive drive motor as an example, through the reasonable selection of amorphous alloy strips, loss testing and parameter correction of amorphous alloy stator cores, optimization design of automotive amorphous alloy drive motors, sample manufacturing and testing of automotive amorphous alloy drive motors, and comparison of production costs between amorphous alloy motors and silicon steel motors, it was demonstrated that iron-based amorphous alloys have great application prospects in automotive drive motors.

Key words: amorphous alloy; amorphous stator core; amorphous motor

0 引言

根据节能与新能源汽车技术路线图 2.0 发展规划要求^[1], 车用驱动电机以高速化、高效率化和高功率密度化为关键发展路径。其中由于高速化所带来的电流频率增加, 导致电机损耗大幅上升, 最终限制了电机高效率化和高功率密度化, 因此如何降低电机损耗成其中的关键技术之一。定子铁心作为电机损耗的主要来源之一, 目前降低电机定子铁心损耗的方法研究方向包括采用超薄硅钢片^[2]、冲片自粘结工艺替代传统铆扣和焊接工艺^[3]、使用新型材料铁基非晶合金^[4]等。其中铁基非晶合金新材料凭借其超低磁滞损耗、超薄带来的超低涡流损耗的特性, 成为其中性能改善最佳的方向。

本文基于某车用驱动的性能参数, 利用非晶合金材料低铁损的特点, 设计了一款非晶电机, 并详细阐述了其材料的选择、非晶定子铁心损耗系数的测定、非晶电机方案的设计优化、非晶电机样件的制造和测试结果、以及产业化应用中的成本对比。

结果表明, 非晶合金在车用驱动电机中的应用具有巨大的性能优势和产业化前景。

1 非晶合金的形成机理和特点

1.1 非晶合金材料的形成机理

金属在高温下原子会处于活跃状态, 而随着温度下降, 液态金属内部将自发的形成晶核, 并沿着晶向生长, 最终形成具有稳定结构的晶体(如图 1 所示)。而当温度下降速度超过金属结晶的速度时, 就会形成原子长程有序而短程无序的非晶合金^[5](如图 2 所示)。

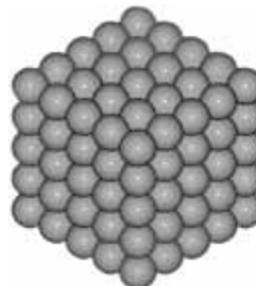


图 1 晶体结构

收稿日期: 2025-10-24

作者简介: 楼炯炯(1991), 男, 硕士, 研究方向为机械设计。

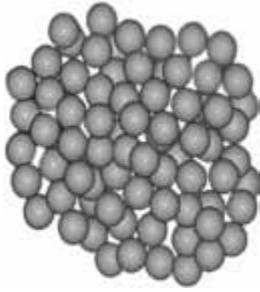


图2 非晶结构

1.2 非晶合金材料的典型特点

经过调研,表1为已量产的非晶合金的典型性能,并与硅钢性能进行了对比。

表1 非晶与硅钢对比

电磁特性	铁基非晶合金	硅钢
主要成分	FeSiB	FeSi
饱和磁感应强度 B_s/T	1.56 ~ 1.63	1.75 ~ 2.0
磁滞伸缩系数 λ	7.3×10^{-6}	2.0×10^{-6}
居里温度 $T_c/(^{\circ}C)$	428	746
电阻率 $\rho/(\Omega \cdot m)$	140×10^{-6}	50×10^{-6}
密度 $\rho_a/kg/m^3$	7180	7650
热膨胀系数 β	6.8×10^{-6}	1.21×10^{-5}
抗拉强度 σ_b/MPa	2100	500
维氏硬度 V_i/HV	940	180
带材厚度 H_d/mm	0.025	0.3
叠压系数 ε	0.9	0.98
铁损@50 Hz, 1.0 T $P_{c1}/(W/kg)$	0.116	0.93
铁损@400 Hz, 1.0 T $P_{c2}/(W/kg)$	1.46	14

从表1的性能对比可以看到,非晶材料相较硅钢而言具有如下典型特点:

(1)非晶合金材料在外界磁场变化时无晶界干扰,使得磁滞损耗非常低;同时非晶合金材料采用单辊平面流铸造急冷工艺,带材厚度薄,叠压后涡流损耗很小;因此非晶合金材料的铁损接近硅钢的十分之一。

但是由于非晶材料超薄的特点,导致冲压的效率比硅钢大幅降低,且受胶层占比的影响叠压系数较硅钢低。

(2)非晶材料内部缺陷少,强度和硬度更高;但同时导致冲压模具寿命急剧降低,且易脆性的特点导致冲压成品率大幅下降^[6]。

(3)非晶材料的无序性导致材料在受热、受压、受磁场等外界因素影响时,性能和损耗将发生较大

波动,因此对使用环境具有严苛的要求。

(4)非晶界面的特殊性使得传统用于硅钢的胶水粘接力下降,无法适用,需要开发新状态胶水用于非晶合金材料的粘接^[7]。

(5)由于非晶材料的原子特性、磁化机制,导致饱和磁感应强度较硅钢低,同样体积下电机输出扭矩受限。

2 车用非晶合金驱动电机设计

2.1 设计边界确定

某现有硅钢电机产品的性能要求如表2所示。非晶电机以同性能和边界进行新拓扑设计,保证硅钢电机和非晶电机在性能一致的前提下进行对比,验证非晶电机的优势。

表2 非晶电机设计边界

项目	要求
额定电压 V_a/VDC	360
电机外径平台/mm	OD190
峰值功率 P_m/kW	≥ 160
额定功率 P_r/kW	≥ 65
峰值扭矩 T_m/Nm	≥ 310
额定扭矩 T_r/Nm	≥ 70
峰值转速 $n_m/(r/min)$	≥ 16500
额定转速 $n_r/(r/min)$	≥ 5000
转矩脉动 T_k	$\pm 3\%$
持续工况温度限制 $T_r/(^{\circ}C)$	< 170
峰值工况温度限制 $T_m/(^{\circ}C)$	< 170
峰值持续时间 TM_m/s	> 5
冷却方式	水冷

2.2 非晶合金原材料的选择

经调研,目前国内主流非晶带材供应商的产品磁化性能如图3~图6所示,对应的带材损耗曲线如图7~图10所示。

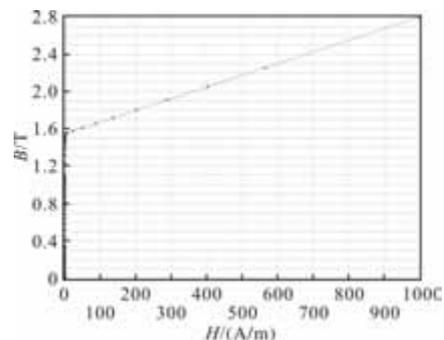


图3 A带材BH曲线

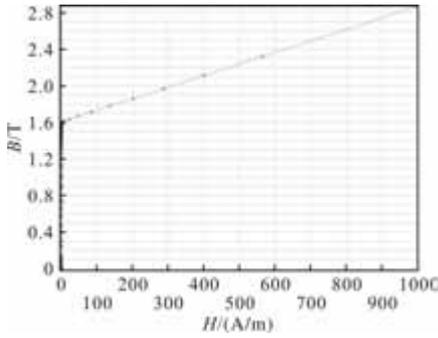


图4 B带材BH曲线

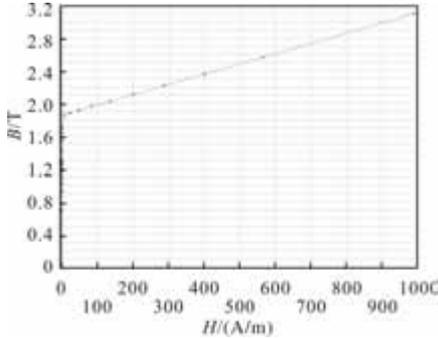


图5 C带材BH曲线

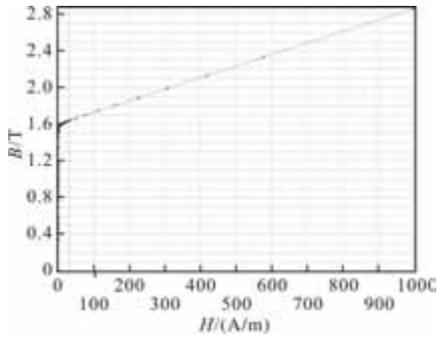


图6 D带材BH曲线

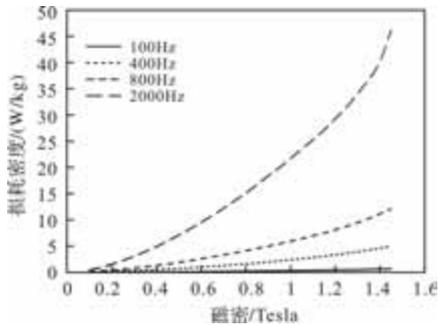


图7 A带材BP曲线

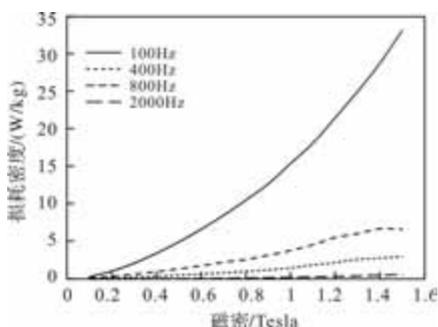


图8 B带材BP曲线

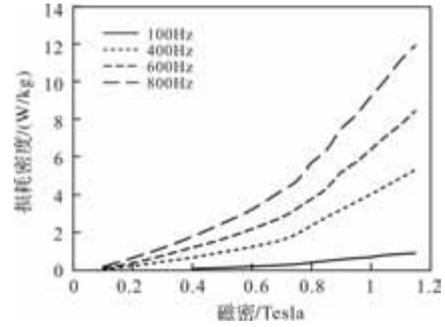


图9 C带材BP曲线

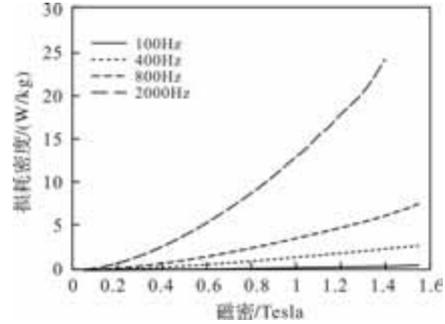


图10 D带材BP曲线

对上述材料性能进行对比, 结果如表3所示。

表3 性能对比

材料	A带材	B带材	C带材	D带材
饱和磁感应强度 B_s/T	1.56	1.56	1.69	1.64
铁损@50 Hz, 1.4T $P_{c2}/(W/kg)$	0.12	0.31	0.62	0.27
铁损@400 Hz, 1.0T $P_{c1}/(W/kg)$	2.2	1.5	4.07	1.46
铁损@400 Hz, 1.4T $P_{c3}/(W/kg)$	4.6	3.67	5.12	2.43

综合考虑饱和磁感应强度和损耗需求, D带材目前最适合用于车用驱动电机, 因此选择D带材进行本非晶电机的设计。

2.3 铁心加工损耗系数测定

非晶带材在加工成为铁心过程中存在不同程度的损耗增加^[8], 一方面因为非晶带材边缘在加工过程中受热晶化所致, 另外一方面由于非晶带材在加工过程中存在应力无法释放, 第三方面由于非晶带材在加工后外径毛刺等原因导致片间导通。因此非晶带材的损耗无法直接用于仿真分析, 需要进一步对铁心的损耗进行测定和验证。

图11~图14为D带材损耗值、D带材加工成铁

心后损耗值、硅钢铁心损耗值的对比，从中可得，一方面非晶合金铁心的损耗值与磁感应强度的关系趋势与硅钢的基本一致，另一方面非晶合金铁心损耗值大约为非晶合金带材损耗值的 3~5 倍，可以按工艺适当选择非晶合金铁心损耗加工系数为 3~5。

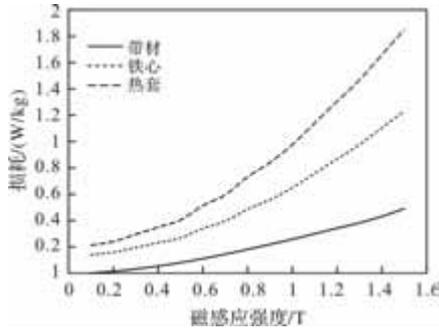


图 11 100 Hz 对比

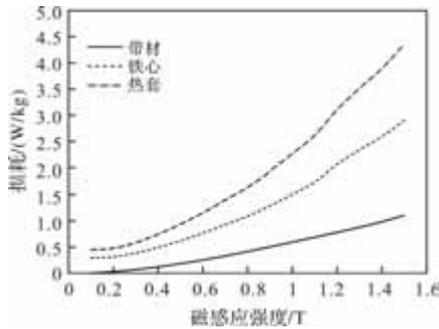


图 12 200 Hz 对比

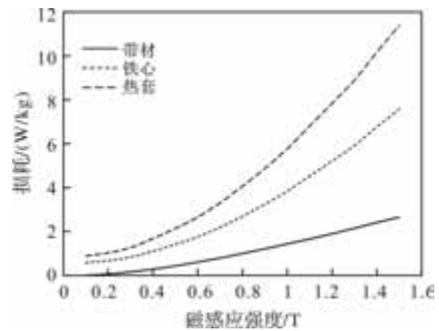


图 13 400 Hz 对比

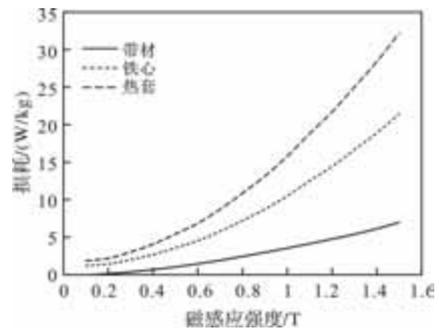


图 14 800 Hz 对比

2.4 电磁方案选对比和选择

根据电机设计边界需求，选择定子外径 190 mm，并根据车用驱动电机常用极槽配合，选择 6 极 54 槽 3 路 6 层、8 极 48 槽 2 路 5 层和 8 极 48 槽 4 路 8 层进行方案设计，在满足电机性能要求的前提下效率如表 4 所示。

表 4 不同方案对比

槽极配合	6 极 54 槽	8 极 48 槽	8 极 48 槽
并联支路	3 路并联	2 路并联	4 路并联
扁线层数	6	5	8
拓扑结构			
效率 MAP			
CLTC 效率 η_c	96.8%	96.5%	96.9%
最高效率 η_b	98.62%	98.45%	98.65%
绕组长度 L_r /mm	193	172	172
相电阻 R_p /m Ω	11	12.5	8.5
额定电流 I_r /A	81.3	71.4	88.8
DC 损耗 P_{dc} /W	218.3	191.8	200.5
AC 损耗 P_{ac} /W	54.5	88.2	39.1
总铜损 P_{cu} /W	272.8	279.9	239.5
转子铁损 P_{rc} /W	4.6	5.3	5.3
定子铁损 P_{sc} /W	23.5	27.3	27.3
总铁损 P_{tc} /W	28.1	32.6	32.6
机械损耗 P_m /W	75	75	75
总损耗 P_t /W	375.9	387.5	347.1
铁损占比	7.48%	8.41%	9.39%

基于以上数据可知，非晶合金电机中铁心损耗占比极小，因此主要对铜线损耗进行优化，即采用降低铜线端部高度、提高槽满率等方案可提升非晶电机效率。其中 8 极 48 槽 4 路 8 层具有最优的效率数据，因此后续基于此方案进行优化。

2.5 优化后电磁方案

经过优化后的电磁方案参数如表 5 所示。

表 5 优化后方案

参数分类	参数名称	参数值
定子参数	槽数	48
	外径 SOD/mm	190
	内径 SID/mm	120.6
	长度 L_c /mm	155
	端部 1 长度 L_{d1} /mm	26
	端部 2 长度 L_{d2} /mm	30
	并联支路数	4
	扁线层数	8
	外径 ROD/mm	118.6
	内径 RID/mm	45
	高度 L_s /mm	155
转子参数	硅钢牌号	B27AHV1400
	磁钢分段数	6
	斜极角度	-2.5/0/+2.5 +2.5/0/-2.5
	磁钢 1 规格 G_{m1} /mm	18 × 4.3
重量参数	磁钢 2 规格 G_{m2} /mm	8 × 3.3
	磁钢牌号	N50UH
	定子铁心重量 W_{sc} /kg	14.33
	转子铁心重量 W_{rc} /kg	7.44
	磁钢重量 W_m /kg	1.98
	铜线重量 W_c /kg	5.11

经过优化后的外特性如图 15 所示，峰值扭矩 320 Nm 满足 310 Nm 设计要求，峰值功率 210 kW，满足 160 kW 设计要求，额定扭矩 130 Nm，满足 70 Nm 设计要求，额定功率 70 kW 满足 65 kW 设计要求。

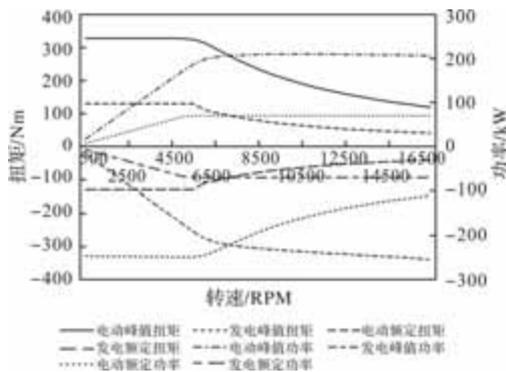


图 15 外特性曲线

空载磁密云图如图 16 所示，定子齿部磁密约

1.3T，轭部磁密约 1.2T，满足小于材料饱和磁感应强度 1.63T 的要求。负载磁密云图如图 17 所示，定子齿部磁密约 1.6T，轭部磁密约 1.44T，满足小于材料饱和磁感应强度 1.63T 的要求。

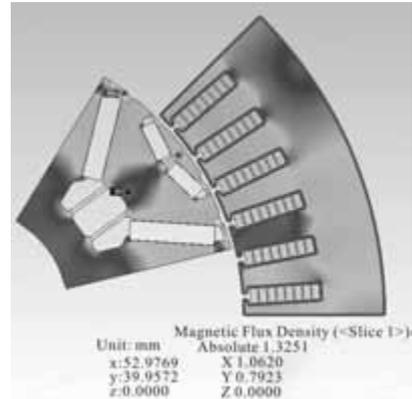


图 16 空载磁密云图

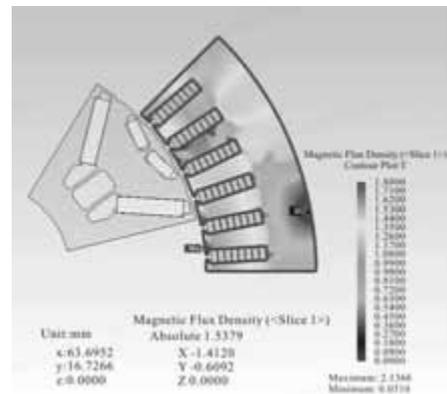


图 17 负载磁密云图

2.6 电机结构方案介绍

非晶合金电机采用水冷单电机方案，其结构方案如图 18 ~ 图 19 所示。

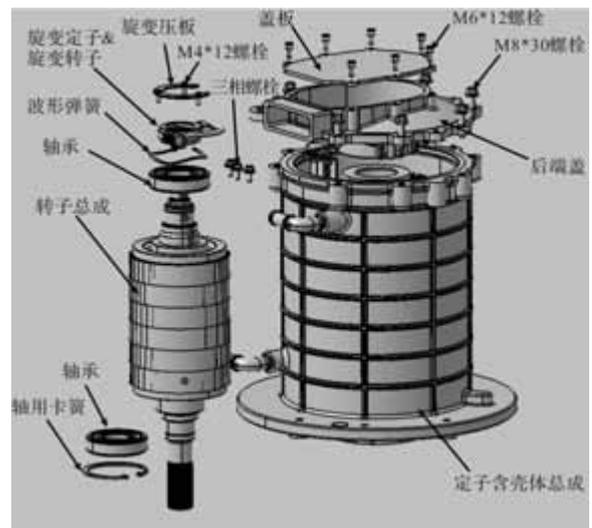


图 18 电机结构



图 19 定子结构

电机定子壳体与定子铁心之间依靠小过盈加键槽方案传递扭矩，该方案的优势包括 1)可以保证定转子之间的同心度；2)可以使非晶定子铁心外径和壳体无间隙接触，保证定子铁心的正常散热；3)键槽传递扭矩，可以保证非晶定子铁心尽可能少受应力，减少因应力导致的损耗增加。

3 样件制造与测试

3.1 非晶合金定子铁心制造工艺

非晶合金定子铁心的制造目前主要分为冲压和线切割^[9]两类，其中冲压方式虽然生产效率更高，但是由于需要模具，一次投入较大，因此适合批量生产；线切割方式效率较低且单件成本较高，但是不需要模具投入，因此更适合样件制造验证。本方案采用线切割方式进行非晶合金定子铁心制造。其主要工艺过程包括带材原材料、带材热处理、带材分切、带材粘接固化成块(如图 20 所示)、线切割成铁心、表面绝缘处理非晶定子铁心的成品如图 21 所示。



图 20 固化非晶块



图 21 定子铁心

3.2 测试平台搭建及测试结果

本试验平台搭建如图 22 所示，采用高速台架与电机通过扭矩和转速传感器连接，监测电机产生的扭矩及转速，电机通过电机控制器进行三相供电，

并通过上位机读取响应的电压和电流数据，最终经过计算得到输入功率、输出功率及效率指标。



图 22 试验平台

电机实际测试的外特性如图 23 所示，电动峰值扭矩 311 Nm，仿真误差 2.8%，电动峰值功率 204 kW，仿真误差 2.9%。

电机实测效率 MAP 如图 24 所示，最高效率 98.23%，仿真误差 0.43%，CLTC 效率 96.6%，仿真误差 0.31%。

从结果对比可知，实测的扭矩、功率、效率数据和仿真值较为接近，验证了本设计方案的准确性。

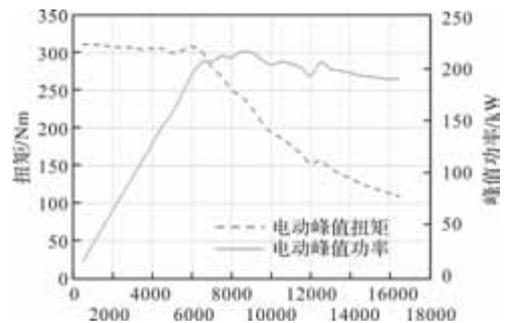


图 23 实测外特性曲线

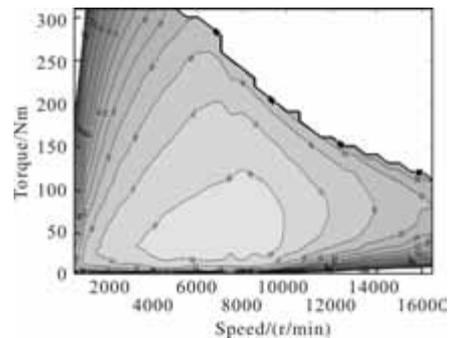


图 24 实测效率 MAP

4 成本收益核算

如表 6 所示，非晶合金材料的价格较硅钢有明显上升，并且为了补偿非晶电机的扭矩降低，需要

增加铁心叠高,因此非晶电机的 BOM 成本较硅钢电机预估上涨 613.8 元。

另一方面电机重量预估增加 7.13 kg,根据行业整车轻量化核算费用,重量每增加 1 kg,整车轻量化成本增加 25 元,因此轻量化成本约 178.25 元。

非晶电机替换总成本上升约 792.05 元。

表 6 非晶电机本体成本差异

项目	硅钢电机	非晶电机
定子牌号	B27AHV1400	非晶
铁心毛料重量 W_{sm}/kg	14.3	32.6
带材单价 $Pr_s/(\text{元}/\text{kg})$	9	11
定子铁心加工费 $J_{jg}/\text{元}$	3.3	13.98
定子铁心总价格 $J_{sc}/\text{元}$	132	372.58
铜线用量 W_c/kg	3.56	5.11
铜线单价 $Pr_c/(\text{元}/\text{kg})$	95	
铜线价格 $J_c/\text{元}$	338.2	485.45
轴重量 W_{sh}/kg	1.8	1.95
轴单价 $Pr_{sh}/(\text{元}/\text{kg})$	53	
轴价格 $J_{sh}/\text{元}$	95.4	103.35
转子铁心重量 W_{rc}/kg	6.13	7.44
铁心单价 $Pr_r/(\text{元}/\text{kg})$	12	
转子铁心价格 $J_{rc}/\text{元}$	73.56	89.28
磁钢重量 W_m/kg	1.37	1.98
磁钢单价 $Pr_m/(\text{元}/\text{kg})$	300	
磁钢价格 $J_m/\text{元}$	411	594
壳体重量 W_{hs}/kg	5.38	5.56
壳体单价 $Pr_{hs}/(\text{元}/\text{kg})$	35	
壳体价格 $J_{hs}/\text{元}$	188.3	194.6
其余辅料价格 $J_{at}/\text{元}$	30	43
总差价 $J_{ej}/\text{元}$	613.8	
总差重 W_{ej}/kg	7.13	

另一方面非晶电机较硅钢电机 CLTC 实测效率提升 2.3%,按照电控平均 CLTC 效率 97%、减速器平均 CLTC 效率 97% 计算,电驱系统 CLTC 效率预估提升 2.16%。

根据行业通用统计计算^[10],电驱系统效率提升 1% 对应整车电池百公里续航提升 2%,按照选定的新能源汽车平均百公里耗电 15 kWh 计算,整车电耗预计降低 0.648 kWh/100 km,以该车型 600 km 续航电池为例,总电池容量预计可降低 3.888 kWh,按行业通用 1 kWh 电池费用 600 元计算,电池性能收益 2332.8 元。

综合以上,单车预期总收益为 1540.75 元,因此非晶电机具有非常大的量产可行性。

5 结 语

本文的主要内容包括:

(1)介绍了非晶合金的形成机理和物理特性,说明非晶合金材料在电机定子铁心应用的可行性。

(2)本文基于某车型的具体需求设计了一款非晶合金电机,并对多种设计方案进行了对比,验证了低铜耗方案在非晶电机中具有明显优势。

(3)本文基于优化方案进行了测试样件制造和测试台架搭建及样件测试,验证了设计方案的可行性和准确性。

(4)最后,本文对非晶电机和硅钢电机的成本进行了对比分析,验证了其产业化的价格优势。

由此验证,非晶电机在车用驱动电机中具有现实可行的应用意义。

参考文献

- [1] 于永初.《节能与新能源汽车技术路线图 2.0》引领中国汽车产业发展[J].汽车工艺师,2020(11):8-10.
- [2] 李建伟,李雨霖,马德稷,等.基于极薄无取向电工钢的高效推进电机的研究[J].电工钢,2022,4(05):13-18.
- [3] 戴云飞,张颖,郑兆星,等.电机铁心的自粘接工艺与焊接工艺比较及性能研究[J].粘接,2025,52(05):5-8.
- [4] 刘瑞芳,马昕,曹君慈,等.永磁同步电动机定子铁心采用非晶与硅钢的性能对比[J].电机与控制学报,2020,24(01):61-68.
- [5] 张呈忠.非惰性气氛提高铁基合金非晶形成能力的机理研究[D].太原:太原理工大学,2020.
- [6] 赵朋.铁基非晶合金带材剪切加工过程研究[D].广州:广东工业大学,2021.
- [7] 毛轩.冷喷涂铁基非晶合金涂层的制备及组织性能研究[D].西安:西安建筑科技大学,2022.
- [8] 施飞,罗剑,安静,等.非晶电机定子铁心的制备工艺及最新研究进展[J].功能材料,2024,55(04):4080-4093.
- [9] 黄秀东,郭硕,杜冰,等.非晶合金铁心粘接-冲裁-叠压工艺研究[J].塑性工程学报,2024,31(02):51-57.
- [10] 张光星.纯电动商用车续航里程提升探究[J].机电技术,2024(03):4-7.

分布式光伏与电动汽车接入电网协同控制

全璐瑶, 董少娇, 李杨曼

(国网冀北电力有限公司经济技术研究院, 北京 100038)

摘要: 为有效提升电网的电压稳定性与运行效率, 设计基于广义正态分布优化(GNDO)算法的分布式光伏与电动汽车接入电网协同控制方法。通过控制区域电网中关键节点的电压偏差最小化, 将分布式光伏与电动汽车接入电网时的电压稳定在预设的波动范围内, 构建协同控制目标函数, 制定多种约束条件, 引入 GNDO 算法, 与梯度下降算法和牛顿法结合, 对目标函数进行求解, 从而实现分布式光伏与电动汽车接入电网的协同控制。实验测试表明, 经过本文方法优化控制后, 节点 30 的电压曲线更加平滑, 相较于控制前更加平稳, 波动范围显著减小, 节点的电压越限情况得到了明显改善, 且能够有效控制在电价高峰时段充电成本, 提高了经济效益。

关键词: GNDO 算法; 分布式光伏; 电动汽车; 接入电网协同控制

中图分类号: TM561 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-6848(2026)02-0071-06

Collaborative Control of Distributed Photovoltaics and Electric Vehicles Connected to the Power Grid

QUAN Luyao, DONG Shaoqiao, LI Yangman

(Economic and Technical Research Institute of State Grid Jibei Electric Power Co., LTD., Beijing 100038, China)

Abstract: To effectively improve the voltage stability and operational efficiency of the power grid, a distributed photovoltaic and electric vehicle access grid collaborative control method based on GNDO algorithm was designed. By minimizing the voltage deviation of key nodes in the regional power grid, the voltage of distributed photovoltaics and electric vehicles connected to the grid was stabilized within a preset fluctuation range. A collaborative control objective function was constructed, and multiple constraint conditions were formulated. The GNDO algorithm was introduced, combined with gradient descent algorithm and Newton's method, to solve the objective function, thereby achieving collaborative control of distributed photovoltaics and electric vehicles connected to the grid. Experimental tests have shown that after optimizing the control using the method proposed in this paper, the voltage curve of node 30 becomes smoother and more stable compared to before control. The fluctuation range was significantly reduced, and the situation of voltage exceeding the limit of the node was significantly improved. It can effectively control the charging cost during peak electricity price periods and improve economic benefits.

Key words: GNDO algorithm; distributed photovoltaics; electric vehicles; collaborative control of grid connection

0 引言

近年来, 随着电网技术的飞速发展, 光伏发电技术和电动汽车技术也得到了广泛的普及, 分布式光伏和电动汽车目前已大规模地与电网相接, 促进了能源的区域平衡和经济发展^[1]。但同时这两种新型负荷的接入也给电网的电能质量和稳定性带来了复杂挑战。分布式光伏的间歇性和电动汽车充电行为的随机性, 使得电网的无功电压协调控制变得尤为复杂和重要^[2-3]。因此, 迫切需要开展一种新的分布式光伏与电动汽车接入电网的协同控制研究方法。

当前的研究正聚焦于如何通过优化算法和智能控制等策略, 实现光伏发电、电动汽车充电与电网运行的高效协同, 以应对发电与用电时间不匹配、电网电压波动、储能调度复杂等挑战^[4]。例如: 文献[5]提出了基于高斯混合模型的配电网大规模光伏与电动汽车充电桩协同规划方法, 通过高斯混合模型对光伏发电和电动汽车充电需求进行概率预测, 但该方法在实际应用中面临模型参数估计困难和计算复杂度高的问题。文献[6]研究了一种基于负荷聚合商模式的电网协同优化调度策略, 通过负荷聚合商协调分布式电源和电动汽车的运行, 实现了电

收稿日期: 2025-05-17

作者简介: 全璐瑶(1993), 女, 硕士, 工程师, 研究方向为电网规划。

董少娇(1989), 男, 硕士, 高级工程师, 研究方向为智能电网, 电网规划。

李杨曼(1993), 女, 硕士, 工程师, 研究方向为配电网规划。

网的优化调度,但在实际电网环境中,负荷聚合商的协调能力和市场机制的完善程度限制了其效果的发挥。文献[7]研究了一种基于云边协同的分布式电源运行控制方法,该方法能够有效提高分布式电源的运行效率和电网的调度灵活性,实现了分布式电源的实时监控和优化控制。但云边协同在数据传输和处理方面存在延迟和安全风险,对系统的响应速度和可靠性造成了严重影响。文献[8]提出了一种能量管理策略,以提高充电站的能源利用效率和经济性,考虑了光伏发电的不确定性和电动汽车充电需求的随机性,通过优化算法实现了能量的合理分配。但该研究在实际应用中需要更多的实验数据来验证其效果,对于电网的动态适应性考虑不足。

因此,基于广义正态分布优化算法(Generalized Normal Distribution Optimization, GNDO)算法,设计分布式光伏与电动汽车接入电网协同控制方法。GNDO算法将复杂的多目标优化问题分解为多个子问题,每个子问题对应一个目标函数或约束条件,只需要简单的控制变量和算法参数,就可以对目标函数进行求解,以此完成分布式光伏与电动汽车接入电网协同控制。

1 分布式光伏与电动汽车接入电网协同控制方法设计

1.1 协同控制目标函数构建

为全面优化整个区域配电网的电压,对充电站邻近的光伏与无功补偿装置实施协同控制策略。通过控制区域电网中关键节点的电压偏差,使偏差值最小化,从而能够让分布式光伏与电动汽车接入电网时的电压稳定在预设的波动范围内。该策略的目标函数数学表达式为^[9]

$$\min G_H = \sum_{i=1}^m \frac{1}{2} (D_{\max} + D_{\min} - D) \quad (1)$$

式中, D_{\max} 为节点电压至额定电压波动区间上限的距离; m 为该区域节点数; D_{\min} 为节点电压至额定电压波动区间下限的距离; D 为电压额定波动区间长度; G_H 为区域电网中关键节点的电压偏差。

G_H 是非负数,其值越小则表明节点电压与波动区间越靠近,当 $G_H = 0$ 时,表示节点电压均在电网额定波动区间内运行,而当电压在安全区间外时, $\frac{1}{2}(D_{\max} + D_{\min} - D)$ 为上限或下限与节点电压距离的绝对值。

D_{\max} 的计算公式为^[10]

$$D_{\max} = |\chi_i - \chi_{\max}| \quad (2)$$

式中, χ_i 为 i 节点的电压幅值; χ_{\max} 为节点电压额定波动区间的上限值。

D_{\min} 的计算公式为^[11]

$$D_{\min} = |\chi_i - \chi_{\min}| \quad (3)$$

式中, χ_{\min} 为节点电压额定波动区间的下限值。

D 的计算公式为

$$D = |\chi_{\max} - \chi_{\min}| \quad (4)$$

1.2 约束条件制定

在协同控制目标函数中,制定支路电流约束条件、节点电压约束条件、满足潮流计算的功率平衡约束条件、并联电容器运行约束条件等约束条件,以获得该目标函数的最优解。

支路电流约束条件是电网的电流指标满足面向用户供电的标准,用于确保电网的安全性,支路电流约束条件为

$$\delta_{ij,t,d} \leq \delta_{ij,t,d}^{\max} \quad (5)$$

式中, $\delta_{ij,t,d}$ 为 t 时刻第 d 类规划场景内第 i 个节点与第 j 个节点构成的支路上的电流值; $\delta_{ij,t,d}^{\max}$ 为 t 时刻第 d 类规划场景内第 i 个节点与第 j 个节点构成的支路上的电流值上限。

支路电流总约束条件为

$$\delta_{ij,t,d} \leq I_{ij,\max} \quad (6)$$

式中, $I_{ij,\max}$ 为支路电流约束的最大值集合。

在电网正常运行状态下,必须满足任何时刻的总发电量等于总负荷需求与系统损耗之和,而通过计算满足潮流计算的功率平衡约束条件可以让功率供应和需求之间达到平衡,从而保证电网能够正常运行,计算公式为^[12]

$$\begin{cases} H_{i,t,d}^{PV} = H_{i,t,d}^L + \chi_{i,t,d} \sum_{j \in M_i} \chi_{i,t,d} (K_{ij} \cos \varphi_{ij,t,d} + C_{ij} \sin \varphi_{ij,t,d}) \\ R_{i,t,d}^{PV} = R_{i,t,d}^L + \chi_{i,t,d} \sum_{j \in M_i} \chi_{i,t,d} (K_{ij} \cos \varphi_{ij,t,d} + C_{ij} \sin \varphi_{ij,t,d}) \end{cases} \quad (7)$$

式中, $H_{i,t,d}^L$ 为 t 时刻第 d 类规划场景内 i 节点上的负荷所消耗的有功功率; $H_{i,t,d}^{PV}$ 为 t 时刻第 d 类规划场景内光伏在 i 节点上的有功功率; $R_{i,t,d}^L$ 为 t 时刻第 d 类规划场景内光伏在 i 节点上的无功功率; $R_{i,t,d}^{PV}$ 为 t 时刻第 d 类规划场景内 i 节点上的负荷所消耗的无功功率; $\varphi_{ij,t,d}$ 为 t 时刻第 d 类规划场景内 i 节点与 j 节点之间的相位差; $\chi_{i,t,d}$ 为 t 时刻第 d 类规划场景内 i 节点的对应电压值; K_{ij} 为 i 节点与 j 节点之间的电导; M_i 为连接 i 节点的节点数; C_{ij} 为 i 节点与 j 节点之间的电纳。

节点电压约束条件可以控制电网中各个节点的

电压水平在安全和设备规定的范围内, 计算公式为

$$\chi_{\min} \leq \chi_{i,t,d} \leq \chi_{\max} \quad (8)$$

式中, χ_{\min} 为 t 时刻第 d 类规划场景内第 i 个节点的对电压值的下限限制; χ_{\max} 为 t 时刻第 d 类规划场景内第 i 个节点的对电压值的上限限制。

设置并联电容器运行约束条件可以防止电容器因过载而损坏, 计算公式为^[13]

$$\gamma_{i,t}^{SC} = \eta_{i,t} \Delta \gamma_i \quad (9)$$

式中, $\gamma_{i,t}^{SC}$ 为 i 节点在 t 时刻的 SC 投入容量; $\Delta \gamma_i$ 为 i 节点 SC 每档容量; $\eta_{i,t}$ 为 i 节点在 t 时刻的 SC 档位。

电动汽车充电站容量与负荷节点可接入的光伏容量限制条件是为了使分布式发电不超过其最大出力而实施的约束, 具体为^[14]

$$\begin{cases} \varepsilon_i^{PV} \leq \varepsilon_i^{PVMAX} \\ \varepsilon_i^{EV} \leq \varepsilon_i^{EVMAX} \end{cases} \quad (10)$$

式中, ε_i^{PV} 为 i 节点的光伏发电实际容量; ε_i^{EVMAX} 为 i 节点可接入的最大电动汽车充电站容量; ε_i^{PVMAX} 为 i 节点可接入的最大光伏容量; ε_i^{EV} 为 i 节点的电动汽车充电站实际容量。

1.3 目标函数求解

基于约束条件, 引入 GNDO 算法, 对制定的目标函数进行求解, 对配电网中的节点功率进行优化, 从而实现分布式光伏与电动汽车接入电网的协同控制。GNDO 算法流程图如图 1 所示。

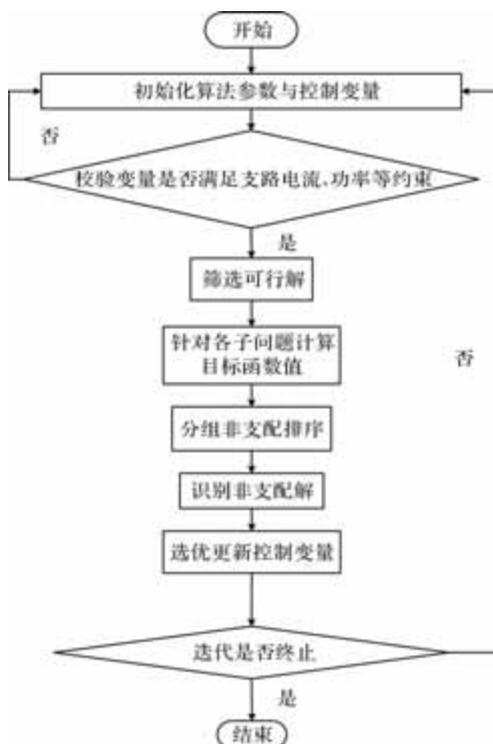


图 1 GNDO 算法流程图

具体求解流程如下:

(1) 初始化参数

a. 选择初始控制变量 X_0 。

b. 设定算法参数: 梯度下降步长 α , 牛顿步长 β , 收敛条件 κ 。

c. 初始化 Hessian 矩阵的近似 ξ_0 。

(2) 计算梯度值

计算目标函数 $\min G_H$ 关于控制变量 X 的梯度向量^[15]:

$$\nabla \min G_H = 2 \sum_{i \in A} (Z(\chi_i) - Z_i^{\text{ref}}) \frac{\partial Z_i(X)}{\partial x_j} \quad (11)$$

式中, X 为控制变量向量, 包含影响电网电压的多个控制参数, 如发电机输出功率、无功补偿装置的状态等; A 为关键节点的集合, 这些节点在电网中具有重要的电压稳定性影响, 是优化过程中需要特别关注的点。 Z_i^{ref} 为节点 i 的参考电压, 是电网运行时应保持的目标电压值; χ_i 为节点 i 的电压, 它是控制变量向量 X 的函数; x_j 为第 j 个控制变量; $\frac{\partial Z_i(X)}{\partial x_j}$ 为节点 i 电压对控制变量 x_j 的偏导数, 表示当 x_j 发生微小变化时, $Z_i(X)$ 的变化率。

控制变量 X 包含节点电压幅值、光伏有功与无功出力、电容器组投切容量。GNDO 算法将配电网多目标优化分解为子问题, 如网损子问题以支路电流、功率约束为限求网损最小; 电压偏差子问题依电压约束调电压使偏差最小; 光伏消纳子问题按光伏出力范围、功率约束最大消纳光伏。

(3) 计算更新控制变量

结合梯度下降和牛顿法, 对更新控制变量进行计算^[16]:

$$\Delta X = -(\alpha I + \beta \xi^{-1}) \nabla \min G_H \quad (12)$$

式中, I 为单位矩阵; ξ^{-1} 为海森矩阵逆; ΔX 为增量。

$$X_{\text{new}} = X + \Delta X \quad (13)$$

式中, X_{new} 为更新后的控制变量, 即更新后的影响电网电压的多个控制参数。

(4) 约束处理

检查新的控制变量 X_{new} 是否满足全部约束条件。当不满足, 则实施修正或投影, 使其回到可行域内。

(5) 检查收敛

如果满足收敛条件 ($|\Delta X| < \kappa$), 停止迭代; 若不满足, 则令 $X = X_{\text{new}}$ 并返回第(2)步。

GNDO 算法将分布式光伏与电动汽车接入电网的多目标优化问题分解为多个子问题时, 首先结合配电网协同控制场景, 分析目标函数与约束条件特

性：目标函数聚焦网损最小化、电压偏差最小化，约束条件涵盖支路电流约束、功率平衡约束、节点电压约束、并联电容器运行约束及光伏与电动汽车容量限制；接着基于物理意义与约束关联性分组构建子问题；明确子问题间存在耦合，求解中通过非支配排序协调交互，平衡目标冲突，实现多子问题的协同优化。

2 实验

于某城市配电网 10kV 实际线路参数构建系统仿真实验，调用 IEEE33 节点配电网标准潮流计算模块，参数设置情况具体如下：梯度下降步长 α : 0.05；牛顿步长 β : 0.001；收敛条件 κ : $1e-6$ 。其中电动汽车充电站及光伏接入位置如表 1、表 2 所示，电力系统的节点连接图如图 2 所示。

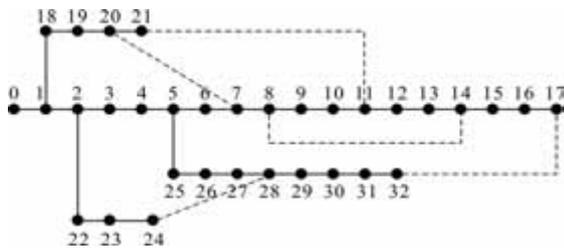


图 2 电力系统节点连接图
表 1 电动汽车充电站接入位置

电动汽车充电站接入节点	接入容量	充电站类型	电动汽车充电站接入节点	接入容量	充电站类型
30	12 台 6 kW 交流桩；12 台 60 kW 直流充电桩	公共充电站	40	25 台 6k W 交流桩	小区充电站
32	12 台 60 kW 直流充电桩	商业充电站	53	50 台 6 kW 交流桩；8 台 20 kW 直流充电桩	小区充电站
36	4 台 60 kW 直流充电桩	商业充电站	58	12 台 60 kW 直流充电桩	公交车充电站

表 2 光伏接入位置

序号	光伏接入节点	光伏接入容量/MW
1	28	2
2	39	1.5
3	52	1.5
4	55	1

无功补偿装置的接入情况如表 3 所示。

表 3 无功补偿装置的接入情况

序号	设备类型	接入节点	接入容量/kVar
1	SC1	27	160
2	SC1	29	160
3	SC2	41	140
4	SC3	59	180

由表中信息可知，部分节点光伏容量接入过大且附近负荷较轻，使其容易在光伏出力高峰时段出现电压越上限的问题，一些节点则由于负荷较重，使其容易在负荷高峰期部分时段出现电压越下限的问题，因此利用设计的控制方法对实验线路实施分布式光伏与电动汽车接入电网协同控制。

为明确不同功率优化方法对关键节点电压的作用效果，进一步分析节点 28、39、52、55、32、36、40 在原始功率及文献[5] - [7]方法、设计方法作用下的电压值。

表 4 关键节点的电压优化结果分析

节点	原始功率电压/pu	文献[5]方法电压/pu	文献[6]方法电压/pu	文献[7]方法电压/pu	设计方法电压/pu
28	0.92	0.95	0.97	0.94	0.98
32	0.90	0.93	0.95	0.92	0.96
36	0.91	0.94	0.96	0.93	0.97
39	0.91	0.94	0.96	0.93	0.97
40	0.93	0.96	0.98	0.95	0.99
52	0.93	0.96	0.98	0.95	0.99
55	0.92	0.95	0.97	0.94	0.98

由表 4 可知，原始功率下各节点电压偏低，文献[5-7]方法均能在一定程度上提升节点电压，但仍存在部分节点电压优化效果有限的情况。所提设计方法对节点 28、39、52、55、32、36、40 的电压分别提升至 0.98 pu、0.97 pu、0.99 pu、0.98 pu、0.96 pu、0.97 pu、0.99 pu，均处于电压额定范围内，且更接近额定值中心。

以城市配电网中的公共充电站为例，给出典型节点在协同控制过程中总目标函数以及功率需求约束条件的输出结果曲线，总目标函数收敛过程与功率需求约束曲线如图 3 所示。

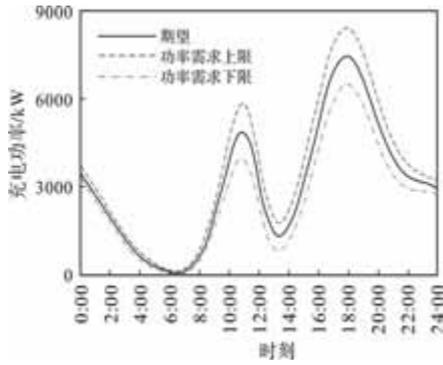


图3 总目标函数收敛过程与功率需求约束曲线

由图3可知，在GNDO算法的求解下，充电功率变化情况与总目标函数及功率需求约束条件紧密相关。功率需求处于上限与下限之间，且整体围绕期望曲线波动，同时总目标函数呈现出良好的收敛性，表明该协同控制方法能够有效满足功率需求约束，实现较为稳定且符合预期的充电功率调控。

测试本文方法优化前后节点30公共充电站的功率曲线；观察并分析本文方法的协同控制结果，将文献[5]、[7]、[8]作为对比测试方法，优化前后节点30公共充电站功率曲线对比实验结果如图4所示。

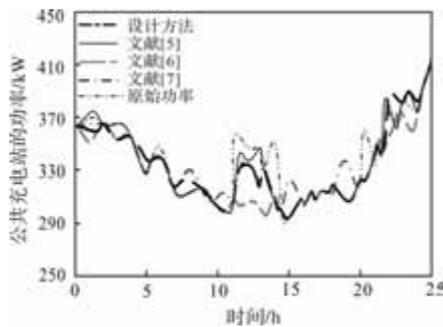


图4 优化前后节点30公共充电站的功率曲线

从图4可知，通过本文方法优化后的功率曲线相较于优化前更加平滑，这表明本文方法在协调充电站与光伏系统时，能够更好地管理公共充电站的功率波动，减少电网的负荷压力，提高电网稳定性。这是因为本文方法引入了GNDO算法作为分布式优化算法，能够处理系统中的不确定性和干扰，使得本文方法在复杂多变的电网环境中表现出更强鲁棒性。

协同控制前后节点30公共充电站电压曲线对比结果如图5所示。

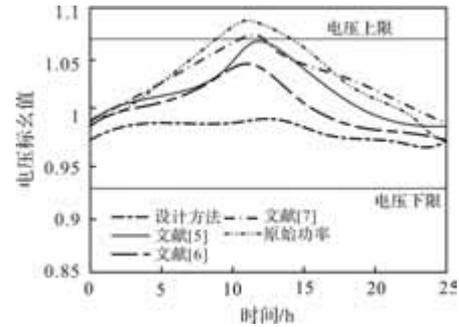


图5 协同控制前后节点30的电压曲线

从图5可以看出，经过本文方法进行协同控制后，节点30的电压曲线相较于控制前更加平稳，波动范围显著减小。这是因为本文方法在优化过程中有效地考虑了电压稳定性这一关键指标，并通过调整分布式光伏的输出功率、电动汽车的充电策略等手段，实现了对节点电压的精准控制。在协同控制前，节点30的电压存在越限情况，而通过本文方法进行控制后这一问题得到了明显改善。本文方法通过构建包含电压稳定性约束的目标函数，并基于GNDO算法实施求解，有效避免了电压越限现象的发生，保障了电网安全运行。

3 结 语

在探索分布式光伏与电动汽车接入电网的协同控制策略中，GNDO算法的引入为这一领域带来了新颖的视角与解决方案。通过GNDO算法的高效运算，不仅能够有效缓解光伏发电与用电需求之间的时间不匹配问题，还能显著提升电网在应对电动汽车充电负荷波动时的稳定性与韧性。此算法的应用，标志着在推动可再生能源与电动汽车产业深度融合方面迈出了重要一步。

参考文献

- [1] 陈浩然, 赵晓丽. 考虑分布式光伏发电的电动汽车充电策略研究[J]. 中国管理科学, 2023, 31(4): 161-170.
- [2] 林中琳, 黄晓立, 耿昌易, 等. 含恒功率负荷的直流微电网储能变换器双层模糊控制方法[J]. 微电机, 2023, 56(11): 49-5477.
- [3] 柯松, 陈磊, 杨军, 等. 基于半动态交通流模型的电动汽车出行引导策略[J]. 电网技术, 2023, 47(8): 3362-3375.
- [4] 魏辰阳, 魏斌, 蒋成, 等. 基于最大效率追踪的BW-PT协同控制方法研究[J]. 电力电子技术, 2023, 57(1): 101-104.

- [5] 程濛, 刘舒然, 骆琪霖. 基于高斯混合模型的配电网大规模光伏与电动汽车充电桩协同规划[J]. 供用电, 2023, 40(1): 18-24.
- [6] 覃丹, 马立红, 汪希玥, 等. 基于负荷聚合商模式的电网协同优化调度[J]. 电力需求侧管理, 2023, 25(2): 57-62.
- [7] 李洋. 基于云边协同的分布式电源运行控制方法研究[D]. 沈阳: 沈阳工业大学, 2022.
- [8] 黄啟茹. 含分布式光伏的电动汽车充电站能量优化管理研究[D]. 北京: 华北电力大学, 2022.
- [9] 梁栋, 邱馨洁, 刘琪, 等. 电动汽车与直流配电网协同的分布式自适应滚动预测调度[J]. 电力系统自动化, 2023(24): 90-99.
- [10] 曾君, 符致敏, 黄向敏, 等. 面向电动汽车的分布式储能主动汇聚与协同优化方法研究[J]. 控制理论与应用, 2023, 40(9): 1672-1682.
- [11] 黄存强, 王玉, 米金梁, 等. 基于有源功率因数校正的电动汽车直流充电系统接入对电网谐波的影响研究[J]. 高电压技术, 2023, 49(S01): 239-246.
- [12] 卢慧, 谢开贵, 胡博, 等. 混合交通流下计及储能型柔性开关影响的交通-配电网联合规划[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(22): 108-119.
- [13] 刘迪迪, 杨益菲, 杨玉荟, 等. 随机环境下电动汽车充电实时管理与优化控制算法[J]. 上海交通大学学报, 2023, 57(1): 1-9.
- [14] 谭笑, 华栋. 源荷协同下计及电转氢和电动汽车的含风电配电网日前优化调度[J]. 南方电网技术, 2023, 17(4): 144-155.
- [15] 刘东奇, 张曦, 钱奕衡. 电动汽车集群充放电演化博弈协同策略[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(16): 84-93.
- [16] 王超, 郑炼, 刘聚良, 等. 新能源电动汽车模块化电池包并联控制策略[J]. 可再生能源, 2023, 41(11): 1520-1527.

(上接第 55 页)

但本文方法仍存在一定不足。本文方法对突发性故障的响应速度有待提升, 可引入实时在线学习机制, 增强对动态故障的捕捉能力; 本文方法对强电磁干扰环境下的噪声抑制效果有限, 可以结合磁屏蔽硬件设计, 构建算法-硬件协同抗干扰体系以提升电磁环境下的检测稳定性。

参考文献

- [1] 杨艳芳, 梁中豪, 张美玲, 等. 数字化电能表信息采集中的反向电量异常识别方法[J]. 电气传动, 2023, 53(04): 78-83.
- [2] 庄葛巍, 顾臻, 冯秀庆, 等. 基于 TSVM 模型的智能电能表自动化检定系统异常检测[J]. 电气传动, 2022, 52(21): 67-73.
- [3] Yuan R, Zheng S, Yang P X. The Intelligent Detection Method of Electric Energy Meter Overload Operating and Collaborative Edge Computing for Social Internet of Things Systems[J]. International journal of distributed systems and technologies, 2022, 13(Pt. 2): 492-512.
- [4] 肖宇, 黄瑞, 刘谋海, 等. 基于 voting 集成的智能电能表故障多分类方法[J]. 电测与仪表, 2024, 61(07): 197-203.
- [5] 陈祉如, 代燕杰, 杜艳, 等. 基于小样本故障率的智能电能表可靠度预估模型[J]. 电力科学与技术学报, 2023, 38(01): 218-225.
- [6] 陈叶, 韩彤, 魏龄, 等. 基于多分类融合模型的智能电能表故障预测[J]. 电测与仪表, 2022, 59(11): 162-168.
- [7] 庄陵, 刘莹, 宋诗苇. 具有系数相关性的可变分数时延滤波器设计方法[J]. 通信学报, 2024, 45(04): 137-145.
- [8] 韩彤, 杨正宇, 陈叶, 等. 改进人工蜂群算法优化 SVM 的电能表故障诊断研究[J]. 机床与液压, 2022, 50(06): 192-196.
- [9] 谈丛, 黄红桥, 陈石东, 等. 广域级电网在运智能电能表的烧损故障关联分析和预测方法[J]. 湖南大学学报(自然科学版), 2022, 49(10): 175-182.
- [10] 李翔, 王涛. 离散时间姿态互补滤波器及其参数整定研究[J]. 传感技术学报, 2023, 36(10): 1563-1568.
- [11] 代燕杰, 荆臻, 孙永全. 基于多源信息融合的智能电能表质量综合评价方法[J]. 哈尔滨理工大学学报, 2023, 28(02): 34-42.
- [12] 王昊, 黄文焘, 邵能灵, 等. 直流配网多滤波器交互影响机理分析[J]. 上海交通大学学报, 2023, 57(04): 393-402.
- [13] 李森娟, 张萍, 岳大为, 等. 基于支持向量机的风电机组故障预测[J]. 计算机仿真, 2022, 39(05): 84-88, 180.
- [14] 石延辉, 杨洋, 廖毅, 等. 基于改进粒子群算法优化 SVM 的变压器故障诊断[J]. 武汉大学学报(工学版), 2023, 56(10): 1238-1244.
- [15] 李淑锋, 李加, 张玉峰, 等. 基于粒子群优化的支持向量机停电预测研究[J]. 南京理工大学学报, 2022, 46(04): 460-466.