

微电机

2025 6

第58卷 第6期
No.6 Jun, 2025

MICROMOTORS

西安微电机研究所有限公司主办

无锡市黄氏电器制造有限公司



无锡市黄氏电器
制造有限公司 (原无
锡市剑清微电机有限
责任公司) 为爪极式

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



28KTYZ



28KTYZ



50KTYZ



50KTYZ



50KTYZL



50KTYZLRGB80



50KTYZ



60KTYZ



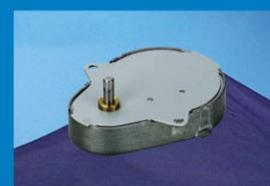
64KTYZ



64KTYZ



FGB64



RGB65

地址: 无锡市钱桥工业园钱洛路6-8号

电话: 0510-88089988

传真: 0510-88089900

微电机

WEI DIAN JI

月刊, 1972 年创刊
第 58 卷 第 6 期(总第 378 期)
2025 年 6 月 28 日出版

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

编辑委员会

顾问: 唐任远 赵淳生 莫会成 徐殿国
黄守道 梅雪松 刘卫国

主任委员: 肖曦

常务副主任委员: 李中军

副主任委员: 沈建新 曲荣海

委员: (按姓氏笔画为序)

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

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

编辑出版: 《微电机》编辑部

主编: 李中军

副主编: 谭莹 贾钰

地址: 西安市高新区上林苑四路 36 号
(710117)

电话: 86-29-84276641

在线投稿系统: wdj.paperopen.com

E-mail: micromotors@vip.sina.com

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

国外总发行: 中国国际图书贸易总公司
(100044 北京 399 信箱)

国外代号: M 4228

国内总发行: 陕西省邮政报刊发行局

订购处: 全国各地邮局或本刊编辑部

邮发代号: 52-92

刊号: ISSN 1001-6848
CN 61-1126/TM

国内定价: ¥8.00

国外定价: \$8.00

广告经营许可证: 6101004004005

印刷: 西安创维印务有限公司

目次

驱动控制

- 基于 ESO 的低载波比下 LCL-PMSM 电流控制策略
..... 周子翔, 赵世伟, 曹江华(1)
- PMSM 改进滑模变结构控制策略
..... 王淑旺, 蒋曜骏, 陈魁欣(8)
- 考虑高温环境的无刷直流电机扰动补偿驱动系统
..... 褚晓冬, 支宏旭, 贾奇勇, 等(13)
- 一种基于极限环振荡器的转子信息观测模型
..... 王全江, 张松, 姜文(19)
- 五相开绕组永磁同步电机容错发电控制策略研究
..... 王开春, 胡聪, 李琪琦, 等(29)
- 220 kV 变电站隔离开关电机电源误跳闸检测研究
..... 张力兵, 董兴华, 白旭, 等(37)

设计与研究

- 基于松鼠搜索算法的三相感应电机参数估计…………… 苏文胜, 周 超, 窦建平, 等(43)
- 基于重接型电磁发射原理的旋转式电磁加速器的设计…………… 董 亮, 谢晓堃, 蒋文龙, 等(50)
- 高速永磁电机转子协同优化机械设计…………… 张时雨, 陈 璞, 曾 纯(58)
- 单极发电机在电梯应急救援中的应用探索…………… 李忠哲(62)

新能源汽车技术

- 槽极组合对电动汽车轴向磁通永磁电机电磁性能和效率的影响…………… 郭守仑, 孙明冲, 吴长玉, 等(68)
- 基于提高电驱动系统效率的油品选型研究…………… 葛 孩, 任留立, 黄万里, 等(76)

综述

- 电力无源传感器的振动式微型发电机研究现状…………… 宋海飞, 于亚运, 李小娟(83)

《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. **58** No. **6** (Serial No. **378**) Jun. , **2025**

Authorities: Shaanxi Science and Technology
Holding Group

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

Edited & Published: MICROMOTORS
Editorial Department

Chief Editor: LI Zhongjun

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

Tel. : **86 - 29 - 84276641**

Online Submission System: wdj. paperopen. com

E - mail: micromotors@vip. sina. com

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

Distributor: Xi'an Newspapers and Periodicals
Publish Office

Domestic Subscription: Local Post Office &
MICROMOTORS Editorial Department

Periodical Code: **52 - 92**

Journal Code: ISSN1001 - 6848
CN61 - 1126/TM

Foreign Subscription:

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

Overseas Code: M **4228**

Price: \$ **8.00**

Annual Price: \$ **96.00**

Publication Date: Jun. **28**, **2025**

CONTENTS

Control Strategy of Permanent Magnet Synchronous Motor With LCL Filter at Low Carrier Ratio	ZHOU Zixiang, ZHAO Shiwei, CAO Jianghua(1)
PMSM Control Based on Improved Sliding Mode Disturbance Observer WANG Shuwang, JIANG Yaojun, CHEN Suxin(8)
A Disturbance Compensation Drive System for Brushless DC Motor Considering High Temperature Environment	CHU Xiaodong, ZHI Hongxu, JIA Qiyong, et al(13)
Limit Cycle Oscillator-Based Rotor Position Estimation in Permanent Magnet Synchronous Motors	WANG Quanjiang, ZHANG Song, JIANG Wen(19)
Research on Generation Control Strategy of Five-phase Open-winding PMSM WANG Kaichun, HU Cong, LI Qiqi, et al(29)
Research on Mistripping Detection of Isolation Switch Motor Power Supply in 220 kV Substation	ZHANG Libing, DONG Xinghua, BAI Xu, et al(37)
Parameters Estimation of Three-phase Induction Motor Based on Squirrel Search Algorithm SU Wensheng, ZHOU Chao, DOU Jianping, et al(43)
Design of Rotary Electromagnetic Launcher Based on Reconnection Electromagnetic Launch Principle	DONG Liang, XIE Xiaokun, JIANG Wenlong, et al(50)
Ordinated Optimization of Rotor Mechanical Design for High-speed Permanent Magnet Motors	ZHANG Shiyu, CHEN Pu, ZENG Chun(58)
Application Exploration of Unipolar Generators in Elevator Emergency Rescue LI Zhongzhe(62)
Influence of Slot Pole Combination on the Electromagnetic Performance and Efficiency of Axial Flux Permanent Magnet Motors in Electric Vehicles GUO Shoulun, SUN Mingchong, WU Changyu, et al(68)
Research of Oil Selection Based on Improving the Efficiency of Electric Drive System GE Hai, REN Liuli, HUANG Wanli, et al(76)
Research Status of Vibrational Micro-generators for Passive Electrical Sensors SONG Haifei, YU Yayun, LI Xiaojuan(83)

基于 ESO 的低载波比下 LCL-PMSM 电流控制策略

周子翔, 赵世伟, 曹江华
(华南理工大学 电力学院, 广州 510640)

摘要: 永磁同步电机(PMSM)在低载波比工况下开关频率谐波问题较为突出, 容易引起电机运行噪音增加和效率降低等问题。LCL 滤波器虽能有效滤除谐波, 但引入的系统高阶项加剧了 $d-q$ 轴耦合, 导致电流振荡、转矩波动等问题。为解决上述问题, 本文分析了低载波比工况下电流环 $d-q$ 轴耦合作用机理, 提出一种 ESO-PI 复合控制策略。该策略在 d 轴引入扩张状态观测器(ESO)对“总扰动”进行估计并实时补偿, 从而抑制电流环耦合。仿真与实验结果表明, 该策略在载波比低至 10 时仍能取得较好的耦合抑制效果, 提升了系统的动态性能。

关键词: 永磁同步电机; 低载波比; LCL 滤波器; 耦合抑制; 扩张状态观测器

中图分类号: TM351; TM341; TP272 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2025)06-0001-07

Control Strategy of Permanent Magnet Synchronous Motor With LCL Filter at Low Carrier Ratio

ZHOU Zixiang, ZHAO Shiwei, CAO Jianghua
(School of Electric Power, South China University of Technology, Guangzhou 510641, China)

Abstract: Permanent magnet synchronous motor (PMSM) in the low carrier ratio working condition switching frequency harmonic problem is more prominent, easy to cause the motor operation noise increase and efficiency reduction, etc. Although the LCL filter can effectively filter harmonics, but the introduction of the system of higher-order terms exacerbate the $d-q$ axis coupling, causing current oscillation and other problems. In order to solve the above problems, this paper analyzed the mechanism of $d-q$ axis coupling of the current loop under low carrier ratio operating conditions and proposes an ESO-PI composite control strategy. This strategy introduced an extended state observer (ESO) in the d axis to estimate the “total disturbance” and compensate it in real time, so as to suppress the current loop coupling. Simulation and experimental results show that the strategy can still achieve good coupling suppression effect when the carrier ratio is as low as 10, which improves the dynamic performance of the system.

Key words: permanent magnet synchronous motor; low carrier ratio; LCL Filter; coupling suppression; ESO

0 引言

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)以其功率密度高、效率高和调速范围宽等优点而得到广泛应用。然而, 在某些情况下, 如为了降低功率器件的开关损耗和延长寿命, 逆变器的开关频率受到限制^[1-2]; 对于超高速电机或多极数电机, 高电流基频导致载波比降低^[3-5]。这些低载波比工况会导致定子电流中的开关频率谐波显著, 引起电机运行噪音增加, 损耗增加, 效率降低。在传统的电压源型电机驱动拓扑上增加滤波器是解决此问题的方法之一。滤波器一般采用 L 型、LC 型及

LCL 型滤波器, 其中 LC 型滤波器与电机的相电感串联组成 LCL 型滤波器, 与外接 LCL 型滤波器的情形类似^[6]。LCL 滤波器为三阶结构, 谐振频率后的幅频曲线衰减速率为 -60 dB/dec, 而 L 型滤波器为 -20 dB/dec, 故 LCL 型逆变器有更小的体积和更强的高频谐波抑制能力^[7-8]。但三阶系统在派克变换后 $d-q$ 分量间存在复杂耦合, 影响系统动态性能, 限制了带 LCL 滤波器的 PMSM 驱动系统(LCL-PMSM)的实际应用。

针对耦合干扰抑制问题的研究在近年来取得了一些成果。文献[9]提出电流反馈解耦控制方法, 即基于电机的模型, 通过电流与转速信息直接计算

收稿日期: 2025-02-05

基金项目: 国家重点研发计划(2024YFB3411000)

作者简介: 周子翔(1998), 男, 硕士研究生, 研究方向为电机驱动控制。

通信作者: 赵世伟(1977), 男, 副教授, 研究方向为电机设计及其控制等。

曹江华(1982), 女, 讲师, 研究方向为特种电机的设计及控制。

电压补偿项实现解耦。该方案简单易于实现,但在 LCL 滤波器的三阶系统中,耦合项和串联环节多,仅通过电机电流和转速信息计算得到的补偿项将存在二阶微分环节,并不适用。文献[10]通过状态反馈引入与原耦合项大小相等的补偿项来抵消原耦合项,实现了对 LCL 型并网逆变器的解耦控制。但是状态变量的准确获取需要增加较多的传感器,增加了系统成本,且状态反馈矩阵参数设计复杂。文献[11]采用复矢量电流解耦控制器对 LCL-PMSM 实现了解耦控制,表现出较好的动态性能。但该方法基于电机模型,对建模准确程度有较高要求。文献[12]针对静止同步补偿器的非线性耦合系统的控制问题,在内模解耦的基础上引入扩张状态观测器(extended state observer, ESO)对扰动进行观测并补偿,取得较好的效果并表现出强鲁棒性。文献[13]引入 ESO 对电阻压降、交叉耦合等扰动因素进行观测并补偿,实现 PMSM 的解耦控制,提高了在动态过程中对电感参数变化的鲁棒性以及抗干扰能力。

针对 LCL-PMSM 的耦合干扰问题,本文提出一种电机侧电流反馈结合 d 轴总扰动补偿的复合电流控制策略。本文分析了 LCL 滤波器导致的系统阶数提升以及低载波比工况下的数字延时加剧电流环耦合作用的机理,指出了耦合作用对电机动态性能的影响。在此基础上,提出基于 ESO 的耦合抑制策略,将 d 轴的耦合项和其它扰动视为总扰动并进行观测,从而对 PI 控制器计算出来的 d 轴电压进行主动补偿。最后,给出仿真和实验中电机升速和降速过程中电流、电压和转速波形,验证了所提控制策略的可行性和优越性。

1 LCL-PMSM 数学模型

不失一般性,本文以表贴式永磁同步电机作为研究对象。图 1 为带有 LCL-PMSM 的控制系统结构。为简化分析,做出如下假设:(1)忽略铁心饱和;(2)不计涡流和磁滞损耗;(3)转子上无阻尼绕组,永磁体不计阻尼作用;(4)相绕组中感应电势波形为正弦波;(5)电容均为理想电容,电感均为理想电感;(6)忽略电机定子电阻。

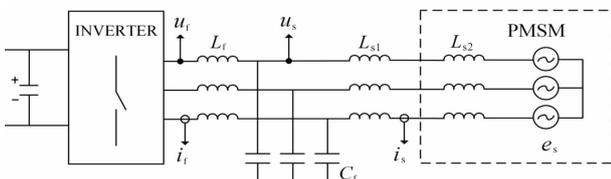


图 1 LCL-PMSM 控制系统结构

系统的数学模型可表示为

$$\begin{cases} u_{sn} = L_{sn} \frac{di_{sn}}{dt} + e_{sn} \\ C_f \frac{du_{sn}}{dt} = i_{fn} - i_{sn} \\ L_f \frac{di_{fn}}{dt} = u_{fn} - u_{sn} \end{cases} \quad (1)$$

式中, n 为 abc 三相, u_{sn} 为电容端三相电压, i_{sn} 为电机定子三相电流, e_{sn} 为三相反电动势, L_s 为电机定子相电感 L_{s2} 与滤波器电机侧电感 L_{s1} 的和, C_f 为滤波器中的电容, L_f 为滤波器逆变器侧电感, i_{sn} 为逆变器侧相电流, u_{fn} 为逆变器侧相电压。

将 abc 自然坐标系变换到 $d-q$ 坐标系中,可以得到 $d-q$ 坐标系下的数学模型:

$$\begin{cases} u_{sd} = L_s \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_e L_s i_{sq} \\ u_{sq} = L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_e L_s i_{sd} + \omega_e \psi_f \\ C_f \frac{du_{sd}}{dt} = i_{fd} - i_{sd} + \omega_e C_f u_{sq} \\ C_f \frac{du_{sq}}{dt} = i_{fq} - i_{sq} - \omega_e C_f u_{sd} \\ L_f \frac{di_{fd}}{dt} = u_{fd} - u_{sd} + \omega_e L_f i_{fq} \\ L_f \frac{di_{fq}}{dt} = u_{fq} - u_{sq} - \omega_e L_f i_{fd} \end{cases} \quad (2)$$

式中, u_{sd} 、 u_{sq} 分别为电机侧 d 、 q 轴电压, u_{fd} 、 u_{fq} 分别为逆变器侧 d 、 q 轴电压, i_{sd} 、 i_{sq} 分别为电机侧 d 、 q 轴电流, i_{fd} 、 i_{fq} 分别为逆变器侧 d 、 q 轴电流, ω_e 为电角速度, ψ_f 为永磁体磁链。

将耦合项和反电动势视作扰动,推导逆变器侧电压到电机侧电流的传递函数如:

$$G_{i_{sdq}}(s) = \frac{i_{dq}(s)}{u_{dq}(s)} = \frac{1}{sL_f L_s C_f s^2 + \omega_{res}^2} \quad (3)$$

其中, ω_{res} 为 LCL 型滤波器的谐振角频率,表示为

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{L_f + L_s}{L_f L_s C_f}} \quad (4)$$

2 电流环耦合分析

将式(2)绘制为系统框图,如图 2 所示。对比传统 PMSM 模型, LCL-PMSM 解耦控制 $d-q$ 轴电流难度增加的原因主要为两部分:一是 d 轴和 q 轴的控制结构图中各存在 3 个耦合项,而传统 PMSM 模型中 $d-q$ 轴各存在 1 个耦合项,即耦合项增多。二是电流环串联环节增多,逆变器电压不再直接施加在 PMSM 模型上,而需要经过 L 和 C 两个串联环节。

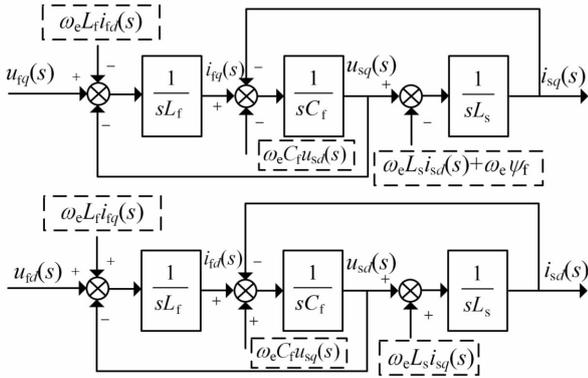


图2 d-q 轴模型框图

传统的 PI 控制器调节扰动的能力有限, 难以在动态过程中对电流指令的高性能跟踪。

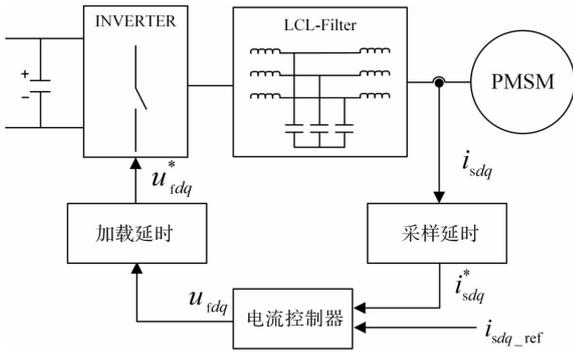


图3 电机控制系统延时示意图

在载波比较低时, 需要分析数字控制系统延时对电流环模型的影响。如图 3 所示, 系统的延时可分为两部分:

(1) 电流控制器计算得到的指令电压 \vec{u}_{vdq}^* 与逆变器实际输出的 \vec{u}_{vdq}^* 存在加载延时。加载延时由两部分组成, 一部分是电压指令计算完成后, 控制量在下一控制周期加载产生一拍延时; 另一部分是 PWM 单元等效的零阶保持器产生的半拍延时^[14]。

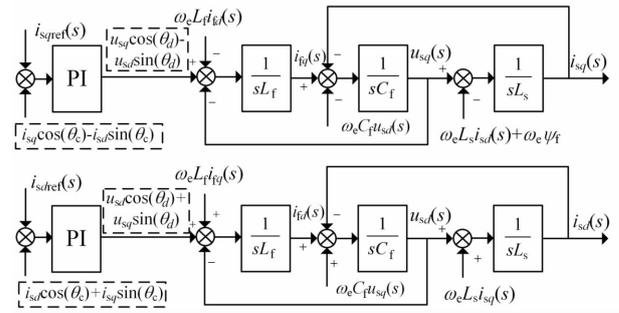
(2) 采样电流 \vec{i}_{sdq}^* 与电机实际电流 \vec{i}_{sdq} 之间, 存在采样延迟。其时长与采样电路与信号调理电路有关, 绝对值相对于加载延时一般较小^[15]。

上述的延时会造成 d - q 变换和 d - q 反变换不再准确, 这种影响可以建模为 d - q 轴控制模型中的耦合项。设加载延时造成的延时电角度为 θ_d , 采样延时造成的延时电角度为 θ_c , 则实际作用电压 \vec{u}_{vdq}^* 和指令电压 \vec{u}_{vdq} 的关系以及采样电流 \vec{i}_{sdq}^* 和实际电流 \vec{i}_{sdq} 的关系可以表示为

$$\begin{cases} \vec{u}_{vdq}^* = e^{-j\theta_d} \vec{u}_{vdq} = \vec{u}_{vdq} \cos(\theta_d) - j \vec{u}_{vdq} \sin(\theta_d) \\ \vec{i}_{sdq}^* = e^{-j\theta_c} \vec{i}_{sdq} = \vec{i}_{sdq} \cos(\theta_c) - j \vec{i}_{sdq} \sin(\theta_c) \end{cases} \quad (5)$$

结合式(5), 考虑延时之后, 重画图 2 所示的 d - q 轴控制框图, 如图 4 所示。

综上, 低载波比下 LCL-PMSM 的耦合问题的来

图4 考虑延时后 d - q 轴控制框图

源主要为系统阶数的提高和延时造成的变换误差。上述耦合问题将导致动态过程中实际电流和电流指令之间存在较大偏差, 对控制效果产生显著影响。这些影响体现为

(1) 电流调节方面, 目标值为 0 的 d 轴电流在动态中出现较大幅值的振荡, 进而导致与 i_d 值相关的耦合项 $\omega_e L_s i_{sd}$ 和 $i_{sd} \sin(\theta_c)$ 影响 q 轴电流的控制效果, 即 d - q 轴间形成串扰。同时, 无功电流 i_d 的存在降低了转矩电流比, 电机效率下降。

(2) 输出转矩方面, 动态中电流的波动导致电磁转矩的波动, 最后体现在转速的波动。而 LCL-PMSM 多应用于调速场景, 转速波动限制了其实际应用。

(3) 逆变器电压方面, 低载波比工况时电机的反电势更高, 给定的电压控制量容易达到电压极限圆; 且动态过程中出现的电流振荡分量和无功分量可能引起电流控制器给出的电压指令过大而限幅, 进一步恶化电流控制效果。

3 基于 ESO 的耦合补偿策略

通过第 2 节的分析发现, LCL-PMSM 系统的耦合问题有着三个特点: ①耦合项数量多; ②部分耦合项与控制量之间的串联环节多; ③耦合程度受电流和转速的大小影响。这些特点导致依赖于模型的扰动量计算方法难以在 LCL-PMSM 系统上获得理想效果。针对此问题, 本文引入 ESO, 利用其无需依赖模型便能将扰动观测出来的特性, 实现对 LCL-PMSM 系统“总扰动”的准确估算^[15]。

3.1 基于 ESO 的 d 轴总扰动估计方法

考虑扰动后的三阶系统可表示为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_3 \\ \dot{x}_3 = f(x_1, x_2, x_3, w(t), t) + bu \\ y = x_1 \end{cases} \quad (6)$$

式中, x 为系统的状态变量, $x_4 = f(x_1, x_2, x_3, w$

$w(t)$ 、 t 为系统总和扰动作用， $w(t)$ 为外扰动部分， t 为时间， b 为控制增益， u 为系统的控制量。

$$\begin{cases} es = z_1 - y \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1 es \\ \dot{z}_2 = z_3 - \beta_2 es \\ \dot{z}_3 = z_4 - \beta_3 es + bu \\ \dot{z}_4 = -\beta_4 es \end{cases} \quad (7)$$

将系统内外部总扰动扩张为新的状态变量： $x_4 = f(x_1, x_2, x_3, w(t), t)$ ， $\dot{x}_4 = g(t)$ ；将扩张后的系统状态量的估计值设为 $[z_1 z_2 z_3 z_4]^T$ ，其分别为 x_1 、 x_2 、 x_3 和总扰动的估计，建立如式(7)的四阶状态观测器。其中， β_1 、 β_2 、 β_3 、 β_4 为ESO的可调参数。

考虑到四阶ESO的反馈系数众多，本文采用基于带宽的ESO参数设计方法，从而将对反馈系数的设计简化为对ESO带宽 ω_0 的设计。基于带宽的ESO参数整定方法将ESO的闭环极点配置在 $-w_0$ 处，由此观测器的闭环极点均位于复平面的左半平面，观测器是稳定收敛的。反馈系数与带宽的关系如：

$$\begin{cases} \beta_1 = 4\omega_0 \\ \beta_2 = 6\omega_0^2 \\ \beta_3 = 4\omega_0^3 \\ \beta_4 = \omega_0^4 \end{cases} \quad (8)$$

结合前文对电流环耦合作用的分析，本文引入ESO对LCL-PMSM电机电流反馈控制的优化思路为：对 d 轴的总扰动进行观测并补偿，实现在动态过程中能维持 $i_d = 0$ 控制。由此 q 轴中的耦合项 $\omega_e L_s i_{sd}$ 和 $i_{sd} \sin(\theta_c)$ 可以保持为0，减轻了 q 轴PI控制器的调节压力，而 q 轴其他的扰动通过PI控制器调节即可取得较好的抑制效果。 d 轴补偿的做法如图5所示，ESO以电机 d 轴电流 i_{sd} 和 d 轴输入电压 u_{td} 作为输入，输出为总扰动的观测值，乘上换算系数 $1/b$ 后补偿到控制量 u_{td} 中。

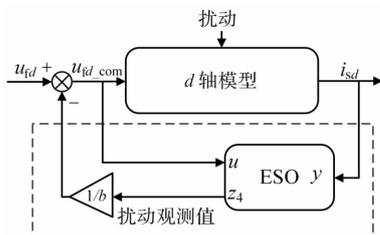


图5 ESO作用示意图

3.2 系统控制策略总体实现

图6为LCL-PMSM的电流速度双闭环ESO-PI复合控制策略。其中，转子位置和转速由滑模观测器(SMO)与锁相环(PLL)得到， q 轴电流指令由转速环PI控制器给出， d 轴电流指令恒为0。 d 轴和 q 轴的电流PI控制器给出期望施加的电压矢量。ESO对电流环 d 轴的总扰动进行观测， z_4 为对总扰动的估计量，乘上换算系数 $1/b$ 后补偿到 d 轴电流控制器输出控制量中；ESO的输入量为补偿后的 d 轴控制量以及 d 轴电流，输出量仅有 z_4 。所提控制策略避免了增加传感器，对电机模型依赖低，并且参数设计简单。

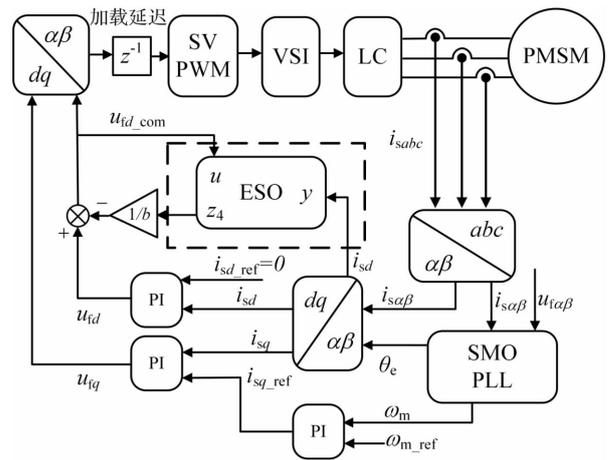


图6 LCL-PMSM双闭环ESO-PI复合控制策略框架

4 仿真与实验

4.1 仿真分析

为验证本文分析的正确性和所提策略的有效性，在Matlab/Simulink中搭建电机控制系统，进行仿真研究。仿真中PMSM、LCL滤波器和驱动器所采用的参数如表1所示。

表1 电机及LCL滤波器参数表

参数	参数值	参数	参数值
极对数	14	开关频率/kHz	10
相电阻/ Ω	0.05	控制频率/kHz	20
相电感/ μH	50	逆变器侧电感/ μH	330
永磁磁链/Wb	0.0025	电机侧电感/ μH	330
供电电压/V	45	电容/ μF	20

图 7 和图 8 为传统 PI 控制和 ESO-PI 复合控制下的电流动态性能的仿真结果。两种控制策略中的 PI 控制器的仿真参数均为 $K_p = 2.5$ 、 $K_i = 30$ 。为模拟后续实验中的电机桨叶负载，仿真的负载设置为负载大小与电机转速成正比例关系。转速环的控制器参数设置为 $K_p = 0.1$ 、 $K_i = 0.01$ ，分别控制电机实现 3300 r/min 升速至 4300 r/min 以及 4300 r/min 降速至 3300 r/min 的工况变化。其中，电机运行在 3300 r/min 时，电流基频为 770 Hz，载波比约为 13；电机运行在 4300 r/min 时电流基频为 1 kHz，载波比约为 10。

在采用传统 PI 控制的仿真结果图 7 (a) 和图 8 (a) 中，可以看到在 PI 控制器作用下的系统在动态过程中会出现幅值较大的无功电流 i_{sd} ，且在约 1 s 左右后才恢复到 0，振荡时间较长。同时 i_{sd} 对 i_{sq} 形成了串扰， i_{sq} 中也出现了电流振荡。在采用 ESO-PI 控制策略的仿真结果图 7 (b) 和图 8 (b) 中，可以看到 i_{sd} 幅值始终维持在 0 附近， i_{sq} 在 PI 控制器的调节下即可快速到达稳态，电流振荡得到有效抑制。

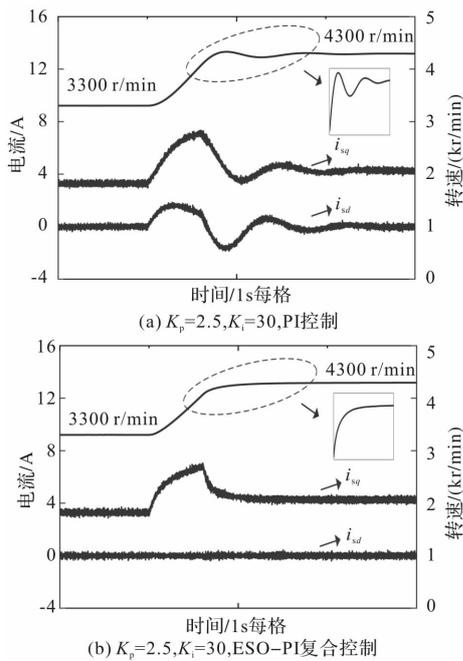


图 7 升速工况电流环性能仿真结果对比

观察图 7 和图 8 中的转速曲线可以得知，采用 PI 控制下的转速在升速和降速的过程中出现了转速波动，而采用了 ESO-PI 控制策略的转速调节未出现波动。这表明所提算法能有效降低耦合项对电机输出转矩的不利影响。

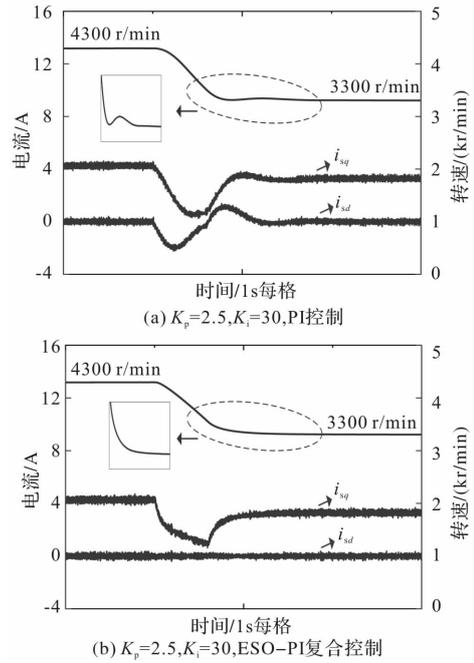


图 8 降速工况电流环性能仿真结果对比

图 9 为仿真中 i_{sd} 和 i_{sq} 的合成电流 i_s 在调速过程中的幅值变化图。观察可知所提的控制策略缩短了调节时间，降低了电流最大幅值，并能够抑制电流振荡。

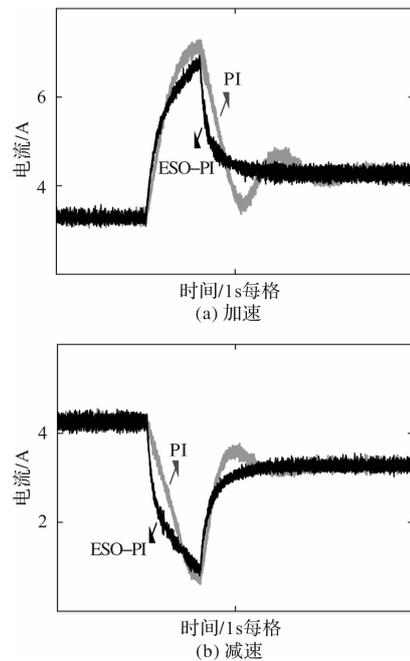


图 9 i_s 幅值变化图(仿真)

图 10 为仿真中 u_{fd} 和 u_{fq} 的合成电压 u_i 在调速过程中的幅值变化图。可以看到传统 PI 控制器未能快速抑制耦合项的影响，在调节过程中电压出现明显振荡，其中加速过程中的最大电压幅值接近电压极限圆 $45\sqrt{3}V$ ，增加了达到限幅的风险。应用所提控制策略后，电压振荡不再出现，加速过程中的电压

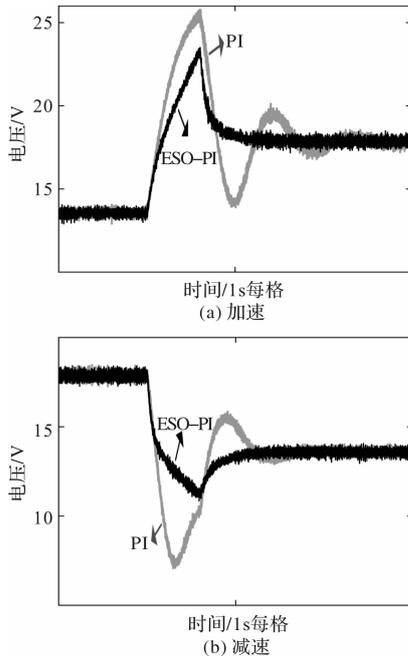


图 10 u_d 幅值变化图(仿真)

最大值减小。

4.2 实验验证

根据前文的仿真分析,在图 11 所示的实验平台上对本文所提方法的有效性进行了实验验证。

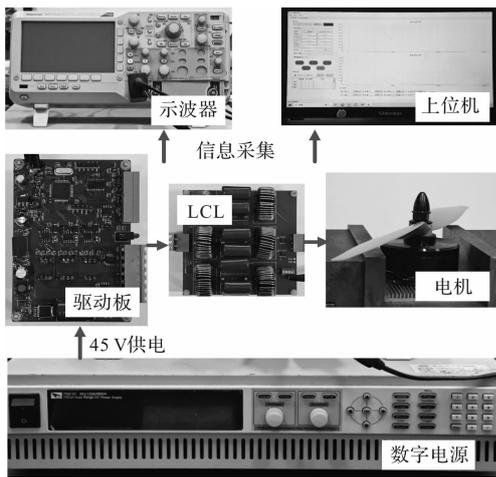


图 11 实验平台与实验样机图

驱动平台和电机的相关参数与表 1 一致,采用上位机软件与示波器采集电流等信息,实验中的转子位置和转速信息由无位置传感器算法计算获得,电机的加载方式为加装桨叶。

图 12 和图 13 分别为电机升速和降速的电流与转速的动态波形,图中对比了不同控制策略下电流和转速的不同表现。电流环和转速环的控制器参数和仿真分析设置保持一致。工况设置和仿真分析保持一致。结果表明,ESO-PI 控制策略能够抑制电流

振荡,维持 $i_d = 0$ 控制,并有效减小耦合项对输出转矩的影响。

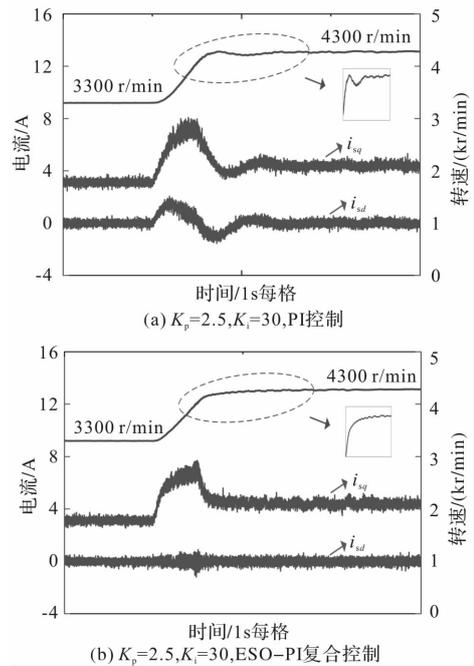


图 12 升速工况电流环性能实验结果对比

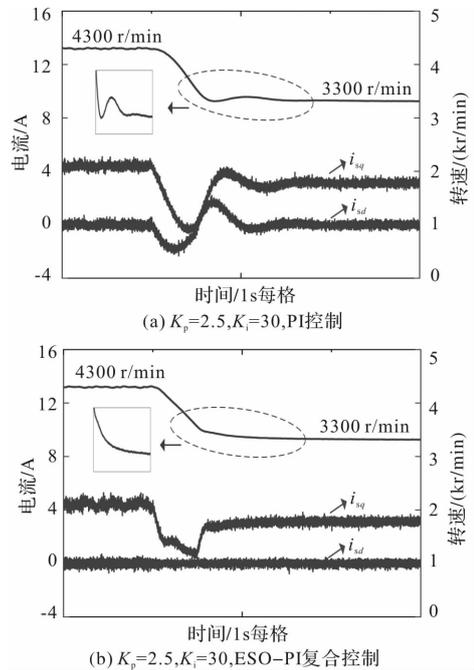
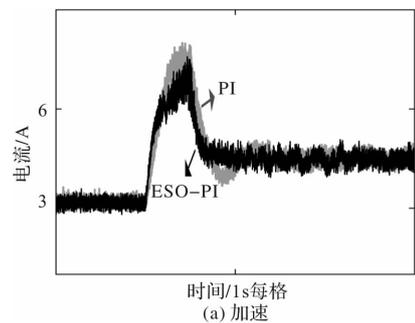


图 13 降速工况电流环性能实验结果对比



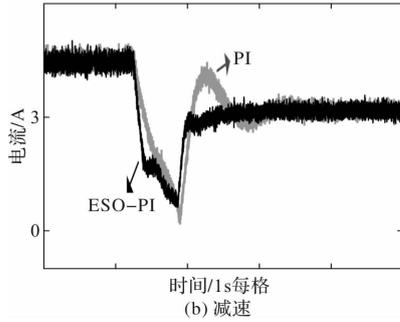


图 14 i_s 幅值变化图(实验)

图 14 为实验中 i_{sd} 和 i_{sq} 的合成电流 i_s 在调速过程中的幅值变化图。结果表明 ESO-PI 控制策略减小动态过程中电流的最大幅值, 并且抑制了电流振荡。

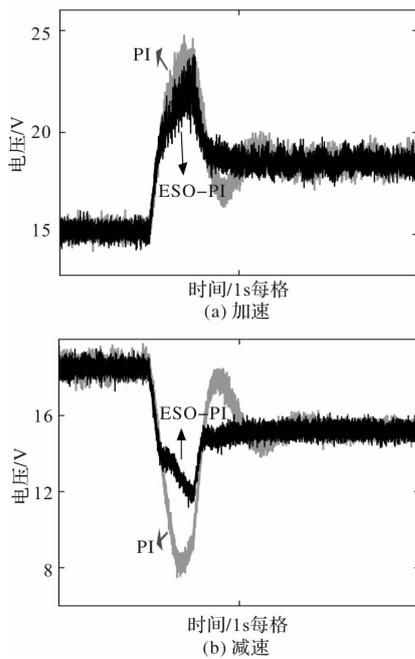


图 15 u_t 幅值变化图(实验)

图 15 为实验中 u_{id} 和 u_{iq} 的合成电压的模 u_t 在调速过程中的幅值变化图。结果表明 ESO-PI 控制策略能够减小动态过程中电压的最大幅值, 抑制了电压振荡, 降低了电压指令达到限幅的风险。

5 结 语

针对传统 PI 控制器对低载波比工况下 LCL-PMSM 耦合抑制能力不足的问题, 本文提出了 ESO-PI 复合电流控制策略, 进行理论推导和仿真、实验分析, 结果表明:

(1) LCL 滤波器导致系统阶数提高以及低载波比下显著数字延时造成的系统建模误差是系统耦合加剧的来源。

(2) 引入 ESO 能够有效地对 d 轴的“总扰动”进行实时观测并补偿, 从而实现高性能的 $i_d = 0$ 控制, 削弱电流环中 d 轴对 q 轴的串扰。

(3) ESO-PI 控制策略可以有效抑制耦合作用带来的电流电压振荡和转矩波动等负面影响, 提高了系统的动态性能; 并具有无需增加传感器、对电机模型依赖低和参数设计简单的优点。

参考文献

- [1] 周明磊, 王琛琛, 游小杰, 等. 轨道交通牵引逆变器调制策略性能比较[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(10): 3763-3774.
- [2] 马光同, 孙振耀, 徐帅, 等. 轨道交通车辆永磁直驱技术综述[J]. 交通运输工程学报, 2022, 21(01): 217-232.
- [3] Yang S C, Chen G R. High-speed Position-sensorless Drive Of Permanent-magnet Machine Using Discrete-time EMF Estimation[J]. IEEE Transactionson Industrial Electronics, 2017, 64(6): 4444- 4453.
- [4] 顾思芸, 沈建新. 高速永磁同步电机解耦控制——低载波比数字延时与 Smith 预估控制[J]. 微电机, 2024, 57(01): 18-25.
- [5] 张宏阳, 陈飞宇, 陈国华, 等. 永磁同步电机低载波比优化复矢量控制[J]. 微电机, 2021, 54(08): 62-67.
- [6] 顾盼盼, 郑建勇, 缪惠宇, 等. 光伏发电系统并网逆变器研究综述[J]. 电工电气, 2017, (11): 1-5 + 29.
- [7] 周羽, 李槐树, 黄克峰. 带输出滤波器的永磁同步电机系统的逆变器最大功率因数研究[J]. 电力自动化设备, 2014, 34(05): 93-97.
- [8] 吴翔, 李超, 刘志恒, 等. 带有 LC 正弦波滤波器的内置式永磁同步电机电流控制器谐振抑制参数设计[J]. 电工技术学报, 2023, 38(22): 6082-6093.
- [9] 郑大坤, 周云山, 李航洋, 等. 基于 EKF 的无传感器永磁同步电机控制器设计[J]. 微电机, 2018, 51(01): 29-33.
- [10] 屈克庆, 李文旗, 叶天凯, 等. 基于状态反馈的 LCL 型逆变器解耦控制策略[J]. 电工技术学报, 2016, 31(20): 130-138.
- [11] 陈龙, 郑昕昕, 刘新天, 等. 带 LCL 滤波器的电机控制复矢量解耦技术[J]. 汽车工程学报, 2024, 14(06): 1083-1090.
- [12] 赵宇, 王俊杰, 姚为正, 等. 新型改进内模解耦控的 STATCOM 电流环控制方案设计[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(18): 5409-5419.

(下转第 28 页)

PMSM 改进滑模变结构控制策略

王淑旺¹, 蒋曜骏², 陈甦欣²

(1. 安徽巨一科技股份有限公司, 合肥 230041; 2. 合肥工业大学 机械工程学院, 合肥 230009)

摘要: 为了提高永磁同步电机(PMSM)滑模控制(SMC)的动态响应性能和抗干扰能力, 首先, 提出了改进趋近律, 采用积分滑模面设计了改进型滑模速度控制器, 加快了系统的响应速度, 降低了抖振; 其次, 用负载转矩和转速为状态变量设计了滑模扰动观测器, 提高了系统的观测精度, 降低了稳态误差; 最后, 在 Simulink 中搭建模型仿真, 结果表明: 转速突变时, 改进 SMC 无超调趋近目标值且趋近速度提高了约 90%; 负载突变时, 改进 SMC 转速波动下降了约 60%, 趋近速度提高了约 80%, 说明该方法有效。

关键词: PMSM; 改进趋近律; 滑模控制; 扰动观测器

中图分类号: TM351; TM341; TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2025)06-0008-05

PMSM Control Based on Improved Sliding Mode Disturbance Observer

WANG Shuwang¹, JIANG Yaojun², CHEN Suxin²

(1. Anhui JEE Technology Co., LTD., Hefei 230041, China; 2. School of Mechanical Engineering, Hefei University of Technology, Hefei 230009, China)

Abstract: In order to improve the dynamic response performance and anti-interference ability of permanent magnet synchronous motor (PMSM) sliding mode control (SMC), firstly, an improved sliding mode speed controller was designed using integral sliding mode surface, which speeded up the response speed of the system and reduces buffeting. Secondly, a sliding mode disturbance observer was designed using load torque and speed as state variables, which improved the observation accuracy and reduces the steady-state error of the system. Finally, a model simulation was built in Simulink, and the results show that: when the speed changes, the SMC has improved no overshoot reaching target value and the reaching speed is increased by about 90%. When the load changes abruptly, the SMC speed fluctuation decreases by about 60% and the approach speed increases by about 80%, indicating that the method is effective.

Key words: permanent magnet synchronous motor; improved approach law; sliding mode control; disturbance observer

0 引言

PMSM 因其功率密度高、调速范围广等优点, 广泛应用在新能源汽车、航空航天等领域^[1]。PMSM 调速系统常用 PI 控制, 但是 PI 控制在稳态时控制效果较好, 在非稳态时控制效果则不好。为此, 国内外专家进行了大量的研究, 提出了一系列的控制策略, 如: 滑模变结构控制(SMC)^[2]、自抗扰控制^[3]、模糊控制^[4]、自适应控制^[5]、模型预测控制^[6]、神经网络^[7]控制等。其中 SMC 具有较强的鲁棒性, 因而被广泛应用。温超等^[8]采用变指数趋近律加扩展扰动观测器的方法, 提高了系统的动态性能。林新才等^[9]提出了一种固定时间滑模控制器与扩张状态观测器的方法, 抑制了抖振, 实现了扰动

的精准观测。李娜英等^[10]提出了一种超螺旋观测器的快速终端滑模控制的方法, 提高了控制系统的鲁棒性。MaS 等^[11]提出了一种结合滑模扰动观测器和增强型双矢量模型预测电流控制的新型趋近律控制方法, 提高速度控制系统的弹性和动态响应性能。任金霞等^[12]提出了一种改进的分数阶滑模转速控制器结合改进的非线性转速环扩展状态观测器的控制策略, 提高系统稳定性和抗干扰能力, 具有更好的动、稳态性能。

为了提高 SMC 的动态响应性能和鲁棒性, 本文提出了一种改进滑模速度控制器加扰动观测器的策略。首先设计了改进趋近律, 引入了系统状态变量, 并采用积分型滑模面设计了滑模速度控制器来代替传统速度外环 PI 控制器, 用 Lyapunov 函数证明其稳

收稿日期: 2024-12-06

基金项目: 安徽省支持产业基础能力提升项目(新能源汽车集成电驱系统)

作者简介: 王淑旺(1978), 男, 博士, 总经理, 研究方向为汽车制造技术与智能装备。

蒋曜骏(1998), 男, 硕士研究生, 研究方向为新能源汽车电驱系统。

定性；其次，针对系统参数和负载扰动问题设计了滑模扰动观测器，引入双曲正切函数，将观测的结果反馈至速度控制器中；最后进行仿真分析。结果表明，本文设计的控制策略，系统的动态响应和抗干扰能力都得到了提高。

1 永磁同步电机数学模型

本文研究表贴式的 PMSM，其在 d, q 坐标系下的数学模型为

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + L_s \frac{d}{dt} i_d - \omega_e L_s i_q \\ u_q = Ri_q + L_s \frac{d}{dt} i_q + \omega_e L_s i_d + \omega_e \psi_f \end{cases} \quad (1)$$

式中， u_d, u_q, i_d, i_q 分别为定子电压和电流； R, L_s, ω_e, ψ_f 分别为定子电阻和电感，电角速度以和磁链。

运动方程为

$$T_e = 1.5 p_n \psi_f i_q \quad (2)$$

$$J \frac{d}{dt} \omega = T_e - T_L - B\omega \quad (3)$$

式中， J 为转动惯量； T_e, T_L 为电磁转矩和负载转矩； B 是粘滞摩擦因数。

2 滑模速度控制器的设计

2.1 改进趋近律的设计

传统的趋近律函数采用的指数趋近律：

$$\dot{s} = -\varepsilon \operatorname{sgn}(s) - qs \quad (4)$$

式中， $-\varepsilon \operatorname{sgn}(s)$ 为等速趋近项， $-qs$ 为指数趋近项， ε, q 为大于 0 的常数。

由于其中存在符号函数，会导致系统稳定性不高存在较大的抖振，因此设计了改进趋近律：

$$\begin{cases} \dot{s} = -\varepsilon f(x, s) \operatorname{sigmoid}(s) - q |s|^\alpha \\ f(x, s) = \frac{\arctan |x|}{\beta e^{-\delta |s|}} \end{cases} \quad (5)$$

式中， α, β, δ 为正常数， x 为状态变量， s 为滑模面。

对改进趋近律进行分析：函数中引入了状态变量，使得系统趋近速度随着系统状态量变化而变化。当系统状态点距离滑模面较远时， $|s|, x$ 值较大，此时系统在等式(5)的左右两项的共同作用下快速的趋近于滑模面，当系统状态点距离滑模面较近时，式(5)等式右侧项趋近于 0，系统在等式左侧项的作用下趋近于滑模面，由于反正切函数有界，使得系统速度不会过大，让状态点不断地趋近于滑模面，进一步的抑制了抖振。

同时，为了进一步削弱由于符号函数带来的抖振，使得控制信号更加平滑，本文使用了 sigmoid 函

数来代替符号函数，其函数表达式如下：

$$\operatorname{sigmoid}(s) = \begin{cases} -1 & x \leq -\Delta \\ \frac{2}{1 + e^{-as}} - 1 & -\Delta \leq x \leq \Delta \\ 1 & x \geq \Delta \end{cases} \quad (6)$$

式中， a 为控制系数，是一个大于 0 的常数， Δ 为边界层厚度，图 1 为 a 取不同值时 sigmoid 函数示意图。

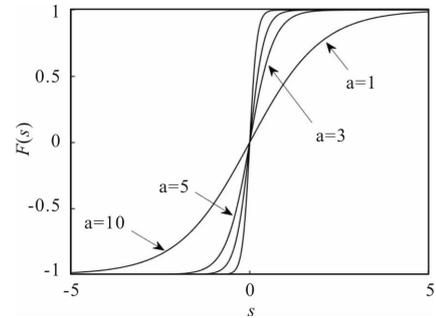


图 1 a 取不同值时 sigmoid 函数示意图

由图 1 可以看出， a 越大，函数的趋近速度越快，系统响应越快，反之越慢。为保证系统响应速度快，又防止抖振过大，取 $a = 5, \Delta = 2$ 。

2.2 滑模速度控制器的设计

定义转速误差 x 为系统的状态变量：

$$x = \omega_{\text{ref}} - \omega_m \quad (7)$$

式中， ω_{ref} 为给定的参考转速， ω_m 为电机的实际转速。

对式(3)求导后得到：

$$\dot{x} = -\dot{\omega}_m = -\frac{1.5 p_n \psi_f i_q}{J} + \frac{T_L}{J} + \frac{B\omega_m}{J} \quad (8)$$

由于滑模控制在滑模面附近会产生抖振，为了降低抖振，平滑转矩，增强系统的鲁棒性，因此选取积分型滑模面：

$$s = x + c \int_0^t x dt \quad (9)$$

式中， c 为积分系数。

对 s 求导后有：

$$\dot{s} = \dot{x} + cx = -\dot{\omega}_m + cx \quad (10)$$

根据式(5)、式(8)、式(10)可得：

$$\begin{aligned} i_q^* = \frac{2J}{3p_n \psi_f} \left[\varepsilon f(x, s) \operatorname{sigmoid}(s) + \right. \\ \left. q |s|^\alpha + \frac{T_L}{J} + \frac{B\omega_m}{J} + cx \right] \end{aligned} \quad (11)$$

式中， i_q^* 为输出的 q 轴参考电流。

考虑到参数变化和外界扰动，将式(11)写成：

$$i_q^* = \frac{2J}{3p_n \psi_f} \left[\varepsilon f(x, s) \operatorname{sigmoid}(s) + \right.$$

$$q |s|^\alpha + \frac{B\omega_m}{J} + cx + d(t)] \quad (12)$$

式中, $d(t)$ 为系统内部和外部扰动之和。

选取李雅普诺夫 (Lyapunov) 函数:

$$V = \frac{1}{2}s^2 \quad (13)$$

对其求导有:

$$\dot{V} = s\dot{s} = -\varepsilon \frac{\arctan|x|}{\beta e^{-\delta|s|}} \text{sigmoid}(s) \cdot s - q |s|^{\alpha+1} \quad (14)$$

等式的前后两项均小于 0, 显然可以得到 $\dot{V} \leq 0$ 恒成立, 即满足滑模的可达性条件, 即系统是稳定的。

3 滑模扰动观测器的设计

针对内部参数变化和外界负载扰动问题, 设计了扰动观测器进行观测, 将结果反馈至速度控制器中, 提高了系统的抗扰动性能, 图 2 所示为其控制框图。

电机在运行中, 负载扰动转矩变化缓慢, 可以近似认为在一个控制采样周期内负载扰动转矩不变。

$$\frac{dT_L}{dt} = 0 \quad (15)$$

进而可知扰动的一阶导数为 0:

$$\dot{d}(t) = 0 \quad (16)$$

构建如下的状态空间方程:

$$\begin{bmatrix} \dot{\omega}_m \\ \dot{d}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -B/J & -1/J \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_m \\ d(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/J \\ 0 \end{bmatrix} T_e \quad (17)$$

为了得到 $d(t)$ 和 ω_m 的值并进行前馈补偿, 设计观测器的状态方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{\omega}}_m \\ \dot{\hat{d}}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -B/J & -1/J \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\omega}_m \\ \hat{d}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/J \\ 0 \end{bmatrix} T_e + \begin{bmatrix} 1 \\ \eta \end{bmatrix} g(e_\omega) \quad (18)$$

式(17)和式(18)做差得到误差方程为

$$\begin{cases} \dot{e}_\omega = -\frac{B}{J}e_\omega - \frac{1}{J}e_d - g(e_\omega) \\ \dot{e}_d = -\eta g(e_\omega) \end{cases} \quad (19)$$

式中, $g(e_\omega)$ 为滑模控制率, η 为观测增益, $e_\omega = \omega_m - \hat{\omega}_m$, 为速度误差, $e_d = d - \hat{d}$ 为扰动误差。

选取积分型滑模面:

$$s_\omega = e_\omega + c_\omega \int_0^t e_\omega dt \quad (20)$$

求导得到:

$$\dot{s}_\omega = \dot{e}_\omega + c_\omega e_\omega \quad (21)$$

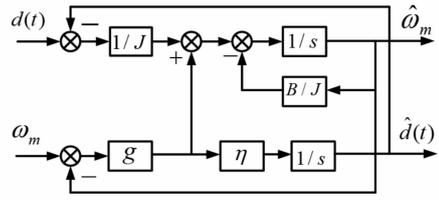


图 2 扰动观测器控制框图

为了进一步降低抖振, 采用了光滑连续的 $\tanh(s)$ 函数代替 $\text{sgn}(s)$ 函数, 即得到如下趋近律:

$$\dot{s}_\omega = -\varepsilon_\omega h(s_\omega) \quad (22)$$

$$h(s) = \tanh(s) = \frac{\exp(s) - \exp(-s)}{\exp(s) + \exp(-s)} \quad (23)$$

根据式(19)、式(20)、式(22), 设计如下控制率:

$$g(e_\omega) = (c_\omega - \frac{B}{J})e_\omega - \frac{1}{J}e_d + \varepsilon_\omega h(s_\omega) \quad (24)$$

将 $\frac{1}{J}e_d$ 作为扰动项, 上式可以变为

$$g(e_\omega) = (c_\omega - \frac{B}{J})e_\omega + \varepsilon_\omega h(s_\omega) \quad (25)$$

定义李雅普诺夫函数:

$$V_\omega = \frac{1}{2}s_\omega^2 \quad (26)$$

结合式(19)、式(21)、式(24)并对式(26)求导有:

$$\begin{aligned} \dot{V}_\omega = s_\omega \dot{s}_\omega &= s_\omega (c_\omega e_\omega - \frac{B}{J}e_\omega - \frac{1}{J}e_d - g(e_\omega)) = \\ &= s_\omega (-\varepsilon_\omega \tanh(s_\omega) - \frac{e_d}{J}) \end{aligned} \quad (27)$$

由上述证明可得 $\dot{V}_\omega \leq 0$ 成立, 因此所设计的滑模扰动观测器是稳定的。

4 仿真验证与分析

为了验证该方法的有效性, 搭建了模型进行仿真, 其结构框图如图 3 所示, 其余参数如表 1 所列。

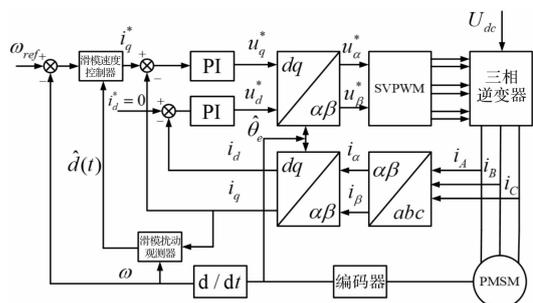


图 3 PMSM 控制系统原理框图

表 1 永磁同步电机参数

参数	参数值
极对数	4
定子电感/mH	8.5
定子电阻/ Ω	2.875
永磁体磁链/Wb	0.175
转动惯量/($\text{kg} \times \text{m}^2$)	4.8×10^{-6}

(1) 转速突变波形分析

电机空载启动，在 0.5 s 时转速由 400 r/min 突变至 800 r/min，图 4 为传统 SMC 和改进 SMC 转速响应仿真对比图。

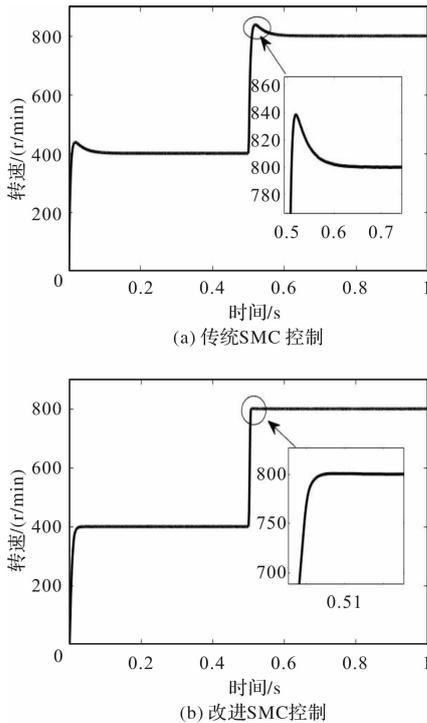


图 4 传统 SMC 和改进 SMC 转速响应对比

由图 4 可以看出：在转速突变时，传统 SMC 存在约 40 r/min 的超调量，并且在大约 0.1 s 后才趋近目标值，本文设计的改进 SMC 基本无超调且约在 0.01s 后趋近目标值，本文设计的改进 SMC 相比于传统 SMC 在起动阶段以及转速突变时转速跟踪精确，响应速度快，能够无超调达到目标值。

(2) 负载突变波形分析

电机空载启动，额定转速设置为 800 r/min，在 0.5 s 时加入 10 Nm 负载。图 5 为传统 SMC 和改进 SMC 转速响应仿真对比图。图 6 为传统 SMC 和改进 SMC 三相电流仿真对比图。图 7 为传统 SMC 和改进 SMC 电磁转矩响应的仿真对比图。

由图 5 可以看出：在 0.5 s 加入负载后，传统 SMC 转速下降约为 50 r/min，在 0.1 s 后恢复至目标

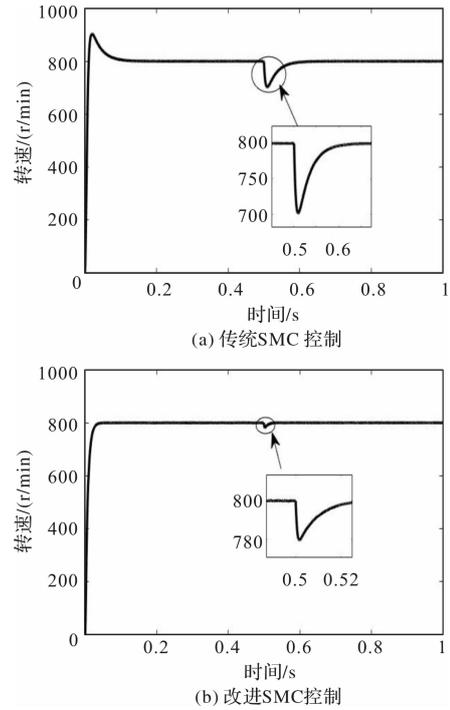


图 5 传统 SMC 和改进 SMC 转速响应对比

值，改进 SMC 在加入负载后转速下降约为 20 r/min，并在 0.02 s 后恢复至目标值。改进 SMC 响应速度更快，抗扰动能力更强。

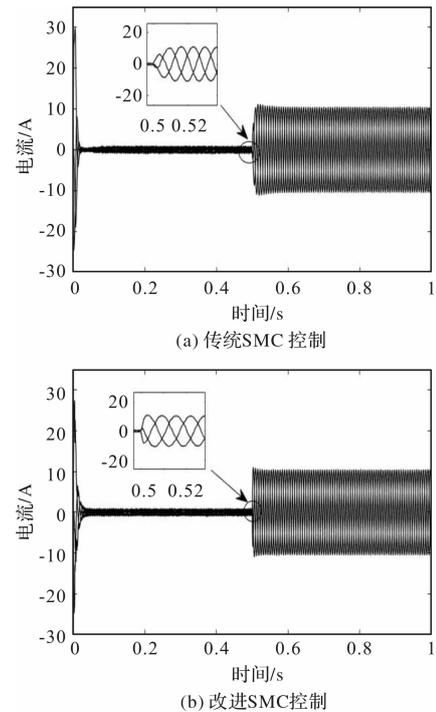


图 6 传统 SMC 和改进 SMC 三相电流对比

由图 6 可以看出：将扰动观测器的观测结果前馈至转速环，本文设计的改进 SMC 在加入负载后三相电流超调较小且波形更平滑，抗干扰能力更强。

由图 7 可以看出：改进 SMC 相比于传统 SMC 转矩响应快，0.5s 转速突变时转矩波动小，控制精

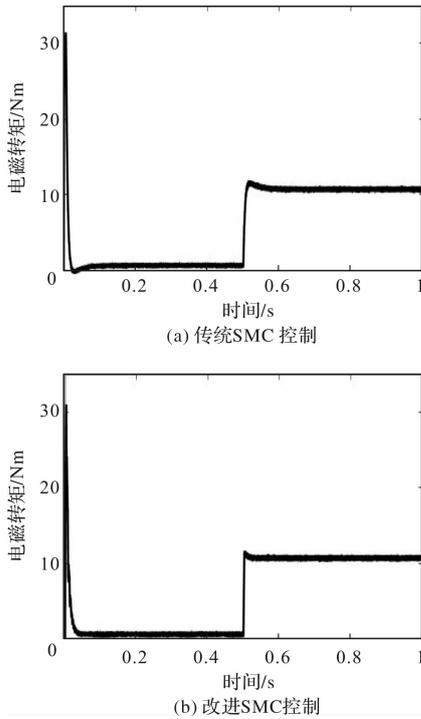


图7 传统 SMC 和改进 SMC 电磁转矩对比

度高。

图8为滑模扰动观测器的观测结果。由结果可知，本文设计的扰动观测器能够对外界负载扰动进行精确估计。

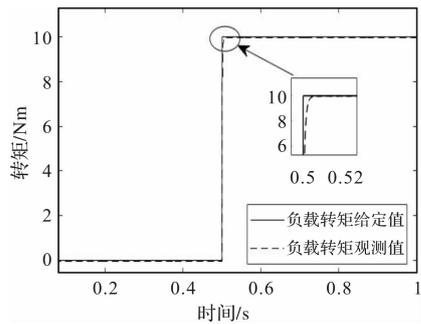


图8 滑模扰动观测器响应曲线

5 结论

本文采用了滑模速度控制器代替速度环PI调节器和滑模扰动观测器相结合的控制策略。对传统的趋近函数进行了改进提出了改进型趋近函数，使得运动点在距离滑模面较远较近时都具有优于传统趋近函数的品质；其次，采用积分滑模面代替传统滑模面并用双曲正切函数代替符号函数设计了扰动观测器。最后进行仿真，和传统 SMC 对比有如下结

论：在转速突变时，改进 SMC 能够无超调且在 0.01 s 后达到目标值；在突加负载后，改进 SMC 的转速波动在 0 ~ 20 r/min，并且在 0.02 s 后恢复至目标值，改进 SMC 三相电流更加稳定，转矩响应更快，说明了改进 SMC 加快了系统的动态响应性能，提高了系统的抗负载扰动能力。

参考文献

[1] 生龙, 刘立昊, 叶永强. 永磁同步电机无位置传感器控制现状和展望[J]. 电工电气, 2023(02): 1-8.

[2] Shudan T, Jiaqing M. Study on Influence of Switching Frequency on Sliding Mode Control Performance of Permanent Magnet Synchronous Motor[J]. IET Power Electronics, 2022, 15(16): 1858-1867.

[3] 方圣龙, 樊继东. 一种基于自抗扰的永磁同步电机复合控制策略[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(10): 62-69.

[4] 曹凤斌, 周士贵, 俞力豪, 等. 基于变论域模糊控制策略的 PMSM 无传感器控制[J]. 微电机, 2024, 57(06): 40-46.

[5] 郭伟, 杨会宣, 钱树发, 等. 永磁同步电机自适应速度观测器控制研究[J]. 机电信息, 2024(09): 53-56.

[6] 周致文, 赵世伟. 基于模型预测控制的 PMSM 弱磁策略[J]. 微电机, 2024, 57(10): 9-14 + 25.

[7] 康尔良, 蔡松昌. 永磁同步电机自构式模糊神经网络控制器设计[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(03): 92-101.

[8] 温超, 邱楠. 基于新型趋近律和扰动补偿的永磁同步电机滑模调速系统[J]. 微电机, 2024, 57(04): 18-23.

[9] 林新才, 张会林, 祝童童, 等. 基于 FxTSMC-ESO 的永磁同步电机调速系统滑模控制[J]. 组合机床与自动化加工技术, 2024(01): 77-81.

[10] 李娜英, 许波. 基于 STESO 的 PMSM 非奇异快速终端滑模控制[J]. 组合机床与自动化加工技术, 2024(01): 92-96.

[11] Ma S, Zhao J, Yang L, et al. Model Predictive Current Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Sliding - Mode Disturbance Observer[J]. IEEE Transactions on Electrical and Electronic Engineering, 2024, 19(6): 1068-1078.

[12] 任金霞, 何明晏, 姚广辉. 基于改进 ESO 和分数阶滑模的 PMSM 转速控制[J]. 组合机床与自动化加工技术, 2023(12): 137-141.

考虑高温环境的无刷直流电机扰动补偿驱动系统

褚晓冬¹, 支宏旭¹, 贾奇勇¹, 王健行²

(1. 中海油田服务股份有限公司, 河北 廊坊 065201; 2. 哈尔滨深能电机有限公司, 哈尔滨 150060)

摘要: 目前, 石油作为能源核心对国家意义重大。无刷直流电机(BLDC)具有结构简单, 效率高等优点, 已成为中国油田测井行业的核心部件。但是井下的高温环境会对 BLDC 的内部参数产生影响, 从而给 BLDC 驱动系统带来了内部干扰和外部干扰, 从而导致基于传统 PID 控制的 BLDC 双闭环(转速环和电流环)驱动系统性能下降。针对该问题, 在 BLDC 转速环控制器设计中, 本文在基于超螺旋算法的转速环和基于一阶滑模直接转矩控制的基础上, 引入扩展滑模扰动观测器进行扰动补偿。通过仿真和实验验证本文设计的 BLDC 扰动补偿复合控制系统的可行性。

关键词: 无刷直流电机; 油田测井; 滑模控制; 扰动补偿

中图分类号: TM36 + 1; TP272

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2025)06-0013-06

A Disturbance Compensation Drive System for Brushless DC Motor Considering High Temperature Environment

CHU Xiaodong¹, ZHI Hongxu¹, JIA Qiyong¹, WANG Jianhang²

(1. China Oilfield Services Limited, Langfang Hebei 065201, China;

2. Harbin Shenneng Motor Co., LTD., Harbin 150060, China)

Abstract: At present, oil holds significant importance as a core energy source for countries. Brushless DC motors (BLDC) have advantages such as simple structure and high efficiency, making them a core component in China's oilfield logging industry. However, the high-temperature environment underground can affect the internal parameters of BLDCs, leading to internal and external disturbances in the BLDC drive system. This results in the performance degradation of the traditional PID-based double closed-loop (speed loop and current loop) drive system for BLDCs. To address this issue, this paper introduced a composite control system for BLDC speed loop controller design. It integrated the speed loop based on a hyper-spiral algorithm and a first-order sliding mode direct torque control with an extended sliding mode disturbance observer for disturbance compensation. The feasibility of the proposed BLDC disturbance compensation composite control system was verified through simulations and experiments.

Key words: brushless DC motor; oilfield logging; sliding mode control; disturbance compensation.

0 引言

石油被称为现代工业的“血液”, 它对国家具有重要意义, 并且与人们的日常生活密不可分^[1]。油田测井作为石油开采中的关键环节, 能够精确定位地下油藏的位置, 直接影响着石油开采的效率^[2]。目前, 电机是测井仪器的核心动力单元, 决定了测井的开发效率。永磁电机的出现克服了传统直流电机因电刷和换向器带来的可靠性问题^[3]。无刷直流电机(Brushless DC Motor, BLDC)作为永磁电机的一类, 具有控制简便、寿命长、效率高, 调速性能优异的优势, 无刷直流电机广泛应用于家用电器和工业领域。

深地环境下温度极高(可达 200℃), 无刷直流电机在如此高温的环境下, 电机的电阻、电感、磁链等参数会发生剧烈的变化; 此外, 测井工况也十分恶劣, 电机的扰动极大, 会对电机的驱动系统性能产生影响^[4-7]。考虑到滑模变结构控制对被控对象参数摄动和扰动不灵敏的特点, 将滑模变结构控制应用于 BLDC 转速控制系统设计过程中, 为了避免因对滑模变量求导而对系统产生干扰, 转速环采用超螺旋算法^[8]。高温环境改变了 BLDC 的电磁时间常数, 对电流环的性能造成影响, 而直接转矩控制算法具有高动态性能, 可以减少复杂环境对电流环的影响, 因此将直接转矩控制应用于转矩环设计过程。这可以很大程度上增强 BLDC 控制系统的稳定性。

收稿日期: 2024-11-08

作者简介: 褚晓冬(1981), 男, 高级工程师, 研究方向为测井仪器研发。

王健行(1983), 男, 中级工程师, 研究方向为电机控制。

扩展滑模扰动观测器是一种基于滑模控制原理的扰动观测器,常用于电机控制和其他复杂系统中,以实现系统扰动、参数不确定性和外界干扰的有效估计和补偿^[9-13]。扩展滑模扰动观测器能够在存在模型不确定性和外部扰动的情况下,增强系统的鲁棒性,并改善控制性能。在高温环境电机的内部参数和外部环境存在多种扰动,因此将多项扰动视为一个整体作为系统的扩展状态变量,研究一种扩展滑模扰动观测器性能,实现对系统扰动的估计。

本文针对 BLDC 的传统 PID 双闭环驱动系统在高温环境性能变差的问题,在将二阶滑模控制超螺旋算法应用在转速环,并把一阶滑模控制和直接转矩控制相结合的基础上,引入了扰动补偿算法,从而抑制温度变化对系统稳定性的影响。最后通过仿真和实验对本文提出的 BLDC 驱动系统进行验证。

1 无刷直流电机抗扰动转速环研究

无刷直流电机转速环受到内环(电流环)的影响,而电流环的参数会受到高温环境下电机参数变化的影响,并且负载转矩的扰动也会对转速环造成影响。因此面对多种扰动对整个电机系统的影响,控制系统需要采用具有强鲁棒性的控制方法,使转速控制在多种扰动影响下仍具有良好的性能。为了方便控制器的构建,在设计此种算法时统一定义电机参数的波动和负载扰动为系统扰动,这一扰动量在未被抑制时会降低系统的控制性能。设计扰动观测器的目的就是实时估计系统扰动,并引入鲁棒性强、动态性能好的滑模控制算法,通过滑模控制补偿扰动量,从而抵消高温和负载扰动的影响。

为了设计具有强鲁棒性的算法,首先对 BLDC 的数学模型进行一定的简化,由 BLDC 相电压 u 以及绕组电阻 R 、绕组电感 L 写出电压方程,由电磁转矩 T_e 、负载转矩 T_L 、电机机械角速度 ω 以及相关 BLDC 内部参数(转动惯量 J 、粘滞摩擦系数 β)写出运动方程,具体见文献[14]。根据电压方程和运动方程,构建以转速 ω 和相电流 i 为状态变量的 BLDC 的状态方程:

$$\begin{cases} \frac{d\omega}{dt} = -\frac{\beta}{J}\omega + \frac{1}{J}T_e - \frac{1}{J}T_L \\ \frac{di}{dt} = -\frac{R}{L}i + \frac{1}{L}u - \frac{2k_e}{L}\omega \end{cases} \quad (1)$$

式中, k_e 为反电势系数。

考虑无刷直流电机参数变化和负载扰动,结合式(1)得到无刷直流电机的运动方程:

$$\begin{aligned} \frac{d\omega}{dt} &= ai - bT_L - c\omega = \\ a_0i - b_0T_L - c_0\omega + \Delta ai - \Delta bT_L - \Delta c\omega &= \\ a_0i - c_0\omega + h(t) \end{aligned} \quad (2)$$

式中, a_0 、 b_0 、 c_0 为观测器设计所用参数变量。

a 、 b 、 c 为系统参数变量,具体为 $a = a_0 + \Delta a = k_t/J$, $b = b_0 + \Delta b = 1/J$, $c = c_0 + \Delta c = \beta/J$; 系统总扰动由 $h(t)$ 表示,其数学表达式为 $h(t) = -(b_0 + \Delta b)T_L + \Delta ai - \Delta c\omega$ 。

由于系统总扰动 $h(t)$ 的所有参数变量都是受限的,因此它们符合方程(3)中所规定的约束条件:

$$|h(t)| \leq q \quad (3)$$

式中, q 为系统总扰动限值。

根据式(2),将系统整体受到的干扰视为扩展的状态变量,于是可以获得无刷直流电机的扩展状态方程,具体如下:

$$\begin{cases} \frac{d\omega}{dt} = a_0i - c_0\omega + h(t) \\ \frac{dh(t)}{dt} = r(t) \end{cases} \quad (4)$$

式中, $r(t)$ 为系统总扰动的变化率。

据式(4)描述,可设计扩展滑模观测器估计总系统扰动,详见式(5),其中的 $\hat{\cdot}$ 代表相应变量的估计值。

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\omega}}{dt} = a_0i - c_0\hat{\omega} + \hat{h}(t) + u_{smo} \\ \frac{d\hat{h}(t)}{dt} = gu_{smo} \\ u_{smo} = \eta \cdot \text{sign}(s_1) \end{cases} \quad (5)$$

式中, η 为开关系数, $\eta < 0$; u_{smo} 为开关函数; g 为滑模系数。

通过式(4)和式(5)相减,可得电机转速与系统总扰动的观测误差,并可展示为

$$\begin{cases} \frac{de_1}{dt} = a_0e_2 - c_0e_1 + u_{smo} \\ \frac{de_2}{dt} = gu_{smo} - r(t) \end{cases} \quad (6)$$

式中, e_1 为电机转速估计误差, $e_1 = \hat{\omega} - \omega$; e_2 为系统总扰动估计误差, $e_2 = \hat{h}(t) - h(t)$ 。

为了确保式(2)能够进入滑动模态,需要合理设计滑模系数 g 和开关系数 η ,这样才能扩展滑模扰动观测器中的各个参数。

根据式(6),求取滑模到达条件方程,如式(7)展示。

$$e_1 \cdot \frac{de_1}{dt} = e_1(-c_0 e_1 + e_2 + u_{smo}) = e_1(e_2 - c_0 e_1) \quad (7)$$

由上式可以推断, 为了确保等式进入滑动模式, 需要满足开关系数 η 符合:

$$\eta < -|e_2 - c_0 e_1| \quad (8)$$

根据该方程所确定的开关系数 η , 可确保系统在有限时间内到达并保持于滑模面, 且滑模面上的状态量需符合:

$$\frac{de_1}{dt} = e_1 = 0 \quad (9)$$

当系统状态达到滑模面时, 系统转速的误差及其导数会逐渐接近于 0。把式(9)代入观测误差方程(6), 可以推导出在滑模面上的系统总扰动误差, 如:

$$\begin{cases} e_2 = -u_{smo} \\ \frac{de_2}{dt} = g u_{smo} - r(t) \end{cases} \quad (10)$$

经过简化, 上式可转换为

$$\frac{de_2}{dt} + g e_2 + r(t) = 0 \quad (11)$$

解式(11), 得系统总扰动误差解析式:

$$e_2 = e^{-gt} [r(t) \cdot e^{gt} dt + C] \quad (12)$$

式中, C 为常数; g 为滑模系数, $g < 0$ 。

从式(12)可以看出, 滑模系数 g 会对系统总扰动的抑制造成影响, g 越大扰动抑制越快, 同时要合理整定 g 保证总扰动误差最终收敛于 0。同时, 结合式(8), 也要考虑开关系数 η 对系统总扰动的影响。

滑模控制(又称变结构控制)方法因其稳健性而著名。然而, 抖振是该方法稳健性的体现, 但也给控制系统带来了不少负面影响。本节将假设抖振信号量 Q , 并针对误差方程(7)进行研究, 探讨抖振现象对拓展滑模扰动观测器的影响, 如:

$$e_2 = -u_{smo} + Q \quad (13)$$

式中, Q 为抖振信号。

将以上结果代入系统总波动误差公式(10), 可得有关抖振信号的系统波动误差等式, 如:

$$\frac{de_2}{dt} = -g e_2 - r(t) + g Q \quad (14)$$

将式子简化为传递函数形式:

$$e_2 = \frac{1}{Ts + 1} \cdot (Q - Tr(t)) \quad (15)$$

式中, T 为低通滤波环节时间常数, $T = 1/g$ 。

根据以上方程式, 系统整体扰动误差可被视为带有抖振的整体扰动在经过低通滤波器处理后的输出。低通滤波后, 高频抖振信号系统获得明显抑制, 系统总扰动观测值可直接应用于控制器设计。调整低通滤波器时间常数可改变抖动抖振信号抑制结果。

2 BLDC 基于扰动补偿的复合控制策略

滑模控制是非线性系统控制里一种常用的控制方法, 能够在一定程度上免疫扰动, 所以鲁棒性非常强, 但是系统会存在一定程度的抖动。高阶滑模控制能够有效减小一阶滑模控制的抖动, 超螺旋算法(Super-Twisting Algorithm, STA)是高阶滑膜控制的其中一种, 由于该算法不引入微分项所以可以有效保证系统的稳定性和抗扰性, 所以在前述分析中, 转速环应用了该控制方法。

同时, 为了进一步提高无刷直流电机转速控制系统的鲁棒性, 下一步是研究无刷直流电机的电流内环设计。基于直接转矩控制(Direct torque control, DTC)具有良好动态性能的优点, 将 DTC 用于无刷直流电机的电流控制器的设计当中。DTC 直接在电机定子坐标上计算磁链的模和转矩的大小, 并通过磁链和转矩的直接跟踪实现脉宽调制。相比传统的比例积分微分(proportional-integral-derivative, pid)控制, DTC 不仅鲁棒性强、控制简单, 而且响应速度极快。

构建如图 1 所示的扰动补偿复合控制系统, 转速外环采用本文提出的扩展滑模扰动观测器提供前馈补偿, 抑制温度引起的电机参数变化和负载转矩的扰动, 并结合超螺旋高阶滑模算法输出参考转矩值。参考转矩值输入到 DTC 的转矩(电流)内环, 控制无刷直流电机的电磁转矩。

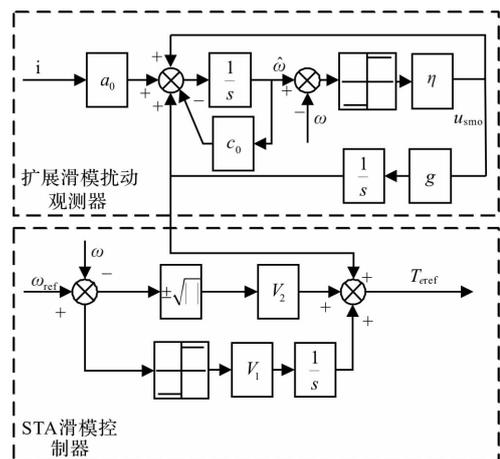


图 1 BLDC 扰动补偿复合控制系统框图

如式(16)所示, 设滑模变量 s_1 为转速误差 $\omega_{ref} - \omega$, 基于超螺旋算法搭建转速控制器:

$$\begin{cases} T_{ref} = u_{Te}(t) = V_1 \sqrt{|s_1|} \text{sign}(s_1) - \hat{h}(t) \\ \dot{z}(t) = V_2 \text{sign}(s_1) \end{cases} \quad (16)$$

对滑模变量 s_1 求导:

$$\dot{s}_1 = -V_1' \sqrt{|s_1|} \text{sign}(s_1) - \int V_2' \text{sign}(s_1) + a_1 s_1 - e_2(t) \quad (17)$$

$$e_2(t) = \hat{h}(t) - h(t)$$

式中, $e_2(t)$ 为系统实际总扰动误差。

$$\begin{cases} z_1 = s_1 \\ z_2 = -\int V_2' \text{sign}(s_1) dt + \varphi_1 \\ \varphi_1 = -e_2(t) \end{cases} \quad (18)$$

根据上述方程可推断, φ_1 符合式(18)所规定的条件, 系统是稳定的。这一方法能够显著增强系统的鲁棒性, 提高整体性能。

3 仿真及实验验证

根据图 1 的控制框图, 搭建基于超螺旋算法的转速环和基于一阶滑模直接转矩控制的控制系统, 结合扩展滑模扰动观测器, 搭建针对高温环境下的 BLDC 控制系统。

3.1 仿真实证

首先通过仿真软件验证系统参数改变对扩展滑模扰动观测器的影响, 即本文提出的观测器是否能够观测到系统的扰动。由于温度会直接影响电机参数, 通过多次测试发现电机的转矩系数 k_t 对温度敏感, 而转动惯量 J 和粘滞摩擦系数 β 一般不受影响。并总结出了如表 1 所示的 25 °C 常温、200 °C 高温下的 BLDC 参数, 其中电机极对数为 4。取控制参数 $V_1 = 4$, $V_2 = 100$; 扩展滑模扰动观测器参数: 开关系数 $\eta = 10000$, 滑模系数 $g = 300$ 。

表 1 不同温度下无刷直流电机参数

电机参数	常温参数值	高温参数值
转动惯量 $J / \text{kg} \cdot \text{m}^2$	0.001175	0.001175
粘滞摩擦系 $\beta / \text{Nm} \cdot \text{s}$	0.006	0.006
电感 L / mH	8.5	9.3
绕组电阻 R / Ω	1.08	2.1
永磁体磁链 φ / Wb	0.113	0.105

温度对电机转矩系数有重要影响, 分别取 1.1、1.0、0.9、0.8 倍次的 25 °C 下的转矩系数, 抗扰动仿真结果如图 2 所示。从图中可以看出, 转矩系数的增加会导致扰动的降低, 转矩系数减小会导致扰动增加, 验证了温度会影响电机的抗扰动能力。

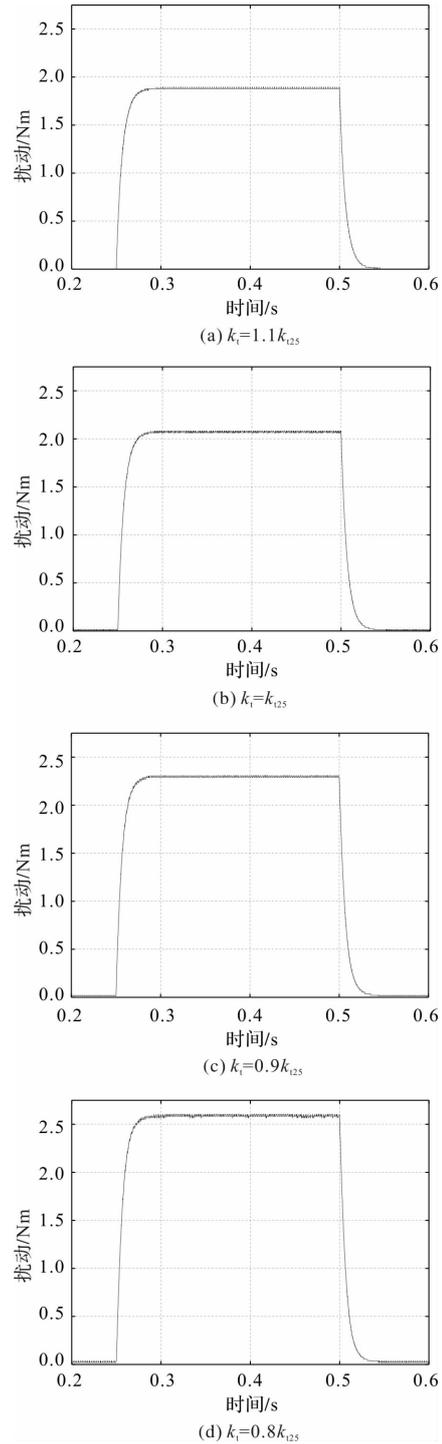


图 2 不同转矩系数下的抗扰动波形

电机转动惯量 J 和粘滞摩擦系数 β 的不匹配量, 经过扩展滑模扰动观测器后, 同样反映在系统总扰动上, 如图 3 所示。

通过仿真验证本文提出的扰动补偿复合控制策略, 系统结构如图 4 所示。给定电机参考转速为 2000 r/min, 仿真结果如图 5 所示。电机在高温环境下启动时存在超调现象非常小, 启动过程的性能基本相同, 但在突加负载后, 转速却出现了明显的下降, 此外, 系统的响应时间也更短, 无刷直流电机系统对

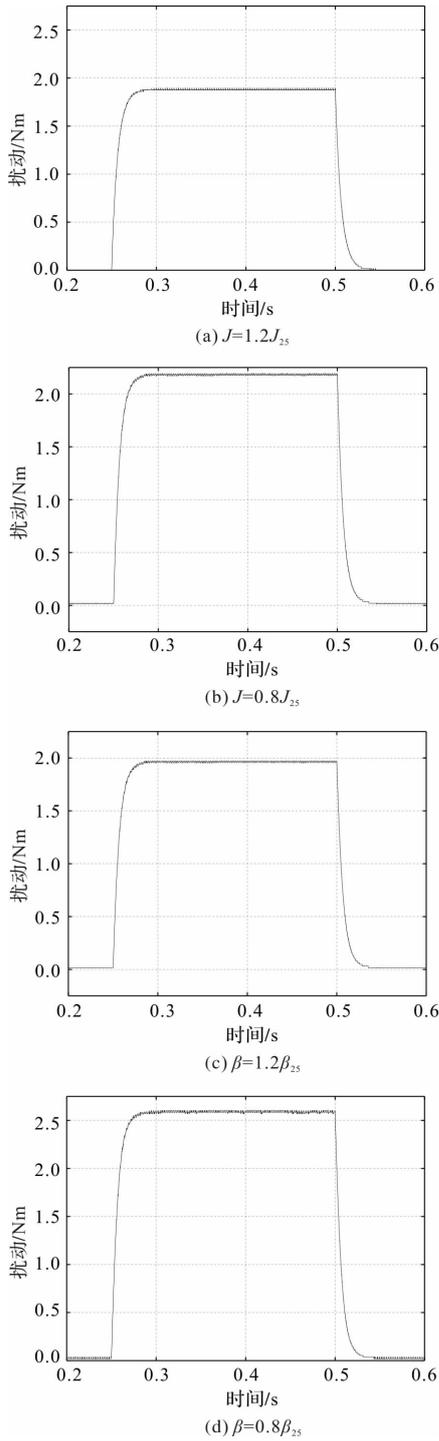


图3 转动惯量与摩擦系数不匹配时观测器仿真结果
电机参数的变化几乎没有影响，其特性变化可以视为微不足道。证明了本文所提出方法的有效性。

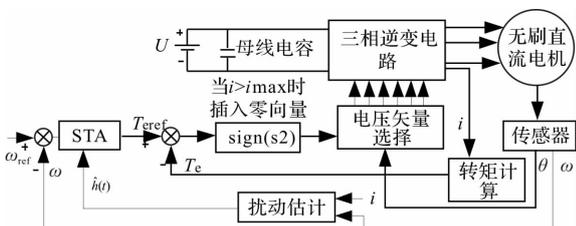


图4 复合控制系统结构框图

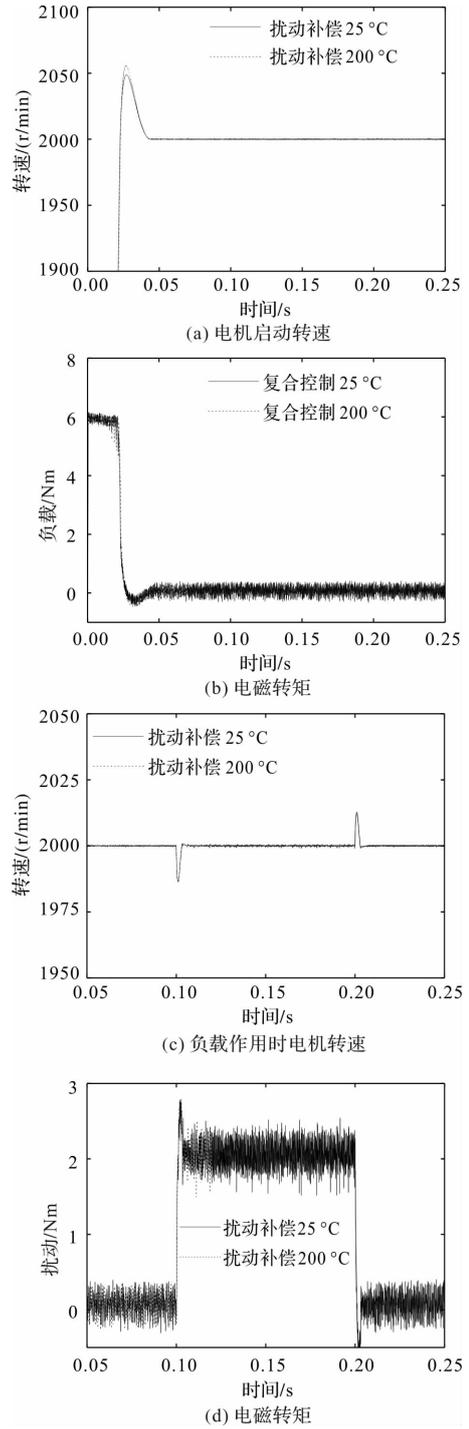


图5 扰动补偿复合控制下系统仿真结果

3.2 实验验证

搭建基于 TMS320F2812 无刷直流电机驱动系统，对本文提出的 BLDC 复合控制驱动系统进行实验验证，电机参数如表 1 所示，复合控制参数和仿真时一致。

首先通过实验验证无刷直流电机的启动能力，转速波形如图 6(a) 所示，跟仿真一样，给定电机参考转速为 2000 r/min。可以看出，电机在停止状态下起动加速，期间稳定加速，起动时转速超调微乎

其微，直至 0.13 s，在运行过程中，电机转速可稳定达到 2000 r/min，并成功控制在 5 r/min 范围内波动。这指示出，复合结构转速控制电机系统呈现出卓越的速度控制能力。

为审查无刷直流电机在负载情况下的速度控制系统表现，我们在 0.5 s 时施加了额外的 2 N·m 负载。转速下降和恢复所需的时间

依据图表 6 (b) 所示，电机转速下降约 60 r/min，恢复时间约 0.1 s。另外，在高温条件下，电机的性能表现良好，约为 12 r/min。

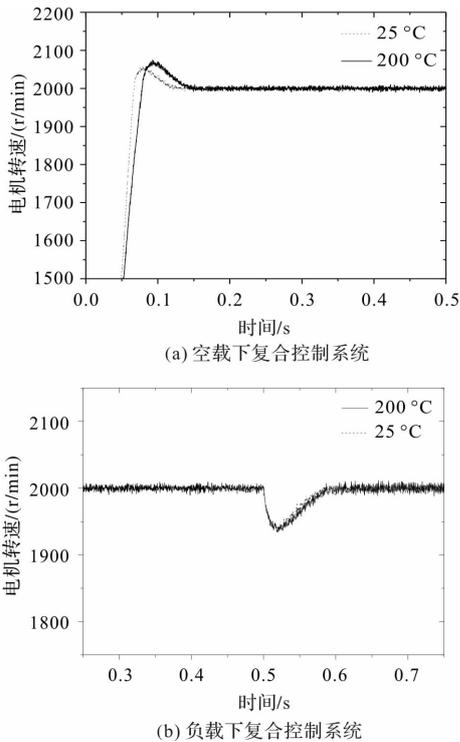


图 6 不同温度下起动实验电机转速波形

接下来再验证在加入扰动补偿环节的无刷直流电机系统的速度控制功能设定了电机的额定转速为 2000 r/min。图 7 展示了无刷直流电机在这一速度控制下的转速变化曲线。实验结果表明，电机自 0 s 开始从静止状态加速，在起动阶段，其加速度基本保持恒定，并且起动时转速超调微小，0.13 s 时电机转速已达 2000 r/min 并稳定，波动小于 5，与复合控制的结果相近。根据实验结果可知，在空载起动情况下，电机系统的起动性能与复合控制接近。综合考虑，扰动补偿未能显著提升起动性能。

验证电机在负载情况下控制转速性能，在 0.5 s 时给无刷直流电机突加 2 Nm 的负载转矩，电机的转速波形如图 7 所示。在 0.5 s 的时刻电机转速比扰动补偿前下降的要小。并且进行扰动补偿后，转速出现了约 35 r/min 的超调，且其回复时间与未进行扰

动补偿时相似，约为 0.1 s。在高温环境下，电机的转速恢复速度略显减缓，转速波动较空载条件下增大，达到了约 48 r/min。

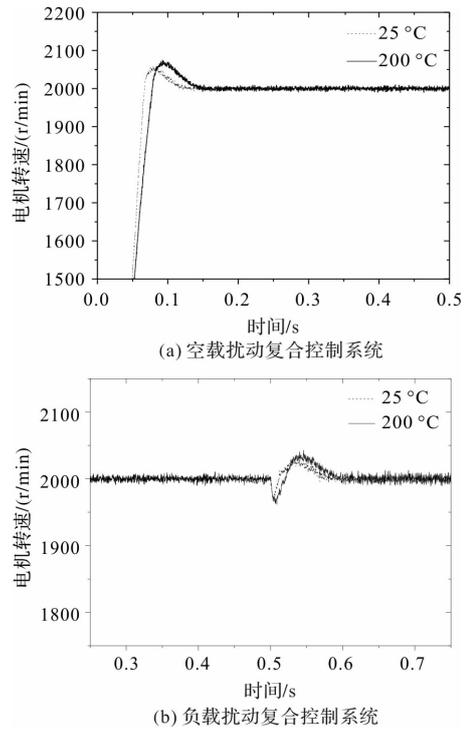


图 7 不同温度下负载突变实验电机转速波形

综上，通过实验可以得出，扰动补偿复合控制对于电机参数的变化表现出较强的鲁棒性，系统性能保持相对稳定。在负载实验中，扰动补偿在实验中，复合控制显著提高了转速的回复速度，但同时也观察到了一定程度的转速超调现象。论证了本文提出的扰动补偿复合控制可以抑制高温对 BLDC 控制系统带来的影响，能够在高温环境下正常使用。

4 结 论

本文提出了一种针对高温环境的 BLDC 扰动补偿复合控制驱动系统，在基于超螺旋算法的转速环和一阶滑模直接转矩控制系统的基础上，引入了扩展滑模扰动观测器对外部和内部的扰动进行观测补偿。本文提出的复合控制算法调参简单，对于处理器的硬件要求低，容易在工程中实现。能够提高 BLDC 的参数鲁棒性和稳定性。仿真和实验表明传统控制的 BLDC 驱动系统性能对温度变化十分敏感。高温环境中，电机驱动系统的响应速度会明显降低。采用扰动补偿的方法是十分重要的。复合控制的 BLDC 驱动系统转速控制能力得到提升，而且针对温度变化的复杂环境，电机参数敏感性低，并且抗扰

(下转第 49 页)

一种基于极限环振荡器的转子信息观测模型

王全江, 张松, 姜文

(青岛大学 电气工程学院, 山东 青岛 266071)

摘要: 针对永磁同步电机无位置传感器控制的技术难题, 设计了一种基于极限环振荡器(LCO)的观测模型。在非线性的磁链观测器的基础上, 建立电流模型作为基准参考系统, 电压模型作为动态补偿单元, 通过锁频环(FLL)与LCO的动态相位补偿机制, 实现频率自适应调节功能, 该方案在无需人工参数整定的条件下, 大幅降低了转速波动, 在低速区间内实现了转子位置的较高精度实时检测, 且有效抑制了低频谐波干扰导致的相位偏移现象, 为压缩机低速稳定运行提供了解决方案。所提算法在以 TMS320F28335 处理器为控制核心的实验平台上进行了实验验证, 结果表明该模型具有可行性。

关键词: 永磁同步电机; 无传感器控制; 非线性磁链观测器; 极限环振荡器

中图分类号: TM351; TM341; TM32; TK05 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-6848(2025)06-0019-10

Limit Cycle Oscillator-based Rotor Position Estimation in Permanent Magnet Synchronous Motors

WANG Quanjiang, ZHANG Song, JIANG Wen

(College of Electrical Engineering, Qingdao University, Qingdao Shandong 266071, China)

Abstract: Aiming at the technical difficulties of position sensor-less control of permanent magnet synchronous motor, an observation model based on limit loop oscillator (LCO) was designed. On the basis of the nonlinear magnetic chain observer, the current model was established as a benchmark reference system, the voltage model was used as a dynamic compensation unit, and the frequency adaptive adjustment function was realized through the dynamic phase compensation mechanism of the frequency-locked loop (FLL) and the LCO. This scheme significantly reduces the rotational speed fluctuation without the need for manual parameter tuning, realizes a higher precision real-time detection of the rotor position in the low-speed interval, and effectively inhibit the phase shift phenomenon caused by low-frequency harmonic interference, providing a solution for the stable operation of the compressor at low speeds. The proposed algorithm is experimentally verified on the experimental platform with TMS320F28335 processor as the control core, and the results show that the model is feasible.

Key words: nonlinear flux observer; limit cycle oscillator; permanent magnet synchronous motor; sensorless

0 引言

永磁同步电机无位置传感器控制系统的核心在于定子磁链的高精度估算, 但传统估算方法存在诸多问题^[1]。具体而言, 基于反电动势积分的电压模型易产生直流分量累积问题, 同时纯积分运算不仅受初始条件偏差制约, 还对电机参数波动较为敏感^[2]。针对上述缺陷, 工程界引入二阶广义积分器作为新型解决方案, 其自适应频率调节特性有效改善了系统观测精度。但该方案仍存在三个显著局限: 其一, 在高频噪声环境下的滤波效果欠佳; 其二, 动态响应特性存在延迟现象; 其三, 参数鲁棒性相对薄弱, 当电机运行工况突变或参数发生波动时,

可能引发误差累积效应, 严重时甚至会造成系统崩溃。

针对上述问题, 本文提出一种基于极限环振荡器(LCO)的非线性磁链观测器改进方案。LCO通过与锁频环的非线性耦合机制, 在无需复杂参数整定的条件下实现频率自适应^[3]。

本文通过 Simulink 搭建仿真模型, 对基于极限环振荡器的非线性磁链观测器算法进行验证, 同时在电机对拖平台上设计实验研究方案, 证明了所提模型的有效性。

1 基于电压电流混合模型的磁链观测器

传统的磁链观测器将电机磁链值视作状态变量,

收稿日期: 2025-03-11; 修回日期: 2025-04-02

作者简介: 王全江(2000), 男, 硕士研究生, 研究方向为永磁同步电机无传感器控制。

姜文(1991), 男, 博士, 副教授, 研究方向为电机设计与优化。

若其观测的磁链值收敛于电机实际的磁链值,那么观测器收敛^[4]。由于观测器存在 \sin 和 \cos 项,所以是非线性的,假设永磁同步电机 $\alpha\beta$ 轴定子电压方程为(α 轴为横轴, β 轴为纵轴):

$$u_{s\alpha} = R_s \cdot i_{s\alpha} + L_s \cdot \frac{di_{s\alpha}}{dt} + e_{s\alpha} \quad (1)$$

$$u_{s\beta} = R_s \cdot i_{s\beta} + L_s \cdot \frac{di_{s\beta}}{dt} + e_{s\beta} \quad (2)$$

式中, $u_{s\alpha}$ 、 $u_{s\beta}$ 分别为 $\alpha\beta$ 轴定子电动势, $i_{s\alpha}$ 、 $i_{s\beta}$ 分别为 $\alpha\beta$ 轴定子电流, R_s 为定子电阻, $e_{s\alpha}$ 、 $e_{s\beta}$ 分别为 $\alpha\beta$ 轴反电势, L_s 为 dq 轴电感, 对于表贴式电机: $L_s = L_d = L_q$, 对于内置式电机: $L_s = (L_d + L_q)/2$ 。

根据电机运行时的状态, 可将反电动势表示为:

$$e_{s\alpha} = -\omega_e \psi_f \sin\theta_e \quad (3)$$

$$e_{s\beta} = \omega_e \psi_f \cos\theta_e \quad (4)$$

式中, ω_e 为转子电角速度, ψ_f 为永磁体磁链, 转子电角度 $\theta_e = \omega_e t$ 。

根据定子电压方程和反电动势方程, 定义如下各个状态变量和状态矩阵:

$$A = \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} \\ u_{s\beta} - R_s i_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} - \omega_e \psi_f \sin\theta_e \\ L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} + \omega_e \psi_f \cos\theta_e \end{bmatrix} \quad (5)$$

令 $\dot{B} = A$ 有:

$$B = \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} = \int_0^t \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \end{bmatrix} dt = \begin{bmatrix} L_s \cdot i_{s\alpha} + \psi_f \cos\theta_e \\ L_s \cdot i_{s\beta} + \psi_f \sin\theta_e \end{bmatrix} \quad (6)$$

定义 C 矩阵为

$$C = \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \psi_f \cos\theta_e \\ \psi_f \sin\theta_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} B_1 - L_s \cdot i_{s\alpha} \\ B_2 - L_s \cdot i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (7)$$

根据上述分析可得非线性磁链观测器的输出为

$$\theta_e = \arctan \frac{C_2}{C_1} = \arctan \frac{B_2 - L_s \cdot i_{s\beta}}{B_1 - L_s \cdot i_{s\alpha}} \quad (8)$$

具体而言, 定子磁链的计算可采用电压模型或电流模型来实现, 计算时可将其分解为 $\alpha\beta$ 轴分量, 分量中包含转子的位置信息。

电机在高转速时, 电压模型能够通过较大的反电动势准确估计定子磁链, 然而在低速运行时, 反电动势较小, 电压模型对电阻电感参数变化的敏感性较高, 此外理想积分环节易受直流偏移累积的影响, 从而进一步恶化估计性能, 导致电压模型对定子磁链的估计精度较差^[5], 而电流模型由于在计算磁链的过程中受定子电阻的影响较小, 因此其在低速区可以实现较高精度的磁链估计, 但是会受电感

与永磁体参数的影响。因此, 为提高非线性磁链观测器在全转速区的估计精度, 使用下图 1 所示的电压电流的混合模型。

在混合模型中, dq 坐标系中转子磁链可表示为

$$\frac{d\psi_{rd}}{dt} = i_{sd} \cdot \frac{L_m}{\tau_r} - \frac{\psi_{rd}}{\tau_r} + (\omega_e - \omega) \psi_{rq} \quad (9)$$

$$\frac{d\psi_{rq}}{dt} = i_{sq} \cdot \frac{L_m}{\tau_r} - \frac{\psi_{rq}}{\tau_r} + (\omega_e - \omega) \psi_{rd} \quad (10)$$

式中, ψ_{rd} 、 ψ_{rq} 分别为 dq 轴上的转子磁通, i_{sd} 、 i_{sq} 分别为 dq 轴上的定子电流, 时间常数 $\tau_r = L_m/R_r$, ω_e 为同步转速, L_m 为互感。

在开环电流模型中, 转子磁链与 d 轴分量对齐:

$$\begin{cases} \psi_r = \psi_{rd} \\ \psi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (11)$$

将式(11)带入式(9)、式(10)可得:

$$\frac{d\psi_{rd}}{dt} = i_{sd} \cdot \frac{L_m}{\tau_r} - \frac{\psi_{rd}}{\tau_r} \quad (12)$$

上式为转子磁链的矢量控制方程, 由电流模型计算所得, 然后通过 Park 逆变换将开环电流模型的转子磁链转换到静止坐标系, 可以计算出 $\alpha\beta$ 轴上的定子磁链与转子磁链的关系如下(以 α 轴为例):

$$\varphi_{s\alpha} = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} \cdot i_{s\alpha} + \frac{L_m}{L_r} \psi_{ra} \quad (13)$$

通过电压模型可以测得定子电压与电流, 此时定子磁链可以通过补偿电压的反电动势积分计算得到:

$$\varphi_{sa-v} = \int (U_{sa} - R_s i_{sa} - U_{\text{comp}\alpha}) dt \quad (14)$$

为了校正实时估计的定子磁链, 补偿积分器的测量误差, 电压模型用 PI 调节器进行补偿, 式(14)中的为 PI 调节器输出的 α 轴补偿电压。

$$U_{\text{comp}\alpha} = K_p (\varphi_{s\alpha-v} - \varphi_{s\alpha-i}) + K_i \int (\varphi_{s\alpha-v} - \varphi_{s\alpha-i}) dt \quad (15)$$

式中, $\varphi_{s\alpha-v}$ 为电压模型输出的 α 轴定子磁链分量, $\varphi_{s\alpha-i}$ 为电流模型输出的 α 轴定子磁链分量, 电流和电压模型磁链观测之间的平滑过渡由闭环特征值控制, 闭环特征值由线性 PI 调节器的增益 K_p 和 K_i 设置, 通过计算选择合适的 K_p 和 K_i 使电流模型计算的磁链在低速时占主导地位, 使电压模型计算的磁链在高速时占主导地位, 在获得了定子磁链后, 就可以计算得到转子磁链 ψ_r , 最终基于电压电流混合模型的转子角度为

$$\theta = \arctan \left(\frac{\psi_{r\beta}}{\psi_{r\alpha}} \right) \quad (16)$$

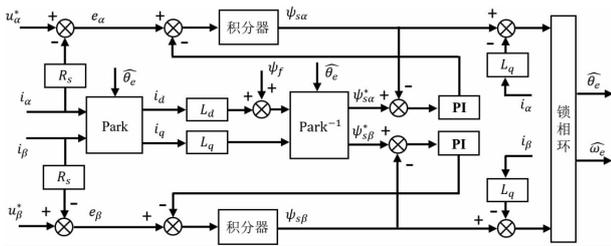


图1 磁链观测器电压电流混合模型

2 二阶广义积分器

在逆变器控制策略中，为规避同一桥臂上下开关管直通风险而设置的死区时间，会引发调制失真现象。具体而言，死区时间导致输出电压波形与理想调制信号产生相位偏移和幅值误差，这种误差会进一步导致相电流波形畸变^[6]。

二阶广义积分器(SOGI)是一种非常有效的滤波器结构，它可以对输入信号进行高频谐波消除。基于 SOGI 的永磁同步电机无感 FOC 算法中，通过采用 SOGI 滤波器替代传统的低通滤波器，有效减小转速波动，提高控制性能和稳定性^[7]。下面给出一种中心频率固定的 SOGI，其结构框图如图 2 所示。

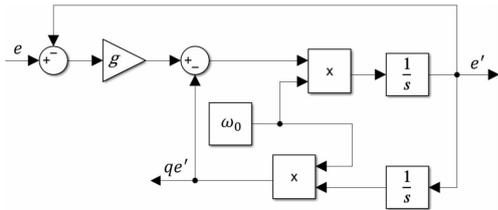


图2 中心频率固定的 SOGI 结构图

图中 e 为输入信号， g 为增益， ω_0 为中心频率，SOGI 的功能就是产生两个完全正交的信号 e' 和 qe' ，假设 $\varepsilon_0 = e - e'$ ，理想情况下 $\varepsilon_0 = 0$ 。结合图 2 给出 e 、 e' 、 qe' 和 ε_0 之间的传递函数：

$$D(s) = \frac{e}{e'} = \frac{g\omega_0 s}{s^2 + g\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (17)$$

$$Q(s) = \frac{qe'}{e} = \frac{g\omega_0^2}{s^2 + g\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (18)$$

$$P(s) = \frac{\varepsilon_0}{e} = \frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + g\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (19)$$

其中，增益系数 g 取 1.41。

从上式可以发现， e' 会超前 qe' 90 度。把 $s = \omega_0$ 代入式(19)可得： $\varepsilon_0 = 0$ ；而当 s 等于其它值时， ε_0 均不为 0，且偏离越远，则误差越大。

对于增益系数 g ，当 g 较小时，增益带宽变窄，可有效抑制特定频点附近的噪声。然而若 g 值过小，

可能导致带宽过窄，此时若高频信号因外部扰动偏离中心频率 ω_0 并超出增益带宽范围，将直接导致转子位置估计失败，降低系统可靠性。可以说，增益系数 g 决定了高频干扰的滤波效果。随着 g 的减小，高频干扰的滤波效果增强，但 SOGI 的动态性能恶化^[8]。

3 基于 SOGI 的磁链观测器的局限性

根据 SOGI 的传递函数，将中心频率 ω_0 设置为 100rad/s 时， $D(s)$ 和 $Q(s)$ 的伯德图如图 3 所示。

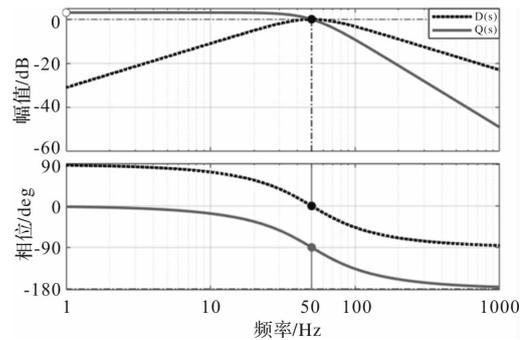


图3 SOGI 选频特性伯德图

根据伯德图分析，可将 SOGI 分为两个核心环节：

(1)带通滤波特性：其幅频响应在中心频率处保持通带增益(0dB)，相频响应无相位偏移(0°)。该特性通过幅频曲线的通带平坦区域和相频曲线的线性相位段体现，表明系统对中心频率附近信号无幅值衰减和相位延迟。同时，幅频响应在低频段和高频段均呈现显著衰减，有效抑制低次/高次谐波干扰。

(2)积分环节特性：积分作用导致相频响应在中心频率处产生 90°相位延迟。该特性通过相频曲线的斜率变化体现，与积分环节的数学本质一致。此外，积分作用使系统对中心频率以上的高频谐波具有额外衰减能力，这一特性可通过伯德图的幅频曲线高频段斜率验证。

在一些控制方案中，SOGI 可作为带通滤波器取代传统的滤波器，实线无幅值衰减和相位偏移地获取目标频率信号的功能。然而，传统的 SOGI 仅能调节增益系数 g ，该参数是收敛速度与收敛精度之间的折衷量，这会导致 SOGI 呈现单自由度特性，SOGI 的结构特性使得其动态响应速度与稳定收敛精度需相互妥协，同时 g 的取值会引发不同阶次电流谐波间的耦合效应。目标电流谐波的收敛精度易受非目标谐波干扰，最终导致电流谐波抑制性能受限。

除此之外，由文献[9]分析可知，电机在运行时，实际的定子电阻值和 dq 轴电感值会发生波动，而 SOGI 的线性振荡器结构难以有效抑制参数失配引起的扰动。因此，SOGI 结构无法保证磁链观测器收敛至稳定状态，严重时可能导致系统的稳定性丧失。

4 极限环振荡器

4.1 极限环振荡器的工作原理

通过对定子电动势轨迹及其旋转方向施加一定的约束，可引导定子磁链轨迹收敛至预期状态，从而有效抑制参数失配引起的扰动。

为提升 SOGI 对电机参数失配导致的基波分量输入扰动的抑制能力，本文提出一种基于极限环振荡器(Limit Cycle Oscillator, LCO)的永磁同步电机无位置传感器控制算法。

稳定极限环可描述为二维动态系统状态演化的结果，其轨迹随时间趋于无穷大时最终收敛至闭合轨道。孤立周期轨道称为极限环。具有此特性的非线性自激振荡器可用极坐标系下的二阶动态系统表示：

$$\dot{r} = \left(1 - \frac{r^2}{A^2}\right)r\omega \quad (20)$$

$$\dot{\theta} = -\omega \quad (21)$$

式中， r 为振荡半径， ω 为角频率， A 为振荡幅值。式(20)中存在三个平衡点， $r_1 = 0$ 、 $r_{2,3} = \pm A$ ，根据文献[10]的结论可知：式(20)的两个不动点 $r_{2,3} = \pm A$ 是渐近稳定的，而 $r = 0$ 是一个不稳定平衡点。

此时作出 $r > 0$ 的情况如图 4 所示。

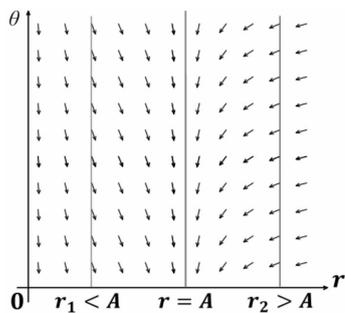


图 4 在小于和大于 $r = A$ 的两个曲面中振荡器矢量场方向

整个向量场在稳定的平衡点 $r = A$ 处形成汇点，系统中所有的解以 $-\omega$ 的速度穿过该汇点，数学表达式如下：

$$\begin{cases} r_1 < A \Rightarrow \dot{r} > 0 \\ r_2 > A \Rightarrow \dot{r} < 0 \end{cases} \quad (22)$$

将驱动系统的表达式置入笛卡尔坐标系中可以改写为

$$\begin{cases} \dot{e}_{sa}^x = \omega \left(e_{sa}^x - e_{sa}^y - \frac{(e_{sa}^x)^2 + (e_{sa}^y)^2}{A^2} e_{sa}^x \right) \\ \dot{e}_{sa}^y = \omega \left(e_{sa}^x + e_{sa}^y - \frac{(e_{sa}^x)^2 + (e_{sa}^y)^2}{A^2} e_{sa}^y \right) \end{cases} \quad (23)$$

其中， e_{sa}^x 和 e_{sa}^y 是两个正交信号，满足 $r^2 = (e_{sa}^x)^2 + (e_{sa}^y)^2$ ，图 5 为式(23)所示驱动系统的向量场。由庞加莱-本迪克森定理^[11]证明，图中半径为 A 的圆圈是一个闭环轨道，该圆圈被称为极限环。

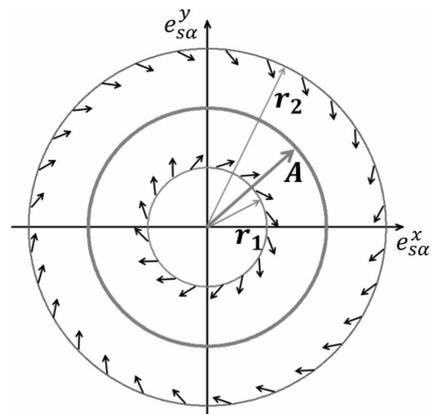


图 5 笛卡尔坐标系中矢量场的方向及极限环

为了更直观的展示 e_{sa}^x 与 e_{sa}^y 的关系，将其表示为：

$$\begin{cases} e_{sa}^x(t) = A\sin(\omega t) \\ e_{sa}^y(t) = -A\cos(\omega t) \end{cases} \quad (24)$$

据此作出 e_{sa}^x 和 e_{sa}^y 在时域中的轨迹如图 6 所示。

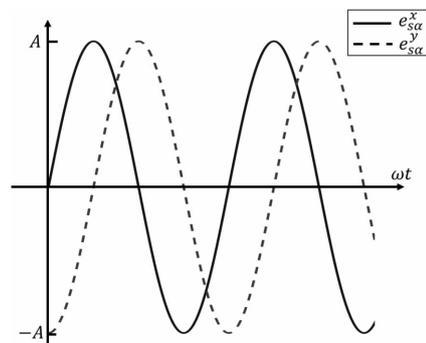


图 6 驱动系统两个解的时序

在实际的振荡器中，极限环的振荡半径 r 并不恒等于 A ，因此式(24)可以改写为

$$\begin{cases} e_{sa}^x(t) = r\sin(\omega t) \\ e_{sa}^y(t) = -r\cos(\omega t) \end{cases} \quad (25)$$

将上式带入式(23)可以得到 LCO 的控制率为

$$\begin{cases} \dot{e}_{sa}^x(t) = r\omega \left(\sin(\omega t) \cdot \left(1 - \frac{r^2}{A^2}\right) + \cos(\omega t) \right) \\ \dot{e}_{sa}^y(t) = r\omega \left(\cos(\omega t) \cdot \left(1 - \frac{r^2}{A^2}\right) - \sin(\omega t) \right) \end{cases} \quad (26)$$

而定子磁链 ψ_s 可由正交信号 $e_{sa}^y(t)$ 与转速 ω 的比值计算得出, 即:

$$\psi_s = \frac{e_{sa}^y(t)}{\omega} \quad (27)$$

基于输入输出信号之差与输出积分信号的相位关系, 在下一节设计了锁频环 FLL 与 LCO 的互连结构。

对于线性谐振子(SOGI)而言, 存在连续闭合轨迹; 而在 LCO 模型中, 仅存在唯一独立的闭合轨迹。这一特性使 LCO 对振荡半径附近的扰动具有更强的鲁棒性, 同时保证了系统在高度谐波污染的环境中的结构稳定性。此外, LCO 对初始条件具有强鲁棒性, 能够保证从任意初始条件到目标极限环的过渡过程符合预期的要求, 如图 7 所示。

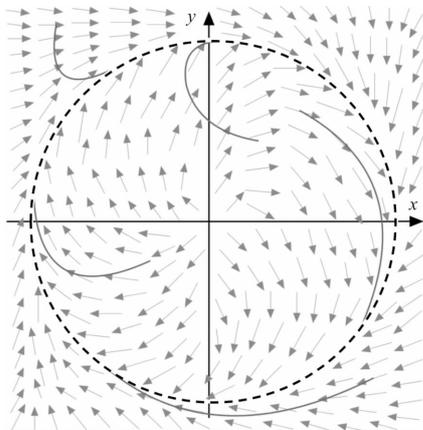


图 7 所提 LCO 结构向量场及各解运动轨迹

从图 7 中可以看到, 这些箭头指向半径为 $r = A$ (虚线圆) 的轨道。此外, 从任何工作点开始的解 (实曲线) 都被极限环吸引。

4.2 锁频环与极限环的互连

在 SOGI 后引入一个锁频环 FLL 可以获取目标信号频率, 还能够提高 SOGI 对非目标频率信号的抗干扰性^[12]。同理, 极限环振荡器 LCO 与 FLL 的互连设计, 可以保持系统对频率变化的适应性以及对干扰的鲁棒性。这一特性通过调整传递函数中的相位和频率参数实现。式(25)所示的 LCO 与 FLL 可通过互连机制协同工作, 用数学公式可表示为

$$\dot{e}_{sa}^x = \omega \left(e_{sa}^x - e_{sa}^y - \frac{(e_{sa}^x)^2 + (e_{sa}^y)^2}{A^2} e_{sa}^x \right) + \omega \Gamma_1 \varepsilon_v \quad (28)$$

$$\dot{e}_{sa}^y = \omega \left(e_{sa}^x + e_{sa}^y - \frac{(e_{sa}^x)^2 + (e_{sa}^y)^2}{A^2} e_{sa}^y \right) \quad (29)$$

$$\dot{pe} = -\Gamma_2 \cdot \varepsilon_v \cdot e_{sa}^y \quad (30)$$

其中, $\Gamma_1, \Gamma_2 > 0$, 为恒定增益, $\omega = pe + \omega_c$ 为角频率, ω_c 为中心频率, $\varepsilon_v = E - e_{sa}^x$ 为输入信号与输出信号之差。假设输入信号 E 为标准正弦波:

$$E = A \sin(\theta_e) \quad (31)$$

其中, θ_e 为输入信号 E 的相位, 结合式(25)有:

$$\dot{\theta}_e = -\omega_e \quad (32)$$

可以看出, FLL 可以根据输入信号的角频率 ω_e 和 θ_e 对 ε_v 进行调整, 当误差信号 ε_v 消失时, 式(35)中 $\omega \Gamma_1 \varepsilon_v$ 和式(30)中 $\Gamma_2 \varepsilon_v e_{sa}^y$ 两项均为零, 此时 LCO - FLL 互连结构的性能与原始的 LCO 结构相同。

此时给出 LCO - FLL 的示意图如图 8 所示。

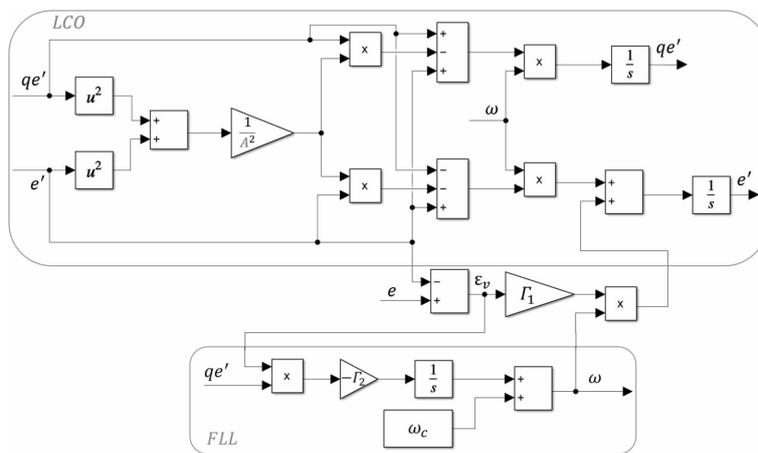


图 8 所提 LCO - FLL 结构框图

可以看出, 互连结构有两个主要输出信号: 正交信号 e_{sa}^y 和与输入信号 E 同步的估计信号 e_{sa}^x , 同时振荡半径的值是固定不变的。该环路通过动态跟

踪 ω 的实时变化特性, 采用比例 - 积分 - 微分 (PID) 调节机制^[13], 使转速估计值始终收敛于系统真实值。这一设计使系统对电压中常见的幅值扰动

(如电压凹陷和涌升)具有较强的抗扰动能力。

4.3 极限环振荡器稳定性分析

为了验证 LCO - FLL 的局部稳定性, 将驱动系统在笛卡尔坐标系下的表达式转换为极坐标系的形式为

$$\begin{cases} \dot{r} = \omega \left(r - \frac{r^3}{A^2} + \Gamma_1 \varepsilon_v \sin \theta \right) \\ \dot{\theta} = -\frac{\omega}{r} (r - \Gamma_1 \varepsilon_v \cos \theta) \\ p\dot{e} = -\Gamma_2 \cdot \varepsilon_v \cdot r \cos \theta \end{cases} \quad (33)$$

考虑到式 $\dot{\theta}_e = -\omega_e$ 的动态特性, 引入相位误差变量以实现更精确的同步控制:

$$\Delta\theta = \theta - \theta_e \quad (34)$$

此时, 在极坐标系下, 驱动系统的动力学方程

$$J(r^*) = \begin{bmatrix} \omega_e (-2 - \Gamma_1 \sin^2(\theta_e)) & -\Gamma_1 A \omega_e \sin \theta_e \cos \theta_e & 0 \\ -\frac{\Gamma_1 \omega_e}{A} \sin \theta_e \cos \theta_e & -\Gamma_1 \omega_e \cos^2(\theta_e) & -1 \\ \Gamma_2 A \sin \theta_e \cos \theta_e & \Gamma_2 A^2 \cos^2 \theta_e & 0 \end{bmatrix} \quad (37)$$

计算矩阵的特征多项式为

$$\lambda^3 + \lambda^2 [\omega_e (2 + \Gamma_1)] + \lambda [(2\Gamma_1 \omega_e^2 + \Gamma_2 A^2) \cos^2 \theta_e] + [2\Gamma_2 \omega_e A^2 \cos^2 \theta_e] = 0 \quad (38)$$

求解可得, 当 $\cos^2 \theta_e \neq 0$ 时, 上式的三个特征值的实部均为负值, 也即:

$$2\omega_e^2 (2 + \Gamma_1) + \Gamma_2 A^2 > 0 \quad (39)$$

上述不等式恒成立, 因此 r^* 是系统的一个渐近稳定的平衡点; 当 $\cos^2(\theta_e) = 0$ 时, 系统特征值会出现两个零值和一个负值, 这使得 r^* 呈现周期性边界稳定特性(在 ω_e 的一个周期内出现两个稳定点)。

基于上述分析, 可以证明极限环振荡器在相平面原点附近存在唯一稳定的极限环。由于极坐标平面中 $e_{s\alpha} = -A$ 无实际物理意义, 因此 LCO 可将各类扰动收敛至 $e_{s\alpha} = A$ 的轨迹(数学分析时认为: $r = e_{s\alpha}$)

$$\begin{cases} \frac{e_{sa}^x(s)}{e_{sa}^x(s)} = \frac{\Gamma_1 \omega s^2}{s^3 + \omega^2 s + (\Gamma_1 \omega + A^2 - 3e_{sa0}^2) s^2 - 3\omega^2 (e_{sa0}^x)^2} \\ \frac{e_{sa}^y(s)}{e_{sa}^y(s)} = \frac{\Gamma_1 \omega^2 s}{s^3 + \omega^2 s + (\Gamma_1 \omega + A^2 - 3(e_{sa0}^x)^2) s^2 - 3\omega^2 (e_{sa0}^x)^2} \end{cases} \quad (41)$$

式中, e_{sa0}^x 为 e_{sa}^x 的直流分量。

为了便于分析, 设定一个正交的 mn 轴坐标系, 对于定子电动势中的高频扰动分量, 可以将其拆分为

$$\begin{cases} e_{sa}^m(t) = \sum_{j=2}^{\infty} [e_{sa_j} \cos(\omega_{sa_j} t)] \\ e_{sa}^n(t) = \sum_{j=2}^{\infty} [e_{sa_j} \sin(\omega_{sa_j} t)] \end{cases} \quad (42)$$

可以表示为

$$\begin{cases} \dot{r} = \omega \left(r - \frac{r^3}{A^2} + \Gamma_1 \varepsilon_v \sin(\Delta\theta + \theta_e) \right) \\ \dot{\Delta\theta} = \omega_e - \frac{\omega}{r} (r - \Gamma_1 \varepsilon_v \cos(\Delta\theta + \theta_e)) \\ \dot{pe} = -\Gamma_2 \varepsilon_v r \cos(\Delta\theta + \theta_e) \\ \dot{\varepsilon}_v = E - r \sin(\Delta\theta + \theta_e) \end{cases} \quad (35)$$

通过计算可以证明, 系统存在平衡点, 其表达式如下

$$r^* = \{r = A, \Delta\theta = 0, pe = \omega_e - \omega_0\} \quad (36)$$

此时系统在平衡点 r^* 处的雅可比矩阵的估计值为

), 将其应用于电机驱动系统中可使定子磁链参数失配导致的误差限制在预期轨迹内, 从而提升 PMSM 无位置传感器控制算法的系统鲁棒性。

4.4 磁链观测器抗干扰性分析

为评估所提算法与传统 SOGI 算法对谐波成分的抑制性能差异, 建立 LCO - FLL 结构在频域下的特性分析模型, 以数学表达式的形式给出:

$$\Gamma_1 \omega r = \left(\Gamma_1 \omega + A^2 + s + \frac{\omega^2}{s} \right) e_{sa}^x - \left(1 + \frac{\omega^2}{s} \right) (e_{sa}^x)^3 \quad (40)$$

为建立定子电动势 $e_{s\alpha}$ 与滤波信号 $e_{s\alpha}^x$ 、正交信号 $e_{s\alpha}^y$ 之间的闭环传递函数关系式, 本文采用三阶谐波注入法^[14]对上式进行局部线性化处理, 可得系统闭环控制传递函数的表达式:

其中, $e_{sa}^m(t)$ 和 $e_{sa}^n(t)$ 分别为 m 轴和 n 轴上的高频谐波扰动之和, 将其带入式(26)可得:

$$\begin{cases} \dot{e}_{sa}^m(t) = \sum_{j=2}^{\infty} [\dot{e}_{sa_j} \cos(\omega_{sa_j} t)] - \sum_{j=2}^{\infty} [e_{sa_j} \omega_{sa_j} \sin(\omega_{sa_j} t)] \\ \dot{e}_{sa}^n(t) = \sum_{j=2}^{\infty} [\dot{e}_{sa_j} \sin(\omega_{sa_j} t)] + \sum_{j=2}^{\infty} [e_{sa_j} \omega_{sa_j} \cos(\omega_{sa_j} t)] \end{cases} \quad (43)$$

结合式(28)、式(29)、式(30), 上式可改写为

$$\sum_{j=2}^{\infty} \dot{e}_{s_{\alpha j}} = \sum_{j=2}^{\infty} e_{s_{\alpha j}} [(\omega_{s_{\alpha j}} - \omega_{s_{\alpha 1}}) \tan(\omega_{s_{\alpha j}} t) - (r_j^2 - A^2)] \quad (44)$$

可以看到，扰动分为两个部分：模长 ($r_j^2 -$

A^2)，表征谐波幅值大小；相位 ($\omega_{s_{\alpha j}} t$)，反映谐波角度分布特性。这两个部分在极坐标系下具有数学上的正交性，互不干涉。

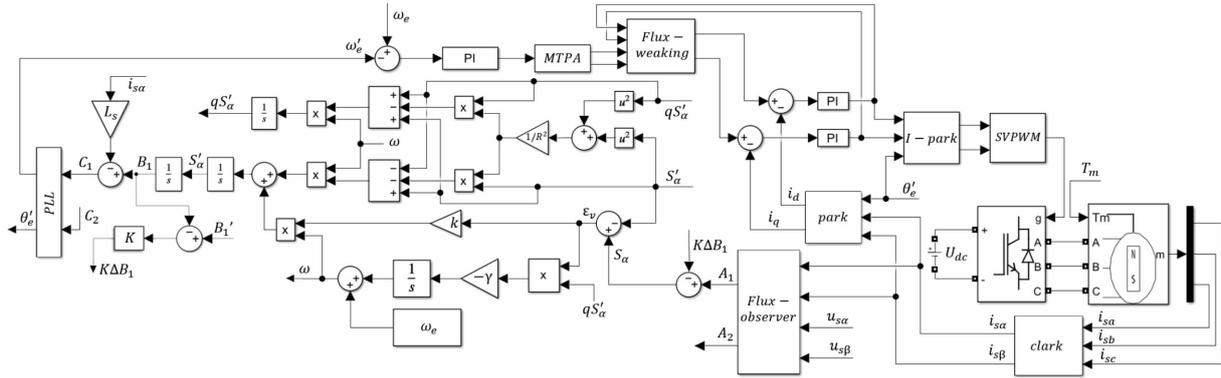


图 9 基于 LCO - FLL 的 PMSM 无位置传感器驱动系统框图

对于模长部分，在上一节中已经证明高次谐波的模长 r_j 最终都将收敛到 $r = A$ 轨迹上，并不会对实际值的观测产生影响，即 $(r_j^2 - A^2) = 0$ ；对于相位部分，由于 $\omega_{s_{\alpha j}}$ 为 $\omega_{s_{\alpha 1}}$ 的 j 倍，且该部分决定着 $\dot{e}_{s_{\alpha j}}$ 的大小，因此，高次谐波的 $(\omega_{s_{\alpha j}} - \omega_{s_{\alpha 1}})$ 项决定了其将以多快的速度收敛到 $r = A$ 的轨迹上。

综上所述，采用了 LCO - FLL 的磁链观测器对直流偏置和高次谐波均有一定的抑制能力。根据式 (17)、式(18)、式(18)与上述理论推导的结果，可以得知 SOGI 法的谐波抑制能力受 Γ_1 值和谐波频率的影响。在基频附近，LCO 法的谐波抑制能力明显优于 SOGI 法。

5 仿真与实验验证

5.1 极限环振荡器模型的仿真分析

本文所提方法在 Simulink 平台进行了仿真，依据上文分析搭建 PMSM 无位置传感器驱动系统如上图 9 所示，表 1 给出了系统中的部分参数值。

表 1 电机驱动系统部分参数

参数	参数值
极对数 p_n	2
d 轴电感 L_d / mH	5.4
q 轴电感 L_q / mH	5.4
定子电阻 R_s / Ω	6.97
永磁体磁链 ψ_f / Wb	0.0084
直流电源电压 U_{dc} / V	24

为对比分析 LCO 算法与传统 SOGI 对直流偏置的抑制效果和对高次谐波滤波性能，设置一组电动势信号为

$$e(t) = 25 + 5\sin(100\pi t) + 15\sin(200\pi t - \pi/3) + 20\sin(300\pi t + \pi/3) + 10\sin(400\pi t + 2\pi/3) \quad (45)$$

其中，目标信号频率为 $\omega_c = 2\pi \cdot 50 = 100\pi$ (rad/s)，幅值为 5V，将 $e(t)$ 作为输入信号分别进入 SOGI 和 LCO 模块，观察其输出波形如图 10 所示。

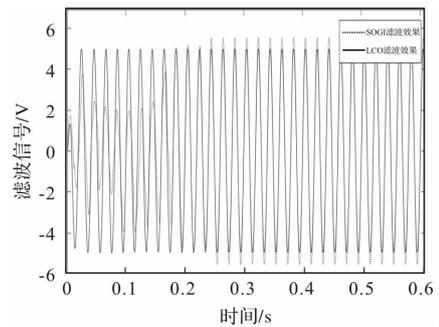


图 10 SOGI 与 LCO 滤波效果对比图

从图中可知，LCO 可以快速输出频率为 ω_c 的信号，且在非常短的时间内收敛到目标信号的幅值，后续几乎不会出现波动，有效地解决了原磁链观测器中积分器的直流偏置和积分初值的问题，并且对谐波扰动的滤除效果非常好。

接着测试电机在空载时，正反转频繁切换的情况下，两种观测器的跟踪性能，使用信号发生器模拟转速变化，对比转速误差如图 11 所示，位置误差如图 12 所示， $\alpha\beta$ 轴定子电势变化如图 13 所示。

从图 11 中可知：在电机启动后(0 ~ 3 s)，SOGI 法的起始观测误差较大，且有明显波动，而 LCO 法在 1 s 内迅速跟踪到设定的目标转速，且波动较小；在加减速过程中(3 ~ 13 s)，SOGI 法在转速变化的时刻，均会出现一定程度的观测误差，并伴随小幅波动，而 LCO 法则更加稳定，能够很好的跟踪转

速,且几乎不会出现波动,在电机反转时(13~18 s),情况亦然。

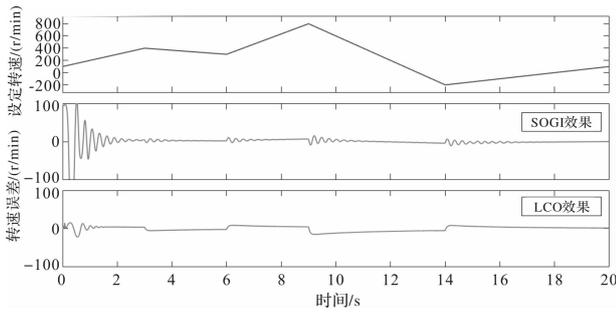


图 11 两种方法的转速观测误差对比及设定转速

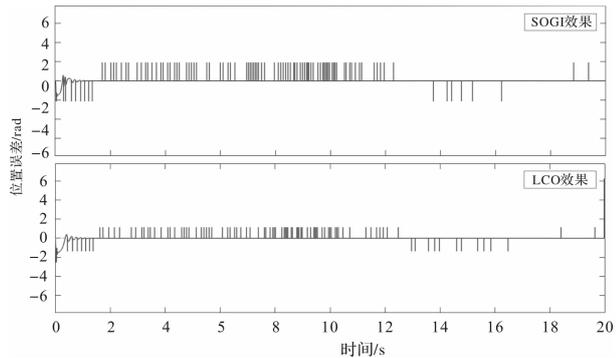


图 12 两种方法的位置观测误差对比

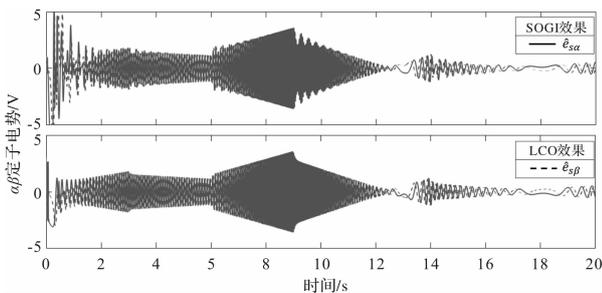


图 13 两种方法观测 $\alpha\beta$ 轴定子电势对比

从图 12 中可知:在电机运行过程中,两种方法均会出现一定程度的位置观测误差,而 LCO 法的观测误差明显小于 SOGI 法,可见前者的观测位置性能更优秀。

从图 13 中可知:在电机起动后的短时间内, SOGI 法观测得到的定子电动势有大幅度的扰动,并且持续波动较长时间后才稳定下来,而 LCO 法观测得到的定子电动势在波动极短时间内便迅速稳定下来;在加减速过程中, SOGI 法出现明显的观测扰动,且短时间内无法满足观测精度的要求,而 LCO 法在电机加减速、正反转时,均表现出优秀的观测性能。

然后测试电机在固定转速下,当负载发生变化时的运行情况。设定转速为 500 r/min, 9 s 时增加 1 Nm 负载, 13.5 s 时继续加载至 2 Nm, 对比转速误

差如图 14 所示,位置误差如图 15 所示,定子三相电流变化如图 16 所示。

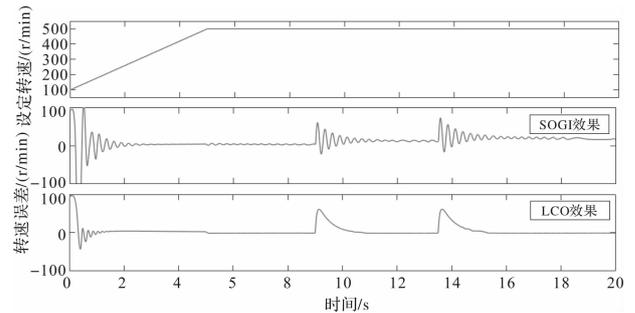


图 14 两种方法转速观测误差对比(带负载)及设定转速

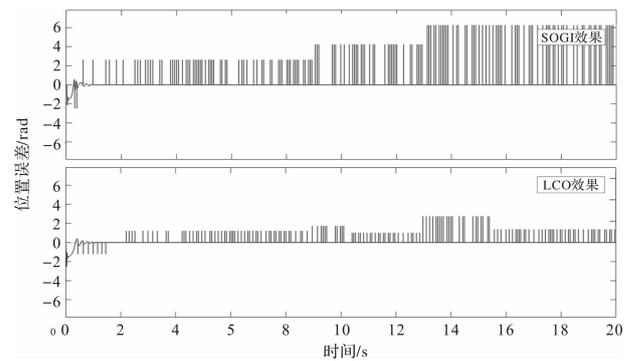


图 15 两种方法位置观测误差对比(带负载)

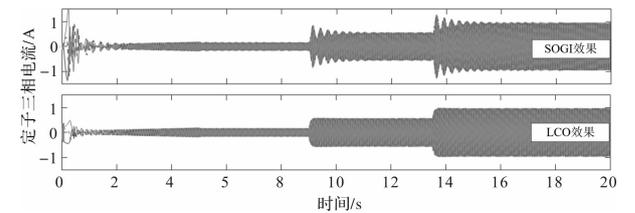


图 16 定子电流波形(带负载)

从图 14 中可知:在 9 s 处, SOGI 法观测所得转速出现长时间波动,且直到下一次加载时仍不能精准的收敛到目标转速,在 13.5 s 处,依然出现观测转速的长时间波动,且经过较长时间才收敛;而 LCO 法观测所得转速在经过 1 s 左右收敛至目标转速,并且后续没有出现转速波动。可见 LCO 观测器对于电机加载过程中的转速变化具有比 SOGI 观测器更好的追踪性能。

从图 15 中可知:电机在加载以后, SOGI 法的位置观测误差会增大,并且会一直持续,加载越大,误差也越大;而 LCO 法的观测误差仅在加载后的短时间内增大,后续会回到一个较低的水平。由此可见, LCO 观测器的位置估算性能更加优秀。

从图 16 中可知:在电机起动后的短时间内,采用 SOGI 法下的定子电流会出现短时间、大幅度的波动,加载以后定子电流不稳定,输出转矩也就不稳

定；而采用 LCO 法下的定子电流在经过短时间、小幅度的波动后，将保持稳定，并且在电机加载以后，定子电流同样会保持长时间的稳定状态，可见 LCO 结构对谐波电流的抑制效果更好。

由上述仿真分析可知，LCO - FLL 结构能够很好的跟踪转速变化，对负载转矩突变的响应也非常灵敏，应用在非线性磁链观测器中进行转子角度估算时，具有良好的抗扰动性，可以检测瞬态扰动，并能够快速消除观测误差，提高了控制系统的稳定性，较传统的 PMSM 无位置传感器控制算法有了明显的改善。

5.2 所提模型各项性能的对比实验

为了验证所提算法的实际性能，在电机对拖平台上进行了实验，电机部分参数参照表 1。

首先将电机目标转速设置为 500 r/min，保持 SOGI 算法运行一段时间后在 1s 处切换到 LCO 算法，观测得到的定子电势波形如图 17 所示，显然，切换算法后的定子电势曲线更加平滑，接近标准正弦波。可见 LCO 法对各次谐波的抑制能力强于 SOGI 法。

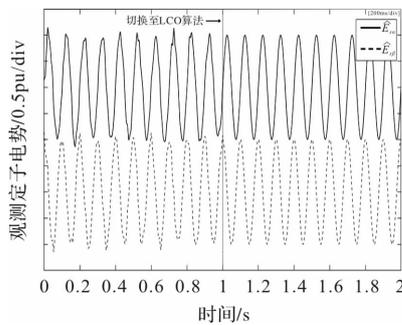


图 17 使用 LCO 算法前后定子电动势估计波形

然后验证所提算法在低速域下的控制性能，图 18 给出了 SOGI - FLL 与 LCO - FLL 算法在 120r/min 下转度观测和位置观测误差的实验波形。图 18(a) 为电机加卸载时刻图，通过定子相电流来间接体现。在图 18(b) 中，添加负载后 SOGI - FLL 算法的最大转子位置估计误差为 6.8°，位置估计误差波动较大，轻载时最大可达 4.2°。在图 18(c) 中 LCO - FLL 算法最大估计误差为 4.5°，添加负载后无明显静态误差。可见，所提算法在低速域的转速和位置估计性能优于 SOGI 法。

接着验证所提算法的在中高速域下的控制性能，图 19 给出了 SOGI - FLL 与 LCO - FLL 算法在 1200r/min 下转速观测和位置观测误差的实验波形。图 19(a) 为电机加卸载时刻图，同样通过定子相电流来间接体现。在图 19(b) 中，添加负载后 SOGI 方法下的最大估计误差为 12.1°，位置估计误差波动较大，轻

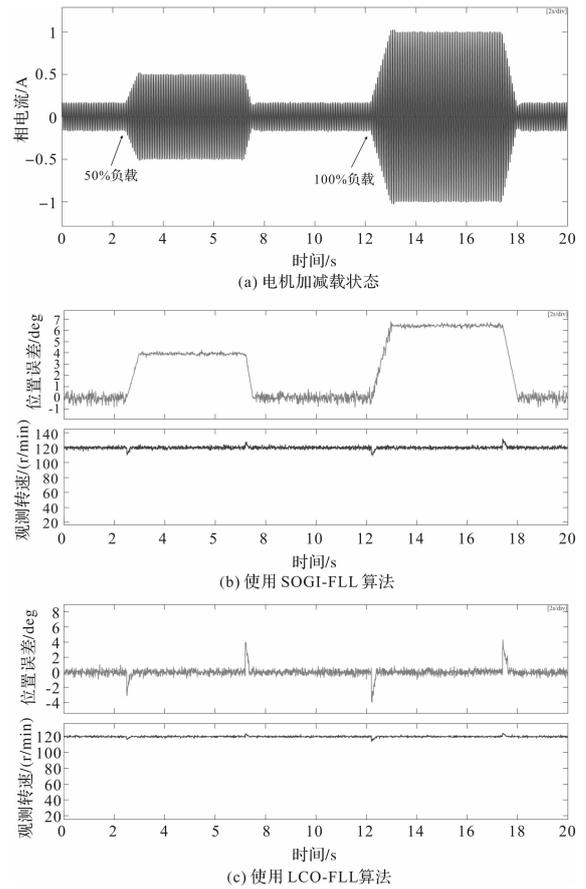


图 18 两种算法在 120r/min 下观测位置及转速误差对比

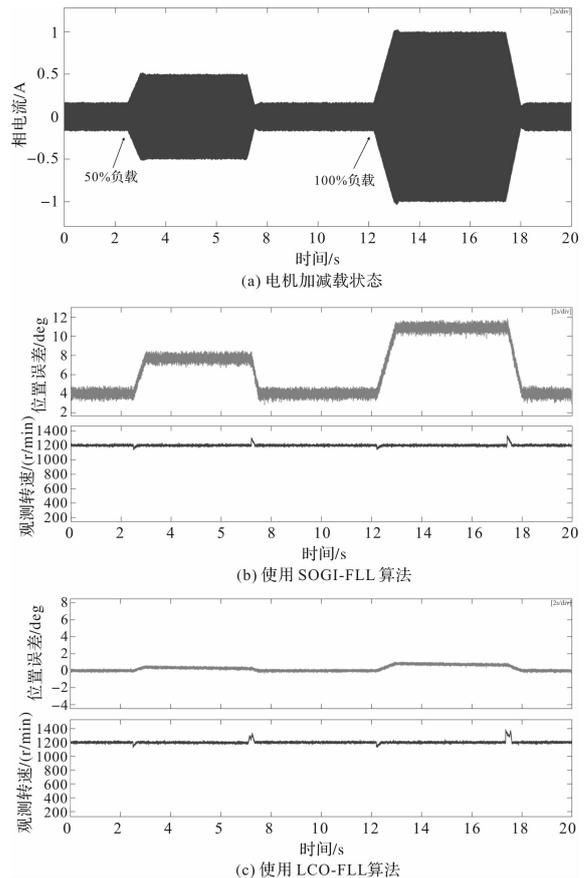


图 19 两种算法在 1200r/min 下观测位置及转速误差对比

载时最大达到 8.9° 。从图 19(c) 可以看出, LCO 算法的最大估计误差为 1.9° , 加载后的静态误差更小, 可见, 所提算法在中高速域的转速和位置估计性能优于 SOGI 法。

通过上述实验结果及分析表明, LCO - FLL 算法能够有效抑制各种干扰, 使非线性磁链观测器更加准确, 同时增强 PMSM 无位置传感器控制算法的鲁棒性, 提高电机的运行性能。

6 结 论

本文提出了一种基于极限环振荡器(LCO)的永磁同步电机无传感器控制算法, 并对其稳定性与抗干扰性进行了深入分析。得益于 LCO 的自激振荡特性, 所估计的定子磁链在外部扰动下能够收敛至预设的闭合轨迹运动。相较于传统的基于 SOGI 的位置观测方法, 所提方法通过自激振荡功能对参数失配引起的位置估计误差的抑制能力更优, 且 LCO 结构进一步优化了 SOGI 算法对谐波分量的抑制性能, 最后通过仿真和实验验证了极限环振荡器在 PMSM 驱动系统中的有效性。

参考文献

- [1] 张国强, 杜锦华. 永磁同步电机无位置传感器控制技术综述[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(01): 1-13.
- [2] 胡伟楠. 永磁电机转子位置推定电压和时间自学习方法[J]. 微电机, 2024, 57(11): 45-49, 67.
- [3] Wang S, Wang G, Zhang G, et al. Adaptive Position Estimation Error Suppression Method Based on Limit Cycle Oscillator for Sensorless PMSM Drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024(11): 39.
- [4] 王晓光, 高博, 杭晨辉, 等. 基于转子磁链观测的 PMSM 滑模观测器控制方法[J]. 电工技术, 2023, (23): 40-44.
- [5] 冯智缤. 基于扩展磁链观测的永磁同步电机无位置传感器控制策略[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2022.
- [6] 高少波, 康真威. 基于 SPWM 控制策略的逆变器谐波分析[J]. 电子世界, 2021, (08): 47-48.
- [7] 关旭东, 张屹, 余世刚, 等. 一种基于二阶广义积分的正弦振动信号相位求解方法[J]. 常州大学学报(自然科学版), 2024, 36(06): 83-89.
- [8] 孟兵兵, 于春来, 郭昊昊, 等. 一种改进的内置式永磁同步电机最大转矩电流比控制方法[J]. 微电机, 2021, 54(12): 71-76.
- [9] Wang S, Ding D, Zhang G, et al. Flux observer based on enhanced second-order generalized integrator with limit cycle oscillator for sensorless PMSM drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(12): 15982-15995.
- [10] Wang S, Zhang G, Yuan Y, et al. Sensorless Control Strategy for Permanent Magnet Synchronous Motors Based on Enhanced SOGI-FLL with Limit Cycle Oscillator[C]. 27th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). IEEE, 2024: 886-893.
- [11] Kennedy B. The Poincaré - Bendixson theorem for a class of delay equations with state-dependent delay and monotonic feedback[J]. Differential Equations, 2018, 266(4): 1865-1898.
- [12] 李圣清, 蒋兴龙, 周志飞, 等. 基于改进型 SOGI-FLL 的单相并网逆变器电压控制方法[J]. 广东电力, 2024, 37(10): 94-102.
- [13] 张伟, 李昕涛, 王茹愿, 等. 基于参数自整定模糊 PID 的 BLDC 控制研究[J]. 微电机, 2024, 57(02): 31-35.
- [14] 刘佳, 宋战锋, 刘丹. 基于粒子群算法的双三相永磁同步电机谐波优化设计[J]. 微电机, 2023, 56(08): 1-7, 11.
- [15] 杨淑英, 王玉柱, 储昭晗, 等. 基于增益连续扩张状态观测器的永磁同步电机电流解耦控制[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(06): 1985-1997.
- [16] Parker S G, Mcgrath B P, Holmes D G. Regions Of Active Damping Control For LCL Filters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(1): 424-432.
- [15] 鲍旭聪, 王晓琳, 严廷雄, 等. 超高基频与超宽速域电机驱动系统优化设计[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(01): 329-339.
- [16] 韩京清. 从 PID 技术到“自抗扰控制”技术[J]. 控制工程, 2002, (03): 13-18.

(上接第 7 页)

五相开绕组永磁同步电机容错发电控制策略研究

王开春^{1,2}, 胡 聪^{1,2}, 李琪琦^{1,2}, 赵 絮^{1,2}, 王言徐^{1,2}

(1. 北京精密机电设备研究所, 北京 100076; 2. 控制执行机构技术创新中心, 北京 100076)

摘要: 针对航空航天等领域高可靠发电需求, 对基于五相开绕组永磁同步电机的发电系统容错控制策略开展了研究。首先, 分析了发电控制原理、开路故障下的诊断方法和容错控制策略。接着, 构建了一相开路、两相开路以及非相邻两相开路故障的容错控制模型, 并通过仿真进行了验证。最后, 搭建实验平台, 并通过实验验证了容错发电控制策略的可行性。

关键词: 五相开绕组永磁同步电机; 容错控制; 发电控制策略

中图分类号: TP273; TM341; TM351

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2025)06-0029-08

Research on Generation Control Strategy of Five-phase Open-winding PMSM

WANG Kaichun^{1,2}, HU Cong^{1,2}, LI Qiqi^{1,2}, ZHAO Xu^{1,2}, WANG Yanxu^{1,2}

(1. Beijing Institute of Precision Mechatronics and Controls, Beijing 100076, China;

2. Innovation Center for Control Actuators, Beijing 100076, China)

Abstract: In view of the high-reliability power generation demands in domains such as aerospace, the fault-tolerant control of power generation system based on five-phase open-winding pmsm was studied. Firstly, the principles of power generation control, the diagnostic methods under open-circuit faults, and the fault-tolerant control strategies were analyzed. Then, the fault-tolerant control models under one phase open circuit, adjacent two-phase open circuit and non-adjacent two-phase open circuit fault were established and verified by simulation. Finally an experimental platform was constructed, and the feasibility of the fault-tolerant power generation control strategy was verified by experiments.

Key words: five-phase open-winding pmsm; fault-tolerant control; generation control strategy

0 引言

随着可重复、多电技术的发展, 航天应用领域中电能的需求越来越大。传统的一次电池、二次电池供电方式难以满足自动化、集成化、智能化的用电需求。以火箭发动机为初始能源的发电系统正成为箭上一体化电源系统的新方向。同时, 可以将发电机作为起动装置, 替代火箭发动机中使用的传统气瓶起动方式, 组成起动/发电一体化电源系统, 具有综合体积小、重量轻、效率高等优点。

永磁同步电机以功率密度高、运行效率高、结构简单、控制简单等优势在起动/发电系统中越来越受到关注和认可^[1-3]。同时, 多相电机具有较强的容错能力, 在高可靠场景的使用愈加广泛。由于相数的提高, 多相永磁同步电机在转矩密度、效率和容

错方面比三相永磁同步电机更有优势^[4]。此外, 定子绕组两端开路的电机结构, 用两个逆变器供电, 具有较强的容错能力, 非常适合于航空航天等高可靠领域, 因此本文采用五相开绕组永磁同步电机作为发电机。

五相 PMSM 常用控制策略有空间电压矢量调制、载波脉宽调制和电流滞环跟踪调制。其中载波脉宽调制和空间电压矢量调制策略在电机正常工作时控制效果较好^[5-7], 但当电机出现故障时, 电机模型发生了改变, 正常情况下的解耦矩阵不再适用, 需要根据故障位置及类型不同来构造不同的降阶解耦矩阵^[8-9]。虽然电流滞环调制不存在这个问题, 然而在传统的滞环调制策略里, 电流追踪准确性和滞环范围大小有着紧密联系。当滞环范围较大时, 尽管能减少开关工作的频率和损失, 但其调控效果会下降,

收稿日期: 2024-12-12

作者简介: 王开春(1980), 男, 本科, 高工, 研究方向为伺服电源管理。

胡 聪(1991), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为高可靠发电技术。

李琪琦(1996), 女, 硕士, 工程师, 研究方向为电机驱动与控制。

赵 絮(1983), 男, 本科, 高工, 研究方向为高可靠电源变换。

王言徐(1982), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为高效电源变换。

并导致误差上升；若滞环范围较小，则能够达到良好的电流追踪控制，不过这也会使得开关工作的频率和损失显著提高，且对于开关元件的高频控制性能提出了更高的要求。为了解决上述问题，采取 PI 控制器替代电流滞环控制中滞环比较器的方法，即变占空滞环调制。

1 控制策略

1.1 发电原理

在发电状态下，开绕组五相 PMSM 作为发电机运行，工作在第二象限，由原动机拖动旋转，将机械能转化为电能，供电给负载端。在发电运行中最重要的特性是保持输出电压的稳定。

设原动机以某一转速拖动永磁同步电机旋转，电机的定子输出电压经整流器及直流滤波电路后得到直流电压。设发电控制器五相输入电压为 u_i ($i = a, b, c, d, e$)，则输入电压方程为

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \\ u_d \\ u_e \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} r_s + pL_a & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_s + pL_b & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_s + pL_c & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_s + pL_d & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_s + pL_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_d \\ i_e \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \psi_{pma} \\ \psi_{pmb} \\ \psi_{pmc} \\ \psi_{pmd} \\ \psi_{pme} \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中， r_s 为电机各相绕组的电阻； p 为微分算子； L_i ($i = a, b, c, d, e$) 为电机各相绕组的电感； i_i ($i = a, b, c, d, e$) 为电机各相绕组的电流； ψ_{pmi} ($i = a, b, c, d, e$) 为电机各相绕组交链的永磁磁链。

对式(1)进行坐标变换，得

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} r_s + pL_d & -\omega_e L_d \\ \omega_e L_q & r_s + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \psi_{pm} \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中，下角标 d 为直轴分量；下角标 q 为交轴分量； ω_e 为电角速度； ψ_{pm} 为永磁磁链。

输入侧功率为

$$P_1 = \frac{5}{2} (u_d i_d + u_q i_q) \quad (3)$$

由式(2)和式(3)得

$$P_1 = \frac{5}{2} \omega_e \psi_{pm} i_q - \frac{5}{2} r_s (i_d^2 + i_q^2) - \frac{5}{2} p \left(\frac{1}{2} L_d i_d^2 + \frac{1}{2} L_q i_q^2 \right) \quad (4)$$

忽略式(4)中电阻消耗和电感储能，则永磁容错电机的电磁功率与负载消耗电功率相等，即

$$P = \frac{5}{2} \omega_e \psi_{pm} i_q = U_{dc} I_{dc} \quad (5)$$

式中， U_{dc} 、 I_{dc} 分别代表直流侧输出电压和负载电流。可知，直流输出电压的脉动主要受到负载电流和原动机转速这两个因素的影响。其中，转速的变化相对于负载电流变化一般较为缓慢，如果在负载突变的情况下可保持输出电压稳定，保持其对于参考电压良好的跟踪性能，那么对于转速变化带来的电压脉动就更容易控制。基于以上分析，采用给定转速，通过实时改变负载的方法对直流侧输出电压的稳定性进行测量，进而验证发电策略的可行性。

当负载突变时， I_{dc} 发生变化，输出电压 U_{dc} 的变化情况如：

$$\frac{dU_{dc}}{dt} = \frac{\partial U_{dc}}{\partial T_e} \frac{dT_e}{dt} + \frac{\partial U_{dc}}{\partial I_{dc}} \frac{dI_{dc}}{dt} = \frac{\omega}{I_{dc}} \frac{dT_e}{dt} - \frac{U_{dc}}{I_{dc}} \frac{dI_{dc}}{dt} \quad (6)$$

若要保持输出电压不变，则 $dU_{dc}/dt = 0$ ，代入式(6)，则得

$$\frac{dT_e}{dt} = \frac{U_{dc}}{\omega} \frac{dI_{dc}}{dt} \quad (7)$$

式(7)表明，若要保持输出电压不变，必须有效控制电机的电磁转矩，使得转矩变化能够跟上负载变化。电机电磁转矩和交轴电流成正比，因此永磁同步电机的发电控制也是通过控制交轴电流 i_q 来实现的。

为确保发电状态下系统具有优良的调压性能，采用了电流内环和电压外环的双环控制方法。参考直流侧输出电压与实际直流侧输出直流电压作差后经 PI 调节得到交轴参考电流，同时给定直轴参考电流为零，令三次谐波空间的参考电流为零，交直轴电流经坐标变换后得到五相参考电流，将其与采样得到的实际五相电流作差，经电流环 PI 调节后得到五相参考电压。即可通过线调制类似的方法得到调制信号，定义五相参考电压分别与直流侧输出电压的比值为五相调制信号，继而得到五相占空比，从而实现整流器各桥臂的开关管动作，最终得到恒定的直流侧输出电压。通过调整 PI 控制器参数，即可减小跟踪电流的波动，达到较好的电流跟踪效果。

鉴于电机的三次谐波反电动势的存在，电机的电磁转矩不仅与基波空间电流有关，同样也受到三次谐波空间电流的影响。如果只考虑基波空间闭环，那么三次谐波电流将会产生谐波转矩，这将对系统的反应速度造成影响，从而降低发电效率。为实现两个空间完全解耦，对基波空间和三次谐波空间都

进行闭环控制。发电系统双空间闭环控制原理如图 1 所示。

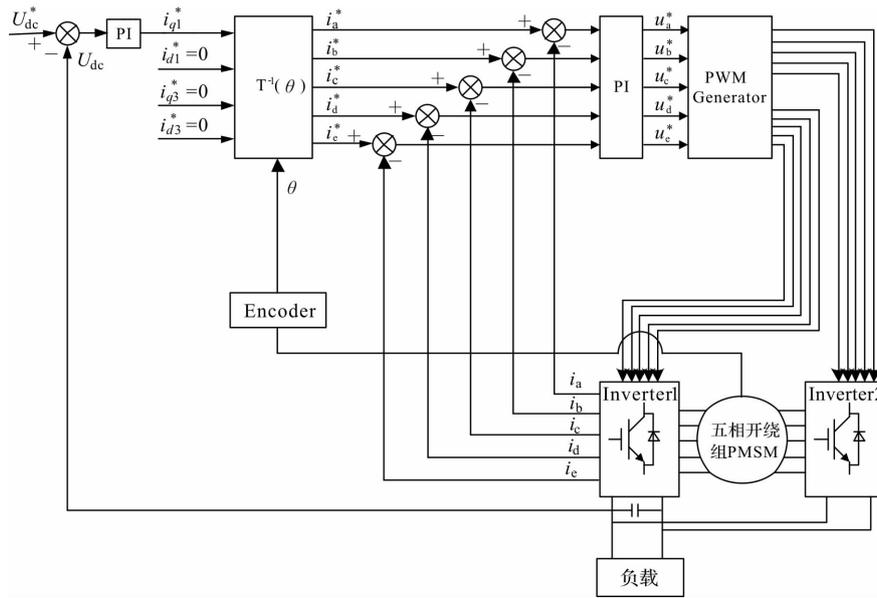


图 1 五相开绕组 PMSM 发电状态变占空比滞环调制框图

1.2 故障诊断

开路 and 短路是电机控制系统的两种典型故障，通过熔断器可将短路故障转化为开路故障处理。为避免增加额外的传感器，通过已有的电机五相定子电流进行开路故障诊断。采用的故障诊断原理如图 2 所示。

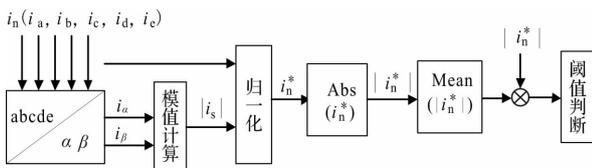


图 2 五相开绕组 PMSM 发电故障诊断框图
首先对五相电机电流进行 Park 变换，得

$$\begin{cases} i_a = \sqrt{\frac{2}{5}}(i_a + i_b \cos \gamma + i_c 2 \cos \gamma + i_d \cos 3 \gamma + i_e \cos 4 \gamma) \\ i_\beta = \sqrt{\frac{2}{5}}(i_b \sin \gamma + i_c \sin 2 \gamma + i_d \sin 3 \gamma + i_e \sin 4 \gamma) \end{cases} \quad (8)$$

式中， $\gamma = 2\pi/5$ 。

电流矢量模值为

$$|\vec{i}_s| = \sqrt{i_\alpha^2 + i_\beta^2} \quad (9)$$

五相电机相电流归一化处理后可表示为

$$i_n^* = \frac{i_n}{|\vec{i}_s|}, n = a, b, c, d, e \quad (10)$$

电流的矢量模值为

$$|\vec{i}_s| = \sqrt{\frac{5}{2}} I_m \quad (11)$$

则，五相电流可表示为

$$\begin{cases} i_a^* = \sqrt{\frac{2}{5}} \sin(\omega_e t + \varphi_0) \\ i_b^* = \sqrt{\frac{2}{5}} \sin(\omega_e t - \frac{2\pi}{5} + \varphi_0) \\ i_c^* = \sqrt{\frac{2}{5}} \sin(\omega_e t - \frac{4\pi}{5} + \varphi_0) \\ i_d^* = \sqrt{\frac{2}{5}} \sin(\omega_e t - \frac{6\pi}{5} + \varphi_0) \\ i_e^* = \sqrt{\frac{2}{5}} \sin(\omega_e t - \frac{8\pi}{5} + \varphi_0) \end{cases} \quad (12)$$

在上述分析的基础之上，对式(10)中各相归一化电流绝对值 $|i_n^*|$ 进行平均值处理，获得的各相电流 $\text{Mean}(|i_n^*|)$ 可表达为

$$\chi = \frac{\omega_e}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{\omega_e}} |i_n^*| dt = \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{8}{5}} \quad (13)$$

将各相归一化电流绝对值 $|i_n^*|$ 进行平均值处理得到的值与实时测得的各相归一化电流绝对值 $|i_n^*|$ 作差，其偏差量作为诊断依据的变量 D_n ($n = a, b, c, d, e$)。

理论上，当电机运行于正常状态时，诊断变量 D_n 保持为 0 值；当某相绕组发生开路故障时，诊断变量 D_n 的值会发生相应的变化，即可诊断出故障相位置。

1.3 容错控制

对于发电状态下开绕组五相 PMSM 发生开路故障时，仍考虑保证故障前后的旋转磁动势不变。根据保持故障前后基波旋转磁动势不变，可得到如下约束条件：

$$\begin{aligned} \frac{5}{2}I\cos\omega t &= i_a(t) + \cos\frac{2\pi}{5}i_b(t) + \\ &\cos\frac{4\pi}{5}i_c(t) + \cos\frac{6\pi}{5}i_d(t) + \cos\frac{8\pi}{5}i_e(t) \\ \frac{5}{2}I\sin\omega t &= \sin\frac{2\pi}{5}i_b(t) + \sin\frac{4\pi}{5}i_c(t) + \\ &\sin\frac{6\pi}{5}i_d(t) + \sin\frac{8\pi}{5}i_e(t) \end{aligned} \quad (14)$$

(1) 单相开路

当电机发生单相(以 A 相为例)开路故障时, 将 $i_a(t) = 0$ 代入式(10)中, 同时, 以定子铜损来建立目标函数求其最小值, 定子铜损表达式为

$$P_{\text{copper}} = (i_a(t)^2 + i_b(t)^2 + i_c(t)^2 + i_d(t)^2 + i_e(t)^2)r_s \quad (15)$$

结合目标函数和约束条件构建拉格朗日函数如下:

$$\begin{aligned} L(i_b(t), i_c(t), i_d(t), i_e(t), \lambda_1, \lambda_2) &= (i_b(t)^2 + \\ &i_c(t)^2 + i_d(t)^2 + i_e(t)^2)r_s + \lambda_1(0.309i_b(t) - \\ &0.809i_c(t) - 0.809i_d(t) + 0.309i_e(t) - \\ &2.5I\cos\omega t) + \lambda_2(0.9511i_b(t) + 0.5878i_c(t) - \\ &0.5878i_d(t) - 0.9511i_e(t) - 2.5I\sin\omega t) \end{aligned} \quad (16)$$

进一步解得各相电流的表达式为

$$\begin{cases} i_a(t) = 0 \\ i_b(t) = 1.082I\cos(\omega t - 0.342\pi) \\ i_c(t) = 1.471I\cos(\omega t - 0.869\pi) \\ i_d(t) = 1.471I\cos(\omega t + 0.869\pi) \\ i_e(t) = 1.082I\cos(\omega t + 0.342\pi) \end{cases} \quad (17)$$

(2) 相邻两相开路

当电机发生相邻两相(以 A 相和 B 相为例)开路故障时, 将 $i_a(t) = i_b(t) = 0$ 代入式(14)中, 同样, 以定子铜损最小来建立目标函数, 结合约束条件构建拉格朗日函数如下:

$$\begin{aligned} L(i_c(t), i_d(t), i_e(t), \lambda_1, \lambda_2) &= (i_c(t)^2 + i_d(t)^2 + \\ &i_e(t)^2)r_s + \lambda_1(-0.809i_c(t) - 0.809i_d(t) + \\ &0.309i_e(t) - 2.5I\cos\omega t) + \lambda_2(0.5878i_c(t) - \\ &0.5878i_d(t) - 0.9511i_e(t) - 2.5I\sin\omega t) \end{aligned} \quad (18)$$

得各相电流的表达式为

$$\begin{cases} i_a(t) = 0 \\ i_b(t) = 0 \\ i_c(t) = 1.466I\cos(\omega t - 0.845\pi) \\ i_d(t) = 2.099I\cos(\omega t + 0.8\pi) \\ i_e(t) = 1.466I\cos(\omega t + 0.446\pi) \end{cases} \quad (19)$$

(3) 不相邻两相开路

当电机发生不相邻两相(以 A 相和 C 相为例)开路故障时, 将 $i_a(t) = i_c(t) = 0$ 代入式(14)中, 同样, 以定子铜损最小来建立目标函数, 结合约束条件得到的拉格朗日函数如下:

$$\begin{aligned} L(i_b(t), i_d(t), i_e(t), \lambda_1, \lambda_2) &= (i_b(t)^2 + i_d(t)^2 + \\ &i_e(t)^2)r_s + \lambda_1(0.309i_b(t) - 0.809i_d(t) + 0.309i_e(t) - \\ &2.5I\cos\omega t) + \lambda_2(0.9511i_b(t) - 0.5878i_d(t) - \\ &0.9511i_e(t) - 2.5I\sin\omega t) \end{aligned} \quad (20)$$

得各相电流的表达式为

$$\begin{cases} i_a(t) = 0 \\ i_b(t) = 1.083I\cos(\omega t - 0.4\pi) \\ i_c(t) = 0 \\ i_d(t) = 2.3I\cos(\omega t + 0.976\pi) \\ i_e(t) = 2.3I\cos(\omega t + 0.224\pi) \end{cases} \quad (21)$$

2 仿真分析

对开绕组五相 PMSM 发电控制策略进行了仿真研究, 建立仿真模型如图 3 所示。

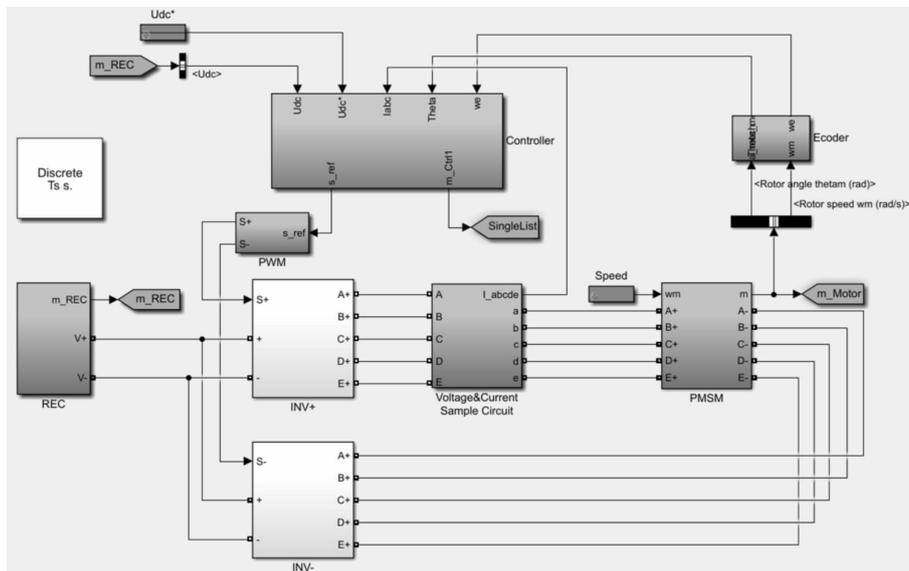


图 3 开绕组五相 PMSM 发电控制仿真模型

为验证发电系统在不同故障状态下的发电输出能力, 注入不同的故障类型, 分别对正常状态、单相开路故障、相邻两相开路故障、不相邻两相开路故障四种状态进行仿真分析, 得到的仿真波形如图 4 至图 7 所示, 故障前后相电流幅值与分析所得幅值关系基本一致。

(1) 正常状态

在正常状态下, 设定发电机转速为 3500 r/min, 负载功率电阻值为 3.6Ω , 图 4 为此状态下输出母线电压和各相电流仿真波形, 从图中可见, 输出电压为 270 V, 各相电流幅值为 43 A, 输出功率达到 20 kW, 满足额定发电功率需求。

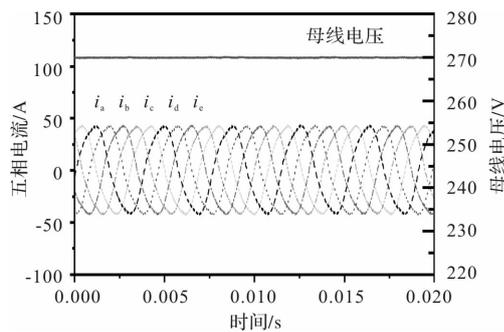


图 4 正常状态下母线电压和相电流仿真波形

(2) 单相开路故障状态

在单相(A相)开路故障状态下, 设定发电机转速为 3500 r/min, 负载功率电阻值为 3.6Ω , 图 5 为此状态下输出母线电压和各相电流仿真波形, 从图中可见, 输出电压为 270 V, 故障后剩余四相电流幅值变为 0 A、45.4 A、62.8 A、61.4 A、46.1 A 分别约为故障前的 1.082 倍和 1.471 倍, 输出功率达到 20 kW, 仍满足额定发电功率需求。

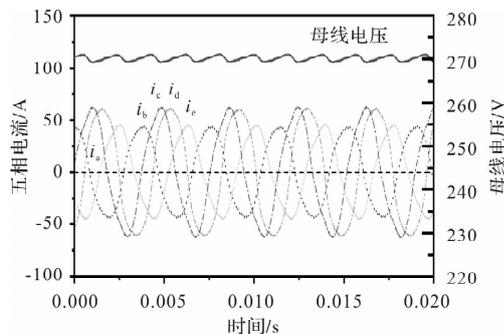


图 5 A 相开路故障下母线电压和相电流仿真波形

(3) 相邻两相开路故障状态

在相邻两相(A相和B相)开路故障状态下, 设定发电机转速为 3500 r/min, 负载功率电阻值为 5.8Ω , 图 6 为此状态下输出母线电压和各相电流仿真波形,

从图中可见, 输出电压为 270 V, 各相电流幅值为 0 A、0 A、39.8 A、55.7 A、38.2 A 分别约为故障前的 1.446 倍和 2.099 倍, 输出功率达到 12 kW, 满足输出功率不小于 60% 额定发电功率需求。

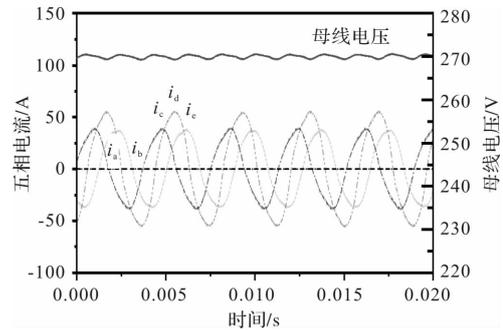


图 6 AB 两相开路故障下母线电压和相电流仿真波形

(4) 不相邻两相开路故障状态

在不相邻两相(A相和C相)开路故障状态下, 设定发电机转速为 3500 r/min, 负载功率电阻值为 5.8Ω , 图 7 为此状态下输出母线电压和各相电流仿真波形, 从图中可见, 输出电压为 270 V, 各相电流幅值为 0 A、28.2 A、0 A、61.4 A、62.6 A 分别约为故障前的 1.083 倍和 2.3 倍, 输出功率达到 12 kW, 满足输出功率不小于 60% 额定发电功率需求。

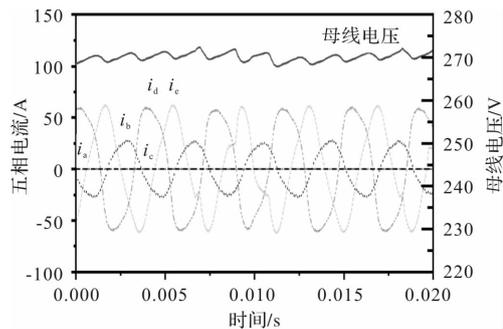


图 7 AC 两相开路故障下母线电压和相电流仿真波形

通过仿真分析, 不同故障模式下剩余各相电流比例关系与理论分析所得幅值基本一致, 单相开路故障时发电输出功率仍满足额定功率需求, 相邻两相和不相邻两相开路故障时发电输出功率满足不小于 60% 额定功率需求。

3 实验验证

为验证发电控制策略研制了五相开绕组永磁同步电机和发电控制器, 并搭建了实验系统。

五相开绕组永磁同步电机的定子绕组采用集中绕制, 转子采用内置式永磁体。电机的主要参数如表 1 所示, 发电机实物如图 8 所示。

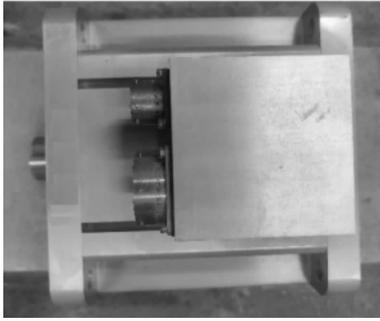


图 8 五相开绕组电机样机

表 1 五相开绕组永磁同步电机参数

参数	参数值
定子电阻 r_s/Ω	0.07
基波直轴电感 L_{d1}/mH	1.768
基波交轴电感 L_{q1}/mH	2.032
三次谐波直轴电感 L_{d3}/mH	0.017
三次谐波交轴电感 L_{q3}/mH	0.020
基波磁链 Ψ_{f1}/Wb	0.018
三次谐波磁链 Ψ_{f3}/Wb	0.001
极对数 P_n	6

发电控制器采用 H 桥方案，由 1 个控制板、5 个功率板及其壳体组成，所包含的功能电路有：电源变换电路、DSP 处理器电路、存储器电路、A/D 变换电路、旋转变压器解码电路、信号采集电路、总线接口电路、功率驱动电路、容错控制及保护电路组成。发电控制器实物及其拓扑结构如图 9、图 10 所示。

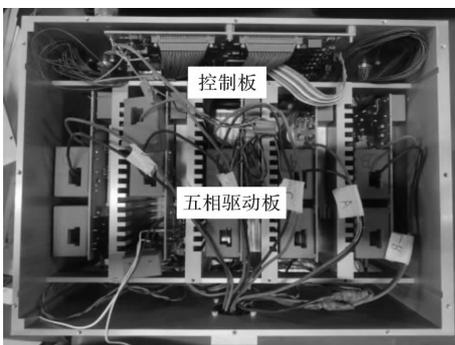


图 9 五相开绕组发电控制器样机

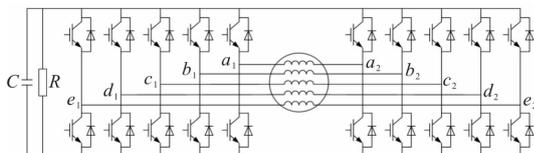


图 10 五相开绕组发电控制拓扑

发电实验系统如图 11 所示，主要由发电实验台和故障模拟柜等组成。发电实验台包括：控制柜、

拖动电机、转速转矩传感器、联轴器、底座等，模拟原动机拖动发电机旋转；故障模拟柜包括大功率开关和开关控制器，用于模拟开路故障。

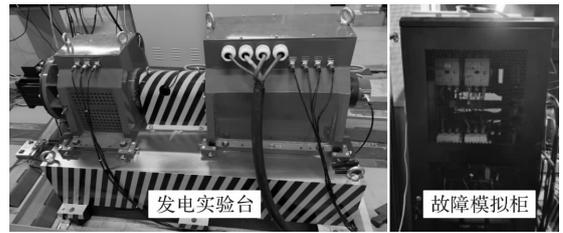


图 11 发电实验系统

为验证发电系统在不同状态下的发电输出功率，分别对正常状态、单相开路故障、相邻两相开路故障、不相邻两相开路故障四种状态进行实验验证，通过电子负载模拟带载能力。

(1) 正常状态

通过实验台将发电机转速拖至 3500 r/min，设定电子负载为恒阻模式，阻值为 3.6 Ω ，图 12 为此状态下输出母线电压和各相电流实验波形，从图中可见，输出电压为 268 V，各相电流幅值约为 46 A，输出功率达到 20 kW，满足额定发电功率需求。

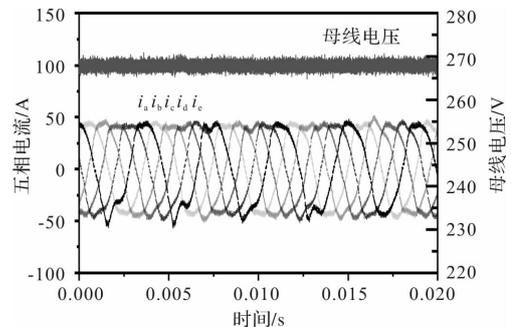


图 12 正常状态下母线电压和相电流波形

(2) 单相开路故障状态

通过试验台将发电机转速拖至 3500 r/min，通过故障模拟柜断开电机 A 相回路，模拟单相开路故障状态，设定电子负载为恒阻模式，阻值为 3.6 Ω ，图 13 为此状态下输出母线电压和各相电流仿真波形。

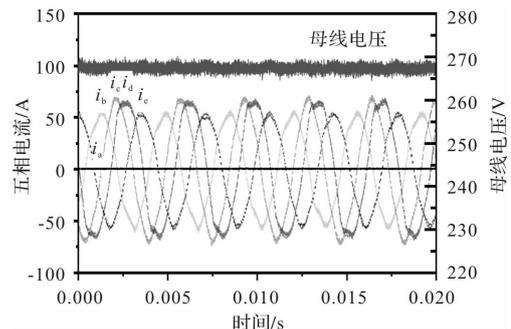


图 13 A 相开路故障状态下母线电压和相电流波形

从图中可见，输出电压为 268 V，各相电流幅值约为 0 A、57.7 A、69 A、71.5 A、57.9 A，输出功率达到 20 kW，仍满足额定发电功率需求。

(3) 相邻两相开路故障状态

通过试验台将发电机转速拖至 3500 r/min，通过故障模拟柜断开电机 A 相和 B 相回路，模拟相邻两相开路故障状态，设定电子负载为恒阻模式，阻值为 5.8 Ω。图 14 为此状态下输出母线电压和各相电流实验波形，从图中可见，输出电压为 268 V，各相电流幅值约为 0 A、0 A、46.7 A、57.8 A、45.4 A，输出功率达到 12 kW，满足输出功率不小于 60% 额定发电功率需求。

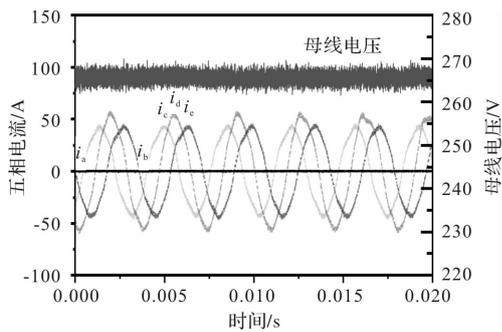


图 14 AB 两相开路故障状态下母线电压和相电流波形

(4) 不相邻两相开路故障状态

通过试验台将发电机转速拖至 3500 r/min，通过故障模拟柜断开电机 A 相和 C 相回路，模拟不相邻两相开路故障状态，设定电子负载为恒阻模式，阻值为 5.8 Ω。图 15 为此状态下输出母线电压和各相电流实验波形，从图中可见，输出电压为 268 V，各相电流幅值约为 0 A、41.3 A、0 A、67.5 A、67.1 A，输出功率达到 12 kW，满足输出功率不小于 60% 额定发电功率需求。

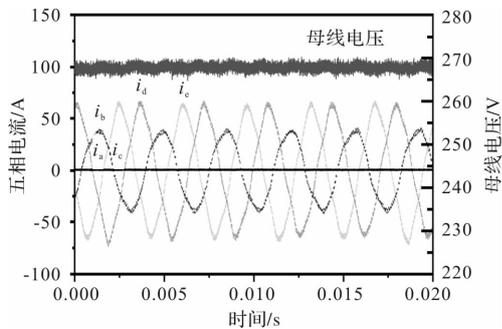


图 15 AC 两相开路故障状态下母线电压和相电流波形

(5) 负载突变时的输出电压

通过实验台将发电机转速拖至 3500 r/min，设定电子负载为恒阻模式，先设定阻值为 7.2 Ω，再设定阻值为 3.6 Ω，然后再设定阻值为 7.2 Ω。模拟负载从 10 kW-20 kW-10 kW 的加减载过程，图 16 为

正常状态下输出母线电压和各相电流实验波形，图 17 为单相开路故障状态下输出母线电压和各相电流实验波形，从图中可见，输出电压最小值不低于 240 V，最大值不高于 300 V，满足发电输出电压动态变化范围需求 (DC270 ± 30 V)。图 18 为相邻两相故障状态下负载变化时的实验波形，图 19 为不相邻两相故障状态下负载变化时的实验波形，电压变化均满足要求。在与电池、超级电容器构成组合式伺服电源时可进一步稳定母线电压，降低母线电压波动。

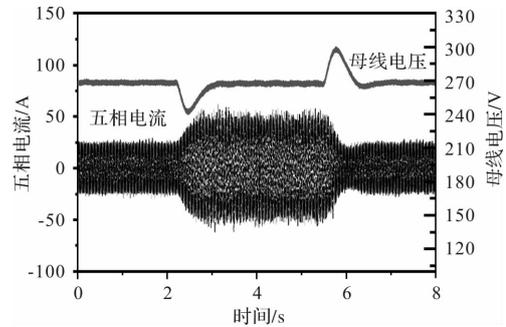


图 16 正常状态下负载突变母线电压和相电流波形 (7.2Ω-3.6Ω-7.2Ω)

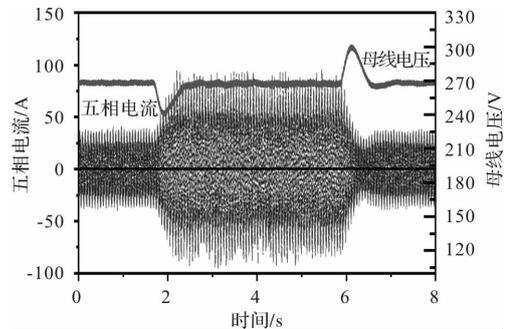


图 17 A 相开路故障状态下负载突变母线电压和相电流波形 (7.2Ω-3.6Ω-7.2Ω)

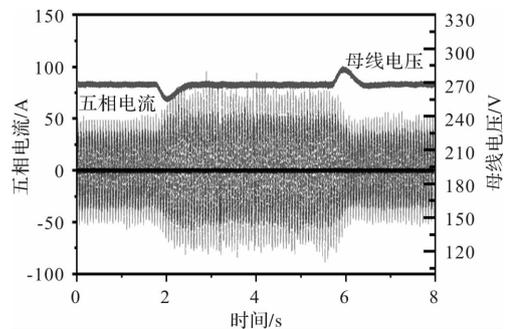


图 18 AB 两相开路故障状态下负载突变母线电压和相电流波形 (7.2Ω-5.1Ω-7.2Ω)

(6) 发电效率

通过试验台将发电机转速拖至 3500 r/min，设定电子负载为恒阻模式，阻值为 3.6 Ω，即负载功率为 20 kW 的工况。通过转矩转速测量仪测量发电机输入功率 P_{Gin} ，功率分析仪测量发电机输出功率

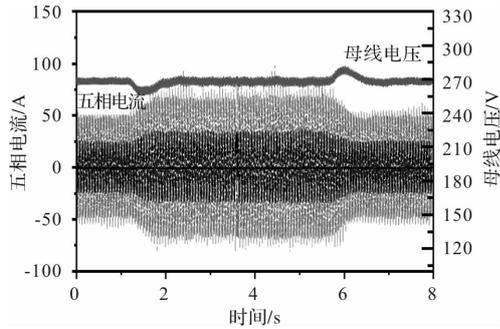


图 19 AC 两相开路故障状态下负载突变母线电压和相电流波形(7.2Ω - 6Ω - 7.2Ω)

P_{Gout} (即控制驱动器输入功率 P_{Din})，电子负载台显示控制驱动器输出功率 P_{Dout} (即负载功率 P_{load})。

由测试得，发电机输入功率 $P_{Gin} = 23.068 \text{ kW}$ ；功率分析仪测得的发电机输出功率 $P_{Gout} = 21.19 \text{ kW}$ ；发电控制器输出功率 $P_{Dout} = 20.2 \text{ kW}$ 。因此发电机系统(含发电控制器)在常温环境中的总效率 $\eta_1 = P_{Dout}/P_{Gin} = 87.57\%$ ，其中发电控制器效率 $\eta_2 = P_{Dout}/P_{Din} = 95.33\%$ ，发电机本体效率 $\eta_3 = P_{Gout}/P_{Gin} = 91.86\%$ 。

通过实验验证，单相开路故障时发电输出功率仍满足额定功率需求，相邻两相和不相邻两相开路故障时发电输出功率满足不小于 60% 额定功率需求，不同故障模式下剩余各相电流比例关系与理论分析所得幅值基本一致，并通过调整 PI 参数达到了很好的电流跟踪效果，负载电流突变时母线电压变化能够满足指标要求。

4 结 语

本文对基于五相开绕组永磁同步电机的发电控

制原理、开路故障诊断方法和容错控制策略进行了研究，并通过仿真和实物实验的方式验证了容错发电控制策略的有效性。由仿真和实验结果可知，基于多相开绕组永磁同步电机的电源系统具有较高的可靠性，能够满足箭上发电式组合电源系统的电能需求和能量利用率。

参考文献

- [1] 马飞鸿, 周士贵, 于辉. 起动/发电一体化电机发展与研究概述[J]. 微特电机, 2021, 49(11): 62-66.
- [2] 王丹鹤. 汽车用 ISG 电机电磁设计及控制系统研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2020.
- [3] Wang B, Vakil G, Liu Y, et al. Optimization And Analysis of a High Power Density and Fault Tolerant Starter - Generator for Aircraft Application[J]. Energies, 2021, 14(1): 113.
- [4] 陶涛, 赵文祥, 程明, 等. 多相电机容错控制及其关键技术综述[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(2): 316-326.
- [5] 薛山. 多相永磁同步电机驱动技术研究[D]. 北京: 中国科学院研究生院, 2006.
- [6] 刘金. 开绕组五相永磁同步电机驱动系统研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2017.
- [7] 王鹏飞. 电动汽车用五相永磁容错电机的设计及运行控制研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2015.
- [8] M Priestley, M Farshadnia and JE Fletcher. FOC Transformation for Single Open-Phase Faults in the Five-Phase Open-End Winding Topology [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2020, 67(2): 842-851.
- [9] 田兵. 五相永磁同步电机驱动系统容错控制技术研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2018.

《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

220 kV 变电站隔离开关电机电源误跳闸检测研究

张力兵, 董兴华, 白旭, 杜丽娜, 计海明, 许云婧
(国网冀北电力有限公司承德供电公司, 河北承德 067000)

摘要: 220 kV 变电站隔离开关电机驱动系统转矩-电流特性存在非线性耦合关系, 导致无法准确捕捉隔离开关在合闸、分闸过程中的动态特性, 电源误跳闸检测精度不足。因此, 提出 220 kV 变电站隔离开关电机电源误跳闸检测方法。通过绘制隔离开关正常状态下合闸、分闸的转矩-电流曲线, 并将其作为标准曲线, 精确描述转矩-电流非线性耦合关系。在此基础上, 确定隔离开关实际转矩-电流曲线中的啮合点, 连接上述啮合点获得待检测转矩-电流曲线, 捕捉动态特性。采用形态相似性度量算法分析待检测转矩-电流曲线与标准曲线之间的相似性, 以此实现隔离开关电机电源误跳闸检测。实验结果表明, 所提方法具有较高的电流、转矩检测精度, 马修斯相关系数数值高于 0.8, 能够准确完成误跳闸检测。

关键词: 220 kV 变电站; 隔离开关; 转矩-电流曲线; 形态相似性度量算法; 误跳闸检测

中图分类号: TM564 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-6848(2025)06-0037-06

Research on Mistripping Detection of Isolation Switch Motor Power Supply in 220 kV Substation

ZHANG Libing, DONG Xinghua, BAI Xu, DU Lina, JI Haiming, XU Yunjing
(State Grid Jibei Electric Power Co., LTD., Chengde Power Supply Company, Chengde Hebei 067000, China)

Abstract: There is a nonlinear coupling relationship between the torque and current characteristics of the motor drive system of the isolation switch in the 220 kV substation, which makes it difficult to accurately capture the dynamic characteristics of the isolation switch during the closing and opening process, and the accuracy of detecting power supply false tripping is insufficient. Therefore, a method for detecting false tripping of the power supply of the isolation switch motor in a 220kV substation was proposed. By drawing the torque current curve of the isolating switch in normal state for closing and opening, and using it as the standard curve, the nonlinear coupling relationship between torque and current can be accurately described. On this basis, determine the meshing points in the actual torque current curve of the isolation switch, connect the above meshing points to obtain the torque current curve to be detected, and capture the dynamic characteristics. Using morphological similarity measurement algorithm to analyze the similarity between the torque current curve to be tested and the standard curve, in order to achieve the detection of false tripping of isolated switch motor power supply. The experimental results show that the proposed method has high accuracy in current and torque detection, with a Matthews correlation coefficient value higher than 0.8, and can accurately complete false tripping detection.

Key words: 220 kV substation; isolating switch; torque current curve; morphological similarity measurement algorithm; mistrip detection

0 引言

在电网系统中 220 kV 变电站属于关键构成部分, 电网正常运行过程中的供电质量与稳定性直接受

220 kV 变电可靠性的影响。220 kV 电压等级属于电力系统的高压骨干网络, 其运行可靠性直接关系到区域电网的稳定性和供电质量。在变电站中, 隔离开关属于重要设备, 其电动操作机构的运行情况直

收稿日期: 2025-01-12, 修回日期: 2025-03-07

基金项目: 国网冀北电力有限公司科技项目《基于大数据分析技术的继电保护隐性故障研究及示范应用》(kj2024-075)

作者简介: 张力兵(1993), 男, 硕士, 高级工程师, 研究方向为电力系统继电保护、厂站自动化。

董兴华(1986), 男, 硕士, 高级工程师, 研究方向为电力系统继电保护。

白旭(1988), 男, 硕士, 高级工程师, 研究方向为电力系统继电保护、厂站自动化。

杜丽娜(1988), 女, 硕士, 高级工程师, 研究方向为电力系统继电保护, 智能变电站技术。

计海明(1986), 男, 本科, 高级工程师, 研究方向为电力系统继电保护、厂站自动化。

许云婧(2000), 女, 本科, 工程师, 研究方向为带电作业, 配网自动化。

接关系着电力输送的安全性与稳定性^[1-2]。而隔离开关在分合闸过程中的机械定位精度需控制在 $\pm 1\text{mm}$ 以内, 以确保触头对位准确, 避免因接触不良导致的局部放电或过热现象。但隔离开关电机电源在变电站系统中容易出现误跳闸现象, 严重威胁着工作人员与设备的安全, 降低了电力系统运行的安全性。为此亟需一种有效的隔离开关电机电源误跳闸检测方法。

马佳琪^[3]等人采用 FSST2 变换采集隔离开关振动信号的时频特征, 在深度迁移思想的基础上建立诊断模型, 将振动信号时频特征输入诊断模型内, 以此实现检测。深度迁移模型对转矩-电流特性的非线性耦合关系缺乏针对性, 难以准确反映隔离开关在合闸、分闸过程中的动态变化。Khan SS^[4]等人采集开关节点电压作为检测依据, 建立有限状态机, 将开关节点电压输入其中, 输出故障检测结果。该方法主要依赖开关节点电压, 未直接对隔离开关电机驱动系统的转矩-电流非线性耦合关系进行建模, 导致对动态特性的捕捉不够精确。田鹏^[5]等人对隔离开关电流信号展开希尔伯特变换, 以此获取波形包络, 计算波形的均值与最大值, 将其作为信号特征, 在电机启动到完成合闸过程中, 获取振动信号的时域波形, 融合上述波形特征并输入支持向量机中, 引入遗传算法获得优化辨识结果。尽管引入了支持向量机和遗传算法, 但对转矩-电流特性的非线性耦合关系缺乏针对性, 难以准确反映隔离开关在合闸、分闸过程中的动态变化。Manikandan R^[6]等人在相电压的基础上建立平均目标函数用于预测开关电流, 并将其作为故障诊断变量, 归一化处理逆变器电压, 并计算均值, 结合电流与电压特征实现开关故障检测。由于未直接利用转矩-电流特性, 仅依赖电压和电流特征, 可能导致电源误跳闸检测精度不足, 无法完全满足实际需求。

为了解决上述方法中存在的问题, 提出 220 kV 变电站隔离开关电机电源误跳闸检测方法。

1 电机输出转矩-电流标准曲线建立

由于隔离开关电机驱动系统中转矩与电流之间存在复杂的非线性关系, 传统方法难以准确反映其在合闸、分闸过程中的动态特性, 导致电源误跳闸检测精度不足。为此, 通过绘制隔离开关正常状态下合闸、分闸的转矩-电流曲线, 并将其作为标准曲线, 精确描述转矩与电流的非线性耦合关系, 为后

续动态特性分析和检测提供可靠依据。

隔离开关驱动电机的等效电路图如图 1 所示。

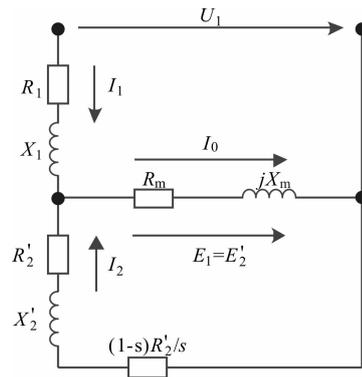


图 1 隔离开关驱动电机等效电路图

图中, U_1 表示电源对应的电压; R_1 、 X_1 分别表示定子绕组相电阻与漏电抗; I_1 表示定子电流; R_2' 、 X_2' 分别表示转子绕组折算后的相电阻与漏电抗; I_2' 表示折算到定子方的转子相电流; $(1-s)R_2'/s$ 表示模拟电阻; R_m 表示铁耗等效电阻; E_1 表示定子电势; I_0 表示励磁电流; E_2' 表示折算后的转子电势。

设 Y_{em} 代表的是电磁转矩, 建立隔离开关驱动电机的转矩平衡方程:

$$Y_{em} = Y_2 + Y_0 \quad (1)$$

式中, Y_2 为输出转矩; Y_0 为空载状态下对应的转矩, 可通过下式计算得到:

$$Y_0 = \frac{a_{mec} + a_{ad}}{\Xi} \quad (2)$$

式中, Ξ 为转子机械角速度; a_{ad} 为附加损耗; a_{mec} 为机械损耗。

在 220 kV 变电站高压隔离开关电机驱动系统中, 附加损耗和机械损耗远小于电机的主要损耗。虽然附加损耗和机械损耗在理论上存在, 但由于隔离开关动作时间短, 通常在 5~10 s 内完成, 且电机工作在间歇性负载模式下, 这些损耗的累积效应有限, 对整体转矩检测的影响可控制在允许误差范围内。因此, 可忽略 a_{ad} 、 a_{mec} , 此时存在 $Y_{em} \approx Y_2$, 隔离开关驱动电机的转矩平衡方程可改写为

$$\begin{cases} Y_{em} = \frac{P_{mec}}{\Xi} = \frac{P_{mec}}{\Xi_1(1-s)} = \frac{P_{em}}{\Xi_1} \\ P_{em} = \frac{m_1 I_2'^2 R_2'}{s} \\ \Xi_1 = \frac{2\pi n_1}{60} \end{cases} \quad (3)$$

式中, P_{mec} 为总机械功率; Ξ_1 为同步角速度; s 为转差率; P_{em} 为电磁功率; n_1 为同步转速; m_1 为电机定子相数。

在上述基础上, 进一步推导得到:

$$Y_2 \approx \frac{60m_1 I_1'^2 R_2'}{2\pi n_1 s} \quad (4)$$

由于隔离开关驱动电机的励磁阻抗远大于漏阻抗^[7-8], 可将等效电路中的励磁支路默认为开路, 此时定子电流 I_1 可通过下式计算:

$$I_1 = U_1 / \sqrt{\left(R_1 + \frac{R_2'}{x}\right)^2 + (X_1 + X_2')^2} \quad (5)$$

在驱动电机稳定运行状态下, s 趋近于零, 上式中的 $\left(R_1 + \frac{R_2'}{x}\right)^2$ 增大, 此时可不考虑 X_1 、 X_2' 产生的影响^[9-10], 可将上式简化为

$$\frac{R_2'}{x} = \frac{U_1}{I_1} - R_1 \quad (6)$$

结合式(6)与式(4)得到, 输出转矩 Y_2 与定子电流 I_1 之间的二次函数关系:

$$Y_2 \approx \frac{30m_1 k (U_1 I_1 - I_1^2 R_1)}{\pi n_1} \quad (7)$$

式中, k 为比例系数。

根据式(7)绘制 220 kV 变电站隔离开关在正常合闸与分闸状态下的电机输出转矩-电流曲线, 如图 2 所示。

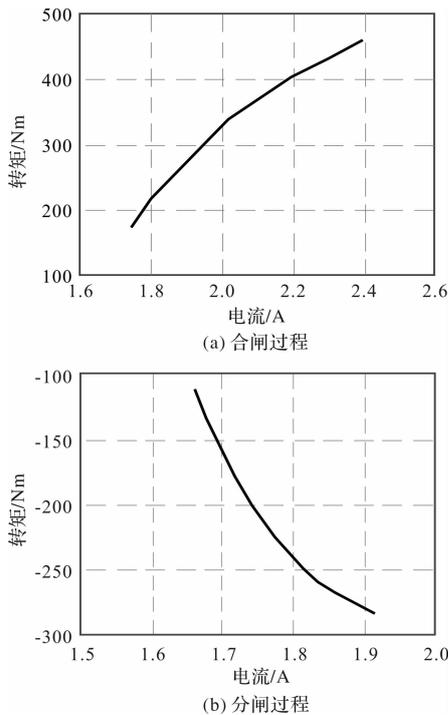


图2 标准曲线

将图 2 所示的合闸与分闸输出转矩-电流曲线作为标准曲线 D , 用于隔离开关电机电源误跳闸检测。通过精确描述转矩与电流的非线性耦合关系, 解决了传统方法难以捕捉动态特性的问题, 为电源误跳

闸检测提供了可靠依据。

2 基于标准曲线的隔离开关电机电源误跳闸检测

在实际运行中, 由于电机负载波动、机械磨损及环境因素等影响, 隔离开关的动态特性可能偏离标准曲线, 导致直接使用标准曲线进行检测的精度不足。因此, 需要在标准曲线的基础上, 确定隔离开关实际转矩-电流曲线中的啮合点, 并通过连接这些啮合点构建待检测转矩-电流曲线, 以捕捉实际运行中的动态特性。进一步采用形态相似性度量算法, 分析待检测曲线与标准曲线之间的相似性, 从而实现隔离开关电机电源误跳闸的精准检测。

在检测过程中, 通过下式在待识别输出转矩-电流曲线中找到斜率特征与标准曲线 D 最相似的点作为啮合点:

$$(1 - \varepsilon) l_{\text{ref}} \leq l_i \leq (1 + \varepsilon) l_{\text{ref}} \quad (8)$$

式中, ε 为输出转矩-电流曲线的斜率波动范围; l_{ref} 为参考斜率。当待检测的转矩-电流曲线中点的斜率 l_i 满足上式时, 可作为啮合点。在曲线不同段都选取啮合点, 连接上述啮合点, 重新构成待检测转矩-电流曲线 D_{st} 。

采用形态相似性度量算法计算标准曲线与待检测转矩-电流曲线之间的相似性。为了避免曲线中的异常值影响最终的误跳闸检测结果, 引入阈值法^[11-12]剔除待检测转矩-电流曲线中存在的异常值, 通过下式确定上限阈值 $\text{up}(i)$ 与下限阈值 $\text{low}(i)$:

$$\begin{cases} \text{up}(i) = \text{pri}_{75}(i) + 1.5 \times \text{pri}_{75-25}(i) \\ \text{low}(i) = \text{pri}_{25}(i) + 1.5 \times \text{pri}_{75-25}(i) \end{cases} \quad (9)$$

式中, $\text{pri}_{75}(i)$ 、 $\text{pri}_{25}(i)$ 分别为转矩-电流曲线中第 i 个点取值的 75%、25% 分位数; $\text{pri}_{75-25}(i)$ 为 $\text{pri}_{75}(i)$ 、 $\text{pri}_{25}(i)$ 的差值绝对值。超过 $\text{up}(i)$ 、 $\text{low}(i)$ 的点即为异常点, 将其剔除, 获得最终的待检测转矩-电流曲线 D_{st} 。

用 $D = (k_1, k_2, k_3, \dots, k_n)$ 表示标准曲线、 $D_{\text{st}} = (l_1, l_2, l_3, \dots, l_n)$ 表示待检测转矩-电流曲线, k_i 、 l_i 分别表示曲线中存在的点, $i = 1, 2, \dots, n$, n 表示曲线中点的数量。

设 F_m 代表的是特征均距, 可反映不同时间点下待检测曲线相对于标准曲线的变化幅度, 其计算公式如下:

$$F_m = \text{mean}[\text{abs}(D - D_{\text{st}})] \quad (10)$$

式中, abs 为元素取绝对值。

由于曲线的形态特征分布会对相似性分析产生

影响,为此,220 kV 变电站隔离开关电机电源误跳闸检测方法计算两条曲线对应的点之间的欧式距离 $F_e(i)$ [13-14]:

$$F_e = |k_i - l_i| \quad (11)$$

式(11)计算得到的欧式距离 $F_e(i)$ 可获得两条曲线的特征偏移距离 $F_r(i)$, 当 $F_r(i)$ 最小时, 表明待检测转矩-电流曲线中的点 k_i 与标准曲线中的点 l_i 完全相同。当欧式距离达到理论最小值 0 时, 表明待检测曲线上的点 k_i 与标准曲线上的点 l_i 完全重合, 此时特征均距即为 0。但在实际工程应用中, 由于测量误差、系统噪声等因素的影响, 更关注的是“工程意义上的相同”, 即当欧式距离小于设定阈值时, 就可以认为两点特征在允许误差范围内一致:

$$F_r = F_e - F_m \quad (12)$$

根据特征偏移距离 $F_r(i)$ 计算两条曲线的最终形态相似性距离 F_s :

$$F_s = \frac{(F_r \beta + F_m)}{n} \quad (13)$$

根据曲线数据生成偏移放大项 β , 选择指数函数作为 β 的基本式, β 的表达式如下:

$$\beta = e^{\frac{F_r}{F_m+1}} \quad (14)$$

将式(14)代入式(13)中, 获得待检测转矩-电流曲线与标准曲线的形态相似性度量距离 F_s :

$$F_s = \frac{(F_r e^{\frac{F_r}{F_m+1}} + F_m)}{n} \quad (15)$$

F_s 越大, 表明待检测转矩-电流曲线与标准曲线越相似。根据隔离开关电机电源正常工作状态, 设置检测阈值 ξ 。在正常工况下采集至少 300 组连续转矩-电流曲线样本, 确定形态距离的 95% 置信区间上限作为初始阈值候选, 以消除测量噪声引起的偶然波动。引入滑动窗口机制, 当连续 5 个采样周期内形态距离值超过初始阈值的 1.2 倍时, 即触发自适应阈值调整算法, 新阈值取当前窗口内距离均值与 3 倍标准差的叠加值。当 $F_s > \xi$ 表明隔离开关电机电源正常工作, 当 $F_s < \xi$ 时, 表明隔离开关电机电源出现误跳闸现象。

通过上述步骤, 实现了基于标准曲线的隔离开关电机电源误跳闸检测, 解决了实际运行中动态特性偏离标准曲线的问题, 为电源误跳闸检测提供了高精度的方法。

3 实验与分析

为了验证 220 kV 变电站隔离开关电机电源误跳闸检测方法的整体有效性, 需要对其展开测试, 测

试的实验环境如图 3 所示。



图 3 实验环境

变电站隔离开关的相关参数如下:

- (1) 额定电压: 220 kV;
- (2) 额定频率: 50 Hz;
- (3) 合闸速度: 0.3 m/s;
- (4) 分闸速度: 0.3 m/s。

220 kV 变电站隔离开关电机电源误跳闸检测方法根据隔离开关驱动电机转矩-电流曲线实现误跳闸检测, 因此电机转矩与电流的检测结果直接影响着误跳闸检测精度, 现采用 220 kV 变电站隔离开关电机电源误跳闸检测方法展开驱动电机的转矩、电流检测, 结果如图 4 ~ 图 5 所示。

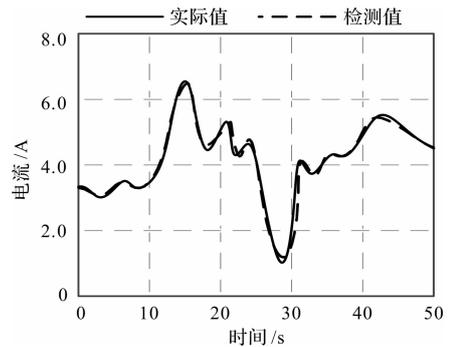


图 4 电流检测

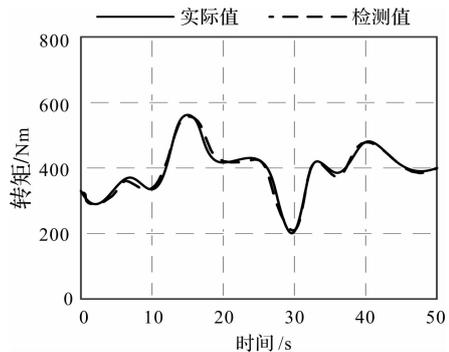


图 5 转矩检测

分析图 4 与图 5 可知, 220 kV 变电站隔离开关电机电源误跳闸检测方法的电流与转矩检测结果与电流曲线、转矩曲线相符, 表明所提方法具有较高

的电流检测精度和转矩检测精度。分析隔离开关电机电流曲线与转矩曲线发现两者之间的变化具有相似性, 可根据两者之间的关系实现隔离开关电机电源误跳闸检测。所提方法之所以表现优异, 主要在于其通过形态相似性度量算法有效捕捉了电流与转矩曲线的动态特性, 并结合阈值法剔除了异常值, 从而显著提升了检测的准确性。

采用 220 kV 变电站隔离开关电机电源误跳闸检测方法、引言中提及的基于深度迁移学习的检测方法(文献[3]方法)与基于电流-振动信号的检测方法(文献[5]方法)展开隔离开关电机电源误跳闸检测测试, 结果如图 6 所示。

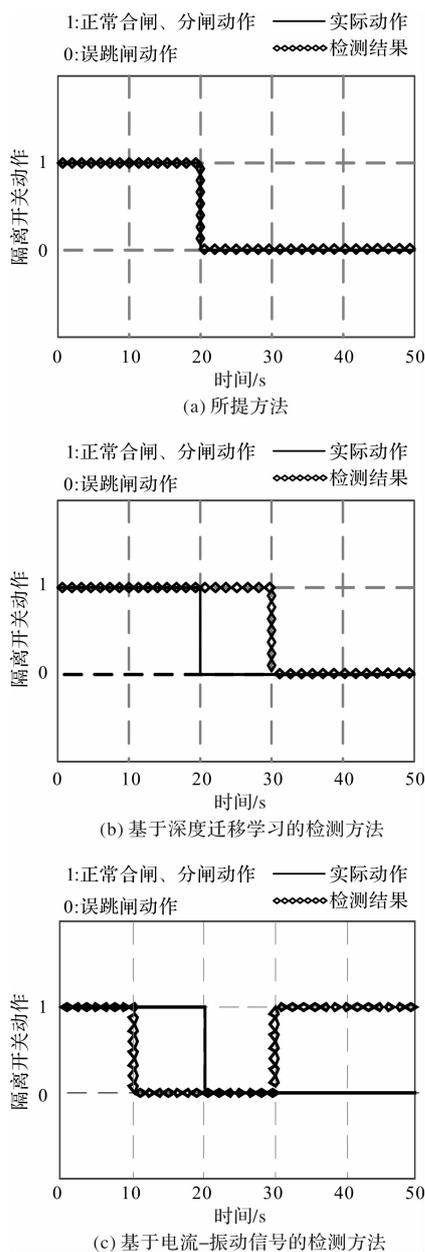


图 6 隔离开关动作检测

分析图 6 可知, 隔离开关电机电源在 0 ~ 20 s 属于正常合闸、分闸动作, 20 ~ 50 s 出现了误跳闸动作,

所提方法的检测结果与实际结果一致, 基于深度迁移学习的检测方法 20 ~ 30 s 存在误检测现象, 基于电流-振动信号的检测方法 10 ~ 20 s, 30 ~ 50 s 出现误检测现象。通过上述测试验证了所提方法可有效判断隔离开关电机电源的动作。

引入马修斯相关系数 MCC 对上述方法的检测精度展开评估:

$$MCC = \frac{TP \times TN - FP \times FN}{\sqrt{(TP + FP)(TP + FN)(TN + FP)(TN + FN)}} \quad (16)$$

式中, TP 为真正类; TN 为真负类; FP 为假正类; FN 为假负类。马修斯相关系数 MCC 在区间 [0, 1] 内取值, MCC 越大表明检测精度越高, 220 kV 变电站隔离开关电机电源误跳闸检测方法、基于深度迁移学习的检测方法与基于电流-振动信号的检测方法的测试结果如图 7 所示。

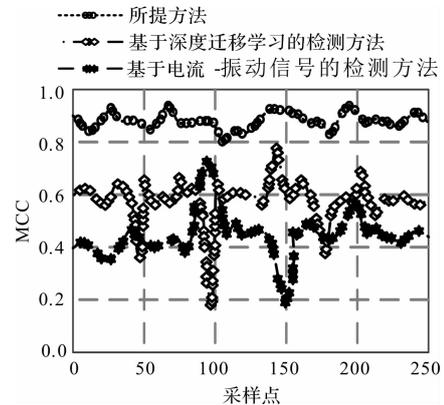


图 7 马修斯相关系数

由图 7 的测试结果可知, 在隔离开关电机电源误跳闸检测过程中所提方法的马修斯相关系数处于 0.8 以上远高于其他两种方法, 验证了该方法具有较高的检测精度。这一优异表现主要得益于所提方法在曲线分析中引入了特征均距和欧式距离的综合计算, 能够更全面地评估曲线的形态相似性, 同时通过动态调整偏移放大项, 有效降低了外界干扰对检测结果的影响, 从而实现了更精准的误跳闸检测。

4 结 语

在变电站中隔离开关电机电源出现误跳闸现象会导致电力中断, 降低了供电的可靠性。针对目前误跳闸检测方法存在的不足, 提出 220 kV 变电站隔离开关电机电源误跳闸检测方法。通过绘制隔离开关正常状态下的合闸、分闸转矩-电流标准曲线, 精确描述了转矩与电流的非线性耦合关系。在此基础上, 通过确定实际转矩-电流曲线中的啮合点并构建

待检测曲线，有效捕捉了隔离开关的动态特性。结合形态相似性度量算法，分析了待检测曲线与标准曲线之间的相似性，实现了高精度的误跳闸检测。实验结果表明，所提方法在电流和转矩检测方面表现出色，能够准确识别误跳闸现象，显著提升了变电站系统的供电可靠性和稳定性。

参考文献

[1] 杜耀文, 谢静, 刘志坚, 等. 基于深度学习的高压隔离开关分合状态检测算法研究[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(19): 114-123.

[2] 蒋健, 陈宇昇, 蔡润庆, 等. 电网高压隔离开关机械故障诊断[J]. 沈阳工业大学学报, 2023, 45(2): 127-132.

[3] 马佳琪, 王丰华, 盛戈皞, 等. 基于同步挤压变换和深度迁移学习的 GIS 隔离开关故障诊断[J]. 电力自动化设备, 2024, 44(2): 218-224.

[4] Khan S S, Wen H. A Fast and Low-Cost Open-Circuit Fault Detection and Isolation Technique for Three-Phase Dual-Active-Bridge Converters Based on Finite State Machines [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 39(2): 2751-2766.

[5] 田鹏, 崔其会, 张建华, 等. 基于电流-振动信号和 GA-SVM 的隔离开关故障诊断[J]. 高电压技术, 2023, 49(S1): 179-185.

[6] Manikandan R, Selvaraj R, Singh R R. Voltage Signature Based Open Circuit Switch Fault Diagnosis Strategy for IM Drives With MPC[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2023, 59(6): 6780-6791.

[7] 李先锋, 胡晨刚, 高振宇, 等. 基于多特征融合的 GIS 隔离开关接触状态评估方法[J]. 热力发电, 2023, 52(5): 22-28.

[8] 李可萌, 陈富国, 杨晖, 等. 基于姿态传感器的高压隔离开关机械故障智能诊断研究[J]. 电网技术, 2023, 47(9): 3781-3790.

[9] 常波, 张启哲, 王胜辉, 等. 动车组车顶隔离开关用支柱绝缘子污秽状态下的电场分布特性研究[J]. 电测与仪表, 2024, 61(4): 81-85.

[10] 龚泽威一, 曹占国, 周帅, 等. 基于过采样和随机森林的高压隔离开关发热故障诊断[J]. 电网与清洁能源, 2023, 39(11): 72-79, 96.

[11] 刘婷婷, 张笑华, 方圣恩. 结合迭代阈值法的多任务贝叶斯压缩感知结构振动信号重构[J]. 福州大学学报(自然科学版), 2023, 51(2): 184-190.

[12] 吕松灏, 刘向民, 方超, 等. 基于实际功率曲线阈值筛选的风电机组偏航误差算法研究[J]. 动力工程学报, 2024, 44(8): 1196-1204, 1225.

[13] 喻俊楠, 吴学群, 赵辉友. 基于改进欧式距离聚类中心的 ICP 点云配准方法[J]. 激光与红外, 2024, 54(10): 1541-1546.

[14] 高群, 薛超凯. 考虑局部密度的电力通信大数据并行聚类算法[J]. 计算机仿真, 2024, 41(10): 59-62, 472.

《微电机》(月刊)

全年 12 期, 读者可到当地邮局订阅, 本刊亦可破订、零购。

欢迎投稿! 欢迎订阅! 欢迎刊登广告!

国内刊号: CN61-1126/TM

在线投稿系统: wdj.paperopen.com

地址: 高新区上林苑四路 36 号(710117)

邮发代号: 52-92

订价: 8 元/期

年价: 96 元/年

编辑部邮购(含快递费): 300 元/年

国际刊号: ISSN 1001-6848

电话: 029-84276641

基于松鼠搜索算法的三相感应电机参数估计

苏文胜¹, 周超¹, 窦建平², 王平远², 姜志康²

(1. 江苏省特种设备安全监督检验研究院, 南京 210036; 2. 东南大学机械工程学院, 南京 211189)

摘要: 准确的三相感应电机(TIM)模型参数估计是实现高效矢量控制和节能控制的关键, 也是电机数字孪生和故障诊断的基础。本文采用一种新近提出的松鼠搜索算法(SSA)来估计三相感应电机的定转子电阻、自感和互感参数。采用两相静止坐标系进行电机建模。在 SSA 中, 根据 TIM 电流实测值与电流估计值之间的差值来对待估计参数进行不断地调整, 经过多次迭代运算后估计出参数值。计算结果表明, 基于 SSA 估计参数计算出的电流与实测值高度一致。最后, 将 SSA 与鲸鱼优化算法和粒子群优化算法进行了比较, 对比结果表明了 SSA 估计出的参数误差较小, 在估计精度和收敛速度方面有优势。

关键词: 三相感应电机; 参数估计; 松鼠搜索; 估计精度; 收敛速度

中图分类号: TM346 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-6848(2025)06-0043-07

Parameters Estimation of Three-phase Induction Motor Based on Squirrel Search Algorithm

SU Wensheng¹, ZHOU Chao¹, DOU Jianping², WANG Pingyuan², JIANG Zhikang²

(1. Special Equipment Safety Supervision Institute of Jiangsu Province, Nanjing 210036, China;
2. Southeast University, Nanjing 211189, China)

Abstract: Accurate parameters estimation of three-phase induction motor (TIM) model is the key to achieving efficient vector control and energy-saving control, as well as the foundation for motor digital twin and fault diagnosis. This article used a newly proposed Squirrel Search Algorithm (SSA) to estimate the stator and rotor resistance, self inductance, and mutual inductance parameters of a three-phase induction motor. A two-phase stationary coordinate system was used for motor modeling. In SSA, the parameters to be estimated were continuously adjusted based on the difference between the measured and estimated currents of the TIM. After multiple iterations, the parameters values were estimated. The calculation results indicate that the current calculated based on SSA algorithm was highly consistent with the measured values. Finally, SSA algorithm was compared with whale optimization algorithm and particle swarm optimization algorithm. The estimated parameters have small errors, as indicated by the comparison results. The results show that SSA has advantages in estimation accuracy and convergence speed.

Key words: three phase induction motor; parameter estimation; squirrel search algorithm; estimation accuracy; convergence speed

0 引言

第二次工业革命标志着电力正式成为工业领域的主导动力。19 世纪出现的电动机成功将电能转化为机械能, 使得车辆、起重机、风扇等设备的运行速度得以调节^[1]。与其他电动机相比, 三相感应电机因其成本低廉、接线与维护简便、运行稳定等诸多优势, 在工业领域内得到了广泛应用。三相感应电机的控制策略基于其数学模型建立并不断发展, 当模型中的参数发生变化时, 电机的控制性能会受到一定的影响^[2]。因此, 为了实现如矢量控制、直

接转矩控制和逆解耦控制等高性能控制, 对电机参数进行准确估计至关重要^[3]。

在现代交流变频调速领域中, 电机参数的准确估计已成为一个备受瞩目的课题。电机的定子、转子电阻、漏感、转子时间常数等关键参数通常不能在电机铭牌上直接获得, 因此需要通过一些估计方法推导和确定。目前, 电机参数估计方法包括扩展卡尔曼滤波(EKF)^[4-5]、递推最小二乘法(RLS)^[6]、模型参考自适应系统(MRAS)^[7]、元启发式算法(MAs)^[8-10]。许多研究者在上述方法的基础上对电机参数估计进行了改进或混合算法的广泛研究。Ma-

收稿日期: 2024-11-12, 修回日期: 2024-12-27

基金项目: 基于数字孪生的起重机械智能运维关键技术研究(KJ(Y)2023035)

作者简介: 苏文胜(1980), 男, 博士, 正高级工程师, 研究方向为机电设备数字孪生和智能运维。

soumi 等人^[5]利用 EKF 估计了稳态和瞬态模式下的电机参数。虞尉萍^[6]研究了鼠笼式感应电机的数学模型,将 RLS 和 MRAS 两种方法结合进行了电机参数估计,可有效提高辨识精度。徐晓杨等人提出了一种禁忌混沌萤火虫算法实现感应电机的参数估计,仿真结果表明该算法稳定性好、收敛精度高。

虽然 MAs 具有较高的复杂性,计算量相对较大,但 MAs 能够精准地估计电机参数,从而实现更优地电机控制。当前随着计算机处理器的性能的提升,一定程度上克服了 MAs 计算耗时的不足。此外,EKF 和 RLS 也存在一些缺点,主要是由于在描述系统非线性时简化了假设,不能同时估计电机的多个参数。而实际应用中,这些参数需要同时进行估计。因此,采用 MAs 同时准确估计电机多个参数是切实可行的。

松鼠优化算法(SSA)是 Jain 等人^[11]于 2019 年提出的一种新型算法,该算法受自然界中松鼠觅食行为启发,具有简洁高效的特点。它通过模拟松鼠在落叶森林中不同树种间滑翔寻找食物源并躲避天敌的行为,从而实现了对全局最优解的快速搜索。SSA 因其快速的收敛速度和强大的寻优能力,已在轨迹规划、溶洞探测、车间调度等多个领域^[12-14]得到了研究和应用。比如,赵业和等人^[12]基于传统优化算法在处理机械臂关节空间的时间最优轨迹规划应用时存在的寻优能力低、稳定性差等缺点,提出多种群竞争松鼠搜索算法来进行机械臂关节轨迹规划,得到的仿真结果表明该算法寻优效率更高、稳定性更好。

目前,还未见使用 SSA 来估计电机参数的报道,而电机参数估计属于连续优化问题,采用 SSA 对电机进行参数估计可获得较为理想的结果。

为了解决上述电机模型参数估计中复杂计算、局部搜索和多参数估计等问题,本研究引入了 SSA。基于 SSA 算法对 TIM 的 5 个参数(定转子电阻、自感及互感)同时进行估计,并与文献[10]中的鲸鱼优化算法(WOA)和粒子群算法(PSO)作对比。实验结果证明了 SSA 相较于其他智能优化算法在收敛速度和估计精度上的优越性。

1 松鼠搜索算法

SSA 是在保证精度及收敛速度的前提下,通过模拟松鼠的动态觅食行为机制来寻找全局最优解的,平衡了全局和局部搜索能力,该算法包括以下几个步骤。

1.1 种群初始化

该算法假设在森林中只有三种树,分别为山核桃树、橡树和普通树^[15],有 n 只松鼠,通过下式可确定第 i 只松鼠的位置:

$$FS_{i,j} = lb + rand * (ub - lb) \quad (1)$$

式中, $FS_{i,j}$ 为第 i 只松鼠第 j 维的值, ub 和 lb 分别为松鼠位置空间的上边界及下边界, $rand$ 为 $[0, 1]$ 之间的随机数。

1.2 适应度评估

在 SSA 中,各松鼠在森林中独自觅食,通过不断调整自身位置来更有效地利用食物资源,其位置的适应度值直接反映了食物源等级:本文考虑最小化问题,令适应度值为目标函数,则最小的适应度值对应最佳食物源(山核桃树),即全局最优解,其余的位置分别对应正常食物源(橡树)和无食物源(普通树)。通过将所有解向量的值代入适应度函数进行计算,可得每只松鼠的位置适应度值,存储在下面的数组中:

$$f = \begin{bmatrix} f_1(FS_{1,1}, FS_{1,2}, \dots, FS_{1,d}) \\ f_2(FS_{2,1}, FS_{2,2}, \dots, FS_{2,d}) \\ \vdots \\ f_n(FS_{n,1}, FS_{n,2}, \dots, FS_{n,d}) \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中, f 为目标函数,用于计算松鼠的适应度值, d 为松鼠的维度,本文估计电机的 5 个参数,即 $d=5$ 。

储存好每只松鼠所在位置的适应度值后,将上述数组按升序排列,并根据排序结果把松鼠分别分配到山核桃树 FS_{ht} 、橡树 FS_{at} 和普通树 FS_{m} 上,具体排序分配规则如:

$$\begin{cases} FS_{ht} = FS(index(1)) \\ FS_{at}(1:3) = FS(index(2:4)) \\ FS_{m}(1:n-4) = FS(index(5:n)) \end{cases} \quad (3)$$

松鼠在不同种类树之间不断移动来进行觅食,然而,其在觅食时要躲避天敌,具体如何移动自身位置要根据其天敌出现概率(P_{dp})来决定,在本文中, P_{dp} 设为 0.1。

1.3 位置更新

如前所述,在松鼠的觅食过程中,其所处位置共有三种情况,为了不断迭代产生最优解,松鼠更新自身位置也会出现三种情况。在这三种情况下,如果未遭遇天敌,松鼠在整个森林中自由滑行,并高效地搜寻其偏爱的食物,而一旦天敌现身,会使其行动更为谨慎,只敢在有限的区域内随机行走来

躲避天敌。松鼠更新位置包括以下三种情况：

(1) 橡树上的松鼠向山核桃树移动，更新规则为

$$FS_{at}^{t+1} = \begin{cases} FS_{at}^t + d_g * G_c * (FS_{ht}^t - FS_{at}^t), & R_1 \geq P_{dp} \\ lb + rand * (ub - lb), & R_1 < P_{dp} \end{cases} \quad (4)$$

式中， d_g 为随机滑行距离， G_c 为滑动常数，其作用是实现全局搜索与局部搜索之间的平衡，本文中 G_c 设为1.9， R_1 为 $[0, 1]$ 范围内的随机数。

(2) 普通树上的松鼠向橡树移动，更新规则为

$$FS_{nt}^{t+1} = \begin{cases} FS_{nt}^t + d_g * G_c * (FS_{at}^t - FS_{nt}^t), & R_2 \geq P_{dp} \\ lb + rand(0,1) * (ub - lb), & R_2 < P_{dp} \end{cases} \quad (5)$$

式中， R_2 为 $[0, 1]$ 范围内的随机数。

(3) 部分栖息于普通树上的松鼠已经吃了橡果，可能会选择向山核桃树移动以便储存山核桃来应对可能出现的食物匮乏情况，更新规则为

$$FS_{nt}^{t+1} = \begin{cases} FS_{nt}^t + d_g * G_c * (FS_{ht}^t - FS_{nt}^t), & R_3 \geq P_{dp} \\ lb + rand(0,1) * (ub - lb), & R_3 < P_{dp} \end{cases} \quad (6)$$

式中， R_3 为 $[0, 1]$ 范围内的随机数。

为了提高寻优效率，本文选取适应度值排名前一半的松鼠从普通树上向山核桃树移动，后一半普通树上的松鼠向橡树上进行移动。图1展示了松鼠的飞行方式。

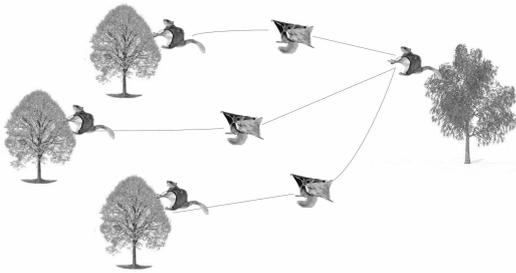


图1 松鼠飞行方式示意图

1.4 滑翔的空气动力学

在SSA中，松鼠通过平衡滑行来实现其滑翔机理，根据力学分析，为实现力与力之间的平衡，确保松鼠能够在直线上以恒定速度 v 与水平面成一定角度 φ 匀速下降滑行，升力 F_L 和阻力 F_D 会产生一个与松鼠重力大小相等、方向相反的合力 F_R 。升力和阻力的定义分别为

$$\begin{cases} F_L = \frac{1}{2\rho C_L v^2 S} \\ F_D = \frac{1}{2\rho C_D v^2 S} \end{cases} \quad (7)$$

其中，空气密度 $\rho = 1.204\text{kg/m}^3$ ， C_L 和 C_D 分别为升力系数和摩擦阻力系数，速度 $v = 5.25\text{m/s}$ ，松鼠膜表面积 $S = 0.0154\text{m}^2$ 。根据公式(7)，当速度较低时，阻力分量较大，而在高速时会变得很小。因此稳态滑翔角为

$$\varphi = \arctan(F_L/F_D) \quad (8)$$

在滑翔过程中，松鼠可以通过改变滑翔角来增加滑行距离，从而提高升阻比，升阻比或滑行比定义如：

$$F_L/F_D = 1/\tan\varphi \quad (9)$$

计算近似滑翔距离如：

$$d_g = \frac{h_g}{\tan\varphi} \quad (10)$$

式中， $h_g = 8\text{m}$ 是滑行后发生的高度减少量，而 d_g 的值与 C_L 、 C_D 这两个实测参数有关。当 d_g 的值过大时，可能会导致显著的扰动，进而削弱算法的效果，为了规避这一问题，需要将 d_g 除以一个恰当的非零值，称为比例因子 sf ，为了在不影响算法稳定性的情况下达到期望的精度水平， sf 的取值在16到37之间变化。本文中 C_L 取 $[0.675, 1.5]$ 之间的值，令 $C_D = 0.6$ ， $sf = 18$ ，这样 d_g 将在 $[0.5, 1.1]$ 之间有足够的扰动范围，保持全局和局部寻优之间的平衡。

1.5 季节变化条件

此外，季节变化产生的气温等条件会显著影响松鼠的觅食活动，松鼠因其体型小、体温高，在低温条件下会大量流失热量，同时由于天敌的威胁，使得松鼠觅食过程充满风险。相较于秋天，松鼠在冬天的活动频率会明显下降，因此，在该算法中引入了季节变化条件的计算，以此来防止算法陷入局部最优。本算法建立的行为模型步骤如下：

(1) 计算季节常量 S_c ：

$$S_c^t = \sqrt{\sum_{k=1}^d (FS_{at,k}^t - FS_{ht,k}^t)^2} \quad (11)$$

式中， $t = 1, 2, 3$ 。

(2) 计算季节变化条件 $S_c^t < S_{min}$ ，其中 S_{min} 是季节常量的最小值，计算公式为

$$S_{min} = \frac{10e^{-6}}{365^{2.5/t_m}} \quad (12)$$

式中， t_m 为最大迭代次数， S_{min} 的取值对算法的整体和局部搜索性能产生影响，具体而言，当 S_{min} 取值较大时，算法展现出较强的全局搜索能力，而当其取值较小时，局部搜索能力表现更加。对于任何启发式算法来说，在全局搜索和局部搜索中找到恰当的平衡点至关重要，为了实现这一平衡，可以通过

调整 G_c 的值或在迭代中自适应地改变 S_{min} 的值来实现。

(3)若季节变化条件得以满足,即冬季结束之际,通过 Levy 飞行对位于橡树上松鼠的位置进行随机的调整与变换:

$$FS_{at}^{t+1} = lb + Levy(r_a, r_b) * (ub - lb) \quad (13)$$

其中, Levy 飞行是一种随机改变步长的飞行模式,能有效增强算法的全局搜索能力,帮助算法在远离当前最佳解的区域发掘新的潜在解,其中步长是从 Levy 分布中得出的:

$$Levy(r_a, r_b) = 0.007 * \frac{r_a}{|r_b|^{2/3}} \quad (14)$$

其中, r_a 和 r_b 均为 $[0, 1]$ 上满足正态分布的随机数。

松鼠搜索算法的具体步骤如下:

步骤 1: 对松鼠种群进行初始化。

步骤 2: 计算每只松鼠所在位置的适应度值,并将其进行升序排列,根据排序结果把对应的松鼠分别分配到代表最优位置的山核桃树、次优的橡树以及普通树上。

步骤 3: 根据公式(4)更新橡树上松鼠的位置。

步骤 4: 根据公式(5)和(6)更新普通树上松鼠的位置。

步骤 5: 根据公式(12)判断是否满足季节变化条件,满足则基于公式(13)的 Levy 飞行更新橡树上松鼠的位置。

步骤 6: 重新计算松鼠的适应度值,按升序排列,将与之对应的松鼠重新分配到山核桃树、橡树和普通树上。

步骤 7: 判断算法结果是否符合判定标准或是否达到最大迭代次数,如果不满足转到步骤 3。

步骤 8: 输出全局最优解。

综上所述,松鼠搜索算法的流程图如图 2 所示。

2 电机模型

在本文中,为实现准确的参数估计,构建了 TIM 的参数估计数学模型。鉴于感应电机数学模型的非线性增加了其复杂性,本节将建立基于两相静止坐标系的感应电机等效数学模型,这一过程中需要对三相电流执行 Clark 变换,公式如:

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (15)$$

电机模型由电压、电流、磁通、电阻、电感和电磁转矩组成。在该模型中,状态变量为定子电流

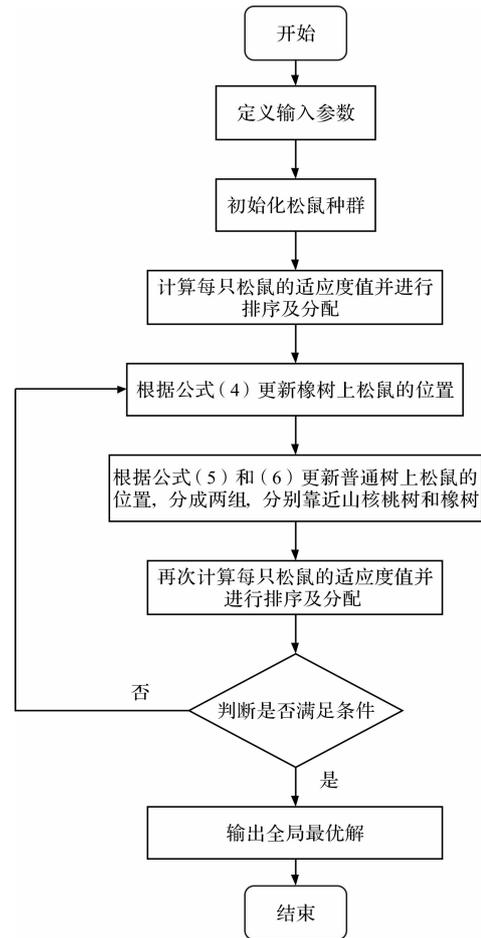


图 2 SSA 的流程图

和转子磁链,建立的电机状态方程如:

$$\begin{cases} x' = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (16)$$

其中, $x = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \psi_{r\alpha} \ \psi_{r\beta}]^T$, $y = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta}]^T$,

$$u = [u_{s\alpha} \ u_{s\beta}]^T, A = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & a_2 & \omega_r a_3 \\ 0 & a_1 & -\omega_r a_3 & a_2 \\ a_4 & 0 & -\frac{a_2}{a_3} & -\omega_r \\ 0 & a_4 & \omega_r & -\frac{a_2}{a_3} \end{bmatrix},$$

$$B = \begin{bmatrix} b_1 & 0 \\ 0 & b_1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$a_1 = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right), a_2 = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r}, a_3 = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r},$$

$$a_4 = \frac{L_m}{T_r}, b_1 = \frac{1}{\sigma L_s}, \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}, T_r = \frac{L_r}{R_r}, i_{s\alpha} \text{ 和 } i_{s\beta} \text{ 分别为 } \alpha \text{ 和 } \beta \text{ 轴定子电流, } u_{s\alpha} \text{ 和 } u_{s\beta} \text{ 分别为 } \alpha \text{ 和 } \beta$$

轴定子电压, $\psi_{r\alpha}$ 和 $\psi_{r\beta}$ 分别为 α 和 β 轴定、转子磁通, R_s 和 R_r 分别为定、转子电阻, L_s 和 L_r 分别为定、转子电感, L_m 为互感。定子电阻、转子电阻、定子电感、转子电感和互感即为本文需要辨识的电机参数, 根据上述系数 $a_1 \sim a_4$ 和 b_1 , 这五个参数可以计算如式(17)所示。

$$\begin{aligned} R_s &= -\frac{a_1 + a_3 a_4}{b_1}, R_r = \frac{a_4 b_1}{a_3}, L_s = \frac{a_2 + a_3^2 a_4}{a_2 b_1}, \\ L_r &= \frac{a_4 b_1}{a_2}, L_m = \frac{a_3 a_4}{a_2} \end{aligned} \quad (17)$$

考虑离散采样间隔 (T_s), TIM 的离散时间方程可以改写为

$$\begin{cases} i_{s\alpha}(k+1) = i_{s\alpha}(k) + T_s [a_1 i_{s\alpha}(k) + a_2 \psi_{r\alpha}(k) + \omega_r(k) a_3 \psi_{r\beta}(k) + b_1 u_{s\alpha}(k)] \\ i_{s\beta}(k+1) = i_{s\beta}(k) + T_s [a_1 i_{s\beta}(k) + a_2 \psi_{r\beta}(k) - \omega_r(k) a_3 \psi_{r\alpha}(k) + b_1 u_{s\beta}(k)] \\ \psi_{r\alpha}(k+1) = \psi_{r\alpha}(k) + T_s [a_4 i_{s\alpha}(k) - \frac{a_2}{a_3} \psi_{r\alpha}(k) - \omega_r(k) \psi_{r\beta}(k)] \\ \psi_{r\beta}(k+1) = \psi_{r\beta}(k) + T_s [a_4 i_{s\beta}(k) - \frac{a_2}{a_3} \psi_{r\beta}(k) + \omega_r(k) \psi_{r\alpha}(k)] \end{cases} \quad (18)$$

参数估计过程是基于 TIM 的实测输出与估计模型的计算输出的电流值之间的差值, 通过松鼠搜索算法不断调整电气模型中的参数值, 经过多次迭代计算后参数值收敛, 电流的实测值与估计值高度吻合, 电机参数估计的原理如图 3 所示。

如果 \hat{R}_s 、 \hat{R}_r 、 \hat{L}_s 、 \hat{L}_r 、 \hat{L}_m 为模型得到的估计值, 则电流估计值 $\hat{i}_{s\alpha}$ 和 $\hat{i}_{s\beta}$ 可通过式(19)得到:

$$\begin{cases} \hat{i}_{s\alpha}(k+1) = i_{s\alpha}(k) + T_s [\hat{a}_1 i_{s\alpha}(k) + \hat{a}_2 \hat{\psi}_{r\alpha}(k) + \omega_r(k) \hat{a}_3 \hat{\psi}_{r\beta}(k) + \hat{b}_1 u_{s\alpha}(k)] \\ \hat{i}_{s\beta}(k+1) = i_{s\beta}(k) + T_s [\hat{a}_1 i_{s\beta}(k) + \hat{a}_2 \hat{\psi}_{r\beta}(k) - \omega_r(k) \hat{a}_3 \hat{\psi}_{r\alpha}(k) + \hat{b}_1 u_{s\beta}(k)] \\ \hat{\psi}_{r\alpha}(k+1) = \hat{\psi}_{r\alpha}(k) + T_s [\hat{a}_4 i_{s\alpha}(k) - \frac{\hat{a}_2}{\hat{a}_3} \hat{\psi}_{r\alpha}(k) - \omega_r(k) \hat{\psi}_{r\beta}(k)] \\ \hat{\psi}_{r\beta}(k+1) = \hat{\psi}_{r\beta}(k) + T_s [\hat{a}_4 i_{s\beta}(k) - \frac{\hat{a}_2}{\hat{a}_3} \hat{\psi}_{r\beta}(k) + \omega_r(k) \hat{\psi}_{r\alpha}(k)] \end{cases} \quad (19)$$

因此, 目标函数定义如:

$$J(\hat{R}_s, \hat{R}_r, \hat{L}_s, \hat{L}_r, \hat{L}_m) = \sum_{k=1}^N \{ [i_{s\alpha}(k) - \hat{i}_{s\alpha}(k)]^2 + [i_{s\beta}(k) - \hat{i}_{s\beta}(k)]^2 \} \quad (20)$$

式中, N 为采样的总数, 这取决于采样频率和时间窗长度。这种估计过程只涉及被测定子电压和电流。

3 案例分析

本文的实验测试是在一台 4 极、50 Hz、220 V、Y 型连接的 TIM 上进行的。TIM 参数基准值如表 1 所示, 测试时未考虑温度的影响。基于 SSA、WOA 和 PSO 三种优化算法进行了案例分析。此外, 为了进一步评价 SSA 的实用性, 选择文献中的案例, 再次进行了计算对比, 并与 EKF 进行了比较, 再次验证了 SSA 在估计精度方面的优势。

案例的优化算法是由 Matlab R2022a 编写, 在

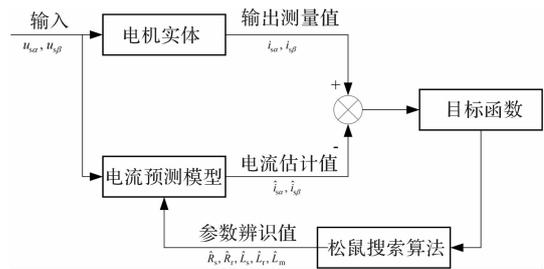


图 3 电机参数估计原理

16 GB 内存、AMD R7 5800 H 的计算机上进行的。在使用三种算法进行估计时, TIM 的五个参数的取值范围是完全一致的。此外, 三种算法的种群大小、迭代次数均设置为 50 和 500。在 WOA 中, a 在迭代过程中由 2 线性降为 0, p 是在 $[0, 1]$ 中的随机概率。在 PSO 中, 学习因子 c_1 和 c_2 分别设置为 1.7 和 1.3, 权重的最大值为 1.7, 最小值为 1.3。

表 1 本文选用的 TIM 参数

参数	参数值
额定功率/kW	1.1
额定转速/(r/min)	1400
转动惯量/(kg·m ²)	0.02
定子电阻/ Ω	2.68
转子电阻/ Ω	2.85
定子电感/H	0.3915
转子电感/H	0.3915
互感/H	0.3795

对上述三种算法分别进行了 10 次运行，得到 TIM 的 5 个参数的估计值及其误差，SSA 和 WOA 的平均运行时间分别为 17.72 秒和 18.39 秒，而 PSO 的平均运行时间为 37.24 秒。统计不同算法下 5 个参数的误差绝对值之和的最大值、最小值和平均值如表 2 所示，SSA 在最大误差、最小误差和平均误差这三个方面均领先其他两个算法，而 PSO 虽然比 WOA 慢，但仍取得了较好的结果。表 3 统计了最小误差的情况下参数估计结果及各参数的误差(均为绝对值，下同)，展现了 SSA 在电机参数估计方面的优越性和准确性。

表 2 不同算法的误差统计分析

算法	SSA	WOA	PSO
最大误差	5.42%	13.07%	8.38%
最小误差	0.31%	9.56%	4.75%
平均误差	2.16%	11.71%	6.01%

表 3 不同算法下的参数估计值及其误差对比

参数	SSA		WOA		PSO	
	值	误差/%	值	误差/%	值	误差/%
R_s/Ω	2.65	0.13	2.63	2.03	2.65	0.96
R_r/Ω	2.85	0.14	2.78	2.54	2.82	0.96
L_s/H	0.39	0.02	0.39	1.48	0.39	0.91
L_r/H	0.39	0.01	0.38	1.83	0.39	0.96
L_m/H	0.38	0.01	0.37	1.68	0.38	0.96

图 4 为 A 相电流对比图，黑色曲线代表 SSA 估计的电流。很明显，估计曲线和实验曲线非常相似。在瞬态曲线上，两曲线相差 0.83%，反映了 SSA 的估计精度是比较高的。

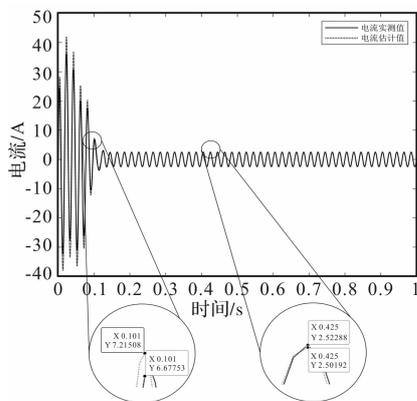


图 4 A 相电流对比

最后，选择文献中的案例对 SSA 与 WOA、PSO、EKF 进行比较。采用同步参照系和转子参照系分别识别稳态和瞬时模式下的电机参数，通过直流测试确定定子电阻为 2.7 Ω 。本文选择 T1 的情况

基于 SSA 进行测试。统计不同算法下 5 个参数的误差绝对值之和的最大值、最小值和平均值如表 4 所示，SSA 在最大误差、最小误差和平均误差这三个方面均领先其他两个算法。并将最小误差情况下的估计值及其误差与 EKF 得到的结果进行比较，如表 5 所示。通过与 EKF 的比较，证明了 SSA 估计的准确性。

表 4 不同算法的误差统计分析

算法	SSA	WOA	PSO
最大误差	6.36%	13.66%	7.98%
最小误差	0.93%	4.61%	3.76%
平均误差	3.54%	7.33%	5.29%

表 5 SSA 与 EKF 估计的参数值

参数	真实值	SSA		EKF	
		值	误差/%	值	误差/%
R_s/Ω	2.7	2.6948	0.19	2.7	/
R_r/Ω	5.2	5.2036	0.07	5.1886	0.219
L_s/H	0.3655	0.3654	0.03	0.3683	0.766
L_r/H	0.3658	0.3642	0.44	0.3691	0.902
L_m/H	0.3626	0.3619	0.2	0.3666	0.110

4 结 语

准确的参数估计是实现异步电动机高性能控制和基于模型的故障诊断的关键，本文首次引入 SSA 来估计 TIM 的参数，该方法是利用 SSA 根据电流实测值与估计值之间的差值来调整和迭代计算来估计电机参数。计算实验分析表明，实验电流与估算电流之间的差异仅为 0.83%。与 WOA 和 PSO 相比，SSA 在收敛速度和估计精度上均占优势。

本文是一种电机离线状态下的参数估计方法，未来的研究将致力于将所引入的算法与其他方法进行扩展，对 TIMs 进行在线参数估计，同时将本文的研究成果应用于电机的故障诊断中。

参考文献

- [1] 王丹, 续丹, 曹秉刚. 电动汽车关键技术发展综述[J]. 中国工程科学, 2013, 15(01): 68-72.
- [2] 上官璇峰, 贾晓路, 杨恒宇. 轴向磁通三相感应电机参数计算与建模仿真[J]. 传感器与微系统, 2023, 42(07): 120-124.
- [3] 孙国栋, 张凌云, 张珍睿, 等. 基于梯度下降法的异步电机离线参数辨识方法[J]. 微电机, 2023, 56(11): 66-73.
- [4] 何昌艳, 李国银, 谷翠军, 等. 一种滤波参数自适应的

- 扩展卡尔曼滤波感应电机转速观测器[J]. 微特电机, 2021, 49(11): 38-42, 52.
- [5] Masoumi Z, Moaveni B, Khorshidi M, et al. Experimental Parameter Estimation of Induction Motor Based on Transient and Steady-State Responses in Synchronous and Rotor Reference Frames[J]. Ieee Transactions on Energy Conversion, 2022, 37(1): 145-152.
- [6] 虞尉萍. 考虑逆变器非线性因素的感应电机在线参数辨识研究[D]. 重庆: 重庆理工大学, 2024.
- [7] Zheng H, Zhao J C, Liu L Z. Improved Mutual MRAS Speed Identification Based on Back-EMF[J]. Journal of Electrical Engineering & Technology, 2016, 11(3): 769-774.
- [8] Bhowmick D, Manna M, Chowdhury S K. Estimation of Equivalent Circuit Parameters of Transformer and Induction Motor Using PSO; proceedings of the IEEE International Conference on Power Electronics, Drives, and Energy Systems (PEDES), Trivandrum, INDIA, F Dec 14-17, 2016 [C]. Ieee: NEW YORK, 2016.
- [9] 徐晓杨, 王艳, 纪志成. 基于禁忌混沌萤火虫算法的感应电机参数辨识[J]. 系统仿真学报, 2016, 28(06): 1296-1305.
- [10] Wang P, Dou J, Zhang C. Parameters Estimation of Three-Phase Induction Motors Using Whale Optimization Algorithm; proceedings of the 2023 China Automation Congress, CAC 2023, November 17, 2023-November 19, 2023, Chongqing, China, F, 2023 [C]. Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc.
- [11] Jain M, Singh V, Rani A. A Novel Nature-inspired Algorithm for Optimization: Squirrel Search Algorithm [J]. Swarm and Evolutionary Computation, 2019, 44: 148-175.
- [12] 赵业和, 刘达新, 刘振宇, 等. 基于多种群竞争松鼠搜索算法的机械臂时间最优轨迹规划[J]. 浙江大学学报(工学版), 2022, 56(12): 2321-2329, 2402.
- [13] 曾亮, 石俊洋, 王珊珊, 等. 改进松鼠搜索算法求解分布式节能柔性调度[J]. 计算机应用研究, 2024, 41(03): 848-853.
- [14] 梁森, 陈建华, 李宏涛, 等. 基于松鼠搜索算法的跨孔电阻率溶洞探测[J]. 物探与化探, 2022, 46(05): 1296-1305.
- [15] 韩毅, 徐梓斌, 张亮. 国外新型智能优化算法——松鼠觅食算法[J]. 现代营销(信息版), 2019, (09): 44-45.

(上接第 18 页)

动能力较强, 十分有利于在油田测井等极端环境中进行应用。

参考文献

- [1] 张娅楠. 石油能源对中国经济的影响[J]. 经济研究导刊, 2012(13): 1-2.
- [2] 张辛耕, 王敬农, 郭彦军. 随钻测井技术进展和发展趋势[J]. 测井技术, 2006(1): 10-15.
- [3] 张庆生, 曹言光, 杜山弘. 高压节能潜油电机的研制与应用[J]. 断块油气田, 2003, 10(2): 70-72.
- [4] Fasil M, Mijatovic N, Jensen B. Performance Variation of Ferrite Magnet PMSM Motor With Temperature [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2015, 51(12): 1-1.
- [5] Sebastian T. Temperature Effects on Torque Production And Efficiency Of PM Motors Using NdFeB Magnets[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1995, 31(2): 0-357.
- [6] 张鑫鑫. 增程式电动汽车驱动电机及其温度特性研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2013.
- [7] 薛勇. 增程式电动汽车用电机研制及环境温度对电机影响研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2014.
- [8] Feng Y, Han F, Yu X. Chattering Free Full-order Sliding-mode Control [J]. Automatica, 2014, 50(4): 1310-1314.
- [9] Hu Y, Huang P, Meng Z, et al. Approaching Control for Tethered Space Robot Based On Disturbance Observer Using Super Twisting Law[J]. Advances in Space Research, 2018: S0273117718301583.
- [10] Park Y, Sul S K. Sensorless Control Method for PMSM Based On Frequency-Adaptive Disturbance Observer [J]. IEEE Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2014, 2(2): 143-151.
- [11] 陈彤, 蒋强, 金博丕, 等. 基于改进 ESO 的 PMSM 滑模自抗扰控制研究[J]. 微电机, 2024, 57(12): 40-46.
- [12] 孙宁, 何延昭, 王贞艳. 基于超螺旋滑模自抗扰步进电机矢量控制[J]. 微电机, 2024, 57(12): 24-29.
- [13] 潘森林, 高瑾. 永磁同步电机无速度传感器控制技术综述[J]. 微电机, 2018, 51(03): 62-69.
- [14] 郑光辉. 高温环境无刷直流电机特性变化及控制系统研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2019.

基于重接型电磁发射原理的旋转式电磁加速器的设计

董亮, 谢晓堃, 蒋文龙, 李衡优, 赵欣

(西南交通大学 电气工程学院, 成都 611756)

摘要: 基于重接型电磁发射原理该文设计出一种新型旋转式电磁加速器, 利用电磁力对装置进行旋转加速, 达到一定速度后可将抛体沿切线方向抛出。与传统重接型电磁发射装置相比, 该装置不仅能实现瞬时加速, 且线圈利用率更高、体积更小且电枢可重复利用。该文首先介绍了旋转式电磁加速器的结构、工作原理并进行了理论分析; 之后, 利用有限元分析法对旋转式电磁加速器单级加速的工作性能进行了仿真; 为解决装置在 RLC 欠阻尼电路结构下能量损耗的问题, 加入了能量回收电路, 使得旋转式电磁加速器在保持峰值转速的同时将系统剩余能量进行回收; 随后, 为实现装置的持续加速, 仿真并分析了旋转式电磁加速器三级加速模式下的工作情况; 最后, 搭建实验平台验证了该结构的可行性。

关键词: 电磁发射; 旋转加速; 多级加速; 能量回收

中图分类号: TM153

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2025)06-0050-08

Design of Rotary Electromagnetic Launcher Based on Reconnection Electromagnetic Launch Principle

DONG Liang, XIE Xiaokun, JIANG Wenlong, LI Hengyou, ZHAO Xin

(School of Electrical Engineering Southwest Jiaotong University, Chengdu 611756, China)

Abstract: Based on the principle of reconnection electromagnetic launch, this paper designed a new type of rotary electromagnetic accelerator, which used electromagnetic force to accelerate the device in rotation. When a certain speed was reached, the projectile can be ejected along the tangential direction. Compared with the traditional reconnection electromagnetic launch device, this device has a higher coil utilization rate, a smaller volume and reusable armature while achieving acceleration. This paper first introduced the structure and working principle of the rotary electromagnetic accelerator and conducted a theoretical analysis; then, the finite element analysis method was used to simulate the working performance of the single-stage acceleration of the rotary electromagnetic accelerator; in order to solve the problem of energy loss of the device under the RLC underdamped circuit structure, an energy recovery circuit was added, so that the rotary electromagnetic accelerator can recover the remaining energy of the system while maintaining the peak speed; then, in order to achieve continuous acceleration of the device, the working conditions of the rotary electromagnetic accelerator in the three-stage acceleration mode were simulated and analyzed; finally, an experimental platform was built to verify the feasibility of the structure.

Key words: electromagnetic launch; rotational acceleration; multistage acceleration; energy recovery

0 引言

电磁发射器^[1]是一种基于磁场和电流效应之间的相互作用, 利用电磁力推动物体前进的装置。目前电磁发射器主要分为三个部分: 轨道炮、线圈炮和重接炮^[2-4], 其中线圈炮与重接炮同属于线圈式电磁发射的范畴。轨道炮由于电枢与导轨接触, 在强脉冲电流条件下加速电枢会导致导轨严重烧蚀。线圈炮的轴向加速度较大, 径向电磁力较小, 会产生

很大的欧姆损耗, 限制了其发射速度^[5]。重接炮由 Cowan 于 1986 年在桑迪亚国家实验室 (SNLA) 发明^[6], 与前两类形式相比, 重接炮具有发射体与线圈无接触、无烧蚀、欧姆损失相对较小、发射体稳定性好、成本相对较低等优点。

很多文献对重接炮的结构进行了优化设计以提高发射性能和系统效率, 如文献[7-9]提出了多极场电磁发射器, 应用径向磁场与环向电流相互作用进行电磁发射, 在此基础上, 文献[10]提出了三级

收稿日期: 2024-12-20, 修回日期: 2025-01-23

项目基金: 国家自然科学基金(52372399)、四川省自然科学基金(2023NSFSC0397)

作者简介: 董亮(1979), 男, 博导, 副教授, 研究方向为电磁场应用仿真、多物理场(电、磁、温度等)仿真分析测试技术、电磁兼容测试分析等。

扭曲八极场电磁发射器，对其进行了多自由度全三维瞬态运动仿真，从磁极对数，连接模式，扭转构型以及磁行波模式等方面进行了详细分析。文献[11]提出了多翼重接型电磁发射器，文献[12]提出了三线圈重接型电磁发射器，文献[13]提出了具有旋转性能的单级双层多极场电磁发射器，文献[14]提出了单级双层鞍形六极场电磁发射器，文献[15]提出了基于环形磁场感应加速的新型电磁发射器，文献[16]提出了多极场圆柱形重接型电磁发射器等。

此外还有文献对电磁发射参数进行了研究，如：电容器参数^[17-18]、触发位置^[19-20]、线圈对数^[21]、和弹丸宽度^[22]。另外文献[23]提出了一种能量回收电路，能有效地防止电枢捕获效应，提高效率。

传统的重接型电磁发射器是对抛体进行直线加速，本文基于重接型电磁发射原理提出了一种新型的旋转式电磁加速装置，利用电磁力对装置进行旋转加速，加速结束后将抛体沿切线方向射出。相比传统重接型直线加速器，旋转式电磁加速器不适宜携带大质量负载进行旋转加速发射，但其主要有以下两个优点：(1)传统的重接型电磁发射器以及其他直线加速的重接型电磁发射器所加速的抛体都是与电枢连接在一起，和电枢一起发射出去，这使得电枢不能重复利用。而旋转式电磁加速器的抛体不与电枢直接相连，加速完成后只发射抛体，不发射电枢，电枢可以重复利用。(2)对于多级加速方式，直线加速的重接型电磁发射器由于需要每间隔一段距离放置一组线圈，所以需要占据一个长距离的区域，且级数越多，所占的区域越长。而旋转式电磁加速器可以通过控制对线圈多次充放电来实现持续多级加速从而达到超高转速，既不会增加占地面积，又可以提高线圈的利用率，为电磁发射系统的小型化研究提供了一种思路。

1 旋转式电磁加速器的设计

1.1 传统重接炮模型工作原理

重接炮由一个中间有一定间隙的线圈以及位于间隙中的电枢板组成。重接型电磁发射的本质是“磁力线的重接”^[24]，见图1。

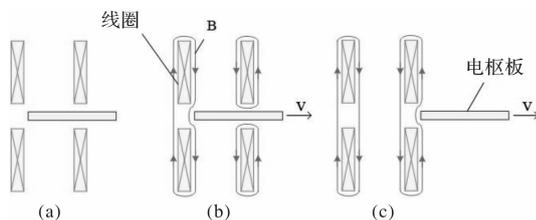


图1 “磁力线”重接过程

图1中(a)状态为初始状态，此时电路未导通，驱动线圈中没有电流，不产生磁场。电路导通时，线圈中通入脉冲电流，产生强磁场，由于电枢板采用非导磁材料，短时间内磁场不会穿透电枢板，就会产生磁力线被截断的现象，如图1中(b)所示。此时，在急剧增强的磁场下，电枢板表面会感生出涡流，感生的涡流与磁场相互作用，产生向前的电磁力推动电枢板向前运动。

1.2 旋转式电磁加速器的结构及原理

旋转式电磁加速装置是在重接型电磁发射的原理上建立的一种新型加速装置，设计思路如图2所示。该装置利用电磁力使电枢板带动转盘及所带抛体加速旋转，加速结束后将抛体释放，使其沿切线方向射出，完成发射过程。该新型装置的加速结构包括基本的驱动线圈和电枢板，另外有一个转盘位于装置中间作为支撑和用于装载抛体。其中，电枢板为十字形结构，材料为非导磁良导体铝板，每个装置有两个电枢板分别固定于转盘的上下两面，且关于转盘对称。驱动线圈的数量对应电枢板的齿数，为8个，并位于每个电枢齿上方和下方，与电枢齿留有一定的间隙。工作采用电容型脉冲电源，如图3所示。每一个转盘需要两组脉冲源，两组脉冲源参数相同，分别与转盘每一面上的驱动线圈相连接。

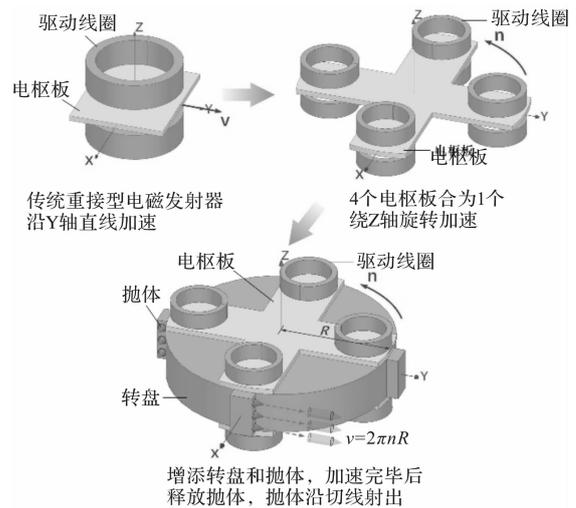


图2 旋转式电磁加速器结构设计思路

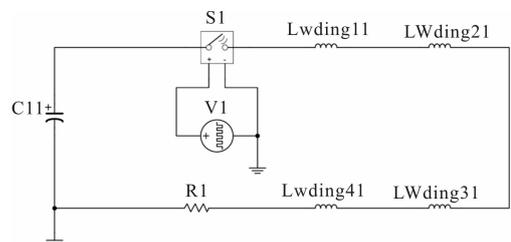


图3 旋转加速器电路结构

工作原理如下：在系统中，每一个线圈都对应一个电枢齿。在启动电路之前，通过旋转转盘，使每个线圈与相应的电枢齿错开一定角度，确保电枢齿在其转动方向上略超过对应线圈的前沿位置，这个特定的角度定义为触发角度。一旦电路被导通，线圈所产生的磁场与电枢板感应出的涡流相互作用，产生电磁力，使得电枢齿带动转盘旋转加速。值得注意的是，同一电枢齿对应的上下两个驱动线圈需要通入相同方向的电流使电枢齿受力的方向同为顺时针或者逆时针，该方向取决于触发角度的正负。

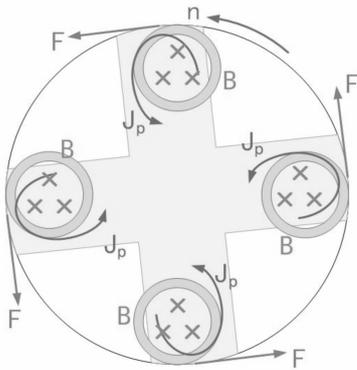


图4 旋转式电磁加速器受力原理

图4使得装置的受力更具可视性，假设触发角度为正，即电枢齿在逆时针方向超前于线圈的位置，线圈中流经的电流为顺时针方向，在线圈内部会产生由纸外指向纸内的磁场B，用叉号予以标示，由于磁场的变化，电枢板上会产生逆时针的涡流J_p，电枢板尾部涡流与磁场的相互作用产生逆时针方向的力推动装置旋转。

1.3 理论分析

对旋转式电磁加速器电路模型进行分析，转盘的两面均贴附一个齿状电枢板，它们分别由两组相同的驱动线圈组驱动，两组驱动线圈分别连接于两个相同的脉冲电路。由此，电路触发时，他们之间都存在互感，放电过程的等效电路如图5所示。为了与能量回收电路的电容C₂相区别，将两个脉冲电容分别定义为C₁₁和C₁₂。

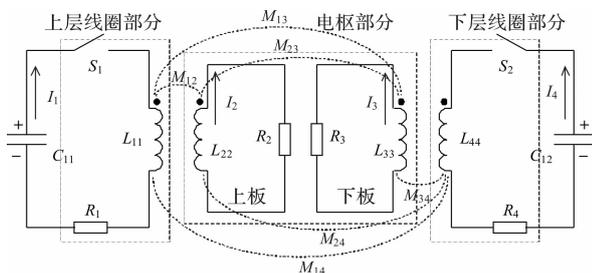


图5 等效电路

在t时刻，旋转式电磁加速器的转动动能为

$$E_k(t) = \frac{1}{2}J\omega^2(t) = 2\pi^2Jn^2(t) \quad (1)$$

式中，J为装置的转动惯量，ω(t)为角速度，n(t)为转速。

电路中脉冲电容的储能可以表示为

$$E_c(t) = \frac{1}{2}(C_{11}U_{11}^2(t) + C_{12}U_{12}^2(t)) = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^2 C_{1j}U_{1j}^2(t) \quad (2)$$

线圈中的储能可以表示为

$$E_L(t) = \frac{1}{2} \sum_{m=1}^4 \sum_{n=m}^4 M_{mn}(t)i_m(t)i_n(t) \quad (3)$$

系统总储能可以表示为

$$W(t) = E_k(t) + E_c(t) + E_L(t) = 2\pi^2Jn^2(t) + \frac{1}{2} \sum_{j=1}^2 C_{1j}U_{1j}^2(t) + \frac{1}{2} \sum_{m=1}^4 \sum_{n=m}^4 M_{mn}(t)i_m(t)i_n(t) \quad (4)$$

式中，m为旋转式电磁加速器的质量，R为其半径，C₁₁、C₁₂分别为两个脉冲电路中的脉冲电容值，U₁₁、U₁₂分别为脉冲电容的电压，当m=n时M_{mn}即为L_{mm}例如L₁₁、L₂₂等。

在(t+Δt)时刻，系统总储能可以表示为

$$W(t + \Delta t) = 2\pi^2Jn^2(t + \Delta t) + \frac{1}{2} \sum_{j=1}^2 C_{1j}U_{1j}^2(t + \Delta t) + \frac{1}{2} \sum_{m=1}^4 \sum_{n=m}^4 M_{mn}(t + \Delta t)i_m(t + \Delta t)i_n(t + \Delta t) \quad (5)$$

t到(t+Δt)时刻产生的欧姆损失可以表示为

$$\sum_{j=1}^4 R_j i_j^2(t) \Delta t = W(t) - W(t + \Delta t) \quad (6)$$

进一步推导可得：

$$\sum_{j=1}^4 R_j i_j^2(t) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{W(t) - W(t + \Delta t)}{\Delta t} = - \frac{dW(t)}{dt} = - [4\pi^2Jn(t) \frac{dn(t)}{dt} + \sum_{j=1}^2 C_{1j}U_{1j}(t) \frac{dU_{1j}(t)}{dt} + \frac{1}{2} \sum_{m=1}^4 \sum_{n=m}^4 M_{mn}(t) i_m(t) \frac{di_n(t)}{dt} + \frac{1}{2} \sum_{m=1}^4 \sum_{n=m}^4 M_{mn}(t) i_n(t) \frac{di_m(t)}{dt} + \frac{1}{2} \sum_{m=1}^4 \sum_{n=m}^4 i_m(t) i_n(t) \frac{dM_{mn}(t)}{dt}] \quad (7)$$

加速完毕后，将抛体释放，其运动线速度为

$$v = \omega R = 2\pi n R \quad (8)$$

式中，ω为转动角速度，n为转速。

2 仿真及分析

2.1 加速性能分析

表 1 模型参数

组成	参数	参数值
转盘	半径/mm	100
	高度/mm	40
	材料	PVC
线圈	外半径/mm	20
	内半径/mm	15
	高度/mm	15
	匝数	30
	材料	铜
电枢板	外半径/mm	100
	齿宽/mm	50
	厚度/mm	5
	材料	铝

在本节中，选择三维瞬态求解器对旋转式电磁加速器进行分析。电容 C_{11} 、 C_{12} 电压设置 5 kV，容值为 400 μF ，转盘和电枢板质量为 1.5 kg。由于仿真条件限制，只能通过观测装置的转速对发射效果进行考量。旋转式电磁加速器的模型参数如表 1 所示。由于不同的触发角度，会影响的模型的电感梯度，从而影响电枢板的受力。通过使用 Maxwell 软件在上述参数条件下进行触发角度的参数化仿真，发现当触发角度为 7° 时，电枢板转速最大，因此后续研究在电路触发前，将触发角度设置为 7° ，初始转速设置为 0。

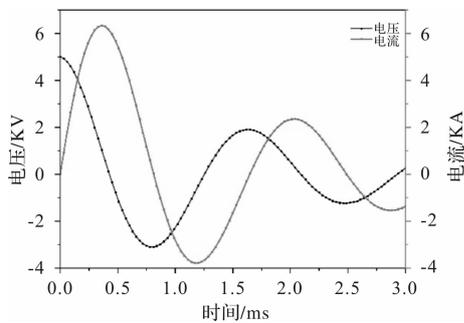


图 6 电容电压与电流波形

图 6 给出了旋转式电磁加速器从 0 到 3 ms 时间内电路的电压与电流的曲线，可以看出该电路工作在 RLC 欠阻尼的情况下，产生脉冲衰减震荡电流。通过图 7 所展示的模型速度与转矩曲线，可以看出在第一个震荡周期中，电枢板 1.5 ms 内实现了两次大幅度加速，随后速度逐渐稳定在 3000 r/min。

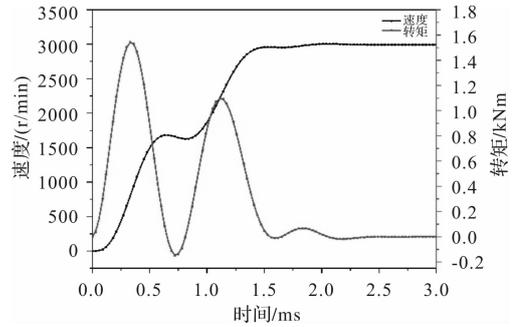


图 7 模型的速度与转矩曲线

2.2 磁场和涡流分析

为了方便对驱动线圈产生的磁场进行观测，在模型中建立一个参考面，其形状及位置如图 8 所示。

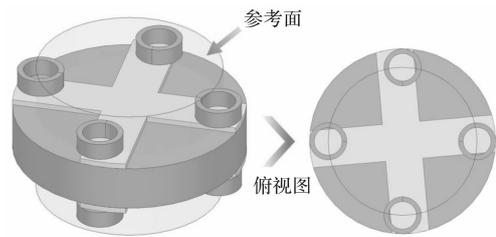


图 8 参考面位置

选取转盘上方的电枢板的某个电枢齿作为观测对象，仿真分析在装置转动过程中其上表面的涡流变化情况，如图 9 所示，左侧紫色箭头表示线圈电流方向。为方便区分，将被观测的电枢齿标注为齿 1，其对应的线圈标为线圈 1。分别选取了在第一个脉冲电流周期内的 4 个时刻进行观察分析。

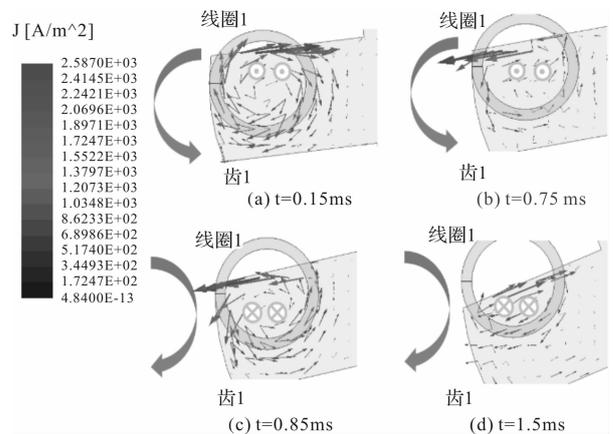


图 9 各时刻下的涡流分布

图 9 中(a)时，线圈 1 放电电流方向为逆时针，线圈内部磁场由纸内指向纸外，电枢齿上的感生涡流方向为顺时针，且线圈内的电枢齿部分相较于线圈外电枢齿部分的涡流密度更大，此时的电磁作用效果表现为加速效果，即产生使装置逆时针旋转的力。在电流达到第一个波峰之后，随着电流幅值的减小和电枢板继续运动，通过楞次定律可知，电枢

板上的涡流会逐渐开始反向。图9中(b)时,电枢板尾部大部分涡流已经反向,此时线圈1放电电流方向仍为逆时针,线圈内部磁场方向依旧由纸内指向纸外,因此产生减速力。但随着装置的继续转动,在线圈1电流由0开始反向增大时,由楞次定律可知,电枢板上的感生涡流方向依旧为逆时针,而电流方向变为顺时针,线圈内部磁场方向由纸外指向纸内,如图9中(c)所示,此时电磁作用产生的力为加速力。同之前,在电流达到第一个波谷之后,随着电流幅值的减小和电枢板继续运动,电枢板上的涡流会逐渐开始反向。图9中(d)时,电枢板尾部大部分涡流已经反向,此时线圈1放电电流方向仍为顺时针,线圈内部磁场方向依旧由纸外指向纸内,因此产生减速力。所以在电流的一个震荡周期内,电枢板若还没有离开线圈内部,则会出现两次大幅度的加速,在此情况下相比起传统添加续流二极管的电路结构,此种电路更具优势,装置最终转速更大。

2.3 能量回收电路

如图7、8所示,由于电路工作在RLC欠阻尼的情况下,电流为周期性衰减的脉冲电流,电枢板在一个电流周期内可以实现两次大幅度的加速,但是由于线圈几何形状因素的影响,电枢板在一个周期后就已经离开线圈了,后续的脉冲电流实质上对电枢的加速并无明显作用,为了提高系统的能量利用效率,此时在电路中加入一个能量回收电路。在电流即将到一个周期时,此时装置也即将完成第二次加速,断开S₁,闭合S₂,电容C₁₁储存当前震荡剩余电压,电流通过L-S₂-C₂-D₁回路流通,能量快速吸收至C₂中,线圈中的电流快速减小到0,有效阻止了后续反向力的产生。

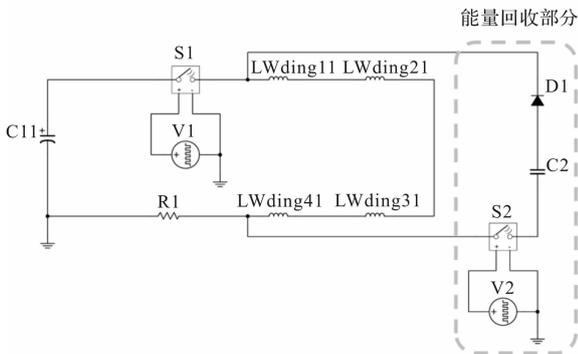


图10 添加了能量回收的脉冲电路

采用能量回收电路后,系统效率可以定义为

$$\eta = \frac{\Delta Ek}{\Delta EC_1} = \frac{2\pi^2 J(n_1^2 - n_0^2)}{2 \cdot \frac{1}{2} C_{11} (U_{C_{10}}^2 - U_{C_{11}}^2) - 2 \cdot \frac{1}{2} C_2 U_{C_2}^2}$$

$$= \frac{2\pi^2 J(n_1^2 - n_0^2)}{C_{11} (U_{C_{10}}^2 - U_{C_{11}}^2) - C_2 U_{C_2}^2} \quad (9)$$

式(9)中, n₀和 n₁分别为旋转式电磁加速装置的起始转速和最终转速, C₁₁为脉冲电容值, U_{C₁₀}和 U_{C₁₁}分别为脉冲电容起始和最终电压值。C₂为能量回收电容值, U_{C₂}为能量回收电容最终电压值。

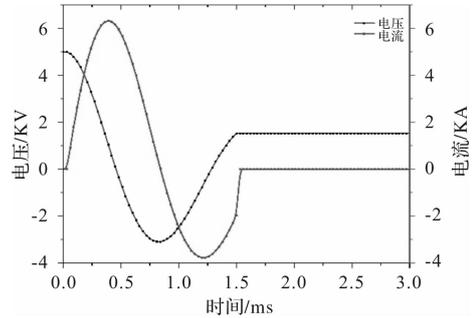


图11 线圈电流与脉冲电容电压曲线

在上述仿真参数和条件下,转速达到峰值的时刻为1.5 ms,设置S₂在1.5 ms时导通,S₁在1.5 ms关断,使电能回收。图11显示了利用能量回收电路后的电容C₁₁电压和线圈电流的变化曲线。可以看出在电路触发后,由于电容向线圈放电,其电压值持续减小,与此同时线圈电流持续增大,1.5 ms时能量回收电路导通使电容停止放电,电压值维持在1.53 kV,同时线圈开始向能量回收回路中的小电容放电,电流迅速下降为0。

图12为添加能量回收电路前后的转矩、转速曲线图,在1.5 ms之前,两种情况下的转矩和转速曲线是完全重合的,1.5 ms之后,使用能量回收电路后的转矩曲线变为0,相应地,转速曲线在到达峰值后有一个微小的下降而后保持稳定,很好地保证了转速维持在峰值转速附近。稳定后的转速为3000 r/min,发射线速度为31.42 m/s,系统效率为8.03%。

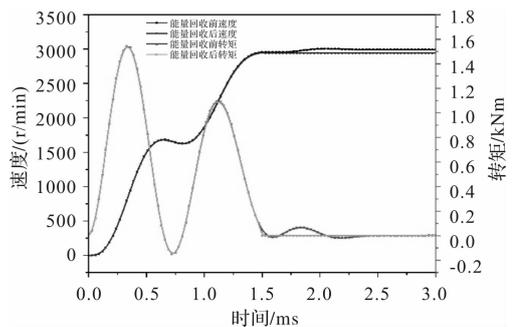


图12 添加能量回收电路前后的速度、转矩曲线

3 三级加速仿真分析

为实现装置持续的旋转加速,建立三级加速的

外电路仿真模型，如图 13。图中包括主电路以及控制电路部分。每个小的控制电路控制一个开关的开合状态，其控制思路如下：当控制电路中的电压表检测到高电平时就会控制对应的开关闭合，检测到低电平时就会控制对应的开关关断。所以对控制电路中的方波信号进行设置就可以控制开关在何时导通何时关断。图中控制电路箭头指向的就是其控制的开关。整个电路以图中紫色虚线为界限由上下两个完全相同的结构和参数的电路构成，分别为装置的上层和下层线圈供电。

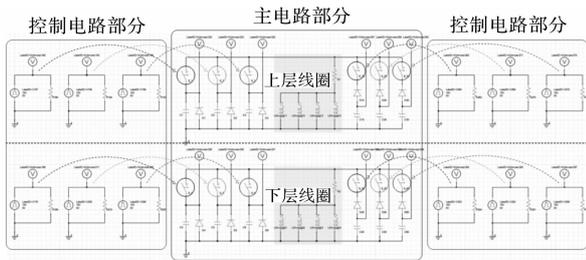


图 13 三级加速的外电路模型图

对三级加速进行全过程仿真，电容 C_{11} 、 C_{12} 电压设置 20 kV，容值为 400 μF ，仿真时长为 2.5 ms，仿真步长为 5 μs ，触发角度设置为 5°，初始速度设置为 0。图 14 为仿真后得到的装置旋转的角度和某一线圈中的电流变化曲线，在 0 时刻触发第一级电路，电流快速上升然后下降，一段时间后关断，第一级的能量回收电路导通，电流迅速降为 0；在 1.07 ms 时，闭合第二级开关，电路导通，一段时间后关断，第二级的能量回收电路导通；随着旋转角度的不断增大，电枢齿运动到了第三个线圈的磁场范围，导通第三级开关进行第三级的加速，一段时间后关断脉冲形成网络的开关同时导通能量回收电路的开关进行能量回收。

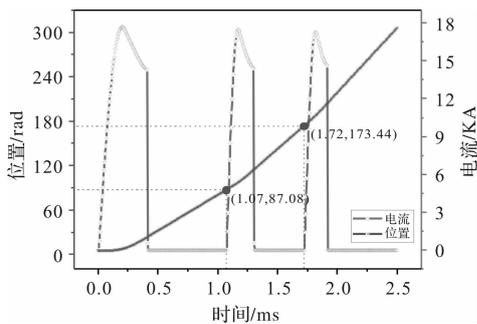


图 14 三级加速下电枢位置和线圈电流曲线图

图 15 为装置在三级加速过程中的转速和转矩曲线，可以看出，三级的作用时间和强度依次减少，这是由于转速逐渐加快，导致电枢齿在线圈下停留的时间逐渐减少。经过第一级加速后，转速达到

16090.81 r/min，第二级加速后转速达到 23534.15 r/min，第三级最终转速为 29121.46 r/min。

由此来看，旋转式电磁加速器三级加速的过程是通过装置现有线圈的三次充放电实现的，不会增加新的线圈，提高了线圈的利用率，也不会占用更多的空间，为电磁发射的小型化和超高速旋转加速研究提供思路。

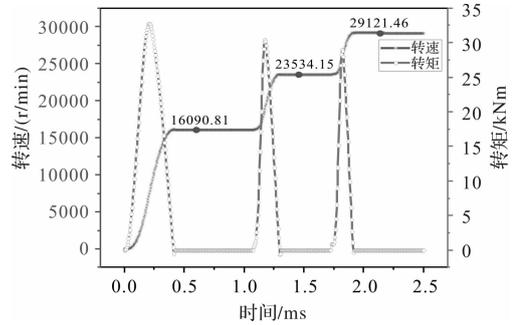


图 15 三级加速下装置的转速和转矩曲线

4 实验验证

旋转式电磁加速装置包括 8 个相同的驱动线圈、2 个相同的十字形齿状电枢、转盘以及固定装置，如图 16 所示。驱动线圈由直径为 2 mm 的漆包线绕制而成，每个线圈有三层，每层 10 匝，共 30 匝，其外半径为 25 mm，内半径为 22 mm，高 20 mm。电枢板使用铝材料，制作方法为在一个厚度为 5 mm、半径为 100 mm 的圆形铝板上切割出齿宽为 50 mm 的十字形，另外为了方便安装，还需要在中心处开一个直径 8 mm 的孔。转盘为 PVC 材料制成，半径为 100 mm，高度为 22 mm，同样在圆心处开有一个直径为 8 mm 的孔。

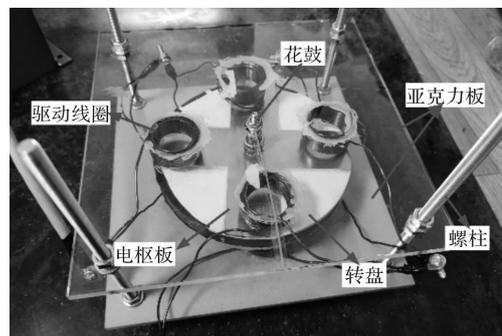


图 16 加速装置图

图 17 为搭建的实验平台，包括主电路部分、控制电路部分以及测量部分。主电路部分包括一台高压直流电源、一个 400 μF 的自愈式薄膜电容器、三个绝缘栅双极型晶体管 (insulated gate bipolar transistor, IGBT) 模块、驱动线圈以及继电器。为了提高 IGBT 的耐流强度防止 IGBT 烧坏，将三个 IGBT

并联连接。另外，考虑到 IGBT 的耐流水平以及加速效果，经过多次仿真后决定将驱动线圈两两并联后再串联。将高压直流电源、继电器以及电容器串联，再将电容器、驱动线圈以及 IGBT 串联。

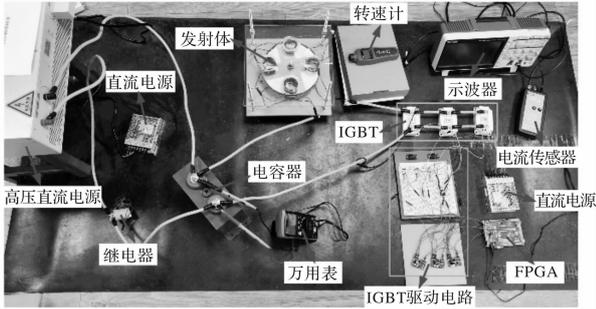


图 17 实验平台图

在重接型电磁发射中，触发位置的选择会对出口速度产生重要影响。触发位置指的是装置启动前线圈和电枢板之间的相对位置，它会对磁场以及涡流的分布产生影响进而影响电磁作用效果。在旋转式电磁加速装置中通过旋转运动主体，即转盘和电枢板部分，使线圈与其对应的电枢齿有一个位置偏移，这里线圈与电枢齿偏移的角度称为触发角度，逆时针为正，顺时针为负。

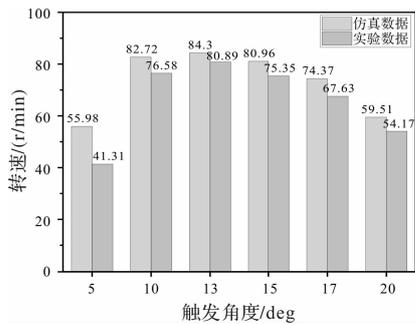


图 18 电压 650v 不同触发角度下的仿真和实验数据对比图

将电容充电至 650 V，分别设置触发角度为 5°、10°、13°、15°、17°、20°，每个触发角度下的转速各测量 5 次，最后求取平均值，将所得数据与仿真后的数据记录于图 18 中，从图中可以看出实验数据略低于仿真数据，这主要是由于仿真条件中没有考虑阻力，而实际情况存在摩擦和空气阻力。另外，随着触发角度的增大，仿真和实验数据有着一致的变化规律，即转速先增大后减小，在触发角度为 13° 时，转速达到最大值。

通过仿真和实验结果的对比，可以验证旋转加速器的可行性，同时可以得出触发角度对装置的加速效果影响较大，且存在一个最佳触发角度使装置的加速效果最佳。

5 结 语

本文提出的旋转式电磁加速器设计，短时间内能够实现装置的高速旋转加速，仿真结果表明在单级加速电路结构中，400 μF，5 kV 脉冲电容可将重量为 1.5 kg 的装置在 3 ms 内加速至 3000 r/min。在多级加速的情况下，能达到超高转速，在军事、航空发射领域中具有一定的应用潜力。通过仿真分析得出在 RLC 欠阻尼电路结构下，电枢板可以实现两次大幅度的加速，并针对在该结构下，系统存在的能量损失问题，采用能量回收电路，保证了装置在维持峰值转速的同时有效回收剩余能量至电容器中。

旋转式电磁加速器相较于传统的直线型多级加速重接型电磁发射装置，具有更高的线圈利用率、更紧凑的体积以及可重复使用的电枢。在本文基础上后续将对旋转加速器加速稳定性进行研究，减少加速度的波动，从而减小发射器轴承变形的风险。

参考文献

- [1] Egeland. Birkeland's Electromagnetic Gun: a Historical Review[J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 1989, 17(2): 73-82.
- [2] W Ying, R A Marshall, C Shukang. Physics of Electric Launch[C]. Beijing, China: Science Press, 2004.
- [3] Y Wang. Theory of Electromagnetic Gun[C]. Beijing, China: National Defend Industry Press, 1995: 11-14.
- [4] W Ying. An Introduction to Electric Launch Technology [J]. Electrician Techn., 2003, 10: 94-97.
- [5] L Dong, S Li. Multipole Field Reconnection Electromagnetic Launcher[J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2018, 46(2): 458-462.
- [6] M Cowan, E Cnare, B Duggin, et al. The Reconnection Gun[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1986, 22(6): 1429-1434.
- [7] Y Zhu, Y Wang, Z Yan, et al. Multipole Field Electromagnetic Launcher[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2010, 46(7): 2622-2627.
- [8] 朱英伟. 多极矩场电磁推进模式研究与系统设计[D]. 成都: 西南交通大学, 2011.
- [9] 王豫, 罗文博, 严仲明. 多极矩电磁发射技术研究进展 [J]. 高电压技术, 2014, 040(004): 1165-1172.
- [10] Z Yingwei, W Yu, C Weirong, et al. Analysis and Evaluation of Three-Stage Twisty Octapole Field Electromagnetic Launcher [J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2012, 40(5): 1399-1406.
- [11] 柳敬, 董亮. 多翼式重接型电磁发射特性的研究分析 [J]. 微电机, 2019, 52(02): 7-10, 17.

- [12] G Fan, Y Wang, Q Xu, et al. Design and Analysis of a Novel Three-Coil Reconnection Electromagnetic Launcher [J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2019, 47(1): 814-820.
- [13] H Deng, Y Wang, G Fan, et al. Design and Test of a Single-Stage Double-Layer Multipole Field Electromagnetic Launcher With a Rotational Performance [J]. IEEE Access, 2019, 7: 112008-112014.
- [14] Z Yan, K Luo, L Liang, et al. Investigation of Single-Stage Double-Layer Saddle Sextupole Field Electromagnetic Launcher [J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2019, 47(5): 2159-2165.
- [15] X Xue, T Shu, Z Yang, et al. Toroidal Field Electromagnetic Launcher [J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2016, 44(10): 2393-2398.
- [16] F Lu, J Fan, Z Dou, et al. Multipole Field Cylindrical Reconnection Electromagnetic Launcher [J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2022.
- [17] L Dong, S Li, H Xie, et al. Influence of Capacitor Parameters on Launch Performance of Multipole Field Reconnection Electromagnetic Launchers [J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2018, 46(7): 2642-2646.
- [18] L Dong, S Sun, H Wu. Study of Capacitor Parameters on the Optimal Trigger Position of Multipole Field Reconnection Electromagnetic Launcher [J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2021, 49(7): 2153-2160.
- [19] 朱英伟, 严仲明, 李海涛, 等. 触发电位位置对重接型线圈推进器加速性能影响的仿真分析 [J]. 高电压技术, 2011, 37(010): 2548-2553.
- [20] X Guan, J Shi, S Guan, et al. Modeling and simulation of electromagnetic field of electromagnetic coil launcher [J]. IEEE Transactions on Electrical and Electronic Engineering, 2021, 16(4): 635-643.
- [21] L Dong, H Wu, S Sun, et al. Analysis of the Influence of the Number of Coil Pairs Per Wing on Multiwing Reconnection Electromagnetic Launcher [J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2021, 49(10): 3251-3256.
- [22] L Dong, H Wu, S Sun. Research on the Influence of Projectile Width on the Efficiency of Reconnection Electromagnetic Launchers [J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2022, 50(2): 496-501.
- [23] H Deng, Wang Y, Lu F L, et al. Optimization of reluctance accelerator efficiency by an improved discharging circuit [J]. Defence Technology (防务技术), 2020, 16(3): 6.
- [24] 赵纯, 邹积岩, 何俊佳, 等. 多级重接型电磁发射的电磁分析与有限元仿真 [J]. 高电压技术, 2008(01): 78-82.

《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

高速永磁电机转子协同优化机械设计

张时雨, 陈璞, 曾纯

(湖南中车尚驱电气有限公司, 湖南 株洲 412001)

摘要: 本文旨在优化高速永磁电机转子的结构设计, 以提升其机械性能和运行稳定性。通过有限元静力学仿真方法, 深入分析了过盈量、护套厚度以及空心轴厚度对转子应力分布和接触状态的影响。研究表明, 通过优化这些关键参数, 电机转子的机械强度和可靠性得到了显著提升, 同时满足了设计要求, 进一步验证了电机在超速工况下能够实现安全稳定的运行。本研究为高速永磁电机的进一步研究提供了基础。

关键词: 高速永磁电机; 转子结构优化; 有限元分析

中图分类号: TM351; TM341; TM355 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2025)06-0058-04

Ordinated Optimization of Rotor Mechanical Design for High-speed Permanent Magnet Motors

ZHANG Shiyu, CHEN Pu, ZENG Chun

(Hunan CRRC Shangqu Electric Co., LTD., Zhuzhou Hunan 412001, China)

Abstract: This study aims to optimize the structural design of high-speed permanent magnet motor rotors to enhance their mechanical performance and operational stability. Through finite element static simulation methods, the impacts of interference fit, sleeve thickness, and hollow shaft thickness on rotor stress distribution and contact states were thoroughly investigated. The results demonstrate that optimizing these key parameters significantly improves the rotor's mechanical strength and reliability while meeting design requirements, further verifying the motor's capability for safe and stable operation under overspeed conditions. This research provides a foundation for further studies on high-speed permanent magnet motors.

Key words: high-speed permanent magnet motor; rotor structure optimization; finite element analysis

0 引言

高速永磁电机凭借高效、高功率密度和直驱优势, 在燃气轮机、分布式发电、储能飞轮、压缩机、航空航天、舰载供电设备等领域广泛应用。微型燃气轮机通过集成高速永磁电机启动发电系统, 采用永磁转子与压气机、透平的同轴一体化设计, 省去传统减速齿轮箱, 显著缩小体积、降低噪音并提升运行效能。

高速永磁电机转子的性能优化需重点考量过盈量、合金护套厚度的选取。合理的过盈量可在护套与永磁体间形成有效预应力, 但过大的过盈量会导致护套和永磁体承受过大的装配应力, 对护套的材料选取及屈服强度有较高要求, 永磁体易产生裂纹, 降低其机械强度; 同时, 过盈量过大时, 转子与护套的热套温度也随之升高, 增加施工难度; 反之,

过盈量过小可能导致护套与永磁体在高速运转时出现松动, 影响电机的正常运行^[6-7]。空心转轴的厚度也会对转子结构产生影响。较薄的空心转轴在工作时离心力作用产生的径向变形可以有效改善永磁体、护套的接触状态, 但过薄的空心轴厚度会导致强度不足, 容易损坏; 当转轴厚度增加时, 转轴的形变不明显, 永磁体、护套的接触状态可能会有所减弱。护套厚度方面, 较厚的护套能够提供更大的支撑力并增强转子的整体机械强度, 更好地抵抗高速旋转时产生的离心力。但是, 护套过厚会影响转子的散热, 影响电机的涡流损耗和电磁性能, 同时也会增加成本。

现有研究多聚焦于单一参数对转子性能的影响, 而缺乏对过盈量、钢套厚度与转子厚度的协同优化分析。因此, 本文针对一款高速永磁电机转子护套分析其过盈量对机械性能的影响, 并优化其设计以

收稿日期: 2025-03-20

作者简介: 张时雨(1997), 女, 硕士, 助理工程师, 研究方向为高速永磁电机机械设计。

陈璞(1989), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为高速永磁电机机械设计。

曾纯(1985), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为高速永磁电机总体设计。

提升电机性能。通过有限元静力学仿真与多参数正交试验，系统分析了过盈量、钢套厚度及转子厚度对转子应力分布与接触状态的影响。最终，确定了满足设计要求的过盈量、钢套厚度和转子厚度，确保了转子机械强度和永磁体与转轴的良好接触，保证了电机在超速工况下的安全稳定运行。

1 转子模型与材料特性

1.1 模型简介

针对某额定功率 1500 kW，额定转速 23000 r/min 高速永磁电机的表贴式转子(结构见图 1)，这是一个细长的空心轴结构，为了便于计算，建立厚度为 10 mm 的简化截面模型。通过 Ansys Workbench 静力学模块分析超速工况下的应力分布与接触状态。转子模型如图 2 所示，转子的初始设计尺寸如表 1 所示。

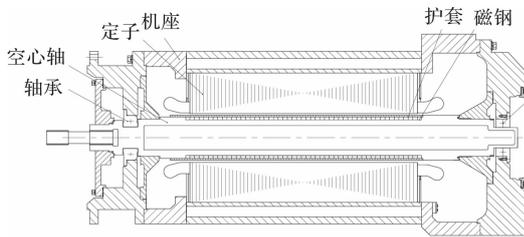


图 1 一种高速永磁电机结构示意图

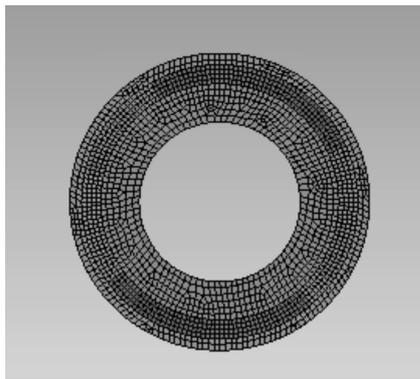


图 2 转子模型

表 1 转子尺寸参数

组件	内径/mm	外径/mm
合金护套	144	156
永磁体	124	144
转轴	84	124

1.2 关键参数设定

(1)在转轴内圈施加圆柱度约束及 1.1 倍超速载荷。

(2)永磁体-护套、永磁体-转轴间设为摩擦

接触。

(3)材料参数如表 2 所示。

表 2 材料参数

组件	弹性模量 E/GPa	泊松比 ν	密度 $\rho/(\text{kg}/\text{m}^3)$
合金护套	200	0.3	8240
永磁体	150	0.29	8400
转轴	200	0.3	7850

2 数值模拟结果及分析

影响高速永磁电机转子性能的因素众多，其中过盈量、护套厚度和空心轴厚度是极为关键的几个方面，因此本文针对这三方面对该款电机的转子进行优化。

2.1 过盈量与护套应力及永磁体接触压力的关系

取永磁体与合金护套之间的过盈量 0.2 mm 进行初步计算。图 3、图 4 分别为护套应力随过盈量变化的计算结果以及接触应力随过盈量变化的计算结果。

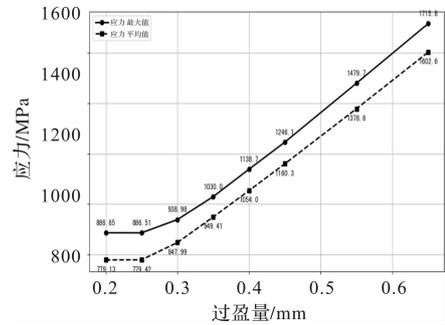


图 3 护套应力随过盈量变化的计算结果

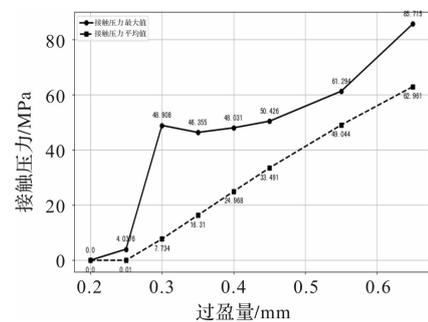


图 4 接触应力随过盈量变化的计算结果

通过对计算结果的对比分析可以发现，过盈量的变化对护套应力及接触状态具有显著影响。当过盈量从 0.2 mm 增至 0.55 mm 时，护套最大应力由 886.65 MPa 激增至 1479.7 MPa，平均应力由 779.13 MPa 升至 1378.6 MPa，接触压力最大值同步从 0 增至 61.294 MPa，平均值从 0 升至 49.044 MPa，印证了过盈量与接触压力、护套应力的正相关性；与此同时，当过盈量 < 0.3 mm 时，护套与永磁体呈分离

状态；当 ≥ 0.3 mm 时护套和永磁体保持接触状态。虽然增大过盈量可以显著改善接触状态，但会导致护套最大应力超出材料承载极限，设计时需要在接触状态与材料强度极限之间寻求平衡。

综合上述结论可以明确，对于当前结构的转子而言，护套的强度较难满足设计要求，因此有必要从护套厚度以及空心轴厚度这两个方面着手，对转子进行优化设计。鉴于当过盈量为 0.3 mm 时，永磁体与转轴能够保持接触状态，故选取过盈量为 0.3 mm 进行后续优化。

2.2 空心轴壁厚与护套应力及永磁体接触压力的关系

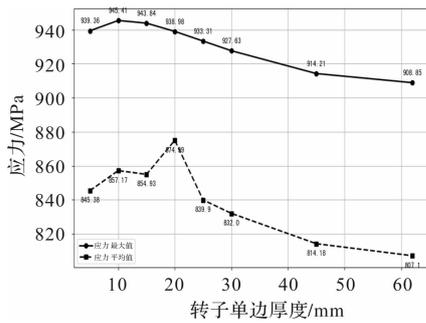


图 5 护套压力随空心轴壁厚变化的计算结果

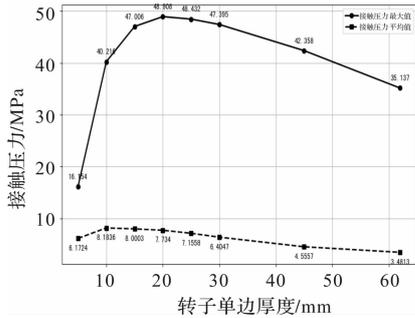


图 6 接触压力随空心轴壁厚变化的计算结果

对比计算结果可以发现，接触压力的最大值与平均值均随空心轴厚度增加呈现先升后降趋势，具体而言，当厚度由 5 mm 增至 20 mm 时，接触压力最大值从 16.154 MPa 升至 48.908 MPa，但继续增加至 62 mm 时反而降至 35.137 MPa，平均值从 6.17 MPa 升至 7.73 MPa 后降至 3.48 MPa，与接触压力最大值呈相同趋势；与此同时，护套的最大应力与平均应力在厚度 5-10mm 区间内小幅上升(最大应力由 939.36 MPa 增至 945.41 MPa)，随后随厚度增加逐步降低，至 62 mm 时分别降至 908.85 MPa 和 807.1 MPa。

综合考虑接触压力和护套应力的表现，在空心轴厚度处于 10 mm 到 20 mm 之间时，接触压力处于较高水平，且护套应力小于屈服强度极限值。而当

转轴厚度超过 20 mm 后，接触压力和护套应力同步减小，接触性能下降，进而影响整体结构的稳定性和可靠性。因此选择空心轴厚度为 10 mm 进行后续优化。

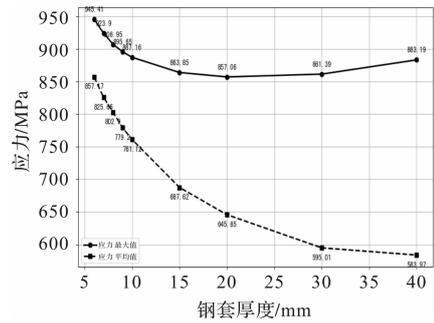


图 7 护套压力随护套厚度变化的计算结果

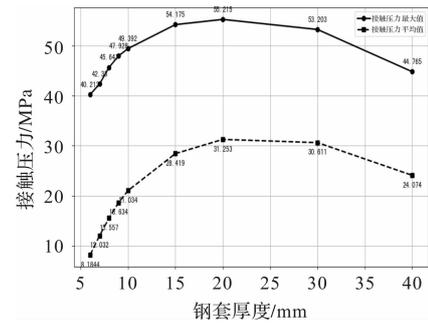


图 8 接触压力随护套厚度变化的计算结果

2.3 护套厚度与护套应力及永磁体接触压力的关系

对比计算结果可以发现，接触压力的最大值与平均值均随护套厚度增加呈现先升后降的趋势。当厚度由 6 mm 增至 10 mm 时，最大值从 40.213 MPa 升至 49.392 MPa(峰值)，但继续增至 40 mm 时降至 44.765 MPa，平均值从 8.18 MPa 升至 21.03 MPa 后波动下降至 24.07 MPa；与此同时，护套最大应力与平均应力随厚度增加呈显著下降趋势，厚度从 6 mm 增至 40 mm 时，最大应力由 945.41 MPa 降至 883.19 MPa，平均应力由 857.17 MPa 大幅降至 583.97 MPa。

综合考虑接触压力和护套的最大应力的表现，在护套厚度处于 10 mm 到 15 mm 之间时，接触压力和护套最大应力均处于较好水平，此时接触压力较高并且护套的接触性能较为理想。

当过盈量和转子厚度保持不变时，护套厚度越大，其刚度越大，越容易达到接触状态。然而，护套厚度并非越大越好。一旦护套厚度达到一定值，反而可能会使应力值增大。此外，在选择护套厚度时，还需考虑其对电磁性能的影响。过厚的护套虽然能够提高转子的机械强度，但会增加涡流损耗和电磁气隙，从而降低电机的效率和性能。

2.4 最终优化结果

最终优化参数为过盈量 0.3 mm、空心轴厚度 10 mm、护套厚度 10 mm，经有限元计算得到应力及接触状态云图。

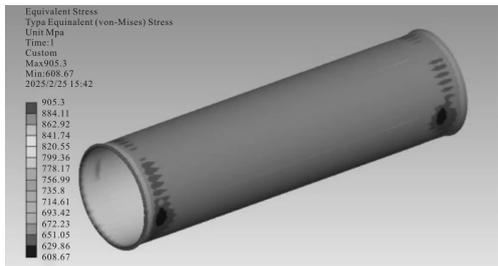


图9 计算结果云图

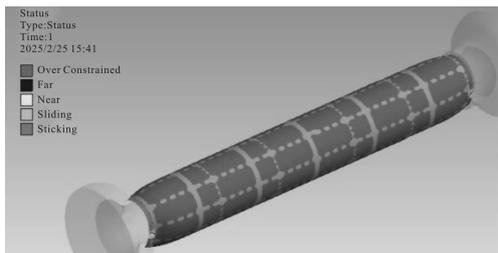


图10 接触状态云图

可以看到对电机转子结构优化后，转子的应力分布较为均匀；转子和护套之间的接触良好；护套的最大应力(905.3 MPa)小于护套所用材料 GH4169 的屈服极限(1030 MPa)。

3 结 语

(1)随着过盈量的增加，护套的最大应力和平均应力逐渐增大。永磁体与转轴的接触状态随着过盈量的增加逐渐改善。

(2)随着空心轴壁厚的增加，永磁体与转轴的接触压力先增加后减少。接触状态随着空心轴壁厚的增加逐渐改善。

(3)随着护套厚度的增加，永磁体与转轴的接触状态逐渐改善。护套的最大应力随着护套厚度的增加逐渐减小。

通过协同优化，当过盈量 0.3 mm、转子单边厚度与护套厚度均为 10 mm 时，转子应力分布均匀性

提升且接触状态最优。该方案验证了多参数协同设计的工程可行性。

同时，文中提出的核心参数(过盈量、护套厚度、空心轴厚度)的协同优化逻辑具有普适性，可推广至同类表贴式高速永磁电机转子设计。研究揭示的过盈配合应力 - 接触特性、空心轴形变对接触状态的影响，以及护套厚度在机械强度与电磁性能间的选取，是高速旋转机械转子设计的共性问题，相关结论为同类结构提供了理论参考，也为高速永磁电机转子在超速工况下的可靠性提升提供了理论与技术支撑。

参考文献

- [1] 王继强, 王凤翔, 孔晓光. 高速永磁发电机的设计与电磁性能分析 [J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(20): 105-110.
- [2] Lin Feng, Weibin Liu, Xinwei Chen, Yinshu Ding, Wentao Yu, Hongwei Li. Design And Optimization Af high-speed Permanent Magnet Synchronous Motors [J]. Journal of Physics: Conference Series, 2024, 1(1)
- [3] Shen Qiping, Zhou Ziyao, Li Shan, Liao Xinglin, Wang Tao, He Xiaorong, Zhang Jingshan. Design And Analysis Of The High-Speed Permanent Magnet Motors; A Review On The State Of The Art [J]. Machines, 2022, 7(7): 549-549.
- [4] 王继强. 高速永磁电机的机械和电磁特性研究 [D]. 沈阳: 沈阳工业大学, 2007.
- [5] 王天煜. 高速永磁电机转子综合设计方法及动力学特性的研究 [D]. 沈阳: 沈阳工业大学, 2010.
- [6] 赵亮. 高速表贴式永磁电机转子强度分析 [J]. 科技资讯, 2021(14): 66-69.
- [7] 史忠震, 张卫, 陈强, 杨立, 李青青. 高速微型永磁电机转子护套过盈配合的计算与分析 [J]. 微特电机, 2014(04): 35-37, 40.
- [8] Li Meimin, Peng Yuanxiu, Chen Liangliang, et al. Design of Surface-mounted High-speed Permanent Magnet Motor Rotor Sleeve Based on Multi-dimensional Visualization [J]. Small & Special Electrical Machines, 2024, 52(09): 23-29.

单极发电机在电梯应急救援中的应用探索

李忠哲

(北京市石景山区检验检测中心, 北京 100043)

摘要: 本研究聚焦于单极发电机在电梯应急救援中的应用, 旨在解决电动盘车操作故障的问题。当电梯发生故障并被困在楼层之间时, 应急电源可能因长期充放电循环而老化, 导致其无法为电动盘车提供动力以进行救援操作。本文提出了将单极发电机与电梯系统融合的方案, 阐述其原理、结构及特点, 并分析电梯运行特性。对发电机关键部件进行分析, 通过 COMSOL 仿真验证性能; 制定发电控制与能量存储管理策略, 搭建模拟电梯运行实验平台进行测试。结果表明, 单极发电机输出电能质量良好, 功率输出特性佳, 能满足电梯电动盘车用电并储存盈余电能, 实现能量回收与再利用。该技术在不同类型电梯中有应用潜力, 可推动电梯行业向可靠、节能、智能、绿色方向发展, 但系统稳定性在极端工况下有待提升, 未来应优化结构与算法, 加强与前沿技术融合及拓展应用场景。

关键词: 电梯电动盘车; 单极发电机; 能量回收; 节能; 智能控制

中图分类号: TM359.9

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2025)06-0062-06

Application Exploration of Unipolar Generators in Elevator Emergency Rescue

LI Zhongzhe

(Beijing Shijingshan District Inspection & Testing Center, Beijing 100043, China)

Abstract: This research focuses on the application of the homopolar generator in elevator emergency rescue, aiming to solve the problem of electric car handover operation failures. When an elevator malfunctions and gets stuck between floors, the emergency power supply may age due to long-term charge-discharge cycles, rendering it unable to provide power for the electric car handover operation for rescue purposes. A solution of integrating the homopolar generator with the elevator system was proposed. The principle, structure, and characteristics of this solution were elaborated, and the operating characteristics of the elevator were analyzed. The key components of the generator were analyzed, and its performance was verified through COMSOL simulation. A power generation control and energy storage management strategy was formulated, and a simulated elevator operation experimental platform was built for testing. The results show that the homopolar generator has good output power quality and excellent power output characteristics. It can meet the power demand of the elevator's electric car handover operation and store surplus electrical energy, achieving energy recovery and reuse. This technology has application potential in different types of elevators and can drive the elevator industry towards the development direction of reliability, energy conservation, intelligence, and greenness. However, the system stability needs to be improved under extreme working conditions. In the future, efforts should be made to optimize the structure and algorithms, strengthen the integration with cutting-edge technologies, and expand the application scenarios.

Key words: elevatorelectric disk car; homopolar generator; energy recovery; energy conservation; intelligent control

0 引言

近年来, 随着城市化进程的加速和高层建筑的普及, 电梯作为垂直交通的核心设备, 其安全性与可靠性备受关注。然而, 在突发断电、设备故障或自然灾害等紧急情况下, 电梯困人事件频发, 如何快速、高效地实施应急救援成为行业亟待解决的难题。这其中, 采用应急电源作为救援措施的无机房

电梯, 其备用电源多为蓄电池, 受限于产品质量、储能容量、循环寿命、维修人员检测手段和责任心等因素, 在实际救援中出现的问题最多, 产生了很大的安全隐患。尤其在极端环境下(如地震、洪水), 常规方案的局限性进一步凸显, 亟需一种兼具快速响应、环境适应性强且可持续供电的新型应急能源技术。

单极发电机(Homopolar Generator)作为一种基于

收稿日期: 2025-02-20

作者简介: 李忠哲(1987), 男, 研究生, 工程师, 研究方向为电梯等机电类特种设备的安全风险评估与控制、检验检测技术与方法、光伏节能控制应用等。

法拉第电磁感应原理的直流发电装置，凭借其结构简单、无电刷磨损、瞬时高功率输出等特性，近年来在特种能源领域崭露头角。其核心优势在于：一是能量转换效率高，可在极短时间内释放大电流，满足电梯应急驱动的瞬时功率需求；二是机械结构紧凑，抗震动与抗冲击性能优越，适应复杂工况；三是无需复杂控制电路，维护成本低，适合长期部署。这些特性使其在电梯应急救援场景中展现出独特潜力^[1]。

本研究通过理论建模、仿真分析与原型试验相结合的方法，提出一套基于单极发电机的电梯应急供电系统架构，并验证其在典型故障场景下的可行性。研究成果不仅为电梯安全领域提供了一种创新技术路径，也为单极发电机的工程化应用拓展了新的方向，对提升城市公共安全韧性具有重要实践意义。

1 单极发电机原理

1.1 基本工作原理

单极发电机的工作原理基于法拉第电磁感应定律，即当导体在磁场中做切割磁感线运动时，导体内部会产生感应电动势。如图 1 所示，单极发电机通常由一个旋转的导体盘（或圆柱）和一个固定的磁场源构成。磁场源可以是永久磁铁或励磁线圈产生的磁场，其磁感线方向垂直于导体盘平面。当导体盘在外部动力驱动下绕轴旋转时，导体盘上的导体不断切割磁感线，依据电磁感应定律，在导体两端便会产生感应电动势^[2]。

单极发电机的电动势计算公式为

$$E = \frac{1}{2} B \omega L^2 \quad (1)$$

式中， E 为电动势。 B 为磁感应强度，是描述磁场强弱和方向的物理量。 Ω 为角速度，即发电机转动的角速度。 L 为导体棒的长度，在这里是单极发电机中切割磁感线的导体的有效长度。

该公式是基于法拉第电磁感应定律推导出来的，适用于单极发电机这种特殊的电磁感应装置，用于计算其在磁场中转动时产生的感应电动势^[2]。传统多极发电机的磁极对数较多，在运转过程中需要频繁进行磁极切换，导致机械结构复杂、能量损耗较大，且转速提升受限；而单极发电机由于仅有一个磁极，不存在磁极切换问题，机械损耗小，能够轻松实现高转速运转，从而在相同条件下可输出更高的电能^[3]。

在曳引式电梯系统中，负载主要由轿厢和对重质量的差值构成，对重通常设置为 40% 左右额定载荷。所以由于对重装置的作用，随着电梯负载的大小和运行方向的不同，电机呈现四象限工作特性。当轿厢空载下行与满载上行时电机处于电动状态；当轿厢空载上行与满载下行时，电机则处于发电状态。若直接采用能耗制动方式，这部分能量将以热能形式散失。将单极发电机应用于电梯，通过巧妙的传动装置，如皮带轮、齿轮组等，把轿厢的上下直线运动转换为单极发电机的旋转运动，便能将轿厢运行过程中的机械能转化为电能，实现能量的回收与再利用，用于应急救援。

1.2 结构组成与特点

单极发电机由放置在垂直于旋转平面的均匀磁场中的导电旋转圆盘组成^[2]，如图 1 所示。圆盘导体在静磁场中运动，感应出洛伦兹电流。通过将圆盘的外缘经由固定导体连接到中心，可以产生大量电流。

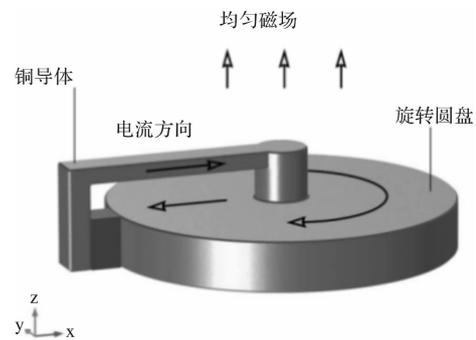


图 1 单极发电机结构

单极发电机主要由磁场系统、导电转子和集电装置组成，以下是其具体结构介绍：

1) 磁场系统：通常由永磁体或电磁线圈构成，用于产生一个稳定的强磁场。磁场方向一般与转子的旋转轴平行，为发电机提供必要的磁场环境，使转子在旋转时能够切割磁感线产生电动势。

2) 导电转子：是单极发电机的核心部件，一般为金属圆盘或圆柱。它在磁场中做旋转运动，其材质通常为高电导率的金属，如铜或铝，以便在切割磁感线时能够有效地产生感应电流。转子与驱动装置相连，由外部动力驱动其旋转。

3) 集电装置：包括集电刷和输出电路。集电刷与旋转的转子表面接触，用于收集转子上产生的电流，并将其传输到输出电路中。输出电路则将收集到的电流进行处理和传输，以满足外部负载的需求。集电装置的设计需要确保与转子之间有良好的电气接触，同时要尽量减少摩擦和磨损，以保证发电机的稳定运行^[3-4]。

2 电梯应急救援用创新方案

2.1 总体方案

基于电梯运行特性与单极发电机工作原理，提出一种将单极发电机与电梯系统有机融合的创新方案。整体架构如图 2 所示，在电梯轿厢顶部安装特制的传动装置，该传动装置一端与轿厢的悬挂钢丝绳相连，另一端通过联轴器与单极发电机的输入轴相连接。当电梯轿厢在曳引机驱动下沿导轨上下运行时，轿厢的直线运动通过传动装置转换为单极发电机输入轴的旋转运动。



图 2 单极发电机传动装置

为确保机械能的高效传递，传动装置采用高精度齿轮组与同步带相结合的方式。齿轮组负责将钢丝绳的低速大拉力运动转换为适合单极发电机输入轴的高速旋转运动，同步带则用于连接齿轮组输出轴与发电机输入轴，起到缓冲、减震以及补偿微小位移偏差的作用，保证动力传输的平稳性^[4]。同时，将发电机产生的直流电，存储于超级电容中，以供电梯内应急设备使用。如此一来，电梯在正常运行过程中，能巧妙地实现能量的回收与再利用，降低对外部应急电源的依赖，提升能源利用效率。

2.2 关键部件

2.2.1 传动与耦合装置

传动装置旨在将电梯轿厢的直线运动精准转换为单极发电机的旋转运动，确保机械能的高效传递。常见的传动方式有皮带传动、链条传动与齿轮传动。皮带传动具备缓冲吸振、结构简单的优势，但其传动精度与效率在长期高强度运行下有所欠缺；链条传动虽承载能力较强，但需定期润滑维护，否则易出现链条松弛、跳齿等问题。综合考量，对于中大型商用电梯(载重大、运行频次高)，采用齿轮传动更为适宜。设计高精度渐开线圆柱齿轮组，依据电梯运行速度与发电机额定转速，精确计算齿轮齿数比。如一部额定速度 2.0 m/s 的电梯，选用齿轮齿数比为 5: 1 的两级减速齿轮组，将轿厢钢丝绳的低

速大拉力运动转换为适合发电机输入轴的高速旋转运动，确保在电梯各种工况下，机械能均能稳定、高效地传输至发电机^[5]。单极发电机在电梯轿厢顶部安装示意图如图 8 所示。

耦合装置用于连接传动装置与发电机，需具备可靠的连接性能与一定的柔性缓冲能力，以应对电梯运行中的冲击与振动。弹性联轴器是常用的耦合方式之一，其通过弹性元件(如橡胶、聚氨酯等)传递扭矩，可有效吸收冲击载荷，保护发电机轴系。在选择弹性联轴器时，依据发电机额定扭矩与电梯运行时的最大冲击扭矩，确定联轴器的额定扭矩与弹性变形范围。例如，对于上述额定速度 2.0 m/s 的电梯，结合其最大载重量与运行加速度计算得出最大冲击扭矩为 50 Nm，选用额定扭矩为 80 Nm、弹性变形量在 ±5 mm 的橡胶弹性联轴器，既能保证可靠的动力传输，又能为发电机提供良好的缓冲保护，延长系统使用寿命^[6]。

2.2.2 单极发电机仿真

在三维模式下构建 COMSOL 仿真模型，并通过稳态公式求解。将半径为 10 cm、高度为 3 cm 的旋转导电盘放置在均匀磁通密度为 1T 的空间中。图 3 显示了 COMSOL 仿真模型的基本设置。

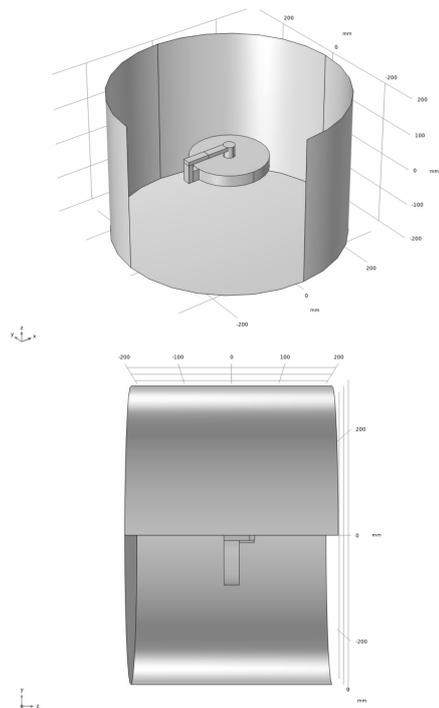


图 3 单极发电机仿真

对于绕 z 轴旋转的圆盘，角速度为 ω ，点 (x, y) 处的速度 v 如式(2)所示。

$$v = \omega(-y, x, 0) \quad (2)$$

使用洛伦兹项来包含运动在以下情况下是有效的：移动域不包含随材料变化的电流或磁化强度(固定或感应产生)等磁源，以及移动域无界限且在运动方向保持不变。在本例中，感应电流分布是稳态的，不随圆盘的旋转而变化。使用稳态求解器在角速度 1200 r/min 下求解模型。导体中流过的总电流约为 45.159 kA。图 4 显示了旋转圆盘和导体中感应涡流密度的流线图。在此图中，电流从圆盘的中心流到其边缘(圆盘内部)。如果旋转方向或均匀磁场的方向发生变化，电流方向会反转。

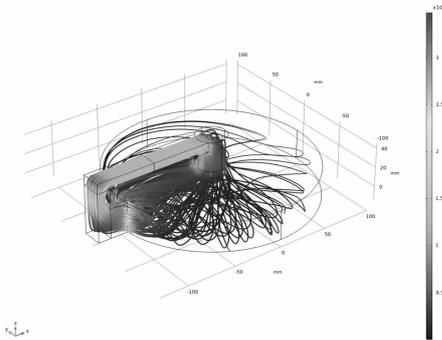


图 4 导电域中的电流密度模

图 5 显示了总磁通密度的体图和感应磁通密度的流线图。

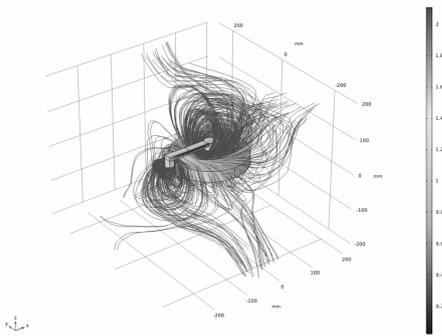


图 5 总磁通密度模(表面图)和感应磁通密度(流线图)

图 6 显示了旋转圆盘和导体中电流密度的方向。

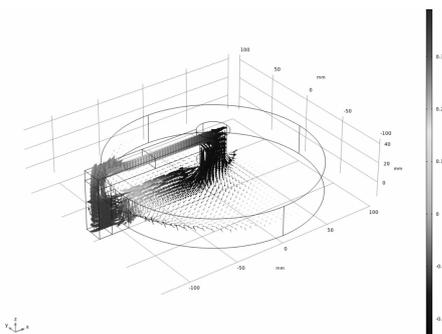


图 6 旋转圆盘和导体中的电流方向

最后，图 7 显示了铜域中电阻损耗的体图。

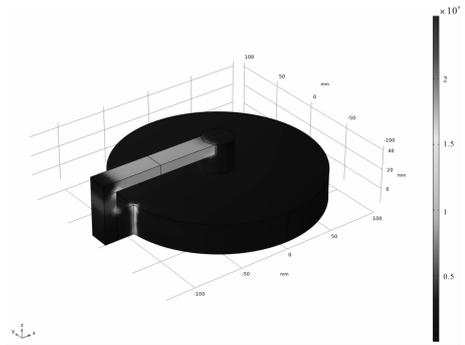


图 7 旋转圆盘和导体中的电阻损耗

3 发电系统的控制与优化策略

3.1 发电控制策略

为实现电梯运行过程中能量的高效回收与利用，发电控制策略至关重要。根据电梯的运行状态，如上行、下行、加速、匀速、减速等不同阶段，精准调控单极发电机的工作状态，使其输出功率与电梯运行工况相匹配，是提升系统能效的关键。

当轿厢空载下行与满载上行时，电梯需克服重力做功，消耗大量电能，此时单极发电机可处于待机或低功率回收状态，避免对电梯驱动系统造成额外负担；而在轿厢空载上行与满载下行阶段，电梯系统重力势能转化为动能，此时应启动单极发电机^[7]。

3.2 能量存储与管理优化

为有效存储单极发电机所发电能，需合理选型储能设备，并设计智能管理系统。考虑到电梯运行的间歇性与用电需求的多样性，选用超级电容作为储能元件较为适宜，能满足电梯在较长时间停电等紧急状况下的供电需求；超级电容具备充放电速度快、循环寿命长、功率密度高的特点，可在电梯频繁启停过程中快速吸收与释放电能，有效平抑电压波动，提升电能质量。

以某高层写字楼电梯为例，配备了 SCMA63K586SPPB2 型超级电容，额定电压为 16 V、58 F(+ 30%/-10%)，具有塑料外壳并配有端子螺钉。该系列具有非常高的电容、非常低的 ESR、高效率、高功率密度和优异的脉冲功率处理特性，支持有源电池平衡，能耐用地承受高电流、高振动和频繁的充电和放电循环。额定工作温度为 -40 ℃ 至 +65 ℃，使用寿命可达数百万次循环，无铅兼容，符合 RoHS 标准，并符合 UL810 A 电化学电容器标准，适用于电梯等多种工业场景^[8]，并结合单极发电机的发电特性与电梯用电负载，设计智能管理系

统。该系统通过实时监测超级电容的电压、电流、温度等参数,运用先进的控制算法,如荷电状态(SOC)估算算法、最大功率点跟踪(MPPT)算法等^[9],实现对超级电容充放电过程的精准控制。当电梯处于轻载上行或重载下行等发电工况时,MPPT算法确保发电机工作在最大功率输出点,高效为超级电容充电;在电梯进行应急管理时需进行电动盘车时,根据SOC值智能调控超级电容的放电电流,优先保障关键负载供电,同时避免超级电容过充、过放,延长使用寿命^[10-11]。

经实际运行测试,优化后的能量存储与管理系統成效显著。在连续一周的运行监测中,超级电容的充放电效率提升了15%,有效供电时长延长了20%,为电梯的稳定运行与应急保障提供了坚实后盾,充分验证了系统方案的合理性与有效性。

4 实验验证与性能评估

4.1 实验平台搭建

为深入验证单极发电机在电梯应急管理系统中的应用效果,搭建了模拟电梯运行环境的实验平台。该平台主要由曳引式电梯模型、单极发电机样机、传动装置、负载模拟系统以及数据采集与监控系统等部分构成。

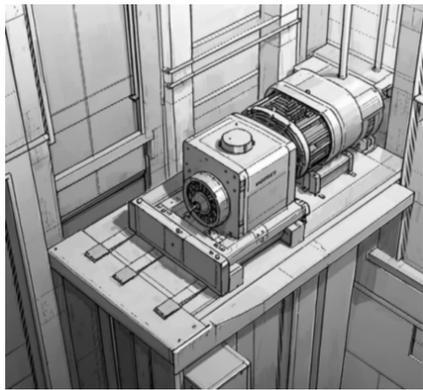


图8 单极发电机在电梯轿厢顶部布局

曳引式电梯模型选用额定载重为500 kg、速度为1.0 m/s的小型商用电梯,其结构与实际电梯相似,具备轿厢、对重、导轨、曳引机等关键部件,能够模拟电梯的各种运行工况,如上行、下行、加速、匀速、减速等。单极发电机样机依据前文创新方案定制,以确保发电性能。传动装置选用高精度齿轮组与同步带相结合的方式,齿轮组依据电梯运行速度与发电机额定转速精确设计,实现轿厢直线运动与发电机旋转运动的高效转换;同步带则有效缓冲振动,保证动力传输平稳。

负载模拟系统由电阻、电容、电感等元件组成,可模拟电梯应急管理状态下的负载特性,通过可编程电源控制负载大小与变化规律,精准测试发电机在不同负载条件下的输出性能^[8]。数据采集与监控系统配备高精度电压传感器、电流传感器、转速传感器以及数据采集卡,实时采集发电机输出电压、电流、转速以及负载功率等参数,并通过上位机软件进行可视化监控与数据分析,为实验研究提供有力支持。

在实验平台搭建过程中,各部件的安装与调试严格遵循相关标准与规范。首先,确保电梯模型的安装精度,轿厢与导轨的间隙控制在 ± 0.5 mm以内,曳引机的安装水平度误差小于 0.1° ,以保障电梯运行的平稳性与安全性。其次,对传动装置进行精细调试,齿轮组的啮合间隙调整至0.1-0.2 mm,同步带的张紧力控制在合适范围,避免出现打滑或过度磨损现象。最后,对数据采集与监控系统进行校准,传感器的测量精度校准至 $\pm 0.5\%$ 以内,数据采集卡的采样频率设置为1 kHz,保证采集数据的准确性与实时性。通过精心搭建与调试实验平台,为后续单极发电机的性能测试与优化研究奠定了坚实基础。

4.2 实验结果与数据分析

在搭建的实验平台上,针对不同载重、不同运行速度等多种工况进行了系列实验,获取了丰富的实验数据,以下为部分典型实验结果与深入分析。

首先,在电能质量方面,对单极发电机输出电压进行监测。实验发现,当电梯以额定速度1.0 m/s满载下行时,发电机输出直流电压稳定在24 V左右,电压纹波系数小于5%,满足电梯应急管理状态下设备对直流电源的电压要求。

功率输出特性是衡量系统性能的关键指标。以电梯运行一个完整的往返周期为例,即从底层满载上行至顶层,再空载下行返回底层。在这个过程中,监测到单极发电机在上行阶段由于处于低功率回收或待机状态,功率输出基本维持在50 W以下;而在下行阶段,随着轿厢重力势能的释放,发电机功率输出显著提升。当轿厢满载(500 kg)下行时,发电机平均输出功率可达800 W,最大功率瞬间可达1200 W,能够为电梯进行电动盘车时稳定供电,并有一定盈余存储于超级电容中。

进一步分析不同载重对发电性能的影响,实验结果显示,随着轿厢载重的增加,发电机输出功率近似呈线性增长。当载重从空载逐渐增加至满载时,

发电机平均输出功率由 200 W 提升至 800 W，这与理论预期相符，充分验证了单极发电机能够根据电梯实际运行工况，自适应地高效回收能量。

通过对实验数据的综合分析，可清晰看出，在不同工况下，单极发电机与电梯系统的耦合运行稳定可靠，电能质量满足负载需求，功率输出能够有效支撑电梯应急管理状态用电，初步达成了电梯运行过程中的能量回收与再利用目标，为后续的电动盘车工程应用与系统优化提供了坚实的数据支撑。

5 结 论

本研究围绕单极发电机在电梯应急管理过程中的创新应用展开深入探索，取得了一系列关键成果。在方案层面，提出了独特的单极发电机与电梯系统耦合架构，通过精心设计的传动与耦合装置，实现了轿厢直线运动向发电机旋转运动的高效转换；控制策略方面，针对电梯不同运行阶段，制定了精准的发电控制算法，使发电机输出功率与电梯运行状态实时匹配；能量存储与管理系统中，合理选型超级电容作为储能元件，并优化智能管理系统，实现对充放电过程的精准管控，有效平抑电压波动，延长供电时长，提升电能利用效率。

实验验证环节，搭建了高度模拟电梯实际运行环境的实验平台。经大量不同载重、速度工况下的实验测试，结果表明单极发电机输出电能质量优良，电压稳定，纹波系数小，满足电梯电动盘车设备用电需求，验证了系统方案的科学性与可行性。

单极发电机在电梯应急管理领域的应用展现出广阔前景，对不同类型电梯具有较强适用性，能有

效提升能源自给率，同时增强电梯应急供电能力，保障乘客安全。未来，随着技术持续优化，单极发电机有望克服现存挑战，与电梯控制系统、物联网等前沿技术深度融合，进一步推动电梯行业向可靠、节能、智能、绿色方向发展，为现代建筑垂直交通领域的可持续发展注入新动力。

参考文献

- [1] 叶云岳. 国内外直线电机技术的发展与应用综述[J]. 电气技术, 2001, 12: 2-7.
- [2] 唐绍栋, 黄友明, 倪礼益. 单极电机[J]. 微特电机, 1981.
- [3] 王咏菲. 圆筒型永磁直线同步电机的电磁场分析与研究[D]. 天津: 天津大学, 2008.
- [4] 柳也东. 低速大转矩永磁同步电动机研究综述[J]. 微电机, 2022, 55(04): 77-81, 93.
- [5] 陶果. 新型横向磁场永磁电力推进电动机的研究网[D]. 北京: 清华大学, 2007.
- [6] 齐利晓. 盘式无铁芯永磁电机气隙磁场与永磁体涡流损耗分析[D]. 天津: 天津大学, 2006.
- [7] 张存山. 永磁无刷牵引电机电磁性能研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2006.
- [8] 张星辉. 圆电流磁力线的分布及磁感应强度的函数表达式[M]. 大学物理, 2006.
- [9] 何永周. 永磁体外部磁场的均匀性研究[J]. 物理学报, 2013.
- [10] 王增科. 基于嵌入式技术的施工升降机多电机同步控制方法[J]. 微电机, 2024, 57(04): 40-45.
- [11] 季宇, 卢琴芬. 空心永磁直线同步电机推力波动分析[J]. 微电机, 2023, 56(02): 1-6, 11.

《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

槽极组合对电动汽车轴向磁通永磁电机电磁性能和效率的影响

郭守仑, 孙明冲, 吴长玉, 姜雪生

(中国第一汽车股份有限公司研发总院, 长春 130013)

摘要: 文章以分数槽集中式绕组(FSCW)的轴向磁通永磁电机(AFPM)为基础, 研究了轴向磁通永磁轮毂电机在电动汽车中的关键作用。重点探讨了槽极组合对电机的电磁性能、损耗和效率的影响, 旨在寻求综合性能最佳的槽极组合方案: 提高绕组系数、增加转矩密度、减小磁动势谐波影响、降低交流损耗和铁损影响, 以及提高整体电机效率。由于轴向磁通电机是三维结构, 因此使用了三维有限元分析法, 比较分析了不同槽极配合方案的电磁性能, 并确认了 24 槽 - 28 极配置的最佳性能。为验证分析结果的准确性, 最终成功制造了 24 槽 - 28 极样机, 通过试验结果验证了分析数据的准确性。

关键词: 槽极组合; 集中式绕组; 轴向磁通永磁电机; 电磁性能; 损耗; 效率

中图分类号: TM341 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-6848(2025)06-0068-08

Influence of Slot Pole Combination on the Electromagnetic Performance and Efficiency of Axial Flux Permanent Magnet Motors in Electric Vehicles

GUO Shoulun, SUN Mingchong, WU Changyu, JIANG Xuesheng

(Global R&D Center, China FAW Corporation Limited, Changchun 130013, China)

Abstract: Based on the axial flux permanent magnet motor (AFPM) with fractional slot centralized winding (FSCW), and studied the key role of axial flux permanent magnet wheel hub motor in electric vehicles. The focus was on exploring the impact of slot pole combination on the electromagnetic performance, losses, and efficiency of motors, with the aim of seeking the optimal slot pole combination scheme for comprehensive performance: increasing winding coefficient, increasing torque density, reducing the harmonic effects of magnetomotive force, reducing AC and iron losses, and improving overall motor efficiency. Due to the three-dimensional structure of the axial flux motor, the three-dimensional finite element analysis method was used to compare and analyze the electromagnetic performance of different slot pole matching schemes, and the optimal performance of the 24 slot - 28 pole configuration was confirmed. To verify the accuracy of the analysis results, a 24 slot - 28 pole prototype was successfully manufactured, and the accuracy of the analysis data was verified through experimental results.

Key words: slot pole combination; centralized winding; axial flux permanent magnet motor; electromagnetic performance, Loss; efficiency

0 引言

鉴于分数槽集中式绕组(FSCW)结构的轴向磁通永磁电机(AFPM)在低速电机应用方面表现出高效、高转矩密度以及结构紧凑等特点, 因此适用于如船舶、电动汽车、风力发电等应用中^[1-2]。与径向磁通永磁电机(RFPM)相比, 轴向磁通永磁电机(AFPM)因其结构紧凑、效率高、轴向长度短、转矩密度高等优点而受到电力牵引市场的青睐^[3-4]。通过对国内外 AFPM 电机发展现状的调查比较了文

献^[5-11]中提出的 AFPM 电机的技术方案和主要参数, 可以得出以下结论:

(1) 与单面 AFPM 电机相比, 由于取消了轴向磁拉力。双面 AFPM 电机在机械强度和输出功率方面性能更佳。

(2) 在定子制造中, 考虑到软磁复合材料(SMC)模具成本较高以及频率低于 1000 Hz 的事实, 当频率低于 1000 Hz 时, 硅钢片定子的效率较高。只有随着频率的提高, 涡流损耗比例逐渐增大, SMC 定子才逐渐显示出优势。

收稿日期: 2024 - 10 - 30

作者简介: 郭守仑(1988), 男, 硕士, 高级工程师, 研究方向为电机电磁性能设计。

孙明冲(1981), 男, 硕士, 高级工程师, 研究方向为电机电磁性能设计。

吴长玉(1976), 男, 硕士, 高级工程师, 研究方向为电驱系统开发。

姜雪生(1996), 男, 硕士, 助理级工程师, 研究方向为电机电磁性能设计。

(3) 表面贴装永磁体 (SPM) 的特点是磁场分布均匀。与 IPM 结构相比, 它具有更强的过载能力和更低的纹波转矩值。

(4) 与双面内转子 (AFIR) 拓扑相比, 环形机器的端部绕组更短, 电机效率更高, 更节省材料。文献[13]提到, 在高电流密度条件下, 环形拓扑结构具有更高的转矩密度。

(5) 与 ISDW 结构相比, FSCW AFPM 电机的转速较低, 但恒定功率转速范围更广, 谐波漏感值也更小。此外, 短末端绕组、高转矩密度、高效率 and 低齿槽转矩的配置也带来了额外的优势。因此, YASA 电机近年来在轮毂电机设计方面受到了更多关注。

本文讨论的 FSCW AFPM 为单定子、双转子结构, 主要研究槽极组合对 FSCW AFPM 电机综合电磁性能及损耗的影响。本文工作内容如下: 第二节介绍了研究的电机参数及选择的槽极组合, 第三节对不同配置槽极组合进行了分析与比较, 分析内容包括齿槽转矩、磁动势谐波分析、电磁转矩、绕组与永磁体的涡流损耗、铁损、效率等。将极数视作变量, 在保持永磁体用量不变的前提下, 以降低齿槽转矩、降低磁动势谐波影响、改善转矩性能、减少损耗并提高电机效率为优化标准, 致力于寻求最佳槽极组合。第四部分展示了峰值功率为 35 kW 的 24 槽 28 极样机及其试验数据, 验证了分析与仿真内容的准确性。

1 电磁设计和分析

本文单定子双转子 FSCW AFPM 电机结构如图 1 所示, 考虑到其磁场分布呈现三维性质, 建立该结构的 $28p24s$ 三维有限元模型模型如图 2 所示。考虑到直流母线电压的限制, 且绕组匝数与输出电压关系紧密^[12], 最终选定匝数为 10, 确保输出足够转矩密度的同时保证线电压的数值不会超标。并且就传统的带有集中绕组的定子铁心 AFPM 电机而言, 其绕组系数 K_{w1} ^[13] 可定义为

$$K_{w1} = K_p * K_d \quad (1)$$

其中, K_p 表示短距系数, K_d 表示分布系数。绕组系数表示电机中磁场利用率, 绕组系数为 1 表示充分利用磁场。

槽数过少定子磁密利用率较低, 难达到高转矩性能指标。槽数过多会导致定子齿过薄, 在较高电密条件下容易过饱和, 进而影响转矩。虽然本研究采取浸油冷却模式, 但过薄的槽口宽度会影响电机

散热水平, 对电机稳定运行带来风险。因此需要同时选择较高绕组系数 ($K_{w1} > 0.85$) 的槽极组合, 槽极配置表如表 1 所示。为保证电机较高的功率密度, 将槽数设定为 24。

表 1 槽极组合参数表

Q	$2p$	K_{w1}	q	LCM
	20	0.933	2/5	120
24	28	0.933	2/7	168
	32	0.866	1/4	96

设计过程的第一步是建立预先定义的条件。为了确保比较的严谨性, 在保持材料特性、数量、气隙距离等相关参数不变的情况下, 改变磁极数量。表 1 和图 1 显示了不同槽极组合下的电机设计参数和拓扑结构。

考虑到低速大扭矩的性能需求, 本文选择了分数槽集中式扁线绕组结构。这种选择利用了定子齿结构的模块化特性, 以增加绕组填充系数, 降低互感, 提高结构紧凑性, 进一步提高电机效率^[14]。

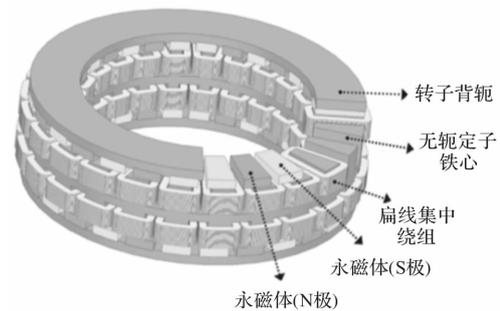


图 1 $28p-24s$ AFPM 电机结构

表 2 三维模型比较

	Model1	Model2	Model3
槽/极数	20/24	28/24	32/24
定子外径/mm	270	270	270
定子内径/mm	190	190	190
定/转子材料	B20AT1500		
槽满率	0.57	0.57	0.57
永磁体厚度/mm	7.8	7.8	7.8
极弧系数	0.77	0.77	0.77
转子厚度/mm	8	8	8
气隙长度/mm	1.5	1.5	1.5
定子铁心厚度/mm	50	50	50
绕组系数	0.933	0.933	0.866

AFPM 电机的四分之一截面视图与不同的槽极

组合如图 2 所示。本研究中 20p、28p 和 32p 电机均在 350 V 直流母线电压约束下运行，定子绕组串联，并联支路数为 1。

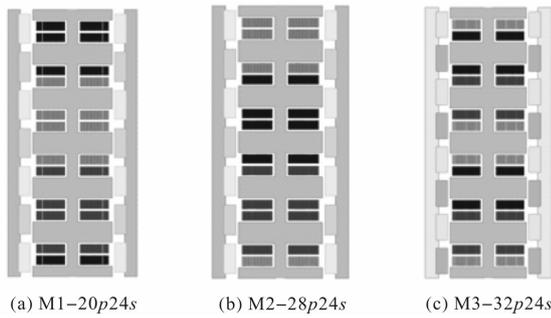
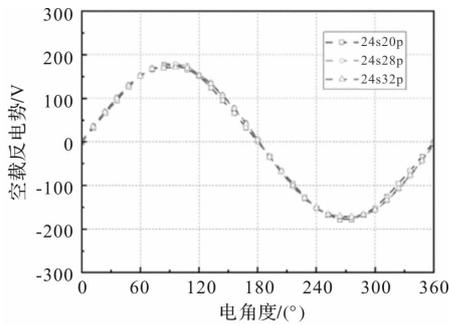


图 2 双转子单定子 AFPM 电机侧视图

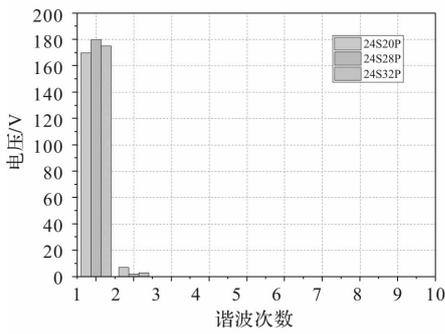
2 电机性能比较分析

2.1 空载特性

由于电机的气隙磁通中存在多个频率谐波，这些谐波反映在定子绕组的反电动势中。因此，定子开槽处波动引起的不均匀也会表现为定子绕组反电动势的谐波。绕组谐波的合成将对电机产生重大影响^[15]。因此，在电机设计中应选择绕组谐波影响较小的槽极组合。虽然 800 r/min 下三台电机的空载相电压波形非常相似，但 FFT 分析表明，电机 M1 的三次谐波较大，电机 M2 的基波幅值最大，高次谐波相对较小，而电机 M3 的奇次高次谐波含量较高，如图 3 所示。



(a) 空载相反电势



(b) FFT 分析

图 3 空载相反电势比较

相对于整数槽电机，分数槽电机的基波幅值不一定最高，而是其中某个谐波作为主波。分数槽绕组定子谐波分布密，但能使某些次的齿谐波(尤其一阶波不是奇数)，转子磁极产生的磁场没有与之对应的谐波，因此相较于整数槽绕组的电势波形更好。24 槽电机磁动势谐波中主导极对数^[16-17]可通过最佳的绕组系数确定，满足：

$$Q = 2p' \pm 2 \text{ 或 } Q = 2p' \pm 4 \quad (1)$$

式中， p' 为主导极对数，与谐波次数相对应。

对于 24 槽电机而言，其每极每相槽数：

$$q = \frac{Q}{2pm} = b + \frac{d}{c} \quad (2)$$

q 的分母 d 越大，则谐波产生非奇数的机会越多，对电机反电势波形越好，产生基波比例越大。针对 24 槽电机而言，其主导极对数为 11 和 13。此时 20 极与 28 极方案均接近于主导极对数，两者绕组系数一致，定子磁动势影响接近。而该主导极对数的磁动势则成为对 32 极方案有不良影响的次谐波。

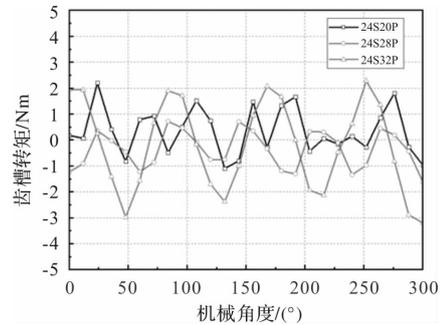


图 4 三台电机的齿槽转矩

齿槽转矩不依赖于绕组的空间分布，主要由槽极数、槽宽、永磁极弧系数、是否存在偏斜极或槽等因素决定^[18-19]。在本文中，三台电机的基本结构保持一致，相关变量仅涉及磁极部分。根据文献^[20]，齿槽转矩大小与槽极组合的关系可归纳为

$$C_T = \frac{Z * 2P}{LCM(Z, 2P)} \quad (3)$$

式中， LCM 为槽极数的最小公倍数， C_T 值越大，槽极组合齿槽转矩性能越差。三台电机的 C_T 值分别为 4，4，8。三种电机齿槽转矩的峰峰值分别为 3.46 Nm、2.81 Nm 和 5.87 Nm，与理论分析一致，齿槽转矩曲线如图 4 所示。

2.2 负载特性

电机在 320 r/min 空载工况下的定子磁密云图如图 5 所示。相比 20 极电机与 28 极电机磁密云图，可以观察到，随着极对数量的增加，磁场减小了线圈内磁路的宽度，从而提高了定子铁心的利用率。而 M3 电机对比 M1 和 M2 电机的磁通密度云图在空

载下的磁密云图更为饱和, 在同等输入电流更易达到磁密饱和上限。相比之下, 28 极电机的定子铁心利用率较为合理, 使得电机 M2 可以在更低的电流密度下实现相同的转矩输出。

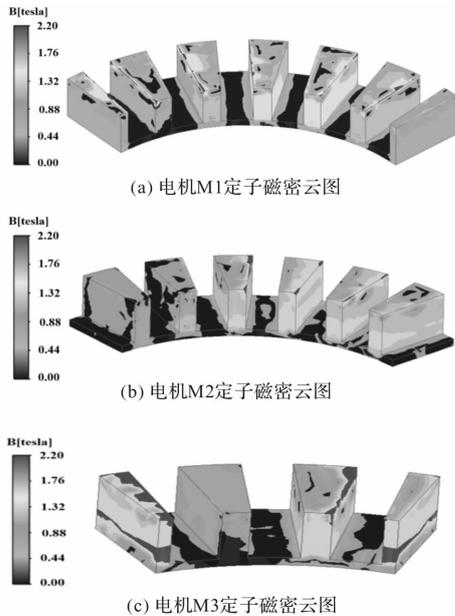


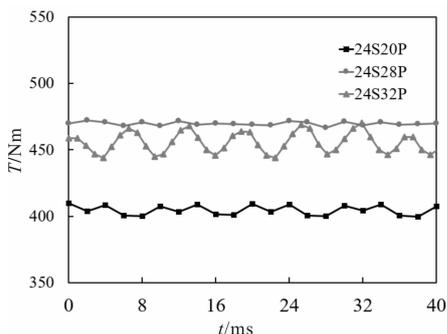
图 5 电机定子磁密云图比较

在通入额定电密条件 18 A/mm^2 条件下三台电机的额定转矩如图 6 所示, 三台电机分别输出 412 Nm , 470 Nm 以及 457 Nm 。且转矩脉动大小与齿槽转矩分析结果一致, 24 槽 28 极方案电机转矩性能最佳。根据永磁电机的电磁转矩 T_{em} 的定义:

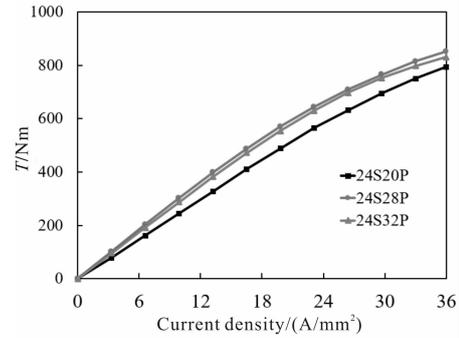
$$T_{em} = p[L_{mq}i_q i_s \sin\beta + \frac{1}{2}(L_d - L_q)i_s^2 \sin 2\beta] \\ = p[\psi_f i_q + (L_d - L_q)i_d i_q] \quad (4)$$

式中, 第一项为永磁转矩; 第二项为磁阻转矩, 其主要受电机的凸极效应影响, 表贴式电机 L_d 与 L_q 近似, 磁阻转矩可忽略不计。

在同等输入电流条件下, 永磁转矩与极对数成正比, 然而因定子磁通密度饱和上限受硅钢片材料限制。如图 6(b) 所示, 极对数增多的同时, 转矩电流比曲线弯曲程度增加, 因此在考虑槽极组合时, 需考虑极对数对硅钢材料饱和程度影响。



(a) 三台电机额定转矩



(b) 三台电机转矩电流比曲线

图 6 转矩曲线

在直流母线电压幅值限制为 350 V 、最大有效相电流限制为 160 A 的条件下, 比较了三台电机在最大电流下的外特性和功率随转速变化的波形。

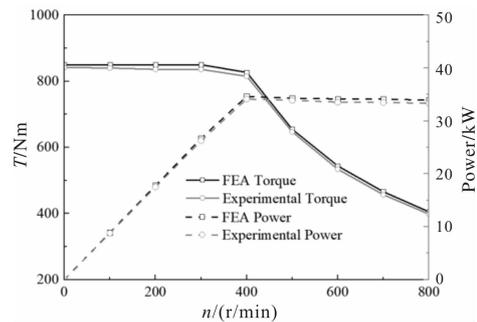


图 7 电机转矩外特性及功率曲线

从图 7 可以看出, 随着极对数的增加, 电机在同等电密条件下产生的反电势幅值更大, 更易达到电压限制条件, 从图中表现为基速逐渐减小, 从而影响最大输出功率。电机 M1 的最大输出功率可达 45 kW , M2 电机最大输出功率为 38 kW , 电机 M3 的最大输出功率为 35 kW 。在相同的峰值电流下, 电机 M2 的转矩输出能力最强, 功率输出能力居中。

2.3 损耗分析及效率

在评估电机性能时, 损耗对电机的退磁特性、效率和热稳定性有显著影响^[20]。本节研究相同槽极组合但不同极数的电机在电流密度和额定转速相似的情况下的损耗和效率变化情况。在这三台电机中, 保证铜用量一致, 在电流密度相同的情况下, 直流铜损耗相等, 其余较大的损耗主要表现在绕组和定子的涡流损耗上以及定子和转子的铁心损耗。

当穿过永磁体的磁场强度发生变化时, 永磁体中的涡流损耗就会在永磁体表面周围产生感应电场, 产生涡流损耗。考虑文献[21]中提出的永磁体瞬时涡流损耗公式:

$$P_{eddy1}(t) = \int v w dV = \frac{h}{l^2} \frac{1}{\rho} \left(\frac{\partial B}{\partial t} \right)^2 \int s^2 ds \\ = \frac{1}{3\rho} \frac{h}{l^2} A^3 \left(\frac{\partial B}{\partial t} \right)^3 \quad (4)$$

式中, P_{eddy1} 为瞬时涡流损耗, A 为磁体表面积, ρ 为磁体电阻率, L 为永磁体的横向长度, h 为永磁体的厚度。

由此可见, 永磁体的表面积对涡流损耗有显著的影响。在保持永磁体极弧系数不变的情况下, 永磁体的参数 A 、 l 、 h 将同时变化。当永磁体磁场频率不变时, 存在一个涡流损耗最小的最优解, 如图所示。通过对比可以看出, 在相同规格下, 电机 M1 的永磁体涡流损耗最小, M2 次之, 而 M3 中的永磁体涡流损耗最大。在实际应用中, 常采用分段式永磁体来提高电机效率, 从而使永磁体的损耗占比相应降低。

对于电机的定子和转子部分, 磁极数的增加会导致旋转磁场中 N 极和 S 极之间变化的频率增加, 根据铁损计算公式^[22]:

$$P_{Fe} = P_{Hys} + P_{eddy} + P_{Ex} \quad (5)$$

其中:

$$P_{Hys} = k_h \beta^h f \quad (6)$$

$$P_{eddy2} = \frac{\pi^2 \sigma}{6} d^2 f^2 \beta^2 \quad (7)$$

$$P_{Ex} = k_{ex} \beta^{1.5} f^{1.5} \quad (8)$$

式中, 迟滞损耗 P_{Hys} 、经典涡流损耗 P_{eddy2} 和过剩损耗 P_{Ex} , 其中 P_{Fe} 为单位铁损耗值, k_h 为迟滞损耗系数, f 为电机频率, β 为磁通密度, h 为指数系数, d 为定子厚度, k_{ex} 为过剩损耗系数, σ 为电导率。

如图 8 所示, M3 由于磁极数最多, 磁场变化频率高, 铁损损失最高。

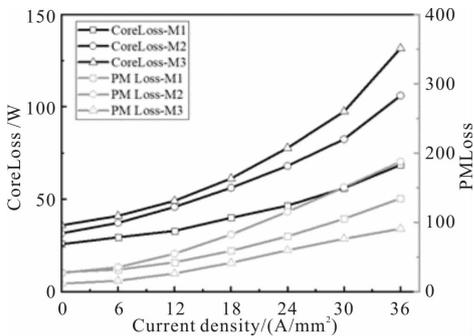


图 8 不同槽极组合的损耗比较

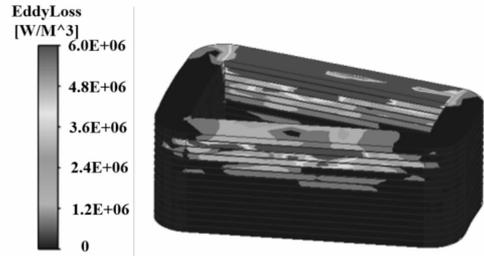
由于绕组导体暴露在气隙磁场中, 且电机具有相对较多的极对, 在高速运转时绕组损耗占比较大。根据^[23], 在本分析中, 绕组的涡流损耗可表示为:

$$P_{eddy3} = \frac{lN_c N_l N_s w h \omega^2 s}{24} (w^2 B_{az}^2 + h^2 B_{a\phi}^2) \quad (9)$$

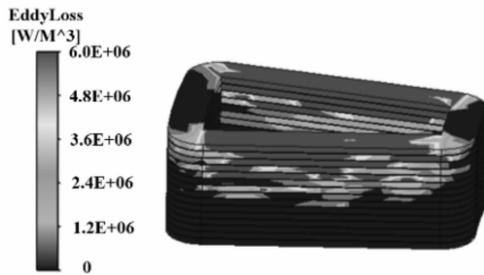
式中, l 、 w 、 h 分别为线圈的长、宽、高, N_c 为线圈的边长数, N_l 、 N_s 为线圈的匝数和股数, ω 是电角速度。

由此可知, 在保持其他变量不变的前提下, 绕组涡流损耗与 w 的二次方成正比。这将导致在靠近

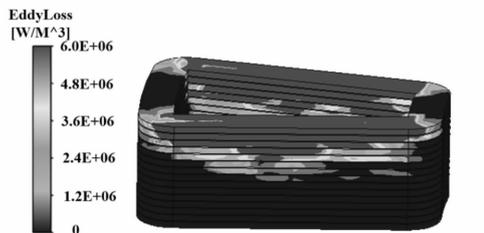
绕组气隙的一侧产生显著的涡流损耗。在相同条件下运行时, 随着电机极对数的增加, 绕组的高损耗区面积扩大, 高损耗区垂直方向的层数也增加, 损耗云图如图 9 所示。额定转速条件下不同电密对应的绕组涡流损耗数据对比如图 10 所示。



(a) M1绕组涡流损耗云图



(b) M2绕组涡流损耗云图



(c) M3绕组涡流损耗云图

图 9 绕组涡流损耗云图

扫描电机在 350 Vdc、36 A/mm²、0 ~ 800 r/min 时的所有工况数据, 得到相应的效率云图如图 11 所示。可以看出, 所研究的三种电机的主要高效区分布在低电密度和高速度区域。从三个电机的效率分布来看, M1 的效率高于其他两个电机, 最大效率面积分布范围更广, 达到 90.4%; M2 和 M1 效率分布相似, 最高效率达到 90.0%; M3 的最高效率相对较低(88.4%), 高效区面积范围较小。

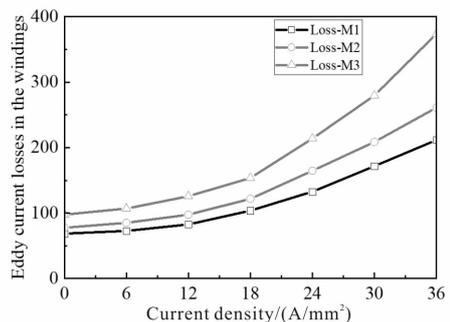


图 10 绕组损耗数据对比

三台电机定子侧一致条件下, 电机在相同输入电流下, 直流铜损一致, 损耗差异主要体现在电机涡流损耗以及铁损。具有低涡流损耗和高绕组系数的 $20p24s$ 电机在同等电流密度条件下效率更高; 随着极对数增加, 磁场交变频率增大, 效率逐步下降的同时转矩上升。由于 $32p$ 电机不匹配电机主波, 较大的磁动势谐波成为限制电机效率因素, 且进一步磁密饱和的定转子使得 $32p$ 电机性能受限。相比较下, $28p24s$ 电机转矩与效率的综合性能最佳。

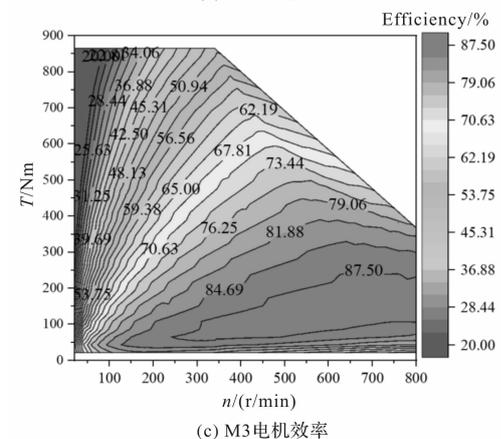
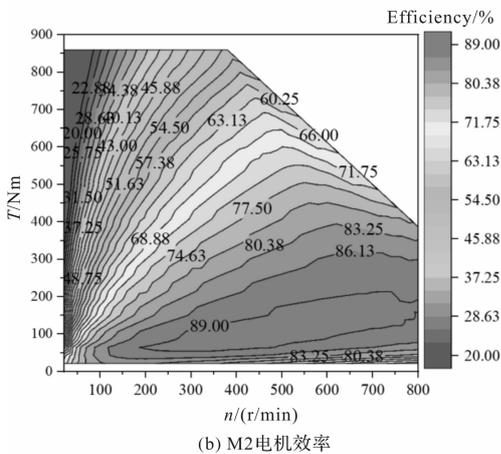
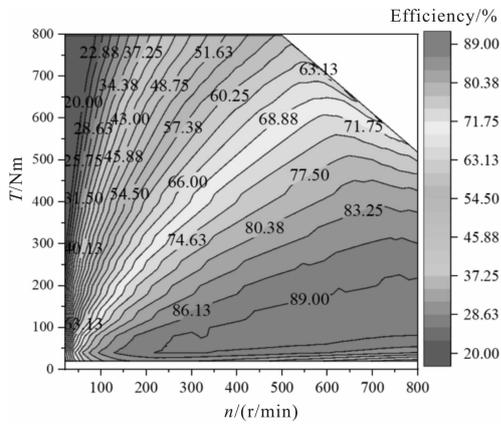


图 11 效率云图

为了更直接地观察影响三台电机效率的因素, 在 4.5 A/mm^2 , 600 r/min 工况下, 根据表 3 对三台电机在相同高效工作点处的电磁性能和效率进行比

较, 发现极数对绕组涡流损耗的影响最大。综合评价, M2 电机输出转矩能力最强, 效率相对较高, 转矩脉动小, 综合电磁性能最佳。

表 3 高效率点性能参数比较

项目	M1	M2	M3
直流铜损耗/W	291.6	291.6	291.6
铁损/W	73.8	79.5	81.4
涡流损耗/W	128.4	130.8	117.1
绕组涡流损耗/W	242.7	335.1	376.6
其他损失/水渍/W	39.74	41.5	40.1
总损失/W	776.2	878.5	906.8
转矩/Nm	126.52	132.2	127.5
转矩脉动/%	4.7	4.3	5.3
功率/W	7948.9	8305.7	8010.4
效率/%	90.2	89.4	88.6

3 试验验证

为了验证仿真结果和分析的正确性, 根据综合电磁性能表的参数设计了样机。实验设备如表 4 所示, 电机结构示意图如图 12(a-c) 所示, 测试平台如图 12(d) 所示。电机永磁体的工作温度限制在 $100 \text{ }^\circ\text{C}$ 。

表 4 实验设备

名称	型号	数量	量程
AFPM 电机	35 kW	1	/
原动机	200kW	1	/
直流电源	LKZ60-24/800	1	(50 ~ 750) V
控制器	KTZ54X42SFED	2	(380 ~ 480) V
测功机	500AG	1	(0 ~ 12000) r/min
示波器	SDS1102X-C	1	(70 ~ 200) MHz
温度变送器	ADAN8003	1	(-327 ~ +327) $^\circ\text{C}$
风扇	FB-500	1	(0 ~ 6600) m^3/h

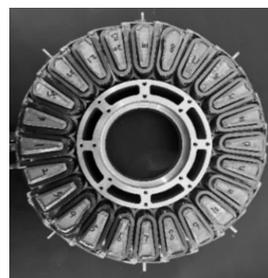


图 12 电机物理结构及测试环境图

电机转速为 320 r/min 和 800 r/min。仿真和试验得到的空载反电动势波形如图 13 所示。由于电磁干扰，试验中存在谐波，导致试验中测得的反电动势幅值低于模拟测量值。试验与仿真的反电动势有效值最大误差为 2.67%，反电动势波形在可接受范围内基本一致。

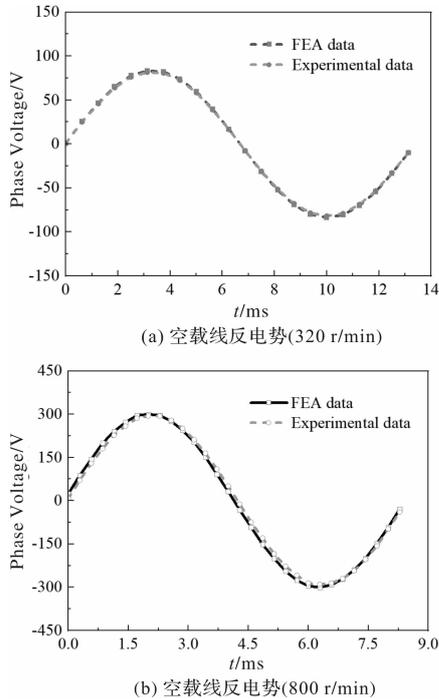


图 13 仿真与试验电压波形对比

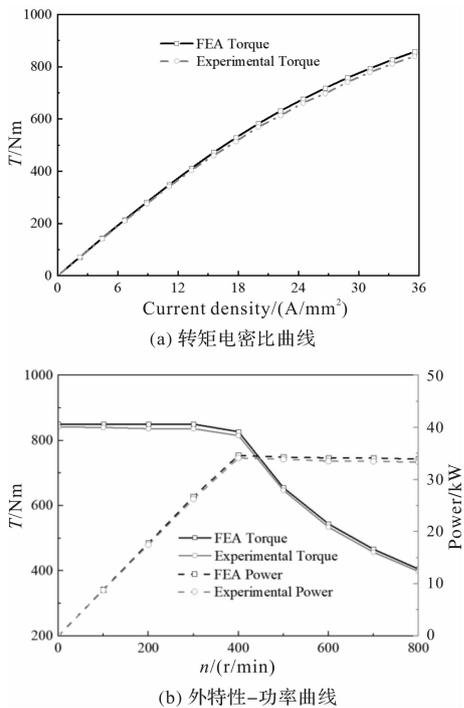


图 14 仿真与试验转矩特性比较

在低速范围内，谐波对效率的影响较小，仿真

数据与试验数据接近。随着转速的增加，谐波频率的增加影响到高效区，且仿真过程中没有考虑风损和其他杂散损耗，导致效率下降约 1%。仿真和试验的效率图如图 15 所示。原型试验的最高效率为 0.87，与仿真数据接近。

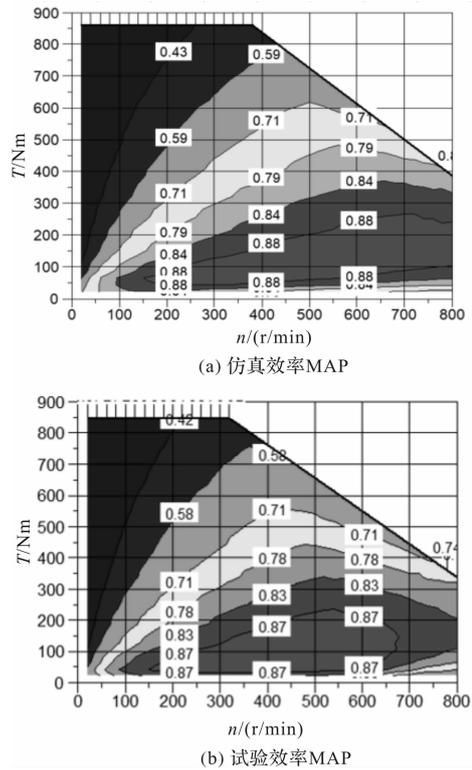


图 15 仿真与试验效率图比较

4 结 语

本研究根据电动汽车驱动电机的性能和设计参数要求，采用有限元分析方法，对 24 槽固定和 20、28、32 极下槽极组合的轴向磁通永磁电机的三维模型进行了分析比较。比较了电机在空载和等电流密度负载条件下，在相同转速下的反电动势、齿槽转矩、转矩特性、损耗特性和效率分布等性能数据。在对转矩密度要求较高的轮毂电机中，28p24s 电机综合性能表现最佳。

选取其相关参数进行样机制造后，试验结果表明，输出转矩差控制在 2.5% 以内，峰值效率超过 89.0%，验证了仿真过程的有效性和电机的优越性能。结果表明，选择合适的槽极组合对电机性能起着至关重要的作用。高绕组因数和最小公倍数较大的槽极组合等因素对电机转矩性能和谐波因数有显著影响。槽极组合直接影响交流损耗和铁损耗，从而影响电机效率。因此，未来的研究应更多地关注槽极组合对电机电磁性能和效率的影响。

参考文献

- [1] Shao L, Navaratne R, Popescu M, et al. Design and Construction of Axial - Flux Permanent Magnet Motors for Electric Propulsion Applications —A Review [J]. IEEE Access, 2021, 9: 158998-159017.
- [2] Nishanth F, Van Verdegheem J, Severson E L. A Review of Axial Flux Permanent Magnet Machine Technology [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2023, 59(4): 3920-3933.
- [3] Kumar R, Um D Y, Sjöberg L, et al. Electromagnetic Analysis and Comparative Study of Surface-Mounted and Consequent Pole Axial Flux Permanent Magnet Machines [J]. IEEE Access, 2024, 12: 188926-188939.
- [4] Mizuno A, Kitagawa W, Takaharu T. Cogging Torque Reduction Using Magnet Phase Inverted Shape in Dual Axial Gap Motor [C]. IEEE Industrial Electronics and Applications Conference (IEACon), 2024: 112-117.
- [5] Sun S, Jiang F, Li T, et al. Comparison of A Multi-Stage Axial Flux Permanent Magnet Machine With Different Stator Core Materials [J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2020, 30 (4): 1-6.
- [6] Kim C W, Jang G H, Kim J M, et al. Comparison of Axial Flux Permanent Magnet Synchronous Machines With Electrical Steel Core and Soft Magnetic Composite Core [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2017, 53 (11): 1-4.
- [7] Geng W, Zhang Z, Li Q. High Torque Density Fractional-Slot Concentrated-Winding Axial-Flux Permanent-Magnet Machine With Modular SMC Stator [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2020, 56 (4): 3691-3699.
- [8] Geng W, Wang Y, Wang J, et al. Comparative Study of Yokeless Stator Axial-Flux PM Machines Having Fractional Slot Concentrated and Integral Slot Distributed Windings for Electric Vehicle Traction Applications [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(1): 155-166. DOI: 10.
- [9] Maloberti O, et al. 3-D - 2-D Dynamic Magnetic Modeling of an Axial Flux Permanent Magnet Motor With Soft Magnetic Composites for Hybrid Electric Vehicles [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2014, 50 (6): 1-11. DOI: 10.
- [10] Wrobel R, Vainel G, Copeland C, et al. Investigation of Mechanical Loss Components and Heat Transfer in an Axial-Flux PM Machine [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2015, 51 (4): 3000-3011.
- [11] Kim J H, Choi W, Sarlioglu B. Closed-Form Solution for Axial Flux Permanent-Magnet Machines With a Traction Application Study [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 52 (2): 1775-1784.
- [12] Mahmoudi A, Rahim N A, Hew W P. TORUS and AFIR axial-flux permanent-magnet machines: A comparison via finite element analysis [J]. International Review on Modeling and Simulations, 2011, 4 (2): 624-631.
- [13] Ojaghlu P, Vahedi A. A New Axial Flux Permanent Magnet Machine [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2018, 54(1):1-6.
- [14] Camilleri R, McCulloch M D. Assessing the Temperature and Current Density of Flat Winding Coils for Concentrated Windings Within a Segmented Stator Machine [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2021, 57 (3): 2440-2448.
- [15] Li J, Yang G, Liu J. Quantitative Analysis of Electromagnetic Torque Generation Mechanism in Axial-Flux Permanent Magnet Machine Based on the Air-Gap Field Modulation Theory [J]. Journal of Electrical Engineering and Technology, 2024, 19 (3): 453-462.
- [16] 陈益广, 潘玉玲, 贺鑫. 永磁同步电机分数槽集中绕组磁动势 [J]. 电工技术学报, 2010, 25 (10): 30-36.
- [17] 吴刚, 骆皓, 翟长春, 等. 基于分数槽集中绕组的多层绕组低次谐波抑制方法 [J]. 微电机, 2023, 56 (3): 16-22, 34. DOI: 10.3969.
- [18] Jia L, Lin M, Le W, et al. Dual-Skew Magnet for Cogging Torque Minimization of Axial Flux PMSM With Segmented Stator [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2020, 56 (2): 1-6.
- [19] Zhu L, Jiang S Z, Zhu Z Q, Chan C C. Analytical methods for minimizing cogging torque in permanent - magnet machines [J]. IEEE Trans, 2009, 45 (4): 2023. ISSN: 0018 - 9464.
- [20] Ali S M N, Hanif A, Ahmed Q. Review in thermal effects on the performance of electric motors [C]//2016 International Conference on Intelligent Systems Engineering (ICISE). Islamabad, Pakistan, 2016: 83-88.
- [21] Ishak D, Zhu Z Q, Howe D. Eddy-current loss in the rotor magnets of permanent-magnet brushless machines having a fractional number of slots per pole [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2005, 41 (9): 2462-2469.

(下转第 90 页)

基于提高电驱动系统效率的油品选型研究

葛 孩, 任留立, 黄万里, 范振阳, 丁 旭

(中汽研汽车检验中心(宁波)有限公司, 浙江 宁波 315000)

摘要: 研究了环境温度和润滑油粘度对电驱动总成效率的影响, 通过 HORIBA 测试台架验证与实验数据, 系统分析了不同油品在常温和低温环境下对电驱动系统效率的综合影响, 探讨了温度对润滑油粘度的影响以及润滑油粘度变化引起的传动部件功率损耗。研究表明, 不同温度和不同润滑油的粘度对系统效率有显著影响, 在相同油品的条件下, 电驱动系统在常温下(25 °C)的效率比在低温下(-12 °C)高出 3.11%。在常温 25 °C 下, 不同油品之间的电驱动系统效率差值为 1.68%; 在低温 -12 °C 下, 不同油品之间的电驱动系统效率差距最大为 1.21%。通过对比不同油品在常温和低温条件下的表现, 提出了适应不同环境温度的润滑油选择优化策略。为电动汽车动力系统效率提升和性能优化提供了重要的指导参考。

关键词: 电驱动系统效率; 功率损耗; 油品粘度; 效率分析

中图分类号: U467.3

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2025)06-0076-07

Research of Oil Selection Based on Improving the Efficiency of Electric Drive System

GE Hai, REN Liuli, HUANG Wanli, FAN Zhenyang, DING Xu

(China Automotive Technology Research Center Co., LTD., Ningbo Zhejiang 315000, China)

Abstract: The effects of ambient temperature and lubricating oil viscosity on the efficiency of electric drive assembly were studied. Based on HORIBA test bench verification and experimental data, the comprehensive effects of different oil products on the efficiency of electric drive system under normal and low temperature environment were systematically analyzed, and the effects of temperature on lubricating oil viscosity and the power loss of transmission components caused by changes in lubricating oil viscosity were discussed. The results show that different temperature and viscosity of different lubricating oil have significant effects on the efficiency of the system. Under the condition of the same oil, the efficiency of the electric drive system at room temperature (25°C) is 3.11% higher than that at low temperature (-12°C). At room temperature 25°C, the efficiency difference of electric drive system between different oil products is 1.68%. At a low temperature of -12°C, the maximum difference in the efficiency of the electric drive system between different oil products is 1.21%. By comparing the performance of different oils at normal temperature and low temperature, the optimization strategy of lubricating oil selection adapted to different ambient temperatures was put forward. It provides an important reference for the efficiency improvement and performance optimization of electric vehicle powertrain.

Key words: electric drive system efficiency; power loss; oil viscosity; efficiency analysis

0 引言

电驱动总成系统(EDU)是电动汽车中将电能转化为机械能的核心组件, 集成了电动机、逆变器、减速器及辅助系统。相比传统内燃机驱动系统, EDU 不仅具备 85% 以上的高效率, 还具有快速扭矩响应、结构紧凑、低维护需求和更高可靠性的特点。然而, 功率损耗仍是限制 EDU 效率提升的主要瓶

颈, 其来源主要包括机械损耗、摩擦损失以及热管理系统的能耗等。张洪兵^[1]通过有限元模型对定子齿部、轭部以及转子铁耗进行计算, 建立电磁损耗计算模型, 能够实现对电机损耗进行分析。张文涛^[2]建立了双定子超环面永磁同步电机在行星轮公转和自转时的仿真模型, 分析了电机各部位的损耗, 在一定的范围内调整电源频率和电流的大小, 可以使永磁同步电机运行在高效区间, 电机运行效率可

收稿日期: 2025-03-07

作者简介: 葛 孩(1998), 男, 硕士, 助理工程师, 研究方向为新能源汽车动力系统检测技术。

任留立(1988), 男, 学士, 工程师, 研究方向为新能源汽车动力系统检测技术。

黄万里(1997), 男, 学士, 工程师, 研究方向为新能源汽车动力系统检测技术。

范振阳(1990), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为重型车用发动机排放测试技术。

丁 旭(1989), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为新能源汽车充电性能测试技术。

达到 90% 以上。李优华^[3]等通过对传动效率影响因素的分析,建立了包含齿轮啮合、搅油和轴承等相关因素的传动效率计算模型,分析了转速、转矩对齿轮箱传动效率的影响。黄万里^[4]通过精准控制定子温度的测试方法得出准确的效率数据,提供了一种准确的测试电驱动总成效率的方法。黄操^[5]分析了机电耦合系统机械损耗、电控损耗、电机损耗 3 部分的功率损耗,采用低摩擦轴承和低粘度油品有效降低机械损耗,制定了 IGBT 开关频率动态调整策略,降低了电控损耗。

上述文献针对电机和齿轮传动系统进行了充分的功率损耗研究,但针对润滑油粘度在传动系统中对功率损失的研究较少。近年来,针对 EDU 效率的研究逐渐聚焦于关键影响因素的优化,如环境温度对电机材料特性和润滑油性能的影响,以及润滑油粘度对齿轮和轴承性能的作用。本研究以此为基础,搭建了电驱动系统测试平台,系统分析了不同油品在常温和低温条件下对 EDU 效率的影响,为油品选型提供指导,继而有效提高电驱动系统的效率。

1 电驱动系统功率损失因素

电机损耗和传动系统损耗在 EDU 功率损耗中占主导地位,两者合计占比超过 60%,电机损耗主要包括定子铁芯损耗和绕组的铜损,铁芯损耗^[6-7]由 3 部分组成:磁滞损耗、涡流损耗和其他异常损耗。

磁滞损耗是由于磁场的反转导致铁心材料中的磁畴重新排列时所消耗的能量。这种损耗与材料的磁性特性以及磁场变化的频率和幅度有关,磁滞损耗的计算公式为

$$P_l = k_h \cdot B_m^n \cdot f \cdot V_l \quad (1)$$

式中, P_l 为磁滞损耗; k_h 为磁滞损耗系数; B_m 为磁通密度; n 为磁滞损耗指数; f 为磁场频率; V_l 为铁芯体积。

涡流损耗是由于铁芯中的导电材料在交变磁场中产生的感应电流导致的损耗。涡流损耗通常与磁场变化频率、材料的电导率和铁芯的几何结构有关,涡流损耗与磁场频率的平方和材料厚度的平方成正比。涡流损耗的计算公式为

$$P_o = k_e \cdot B_m^2 \cdot f^2 \cdot t^2 \cdot V \quad (2)$$

式中, P_o 为涡流损耗; k_e 为涡流损耗系数; t 为铁芯材料厚度;

电机绕组的铜损是由电流通过电机绕组时产生的电阻热损耗,主要与绕组的电阻、流过的电流有关,铜损会随着负载电流的增加而增加,通常占电机总损耗的很大一部分。铜损的计算公式为

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

式中, P_{cu} 为铜损; I 为绕组中流过的电流; R 为绕组电阻。

齿轮的啮合效率与运行转速、传递扭矩及摩擦系数密切相关^[8-9]。当润滑油粘度过高或过低时,均可能导致齿轮间摩擦增加或润滑不足,从而降低传动效率。

润滑油的粘度和温度的关系为

$$\eta(T) = \eta_0 \cdot \exp \frac{E_a}{R \cdot T} \quad (4)$$

式中, $\eta(T)$ 为油品粘度, η_0 为参考温度下的粘度, E_a 为活化能, R 为气体常数, T 为绝对温度。

齿轮功率损失的计算公式为

$$P_c(T) = \frac{\mu(T) \cdot T_n \cdot \omega}{r_c} \quad (5)$$

$$\mu(T) = \frac{k_1}{h(T)} + k_2 \cdot \eta(T) \cdot \omega \quad (6)$$

式中, $P_c(T)$ 为齿轮损失功率, $\mu(T)$ 为摩擦系数, T_n 为传递转矩, ω 为齿轮角速度, r_c 为齿轮半径, k_1 为与润滑油、材料和接触表面积等相关的摩擦系数的经验常数, k_2 为经验系数,反映润滑油粘度和转速对摩擦系数的影响, $h(T)$ 为油膜厚度。

轴承在高速旋转时的润滑状态对其损耗影响显著,适宜的润滑油粘度可以有效减少摩擦损耗并降低发热量。轴承损失功率可分为滚动摩擦损耗和润滑油搅动损耗,公式为

$$P_m(T) = k_1 \cdot \mu(T) \cdot F_1 \cdot r \cdot \omega \quad (7)$$

$$P_j(T) = k_2 \cdot \eta(T) \cdot \omega^2 \cdot V_2 \quad (8)$$

式中, $P_m(T)$ 为轴承滚动摩擦损失功率; $P_j(T)$ 为润滑油搅动损失功率, F_1 为轴承载荷, r 为接触表面的半径; V_2 为润滑油体积。

由此可以看出润滑油的温度变化通过改变润滑油粘度 $\eta(T)$ 来影响功率损失,低温状态下油品粘度较高,摩擦系数 $\mu(T)$ 增大,导致搅油损耗和滑动损耗增加,高温状态下,油品粘度降低,油膜厚度 $h(T)$ 减少,摩擦系数 $\mu(T)$ 增大,引发齿轮或轴承的边界摩擦损失。

2 温度对润滑油粘度影响的理论分析

润滑油的粘度是液体分子间相互作用力的结果,而温度的变化会直接改变分子之间的相互作用,进而影响其流动性。

根据分子运动理论,液体的粘度与分子间的相互作用力密切相关。温度的升高使得液体分子的动能增大,从而导致分子间的碰撞频率和能量增大。随着分子动能的增加,分子之间的吸引力减弱,分子能够更自由地移动,进而降低了流体的内摩擦力,

导致粘度减小。低温环境下，分子的动能较小，分子之间的相互吸引力较强，分子运动受限，润滑油的粘度增大。随着温度升高，分子间的吸引力变弱，润滑油的流动性增强，粘度随之降低^[10]。分子动能和分子运动速度公式为

$$E = \frac{3}{2}k_B T \quad (9)$$

$$v = \sqrt{\frac{8k_B T}{\pi m}} \quad (10)$$

式中, E 为分子动能; k_B 为玻尔兹曼常数; v 为分子运动速度; m 为分子质量。

3 电驱动系统台架布置

为研究不同因素对 EDU 效率的影响, 自主开发了高精度效率测试平台。在测试过程中使用同一台电驱动系统总成, 以此来规避不同电机带来的电机损耗。测试系统的总体结构如图 1 所示, 电驱动系统效率测试平台现场搭建如图 2 ~ 图 4 所示。

测功机: 该系统采用西门子 1PH8286 - 1JC43 - 0BU2 - Z 型三相异步测功机, 具有响应快、精准度高的特点。

控制系统: 试验控制采用 HORIBA 先进的控制系统, 该系统能够高效集成所有测试设备, 并通过 SPARC 上位机进行快速响应, 以确保实验参数设定精准, 数据采集高效, 能够迅速有效地检测突发情况, 并有效地对测功机进行控制。

测量模块与数据采集存储: 实验过程中使用 IBM T40B 转速扭矩传感器、YOKOGAWA 功率分析仪以及 WAGO 数据采集模块, 以实时监测电动机的转速、电流、电压及温度等关键参数。HORIBA 系统将测试过程中的数据进行分类存储, 可以导出为多种格式文件, 以便后续分析和计算数据。

电池系统: 试验测试所需动力由科维尔提供, 系统在电驱动系统的母线输入端增加稳压电容, 减少电压跌落和谐波干扰, 确保电源设备稳定运行。

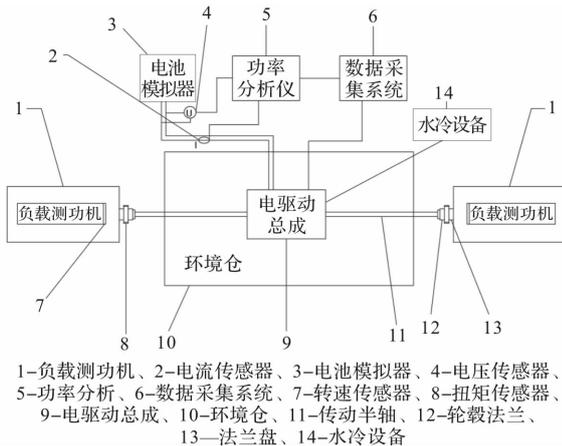


图 1 测试系统整体结构图



图 2 测试台架现场图(1)



图 3 测试台架现场图(2)

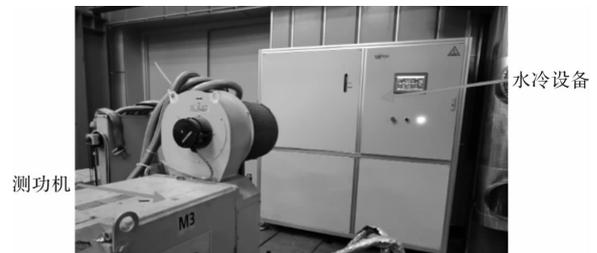


图 4 测试台架现场图(3)

4 测试平台搭建及数据分析

4.1 样品转速及扭矩工况点选取

根据电驱动总成实际的应用场景确定驱动和馈电的测试工况。驱动测试工况为轮端转速范围(10 ~ 850) r/min, 电机转矩范围(3 ~ 160) Nm。馈电测试工况为轮端转速(10 ~ 850) r/min, 电机转矩(-3 ~ -130) Nm。驱动与馈电测试工况分别如表 1 和表 2 所示。测试顺序编制原则为: 相同转速下测测不同扭矩, 按照表中数字 1 开始, 扭矩的绝对值从小到大, 转速和扭矩选取点如图 5 所示。

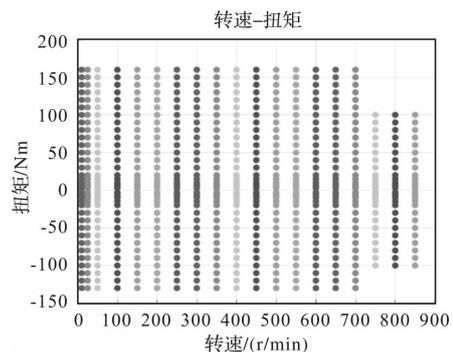


图 5 转速-扭矩 MAP 取点图

表 1 驱动测试工况

扭矩/Nm	转速/(r/min)																		
	10	25	50	100	150	200	250	300	350	400	450	500	550	600	650	700	750	800	850
3	1	21	41	61	81	101	121	141	161	181	201	221	241	261	281	301	321	335	349
5	2	22	42	62	82	102	122	142	162	182	202	222	242	262	282	302	322	336	350
8	3	23	43	63	83	103	123	143	163	183	203	223	243	263	283	303	323	337	351
10	4	24	44	64	84	104	124	144	164	184	204	224	244	264	284	304	324	338	352
15	5	25	45	65	85	105	125	145	165	185	205	225	245	265	285	305	325	339	353
20	6	26	46	66	86	106	126	146	166	186	206	226	246	266	286	306	326	340	354
30	7	27	47	67	87	107	127	147	167	187	207	227	247	267	287	307	327	341	355
40	8	28	48	68	88	108	128	148	168	188	208	228	248	268	288	308	328	342	356
50	9	29	49	69	89	109	129	149	169	189	209	229	249	269	289	309	329	343	357
60	10	30	50	70	90	110	130	150	170	190	210	230	250	270	290	310	330	344	358
70	11	31	51	71	91	111	131	151	171	191	211	231	251	271	291	311	331	345	359
80	12	32	52	72	92	112	132	152	172	192	212	232	252	272	292	312	332	346	360
90	13	33	53	73	93	113	133	153	173	193	213	233	253	273	293	313	333	347	361
100	14	34	54	74	94	114	134	154	174	194	214	234	254	274	294	314	334	348	362
110	15	35	55	75	95	115	135	155	175	195	215	235	255	275	295	315			
120	16	36	56	76	96	116	136	156	176	196	216	236	256	276	296	316			
130	17	37	57	77	97	117	137	157	177	197	217	237	257	277	297	317			
140	18	38	58	78	98	118	138	158	178	198	218	238	258	278	298	318			
150	19	39	59	79	99	119	139	159	179	199	219	239	259	279	299	319			
160	20	40	60	80	100	120	140	160	180	200	220	240	260	280	300	320			

表 2 馈电测试工况

扭矩/Nm	转速/(r/min)																		
	10	25	50	100	150	200	250	300	350	400	450	500	550	600	650	700	750	800	850
-3	1	18	35	52	69	86	103	120	137	154	171	188	205	222	239	256	273	287	301
-5	2	19	36	53	70	87	104	121	138	155	172	189	206	223	240	257	274	288	302
-8	3	20	37	54	71	88	105	122	139	156	173	190	207	224	241	258	275	289	303
-10	4	21	38	55	72	89	106	123	140	157	174	191	208	225	242	259	276	290	304
-15	5	22	39	56	73	90	107	124	141	158	175	192	209	226	243	260	277	291	305
-20	6	23	40	57	74	91	108	125	142	159	176	193	210	227	244	261	278	292	306
-30	7	24	41	58	75	92	109	126	143	160	177	194	211	228	245	262	279	293	307
-40	8	25	42	59	76	93	110	127	144	161	178	195	212	229	246	263	280	294	308
-50	9	26	43	60	77	94	111	128	145	162	179	196	213	230	247	264	281	295	309
-60	10	27	44	61	78	95	112	129	146	163	180	197	214	231	248	265	282	296	310
-70	11	28	45	62	79	96	113	130	147	164	181	198	215	232	249	266	283	297	311
-80	12	29	46	63	80	97	114	131	148	165	182	199	216	233	250	267	284	298	312
-90	13	30	47	64	81	98	115	132	149	166	183	200	217	234	251	268	285	299	313
-100	14	31	48	65	82	99	116	133	150	167	184	201	218	235	252	269	286	300	314
-110	15	32	49	66	83	100	117	134	151	168	185	202	219	236	253	270			
-120	16	33	50	67	84	101	118	135	152	169	186	203	220	237	254	271			
-130	17	34	51	68	85	102	119	136	153	170	187	204	221	238	255	272			

4.2 效率测试方法

测试平台基本工作流程如图 6 所示，测试条件如表 3 所示。电驱动系统的效率测试包括从低到高的转速和转矩调整，且转速与转矩之间呈一对多关系。测试条件为定子温度 80 °C ~ 90 °C，油温 60 °C ~ 65 °C。测试前需要完成台架准备工作，确保连接总成样机的螺栓紧固、控制器水管连接正确且密封良好，传动轴、测功机轴、电机输入轴保持同一水平线，高低压线连接无误，报警限值和保护措施设定合理，确保安全稳定。

测试开始时，通过上位机控制测功机调至目标转速，待转速稳定后，上位机指令 MCU 切换电机模式并调整转矩至目标值，定子和油温逐渐升高至测试要求。温度达到测试条件后，上位机继续控制测功机调至目标转速并稳定转矩。此时，通过功率分析仪测量电功率和机械功率，计算效率，并实时进行采集存储。

完成当前工况点测试后，系统自动检查定子温度和油温是否在测试范围内。如在范围内，测功机调节至下一个工况点转速，并将转矩降至零后爬升至目标转矩。如温度超出范围，系统指令电机将转矩和转速降为零，结束当前测试，利用水冷系统调节温度至测试范围，再进行下一工况点测试。此流程确保测试效率和数据准确性。

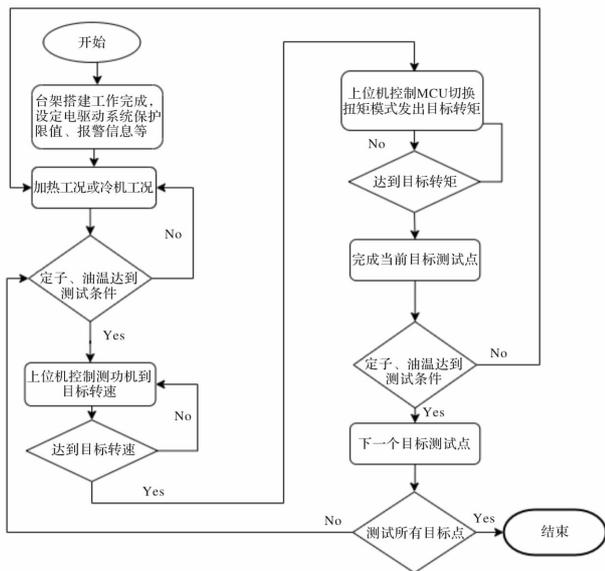


图 6 测试平台工作流程图

表 3 测试条件

环境温度/°C	冷却水温度/°C	水流量/(L/min)
25	40	8
-12	-12	8

4.3 不同温度下的测试结果分析

通过常温 25 °C 和低温 -12 °C 的不同测试环境得出的效率结果如图 7 和图 8 所示。

驱动工况：在常温下，系统效率最高的区域位于高转速、高扭矩工况 (500 ~ 850) r/min, (120 ~ 200) Nm, 效率值超过 94%。低转速、中小扭矩区域的效率相对较低，集中在 70% ~ 85%。低温条件下，系统在低转速区域的效率相比常温有所提升，部分效率值由常温下的 70% 提升至 75% ~ 80%。然而高速区域时，电驱动系统高于 94% 的效率占比由常温下的 33.33% 减少到 21.03%。

馈电工况：常温条件下，中高转速 (300 ~ 850) r/min、大负扭矩 (-80 ~ -130) Nm 区域效率较高，达到 92% 以上；小负扭矩区域 (-10 ~ -50) Nm 的效率较低，集中在 70% ~ 80%。高速区域时，电驱动系统高于 94% 的效率占比由常温下的 20.70% 减少到低温的 6.37%。

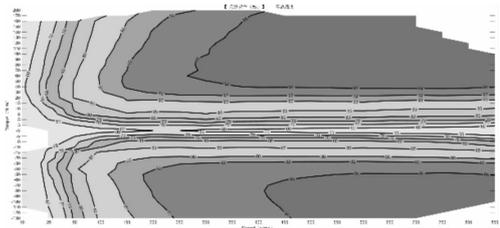


图 7 25 °C 效率 MAP 图

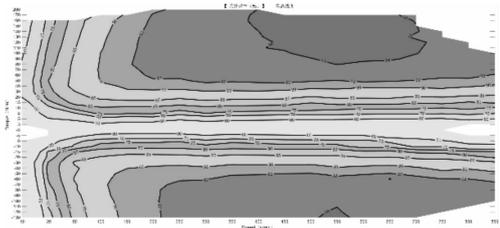


图 8 -12 °C 效率 MAP 图

常温下的系统平均效率为 84.67%，低温下的系统平均效率为 81.56%，相对于常温来说，总体的效率降低了超过 3%。整体来看常温下的电驱动总成效率高于低温。

5 油品效率测试结果分析

5.1 不同油品下的效率测试结果

通过对比相同环境下不同油品的效率来验证润滑油粘度对电驱动总成效率的影响，进行 5 种油品在常温 25 °C 和低温 -12 °C 的效率测试，其结果如表 4 和图 9 所示。

表 4 不同油品在 25 ℃、-12 ℃ 下的效率(单位:%)

油品 型号	25℃			-12℃		
	系统 效率	驱动 效率	发电 效率	系统 效率	驱动 效率	发电 效率
油品 1	82.98	85.04	78.57	81.06	82.75	76.91
油品 2	83.18	85.28	78.80	82.02	83.61	78.01
油品 3	84.12	86.01	79.83	82.27	84.05	78.13
油品 4	84.66	86.38	80.43	81.55	83.27	77.98
油品 5	83.64	85.82	80.07	82.01	83.75	78.44

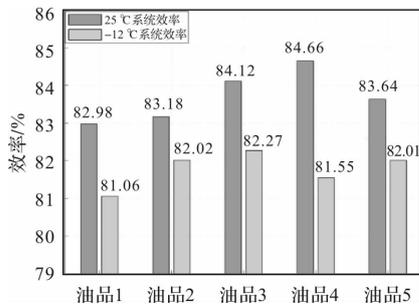


图 9 25 ℃、-12 ℃ 在不同油品下的效率(单位:%)

表 4 和图 9 中结果表明：在 25 ℃ 条件下，系统效率最高的是油品 4 (84.66%)，其次为油品 3 (84.12%) 和油品 5 (83.64%)，最低的是油品 1 (82.98%)。油品 4 与油品 1 之间相差 1.68 个百分点，油品 4 的高效率得益于其良好的热传递性能和流动性，而油品 1 因常温粘度较低，不能够充分润滑传动齿轮，限制了系统效率。在 -12 ℃ 条件下，油品 3 表现最佳(82.27%)，油品 2(82.02%) 和油品 5(82.01%) 接近，油品 4(81.55%) 稍低，油品 1 效率最差(81.06%)。这表明，油品 3 在低温环境下具有更好的流动性和传热能力，而油品 1 在低温下粘度过高，导致阻力增加、能耗升高。

5.2 粘温反演模型的可靠性验证

假设油品粘度服从 Arrhenius 方程(4)，根据效率差异反推粘度比，定义油品 3 为基准油(活化能 E_a 最低 65 mPa·s)，其他油品效率差异比例缩放，油品粘度及活化能如表 5 所示。

表 5 油品粘度及活化能

油品	$\eta(25\text{℃}) /$ mPa·s	$\eta(-12\text{℃}) /$ mPa·s	$E_a /$ (kJ/mol)
油品 1	65.89	67.45	0.41
油品 2	65.74	66.66	0.25
油品 3	65.00	66.46	0.39
油品 4	64.59	67.05	0.65
油品 5	65.37	66.67	0.34

根据流体润滑理论^[11]，低温工况下润滑系统的功率损耗主要由搅油损失和边界摩擦损失，定义系

统效率损失为

$$\Delta\mu_{\text{eff}} = \mu(25\text{℃}) - \mu(-12\text{℃}) = C_1\eta^{0.7} - C_2 \cdot \eta^{-0.2} \quad (11)$$

式中， $\Delta\mu_{\text{eff}}$ 为 25 ℃ 与 -12 ℃ 系统效率差值， $\mu(25\text{℃})$ 、 $\mu(-12\text{℃})$ 分别为油品在 25 ℃ 和 -12 ℃ 的系统效率， C_1 为搅油损失系数， C_2 为边界摩擦系数。

根据五种油品在 25 ℃ 和 -12 ℃ 环境下测得电驱的系统效率数据得出低温搅油与边界摩擦的功率损失，结果如图 10 所示。

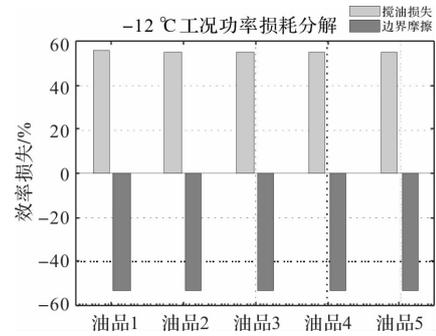


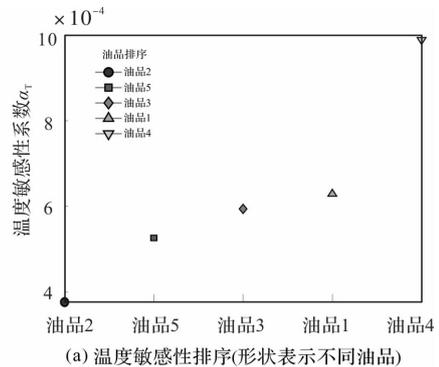
图 10 搅油和边界摩擦功率损失

为量化润滑油效率的温度依赖性，定义温度敏感性系数 α_T ：

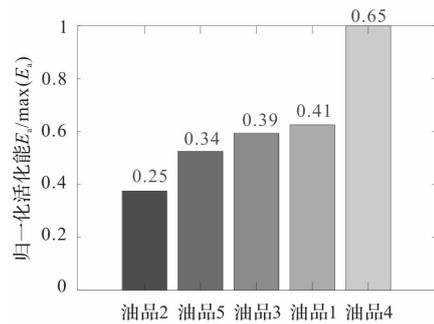
$$\alpha_T = \frac{\Delta\mu_{\text{eff}}}{\Delta T \cdot \mu_{25\text{℃}}} \quad (12)$$

式中， α_T 为温度敏感系数， ΔT 为温度变化区间。

通过对比 α_T 与 E_a 的相关性如图 11，可揭示效率温度敏感性的物理机制：高活化能油品因低温下粘度急剧升高，导致搅油损失显著增加，从而表现出更强的温度敏感性。



(a) 温度敏感性排序(形状表示不同油品)



(b) 活化能分布(灰度深度表示数值大小)

图 11 不同油品的温度敏感系数与活化能

动态粘度适应系数 K_v 是评价润滑油宽温域性能的关键指标, 其定义为

$$K_v = \frac{\eta_{-12^\circ\text{C}}}{\eta_{25^\circ\text{C}}} \cdot \left(1 - \frac{\Delta\mu_{\text{eff}}}{\eta_{25^\circ\text{C}}}\right) \quad (13)$$

K_v 值越大, 表明油品在低温环境下能同时维持较高的粘度适应性和效率稳定性, 如图 12 所示, 通过建立 25 °C 与 -12 °C 效率的二维决策图, 可直观识别高 K_v 值的优选油品。该指标为极端温差工况的润滑油选型提供了量化决策依据。

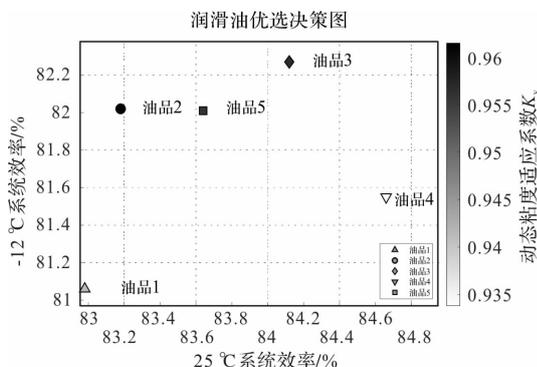


图 12 润滑油优选决策图

由上述反推结论可以得到油品 4 的温度敏感性 α_T 高, 且动态粘度系数 K_v 较低, 符合油品 4 高低温下的系统效率差异较大, 低温时效率较低的结论。油品 3 温度敏感性 α_T 较低, 且动态粘度系数 K_v 高, 符合油品 3 低温效率高的结论。

5.3 不同油品在高低温下的结果分析

在两种温度条件下, 不同油品的效率差异呈现出一定的规律性。25 °C 条件下的系统效率普遍高于 -12 °C 条件下的系统效率, 且高温条件下油品之间的效率差异 (最高与最低差异为 1.68 个百分点) 大于低温条件下的差异 (最高与最低差异为 1.21 个百分点)。常温更容易放大不同油品性能之间的差异性。

油品 4 在 25 °C 时效率最高, 但在 -12 °C 时表现一般, 其适用于常温工况; 而油品 3 在 -12 °C 时效率最高, 同时在 25 °C 条件下表现也较为优秀, 表明其适用温度范围较广, 兼具低温和常温的适应性。

从粘度特性分析, 油品的粘度是影响系统流动性和传热性能的重要因素。在 25 °C 时, 油品 4 具有较适宜的粘度, 降低了流体阻力并更好的润滑齿轮和轴承, 从而提高了系统效率; 在 -12 °C 时, 低温粘度的差异更显著, 例如油品 3 的低温粘度较低, 因此在低温下依然能够维持较高的效率。

根据不同环境温度对润滑油性能的影响规律, 优化润滑油选择策略需要综合考虑温度适应性和粘度特性。在常温环境下, 润滑油的低粘度能够有效

降低流体阻力, 从而提升系统效率, 因此应优先选择在常温条件下效率表现优异的油品。而在低温环境下, 由于粘度的增大可能显著影响流动性, 应选择低温粘度较低且效率较高的油品。此外, 对于需要在宽温度范围内运行的设备, 应优先选择在低温和常温条件下均表现出较好效率的油品, 这类油品具有更强的环境适应性, 能够减少频繁更换润滑油的成本和操作复杂性。针对不同温度工况的润滑油选择, 需结合温度条件与油品特性, 选择适应性最佳的油品以优化系统性能并延长设备使用寿命。

6 结 语

本研究搭建了电驱动系统效率测试平台, 依据测试结果分析了不同温度下不同油品粘度对电驱动总成效率的影响。建立粘温反演模型验证了油品粘度对电驱效率的影响。低温环境下, 系统效率普遍下降, 主要是由于油品粘度增加引发的流体阻力增加和机械损耗增加。通过对不同油品在常温和低温下的效率测试, 发现油品 4 在 25 °C 时效率最佳, 而油品 3 则在低温条件下表现最优, 且在常低温范围内均具有较好的辨识度。油品的粘度特性对流动性和传热性能具有重要影响, 低温环境下较低的低温粘度能有效提升电驱动系统效率。适合选择油品对于提升系统在不同温度条件下的效率至关重要, 尤其是在常温或低温工况下, 油品的温度优先应作为选择的关键因素, 以保证电驱动系统的经济性和可靠性。

参考文献

- [1] 张洪兵, 杨思雨, 康娟, 等. 纯电动客车用高速永磁轮边电机损耗分析方法研究[J]. 微电机, 2019, 52(05): 11-15.
- [2] 张文涛, 刘欣. 双定子超环面永磁同步电机损耗和效率分析[J/OL]. 机械科学与技术, 1-8[2024-12-21].
- [3] 李优华, 李权才, 刘忠明. 低速重载齿轮箱传动效率分析与测试[J]. 机械传动, 2017, 41(07): 111-115.
- [4] 黄万里, 刘梦霞, 范振阳. 基于机架控制的定子温度对系统效率的影响[J]. 微电机, 2024, 57(03): 65-69.
- [5] 黄操, 张伟, 李云虹, 等. 混动汽车机电耦合系统效率影响因素分析及优化研究[J]. 重庆理工大学学报(自然科学), 2024, 38(03): 250-259.
- [6] 田真. 车用永磁同步驱动电机的损耗研究及温度场分析[D]. 北京: 北京理工大学, 2016.
- [7] 刘强. 永磁同步驱动电机电磁损耗及温度场研究[D]. 上海: 上海交通大学, 2020.

电力无源传感器的振动式微型发电机研究现状

宋海飞, 于亚运, 李小娟

(国网北京智芯半导体科技有限公司, 北京 102299)

摘要: 构建新型电力系统需要海量传感器支撑, 风力发电叶片和输电杆塔的状态监测和故障预警对于风力发电和电力系统的稳定运行有着重要意义。智能传感器的供电问题日益凸显, 传统的化学电池供电方式存在寿命有限、维护不便等短板; 而风机叶片内部无风、无光, 可利用环境能量较少; 输电杆塔的太阳能取电和电磁感应取电存在弊端。基于振动能量取能成为两种场景下传感器供电的一种可行方案。文章针对新型电力系统中风机叶片和输电杆塔场景中无源传感器自取能的迫切需求, 介绍了叶片旋转耦合振动、无叶片风致振动两种能量捕获技术以及微能量管理技术的研究现状。着重讨论了基于不同发电原理的振动能量捕获装置的工作原理、结构特点和存在问题, 以及不同类型微能量管理电路的技术路线和存在问题。最后对振动式微型发电机的发展趋势进行了总结和展望。

关键词: 旋转耦合; 风致振动; 振动能量; 微型发电机; 微能量管理

中图分类号: TM641; TM359.9

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2025)06-0083-08

Research Status of Vibrational Micro-generators for Passive Electrical Sensors

SONG Haifei, YU Yayun, LI Xiaojuan

(Beijing Smartchip Semiconductor Technology Co., LTD., Beijing 102299, China)

Abstract: A large number of sensors are needed to support the construction of a new type of power system. It is considered that the state monitoring and fault early warning of wind power generation blades and transmission towers are of great significance for ensuring the stable operation of wind power generation and the power system. The power supply problem of intelligent sensors is becoming more and more prominent. The traditional power supply method using chemical batteries is known to have shortcomings such as limited lifespan and inconvenient maintenance. Moreover, inside the wind turbine blades, there is neither wind nor light, so the available environmental energy is regarded as being scarce. There are drawbacks in the solar power generation and the electromagnetic induction power generation for transmission towers. Energy harvesting based on vibration energy is thus regarded as a feasible solution for powering sensors in these two scenarios. This article, aiming at the urgent need for self-powered energy harvesting of passive sensors in the scenarios of wind turbine blades and transmission towers in the new type of power system, introduced the research status of two energy capture technologies, namely blade rotation-coupled vibration and bladeless wind-induced vibration, as well as micro-energy management technology. It focused on discussing the working principles, structural characteristics and existing problems of vibration energy capture devices based on different power generation principles, and also the technical routes and existing problems of different types of micro-energy management circuits. Finally, the development trend of vibration-based micro-generators was summarized and prospected.

Key words: rotational coupling; wind-induced vibration; vibrational energy; micro-generator; micro-energy management

0 引言

随着新型电力系统的发展, 越来越多的智能传感器用于风力发电叶片和输电杆塔的状态监测和故障预警。风力发电叶片长期在恶劣的自然环境中运行, 承受着巨大的应力和疲劳载荷, 采用智能传感器实时监测叶片的应变、振动、温度等参数, 预警

风机叶片故障。输电杆塔所处环境复杂多变, 智能传感器可对杆塔的倾斜度、振动、基础沉降等参数进行实时监测, 及时发现杆塔的倾斜、基础松动等安全隐患。

随着智能传感器的应用, 其功耗和供电问题日益凸显。化学电池储能容量有限、寿命短需定期更换、环境不友好等缺点决定了必须寻找可替代的供

收稿日期: 2025-02-25

基金项目: 北京市自然科学基金项目(L244011)

作者简介: 宋海飞(1984), 男, 硕士, 高级工程师, 研究方向为电力系统自动化与智能控制。

通讯作者: 于亚运(1990), 男, 硕士, 中级工程师, 研究方向为电气工程与智能传感器设计。

电方式^[1]。在“双碳”及清洁能源目标的驱动下，传感器的自取能技术成为解决这一问题的重要思路。自取能技术是将环境中的微型能源转化成电能，为低功耗传感器供电，具有绿色环保且易于维护等优点^[2-3]。

在风机叶片和输电杆塔的传感器供电场景中，风机叶片内部无风、无光，可利用环境能量较少；输电杆塔传感器的太阳能供能在寿命及维护方面存在局限性，高压输电线电磁感应取电难以做到低成本和小型化。而风机叶片的周期性旋转可构建出规律的周期性运动形成振动源，气流与阻流体相互作用形成的流致振动也可构建出振动源，因此，振动能量捕获可作为两种场景传感器供电的一种解决思路^[4]。固定频率且规律的机械振动对于振动能量捕获较友好，叶片旋转和流致振动受到环境风况的影响，存在一定的随机性，因此若要实现振动能量捕获供电，需要在结构及能量管理上进行深入的研究。

本文介绍了叶片旋转耦合、无叶片风致振动两种能量捕获技术以及振动能量捕获微能量管理技术的研究现状和存在问题，并对振动式微型发电机的发展趋势进行了展望。

1 叶片旋转耦合振动能量捕获技术研究现状

旋转机械在现实世界大范围应用，但利用机械旋转耦合进行振动发电的传感器自供能方案尚无成熟解决方案，尤其是在风力发电叶片的状态监测中。针对风机叶片旋转能量捕获场景，美国和欧洲多家单位提出应用于风机叶片状态传感的振动式发电机结构，并制作出实验室原理样机。

美国麻省理工学院 Gu 等人^[5]于 2010 年提出应用于小型风机的压电式振动发电机结构，如图 1 所示。采用重力驱动方式，振动发电机的谐振频率可以在 6.2 - 16.2 Hz 的转动频率范围内跟踪和匹配驱动频率，实现最大输出功率为 0.7 mW。

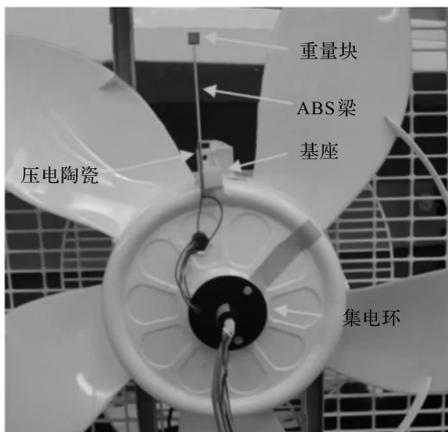


图 1 压电式重力驱动悬臂梁捕能装置

奥地利维也纳工业大学 Schlögl 等人^[6]于 2024 年提出了一种应用于风机叶片状态监控的旋转能量捕获方法，利用风机旋转时的重力变化来移动导向管中的永磁体，永磁体切割线圈将机械能量转化为电能，研制出了电磁式振动发电机样机并在实验室进行了测试，其输出功率为 6m W。如图 2 所示。

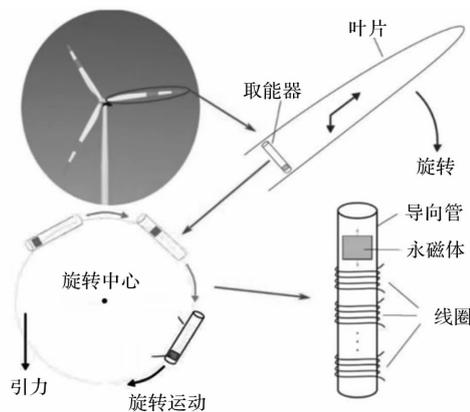


图 2 电磁式重力驱动导向管捕能装置

美国马里兰大学 Nezami 等人^[7]设计了由压电悬臂梁、重力诱导转盘和磁铁组成能量采集装置，将机械旋转能量转换为压电振动，再由悬臂梁结构的压电材料转换为电能，用于风力涡轮机叶片的自供能可持续传感和监测。如图 3 所示。

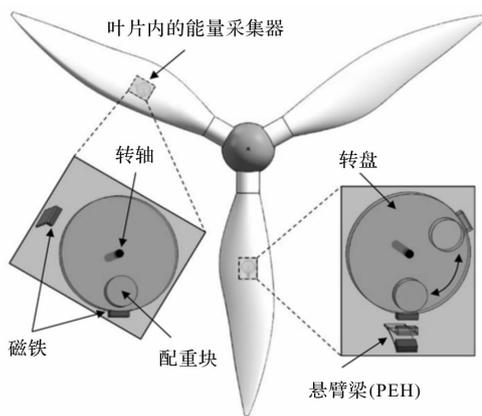


图 3 压电式重力诱导转盘与悬臂梁组合捕能装置

虽然国内对风机叶片旋转耦合振动捕能方向的研究起步较晚，但多个团队和相关学者对此也进行了研究，同时对类似的大型旋转机械以及汽车轮胎等旋转耦合的振动能量捕获也有研究。

上海大学 Zhang 等人^[8]于 2017 年提出一种利用风机叶片旋转驱动多角转台拨动的压电式振动发电机方案，如图 4 所示。压电(PVDF)束利用冲击诱导的振动发电，当风速为 14 m/s 时，最大输出功率为 2566.4 μW，但该方案难以应用于风力发电机叶片内部。

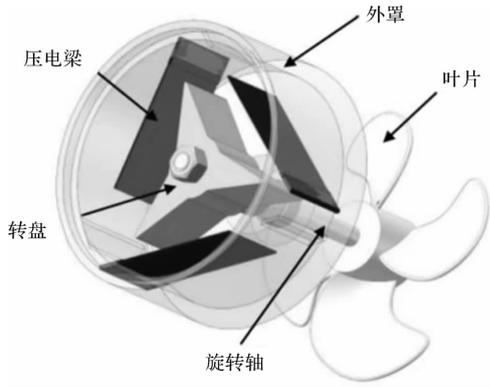


图4 压电式多角转台旋转捕能装置

针对大型旋转机械旋转能量捕获场景，中国科学院电工研究所邱^[9]于2011年提出直线结构电磁式振动发电机的优化设计方案，在此基础上进一步提出采用多振动发电机环形阵列大型旋转机械转子内部传感器供电的技术方案，如图5所示。该方案预期可用于风力发电叶片领域。

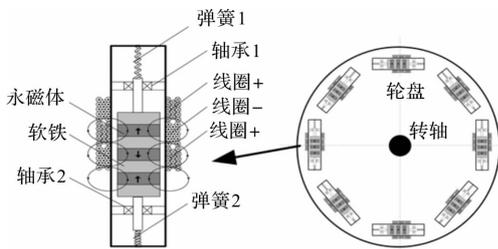


图5 电磁式环形阵列捕能装置

针对汽车轮胎旋转能量捕获场景，吉林大学 Liu 等人^[10]研究了典型悬臂梁结构压电式振动发电机在轮胎轮辋上的四种安装方式，提出了一种多悬臂梁组合结构压电式振动发电机，如图6所示。可在车速小于80 km/h的情况下满足传感器供电需求。

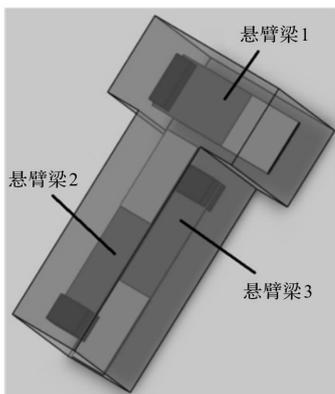


图6 压电式多悬臂梁组合的振动捕能装置

上海交通大学 Zhao 等人^[11]设计了一种混合式振动发电机结构，在车轮旋转过程中以内部磁铁的重力为外部激励，将系统的旋转运动转化为振动，然后基于压电-摩擦电-电磁混合机电转换机构产生电

能，实现了宽速度范围内的有效运行。如图7所示。

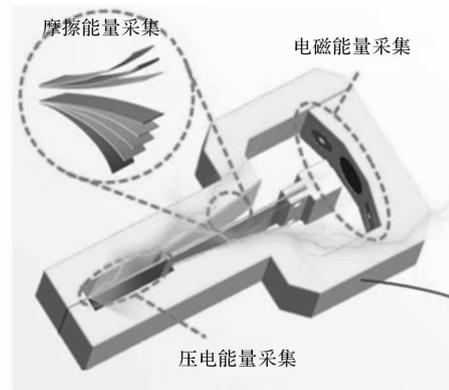


图7 压电-摩擦电-电磁混合式振动捕能装置

国内外多家单位针对风机叶片旋转耦合以及类似的大型旋转机械、汽车轮胎等旋转耦合场景，提出压电、电磁、摩擦电和复合式的振动发电机结构，为基于风机叶片旋转耦合的传感器自供能提供了技术支持，但依然存在一些问题：

- 1) 风机叶片转速低，但直径和线速度大，离心力为重力的数倍，且风速、桨距角变化以及叶片涡激振动会对发电机的稳定运行造成扰动，在结构设计中并未着重考虑。
- 2) 发电功率普遍较低，不能满足部分功耗较高的传感器应用需求。
- 3) 尚无根据实际应用需求对发电机的发电特性和寿命进行评估。

2 无叶片风致振动能量捕获技术研究现状

基于风致振动能量捕获的小功率传感自供能装置也成为研究热点^[12-14]。无叶片风致振动能量捕获是基于涡激振动、驰振、颤振等流固耦合失稳机理将风能转化为机械能。风致振动在建筑、桥梁等土木工程中需要被抑制，能量捕获是要强化这种振动进行发电。风致振动取能依据可利用的风向，可分为单一风向风致振动发电机和全风向风致振动发电机。

2.1 单一风向风致振动发电机

英国伦敦城市大学 Akaydin^[15]等人于2012年较早提出了压电式风致振动发电机的方案，如图8所示。该方案将圆柱体作为钝体固定在悬臂梁的自由端，悬臂梁的另一端固定，当风吹向圆柱钝体时，悬臂梁摆动，附在其上的压电材料实现机电转换，在1.19 m/s的风速下获得最大输出功率0.1 mW。

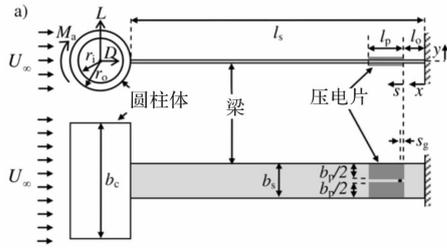


图 8 压电式圆柱体风致振动捕能装置

国内的西北工业大学 Li 等人^[16]较早研究了压电式风致振动能量捕获方案，如图 9 所示。该方案利用交叉流动的摆动来收集环境风能，单个叶片的峰值输出功率约为 $600 \mu\text{W}$ ，最大功率密度约为 $2 \text{ mW}/\text{cm}^3$ 。

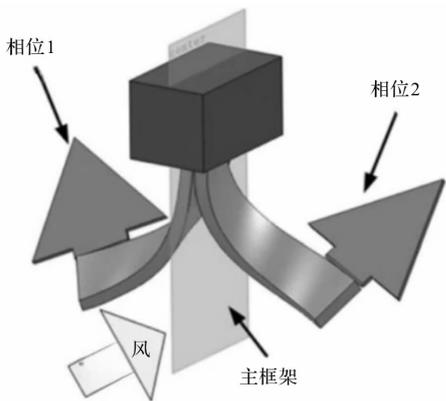


图 9 压电式摆动风致振动捕能装置

后续哈尔滨工程大学、哈尔滨工业大学、郑州大学、河南大学等，在钝体形态、非线性恢复力、弹性支撑结构等方面也进行了深入研究，希望提高风致振动能量捕获的风速范围和输出功率以促进其应用。如河南大学^[17]采用圆柱体与方形截面柱体结合作为钝体，外部磁力为非线性恢复力，设计了具有涡振和驰振的多稳定取能装置，增加了工作风速范围。如图 10 所示。

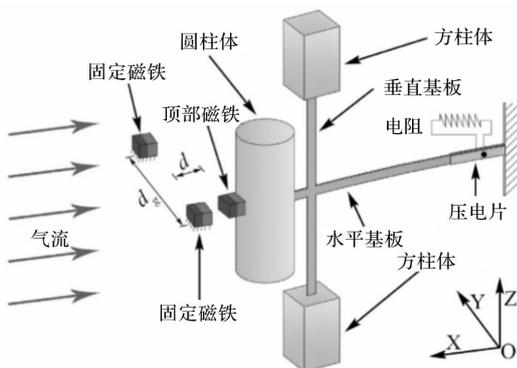


图 10 压电式圆柱体与方柱体结合的多稳定捕能装置

2.2 全风向风致振动发电机

自然界中的风速与风向实时变化，可响应全风向的风能捕获结构更符合实际应用场景。国外的西班牙的 Vortex Bladeless 公司、韩国的延世大学，国内的武汉大学、重庆大学、华中科技大学等提出了针对全风向的风致振动能量捕获方案。

西班牙的 Vortex Bladeless 公司^[18]于 2015 年研制了一种电磁式涡致振动发电装置，如图 11 所示。该装置包括了桅杆、支撑杆、底座、永磁块调节结构及电磁转换机电结构。桅杆在气流下产生涡激振动，带动内部的线圈和永磁体相对运动产生电能。该公司研制的 1 W 风机 Vortex Nano 可在风速 $2 \text{ m/s} \sim 7 \text{ m/s}$ 工作，其启动风速为 3 m/s ，在 6 m/s 时功率可达 1 W。相比于传统叶片风机，该风致振动发电机可节约成本 40%，另外，该公司评估其寿命可超过 25 年。

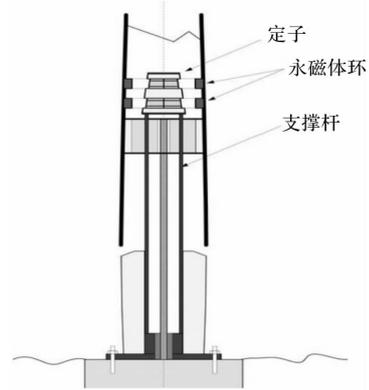


图 11 电磁式涡致振动捕能装置

国内的华北电力大学^[19]与湘潭大学^[20]等基于 Vortex 风机结构和其他类似桅杆钝体捕能柱的形态及摆动特性进行了研究。装置如图 12 所示。

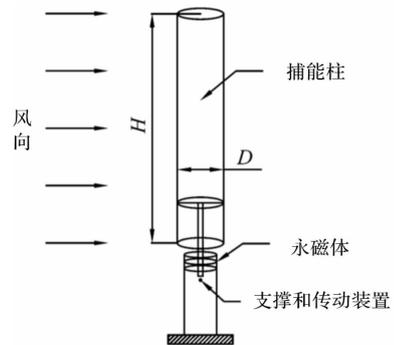


图 12 电磁式桅杆钝体涡致振动捕能装置

韩国延世大学^[21]提出了一种可响应全风向的摩擦纳米发电装置，如图 13 所示。该装置由一个柔性圆柱形壳体和—个刚性柱组成，两个组件由摩擦电材料组成，两个带电层相对距离的变化实现摩擦发

电。输出功率随风速增加逐渐上升，10 m/s 时达到最大值，若设置多对电极，该装置可作为自供能的风向与风速监测装置。

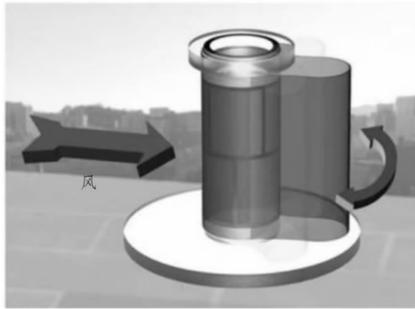


图 13 摩擦纳米发电式全风向捕能装置

武汉大学^[22]设计了一种正交悬臂结构的涡致振动能量捕获装置，如图 14 所示。在 3 m/s ~ 6 m/s 风速范围，全风向的平均输出功率和锁频风速范围几乎不变，有效改善了单臂结构在风向大于 22.5° 时锁频风速范围和功率急速下降的情况。

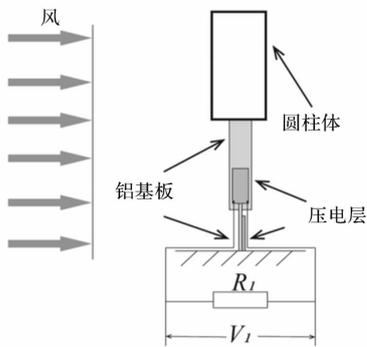


图 14 压电式正交悬臂结构的涡致振动捕能装置

重庆大学^[23]提出了一种刚度和机电转换各向同性的涡致振动能量捕获装置，如图 15 所示。数学模型仿真及实验结果表明该装置在 9 m/s 风速下最小功率与最大功率的比为 0.88，并提出了一种判断捕获装置是否响应全风向的评估方法。

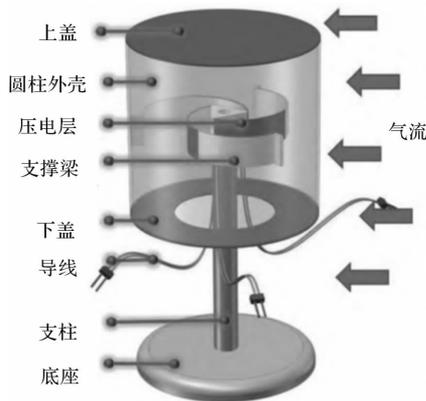


图 15 压电式带圆柱壳的涡致振动能量捕能装置

华中科技大学^[24]提出了一种基于球体振动的全风向捕获装置，如图 16 所示。球形钝体与悬臂梁之间通过弹簧连接，全风向下有相似的锁频风速范围和输出功率曲线。

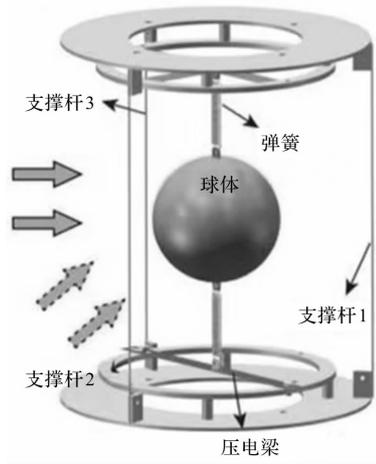


图 16 压电式球体振动捕能装置

国内外在风致振动捕获装置上进行了大量的研究，但是总体仍处于实验室阶段，离实际应用还存在差距，主要体现在以下方面：

1) 工作风速范围：文献报道的实验风速多在 10 m/s 以下，应用场景如输电杆塔等的风速范围可能会在 (0 ~ 30) m/s 或更大的风速范围波动。

2) 响应全风向：实际风况风速与风向时刻变化，气固耦合作用更加复杂，目前的全风向结构在工作风速范围及功率上依然偏低。

3) 疲劳可靠性：风致振动需要强化振动来进行发电，振动为工作常态，机械部件、永磁块、压电材料及悬臂结构、摩擦纳米材料等随振动的疲劳寿命问题需要研究。

3 振动能量捕获微能量管理技术研究现状

振动能量捕获装置的输出电压、功率等随环境输入能量的变化而波动。不稳定的电能输出若直接用于微电子器件，容易导致其无法正常工作甚至损坏。因此，需设计能量管理电路，对捕获装置的输出电压、电流等进行收集、转换、存储和管理，形成稳定有效的电能后再提供给传感器节点。为了获得理想高效的能量管理电路，国内外研究人员提出了不同的解决方案。

2002 年，美国霍普金斯大学的 Ottman 等人^[25]研发出一种能量收集器接口电路，如图 17 所示，鉴于其在后续相关研究中影响深远，故而被称作经典

电源管理电路。此电路由一个整流桥以及一个储能电容共同构成，能够把交流电转化为纹波相对较小的直流电，进而为负载供电。在该项研究里，还提出了一种基于 DSP 的 DC - DC 转换自适应控制技术，有效提升了能量的转换效率，如图 18 所示。然而，这一能量管理电路存在诸多不足。其一，对于容性的压电式振动发电机，未能进行阻抗匹配，这就使得收集器所采集到的能量无法被充分提取出来；其二，运用 DSP 实施控制，在一定程度上增加了系统的功耗；其三，该电路的正向导通电压较高，处于 0.3 V 至 0.5 V 的区间，这导致整流导通损耗较大，大量能量白白浪费在电路之中。

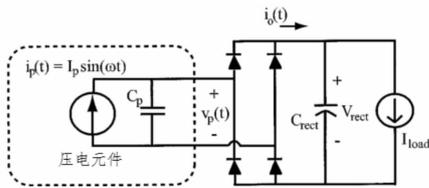


图 17 经典电源管理电路

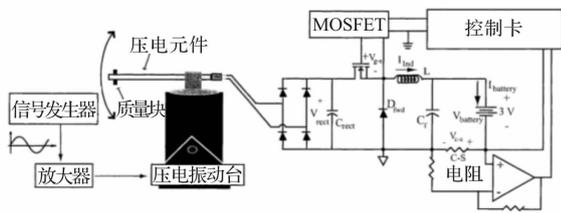


图 18 基于 DSP 的 DC - DC 转换自适应电源管理电路

伊朗伊斯法罕科技大学的 Tabesh 及团队^[26]研发出一款全新的低功耗自适应能量收集电路，如图 19 所示。此电路能够高效地把压电微发电机所产生的交流电转变为直流电。它被设计成可独立运作的模式，无需依靠外部传感器，能够依据负载状况以及压电材料的特性，自动完成能量提取。该电路主要涵盖倍压整流器、降压开关变换器、模拟控制器这三个部分，可在 2.5 V 至 15 V 的单电源电压区间内正常工作。控制单元会把压电产生的电压当作反馈信号，以此自动调节整流电压，进而优化能量收集效率。当输出功率高于 0.5 mW 时，该电路的效率大约为 60%，而控制单元的静态功耗则低于 0.05 mW。实验数据显示，电路的效率主要由开关变换器的性能决定，与未集成控制单元的简单全桥二极管整流器相比，该电路的提取功率有显著提升。然而，该电路存在一个不足，即不具备充电管理功能，无法对储能电池的充电过程进行有效控制和管理。

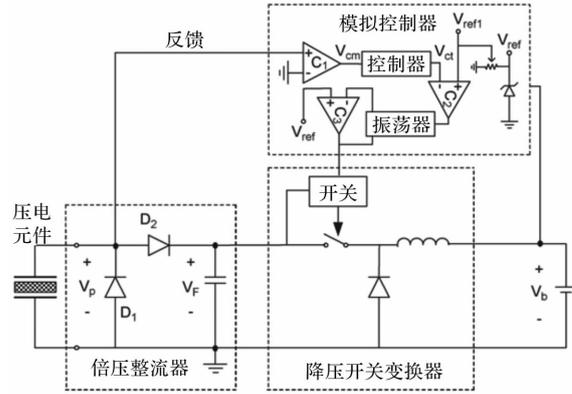


图 19 低功耗自适应能量收集电路

韩国光云大学的 Maharjan 等人^[27]构建了一种多能源复合能量管理策略，旨在收集诸如生物机械能、海洋波浪能等振动能量，如图 20 所示。在这一系统里，各类能量收集装置会率先借助整流桥把能量转化为直流电，随后共同为储能电容器充电。接着，利用稳压器对电压进行稳定处理，再经由充电管理电路为锂电池充电，最终输出稳定的直流电源。该设计方案能够使多种能量来源协同运作，不仅可提升能量收集的效率与可靠性，还具备一定程度的充电管理功能。

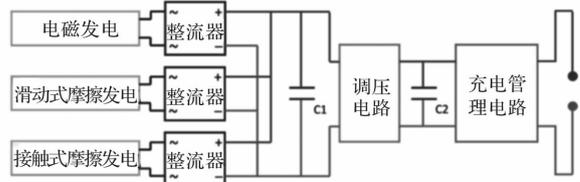


图 20 多类型振动能量收集电路

随着能量收集器的研究越发成熟，一些大型芯片设计公司也推出了能量管理芯片 (PMIC) 产品，实现了单一芯片实现能量转换和能量管理的功能。PMIC 分为交流型和直流型，若将直流型 PMIC 应用于交流型能量收集器的能量管理，则需要在前级增加整流和稳压组件。

瑞典中部大学的 Xu 等人^[28]着眼于低速旋转式能量收集器的可变磁阻特性，对基于多种整流形式的能量管理系统展开了研究。设计了如图 21 所示的管理电路，该电路运用了微功率能量管理控制器 PMIC - BQ25570 这一直流转换器。在该电路里，选用全波整流桥、倍压整流器以及反相式整流器作为 AC - DC 转换电路。该能量管理电路处于 1.8 V 的驱动电压条件时，其直流能量转换效率能够达到 85% - 93%。

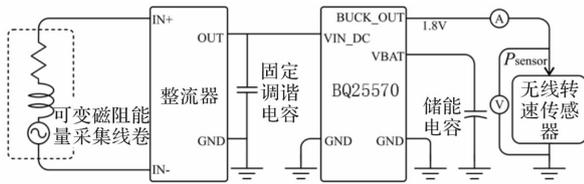


图 21 基于直流型 PMIC 的能量管理电路

采用交流型的 PMIC 对于振动能量的收集更为适合，可以直接实现 AC-DC 转换以及简单的储能管理，省去了外部的 AC-DC 转换电路。重庆大学的 Zhang 等人^[29]围绕风能驱动的环境能量收集器以及无线温度传感器节点系统，设计出一款能量管理系统，如图 22 所示。该系统选用 LTC3588-1 作为交流能量管理芯片，借助 LTC3009-3.3 达成 3.3V 的稳压输出，成功为低功耗无线温度采集器供应直流电能。

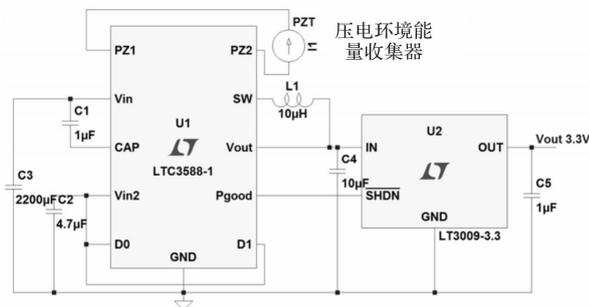


图 22 基于交流型 PMIC 的能量管理电路

随着技术的不断进步和创新，振动能量捕获技术有经典电源管理电路逐渐发展到能量管理芯片，取得了显著进展。但针对振动能量捕获的微能量管理技术依然存在一些问题：

1) 电源管理电路在高频、宽频、变频等类型能量的收集方面转换效率低。

2) 对超低功率能量的收集能力不足，微能量利用率低。

3) 能量管理电路控制逻辑单一、功能简单，不能满足多类型供电需求和供电可靠性需求。

4 结 语

面向风力发电叶片和输电杆塔监测的无源传感器的需求日益增多，振动取能作为环境能量捕获技术的重要组成部分已成为研究热点且取得了显著的进展。

(1) 在风机叶片旋转耦合振动能量捕获技术方面，国内外研究者提出了压电、电磁、摩擦电和复合式的振动发电机结构，但仍存在稳定性差、发电功率低、无实际应用等问题。未来应通过新材料、

新结构的研发，实现高稳定性、高功率密度、高可靠性的旋转耦合振动发电机的实际应用。

(2) 在风致振动能量捕获技术方面，国内外研究者研究了单一风向和全风向两类捕获装置，通过压电、电磁、摩擦等方式进行发电，但仍面临工作风速范围窄、全风向响应效果差、疲劳可靠性等问题。宽风速响应、高功率密度、长寿命、高可靠性的风致振动发电机应是未来的研究方向。

(3) 在振动能量捕获微能量管理技术方面，国内外研究者逐渐从简单的能量管理电路向着高效率、低功耗、集成化的方向发展，但仍存在转换效率低、超低能量利用率低、功能控制简单等问题。高转换效率、超低启动功率、高适应性多模式控制等是未来的研究方向，以满足多类型、高可靠性的供电需求。

参考文献

- [1] 安金龙, 赵明, 岳文贺, 等. 低频振动倍频电磁式发电装置设计及仿真研究[J]. 微电机, 2017, 50(04): 6-10.
- [2] 吕磊豪, 杨静, 张国平, 等. 一种多振子电磁式人体动能收集器研究[J]. 微电机, 2022, 55(10): 22-29.
- [3] 刘佳荣, 曾以成. 压电式声能发电技术研究进展[J]. 微电机, 2022, 55(08): 85-91.
- [4] 王博. 无线传感器振动型自取能电源设计[D]. 南昌: 华东交通大学, 2022.
- [5] Gu L, Livermore C. Passive Self-tuning Energy Harvester for Extracting Energy from Rotational Motion[J]. Applied Physics Letters, 2010, 97(8): 081904.
- [6] Schlögl M, Schneider M, Schmid U. Scalable Electromagnetic Energy Harvester for Wind Turbine Rotor Blade Applications[J]. Smart Materials and Structures, 2024, 33(5): 055037.
- [7] Nezami S, Jung H J, Lee S. Design of a Disk-swing Driven Piezoelectric Energy Harvester for Slow Rotary System Application[J]. Smart Materials and Structures, 2019, 28(7): 074001.
- [8] Zhang J, Fang Z, Shu C, et al. A Rotational Piezoelectric Energy Harvester for Efficient Wind Energy Harvesting[J]. Sensors and Actuators A: Physical, 2017, 262: 123-129.
- [9] 邱清泉. 振动能量采集系统的研究[D]. 北京: 中国科学院电工研究所, 2011.
- [10] Liu Q, Yang Z, Wu Y, et al. A Novel Composite Piezoelectric Energy Harvester[C]. International Forum on Mechanical, Control and Automation, Atlantis Press, 2017: 891-894.
- [11] Zhao L C, Zou H X, Zhao Y J, et al. Hybrid Energy Har-

- vesting for Self-powered Rotor Condition Monitoring Using Maximal Utilization Strategy in Structural Space and Operation Process[J]. *Applied Energy*, 2022, 314: 118983.
- [12] 黄浩博, 曹迪, 周志勇, 等. 基于涡激振动的压电风能收集器研究进展[J]. *力学学报*, 2023, 55(10): 2132-2145.
- [13] Ma X, Zhou S. A Review of Flow-induced Vibration Energy Harvesters [J]. *Energy Conversion and Management*, 2022, 254: 115223.
- [14] Ali A, Ali S, Shaikat H, et al. Advancements in Piezoelectric Wind Energy Harvesting: A review[J]. *Results in Engineering*, 2024, 21: 101777.
- [15] Akaydin H D, Elvin N, Andreopoulos Y. The Performance of a Self-excited Fluidic Energy Harvester[J]. *Smart Materials and Structures*, 2012, 21(2): 025007.
- [16] Li S, Yuan J, Lipson H. Ambient Wind Energy Harvesting Using Cross-flow Fluttering[J]. *Applied Physics*, 2011, 109(2).
- [17] Zhou Z, Qin W, Zhu P, et al. Harvesting More Energy From Variable-speed Wind by a Multi-stable Configuration With Vortex-induced Vibration and Galloping[J]. *Energy*, 2021, 237: 121551.
- [18] Villarreal D J Y. VIV Resonant Wind Generators[J]. *Vortex Bladeless SL*, 2018: 1-6.
- [19] 刘微. 面向风能获取的涡致振动特性研究[D]. 北京: 华北电力大学, 2021.
- [20] 龚曙光, 吴兴豪, 谢桂兰, 等. 无叶片风力机变固有频率系统的涡激摆动特性及捕能效率[J]. *振动与冲击*, 2021, 40(19): 180-186.
- [21] Ko H J, Kwon D S, Bae K, et al. Self-suspended Shell-based Triboelectric Nanogenerator for Omnidirectional Wind-energy Harvesting [J]. *Nano Energy*, 2022, 96: 107062.
- [22] Shi T, Hu G, Zou L, et al. Performance of an Omnidirectional Piezoelectric Wind Energy Harvester[J]. *Wind Energy*, 2021, 24(11): 1167-1179.
- [23] Li S, He X, Li J, et al. An In-plane Omnidirectional Piezoelectric Wind Energy Harvester Based on Vortex-induced Vibration[J]. *Applied Physics Letters*, 2022, 120(4).
- [24] Zhang L, He Y, Meng B, et al. Omnidirectional Wind Piezoelectric Energy Harvesting[J]. *Journal of Physics D: Applied Physics*, 2023, 56(23): 234003.
- [25] Ottman G K, Hofmann H F, Bhatt A C, et al. Adaptive Piezoelectric Energy Harvesting Circuit for Wireless Remote Power Supply[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2002, 17(5): 669-676.
- [26] Tabesh A, Fréchet L G. A Low-power Stand-alone Adaptive Circuit for Harvesting Energy from a Piezoelectric Micropower Generator[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, 57(3): 840-849.
- [27] Maharjan P, Bhatta T, Cho H, et al. A Fully Functional Universal Self - chargeable Power Module for Portable/Wearable Electronics and Self - powered IoT Applications [J]. *Advanced Energy Materials*, 2020, 10(48): 2002782.
- [28] Xu Y, Bader S, Magno M, et al. System Implementation Trade-offs for Low-speed Rotational Variable Reluctance Energy Harvesters[J]. *Sensors*, 2021, 21(18): 6317.
- [29] Zhang C, He X F, Li S Y, et al. A Wind Energy Powered Wireless Temperature Sensor Node[J]. *Sensors*, 2015, 15(3): 5020-5031.

~~~~~

(上接第 75 页)

- [22] Haddad R Z. Iron Loss Analysis in Axial Flux Permanent Magnet Synchronous Motors With Soft Magnetic Composite Core Material [J]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2022, 37(1): 295-303.
- [23] Li Q, et al. Analysis and Optimization of Winding Losses of Axial Flux Permanent Magnet Machine with Concentrated Winding Flat Wires [J]. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2023.

~~~~~

(上接第 82 页)

- [8] 胡志锋. 考虑时变摩擦系数的齿轮传动啮合效率研究[D]. 西安: 长安大学, 2023.
- [9] Yilmaz M, Önüt A, Lohner T, et al. Gear And Bearing Power Losses; From Dip To Minimum Quantity Lubrication [J]. *Industrial Lubrication and Tribology*, 2022, 74(9): 985-994.
- [10] 温诗铸, 黄平, 田煜, 等. 摩擦学原理[M]. 北京: 清华大学出版社, 2018: 6-9.
- [11] Stribeck R. Die wesentlichen eigenschaften der gleit-und rollenlager[J]. *Zeitschrift des Vereines Deutscher Ingenieure*, 1902, 46: 1341-1348, 1432-1438, 1463-1470.