

微电机

2026 9

第59卷 第9期
No.9 Sep., 2026

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



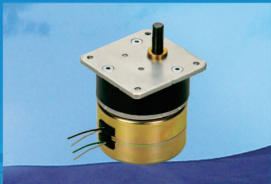
50KTYZ



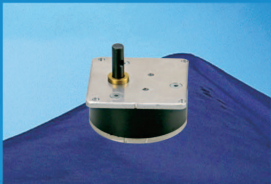
60KTYZ



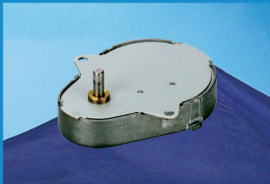
64KTYZ



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 59 卷 第 9 期(总第 393 期)

2026 年 9 月 28 日出版

中国科技论文统计源期刊

中国学术期刊(光盘版)全文收录期刊

《中国核心期刊(遴选)数据库》收录期刊

《中文科技期刊数据库(全文版)》收录期刊

RCCSE 中国核心(扩展版)学术期刊

美国《乌利希期刊指南》(UPD)收录期刊

美国《剑桥科学文摘(工程技术)》(CSA)来源期刊

英国《科学文摘》(Inspec)检索源期刊

中国机械工业优秀期刊

陕西省优秀期刊

编辑委员会

顾问: 唐任远 赵淳生 莫会成 徐殿国

黄守道 梅雪松 刘卫国

主任委员: 肖 曦

常务副主任委员: 李中军

副主任委员: 沈建新 曲荣海

委员: (按姓氏笔画为序)

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

主管: 陕西科技控股集团有限责任公司

主办: 西安微电机研究所有限公司

协办: 中国电器工业协会微电机分会
中国电工技术学会微特电机专委会

编辑出版: 《微电机》编辑部

主 编: 李中军

副 主 编: 谭 莹 贾 钰

地 址: 西安市高新区上林苑四路 36 号
(710117)

电 话: 86 - 29 - 84276641

在线投稿系统: wdj.paperopen.com

E-mail: micromotors@vip.sina.com

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

国外总发行: 中国国际图书贸易总公司
(100044 北京 399 邮箱)

国外代号: M 4228

国内总发行: 陕西省邮政报刊发行局

订 购 处: 全国各地邮局或本刊编辑部

邮 发 代 号: 52 - 92

刊 号: ISSN 1001 - 6848
CN 61 - 1126/TM

国内定价: ¥8.00

国外定价: \$8.00

广告经营许可证: 6101004004005

印 刷: 西安创维印务有限公司

目 次

设计与研究

一种永磁同步电机齿槽转矩的测量方法

..... 涂 嘉, 史生字, 曾德保, 等(1)

不均匀转子的感应电机仿真研究

..... 仝佳润, 张恩齐, 胡 堃(7)

电厂空冷岛节能改造用双转子轴向磁通电机设计与分析

..... 温建廷, 史建文, 王洪波, 等(12)

改进的永磁同步电机转子初始位置检测方法

..... 朱美俊, 陈 鹏(19)

驱动控制

基于电流矢量分段优化的逆变器死区补偿策略

..... 郭芊君, 罗 欣, 王 亮, 等(25)

基于超局部模型的双三相永磁电机无模型电流预测控制..... 王嘉星, 孙海智, 邹昀航, 等(33)

3RRS 并联机构平台模型及运动控制算法 冯伟隽, 沈建新(41)

基于新型扰动观测器的 PMSM 滑模变结构速度控制..... 陈毅东, 张 驰, 孙天夫, 等(47)

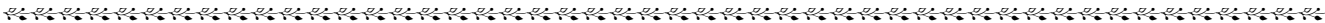
基于准谐振自抗扰的永磁同步电机控制策略..... 陈玉雯, 孙秋雅, 黄宜军, 等(53)

机器人驱动技术

外转子关节电机的优化设计..... 沈凤梅, 杨 威(60)

一种轴向磁通转子新制造工艺研究..... 申 易, 夷红清, 王 飞(65)

智能巡检机器人末端执行器机械响应频率自动控制技术 马育农(70)



《微电机》(月刊)

全年 12 期, 读者可到当地邮局订阅, 本刊亦可破订、零购。

欢迎投稿! 欢迎订阅! 欢迎刊登广告!

国内刊号: CN61-1126/TM

在线投稿系统: wdj.paperopen.com

地 址: 高新区上林苑四路 36 号(710117)

邮发代号: 52-92

订价: 8 元/期

年价: 96 元/年

编辑部邮购(含快递费): 300 元/年

国际刊号: ISSN 1001-6848

电话: 029-84276641

MICROMOTORS

Founded 1972 • Monthly • Public Publication

Vol. 59 No. 9 (Serial No. 393) Sep., 2026

Authorities: Shaanxi Science and Technology
Holding Group

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

Edited & Published: MICROMOTORS
Editorial Department

Chief Editor: LI Zhongjun

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

Tel.: 86-29-84276641

Online Submission System: wdj.paperopen.com

E-mail: micromotors@vip.sina.com

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

Distributor: Xi'an Newspapers and Periodicals
Publish Office

Domestic Subscription: Local Post Office &
MICROMOTORS Editorial Department

Periodical Code: 52-92

Journal Code: ISSN1001-6848
CN61-1126/TM

Foreign Subscription:

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

Overseas Code: M 4228

Price: \$ 8.00

Annual Price: \$ 96.00

Publication Date: Sep. 28, 2026

CONTENTS

A Measurement Method for Cogging Torque of Permanent Magnet Synchronous Motors	
..... TU Jia, SHI Shengyu, ZENG Debao, et al(1)	
Simulation Study of Induction Motors With Non-uniform Rotors	
..... TONG Jiarun, ZHANG Enqi, HU Kun(7)	
Design and Analysis of Dual-rotor Axial Flux Motor for Energy-saving Retrofit of Air-cooled Island in Power Plant	WEN Jianting, SHI Jianwen, WANG Hongbo, et al(12)
Improved Rotor Initial Position Detection Method for Permanent Magnet Synchronous Motor	ZHU Meijun, CHEN Peng(19)
An Inverter Dead-time Compensation Strategy Based on Segmented Optimization of the Current Vector	GUO Qianjun, LUO Xing, WANG Liang, et al(25)
Model-free Predictive Current Control of DTP-PMSM Drives Based on Extended State Observ- er Using Ultralocal Model	WANG Jiaxing, SUN Haizhi, ZOU Yunhang, et al(33)
3RRS Parallel Mechanism Platform Model and Motion Control Algorithm	
..... FENG Weijun, SHEN Jianxin(41)	
Speed Control of PMSM Via Sliding Mode Variable Structure Based on Nonlinear Disturbance Observer	CHEN Yidong, ZHANG Chi, SUN Tianfu, et al(47)
A Control Method for Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Quasi Resonant Active Disturbance Rejection Control ...	CHEN Yuwen, SUN Qiuya, HUANG Yijun, et al(53)
Multi-objective Optimal Design of Outer Rotor Joint Motor	
..... SHEN Fengmei, YANG Wei (60)	
Research on a Novel Manufacturing Process for Axial-flux Motor Rotors	
..... SHEN Yi, YI Hongqing, WANG Fei(65)	
Automatic Control Technology for Mechanical Response Frequency of end Effector of Intelli- gent Inspection Robot	MA Yunong(70)

一种永磁同步电机齿槽转矩的测量方法

涂 嘉, 史生字, 曾德保, 冯彦洪

(华南理工大学 机械与汽车工程学院高分子先进制造教育部重点实验室, 广州 510641)

摘 要: 传统的永磁同步电机齿槽转矩测量方法存在传感系统昂贵、工装通用性差等问题, 鉴于此, 论文提出一种基于内置信号、低成本、操作简易的齿槽转矩测量方法。为了达到这一目的, 论文首先基于机械动力学方程推导出齿槽转矩与电磁转矩、转速波动间的数学关系; 然后, 利用电机驱动系统及编码器采集电机稳定转速下的信号, 结合角度域重采样与同步平均技术, 削弱电磁转矩脉动及噪声干扰; 最终, 实现齿槽转矩的精确辨识。通过 Simulink 仿真验证了该方法的可行性, 并对一台 10 极 24 槽的永磁同步电机进行实验验证, 结果表明: 该电机齿槽转矩的主要阶次为 10 次与 24 次, 与理论分析一致, 且不同转速下的测量结果具有良好重复性。与改进砝码法的测量结果对比, 验证了该方法在工程中的实用性。

关键词: 永磁同步电机; 齿槽转矩; 测量方法; 转矩谐波抑制

中图分类号: TM351; TM341

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)09-0001-06

A Measurement Method for Cogging Torque of Permanent Magnet Synchronous Motors

TU Jia, SHI Shengyu, ZENG Debao, FENG Yanhong

(Key Laboratory of Advanced Manufacturing Technology for Polymers (Ministry of Education), School of Mechanical & Automotive Engineering, South China University of Technology, Guangzhou 510641, China)

Abstract: The traditional cogging torque measurement method of permanent magnet synchronous motor has the problems of expensive sensing system and poor universality of tooling. In view of this, this paper proposed a cogging torque measurement method based on built-in signal, low cost and simple operation. In order to achieve this goal, the mathematical relationship between cogging torque and electromagnetic torque and speed fluctuation was derived based on the mechanical dynamics equation. Then, the motor drive system and encoder were used to collect the signal at the stable speed of the motor, and the electromagnetic torque ripple and noise interference were weakened by combining the angle domain resampling and synchronous averaging technology. Finally, the accurate identification of cogging torque was realized. The feasibility of the method was verified by Simulink simulation, and a 10-pole 24-slot permanent magnet synchronous motor was experimentally verified. The results show that the main order of the cogging torque of the motor is 10 times and 24 times, which is consistent with the theoretical analysis, and the measurement results at different speeds have good repeatability. Compared with the measurement results of the improved weight method, the practicability of the method in engineering was verified.

Key words: PMSM; cogging torque; measurement method; torque harmonic suppression

0 引 言

永磁同步电机(PMSM)在运转时, 转子磁极与定子齿间的相互作用会产生齿槽转矩, 进而导致电机出现转速谐波、振动噪声以及调速困难等问题^[1]。针对这类问题, 国内外学者^[2-6]通过采用不等极弧系数的转子、辅助槽与新型永磁体的方法, 从结构上

抑制电机的齿槽转矩。然而, 电机在制造过程中不可避免地因加工误差, 进而引入额外的齿槽转矩。因此, 精确测量齿槽转矩对电机的性能指标评价、结构设计优化以及控制性能的提升具有指导意义。

国内外学者提出了多种永磁同步电机齿槽转矩测量方法, 主要分为三类: 简易测量法、转矩传感器测量法与基于电气参数的间接测量法。

收稿日期: 2026-04-12

基金项目: 国家科技重大专项(2024ZD0709901); 南沙区重点领域科技计划项目(2024ZD018); 粤港澳青年人才双向交流项目。

作者简介: 涂 嘉(2001), 男, 硕士研究生, 研究方向为运动控制。

史生字(1987), 男, 博士, 副教授, 研究方向为数控机床加工误差的测量、建模与补偿技术研究。

曾德保(2001), 男, 硕士研究生, 研究方向为伺服泵控液压系统的理论建模、参数建模与补偿技术。

冯彦洪(1976), 女, 博士, 教授, 研究方向为聚合物新型加工成型方法及设备研究。

简易测量法^[7-9]主要是利用力矩平衡的原理来测量齿槽转矩。文献[8]针对传统砝码法操作繁琐、人为误差大的问题,提出改进砝码法。该方法利用电机自带编码器读取电机转动的角度,并结合动力平衡方程计算齿槽转矩。此类方法原理直观、易实现,但测试工装的通用性较差,难以适配不同尺寸的电机且测量精度受限于砝码的标定误差、力学传感器的精度以及机械摩擦损耗等因素。

转矩传感器测量法^[10-11]主要是借助高精度的转矩传感器来测量齿槽转矩。文献[11]提出基于小波分析的动态测量方法,该方法利用小波变换法从转矩传感器的测量值中提取齿槽转矩信号并进行重构,有效地解决了FFT变换难以处理非平稳信号的问题。此类方法虽然具备实时获取转矩数据的能力,然而高精度的转矩传感器、步进电机以及制动器的引入将显著提升实验的成本。更重要的是,该方法并未考虑步进电机和制动器所产生的转矩脉动的影响。

基于电气参数的间接测量法主要是利用电气参数间接推导出齿槽转矩。文献[12]通过分析感应电势与转矩的映射曲线来实现齿槽转矩的辨识,但该映射曲线的精度直接决定了测量的精度。文献[13]采用位置式FOC控制策略驱动电机低速空转,同步采集电机的 q 轴电流和转角位置信号,将 q 轴电流与电机转矩常数相乘即可得到不同转角下的齿槽转矩。但此方法的前提是电机输出的电磁转矩全部用来克服齿槽转矩,并未考虑逆变器死区的影响。

综上,现有的永磁同步电机齿槽转矩测量方法普遍存在工装通用性差、步骤繁琐、传感器成本高等问题,不利于工程实践与推广。基于此,本文提出一种无需外部传感器与复杂工装、操作简便的齿槽转矩测量方法,在保证精度的同时降低了测量成本,具有更强的普适性。

1 齿槽转矩特性分析

1.1 理想条件下的齿槽转矩

对于电枢绕组不通电的永磁同步电机,定子开槽导致气隙磁导分布不均,当转子位置变化时,气隙磁场储能也随之变化,从而产生齿槽转矩。根据能量法原理^[14],无斜槽时齿槽转矩可表示为

$$T_{\text{cog}}(\alpha) = \frac{\pi z L_a}{4 \mu_0} (R_2^2 - R_1^2) \sum_{n=1}^{\infty} n G_n B_{r \frac{nz}{2p}} \sin n z \alpha \quad (1)$$

有斜槽时可表示为

$$T_{\text{cog}}(\alpha, N_s) = \frac{\pi L_a}{2 \mu_0 N_s \theta_{s1}} (R_2^2 - R_1^2) \cdot \sum_{n=1}^{\infty} n G_n B_{r \frac{nz}{2p}} \sin \frac{nz N_s \theta_{s1}}{2} \sin n z (\alpha + \frac{N_s \theta_{s1}}{2}) \quad (2)$$

式中, L_a 为电枢铁心的轴向长度; μ_0 为空气磁导率; N_s 为斜槽数; θ_{s1} 为以弧度表示的齿距; R_1 和 R_2 分别为转子轭外半径和定子轭内半径; G_n 为比磁导平方的傅里叶分解系数; $B_{r(nz/p)}$ 为永磁体剩磁密度的平方沿圆周分布函数; n 为使 $nz/2p$ 为整数的整数; z 为定子槽数; p 为极对数。

由式(1)和式(2)可以看出,斜槽结构有利于抑制齿槽转矩,且不会改变齿槽转矩的最小周期数,其最小周期数 N_p 仅取决于槽极配合,即:

$$N_p = \text{LCM}(Z, 2p) i \quad (3)$$

式中,LCM($Z, 2p$)为槽数与极数的最小公倍数, i 为整数。

综上,从电机本体结构抑制齿槽转矩的方法可归纳为三类:优化磁极参数以降低 $B_{r(nz/p)}$ 的幅值;调整电枢参数以降低 G_n 的幅值;合理选择槽极配合以改变齿槽转矩阶次分布规律,使槽数与极数的最小公倍数变大。

1.2 非理想条件下的齿槽转矩

电机在制造和装配的过程中,无可避免地会引入各种加工和装配误差,导致定子和转子结构存在缺陷,从而产生附加的齿槽转矩。

(1) 定子缺陷产生的齿槽转矩

由于模块化的定子铁心轭部和机壳内部在设计时存在配合公差,实际加工装配过程中,各模块化铁心之间相互挤压,铁心轭部无法完全贴合,进而导致定子内圆产生椭圆形变,如图1所示。

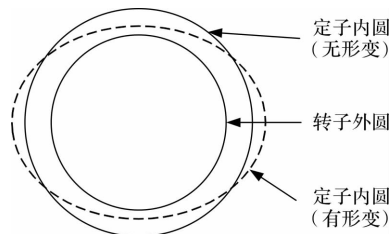


图1 定子内圆形变示意图

当定子内圆发生对称椭圆变形时,等效于在气隙磁导中引入了2倍频的磁导谐波,进而产生 $2p$ 及其倍数次的齿槽转矩谐波^[15],该类谐波的阶次可表示为

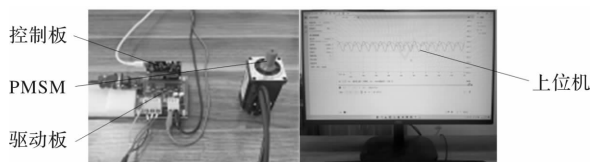


图3 齿槽转矩测试装置

此外,本测试装置中的驱动板与上位机可以替换为集成数据采集功能的商用驱动器。

3 仿真与实验验证

3.1 Matlab/Simulink 仿真分析

为验证本文所提基于电机模型的齿槽转矩测量方法,在 Matlab/Simulink 中搭建永磁同步电机矢量控制离散模型,由于齿槽转矩直接作用于电机转子,仿真中可将其作为电机的负载谐波输入,设齿槽转矩为

$$T_{\text{cog}} = 0.004 \sin(24\theta + 1.4137) \quad (12)$$

式中, θ 为编码器采集到的电机机械角度,24 阶次表示存在由转子缺陷引起的齿槽转矩。

为验证电机的电磁转矩谐波对测量结果的影响,设置两组仿真工况:

(a) 仅考虑齿槽转矩和编码器噪声。

(b) 在(a)基础上增加逆变器死区时间 $1 \mu\text{s}$ 。

仿真采样频率为 5 kHz,电机目标转速设为 60 r/min。采集稳定转速阶段的电磁转矩信号并进行阶次谱分析,结果如图 4 所示。

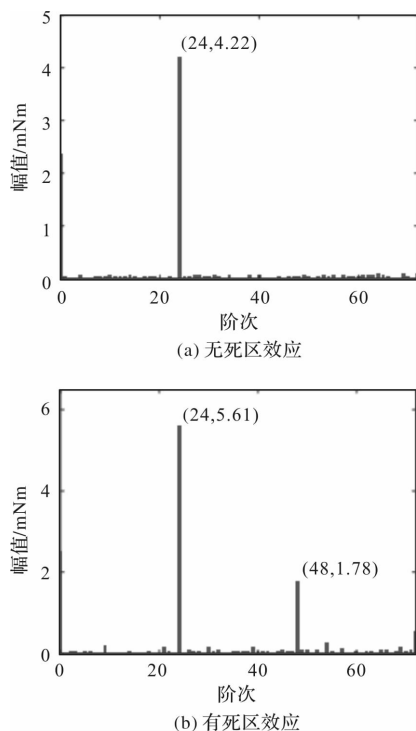


图4 电磁转矩阶次谱

由图 4(a)可知,在无死区效应工况下,电磁转矩中 24 阶次谐波幅值为 4.22 mNm,与输入齿槽转矩的真实值相比,相对误差为 5.5%,表明即使忽略电机自身转矩谐波的影响,电磁转矩与齿槽转矩之间仍存在偏差。由图 4(b)可知,加入死区效应后,电磁转矩中出现了幅值为 1.78 mNm 的 48 阶次谐波(占真实齿槽转矩 24 阶幅值的 44.5%),且 24 阶次谐波幅值增至 5.6 mNm,相对误差达 40%。对比可见,电机自身转矩谐波(如死区效应引入的谐波)对测量结果的影响不可忽视,直接将电磁转矩信号等同于齿槽转矩信号的做法是错误的。

为了验证本文所提方法能够削弱电机自身转矩对齿槽转矩测量结果的影响,首先,基于仿真工况(b)采集电机在 60 r/min 稳定转速下的相关信号,如图 5 所示。接着,利用编码器采集的电机角度信号对图 5 中的时域信号进行等角度重采样,并取 5 圈数据进行角域同步平均处理,处理后的总转矩 $T_{\text{total}} = J\alpha(\theta)$,摩擦转矩 $T_f = B\omega(\theta)$ 和电磁转矩 $T_e = T_c(\theta)$ 如图 6 所示。

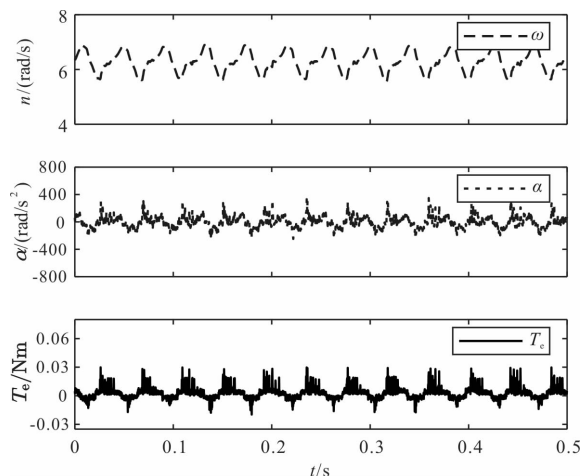


图5 采集的原始时域信号

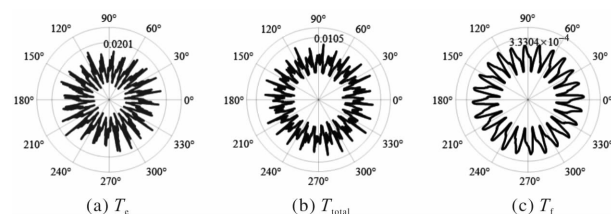


图6 角域平均后的信号

进一步,根据式(11)计算得到对应的齿槽转矩 $T_{\text{cog}}(\theta)$ 。由于角速度与角加速度信号由角度信号差分获得,该过程会放大高频噪声,导致计算得到的齿槽转矩中含有较多高频成分,因此需对其进行低通滤波。最终得到的齿槽转矩如图 7 所示,对滤波后信号进行 FFT 变换,得到阶次谱如图 8 所示。

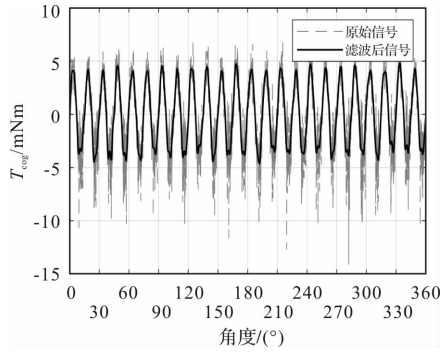


图7 齿槽转矩

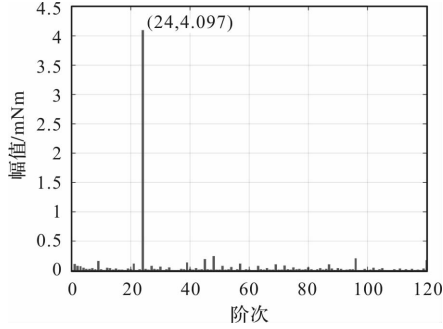


图8 齿槽转矩阶次谱

如图8可知, 辨识得到的齿槽转矩主要谐波阶次为24阶, 其峰值幅值为4.097 mNm, 与理论输入值的相对误差仅为2.5%, 而图4(b)中直接采用电磁转矩带来的误差高达40%。其余阶次幅值较小(主要由编码器量化噪声和差分计算误差引入), 可忽略不计。该结果验证了本文所提测量方法的准确性。与图4(b)对比可见, 此方法有效抑制了电磁转矩中48阶次的谐波分量, 表明其能够削弱电机自身转矩谐波对齿槽转矩测量的影响。

为进一步验证该测量方法在不同工况下的鲁棒性和可重复性, 本文对比了电机在多组不同转速下计算得出的齿槽转矩幅值, 结果如图9所示。实验数据表明, 即使在改变转速的条件下, 辨识出的齿槽转矩曲线与真实设定值依然保持高度吻合, 最大齿槽转矩幅值波动仅为0.0392 mNm, 最大相对误差控制在2.6745%以内, 完全满足实际工程对齿槽转矩测量精度的要求。

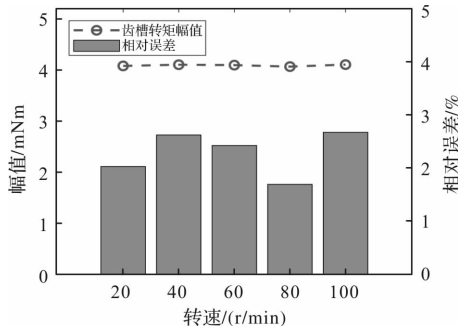


图9 不同转速下辨识的齿槽转矩幅值

3.2 实验验证

为验证本文方法的可行性与有效性, 采用图3所示实验装置, 对一台10极24槽的表贴式永磁同步电机进行实验测试, 电机参数如表1所示。

表1 电机参数

参数	参数值
额定转矩 T_N/Nm	1.27
转动惯量 $J/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	0.49×10^{-4}
转矩常数 $k_t/(\text{N} \cdot \frac{\text{m}}{\text{A}})$	0.49
定子电阻 R/Ω	2.62
$d-q$ 轴电感 L_s/mH	3.1

注: 所有参数由电机制造商提供

依据表1参数, 采用3.1节所述带宽法整定电流环与速度环参数, 其中, 电流环带宽设为1000 Hz, 速度环带宽设为80 Hz。设定目标转速为60 r/min, 待转速平稳后采集角度、转矩电流 i_q 信号。角速度与角加速度信号由角度信号一阶、二阶差分获得, 电磁转矩由 $T_e = k_t i_q$ 计算。阻尼系数的计算公式为

$$B = \frac{T_{e0}}{\omega_0} \quad (13)$$

式中, T_{e0} 为电磁转矩直流分量, ω_0 为转速直流分量。

对角速度、角加速度和转矩电流信号进行等角度重采样与角域同步平均处理。考虑到齿槽转矩幅值随阶次升高而衰减, 且该电机槽极数配合的最小公倍数为120(即理想情况下的基波阶次), 为保留所有可能的主要谐波成分同时滤除高频噪声, 将低通阶次滤波的截止阶次设为120阶。处理后的齿槽转矩如图10所示, 其阶次谱如图11所示。

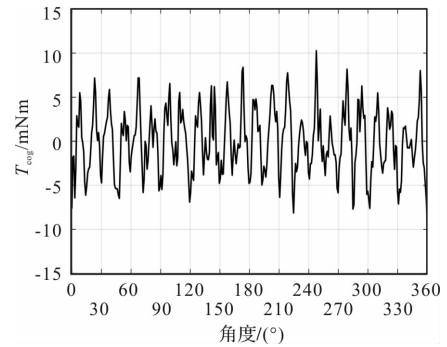


图10 实测齿槽转矩

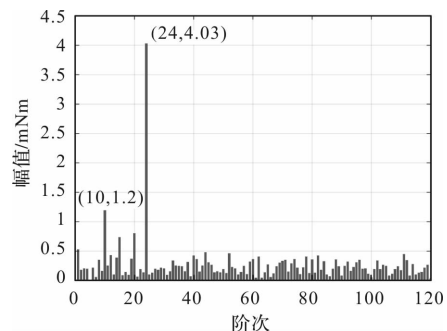


图11 实测齿槽转矩阶次谱

由图 11 可见,齿槽转矩谐波主要为转子缺陷引起的 24 次和定子缺陷引起的 10 次,分别与式(5)、式(4)对应,其中 24 阶谐波幅值最大,为 4.03 mNm。理想槽极配合导致的 120 阶次谐波幅值很小,表明滤波阶次选择合理;同时也说明,在电机制造和装配过程中,减小加工和装配误差对于抑制齿槽转矩具有重要意义。

为验证本文方法的可重复性,在不同转速下进行对比实验,由图 11 可知,10 阶和 24 阶是该电机齿槽转矩的主要谐波成分,因此重点对比这两个阶次。由表 2 可见,24 阶幅值在不同转速下具有良好的一致性,波动较小;10 阶幅值存在较大波动。这是因为,尽管本文方法能在一定程度上抑制电磁转矩对齿槽转矩测量的影响,但当电磁转矩幅值相对较大时,其产生的干扰较强,导致不同转速下齿槽转矩的测量结果出现较大波动。但最大波动幅度小于 0.4 mNm,仍在可接受范围内。

表 2 不同转速下齿槽转矩幅值

$n/(r/min)$	10 阶转矩幅值/mNm	24 阶转矩幅值/mNm
54	0.808	4.01
60	1.2	4.03
66	1.184	4.04
72	0.819	4.02

对上表四种工况取平均值,得 10 阶和 24 阶齿槽转矩幅值分别为 1.000 mNm 和 4.025 mNm。

3.3 测量结果对比

为进一步验证本文所提齿槽转矩测量方法的准确性,采用文献[8]中提出的砝码法进行对比实验,并搭建了如图 12 所示的实验装置。

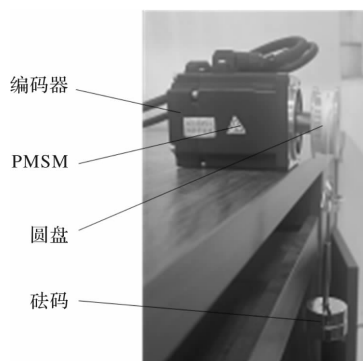


图 12 改进砝码法实验装置图

文献[8]所提方法仅考虑了电机和圆盘的转动惯量 $J + J_L$, 忽略了砝码质量 m 的影响,若考虑砝码质量对系统转动惯量的贡献,可得系统的等效转动惯量为

$$J_{eq} = J + J_L + mr^2 \quad (14)$$

式中, J 为电机转动惯量; J_L 为圆盘转动惯量; r 为圆盘半径; 圆盘相关参数由三维建模软件计算得到。

由力矩平衡定理,并考虑电机阻尼系数 B , 齿槽转矩 $T_{cog}(\theta)$ 可表示为

$$T_{cog}(\theta) = J_{eq} \frac{d\omega(\theta)}{dt} + B\omega(\theta) - mgr \quad (15)$$

式中, g 为重力加速度。

采用 85 g 砝码,依据式(15)对同一台永磁同步电机进行齿槽转矩测量,由于 10 阶次幅值远小于 24 阶次幅值,下文着重对 24 阶次分量进行对比。两种方法测得的 24 阶谐波幅值如表 3 所示,相应的齿槽转矩波形对比如图 13 所示。

表 3 两种测试方法的数据对比

谐波阶次/阶	砝码法/ mNm	本文方法/ mNm	偏差比率/%
24	3.83	4.025	5.1

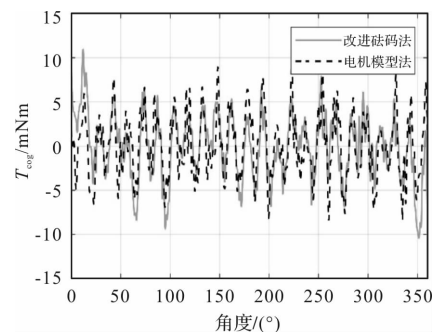


图 13 齿槽转矩对比

由表 3 可知,两种方法所得 24 阶次幅值偏差为 5.1%,造成该偏差的原因主要有两方面:(1)厂家提供的电机参数(如转动惯量和转矩常数)可能与实际值存在偏差。(2)受温度影响,电流采样中可能存在一定的直流偏置与增益误差,导致 q 轴电流测量不准确。尽管存在上述客观因素,这一偏差仍在工程允许范围内,从而印证了本文方法的准确性。从图 13 可以看出,改进砝码法测得的齿槽转矩波形与本文方法所得波形基本一致,进一步验证了所提方法的有效性。

4 结 语

本文提出了一种低成本、简易的齿槽转矩测量方法,无需昂贵转矩传感器及复杂工装,仅需自带编码器的电机和驱动系统即可完成测试。

首先,从理论上分析了理想情况下和非理想情况下齿槽转矩的阶次分布规律。其次,结合等角度

(下转第 52 页)

不均匀转子的感应电机仿真研究

仝佳润, 张恩齐, 胡 堃

(中国矿业大学 电气工程学院, 江苏 徐州 221116)

摘要: 针对定、转子槽数相等的传统感应电机时谐波磁场耦合强、起动转矩不足、振动噪声大等问题, 提出双槽正弦调制不均匀转子结构。以 5.5kW 的 4 极感应电机为研究对象, 推导出转子槽位分布规律, 通过有限元软件搭建该电机与传统均匀斜槽电机的有限元仿真模型, 对比分析堵转与额定两种工况下的各种电机性能。不均匀转子结构可有效破坏气隙磁场周期性谐波耦合, 使堵转平均转矩和单位电流转矩得到提升, 大幅改善电机起动性能与电磁转换效率, 有效抑制局部磁密饱和与转矩脉动, 为高性能电机转子拓扑优化提供了新的设计思路与理论依据。

关键词: 不均匀转子; 起动转矩; 气隙谐波; 有限元仿真

中图分类号: TM346

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)09-0007-05

Simulation Study of Induction Motors With Non-uniform Rotors

TONG Jiarun, ZHANG Enqi, HU Kun

(School of Electrical Engineering, China University of Mining and Technology, Xuzhou Jiangsu 221116, China)

Abstract: To address issues such as strong harmonic magnetic field coupling and insufficient starting torque during the startup of traditional induction motors with equal stator and rotor slot counts, a dual-slot sinusoidal modulation uneven rotor structure was proposed. Taking a 5.5kW 4-pole induction motor as the research subject, the distribution pattern of rotor slots was derived. Using finite element software, finite element simulation models of this motor and a traditional uniformly skewed-slot motor were constructed. Various motor performance metrics under stall and rated operating conditions were compared and analyzed. The non-uniform rotor structure effectively disrupted periodic harmonic coupling in the air gap magnetic field, enhancing both the average stall torque and torque per unit current. This significantly improves motor starting performance and electromagnetic conversion efficiency while effectively suppressing local magnetic saturation and torque ripple. The approach provides novel design insights and theoretical foundations for optimizing high-performance motor rotor topologies.

Key words: Uneven rotor; starting torque; air-gap harmonic; finite element simulation

0 引言

异步电机的转子槽型结构主要包括直槽与斜槽两种典型形式。直槽转子因制造工艺相对简化、磁场耦合路径更为直接, 曾是早期异步电机及低成本应用场景中的经典设计; 而斜槽转子则通过槽沿轴向的扭斜布置, 显著削弱了齿谐波引起的转矩脉动。因此, 为提升电机运行平稳性与噪声性能, 工程实践中常采用定、转子槽数不等的斜槽转子结构。该结构虽在改善运行稳定性方面取得一定效果, 但在谐波磁场抑制、起动转矩特性与运行平滑性之间的协同优化方面, 仍存在进一步改善的空间。我们可以通过探索其他转子的结构等研究方向, 来实现多

目标性能的综合提升。

通过不均匀分布转子改善电机气隙谐波磁场的方法也有先例, 例如, 通过各段导条的错位排布抵消部分阶次谐波电动势, 有效削弱同步附加转矩, 解决了特定槽配合感应电机起动困难的问题。文献[1]通过引入双槽正弦调制的转子结构, 利用分段转子的相位差效应, 精准抑制了特定阶次的谐波磁场。这些研究从不同结构维度验证了不均匀转子在谐波抑制与起动性能优化中的可行性。文献[2]分析中小型鼠笼电机的谐波磁场造成的附加转矩, 对比斜槽和不均匀转子在不同槽配比下损耗变化和起动性能。文献[3]采用时步有限元法, 计算鼠笼异步电机的暂态起动特性。文献[4]基于该方法开展

收稿日期: 2026-01-20

基金项目: 中国矿业大学 2025 大学生创新训练计划项目(X10290394)

作者简介: 仝佳润(2005), 男, 本科生, 研究方向为电力系统。

张恩齐(2005), 男, 本科生, 研究方向为电力系统。

通讯作者: 胡 堃(1978), 男, 博士, 教授, 研究方向为新型电动机设计。

中小功率非斜槽感应电机设计, 研究不对称槽组配合与气隙优化方案, 有效削弱槽开口引发的槽谐波, 提升电机起动性能。文献[5]运用正弦调制与双槽调制构建不均匀转子槽结构, 通过数值及有限元计算与标准电机对比, 验证该结构可降低附加损耗, 且不会增大电机噪声与振动。

本文通过仿真建模不均匀分布转子, 将其与传统的转子结构的电磁性能对比, 分析其在改善电机气隙谐波磁场分布、提升起动性能方面的作用与效果, 为异步电机转子结构的优化设计提供新的思路与参考。

1 电机结构参数选择与设计

不均匀转子感应电机的结构参数选型与设计, 是把控其电磁性能与运行稳定性的关键。转子作为核心差异化结构, 其整体结构形式的确定, 是后续参数细化设计的首要前提, 需先对其进行分析与确定。

1.1 不均匀转子的结构确定

由文献[1]中提到的正弦调制的调制公式, 可以通过转子槽的槽间角来得到不均匀转子槽在转子上的分布规律:

$$\theta(k) = \frac{360^\circ}{n}k + \Delta\theta \cdot \sin(2\pi f \frac{k}{n} + \Phi) \quad (1)$$

可得各转子槽间角度呈周期性分布, 其中 n 为转子槽数, $\Delta\theta$ 为槽间角调制幅值, k 为槽序号, Φ 为相位初值, f 为调制频率。基于此公式设计不均匀转子的分布规律, 通过合理选取各参数, 改善电机的性能。

随后, 根据的空间位置角来计算转子槽。转子槽在设计槽宽时, 所有转子槽的槽深不变, 横向宽度由原电机转子槽宽乘槽宽系数得到, 槽宽系数 λ 计算如下:

$$\lambda = \frac{\theta(k+1) - \theta(k)}{360^\circ}n \quad (2)$$

为强化磁场调制效果与运行稳定性, 在正弦调制基础上引入双槽配合, 定转子槽数均为 36。其中转子槽采用非对称配比组合 13/23, 以不同的基础槽间角分别进行正弦调制, 确定分布规律。双槽调制打破了传统均匀槽位局限, 在总槽数不变的前提下形成互补调制效应。两组分数槽分配需满足磁动势耦合要求, 兼顾单组结构独立性与整体槽位的周期对称性。

在双槽配合下, 结合上文提到的正弦调制, 参考式(1), 双槽正弦调制的槽间角公式为

$$\theta(k) = \frac{180^\circ}{n_i}k + \Delta\theta \cdot \sin(2\pi f \frac{k}{n_i} + \Phi) \quad (3)$$

式中, n_i 为双槽调制下两种转子分数槽的槽数。

该方案能解决传统的当定转子的槽数相等时电机起动转矩不足、振动噪声大的问题。传统结构因定转子槽数相同, 易产生强齿槽转矩与谐波转矩^[6]; 而这种设计方案通过周期性调整槽位角度, 改变齿槽耦合特性、削弱齿槽转矩, 提升转矩平稳性。为高性能电机转子设计提供了新路径。

1.2 电机参数确定

5.5kW 电机广泛用于通用机械传动、风机水泵、机床辅助驱动及小型特种设备, 其参数设计需平衡额定性能、运行效率、结构通用性与成本, 符合行业标准与工程规范, 保障工况可靠运行。

核心参数决定电机电磁性能与结构, 需遵循电机设计手册^[7]及 GB/T 标准。防护等级 IP54/IP44 的小型异步电机, 定子内外径比在 0.60 ~ 0.68, 结合工程经验, 5.5kW IP54/IP44 电机定子外径选用 210mm, 兼顾磁路性能、结构强度、安装适配性与密封防护设计。由 210mm 外径算得定子内径合理区间 126 ~ 142.8mm, 综合气隙匹配取 136mm, 可优化磁路、降低损耗; 气隙参考手册定为 0.4mm, 适配定子参数与防护等级。

综上所述, 确定该 5.5kW 异步电机核心参数如表 1 所示。

表 1 电机参数

参数	参数值
极对数 p	2
频率 f / Hz	50
功率 P / kW	5.5
额定电压 U / V	380
额定转速 n / (r/min)	1440
铁心长度 L / mm	115
定子槽数 Z_1	36
转子槽数 Z_2	36
定子外径 D_1 / mm	210
定子内径 D_2 / mm	136
气隙 x / mm	0.4

2 不均匀转子电机仿真分析

为精准验证不均匀转子结构对电机电磁性能的优化作用, 基于 2.2 节确定的 5.5kW 异步电机核心参数, 在 Ansys Maxwell 软件中搭建电磁仿真模型。

依次完成定子铁心、定子绕组、转子铁心的参数化建模, 模型如图 1 所示。

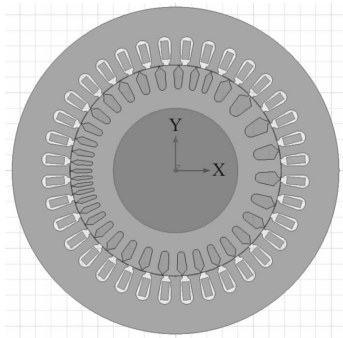


图 1 5.5kW 的不均匀转子感应电机仿真模型

另搭建传统均匀斜槽转子的电机仿真模型作为对比组, 统一设定材料属性(定转子铁心采用 DW310-35 硅钢片), 边界条件及激励参数, 保障仿真结果的可比性与可靠性。

2.1 不均匀转子感应电机起动性能分析

堵转工况(即电机转速为零)是考核电机起动性能、特别是起动转矩能力的关键点。

2.1.1 起动时(堵转情况下)磁力线和磁密图分析

由气隙磁场磁力线仿真结果可知, 斜槽转子在气隙磁导较高区域矢量磁位 A 幅值骤升, 呈现图 2 中偏红高值区, 相邻低磁导区域磁位则快速下降, 表现为偏蓝低值区, 磁位波动显著。双槽正弦调制不均匀转子磁位幅值明显降低, 圆周方向磁场分布更平滑, 局部磁场梯度更小, 可有效抑制齿槽转矩脉动。

异步电机等效电路中的转子电阻和漏抗, 对电机转矩、电流特性影响显著。在起动过程中, 受集肤效应、磁路饱和等因素影响, 这些参数会发生明显变化^[3]电机起动时刻的电磁特性可通过安培环路定理分析, 其表达式为

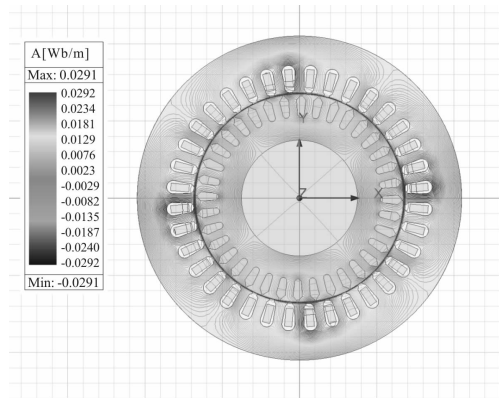
$$\oint_L \vec{H} d\vec{l} = \iint_S \vec{J} d\vec{S} + \frac{\partial}{\partial t} \iint_S \vec{D} d\vec{S} \quad (4)$$

式中, $\oint_L \vec{H} d\vec{l}$ 为磁场强度沿闭合路径 L 的环量积分;

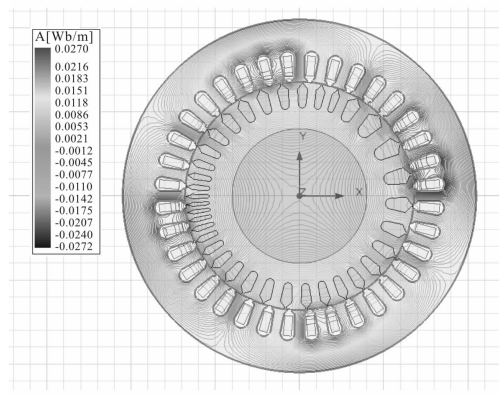
$\iint_S \vec{J} d\vec{S}$ 为定子起动传导电流; $\frac{\partial}{\partial t} \iint_S \vec{D} d\vec{S}$ 为位移电流项。起动时定子电压瞬变引发电场变化, 位移电流等效为传导电流参与磁场建立。取相同的闭合路径做环量积分, 其包含的定子贡献的起动电流更加均匀。

如图 2 所示, 起动时刻不均匀转子的磁力线较传统斜槽转子更均匀。基于上述定理, 取相同闭合路径分析, 环量总量显著增多: $\oint_L \vec{H} d\vec{l}$ 增大, 对应闭

合路径内总电流(传导电流与等效位移电流之和)提升, 即起动电流幅值增加。



(a) 均匀转子电机磁力线

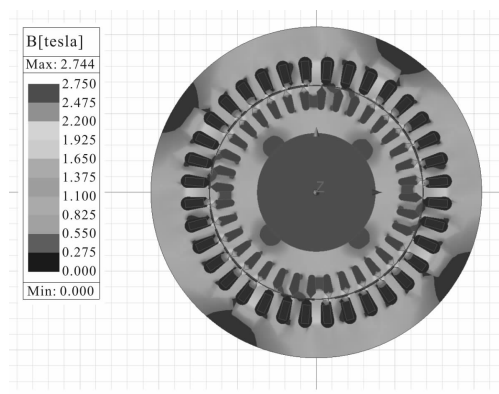


(b) 不均匀转子电机磁力线

图 2 电机磁力线对比

同时, 磁力线均匀分布使 H 在路径上分布均衡, 定子绕组各支路电流偏差减小, 降低等效起动电阻。该结构既提升起动电流, 又优化其分布, 减少局部损耗, 对改善起动性能至关重要。

从气隙磁场磁密云图(图 3)的仿真结果来看, 两者的磁密幅值基本相等, 但斜槽转子局部饱和程度更集中。双槽正弦调制不均匀分布转子虽同样存在磁密饱和, 但无明显的局部饱和集中区。有效避免了局部磁密过高引发的铜耗激增与过热风险。



(a) 均匀转子电机磁密云图

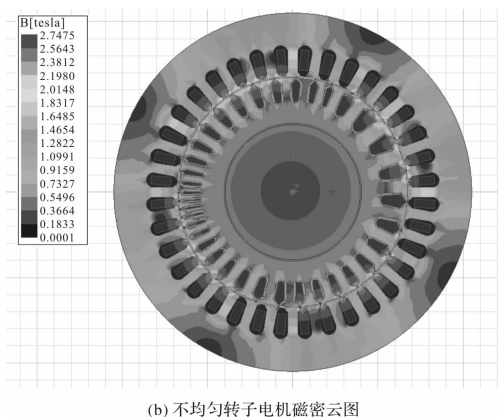


图3 电机磁密云图对比

2.1.2 堵转情况下电流分析

仿真获取的堵转平均转矩曲线如图4所示。

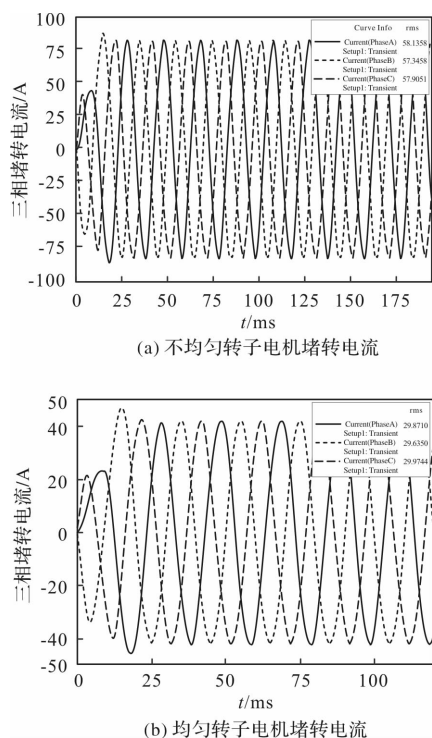


图4 电机堵转电流对比

不均匀转子电机的堵转电流约为均匀转子电机的1.95倍，电流的增大主要有两方面原因：首先，为产生更大的转矩，电机需要从电源汲取更大的电流以建立更强的气隙磁场；其次，不均匀转子结构通过优化气隙磁场分布，降低了局部磁场梯度与磁密集中程度，有效改善了磁场传导路径，进而降低了堵转时的等效漏抗和等效阻抗，使得定子绕组能够获得更高的电流输入。

2.1.3 堵转情况下转矩分析

由图5可知，不均匀转子电机堵转平均转矩为74.57Nm，均匀转子电机仅为8.85Nm，采用不均匀

转子结构后转矩提升约8.42倍。数据验证该设计可有效抑制定子同槽数引发的同步锁止效应，为解决起动转矩不足提供了有效方案。传统均匀转子堵转时与定子齿槽形成强谐波耦合，严重抵消电磁转矩；不均匀转子则打破周期性对称，破坏不利谐波匹配，充分释放起动转矩潜力。

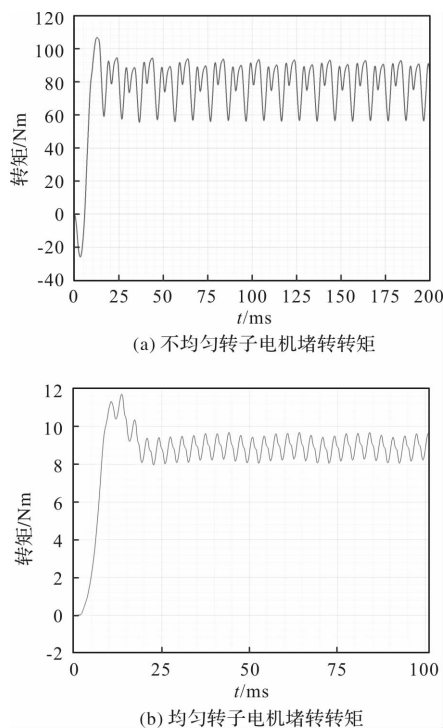
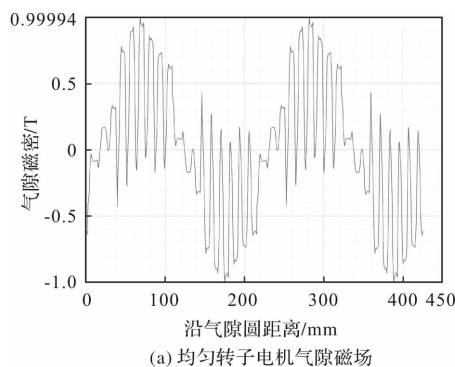


图5 电机堵转转矩对比

计算单位电流转矩，均匀转子电机约为0.30 Nm/A，而不均匀转子电机约为1.29 Nm/A。不均匀转子电机提升了约4.3倍。这一定量指标表明，电流的增加带来了更高效率的转矩输出转换，证明了不均匀转子结构在电磁能量转换效率上的优势。

2.2 额定运行时气隙磁场分析

由图6(a)可知，斜槽转子气隙磁场波形畸变率较高、谐波含量偏大，磁场波形轮廓与正弦波的贴合度较差，图6(b)、图7(b)中纵坐标为谐波幅值，其谐波频谱中低次与中次谐波分量占比偏高。



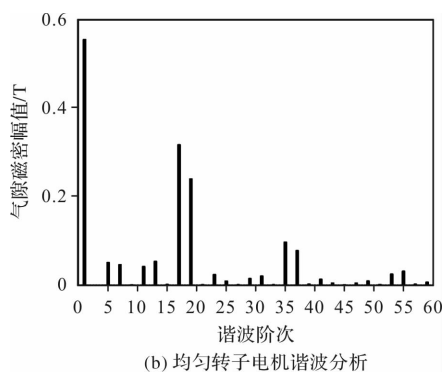


图6 均匀转子电机气隙磁场及谐波分析

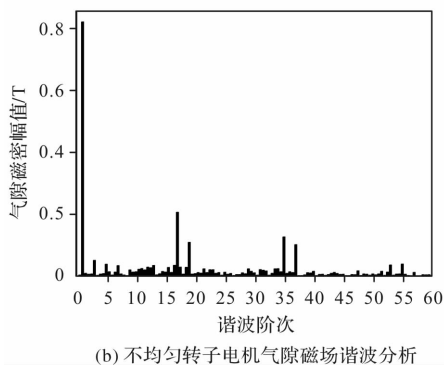
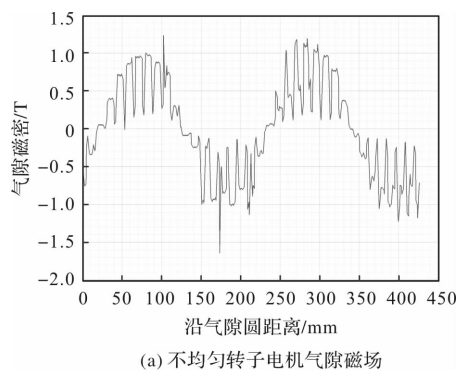


图7 不均匀转子电机气隙磁场及谐波分析

双槽正弦调制不均匀分布转子的气隙磁场幅值保持稳定,且相较于斜槽转子,其气隙磁场波形畸变率降低,谐波含量减少。

从气隙磁场的谐波频谱分析结果来看,不均匀转子结构的谐波分量总含量明显更少,尤其是对电机运行稳定性影响较大的低次谐波得到了有效抑制。值得注意的是,该不均匀转子的高频谐波分量含量

高于斜槽转子,这一现象表明双槽正弦调制的不均匀转子结构,可通过特殊的槽位空间调制作用,实现气隙磁场频谱的向高频挪移,这一仿真结果和理论符合。

3 结 论

本研究通过有限元仿真,验证了双槽正弦调制不均匀转子结构在提升 5.5kW 感应电机起动性能与改善气隙磁场质量方面的有效性。与传统均匀斜槽转子相比,该结构在定转子槽数相等的约束下,将堵转平均转矩提升了约 8.42 倍,单位电流转矩显著增加,同时使额定运行时气隙磁场的正弦度提高、低次谐波含量降低。这表明不均匀转子通过打破谐波磁场的周期性耦合,为解决同步锁止效应提供了一种有效途径。

参考文献

- [1] 徐威,任晓明,宁银行,等. 笼型感应电机转子轴向分段错开结构削弱同步附加转矩的研究[J]. 电工技术学报, 2023, 38 (20): 5411-5420.
- [2] 王莎莎. 不均匀分布转子槽结构在超高效电机设计中的应用研究[D]. 北京: 华北电力大学, 2016.
- [3] 严登俊,刘瑞芳,胡敏强,等. 鼠笼异步电机起动性能的时步有限元计算[J]. 电机与控制学报, 2003, (03): 177-181, 190.
- [4] Zhao H S, Zhang J, Wang X Y, et al. A design method for cage induction motors with non-skewed rotor bars[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2014, 50(2): 769-772.
- [5] Chitroju R, Sadarangani C. Phase shift method for radial magnetic force analysis in induction motors with non-skewed asymmetrical rotor slots[C]. Proceedings of 2009 IEEE International Electric Machines and Drives Conference. Miami: IEEE, 2009: 236-241.
- [6] 郭博骋. 新型交替极永磁直线同步电机研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2022.
- [7] 黄国治,傅丰礼. 中小旋转电机设计手册[M]. 2 版. 北京: 中国电力出版社, 2014: 43- 46.

电厂空冷岛节能改造用双转子轴向磁通电机设计与分析

温建廷¹, 史建文¹, 王洪波¹, 邸鑫¹, 苗慧春¹, 邬慧佳¹, 辛永波¹, 王子赫²

(1. 国能山西河曲发电有限公司, 山西 忻州 100033; 2. 沈阳工业大学 电气工程学院, 沈阳 110870)

摘要: 针对电厂空冷岛传统异步电机+减速机驱动方案存在的效率低、能耗高等问题, 本文提出采用双转子轴向磁通永磁同步电机对其进行直驱节能改造。研究围绕一台 160 kW 轴向磁通电机展开, 首先通过参数化建模与有限元仿真, 分析了极弧系数、电枢直径比、气隙长度等关键参数对输出转矩、转矩脉动与永磁体涡流损耗的影响规律, 明确了多目标之间的制约关系。进而采用灵敏度分析筛选关键设计变量, 并结合遗传算法对电机进行优化, 最终得到最优解集。优化后, 电机平均转矩提升 18.2%, 转矩脉动降低 14.5%, 涡流损耗下降约 7%, 电机效率提高 1.4%, 且磁密分布均匀, 无局部过饱和。本文为空冷岛等工业大功率直驱场景的高效、高可靠性电机设计提供了理论依据与工程参考。

关键词: 永磁电机; 轴向磁通电机; 优化设计; 转矩脉动

中图分类号: TM351

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)09-0012-07

Design and Analysis of Dual-rotor Axial Flux Motor for Energy-saving Retrofit of Air-cooled Island in Power Plant

WEN Jianting¹, SHI Jianwen¹, WANG Hongbo¹, DI Xin¹, MIAO Huichun¹,

WU Huijia¹, XIN Yongbo¹, WANG Zihé²

(1. Guoneng Shanxi Hequ Power Generation Co., LTD., Xinzhou Shanxi 100033, China;

2. Shenyang University of Technology, School of Electrical Engineering, Shenyang 110870, China)

Abstract: Aiming at the problems of low efficiency and high energy consumption in the traditional asynchronous motor + reducer drive scheme of air cooling island in power plant, this paper proposed to use dual-rotor axial flux permanent magnet synchronous motor to carry out direct drive energy-saving transformation. The research was carried out around a 160 kW axial flux motor. Firstly, through parametric modeling and finite element simulation, the influence of key parameters such as pole arc coefficient, armature diameter ratio and air gap length on output torque, torque ripple and permanent magnet eddy current loss was analyzed, and the restriction relationship between multiple targets was clarified. Then, the sensitivity analysis was used to screen the key design variables, and the genetic algorithm was used to optimize the motor, and finally the optimal solution set was obtained. After optimization, the average torque of the motor was increased by 18.2 %, the torque ripple is reduced by 14.5 %, eddy current loss are reduced by about 7 %, the motor efficiency is increased by 1.4 %, and the magnetic density distribution is uniform without local supersaturation. This paper provided a theoretical basis and engineering reference for the design of high-efficiency and high-reliability motors in industrial high-power direct-drive scenarios such as air-cooled islands.

Key words: permanent magnet motor; axial flux motor; optimization design; torque ripple

0 引言

针对传统异步电机加减速机驱动方案在电厂中

存在的系统效率低、能耗高、维护成本大等问题, 现阶段多数电厂采用永磁直驱电机对电厂设备进行节能改造。因永磁直驱电机具有高效率、高功率密

收稿日期: 2026-03-06

基金项目: 国家能源集团科技创新项目 空冷岛变频永磁直驱电机技术应用与研究(GSKJ-25-44)

作者简介: 温建廷(1987), 男, 高级工程师, 研究方向为特种电机及其控制。

史建文(1986), 男, 工程师, 研究方向为特种电机及其控制。

王洪波(1983), 男, 工程师, 研究方向为特种电机及其控制。

邸鑫(1987), 男, 高级工程师, 研究方向为特种电机及其控制。

苗慧春(1987), 男, 工程师, 研究方向为特种电机及其控制。

邬慧佳(1986), 男, 工程师, 研究方向为特种电机及其控制。

辛永波(1984), 男, 高级工程师, 研究方向为特种电机及其控制。

王子赫(2001), 男, 博士研究生, 研究方向为特种电机及其控制。

度及直驱匹配负载等显著优势，能够消除减速机损耗、提升电机本体在全工况范围内的能效，并大幅降低系统维护需求。此外，轴向磁通电机其盘式结构能够增加有效材料的利用率，且双转子设计能利用双气隙共同产生转矩，因此，在相同体积或重量下，它能输出比同尺寸径向电机更大的功率和转矩。并且该种电机具有轴向磁路短、铁损相对较低的特点，使其在额定点及宽负载范围内都能保持很高的效率。因此，本文选择以双转子轴向磁通电机为核心，开展面向电厂空冷岛节能改造的设计与优化研究，旨在实现驱动系统效率、可靠性与经济性的综合提升。

现阶段国内众多学者对轴向磁通电机做出了大量研究。文献[1]研究了定子铁心错位、斜槽、开辅助槽以及转子磁极优化等四种方法，对整数槽双定子单转子轴向磁通永磁电机齿槽转矩的削弱效果。文献[2]提出一种低环流 Y-Δ 整距绕组双定子轴向磁通永磁电机，以消除 5、7 次电枢磁动势谐波和降低 Δ 绕组中的环流。文献[3]对轴向磁通永磁轮毂电机的极槽配合对电机电磁性能、损耗、效率的影响并通过仿真和实验确定了极槽配合方案。文献[4-5]用不同解析方法对轴向磁通电机进行磁场解析，得到精确的电机参数模型。文献[6-8]使用多种优化算法对轴向磁通电机进行电磁优化设计，使电机的转矩参数等优于初始数据。文献[9]提出一种新型转子磁极连续型轴向磁通永磁电机，建立了磁势-磁导分析模型，推导了载气隙磁场和电枢反应气隙磁场分布函数。文献[10]对一台 25kW 的车用轴向磁通永磁电机进行无轭模块化设计，利用正交法对其进行优化设计，并对其进行温度场、流体场耦合仿真。

综上本文选择以双转子轴向磁通电机为核心，通过研究其工作原理、对其参数化建模、通过代理模型辅助电磁优化等，开展面向电厂空冷岛节能改造的设计与优化研究，系统实现了电机在输出能力、转矩平稳性、反电势匹配等方面的综合性能提升，旨在为同类轴向磁通工业永磁电机的设计提供系统性的方法参考与工程依据。

1 双转子轴向磁通电机工作原理

双转子轴向磁通永磁同步电机作为一种高功率密度、高效率的电机，在电厂空冷岛风机驱动等大功率、高可靠性节能改造场景中展现出独特优势。其核心特征在于磁场沿轴向分布，并由两侧转子盘

上的永磁体共同激励，形成双转子单定子的对称构型。电机性能指标如表 1 所示。电机的基本结构如图 1 所示，包含两个同轴布置的转子盘及一个位于中间的定子盘。每个转子盘的内侧表面沿周向交错粘贴 N/S 极永磁体，形成轴向励磁源。定子盘由无取向硅钢片叠压而成，其铁心槽内嵌有三相对称绕组，两侧转子盘上的永磁体极性呈镜像对称布置，使得主磁通路径为：从一侧转子的 N 极出发，沿轴向穿过气隙与定子铁心，进入另一侧转子磁极，再经转子背铁形成闭合回路。该轴向磁路结构有效缩短了磁通路径，降低了磁阻，有利于提升磁负荷与转矩密度。

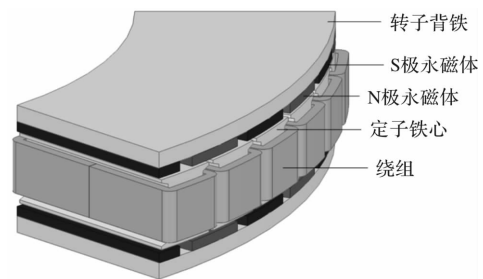


图 1 双转子轴向磁通电机基本结构

表 1 电机性能指标表

参数	参数值
额定功率 P/kW	160
额定转速 $n/(\text{r}/\text{min})$	65
额定电压 U/V	380
定子外径 D_o/mm	1380
定子槽数	48
极对数	20
极弧系数	0.8
气隙长度 g/mm	3
过载倍数	1.8
冷却方式	强迫风冷

在电机设计时，首先需要确定电机的主要尺寸，主要尺寸选取原则如：

$$T_{\text{em}} = \frac{\pi}{4} B_{\delta} A_{\text{in}} K_d \lambda (1 - \lambda^2) D_o^3 \quad (1)$$

式中， T_{em} 为电磁转矩， B_{δ} 为气隙磁密， A_{in} 为电机电负荷， K_d 为绕组分布系数， λ 为电机定子内径与定子外径之比。

在该种电机设计时， λ 的取值对电机性能有很大影响。 λ 的取值越小，绕组端部越短，绕组用铜量越少，电机损耗也随之减少；但电机内径处较为狭窄，会给电机嵌线带来一定困难；同时也会使电

机内径处的磁路趋于饱和, 增加漏磁。因此, 在轴向磁通永磁电机的设计过程中, λ 的取值范围一般为 0.45 ~ 0.69。

对于双转子轴向磁通永磁电机, 其具有两个对称的工作气隙, 气隙长度的设计对其电磁性能的影响尤为显著且具有特殊性。当气隙长度取值偏大时, 双气隙串联导致总磁阻显著增大, 为维持所需气隙磁密, 需大幅增加两侧永磁体的用量或牌号性能, 直接推高材料成本。反之, 若气隙长度设计过小, 单个气隙磁密升高将导致作用于两个转子上的轴向磁拉力成倍增加, 对轴承选型与结构刚度提出严峻挑战, 并大幅增加电机装配的难度; 此外, 小气隙会加剧空载磁场谐波, 致使齿槽转矩明显增大。参考径向磁通电机的经验, 电机功率与尺寸越大, 气隙长度的合理取值也需相应增加。在初步电磁设计阶段, 可依据式(2)对气隙长度进行估算, 并需结合轴向磁路特点与双转子对称性要求进行迭代优化。

$$\delta \approx D_o \left(1 + \frac{9}{2p} \right) \times 10^{-3} \quad (2)$$

式中, p 为极对数。

在主要尺寸与气隙长度确定后, 需进一步确定转子铁心、永磁体、绕组等具体结构参数, 并对其进行定量电磁分析。通过有限元仿真, 精确计算不同设计方案下的输出转矩曲线、及永磁体的涡流损耗分布, 从而为初步参数调整提供定量依据, 兼具良好的运行平稳性、高效率与低热负荷。

2 双转子轴向磁通电机优化设计

上述分析表明, 电机关键结构参数对输出转矩、转矩脉动及永磁体涡流损耗等性能指标的影响呈现出复杂且相互制约的关系, 仅依靠经验调整或单目标优化难以实现综合性能的全局最优。为解决这一多目标的设计难题, 本节引入基于智能算法的多目标优化设计方法。该方法通过建立参数化模型, 构建设计变量与性能之间的数学关系, 达到多目标优化的效果。双转子轴向磁通电机参数化模型如图 2 所示。

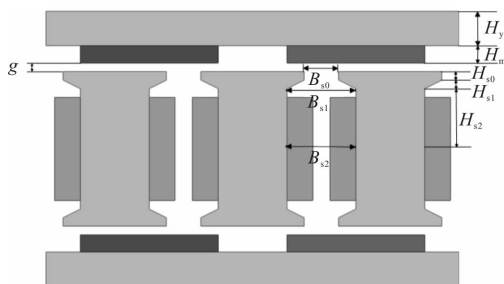


图 2 双转子轴向磁通电机参数化模型

表 2 优化变量及设计空间

参数	设计空间
槽开口宽度 B_{s0}/mm	[7.2 ~ 8.8]
槽楔宽度 B_{s1}/mm	[28 ~ 32]
槽底宽度 B_{s2}/mm	[28 ~ 32]
槽开口高度 H_{s0}/mm	[3.6 ~ 4.4]
槽楔高度 H_{s1}/mm	[3.6 ~ 4.4]
齿高 H_{s2}/mm	[65 ~ 75]
转子背铁厚度 H_y/mm	[18 ~ 22]
气隙长度 g/mm	[1.2 ~ 1.8]
永磁体厚度 H_m/mm	[10 ~ 14]
定子内径 D_i/mm	[890 ~ 950]
极弧系数	[0.6 ~ 0.9]

对该种电机采用灵敏度分析与多目标遗传算法相结合的优化策略。首先, 利用全局灵敏度分析法对初选的设计参数进行分析, 识别出对目标性能具有显著影响的变量, 并剔除影响较小的冗余变量, 有效缩减了优化问题的维度。优化变量及设计空间如表 2 所示。灵敏度分析结果如图 3 所示, 灵敏度结果表明极弧系数、定子内径、永磁体厚度、气隙长度、转子背铁厚度以及齿高对电机性能的影响较为显著, 因此选取这六个变量作为优化变量。

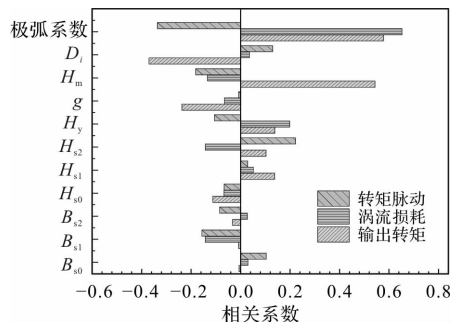


图 3 优化参数灵敏度分析图

为实现双转子轴向磁通电机的多目标优化设计, 需先明确关键结构参数对主要电磁性能的影响及相互制约关系, 为后续变量筛选和算法建模提供仿真依据。

电机结构参数对转矩性能和永磁体涡流损耗的影响如图 4、图 5 所示。极弧系数的增大会提升输出转矩, 并显著增加永磁体涡流损耗; 电枢直径比的变化则呈现复杂的非线性关系, 导致转矩下降的同时, 涡流损耗可能上升; 而气隙长度的增加虽有效抑制转矩脉动与涡流损耗, 却以减小了电机的输出转矩。仿真结果说明了电机高转矩性能与低损耗等目标之间的设计冲突, 为后续利用智能算法做参数调整与多目标协同优化提供了定量依据, 是确保电机最终实现综合性能的关键步骤。

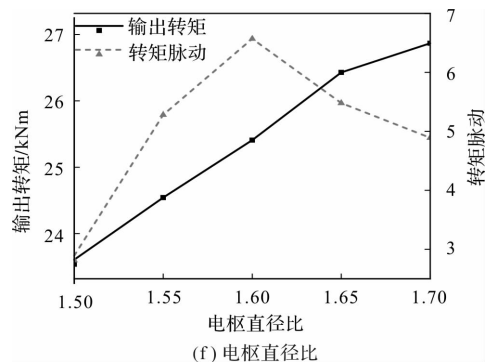
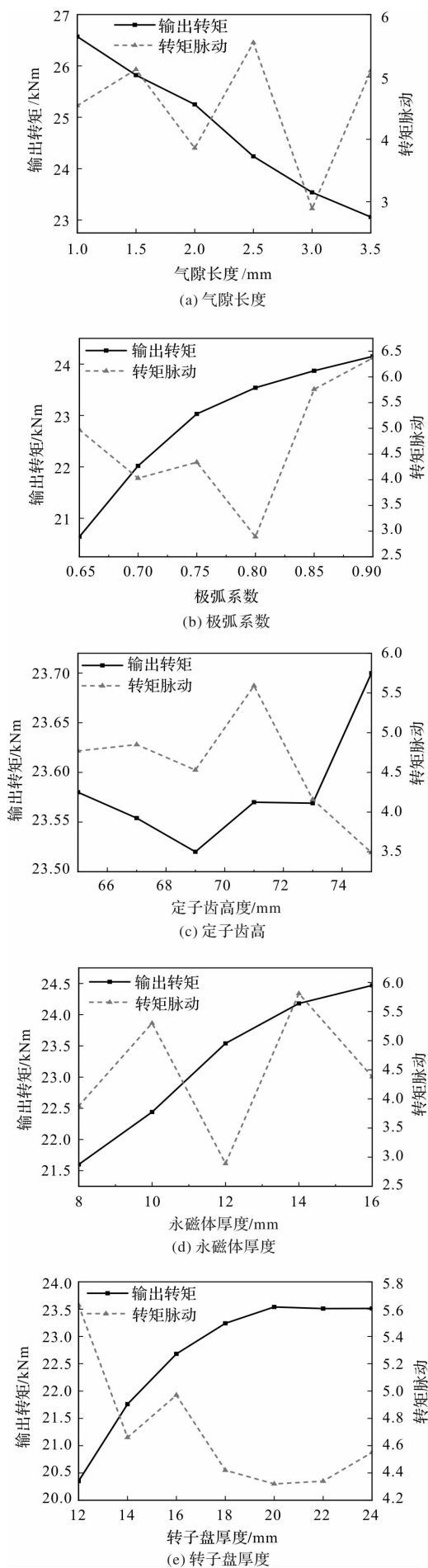
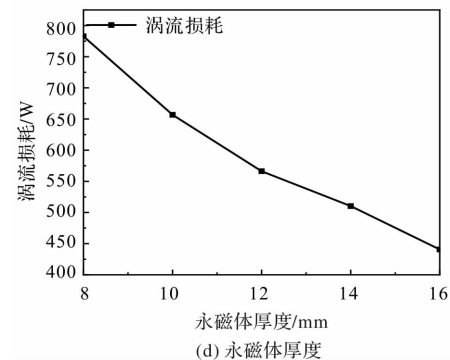
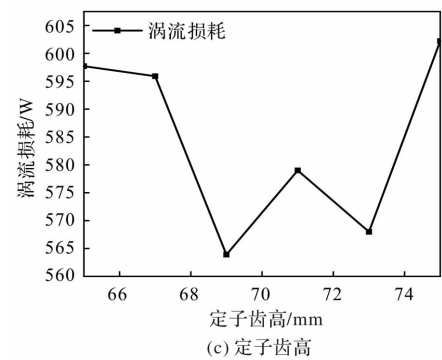
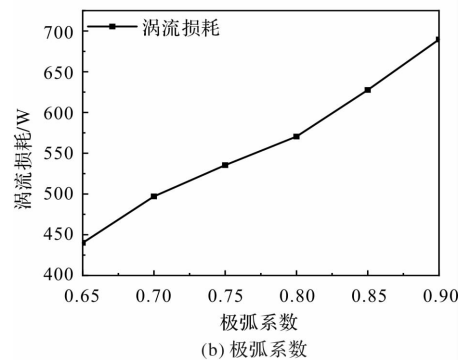
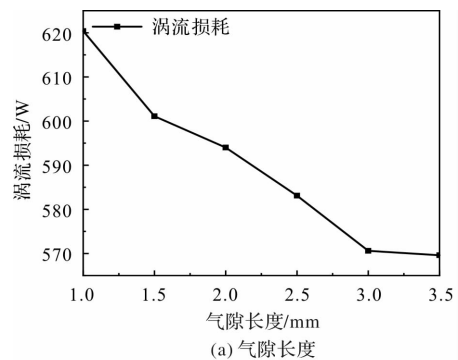


图4 结构参数对转矩性能的影响



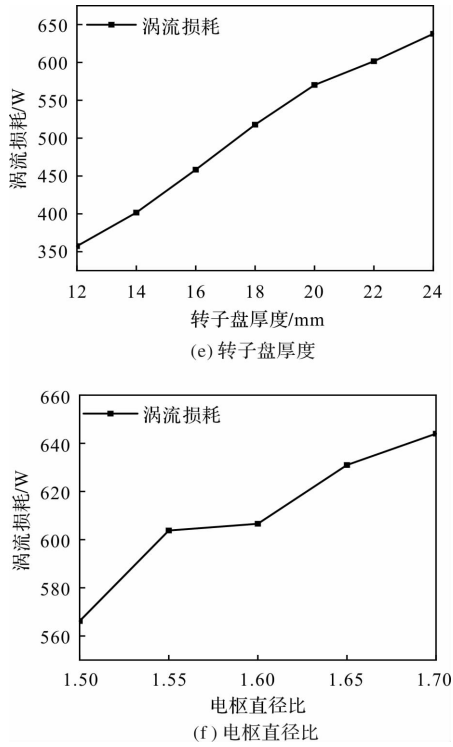


图5 结构参数对永磁体涡流损耗的影响

采用响应面模型构建电机设计参数与目标性能之间的代理模型。构建响应面模型常采用多项式回归法,这种方法精度高且收敛速度快,根据优化变量及其对应的响应值,拟合函数可表示为

$$Y = \beta_0 + \sum_{i=1}^k \beta_i x_i + \sum_{i=1}^k \beta_{ii} x_i^2 + \sum_{i=1}^{k-1} \sum_{j=1}^k \beta_{ij} x_i x_j + \varepsilon \quad (3)$$

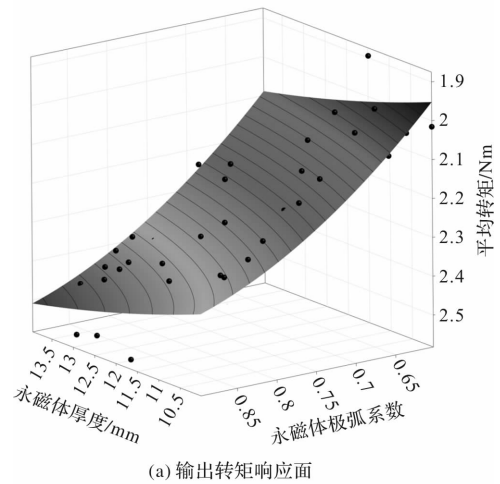
式中, Y 为响应值; β_0 、 β_i 、 β_{ii} 、 β_{ij} 为待估算的回归系数; x_i 和 x_j 为优化变量; ε 为拟合残差。

对实验数据进行计算并整理,分别对数据进行拟合,得到不同优化变量与相对应的优化目标之间的二次多项式回归模型为

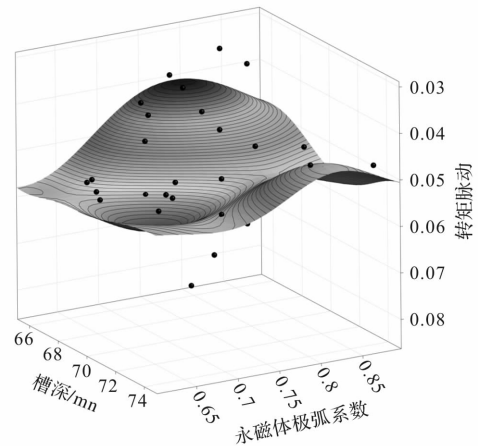
$$\begin{aligned} T_{\text{avg}} = & 22860 + 2090.88 x_1 - 512.77 x_1^2 \\ & - 72.13 x_1 x_2 - 224.09 x_1 x_3 + 250.02 x_1 x_4 \\ & - 70.11 x_1 x_5 + 682.07 x_2 - 101.83 x_2^2 \\ & - 112.11 x_2 x_3 - 332.16 x_2 x_4 + 141.43 x_2 x_5 \\ & - 1220.81 x_3 - 96.71 x_3^2 + 4.53 x_3 x_4 \\ & + 165.97 x_3 x_5 - 106.08 x_4 + 207.12 x_4^2 \\ & + 46.05 x_4 x_5 - 850.79 x_5 - 79.74 x_5^2 \quad (4) \\ P_{\text{eddy}} = & 542.99 + 135.62 x_1 - 12.68 x_1^2 \\ & - 33.29 x_1 x_2 - 10.12 x_1 x_3 - 4.71 x_1 x_4 \\ & + 12.80 x_1 x_5 - 58.55 x_2 + 8.10 x_2^2 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & + 11.61 x_2 x_3 - 5.42 x_2 x_4 - 10.15 x_2 x_5 \\ & - 15.93 x_3 - 17.49 x_3^2 + 7.04 x_3 x_4 \\ & + 3.50 x_3 x_5 - 12.23 x_4 - 10.71 x_4^2 \\ & - 5.70 x_4 x_5 - 12.04 x_5 - 10.76 x_5^2 \quad (5) \\ T_{\text{rip}} = & 0.0490 - 0.0091 x_1 + 0.0158 x_1^2 \\ & - 0.0064 x_1 x_2 - 0.0006 x_1 x_3 + 0.0064 x_1 x_4 \\ & - 0.0064 x_1 x_5 + 0.0026 x_2 - 0.0005 x_2^2 \\ & + 0.0068 x_2 x_3 + 0.0009 x_2 x_4 + 0.0070 x_2 x_5 \\ & + 0.0016 x_3 - 0.0062 x_3^2 - 0.0009 x_3 x_4 \\ & + 0.0015 x_3 x_5 - 0.0059 x_4 - 0.0046 x_4^2 \\ & - 0.0045 x_4 x_5 + 0.0010 x_5 + 0.0054 x_5^2 \quad (6) \end{aligned}$$

电厂空冷岛节能改造对电机运行效率与温升控制的严格要求,故建模过程中特别注重对涡流损耗的高精度拟合。所建立的涡流损耗响应面模型决定系数 R^2 达 0.97 以上,在保证模型整体预测精度的前提下,为以降低损耗为核心目标的电机优化设计提供了可靠的分析方法。涡流损耗响应面结果如图 6(c) 所示。



(a) 输出转矩响应面



(b) 转矩脉动响应面

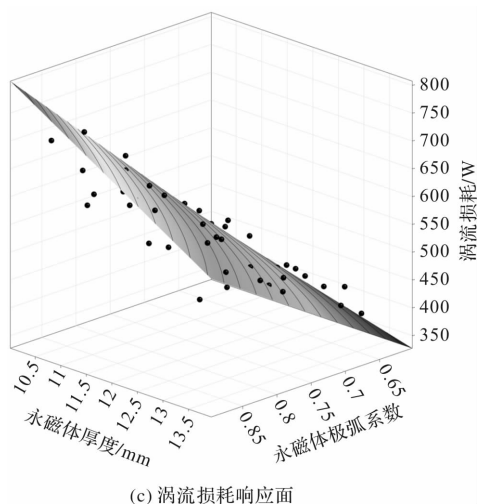
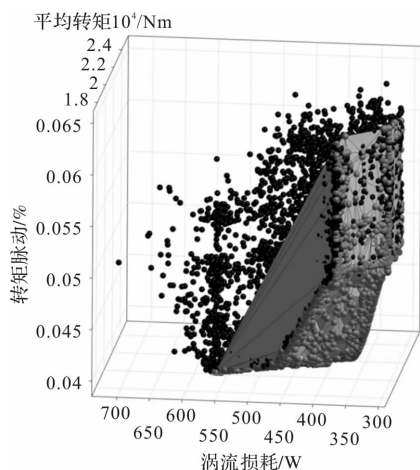


图6 响应面结果图

采用遗传算法作为多目标优化的核心策略。该策略将电机设计参数通过模拟生物进化的机制,在定义的设计空间中搜索。该种算法以参数化后的有限元模型仿真结果作为适应度评价依据,运用快速非支配排序等计算来筛选个体,在迭代进化中同时优化平均转矩、转矩脉动及永磁体涡流损耗参数。该种算法的优势在于可以自动维持解集的多样性与收敛性,最终输出一组分布均匀的 Pareto 最优解集,清晰揭示各项性能指标间的权衡关系,形成一套兼具高转矩输出、低运行脉动与高效率的电机电磁设计方案。



经过前述基于遗传算法的多目标优化设计与参数调整,电机关键性能指标得到了改善。优化后的综合性能结果如图8~图12所示,涵盖了输出转矩特性、损耗分布、反电势波形及磁场云图等优化目标和约束结果。

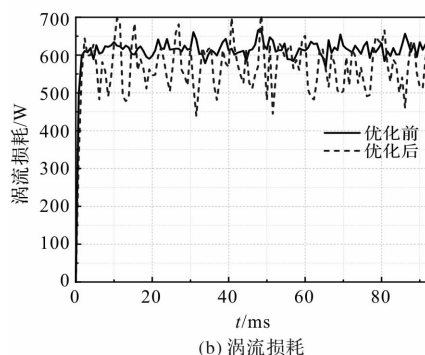
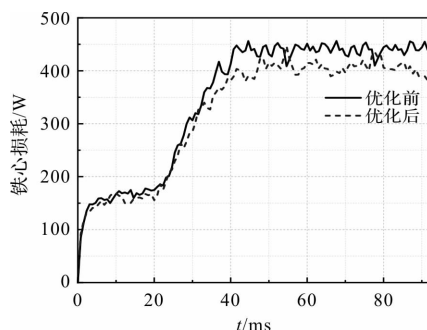
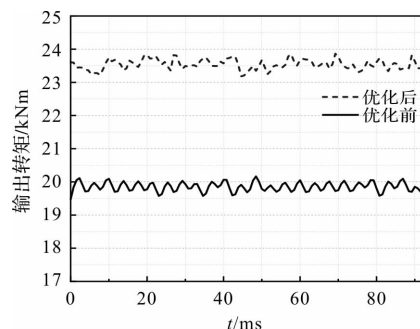
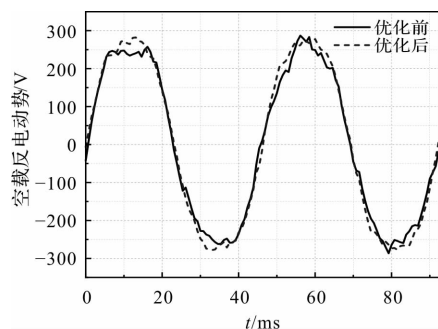


图10 优化前后的电机损耗仿真对比图

如图8所示,三相空载反电势波形对称且正弦度高,谐波含量低。这表明定子绕组设计与转子永磁体极弧系数、气隙形状等参数匹配良好,能有效抑制反电势中的谐波分量。反电势有效值稳定在约200V,与设计目标电压等级相符。合理的反电势幅值既能确保电机与驱动器电压匹配,又能为负载运行提供足够的电压裕度,保障动态响应能力。

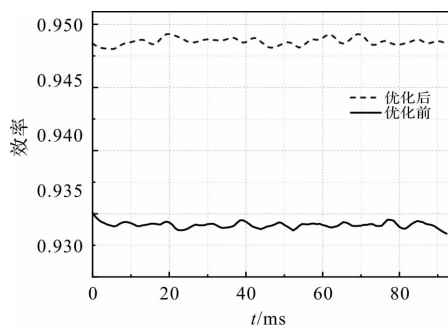


图 11 优化前后的电机效率对比图

输出转矩波形如图 9 所示, 优化后平均转矩增加 18.2%, 转矩脉动降低 14.5%, 说明齿槽转矩与磁场谐波得到有效抑制。得益于气隙长度、极弧系数的优化, 实现了磁场的对称性与低谐波设计。

铁心损耗与涡流损耗的稳定值相比于优化前降低 7%, 电机电磁效率提高 1.4%, 电机的损耗特性不仅证明了优化方案在电磁性能上的合理性, 也为其在实际运行中的效率可靠性、热管理能力提供了定量依据。

磁密云图如图 12 所示, 磁密峰值控制在材料饱和限值内, 确保了电机在额定及过载工况下仍能保持线性磁路特性, 避免因饱和导致的性能下降与附加损耗。

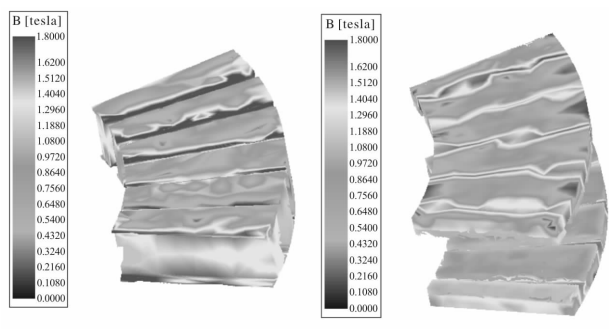


图 12 双转子轴向磁通电机定子磁密云图

3 结 语

本文针对电厂空冷岛传统驱动系统能效低的问

题, 提出了基于双转子轴向磁通电机的直驱改造方案。通过建立参数化模型, 系统分析了关键参数对性能的影响规律, 并采用灵敏度分析、响应面建模与多目标遗传算法相结合的优化策略, 实现了平均转矩提升 18.2%、转矩脉动降低 14.5%、电机效率提高 1.4% 的优化目标。优化后的电机反电势正弦度高、磁密分布均匀, 验证了所提设计方法的有效性, 为空冷岛等工业大功率设备的节能改造提供了高效可靠的解决方案。

参考文献

- [1] 许建军, 张鹏. 双定子单转子轴向磁通永磁电机齿槽转矩削弱方法研究[J]. 机电信息, 2026(04): 59-63.
- [2] 沈赞, 彭兵. 低环流 Y-Δ 整距绕组轴向磁通永磁电机性能分析[J]. 微特电机, 2025, 53(11): 21-26.
- [3] 郭守仑, 孙明冲, 吴长玉, 等. 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[J]. 微电机, 2025, 58(06): 68-75, 90.
- [4] 蒋尚轩, 彭兵. 边缘阶梯等效的无轭模块化轴向磁通永磁电机通用三维磁网络模型[J]. 电工技术学报, 2026, 41(02): 416-425, 474.
- [5] 闫伟, 彭兵. 基于子域法的准内置式轴向磁通永磁电机磁场解析计算[J]. 电机与控制学报, 2025, 29(11): 69-76.
- [6] 王俪璇. 五相混合励磁轴向磁通切换永磁电机设计、优化与分析[D]. 西安: 西安理工大学, 2025.
- [7] 王子靖. 四足机器人用轴向磁通永磁电机优化设计与分析[D]. 北京: 北京石油化工学院, 2025.
- [8] 朱嘉华. 双定子单转子轴向磁通永磁同步电机的设计与优化[D]. 秦皇岛: 燕山大学, 2025.
- [9] 韩青峰. 转子磁极连续型轴向磁通永磁电机设计、分析和优化[D]. 西安: 西安理工大学, 2024.
- [10] 金臻协. 车用轴向磁通永磁电机多目标优化与温度场分析[D]. 沈阳: 沈阳工业大学, 2024.

改进的永磁同步电机转子初始位置检测方法

朱美俊, 陈 鹏

(五八智能科技(杭州)有限公司, 杭州 310000)

摘要: 六脉波法检测永磁同步电机转子初始位置具有精度高、耗时短、易于工程实现的优点。传统的六脉波法将电流引起的电感饱和效应与转子位置近似为线性关系, 通过反馈电流序列的反三角函数获取转子初始位置, 仍存在较大辨识误差。为了减小辨识误差, 将电感饱和程度与转子位置关系近似为抛物线, 仿真分析了六脉波法检测初始位置的辨识误差随转子位置变化趋势, 并提出了一种误差校正策略, 该策略能够有效降低转子初始位置辨识误差。最后在一永磁同步电机上进行了实验, 实验中辨识误差随转子位置变化趋势与仿真基本一致, 校正后的辨识误差降低了 31%。证明了将电感饱和特性曲线近似为抛物线的合理性和校正策略的有效性。

关键词: 永磁同步电机; 转子初始位置; 六脉波法; 电感饱和

中图分类号: TM614; TM341

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)09-0019-06

Improved Rotor Initial Position Detection Method for Permanent Magnet Synchronous Motor

ZHU Meijun, CHEN Peng

(Wuba Intelligent Technology (Hangzhou) Co., LTD., Hangzhou 310000, China)

Abstract: The six-pulse method for detecting the initial rotor position of permanent magnet synchronous motors offers high accuracy, short duration, and ease of engineering implementation. However, the traditional approach, which approximates the relationship between current-induced inductance saturation and rotor position as linear and derives the initial position via inverse trigonometric functions of feedback current sequences, still exhibits significant identification errors. To reduce the error, The relationship between inductance saturation degree and rotor position was approximated as a parabolic curve. Simulation analysis reveals the variation trend of identification errors with rotor position using the six-pulse method. An error correction strategy was proposed to reduce the initial rotor position identification error. Experiments conducted on a permanent magnet synchronous motor demonstrate that the trend of identification error with rotor position aligns closely with simulation results. After correction, the identification error is reduced by 31%, validating the rationality of approximating the inductance saturation characteristic as a parabola and the effectiveness of the proposed correction strategy.

Key words: permanent magnet synchronous motor; initial rotor position; six-pulse method; inductance saturation

0 引言

转子初始位置精度是影响永磁同步电机(PMSM)起动性能的关键因素, 在无位置传感器和有位置传感器控制中均需对转子初始位置进行检测。如果转子位置检测误差过大, 将导致电机无法产生最大输出转矩, 严重时甚至引起正反馈飞车。

PMSM 转子初始位置常用检测方法主要有三类: 微动法、旋转电压(电流)注入法和等宽脉冲电压注入法。微动法主要通过绕组产生磁场与电机转子之间产生力矩作用进行检测, 常见方法如预定位法^[1], 通过向预定方向输出矢量电压(电流), 将转子拖拽

至矢量电压(电流)方向。该方法容易工程实现, 但精度较低, 耗时长, 容易受外力影响, 如摩擦力、齿槽转矩、重力等, 需要电机转动一定角度, 适用于水泵、风机等要求不高的应用领域^[2-4]。文献[3]通过向电机注入高频旋转电压使电机产生脉动转速, 从反馈电流中提取转子位置信号。该方法需电机能够在小范围进行振动, 容易对设备造成损伤, 耗时较长。

旋转电压(电流)注入法^[5-8]是实现 PMSM 静止和低速域无位置传感器控制的重要方法。该方法利用 PMSM 的凸极性, 向电机绕组注入旋转电压(电流), 通过锁相环从反馈电流(电压)信号中提取转

收稿日期: 2025-11-13

作者简介: 朱美俊, 硕士, 高级工程师, 研究方向为永磁同步电机参数辨识。

子位置信息。方法能够获取较高精度的转子位置,但计算复杂,收敛较慢,参数调节困难,需要注入额外的两个等脉宽电压脉冲以进行磁极判断^[9],且电机必须具有一定程度的凸极性以保证辨识精度。难以实现工程应用。

等宽脉冲电压注入法^[2, 5, 9, 10, 18]主要利用电机凸极性或绕组电感饱和特性,通过注入有限个等宽脉冲电压,从反馈电流序列中获取转子位置信息。具有检测快、计算少、电机保持静止等优点,广泛应用于工程实践中,已有许多研究聚焦于如何从反馈电流中获取更加精确的转子位置。由于电感随转子位置的变化主要有一次分量和二次分量^[2, 9],可通过三角函数从反馈电流序列中估算转子位置。文献[13]将凸极电机的电感随空间变化曲线近似为二次三角函数,通过六个脉冲电压注入的方法,利用反三角函数估算初始位置,但该方法难以应用于表贴电机,且需要注入额外的等宽电压以判断转子极性。文献[15]利用五脉冲电压法辨识初始位置,辨识脉冲个数少,辨识速度快,但计算模型考虑因素较少,准确性有待提高。还有方法利用等幅脉冲电压^[16, 17]注入后的反馈电流大小确定转子所在扇区区域,通过多步迭代缩小扇区区域,提升位置估算精度。由于脉冲注入时,电机转子会发生转动,降低了估算精度。文献[18-19]先用六个脉冲电压确定转子所在扇区,然后向转子方向注入细分电压,减小转子位置的转动,提升了估算精度。该方法需要更多的注入电压,辨识时间较长,对电流采样精度要求较高。由于绕组电感饱和效应受转子位置影响主要表现为一次分量,利用电感饱和效应判断电机转子位置更为方便,不需要额外的永磁体极性判断过程。文献[12]利用绕组电感饱和特性,并通过特殊的发波顺序消除了绕组中剩磁对辨识精度的影响,将电感饱和效应随转子位置变化近似为一次三角函数关系,可靠性好,精度高,易于工程实现。

针对文献[12]中提出的方法,本文研究了利用一阶三角函数近似电感饱和特性可能存在的不足,对可能存在的误差进行了分析和仿真,并提出了一种误差校正方法提高转子位置辨识精度。在电机转子位置估算过程中,利用反正切函数计算三相反馈电流差值得到转子位置值。其隐含条件为三相电流矢量差值之和为零,而实际工况中,三相电流矢量差值之和难以为零,这表明直接对电流矢量差值进行反三角函数计算结果存在较大误差。本文对导致

三相电流矢量差值和不为零的原因进行了分析,并进行建模仿真和补偿校正,最后在一台永磁同步电机上进行了实验验证。实验中转子位置辨识误差随转子位置变化趋势与仿真分析结果基本一致,表明电感饱和效应模型假设具有一定合理性,实验结果表明,补偿校正方法能够降低转子初始位置辨识误差 31%。

1 转子位置的电感饱和和效应关系

1.1 绕组电感与转子位置

永磁同步电机根据永磁体铺装形式的不同可分为隐极式电机(如表贴电机)和凸极式电机(如嵌入式电机)两大类。凸极式电机由于直轴与交轴气隙磁通存在差异,直轴电感小于交轴电感。隐极式电机直轴与交轴的气隙磁通差异较小,电感相当,但由于直轴上永磁体磁链的作用,直轴方向会由于电感饱和和效应表现出一定程度的凸极性,导致等效电感减小。如图 1 所示的永磁同步电机三相逆变拓扑中,在电机三相绕组初始电流均为 0 的初始情况下,控制功率开关 G_{ah} 、 G_{bl} 打开,其他功率开关关闭,得到图 2 中的等效电路,注入脉冲电压矢量方向记作 AB。

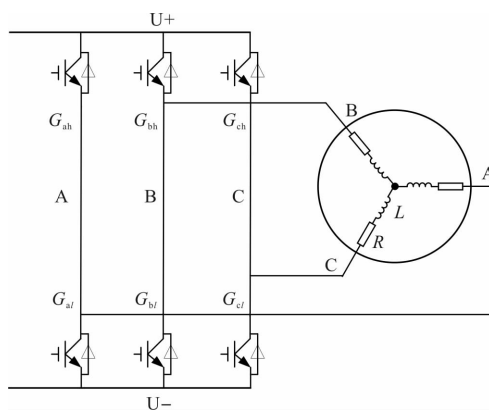


图1 永磁同步电机三相逆变拓扑结构

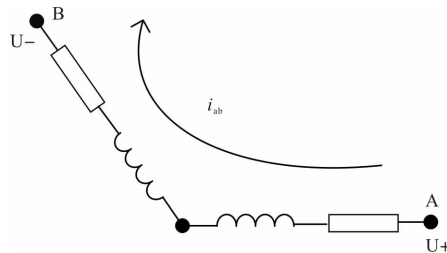


图2 AB相导通等效电路

根据文献[2]中的分析,图2中等效线电感模型为

$$L_{ab}(\theta_r) = l_0 - l_1(i_{ab})\cos(\theta_r + 30^\circ) - l_2\cos(2\theta_r + 60^\circ) \quad (1)$$

式中, θ_r 为转子 d 轴超前 A 相绕组方向的角度, L_{ab} 为

图中 AB 相的等效线电感, l_0 、 $l_1(i_a)$ 、 l_2 分别为 a 线电感的直流、一次和二次分量系数, i_{ab} 为 AB 相间施加电压后的电流, 电流以图中方向为正。同理可得其他两相组合的线电感。

$$\begin{aligned} L_{bc}(\theta_r) &= l_0 - l_1(i_{bc})\cos(\theta_r - 90^\circ) - l_2\cos(2\theta_r + 180^\circ) \\ L_{ca}(\theta_r) &= l_0 - l_1(i_{ca})\cos(\theta_r + 150^\circ) - l_2\cos(2\theta_r - 60^\circ) \end{aligned} \quad (2)$$

由式(1)、式(2)可看出, 绕组电感的一、二次系数中包含有转子位置信息, 其中一次项可看做由电感饱和效应引起的电感变化, 大小与矢量方向的等效电流呈正相关, 二次项可看成由电机本身凸极性引起的电感变化, 不受绕组电流大小影响。利用电感的一次项可以直接获取转子位置信息。

1.2 基于电感饱和效应的转子位置检测方法

要获取转子位置, 需要获取各相之间的线电感。在初始电流为零情况下, 分别向 AB、BC、CA、BA、CB、AC 六个方向注入等宽的脉冲电压矢量, 根据反馈电流得到各相之间的等效线电感, 假设电机转子在脉宽序列注入过程中的位置抖动可以忽略, 由式(1)、式(2)式可得

$$\begin{cases} L_{ba}(\theta_r) = l_0 + l_1(i_{ba})\cos(\theta_r + 30^\circ) \\ \quad - l_2\cos(2\theta_r + 60^\circ) \\ L_{cb}(\theta_r) = l_0 + l_1(i_{cb})\cos(\theta_r - 90^\circ) \\ \quad - l_2\cos(2\theta_r + 180^\circ) \\ L_{ac}(\theta_r) = l_0 + l_1(i_{ac})\cos(\theta_r + 150^\circ) \\ \quad - l_2\cos(2\theta_r - 60^\circ) \end{cases} \quad (3)$$

根据文献[2]中的实验分析可知, l_0 的值一般会远大于 l_1 和 l_2 的值, 所以在利用等脉宽的电压测试线电感时, 可认为 i_{ab} 、 i_{ba} 、 i_{bc} 、 i_{cb} 、 i_{ca} 、 i_{ac} 相差不大, 对应 $l_1(i_{ab})$ 、 $l_1(i_{ba})$ 、 $l_1(i_{bc})$ 、 $l_1(i_{cb})$ 、 $l_1(i_{ca})$ 、 $l_1(i_{ac})$ 的值均为 l_1 。利用脉宽电压方向相反的两对电感作差可得

$$\begin{aligned} \Delta L_{ab} &= L_{ba}(\theta_r) - L_{ab}(\theta_r) = 2l_1\cos(\theta_r + 30^\circ) \\ \Delta L_{bc} &= L_{cb}(\theta_r) - L_{bc}(\theta_r) = 2l_1\cos(\theta_r - 90^\circ) \\ \Delta L_{ca} &= L_{ac}(\theta_r) - L_{ca}(\theta_r) = 2l_1\cos(\theta_r + 150^\circ) \end{aligned} \quad (4)$$

将式(4)中的 3 个电感差值变换到两相静止坐标系 $\alpha\beta$ 上可得

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} L_\alpha(\theta_r) \\ L_\beta(\theta_r) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta L_{ab} \\ \Delta L_{bc} \\ \Delta L_{ca} \end{bmatrix} \\ &= 3l_1 \begin{bmatrix} \cos(\theta_r + 30^\circ) \\ \sin(\theta_r + 30^\circ) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5)$$

有

$$\theta_r = \arctan(L_\alpha(\theta_r), L_\beta(\theta_r)) - 30^\circ \quad (6)$$

其中, 函数 $\arctan(x, y)$ 为向量 (x, y) 极坐标角度, α 坐标与 A 相同向。

从式(5)、式(6)可看出, 注入六个等宽电压脉冲后, 通过反馈电流计算电感可以得到转子的位置, 工程应用中, 为了快速计算, 直接利用电流进行计算。

当电机转子静止, 电机绕组中电流均为 0 时, 向 AB 方向注入直流电压 U , 电路响应的数学模型为

$$U = 2Ri(t) + L_{ab}' \frac{di(t)}{dt} \quad (7)$$

式中, R 为各相绕组电阻, L_{ab}' 为整个电压脉冲过程的等效线电感。在电机设计中, 为了保证电机有一定的调速范围, 合理的电流范围内有 U 远大于 $2Ri(t)$, 所以可忽略式(7)中 $2Ri(t)$ 项。对两端进行积分可得

$$\int_0^{t_1} U = L_{ab}' i(t_1) \quad (8)$$

式中, t_1 为脉冲电压的脉宽时长。当注入脉冲电压宽度一定时, 电流与电感关系曲线如图 3 所示, (L_1 , L_2) 为六个等宽脉冲电压方向上电路的等效线电感变化范围。

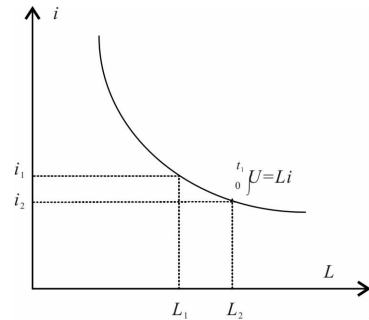


图3 注入等脉宽电压后电流与电感关系

电感在工作点附近变化时可认为各方向下电流 $i(t_1)$ 与电感呈线性关系, 令

$$\begin{cases} \Delta i_{ab} = i_{ab}(t_1) - i_{ba}(t_1) \\ \Delta i_{bc} = i_{bc}(t_1) - i_{cb}(t_1) \\ \Delta i_{ca} = i_{ca}(t_1) - i_{ac}(t_1) \end{cases} \quad (9)$$

式中, $i_{mn}(t_1)$ 为向 mn 相间注入脉冲电压 U 后的电流。有可得到

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_\alpha(\theta_r) \\ i_\beta(\theta_r) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{ab} \\ \Delta i_{bc} \\ \Delta i_{ca} \end{bmatrix} \\ &= 3 \frac{l_1}{k} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r + 30^\circ) \\ \sin(\theta_r + 30^\circ) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (10)$$

$$\theta_r = \arctan(i_\alpha(\theta_r), i_\beta(\theta_r)) - 30^\circ \quad (11)$$

所以可通过六个反馈电流由式(10)、式(11)直接得到电机转子位置。

2 转子初始位置检测误差分析与校正

2.1 转子初始位置检测的误差分析

从式(5)的推导过程可看出,式(5)成立的物理基础是电感饱和效应与其引起的电感变化呈线性关系,如图4所示。

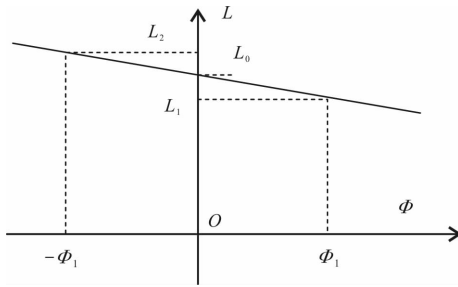


图4 永磁体磁通对线电感的影响

其中, Φ 为永磁体在施加脉冲电压方向上的磁通分量, L 为在电机上施加脉冲电压矢量期间等效电感, 因为偶次分量在电感差值过程中完全消除, 三次及以上电感分量过小, L 忽略了二次及以上分量, L_0 为转子方向垂直于脉冲电压矢量方向时的电感, 若永磁体在两个对向的脉冲电压矢量方向上的分量分别为 $-\Phi_1$ 、 Φ_1 ($\Phi_1 > 0$), 对应的等效电感分别为 L_2 、 L_1 , 由于电感饱和效应与其引起的电感变化呈线性关系, 有 $L_2 + L_1 = 2L_0$ 、 $L_2 > L_1$ 。

由于永磁体磁通在六个脉冲电压矢量方向的分量之和恒为0, 若电感饱和效应与其引起的电感变化呈线性关系, 则有 $\Delta L_{ab} + \Delta L_{bc} + \Delta L_{ca} = 0$, 而实验中三项电感差之和很难为0。表明近似为线性关系假设具有一定误差, 要获得更高精度的转子位置, 需要对结果进行补偿校正。同理, 式(10)和式(11)成立的必要条件为电感饱和效应与其引起的注入脉冲电压后的反馈电流变化(电感饱和曲线)呈线性关系, 即存在 $\Delta i_{ab} + \Delta i_{bc} + \Delta i_{ca} = 0$ 。

2.2 转子初始位置检测误差的校正方法

设转子磁通为 Φ_r , 在 Δi_{ab} 、 Δi_{bc} 、 Δi_{ca} 三个电流方向上的分量分别为

$$\begin{cases} \Phi_x = \Phi_r \cos(\theta_r - 30^\circ) \\ \Phi_y = \Phi_r \cos(\theta_r + 90^\circ) \\ \Phi_z = \Phi_r \cos(\theta_r - 150^\circ) \end{cases} \quad (12)$$

由 $\Phi_x + \Phi_y + \Phi_z = 0$, i_x 、 i_y 、 i_z 为注入电压脉冲后得到的反馈电流差值, 实际实验中, i_x 、 i_y 、 i_z 之和大部分情况下不为0, 表明电感饱和效应与其引起的反馈电流变化不呈线性关系, 采用式(10)、式(11)估算的转子存在一定误差。为了对该误差进行校正, 假设其关系呈凹函数, 如图5中黑实线所示。 $\Phi_x \geq -\Phi_y \geq -\Phi_z \geq 0$, $i_x + i_y + i_z > 0$ 。

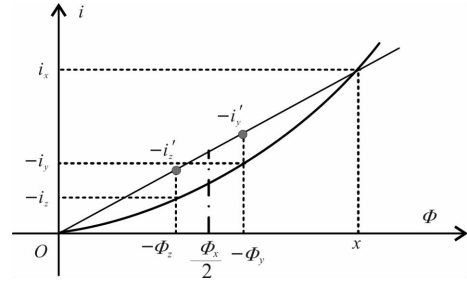


图5 永磁体磁通对线电流影响示意图

若电感饱和效应与其引起的注入脉冲电压后的反馈电流变化呈线性关系情况下电流为 i_x 、 i_y' 、 i_z' , 那么有

$$\begin{cases} \frac{i_x}{\Phi_x} = \frac{i_y'}{\Phi_y} = \frac{i_z'}{\Phi_z} \\ i_x + i_y' + i_z' = 0 \\ i_y - i_y' + i_z - i_z' = i_x + i_y + i_z \end{cases} \quad (13)$$

如果通过校正电流反馈值, 使其更加接近 i_x 、 i_y' 、 i_z' , 则可以提高转子位置估算精度。从图5可以看出, 在 i_y 、 i_z 上补偿 $i_y' - i_y$ 、 $i_z' - i_z$ 可得到准确的 i_y' 、 i_z' 。由于 $\Phi_x + \Phi_y + \Phi_z = 0$, 所以 $-\Phi_y - \Phi_x/2 = \Phi_x/2 - (-\Phi_z)$, 即 $-\Phi_y$ 与 $-\Phi_z$ 距离 $\Phi_x/2$ 的距离相等, 可近似认为

$$i_y' - i_y = i_z' - i_z = \frac{i_x + i_y + i_z}{2} \quad (14)$$

从图中可看出, 在 $-\Phi_y = \Phi_x$ 、 $\Phi_z = 0$ 和 $-\Phi_y = -\Phi_z = \Phi_x/2$ 两种情况下, $i_y' - i_y = i_z' - i_z = 0$, 式(14)一定成立, 也即是估算的转子位置误差为0。

2.3 转子初始位置检测的误差仿真

为了深入分析转子位置估算误差, 以下模型为例进行仿真。假设图5中凹函数曲线为 $i = \Phi(0.02\Phi^2 + 0.2|\Phi| + 1)$, 通过 Matlab 利用式(10)、式(11)直接估算的误差和利用式(14)校正后的估算误差如图6所示。

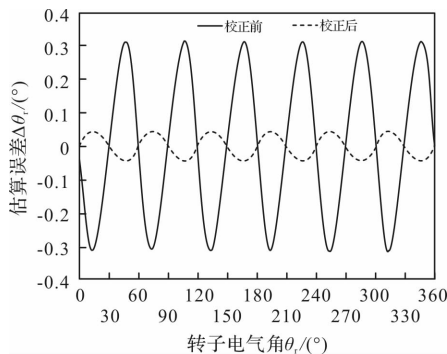


图6 转子初始位置估算误差仿真

从仿真结果可看出,位置误差随转子位置 θ_r 变化呈周期性,每电角度 60° 为一周期,在 θ_r 为 30° 整数倍的位置估算误差最小,因为此时满足条件 $-\Phi_y = \Phi_x$ 、 $\Phi_z = 0$ 或 $-\Phi_y = -\Phi_z = \Phi_x/2$,在 θ_r 为 15° 奇数倍位置附近估算误差达到最大。从图6可看出,估算误差由校正前的 0.31° 提高到了 0.04° 。实际上,如果电感饱和曲线不包含三次及以上项,即 $i = \Phi(0.2|\Phi| + 1)$,校正方法能够完全消除估算误差。

3 实验结果与分析

为了验证算法的有效性,采用一台表贴式永磁同步电机进行实验,电机参数如表1所示,控制系统采用ST公司的STM32F405芯片实现,为了验证转子初始位置的检测精度,电机配置了21位分辨率的磁编码器。

表1 电机参数表

参数	参数值
额定电压/V	48
额定电流/A	30
极对数	10
额定转速/(r/min)	3000
定子电阻/mΩ	383
定子电感/μH	138

根据文献[12],为了降低剩磁对检测精度的影响,需保证在注入用于检测转子位置的电压脉冲前,注入脉冲电压的两相剩磁方向相同。同时为了减小转子在整个检测过程中的位移,每个检测脉冲电压后会施加一个反向的电压脉冲,使转子快速停止转动。所以实验采用电压脉冲注入时序为 AC、AB、BC、CB、AC、CA、AB、BA、CB、BC、CA、AC、BA、AB,其中带下划线的电压脉冲为需要采集反馈电流的六个有效脉冲,电流采样点见如图7中带圆

点的三角电流脉冲顶点。

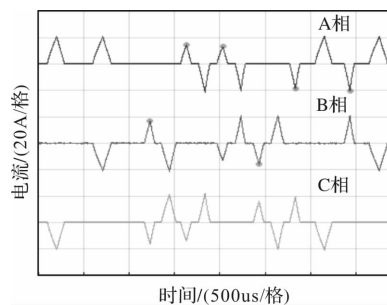


图7 脉冲电压注入后的三相电流响应

实验中电机转子位置信息以磁编码器为基准,首先手动将转子旋转至需要位置,然后注入电压脉冲序列,采集反馈电流序列并记录经电流校正算法前后的转子位置估算值。每隔约 5° 电角度实验一次。图8上部分以磁编码器反馈位置为横坐标,转子位置估算值为纵坐标。每次实验中,转子电角度由于脉冲电流引起抖动位移不超过 0.25° 。

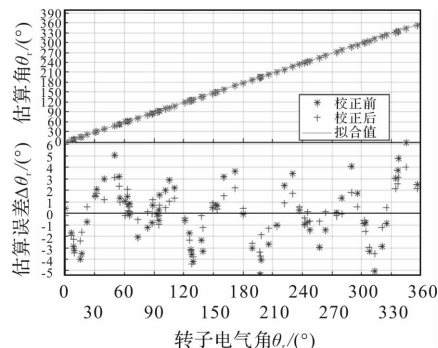


图8 转子初始位置估算值与误差

为了量化算法的检测误差,将电角度 360° 内的所有位置数据进行线性拟合,实验数据与拟合后曲线对应坐标值差值作为估算误差。从图8中估算误差可看出,经电流校正后,转子位置估算误差明显减小,最大估算误差由校正前的 6° 经电流校正后降到了 4° 。其估算误差曲线分布与图6仿真曲线形状(周期和相位)基本一致,表明仿真模型假设的合理性。校正前拟合曲线的残差均方根为 2.58° ,校正后为 1.78° 。实验中校正算法将估算误差降低了31%。

4 结论

本文分析了基于电感饱和效应的六脉波检测转子初始位置方法原理和工程应用中可能存在的误差,基于误差分析过程对误差进行了假设、建模和仿真,提出了一种校正估算误差的方法,利用一永磁同步电机进行实验。实验中初始位置辨识误差随转子位置变化趋势与仿真分析结果基本一致,表明电感饱

和效应模型假设具有一定合理性,实验结果表明,补偿校正方法能够降低转子初始位置辨识误差31%。

参考文献

- [1] 朱焜秋,成秋良. 无起动绕组永磁同步电机初始定位及起动策略[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(9): 61-65.
- [2] 任雷,崔芮华,王宗培,等. 永磁同步电机绕组电感的饱和效应[J]. 电工技术学报, 2000, 15(1): 21-25.
- [3] 李毅拓,陆海峰,瞿文龙,盛爽. 一种新颖的永磁同步电机转子初始位置检测方法[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(3): 75-82.
- [4] 林燕强,邱建琪. 基于低频旋转电压信号注入的PMSM初始定位[J]. 微电机, 2016, 49(4): 38-41.
- [5] 姜燕,刘思美,罗德荣,等. 基于高频正交方波电压注入的永磁同步电机初始位置辨识[J], 电工技术学报, 2019, 34(19), 4006-4016.
- [6] 于安博,刘利,阚志忠,等. 高频脉振信号注入永磁同步电机无滤波器初始位置辨识方法[J]. 电工技术学报, 2021, 036(4), 801-809.
- [7] Z Wang, J Hu. Algorithm for initial position detection of PMSM sensorless control based on Newton's method in conjunction with linear search of Wolfe's criterion [C]. China: Zhuhai, 26th International Conference on Electrical Machines and Systems, 2023.
- [8] 田兵,安群涛,孙东阳,等. 基于磁饱和效应的表贴式永磁同步电机初始位置检测方法[J]. 电工技术学报, 2016, 31(1) 155-164.
- [9] 张树林,康劲松,母思远. 基于等宽电压脉冲注入的永磁同步电机转子初始位置检测方法[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(19) 6085-6093.
- [10] 许家群,杜明成. 基于电流响应包络线的永磁同步电机转子初始位置检测[J]. 中国电机工程学报[J], 2018, 38(11): 3344-3353.
- [11] H Wang, J Wang, W Xu. A High Precision Initial Position Estimation Method for Low Saliency Ratio Machine Based on Image Tracking[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(11), 13612-13624.
- [12] 黄科元,陈忠强,黄守道,等. 一种基于电感饱和效应的电流差值检测永磁同步电机转子初始位置的方法[J]. 电工技术学报, 2018, 33(7): 1508-1515.
- [13] 黄科元,周李泽,周滔滔,等. 一种增强可靠性的永磁同步电机初始角检测[J]. 电工技术学报, 2015, 30(1): 45-51.
- [14] Schmidt P B, Gasperi M L, Ray G, et al. Initial rotor angle detection of a non-salient pole permanent magnet synchronous machine[C]. USA: New Orleans, IEEE Industry Applications Conference Thirty-Second IAS Annual Meeting, 1997.
- [15] 王子辉,陆凯元,叶云岳. 基于改进的脉冲电压注入永磁同步电机转子初始位置检测方法[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(36): 95-101.
- [16] Y Wang, et al. Initial Rotor Position and Magnetic Polarity Identification of PM Synchronous Machine Based on Nonlinear Machine Model and Finite Element Analysis[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2010, 46(6), 2016-2019.
- [17] H Pairo, B Nikmaram, S Mohamadian. Adaptive-Based Accurate Rotor Initial Position Estimation in Synchronous Reluctance Motors[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(11), 13812-13821.
- [18] K Huang, L Wang, Z Jiang, et al. An enhanced reliability method of initial angle detection on surface mounted permanent magnet synchronous motor [C]. China: Hangzhou, 17th International Conference on Electrical Machines and Systems, 2014.
- [19] X Wu, H Wang, K Huang, et al. An improved method of initial rotor position estimation and magnetic polarity identification for surface permanent magnet synchronous motor [C]. China: Beijing, IEEE International Magnetics Conference, 2015.
- [20] Rastegar M, Jessie B, Khoshlessan M. Initial Rotor Position Detection for Surface Mounted PMSM [C]. USA: San Francisco, IEEE International Electric Machines & Drives Conference, 2023.
- [21] X Wu, Z Q Zhu, Z Wu. A Novel Rotor Initial Position Detection Method Utilizing DC-Link Voltage Sensor [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2020, 56(6), 6486-6495.

基于电流矢量分段优化的逆变器死区补偿策略

郭芊君¹, 罗欣¹, 王亮², 朱宏亮²

(1 华中科技大学 人工智能与自动化学院, 武汉 430074;

2. 中国核动力研究设计院 核反应堆技术全国重点实验室, 成都 610213)

摘要: 针对逆变器死区效应引起的输出电压畸变、电流谐波增加以及转矩脉动等问题, 传统基于电流极性的平均电压补偿方法在电流过零区易受采样噪声干扰, 引起补偿电压突变, 恶化补偿性能, 因此提出了一种基于电流矢量分段优化的死区补偿策略。该策略通过对电流极性突变区域的电压补偿函数进行傅里叶级数展开, 得到基于电流矢量角的分段连续电压补偿函数, 在保证基波电压幅值无偏差补偿的同时, 实现了补偿电压的平滑过渡。此外, 为得到准确实时的电流矢量角, 引入一种频率自适应的二阶广义积分器对电流信号进行滤波, 显著提升了电流矢量角检测精度。实验结果表明, 所提策略在系统动态和静态工况下均能实现对死区效应精准稳定补偿。

关键词: 死区补偿; 电流矢量; 分段优化; 傅里叶级数; 二阶广义积分器

中图分类号: TM351; TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)09-0025-08

An Inverter Dead-time Compensation Strategy Based on Segmented Optimization of the Current Vector

GUO Qianjun¹, LUO Xing¹, WANG Liang², ZHU Hongliang²

(1. School of Artificial Intelligence and Automation, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China;

2. National Key Laboratory of Nuclear Reactor Technology, Nuclear Power Institute of China, Chengdu 610213, China)

Abstract: Aiming at the problems of output voltage distortion, increased current harmonics, and torque ripple caused by the dead-time effect of inverters, a dead-time compensation strategy based on piecewise optimization of the current vector was proposed. The conventional average voltage compensation methods relying on current polarity were easily affected by sampling noise near the current zero-crossing point, which led to abrupt variations in the compensation voltage and degraded compensation performance. To overcome these limitations, the Fourier series expansion was applied to the voltage compensation function in the current polarity transition region, and a piecewise continuous voltage compensation function expressed by the current vector angle was obtained, which ensured smooth transition of the compensation voltage while realizing unbiased compensation of the fundamental voltage amplitude. Furthermore, a frequency-adaptive second-order generalized integrator (SOGI) was introduced to achieve accurate and real-time estimation of the current vector angle, which significantly improved the accuracy of angle detection. Experimental results verify that the proposed strategy can achieve precise and stable dead-time compensation under both dynamic and steady-state operating conditions of the system.

Key words: dead-time compensation; current vector; segmented optimization; Fourier series; second-order generalized integrator

0 引言

在功率电子逆变器中, 为避免上下桥臂功率器件同时导通而引发短路, 通常需要设置死区时间^[1]。然而, 死区时间会引起输出电压和电流的畸变, 增加谐波含量, 降低电机效率。在低开关频率下这一

效应较弱, 但在高开关频率、低速运行时, 死区效应会累积并引发零电流钳位等问题, 进一步加剧转矩波动和能量损耗^[2]。近年来研究表明, 合理的死区补偿策略能够改善输出波形、降低谐波并抑制转矩脉动。

死区补偿策略可分为软硬结合的方法以及纯软

收稿日期: 2026-03-17

基金项目: 国家自然科学基金(62273160, 62273161)

作者简介: 郭芊君(2002), 女, 硕士, 研究方向为电机及运动控制。

通讯作者: 罗欣(1986), 男, 博士, 研究方向为电机及运动控制。

王亮(1986), 男, 硕士, 研究方向为电机及运动控制。

朱宏亮(1986), 男, 硕士, 研究方向为电机及运动控制。

件方法, 软硬结合的方法^[3-5]需要硬件检测电路来得到死区产生的压降或引入额外的器件, 增加复杂性并且难以保证电路的可靠性, 而纯软件的方法更加简单: 死区时间调整法^[6-8]、无效开关器件消除法^[9-11]、扰动观测器法^[12-14]、平均电压补偿法^[17-18]等。文献[6-7]通过对开关脉冲进行调整实现实时死区补偿, 直接抵消死区时间导致的电压损失, 但是对计算资源的要求较高。文献[8]使用 q 轴电压误差对死区时间进行补偿, 但是依赖于电流极性的准确检测。文献[9]在计算调制时间时为每一相引入了两个辅助调制时间, 其中一个用于生成提前关断驱动信号, 另一个用于生成延迟开通驱动信号, 可以直接消除死区效应, 但是算法的设计复杂并且硬件复杂度与成本增加。文献[12]基于扰动观测器法设计了双观测器对扰动电压进行估计, 但是需要准确的电机模型。文献[13]使用基于广义观测器的谐振预测电流控制法来抑制死区造成的周期性扰动, 但是观测器设计过程较为复杂。文献[14]通过对电流的变化量与扰动电压的关系进行建模, 不依赖电流极性的检测, 但是难以工程实现。除了使用建立观测器对死区误差电压进行估计, 还可以通过提取谐波进行死区补偿, 文献[15]通过谐波分离方案提取扰动电压, 然后采用 PI 控制器进行补偿; 文献[16]通过神经网络提取谐波, 调节后用于死区补偿。文献[17-18]采取平均电压误差法, 根据各相电流极性将等效补偿电压加到指令电压中进行补偿, 这种方法实现简单且易于工程实现, 但对电流采样的延迟与极性检测精度要求高, 在过零区域受噪声干扰以及零电流箝位影响容易误补偿, 引入不同频次的谐波恶化补偿性能。文献[19]基于高通滤波器搭建电感电流观测模型, 精确的重构电感电流, 但是构建过程较为复杂。文献[20]在电机定子电流的非过零区域通过只对单桥臂作用以消除死区, 在过零区域采取脉冲等效补偿法, 并通过 FIR 滤波器对定子电流进行滤波, 但切换过程较难实现。

综上所述, 为了提高死区补偿性能, 本文提出了一种基于电流矢量分段优化的逆变器死区补偿策略。首先对死区效应进行分析, 得出两相静止坐标系下的误差电压表达式。然后针对基于电流极性的平均电压补偿方法在电流过零区易受采样噪声干扰的问题, 提出了一种新型的基于电流矢量分段优化补偿策略, 来实现补偿电压的平滑过渡。此外, 为

获取更准确的电流矢量角, 引入了频率自适应双二阶广义积分器来对电流进行滤波。最后, 通过实验验证了所提出方法的有效性。

1 传统死区补偿方法

为了防止电压源逆变器的上下开关管同时导通, 通常会在开关管切换时插入一段上下桥臂均关闭的死区时间。为消除死区效应, 传统平均电压补偿法根据电流极性产生与误差电压矢量大小相等而方向相反的六个补偿矢量^[21]。

由于过零点附近电流难以准确检测, 可通过定子电流矢量角 θ_i 得到六种三相电流极性组合。通过克拉克 (Clark) 变换, 将不同组合所对应的补偿电压矢量分解到两相静止坐标系下得到补偿电压矢量 u_α 、 u_β 如式(1)、式(2)所示:

$$u_\alpha = \begin{cases} \frac{4u_{\text{dead}}}{3}, & \theta_i \in \left[-\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{6}\right) \\ \frac{2u_{\text{dead}}}{3}, & \theta_i \in \left[-\frac{\pi}{2}, -\frac{\pi}{6}\right) \cup \left[\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{2}\right) \\ -\frac{2u_{\text{dead}}}{3}, & \theta_i \in \left[-\frac{5\pi}{6}, -\frac{\pi}{2}\right) \cup \left[\frac{\pi}{2}, \frac{5\pi}{6}\right) \\ -\frac{4u_{\text{dead}}}{3}, & \theta_i \in \left[-\pi, -\frac{\pi}{6}\right) \cup \left[\frac{5\pi}{6}, \pi\right) \end{cases} \quad (1)$$

$$u_\beta = \begin{cases} \frac{2u_{\text{dead}}}{\sqrt{3}}, & \theta_i \in \left[\frac{\pi}{6}, \frac{5\pi}{6}\right) \\ 0, & \theta_i \in \left[-\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{6}\right) \cup \left[\frac{5\pi}{6}, \pi\right) \\ -\frac{2u_{\text{dead}}}{\sqrt{3}}, & \theta_i \in \left[-\frac{5\pi}{6}, -\frac{\pi}{6}\right) \end{cases} \quad (2)$$

式中, u_{dead} 为等效死区电压幅值。

2 基于电流矢量分段优化死区补偿法

2.1 传统分段补偿方法

由式(1)可知传统方法的补偿电压是分段不连续函数, 从 I 扇区切换至 II 扇区时, 补偿电压 u_α 幅值应从 $4u_{\text{dead}}/3$ 降低到 $2u_{\text{dead}}/3$, 但当电流矢量角 θ_i 判断不准确时, 很容易在 30° 附近误补偿为 $4u_{\text{dead}}/3$, 影响死区的正常补偿。文献[22-23]采取时间补偿法, 将需要补偿的死区时间折算为等效的占空比, 在电流过零点附近设定阈值, 阈值内对占空比进行线性补偿, 阈值外按固定值补偿, 可有效减小切换区间电压突变的问题。采用上述线性补偿的思想得

到的基于电压补偿法的分段函数图像如图 1 所示。

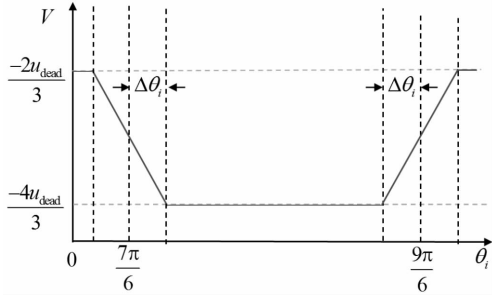


图 1 线性分段补偿电压与电流矢量角度对应关系

根据图 1 可得线性分段补偿电压函数 $u_{\alpha 1}(\theta_i)$ 在第 IV 扇区到第 V 扇区表达式为

$$u_{\alpha 1} = \begin{cases} -\frac{4u_{dead}}{3}, & \theta_i \in \left[\frac{5\pi}{6} + \Delta\theta_i, \frac{7\pi}{6} - \Delta\theta_i\right) \\ f(\theta_i), & \theta_i \in \left[\frac{7\pi}{6} - \Delta\theta_i, \frac{7\pi}{6} + \Delta\theta_i\right) \\ -\frac{2u_{dead}}{3}, & \theta_i \in \left[\frac{7\pi}{6} + \Delta\theta_i, \frac{3\pi}{2} - \Delta\theta_i\right) \end{cases} \quad (3)$$

$$f(\theta_i) = \frac{u_{dead}}{3\Delta\theta_i}\theta_i - \frac{7\pi u_{dead}}{18\Delta\theta_i} - \frac{u_{dead}}{3} \quad (4)$$

式中, $f(\theta_i)$ 为 IV、V 扇区切换时的线性过渡函数。

设定角度阈值 $\Delta\theta_i$ 作为零电流区间, 区间内根据式(3)的线性方程使补偿电压幅值从 $-4u_{dead}/3$ 过渡到 $-2u_{dead}/3$, 减少因扇区误判导致的补偿误差。在一个周期 T_s 内对线性分段补偿电压函数 $u_{\alpha 1}(\theta_i)$ 进行傅里叶展开可得傅里叶级数展开表达式 $u_{\alpha 1}^*(\theta_i)$ 为

$$\begin{cases} a_n = \frac{8u_{dead}}{3\pi n^2 \Delta\theta_i} \sin(n\Delta\theta_i) \left[\sin\left(\frac{n\pi}{6}\right) + \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) \right] \\ u_{\alpha 1}^*(\theta_i) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} a_n \cos(n\theta_i) \end{cases} \quad (5)$$

式中, n 为谐波次数, a_n 为傅里叶展开式的系数。

根据式(5)计算可知, 线性分段补偿方法除补偿由死区所导致的 $6k \pm 1$ 次谐波外, 还会引入 9 次、15 次等三倍频次的谐波。

当 n 取 1 时, 对基波幅值 a_1 进行分析:

$$\begin{aligned} a_1 &= \frac{8u_{dead}}{3\pi (1)^2 \Delta\theta_i} \sin(1 \cdot \Delta\theta_i) \left[\sin\left(\frac{\pi}{6}\right) + \sin\left(\frac{\pi}{2}\right) \right] \\ &= \frac{4u_{dead}}{\pi} \frac{\sin(\Delta\theta_i)}{\Delta\theta_i} \end{aligned} \quad (6)$$

由式(6)知当角度阈值 $\Delta\theta_i$ 无限趋近于 0 时, $\sin(\Delta\theta_i)$ 与 $\Delta\theta_i$ 的比值无限趋近于 1, 可得到理想基波幅值 a_{ideal} 为 $4u_{dead}/\pi$ 。随着角度阈值 $\Delta\theta_i$ 的增大, 线性分段补偿电压的基波幅值 a_1 逐渐低于理想基波幅值 a_{ideal} 。

2.2 基于傅里叶级数展开的分段函数设计

根据前述分析可知, 由于线性分段补偿电压函数具有分段且连续的性质, 可在角度阈值 $\Delta\theta_i$ 内对突变电压线性过渡, 但是会引入其他频次的谐波并降低基波幅值。针对这一问题, 以下提出了一种基于傅里叶级数展开的新型分段函数。

将一个周期的死区补偿方波电压 u_α 、 u_β 进行傅里叶级数展开可得 $u_\alpha^*(\theta_i)$ 、 $u_\beta^*(\theta_i)$ 如:

$$\begin{cases} u_\alpha^*(\theta_i) = \frac{4}{\pi} u_{dead} \left(\cos\theta_i - \frac{1}{5} \cos 5\theta_i + \frac{1}{7} \cos 7\theta_i - \frac{1}{11} \cos 11\theta_i - \dots \right) \\ u_\beta^*(\theta_i) = \frac{4}{\pi} u_{dead} \left(-\sin\theta_i - \frac{1}{5} \sin 5\theta_i - \frac{1}{7} \sin 7\theta_i - \frac{1}{11} \sin 11\theta_i - \dots \right) \end{cases} \quad (7)$$

根据式(7)可知, 理想补偿波形傅里叶展开后的表达式含有 5 次、7 次、11 次等 $6k \pm 1$ 次谐波, 以消除死区效应引起的转矩脉动, 并且不会引入其他频次谐波。 $u_\alpha^*(\theta_i)$ 、 $u_\beta^*(\theta_i)$ 由无穷次项谐波叠加, 近似理想的死区补偿阶梯状方波 u_α 、 u_β 。选取有限项进行叠加得到 $u_{\alpha,limit}^*(\theta_i)$, 代替角度阈值 $\Delta\theta_i$ 内的线性过渡函数, 以第 IV 扇区到第 V 扇区切换过程为例进行分析, 如图 2 所示。

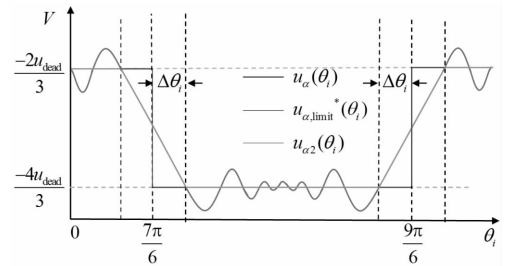


图 2 基于傅里叶级数展开的分段补偿波形图

图 2 中波形 $u_{\alpha,limit}^*(\theta_i)$ 呈吉布斯现象^[24]: 在扇区内保持恒值的补偿电压 $u_\alpha(\theta_i)$ 上下高频起伏, 有振荡衰减的趋势。 u_α 为死区补偿方波电压, 由扇区交界 $7\pi/6$ 、 $9\pi/6$ 处的交点可确定角度阈值 $\Delta\theta_i$, 随 $u_{\alpha,limit}^*(\theta_i)$ 叠加项数的增多而改变。基于前述分段补

偿的思想, 只针对易产生误补偿的过零区域进行修正。在角度阈值 $\Delta\theta_i$ 内, 曲线 $u_{\alpha 2}(\theta_i)$ 保留傅里叶展开选取有限项叠加的波形 $u_{\alpha, \text{limit}}^*(\theta_i)$, 其余部分保留原补偿方波 u_α , 可得到新型分段补偿函数 $u_{\alpha 2}(\theta_i)$ 如:

$$u_{\alpha 2}(\theta_i) = \begin{cases} -\frac{4u_{\text{dead}}}{3}, & \theta_i \in \left[\frac{5\pi}{6} + \Delta\theta_i, \frac{7\pi}{6} - \Delta\theta_i\right) \\ u(\theta_i), & \theta_i \in \left[\frac{7\pi}{6} - \Delta\theta_i, \frac{7\pi}{6} + \Delta\theta_i\right) \\ -\frac{2u_{\text{dead}}}{3}, & \theta_i \in \left[\frac{7\pi}{6} + \Delta\theta_i, \frac{3\pi}{2} - \Delta\theta_i\right) \end{cases} \quad (8)$$

$$u(\theta_i) = \frac{4}{\pi}u_{\text{dead}}\left(\cos\theta_i - \frac{1}{5}\cos 5\theta_i + \frac{1}{7}\cos 7\theta_i - \frac{1}{11}\cos 11\theta_i - \frac{1}{17}\cos 17\theta_i + \frac{1}{19}\cos 19\theta_i\right) \quad (9)$$

式中, $u(\theta_i)$ 为 IV、V 扇区切换时的傅里叶过渡函数。

死区效应越明显, 在电流过零区域的角度 θ_i 越难以准确判断, 应设置的角度阈值 $\Delta\theta_i$ 越大。为了保证死区补偿电压函数波形的连续性, 需根据实际情况选择叠加谐波的项数。经计算选择 1、5、7、9、11、13、17、19 次谐波叠加后的波形 $u(\theta_i)$ 与补偿电压方波在扇区切换边沿的交点, 可得电流阈值角 $\Delta\theta_i$ 为 5.2° 。在零电流箝位程度严重, 电流采样噪声更大的情况下也可叠加 1、5、7、11、13 次谐波, 对应的角度阈值 $\Delta\theta_i$ 为 7.2° 。

将新型分段补偿波形 $u_{\alpha 2}(\theta_i)$ 进行傅里叶展开得到 $u_{\alpha 2}^*(\theta_i)$, 对其基波幅值进行分析。定义扰动函数 $\delta(\theta_i)$ 为新型分段函数的傅里叶展开式 $u_{\alpha 2}^*(\theta_i)$ 与理想补偿波形傅里叶级数展开式 $u_\alpha^*(\theta_i)$ 之差:

$$\begin{aligned} \delta(\theta_i) &= u_{\alpha 2}^*(\theta_i) - u_\alpha^*(\theta_i) \\ &= \sum_{n=1,5,\dots}^M g_n \cos(n\theta_i) - \sum_{n=1,5,\dots}^{\infty} g_n \cos(n\theta_i) \end{aligned} \quad (10)$$

式中, g_n 为补偿电压傅里叶级数展开的系数, M 为选取进行叠加的 $6k \pm 1$ 次谐波。

根据傅里叶级数的线性性质, 死区补偿所引入的基波误差取决于扰动函数的基波分量 Δp_1 :

$$\begin{aligned} \Delta p_1 &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \delta(\theta_i) \cos(\theta_i) d\theta_i \\ &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \left(- \sum_{n \in \{M_{\text{next}}, \dots\}}^{\infty} g_n \cos(n\theta_i) \right) \cos(\theta_i) d\theta_i \end{aligned} \quad (11)$$

式中, M_{next} 为补偿所用最高次谐波 M 在 $6k \pm 1$ 序列中的下一项, $\delta(\theta_i)$ 等于被截断的所有高次谐波之和的负值。

根据三角函数的正交性可知:

$$\int_0^{2\pi} \cos(n\theta_i) \cos(m\theta_i) d\theta_i = 0 \quad \text{for } n \neq m \quad (12)$$

由于 n 不为1, 积分中的每一项严格等于0, 根据式(12)可知 Δp_1 始终为0无基波损失, 所以新型分段补偿法的基波幅值恒等于 $4u_{\text{dead}}/\pi$ 。该方法优于传统的线性分段补偿方法, 避免了分别计算每一扇区对应的线性方程, 实现时域波形的平滑过渡。

2.3 误差分析

相较于理想补偿函数, 线性分段补偿函数 $u_{\alpha 1}(\theta_i)$ 和新型分段补偿函数 $u_{\alpha 2}(\theta_i)$ 均会降低补偿精度。下面对两种补偿方法下的误差进行比较分析, 均方误差 ε_{MSE} 定义如:

$$\varepsilon_{\text{MSE}} = \frac{1}{T} \int_0^T (f_{\text{any}}(\theta_i) - u_\alpha^*(\theta_i))^2 d\theta_i \quad (13)$$

式中, T 为一个周期, $f_{\text{any}}(\theta_i)$ 为不同分段补偿函数。

新型分段补偿法的均方误差 $\varepsilon_{\text{MSE2}}$ 等于理想波形中被截断的所有高次谐波的平均功率之和, 会随着所选取谐波项数 M 增大而单调减小, 并当项数 M 趋近于无穷时, $\varepsilon_{\text{MSE2}}$ 趋近于0。根据帕塞瓦尔定理, 可以计算出新型分段补偿函数的均方误差 $\varepsilon_{\text{MSE2}}$ 为

$$\varepsilon_{\text{MSE2}} = \frac{1}{2} \sum_{n=M_{\text{next}}}^{\infty} g_n^2 \quad (14)$$

定义误差能量的表达式为

$$J(f_{\text{any}}(\theta_i)) = \|f_{\text{any}}(\theta_i) - u_\alpha^*(\theta_i)\|_2^2 \quad (15)$$

根据范数的定义将式(15)展开, 令:

$$\begin{cases} \vec{e} = u_\alpha^*(\theta_i) - u_{\alpha 2}^*(\theta_i) \\ \vec{d} = u_{\alpha 2}^*(\theta_i) - f_{\text{any}}(\theta_i) \end{cases} \quad (16)$$

应用内积的双线性性质将式(15)进行展开:

$$\begin{aligned} J(f_{\text{any}}(\theta_i)) &= \langle \vec{e}, \vec{e} \rangle + 2\langle \vec{e}, \vec{d} \rangle + \langle \vec{d}, \vec{d} \rangle \\ &= \|\vec{e}\|_2^2 + 2\langle \vec{e}, \vec{d} \rangle + \|\vec{d}\|_2^2 \end{aligned} \quad (17)$$

由于误差向量 $\vec{e}$ 与 $\vec{d}$ 正交, 中间内积项为0, 将线性分段补偿函数 $u_{\alpha 1}^*(\theta_i)$ 代入 $f_{\text{any}}(\theta_i)$ 可得误差能量分解公式:

$$J(u_{\alpha 1}^*(\theta_i)) = J(u_{\alpha 2}^*(\theta_i)) + \|u_{\alpha 2}^*(\theta_i) - u_{\alpha 1}^*(\theta_i)\|_2^2 \quad (18)$$

将此等式两边同时除以 2π ，可得两个方法下方误差的关系：

$$\varepsilon_{\text{MSE1}} = \varepsilon_{\text{MSE2}} + \frac{1}{2\pi} \|u_{\alpha 2}^*(\theta_i) - u_{\alpha 1}^*(\theta_i)\|_2^2 \quad (19)$$

由式(19)可知线性分段补偿法的总误差 $\varepsilon_{\text{MSE1}}$ 中第一部分 $\varepsilon_{\text{MSE2}}$ 是新型分段补偿法的均方误差，第二部分是严格为正的误差项，因此新型分段补偿函数的总误差 $\varepsilon_{\text{MSE2}}$ 小于线性分段补偿法 $\varepsilon_{\text{MSE1}}$ 。

2.4 频率自适应的电流滤波

通过新型分段补偿函数可有效缓解电流过零区域的补偿电压突变，但由于存在电流纹波、电流检测装置所引入的延时干扰及采样噪声等问题，需获取准确的电流矢量角 θ_i ，本文采取频率自适应的二阶广义积分器(SOGI)对电流进行滤波。

由文献[25]可知 SOGI-QSG 的传递函数为

$$D(s) = \frac{i'(s)}{i(s)} = \frac{k_r \hat{\omega} s}{s^2 + k_r \hat{\omega} s + \hat{\omega}^2} \quad (20)$$

式中， $\hat{\omega}$ 为谐振频率， k_r 为系统增益， i' 为电流信号 i 的基波分量。

由于 SOGI 在谐振频率 $\hat{\omega}$ 处有无穷大增益，可以无静差跟随输入信号的基波分量，所以通过二阶带通滤波器可以得到无相位偏移且滤除谐波分量的电流^[26]。

当二阶广义积分器的谐振频率 $\hat{\omega}$ 与实际电流基波频率 ω 不相等时，二阶广义积分器输出信号的幅值和相位均会出现跟踪误差。为使频率波动时仍实现准确的滤波效果，可将锁频环得到的频率作为二阶广义积分器的谐振频率，这样二阶广义积分器还实现了频率自适应功能，根据两相静止坐标轴下电流分量设计的锁频环如：

$$\frac{d\omega_{\text{est}}}{dt} = i_{\alpha, \text{est}} i_{\beta, \text{err}} - i_{\alpha, \text{err}} i_{\beta, \text{est}} \quad (21)$$

式中， ω_{est} 为锁频环估计的频率； $i_{\alpha, \text{est}}$ 、 $i_{\beta, \text{est}}$ 分别为电流 i_{α} 、 i_{β} 经 SOGI 得到的基波分量； $i_{\alpha, \text{err}}$ 、 $i_{\beta, \text{err}}$ 分别为电流 i_{α} 、 i_{β} 与对应基波分量 $i_{\alpha, \text{est}}$ 、 $i_{\beta, \text{est}}$ 之差。

采用积分控制器可以得到式(22)即锁频环的表达式，为了消除电流幅值不平衡的影响，采取幅值归一化进行进一步的处理：

$$\omega_{\text{est}} = \frac{k_i \cdot \int (i_{\alpha, \text{est}} i_{\beta, \text{err}} - i_{\alpha, \text{err}} i_{\beta, \text{est}}) dt}{i_s^2} \quad (22)$$

式中， k_i 为积分系数， i_s 为电流幅值。

3 实验验证及结果分析

为了验证上述所提方法的可行性，搭建了基于 DSP 的异步电机驱动系统，如图 3 所示。实验平台由主电路开关器件 FF450R17IE4、YVF2-160L-4 型变频调速三相异步电动机、TI 公司的 TMS320F28335 主控板与功率板构成。实验数据由功率分析仪和 DSP 采样存储，origin 中绘制。实验相关参数如表 1 所示。



图3 异步电机硬件实验平台

表1 异步电机参数

参数	参数值	参数	参数值
额定电压 U_n/V	380	转子电感 L_r/mH	85
额定功率 P_n/kW	15	死区时间 $T_d/\mu\text{s}$	4
定子电阻 R_s/W	0.55	额定频率 f_n/Hz	50
定子电感 L_s/mH	85	转动惯量 $J/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	1.39
开关频率 f_s/kHz	10	极对数 p	2
转子电阻 R_r/W	0.39	互感 L_m/mH	82

3.1 频率自适应的电流滤波实验结果

本文所采用的新型死区补偿方案借助 SOGI 可以有效滤除电流中所含有的高频噪声及谐波干扰，在额定工况下进行测试如图 4 所示。

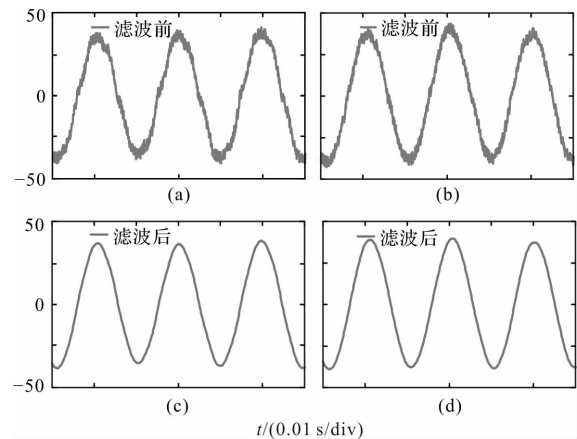


图4 死区补偿前后的滤波波形对比

经 SOGI 滤波前后得到的电流矢量角度如图 5 所示。

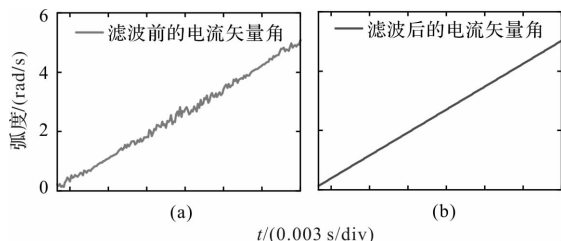


图 5 滤波前后的电流矢量角度对比

图 4(a)、图 4(c) 为未进行死区补偿的电流波形, 图 4(b)、图 4(d) 为采取新型死区补偿后的电流波形。通过对比可以看出, 滤波后的电流没有相位偏移, 高频噪声及谐波分量得到滤除, 改善了零电流箝位现象。

由图 5 中滤波前后的电流矢量角度图 5(a)、图 5(b) 对比可知, 在电流过零区域的极性难以准确判断, 所以电流矢量角 θ_i 存在较大的抖动, 容易补偿错误的电压, 而滤波后的电流矢量角度更为平滑且波动较小, 便于准确施加死区补偿。

为测试在频率波动的情况下 SOGI 能否自适应跟踪中心频率准确滤波, 将运行频率从 20 Hz 突增至 40 Hz 进行验证, 如图 6 所示, 经 0.16 s 的调整时间, 频率可达到给定频率 40 Hz, 在稳态期间有上下 0.2 Hz 的波动, 在频率变化时可实现自适应跟踪。

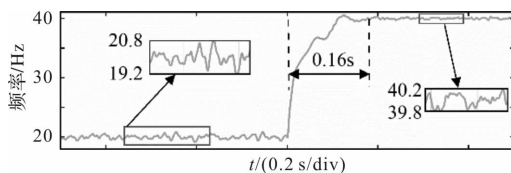


图 6 频率突变时的跟踪性能测试

3.2 基于傅里叶展开的分段死区补偿方法验证

在不同频率下对不同死区补偿方法进行测试, 图 7 为异步电机在 5 Hz 运行时, 不同方法下的 A 相定子电流波形及其 FFT 波形图对比。

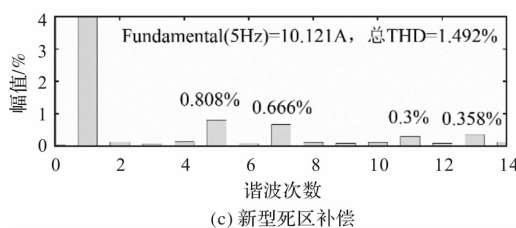
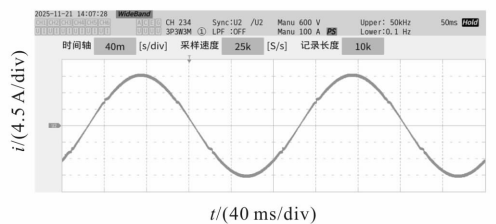
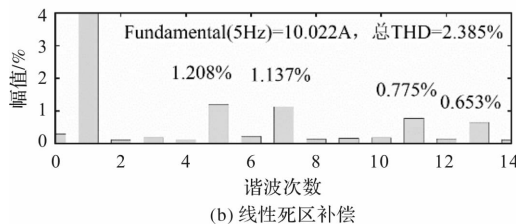
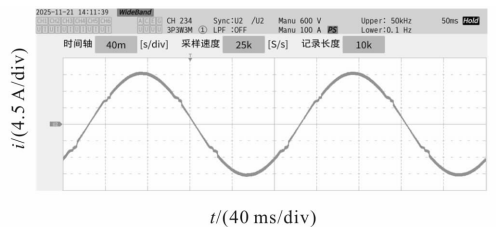
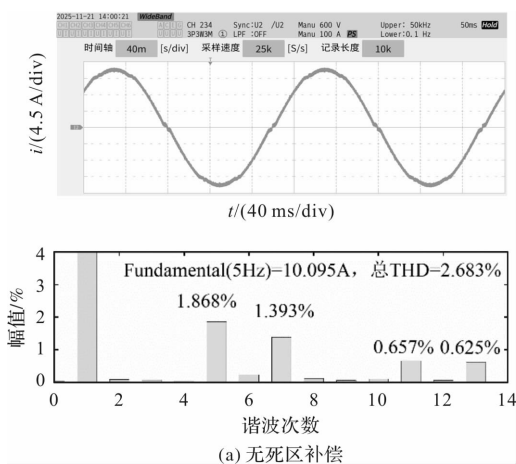


图 7 运行频率 5 Hz 下不同方法的性能比较

由图 7 可知, 线性死区补偿及新型死区补偿均在不同程度上抑制了死区效应, 改善波形效果, 线性死区补偿方法会引入其他频次的谐波, 电流波形仍存在一定程度的畸变, 而新型死区补偿方法下电流波形更接近理想正弦波形, 畸变处的波动更小, 补偿效果更佳。

由于 5 次、7 次、11 次、13 次谐波含量较高, 一同选取作为比较指标, 并将不同方法下的基波幅值及总谐波含量 (THD) 列在表 2 中可得。

表 2 运行频率 5 Hz 下不同方法的电流信息对比

对比指标	无补偿	线性补偿	新型补偿
基波幅值/A	10.095	10.022	10.121
总 THD/%	2.683	2.385	1.492
5 次谐波含量/%	1.868	1.208	0.808
7 次谐波含量/%	1.393	1.137	0.666
11 次谐波含量/%	0.657	0.775	0.300
13 次谐波含量/%	0.625	0.653	0.358

根据表 2 可知, 线性死区补偿方法下基波幅值 10.022 A, 低于未补偿时的基波幅值, 5、7 次谐波

含量小幅降低, 11、13 次谐波含量反而稍有所上升, 总 THD 含量降低幅度仅为 11.1%, 而新型死区补偿方法使得基波幅值提高至 10.121 A, 各次谐波含量降低幅度超 50%, 总 THD 含量降低幅度约 44.3%, 有效提高了死区补偿效果。

图 8 为异步电机在 25 Hz 运行时, 不同方法下的 A 相定子电流波形及其 FFT 波形图对比。两种补偿方法均可实现有效的死区补偿, 但是新型死区补偿方案下的电流畸变程度更低, 正弦度更高。

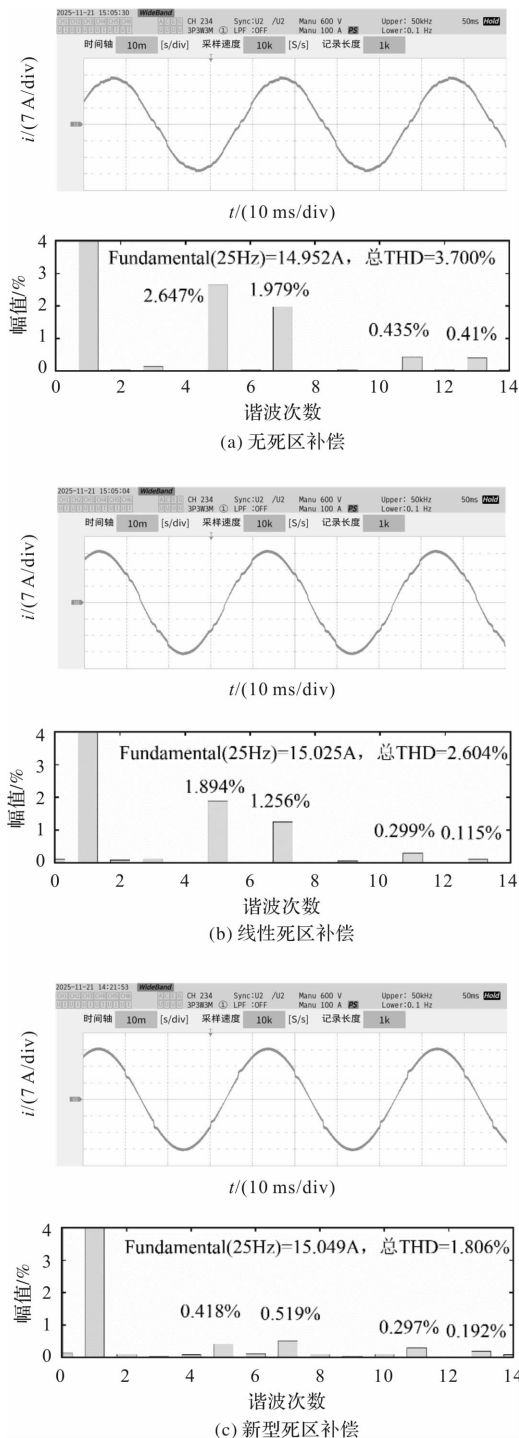


图 8 运行频率 25 Hz 下不同方法的性能比较

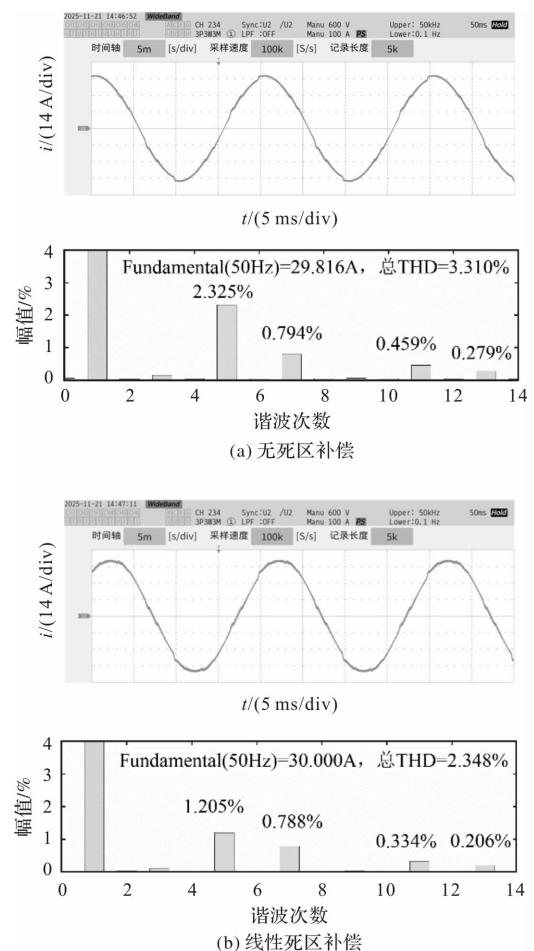
将不同方法下的基波幅值及各种谐波含量列在表 3 中进行对比如下:

表 3 运行频率 25 Hz 下不同方法的电流信息对比

对比指标	无补偿	线性补偿	新型补偿
基波幅值/A	14.952	15.025	15.049
总 THD/%	3.700	2.604	1.806
5 次谐波含量/%	2.647	1.894	0.418
7 次谐波含量/%	1.979	1.256	0.519
11 次谐波含量/%	0.435	0.299	0.297
13 次谐波含量/%	0.410	0.115	0.192

由表 3 可知, 相较线性死区补偿方法, 新型死区补偿方案使得基波幅值增长了 0.024 A, 总 THD 下降了 0.798%, 5 次谐波降低了 1.476%, 7 次谐波降低了 0.737%, 11、13 次谐波含量基本持平, 比未补偿时降低了约 0.2%, 优于线性死区补偿方法。

图 9 为异步电机在 50 Hz 运行时, 不同方法下的 A 相定子电流波形及其 FFT 波形图对比。由图 9 可知, 频率提高后电流波形的正弦度提高, 死区效应影响减弱, 两种补偿方法均可实现有效的死区补偿, 但是新型死区补偿方案下的电流更为平滑。



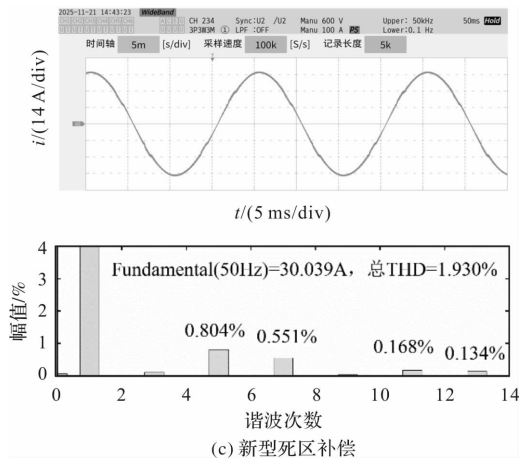


图9 运行频率 50 Hz 下不同方法的性能比较

将不同方法下的基波幅值及各种谐波含量列在表 4 中进行对比。

表 4 运行频率 50 Hz 下不同方法的电流信息对比

对比指标	未补偿	线性补偿	新型补偿
基波幅值/A	29.816	30.000	30.039
总 THD/%	3.310	2.348	2.030
5 次谐波含量/%	2.325	1.205	0.804
7 次谐波含量/%	0.794	0.788	0.551
11 次谐波含量/%	0.459	0.334	0.168
13 次谐波含量/%	0.279	0.206	0.134

由表 4 可知, 相较线性死区补偿方法, 新型死区补偿方法使基波幅值提高了 0.039 A, 总 THD 含量降低了约 3.4%, 5 次谐波含量降低了约 0.4%, 7 次谐波含量降低了约 0.23%, 11 次谐波含量降低了约 0.16%, 13 次谐波含量降低了约 0.07%。

对比不同频率下的电流波形及谐波含量可知, 新型死区补偿方法对谐波的抑制程度更高, 可有效提升基波幅值, 补偿效果优于线性死区补偿方法。

4 结 语

针对传统死区补偿方法在电流过零区域易受采样噪声干扰, 引起补偿电压突变导致误补偿的问题, 本文提出了一种新型基于电流矢量角分段优化的死区补偿方案, 能够在不同工况下实现死区效应的准确补偿, 经验证得到的结论如下:

(1) 为避免传统方法在电流过零区域补偿电压突变, 采取基于傅里叶级数展开的方法构建了分段连续补偿函数。在保证基波幅值无损耗的同时, 实现了补偿电压的平滑过渡。

(2) 为确保分段策略的精确执行, 引入的 SOGI

能有效滤除电流信号中的高频噪声与谐波分量, 解决了因信号不纯净而导致角度计算错误的问题, 获得精准的电流矢量角, 并且具备频率自适应能力, 能够在动态工况下快速准确的跟踪运行频率的变化, 提升整个补偿系统的鲁棒性。

参考文献

- [1] Nas, Vasudevan K. An investigation of current ripple prediction based dead time compensation using a simplified motor model for a VSI fed induction motor drive [C]. Trivandrum, India; IEEE International Conference on Power Electronics, Smart Grid, and Renewable Energy. 2023: 1-6.
- [2] Ji Y, Yang Y, Zhou J, et al. Control strategies of mitigating dead-time effect on power converter: an overview[J]. Electronics, 2019, 8(2): 196.
- [3] Schubert M, Scharfenstein D, De Doncker R W. A Novel Online Current-and Voltage-Sensor Offset Adaption Scheme Utilizing the Effect of Inverter Voltage Distortion[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(6): 6011-6017.
- [4] 宁继超, 贾洪奇, 王雪松, 等. 带有死区时间补偿及电容电压平衡功能的二极管钳位型三电平逆变器数字调制方法[J]. 电工技术学报, 2024, 39(20): 6444-6461.
- [5] Ali Khan A, Ali Khan U, Ahmed H F, et al. Improved NPC inverters without short-circuit and dead-time issues [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(2): 2180-2190.
- [6] 康薇, 肖飞, 任强, 等. 双有源桥 DC-DC 变换器三移相调制及其死区效应分析和补偿[J]. 电工技术学报, 2024, 39(6): 1907-1922.
- [7] 倪瑞政, 李庭, 陈杰, 等. 一种脉冲式死区补偿方法的研究[J]. 电工技术学报, 2019, 34(S2): 553-559.
- [8] 刘和平, 路莹超, 王华斌, 等. 电压型逆变器分段死区补偿调制策略[J]. 电机与控制学报, 2018, 22(3): 25-32.
- [9] 韩坤, 孙晓, 刘秉, 等. 一种永磁同步电机矢量控制 SVPWM 死区效应在线补偿方法[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(2): 620-627.
- [10] Diao Naizhe, Sun Xianrui, Song Chonghui, et al. A multi-modulation times SVPWM for dead-time effect elimination in three-level neutral point clamped converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(7): 5476-5485.

(下转第 69 页)

基于超局部模型的双三相永磁电机无模型电流预测控制

王嘉星¹, 孙海智², 邹昀航¹, 王奕雪¹, 王 达¹, 丁 文¹

(1. 西安交通大学 电气工程学院, 西安 710049; 2. 西安航天动力研究所, 西安 710076)

摘 要: 无相移双三相永磁同步电机凭借高功率密度与宽调速优势, 在高速传动领域备受关注。然而, 因其两套绕组空间同相位, 传统矢量空间解耦理论难以有效隔离基波与谐波平面, 导致转矩与谐波电流耦合严重, 系统鲁棒性受限。此外, 该类电机在重载运行时面临复杂的参数时变问题: 铁心饱和引发电感跌落, 温升导致永磁体退磁, 致使控制器内控制参数与实际值产生偏差。针对传统无差拍预测控制对参数敏感度极高、易引发系统失稳的问题, 本文提出一种基于扩张状态观测器的无模型预测电流控制策略。该方法摒弃了对精确数学模型的依赖, 并将控制维度扩展至谐波子平面以实现全域优化。仿真与实验结果表明, 相较于传统方法, 所提策略在电感及磁链参数大范围失配工况下, 仍能维持较低的电流纹波与优异的动态响应, 显著削弱了系统对电机参数的敏感度, 增强了运行的稳定性与可靠性。

关键词: 无相移的双三相电机; 矢量空间解耦; 扩张观测器; 鲁棒性

中图分类号: TM351; TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)09-0033-08

Model-free Predictive Current Control of DTP-PMSM Drives Based on Extended State Observer Using Ultralocal Model

WANG Jiaying¹, SUN Haizhi², ZOU Yunhang¹, WANG Yixue¹, WANG Da¹, DING Wen¹

(1. School of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China;

2. Xi'an Aerospace Propulsion Institute, Xi'an 710076, China)

Abstract: Dual-three-phase permanent magnet synchronous motors (DTP-PMSMs) without phase shifting have attracted considerable attention in high-speed drive applications owing to their high power density and wide speed-regulation range. However, because their two sets of windings are spatially in-phase, conventional vector-space-decoupling theory fails to effectively isolate the fundamental and harmonic planes, resulting in severe coupling between torque and harmonic currents and thereby limiting system robustness. Moreover, under heavy-load operation, these motors face complex time-varying parameter issues: core saturation causes inductance drop, and temperature rise leads to permanent-magnet demagnetization, creating deviations between the controller parameters and actual values. To address the problem that traditional deadbeat predictive control was highly sensitive to parameter variations and prone to system instability, this paper proposed a model-free predictive current control strategy based on an extended state observer. The proposed method abandons reliance on an accurate mathematical model and extends the control dimension to the harmonic sub-plane to achieve global optimization. Simulation and experimental results demonstrate that, compared with conventional methods, the proposed strategy maintains low current ripple and excellent dynamic response under large-scale inductance and flux-linkage parameter mismatches, significantly reducing the system sensitivity to motor parameters and enhancing operational stability and reliability.

Key words: DTP-PMSM without phase shifting; vector space decomposition; ESO; robustness

0 引 言

近年来, 双三相永磁同步电机 (Dual three-phase

permanent magnet synchronous motor, DTP-PMSM) 集高功率密度、高可靠性与强容错能力于一体, 作为多相电机的典型代表, 已被成功推广至航空航天及

收稿日期: 2026-06-10

作者简介: 王嘉星(2002), 男, 硕士, 研究方向为电机设计与控制。

孙海智(1984), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为液体火箭发动机测控产品系统设计。

邹昀航(2004), 男, 硕士, 研究方向为电机设计与控制。

王奕雪(2001), 女, 硕士, 研究方向为电机控制。

王 达(2002), 男, 硕士, 研究方向为电机设计与控制。

通讯作者: 丁 文(1981), 男, 博士, 副教授, 研究方向为电机设计与控制。

船舶推进等领域。现有文献中关于两套绕组存在 30° 相位偏移的拓扑结构研究已颇为成熟^[14]。与之相比,零相移结构的 DTP-PMSM 因具备更高的绕组因数、更弱的双绕组间电磁耦合特性,从而在功率密度、调速范围及运行效率上展现出显著优势^[5]。然而,目前学术界的工作大多聚焦于该类电机的本体优化设计,针对其配套驱动技术与控制策略的探讨仍显不足。

矢量空间解耦(VSD)技术能够解耦电机运行过程中的基波分量与谐波分量,进而优化系统的动态调节特性,该策略在 30° 相移 DTP-PMSM 中已广泛应用^[6-7]。然而,经典 VSD 理论无法直接移植于无相移 DTP-PMSM 的控制之中^[8-9]。其根本原因在于,当两套绕组无相位差时,基波子空间与谐波子空间发生重叠,致使系统无法在矢量空间内对二者进行有效解耦。因此,无相移 DTP-PMSM 实施高性能控制,须对传统 VSD 架构进行针对性的优化。

与脉宽调制兼容的无差拍预测电流控(DPCC)方法因其低失真、低电流纹波和恒定开关频率而引起人们的关注。然而,DPCC 的控制效果高度受制于设备参数的精确性^[10]。在实际运行中,工况波动与环境差异会导致参数发生偏移,特别是温度漂移现象,会显著改变电机的定子电阻及电感量。若忽略这种参数扰动,DPCC 的控制性能将出现明显衰减,具体表现为稳态与动态指标下滑、电流稳态偏差增大以及系统噪声加剧。尽管现有文献提出了诸如在线参数辨识^[11]在内的解决方案以提升参数准确度,但该方法计算负荷大,提升了系统复杂度,且最终的辨识精度直接决定了系统的控制性能^[12]。

自抗扰控制通过 ESO 估计系统状态,即使模型未知亦可实现,其中 ESO 将系统总扰动扩展为状态变量进行观测,从而补偿模型不确定性与参数变化扰动。然而,该方法原理复杂、整定工作量较大。近年来,基于 PMSM 驱动系统超局部模型的 MFPC 已得到一定研究^[13],但该方法同样面临复杂的参数整定问题,且在相对较低的采样频率下性能可能出现下降。针对 PMSM,学界引入了另一种基于电流差分特征的 MFPC 方案。但该方法受限于其算法机理,强制要求在单控制周期内完成两次电流采集,这不仅加剧了处理器的运算负荷^[14],更对采样系统的频域特性提出了严苛要求,唯有进一步提升采样率方能保障其控制有效性。

为了实现 DTP-PMSM 驱动器参数变化的鲁棒控制,本文提出了一种基于超局部模型和 ESO 的 MF-

PCC-ESO 方法。该策略构建了一种无模型的预测框架,彻底摆脱了传统控制对电机电磁参数的依赖。同时,本文将控制维度扩展至谐波子平面以实现全域优化。仿真与实验结果表明,该方法在准确参数下可实现与 DPCC 相当甚至更优的稳态精度;而在参数失配情况下,所提策略仍能维持较低的电流纹波与优异的动态响应。针对高速双三相电机在重载工况下由磁路饱和与温升效应引发的永磁体退磁及参数时变问题,所提 MFPC-ESO 显著削弱了系统对电机参数的敏感度,增强了运行的稳定性与可靠性。

1 无相移 DTP-PMSM 驱动系统的工作原理

1.1 无相移 DTP-PMSM 数学模型

图 1 展示了无相移双三相 PMSM 的驱动拓扑。电机定子包含两套星型联结的三相绕组,其编号分别为 A_1, B_1, C_1 和 A_2, B_2, C_2 相。两套绕组的中性点处于电气隔离状态,互不连通。

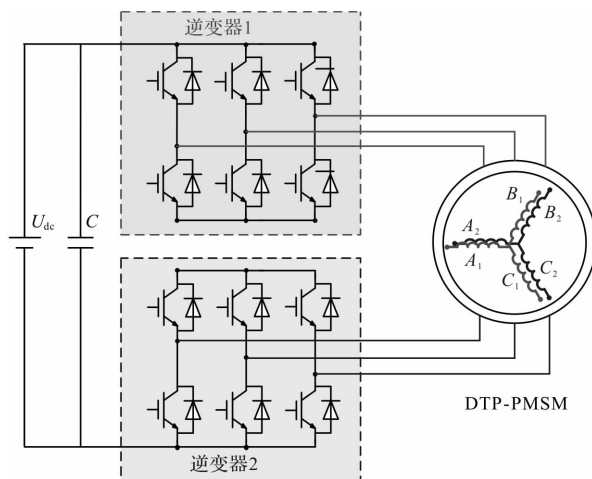


图 1 双三相 PMSM 的驱动拓扑结构模型

传统矢量空间解耦(VSD)方法源于十二相电机理论,其核心在于利用坐标变换将六相静止变量映射至三个相互正交的二维子空间,进而结合 Park 变换实现模型的完全解耦。然而,该方法建立在双三相绕组空间互差 30° 电角度的假设之上。当电机相移为 0° 时,基波子空间与谐波子空间发生重叠,导致传统 VSD 变换矩阵模型失效。鉴于此,本文提出一种面向 0° 相移 DTP-PMSM 的改进矢量解耦策略,该方法将无相移 DTP-PMSM 分解为三个子空间: $\alpha - \beta$ (基波子空间)、 $z_1 - z_2$ (谐波子空间)和 $o_1 - o_2$ (零序子空间)。VSD 分解矩阵可以表示为

$$\begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta & v_{z_1} & v_{z_2} & v_{o_1} & v_{o_2} \end{bmatrix}^T \\ = T_{6s} \begin{bmatrix} v_{A_1} & v_{B_1} & v_{C_1} & v_{A_2} & v_{B_2} & v_{C_2} \end{bmatrix}^T \quad (1)$$

$$T_{6s} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -1 & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (2)$$

应用 T_{6s} 、 T_{dq} 变换矩阵, 可将六相系统映射至 dq 同步参考系。鉴于机电能量转换仅局限于 $\alpha\beta$ 子空间, 本文仅在该子空间进行旋转坐标变换, 其余子空间不做处理。

$$T_{dq} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$[v_d \ v_q]^T = T_{dq} [v_\alpha \ v_\beta]^T \quad (4)$$

经上述变换后, 即可导出无相移 DTP-PMSM 在同步旋转坐标系下的电压方程为

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_{z_1} \\ u_{z_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_{z_1} \\ i_{z_2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{\psi}_d \\ \dot{\psi}_q \\ \dot{\psi}_{z_1} \\ \dot{\psi}_{z_2} \end{bmatrix} + \omega_e \begin{bmatrix} -\psi_q \\ \psi_d \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中, u_α 、 u_β 、 u_{z_1} 、 u_{z_2} 和 i_α 、 i_β 、 i_{z_1} 、 i_{z_2} 分别为 $\alpha\beta$ 与 $z_1 z_2$ 子空间下的定子电压与电流分量, R_s 为电阻, ω_e 为电角速度。

磁链方程如下所示:

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_{z_1} \\ \psi_{z_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_z & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_{z_1} \\ i_{z_2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \psi_f \quad (6)$$

式中, $L_d = L_q = L_s$ 为 $d-q$ 轴电感, L_z 为 z_1-z_2 子空间的漏电感, ψ_f 为永磁体的磁链。

DTP-PMSM 的电磁转矩可以被表示为

$$T_e = 3n_p [(L_d - L_q) i_d i_q + i_q \psi_f] \quad (7)$$

式中, T_e 为电磁转矩, n_p 为极对数。

1.2 传统 DPCC 算法

为实现无差拍电流预测控制, 需构建精确的

DTP-PMSM 离散预测模型。通过对式(5)所示的连续状态方程在采样周期 T_s 内进行一阶欧拉离散, 可将连续系统映射至离散域, 对应的离散状态空间表达式如下:

$$\begin{bmatrix} i_d(k+1) \\ i_q(k+1) \end{bmatrix} = A(k) \begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix} + B(k) \begin{bmatrix} u_d(k) \\ u_q(k) \end{bmatrix} + C(k) \quad (8)$$

$$\begin{bmatrix} i_{z_1}(k+1) \\ i_{z_2}(k+1) \end{bmatrix} = D(k) \begin{bmatrix} i_{z_1}(k) \\ i_{z_2}(k) \end{bmatrix} + E(k) \begin{bmatrix} u_{z_1}(k) \\ u_{z_2}(k) \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\text{式中, } A(k) = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T_s R_s}{L_s} & T_s \omega_e(k) \\ -T_s \omega_e(k) & 1 - \frac{T_s R_s}{L_s} \end{bmatrix},$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L_s} \end{bmatrix}, C(k) = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{T_s \psi_f}{L_s} \omega_e(k) \end{bmatrix},$$

$$D(k) = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T_s R_s}{L_z} & T_s \omega_e(k) \\ -T_s \omega_e(k) & 1 - \frac{T_s R_s}{L_z} \end{bmatrix}, E = \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_z} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L_z} \end{bmatrix},$$

括号中的 k 代表第 k 周期状态量。

DPCC 以第 $k+1$ 时刻电流无差跟踪为目标求解电压矢量。但在 DSP 实现中, 受采样、运算及开关延时影响, k 时刻计算的电压需延迟至 $k+1$ 时刻才能输出, 因此需引入一步延时补偿。考虑到转速环周期通常为电流环的 5~10 倍, 可近似认为相邻周期电流给定不变 据此推导出的补偿后电压给定为

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} u_d(k) \\ u_q(k) \end{bmatrix} &= B^{-1}(k+1) \begin{bmatrix} i_d^*(k+2) \\ i_q^*(k+2) \end{bmatrix} \\ &- B^{-1}(k+1) A(k+1) \begin{bmatrix} \tilde{i}_d(k+1) \\ \tilde{i}_q(k+1) \end{bmatrix} \\ &- B^{-1}(k+1) C(k+1) \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} u_{z_1}(k) \\ u_{z_2}(k) \end{bmatrix} &= E^{-1}(k+1) \begin{bmatrix} i_{z_1}^*(k+2) \\ i_{z_2}^*(k+2) \end{bmatrix} \\ &- E^{-1}(k+1) D(k+1) \begin{bmatrix} \tilde{i}_{z_1}(k+1) \\ \tilde{i}_{z_2}(k+1) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (11)$$

式中, 上标“*”及“~”分别表示对应量的给定值和预测值。

$$\begin{cases} e_{dq}(k) = \hat{i}_{dq}(k) - i_{dq}(k) \\ \hat{i}_d(k+1) = \hat{i}_d(k) + T_s(F_d(k) + \\ \quad \alpha_1(u_d(k) + L_s\omega_e i_q)) - T_s\beta_1 e_{dq}(k) \\ \hat{i}_q(k+1) = \hat{i}_q(k) + T_s(F_q(k) + \\ \quad \alpha_1(u_q(k) - L_s\omega_e i_d)) - T_s\beta_1 e_{dq}(k) \\ \hat{F}_{dq}(k+1) = \hat{F}_{dq}(k) - T_s\beta_2 e_{dq}(k) \end{cases} \quad (16)$$

$$\begin{cases} e_{z_{1z_2}}(k) = \hat{i}_{z_{1z_2}}(k) - i_{z_{1z_2}}(k) \\ \hat{i}_{z_1}(k+1) = \hat{i}_{z_1}(k) + T_s(F_{z_1}(k) + \\ \quad \alpha_1 u_{z_1}(k)) - T_s\beta_1 e_{z_{1z_2}}(k) \\ \hat{i}_{z_2}(k+1) = \hat{i}_{z_2}(k) + T_s(F_{z_2}(k) + \\ \quad \alpha u_{z_2}(k)) - T_s\beta_1 e_{z_{1z_2}}(k) \\ \hat{F}_{z_{1z_2}}(k+1) = \hat{F}_{z_{1z_2}}(k) - T_s\beta_2 e_{z_{1z_2}}(k) \end{cases} \quad (17)$$

2.2 参考电压矢量计算

根据式(13)，利用一阶离散化可以得到：

$$\begin{cases} u_d^k = \frac{i_d^{k+1} - i_d^k}{\alpha_1 T_s} - \frac{F_d(k)}{\alpha_1} - \frac{\omega_e i_q^k}{\alpha_1} \\ u_q^k = \frac{i_q^{k+1} - i_q^k}{\alpha_1 T_s} - \frac{F_q(k)}{\alpha_1} + \frac{\omega_e i_d^k}{\alpha_1} \\ u_{z_1}^k = \frac{i_{z_1}^{k+1} - i_{z_1}^k}{\alpha_2 T_s} - \frac{F_{z_1}(k)}{\alpha_2} \\ u_{z_2}^k = \frac{i_{z_2}^{k+1} - i_{z_2}^k}{\alpha_2 T_s} - \frac{F_{z_2}(k)}{\alpha_2} \end{cases} \quad (18)$$

i_{dq}^{k+1} 、 $i_{z_{1z_2}}^{k+1}$ 达到目标值 i_{dq}^{ref} 和 $i_{z_{1z_2}}^{\text{ref}}$ 并考虑到 DSP 数字实现中的一步延迟，式(18)可以重写为

$$\begin{cases} u_d^{\text{ref}} = \frac{i_d^{\text{ref}}(k+2) - i_d^{k+1}}{\alpha_1 T_s} - \frac{F_d(k+1)}{\alpha_1} - \frac{\omega_e i_q^{k+1}}{\alpha_1} \\ u_q^{\text{ref}} = \frac{i_q^{\text{ref}}(k+2) - i_q^{k+1}}{\alpha_1 T_s} - \frac{F_q(k+1)}{\alpha_1} + \frac{\omega_e i_d^{k+1}}{\alpha_1} \\ u_{z_1}^{\text{ref}} = \frac{i_{z_1}^{\text{ref}}(k+2) - i_{z_1}^{k+1}}{\alpha_2 T_s} - \frac{F_{z_1}(k+1)}{\alpha_2} \\ u_{z_2}^{\text{ref}} = \frac{i_{z_2}^{\text{ref}}(k+2) - i_{z_2}^{k+1}}{\alpha_2 T_s} - \frac{F_{z_2}(k+1)}{\alpha_2} \end{cases} \quad (19)$$

$$\begin{cases} i_{dq}^{\text{ref}}(k+2) = i_{dq}^{\text{ref}}(k) \cdot e^{j(\theta^k + 2\omega_e T_s)} \\ i_{z_{1z_2}}^{\text{ref}}(k+2) = i_{z_{1z_2}}^{\text{ref}}(k) \cdot e^{j(\theta^k + 2\omega_e T_s)} \end{cases} \quad (20)$$

式中， i_{dq}^{k+1} 、 $i_{z_{1z_2}}^{k+1}$ 、 F_{dq}^{k+1} 与 $F_{z_{1z_2}}^{k+1}$ 由式(16)与式(17)得到。

3 仿真结果

为了验证本文所提方法的有效性，将本文方法与传统 DPCC 方法进行对比，在 1.2kW 无相移 PMSM 上进行仿真。表 1 列出来无相移 PMSM 的额定规格，仿真中电机采样频率设置为 10kHz。

表 1 实验平台电机参数

电机参数	参数值
额定转速 n / (r/min)	9000
额定转矩 T_e / Nm	1.2
额定电压 U_n / V	270
额定电流 I / A	5
极对数 n_p	2

图 3 为采样频率为 10 kHz 时的两种方法仿真波形对比。在 9000r/min、1.2Nm 额定工况下，所提的 MFPC-ESO 方法的电流 THD 为 5.37%，相较于传统 DPCC 方法的 5.50%，二者控制性能相当。

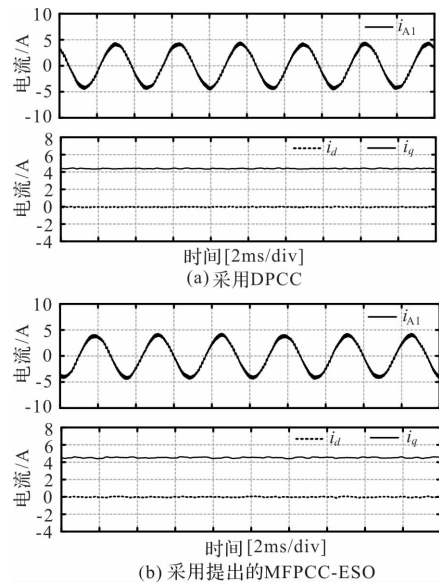


图 3 在精确参数条件下，两种方法波形仿真结果对比

但实际运行中参数失配难以避免。重载工况下，电流攀升引发磁饱和，致使等效电感减小，长时运行后，温升导致永磁体退磁，使得实际磁链降低，两者均造成控制器参数大于真实值。本文高速电机自身电感较小，对参数摄动较为敏感，电感与磁链的微幅偏差也会恶化电流预测精度，造成稳态误差，最终导致系统控制性能显著下降。

图 4 为在 10 kHz 采样频率下，针对参数失配的

鲁棒性测试。当 dq 轴电感与磁链的控制参数分别偏移至实际值的 200% 和 50% 时, 常规 DPCC 策略引发了显著的电流畸变, 而 MFPPCC-ESO 策略仍能维持波形的良好正弦度。在 9000 r/min、1.2 Nm 的额定工况下, MFPPCC-ESO 将 THD 抑制在 7.84%, 远优于 DPCC 的 30.45%。

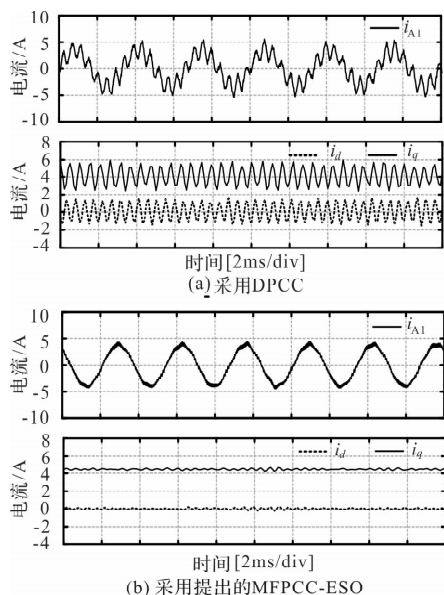


图4 在 $0.5\psi_f$, $2L_s$ 参数失配条件下, 两种方法仿真结果

当控制器电感, 磁链参数偏离至实际值 300% 时, 两种策略的对比如图 5 所示。在额定工况下, MFPPCC-ESO 的 THD 被控制在 11.38%, 较 DPCC 的 54.53% 有显著改善。

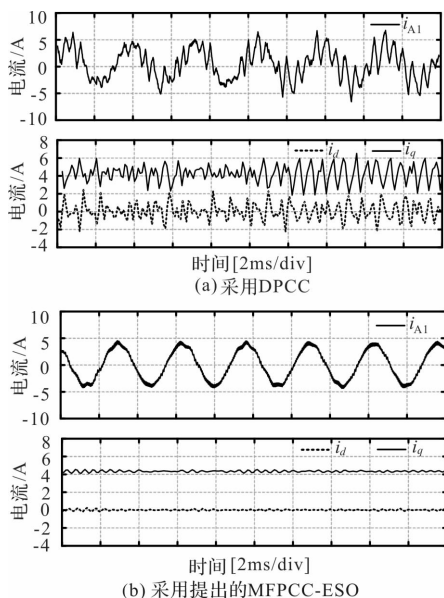


图5 在 $3\psi_f$, $3L_s$ 参数失配条件下, 两种方法仿真结果

综合上述分析, MFPPCC-ESO 在准确参数下可实现与 DPCC 相当甚至更优的稳态精度; 而在参数失配情况下, 能维持较低的电流畸变率与较小的电流

纹波, 呈现出优越的稳态性能与参数鲁棒性。

4 实验结果

为验证所提 MFPPCC-ESO 策略的有效性, 本文搭建了 1.2 kW 无相移的双三相 PMSM 实验平台, 其实物如图 6 所示。为验证两种控制策略的实际表现, 在额定负载工况下开展了对比实验。实验波形由数字示波器截获, 具体性能分析如:



图6 实验平台实物图

图 7 为采样频率为 10 kHz、参数精确条件下两种预测控制的实验波形。在 9000 r/min、1.2 Nm 的额定工况下, 所提 MFPPCC-ESO 策略的电流 THD 为 10.37%, 与传统 DPCC 策略的 10.69% 基本持平。实验结果表明, MFPPCC-ESO 在精确参数下具备与传统方法相当的谐波抑制能力, 稳态控制性能良好。

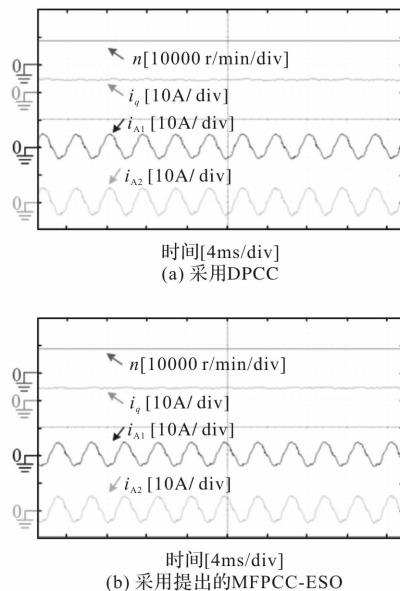


图7 在精确参数条件下, 两种方法波形实验结果对比

上述为参数精准条件下,但面对参数失配,常规 DPCC 性能急剧恶化。如图 8 所示,其电流畸变加剧、跟踪误差增大且动态响应迟滞。受控于精度与调节能力的双重衰减,系统甚至无法启动,严重威胁驱动系统的稳定运行。

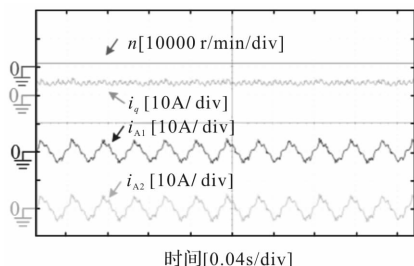


图 8 在参数失配条件下, DPCC 策略电流畸变波形图

综合仿真与实验测试结果,并结合现有文献结论^[15-17]可知,常规 DPCC 策略对电机参数呈现高度敏感性,鲁棒性存在局限。鉴于其在参数失配工况下难以达到额定工况,本文将仅详述 MFPPCC-ESO 策略在参数扰动下的实验表现。

图 9 为所提出的 MFPPCC-ESO 在参数失配下的实验结果。结果显示两种参数适配工况下,电流 THD 分别为 12.32%、14.13%。综上分析可知,面对参数失配,常规 DPCC 的电流畸变程度显著加剧,系统性能大幅退化;相比之下,MFPPCC-ESO 的电流纹波波动微小,整体控制效能受参数偏差干扰较低,展现出更为优越的参数鲁棒性。

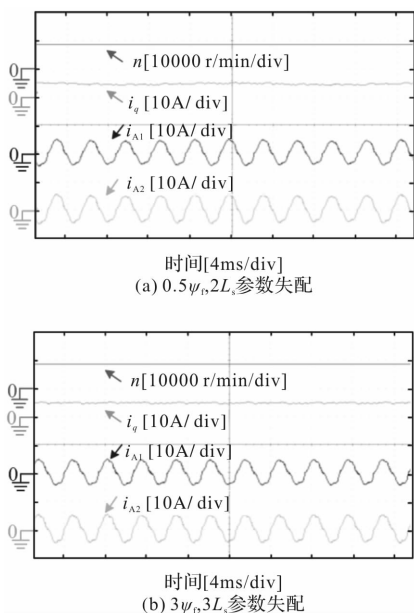


图 9 在参数失配条件下, MFPPCC-ESO 方法实验波形结果

图 10(a) 为负载在 0 至 1.2 Nm 之间突变的运行

状态,图 10(b) 显示了电机在 6000 r/min 至 9000 r/min 往返变速过程中的响应。实验证明,即使在三倍参数失配的极端条件下,MFPPCC-ESO 仍能维持良好的动态跟随性与系统稳定性。

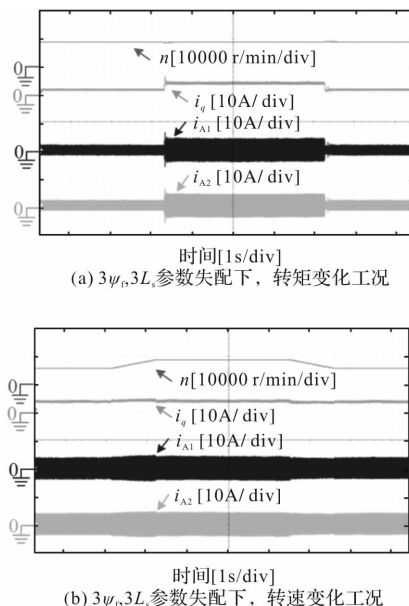


图 10 参数失配条件下,所提 MFPPCC-ESO 动态实验结果

4 结 语

本文针对高速双三相电机在重载工况下由磁路饱和与温升效应引发的永磁体退磁及参数时变问题,提出了一种计及谐波平面的 MFPPCC-ESO 预测控制策略。仿真与实验结果表明,即便在电感及磁链参数发生大幅摄动的情况下,该策略仍能维持较低的电流纹波与优异的正弦度,系统动态响应迅速且超调量小。研究证实了所提算法对电机参数变化具有极强的鲁棒性,显著削弱了系统对精确数学模型的依赖,为高可靠性电驱动系统的参数摄动抑制提供了有效的理论依据与技术途径。

参考文献

- [1] 高振慧,关新,等. 基于主从虚拟矢量的双三相 PMSM 直接转矩控制[J]. 微电机, 2026, 59(01): 22-25, 68.
- [2] 黄涛,张峻涛,等. 双三相永磁同步电机的缺相自然容错控制优化方法[J]. 电工技术学报, 2026, 41(8): 2601-2615.
- [3] 徐楠,张昆仑,等. 双三相横向磁通永磁同步直线电机 SVPWM 调制算法研究[J]. 微电机, 2025, 58(9):

- 46-52, 69.
- [4] 邸琪深, 张志锋. 双三相永磁同步电机合成电压矢量直接转矩控制[J]. 微电机, 2022, 55(04): 39-45.
- [5] Demir Y, Aydin M. A Novel Asymmetric and Unconventional Stator Winding Configuration and Placement for a Dual Three-Phase Surface PM Motor[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2017, 53(11): 1-5.
- [6] 陈彬浩, 赵文祥, 陶涛, 等. 基于电压残差的双三相永磁同步电机开路故障定位及容错控制补偿策略[J]. 中国电机工程学报, 2026, 46(5): 2046-2057.
- [7] X. Sun, H. Zhang, X. Lin, et al. Speed Sensorless Control Based on Model-Free Predictive Controller for Dual Three-Phase PMSMs[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2025, 72(11): 11110-11119.
- [8] 李卓航. 无相移双三相永磁同步电机容错控制及谐波抑制研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2021.
- [9] 王嘉星, 但凤娟, 丁文, 等. 基于改进复系数扩张状态观测器的无相移 DTP-PMSM 无传感器控制[J]. 微电机, 2026, 59(7): 26-34.
- [10] X. Zhang, L. Zhang, and Y. Zhang. Model predictive current control for PMSM drives with parameter robustness improvement[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(2): 1645-1657.
- [11] 许爱德, 刘鑫, 李新宇, 等. 基于参数辨识的永磁辅助同步磁阻电机电流无差拍控制[J]. 电工技术学报, 2024, 39(18): 5626-5638.
- [12] 李洪凤, 徐浩博, 徐越. 扩展卡尔曼滤波参数辨识下永磁同步电机模型预测转矩控制[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(9): 19-30.
- [13] J. Han. From PID to active disturbance rejection control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(3): 900-906.
- [14] C. Lin, T. Liu, J. Yu, et al. Model-free predictive current control for interior permanent-magnet synchronous motor drives based on current difference detection technique[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(2): 667-681.
- [15] 郭凯. 双三相永磁同步电机模型预测控制策略研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2025.
- [16] 周正, 李健, 卢阳, 等. 大功率感应牵引电机的高动态响应无差拍控制技术研究[J]. 电工技术学报, 2025, 40(16): 5283-5293.
- [17] 高世诚, 刘锟, 高剑, 等. 基于改进超螺旋转矩观测器的 PMSM 无差拍预测转速控制[J]. 微电机, 2025, 58(9): 8-14, 37.

《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

3RRS 并联机构平台模型及运动控制算法

冯伟隽, 沈建新

(浙江大学 电气工程学院, 杭州 310027)

摘要: 在现代工业自动化与精密制造领域, 并联机构凭借其高刚度、高精度及强承载能力, 已成为航空航天、光电显示等高端产业的核心执行单元。其中, 3 自由度转动副-转动副-球铰副 (3 degrees of freedom revolute revolute-spherical, 3RRS) 并联机构作为一种典型的空 3 自由度并联构型, 可实现末端执行器的一平动、两转动复合运动, 其性能发挥高度依赖于精准的数学建模与高效的运动控制算法。本文针对 3RRS 并联机构在实际应用中面临的非线性与强耦合问题, 结合板球系统运动控制为案例, 研究了其数学建模与运动控制算法。首先, 基于机构的几何约束关系, 推导并建立了由平台位置到三个关节电机转角的逆运动学模型; 其次, 利用拉格朗日方程建立了经典的板球系统动力学模型, 并进行了线性化处理。在控制策略方面, 本文设计了 PD 控制器与模糊自整定 PD 控制器两种方案, 通过 Simulink 仿真及实物样机实验, 对比了两种控制器的控制性能。实验结果表明, 相较于传统 PD 控制, 模糊自整定 PD 控制器具有调整时间短、无超调且静态误差小等特点, 能实现更加平滑、迅速的控制效果。

关键词: 3RRS 并联机构; 板球系统; 逆运动学; 模糊 PD 控制

中图分类号: TH112; TP242

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)09-0041-06

3RRS Parallel Mechanism Platform Model and Motion Control Algorithm

FENG Weijun, SHEN Jianxin

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: In the fields of modern industrial automation and precision manufacturing, parallel mechanisms have become the core actuation units in high-end industries such as aerospace and optoelectronic displays, owing to their high rigidity, high precision, and high load capacity. Among them, the 3 degrees of freedom (DOF) revolute revolute-spherical (3RRS) parallel mechanism, as a typical spatial 3-DOF parallel configuration, can execute a composite motion of one translation and two rotations at the end-actuator. Its operational performance heavily relies on accurate mathematical modeling and efficient motion control algorithms. To address the nonlinearity and strong coupling issues inherent in the 3RRS parallel mechanism during practical applications, its mathematical modeling and motion control algorithms were systematically investigated in this paper, taking a ball-plate system control as a study case. First, based on the geometric constraint relationships of the mechanism, an inverse kinematics model that mapped the platform orientation to three joint servos rotation angles was derived. Second, a dynamic model of the classic ball-plate system was formulated using Lagrange equations and subsequently linearized. Regarding the control strategy, two schemes, viz., a conventional PD controller and a fuzzy self-tuning PD controller, were developed, and their control performances were comprehensively evaluated and compared through both simulations and experiments. The experimental results demonstrate that, compared with the conventional PD control, the fuzzy self-tuning PD controller yields a significantly shorter settling time, zero overshoot, and a smaller steady-state error, thereby achieving a smoother, more rapid, and highly robust control effect.

Key words: 3RRS parallel mechanism; ball-plate system; inverse kinematics; fuzzy PD control

0 引言

在现代工业自动化与精密制造领域, 并联机构凭借其高刚度、高精度、强承载能力及紧凑结构等显著优势, 已逐步取代传统串联机构, 成为航空航

天、光电显示、精密装配等高端产业的核心执行单元。其中, 3 自由度转动副-转动副-球铰副 (3RRS) 并联机构作为典型的空 3 自由度并联构型, 可实现末端执行器的一平动、两转动复合运动, 且具备驱动器固联于机架的结构特性, 进一步优化了负载

收稿日期: 2026-06-16

基金项目: 浙江大学启真问学项目

作者简介: 冯伟隽(2005), 男, 浙江大学电气工程学院学生, 研究方向为机器人多自由度协同控制。

通讯作者: 沈建新(1969), 男, 浙江大学电气工程学院教授, 研究方向为特种电机系统设计、控制与工程应用。

自重比与抗振性能。

3RRS 并联机构的性能发挥高度依赖于精准的数学建模与高效的运动控制算法。其机构学特性决定了运动学分析中存在强耦合、非线性的复杂关系,而实际应用中存在的制造误差、关节间隙及外部扰动,进一步增加了精确控制的难度。本文利用数学方法开展 3RRS 并联机构平台(见图 1 所示物理模型和图 2 所示数学模型)在特定运动范围内的逆运动学求解,设计了 3RRS 并联机构平台的运动控制算法,并对比了 PD 和模糊自整定 PD 控制算法在此系统中的性能差异。

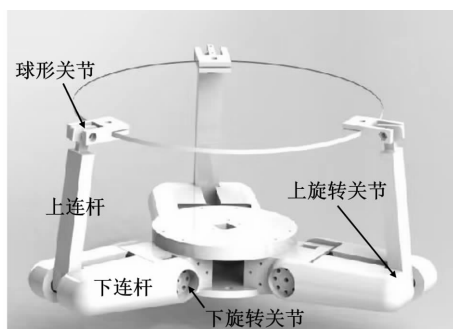


图 1 3RRS 并联机构平台模型

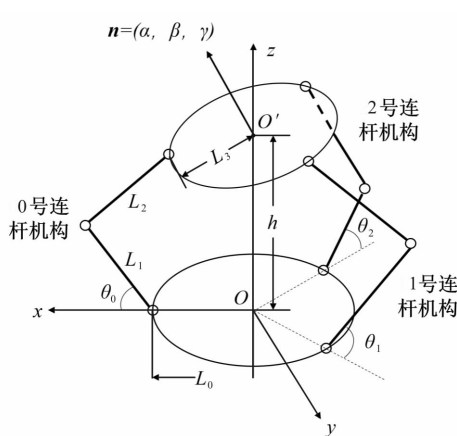


图 2 3RRS 并联机构平台数学模型示意图

1 系统建模

1.1 3RRS 并联机构平台逆运动学

参考[1]、[2]、[3]中的逆运动学推导过程,设平台平面法向量为 $n = (\alpha, \beta, \gamma)$, 其中 α, β, γ 分别为法向量 n 在 xyz 三个方向上的分量。在所研究的实际系统中,由一个下连杆、一个上连杆、两个旋转关节和一个球形关节组成了一套连杆机构,三套连杆机构安装于底座,共同控制平台的云顶。根据三套连杆机构的空分布分别记为 0 号、1 号、2 号连杆机构(如图 2)。由于平台中心在 x, y 方向上的

运动范围不大,在数值上小于 1mm,与平台的旋转运动相比较小,因此为了提升平台逆运动学求解的求解速度,可以近似认为平台中心在 xOy 平面内不产生位移,设控制过程中平台中心坐标恒为 $(0, 0, h)$ (注: h 是 z 方向的受控运动量)。

设 0 号连杆机构的球形关节坐标为 (x_0, y_0, z_0) , 根据 0 号上连杆的各项数学约束,可得到方程:

$$\begin{cases} y_0 = 0 \\ \alpha x_0 + \beta y_0 + \gamma(z_0 - h) = 0 \\ x_0^2 + (z_0 - h)^2 = L_3^2 \end{cases} \quad (1)$$

求解(1)方程组可解得 0 号连杆机构的球形关节坐标:

$$\begin{cases} x_0 = \frac{\gamma L_3}{\sqrt{\alpha^2 + \gamma^2}} \\ y_0 = 0 \\ z_0 = h - \frac{\alpha L_3}{\sqrt{\alpha^2 + \gamma^2}} \end{cases} \quad (2)$$

同理可对 1、2 号连杆机构列出约束方程,求出所有球形关节的坐标:

$$\begin{cases} x_1 = \frac{-\gamma L_3}{\sqrt{\alpha^2 + 3\beta^2 + 4\gamma^2 + 2\sqrt{3}\alpha\beta}} \\ y_1 = \frac{-\sqrt{3}\gamma L_3}{\sqrt{\alpha^2 + 3\beta^2 + 4\gamma^2 + 2\sqrt{3}\alpha\beta}} \\ z_1 = h + \frac{(\alpha + \sqrt{3})L_3}{\sqrt{\alpha^2 + 3\beta^2 + 4\gamma^2 + 2\sqrt{3}\alpha\beta}} \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} x_2 = \frac{-\gamma L_3}{\sqrt{\alpha^2 + 3\beta^2 + 4\gamma^2 - 2\sqrt{3}\alpha\beta}} \\ y_2 = \frac{\sqrt{3}\gamma L_3}{\sqrt{\alpha^2 + 3\beta^2 + 4\gamma^2 - 2\sqrt{3}\alpha\beta}} \\ z_2 = h + \frac{(\alpha - \sqrt{3})L_3}{\sqrt{\alpha^2 + 3\beta^2 + 4\gamma^2 - 2\sqrt{3}\alpha\beta}} \end{cases} \quad (4)$$

设连接 0 号连杆机构的上下连杆的旋转关节坐标为 (a_0, b_0, c_0) , 对 0 号连杆机构下连杆列约束方程:

$$\begin{cases} (a_0 - x_0)^2 + (b_0 - y_0)^2 + (c_0 - z_0)^2 = L_2^2 \\ (a_0 - L_0)^2 + b_0^2 + c_0^2 = L_1^2 \\ b_0 = 0 \end{cases} \quad (5)$$

解方程组(5)得:

$$c_0 = A_0 a_0 + B_0 \quad (6)$$

式中,

$$\begin{cases} A_0 = \frac{L_0 - x_0}{z_0} \\ B_0 = \frac{L_1^2 - L_2^2 - L_0^2 + x_0^2 + y_0^2 + z_0^2}{2z_0} \end{cases} \quad (7)$$

将(6)代回到(5)可以得到:

$$(A_0^2 + 1)a_0^2 + 2(A_0B_0 - L_0)a_0 + L_0^2 - L_1^2 + B_0^2 = 0 \quad (8)$$

求解(8)可以得到连接上下连杆的旋转关节的坐标表达式:

$$\begin{cases} a_0 = \frac{-D_0 + \sqrt{D_0^2 - 4C_0E_0}}{2C_0} \\ b_0 = 0 \\ c_0 = A_0a_0 + B_0 \end{cases} \quad (9)$$

式中

$$\begin{cases} C_0 = A_0^2 + 1 \\ D_0 = 2(A_0B_0 - L_0) \\ E_0 = L_0^2 - L_1^2 + B_0^2 \end{cases} \quad (10)$$

同理可求出其他上下连杆的之间旋转关节的坐标:

$$\begin{cases} a_1 = \frac{-D_1 - \sqrt{D_1^2 - 4C_1E_1}}{2C_1} \\ b_1 = \sqrt{3}a_1 \\ c_1 = \sqrt{L_1^2 - 4a_1^2 - 4L_0a_1 - L_0^2} \end{cases} \quad (11)$$

$$\begin{cases} a_2 = \frac{-D_2 - \sqrt{D_2^2 - 4C_2E_2}}{2C_2} \\ b_2 = -\sqrt{3}a_2 \\ c_2 = \sqrt{L_1^2 - 4a_2^2 - 4L_0a_2 - L_0^2} \end{cases} \quad (12)$$

由以上结果, 可以推出底部旋转关节的旋转角度 $\theta_0, \theta_1, \theta_2$ 公式:

$$\begin{cases} \theta_0 = \tan^{-1}\left(\frac{c_0}{a_0 - L_0}\right) \\ \theta_1 = \tan^{-1}\left(\frac{c_1}{\sqrt{a_1^2 + b_1^2 - L_0^2}}\right) \\ \theta_2 = \tan^{-1}\left(\frac{c_2}{\sqrt{a_2^2 + b_2^2 - L_0^2}}\right) \end{cases} \quad (13)$$

至此, 完成了由平台平面法向量(即 α, β, γ)到三个底部旋转关节角度(即电机输出轴旋转角度 $\theta_0, \theta_1, \theta_2$)的逆运动学公式推导。借助这个公式, 可以实现从平台位置到电机输出转角的转换。

1.2 板球系统建模

球和平台组成的系统可以视作一个经典的板球

系统, 如图3所示。

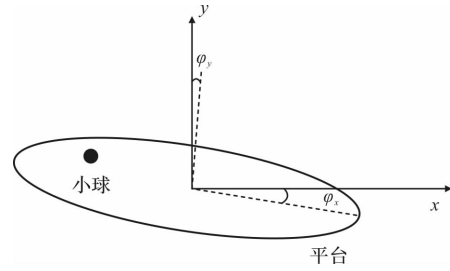


图3 板球系统模型

针对此系统, 基于[4]中的方法, 计算球和平板的动能 T 如:

$$T = T_b + T_p \quad (14)$$

式中, T_b 为小球动能, T_p 为平板动能。

球的动能 T_b 可被表示为

$$T_b = \frac{1}{2}m_b(\dot{x}^2 + \dot{y}^2) + \frac{1}{2}I_b(\dot{\omega}_x^2 + \dot{\omega}_y^2) \quad (15)$$

式中, m_b 为小球质量, I_b 为小球转动惯量, $(\dot{x}^2, \dot{y}^2)$ 和 $(\dot{\omega}_x^2, \dot{\omega}_y^2)$ 分别为球沿着 x 和 y 轴方向的线速度和角速度。假定球在平板上不发生相对滑动, 即一直做纯滚动运动, 则有:

$$\dot{x}_b = r_b\omega_y, \dot{y}_b = r_b\omega_x \quad (16)$$

式中, r_b 为小球半径。通过将式(16)带入式(15)可以得到:

$$T_b = \frac{1}{2}(m_b + \frac{I_b}{r_b^2})(\dot{x}_b^2 + \dot{y}_b^2) \quad (17)$$

同理, 可以得到平板动能 T_p 表达式:

$$T_p = \frac{1}{2}(I_p + I_b)(\dot{\varphi}_x^2 + \dot{\varphi}_y^2) + \frac{1}{2}m_b(x_b\dot{\varphi}_x + y_b\dot{\varphi}_y)^2 \quad (18)$$

在该参考系中, 平台质心位于零点, 故平台势能为0, 系统总势能 V 等于小球势能, 即:

$$V = m_bg(x_b\sin\varphi_x + y_b\sin\varphi_y) \quad (19)$$

拉格朗日方程数学表达式如:

$$\frac{d}{dt}\left(\frac{\partial(T-V)}{\partial\dot{q}_i}\right) = \frac{\partial(T-V)}{\partial q_i} \quad (20)$$

将(17)、(18)、(19)代入(20):

$$\left(m_b + \frac{I_b}{r_b^2}\right)\ddot{x}_b - m_b\dot{\varphi}_x(x_b\dot{\varphi}_x + y_b\dot{\varphi}_y) + m_bg\sin\varphi_x = 0 \quad (21)$$

$$\left(m_b + \frac{I_b}{r_b^2}\right)\ddot{y}_b - m_b\dot{\varphi}_y(x_b\dot{\varphi}_x + y_b\dot{\varphi}_y) + m_bg\sin\varphi_y = 0 \quad (22)$$

由于在实际实验中, 平台的倾角与倾角变化率并不大, $(\varphi_x, \varphi_y \in [-5^\circ, 5^\circ], \dot{\varphi}_x \approx 0, \dot{\varphi}_y \approx 0)$, 可进一步做线性化处理, 即令 $\sin\varphi_x = \varphi_x, \sin\varphi_y = \varphi_y$ 。

代回(21)、(22):

$$\left(m_b + \frac{I_b}{r_b^2}\right)\ddot{x}_b + m_b g \varphi_x = 0 \quad (23)$$

$$\left(m_b + \frac{I_b}{r_b^2}\right)\ddot{y}_b + m_b g \varphi_y = 0 \quad (24)$$

其中, $I_b = \frac{2}{5} m_b r_b^2$ 。由(23)和(24)可以看出 x 和 y 轴方向的板球线性化模型本质上是相同的, 且相互

解耦。因此仿真时可以通过观察一个轴方向的响应进而推知另一轴方向的响应。

2 控制器设计

参考[5]中设计的控制系统结构, 设计整个系统的控制框图如:

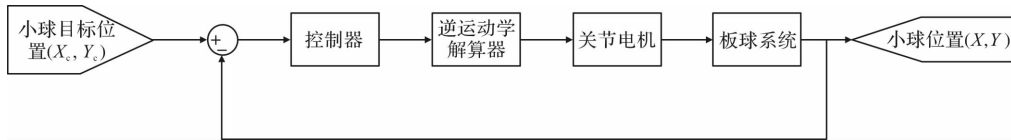


图4 系统控制框图

通过在平台下方放置一个平行于 xOy 平面的摄像头, 可以测得当前小球球心的 xOy 坐标 (x, y) 。设小球的目标位置坐标 (x_c, y_c) 。则某一时刻小球的位置误差为

$$e_x(k) = x_c(k) - x(k) \quad (25)$$

$$e_y(k) = y_c(k) - y(k) \quad (26)$$

将位置误差输入控制器, 控制器的输出作为平台下一时刻的目标倾角使小球向目标位置靠近, 输入逆运动学解算器, 由式(13)解算出三个电机的转角, 控制电机转到目标角度。

2.1 PD 控制器

首先将图4中的控制器部分设计为PD控制器, 由于板球系统的稳态误差几乎可忽略不计, 故不需要加入积分项。控制器表达式为

$$\varphi_x(k+1) = K_p \times e_x(k) + K_d \times [e_x(k) - e_x(k-1)] \quad (27)$$

$$\varphi_y(k+1) = K_p \times e_y(k) + K_d \times [e_y(k) - e_y(k-1)] \quad (28)$$

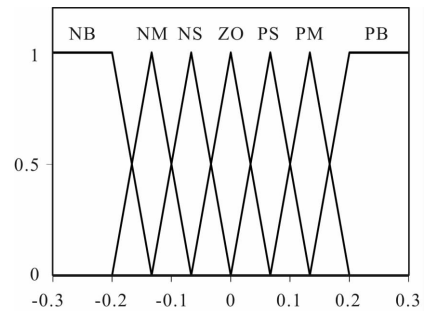
其中, PD控制器的参数可通过计算和试验而整定为 $K_p = 0.5, K_d = 5.5$ 。

2.2 模糊自整定PD控制器

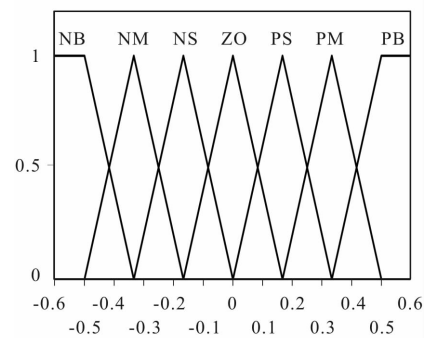
模糊自整定PD控制器由参数可调PD控制器和模糊推理系统两部分组成。模糊推理系统可以通过输入的误差 e 和误差变化率 e_c 的大小实时调整 K_p 和 K_d , 实现对PD控制器参数的灵活调整。

参考[6]、[7]设计模糊PD控制器, 制定具体的隶属度函数和模糊规则表。初始设定 $K_p = 0.5, K_d = 5.5$, 模糊规则输入的误差 e 论域为 $[-0.2, 0.2]$, 误差变化率 e_c 论域为 $[-0.5, 0.5]$, 输出 ΔK_p 和 ΔK_d 对 K_p 和 K_d 进行在线整定。输入输出均采用三角隶属度函数对论域进行划分, 可分为负大(NB)、

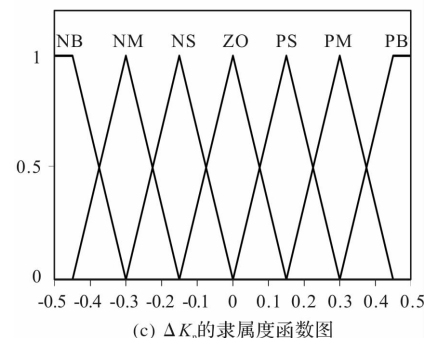
负中(NM)、负小(NS)、零(ZO)、正小(PS)、正中(NM)、正大(PB)七个模糊语言集合。输入输出的隶属度函数如图5(a)、(b)、(c)、(d)所示。



(a) 误差 e 的隶属度函数图



(b) 误差变化率 e_c 的隶属度函数图



(c) ΔK_p 的隶属度函数图

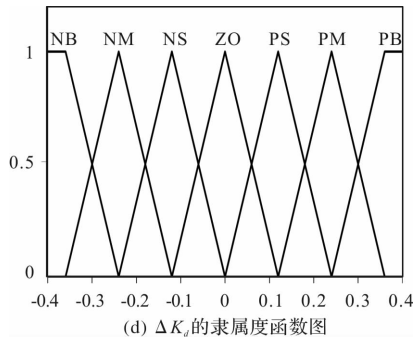


图 5

在此基础上, 制定以下模糊规则表:

表 1 ΔK_p 模糊规则表

e e_c	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	PB	PB	PM	PM	PS	ZO	ZO
NM	PB	PB	PM	PS	PS	ZO	NS
NS	PM	PM	PM	PS	ZO	NS	NS
ZO	PM	PM	PS	ZO	NS	NM	NM
PS	PS	PS	ZO	NS	NS	NM	NM
PM	PS	ZO	NS	NM	NM	NM	NB
PB	ZO	ZO	NM	NM	NM	NB	NB

表 2 ΔK_d 模糊规则表

e e_c	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	PS	NS	NB	NB	NB	NM	PS
NM	PS	NS	NB	NM	NM	NS	ZO
NS	ZO	NS	NM	NM	NS	NS	ZO
ZO	ZO	NS	NM	NS	NS	NS	ZO
PS	ZO	ZO	ZO	ZO	ZO	ZO	ZO
PM	PB	NS	PS	PS	PS	PS	PB
PB	PB	PM	PM	PM	PS	PS	PB

模糊 PD 控制器将根据以上模糊规则和隶属度函数对 K_p 和 K_d 进行在线整定。

3 仿真与实验结果

3.1 Simulink 仿真

在 Simulink 里进行仿真, 在 $t = 0.1\text{s}$ 时刻对小球的 x 坐标给定一个幅值为 0.1m 的阶跃信号, 分别测小球的位置信号在 PD 控制器下和模糊 PD 控制器下的响应波形。小球直径设为 2.5mm , 密度设为 10^3kg/m^3 , 控制器参数给定为 $K_p = 0.5$, $K_d = 5.5$ 。

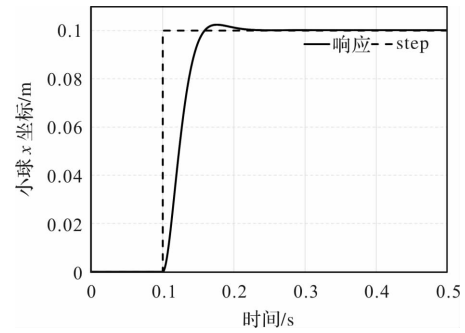


图 6 PD 控制器的响应波形

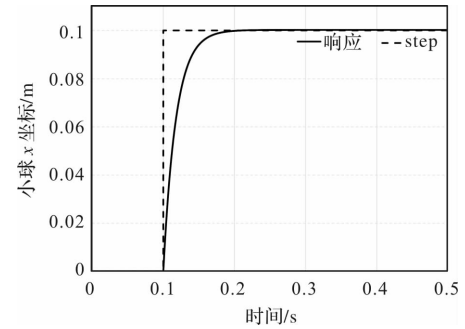


图 7 模糊 PD 控制器的响应波形

从图 6 可以看出, 采用传统 PD 控制时, 小球的实际位置响应(实线)在接近目标位置(虚线)时, 超过了 0.1m 的设定值, 产生了明显的超调, 因此系统需要额外的时间来振荡并稳定在目标值附近, 导致整体的调整时间较长; 而由图 7, 采用模糊自整定 PD 控制时, 小球的实际位置能够平滑地趋近于 0.1m 的目标值, 整个过程没有出现超调现象。由于控制器能够根据误差和误差变化率实时、灵活地调整参数, 系统响应更加迅速, 能够以最短的时间无超调地达到稳定状态, 因此调整时间也明显短于传统 PD 控制。

3.2 样机试验

参考[8]的硬件、软件设计思路, 搭建实物平台如图 8 所示, 并在该平台上完成上述控制策略验证。

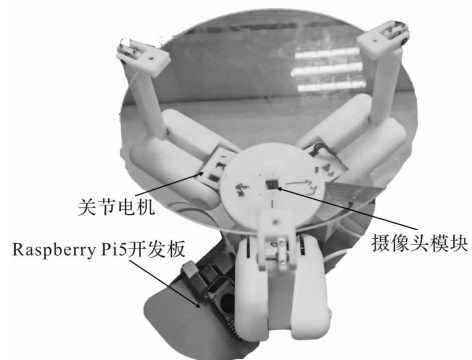


图 8 3RRS 平台实验样机

实验使用两种不同大小/质量的球进行测试，两球的具体参数如下表所示：

表3 实验所用两球参数表

	小球	大球
直径/mm	25	40
质量(g)	21	44

球原始位置在 $x = -0.1\text{m}$ 、 $y = 0$ 处，控制系统在 $t = 0$ 时刻开始工作。测得的阶跃响应波形如：

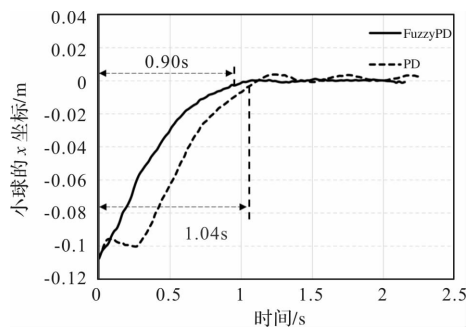


图9 小球两种控制策略下位置阶跃响应波形

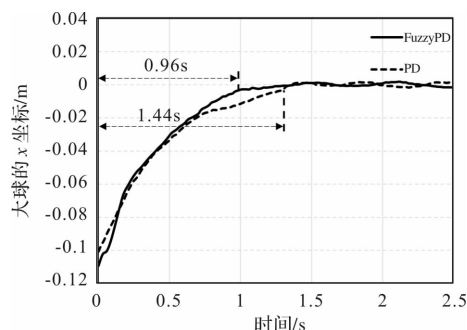


图10 大球两种控制策略下位置阶跃响应波形

由图9和图10可以看出，采用模糊PD控制(实线)时，小球到达并稳定在目标位置所需的时间为0.90s，而采用传统PD控制(虚线)时，调整时间为1.04s。在控制大球时，性能差异更加显著：模糊PD控制的调整时间为0.96s，而PD控制的调整时间为1.44s。对小球和大球的控制中，模糊PD控制的响应曲线更为平滑，几乎没有超调，相比之下，PD控制的曲线在接近目标位置时出现了轻微的过冲和振荡，这表明其稳定性稍差。从仿真和实验结果可以看出，模糊自整定PD控制器相比传统PD控制器，在调整时间、超调量方面均表现出明显优势，能实现更快速、更平滑的控制效果。实验使用了两种不同质量和大小的球体，模糊PD控制在两种情况下都优于传统PD控制。这证明了模糊自整定PD控制器对于被控对象参数变化(如球的质量)具有更强的适应性和鲁棒性。

4 结 语

本文首先推导出了3RRS并联机构平台的逆运动学模型和板球系统的数学模型。然后，分别设计了PD控制器和模糊自整定PD控制器作为小球位置控制器。结果表明，在调整时间、超调量、静态误差方面，模糊自整定PD控制器比PD控制器表现更优。未来可对其它控制算法，如模型预测控制(MPC)等，进行对比研究，也可针对球体更复杂的运动轨迹深化控制策略的研究。

致谢

感谢浙江大学对启真问学项目的资助以及启真问学团队成员的合作。

参考文献

- [1] Yao Y, Shen J X. Multi-Motor Cross-Coupling Control for a 3RRS Platform[C]. 2026 IEEE 9th International Electrical and Energy Conference (CIEEC). Tianjin, China, 2026: 2843-2849.
- [2] Moosavian S A A, Mahdizadeh O, Hallajian S, et al. Forward kinematics development of a 3RRS parallel manipulator for real-time control[C]. 2022 10th RSI International Conference on Robotics and Mechatronics (ICRoM). IEEE, 2022: 459-465.
- [3] Li J, Wang J, Chou W, et al. Inverse kinematics and dynamics of the 3RRS parallel platform[C]. Proceedings 2001 ICRA. IEEE International Conference on Robotics and Automation (Cat. No. 01CH37164). IEEE, 2001, 3: 2506-2511.
- [4] KNUPLEZ A, CHOWDHURY A, SVECKO R. Modeling and control design for the ball and plate system[C]. IEEE International Conference on Industrial Technology. Maribor, Slovenia, 2003: 1064-1067.
- [5] Hadoune O, Benouaret M, Zeghida A, et al. Tracking control of a ball on plate system using pid controller and lead/lag compensator with a double loop feedback scheme[J]. Avrupa Bilim ve Teknoloji Dergisi, 2021(28): 375-380.
- [6] L. Morales, M. Gordón, O. Camacho, et al. A comparative analysis among different controllers applied to the experimental ball and plate system[C]. 2017 International Conference on Information Systems and Computer Science (INCISCOS). IEEE, 2017: 108-114.
- [7] Hadoune O, Benouaret M. Fuzzy-PID tracking control of a ball and plate system using a 6 Degrees-of-Freedom parallel robot[C]. 2022 19th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD). IEEE, 2022: 1906-1912.
- [8] 习晨悦, 袁卫. 基于模糊抗饱和性PID的板球系统设计[J]. 电子测量技术, 2020, 43(18): 52-58.

基于新型扰动观测器的 PMSM 滑模变结构速度控制

陈毅东¹, 张 驰^{2,3}, 孙天夫², 梁嘉宁²

(1. 深圳市兆威机电股份有限公司, 广东 深圳 518000; 2. 中国科学院深圳先进技术研究院, 广东 深圳 518055;
3. 中国科学院大学, 北京 100049)

摘 要: 为提升永磁同步电机伺服系统在干扰环境下的瞬态与稳态跟踪性能, 本文提出了一种新的控制策略, 基于改进型双幂次趋近律构建速度跟踪控制器, 确保系统状态能在有限时间内收敛并有效抑制振动。同时提出一种创新性的混合扰动观测器, 其具有突出的瞬态峰值误差抑制优势, 进一步增强了系统的抗干扰能力和跟踪性能, 从而显著提升整体控制效果。仿真结果表明, 相较于传统趋近律方法, 这种新型控制策略展现出更优异的鲁棒性和干扰抑制能力。

关键词: 永磁同步电机; 滑模控制; 混合观测器; 趋近律

中图分类号: TM351; TM341; TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)09-0047-06

Speed Control of PMSM Via Sliding Mode Variable Structure Based on Nonlinear Disturbance Observer

CHEN Yidong¹, ZHANG Chi^{2,3}, SUN Tianfu², LIANG Jianing²

(1. Shenzhen Zhaowei Machinery & Electronics Co., LTD., Shenzhen Guangdong 518000, China;

2. Shenzhen Institute of Advanced Technology, Chinese Academy of Sciences, Shenzhen Guangdong 518055, China;

3. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: To enhance the transient and steady-state tracking performance of permanent magnet synchronous motor servo systems under disturbance environments, this paper proposed a novel control strategy. The velocity tracking controller was constructed based on an improved dual-power-law approach, ensuring system state convergence within finite time while effectively suppressing vibrations. Additionally, an innovative hybrid disturbance observer was introduced, demonstrating exceptional transient peak error suppression capabilities, the proposed method further enhances the system's disturbance resistance and tracking performance, significantly improving overall control effectiveness. Simulation results demonstrate that compared to traditional approach laws, this new control strategy exhibits superior robustness and disturbance suppression capabilities.

Key words: permanent magnet synchronous motor; sliding mode control; hybrid observer; reaching law

0 引 言

永磁同步电机(PMSM)凭借其结构简单、调速范围宽广、效率高且运行可靠等优势,在新能源、数控机床、航空航天等领域得到广泛应用。然而PMSM是一个非线性、多变量、强耦合的系统,对外部扰动十分敏感。传统的PID控制以其结构简单,可靠性高被广泛应用到PMSM调速系统中,但是在面对外部扰动时,难以满足精确调速的需要。制和滑模控制等。其中,滑模控制因其对模型参数变化和外部干扰的不敏感性、快速响应能力及鲁棒性能等显著优势脱颖而出,成为实现PMSM系统可靠精准速度控制的理想解决方案^[1-2]。

在滑模控制系统中,抖振现象不可避免。目前已有多种解决方案,例如边界层法^[3]、模糊滑模控制^[4]、高阶滑模控制^[5]、趋近律法^[6-9]等。文献[6]指出,抖振源于系统轨迹对滑模表面的近似结果不理想,而趋近律法与近似过程直接相关,所以本文选择采用趋近律法来抑制系统抖振。本文提出了一种基于混合扰动观测器(DOB)的双幂次趋近律滑模控制改进方法(IDSMC)。相较于传统趋近律,IDSMC通过引入光滑切换函数来抑制系统颤振。基于李雅普诺夫稳定性分析了IDSMC的稳定性,实现了快速响应速度与小抖振。同时,针对系统的未知扰动设计了DOB,将观测值引入IDSMC进行前馈补偿,有效提升了系统的鲁棒性和抗干扰能力。

收稿日期: 2025-11-28

作者简介: 陈毅东(1983),男,博士,研究方向为永磁同步电机控制与应用。

1 永磁同步电机数学模型

为了简化分析过程,忽略磁滞损耗、磁路不饱和和等影响,采取 $i_d = 0$ 的转子磁场定向控制策略,可得 PMSM 在 dq 坐标系下的电压方程为

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

转矩方程为

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

对于表贴式 PMSM 有 $L_d = L_q = L$, 转矩方程可简化为

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

运动方程为

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

式中, u_d 、 u_q 分别为 d 轴和 q 轴的电压分量; i_d 、 i_q 分别为 d 轴和 q 轴的电流分量; L_d 、 L_q 分别为直、交轴电感; R_s 为定子电阻; ω_e 为电机的电角速度; ω 为电机的机械角速度; p 为电机极对数; J 为转动惯量; B 为摩擦系数; ψ 为永磁体磁链; T_e 为电磁转矩。

2 滑模速度跟踪控制器的设计

2.1 滑模面设计

定义 PMSM 系统的状态变量如:

$$\begin{cases} x_1 = \omega_{\text{ref}} - \omega \\ x_2 = \int_{-\infty}^t (\omega_{\text{ref}} - \omega) dt \end{cases} \quad (5)$$

上述方程 ω_{ref} 和 ω 是速度的参考值, 结合方程 (2) 和 (4) 得到:

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = -\omega = -\frac{3p\psi}{2J} i_q + \frac{B}{J} \omega + \frac{1}{J} T_L \\ \frac{dx_2}{dt} = x_1 = \omega_{\text{ref}} - \omega \end{cases} \quad (6)$$

定义滑模面如下, 其中 c 为系数。

$$s = x_1 + cx_2 \quad (7)$$

2.2 改进双幂次趋近律

本文采用改进双幂次趋近律如:

$$\begin{aligned} \frac{ds}{dt} &= -k_1 |s|^{\alpha} \text{sgn}(s) - k_2 f(s) |s|^{\beta} \text{sgn}(s) - k_3 f(s)s \\ f(s) &= \frac{e^{-1} + 1}{e^{-|s|} + |s|^{-1}} \end{aligned} \quad (8)$$

其中, $k_1, k_2, k_3 > 0$, $1 > \alpha > 0$, $\beta > 1$ 。函数 $f(s)$ 根据系统状态自适应调节达到速度, 有效抑制滑模振荡现象并缩短响应时间。当系统远离滑模表面时, 等式右侧的第一项和第二项起主导作用, 使得系统在远离滑模表面时具有较大的达到速度。当系统进入滑模面时, 达到速度会逐渐减小。当系统达到滑模表面时, $s = 0$ 及其导数为零, 从而实现过度平滑控制并有效抑制系统振荡。这种设计有助于降低系统抖振、实现滑模控制的平滑过渡, 并确保系统运动品质。

2.3 符号函数替换

为了抑制滑模控制固有的抖振现象, 将符号函数替换为平滑函数, η 取一个非常小的正数。

$$\text{sgn}(s) = \frac{s}{|s| + \eta} \quad (9)$$

2.4 控制量设计

通过微分方程 (7) 得到:

$$\frac{ds}{dt} = \frac{dx_1}{dt} + c \frac{dx_2}{dt} \quad (10)$$

将方程 (6) 和 (8) 合并, 得到:

$$\begin{aligned} &-k_1 |s|^{\alpha} \text{sgn}(s) - k_2 f(s) |s|^{\beta} \text{sgn}(s) - k_3 f(s)s \\ &= -\frac{3p\psi}{2J} i_q + \frac{B}{J} \omega + \frac{1}{J} T_L + cx_1 \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} i_q &= \frac{2J}{3p\psi} [k_1 |s|^{\alpha} \text{sgn}(s) + k_2 f(s) |s|^{\beta} \text{sgn}(s) \\ &+ k_3 f(s)s + \frac{B}{J} \omega + \frac{1}{J} T_L + cx_1] \end{aligned} \quad (12)$$

将李雅普诺夫函数定义为

$$V = s^2 \quad (s \neq 0) \quad (13)$$

对上述方程求偏导数, 与方程 (8) 结合, 得到:

$$\begin{aligned} \frac{dV}{dt} &= 2s \frac{ds}{dt} = -2s(k_1 |s|^{\alpha} \text{sgn}(s) \\ &+ k_2 f(s) |s|^{\beta} \text{sgn}(s) + k_3 f(s)s) < 0 \end{aligned} \quad (14)$$

因此, 设计的滑模控制系统是稳定的, 系统能够在有效时间内达到滑模面。

2.5 改进双幂次趋近律特性分析

目前, 常用的趋近律方法有快速趋近律法和双幂次趋近律法 [7], 其表达式如下所示。

$$\frac{ds}{dt} = -k_1 |s|^{\alpha} \text{sgn}(s) - k_3 s \quad (15)$$

$$\frac{ds}{dt} = -k_1 |s|^{\alpha} \text{sgn}(s) - k_2 |s|^{\beta} \text{sgn}(s) \quad (16)$$

其中, $k_1, k_2, k_3 > 0$, $1 > \alpha > 0$, $\beta > 1$ 。

1) 快速性分析

如果滑模的初始点 $s(0)$ 较大, 即系统远离滑模

面($|s| > 1$), 则将李雅普诺夫函数(13)与方程(8)、(15)、(16)分别组合, 得到

$$\frac{dV_1}{dt} = -2k_1 |s|^{\alpha+1} \text{sgn}(s) - 2k_3 s^2 \quad (17)$$

$$= -2k_1 V^{\frac{\alpha+1}{2}} - 2k_3 V$$

$$\begin{aligned} \frac{dV_2}{dt} &= -2k_1 |s|^{\alpha+1} \text{sgn}(s) - 2k_2 |s|^{\beta+1} \text{sgn}(s) \\ &= -2k_1 V^{\frac{\alpha+1}{2}} - 2k_2 V^{\frac{\beta+1}{2}} \end{aligned} \quad (18)$$

$$\begin{aligned} \frac{dV_3}{dt} &= -2k_1 |s|^{\alpha+1} \text{sgn}(s) - 2k_2 f(s) |s|^{\beta+1} \text{sgn}(s) \\ &\quad - 2k_3 f(s) s^2 = -2k_1 V^{\frac{\alpha+1}{2}} - 2k_2 f(s) V^{\frac{\beta+1}{2}} - 2k_3 f(s) V \end{aligned} \quad (19)$$

当 $|s| > 1$ 时, $f(s) > 1$, 并且随着 $|s|$ 的增大, $f(s)$ 的值大于1, 此时通过积分上述三个方程, 可以得到关于到达时间的 Lyapunov 函数表达式为

$$V_1(t) = -\frac{4k_1}{\alpha+3} t^{\frac{\alpha+3}{2}} - k_3 t^2 + s(0)^2 \quad (20)$$

$$V_2(t) = -\frac{4k_1}{\alpha+3} t^{\frac{\alpha+3}{2}} - \frac{4k_2}{\beta+3} t^{\frac{\beta+3}{2}} + s(0)^2 \quad (21)$$

$$V_3(t) < -\frac{4k_1}{\alpha+3} t^{\frac{\alpha+3}{2}} - \frac{4k_2}{\beta+3} t^{\frac{\beta+3}{2}} - k_3 t^2 + s(0)^2 \quad (22)$$

当 $s(t) = 0$ 时, 通过对比上述三个方程可以直观看出来: 在参数条件一致的情况下, 方程(22)收敛至0所需的时间最短。当 $s(0) < -1$ 时, 同样可以采用此方法得出相同结论。综上所述, 改进后的双幂收敛法则相比其他两种收敛法, 收敛速度更快。

2) 稳态误差界分析

参考文献[7]直接给出了快速趋近律和双幂趋近律的稳态误差界限:

$$|s| \leq \min\left(\left(\frac{D}{k_1}\right)^{\frac{1}{\alpha}}, \frac{D}{k_3}\right) \quad (23)$$

$$|s| \leq \min\left(\left(\frac{D}{k_1}\right)^{\frac{1}{\alpha}}, \left(\frac{D}{k_2}\right)^{\frac{1}{\beta}}\right) \quad (24)$$

D 是不确定扰动 $d(t)$ 的上界, 即 $|d(t)| \leq D$ 。通过李雅普诺夫函数分析改进后的双幂趋近律稳态误差边界如:

$$\begin{aligned} \frac{dV}{dt} &= -k_1 |s|^{\alpha+1} \text{sgn}(s) - k_2 f(s) |s|^{\beta+1} \text{sgn}(s) \\ &\quad - k_3 f(s) s^2 + d(t)s \end{aligned} \quad (25)$$

$$\begin{aligned} \frac{dV}{dt} &\leq -k_1 |s|^{\alpha+1} - k_2 f(s) |s|^{\beta+1} - k_3 f(s) s^2 + d(t)s \\ &= -k_1 |s|^{\alpha+1} - k_2 f(s) |s|^{\beta+1} - |s|(k_3 f(s) |s| - \\ &\quad d(t))(s \geq 0) = -k_1 |s|^{\alpha+1} - k_2 f(s) |s|^{\beta+1} - \end{aligned}$$

$$|s|(k_3 f(s) |s| + d(t))(s < 0) \quad (26)$$

若 $k_3 f(s) |s| \geq D$, 则满足 Lyapunov 函数。

$$\frac{dV}{dt} \leq -k_1 |s|^{\alpha+1} - k_2 f(s) |s|^{\beta+1} \quad (27)$$

当 $|s| \leq \frac{D}{k_3 f(s)} \leq \frac{D}{k_3}$ 时, 可以保证控制系统的有限时间收敛性。类似地,

$$\begin{aligned} \frac{dV}{dt} &\leq -k_1 |s|^{\alpha+1} - k_2 f(s) |s|^{\beta+1} - k_3 f(s) s^2 + d(t)s \\ &= -|s|(k_1 |s|^{\alpha} - d(t)) - k_2 f(s) |s|^{\beta+1} - k_3 f(s) s^2 \end{aligned} \quad (28)$$

$$\begin{aligned} \frac{dV}{dt} &\leq -k_1 |s|^{\alpha+1} - k_2 f(s) |s|^{\beta+1} - k_3 f(s) s^2 + d(t)s \\ &= -k_1 |s|^{\alpha+1} - |s|(k_2 f(s) |s|^{\beta} - d(t)) - k_3 f(s) s^2 \end{aligned} \quad (29)$$

因此改进的双幂收敛定律的稳态误差界为

$$|s| \leq \min\left(\left(\frac{D}{k_1}\right)^{\frac{1}{\alpha}}, \left(\frac{D}{k_2}\right)^{\frac{1}{\beta}}, \frac{D}{k_3}\right) \quad (30)$$

通过比较式(23)、(24)和(30), 可以看出改进的双幂收敛法的稳态误差界值始终小于或等于另外两种收敛法的误差界值, 即改进的双幂收敛法对不确定性的扰动具有更好的抗扰动性。

3 新型扰动观测器设计

传统的扰动观测器虽然结构简单, 但在面对未知初始状态或突加扰动时, 其估计过程常伴随显著的瞬态峰值误差。这种现象在采用高增益以追求快速响应时尤为突出, 会导致控制量剧烈抖动, 甚至影响系统稳定性,

为从根本上解决这一问题, 本文受文献[10]中直接状态重构思想的启发, 提出一种混合扰动观测器。该观测器的核心优势在于, 它并非简单地依赖单一的误差反馈机制, 而是通过一个非线性调制函数, 将快速但易受噪声影响的直接扰动估计与稳健但响应相对缓慢的传统误差反馈估计进行非线性融合, 从而在保证噪声鲁棒性的同时, 最大限度地抑制瞬态误差, 加速系统收敛。

3.1 扰动模型与直接重构

将 PMSM 的运动方程重写, 突出扰动项:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{3p_n \psi}{2J} i_q - \frac{B}{J} \omega - \frac{1}{J} T_L = f(x) + g * d \quad (31)$$

其中, $d = T_L$ 为待观测的总扰动, $g = -1/J$ 为扰动通道增益, $f(x)$ 为由已知状态变量 $x = [i_q, \omega]^T$ 构成。

传统的 DOB 通过设计一个动态方程来在线估计 d ，而本文的 DOB 引入了直接重构的思想：利用可测量的转速 ω 及其导数，结合系统模型，直接计算扰动的粗略估计值 d_{direct} ：

$$d_{\text{direct}} = J \left(\frac{d\omega^{\text{est}}}{dt} - f(x) \right) \quad (32)$$

其中， ω^{est} 为通过对测量转速信号进行数值微分得到的估计值。为获得高质量的微分信号并有效抑制噪声，本文采用二阶滑模微分器来生成 ω^{est} ，此方法的优点是响应极快，能在扰动发生的瞬间提供近似实际量的估计值。

3.2 观测器结构

为了兼顾 d_{direct} 的快速性和传统 DOB 的噪声鲁棒性，本文提出如下混合扰动观测器：

$$\frac{d\hat{d}}{dt} = -\alpha(e)(l_1 e + \hat{d}) - (1 - \alpha(e))l_2(\hat{d} - d_{\text{direct}}) \quad (33)$$

其中， $\hat{d}$ 为对总扰动的最终估计； $e = \omega_{\text{ref}} - \omega$ 为速度跟踪误差； $\alpha(e) = e^{-\gamma e^2} \in (0, 1]$ 为一个光滑的非线性调制函数。 $\gamma > 0$ 为设计参数，是调节平滑切换特性的关键。 γ 越大，切换越激进，在 e 略大于阈值时就迅速切换到直接重构模式； γ 越小，切换越平滑，两种策略的融合相对渐进。 γ 的选择需在响应速度和噪声敏感度之间折衷； $l_1 > 0$ 和 $l_2 > 0$ 分别是传统误差反馈路径和直接重构路径的增益。 l_1 和 l_2 共同决定观测器的整体带宽。 l_1 主要影响稳态精度和抗噪能力， l_2 主要影响瞬态响应速度。

3.3 特性分析

该非线性观测器的工作机理完全依赖于调制函

数 $\alpha(e)$ 对两种估计策略的动态权衡。

当系统启动或突遭大扰动时，速度误差 $|e|$ 较大，此时 $\alpha(e) \approx 0$ 。观测器的动态主要由第二项主导： $\dot{\hat{d}} = l_2(\hat{d} - d_{\text{direct}})$ ，观测器以直接重构的扰动 d_{direct} 为主要参考。尽管 d_{direct} 包含噪声，但由于其响应速度快，能迅速将 $\hat{d}$ 趋至真实扰动值，大幅缩短瞬态过程，有效抑制了传统 DOB 的误差峰值问题。当系统接近目标速度， $|e|$ 较小时， $\alpha(e) \approx 1$ 。观测器的动态退化为第一项主导： $\dot{\hat{d}} = -(l_1 e + \hat{d})$ 。此时观测器切换回经典的输出误差反馈模式，不再依赖 d_{direct} ，而是基于速度误差 e 调整 $\hat{d}$ 。

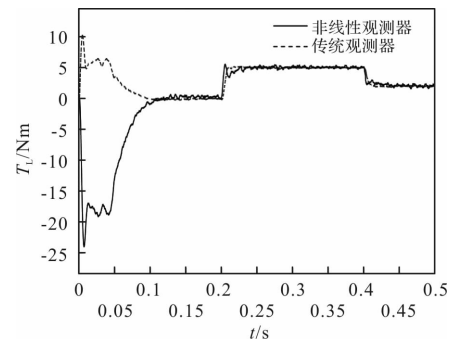


图1 扰动观测对比

本节提出的混合扰动观测器，通过引入基于速度误差的非线性调制函数，实现了直接扰动重构与传统误差反馈的自适应融合。该设计继承了直接重构法的快速响应优势，还保留了传统 DOB 的噪声鲁棒性，成功克服了瞬态峰值误差的难题，为滑模变结构控制提供了高质量、高可靠性的扰动补偿信号，是提升整个控制系统鲁棒性和动态性能关键环节。

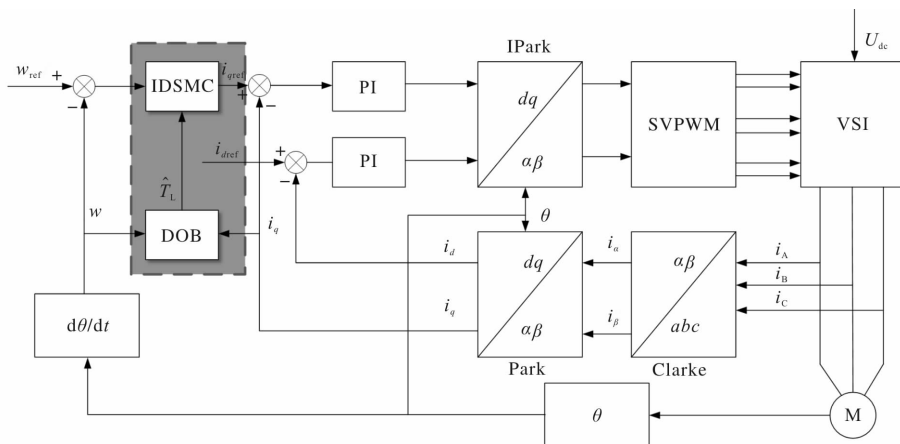


图2 控制系统整体框图

4 仿真验证

为验证所提出控制策略的性能,对 PMSM 速度控制系统进行了建模和仿真,并将该控制策略与传统 PI 控制策略在空载启动和突发负载扰动下的表现进行对比。

4.1 空载启动

如图 3 所示,传统 PI 控制在空载启动时存在较大的超调量(100 r/min),并在 0.05 秒后达到参考速度。然而本文设计的控制策略则没有超调量,并在 0.006s 内达到参考速度。图 4 展示了 PI 控制方法与 IDSMC 在速度阶跃响应过程中的动态性能对比。参考速度在 0.05 秒时从初始值阶跃至参考速度,PI 控制在 0.05s 达到参考转速,存在一定的超调,动态响应较为缓慢。IDSMC 控制策略展现出显著优越的动态特性,仅需 0.006s 便迅速恢复并稳定在参考速度,响应时间极短且无明显超调。这表明 IDSMC 具有更快的动态跟踪能力,能够有效提升电机系统的控制精度和响应速度。

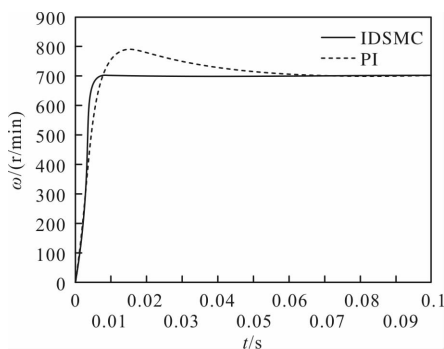


图 3 空载启动转速波形

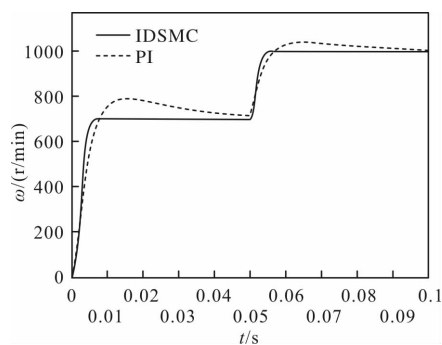


图 4 速度阶跃比较

4.2 突加负载

如图 5 所示,在 0.1s 时刻突然对电机施加 3Nm 的负载,在 0.15s 时刻突然减小 2Nm 的负载。可以

看出,传统 PI 控制策略在负载突变时,速度出现较大幅度的波动。表明传统 PI 控制在面对外部扰动时,其调节能力有限,动态响应迟缓。本文所提出的 IDSMC 策略表现出较好的鲁棒性和抗干扰能力。负载突变时,最大波动幅度仅为传统 PI 方法的 30% 左右,且快速恢复到参考速度。

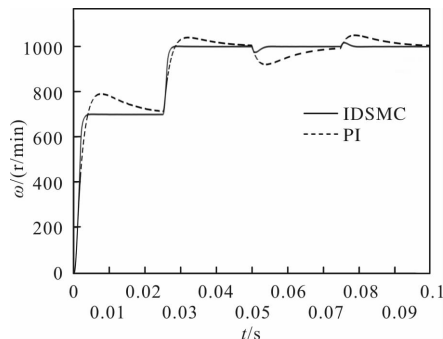


图 5 突然负载速度波形

5 结语

本文提出了一种基于 IDSMC 的滑模速度跟踪控制器和混合扰动观测器。相较于传统 PI 控制, IDSMC 算法具有更快的响应速度,可实现高精度控制。混合扰动观测器具有突出的瞬态峰值误差抑制优势,提升系统的整体鲁棒性和瞬态性能。

参考文献

- [1] Xu B, Zhang L, Ji W. Improved Non-singular Fast Terminal Sliding Mode Control with Disturbance Observer for PMSM Drives[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2021, 7(4): 2753-2762.
- [2] Ma Y, Li D, Li Y S, et al. A Novel Discrete Compound Integral Terminal Sliding Mode Control with Disturbance Compensation for PMSM Speed System[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2022, 27(4): 2112-2122.
- [3] 金鸿雁, 赵希梅, 原浩. 永磁直线同步电机动态边界层全局互补滑模控制[J]. 电工技术学报, 2020, 35(9): 1945-1951.
- [4] Grabowski P Z, Kazmierkowski M P. A simple direct-torque neuro-fuzzy control of PWM-inverter-fed induction motor drive[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2000, 47(4): 863-870.
- [5] Lascu C, Trzynadlowski A M. Combining the Principles of Sliding Mode, Direct Torque Control, and Space-Vector Modulation in a High-Performance Sensorless AC Drive

- [J]. Industry Applications IEEE Transactions on, 2004, 40(1): 170-177.
- [6] 郭昕, 黄守道, 彭昱, 等. 基于改进型双幂次趋近律与全局快速终端滑模观测器的 IPMSM 调速系统滑模控制[J]. 电工技术学报, 2023, 38(1): 190-203.
- [7] 张合新, 范金锁, 孟飞, 等. 一种新型滑模控制双幂次趋近律[J]. 控制与决策, 2013, 28(2): 289-293.
- [8] Haifeng M, Yangmin L, Zhenhua X. Discrete-Time Sliding-Mode Control with Enhanced Power Reaching Law[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(6): 4629-4638.
- [9] Z. Zhang, X. Yang, W. Wang, et al. Enhanced Sliding Mode Control for PMSM Speed Drive Systems Using a Novel Adaptive Sliding Mode Reaching Law Based on Exponential Function[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, pp. 11978-11988.
- [10] Meiners F, Jürgen Adamy. Observer Error Reduction via Direct State Reconstruction[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2025, 70(2): 1222-1227.

(上接第 6 页)

重采样、角域同步平均和电机机械运动方程有效削弱了电机自身转矩脉动对测量结果的影响, 通过一台 10 极 24 槽永磁同步电机进行仿真和实验验证, 并将测量结果与砝码法进行对比分析。结果表明: 本文方法简单、可靠、满足工程精度要求, 且对测试装置的要求较低。

参考文献

- [1] 刘细平, 王荣清, 卢瑞攀, 等. 基于结构优化的分数槽集中绕组永磁电机谐波抑制方法综述[J]. 电气工程学报, 2025, 20(06): 166-183.
- [2] Cetin E. Cogging Torque Reduction by Utilizing the Unequal Rotor Slot Arc Method for FSPM Machines[J]. Ain Shams Engineering Journal, 2024, 15(11): 103008.
- [3] 夏邦俊, 刘旭. 不等齿宽可变磁通磁阻电机齿槽转矩抑制[J]. 中国科技论文, 2023, 18(10).
- [4] Xiang P, Yan L, Xiao H, et al. Development of a Novel Radial-Flux Machine with Enhanced Torque Profile Employing Quasi-Cylindrical PM Pattern[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2023, 38(4): 2772-2783.
- [5] 吴胜男, 佟越扬, 佟文明. 基于转子开梯形槽的内置切向式永磁同步电机齿槽转矩抑制[J]. 电工技术学报, 2025, 40(22): 7214-7224.
- [6] Zhao Y, Zhang S, Zhang C, et al. Analysis of Cogging Torque of Permanent Magnet Motors under Mixed-Eccentricity and Manufacturing Tolerances[J]. IEEE Access, 2024, 12: 6672-6683.
- [7] 冯兆冰, 吴孔圣, 丁云飞, 等. 几种简单的齿槽转矩测量方法[J]. 制造技术与机床, 2012, (05): 102-103.
- [8] 杨志坚, 张雨国, 喻桂华. 一种永磁电机齿槽转矩测量方法[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(05): 76-85.
- [9] Zhu Z Q. A Simple Method for Measuring Cogging Torque in Permanent Magnet Machines[C]. IEEE Power & Energy Society General Meeting, 2009: 1-4.
- [10] 杨韶帅, 张学成, 王玺, 等. 永磁电机齿槽转矩测试装置研究与设计[J]. 微电机, 2017, 50(04): 100-103.
- [11] 陈艳, 葛鹏遥, 黄国辉. 基于小波的永磁电机齿槽转矩测试系统研究[J]. 中国新技术新产品, 2023, (24): 49-51.
- [12] 童良忠, 陆永平. 无刷直流电动机静态力矩脉动测试[J]. 微电机, 1992, (01): 41-43.
- [13] Sumega M, Rafajdus P, Scelba G, et al. Control Strategies for the Identification and Reduction of Cogging Torque in PM Motors [C]. International Conference on Electrical Drives & Power Electronics, 2019: 74-80.
- [14] 王秀和. 永磁电机[M]. 北京: 中国电力出版社, 2007.
- [15] 孙建翎, 陈红. 计及加工误差的永磁电机齿槽转矩抑制研究[J]. 微电机, 2019, 52(08): 42-47.
- [16] 姜涛, 曲诗健, 孙佳伟. 考虑加工误差的表贴式永磁伺服电机齿槽转矩分析与抑制[J]. 微电机, 2022, 55(06): 16-23.
- [17] 王莉娜, 朱鸿悦, 杨宗军. 永磁同步电动机调速系统 PI 控制器参数整定方法[J]. 电工技术学报, 2014, 29(05): 104-117.

基于准谐振自抗扰的永磁同步电机控制策略

陈玉雯, 孙秋雅, 黄宜军, 金舟吟, 汤 镇

(国网江苏省电力有限公司句容市供电公司, 江苏 句容 212400)

摘要: 为抑制永磁同步电机调速系统中的电流谐波并提高系统的抗扰动能力, 提出了一种基于线性自抗扰与准谐振的复合控制方法。该方法对转速环和电流环均采用线性自抗扰控制的方式, 通过线性扩张状态观测器分别对转速环和电流环由非周期扰动引起的转矩误差和电压误差进行实时观测并补偿。同时, 为抑制定子电流中的 5、7、11、13 次等谐波分量, 利用谐振控制器的特性, 对电流环线性扩张状态观测器进行改进, 将准谐振控制器嵌入其中, 由此构成准谐振自抗扰控制器, 实现对该类周期性扰动的抑制。仿真结果表明, 采用文中所提基于准谐振自抗扰控制的方法对周期性扰动和非周期扰动都具有良好的抑制能力, 显著增强了系统的抗扰动性能。

关键词: 永磁同步电机; 自抗扰控制; 准谐振控制; 抗扰动

中图分类号: TM351; TM341; TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)09-0053-07

A Control Method for Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Quasi Resonant Active Disturbance Rejection Control

CHEN Yuwen, SUN Qiuya, HUANG Yijun, JIN Zhouhan, TANG Zhen

(State Grid Jiangsu Electric Power Company Jurong City Power Supply Branch, Jurong Jiangsu 212400, China)

Abstract: To suppress current harmonics and enhance the system's disturbance rejection capability in permanent magnet synchronous motor (PMSM) speed control systems, a composite control method based on linear active disturbance rejection control (LADRC) and quasi-resonance control was proposed in the paper. The method employed LADRC for both the speed loop and current loop. A linear extended state observer (LESO) was used to observe and compensate for torque and voltage errors caused by non-periodic disturbances in real-time. Additionally, to suppress harmonic components such as the 5th, 7th, 11th, and 13th orders in the stator current, the ESO of current loop was modified by incorporating a quasi-resonance controller, forming a quasi-resonance ADRC to reject these periodic disturbances. Simulation results demonstrate that the proposed method based on quasi-resonance ADRC has good suppression ability for both periodic and non-periodic disturbances. Therefore, it significantly enhanced the system's disturbance rejection capability.

Key words: permanent magnet synchronous machines (PMSM); active disturbance rejection controller (ADRC); quasi resonant control (QR); anti-disturbance

0 引言

永磁同步电机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 因其高功率密度、高效率和高可靠性等优点^[1], 广泛应用于电动汽车、航空航天等领域。高性能的 PMSM 控制系统通常采用基于矢量控制的转速、电流双闭环结构。然而, 在实际运行中, 系统会不可避免地受到电机参数或负载转矩的变化、未建模动态误差等非周期性扰动的影响^[2], 使得转

速环的输出产生转矩误差, 电流环的输出产生电压误差。此外, 系统还会受到逆变器死区效应、开关管压降、转子磁场谐波等非线性因素的影响, 导致定子电压和电流的波形发生畸变^[3], 产生一系列的谐波分量, 从而引起转矩脉动的产生, 影响系统的控制精度和运行的平稳性。

传统 PI 控制器因其结构简单、易于实现而被广泛采用, 但其性能严重依赖被控对象的精确数学模型, 对上述非周期性扰动和非线性因素的适应能力

收稿日期: 2025-12-02

作者简介: 陈玉雯(1994), 女, 硕士, 工程师, 研究方向为电机驱动控制及新型配网系统微弱故障检测技术。

孙秋雅(1994), 女, 学士, 工程师, 研究方向为电力系统运行与控制及电机驱动控制。

黄宜军(1994), 男, 学士, 工程师, 研究方向为电机驱动控制和电力系统运行与控制。

金舟吟(2000), 女, 学士, 工程师, 研究方向为电机驱动控制及区域综合能源系统优化运行。

汤 镇(1994), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为电机驱动控制及配网运行可靠性评估。

有限,导致系统的动态响应超调大、恢复慢,且无法有效抑制周期性电流谐波的影响。

针对电流谐波的影响,谐振控制器因可对交流信号实现无静差跟踪控制,成为抑制电流谐波的有效手段^[4,5]。文献[6]对电流环将 PI 控制器与谐振调节器并联,有效抑制了谐波的影响。在电机控制中,为了降低谐振控制器对电机转速变化的灵敏度,文献[7]将准谐振控制器与 PI 控制器并联,文献[8]将准谐振控制器与 PI 控制器串联组合成谐振数字滤波器来抑制电流谐波,文献[9]将准谐振控制器嵌入到无差拍预测控制中,有效实现了对逆变器死区引起的周期性扰动的抑制。文献[10]将比例谐振控制与内模扩张状态观测器结合,并与 P 型迭代学习控制方法结合,有效抑制了永磁同步直线电机系统中的推力纹波。文献[11]将改进的谐振控制器引入到 PMSM 直接转矩控制系统中,有效抑制了磁链和转矩中的脉动,增强了系统的抗扰动性能。

为增强系统的抗扰动能力,国内外学者提出了多种先进控制策略。韩京清教授提出了自抗扰控制(Active Disturbance Rejection Control, ADRC)^[12],通过扩张状态观测器(Extended State Observer, ESO)将系统内外扰动统一视为“总扰动”并进行实时估计和补偿,展现出了强大的鲁棒性,被成功应用于电机驱动领域的速度与电流控制中^[13]。由于 ADRC 在控制过程中使用了非线性函数,参数个数多且整定比较复杂。文献[14]对永磁直线电机采用线性-非线性级联 ADRC,在保留抗扰动的同时,简化了参数的整定过程。文献[15]对 PMSM 系统采用改进的线性自抗扰控制,并将负载转矩观测器嵌入到 ESO 中,有效降低了 ESO 的负担。文献[16]在对 PMSM 转速环采用 ADRC 的基础上,采用精确反馈线性化的方法,提升了速度的跟踪性能。此外,还有学者提出将自抗扰控制分别与谐振控制、反步控制、比例复积分控制等组合成复合控制器^[17-19],有效提高了系统的抗扰动能力。

为抑制 PMSM 系统中非周期性和周期性谐波等扰动因素的影响,本文提出了一种基于线性自抗扰与准谐振的复合控制方法。该方法对转速环和电流环均采用线性 ADRC 的方式,通过线性 ESO 分别对转速环和电流环由非周期扰动引起的转矩误差和电压误差进行实时观测并补偿。同时,为抑制定子电流中含量较大的 5 次、7 次、11 次和 13 次谐波分量,在电流环线性 ESO 中嵌入准谐振控制器,实现对周期性谐波扰动的抑制。最后,通过仿真验证了所提控制策略的有效性。

1 PMSM 数学模型及扰动分析

在两相 d - q 同步旋转坐标系下, PMSM 的电流状态方程可表示为

$$\begin{cases} \dot{i}_d = -\frac{R_s}{L_d}i_d + \frac{1}{L_d}u_d + \frac{1}{L_d}\omega_e L_q i_q \\ \dot{i}_q = -\frac{R_s}{L_q}i_q + \frac{1}{L_q}u_q - \frac{1}{L_q}\omega_e L_d i_d - \frac{1}{L_q}\omega_e \psi_f \end{cases} \quad (1)$$

式中, i_d 、 i_q 和 u_d 、 u_q 分别为定子的 d 、 q 轴电流和电压; R_s 、 L_d 及 L_q 、 ψ_f 分别为定子电阻、 d 轴及 q 轴电感、转子永磁体磁链的实际值; ω_e 为电角速度。

机械运动方程的状态形式可表示为

$$\dot{\omega}_m = \frac{K_T}{J}i_q - \frac{B_m}{J}\omega_m - \frac{1}{J}T_L \quad (2)$$

式中, ω_m 为转子的机械角速度; J 为转子的转动惯量; K_T 为转矩系数; B_m 为粘滞摩擦系数; T_L 为负载转矩。

当考虑电机参数、未建模动态误差等非周期性扰动时, PMSM 在两相 d - q 同步旋转坐标系下电流的状态方程可以重新表示为

$$\begin{cases} \dot{i}_d = \frac{1}{L_{d0}}(-R_{s0}i_d + u_d + \omega_e L_{q0}i_q + u_{\text{dis_npd}}) \\ \dot{i}_q = \frac{1}{L_{q0}}(-R_{s0}i_q + u_q - \omega_e L_{d0}i_d - \omega_e \psi_{f0} + u_{\text{dis_npq}}) \end{cases} \quad (3)$$

式中, R_{s0} 、 L_{d0} 及 L_{q0} 、 ψ_{f0} 分别为定子电阻、 d 轴及 q 轴电感、转子永磁体磁链等电机参数的标称值; $u_{\text{Dis_npd}}$ 和 $u_{\text{Dis_npq}}$ 分别为由上述电机参数变化和未建模动态误差等因素共同引起的 d 、 q 轴电压的非周期扰动分量,其中,

$$\begin{cases} u_{\text{Dis_npd}} = \Delta R_s i_d + \Delta L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e \Delta L_q i_q + \varepsilon_d \\ u_{\text{Dis_npq}} = \Delta R_s i_q + \Delta L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e (\Delta L_d i_d + \Delta \psi_f) + \varepsilon_q \end{cases} \quad (4)$$

式中, ΔR_s 、 ΔL_d 及 ΔL_q 、 $\Delta \psi_f$ 分别为对应电机参数实际值与标称值之间的差值, ε_d 和 ε_q 分别表示由未建模动态误差等不确定性因素引起的 d 轴及 q 轴电压扰动分量。

当考虑逆变器死区效应、开关管压降、转子磁场谐波等扰动时, PMSM 定子电压和电流的波形均会发生畸变,含有 5、7、11、13……等次谐波分量,经过坐标变换后,在基波 d - q 同步旋转坐标系下, 5、7 次谐波将变换成为 6 次谐波分量, 11、13 次谐波将变换成 12 次谐波分量,……。此时, d 、 q 轴电压和电流可以分别表示为

$$\begin{cases} u_d = U_{d1} + u_{\text{dis_pd}} \\ u_q = U_{q1} + u_{\text{dis_pq}} \end{cases} \quad (5)$$

$$\begin{cases} i_d = I_{d1} + i_{\text{dis_pd}} \\ i_q = I_{q1} + i_{\text{dis_pq}} \end{cases} \quad (6)$$

式中, U_{d1} 及 U_{q1} 、 I_{d1} 及 I_{q1} 分别为基波电压、电流的 d 、 q 轴分量; $u_{\text{dis_pd}}$ 及 $u_{\text{dis_pq}}$ 、 $i_{\text{dis_pd}}$ 及 $i_{\text{dis_pq}}$ 分别为这些周期性扰动引起的电压、电流的 d 、 q 轴分量, 其中,

$$\begin{cases} u_{\text{dis_pd}} = U_6 \cos(6\omega_e t + \varphi_{u6}) + U_{12} \cos(12\omega_e t + \varphi_{u12}) + \dots \\ u_{\text{dis_pq}} = U_6 \sin(6\omega_e t + \varphi_{u6}) + U_{12} \sin(12\omega_e t + \varphi_{u12}) + \dots \\ i_{\text{dis_pd}} = I_6 \cos(6\omega_e t + \varphi_{i6}) + I_{12} \cos(12\omega_e t + \varphi_{i12}) + \dots \\ i_{\text{dis_pq}} = I_6 \sin(6\omega_e t + \varphi_{i6}) + I_{12} \sin(12\omega_e t + \varphi_{i12}) + \dots \end{cases} \quad (7)$$

式中, U_6 及 U_{12} 、 φ_{u6} 及 φ_{u12} 分别为 6 次和 12 次谐波电压的幅值和相位; I_6 及 I_{12} 、 φ_{i6} 及 φ_{i12} 分别为 6 次和 12 次谐波电流的幅值和相位。

由式(3)~式(8)可知, d 、 q 轴电压、电流中均包括周期性分量和非周期性分量, 由式(2)可知, 转速也会产生相同频率的波动。因此, 为了提高 PMSM 的控制性能, 需要改进相应的控制策略来抑制扰动的影响。

2 基于准谐振自抗扰的控制器设计

2.1 ADRC 原理

ADRC 是一种不依赖于被控对象精确数学模型的控制方法。自抗扰控制器主要由跟踪微分器 (Tracking Differentiator, TD)、ESO 和非线性状态误差反馈率 (Nonlinear State Error Feedback, NLSEF) 三部分组成。TD 用来为系统的输入安排过渡过程; ESO 用来估测出系统的状态和总扰动; NLSEF 通过非线性函数, 将 TD 产生的跟踪信号及微分信号与 ESO 估测出的状态信号进行适当的组合, 最终作为系统的控制输入量。

为了实现总扰动的估测, ADRC 以系统实际输出 y 和控制量 u 来跟踪系统的状态变量和扰动量, ESO 的形式如:

$$\begin{cases} e = z_1 - y \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1 g_1(e) \\ \dot{z}_2 = z_3 - \beta_2 g_2(e) \\ \vdots \\ \dot{z}_n = z_{n+1} - \beta_n g_n(e) + b_0 u \\ \dot{z}_{n+1} = -\beta_{n+1} g_{n+1}(e) \end{cases} \quad (9)$$

式中, $z_1, z_2, z_3, \dots, z_n$ 为状态变量的观测值; z_{n+1} 为扰动估测值; $\beta_1, \beta_2, \beta_3, \dots, \beta_n, \beta_{n+1}$ 为 ESO 的参数; $g_1(e), g_2(e), g_3(e), \dots, g_n(e), g_{n+1}(e)$ 为非线性函数; b_0 为一恒定常数。

2.2 谐振控制器的原理

理想谐振控制器 (Ideal Resonant Controller, IRC) 的传递函数为

$$G(s) = \frac{k_{ir}s}{s^2 + \omega_R^2} \quad (10)$$

式中, ω_R 为谐振角频率, k_{ir} 为 IRC 的积分系数。

图 1 中实线给出了 $\omega_R = 80\pi$, $k_{ir} = 20$ 时 IRC 的 Bode 图。

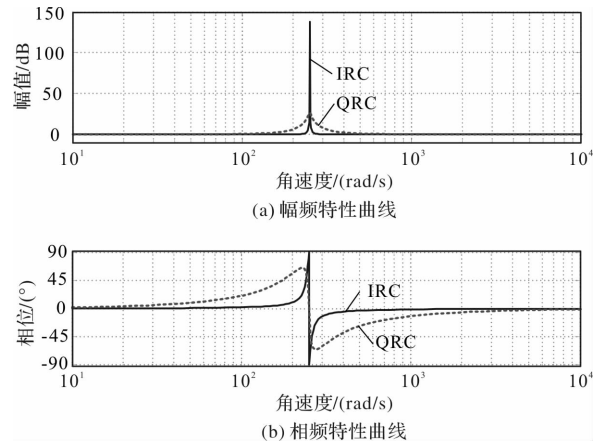


图 1 谐振控制器的 Bode 图

从图 1 中可看出, 在 ω_R 处, IRC 的幅值增益比较大, 因此当给定交流信号的角频率与谐振角频率相同时, $G(s)$ 的幅值将变为无穷大, 此时采用 IRC 可以实现对该频率交流信号的零稳态误差跟踪控制。

然而由于 IRC 只在谐振角频率处的幅值增益比较大, 这使得控制系统对输入信号频率的变化比较敏感。当其应用于电机控制系统中时不能有效抑制特定次谐波的含量。为增大控制器的带宽, 降低其对信号频率变化的敏感度, 文中采用如式(11)所示的准谐振控制器 (Quasi-Resonant Controller, QRC) 进行代替, 其传递函数为

$$G(s) = \frac{2k_{ir}\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_R^2} \quad (11)$$

式中, ω_c 为截止频率。

在相同的 k_{ir} 和 ω_R 时, 令 $\omega_c = 5\text{rad/s}$, 图 1 中虚线给出了 QRC 的 Bode 图。从图中可看出, 在 $\omega_R \pm \omega_c$ 的频率范围内, QRC 都具有比较大的幅值增益, 降低了信号频率变化对控制器性能的影响。

2.3 速度环线性自抗扰控制器设计

由式(2)可知, PMSM 机械运动方程所表示的系统为一阶系统。将式(2)重新写为式(12)的形式。

$$\begin{aligned}\dot{\omega}_m &= b_\omega i_q - \frac{B_m}{J} \omega_m - \frac{1}{J} T_L \\ &= \left(\frac{K_{T0}}{J_0} + \Delta b_\omega \right) i_q - \frac{B_m}{J} \omega_m - \frac{1}{J} T_L \quad (12) \\ &= b_{\omega 0} i_q + f_{\text{dis}_\omega}\end{aligned}$$

式中, b_ω 为速度环的控制增益, $b_{\omega 0}$ 为 b_ω 的标称值, $b_{\omega 0} = K_{T0}/J_0$, Δb_ω 为由电机参数变化引起 b_ω 的变化量, 且有 $b_\omega = b_{\omega 0} + \Delta b_\omega$; f_{dis_ω} 为速度环的总扰动总量:

$$f_{\text{dis}_\omega} = \Delta b i_q - \frac{B_m}{J} \omega_m - \frac{T_L}{J} \quad (13)$$

在设计 TD 时, 采用一阶线性 TD, 可构造为

$$\dot{\omega}_{m_TD} = -r(\omega_{m_TD} - \omega_{m_ref}) \quad (14)$$

式中, ω_{m_ref} 为速度的给定值, ω_{m_TD} 为给定速度的过渡过程值, r 为 TD 的可调参数。

对于 ESO 时, 采用二阶线性 ESO, 其构造为

$$\begin{cases} e_{\omega_m} = \hat{\omega}_m - \omega_m \\ \dot{\hat{\omega}}_m = \hat{f}_{\text{dis}_\omega} - \beta_{\omega 1} e_{\omega_m} + b_{\omega 0} i_q \\ \dot{\hat{f}}_{\text{dis}_\omega} = -\beta_{\omega 2} e_{\omega_m} \end{cases} \quad (15)$$

式中, $\hat{\omega}_m$ 为 ω_m 的观测值, e_{ω_m} 为速度的观测误差, $\hat{f}_{\text{dis}_\omega}$ 为速度环总扰动的观测值, $\beta_{\omega 1}$ 和 $\beta_{\omega 2}$ 为速度环 ESO 的增益。

对于 NLSEF, 采用一阶 LSEF, 将观测值进行补偿, 最终控制量 i_q 的表达式为

$$i_q = k_\omega (\omega_{m_TD} - \hat{\omega}_m) - \frac{\hat{f}_{\text{dis}_\omega}}{b_{\omega 0}} \quad (16)$$

式中, k_ω 为速度环 LSEF 的增益。

图 2 给出了速度环采用所提一阶线性自抗扰控制方法的原理图。

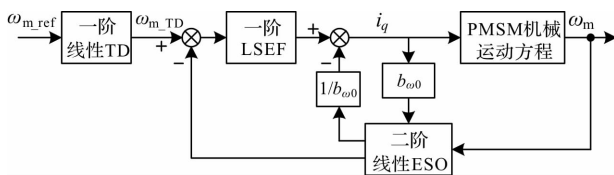


图2 速度环一阶线性自抗扰控制原理图

2.4 电流环准谐振自抗扰控制器的设计

PMSM 在运行时, 电流环会受到非周期性扰动

的影响, 如电机电阻、电感或永磁体磁链等参数变化, 还会受到转子永磁体磁场谐波、逆变器非线性特性等周期性扰动的影响, 使得定子电流中产生一系列谐波分量, 其中 5 次、7 次、11 次、13 次谐波分量对电机的影响最大, 本文主要考虑它们的影响。在设计时, 利用谐振控制器能够实现对交流信号无静差控制的特性, 对电流环 d 、 q 轴的 ESO 进行改进。

本文将 QR 嵌入到线性 ESO 中构成准谐振 ESO, 从而构成电流环准谐振 LADRC 控制, 进而估测出电流环 d 、 q 轴各自的总扰动值。

此时, 电流环 d 轴和 q 轴的准谐振二阶线性 ESO 设计为

$$\begin{cases} e_d = \hat{i}_d - i_d \\ \dot{\hat{i}}_d = \hat{f}_d - \beta_{d1} e_d + b_{d0} u_d \end{cases} \quad (17)$$

$$\begin{cases} e_q = \hat{i}_q - i_q \\ \dot{\hat{i}}_q = \hat{f}_q - \beta_{q1} e_q + b_{q0} u_q \end{cases} \quad (18)$$

式中, $\hat{i}_d$ 和 $\hat{i}_q$ 分别为电流环 d 、 q 轴电流的观测值; e_d 和 e_q 分别为其观测误差; β_{d1} 、 β_{d2} 、 β_{q1} 、 β_{q2} 分别为 d 、 q 轴 ESO 的增益; $\hat{f}_d$ 和 $\hat{f}_q$ 分别为 d 、 q 轴总扰动的观测值, 其频域下的传递函数分别记为 $\hat{F}_d(s)$ 和 $\hat{F}_q(s)$, 且可分别用式(19)和(20)表示为

$$\begin{cases} \hat{F}_d(s) = G_{d0}(s) + G_{d1}(s) + G_{d2}(s) \\ G_{d0}(s) = -\frac{\beta_{d2}}{s} \\ G_{d1}(s) = \frac{2k_{ird}\omega_{cd}s}{s^2 + 2\omega_{cd}s + \omega_{R6}^2} \\ G_{d2}(s) = \frac{2k_{ird}\omega_{cd}s}{s^2 + 2\omega_{cd}s + \omega_{R12}^2} \end{cases} \quad (19)$$

$$\begin{cases} \hat{F}_q(s) = G_{q0}(s) + G_{q1}(s) + G_{q2}(s) \\ G_{q0}(s) = -\frac{\beta_{q2}}{s} \\ G_{q1}(s) = \frac{2k_{irq}\omega_{cq}s}{s^2 + 2\omega_{cq}s + \omega_{R6}^2} \\ G_{q2}(s) = \frac{2k_{irq}\omega_{cq}s}{s^2 + 2\omega_{cq}s + \omega_{R12}^2} \end{cases} \quad (20)$$

式中, $G_{d0}(s)$ 、 $G_{q0}(s)$ 、 $G_{QR_d1}(s)$ 、 $G_{QR_d2}(s)$ 、

$G_{QR-q1}(s)$ 和 $G_{QR-q2}(s)$ 分别为传递函数； k_{ird} 和 k_{irq} 分别为 QR 的积分系数； ω_{cd} 和 ω_{cq} 分别为其截止频率； ω_{R6} 和 ω_{R12} 分别为 6 次和 12 次谐振角频率。

电流环 d 、 q 轴的控制律均采用一阶 LSEF，为

$$\begin{cases} u_d = k_d(i_{d_ref} - \hat{i}_d) - \frac{\hat{f}_{dis-d}}{b_{d0}} \\ u_q = k_q(i_{q_ref} - \hat{i}_q) - \frac{\hat{f}_{dis-q}}{b_{q0}} \end{cases} \quad (21)$$

式中， k_d 和 k_q 分别为电流环 d 、 q 轴 LSEF 的增益。

通过采用准谐振自抗扰控制器，能够有效抑制电流环中周期性和非周期性扰动的影响，提升系统的鲁棒性和动态性能。

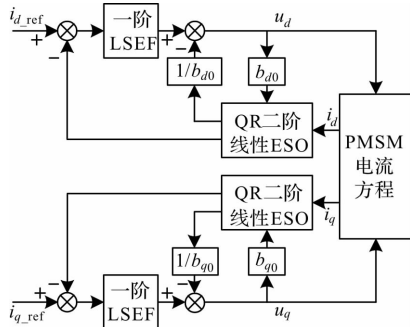


图3 电流环准谐振自抗扰控制原理图

2.5 电流环准谐振自抗扰控制器的实现

由式(11)可知，可用式(22)中的三个简单环节等效 QR 输出电压 $Y(s)$ 和电流误差 $E(s)$ 间的关系，

$$\begin{cases} Y(s) = \frac{1}{s}[2k_{ir}\omega_c E(s) - W_1(s) - W_2(s)] \\ W_1(s) = 2\omega_c Y(s) \\ W_2(s) = \frac{1}{s}\omega_R^2 Y(s) \end{cases} \quad (22)$$

式中， $W_1(s)$ 和 $W_2(s)$ 为两个传递函数。

对式(22)离散化可得

$$\begin{cases} y_{(k)} = y_{(k-1)} + T_s(2k_{ir}\omega_c e_{(k)} - w_{1(k-1)} - w_{2(k-1)}) \\ w_{1(k)} = 2\omega_c y_{(k-1)} \\ w_{2(k)} = w_{2(k-1)} + T_s\omega_R^2 y_{(k-1)} \end{cases} \quad (23)$$

式中， $y_{(k)}$ 、 $y_{(k-1)}$ 分别为 k 和 $(k-1)$ 时刻的输出值， T_s 为采样周期。

采用式(23)的离散化方式，对式(19)和式(20)进行离散化即可得到文中所提算法的数字实现，则可得 d 、 q 轴的总扰动观测值为

$$\begin{cases} \hat{f}_d = f_{d0} + f_{d1} + f_{d2} \\ f_{d0(k)} = f_{d0(k-1)} - T_s\beta_{d2}e_{d(k)} \\ f_{d1(k)} = f_{d1(k-1)} + T_s(2k_{ird}\omega_{cd}e_{d(k)} - w_{d1(k-1)} - w_{d2(k-1)}) \\ w_{d1(k)} = 2\omega_{cd}f_{d1(k-1)} \\ w_{d2(k)} = w_{d2(k-1)} + T_s\omega_{R6}^2 f_{d1(k-1)} \\ f_{d2(k)} = f_{d2(k-1)} + T_s(2k_{ird}\omega_{cd}e_{d(k)} - w_{d3(k-1)} - w_{d4(k-1)}) \\ w_{d3(k)} = 2\omega_{cd}f_{d2(k-1)} \\ w_{d4(k)} = w_{d4(k-1)} + T_s\omega_{R12}^2 f_{d2(k-1)} \end{cases} \quad (24)$$

$$\begin{cases} \hat{f}_q = f_{q0} + f_{q1} + f_{q2} \\ f_{q0(k)} = f_{q0(k-1)} - T_s\beta_{q2}e_{q(k)} \\ f_{q1(k)} = f_{q1(k-1)} + T_s(2k_{irq}\omega_{cq}e_{q(k)} - w_{q1(k-1)} - w_{q2(k-1)}) \\ w_{q1(k)} = 2\omega_{cq}f_{q1(k-1)} \\ w_{q2(k)} = w_{q2(k-1)} + T_s\omega_{R6}^2 f_{q1(k-1)} \\ f_{q2(k)} = f_{q2(k-1)} + T_s(2k_{irq}\omega_{cq}e_{q(k)} - w_{q3(k-1)} - w_{q4(k-1)}) \\ w_{q3(k)} = 2\omega_{cq}f_{q2(k-1)} \\ w_{q4(k)} = w_{q4(k-1)} + T_s\omega_{R12}^2 f_{q2(k-1)} \end{cases} \quad (25)$$

3 仿真与结果分析

在 MATLAB/Simulink 环境下，建立 PMSM 矢量控制系统的仿真模型，分别采用双环 PI 控制、比例积分准谐振控制和文中所提基于准谐振自抗扰的方法进行仿真对比分析。文中所用逆变器和 PMSM 的参数如表 1 所示。

表 1 逆变器和 PMSM 的参数

参数	数值	参数	数值
死区时间/ μs	4	器件导通压降/V	3
开关频率/kHz	10	直流母线电压/V	400
永磁体磁链 ψ_f/Wb	0.175	定子等效电阻/ Ω	2.875
d 轴等效电感/mH	8.5	q 轴等效电感/mH	8.5
转动惯量 $J/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	0.000 8	极对数	4

3.1 周期性扰动抑制

为验证文中所提方法对周期扰动的抑制能力，通过设定逆变器死区时间和管压降的方式实现。

设定给定转速 $n^* = 150\text{r/min}$ ，负载转矩为 5Nm ，图 4 给出了采用三种控制方法时稳态情况下 A 相电流的仿真波形，图 5 给出了其 FFT 分析结果。

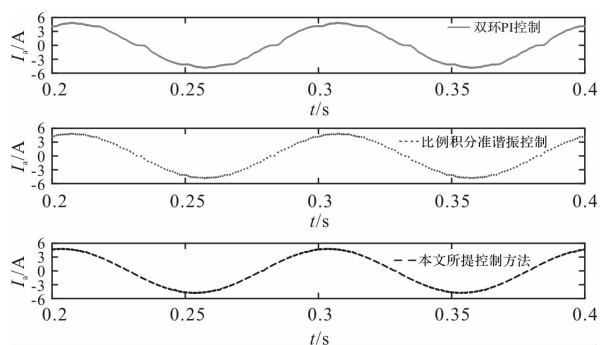


图4 A相电流仿真波形

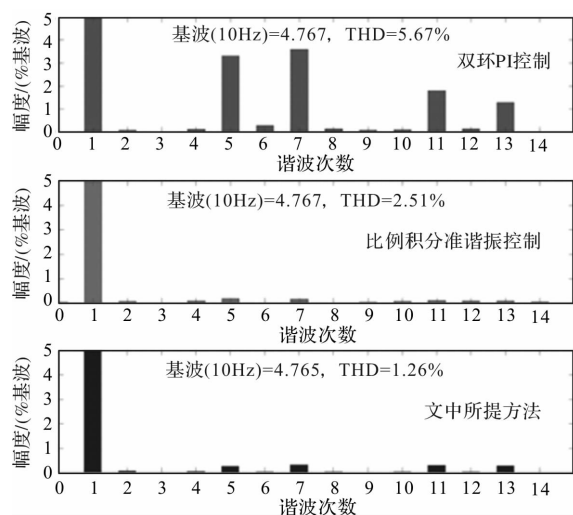


图5 A相电流的FFT分析结果

图6给出了采用三种控制方法时电磁转矩的仿真波形,图7给出了转速的仿真波形。

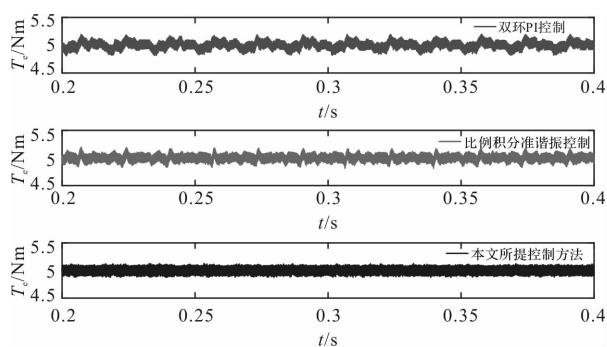


图6 电磁转矩的仿真波形

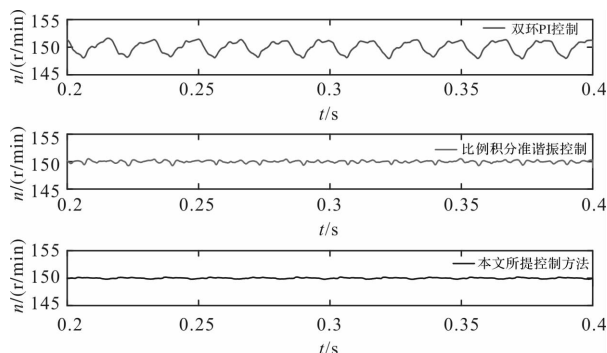


图7 转速的仿真波形

从图4、图5、图6和图7中可看出,当电流环采用双环PI控制时,电流波形发生畸变,电流总THD值为5.67%,5次、7次、11次、13次谐波电流谐波含量分别为3.31%、3.59%、1.8%和1.29%,此时转矩和转速波动值均比较大;当采用比例积分准谐振控制时,电流波形的正弦度得到明显改善,总THD值降低为2.51%,5次、7次、11次、13次谐波电流含量分别降低到0.17%、0.17%、0.1%和0.09%;当采用文中所提方法时,总THD值进一步减小,降低到1.26%,5次、7次、11次、13次谐波电流含量分别降低到0.26%、0.31%、0.3%和0.27%。因此采用文中所提方法可以有效抑制周期性谐波扰动的影响。

3.2 非周期性扰动抑制

为验证文中所提方法对非周期扰动的抑制能力,通过设置负载转矩突变和电机参数变化的方式来实现。

为验证文中所提方法对非周期扰动的抑制能力,设定电机给定转速 $n^* = 150\text{r/min}$,启动时负载转矩为 5Nm ,在 $t = 0.4\text{s}$ 时,突加 5Nm 的负载,同时假定电机定子等效电阻实际值为标称值的1.5倍,等效电感实际值为标称值的0.5倍,分别采用三种方法进行控制,图8给出了其A相电流的仿真波形,图9为转速的仿真波形。

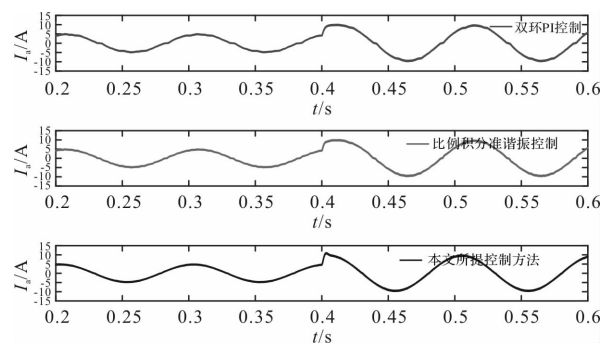


图8 负载转矩突变与电机参数变化时A相电流的波形

从图8和图9中可看出,在负载转矩突变且电机参数发生变化时,采用双环PI控制时,电流波形发生了畸变,转速有明显的波动,在负载转矩突变时,转速出现了比较大的降落,最大降落值为 76r/min ,且系统恢复到稳定状态时间比较长;采用比例积分准谐振的控制方法时,电流波形的正弦度发生了改善,转速波动值比较小,在负载转矩突变时,转速最大降落值为 73r/min ,系统恢复到稳定状态时间也比较长。

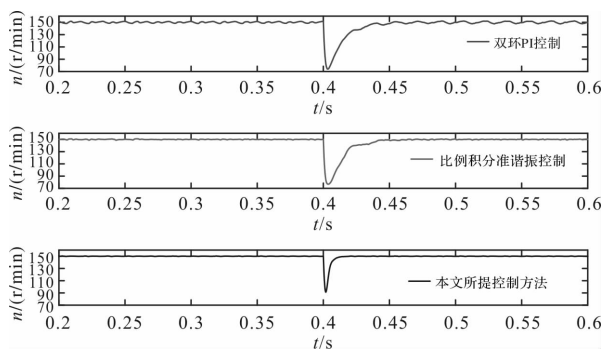


图9 负载转矩突变与电机参数变化时转速的波形

采用本文所提方法时，电流波形的正弦度进一步得到改善，转速波动值进一步减小，在负载转矩突变时，转速最大降落值为59r/min，系统很快就可恢复到稳定状态运行，表明采用本文所提方法可以使系统具有更强的抗扰动性能和鲁棒性能。

4 结 语

针对 PMSM 系统中非周期性和周期性谐波等扰动因素的影响，提出了一种基于线性自抗扰与准谐振的复合控制方法。通过理论分析并搭建 PMSM 系统模型，对所提方法的有效性进行了验证，得到以下结论：

(1) 文中所提方法可以大幅降低定子电流中谐波的含量，从而有效抑制谐波等周期性扰动的影响，提高了系统的稳态性能。

(2) 文中所提控制方法对负载转矩和电机参数变化具有更强的鲁棒性能，有效抑制了非周期性扰动的影响，提高了系统的动态性能和抗扰动性能。

参考文献

- [1] 朱元, 朱醴亭, 肖明康, 等. 基于几何约束优化的重复控制器及 PMSM 电流谐波抑制应用[J]. 电工技术学报, 2024, 39(4): 1059-1073.
- [2] 田明赫, 王勃, 于泳, 等. 基于谐振改进型单自由度自抗扰控制器的 PMSM 转速波动抑制策略[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(15): 6209-6219.
- [3] Chen Pengchong, Luo Ying, Gan He, et al. A Current- and Speed-Loop Decoupling Controller for SPMSM Under Periodic Disturbances[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(6): 6889-6902.
- [4] 王智杰, 蒋哲, 李争, 等. 基于离散域改进 PIR 控制的 PMSM 电流谐波抑制策略[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(12): 194-202.
- [5] 严红, 赵世伟. 准谐振控制器离散化改进及 PMSM 电流谐波抑制分析[J]. 微电机, 2025, 58(07): 1-7.
- [6] 魏艺涵, 罗响, 朱莉, 等. 基于比例谐振控制器的凸极率永磁同步电机电流谐波抑制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(7): 2526-2538.
- [7] 陈旭, 张卓然, 于立, 等. 基于改进型准比例谐振控制的电励磁双凸极电机电流谐波抑制方法[J]. 电工技术学报, 2023, 38(14): 3836-3848, 3861.
- [8] 张海洋, 许海平, 方程, 等. 基于谐振数字滤波器的直驱式永磁同步电机转矩脉动抑制方法[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(4): 1222-1231, 1299.
- [9] 杨帆, 赵希梅, 金鸿雁, 等. 基于广义比例积分观测器的永磁同步电机鲁棒谐振预测电流控制[J]. 电工技术学报, 2024, 39(10): 2995-3006.
- [10] Zhang Guoqiang, Zhao Xinru, Wang Qiwei, et al. PR Internal Mode Extended State Observer-Based Iterative Learning Control for Thrust Ripple Suppression of PMLSM Drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(8): 10095-10105.
- [11] 徐培嘉, 张杨. 基于比例谐振的永磁同步电机直接转矩控制[J]. 电力电子技术, 2024, 58(5): 26-30.
- [12] Han Jingqing. From PID to Active Disturbance Rejection Control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(3): 900-906.
- [13] Zhang Xinhua, Chen Yujia, Sun Xiaodong. Overview of Active Disturbance Rejection Control for Permanent Magnet Synchronous Motors[J]. Journal of Electrical Engineering & Technology, 2024, 19(3): 1237-1255.
- [14] 谢浩然, 胡纯福, 卢萌, 等. 基于级联线性-非线性自抗扰控制器的永磁直线同步电机速度控制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(15): 6158-6169.
- [15] 袁浩仁, 周福强, 孙江宏. 基于负载转矩观测器的永磁同步电机改进线性自抗扰控制方法[J]. 电子测量技术, 2025, 48(9): 36-43.
- [16] 雷美琴, 马家庆, 陈昌盛, 等. 基于精确反馈线性化的 PMSM 自抗扰控制[J]. 电子测量技术, 2024, 47(17): 191-198.
- [17] 许家群, 王天琪, 贾普凡. 永磁同步电机准谐振自抗扰电流谐波抑制[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(6): 2450-2460.
- [18] Zhao Jinsong, Zhang Yunpeng, Hou Huidong, et al. Active Disturbance Rejection Control with Backstepping for Decoupling Control of Hydraulic Driven Lower Limb Exoskeleton Robot[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2025, 72(1): 714-723.
- [19] Xu Anfei, Zhu Xuesong, Yuan Lei, et al. Harmonic Suppression Strategy of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on PCI and ADRC Methods[J]. Journal of Electrical Engineering & Technology, 2025, 20(3): 1509-1522.

外转子关节电机的优化设计

沈凤梅¹, 杨 威²

(1. 江门职业技术学院, 广东 江门 529000; 2. 欧佩德伺服电机节能系统有限公司, 广东 江门 529000)

摘 要: 本文以机器人用外转子永磁同步电机为研究对象, 为了降低成本优化电机性能, 本文设计了一款钕铁硼与铁氧体混合的不等分的 Halbach 阵列的外转子永磁同步电机, 首先通过 Maxwell 建立 2D 电磁仿真模型, 分别对定转子关键参数进行响应面分析, 缩小优化范围, 其次建立目标函数, 并合理设置约束条件与惩罚机制, 并使用遗传算法对电机进行优化仿真, 然后对比优化前后的电机性能与成本, 其性能与成本均有大幅提高, 最后搭建测试平台, 通过实验对比验证了本文设计的 Halbach 阵列电机与传统电机磁钢材料成本降低了 19.8%, 本文的研究成果很好地为机器人用关节电机的设计方法提供了方案与思路。

关键词: 外转子; Halbach 阵列; 永磁同步电机; 优化设计

中图分类号: TM464

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)09-0060-05

Multi-objective Optimal Design of Outer Rotor Joint Motor

SHEN Fengmei¹, YANG Wei²

(1. Jiangmen Polytechnic. Jiangmen Guangdong 529000, China;

2. OPD Servo Motor&Energy-saving System Co., LTD., Jiangmen Guangdong 529000, China)

Abstract: This paper took the outer-rotor permanent magnet synchronous motor for robots as the research object. To reduce costs and optimize motor performance, a type of outer-rotor permanent magnet synchronous motor with an unequal-segment Halbach array hybridizing neodymium-iron-boron and ferrite was designed. Firstly, a 2D electromagnetic simulation model was established via Maxwell, and response surface analysis was performed on the key parameters of the stator and rotor respectively to narrow down the optimization range. Secondly, the objective function was established, constraint conditions and penalty mechanisms were set reasonably, and the genetic algorithm was adopted for motor optimization simulation. Then, the motor performance and cost before and after optimization were compared, showing significant improvements in both aspects. Finally, a test platform was built, and experimental comparison verified that the magnetic steel material cost of the Halbach array motor designed in this paper was reduced by 19.8% compared with that of the conventional motor. The research results of this paper provide a good scheme and idea for the design method of joint motors for robots.

Key words: outer Rotor; halbach array; PMSM; multi-objective optimal design

0 引 言

永磁同步电机以高功率密度, 高效, 快速响应且运行可靠, 广泛应用于各个领域, 近几年尤其在机器人领域更是如火如荼^[1-3], 如宇树, 智元等机器人厂家如雨后春笋一般快速崛起。但关节电机作为人型机器人的核心动力部件, 其技术创新, 产业化与成本是机器人应用与普及的关键^[4], 尤其成本, 在满足性能的情况下尽可能地降低成本才有助于机器人大规模应用的推广。现有关节电机主要分内转子与外转子两种结构, 外转子永磁同步电机因比内转子永磁电机具有更大的转矩半径与更大的转动惯

量, 且结构更加紧凑, 尤其配合行星齿轮结构更具有优势, 逐步作为优选方案应用于机器人驱动系统中^[5-6]。为了降低成本, 文献[7]使用磁-热耦合技术设计了一种跑跳机器人用的关节电机来降低电机电磁的成本, 文献[8]利用田口法用尽量低的成本使永磁电机性能达到最优。文献[9]对电机的磁钢使用晶界扩散技术来降低重稀土的使用量进而降低电机的成本。文献[10]对永磁电机转子 Halbach 等分阵列充磁进行优化, 整机重量降低了约 29%, 成本也大幅下降。

现有研究通过多目标优化方法, 显著提升电机综合性能的同时也可以降低电机的成本, 但大都研

收稿日期: 2026-01-18

作者简介: 沈凤梅(1987), 女, 硕士, 中级工程师, 研究方向为新能源汽车电机技术。

通讯作者: 杨 威(1985), 男, 硕士, 高级工程师, 研究方向为永磁电机的设计及其控制系统。

究的是内转子电机，外转子研究的较少，Halbach 阵列研究的也多为钕铁硼且磁钢等分的结构，铁氧体的研究较少，目前钕铁硼每吨的价格约为铁氧体的 33 倍，磁性能差四倍，这样磁钢成本还有 8.25 倍的优势，为了降低成本优化电机性能，本文设计了一款钕铁硼与铁氧体混合的不等分的 Halbach 阵列的外转子永磁同步关节电机。

1 关节电机优化模型搭建

1.1 关节电机参数需求

本文以一台 24VDC，400W 的关节电机为例，因极槽配合不是本文重点研究的对象，所以直接选择常用的极槽配合 36 槽 42 极，电机的基本参数如表 1 所示。

表 1 关节电机的基本参数

参数名称	参数要求
槽数	36
极数	42
额定功率/W	400
额定频率/Hz	560
接法	Δ
减速比	9 : 1
反电动势/V	14 ± 1
系统效率/%	≥ 65
转矩脉动/%	≤ 5
谐波占比 THD/%	≤ 5

1.2 Halbach 优化参数提炼

首先搭建模型之前先了解 Halbach 阵列的原理，提炼出优化的参数，Halbach 阵列其核心原理是按照一定的规律通过改变相邻永磁体的磁化方向，将改变后磁场矢量叠加实现单侧磁场增强，几乎可抵消单边磁场效应，减少漏磁提高磁瓦的利用率，通过改变阵列中磁瓦尺寸与对应的充磁方向，使其在目标区域获得近似理论极限的磁通密度，同时尽量保证形成的磁场尽量正旋，减少高次谐波的产生。

因为我们的电机外径比较小，虽然 4 段及以上更多段的 Halbach 阵列的电机性能更佳，但是考虑到生产工艺成本随着段数的变多急剧增加，违背了我们降本初衷，所以本文重点以 3 段式的 Halbach 磁钢阵列为主。同时为了降低成，如图 1 所示的主

磁极使用钕铁硼，两侧的辅助磁极选用铁氧体。

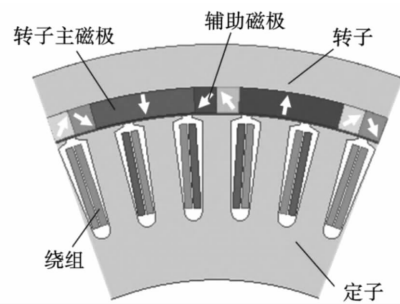


图 1 电机结构示意图

根据 Halbach 阵列的原理，如图 2 所示，我们提炼出的优化参数有两个，分别为主磁极的角度 α_1 与辅助磁极的角度 α_2 ，不难看出辅助磁极的充磁角度在 $0 \sim 90^\circ$ 的范围内变化对主磁极产出叠加作用。

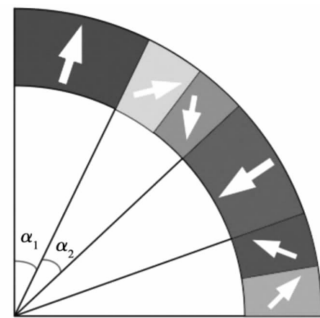


图 2 Halbach 阵列

1.2 定子参数提炼与模型搭建

关节电机的三维结构模型如图 3 所示，主要由端盖，行星减速器组件，转子组件，定子组件，机壳，控制板六部分组成。其中转子组件与定子冲片参数，绕组参数是决定电机成本效率，转矩脉动的主要影响参数。

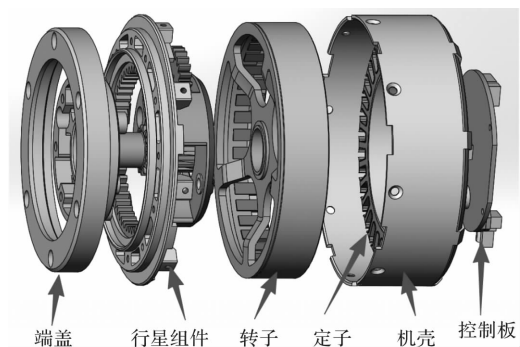


图 3 关节电机的三维结构模型

因为受关节电机使用空间的限制，电机的内径 R_{st} 与 R_n 是不能变的，槽口尺寸 B_{so} 定子线工艺需求不得低于 2mm，否则容易生产过程中碰伤漆包线，理论上讲，电机所有结构参数均可作为优化设计参

数,实际上,一般选取对电机优化目标影响较大的参数即可,根据以往电机设计的经验,比较影响性能是齿宽 t 、槽深 H_{s2} ,气隙 g_{air} 这三个参数,综合考虑到电机的转速,转子尺寸与加工精度,气隙选择 0.5mm 比较合适,重点参数只剩齿宽与槽深两个参数。根据以上参数使用 Maxwell 搭建的 2D 仿真模型如图 5 所示。

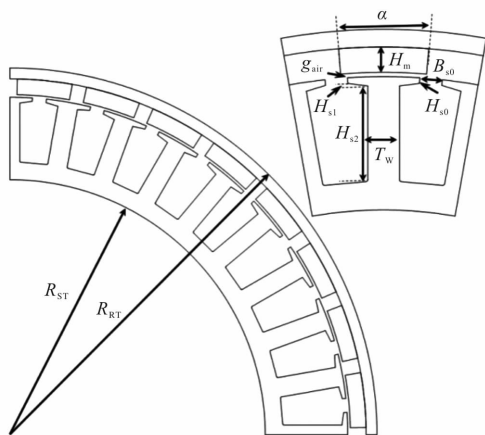


图 4 关节电机参数示意图

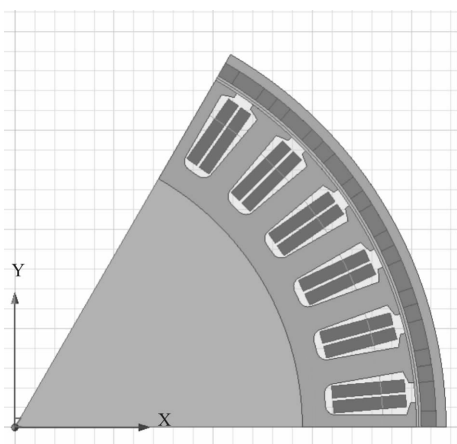


图 5 2D 有限元电磁模型

2 关节电机的优化设计

2.1 电机优化变量的范围确定

因为电机反电动势有要求,为了缩小参数的优化范围进一步缩短优化时间,我们对辅助磁极的角度与充磁角度进行扫描,得到 Halbach 参数的反电动势响应面如图 6 所示,由于反电动势的需求限制可缩小辅助磁极的角度范围选 $1.4 \sim 2.6^\circ$,充磁角度 $-25 \sim 65^\circ$,如图 7 是扫描定子参数齿宽 t 与槽深 H_{s2} 得到的反电动势的响应面,齿宽的范围 $2 \sim 3\text{mm}$,槽深选择范围 $5 \sim 8\text{mm}$ 。

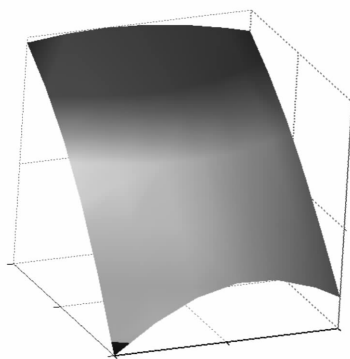


图 6 Halbach 参数的反电动势响应面

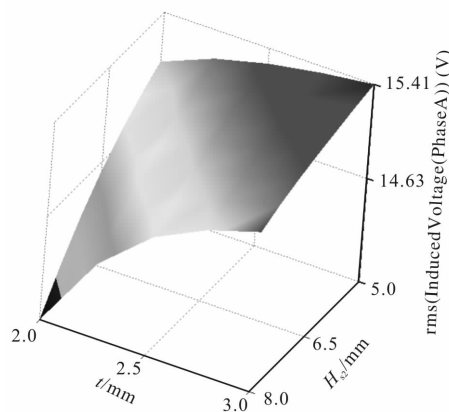


图 7 定子参数的反电动势响应面

经过上述分析反电动势的响应面与结合经验选出辅助磁极大小所占的角度,辅助磁极的充磁角度,定子齿宽与槽深 4 个参数作为接下来的优化变量,记优化变量为: $X = [x_1, x_2, x_3, x_4]^T = [DJ, jiaodu, t, H_{s2}]$

表 2 优化参数的初值和变化范围

参数	初值	变化范围
辅助磁极的角度 $DJ/^\circ$	2.1	$1.4 \sim 2.6$
辅助磁极充磁角度/ $^\circ$	-30	$-25 \sim -65$
定子齿宽 t/mm	2.2	$2 \sim 3$
定子槽深 H_{s2}/mm	7.8	$5 \sim 8$

2.2 目标函数的确定

结合应用场合,以下四个电机参数是设计的关注点,1、电机的效率,2、输出功率,3、磁钢成本,4、转矩脉动 T_r 。我们要根据上面四个参数提取我们的优化目标。为了简化目标函数,我们将 1、电机的效率,2、输出功率转化为转矩,在电流不变的前提下,转矩越大电机效率与输出功率也就越大,因为电机磁钢的整机用量是一定的,辅助磁极铁氧体的角度越大,电机的成本也就越低,建立的目标

函数如：

$$\text{Min}F(x) = -\frac{W_1 T}{T_0} - \frac{W_2 JD}{JD_0} + \frac{W_3 T_r}{T_{r0}} + 1 \quad (1)$$

式中, W_1 、 W_2 、 W_3 为权重系数, 满足 $W_1 + W_2 + W_3 = 1$, 此次优化取 $W_1 = 0.4$ 、 $W_2 = 0.4$ 、 $W_3 = 0.2$ 。

本文主要优化提升转矩与降低成本同时降低转矩脉动以及波形畸变率; T 是转矩, 负号目的是为了最小值; T_0 、 JD_0 、 T_{r0} 是为了消除两个目标的数量级差异而设置的基准值。

2.3 约束条件的设置

约束条件是为设计出搜索范围的可行域, 使得算法能可持续性的向最优解不断进化。电机的优化设计中, 首要是对优化变量边界范围做非线性或者线性规划约束, 还可以类似于将电机输出性能加以约束。针对优化的目标是额定工况下的输出转矩, 实际的进化过程中的种群可能包含磁负荷较高等问题, 我们对定子优化是会改变漆包线的仓满率 K , 仓满率过高会导致无法看线, 所以仓满率也要低于工艺要求的值, 本文选取了齿轭部铁心磁密 B_1 、 B_j 等这些性能加以约束:

$$\begin{cases} g_1(x) = (B_1 - B_{j0}) / B_{j0} \leq 0 \\ g_2(x) = (B_j - B_{j0}) / B_{j0} \leq 0 \\ g_3(x) = (K - K_0) / K_0 \leq 0 \\ g_4(x) = (T_0 - T) / T_0 \leq 0 \end{cases} \quad (2)$$

根据 GA 属于无约束优化的特点, 引入惩罚函数, 进一步完善了目标函数, 选取了适当的惩罚力度, 从而加快寻优过程, 但是也需要谨慎处理惩罚力度, 过于苛刻的惩罚函数将使得算法无法获取可行个体。利用惩罚机制, 就可将电机优化中的约束优化转化为了 GA 实行的无约束优化问题。惩罚函数构建如:

$$p(x) = \sqrt{\sum_{i=1}^4 H(g_i(x)) g_i(x)^2} \quad (3)$$

其中, $H(y)$ 为阶跃函数:

$$H(y) = \begin{cases} 0, & y \leq 0 \\ 1, & y \geq 0 \end{cases} \quad (4)$$

因此, 增广目标函数为

$$F(x) = f(x) + p(x) \quad (5)$$

2.4 多目标优化结果

将上述目标函数与约束条件输入到 Maxwell 中, 软件根据所设定的目标函数, 利用遗传算法进行电

机的多目标优化, 得到的优化前后的参数对照表如下表 3 所示。

表 3 主要优化参数优化前后的数值

参数	优化前	优化后
辅助磁极的角度 $DJ/^\circ$	2.1	2.4
辅助磁极充磁角度 $^\circ$	-30	-45
定子齿宽 t/mm	2.2	2.75
定子槽深 H_2/mm	7.8	7.1

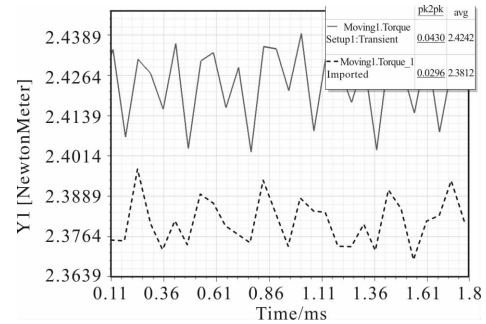


图 8 优化前后的转矩脉动

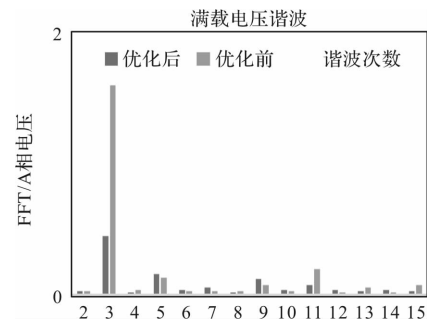


图 9 优化前后的满载电压谐波

表 4 优化前后的性能对比

参数	优化前	优化后	性能提升比例
输出功率 /W	398.2	405.48	1.83%
磁钢成本减低/元	5.52	4.82	12.68%
效率/%	76.1	76.85	0.99%
满载 THD/%	7.113	2.1761	-226.8%
转矩脉动/%	1.42	1.7	-16.47%

如图 8 是优化前后转矩脉动的波形, 上面的波形是优化后的, 可以看出扭矩的平均值是高于优化前的, 如图 9 是优化前后满载电压的谐波, 优化后的 3 次, 11 次 15 次谐波大幅降低, 表 4 是性能总结, 优化前后的性能与效率略有提高, 但磁钢成本降低 12.86%, 满载时刻的谐波占比降低了 226.8%, 虽然转矩脉动略有增大, 但依然远小于需求的 5%, 总的来说优化前后的性能还是有比较大的提升。

3 实验验证

为了测试本文所设计的关节电机,搭建如图 10 所示的测试平台,图片右侧使用 100Nm 的磁粉制动器来做为电机的加载装置,磁粉制动器使用直流电流源来控制加载扭矩的大小,图片左侧是本文被测电机,行星减速器,电机控制器三合一的关节电机,测试系统中,有一台笔记本通过 USB 转 CAN 来控制关节电机的运行,关节电机与磁粉制动器中间是一台量程为 100Nm, 5000r/min 的扭矩传感器,转矩功率仪实时读取扭矩传感器的转速与扭矩并计算电机的输出功率。由于测试条件的限制,同时减速箱的效率我们没有条件测试,我们做了两个转子一个是本文研究 Halbach 阵列的转子,一个是传统转子(无辅助磁极),但是两台转子的反电动势一样,那么测试数据表 5 所示,因为关节电机不是 S1 工作制,考虑到温升问题,我们测试是 250W 的性能,可以看出两个转子的效率相当,但 Halbach 阵列的磁钢成本用量降低了 19.8%



图 10 关节电机测试平台

表 5 测试数据

参数	Halbach 转子	传统转子
直流电压/V	24	24
直流电流/A	15.2	15.2
输入功率/W	364.8	364.8
输出转速/(r/min)	177.8	177.7
输出扭矩/Nm	13.4	13.3
输出功率/W	249.5	247.5

续表 5

参数	Halbach 转子	传统转子
系统效率/%	0.68	0.68
钕铁硼价格/元	4.57	6.00
铁氧体价格/元	0.25	0.00
磁钢成本/元	4.82	6.00
磁钢成本降低/%	19.8	

4 结 语

本文以关节电机用外转子永磁同步电机为研究对象,关节电机作为机器人的核心动力部件,其性能与成本直接影响机器人的产业推广。为了降低成本优化电机性能,本文设计了一款钕铁硼与铁氧体混合的不等分的 Halbach 阵列的外转子永磁同步电机,首先通过 Maxwell 建立 2D 电磁仿真模型,分别对定转子关键参数进行了响应面分析,缩小优化范围,其次建立目标函数,并设定约束条件与惩罚机制,使用遗传算法对电机变量进行优化仿真,然后对比优化前后的电机性能参数与成本,其性能大幅提高,成本均大幅降低,因测试条件的限制,最后通过实验对比验证了本文设计的 Halbach 阵列电机与传统电机磁钢成本降低了 19.8%,本文的研究成果很好地为机器人用关节电机的设计方法提供了方案与思路。

参考文献

- [1] 黄宣睿,宋宇洋,李秋生,等.一种基于内模控制的工业机器人关节伺服系统振动抑制算法[J].电工技术学报,2019,34(3):497-505.
- [2] NIKURA A, NABAE H, ENDO Get al. Giraffe neck robot: first step toward a powerful and flexible robot prototyping based on giraffe anatomy [J]. EEE Robotics and Automation Letters, 2022, 7(2): 3539-3546.
- [3] 连弃疾,宋思贤,黄淑浩,等.医用磁驱微型机器人的驱动原理、运动模式和控制方法研究综述[J].中国电机工程学报 2025, 45(16): 6561-6579.
- [4] 李立昂.机器人关节电机领域产学研深度耦合中的问题与对策分析, [J]. 微特电机, 2025, 53(9): 91-94.
- [5] 徐洋. 机器人关节模组电机及驱控系统研究[D]. 无锡: 江南大学, 2025.
- [6] 刁翼鹏. 车用外转子永磁同步电机宽域高效设计与分析[D]. 重庆: 重庆大学, 2018.

(下转第 74 页)

一种轴向磁通转子新制造工艺研究

申 易, 夷红清, 王 飞

(上海磁雷革传动系统有限公司, 上海 201801)

摘要: 针对双定子单转子轴向磁通电机转子传统制造工艺存在的加工效率低、生产成本偏高、难以规模量产等问题, 开展转子制造工艺创新研究, 以提升生产效率、降低制造成本。剖析传统工艺流程与痛点, 结合转子原材料制备工艺, 提出转子整体模压成型新工艺, 并设计制造模压模具, 确定合理工艺参数, 制备样品开展力学、热稳定性、尺寸、可靠性、耐久及性能等测试, 结果显示, 新工艺转子各项性能均满足设计要求, 且相比传统工艺, 制造工时、原材料及生产成本均显著下降。新工艺有效解决了传统工艺的痛点, 大幅提升量产效率与产品一致性, 为轴向磁通电机转子制造提供了工程可行的技术方案。

关键词: 轴向磁通电机; 双定子单转子; 转子工艺; 转子制造; 模压成型

中图分类号: TM464

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)09-0065-05

Research on a Novel Manufacturing Process for Axial-flux Motor Rotors

SHEN Yi, YI Hongqing, WANG Fei

(Shanghai MAGELEC Propulsion LTD., Shanghai 201801, China)

Abstract: Aiming at the problems of low processing efficiency, high production cost and difficulty in mass production existing in the conventional manufacturing of dual-stator single-rotor axial-flux motor rotors, an innovative study on rotor manufacturing process was carried out to improve production efficiency, reduce manufacturing cost. Analyzed the conventional process flow and pain points. Refer to the manufacturing process raw material, proposed a novel process of compression molding, afterward designed a dedicated compression mold and manufactured several samples with reasonable molding parameters. Carried the tests of mechanical properties, thermal stability, dimensional, reliability, durability and motor performance. All the results show that the rotors fabricated by the new process fully meet the design requirements. Compared with the conventional process, the manufacturing time, raw material cost and production cost were all significantly reduced. The new process effectively solved the pain points of the conventional process and greatly improved mass-production efficiency and product consistency. It provided an engineering-feasible technical solution for manufacturing of axial-flux motor rotors.

Key words: axial-flux motor; dual-stator single-rotor; rotor process; rotor manufacturing; compression molding

0 引言

轴向磁通电机(Axial Flux Motor, AFM)又被称为盘式永磁电机,其气隙磁场沿轴向分布,磁通方向与电机旋转轴平行,磁路更短、有效作用面积更大,在功率密度、转矩密度、运行效率及空间利用率上显著优于传统径向磁通电机^[1]。该类电机结构扁平、轴向尺寸小,可灵活采用多定子、多转子模块化组合,易于实现高集成度电驱动总成,在新能源车辆、风力发电、电动飞行器、机器人及高端装备等对安装空间与重量敏感的场景中应用价值突出^[2-8]。

近年来,随着科技进步,新材料的应用及工艺水平的提升^[9-12],轴向磁通电机逐步从实验室样机走向产业化落地,已成为电机领域的热点。奔驰收购YASA、多家企业启动盘式电机量产等行业动向表明,轴向磁通电机正成为下一代高效电驱动的核心技术方向之一^[13-16]。但转子结构复杂、制造工艺繁琐、成本偏高仍是制约其大规模普及的关键瓶颈。

1 轴向磁通电机及转子结构

1.1 轴向磁通电机常见结构形式

轴向磁通电机为提高磁路利用率和功率密度,

收稿日期: 2026-04-10

作者简介: 申 易(1985),男,硕士,研究方向为机械电子工程。

夷红清(1990),男,本科,研究方向为机械设计制造及其自动化。

王 飞(1985),女,本科,研究方向为机械设计制造及其自动化。

并降低单边磁拉力,提升运行稳定性及轴承寿命,通常被设计成双转子单定子结构(典型代表如奔驰收购的英国 YASA 公司)或双定子单转子结构(典型代表如美国 Omni Powertrain 集团旗下的 Magelec Propulsion 公司)的对称结构。

本文聚焦双定子单转子结构轴向磁通电机的转子(以下简称“此类转子”或“转子”),系统分析传统制造工艺痛点,并提出一种预浸玻纤冲片与磁钢整体模压成型的创新工艺,为该类转子高效、低成本、高一致性量产提供工程化解决方案。

1.2 典型转子结构及特点

1.2.1 转子基本组成

双定子单转子轴向磁通电机转子通常为圆盘状结构,主要由若干对永磁体、转子轮辐组成,整体呈薄型圆盘状如图 1 所示,是电机转矩输出与磁路构建的核心部件。

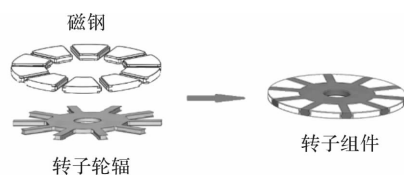


图1 转子结构示意图

1.2.2 磁钢与轮辐耦合结构特点

受轴向薄型结构限制,为抵抗电机工作过程中的轴向磁拉力,同时尽可能避免磁钢固定结构对气隙设计产生不利影响,磁钢与转子轮辐普遍采用凹凸耦合限位结构如图 2 所示。该结构可在轴向上约束磁钢位移,提升高速运行可靠性,但也直接限制了可制造性与装配路径,成为工艺设计的核心约束条件。

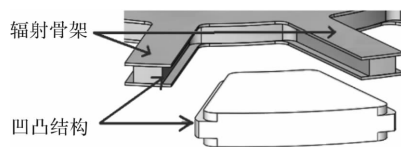


图2 磁钢轮辐耦合结构示意图

1.3 转子制造传统流程及痛点

为实现轻量化与低涡流损耗,转子轮辐多采用复合玻纤材料,这类材料具有优异的耐腐蚀,机械性能(重量轻,比刚性高,比强度高,抗疲劳断裂性)和电气性能(绝缘性好),但由于此类材料加工的特殊性,通常会由材料供应商制作成标准的玻纤层压板^[17-18],再由下游客户采购后加工成所需的形状,应用在本文讨论的转子上,通常也是使用 CNC 加工中心铣削出辐射骨架及凹凸耦合结构。同时,

由于凹凸结构的应用,使磁钢仅能从转子外周径向向内插入。为保证配合精度与装配可行性,凹凸结构通常采用轻微间隙配合,需在配合面涂布磁钢胶并经热固化实现可靠粘接。由此我们可以得到该类转子的传统制造流程如图 3 所示。

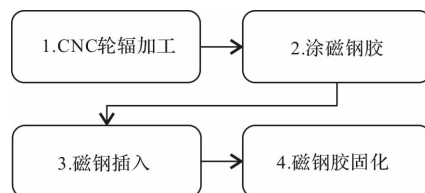


图3 转子传统制造流程

上述流程虽看似简单,技术壁垒不高,但对于规模制造而言却存在非常多的不便和痛点,首先是 CNC 轮辐加工,由于复合玻纤材料切削性能差、加工进给速度受限,单件加工耗时久(约 45 ~ 90 分钟/件),刀具损耗高,难以满足大批量、高效率生产需求;其次是涂磁钢胶,理想涂胶需凹槽中心胶层充足、两侧胶层偏薄如图 4 所示,以保证粘接强度并减少溢胶。采用双涂胶头分区域涂胶效率低;采用定制异形喷嘴成本高、调试周期长,胶层均匀性与溢胶量难以稳定控制;最后是在磁钢插入后进行固化处理前,需要手动对磁钢插入后的表面溢胶进行清理,该工作需要对溢胶进行判断,清理过程对有较高的柔性操作要求,很难实现有性价比的自动化生产,故通常由人工完成,由此带来劳动强度大、生产效率低、现场 5S 管理不佳等问题。

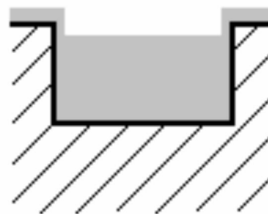


图4 理想涂胶效果示意

2 新工艺方案及验证

2.1 新制造工艺介绍

传统制造的痛点主要源自 CNC 加工及磁钢胶使用,故我们认为最理想的制造即是要完全去掉这两个过程,通过研究玻纤层压板制造工艺,了解到其通常由多层浸渍过环氧树脂(EP)的玻璃布或织物经过叠合,热压而成^[19-21],基于此我们构想出了一种采用“模压成型”进行转子制造的全新工艺,即将预浸材料先冲制成含有凹凸特征的转子轮辐冲片并叠合,而后将其与磁钢一块放入热压模具中利用模压

设备如图 5 所示进行同步加热加压，使得预浸冲片中的树脂熔融后再固化，由此便可在通过一次加工，实现轮辐成型与磁钢固定两个功能，工艺对应的转子结构如图 6 所示。



图 5 模压设备照片

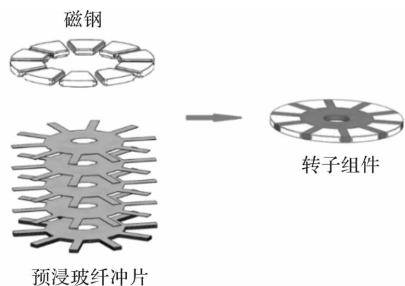


图 6 新工艺转子结构示意图

根据我们的规划，新工艺将会使原有制造流程的四步变为两个步，即预浸布进行冲片及模压成型如图 7 所示，而更大的变化不仅仅是工序步骤的减少，而是制造过程的改善和效率的提升，首先用预浸布冲片替代了轮辐 CNC 加工，虽看似是将制造过程像上游原料前移了，但考虑到该过程可使用高速冲压来实现，其工作效率相比 CNC 加工无疑是更有优势的，且由于高速冲技术比较成熟，市场上也有许多提供来料加工服务的供应商，考虑到一次性固定资产投资及 EHS 和生产环评的要求，企业可以将该工序委托第三方加工；其次是模压成型的步骤，省去单独涂胶、插装、溢胶清理等多道工序，生产效率，制造可行性将大幅提升，现场 5S 管理也会明显改观。



图 7 新工艺制造流程

2.2 新方案实施前准备

2.2.1 预浸材料选择确认

我们根据产品参数及运行工况（包括但不限于磁钢重量，工作转速，轮辐尺寸等），对轮辐受力进行了仿真计算（图 8 所示），并加权安全得出其在最大转速边界条件下应力约 216 MPa，结合轮辐磁钢的接触面积，确认预浸材料的拉伸强度需大于 0.24MPa，并最终与供应商合作开发了一款满足要求的预浸布材料。

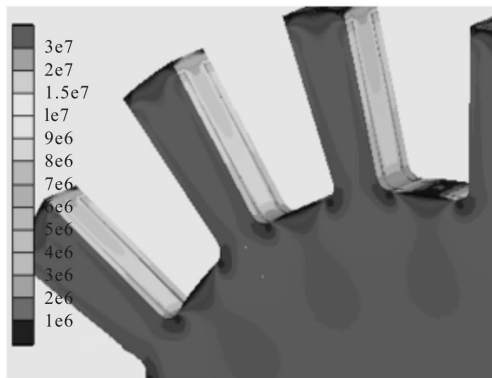


图 8 轮辐工作强度仿真

2.2.2 预浸布冲片叠合要求

我们此次选用的预浸布厚度约为 0.1 mm，而此次制作的样品厚度要求为 5 ± 0.2 mm，为了保证最终成品厚度在规定范围内，且模压成型后无溢胶，我们最终确定每套转子使用 55 片冲片进行制作。

此外预浸布冲片是采用高速冲床进行生产的，在冲片生产时，我们便由设备按照上述单套转子使用的冲片数进行自动叠合及整理，减少后续模压成型准备工作，提升上料便利性及效率。

2.2.3 关键工艺参数确认

此新方案需要控制的工艺参数基本围绕“模压成型”这一过程，分别是模压成型压力，成型温度，保压保温时长等，根据与预浸材料供应商进行交流，参考其提供的材料规格，确定了关键工艺参数如表 1 所示。

表 1 关键工艺参数

参数	参数值
加热温度 $T/^\circ\text{C}$	200
保压时间 t/min	30
保压压力 F/kN	600

2.2.4 模压成型模具设计

为实现上述工艺，模具是至关重要的一环，为此我们在模具设计及制造阶段提出了以下要求：

温度均匀可控：型腔表面温差 $\leq \pm 3^\circ\text{C}$ ，建议设置 4~8 个温区，温控精度 $\leq \pm 2^\circ\text{C}$ ，大尺寸转子

可采用模温机控温。

表面质量与脱模性：表面粗糙度 $Ra\ 0.48 \sim 0.8\ \mu m$ ，配套渗氮或 PVD 镀层处理，提升耐磨性与脱模性。

排气结构：设置排气槽，避免模压成型过程产生内部气孔缺陷，保证结构致密性。

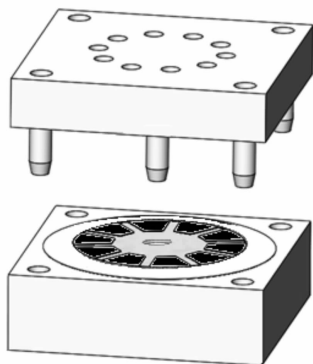


图9 成型模具设计图

2.3 新方案验证

2.3.1 样品准备

我们选取一款高速低扭场景用转子，设计专用模压模具如图9所示，并制备了4件样品并依次开展了下述验证测试。

2.3.2 力学与热性能测试

从#1号转子轮辐取样，委托第三方检测机构进行弯曲力、剪切力、玻璃化转变温度测试，测试结果如表2所示，均满足设计指标。

表2 力学及热性能测试结果

项目	技术参数
弯曲力 F_b/kN	6.5
剪切力 F_s/kN	1
玻璃化转变温度 $T_g/^\circ C$	160

2.2.3 环境与超速可靠性测试

使用#2~#4号转子同时并依次开展高低温（-40℃/180℃）测试、1.2倍最大转速超速测试及温度冲击测试。试验后外观完好，尺寸变化如表3所示，均在公差范围内，表明新工艺制造的轮辐的结构稳定性非常优异。

表3 测试后尺寸最大变化量

项目	要求	#2 转子	#3 转子	#4 转子
外径 D_{out}/mm	0.25	0.107	0.01	0.01
平面度 I_{flat}/mm	0.2	0.009	0.033	0.008
厚度 δ/mm	0.2	0.008	0.023	0.013
同心度 I_{con}/mm	0.1	0.004	0.002	0.006

2.3.4 整机性能与耐久测试

完成上述测试后，我们将3个转子装配成电机，进行了全性能台架测试，并选取1台进行耐久考核，结果均满足设计性能要求。

2.4 制程时间与成本对比

本新工艺的研究目的是为了提高转子生产的制造可行性及生产效率，降低综合成本，通过样品的制作，我们也获得了第一手的数据，并从原料和制造两方面进行成本对比，成本与效率均显著改善如表4所示，具备明确量产优势。

表4 新工艺方案成本变化

项目	变化
原料成本(不含磁钢)	下降85%
制造成本	下降61%
综合成本(原料+制造)	下降77%

3 结 语

本文从转子制造环节出发，提出预浸玻纤冲片与磁钢整体模压成型新工艺，通过材料替代、工序整合与一体化成型，有效解决传统CNC加工、涂胶、清理固化等痛点，实现效率与成本双重突破。轴向磁通电机的工程化落地是材料、结构设计、制造工艺多学科协同的系统工程，持续的工艺创新与产业链协同，将进一步推动其在更多领域实现大规模普及。

参考文献

- [1] 赵纪龙, 逯卓林, 韩青峰, 等. 轴向磁通永磁电机系统及关键技术前沿发展综述[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(07): 2744-2765.
- [2] 韩军. “双碳”背景下的轴向磁通电机应用发展探讨[J]. 交通建设与管理, 2023(2): 153-155.
- [3] 曾明海, 李康. 高空飞行器轴向磁通电机多目标优化设计[J]. 齐齐哈尔大学学报(自然科学版), 2024, 40(2): 17-24.
- [4] 马兰新, 成传柏, 张红. 轴向磁通电机并网发电技术的研究[J]. 自动化应用, 2023, 64(18): 83-85.
- [5] 赵升吨, 曹杨峰, 马畅欣, 等. 现代新能源汽车主驱动电机及其发展趋势探讨[J]. 西安交通大学学报, 2025, 59(10): 1-21.
- [6] 张嘉伟, 刘建勇, 马丽梅, 等. 四足机器人电驱关节用轴向磁通永磁电机设计[J]. 科学技术与工程, 2023, 23(3): 1069-1075.
- [7] 李涛, 梁玉秀, 杨业, 等. 轴向磁通开关磁阻电机研究进展综述[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(2):

- 115-135.
- [8] 孙奥, 冯桂宏. 矿用工程车轴向磁通永磁牵引电机[J]. 电机与控制应用, 2021, 48(4): 77-82, 103.
- [9] 任木兰, 石顺章, 秦飞. 基于新型 SMC 的轴向磁通电机设计研究[J]. 现代机械, 2025(3): 22-25.
- [10] 常九健, 王晨, 郑昕昕, 等. 新型软磁材料的轴向磁通轮毂电机特性研究[J]. 重庆理工大学学报(自然科学版), 2022, 36(5): 20-27.
- [11] 刘苗苗, 胡攀, 陈东亚. 非晶合金在电机领域的应用研究进展[J]. 微电机, 2025, 58(7): 62-68.
- [12] 拜文衍, 孙彦. 双层凸极型 PCB 定子 AFPM 设计优化[J]. 微电机, 2024, 57(8): 38-42.
- [13] 谢地林, 孙骏, 常九健. 一种新型 YASA 电机冷却系统的优化设计[J]. 微电机, 2021, 54(3): 22-25.
- [14] Zhao J F, Liu X Y, Wang S, et al. Review of Design and Control Optimization of Axial Flux PMSM in Renewable-energy Applications [J]. Chinese Journal of Mechanical Engineering, 2023, 36(2): 29-49.
- [15] 曹一凡. 轴向磁通电机在新能源汽车领域的应用和展望[J]. 时代汽车, 2022(23): 103-105.
- [16] 敬春. 梅赛德斯-奔驰 Vision One 11 轴向磁通电机连通未来[J]. 车迷, 2023(6): 14-15.
- [17] 王峰, 赵子豪, 张一川, 等. 适用于真空成型宽固化温度的一种环氧树脂/无碱玻纤布的性能研究和工艺评估[J]. 玻璃纤维, 2025(01): 21-27.
- [18] 陈博. 国内外复合材料工艺设备发展述评之六——模压成型[J]. 复合材料科学与工程, 2023(z1): 64-91.
- [19] 陈栋梁, 雷子萱, 徐力, 等. 热熔酚醛树脂/玻璃纤维层压板的固化特性及工艺优化[J]. 材料导报, 2024, 38(16): 288-295.
- [20] 张月, 刘祎程, 王宏宇, 等. 耐高温硅树脂改性硼酚醛树脂-玻璃纤维层压板的制备与性能研究[J]. 塑料科技, 2025, 53(6): 1-7.
- [21] 夏宇轩, 钱中华, 李玥嵩, 等. 聚甲基膦酸乙二醇酯阻燃玻纤增强环氧树脂层压板的研制[J]. 化工新型材料, 2024, 52(S1): 326-330, 336.
- ~~~~~
- (上接第 32 页)
- [11] Yan Qingzeng, Xiao Langtao, Yuan Xibo, et al. A double-modulation-wave PWM with reduced dependency on current polarities for dead-time-effect elimination in three-level T-type converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(7): 8413-8427.
- [12] 周国祥, 王邦继, 王梦轩, 等. 高频伺服系统逆变器死区非线性补偿策略[J]. 电工技术学报, 2025, 40(8): 2630-2642.
- [13] 易伯瑜, 康龙云, 冯自成, 等. 基于扰动观测器的永磁同步电机预测电流控制[J]. 电工技术学报, 2016, 31(18): 37-45.
- [14] 杨帆, 赵希梅, 金鸿雁, 等. 基于广义比例积分观测器的永磁同步电机鲁棒谐振预测电流控制[J]. 电工技术学报, 2024, 39(10): 2995-3006.
- [15] 肖海峰, 刘海龙, 贺昱曜, 等. 基于电压空间矢量控制 PMSM 系统新型死区补偿方法[J]. 电工技术学报, 2013, 28(8): 114-119.
- [16] 周世超, 刘侃, 丁荣军, 等. 基于谐波分离的逆变器非线性因素直接提取和补偿方法[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(22): 7763-7771.
- [17] 朱利东, 王鑫, 朱焜秋. 基于 NNBPF-EKF 的内置式永磁同步电机死区补偿方法[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(15): 5011-5019.
- [18] 李红梅, 王萍. 面装式永磁同步电机驱动系统无位置传感器控制[J]. 电工技术学报, 2016, 31(S): 85-91.
- [19] 乔鸣忠, 夏益辉, 朱鹏, 等. 基于电流闭环和死区补偿的变频驱动调速系统低频振荡抑制[J]. 电工技术学报, 2014, 29(11): 126-133.
- [20] 贺攻璐, 薛鹏飞, 刘平, 等. 无传感器下中频逆变器死区补偿与控制策略[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(10): 171-180.
- [21] 吴茂刚, 赵荣祥, 汤新舟. 正弦和空间矢量 PWM 逆变器死区效应分析与补偿[J]. 中国电机工程学报, 2006, (12): 101-105.
- [22] 王庆义, 邓歆, 罗慧, 等. 一种新的基于 SVPWM 策略的死区补偿方法[J]. 电气传动, 2008, (2): 19-22, 26.
- [23] 潘海鸿, 陈斌, 陈琳, 等. 考虑零电流嵌位的永磁同步电机死区效应补偿方法[J]. 电机与控制应用, 2010, 37(10): 1-5.
- [24] 武喜尊. 试论数字滤波中吉布斯现象的产生与消除[J]. 中国煤田地质, 1996, (4): 68-70, 75.
- [25] 涂娟, 汤宁平. 基于改进型 DSOGI-PLL 的电网电压同步信号检测[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(9): 2350-2356.
- [26] Yan Q, Zhao R, Yuan X, et al. A DSOGI-FLL-based dead-time elimination PWM for three-phase power converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(3): 2805-2818.

智能巡检机器人末端执行器机械响应频率自动控制技术

马育农

(重庆川仪自动化股份有限公司, 重庆 401121)

摘要: 智能巡检机器人作业环境复杂, 在面对执行器高频响应需求与外部扰动时, 存在调节滞后、误差较大的问题, 由此, 本文提出了智能巡检机器人末端执行器机械响应频率自动控制技术。在构建了基于单自由度振荡系统的末端执行器动力学数理架构。该架构将末端执行器简化为质量-弹簧-阻尼系统, 进而计算出末端执行器的机械响应频率; 将机械响应频率输入增量 PID 控制器, 传感器将其转换为反馈信号, 通过建立输出位移与输出力之间的线性映射关系, 结合传感器反馈与功率放大环节, 形成闭环控制回路, 从而实现对智能巡检机器人末端执行器机械响应频率的自动控制。实验结果表明, 末端执行器机械响应频率误差最小, 且响应力度始终保持在 50N ~ 60N 之间, 执行速度控制效果明显。该方法应用后, 能够实现响应频率的快速跟踪与稳定维持。

关键词: 智能巡检机器人; 末端执行器; 机械响应频率; 自动控制

中图分类号: TP382

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)09-0070-05

Automatic Control Technology for Mechanical Response Frequency of end Effector of Intelligent Inspection Robot

MA Yunong

(Chongqing Chuanyi Automation Co., LTD., Chongqing 401121, China)

Abstract: The working environment of intelligent inspection robots is complex, and there are problems of adjustment lag and large errors when facing the high-frequency response requirements of actuators and external disturbances. Therefore, this paper proposed an automatic control technology for the mechanical response frequency of the end effector of intelligent inspection robots. Constructed a mathematical framework for the dynamics of end effectors based on a single degree of freedom oscillation system, this architecture simplified the end effector as a mass spring damping system, and then calculated the mechanical response frequency of the end effector; Input the mechanical response frequency into the incremental PID controller, and the sensor converted it into a feedback signal. By establishing a linear mapping relationship between output displacement and output force, combined with sensor feedback and power amplification, a closed-loop control loop was formed to achieve automatic control of the mechanical response frequency of the intelligent inspection machine and end effector. The experimental results show that the mechanical response frequency error of the end effector is the smallest, and the response force is always maintained between 50N ~ 60N, indicating a significant effect on the execution speed control. After application, this method can achieve fast tracking and stable maintenance of response frequency.

Key words: intelligent inspection robot; end effector; mechanical response frequency; automatic control

0 引言

智能巡检机器人末端执行器的机械响应频率是决定其检测精度、操作效率和系统可靠性的核心动态特性。这种频率特性直接受到执行器本身的机械结构、驱动系统的动态特性以及外部复杂工作条件和负载的耦合效应的影响。其响应带宽、跟踪精度和抗干扰能力直接制约了智能巡检机器人在高动态和强干扰环境中的任务执行效率。因此, 实现响应频率的精确、快速和鲁棒控制已成为提高智能巡检

机器人整体性能的关键技术挑战。

对此, 凌金成^[1]等人建立了压电陶瓷执行器的迟滞模型, 优化设计了滑模控制规律, 但是粒子群算法的辨识结果可能偏离实际。徐菁涛^[2]等人提出了一种自适应频率控制策略, 可在不同功率下控制执行器的响应频率, 然而, 开关状态切换需满足特定条件, 导致响应存在延迟。Geetha M^[3]等人深入分析了执行器的频率响应特性, 实现对频率响应的精准调控, 但是实际执行器存在制造公差、材料不均匀性等问题。Yang Jin^[4]等人提出一种分布式容错

收稿日期: 2025-12-23

作者简介: 马育农(1976), 男, 本科, 中级工程师, 研究方向为柔性直流输电技术、特高压直流输电技术等。

比例积分控制策略, 基于李亚普诺夫方法建立渐进稳定判别依据, 对执行器数学模型进行响应频率控制, 但是对通信网络、计算资源要求较高。

由此, 针对智能巡检机器人末端执行器的机械响应难题, 提出一种自动控制技术。过解析输出位移与输出力之间的动态映射关系, 量化计算执行器的机械响应频率。旨在为智能巡检机器人末端执行器的高性能控制提供从精确建模、频率特性到鲁棒控制的集成解决方案。

1 建立智能巡检机器人末端执行器数学模型

智能巡检机器人末端执行器的动子与机座之间有一个弹簧装置, 用来支撑动子^[5], 同时也帮助执行器始终保持在高效率的共振状态下。当执行器处于工作状态时, 动力会受到阻尼力、负载力、电磁推力以及弹簧弹力等多方面的作用。末端执行器的固定结构质量^[6]显著高于运动组件, 在动力学分析中, 前者产生的振动效应可近似忽略不计。

基于此, 可将末端执行器的动力学特性简化为典型的单自由度振荡系统模型。该模型将末端执行器视为单一质量体, 同时考虑阻尼^[7]与外部激励的影响, 能够有效描述其在动态工况下的振动响应特性。末端执行器结构设计中, 动子质量远小于固定结构质量, 固定部分在动态激励下产生的振动能量占比极低, 可视为刚性基础。同时, 系统中的主导弹性力和阻尼力均作用于动子这一主要运动部件上, 且运动被限制在单一轴向。因此, 忽略结构的分布式弹性变形和高阶模态振动, 将系统简化为单自由度模型是工程分析与控制设计的常规且有效手段, 能够在保证能准确描述主振模态频率特性的前提下大幅降低建模与控制的复杂性。

末端执行器单自由度振荡系统模型如图 1 所示。

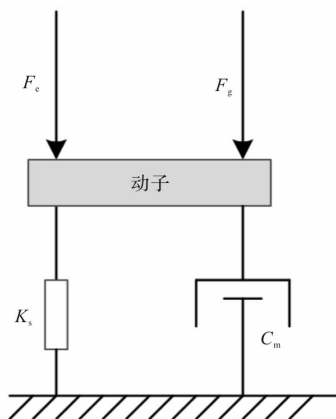


图 1 末端执行器单自由度振荡系统模型

图 1 中, F_e 为电磁推力, C_m 为阻尼系数, K_s 为弹性系数, F_g 为负载力^[8-9]。

F_e 的计算公式为

$$F_e = k_F i \quad (1)$$

式中, k_F 为电磁推力系数, i 为电流。

弹簧作用在动子上的弹力为

$$F_k = -K_s x \quad (2)$$

式中, x 为动子的位移。

动子受到的阻尼力计算公式为

$$f = -C_m v \quad (3)$$

式中, v 为动子的速度^[10]。

末端执行器自身的负载性质决定了 F_g 的值。当末端执行器驱动智能巡检机器人时, 其负载表现为典型的非线性气体力特性, 此时可利用式(4)进行计算:

$$F_g = k_g x + C_g v \quad (4)$$

式中, k_g 、 C_g 分别为气体力等效弹性系数和阻尼系数。

智能巡检机器人末端执行器线性数学模型为

$$\begin{cases} m \frac{d^2 x(t)}{dt^2} + C \frac{dx(t)}{dt} + Kx(t) = k_i i(t) \\ u(t) = R_e i(t) + L \frac{di(t)}{dt} + k_i \frac{dx(t)}{dt} \end{cases} \quad (5)$$

式中, m 为动子质量, $x(t)$ 为执行器随着时间 t 变化而产生的位移, $i(t)$ 、 $u(t)$ 分别为执行器随着时间 t 变化而产生的电流、电压, k_i 为电流的电磁推力, R_e 为电阻, L 为电感。动态响应特性如图 2 所示。

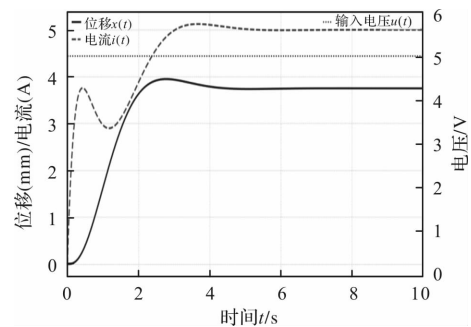


图 2 动态响应特性

图 2 中, 输出值随时间演化的规律, 包括响应速度、超调量及稳定时间等关键动态指标, 为后续增量 PID 控制器的参数整定(如比例、积分、微分系数的选择)提供至关重要的依据。

2 智能巡检机器人末端执行器机械响应频率计算

假设在工作状态中, 末端执行器的输出、输入位移分别为 p 、 q , 输出、输入弹簧刚度分别为 k_1 、

k_2 ，作用在执行器上的压力为 y_0 。在无负载状态下，定义 (p, q) 点为坐标原点。基于牛顿第二定律，对未工作状态下智能巡检机器人末端执行器保持平衡状态的方程进行计算：

$$\begin{cases} y_0 A_1 = p_0 k_1 + F_g \\ y_0 A_2 = q_0 k_2 + F_0 \end{cases} \quad (6)$$

式中， F_0 为压电堆叠预压力， A_1 、 A_2 分别为输出、输入面积， p_0 、 q_0 分别为初始输出、输入位移。

当智能巡检机器人进入到工作状态后，智能巡检机器人末端执行器保持平衡状态^[11]的方程为

$$\begin{cases} (y_0 + \Delta y) A_1 = m_1 \ddot{p} + \varepsilon \dot{p} + k_1 p + F_g \\ (y_0 + \Delta y) A_2 = F - m_2 \ddot{q} - \varepsilon \dot{q} - k_2 q \end{cases} \quad (7)$$

式中， m_1 、 m_2 分别为输出、输入负载质量， Δy 为压力变化值， ε 为执行器输入输出过程中产生的阻尼值， F 为压电堆叠输出力。

用式(7)对式(6)作减法运算，得到：

$$\begin{cases} m_1 \ddot{p} = \Delta y A_1 - \varepsilon \dot{p} - \Delta p k_1 \\ m_2 \ddot{q} = \Delta F - \Delta y A_2 - \varepsilon \dot{q} - \Delta q k_2 \end{cases} \quad (8)$$

式中， Δp 、 Δq 分别为输出、输入位移变化量。

在实际应用中，压电堆叠变形量 ΔF 是末端执行器输入位移的变化量，即 ΔF 是关于 Δq 的函数。压电材料通常都具有滞回效应，所以 ΔF 与输出力之间的关系极为复杂。例如，当 ΔF 最小时，输出力最大；而当 ΔF 最大时，输出力却为 0。因此，即可作出假设：末端执行器的输出位移满足正弦函数，输出力满足余弦函数^[12]，输出位移与输出力之间呈线性关系。用公式表示为

$$\Delta F = F_m - \frac{F_m}{w_m} \times \Delta p \quad (9)$$

式中， F_m 为压电堆叠输出力最大值， w_m 为压电堆叠位移最大值。

压电堆叠执行器在零电场附近的小信号工作模式下，压电效应可近似为线性，输出位移与驱动电压成正比。采用正弦电压驱动时，执行器产生正弦位移输出。由于压电材料刚度及静态力平衡关系，其输出力与位移的导数或系统的恢复力相关。在单自由度共振系统最优工作频点附近，位移与力的相位差接近 90° ，即正弦位移与正弦力相差四分之一周期，函数形式上为正弦与余弦关系。将此非线性迟滞特性线性化为正余弦关系，是获取系统响应频率解析解的关键近似，在控制指令为平滑正弦波且工作点位于线性区时具有较高工程精度。

末端执行器输出位移通常是由电压和所受载荷决定的，在一定程度上反映了执行器的振荡响应频

率。将 Δp 与图 1 所示的末端执行器单自由度振荡模型结合起来分析，即可得到智能巡检机器人末端执行器机械响应频率为

$$\Delta p = \beta F_e - \alpha \beta F_m + \alpha \beta \times \frac{F_m}{w_m} \Delta p - \alpha \beta F_0 \quad (10)$$

式中， α 、 β 分别为比例项系数。力变化的动态响应如图 3 所示。

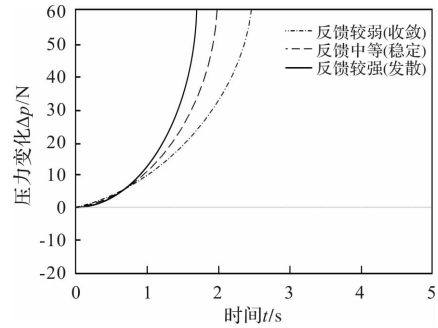


图 3 压力变化的动态响应

图 3 中，该该响应曲线与系统的力学平衡方程紧密相关，其形态直接关联于执行器的机械响应频率。图中可能呈现的压力波动或稳态值，揭示了系统在应对负载变化或控制指令时的内在刚度、阻尼特性以及能量转换效率。

3 智能巡检机器人末端执行器机械响应频率自动控制

执行器机械响应频率增量 PID 控制过程如图 4 所示。

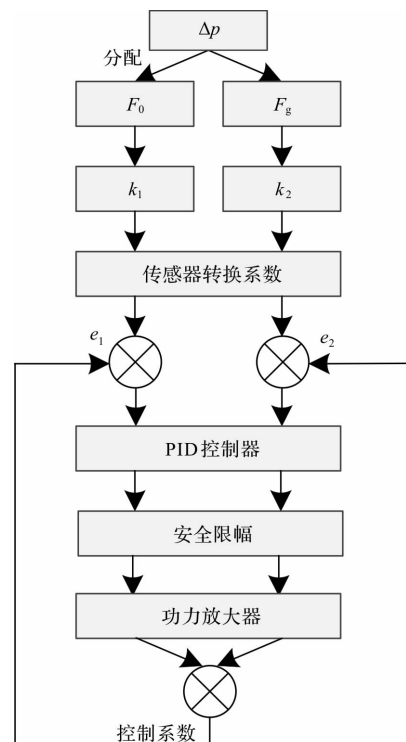


图 4 执行器机械响应频率增量 PID 控制过程

将末端执行器机械响应频率输入增量 PID 控制器, 传感器完成系数转换后生成反馈信号, 功率放大器处理后传送至双压电嵌套执行器, 最终通过增量 PID 算法实现对智能巡检机器人末端执行器机械响应频率的自动控制。

图 4 中, e_1 、 e_2 分别表示 PID 控制器的误差信号^[14-15], 计算公式分别为

$$e_1(t) = \lambda \left[\frac{h_s F_0 u_{\exp}(t)}{p_0} - \Delta p \right] \quad (11)$$

$$e_2(t) = (1 - \lambda) \left[\frac{h_s F_0 u_{\exp}(t)}{q_0} - \Delta q \right] \quad (12)$$

式中, h_s 为传感器转换系数, $u_{\exp}(t)$ 为目标电压, λ 为权重系数。

根据增量 PID 原理, 对输入到控制器中的末端执行器机械响应频率进行控制, 控制过程用式(13)进行描述:

$$\Delta p(t) = l_p \{ l_p [e(t) - e(t-1)] + l_i e(t) + l_d [e(t) + e(t-1) - 2e(t-2)] \} \quad (13)$$

式中, l_p 、 l_i 、 l_d 分别为 PID 控制器的 3 个参数^[16], l_c 为功率放大倍数。

对 l_p 、 l_i 、 l_d 3 个参数进行调整, 使 PID 达到最优状态, 进而实现对智能巡检机器人末端执行器机械响应频率的自动控制。

增量 PID 控制器的三个参数 l_p 、 l_i 、 l_d 采用整定方法, 基于末端执行器开环阶跃响应曲线, 利用 Ziegler-Nichols 法估算初始参数。在闭环实验中以响应频率跟踪误差的积分绝对值为优化目标, 结合试凑法进行微调, 直至系统在 5Hz ~ 200Hz 频率范围内具有快速响应、无静差且不剧烈振荡的控制效果。

4 实验

本文构建了一个基于智能巡检机器人的实验平台, 实验对象是一个六自由度协作机械臂, 其末端配备了自行设计的高频精密夹紧/探测执行器模块。该执行器模块集成了双压电叠堆执行单元、高灵敏度微型六轴力/扭矩传感器等。将执行器的末端设置在垂直于目标检测表面的方向上, 并通过线性扫描跟踪一组振幅范围为 10 μ m 至 100 μ m、频率范围为 5Hz 至 200Hz 的正弦位移命令。

设置增量 PID 控制器的参数为: $l_p = 0.85$ 、 $l_i = 0.12$ 、 $l_d = 0.03$, 采样时间为 1ms, 功率放大倍数为 10, 传感器转换系数为 0. V/N。滑模控制器的切换增益为 2.5, 边界层厚度为 0.01, 自适应控制器

的调整步长为 0.05。所有算法均在 STM32F407 主控及 12 位 ADC/DAC 的平台上运行。

末端执行器位移跟踪效果对比图如图 5 所示。

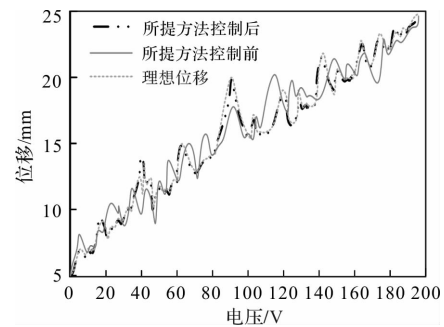


图5 末端执行器位移跟踪效果对比图

由图 5 可知, 末端执行器位移曲线与理想位移曲线极为接近, 多处重合; 未采用所提方法控制时, 位移曲线与理想位移曲线偏离较远, 整体波动幅度大, 难以保证智能巡检机器人安全稳定运行。由此可以得出结论, 所提方法可以对智能巡检机器人末端执行器机械响应频率进行稳定且有效地控制, 同时确保机械整体产生的振荡幅度最小。

由于智能巡检机器人作业环境十分复杂, 且存在较多的不确定性因素, 因此, 对控制算法的抗干扰性能要求较高。利用所提方法、滑模控制策略和自适应频率控制策略分别对末端执行器进行机械响应频率控制, 并对比在不同信噪比下, 不同信噪比下三种算法响应力度对比图如图 6 所示。

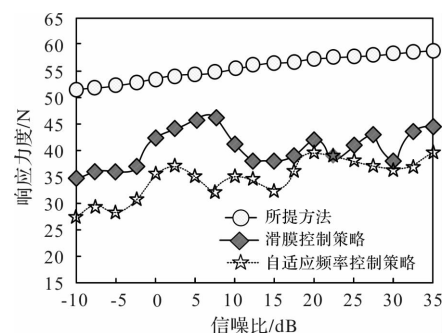


图6 不同信噪比下三种算法响应力度对比图

由图 6 可知, 随着信噪比的不断增加, 所提方法对于响应力度始终保持在 50N ~ 60N 之间, 没有出现较大的波动起伏, 同时也呈现出稳定增长的趋势; 反观另外两种算法, 其对响应力度的控制效果整体波动较大, 表明这两种算法难以抵御环境干扰因素对机械响应频率控制的影响。

利用所提方法、滑模控制策略和自适应频率控制策略分别对末端执行器的机械响应频率进行控制, 三种控制算法末端执行器执行速度对比图如图 7 所示。

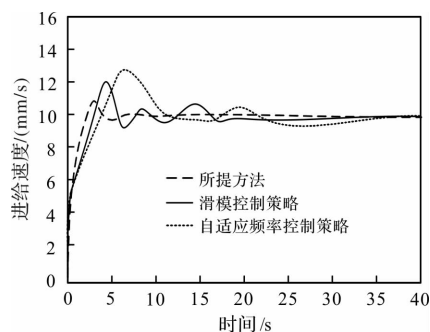


图7 三种控制算法末端执行器执行速度对比图

由图7可知,所提方法对于末端执行器的执行速度控制是最稳定且最快速的,仅用了4s左右的时间,就将末端执行器执行速度稳定控制在10mm/s左右,在一定程度上保证了智能巡检机器人的工作效率;滑模控制策略用了将近20s的时间才使末端执行器执行速度趋于稳定状态,自适应频率控制策略则是用了将近35s的时间。

5 结 语

本研究提出的智能巡检机器人末端执行器机械响应频率的自动控制技术为分析具有相似驱动和负载特性的末端执行器的动态行为提供了一种有效的工具。主要结论是:

(1)创新性地将末端执行器抽象为质量弹簧阻尼单自由度振荡系统,构建了输出位移和输出力之间的线性映射关系,实现了机械响应频率的直接快速计算。

(2)增量式PID控制器的应用将高精度传感器反馈和功率放大集成在一起,形成动态闭环控制系统,提高了高频指令的跟踪速度和外部干扰下的维护能力。

参考文献

- [1] 凌金成,刘志强,周振华,等.基于滑模控制器的压电执行器线性化控制研究[J].压电与声光,2023,45(06):859-865,871.
- [2] 徐菁涛,许国,孙尧,等.耦合电感集成型谐振变换器及其自适应频率控制[J].电工技术学报,2023,38(04):998-1009.
- [3] Geetha M, Dhanalakshmi K, Vetrivel V, et al. Frequency Response Characterization of Thin-Film Shape Memory Alloy Actuator for Reconfigurable Antenna[J]. Journal of Electronic Materials, 2023, 52(8): 5239-5248.
- [4] Yang Jin, Zhong Qishui, Ghias Amer M. Y. M, et al. Distributed fault-tolerant PI load frequency control for power system under stochastic event-triggered scheme[J]. Applied energy, 2023, 351(Dec. 1): 1.1-1.9.
- [5] 周民瑞,周振华,刘鑫,等.压电执行器改进 Bouc-Wen 模型及其定位补偿控制研究[J].振动与冲击,2023,42(10):155-164.
- [6] 曹俊英,姚骏,黄森,等.基于裕度因子的多风电场站集群频率协调控制策略[J].电力自动化设备,2024,44(03):105-112.
- [7] 辜俊,凌志远.精密定位用螺杆式压电位移执行器研究[J].机床与液压,2024,52(08):81-85.
- [8] 张亚健,彭晨,许东,等.蓄意流量攻击下基于确定网络演算的互联电网自适应负荷频率控制策略[J].电力系统保护与控制,2023,51(13):70-81.
- [9] 梅杨,魏铮,刘璟琳,等.高频链 AC-DC 矩阵变换器的变控制频率软开关调制策略[J].电机与控制学报,2024,28(04):158-166.
- [10] 李浪,罗朝旭,周克,等.串联型微电网分散式频率控制策略[J].电力电子技术,2024,58(01):81-84,89.
- [11] 马晓伟,魏平,王吉利,等.抑制超低频振荡的水电多级频率控制参数优化[J].河海大学学报(自然科学版),2023,51(05):126-132.
- [12] 韩平平,陆中来,张征凯,等.基于减载控制的光伏电站主动频率响应方法[J].可再生能源,2024,42(07):972-978.
- [13] 陈荣,舒胡平,翟凯森.低复杂度永磁同步电机三矢量固定开关频率模型预测电流控制策略[J].中国电机工程学报,2024,44(09):3710-3722.
- [14] 王素娥,刘煜帆,郝鹏飞,等.基于角频率暂态前馈的VSG控制策略[J].电工电能新技术,2024,43(05):38-49.
- [15] 卢宁,赵秉鑫,张昊,等.施工升降机多电机同步控制系统建模与仿真[J].计算机仿真,2023,40(2):331-338.
- [16] 栾信宇,王宇,吴章武.三端口整流器面向脉冲负载频率突降控制策略[J].航空学报,2024,45(24):249-261.
- [7] ZHANG Wu, YU Zhangguo, CHEN Xuechao, et al. The magnetothermal analysis of a high torque density joint motor for humanoid robots[C]. IEEE RAS 18th International Conference on Humanoid Robots Humanoids, Beijing, China. 2018: 112-117.
- [8] 温嘉斌,于岚.田口方法在永磁同步电机结构优化中的应用[J].哈尔滨理工大学学报,2019,24(5):64-69.
- [9] 赵静,刘涛等.永磁材料的晶界扩散及其在机器人关节用永磁同步电机优化设计中的应用研究[J].电机与控制学报,2025,29(10):71-84.
- [10] 杨球,屈峰,廖智麟等系留式大载荷灭火无人机电推进系统优化设计[J].电机与控制应用,2025,52(10):1086-1096.

(上接第64页)