

# 微电机

2026 3

第59卷 第3期  
No.3 Mar., 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



FGB84



FGB85

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 3 期(总第 387 期)  
2026 年 3 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

高效铁氧体永磁辅助同步磁阻电机优化设计与参数特性研究  
..... 王嘉星, 康广庆, 王达, 等(1)

PWM 供电下高速电机转子涡流损耗抑制研究 .....  
..... 安忠良, 张笑歌, 于浩泽, 等(9)

高气隙磁密永磁电机设计研究 ..... 林显, 刘贤(14)

### 驱动控制

基于过采样运算的永磁同步电机模型预测电流控制算法研究  
..... 史夏明, 史可燃(20)

基于 SAPSO 的永磁同步飞轮电机充放电控制研究.....  
..... 丁翀, 柯东鹤, 闫琪, 等(28)

引入最佳主动阻尼的 PMSM 速度环性能改善研究..... 李 彪, 李鲜莉, 王靖宇, 等( 33 )

带 LC 输出滤波器的三相两电平逆变器死区补偿策略 ..... 谢 峰, 骆 攀, 刘 璠, 等( 40 )

综合能源虚拟同步发电机电气一二次故障同步 AI 识别方法 ..... 修梦菲, 傅雨荷, 钱 坤( 48 )

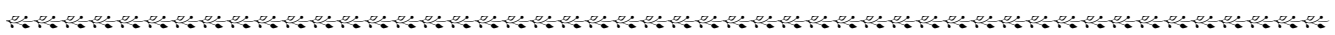
基于电流信号图像化的逆变器电源开路故障诊断方法..... 袁 航, 徐 旻( 54 )

**机器人驱动技术**

基于改进自抗扰带电作业飞行机械臂关节模组振动抑制与柔顺控制 .....  
..... 王鲸杰, 陈振宁, 朱怀韬, 等( 62 )

实时成像机器人控制器优化控制技术 ..... 董芝春, 齐国良, 高 松, 等( 70 )

基于超螺旋滑模算法的金属表面磁吸移动机器人电机驱动轮抗滑控制 .....  
..... 张 耀, 沈冠冶, 李京泽, 等( 76 )



## 《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](http://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. 3 (Serial No. 387) Mar. , 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:** Mar. 28, 2026

## CONTENTS

Optimization Design and Parameter Characteristics Research of High-efficiency Ferrite Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Motor .....	
..... WANG Jiaying, KANG Guangqing, WANG Da, et al( 1 )	
Eddy Current Loss in High-speed Permanent Magnet Synchronous Motors Under PWM Supply .....	
..... AN Zhongliang, ZHANG Xiaoge, YU Haoze, et al( 9 )	
Research on the Design of High Air-gap Magnetic Flux Density Permanent Magnet Motor .....	
..... LIN Xian, LIU Xian( 14 )	
Oversampling-based Model Predictive Control Strategy for Current Regulation in Permanent Magnet Synchronous Motors .....	
..... SHI Xiaming, SHI Keran( 20 )	
A Charging and Discharging Control Method for Permanent Magnet Synchronous Flywheel Motors Based on the SAPSO Algorithm ...	
..... DING Chong, KE Donghe, YAN Qi, et al( 28 )	
Research on Performance Improvement of PMSM Speed Loop With Optimal Active Damping Implementation .....	
..... LI Biao, LI Xianli, WANG Jingyu, et al( 33 )	
Dead Zone Compensation Strategy for Three-phase Two-level Inverter With LC Output Filter .....	
..... XIE Feng, LUO Pan, LIU Liu, et al( 40 )	
Synchronous AI Identification Method for Primary and Secondary Electrical Faults of Integrated Energy Virtual Synchronous Generator .....	
..... XIU Mengfei, FU Yuhe, QIAN Kun( 48 )	
Fault Diagnosis of Open Circuit in Grid Connected Inverters Based on Current Signal Visualization .....	
..... YUAN Hang, XU Yang( 54 )	
Vibration Suppression and Compliance Control of Joint Module of Power Grid Live Working Aerial Robotic Arm Based on IADRC .....	
..... WANG Jingjie, CHEN Zhenning, ZHU Huaitao, et al( 62 )	
Optimization Control Technology for Real-time Imaging Robot Controller .....	
..... DONG Zhichun, QI Guoliang, GAO Song, et al( 70 )	
Anti-slip Control of Metal Surface Magnetic Attraction Mobile Robot Motor Drive Wheel Based on Super Spiral Sliding Mode Algorithm .....	
..... ZHANG Yao, SHEN Guanye, LI Jingze, et al( 76 )	

# 高效铁氧体永磁辅助同步磁阻电机优化设计与参数特性研究

王嘉星<sup>1</sup>, 康广庆<sup>2</sup>, 王 达<sup>1</sup>, 胡润明<sup>1</sup>, 丁 文<sup>1</sup>, 张 巍<sup>3</sup>

(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;

3. 西安交通大学国家技术转移中心, 西安 710049)

**摘要:**近年来, 由于稀土资源有限并且价格不断上涨, 使用铁氧体作为转子励磁的永磁辅助同步磁阻电机因其具有较高的凸极比和效率等优点得到广泛关注。然而, 复杂的转子结构和较大的转矩脉动等特征限制了永磁辅助同步磁阻电机的大范围应用。本文针对一台三层磁障的铁氧体用永磁辅助同步磁阻电机, 运用有限元软件 ANSYS Maxwell 对电机转子结构进行了优化设计, 确定了转子磁障的基本形状和尺寸, 通过减少两端磁障宽度占比、在转子上设计辅助槽、削尖磁障的端部来优化电机的电磁转矩, 并对该电机的饱和特性进行了分析。根据设计加工制作了一台实验样机, 对实验样机进行了测试。结果表明, 制作的永磁辅助同步磁阻电机样机效率高达 92.6%, 符合设计要求。

**关键词:** 永磁辅助同步磁阻电机; 铁氧体励磁; 转子设计; 饱和特性

**中图分类号:** TM351; TM341 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-6848(2026)03-0001-08

## Optimization Design and Parameter Characteristics Research of High-efficiency Ferrite Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Motor

WANG Jiaying<sup>1</sup>, KANG Guangqing<sup>2</sup>, WANG Da<sup>1</sup>, Hu Ruiming<sup>1</sup>, DING Wen<sup>1</sup>, ZHANG Wei<sup>3</sup>

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

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

3. National Technology Transfer Center, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

**Abstract:** In recent years, due to the limited resources of rare earth materials and their continuous price increases, permanent magnet-assisted synchronous reluctance motors using ferrite as rotor excitation have gained widespread attention for their advantages such as high saliency ratio and efficiency. However, features like complex rotor structures and significant torque ripple limit the broad application of permanent magnet-assisted synchronous reluctance motors. This paper focused on a three-layer magnetic barrier ferrite-based permanent magnet-assisted synchronous reluctance motor. Using finite element software ANSYS Maxwell, the rotor structure was designed, determining the basic shape and dimensions of the rotor magnetic barriers. By reducing the width ratio of the end barriers and introducing auxiliary slots on the rotor while tapering the ends of the magnetic barriers, the electromagnetic torque of the motor was optimized. Additionally, the saturation characteristics of the motor were analyzed. Based on the design, a prototype was manufactured and tested. The results show that the fabricated permanent magnet-assisted synchronous reluctance motor prototype achieved an efficiency of up to 92.6%, meeting the design requirements.

**Key words:** permanent magnet assisted synchronous reluctance motor; ferrite excitation; rotor design; saturation characteristics

## 0 引言

近年来, 以铁氧体为主要永磁材料的永磁辅助同步磁阻电机(Permanent Magnet assisted Synchronous

Reluctance Motors, PMSynRM) 得到广泛关注<sup>[1-4]</sup>。在同步磁阻电机的转子中填入适量的、不含稀土的永磁体, 产生一种新的电机。一般选用的永磁体剩磁较低, 起辅助作用, 因此, 这种电机通常被称为

收稿日期: 2025-11-12

**作者简介:** 王嘉星(2002), 男, 硕士, 研究方向为电机设计与控制。  
康广庆(1990), 男, 硕士, 工程师, 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。  
胡润明(1996), 男, 硕士, 研究方向为电机设计与控制。  
丁 文(1981), 男, 博士, 副教授, 研究方向为电机设计与控制。  
张 巍(1987), 男, 学士, 工程师, 研究方向为电机控制。

永磁辅助同步磁阻电机<sup>[5]</sup>。相比同步磁阻电机，加入铁氧体后的该类型电机能明显提高本身的功率因数和转矩密度；铁氧体是 PMSynRM 所选用的永磁体材料，相较于永磁同步电机中使用的稀土永磁体，其成本显著更低<sup>[6]</sup>。PMSynRM 的研究现状目前处于发展初期，研究人员正在探索这种电机提高效率和降低成本的潜力，最近的研究表明，PMSynRM 可以实现比传统感应电机更高的效率<sup>[7]</sup>。

同步磁阻电机的原理最早在 20 世纪 20 年代由美国学者 Kostko 提出将电机转子分割成多个互相存在间隙的独立单元来产生磁阻转矩<sup>[8-9]</sup>。学者们主要通过提高转矩密度、抑制转矩脉动、提高转子机械强度等方面对 PMSynRM 进行优化设计<sup>[10]</sup>。

转子磁障的总厚度与转子轭部宽度的比值称为转子绝缘比。文献[11]在相同定子结构下，对比分析了两台同步磁阻电机的转子绝缘比分别为 0.35 和 0.65 时的电机转矩的变化。直观来看转子绝缘比为 0.65 时的电机转矩比 0.35 时的有所减小，文献中具体分析表明转子绝缘比的增大，增加了转子铁心在相同电流下的饱和程度，使得  $q$  轴电感明显降低，进而导致转子绝缘比过大时磁阻转矩降低。文献[12]通过分析转子结构分别 1~5 层磁障的同步磁阻电机来研究磁障层数对平均转矩的影响，最后研究表明，当磁障层数在 1~3 层时，随着磁障层数的增加，磁阻转矩提升较为明显，磁障层数继续增加，磁阻转矩增加趋势减弱。

文献[13-14]为了减少同步磁阻电机的转矩脉动，提出了 R 和 J 型两种磁障结构的转子叠片，并对分别采用这两种转子叠片的电机进行了磁障参数的优化。优化之后的两台电机转子磁动势的主谐波的相位互差 180°。当 R 和 J 型磁障结构进行对称组合成 M 型磁障结构的转子叠片后，可以有效地降低转矩脉动。

因为永磁辅助同步磁阻电机在其转子上存在多层磁障，该电机的应力主要集中在磁障间的磁桥上<sup>[15]</sup>，为了减小漏磁，永磁辅助同步磁阻电机的转子磁障端部磁桥的厚度通常希望尽可能的薄，但是过薄的磁桥会影响转子的机械强度。文献[16]基于有限元分析了磁桥对转子机械强度的影响，研究表明，通过增加径向磁桥的数量，有助于降低切向磁桥处的应力，有效增强了转子的机械强度。文献[17]引入空气磁障并配套非对称辅助槽，以协同优化电磁性能与结构可靠性，并研究了 SynRM 磁障的

切向/径向宽度对性能的影响：切向宽度决定转矩和脉动，径向宽度影响机械应力。

本文以永磁辅助同步磁阻电机为研究对象。根据驱动电机的性能指标要求，利用有限元软件对铁氧体励磁的 PMSynRM 进行结构设计。针对该电机的饱和特性分别从有限元仿真分析和实验测试两方面对所设计的电机进行参数特性研究。

## 1 永磁辅助同步磁阻电机基本结构

图 1 为 PMSynRM 截面图，展示了电机的定转子结构，其定子与永磁同步电机的定子相似。根据文献[12]对同步磁阻电机极槽配合的研究，本文研究的是一台定子 27 槽、转子 3 对极的三相交流永磁辅助同步磁阻电机。电机定子采用双层分布式绕组，转子每极设计为三层磁障结构，每层磁障中嵌入铁氧体进行辅助励磁，在转子每个磁极设计了一个辅助槽以进一步提高该电机的性能。

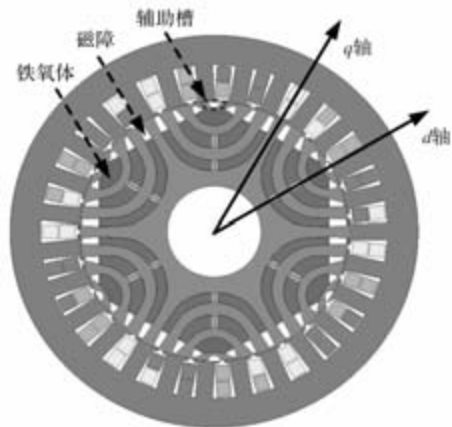


图 1 永磁辅助同步磁阻电机截面图

如图 1 所示，选择磁导率较小的方向作为  $d$  轴，磁导率较大的方向作为  $q$  轴。气隙磁场由两部分组成，即定子绕组和铁氧体磁体产生的磁场。在气隙磁场的作用下，产生电磁转矩，电磁转矩包括永磁转矩和磁阻转矩。就  $dq$  变量而言，电磁转矩与同步电动机相同，即：

$$T_e = \frac{3}{2}p(\psi_f i_q + (L_d - L_q)i_d i_q) \quad (1)$$

与 PMSM 相比，PMSynRM 具有更大的磁阻转矩。虽然永磁体转矩只占很小的一部分，但使用铁氧体磁体可以提高功率因数，并大大降低电机的成本。从电磁转矩表达式可以看出，影响 PMSynRM 转矩特性的主要参数是：铁氧体磁体产生的  $d$  轴电感  $L_d$ 、 $q$  轴电感  $L_q$  和磁通链  $\Psi_f$ 。为了提高 PMSynRM 的功率密度，应充分利用电机的磁阻转矩，即应增加  $L_d$  和  $L_q$  之间的差值。

## 2 永磁辅助同步磁阻电机转子结构设计

所设计的 PMSynRM 的性能要求如表 1 所示。

表 1 永磁辅助同步磁阻电机性能参数

参数	参数值	参数	参数值
额定功率 $P_n / \text{kW}$	4	额定转速 $n / (\text{r}/\text{min})$	3000
额定电压 $U_n / \text{V}$	380	额定转矩 $T_e / \text{Nm}$	12.7
额定电流 $I / \text{A}$	7.5	电机效率	>90%

在 PMSynRM 的设计过程中, 增大电机的磁阻转矩分量是设计的重点之一, 因此需要着眼于增加交直轴的电感差, 以获得更高的转矩密度。本文设计电机之初考虑使用 90 号机座电机的机壳, 在此参考小型感应电机的轴中心高与定子外径的对应关系, 初始设计电机外径  $D_{s0}$  为 130mm。初步确定的 PMSynRM 设计参数如表 2 所示。

表 2 永磁辅助同步磁阻电机初始设计参数

参数	参数值	参数	参数值
定子外径 $D_{s0} / \text{mm}$	130	转子外径 $b_r / \text{mm}$	85.4
定子内径 $D_{si} / \text{mm}$	86	转子内径 $b_{ri} / \text{mm}$	30
铁心长度 $l_m / \text{mm}$	100	极槽配合	6/27

### 2.1 转子磁障形状对电磁参数的影响

PMSynRM 的转子磁障结构大多为 C 型和 U 型, 不同的磁障结构对电机的磁路分布影响较大, 从而影响电机的电磁性能。本节利用有限元软件, 对 C 型和 U 型转子结构的电机模型进行仿真对比分析。为了使两种转子结构的仿真结果对比更加清楚, 在采用相同定子结构和气隙的前提下, C 型和 U 型转子结构分别如图 2 所示, 两种转子结构都采用三层磁障结构, 每层磁障厚度都相等, 铁氧体用量大致相等。

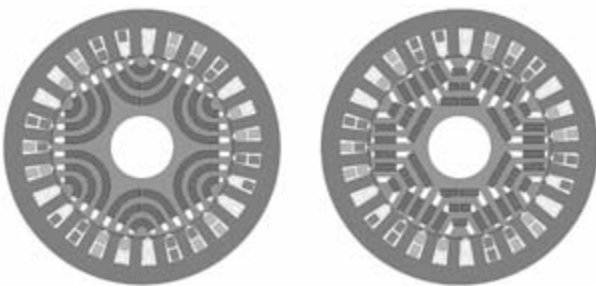


图 2 C型和U型转子结构的 PMSynRM 模型图

通过有限元仿真, 转子结构为 C 型和 U 型的两个电机模型的电磁转矩仿真结果分别如图 3 所示。其中 C 型转子结构的平均电磁转矩为 11.3Nm, 转矩脉动为 7.92%; U 型转子结构的平均电磁转矩为 11.4Nm, 转矩脉动为 12.56%。可以看出, 两种转

子磁障结构的电机具有大致相等的平均转矩, 但 C 型转子结构的转矩脉动较低。

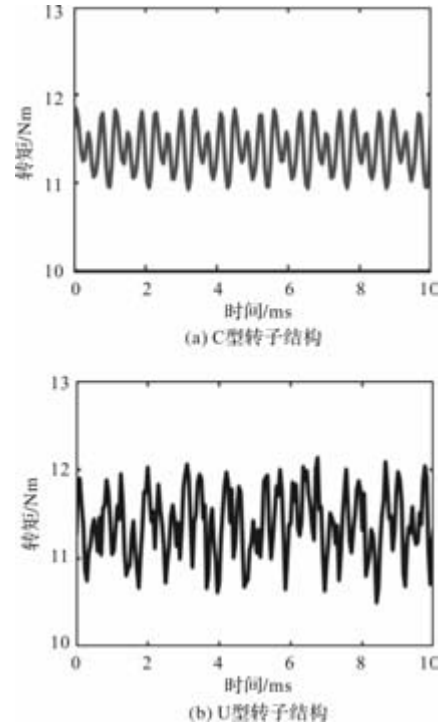


图 3 不同转子结构电磁转矩仿真结果

综合考虑满足电机电磁性能要求的前提下, 在设计时主要追求较低的转矩脉动以降低电机的振动和噪声, 下面将对 C 形磁障转子结构做出详细的分析。

### 2.2 磁障厚度对电磁参数的影响

多层磁障转子结构是为了充分利用磁阻转矩而被应用于永磁辅助同步磁阻电机中。如图 4 所示, 为了更方便的确定采用多层转子磁障时各层磁障的厚度, 本节先讨论单层磁障的厚度对电机电磁性能的影响。其中图 4(a) 和图 4(b) 分别显示了磁障厚度为 1 mm 和 10 mm 时的 PMSynRM 电机模型。

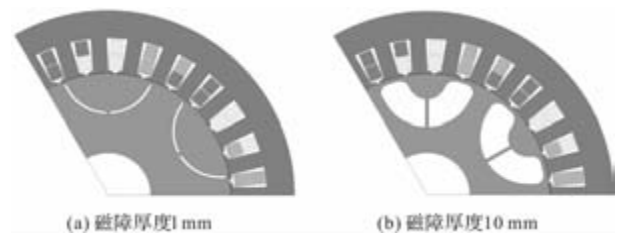


图 4 不同磁障厚度的转子磁障

电机的电磁转矩性能和电感参数随不同转子磁障厚度的变换曲线如图 5 所示。其中图 5(a) 为电磁转矩和转矩脉动随磁障厚度变化的曲线, 图 5(b) 为  $d$ 、 $q$  轴电感随磁障厚度变化的曲线。从图 5(a) 可以看出, 磁障厚度由 1 mm 增加到 3 mm 时, 电机电磁转矩增加较快, 转矩从 5 Nm 增加到了 6.8 Nm, 此

时转矩脉动也增加较快, 由 10.92% 增加到了 20.30%。在磁障厚度增加到 5 mm 时, 电机的电磁转矩最大, 为 6.99 Nm, 转矩脉动也最大, 为 20.79%。之后再增加转子磁障的厚度, 电机电磁转矩整体缓慢降低, 转矩脉动先降低, 到磁障厚度 9 mm 时, 降到 10.91%, 之后转矩脉动增加。转子磁障厚度为 12 mm 时电机电磁转矩为 5.87 Nm, 转矩脉动为 18.76%。从图 5(b) 可以看出, 磁障厚度由 1 mm 增加到 3 mm 时,  $q$  轴电感从 56.45 mH 增加大 56.83 mH,  $d$  轴电感由 30.79 mH 降低到 24.16 mH, 交直流电感差值由 25.66 mH 增加大 32.67 mH。之后  $q$  轴电感随磁障厚度增加而缓慢降低,  $d$  轴电感基本不变,  $d$ 、 $q$  轴电感差值缓慢降低。转子磁障厚度为 12 mm 时  $q$  轴电感为 51.74 mH,  $d$  轴电感为 23.6 mH, 交直流电感差值为 28.08 mH。

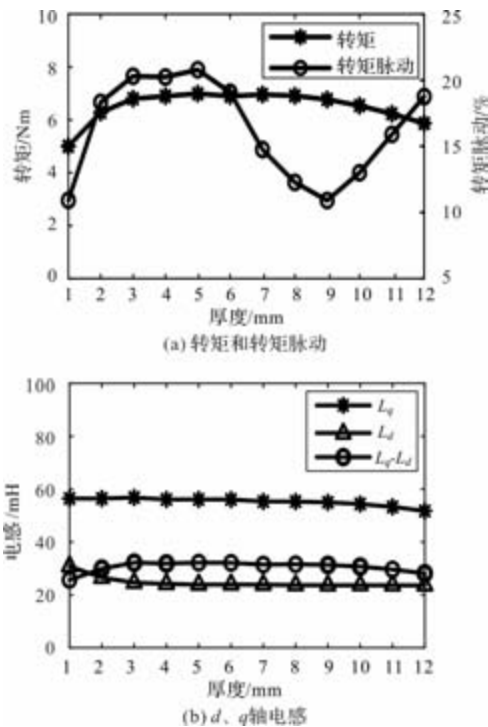


图 5 不同磁障厚度对电磁性能参数的影响变化曲线

通过以上分析可以看出, 采用单层磁障结构时, 厚度在 3 到 5mm 时可以产生较大的电磁转矩和交直流电感差值, 再增加磁障厚度, 电磁转矩和交直流电感差值反而有所降低, 但此时的转矩脉动也是最大的。接下来在此基础上探讨多层磁障厚度分配。

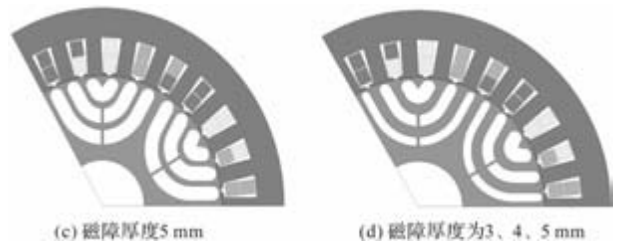
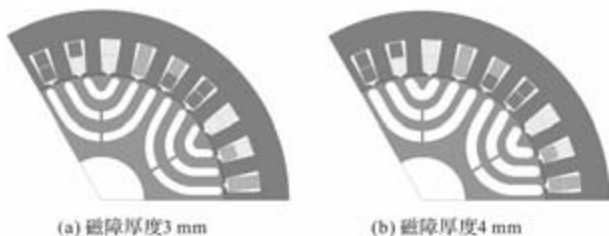


图 6 不同磁障厚度的转子磁障

文献[12]分析了电机转子为 C 型结构时的磁障层数的影响, 最后得出了磁障层数在 3 到 5 层的情况下, 电机的平均转矩和凸极率等性能相差不大。综合考虑电机性能和加工复杂度, 本文采用 3 层磁障结构。

结合上述的分析, 接下来讨论转子为三层磁障结构时, 磁障厚度 3 到 5 mm 时对电机电磁参数的影响, 不同磁障厚度的电机结构如图 6 所示。其中图 6 (a) 为三层磁障厚度都为 3 mm 的电机模型, 图 6 (b) 为三层磁障厚度都为 4 mm 的电机模型, 图 6 (c) 为三层磁障厚度都为 5mm 的电机模型, 图 6 (d) 为三层磁障厚度分别为 3、4、5 mm 的电机模型。

电机转子为三层磁障结构时, 不同磁障厚度的电机模型仿真结果如表 3 所示。从表中可以看出, 在四种不同厚度的电机模型中, 磁障厚度分别为 3、4、5 mm 的电机电磁转矩最大, 为 8.87 Nm, 转矩脉动为 12.21%, 交直流电感差值为 39.50 mH; 磁障厚度都为 5 mm 的电机电磁转矩最小, 为 6.33 Nm, 转矩脉动在这四个电机模型中最大, 为 26.89%。磁障厚度都为 3 mm 的电机具有最低的转矩脉动, 为 9.65%。磁障厚度都为 4 mm 的电机具有最大的交直流电感差值, 为 39.83 mH。

表 3 不同磁障厚度仿真结果

各层磁障厚度/mm	转矩 /Nm	转矩脉动 /%	$(L_q - L_d)$ /mH
3.00	7.87	9.65	36.66
4.00	8.33	14.17	39.83
5.00	6.33	26.89	33.76
3.00、4.00、5.00	8.87	12.21	39.50

本设计以确保额定转矩为首要目标, 同时将转矩脉动抑制在 15% 以下作为关键约束, 以降低振动与噪声。在此基础上, 追求较高的交直流电感差以提升凸极率与功率因数。在参数选择中, 未采用固定权重系数, 而是通过设定性能阈值进行筛选。因此本文最终选用 3、4、5 mm 的组合, 因其在确保转矩脉动低于 15% 的前提下, 实现了最大的输出转矩 (8.87 Nm) 与较高的电感差 (39.50 mH), 同时转矩

脉动较小，符合本文以转矩为主导、脉动为约束的多目标优化原则。

### 2.3 磁桥厚度对电磁参数的影响

PMSynRM 在转子开有多层磁障之后，磁障端部会在转子边缘形成一段切向磁桥。切向磁桥的厚度对该电机的性能有较大的影响，磁桥过厚会导致漏磁过大，薄磁桥可以在正常运行过程中使该部位饱和从而减少漏磁，但是磁桥过薄也会对转子机械强度造成影响。图 7 为三种不同磁桥厚度的转子磁障结构，其中图 7(a)和图 7(b)磁桥厚度分别为 0.2 mm 和 1 mm。

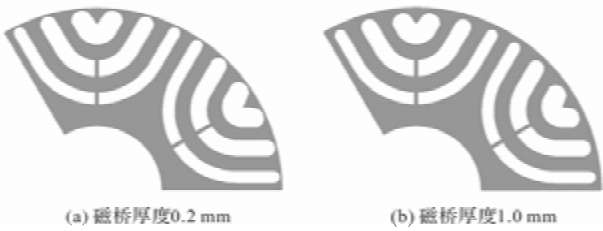


图 7 不同磁桥厚度的转子磁障

不同磁桥厚度对电磁性能的影响如图 8 所示。图 8(a) 显示随着磁桥厚度增大，电磁转矩略有下降，而转矩脉动显著抑制。图 8(b) 显示  $d$  轴电感单调上升， $q$  轴电感几乎持平，致使两者差值持续缩小，凸极比随之降低。

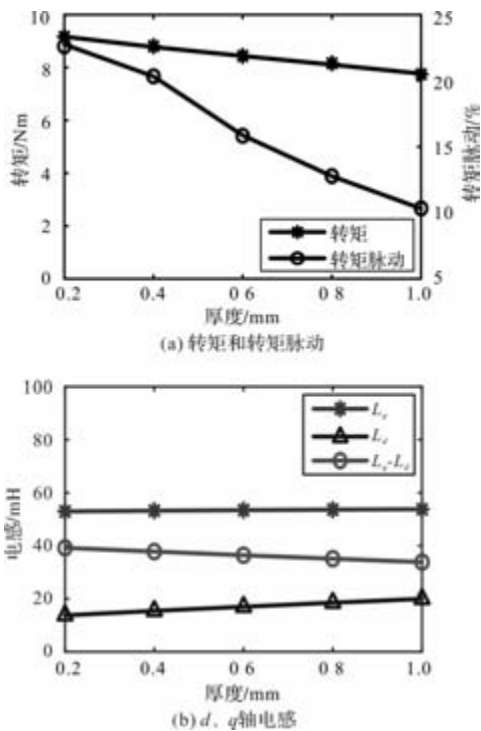


图 8 不同磁桥厚度对电磁性能参数的影响变化曲线

虽然减小磁桥厚度可提升电感差与转矩，但过薄将严重影响转子机械可靠性，同时转矩脉动也将

增大。本文最终选取磁桥厚度为 0.8 mm，在保证转子结构强度的同时，输出转矩较大，同时将转矩脉动抑制在约束范围内(约 12%)，符合本文以转矩为主导、脉动为约束的多目标优化原则。

### 2.4 气隙对电磁参数的影响

电机的输出转矩与转矩脉动性能直接受气隙磁密影响，因此气隙在电机运行过程中具有关键作用。在机械加工精度受限的背景下，气隙尺寸不宜过小，故合理选取气隙大小至关重要。对于 PMSynRM，其转子采用多层磁障结构以实现较高的凸极率。在  $d$  轴磁路中，磁通需穿过多层磁障，磁阻较高，影响被显著削弱。而在  $q$  轴磁路中，磁路主要由铁心与气隙构成，气隙尺寸的变化会显著影响  $q$  轴电感及磁阻，进而最终决定电机的凸极率水平。

气隙长度对 PMSynRM 的  $d$  轴和  $q$  轴电感的影响如图 9 所示。可以看出，增大气隙会显著减小交、直轴电感差值。然而，为增强 PMSynRM 的磁阻特性，需要提高交、直轴电感差值，因此应避免采用过大的气隙长度。另一方面，气隙长度过小会导致电机转矩脉动增大，同时增加电机的制造难度。综合考虑电机性能与制造成本，本文最终将 PMSynRM 的气隙长度确定为 0.3 mm。

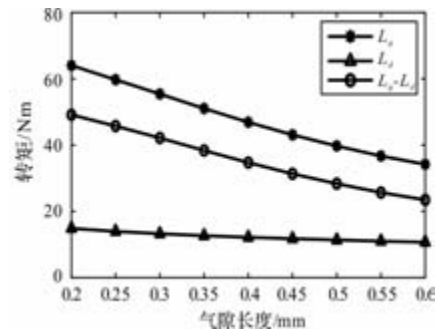


图 9 气隙长度对  $d$ 、 $q$  轴电感的影响

## 3 永磁辅助同步磁阻电机工作特性仿真

### 3.1 空载特性仿真

图 10 为 PMSynRM 转速 2000 r/min 时的空载线反电势及傅里叶分析结果。其中图 10(a) 为空载线反电势，有效值为 68.9V；图 10(b) 为空载线反电势傅里叶分析结果，可以看出该电机的线反电势的 17 次谐波含量最大，占基波的 9.27%，其次是 19 次谐波，占基波的 5.14%，总谐波失真为 11.15%。通过空载线反电势的傅里叶分析结果可以看出，设计的 PMSynRM 的空载线反电势低次谐波含量较低。

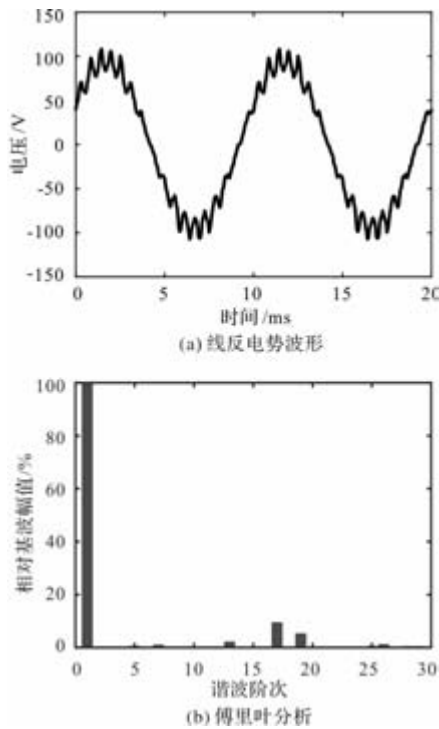


图 10 空载线反电势波形及其傅里叶分析结果

图 11 为空载气隙磁密波形和傅里叶分析结果。其中图 11(a) 为空载气隙磁密波形，峰值为 0.24T，有效值为 0.18T；图 11(b) 为气隙磁密的傅里叶分析结果，基波幅值为 0.22T，三次谐波含量最高，幅值为 0.08T。

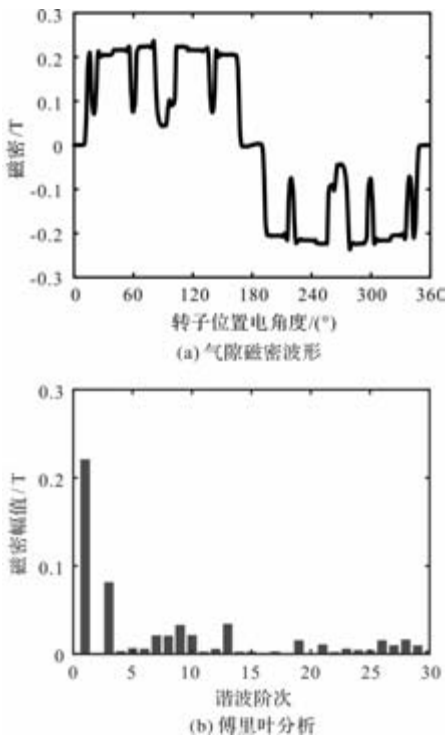


图 11 空载气隙磁密及其傅里叶分析

### 3.2 负载特性仿真

在三相正弦电流源激励下对电机进行负载特性

仿真。额定电流下电机磁力线分布如图 12(a) 所示，可以看出其经过定转子形成回路并呈六极分布。图 12(b) 为电机磁密分布图，转子永磁体附近磁密大部分在 0.9T ~ 1.2T 之间。

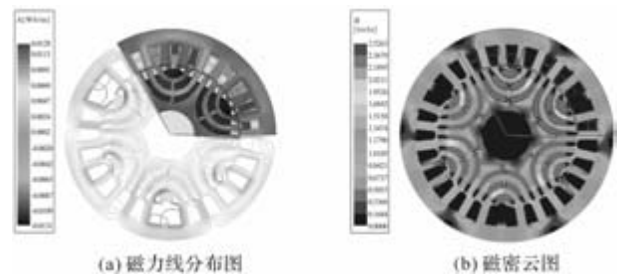


图 12 电机额定磁力线与磁密

图 13 显示了电机负载电流下工作特性与参数特性，其中图 13(a) 显示了电机电磁转矩和电流相位角之间的关系，可以看出，随着电流角度的增加，转矩会先增后减，在电流角为 90° 时，电磁转矩为零，此时电流矢量全部分配在 d 轴；在电流角为 0° 时，电流矢量全部分配在 q 轴，此时只有永磁转矩发挥作用，从图 13(a) 可以看出，随着电流的增大，电磁转矩最大值明显比永磁转矩增加的多，磁阻转矩占比较大，最大转矩时电流相位角的角度范围在 35° 和 65° 之间。图 13(b) 显示了额定电流下 d、q 轴电感，PMaSynRM 具有较大的凸极率。

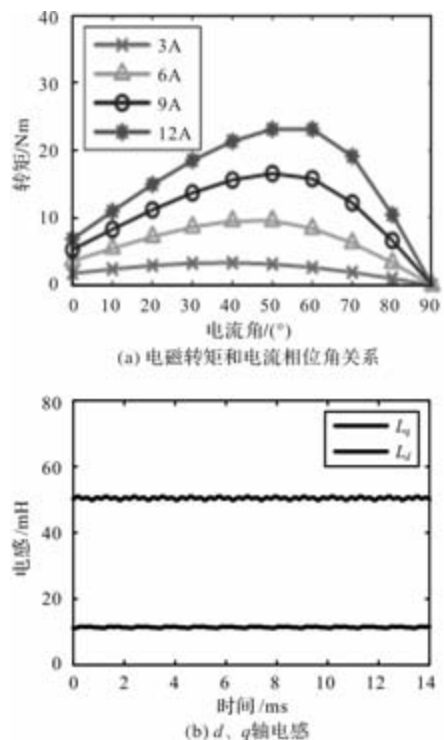


图 13 电机工作与参数特性

在 Maxwell 软件中，使用 Toolkit 工具箱对电机的工作特性进行仿真扫描，仿真时，设置线电压有

效值为 380V，电流为额定电流的 1.5 倍，最大转速设置为 2 倍额定转速。仿真得到的 PMSynRM 效率云图和功率因数云图如图 14 所示。

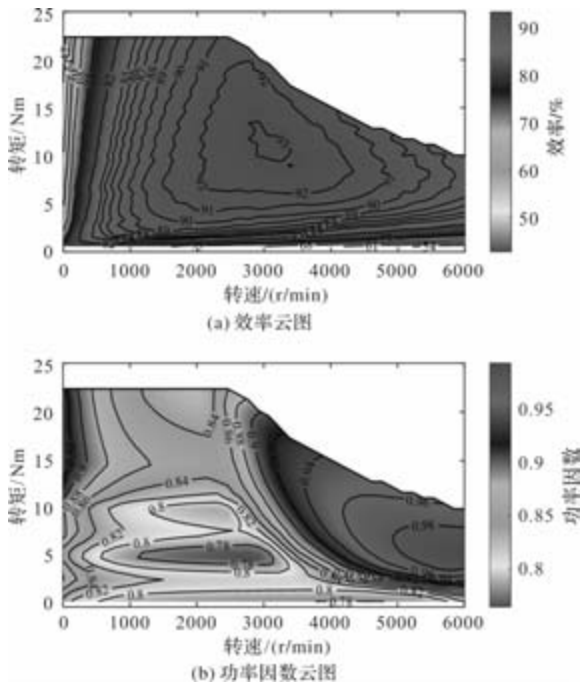


图 14 电机效率和功率因数云图

从图 14 (a) 可以看出额定工况下电机效率在 93% 左右；从图 14 (b) 可以看出额定工况下电机功率因数在 0.84 左右。相较于传统永磁同步电机，新型电机在材料用量不变的前提下，效率由 89 % 跃升至 93 %，同时以铁氧体替代稀土永磁体，显著降低了成本，在保证高转矩密度和效率的同时，将转矩脉动成功抑制在较低水平。

#### 4 永磁辅助同步磁阻电机样机实验验证

##### 4.1 样机制作与实验平台

按照所设计的 PMSynRM 有限元仿真模型，制作了一台 6 极 27 槽的 PMSynRM 样机。样机实物图如图 15 所示，其中包括绕好绕组的定子、嵌入铁氧体并堆叠完整的转子硅钢、带有风扇和轴承的整个转子部分以及组装后的 PMSynRM 样机。所搭建的 PMSynRM 样机实验平台如图 16 所示。

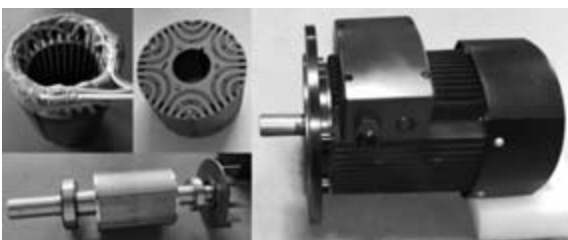


图 15 永磁辅助同步磁阻电机样机实物图



图 16 永磁辅助同步磁阻电机对拖试验平台

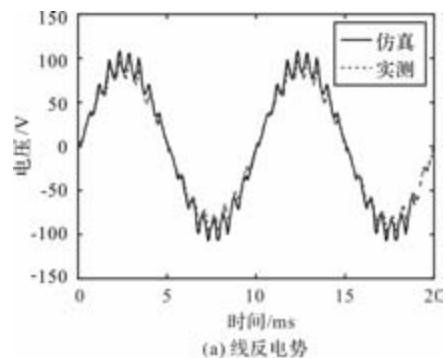
系统由 PMSynRM 样机、负载机和负载机驱动器等构成。其中 PMSynRM 和负载机同轴连接，通过连接上位机的 DSP28335 控制板和驱动板对 PMSynRM 进行驱动控制。PMSynRM 和负载机的参数如表 4 所示。

表 4 实验平台电机参数

电机参数	PMSynRM 参数值	负载机参数值
额定转速 $n / (r/min)$	3000	2500
额定转矩 $T_e / Nm$	12.7	15
额定电压 $U_n / V$	380	220
额定电流 $I / A$	7.9	13.5
极对数 $P_n$	3	4

##### 4.2 空载测试

对 PMSynRM 样机进行空载测试，在 2000 r/min 转速下，利用示波器获取测试样机在负载电机驱动下的线反电势波形。图 17 (a) 示出样机线反电势实测与仿真对比，两者高度吻合；图 17 (b) 傅里叶分析显示，实测空载线反电势谐波总量及低次谐波均低于仿真值。



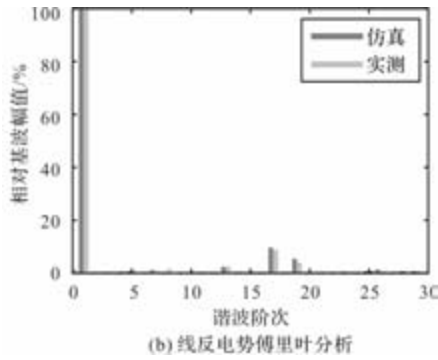


图 17 空载线反电势及其傅里叶分析

### 4.3 负载测试

图 18 显示了电机转速 3000 r/min 加载时 ab 相电流波形，其中，0.5 倍额定负载时，电机电流为 4.95A；额定负载时，电机电流为 7.95A。

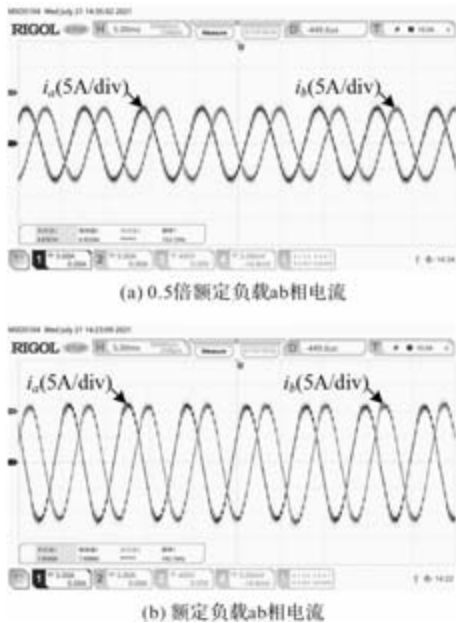


图 18 转速 3000 r/min 负载时 ab 相电流

图 19(a) 和图 19(b) 分别展示了样机在 0.5 倍额定负载与额定负载、不同转速下的效率与功率因数测试结果。

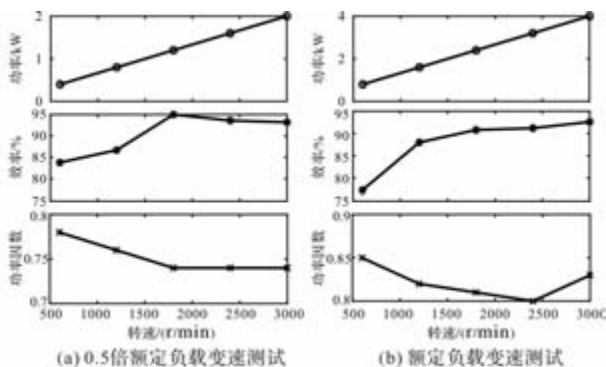


图 19 PMaSynRM 样机性能指标测试结果

从图 19(a) 可见，在 0.5 倍额定负载下，电机功率因数较低，始终低于 0.8；效率在低速区约为 85%，在高速区超过 90%，最高可达 95%。由图 19(b) 可知，额定负载下电机功率因数始终高于 0.8，额定转速时功率因数为 0.83，效率为 92.6%，满足设计要求。

## 5 结论

本文以 PMaSynRM 为研究对象，对该款电机的转子结构参数进行设计，分别讨论了转子磁障形状、磁障厚度以及隔磁桥厚度对 PMaSynRM 输出转矩、转矩脉动以及电感参数的影响，确定了三层 C 型转子结构各层磁障的厚度。通过减少两端磁障宽度占比，在转子的每一个磁极上设计辅助槽，削尖磁障的端部来优化电机的电磁转矩。对优化后的 PMaSynRM 进行工作特性仿真，仿真结果表明，设计的电机具有较高的凸极率，转矩脉动降低了 7.2%，为 5.04%。

根据设计加工制作了一台实验样机，对 PMaSynRM 样机进行了测试。测试结果表明样机的空载反电势基本与设计的吻合，电机在额定运行时效率为 92.6%，功率因数为 0.83，制作的 PMaSynRM 样机符合设计要求。

## 参考文献

- [1] 王世伟, 韩雪岩, 李宏浩, 等. 车用永磁同步磁阻电机转子的优化设计 [J]. 微电机, 2021, 54 (06): 89-92, 102.
- [2] 李少斌, 帅康, 孙鲁, 等. 铁氧体永磁辅助同步磁阻电机多目标优化设计 [J]. 微电机, 2023, 56 (06): 14-20, 37.
- [3] 李浩, 帅康. 基于物理-数据双模型的永磁辅助同步磁阻电机多目标优化设计 [J]. 微电机, 2025, 58 (08): 14-23.
- [4] 许爱德, 刘睿杰, 余煜邦. 基于参数辨识的永磁辅助同步磁阻电机双矢量模型预测电流控制 [J]. 电机与控制学报, 2026, 30 (01): 59-69.
- [5] S Morimoto, M Sanada, Y Takeda. Performance of PM-assisted synchronous reluctance motor for high-efficiency and wide constant-power operation [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2001, 37(5): 1234-1240
- [6] 孙毅, 蔡顺, 林迎前, 等. 永磁辅助同步磁阻电机顶层优化设计 (英文) [J]. 电工技术学报, 2022, 37 (09): 2306-2318.

(下转第 27 页)

# PWM 供电下高速电机转子涡流损耗抑制研究

安忠良, 张笑歌, 于浩泽, 刘绘彤

(沈阳工业大学 国家稀土永磁电机工程技术研究中心, 沈阳 110870)

**摘要:** 高速永磁同步电机在 PWM 供电下电流谐波含量高, 转子涡流损耗显著, 导致转子温升问题突出。为抑制谐波带来的涡流效应, 本文以一台额定功率 200 kW、转速 30000 r/min 电机为研究对象, 提出一种“内层钛合金外层碳纤维”混合护套结构, 以协同优化涡流抑制与散热性能; 此外, 探讨了在永磁体与护套间增设高电导率铜屏蔽层的方法。并研究了调制比与载波比对其屏蔽效果的影响。研究表明: 所提出的混合护套结构可有效降低转子总涡流损耗达 39.7%; 铜屏蔽层的效能高度依赖于供电方式与变频器参数, 其在低载波比 PWM 供电下能显著抑制损耗。

**关键词:** 高速永磁电机; PWM 供电; 转子涡流损耗; 混合护套; 铜屏蔽层

中图分类号: TM351; TM355 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2026)03-0009-05

## Eddy Current Loss in High-speed Permanent Magnet Synchronous Motors Under PWM Supply

AN Zhongliang, ZHANG Xiaoge, YU Haoze, LIU Huitong

(National Engineering Research Center for Rare-earth Permanent Magnet Machines

Shenyang University of Technology, Shenyang 110870, China)

**Abstract:** High-speed permanent magnet synchronous motors (HSPMSMs) exhibit high current harmonic content under PWM supply, leading to significant rotor eddy current losses and prominent temperature rise issues. To suppress harmonic-induced eddy current effects, this study took a 200 kW, 30,000 r/min HSPMSM as the research object and proposed a hybrid sleeve structure with an inner titanium alloy layer and an outer carbon fiber layer to synergistically optimize eddy current suppression and heat dissipation performance. Additionally, the method of adding a high-conductivity copper shielding layer between the permanent magnets and the sleeve was explored. The influence of modulation index and carrier ratio on its shielding effectiveness was investigated. Results show that the proposed hybrid sleeve structure reduces the total rotor eddy current loss by up to 39.7%. The effectiveness of the copper shielding layer is highly dependent on the supply method and inverter parameters, demonstrating significant loss suppression under low carrier ratio PWM supply.

**Key words:** high-speed permanent magnet motor; PWM supply; rotor eddy current loss; hybrid sleeve; copper shielding layer

## 0 引言

高速永磁同步电机其结构简单、体积小、功率密度大、响应快、效率高等优点, 应用在制冷离心式压缩机、飞轮储能、鼓风机等领域<sup>[1-2]</sup>。其在 PWM 供电下, 引入大量时间谐波电流, 导致电机气隙磁场分布改变<sup>[3-4]</sup>, 进而产生较大的转子涡流损耗。因电机转子散热困难, 抑制涡流损耗是关键问题。

为了抑制高速永磁同步电机的转子涡流损耗, 目前已有大量文献对涡流损耗进行了深入研究。文献[5]分析了电流谐波对损耗的影响机制, 并探讨了载波比和调制比对电流畸变率及损耗的影响规律。研究表明, 逆变器供电会显著增加永磁体涡流损耗和铁心涡流损耗, 而通过优化逆变器参数可有效降低这些损耗。文献[6]从涡流损耗与机械应力综合分析了铜屏蔽层对转子性能的影响, 增加铜屏蔽层厚度可有效降低由时间与空间谐波引起转子的

收稿日期: 2025-09-27

作者简介: 安忠良(1975), 男, 博士, 教授级高级工程师, 研究方向为永磁电机及其控制。

张笑歌(2001), 男, 硕士研究生, 研究方向为高速永磁电机。

于浩泽(1998), 男, 博士研究生, 研究方向为高速永磁电机。

刘绘彤(2001), 女, 硕士研究生, 研究方向为高速永磁电机。

涡流损耗，但同时会增大保护套的等效应力。文献[7]研究了高速永磁同步电机转子两种屏蔽层结构对涡流损耗的抑制效果。该研究对比了内、外两种屏蔽层布局的适用性，指出内屏蔽结构更适用于低电导率护套，而外屏蔽结构适用于高电导率护套。为提升内屏蔽在高导护套下的性能，提出了屏蔽层周向分段方法，通过增强涡流反作用有效降低护套损耗。文献[8]采用时步有限元法，在变频器供电下电机空载运行下，研究了附加损耗在各部分分布的规律，以及不同变频器参数、气隙长度和转子磁路结构对电机各部分附加损耗的影响。文献[9]总结了 PWM 开关频率与电机转子损耗及温升的规律。研究表明，转子损耗随开关频率增加先迅速下降后渐趋平缓；通过磁-热耦合仿真，确定了满足永磁体温度限值的最小开关频率。文献[10]提出采用复合材料等效透入深度构建解析模型，简化了多层复合转子涡流损耗的计算。结果表明，复合材料电导率低于 1000 S/m 时总损耗变化不大，超过 5000 S/m 后损耗显著上升；增加复合层数可降低永磁体及整体涡流损耗。文献[11]研究了铜屏蔽层在不同护套方案下，转子侧各部件的涡流损耗受实际工况的影响规律，发现屏蔽层仅在高谐波频率工况下具有优势，但未就根本原因进行深一步的分析。

本文以一台 4 极 24 槽额定功率 200 kW、转速 30000 r/min 的电机为研究对象，基于 PWM 供电条件下的电流时间谐波特性与涡流损耗机理，分析了护套材料和护套厚度对涡流损耗的影响，在此基础上，提出了一种混合护套结构，以实现在抑制损耗的同时兼顾散热性能。又通过在永磁体与护套之间引入高电导率铜屏蔽层，对比分析了 PWM 与正弦波供电方式下该屏蔽措施对涡流损耗的抑制效果，最后在不同变频器参数下研究铜屏蔽层对转子涡流损耗的影响。

### 1 涡流损耗计算模型和电机参数

#### 1.1 PWM 供电下转子涡流损耗

电机中的时间谐波主要由非正弦的定子电流引起，而空间谐波则源于绕组的不完全正弦分布及定子齿槽结构。在 PWM 供电条件下，定子电流中含有丰富的时间谐波，这些时间谐波与绕组和齿槽所引入的空间谐波共同作用，在转子中感应出显著的涡流损耗。该类损耗在高密度且体积小的永磁电机中

表现尤为突出，必须重点关注。

考虑到高次谐波对永磁体涡流损耗的影响，具体模型为<sup>[12]</sup>

$$P = \sum_v \int \frac{|J_v|^2}{2\sigma} dV \tag{1}$$

式中， $J_v$ 为第  $v$  次谐波产生的涡流密度幅值。 $\sigma$  为永磁体的电导率； $V$  为永磁体的体积。

#### 1.2 电机参数

本文采用的电机基本参数如表 1 所示。

表 1 表贴式永磁电机的主要参数

参数	参数值
额定功率/kW	200
极数/槽数	4/24
定子外径/mm	180
气隙长度/mm	2
定子内径/mm	90
铁心长度/mm	180
转子结构	表贴式

### 2 PWM 供电下谐波分析

#### 2.1 PWM 供电时电流时间谐波分析

图 1 是载波比为 15，调制比为 0.8 时的电流波形谐波含量，相较于正常供电下的低次谐波电流，在变频器供电运行时，谐波次数在载波比及其倍数附近的谐波电流幅值大，从图中可以看到 13、17、23、29、31、35、37、43 次谐波幅值较大，这些谐波频率集中在开关频率附近，且满足

$$f_k = mf_c \pm nf_r \tag{2}$$

式中， $f_c$ 为变频器的载波频率， $f_r$ 为变频器的调制频率( $m=1, 2 \dots, n=1, 2 \dots$ )。

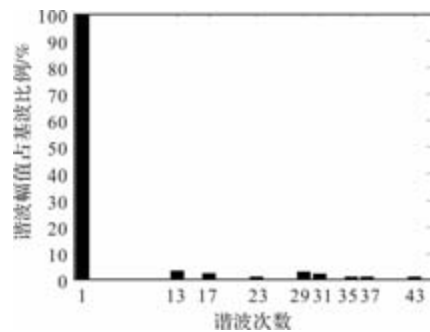


图 1 电流波形谐波含量

### 2.2 PWM 供电不同载波比下的涡流损耗

本文基于电压源型逆变器，分别计算在调制比为 0.8 时，载波比分别为 5、10、15 和 20 时的转子涡流损耗。

图 2 为不同载波比的涡流损耗。可以看出，随着载波比的增加，永磁体与护套中的涡流损耗均呈现下降趋势。当载波比为 5 时，转子总涡流损耗最大，达到 1558 W，其中永磁体损耗为 507 W，护套损耗为 1051 W。载波比由 10 增至 15 时，损耗下降最为显著，永磁体与护套损耗分别降至 152 W 和 813 W，总损耗较载波比为 5 时下降约 38%。然而，随着载波比进一步增大，电流波形逐渐逼近正弦波，涡流损耗的下降速率趋于平缓。同时，过高的载波比会导致开关频率上升，不仅引起开关器件发热加剧，还会增加系统供电成本。因此，本文选择开关频率为 15 kHz 载波比为 15 时的 PWM 供电电路，同时采取其他措施进一步降低转子涡流损耗。

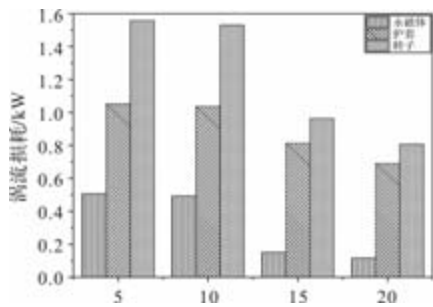


图 2 不同载波比下的涡流损耗

## 3 高速电机转子涡流损耗抑制研究

### 3.1 护套材料对转子涡流损耗的影响

表贴式高速永磁电机转子需依靠护套(常用非导磁金属或复合材料)来保证机械安全。非导磁金属护套(如钛合金)的特点在于其高电导率和优异的导热性能。而复合材料护套(如碳纤维等)则通常具备低电导率和较差的导热性。本文选取厚度均为 2 mm 的四种不同电导率护套材料，其材料属性如表 2 所示。

表 2 护套材料属性

材料	高锰合金	钛合金	镍基不锈钢	碳纤维
电导率/( $\times 10^6 \text{S} \cdot \text{m}^{-1}$ )	2.3	1.1	0.8	0.033
导热系数/( $\text{W} \cdot \text{m}^{-1} \cdot \text{K}^{-1}$ )	14	7.1	12.17	0.71

由图 3 可以看出，转子的涡流损耗随护套电导

率的增大呈增大的趋势。当护套电导率较低时，其趋肤深度较大，谐波能穿透护套进入永磁体，导致永磁体上产生大量涡流损耗。随着电导率增加，护套的屏蔽效应增强，永磁体损耗逐渐降低。护套自身的涡流损耗因电导率升高而增大，总损耗由护套主导并持续上升。

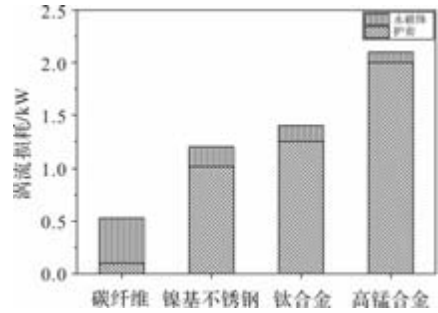


图 3 不同护套材料的涡流损耗

### 3.2 护套厚度对转子涡流损耗的影响

图 4 为两种材料下不同护套厚度的涡流损耗。从图 4 可以看出，护套涡流损耗与其厚度呈正相关。当护套厚度由 0.4 mm 增加至 2.0 mm 时，高电导率的钛合金护套损耗显著增加 0.92 kW，而低电导率的碳纤维护套仅增加 0.11 kW。

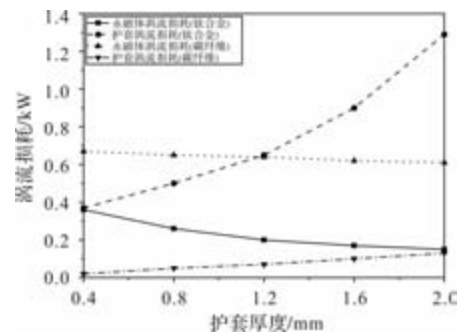


图 4 不同护套厚度的涡流损耗

### 3.3 混合护套对转子涡流损耗的影响

在 3.2 节研究中，钛合金护套随护套厚度增加损耗大幅升高，相比之下碳纤维材料更有助于抑制转子涡流损耗，但是钛合金护套在散热性能方面具有显著优势。单一采用碳纤维护套虽可减少损耗，但会导致转子热量积聚，不利于散热。钛合金在提供良好导热性的同时，其自身涡流损耗相对较低，能在抑制永磁体损耗与控制护套发热之间取得更优平衡。此外，钛合金的高比强度也更适用于高速转子的苛刻机械环境。因此，提出碳纤维与钛合金构成混合护套结构，如图 5 所示为两种混合护套方案。方案一为内层钛合金外层碳纤维结构，方案二为内层碳纤维外层钛合金结构。

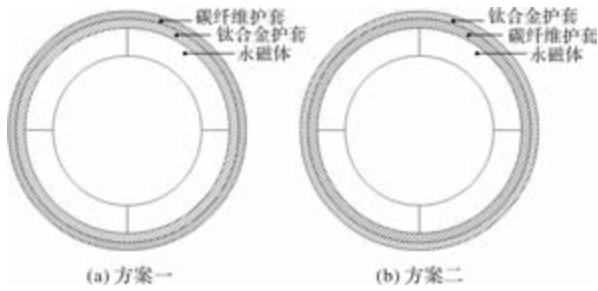


图5 混合护套示意图

图6所示为混合护套(方案一)涡流损耗变化规律,混合护套整体厚度为2 mm,图中标识“C1.6T0.4”表示碳纤维层厚1.6 mm,钛合金层厚0.4 mm。由图6可得,碳纤维护套比例的增加,其自身涡流损耗逐渐增大,而内层钛合金的涡流损耗则显著减小。转子总涡流损耗随碳纤维层增厚呈逐渐下降并趋于平缓的趋势。图7所示为混合护套(方案二)涡流损耗变化规律,可以看出随着碳纤维护套的比例增大,整体涡流损耗变化不明显,同时,碳纤维护套导热性差,将其直接接触永磁体,大大增加了永磁体退磁的风险,因此选方案一可有效抑制涡流损耗。具体而言,当碳纤维层厚度从0.0 mm增至1.6 mm时,钛合金部分的涡流损耗依次为1261.7 W、1039.9 W、861.7 W、718.8 W、600.9 W、499.6 W、420.3 W、342.9 W和259.8 W。在碳纤维厚度小于0.8 mm时,转子总涡流损耗迅速下降;超过该厚度后,损耗下降幅度减小并逐渐平稳。因此,选择内层钛合金1.2 mm外层碳纤维0.8 mm为最终方案。此时转子涡流损耗为849.6 W,仅为初始钛合金护套涡流损耗的60.3%。

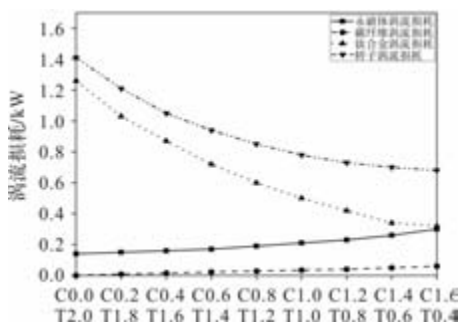


图6 混合护套(方案一)的涡流损耗

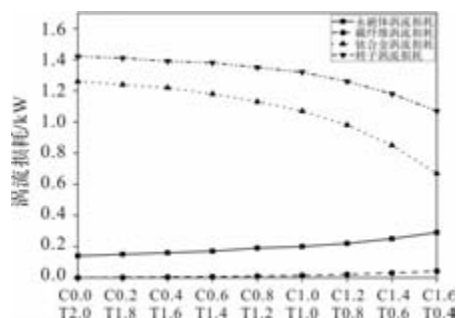


图7 混合护套(方案二)涡流损耗

图8为最优变比下的混合护套与单层钛合金护套的涡流密度对比图,可以看出,单层钛合金护套的涡流损耗主要集中在护套上;相比之下混合护套内层钛合金护套的涡流密度显著下降,外层碳纤维护套涡流密度较低。

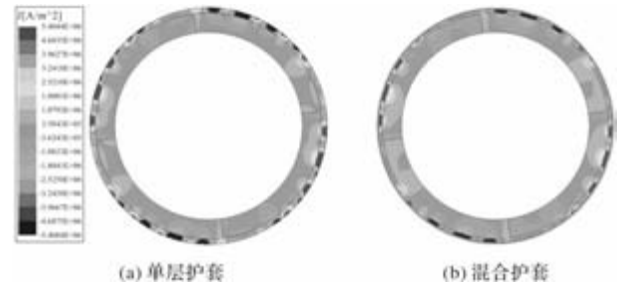


图8 涡流密度对比

### 3.4 不同供电方式下铜屏蔽层对涡流损耗的影响

利用高电导率材料的涡流屏蔽效应,将铜屏蔽层置于永磁体与护套之间,可使其感应产生的反向磁场抵消气隙谐波,从而减弱转子损耗。

由图9可以看出,在增设高电导率铜屏蔽层后,其感应涡流所产生的反向磁场可有效削弱气隙谐波磁场,从而显著抑制转子涡流损耗,使转子总损耗降低了16.4%。在正弦电流供电时,由于磁场谐波成分较少,屏蔽层对基波电流所引起的涡流损耗抑制能力有限;尽管护套和永磁体中的损耗有所降低,但屏蔽层自身引入的附加损耗高于其所抑制的损耗,导致转子总涡流损耗反而增加了4.6%。该研究表明,铜屏蔽层在PWM供电下具有显著的涡流抑制效果与工程应用价值,而在低谐波(如正弦波)供电环境中应谨慎采用。

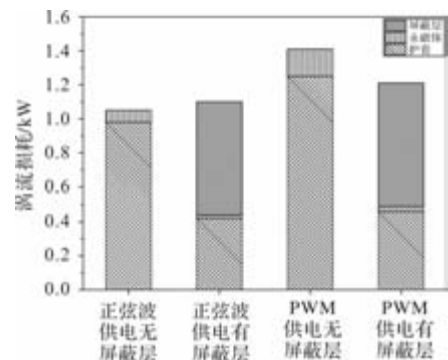


图9 正弦波与PWM供电下铜屏蔽层对涡流损耗影响

### 3.5 不同变频器参数下铜屏蔽层对涡流损耗的影响

在PWM变频器供电条件下,电流谐波含量受变频参数的显著影响,不同谐波频谱将导致涡流损耗的分布特性发生变化。以碳纤维护套为研究对象,分析在PWM供电条件下,采用电压源型逆变器供电结构,分析不同调制比与载波比所导致的电流谐波

变化对铜屏蔽层厚度的影响。

图 10 为不同变频器参数下不同铜屏蔽层厚度的涡流损耗。载波比为 5 时, 其加入最优铜屏蔽厚度时不同调制比下的涡流损耗分别下降了 20.5%、13.7%、12.3%, 可见随着调制比的增大铜屏蔽抑制效果减弱。载波比为 10 和 15 时, 加入最优厚度的铜屏蔽层反而涡流损耗分别增加了 15.7%、34.6%。虽然加屏蔽层均会抑制护套和永磁体的损耗, 但铜屏蔽自身损耗较大引起转子涡流损耗增大, 进而可以得出结论: 当电机采用变频器供电时, 并非所有载波比条件下采用铜屏蔽层均能有效抑制转子涡流损耗。仅在载波比较低的情况下, 带铜屏蔽层的转子结构才能抑制转子总涡流损耗。

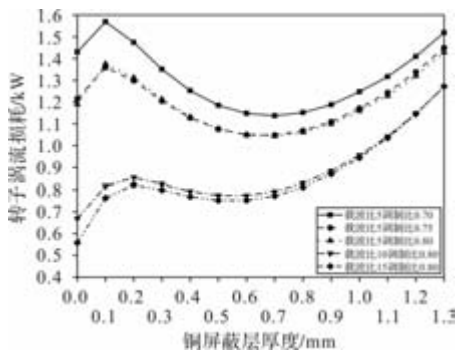


图 10 不同变频器参数下的涡流损耗

## 4 结 语

本文分析了高速永磁同步电机在 PWM 供电条件下涡流损耗的影响因素。碳纤维材料涡流损耗低, 但散热性能差。钛合金具有良好的导热性。因此采用“内层钛合金外层碳纤维”的混合护套结构, 能在保证散热的同时, 有效抑制涡流损耗, 最优方案可使总损耗降低 39.7%。铜屏蔽层在 PWM 供电下能有效降低损耗, 但在正弦供电或高载波比下, 其自身损耗反而会使总损耗增加。综上所述, 通过优化

护套结构与选择性使用铜屏蔽层, 可有效抑制高速永磁电机转子涡流损耗。

## 参考文献

- [1] 王秀和, 等. 永磁电机[M]. 北京: 中国电力出版社, 2010: 3-7.
- [2] 余莉. 高速永磁无刷直流电机性能分析与设计的研究[D]. 南京: 东南大学, 2007.
- [3] 陶果, 马涛. 新型永磁同步屏蔽电机设计研究[J]. 微电机, 2021, 54(10): 45-48.
- [4] 佟文明, 侯明君, 孙鲁, 等. 基于精确子域模型的带护套转子高速永磁电机转子涡流损耗解析方法[J]. 电工技术学报, 2022, 37(16): 4047-4059.
- [5] 何彪, 张琪, 陈世军, 等. 逆变器供电永磁同步电机铁耗和永磁体损耗分析[J]. 微特电机, 2018, 46(5): 35-38.
- [6] 张忠明, 邓智泉, 孙权贵, 等. 铜屏蔽层对高速永磁无刷直流电机转子涡流损耗和应力的影响分析[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(08): 2476-2486, 2557.
- [7] 李伟, 江晓波, 孙鲁, 等. 带有不同屏蔽层结构的高速永磁电机转子涡流损耗分析与实验验证[J]. 现代机械, 2022, (03): 39-43, 57.
- [8] 佟文明, 朱晓锋, 贾建国, 段庆亮. 时间谐波对永磁同步电机损耗的影响规律[J]. 电工技术学报, 2015, 30(06): 60-69.
- [9] 孙兆君, 董腾辉, 周飞, 等. PWM 开关频率对转子损耗和温升影响探究[J]. 微电机, 2020, 53(02): 37-42.
- [10] 罗皓. 磁粉碳纤维复合转子高速电机损耗分析及冷却系统设计[D]. 沈阳: 沈阳工业大学, 2024.
- [11] 郭伟林, 彭利明, 张芳. 高速永磁同步电机转子涡流损耗分析[J]. 微电机, 2022, 55(11): 36-41.
- [12] Katsumi Yamazaki, Atsushi Abe. Loss investigation of interior permanent-magnet motors considering carrier harmonics and magnet eddy currents[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2009, 41(5): 659-665.

# 《微电机》(月刊)

全年 12 期, 读者可到当地邮局订阅, 本刊亦可破订、零购。

**欢迎投稿! 欢迎订阅! 欢迎刊登广告!**

国内刊号: CN61-1126/TM

在线投稿系统: wdj.paperopen.com

地 址: 高新区上林苑四路 36 号(710117)

邮发代号: 52-92

订价: 8 元/期

年价: 96 元/年

编辑部邮购(含快递费): 300 元/年

国际刊号: ISSN 1001-6848

电话: 029-84276641

# 高气隙磁密永磁电机设计研究

林显, 刘贤

(美的集团广东美的厨卫电器制造有限公司, 广东 佛山 528311)

**摘要:** 基于聚磁效应原理, 研究了高气隙磁密的切向磁场电机的拓扑结构, 提出了永磁电机的近槽极匹配方案、永磁体形状设计、隔磁桥结构以及定子裂比等设计技术。通过参数化仿真, 分析了这些设计技术对气隙磁密、齿槽转矩、漏磁和电流密度的潜在影响。结合电机性能和材料成本, 确定了最优电机参数, 以此参数制作样机并测试, 验证了分析结果的准确性。所设计电机效率提高了 10.05%, 材料用量减少了 16.65%, 效果显著。

**关键词:** 高气隙磁密; 近槽极; 永磁体形状; 隔磁桥; 定子裂比

中图分类号: TM 351 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2026)03-0014-06

## Research on the Design of High Air-gap Magnetic Flux Density Permanent Magnet Motor

LIN Xian, LIU Xian

(Guangdong Midea Kitchen Electric Manufacturing Co., LTD., Midea Group, Foshan Guangdong 528311, China)

**Abstract:** Based on the principle of magnetic aggregation effect, the topology of tangential magnetic field motors with high air-gap magnetic flux density was studied. A near-slot pole matching scheme for permanent magnet motors, permanent magnet shape design, magnetic isolation bridge structure, and stator slot ratio design techniques were proposed. Through parametric simulation, the potential impacts of these design techniques on air-gap magnetic flux density, cogging torque, magnetic leakage, and current density were analyzed. Combining motor performance and material costs, the optimal motor parameters were determined, and a prototype was manufactured and tested based on these parameters, verifying the accuracy of the analysis results. The designed motor achieved a 10.05% increase in efficiency and a 16.65% reduction in material usage, demonstrating significant results.

**Key words:** high air gap magnetic; density near-slot pole; shape of permanent magnet; magnetic isolation bridge; stator crack ratio

### 0 引言

随着现代工业和家电领域对小型化、高功率密度电机需求的不断增长, 具有聚磁效应的切向磁场电机因其高气隙磁密高的特性逐渐得到广泛关注。这种电机的拓扑结构不仅能够提高电机的功率密度和转矩密度<sup>[1-3]</sup>, 还能在一定程度上降低材料成本。传统的切向内置电磁结构虽然具有体积小、高转矩的优势, 但也存在隔磁桥机械强度低的问题。然而, 通过内嵌隔磁块<sup>[4]</sup>和转子注塑工艺方法, 可以有效解决这些问题, 使得无稀土切向磁场电机的应用更加广泛且可靠。

文中基于切向磁场电机的拓扑结构, 分别论述了近槽极匹配方案、永磁体形状设计、隔磁桥结构

以及定子裂比分别对气隙磁密的影响度。并通过制作样机进行测试, 验证了分析结果的准确性。

### 1 切向内置聚磁效应

传统切向磁场电机的电磁结构的永磁体为条状型, 永磁体内嵌于转子铁心上对应的槽中, 如图 1 所示。永磁体的充磁方向垂直于其过圆心的中心线, 且任意相邻的两个永磁体面的磁性相同。在这种永磁体排列方式下, 每个磁极由两个永磁体并联提供磁通, 使得电机的每极磁通大幅增加, 从而提高了气隙磁密。通常该切向内置转子结构的气隙磁密  $B_m$  大于永磁体的剩磁  $B_r$ , 这种现象称为聚磁效应。

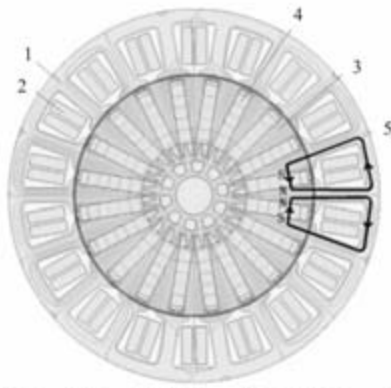
根据文献[5], 在合理范围内上述电磁结构的极数越多气隙磁密越高, 比传统的表贴式电磁结构

收稿日期: 2025-09-12

作者简介: 林显(1984), 男, 硕士, 研究方向为永磁电机设计与应用。

刘贤(1980), 男, 高级工程师, 研究方向为永磁电机设计与应用。

性能更高, 更适合于高气隙磁密的应用场合。



1-定子铁心; 2-绕组; 3-转子铁心; 4-长条形永磁体; 5-磁力线

图1 切向聚磁结构与磁力线分布

## 2 高气隙磁密设计与优化

### 2.1 多极数的近槽极配合的优点

分数槽集中绕组的端部短、电阻小, 有利于高效电机设计。而且其绕组跨距短, 容易实现近槽极配合设计, 齿槽转矩小, 运行更平稳。

基于分数槽集中绕组的多极数近槽极配合的切向永磁电机有如下的优点:

(1) 提高气隙磁密。切向内置的电磁结构随着极数的增加气隙磁密也增加, 当转子铁心齿部达到一定的饱和度, 气隙磁密不再增加。

(2) 降低定子齿磁密。永磁转子的极数多, 使得永磁体与定子正交时通过定子齿的磁力线变少, 从而定子齿磁密减小<sup>[6]</sup>。在设计时适当减小齿宽, 增加匝数, 可以提高转矩从而增加功率或降低铁心厚度减小体积, 实现提高功率密度的目标。

(3) 近槽极配合的绕组系数高。根据式(1), 绕组系数  $K_2$  直接影响电机的性能, 绕组系数越高, 表示绕组的有效利用率越高, 电机在相同的绕组匝数和电流下可以产生更大的转矩而增加功率, 从而提高功率密度。

永磁电机的主要尺寸关系表达式<sup>[7]</sup>如下:

$$\frac{D^2 L n}{P_e} = \frac{6.1}{\alpha K_1 K_2 A B_m} \quad (1)$$

式中,  $D$  为电枢直径,  $L$  为电枢长度,  $n$  为转速,  $P_e$  为输出功率,  $\alpha$  为极弧系数,  $K_1$  为气隙波形系数,  $K_2$  为绕组系数,  $A$  为电负荷,  $B_m$  为气隙磁密。

(4) 近槽极配合的齿槽转矩低, 利于平稳运行。根据式(2), 多极数近槽极设计的电机, 在一个磁距内的  $N_p$  值大, 产生的周期数越多, 影响齿槽转矩幅值的气隙磁密二次方的傅里叶系数越小, 因此产

生的齿槽转矩越小<sup>[6]</sup>。

$$T_g(\theta) = K \sum_{N=1}^{\infty} N G_N B_r \frac{N Z}{2P} \sin(NZ\theta) \quad (2)$$

$$K = \frac{\pi z L}{4 \mu_0} (R_2^2 - R_1^2) \quad (3)$$

式中,  $T_g$  为齿槽转矩,  $\theta$  为某位置齿中心线与磁极中心线的夹角,  $K$  为系数,  $N$  为自然数,  $Z$  为槽数,  $P$  为极对数,  $L$  为电枢长度,  $\mu_0$  为磁导率,  $R_2$  为定子轭内半径,  $R_1$  为电枢外半径,  $G_N$  为磁导二次方的傅里叶系数,  $B_r \frac{N Z}{2P}$  为气隙磁密二次方的傅里叶系数。

$$N_p = \frac{2P}{\text{GCD}(Z, 2P)} \quad (4)$$

式中,  $N_p$  为齿槽转矩周期性变化的周期数,  $\text{GCD}(Z, 2P)$  为槽数与极数的最大公约数。

依据上述分析, 分别通过对 10 极 12 槽、14 极 12 槽、14 极 15 槽、16 极 15 槽、16 极 18 槽、20 极 18 槽电机进行有限元仿真其径向气隙磁密, 所设计的初始模型槽极参数和径向气隙磁密的仿真结果如表 1 所示。

表1 槽极参数与气隙磁密仿真

极数	槽数	最大公约数	齿槽转矩周期数	绕组系数	径向气隙磁密/mT
20	18	2	10	0.945	0.621
16	18	2	8	0.945	0.596
16	15	1	16	0.951	0.627
14	15	1	14	0.951	0.595
14	12	2	7	0.933	0.599
10	12	2	5	0.933	0.566

按照文献[6]中所述, 奇数槽电机容易产生单边磁拉力, 谨慎采用。综合表 1 中数据, 选择 20 极 18 槽的铁氧体切向内置电磁拓扑结构, 径向气隙磁密与永磁体剩磁的比值  $\frac{B_m}{B_r} = 1.38$ , 聚磁效果显著, 气隙磁密高; 绕组系数为 0.945, 绕组利用率高, 同电流下产生的转矩大; 齿槽转矩周期数 10, 产生的齿槽转矩低。

### 2.2 永磁体形状设计

永磁体宽度对切向电机的气隙磁密有显著的影响<sup>[9]</sup>。它直接影响磁路的磁阻, 从式(6)可知, 当仅有永磁体厚度尺寸  $L_m$  增加时, 永磁体的磁阻  $R_m$  也随着增大。根据磁路欧姆定律, 如式(5)所示, 磁

动势  $F$  等于磁通与磁阻的乘积，意味着永磁体加厚以后其提供的磁动势增加，也就是增强了磁能。而且永磁体的宽度增加，使得转子上外磁路的磁阻降低，磁通量增加，导致永磁体工作点向退磁曲线的高磁通密度区域移动。因此在气隙磁密不饱和的情况下，增加永磁体宽度会提高永磁体工作点磁密，从而增加气隙磁通，进而提高气隙磁密。但是当永磁体宽度增加到一定程度时，即使继续增加永磁体宽度，气隙磁密也不会显著增加，甚至可能因为磁路过饱和而略有下降。

$$F = \Phi R_m \quad (5)$$

$$R_m = \frac{L_m}{\mu S} \quad (6)$$

式中， $F$  为磁动势， $\Phi$  为磁通， $R_m$  为磁阻； $L_m$  为永磁体充磁方向的宽度， $\mu$  为磁导率， $S$  为永磁体充磁方向的截面积。

因此，永磁体厚度是电机设计的关键参数。然而在传统的切向内置电磁结构中，永磁体为长条形，如图 1 中所示。因受到转子轭部尺寸的限制，永磁体宽度无法增加。为了进一步获得更高的磁动势，研究了如图 2 所示的梯形、仿锤形、梭形等永磁体形状，分析其对气隙磁密的影响。也就是永磁体底部宽度  $L_0$  不变，分别增大梯形永磁体端部宽度  $L_1$ 、仿锤形永磁体端部宽度  $L_2$ 、梭形永磁体端部宽度  $L_3$ ，通过建模仿真与长条形永磁体进行对比分析对气隙磁密的影响程度。

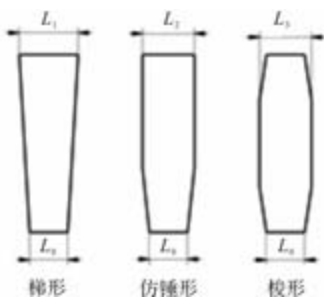


图 2 永磁体形状优化图

本模型中  $L_0$  宽度为 4.6 mm，为分析永磁体形状及厚度的影响情况， $L_1$ 、 $L_2$ 、 $L_3$  分别从 4.8 mm 递增到 6.8 mm，通过有限元软件仿真，结果如图 3 所示，气隙磁密首先随着永磁体厚度的增加而增大。而当永磁体厚度继续增加，气隙磁密有下降的趋势，原因是永磁体过度加厚导致转子铁心的磁路变窄，转子铁心上的齿磁密逐渐增大，如图 4 所示。当齿磁密增大到一定程度铁心饱和，因此导致了气隙磁

密下降。

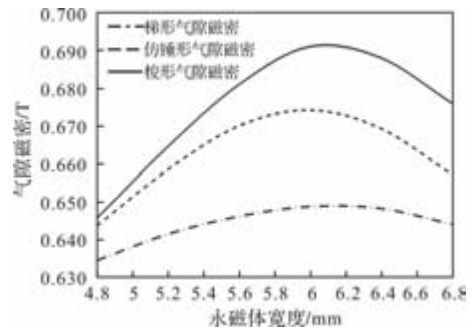


图 3 永磁体形状对应的气隙磁密

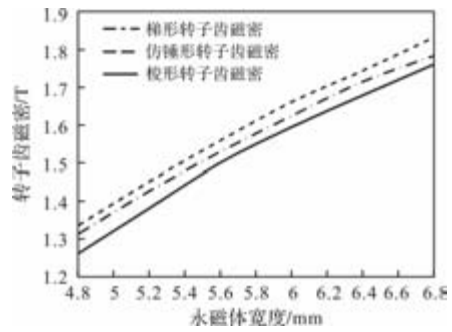


图 4 永磁体形状对应的齿磁密

上述仿真结果与理论分析相符。在永磁体厚度为 6 mm 范围时达到最优值，梭形永磁体对应的气隙磁密最高，如图 5 所示。

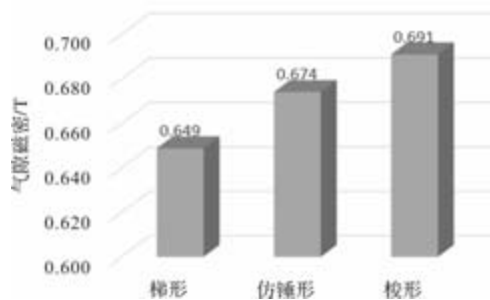


图 5 永磁体形状的最优气隙磁密

相比较长条形的永磁体，如图 6 中对应的工作点磁密有所提高，且气隙磁密提高 1.11 倍。

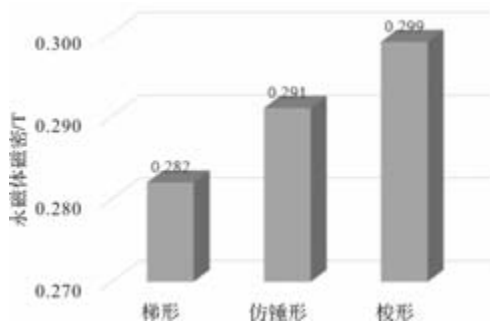


图 6 永磁体形状对应的工作点磁密

### 2.3 隔磁桥优化设计

传统的切向内置的电磁结构中，转子铁心上的磁极部和轭部有一段连接，这部分连接称为隔磁桥，如图 7 中 a 所指位置。永磁体的尾部都会在其相邻的两个隔磁桥以及铁心轭部形成磁通路，如图 7 中 b 所指向的磁力线，这部分磁路未经过主磁路，称为漏磁，大大削弱了气隙磁场。那么隔磁桥有两个作用：一是阻碍漏磁通，增加气隙磁密，因此隔磁桥的宽度越窄越利于增加气隙磁密，一般隔磁桥宽度在 0.6 mm ~ 1.0 mm 之间；二是桥接固定磁极部，如果隔磁桥宽度太窄会削弱转子机械强度。

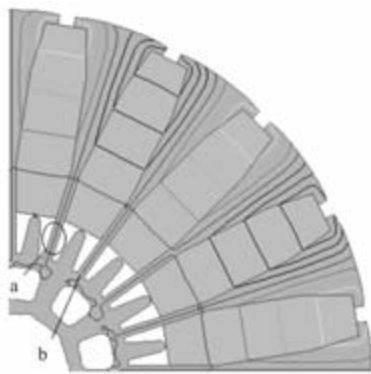


图 7 转子铁心上的磁力线分布

为了能更进一步增强气隙磁密，必须减小漏磁，因此研究了隔磁桥半数断开和全断开的设计方案，如图 8 所示。

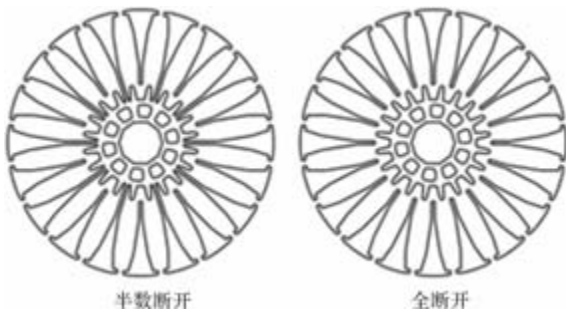


图 8 转子铁心上隔磁桥断开图

通过有限元仿真，结果如图 9 所示，隔磁桥半数断开时，气隙磁密提高 2.9%；隔磁桥全断开时，气隙磁密提高 5.35%。虽然隔磁桥断开设计是有利于提高其隙磁密，但是还需注意结合转子拼接以及包塑工艺以增加其机械强度。以隔磁桥全断开设计方案为例，根据文献[4]的思路可以使用隔磁固定块将铁心轭部和铁心齿部拼接构成一个完整的转子铁心，如图 10 中所示。隔磁固定块需为铜、铝等不导磁的材料，避免增加漏磁。然后将永磁体插入对

应的转子槽中，通过注塑机用 PA66 等材料将转子铁心和永磁体包塑紧密结合在一起保证转子强度，如图 11 所示。

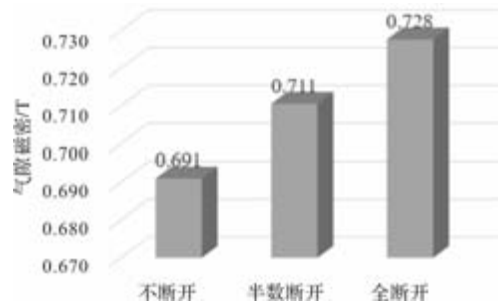


图 9 隔磁桥断开设计对应气隙磁密

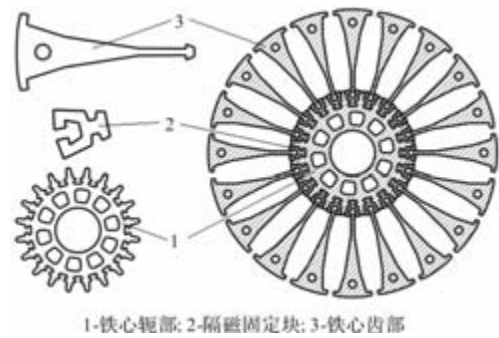


图 10 转子铁心拼接结构图



图 11 转子铁心包塑结构图

### 3 定子裂比优化设计

定子裂比  $K_s$  定义为定子铁心的内圆直径  $D_{in}$  与外圆直径  $D_{out}$  的比值，如式(7)所示。根据电机设计的经验值，定子裂比典型值为 0.65。

$$K_s = \frac{D_{in}}{D_{out}} \tag{7}$$

#### 3.1 定子裂比与气隙磁密的关系

一般的，因机械结构或应用场合限定，定子铁心的外圆直径  $D_{out}$  为定值。当气隙长度设定后，随着定子裂比的增大，转子的外圆也增大，磁钢就有增加长度的空间，相当于增加了磁能，使得气隙磁密随着定子裂比的增大而增大，如图 12 中仿真结果所示。

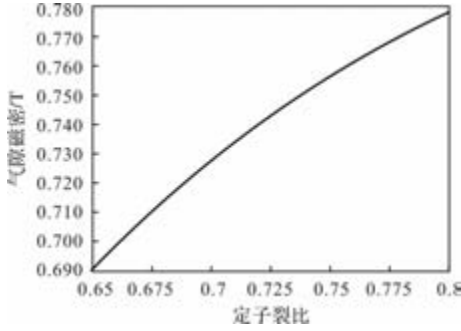


图 12 定子裂比与气隙磁密的关系

### 3.2 定子裂比与气隙磁通的关系

气隙磁通是电能转化为机械能的媒介，直接影响到电机的性能参数。在合理设计范围内，气隙磁通越大，相同的电机电流产生的转矩越大，利于提高电机转矩密度。

根据电机磁场理论：

$$\Phi_s = B_r S_r \quad (8)$$

$$S_r = 3.14 * D_r L_r \quad (9)$$

式中， $\Phi_s$ 为气隙磁通； $B_r$ 为气隙磁密； $S_r$ 为气隙带面积； $D_r$ 为气隙带直径； $L_r$ 为有效气隙带长度。

如果定子裂比增大，则气隙带直径  $D_r$  增大，因此气隙带面积  $S_r$  也随着增大。综上所述，气隙磁密、气隙带面积均随着定子裂比的增大而增大，所以气隙磁通  $\Phi_s$  显著增加，如图 13 所示，有助于提高转矩输出。

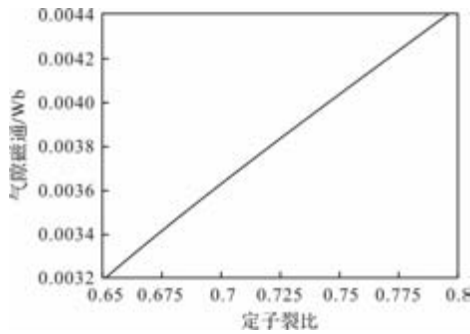


图 13 定子裂比与气隙磁通的关系

### 3.3 定子裂比与电流密度、铜线重量的关系

在性能方面，尽管定子裂比增大有助于增加气隙磁通，但也会带来绕组槽型变小的弊端。即假设电机所设计的反电势不变，同样转矩下所需要的电流不变，随着定子裂比增大，因绕组槽型变小，则所需的铜线线径会变小，依据式(10)可知电流密度会随之变大，如图 14 中所示。将会直接影响到电机性能<sup>[10]</sup>，电机效率会随之减小，温升会随之增大。

$$J = \frac{I}{S_{Cu}} = \frac{I}{3.14 * R_{Cu}^2} \quad (10)$$

式中， $J$ 为电流密度， $I$ 为额定电流， $S_{Cu}$ 为铜导线截面积， $R_{Cu}$ 为铜导线半径。

在材料成本方面，对于无稀土永磁电机，铜导线的材料成本占比最大。为应对铜价上涨带来的成本压力，理应合理减小铜线重量的占比。根据仿真设计的参数计算，如图 14 所示，随着定子裂比的增大，铜线的重量也随之变小，即材料成本随之降低。

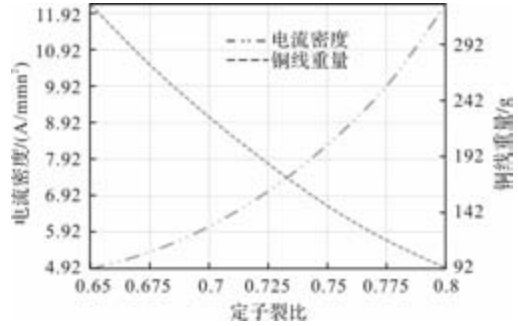


图 14 定子裂比与电流密度、铜线重量的关系

通过仿真分析气隙磁密、气隙磁通、电流密度和铜线重量与定子裂比的关系，以性能和成本为目标进行优化构建了一个兼容性能和成本电机平台。根据电流密度和铜线重量的仿真计算结果，本案例的合理定子裂比为 0.73，电流密度为 7.05 A/mm<sup>2</sup>，在同类产品的电流密度要求范围内，满足设计目标要求。

## 4 样机实验验证

电磁仿真设计的主要参数如表 2 中所示，并依据参数制作样机进行测试验证。如图 15 所示，1000 r/min 下电机反电势的实际测试幅值为 172 V，电磁仿真的幅值为 176 V，反电势的测试结果与仿真结果相差 2.9%，认为结果一致。说明仿真模型精度满足要求，仿真结果可靠。

表 2 电机主要参数

参数	参数值	参数	参数值
定子外径/mm	120	转子外径/mm	86.6
定子内径/mm	87.6	气隙长度/mm	0.5
定子裂比	0.73	铁心牌号	50AW470
铁心厚度/mm	18.5	磁钢牌号	FB9N

所制作的样机通过 MAGTROL 测功机来测试电机效率，测试结果如图 16 所示，在额定转速为 1280 r/min 和额定转矩为 3.5 Nm 的条件下，实际测试所

得的电机效率为 87.63%，比对标的电机的效率高 10.05%。而且设计的电机的重量为 2.612 Kg，如图 17 中左下方所示，比对标的电机轻 0.435 Kg，材料用量减少 16.65%，因此成本更低。

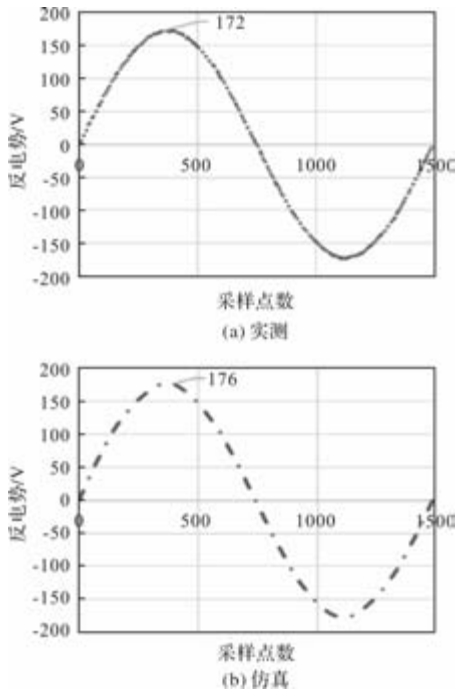


图 15 电机反电势波形

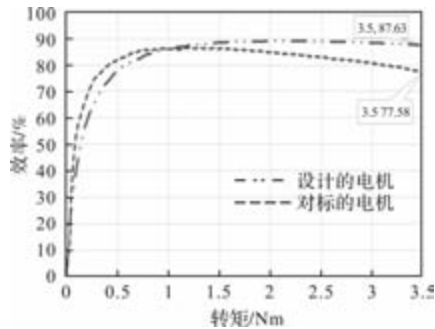


图 16 电机效率曲线图

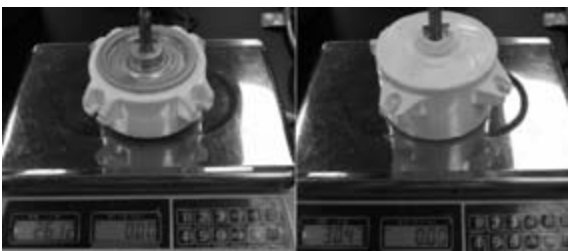


图 17 电机重量测试

## 5 结 语

高气隙磁密永磁电机基于切向磁场电机的聚磁效应，提出了多极数近极槽配合、永磁体形状、隔磁桥断开、定子裂比等技术优化方法，并通过电磁场仿真说明了上述技术对平均径向气隙磁密的影响度。通过制作样机并实际测试，验证该电机的反电势和电机效率与电磁仿真结果一致，证明文中分析的结论正确，对设计高气隙磁密电机以达到小型化、高效化的方案选择有重要的参考价值。

## 参考文献

- [1] M Onsal, B Cumhuri, Y Demir, et al. Rotor Design Optimization of a New Flux-Assisted Consequent Pole Spoke-Type Permanent Magnet Torque Motor for Low-Speed Applications [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2018, 54 (11): 8206005.
- [2] 莫为, 李吉, 李涛, 等. 切向充磁永磁轮毂电机设计及对比分析 [J]. 微电机, 2025, 58(3): 27-31.
- [3] 王睿旋, 陈丽香, 等. 潜油永磁电动机多目标优化研究 [J]. 微电机, 2025, 58(4): 27-31.
- [4] 司萌, 杨向宇, 赵世伟, 等. 采用拼接式转子的内置永磁同步电动机的优化设计 [J]. 电机与控制学报, 2017, 21(8): 62-71.
- [5] 唐任远, 等. 现代永磁电机理论与设计 [M]. 北京: 机械工业出版社, 1997: 274-276.
- [6] 谭建成, 等. 永磁无刷直流电机技术 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2011: 220-224.
- [7] 陈世坤, 等. 电机设计 [M]. 北京: 机械工业出版社, 1990: 10-12.
- [8] 王秀和, 等. 永磁电机 [M]. 北京: 中国电力出版社, 2007: 82-83.
- [9] 张文甫, 张学义, 扈建龙, 等. 切向磁场永磁发电机结构参数对漏磁通的影响分析 [J]. 微电机, 2013, 46 (4): 24-25.
- [10] 李全武, 窦满峰, 等. 考虑发热限制的双余度无刷直流电机定子裂比优化方法 [J]. 电工技术学报, 2015, 30(22): 22-23.

# 基于过采样运算的永磁同步电机模型预测电流控制算法研究

史夏明<sup>1</sup>, 史可燃<sup>2</sup>

(1. 浙江三禾智能科技有限公司, 浙江 嵊州 312400; 2. 华中科技大学 人工智能与自动化学院, 武汉 430074)

**摘要:** 针对传统永磁同步电机电流环控制算法动态响应不足的问题, 提出了一种基于过采样运算的模型预测电流控制算法。该算法使用过采样得到的多组电流信息对预测模型进行反馈校正, 并利用过采样方法计算开关周期内电流平均值, 实现了对电流的精确控制和对预测误差的快速校正。仿真和实验结果表明, 该算法在稳态和动态条件下均表现出优越的电流跟踪性能, 显著提升了电流环的动态响应和抗干扰能力。

**关键词:** 永磁同步电机; 模型预测电流控制; 过采样

中图分类号: TM351; TM341; TP273 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2026)03-0020-08

## Oversampling-based Model Predictive Control Strategy for Current Regulation in Permanent Magnet Synchronous Motors

SHI Xiaming<sup>1</sup>, SHI Keran<sup>2</sup>

(1. Zhejiang Sanhe Technology Co., LTD., Shengzhou Zhejiang 312400, China;

2. School of Artificial Intelligence and Automation, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China)

**Abstract:** To address the issue of insufficient dynamic response in traditional control algorithms for the current loop of permanent magnet synchronous motors, a model predictive current control algorithm based on oversampling was proposed. The algorithm utilized multiple sets of current information obtained through oversampling to perform feedback correction on the predictive model and calculated the average current within a switching cycle using the oversampling method, thereby achieving precise current control and rapid correction of prediction errors. Simulation and experimental results demonstrated that the algorithm exhibited superior current tracking performance under both steady-state and dynamic conditions, significantly improving the dynamic response and disturbance rejection capability of the current loop. The findings indicate that the proposed oversampling-based model predictive control strategy effectively enhances the overall performance of motor drive systems.

**Key words:** permanent magnet synchronous motor; model predictive control; oversampling

## 0 引言

永磁同步电机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 因其高效率、高功率密度和良好的动态性能, 广泛应用于工业自动化、电动汽车、风力发电等领域。电流环作为永磁同步电机控制系统中最内层的控制环节, 其性能直接影响电机的动态响应、稳态精度和抗干扰能力<sup>[1]</sup>。

目前市面上大多数永磁同步电机驱动器采用传统比例-积分 (PI) 方法对电流进行闭环控制。尽管 PI 控制器结构简单、易于实现因此被广泛应用, 但其固有的依赖误差驱动的调节机制以及积分环节引入的相位滞后, 限制了系统的动态性能<sup>[2]</sup>。尤其在面对快速变化的负载时, 系统的响应速度和抗干扰能

力往往难以满足需求。模型预测控制 (MPC) 作为一种先进的控制策略, 逐渐在电机控制领域展现出其独特的优势。与传统 PI 控制不同, MPC 基于系统的数学模型, 通过在线优化一段时间内的控制输入序列, 能够提前预测系统的状态变化并采取相应的控制措施。这种“前瞻性”的控制方法能够显著减少系统的滞后性, 从而提高系统的动态响应速度<sup>[3]</sup>。然而, 模型测电流控制 (MPCC) 算法中预测电流的精度取决于当前周期电流采样值以及系统模型。传统 MPCC 算法采用单点电流采样策略, 由于 SVPWM 的调制特性以及 ADC 存在的随机量化误差, 单点电流采样值并不等于控制周期实际电流平均值, 除此之外, 在电机运行中, 其物理参数如定子电阻, 定子电感, 磁链等均会发生变化, 从而也会影响预测电

收稿日期: 2025-08-11

作者简介: 史夏明 (1966), 男, 本科, 高级工程师, 研究方向为纺织设备控制, 永磁同步电机控制。  
史可燃 (1999), 男, 硕士, 研究方向为永磁同步电机控制。

流的精度。由于传统方案采样点数量的限制, 在每个控制周期只能实现一次反馈校正, 这使得模型误差需要在多个控制周期后才能逐渐被校正, 引起电流波动。过采样策略的优势不仅在于能够减少电流采样误差, 还在于其能够捕获一个开关周期内丰富的电流变化信息, 过采样得到的电流信息也可以用于 MPC 的反馈校正<sup>[4]</sup>。因此, 本文将从模型预测控制算法的原理出发, 针对传统 CCS-MPCC 算法因采样精度低而导致预测电流精度不足, 以及反馈校正次数较少, 进而造成预测误差收敛速度慢的问题, 提出一种将过采样策略与 CCS-MPCC 相结合的控制策略, 从而提升电流环的控制性能。最后通过仿真实验分析所提算法的可行性。

## 1 模型预测控制原理

### 1.1 系统模型

系统模型是 MPC 的核心组成部分, 其为系统在未来有限时域内的行为提供了预测能力, 是实现优化控制的基础。假设系统的输入输出轨迹如图 1 所示。在  $k$  时刻, 利用系统模型可分别计算输入  $u$  取轨迹 1 和轨迹 2 时的预测输出, 其结果对应为轨迹 3 和轨迹 4。通过枚举所有可能的输入值, 能够获得与之对应的系统输出轨迹集合, 最后根据设定目标可以选择最优的输入序列<sup>[5]</sup>。

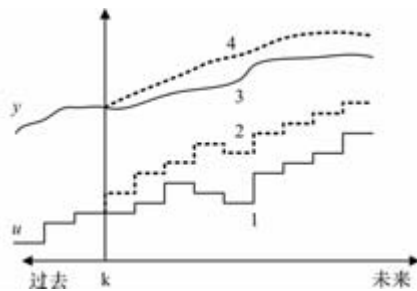


图 1 系统输入输出轨迹

线性系统的离散状态空间方程的一般表示形式为

$$\begin{cases} x_{k+1} = Ax_k + Bu_k \\ y_k = Cx_k + Du_k \end{cases} \quad (1)$$

式中,  $x_k$ ,  $u_k$ ,  $y_k$  分别为系统在  $k$  时刻的状态向量, 输入向量以及输出向量。  $A$ ,  $B$ ,  $C$ ,  $D$  分别为状态转移矩阵, 输入矩阵, 输出矩阵和直接传递矩阵, 通过递推可以计算系统  $k+i$  时刻的状态向量为

$$x_{k+i} = A^i x_k + \sum_{j=0}^{i-1} A^{i-j-1} B u_{k+j} \quad (2)$$

则系统  $k+i$  时刻的预测输出为

$$y_{k+i} = C \left( A^i x_k + \sum_{j=0}^{i-1} A^{i-j-1} B u_{k+j} \right) + D u_{k+i} \quad (3)$$

### 1.2 滚动优化

滚动优化的核心思想是在每个控制时刻通过优化算法求解一段有限时间范围内的最优控制序列, 并利用最优控制序列的第一个值作为系统的实际输入<sup>[6]</sup>。滚动优化过程如图 2 所示。在  $k$  时刻, 轨迹 1 代表系统的期望输出, 轨迹 3 代表优化得到的输入序列, 轨迹 2 为根据输入序列计算得到的系统输出预测值。将轨迹 3 输入序列的第一个值作为当前时刻的控制输入。在  $k+1$  时刻, 根据最新的采样数据重新计算新的优化输入序列 3' 和新的预测输出轨迹 2', 并取 3' 的第一个数值作为  $k+1$  时刻的控制输入。滚动优化使用代价函数来衡量控制系统在未来一段时间内的控制效果好坏。代价函数通常包括控制目标和约束条件, 旨在优化过程中最小化或者最大化该代价, 代价函数的一般形式为

$$J = \sum_{i=0}^{N_p-1} [x(k+i)^T Q x(k+i) + u(k+i)^T R u(k+i)] \quad (4)$$

式中,  $N_p$  为预测步长,  $Q$ 、 $R$  分别为输入和输出项的权重矩阵。

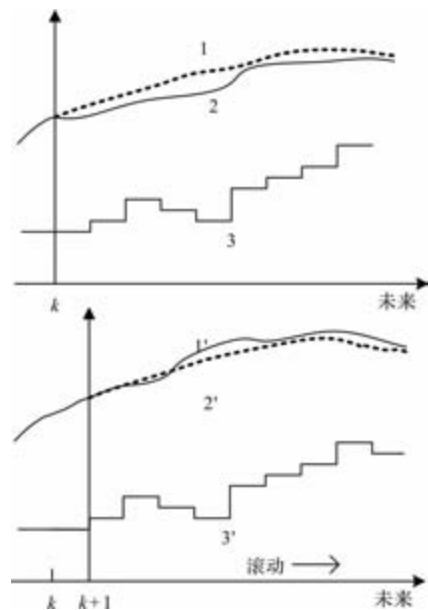


图 2 滚动优化过程

### 1.3 反馈校正

反馈校正将系统预测输出与实际输出进行比较, 将两者之差视为预测误差, 并将该误差作为校正项加入当前模型预测值中, 从而达到修正预测模型的目的。该方法能够有效抑制由于模型不确定性、外

部扰动及噪声等因素所导致的累计误差，确保系统输出始终保持在期望轨迹附近。反馈校正的过程如图 3 所示。系统在  $k$  时刻进行优化计算，得到曲线 1 所示的预测输出轨迹。根据滚动优化原理，取优化输入序列的第一个值  $u(k)$  作为  $k$  时刻的系统输入。在  $k+1$  时刻系统经过采样得到真实的输出  $y(k+1)$  位于图中点 3 处，与预测输出  $y(k+1|k)$  (图中点 2 处) 并非重合。根据预测输出与实际输出之差将原来的预测输出轨迹下移，得到校正后的输出轨迹如图中曲线 4 所示。反馈校正的引入使得 MPC 并不完全依赖于系统的固有数学模型进行预测，而是会根据预测误差对系统模型进行实时调整，增强了系统的鲁棒性<sup>[7]</sup>。

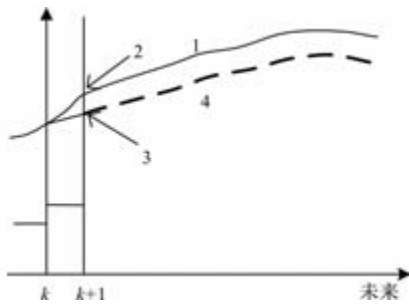


图 3 反馈校正过程

## 2 基于过采样运算的 CCS-MPCC

### 2.1 CCS-MPCC 基本控制方法

相比于有限集模型预测电流控制中离散的控制输入，连续集模型预测电流控制 (CCS-MPCC) 的控制输入可以是连续的<sup>[8]</sup>。CCS-MPCC 进行实时优化计算并自由地选取电压矢量作为控制输入，使用 SVPWM 技术合成目标电压矢量，从而实现对电流的更精确控制。

定义状态变量  $x = [i_d \ i_q]^T$ ,  $y = x = [i_d \ i_q]^T$ ，输入变量定义为  $u = [u_d \ u_q]^T$ 。得到电流预测模型的矩阵形式：

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_d(k+1) \\ i_q(k+1) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_s T_s}{L_s} & \omega_e(k) T_s \\ -\omega_e(k) T_s & 1 - \frac{R_s T_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d(k) \\ u_q(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\psi_f \omega_e(k) T_s / L_s \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5)$$

稳态点时， $\omega_e(k) = \omega_e(k-1)$ ，令矩阵

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

$$B_{cc} = \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L_s} \end{bmatrix}$$

可得：

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_d(k+1) \\ i_q(k+1) \end{bmatrix} &= (A + I) \begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix} - A \begin{bmatrix} i_d(k-1) \\ i_q(k-1) \end{bmatrix} + \\ &B \begin{bmatrix} \Delta u_d(k) \\ \Delta u_q(k) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (6)$$

式中：

$$\begin{cases} \Delta u_d(k) = u_d(k+1) - u_d(k) \\ \Delta u_q(k) = u_q(k+1) - u_q(k) \end{cases}$$

在不考虑系统约束情况下，可以通过递推得出系统在  $k+N_p$  时刻的预测值：

$$\begin{aligned} x(k+N_p|k) &= \sum_{i=1}^{N_p} A_{cc}^i x(k) - \sum_{i=1}^{N_p} A_{cc}^i x(k-1) + \\ &\sum_{i=1}^{N_p-1} (N_p - i) A_{cc}^i B_{cc} \Delta u(k) \end{aligned} \quad (7)$$

可以考虑电流误差以及输入变化率来构造代价函数，其形式为

$$J_{ac} = (x_{ref} - x)^T Q_{cc} (x_{ref} - x) + \Delta u^T R_{cc} \Delta u \quad (8)$$

式中， $x_{ref} = [i_{dref} \ i_{qref} \ \dots \ i_{dref} \ i_{qref}]^T$  为  $d$  轴和  $q$  轴参考电流值， $Q_{cc}$  和  $R_{cc}$  分别为电流误差项和输入变化率项的权重系数矩阵。对代价函数求导，得出控制所需的最优电压变化，即求：

$$\frac{\partial J_{cc}}{\partial \Delta u} = 0 \quad (9)$$

得到：

$$\Delta u(k) = (\Phi^T Q_{cc} \Phi + R_{cc})^{-1} \Phi^T Q_{cc} (X_{ref} - X_0) \quad (10)$$

$$\text{式中, } X_0 = \begin{bmatrix} A_{cc} + I \\ A_{cc}^2 + A_{cc} + I \\ \vdots \\ \sum_{i=0}^{N_p} A_{cc}^i \end{bmatrix} x(k) - \begin{bmatrix} A_{cc} \\ A_{cc}^2 + A_{cc} \\ \vdots \\ \sum_{i=1}^{N_p} A_{cc}^i \end{bmatrix} x(k-1),$$

$$\Phi = \begin{bmatrix} I \\ A_{cc} + 2I \\ \vdots \\ \sum_{i=0}^{N_p-1} (N_p - i) A_{cc}^i \end{bmatrix} B_{cc}$$

最终用于控制输入的电压为

$$u(k+1) = u(k) + \Delta u(k) \quad (11)$$

实际 PMSM 控制中需要对电流和控制电压进行

限制，上述求解过程中没有考虑系统的约束问题，故需施加额外的限幅条件<sup>[9]</sup>，PMSM 系统的约束可以描述为

$$\begin{cases} |i_{d,q}| \leq I_{\max} \\ |u_{d,q}| \leq \frac{U_{dc}}{\sqrt{3}} \end{cases} \quad (12)$$

添加限幅环节后，CCS-MPCC 的系统框图如图 4 所示。

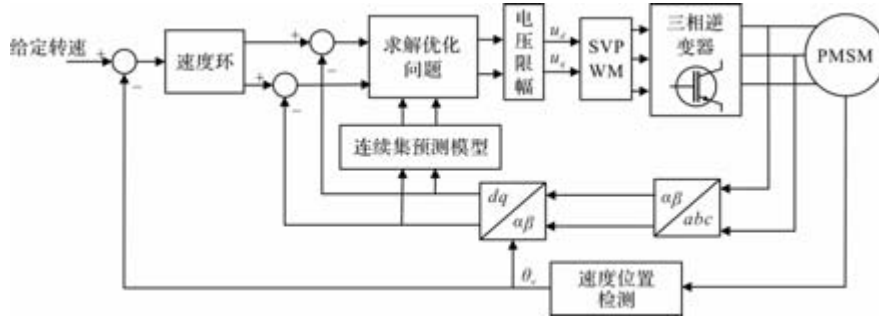


图 4 CCS-MPCC 系统框图

### 2.2 基于过采样运算的 CCS-MPCC

传统的 CCS-MPCC 算法中，控制周期等同于电流采样周期，其时序如图 5 所示。在控制周期开始时刻进行一次电流采样，并以这次采样的电流值作为当前控制周期的电流平均值  $i_{dq}(k)$ ，结合当前控制周期施加的电压  $u_{dq}(k)$  以及式(5)中电流预测模型得到未来  $N_p$  个控制周期的电流预测值。最终根据代价函数求得最优电压控制序列，根据滚动优化原理，将序列中的第一个值作为下一周期的控制电压  $u_{dq}(k+1)$ 。

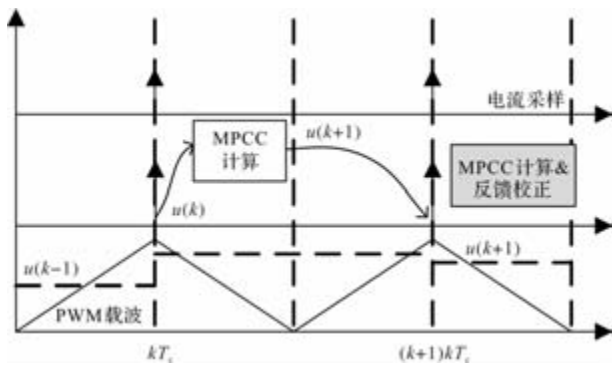


图 5 传统模型预测电流控制时序

然而，在七段式 SVPWM 调制模式下，一个 PWM 周期内电流是存在波动的。如图 6 所示，当电流处于快速动态变化时，使用传统方式采样得到的电流并不等于该控制周期的电流平均值。

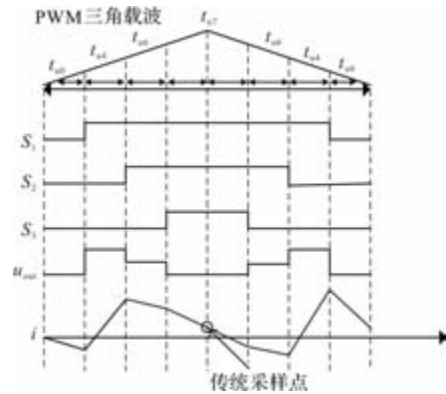


图 6 一个 PWM 周期中电流变化情况

根据式(5)中电流预测模型可知，下一时刻的电流预测值由当前时刻控制电压  $u_{dq}(k)$ 、当前时刻电流  $i_{dq}(k)$  以及系统模型决定，而控制电压由 SVPWM 模块根据伏秒平衡原理调制得到，理论上不存在误差，即  $u_{dq}(k)$  能够准确代表当前控制周期的电压平均值。因此，当采样电流  $i_{dq}'(k)$  与实际平均电流  $i_{dq}(k)$  之间存在误差时，计算得到的预测电流值  $i_{dq}(k+1) \cdots i_{dq}(k+N_p)$  都会存在误差，从而导致优化计算得到的控制电压序列存在误差。除此之外，单一的采样点容易引入 ADC 的随机量化误差，传统策略中每一个控制周期仅执行一次反馈校正，这会使得采样误差对反馈校正的影响被放大，而如果使用过采样策略，则可以很好地减少 ADC 随机误差带来的影响。

针对上述问题, 本文在传统 CCS-MPCC 控制算法基础上, 提出一种基于过采样运算的 CCS-MPCC

算法, 其过采样以及预测电流计算的时序如图 7 所示。

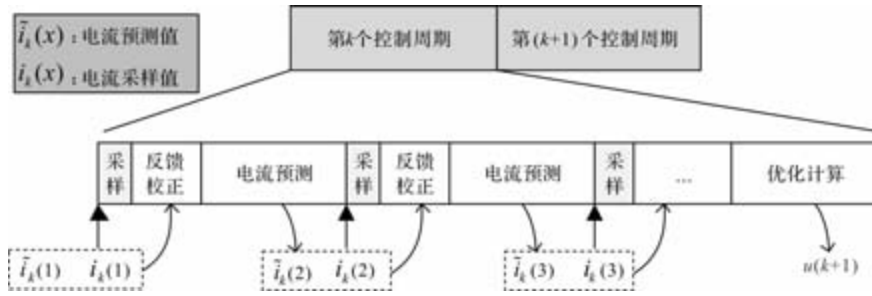


图 7 改进算法采样和计算时序

改进算法中, 一个控制周期包含多个采样周期, 使用过采样策略采集第  $k$  个控制周期中  $N_c$  组动态变化的电流信息  $i_k(n), 1 \leq n \leq N_c$ , 在每一个采样点根据当前采样电流值  $i_k(n)$  与电流预测值  $\tilde{i}_k(n)$  之间的偏差对预测模型进行反馈校正, 并使用校正后的模型预测下一采样时刻的电流  $\tilde{i}_k(n+1)$ 。循环上述采样, 校正, 预测的过程直到本控制周期的最后一个采样点  $N_c$ 。这样的“过采样运算”环节极大地增加了系统反馈校正的频率, 相比于传统方案, 系统模型误差的收敛速度得到加快。在点  $N_c$  处将得到的所有采样数据求平均值, 作为本控制周期的平均电流  $i(k)$ , 并使用校正完成后的电流预测模型优化计算得到控制电压  $u(k+1)$ 。由于电流环 MPC 计算复杂度主要体现在控制电压的优化求解, 而改进算法中仅在最后一个采样点执行控制电压的优化求解, 其他采样点均只进行预测电流和反馈校正项的计算, 因此为前  $N_c - 1$  个采样周期留有较小的计算窗口, 而最后一个用于控制电压优化求解的采样点与下一控制周期开始时刻之间留有充足的时间。其计算中断触发的时刻由控制器计算一个完整 MPCC 流程所需时间决定, 确保定时器的寄存器更新值计算完成与 PWM 占空比更新时刻重合, 从而最大程度上增加实时性。整体的控制时序如图 8 所示。

### 2.3 改进 CCS-MPCC 算法实现

在一个控制周期中, 可以认为电机的电角速度不变, 根据式(5)可以求得第  $n$  个采样时刻的电流预测值:

$$\begin{cases} \tilde{i}_{dk}(n) = i_{dk}(n-1) + \text{corr}_{dk}(n) + \\ T_c \left( \frac{1}{L_s} (u_{dk}(n-1) - R_s i_{dk}(n-1) + \right. \\ \left. \omega_e(k) L_s i_{qk}(n-1) \right) \\ \tilde{i}_{qk}(n) = i_{qk}(n-1) + \text{corr}_{qk}(n) + \\ T_c \left( \frac{1}{L_s} (u_{qk}(n-1) - R_s i_{qk}(n-1) - \right. \\ \left. \omega_e(k) L_s i_{dk}(n-1) - \psi_f \omega_e(k) \right) \end{cases} \quad (13)$$

式中,  $T_c$  为电流预测周期,  $i_{dk}(n-1), i_{qk}(n-1), u_{dk}(n-1), u_{qk}(n-1)$  分别为  $d$  轴和  $q$  轴电流、电压在第  $k$  个控制周期中第  $n-1$  个采样点处的值。 $\tilde{i}_{dk}(n), \tilde{i}_{qk}(n)$  分别为  $d$  轴和  $q$  轴电流的预测值。 $\text{corr}_{dk}(n), \text{corr}_{qk}(n)$  分别为第  $n$  个采样点处  $d$  轴和  $q$  轴电流预测模型的校正项, 其表达式为

$$\begin{cases} \text{corr}_{dk}(n) = \tilde{i}_{dk}(n-1) - i_{dk}(n-1) \\ \text{corr}_{qk}(n) = \tilde{i}_{qk}(n-1) - i_{qk}(n-1) \end{cases} \quad (14)$$

式中,  $\tilde{i}_{dk}(n-1), \tilde{i}_{qk}(n-1)$  分别为  $d$  轴和  $q$  轴电流在第  $k$  个控制周期中第  $n-1$  个采样点处的预测值。

在一个控制周期结束前, 将所有采样得到的电流求平均得到控制周期的平均电流  $i_d(k), i_q(k)$ ,

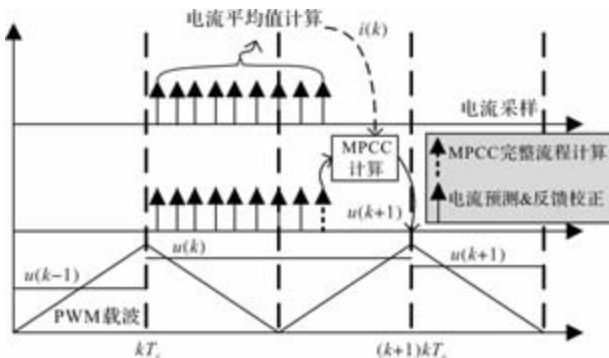


图 8 基于过采样运算的 CCS-MPCC 控制时序

并结合最新的模型, 利用代价函数计算下一个控制周期的控制电压输出。定义  $x = [i_d(k) \quad i_q(k)]^T$ ,  $\Delta u_d(k) = u_d(k+1) - u_d(k)$ ,  $\Delta u_q(k) = u_q(k+1) - u_q(k)$ , 可得未来  $N_p$  步的预测值为

$$\begin{bmatrix} x(k+1|k) \\ x(k+2|k) \\ \dots \\ x(k+N_p|k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{cc} + I \\ A_{cc}^2 + A_{cc} + I \\ \dots \\ \sum_{i=0}^{N_p} A_{cc}^i \end{bmatrix} x(k) - \begin{bmatrix} A_{cc} \\ A_{cc}^2 + A_{cc} \\ \dots \\ \sum_{i=1}^{N_p} A_{cc}^i \end{bmatrix} x(k-1) + \begin{bmatrix} I \\ A_{cc} + 2I \\ \dots \\ \sum_{i=0}^{N_p-1} (N_p - i) A_{cc}^i \end{bmatrix} B_{cc} \Delta u(k) \quad (15)$$

代价函数为

$$J_{ac} = (x_{ref} - x)^T Q_{cc} (x_{ref} - x) + \Delta u^T R_{cc} \Delta u \quad (16)$$

式中,  $x_{ref} = [i_{dref} \quad i_{qref} \quad \dots \quad i_{dref} \quad i_{qref}]^T$  为  $d$  轴和  $q$  轴参考电流值,  $Q_{cc}$  和  $R_{cc}$  分别为电流误差项和输入变化率项的权重系数。对代价函数求导得到:

$$\Delta u(k) = (\Phi^T Q_{cc} \Phi + R_{ac})^{-1} \Phi^T Q_{cc} (X_{ref} - X_0) \quad (17)$$

$$\text{式中, } X_0 = \begin{bmatrix} A_{cc} + I \\ A_{cc}^2 + A_{cc} + I \\ \vdots \\ \sum_{i=0}^{N_p} A_{cc}^i \end{bmatrix} x(k) - \begin{bmatrix} A_{cc} \\ A_{cc}^2 + A_{cc} \\ \vdots \\ \sum_{i=1}^{N_p} A_{cc}^i \end{bmatrix} x(k-1),$$

$$\Phi = \begin{bmatrix} I \\ A_{cc} + 2I \\ \vdots \\ \sum_{i=0}^{N_p-1} (N_p - i) A_{cc}^i \end{bmatrix} B_{cc} \circ$$

计算得到控制电压为

$$u(k+1) = u(k) + \Delta u(k) \quad (18)$$

最后经过限幅环节, 控制电压施加于系统, 至此实现了一个完整的控制周期。基于过采样运算的 CCS-MPCC 算法流程如图 9 所示。

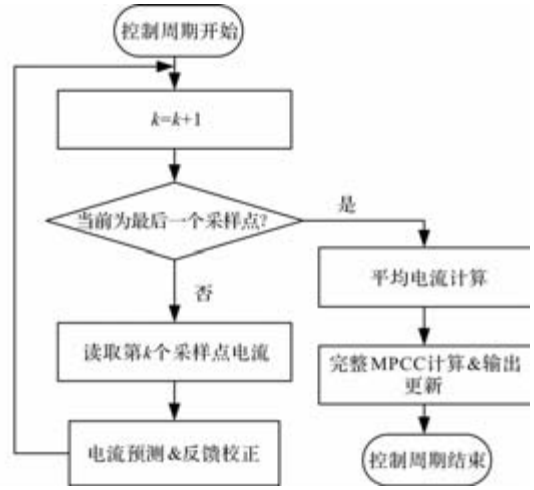


图 9 基于过采样运算的 CCS-MPCC 算法流程图

改进方法可以很好地利用过采样策略降低传统方案单点采样中 ADC 量化误差对电流预测精度的影响, 并可以在电流快速变化的情况下仍然获取准确的电流平均值, 从而提升电流的控制精度和跟踪能力。传统 PI 型电流控制器依赖于给定电流与反馈电流之间的误差进行调节, 并逐步逼近给定目标, 如果使用上述对过采样电流求平均的方法计算反馈电流, 则会引入时滞。而 MPC 利用模型预测下一控制周期的电流, 直接优化求解控制电压, 不依赖于滞后的反馈信号。在忽略模型误差的情况下, 只要确保当前周期电流准确, 则其预测以及优化计算的结果也会准确, 因此使用过采样电流求平均的方法对于 MPC 控制而言不会引入额外的时滞。

### 3 仿真与实验结果分析

本文提出的电流环控制策略利用 Matlab/Simulink 搭建的 PMSM 双闭环控制仿真模型加以实现。其中, 用到的电机参数如表 1 所示。

表 1 实验电机参数

参数	参数值
定子相电阻 $R_s / \Omega$	1.84
电感 $L_s / \text{mH}$	4.9
永磁磁链 $\psi_f / \text{Wb}$	0.0937
极对数 $p_n$	4
转动惯量 $J / \text{kg} \cdot \text{m}^2$	0.00106
额定转速 $n / (\text{r}/\text{min})$	2500
额定转矩 $T / \text{Nm}$	5

为了验证本文所提方法对电流环动态响应提升

的效果，将本方案与传统模型预测电流控制以及 PI 控制策略的实验结果进行对比，通过实验数据绘制波形，实验平台如图 10 所示。

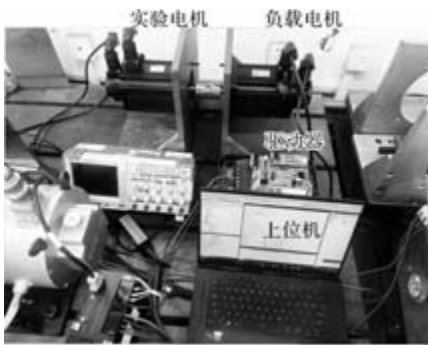


图 10 实验平台示意图

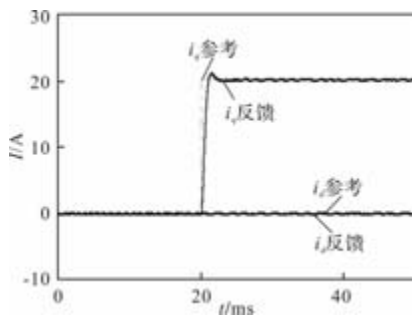


图 11 改进 MPC 算法电流阶跃响应波形

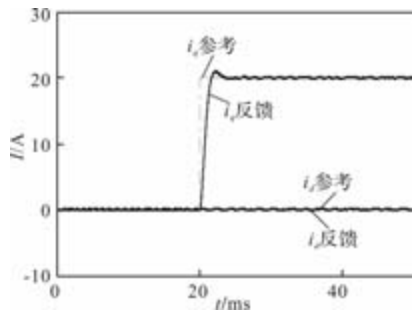


图 12 传统 MPC 算法电流阶跃响应波形

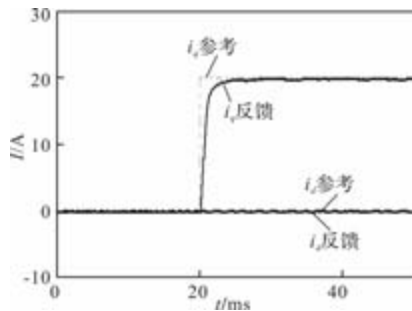


图 13 PI 算法电流阶跃响应波形

由实验波形可知，采用改进 MPC 控制算法， $q$  轴电流阶跃响应上升时间为 0.82 ms，使用传统的 MPC 控制算法， $q$  轴电流阶跃响应上升时间为 1.06 ms，使用 PI 控制算法， $q$  轴电流阶跃响应上升时

间为 1.2 ms。由此可知，模型预测电流控制算法相比于传统 PI 控制算法具有更高的动态响应性能，而本文提出的改进模型预测电流控制算法减少了暂态过程中的误差积累，提升了电流跟踪精度，因此具有更好的动态响应。

为了验证本文所提改进算法的稳态电流控制性能，实验对比了额定负载与转速下三种控制算法的电机相电流稳态波形如图 14 所示。

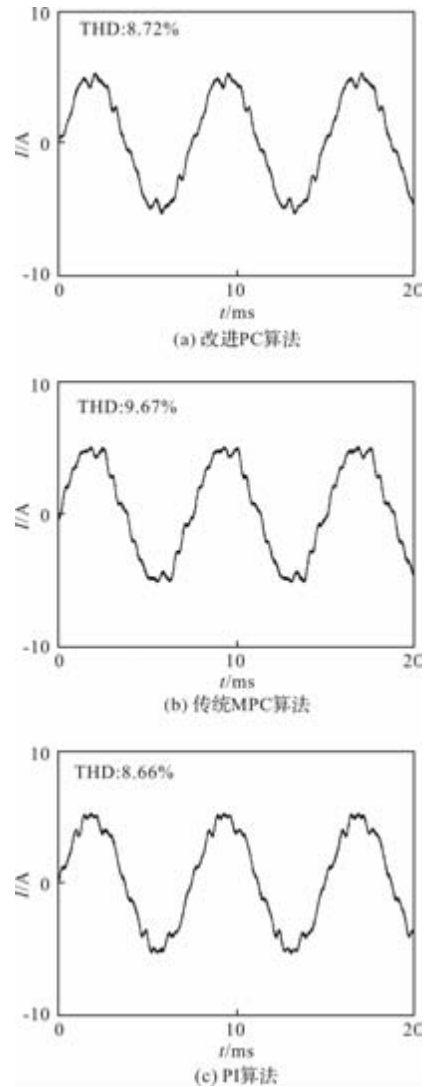


图 14 相电流稳态波形对比

对三组相电流数据进行傅里叶变换分析，得到对应的电流谐波含量 (THD) 分别为 8.72%，9.67%，8.66%。从实验数据分析可知，传统 MPC 控制算法电机相电流谐波含量较大，稳态性能较差，PI 控制算法电机相电流谐波含量较小，稳态性能较好。而本文所提的改进 MPC 控制算法，其电机相电流谐波含量与 PI 控制算法接近，稳态性能相较于传统 MPC 控制算法得到了提升。

## 4 结 语

本文以永磁同步电机模型预测电流控制算法为基础, 结合过采样策略, 从提升电流预测精度以及加速模型误差收敛的角度出发, 设计了一种基于过采样运算的 CCS-MPCC 算法。从理论上分析了改进算法在提升电流预测精度以及提升反馈校正效果的作用。进一步通过电机稳态性能和动态性能的实验, 验证了理论分析的准确性, 最终得出改进算法相比于传统算法具有更优良的动态、稳态性能以及更好的鲁棒性的结论。

## 参考文献

- [1] 郑再平, 吴红星, 王璐, 等. 永磁同步电机伺服系统速度环控制技术[J]. 微电机, 2017, 50(01): 91-96.
- [2] 甘醇, 曲荣海, 石昊晨, 等. 宽调速永磁同步电机全域高效运行控制策略综述[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(07): 2496-2512.
- [3] 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(09): 8-14.
- [4] 刘轶. 基于扩展卡尔曼滤波的过采样电流奇异点抑制策略[J]. 微电机, 2024, 57(5): 33-38.
- [5] 杨茂林. 基于模型预测的协作机器人关节电机控制[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2021.
- [6] 涂志文, 蒋成明, 涂群章, 等. 电动车用永磁同步电机无传感器控制技术综述[J]. 微电机, 2022, 55(06): 99-105.
- [7] 杨帆. 永磁同步电机系统预测电流控制策略研究[D]. 沈阳: 沈阳工业大学, 2024.
- [8] C Xue, L Ding, Y Li. CCS-MPC with long predictive horizon for grid-connected current source converter[C]. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2020: 4988-4993.
- [9] Y Zuo, X Zhang, C Lai, et al. Correction of Current Measurement Scaling and Offset Errors for Permanent Magnet Synchronous Machine Drives[C]. International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), 2023: 283-288.
- [7] De Almeida A T, Ferreira F J T E, Baoming G. Beyond Induction Motors-Technology Trends to Move Up Efficiency[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(3): 2103-2114.
- [8] 贺天凤. 高速永磁辅助式同步磁阻电机分析与设计[D]. 杭州: 浙江大学, 2024.
- [9] Kostko J K. Polyphase reaction synchronous motors[J]. American Institute of Electrical Engineers, 1923, 42(11): 1162-1168.
- [10] 曹恒佩, 艾萌萌, 王延波. 永磁辅助同步磁阻电机研究现状及发展趋势[J]. 电工技术学报, 2022, 37(18): 4575-4592.
- [11] Ferrari M, Bianchi N, Fornasiero E. Analysis of rotor saturation in synchronous reluctance and PM-assisted reluctance motors[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2015, 51(1): 169-177.
- [12] 蔡顺. 同步磁阻电机性能分析与结构优化[D]. 杭州: 浙江大学, 2017.
- [13] N Bianchi, S Bolognani, D Bon, et al. Torque Harmonic Compensation in a Synchronous Reluctance Motor[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2008, 23(2): 466-473.
- [14] 杨纪检. 永磁辅助型同步磁阻电机的设计研究[D]. 北京: 中国矿业大学, 2023.
- [15] Sun Y, Lin Y, Cai S, et al. Active saturation method for rotor magnetic bridges in synchronous reluctance machines[C]. 21st International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). IEEE, 2018: 21-26.
- [16] Obata M, Morimoto S, Sanada M, et al. Performance of PMASynRM with ferrite magnets for EV/HEV applications considering productivity[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(4): 2427-2435.
- [17] 冯魏, 郭凯凯. 低转矩脉动永磁辅助同步磁阻电机转子结构优化设计[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(09): 70-79.

(上接第 8 页)

# 基于 SAPSO 的永磁同步飞轮电机充放电控制研究

丁 翀<sup>1</sup>, 柯东鹤<sup>1</sup>, 闫 琪<sup>2</sup>, 苏 森<sup>3</sup>, 彭 龙<sup>3</sup>

(1. 广州恒运储能科技有限公司, 广州 510000; 2. 中国能源建设集团广东省电力设计研究院有限公司, 广州 510000; 3. 华驰动能(北京)科技有限公司, 北京 101111)

**摘要:** 随着飞轮储能系统普及应用, 基于永磁同步的飞轮电机控制技术受到了更广泛关注。为提高飞轮电机充放电控制的准确性和稳定性, 本文提出了一种模拟退火粒子群(SAPSO)算法优化 PID 的电机充放电控制方法。首先, 采用模拟退火算法对粒子群算法进行改进, 提高算法的收敛速度; 然后, 基于模拟退火粒子群算法优化 PID 控制技术, 进一步提高飞轮电机转速控制的准确性和稳定性。最后, 通过仿真实验平台, 验证本文所提方法具有更快的响应速度和更强的抗干扰能力, 转速稳定性效果更好。本文方法对飞轮储能系统充放电控制提供了理论和应用的指导。

**关键词:** 模拟退火优化粒子群算法; 飞轮储能系统; 永磁同步飞轮电机; 充放电控制; PID 控制

**中图分类号:** TM351; TM341; TP391.9 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-6848(2026)03-0028-05

## A Charging and Discharging Control Method for Permanent Magnet Synchronous Flywheel Motors Based on the SAPSO Algorithm

DING Chong<sup>1</sup>, KE Donghe<sup>1</sup>, YAN Qi<sup>2</sup>, SU Seng<sup>3</sup>, PENG Long<sup>3</sup>

(1. Guangzhou Hengyun Energy Storage Technology Co., LTD., Guangzhou 510000, China;

2. China Energy Engineering Group Guangdong Electric Power Design Institute Co., LTD., Guangzhou 510000, China;

3. Huachi Kinetic Energy(Beijing) Technology Co., LTD., Beijing 101111, China)

**Abstract:** Flywheel energy storage system (FESS) has also made rapid progress. The control technology of Permanent Magnet Synchronous Flywheel Motors (PMSFM) has received greater attention. In order to achieve the goal of improving the accuracy and stability of PMSFM, the manuscript proposed a method for optimizing the PID of the motor Charging-Discharging Control (CDC) using Simulated Annealing Particle Swarm Optimization (SAPSO). The SAPSO method was established, and the PID parameters were optimized based on the SAPSO algorithm, enabling rapid and accurate tracking of the rotational speed of PMSFM. Based on the simulation experiment platform, it shows that the method proposed in the manuscript has a faster convergence speed and better speed control effect. This method provides engineering application experience for PMSFM's CDC of the FESS.

**Key words:** Simulated Annealing Particle Swarm Optimization (SAPSO) algorithm; FESS; PMSFM; CDC; PID control

## 0 引言

随着国家“双碳”战略的深入推进, 飞轮储能系统在新能源调频和惯量响应领域得到了广泛应用<sup>[1-3]</sup>。飞轮电机普遍采用永磁同步电机(PMSM), 存在启动性能差、非线性、强耦合等问题, 对其运行过程的精准控制带来了难度。传统的 PID 控制方法由于自身的特点难以实现 PMSM 的优良过程控制。研究者们对 PID 算法进行了改进, 例如采用滑模算法、模糊控制等方法优化 PID<sup>[4]</sup>。

随着人工智能的不断发展, 采用智能算法改进 PID 参数, 成为了一个重要的研究方向<sup>[5-7]</sup>, 包括粒子群算法等。李文萱<sup>[8]</sup>、梁策<sup>[9]</sup>利用粒子群算法优化 PID 控制器, 缩短转速的响应时间, 提高永磁同步飞轮电机转速的控制精度。蒋鸣东<sup>[10]</sup>、宋海辉<sup>[11]</sup>采用 PSO 优化 PID 控制器参数实现电机的速度控制, 具有抗干扰性与鲁棒性好的优点。张帅<sup>[12]</sup>、孟宏杰<sup>[13]</sup>在引入粒子群算法的基础上, 利用模糊控制方法对 PID 的参数进行优化调节, 实现了永磁同步飞轮电机系统的精确控制, 减小了系统的稳态误

收稿日期: 2025-10-13

基金项目: 国家自然科学基金(62461160259)

作者简介: 丁 翀(1982), 学士, 中级工程师, 研究方向为新型储能系统应用实施。

通讯作者: 苏 森(1989), 硕士, 高级工程师, 研究方向为控制工程。

差。续夏光<sup>[14]</sup>通过混合粒子群算法和引力算法优化直流电机 PID 控制器参数, 确保系统具有更好的响应速度和稳定性。

PSO 算法虽然取得了较好的控制精度和系统稳定性, 但是容易陷入局部最优。由于模拟退火具有扩大搜索范围的优势, 研究者们引入模拟退火算法(SA)<sup>[15]</sup>对 PSO 进行了改进优化。刘哲源<sup>[16]</sup>、张聪<sup>[17]</sup>使用模拟退火优化粒子群算法, 引入 Metropolis 准则, 构造了每个粒子的位置矢量退火算法适应度函数, 扩大搜索范围, 避免粒子陷入局部最优, 收敛能力有显著提升。

综上所述, 为解决 PSO 算法后期陷入局部最优, 提高永磁同步飞轮电机 PID 控制的准确性和稳定性, 本文提出了改进粒子群优化 PID 的电机控制方法。首先, 采用 SA 算法对 PSO 算法进行改进, 提高 PSO 算法的收敛速度; 然后, 基于模拟退火粒子群算法优化 PID 控制方法, 进一步提高飞轮电机控制的准确性和稳定性。最后, 通过仿真实验平台验证所提方法的响应快速性和转速控制稳定性。

## 1 永磁同步飞轮电机的数学模型

### 1.1 飞轮电机的数学模型

飞轮电机采用永磁同步电机。永磁同步飞轮电机具有非线性、强耦合的特点<sup>[18-21]</sup>, 两相同步旋转坐标系中数学模型如下:

永磁同步飞轮电机的电压方程如:

$$u_d = R_s i_d - w_s L_q i_q + L_q \frac{di_d}{dt} \quad (1)$$

$$u_q = R_s i_q + w_s (L_d i_d + \psi_f) + L_q \frac{di_q}{dt} \quad (2)$$

永磁同步飞轮电机的电磁转矩方程如:

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

永磁同步飞轮电机的机械方程如:

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

永磁同步飞轮电机的机械功率方程如:

$$P_m = J \frac{T_e n}{9.55} \quad (5)$$

式(1~5)中, 参数定义如表 1 所示。

表 1 永磁同步飞轮电机数学模型参数

飞轮电机参数	坐标系	意义
$u_d$	$d$ 轴	电压
$u_q$	$q$ 轴	
$i_d$	$d$ 轴	电流
$i_q$	$q$ 轴	
$L_d$	$d$ 轴	电感
$L_q$	$q$ 轴	
$R_s$	/	定子电阻
$p$	/	电机的极对数
$J$	/	转动惯量
$D$	/	摩擦系数
$\psi_f$	/	永磁体磁链
$T_L$	/	负载转矩
$\omega_s$	/	同步角速度
$\omega_m$	/	机械角速度
$n$	/	转速

### 1.2 模拟退火(SA)优化粒子群(PSO)算法原理

PSO 改进的方向主要由惯性权重、学习因子、速度和位移更新以及多种群优化方法, 模拟退火优化粒子群算法, 是目前应用效果比较好的方法之一, 本文采用 SA 优化 PSO 的方法, 进一步优化 PID 算法, 提高永磁同步飞轮电机控制的准确性。改进的流程图如图 1 所示。

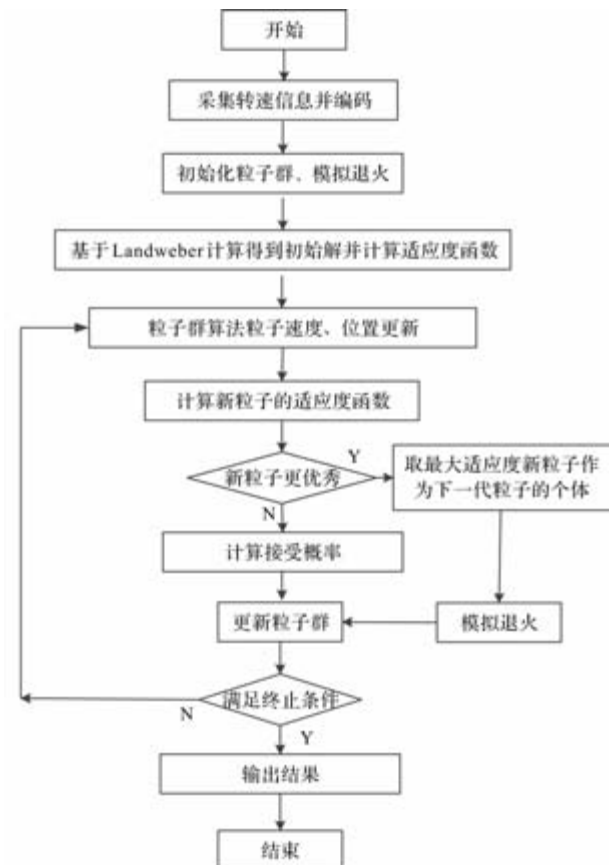


图 1 SAPSO 算法流程图

## 2 基于 SAPSO 的飞轮电机的充放电控制

### 2.1 传统的飞轮电机机侧充放电控制

永磁同步飞轮电机机侧充电过程为飞轮电机转速升高下降的过程，在飞轮储能系统充放电时，传统的方法基于 PI 控制技术，采用矢量控制策略。其中，电机侧变流器内环设计为电流参数，外环设计为转速参数如：

$$\begin{aligned}
 i_d^* &= 0 \\
 i_q^* &= (K_{p\omega} + \frac{K_{i\omega}}{s})(\omega_m^* - \omega_m) \\
 u_d^* &= (K_{pd} + \frac{K_{id}}{s})(i_d^* - i_d) - \omega_s L_q i_q^* \\
 u_q^* &= (K_{pq} + \frac{K_{iq}}{s})(i_q^* - i_q) + \omega_s (L_d i_d^* + \psi_f)
 \end{aligned} \tag{6}$$

式中，参数定义如表 2 所示。

表 2 永磁同步飞轮电机控制模型参数

参数	坐标系	意义
$K_{pd}$	$d$ 轴	电流内环比例系数
$K_{pq}$	$q$ 轴	
$K_{id}$	$d$ 轴	电流内环的积分系数
$K_{iq}$	$q$ 轴	
$u_d^*$	$d$ 轴	变流器输出电压参考值
$u_q^*$	$q$ 轴	
$i_d^*$	$d$ 轴	变流器输出电流参考值
$i_q^*$	$q$ 轴	
$\omega_m^*$	/	机械角速度的参考值
$\omega_m$	/	机械角速度的实际值
$K_{p\omega}$	/	转速外环的比例系数
$K_{i\omega}$	/	转速外环的积分系数
$i_d$	$d$ 轴	飞轮电机定子电流分解直轴分量
$i_q$	$q$ 轴	飞轮电机定子电流分解交轴分量

飞轮储能系统充电控制图，如图 2 所示。

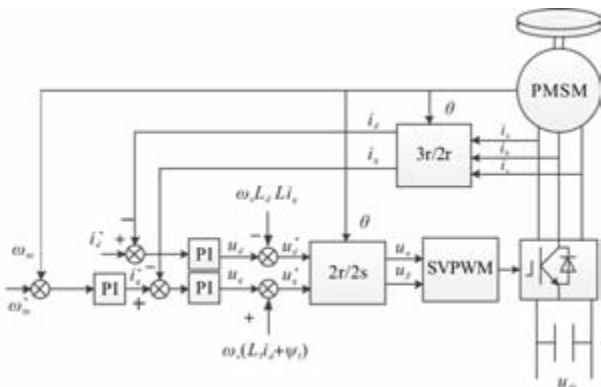


图 2 飞轮电机侧充放电控制框图

### 2.2 改进永磁同步飞轮电机机侧充放电控制

寻优 PID 控制器参数本质上是找到一个关于  $K_{p\omega}$  和  $K_{i\omega}$  的参数组合。以永磁同步飞轮电机转速参数为控制对象，采用模拟退火粒子群算法优化 PID 参数，控制原理图如图 3 所示。

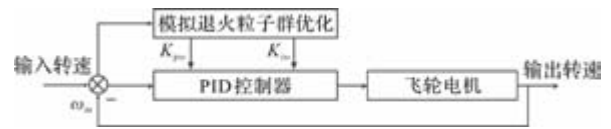


图 3 模拟退火粒子群算法优化 PID 控制框图

由图 3 可知，通过模拟退火粒子群算法优化 PID 参数，实现永磁同步飞轮电机转速的精确控制，充放电控制框图如图 4 所示。

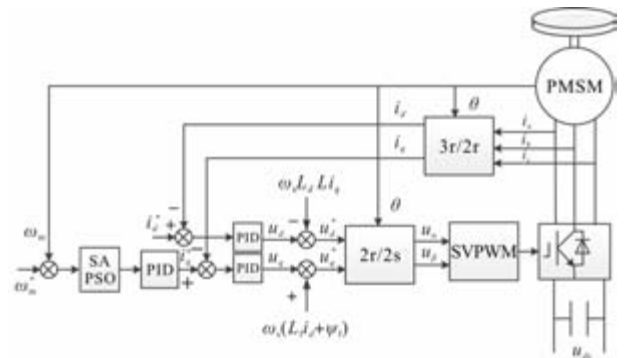


图 4 SAPSO 机侧充放电控制框图

## 3 仿真实验验证

### 3.1 实验平台

本文采用 Matlab2024b 版软件，基于 Simulink 工具箱搭建飞轮储能系统的仿真模型，主要包含飞轮系统电网侧、电机侧及控制模块，如图 5 所示，本文主要研究飞轮系统电机侧的充放电控制，主要的技术参数如表 3 所示。

表 3 飞轮储能系统仿真参数表

参数	参数值
直流母线电压/VDC	700
机侧变流器开关频率/ kHz	10
飞轮电机转速/(r/min)	1200
PWM 调制方式	SVPWM 空间矢量调制

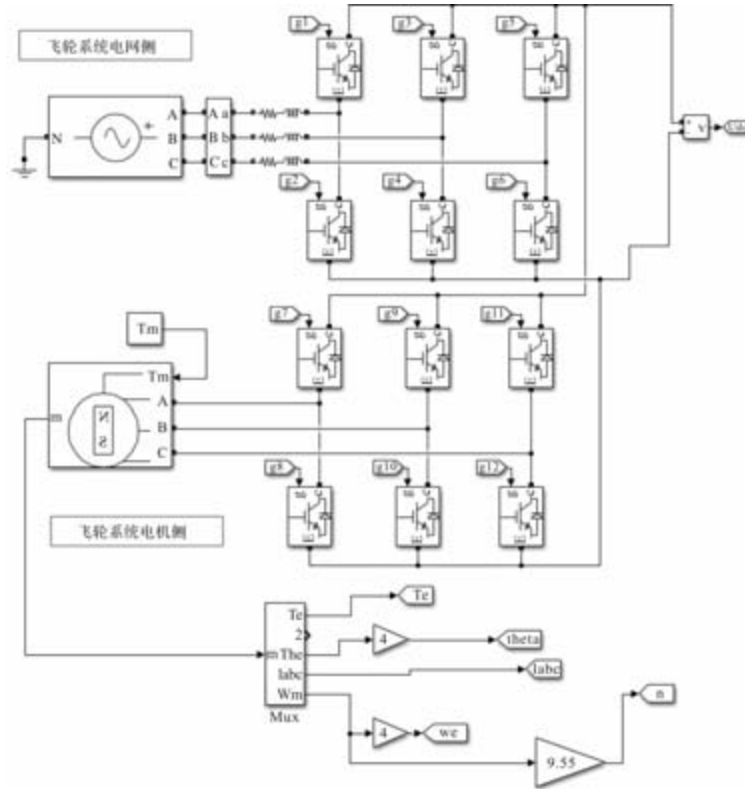


图 5 飞轮储能系统仿真模型

3.2 电机侧充放电仿真控制模型

参数，控制优化外环控制参数转速，改进提高转速控制精度和稳定性。

由图 6 可知，永磁同步飞轮电机机侧充放电控制模型内环控制参数是电流，基于 SAPSO 优化 PID

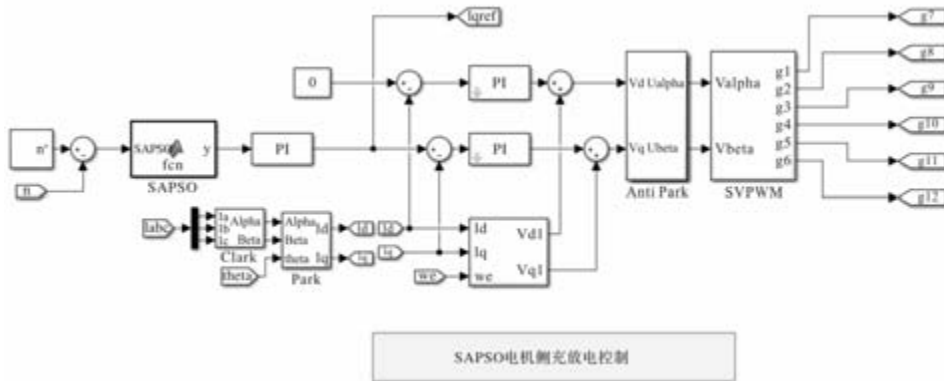


图 6 永磁同步飞轮电机控制模型

3.3 仿真结果分析

基于仿真验证平台，采用收敛度对比、MSE(均方误差)、PID 参数优化对比、转速控制跟踪曲线、电流响应曲线五个指标，开展基于 SAPSO 优化算法的永磁同步飞轮电机充放电控制的验证研究。

收敛性验证对比曲线如图 7 中所示，SAPSO 算法在第四次迭代运算时，完成了适应度计算，具有较好的收敛性。对比 PSO 方法的收敛曲线，SAPSO 算法具有更快的收敛速度。

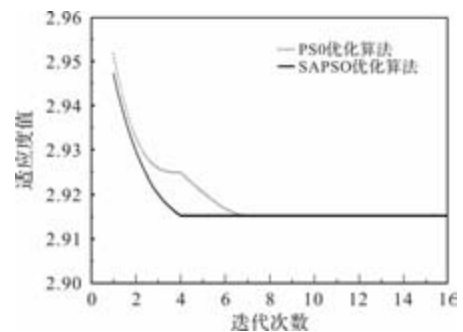


图 7 收敛性曲线分析

同时，对比算法的 MSE，PSO 算法的 MSE 值为 1767.82，SAPSO 算法的 MSE 值为 236.96，本文方法具有更好的效果。

PID 参数优化曲线对比，通过图 8 可知，PSO 算法优化后，PID 参数具有一定的效果，相比于 SAPSO 算法，效果较差一些，SAPSO 算法无论是寻优速度，还是波动的频率及幅值，都具有先进性。

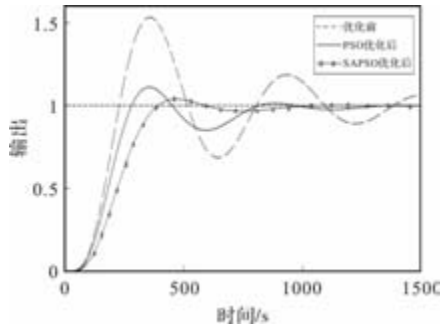


图 8 PID 参数优化对比图

永磁同步飞轮电机转速控制跟踪曲线，如图 9 所示，采用本文 SAPSO 算法在跟踪速度上，0.3 s 内达到要求，转速曲线非常稳定。

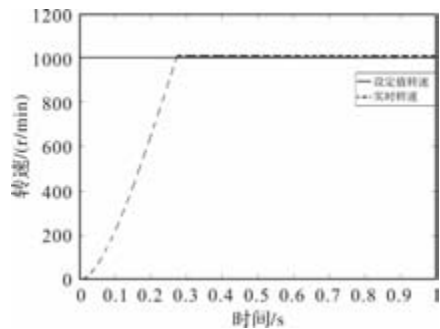


图 9 转速跟踪曲线

永磁同步飞轮电机电流响应的曲线，如图 10 所示，与转速同步，在前期调整后，电流趋于稳定。

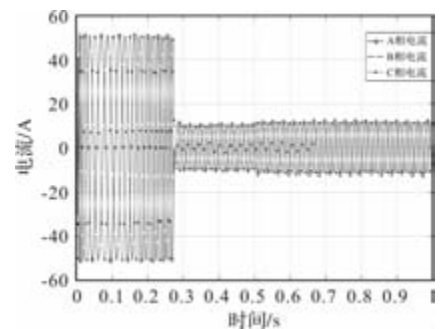


图 10 电流响应曲线

综合对比收敛度、MSE、PID 参数优化特性、转速控制跟踪曲线、电流响应曲线五个指标，可知，本文采用的方法，具有收敛快、响应迅速、转速跟

踪精确，进一步提高了控制的准确性和稳定性，具有先进性。

#### 4 结 语

针对永磁同步飞轮电机，本文提出了一种模拟退火粒子群算法优化 PID 的电机充放电控制方法。基于模拟退火粒子群算法优化 PID 控制方法，在优化算法的收敛速度的基础上，提高飞轮电机转速控制的准确性和稳定性。通过仿真验证了本文所提方法控制的准确性和稳定性。虽然本文做了一些工作，但是还存在一些不足，下一步将开展半实物或者实物的验证工作。

#### 参考文献

- [1] 陈玉龙. 应用于风电场的飞轮储能系统充放电控制研究[D]. 北京: 华北电力大学, 2021.
- [2] Sun Mingxin, Xu Yanliang. Comprehensive Optimization Design of Axial-Flux Permanent Magnet Synchronous Machine for Large-Capacity Flywheel Energy Storage System [C]. IEEE 21st Biennial Conference on Electromagnetic Field Computation (CEFC); IEEE, 2024: 01-02.
- [3] 张小科, 张少锋, 王景钢, 等. 基于改进直接电流模型预测方法的飞轮电机控制[J]. 现代电力, 2025.
- [4] Chen H, Wang X, Benbouzid M et al. Improved Fractional-Order PID Controller of a PMSM-Based Wave Compensation System for Offshore Ship Cranes[J]. Sci. Eng. 2022, 10: 1238.
- [5] 郭佳昆. 基于机器学习的永磁同步电机时间序列预测研究[D]. 桂林: 广西师范大学, 2025.
- [6] 漆星, 郑常宝, 曹文平, 等. 基于机器学习正则化理论的永磁同步电机转矩跟踪型 MTPA 控制方法[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(11): 138-148.
- [7] Wang Hongzhi, Xu Shuo, Hu Huangshui. PID Controller for PMSM Speed Control Based on Improved Quantum Genetic Algorithm Optimization[J]. IEEE Access, 2023, 11: 61091-61102.
- [8] 李文萱. 基于改进 PID 控制的永磁同步电机转速仿真研究[J]. 河北北方学院学报(自然科学版), 2022, (11): 23-27.
- [9] 梁策, 张兵, 朱建阳. 基于 IPSO-BPNN 的电机控制方法研究[J]. 机床与液压, 2025, (07): 81-87.
- [10] 蒋鸣东, 刘岩. 基于粒子群算法的电机控制策略研究[J]. 太原学院学报(自然科学版), 2024(02): 56-60.

(下转第 47 页)

## 引入最佳主动阻尼的 PMSM 速度环性能改善研究

李 彪, 李鲜莉, 王靖宇, 尚俊云

(西安航天精密机电研究所, 西安 710100)

**摘要:** 针对永磁同步电动机(PMSM)速度环 PI 控制存在超调量大、调节时间长以及闭环谐振峰高等问题, 采用在 PI 控制基础上引入主动阻尼的控制策略。利用根轨迹说明了引入主动阻尼项后对系统阻尼的提升; 同时由于主动阻尼项对开环传递函数的重构, 增大了系统相位裕度与谐振模态抑制能力。通过 ITAE 最优准则选取了不同中频宽对应的最佳主动阻尼系数。然后深入分析了引入最佳主动阻尼后, 对系统阶跃响应超调量、调节时间; 开环截止频率、相位裕度; 闭环截止频率、谐振峰; 抗负载扰动能力的影响。分析结果说明了引入最佳主动阻尼可以有效提升速度环性能, 包括: 大幅减小超调量、缩短调节时间、增大相位裕度、降低闭环谐振峰等。分析结果均采用归一化参数, 并以图、表形式呈现, 可以为 PMSM 的速度环设计提供参考。

**关键词:** PMSM; 速度环; 主动阻尼; 超调量; 谐振峰

中图分类号: TM351; TM341; TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)03-0033-07

## Research on Performance Improvement of PMSM Speed Loop With Optimal Active Damping Implementation

LI Biao, LI Xianli, WANG Jingyu, SHANG Junyun

(Xi'an Aerospace Precision Electromechanical Institute, Xi'an 710100, China)

**Abstract:** In view of the problems of large overshoot, long adjustment time, and high closed-loop resonance peak in the speed loop PI control of Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM), a control strategy incorporating active damping into the PI control framework was proposed. Root locus analysis demonstrated the enhancement of system damping through the introduction of active damping term. Additionally, the restructuring of the open-loop transfer function by active damping improved phase margin and resonant mode suppression capability. The optimal active damping coefficients corresponding to different medium-frequency bandwidths were determined using the ITAE optimal criterion. Then, an in-depth analysis was conducted on the impact of introducing the optimal active damping on the system's step response overshoot, adjustment time, open-loop cutoff frequency, phase margin, closed-loop cutoff frequency, resonance peak, and load disturbance resistance. Results indicate that optimal active damping significantly enhances speed loop performance by reducing overshoot, shortening settling time, increasing phase margin, and suppressing resonant peaks. The analytical results, presented with normalized parameters through graphical and tabular formats, provide valuable references for PMSM speed loop design.

**Key words:** PMSM; speed loop; active damping; overshoot; resonant peak

### 0 引言

永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)凭借其高功率密度、高效率等优点, 在航空航天、军用无人装备等领域获得越来越广泛的应用<sup>[1,2]</sup>。作为 PMSM 多环控制架构的关键环节, 速度环的性能直接影响系统响应的快速性、平稳性以及稳定裕度等。虽然近些年各种先进控制算法被提出, 如模糊控制、神经网络控制等<sup>[3,4]</sup>, 但在实际

中 PID 控制器以其结构简单、易于实现、可靠性高等优点仍被广泛采用。对于 PID 控制器参数的整定, 可分为基于规则与基于模型两类<sup>[5,6]</sup>。基于规则的方法采用寻优算法获取较优的结果, 软、硬件资源开销大。基于模型的方法基于系统数学模型计算控制器参数, 计算量小, 适用于嵌入式实时系统。文献[7]采用遗忘因子递推最小二乘法对系统转动惯量进行辨识, 依据速度环开环截止频率和相角裕度计算控制器参数, 并进一步对控制器参数进行优化。

收稿日期: 2025-05-22

作者简介: 李 彪(1983), 男, 博士, 高级工程师, 研究方向为发动机机电传动系统高性能控制技术。

李鲜莉(1989), 女, 硕士, 工程师, 研究方向为军用高可靠性嵌入式软件开发技术。

文献[8]针对航空航天领域工作环境范围宽,采用相位裕度最大方法设计控制器,以提高伺服系统的环境适应性。文献[9]提出了一种具有主动阻尼功能的PI控制器结构,以改善速度环性能。然而速度环PI控制仍存在超调量大、调节时间长、谐振峰高等问题,难以满足航空航天等领域的高性能需求。

本文针对PMSM速度环高性能需求,采用在PI控制基础上引入主动阻尼的控制策略。PI参数采用相位裕度最大方法设计以适应宽工作环境范围。通过ITAE准则选定最佳主动阻尼系数。然后深入分析了引入最佳主动阻尼后对系统阶跃响应动态品质;开环截止频率、相位裕度;闭环截止频率、谐振峰;以及系统抗负载扰动能力的影响,为工程设计与应用提供参考。

### 1 PMSM 速度环 PI 控制

#### 1.1 PMSM 速度环数学模型

一般PMSM速度环内有电流环。PMSM采用磁场定向控制,通过坐标变换理论实现了磁通电流分量( $i_d$ )和转矩电流分量( $i_q$ )的解耦控制。电流环作为内环,一般带宽远高于速度环,在设计速度环时常将电流环等效为时间常数为 $T_i$ 的一阶惯性环节。当电流环采用常用的 $i_d=0$ 控制方式时,PMSM电磁转矩方程与运动方程如:

$$\begin{cases} T_e = 1.5p_0\psi_f i_q = k_T i_q \\ J \frac{d\omega}{dt} + B\omega = T_e - T_L \end{cases} \quad (1)$$

式中, $T_e$ 为电磁转矩(Nm); $p_0$ 为电机极对数; $\psi_f$ 为永磁体磁链(Wb); $k_T$ 为转矩系数(Nm/A); $i_q$ 为电机 $q$ 轴电流(A); $J$ 为总转动惯量( $\text{kg} \cdot \text{m}^2$ ); $\omega$ 为电机机械角速度(rad/s); $T_L$ 为负载转矩(Nm); $B$ 为黏滞系数( $\text{Nm}/(\text{rad}/\text{s})$ ),一般很小予以忽略。

PMSM速度环PI控制框图如图1所示,式中 $r$ 为指令, $y$ 为响应。

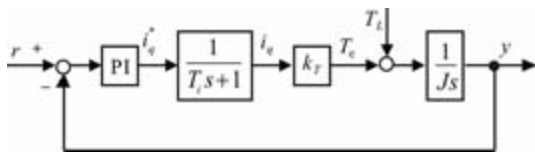


图1 速度环控制框图

#### 1.2 PI 控制器的 $\gamma_{\max}$ 参数设计<sup>[8]</sup>

PMSM速度环PI控制器传递函数为

$$G_{pi}(s) = k_p + \frac{k_i}{s} = \frac{k_p(\tau s + 1)}{\tau s}, \text{ 其中 } \tau =$$

$k_p/k_i$ , 则速度环开环传递函数为

$$G_o(s) = k_p \frac{\tau s + 1}{\tau s} \frac{1}{T_i s + 1} \frac{k_T}{Js} = \frac{K(\tau s + 1)}{s^2(T_i s + 1)} \quad (2)$$

其中, $K = \frac{k_p k_T}{J\tau}$ , 为开环增益。

式(2)所示开环传递函数的对数频率特性如图2所示。图中幅频特性渐近线分为低频区、中频区、高频区三段,三段渐近线斜率分别为 $-40\text{dB}/\text{dec} \sim -20\text{dB}/\text{dec} \sim -40\text{dB}/\text{dec}$ ,转折频率分别为 $\omega_1 = 1/\tau, \omega_2 = 1/T_i$ 。 $-20\text{dB}/\text{dec}$ 区段为中频区,主要影响系统的动特性,中频区宽度 $h$ 为 $h = \tau/T_i$ 。 $h$ 一般取 $4 \sim 10$ , $h$ 取过大时系统响应会过于缓慢。选定 $h$ 后,再通过调节开环增益 $K$ ,使得开环截止频率 $\omega_c$ 位于中频区的几何中心处,从而获得该中频宽下最大相位裕度,实现了 $\gamma_{\max}$ 准则的控制器参数设计。此时,开环截止频率 $\omega_c$ 、相位裕度 $\gamma$ 、开环增益 $K$ 与中频宽 $h$ 关系如式(3)所示。

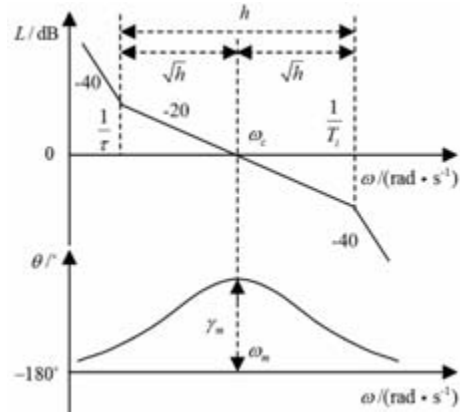


图2 速度环开环对数频率特性图

$$\begin{cases} \omega_c = \frac{1}{\sqrt{h}T_i} \\ \gamma = \arctan \frac{h-1}{2\sqrt{h}} \\ K = \frac{1}{h\sqrt{h}T_i^2} \end{cases} \quad (3)$$

系统闭环传递函数如:

$$G_{bl} = \frac{hT_i s + 1}{h\sqrt{h}T_i^3 s^3 + h\sqrt{h}T_i^2 s^2 + hT_i s + 1} \quad (4)$$

依据闭环传递函数,系统阶跃响应动态特性与中频宽 $h$ 关系如表1所示。阶跃响应动态性能指标包括上升时间 $t_r$ ,超调量 $\sigma\%$ ,调节时间 $t_s$ ( $\Delta = 2\%$ )。表1中上升时间 $t_r$ 取阶跃响应起始时刻到第一次达到终值的时间。系统闭环带宽 $\omega_b$ 、谐振频率 $\omega_r$ 及谐振峰 $M_r$ 与中频宽 $h$ 关系如表2所示,闭环带宽为正弦响应幅值衰减不低于 $-3\text{dB}$ 、相位滞后不大于 $90^\circ$ 的频率范围。

由表 1、表 2 可知，传统速度环 PI 控制存在阶跃响应超调量大、调节时间长，闭环谐振峰大等问题，难以满足高性能要求。

表 1 阶跃响应特性与  $h$  关系

$h$	$t_r/T_i$	$\sigma\%$	$t_s/T_i$	$h$	$t_r/T_i$	$\sigma\%$	$t_s/T_i$
4	3.09	43.4	16.6	7.5	4.36	28.2	19.5
4.5	3.29	40.1	17.4	8	4.53	27	20.9
5	3.48	37.3	17.5	8.5	4.7	25.9	22.3
5.5	3.66	34.9	14.1	9	4.85	24.9	23.7
6	3.84	32.9	15.3	9.5	5.02	24	25
6.5	4.02	31.1	16.7	10	5.17	23.2	26.3
7	4.19	29.6	18.1	10.5	5.33	22.5	27.6

表 2 闭环频域特性与  $h$  关系

$h$	$\omega_b/\omega_2$	$\omega_r/\omega_2$	$M_r/\text{dB}$	$h$	$\omega_b/\omega_2$	$\omega_r/\omega_2$	$M_r/\text{dB}$
4	0.585	0.412	4.52	7.5	0.507	0.231	2.6
4.5	0.567	0.374	4.04	8	0.501	0.217	2.48
5	0.553	0.34	3.66	8.5	0.495	0.204	2.37
5.5	0.541	0.322	3.36	9	0.489	0.192	2.27
6	0.531	0.288	3.12	9.5	0.484	0.183	2.19
6.5	0.522	0.266	2.92	10	0.48	0.174	2.11
7	0.514	0.248	2.75	10.5	0.475	0.165	2.04

## 2 引入主动阻尼的速度环控制

### 2.1 引入主动阻尼控制

在传统 PI 控制基础上引入主动阻尼项  $k_s$  的控制框图如图 3 所示。

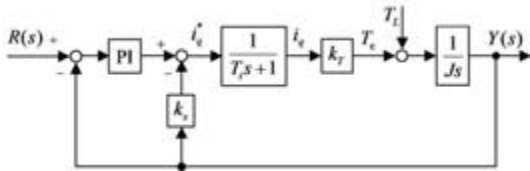


图 3 引入主动阻尼的速度环控制框图

依据式(3)整定速度环 PI 参数，进而引入主动阻尼后，系统开环传递函数  $G_c(s)$ 、闭环传递函数  $G_b(s)$  为

$$\begin{cases} G_c(s) = \frac{hT_i s + 1}{h\sqrt{h}T_i^2 s^2(T_i s + 1) + k_0 h T_i s} \\ G_b(s) = \frac{hT_i s + 1}{h\sqrt{h}T_i^3 s^3 + h\sqrt{h}T_i^2 s^2 + h(1 + k_0)T_i s + 1} \end{cases} \quad (5)$$

式中， $k_0 = \frac{k_s}{k_p}$ ，为主动阻尼系数。

为了使得系统分析结果具有普遍型，采用归一化处理，时域时间标么基值取  $T_i$ ，频域频率标么基值取  $\omega_2 = 1/T_i$ 。归一化后算子  $p = \frac{s}{\omega_2}$ ，则归一化后的系统开环传递函数  $G_{c0}(p)$ 、闭环传递函数  $G_{b0}(p)$  为

$$\begin{cases} G_{c0}(p) = \frac{hp + 1}{h\sqrt{h}p^2(p + 1) + k_0 hp} \\ G_{b0}(p) = \frac{hp + 1}{h\sqrt{h}p^3 + h\sqrt{h}p^2 + h(1 + k_0)p + 1} \end{cases} \quad (6)$$

### 2.2 影响分析

可以看到引入主动阻尼项后不影响原闭环传递函数的零点，但会影响闭环极点的分布，采用参数广义根轨迹法分析主动阻尼项的影响。由于电流环带宽一般在 500 Hz 以上，对应  $T_i$  小于  $3.183e-4$  s，因而  $h\sqrt{h}T_i^3 \ll 1$ 。忽略闭环传递函数  $s^3$  项，系统特性不会发生大变化，但能更明晰地分析主动阻尼项的影响。忽略  $s^3$  项，归一化后系统特征方程为

$$h\sqrt{h}p^2 + h(1 + k_0)p + 1 = 0 \quad (7)$$

从而得到归一化后，参数  $k_0$  广义根轨迹的等效开环传递函数为

$$G_{\text{equ}}(p) = \frac{k_0 hp}{h\sqrt{h}p^2 + hp + 1} \quad (8)$$

取  $h=4、6、8、10$ ， $k_0$  参数变化时的根轨迹(归一化)如图 4 所示

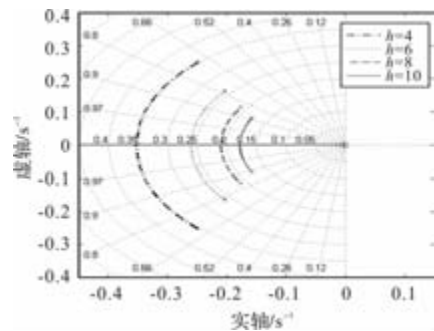


图 4 主动阻尼系数  $k_0$  变化时的根轨迹

图 4 显示，当引入主动阻尼后，随着系数  $k_0$  增大，系统一对复根与负实轴之间夹角减小，在实轴上交汇后变成实根。因此随着主动阻尼系数增大，系统阻尼持续增大，这将有利于抑制系统超调量与振荡。而系统振荡得到抑制后，调节时间也会减小。

取  $h=6$ ， $k_0=0、0.2、0.4$ ，系统(归一化)开环传递函数伯德图如图 5 所示。闭环谐振峰大的可能原因包括：阻尼不足、开环增益过高、相位裕度小等。图 4 显示随着主动阻尼系数  $k_0$  的增大，系统阻

尼增大；图 5 显示，随着系数  $k_0$  的增大，开环传递函数中、低频段的增益减小、相位滞后减小，相位裕度增大，这些因素都有利于减小闭环谐振峰。

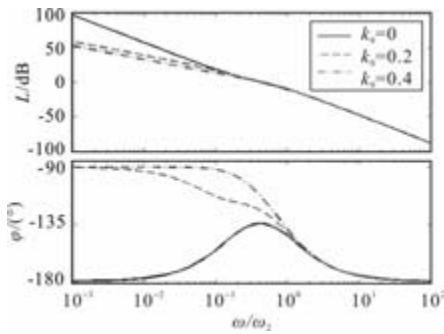


图 5 引入主动阻尼后开环传递函数伯德图

### 2.3 系数 $k_0$ 的选取

引入主动阻尼主要是为了改善系统动态性能。对于稳态无静差系统，动态过渡过程表现为误差的变化过程，因此，系统输入与输出的偏差  $e(t)$  就成为评价系统品质指标的一种广义“尺度”。如果  $|e(t)|$  在任何时刻愈接近于零，系统的性能也就愈接近于理想。因此  $e(t)$  的某个函数或加权函数的积分可作为系统整体性能最优的准则。

ITAE 是时间乘以误差绝对值积分，即

$$J_{ITAE} = \int_0^{\infty} t |e(t)| dt \quad (9)$$

基于 ITAE 准则的最优系统是使上述性能指标具有极小值时的控制系统。本文采用阶跃响应的 ITAE 指标选取  $k_0$ 。对于不同的  $h$ ，通过 ITAE 准则获得的最佳主动阻尼系数如表 3 所示。表中没有给出的  $h$  对应的  $k_0$  可以通过插补的方式计算。

表 3 基于 ITAE 准则的最佳  $k_0$  系数

$h$	$k_0$	$h$	$k_0$
4	0.434	7.5	0.317
4.5	0.397	8	0.31
5	0.373	8.5	0.303
5.5	0.356	9	0.297
6	0.344	9.5	0.29
6.5	0.334	10	0.285
7	0.325	10.5	0.279

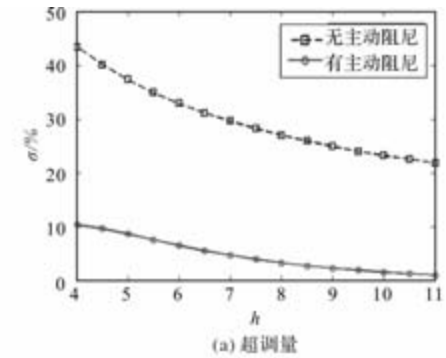
## 3 速度环性能改善分析

### 3.1 对阶跃响应影响

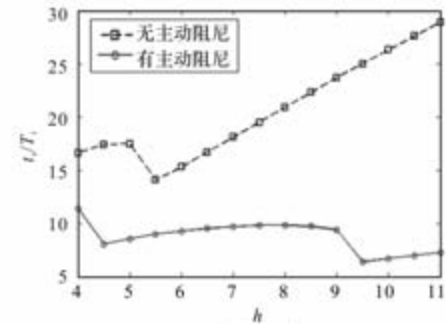
引入最佳主动阻尼项后系统单位阶跃响应特性与中频宽  $h$  如表 4 所示。

表 4 引入主动阻尼项后阶跃响应特性

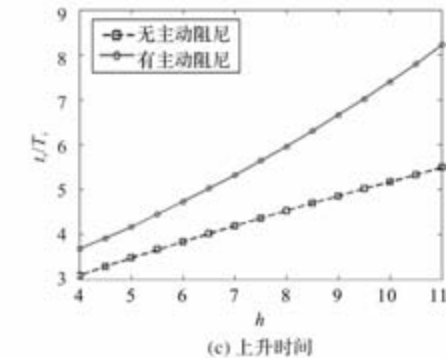
$h$	$t_r/T_i$	$\sigma\%$	$t_s/T_i$	$h$	$t_r/T_i$	$\sigma\%$	$t_s/T_i$
14	3.68	10.3	11.4	7.5	5.64	3.91	9.79
4.5	3.92	9.63	8.06	8	5.96	3.25	9.79
5	4.17	8.62	8.57	8.5	6.3	2.71	9.72
5.5	4.45	7.55	8.98	9	6.66	2.22	9.39
6	4.73	6.46	9.28	9.5	7.02	1.88	6.39
6.5	5.03	5.49	9.51	10	7.4	1.49	6.69
7	5.32	4.65	9.69	10.5	7.79	1.23	6.97



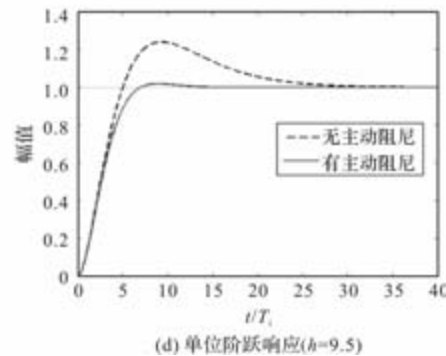
(a) 超调量



(b) 调节时间



(c) 上升时间



(d) 单位阶跃响应(h=9.5)

图 6 引入最佳主动阻尼对时域特性影响

有、无主动阻尼时的超调量、调节时间与中频宽  $h$  的关系如图 6 所示。图 6(a) 为超调量比较，可以看到引入最佳主动阻尼后超调量大幅减小。当  $h$  取 4~11 时， $h=4$  时，超调量减少幅度最大，由 43.4% 减小到 10.1%；随着  $h$  增大减小幅度减少， $h=11$  时，超调量由 21.8% 减小到 0.977%。图 6(b) 为调节时间比较，可以看到引入最佳主动阻尼后调节时间也大幅减小， $h=4$  时，调节时间减少比例最小，由  $16.6T_i$  减小到  $11.4T_i$ ，减小了 31.33%； $h=11$  时，调节时间减少比例最多，由  $28.9T_i$  减小到  $7.26T_i$ ，减小了 74.88%。传统 PI 控制的调节时间随着  $h$  增大而持续增大，由于 ITAE 准则着重限制过渡过程中后期出现的误差，因此引入 ITAE 准则选定的最佳主动阻尼后，随着  $h$  增大，调节时间不再明显增大，甚至减小。图 6(c) 为上升时间比较，可以看到引入主动阻尼后上升时间有所增大， $h=11$  时，增大最多，由  $5.49T_i$  增大到  $8.22T_i$ 。图 6(d) 为  $h=9.5$  时单位阶跃响应，可以看到引入最佳主动阻尼后超调量由 24% 减小到 1.88%；调节时间由  $25T_i$  减小到  $6.39T_i$ ，系统动态性能得到明显改善。

3.2 对开环频域特性影响

无主动阻尼时不同  $h$  对应开环截止频率  $\omega_c$  和相位裕度  $\gamma$  如表 5 所示。引入最佳主动阻尼后对应关系如表 6 所示。

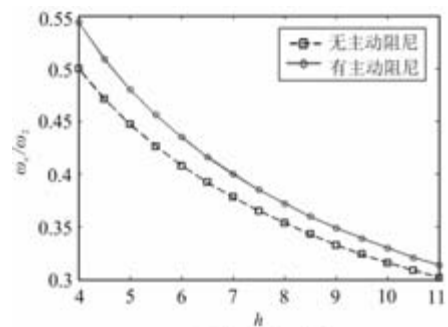
表 5 无主动阻尼时开环频域特性与  $h$  关系

$h$	$\omega_c/\omega_2$	$\gamma/(\circ)$	$h$	$\omega_c/\omega_2$	$\gamma/(\circ)$
4	0.5	36.9	7.5	0.365	49.9
4.5	0.471	39.5	8	0.354	51.1
5	0.447	41.8	8.5	0.343	52.1
5.5	0.426	43.8	9	0.333	53.1
6	0.408	45.6	9.5	0.324	54
6.5	0.309	47.2	10	0.316	54.9
7	0.392	0.378	48.6	10.5	55.7

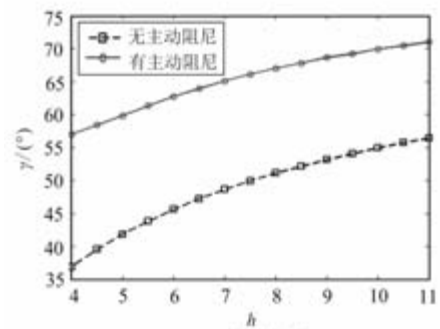
表 6 引入最佳主动阻尼后开环频域特性与  $h$  关系

$h$	$\omega_c/\omega_2$	$\gamma/(\circ)$	$h$	$\omega_c/\omega_2$	$\gamma/(\circ)$
4	0.544	57	7.5	0.385	66.1
4.5	0.509	58.4	8	0.372	67
5	0.48	59.8	8.5	0.36	67.8
5.5	0.456	61.3	9	0.349	68.6
6	0.435	62.7	9.5	0.339	69.2
6.5	0.416	63.9	10	0.33	69.9
7	0.4	65.1	10.5	0.321	70.4

引入主动阻尼前、后开环截止频率与中频宽  $h$  关系如图 7(a) 所示，可以看到引入最佳主动阻尼后，开环截止频率增大，在  $h$  取 4~11 时， $h=4$  时开环截止频率由  $0.5\omega_2$  增大到  $0.544\omega_2$ ，增大了 8.8%，之后随着  $h$  增大，增大幅度减小， $h=11$  时，开环截止频率由  $0.302\omega_2$  增大到  $0.314\omega_2$ ，增大了 3.97%。引入最佳主动阻尼前、后相位裕度与中频宽  $h$  关系如图 7(b) 所示，可以看到引入最佳主动阻尼后相位裕度明显增大， $h=4$  时相位裕度由  $36.9^\circ$  增大到  $57^\circ$ ，增大了  $20.1^\circ$ ，之后随着  $h$  增大，相位裕度增大幅度减小， $h=11$  时，相位裕度由  $56.4^\circ$  增大到  $71^\circ$ ，增大了  $14.6^\circ$ 。



(a) 开环截止频率



(b) 相位裕度

图 7 引入最佳主动阻尼对开环频域特性影响

3.3 对闭环频域特性影响

无主动阻尼时不同  $h$  对应闭环带宽  $\omega_b$ 、谐振频率  $\omega_r$  和谐振峰  $M_r$  如表 2 所示，引入最佳主动阻尼后对应关系如表 7 所示。

表 7 引入最佳主动阻尼后闭环频域特性与  $h$  关系

$h$	$\omega_b/\omega_2$	$\omega_r/\omega_2$	$M_r/\text{dB}$	$h$	$\omega_b/\omega_2$	$\omega_r/\omega_2$	$M_r/\text{dB}$
4	0.726	0.482	0.473	7.5	0.595	/	/
4.5	0.696	0.413	0.364	8	0.57	/	/
5	0.674	0.358	0.25	8.5	0.547	/	/
5.5	0.655	0.3	0.152	9	0.52	/	/
6	0.64	0.242	0.0707	9.5	0.507	/	/
6.5	0.627	0.177	0.0198	10	0.489	/	/
7	0.615	/	/	10.5	0.473	/	/

引入主动阻尼前、后闭环带宽与中频宽  $h$  关系如图 8(a) 所示, 可以看到引入最佳主动阻尼后, 在  $h < 10.5$  时闭环带宽增大,  $h > 10.5$  后闭环带宽减小。 $h = 4$  时, 闭环带宽由  $0.585\omega_2$  增到  $0.726\omega_2$ , 增大了 24.1%, 随  $h$  增大增幅减小。引入最佳主动阻尼前、后闭环谐振峰与中频宽  $h$  关系如图 8(b) 所示, 可以看到引入最佳主动阻尼后谐振峰明显减小,  $h = 4$  时, 谐振峰由 4.52 dB 减小到 0.473 dB, 随着  $h$  增大谐振峰持续减小,  $h > 7$  后, 不再有谐振峰。

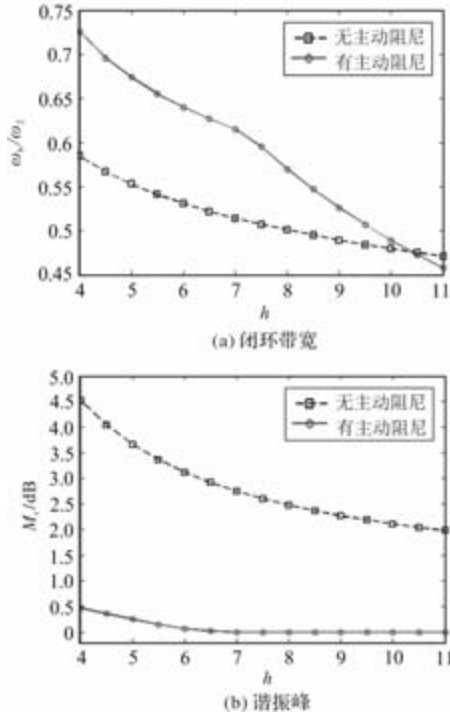


图 8 引入最佳主动阻尼对闭环频域特性影响

### 3.4 对抗负载扰动能力影响

无主动阻尼时负载扰动传递函数为

$$G_L(s) = \frac{\Delta C(s)}{\Delta T_L(s)} = -\frac{T_i}{J} \frac{h\sqrt{h}T_i s(T_i s + 1)}{h\sqrt{h}T_i^3 s^3 + h\sqrt{h}T_i^2 s^2 + hT_i s + 1} \quad (10)$$

对于突加负载  $\Delta T_L$ , 转速跌落幅度基值取  $C_b = \Delta T_L T_i / J$ , 转速跌落最大值  $C_m$ 、以及恢复时间  $t_s$  ( $\Delta = 2\%$ ) 与  $h$  的关系如表 8 所示。

表 8 无主动阻尼时抗负载扰动能力与  $h$  关系

$h$	$C_m/C_b$	$t_s/T_i$	$h$	$C_m/C_b$	$t_s/T_i$
4	1.77	18.8	7.5	2.32	19.3
4.5	1.86	16.1	8	2.39	21.3
5	1.95	17.2	8.5	2.46	23.4
5.5	2.03	17.8	9	2.52	25.4

续表 8

$h$	$C_m/C_b$	$t_s/T_i$	$h$	$C_m/C_b$	$t_s/T_i$
6	2.11	13.7	9.5	2.58	27.4
6.5	2.18	15.4	10	2.64	29.4
7	2.25	17.3	10.5	2.7	31.4

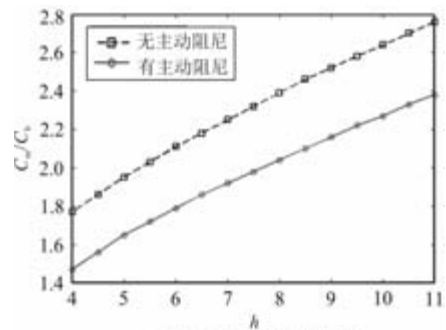
引入主动阻尼后负载扰动传递函数为

$$G_L(s) = \frac{\Delta C(s)}{\Delta T_L(s)} = -\frac{T_i}{J} \frac{h\sqrt{h}T_i s(T_i s + 1)}{h\sqrt{h}T_i^3 s^3 + h\sqrt{h}T_i^2 s^2 + (1 + k_0)hT_i s + 1} \quad (11)$$

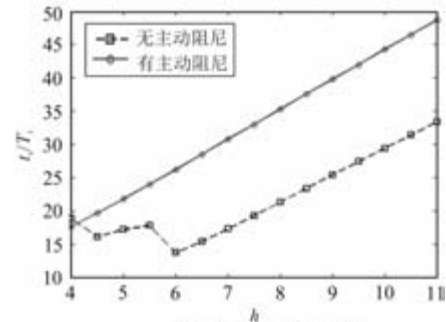
引入最佳主动阻尼后抗负载扰动能力与中频宽  $h$  的关系如表 9 所示。

表 9 引入最佳主动阻尼后抗负载扰动能力与  $h$  关系

$h$	$C_m/C_b$	$t_s/T_i$	$h$	$C_m/C_b$	$t_s/T_i$
4	1.47	17.6	7.5	1.98	33
4.5	1.56	19.7	8	2.04	35.3
5	1.65	21.8	8.5	2.1	37.6
5.5	1.72	24	9	2.16	39.8
6	1.79	26.2	9.5	2.22	42
6.5	1.86	28.5	10	2.27	44.3
7	1.92	30.8	10.5	2.33	46.5



(a) 突加载时转速跌落幅度



(b) 突加载时转速恢复时间

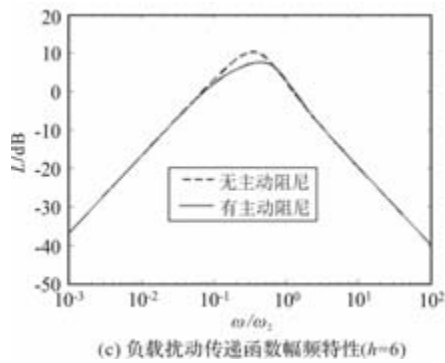


图9 引入最佳主动阻尼对抗负载扰动能力影响

引入最佳主动阻尼前、后突加载时转速跌落幅度与中频宽  $h$  关系如图9(a)所示, 可以看到引入最佳主动阻尼后, 突加载时转速跌落幅度减小, 当  $h$  在4~11取值时,  $h=4$  时跌落幅度减小了16.95%, 之后随着  $h$  增大, 跌落幅度减小的比例减小, 当  $h=11$  时, 跌落幅度减小了13.7%。引入最佳主动阻尼前、后突加载时恢复时间与中频宽  $h$  关系如图9(b)所示, 可以看到引入最佳主动阻尼后突加载时恢复时间会增大。图9(c)为  $h=6$  时负载扰动传递函数幅频特性, 可以看到引入最佳主动阻尼后抑制中频段负载扰动能力增强, 低频段、高频段负载扰动抑制能力基本不变。

## 4 结 语

为了改善速度环的性能, 采用在PI控制的基础上引入主动阻尼的控制策略。通过ITAE准则选择不同中频宽对应的最佳主动阻尼系数, 然后分析了当中频宽  $h$  取4~11时, 引入最佳主动阻尼后对速度环各方面性能的影响, 分析得出:

(1) 引入最佳主动阻尼会有效降低阶跃响应超调量, 并减小调节时间。当  $h=4$  时, 超调量由43.4%减小到10.1%, 随着  $h$  增大超调量减小幅度减少;  $h=11$  时, 由21.8%减小到0.977%。调节时间最少减小了31.33%, 最多减少了74.88%, 且引入最佳主动阻尼后随着  $h$  增大, 对应调节时间不再持续增大, 甚至还会减小。

(2) 引入最佳主动阻尼后开环截止频率和相位裕度均增大。当  $h=4$  时开环截止频率增大了8.8%, 之后随着  $h$  增大增幅变小;  $h=11$  时, 开环截止频率增大了3.97%。 $h=4$  时相位裕度由36.9°增大到57°, 增大了20.1°, 之后随着  $h$  增大增幅变小;  $h=11$  时, 相位裕度由56.4°增大到71°, 增大了14.6°。

(3) 引入最佳主动阻尼能够有效降低闭环谐振峰。 $h=4$  时, 闭环谐振峰由4.52dB减小到0.473dB; 随着  $h$  增大谐振峰持续减小,  $h>7$  后, 不再有谐振峰。引入最佳主动阻尼后, 当  $h<10.5$  时闭环带宽均增大,  $h>10.5$  后闭环带宽减小;  $h=4$  时, 闭环带宽增大了24.1%, 随  $h$  增大增幅减小。

(4) 引入最佳主动阻尼能够降低突加载时转速跌落幅度, 当  $h=4$  时跌落幅度减小了16.95%, 随着  $h$  增大跌落幅度减小的比例减小, 当  $h=11$  时, 跌落幅度减小了13.7%。不过引入最佳主动阻尼后突加载时转速恢复时间有所增大。负载扰动传递函数幅频特性显示引入主动阻尼后对中频段负载扰动抑制能力增强。

速度环采用PI调节的基础上引入最佳主动阻尼的控制策略, 保留了PI控制器结构简单、易于工程实现的优点, 无需增加额外的软、硬件资源开销, 但可以大幅改善速度环动态性能。本文分析结果均采用归一化参数, 并以图、表形式呈现, 兼具理论严谨性与工程实用性, 可以为PMSM的速度环设计与应用提供参考。

## 参考文献

- [1] 黄玉平, 崔佩娟, 安林雪, 等. 高品质航天伺服产品及其实现途径探索[J]. 导弹与航天运载技术, 2022(6): 38-42.
- [2] 蒋孟龙, 付剑, 刘轶男, 等. 航天机电伺服系统非线性表征建模与动态特性精细化预示[J]. 航空学报, 2024, 45(15): 90-103, 3.
- [3] 陈家俊, 贺云波. 伺服系统中PID控制器参数整定的研究[J]. 机床与液压, 2021, 49(01): 13-16, 62.
- [4] 周雅夫, 赵洋. 基于改进小波神经网络的新型PMSM速度控制[J]. 组合机床与自动化加工技术, 2024(10): 105-108, 114.
- [5] 刘怡. 永磁伺服系统速度环PI参数自整定研究[D]. 广州: 广东工业大学, 2019.
- [6] 向刘洋. 基于频率响应的速度环控制参数自整定伺服调整平台研发[D]. 武汉: 华中科技大学, 2020.
- [7] 李方俊, 王生捷. 伺服系统速度环控制器参数的自整定及优化[J]. 现代防御技术, 2022, 50(1): 102-108.
- [8] 李彪, 李鲜莉. PMSM速度环相角裕度最大控制研究[J]. 微电机, 2025, 58(03): 68-75.
- [9] 王潇, 吴旭升, 肖曦. 电机直驱传动机构速度环PI控制器优化设计方法[J]. 电气工程学报, 2025(5): 1-8.

# 带 LC 输出滤波器的三相两电平逆变器死区补偿策略

谢峰<sup>1</sup>, 骆攀<sup>1</sup>, 刘臻<sup>1</sup>, 王永棋<sup>1</sup>, 陈凯旋<sup>1</sup>, 赵俊杰<sup>1</sup>, 刘源<sup>2</sup>

(1. 中国核动力研究设计院反应堆系统设计技术重点实验室, 成都 610213; 2. 华中科技大学, 武汉 430074)

**摘要:**为解决带 LC 输出滤波器的三相两电平逆变器系统中死区效应导致的性能劣化问题, 提出基于恒压频比(V/F)控制与空间矢量脉宽调制(SVPWM)的死区补偿策略。首先建立 LC 滤波器数学模型, 分析其频域特性及参数设计方法, 结合 SVPWM 调制原理, 推导死区效应对输出电压、电流的影响机制, 通过检测三相电流极性, 基于伏秒平衡原则计算补偿电压值, 实现死区时间内的脉冲宽度修正。利用 Simulink 对 7.5 kW 感应电机在 20 Hz、30 Hz 轻载/空载工况下进行仿真验证, 结果表明, 补偿后定子电流总谐波失真(THD)显著降低, 20Hz 空载时 THD 从 84.6% 降至 3.96%, 转矩脉动明显减小, 基波含量提升, 系统波形质量与运行稳定性得到有效改善。

**关键词:** 三相两电平逆变器; LC 输出滤波器; 死区效应; 恒压频比(V/F)控制

中图分类号: TM31; TP272 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2026)03-0040-08

## Dead Zone Compensation Strategy for Three-phase Two-level Inverter With LC Output Filter

XIE Feng<sup>1</sup>, LUO Pan<sup>1</sup>, LIU Liu<sup>1</sup>, WANG Yongqi<sup>1</sup>, CHEN Kaixuan<sup>1</sup>, ZHAO Junjie<sup>1</sup>, LIU Yuan<sup>2</sup>

(1. Key Laboratory of Nuclear Reactor System Design Technology, Nuclear Power Institute of China, Chengdu 610213, China;

2. Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China)

**Abstract:** To address the performance degradation caused by dead zone effects in three-phase two-level inverter systems with LC output filters, a dead zone compensation strategy based on constant voltage to frequency ratio (V/F) control and space vector pulse width modulation (SVPWM) was proposed. Firstly, established a mathematical model of the LC filter, analyzed its frequency domain characteristics and parameter design methods, and combined the SVPWM modulation principle to derive the mechanism of the dead zone effect on the output voltage and current. By detecting the polarity of the three-phase current and calculating the compensation voltage value based on the volt second balance principle, the pulse width correction within the dead zone time was achieved. Using simulink, simulation verification was conducted on a 7.5 kW induction motor under light/no-load conditions at 20 Hz and 30 Hz. The results showed that after compensation, the total harmonic distortion (THD) of the stator current was significantly reduced. At 20Hz no-load, THD decreased from 84.6% to 3.96%, torque ripple was significantly reduced, fundamental wave content was improved, and the system waveform quality and operational stability were effectively improved.

**Key words:** three phase two-level inverter; LC output filter; dead zone effect; constant voltage frequency ratio (V/F) control

## 0 引言

在现代工业自动化和电气传动领域, 感应电机因其稳定高效成为驱动系统的核心部件。变频调速技术通过灵活调节电机的输入电压和频率, 已成为

实现高效能电机控制的关键手段之一。在三相逆变器系统中, 两电平拓扑结构因其简单可靠、成本较低等优势, 在工业领域得到了广泛应用<sup>[1]</sup>。随着电力电子技术的发展, 空间矢量脉宽调制(SVPWM)技术凭借其直流母线电压利用率高(较传统 SPWM 提

收稿日期: 2025-11-02

作者简介: 谢峰(1981), 男, 硕士, 研究方向为电气工程及其自动化、电力电子与电力传动。  
骆攀(1993), 男, 硕士, 研究方向为电气工程及其自动化、电力电子与电力传动。  
刘臻(1986), 男, 硕士, 研究方向为电气工程及其自动化、电力电子与电力传动。  
王永棋(1992), 男, 硕士, 研究方向为电气工程及其自动化、电力电子与电力传动。  
陈凯旋(1995), 男, 硕士, 研究方向为电气工程及其自动化、电力电子与电力传动。  
赵俊杰(1996), 男, 硕士, 研究方向为电气工程及其自动化、电力电子与电力传动。  
刘源(2004), 男, 本科, 研究方向为电气工程及其自动化、电力电子与电力传动。

升约 15.7%)、输出谐波含量低等优势, 逐渐成为大功率电机驱动、新能源并网逆变器等领域的核心调制策略<sup>[2]</sup>。

然而, 在实际应用中, 逆变器开关器件的非理想特性, 如导通/关断延迟、死区时间等会显著影响逆变器的输出性能。为了防止逆变器短路, 需要在 PWM 周期内加入死区补偿式上下桥臂都关断。研究表明, 死区效应导致逆变器输出电压与电流波形发生畸变、谐波增加, 使控制系统的性能降低<sup>[3]</sup>。此外, 为抑制逆变器输出的高频开关谐波, 实际系统通常接入 LC 滤波器。然而但滤波器的引入会带来相位滞后和谐振问题, 加剧了死区效应的影响, 进一步恶化系统的波形质量。因此, 对带 LC 输出滤波器的三相逆变器死区效应进行精细化建模, 并设计鲁棒性强、适应性广的补偿方法具有重要意义。

变频器常用变频调速方式包括恒压频比(V/F)控制、矢量控制和直接转矩控制。V/F 控制通过频率与电压成比例调节维持电机磁通恒定, 开环时动态性能差, 但部署简单、成本低, 适用于转速精度要求不高的场景<sup>[4]</sup>。矢量控制<sup>[5]</sup>运用解耦思想分别控制定子电流励磁与转矩分量, 控制精度和动态性能佳, 不过依赖电机参数。直接转矩控制优化功率器件开关时序实现转矩快速响应, 通过检测定子电压电流获取磁链与转矩, 摆脱电机参数影响, 但存在开关频率可变致谐波增加, Bang-Bang 控制对逆变桥和输出转矩的影响待研究的问题。

针对死区效应, 现有补偿方法分为硬件和软件两类。硬件补偿法借助硬件辅助电路采样获取补偿信号, 效果好但成本高、检测要求严苛; 软件补偿法在控制程序中嵌入算法(如脉冲宽度直接调整、平均电压误差补偿), 依赖电流过零点检测, 控制简便且实时性强。

本文针对带 LC 输出滤波器的三相两电平逆变器系统, 提出一种融合 V/F 控制和 SVPWM 调制的死区补偿策略, 实验结果表明本文可为高性能电机驱动系统的死区补偿提供新的解决方案。

## 1 LC 滤波器及其 SVPWM 驱动

### 1.1 LC 滤波器的数学模型

LC 滤波器由电感和电容组成, 可根据频率传输特定信号。其原理图如图 1 所示, 交流电时, 电感与电容不同频率下阻抗特性不同: 电感低频低阻抗、高频高阻抗, 电容则高频低阻抗、低频高阻抗。

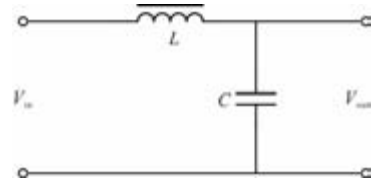


图 1 LC 低通滤波器原理图

电感的感抗为  $X_L = 2\pi fL$ , 电容的容抗为  $X_C = 1/2\pi fC$ , 当  $X_L = X_C$ , 即电容的容抗和电感的感抗相等, 电路处于谐振状态, 理论增益达到峰值。

则有截止频率:

$$f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \quad (1)$$

当滤波器为理想状态无阻尼时, 系统处于二阶无阻尼振荡状态。此时滤波器在截止频率  $f_c$  处发生谐振, 理论增益无限大, 相位突变  $180^\circ$ 。实际上, 由于元件存在内阻, 理想特性无法实现, 而且在实际电路中, 无限增益会导致电路振荡、元件损坏。因此, 在实际电路中会引入额外的阻尼电阻, 用于抑制谐振。

无阻尼 LC 低通滤波器传递函数:

$$H(s) = \frac{1}{LCs^2 + 1} \quad (2)$$

有阻尼 LC 低通滤波器传递函数:

$$H(s) = \frac{1}{LCs^2 + RCs + 1} \quad (3)$$

对有阻尼滤波器, 其阻尼比为

$$\zeta = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (4)$$

阻尼比的值直接影响滤波器的频域特性, 其中幅频特性和相频特性分别为

$$|H(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{(1 - LC\omega^2)^2 + (RC\omega)^2}} \quad (5)$$

$$\varphi(\omega) = -\arctan\left(\frac{RC\omega}{1 - LC\omega^2}\right) \quad (6)$$

有阻尼 LC 低通滤波器的频域特性由阻尼比  $\zeta$  主导。阻尼可以抑制谐振峰值, 调节过渡带平滑程度, 对于不同的系统, 需要调节不同的截止频率、滚降速率和稳定性。

### 1.2 三相 LC 输出滤波器参数设计

在确定 LC 滤波器参数时, 首先需要计算截止频率的大小, 由滤波器原理, LC 滤波器截止频率  $f_L$  为

$$\omega_L = 2\pi f_L = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (7)$$

为避免 LC 滤波器对波形产生畸变, 通常取载波频率  $f_c$  的  $1/10$  至  $1/5$ , 计算参数时一般选择中间

频率。

$$0.1f_c < f_L < 0.2f_c \quad (8)$$

电容与电感的值为

$$L = \sqrt{\frac{\left(\frac{\omega_1 U_0^2}{\omega_L^2} + \frac{\omega_1^3 U_0^2}{\omega_L^4}\right)}{\omega_1 I_0^2}} \quad (9)$$

$$C = \frac{1}{\omega^2} \sqrt{\frac{\omega_1 I_0^2}{\left(\frac{\omega_1 U_0^2}{\omega_L^2} + \frac{\omega_1^3 U_0^2}{\omega_L^4}\right)}} \quad (10)$$

设  $L_m$  为滤波器的等效电感。根据电路原理，可得到其并联等效导纳为

$$Y = G + jB = \frac{1}{R + j\omega L_m} + j\omega C \quad (11)$$

整理可得等效电导与等效电纳为

$$G = \frac{R}{R^2 + (\omega L_m)^2} \quad (12)$$

$$B = \omega \left[ C - \frac{L_m}{R^2 + (\omega L_m)^2} \right] \quad (13)$$

由并联电路谐振原理，设谐振点为  $\omega_n$ ，则：

$$\omega_n = \sqrt{\frac{1}{CL_m} - \frac{R^2}{L_m^2}} \quad (14)$$

### 1.3 SVPWM 原理

电压空间矢量 PWM(SVPWM) 通过控制逆变桥，使三相电机空间磁通逼近理想圆形，形成幅值恒定的圆形旋转磁场<sup>[7]</sup>。相比 SPWM，SVPWM 以线电压幅值与直流母线电压之比为调制比，线性调制时比值小于 1，直流电压利用率更高，在电机驱动系统中应用广泛。感应电机恒压频比(V/F)控制系统的逆变电路模块见图 2。

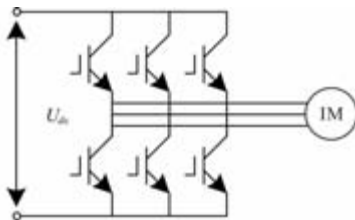


图 2 三相桥式逆变电路

对于三相桥式电路，定义同一桥臂上下开关器件的开关函数  $S_x$  为

$$S_x = 1 \text{ or } 0 \quad (15)$$

在三相逆变电路中，定义  $S_x = 1$  表示上桥臂导通， $S_x = 0$  表示下桥臂导通，开关组合  $(S_a, S_b, S_c)$  共有八种二进制组合，包含  $(U_1 \sim U_6)$  六个非零矢量与  $U_0, U_7$  两个零矢量。以  $U_4(100)$  为例进行等效电路分析：

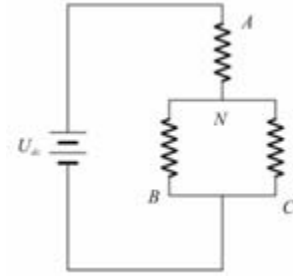


图 3  $U_4$  状态对应的绕组连接

图 3 为  $U_4$  状态对应的绕组连接。在分析过程中，算法假设电机的三相绕组平衡，则：

$$\begin{cases} U_a = U_A - U_N = \frac{2}{3}U_{dc} \\ U_b = U_B - U_N = -\frac{1}{3}U_{dc} \\ U_c = U_C - U_N = -\frac{1}{3}U_{dc} \end{cases} \quad (16)$$

逆变器开关的 8 种状态都可以将电机的三相电压用直流电压表示，如表 1 所示。

表 1 开关状态与三相电压对应表

$S_a$	$S_b$	$S_c$	矢量	$U_a$	$U_b$	$U_c$
0	0	0	$U_0$	0	0	0
1	0	0	$U_4$	$\frac{2}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$
1	1	0	$U_6$	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{2}{3}U_{dc}$
0	1	0	$U_2$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{2}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$
0	1	1	$U_3$	$-\frac{2}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$
0	0	1	$U_1$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{2}{3}U_{dc}$
1	0	1	$U_5$	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{2}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$
1	1	1	$U_7$	0	0	0

## 2 死区对系统影响及其补偿策略

### 2.1 死区效应

#### 2.1.1 死区对输出电压的影响

由于电机是感性负载，电流不可突变。当死区出现时<sup>[9]</sup>，上下开关均关断，电路停止向负载供给功率，转而靠二极管维持电流。设电流流出逆变器桥臂的方向是正方向，则当  $i > 0$  时， $VT_1$  导通， $VT_4$  关断；当死区出现，电流通过下桥臂二极管  $VD_4$  续流，输出电压被钳位在 0V，如图 4(a) 所示。当  $i < 0$  时， $VT_4$  导通， $VT_1$  关断。到死区时刻时，电流

通过上桥臂二极管  $VD_1$  续流, 电压被钳位在  $U_d$ , 如图 4(b) 所示。

在死区时间内, 因电压钳位, 软件设定输出电压与实际输出电压不等。当电流  $i > 0$  时, 死区时间电压钳位至 0, 使设置占空比产生的电压减小; 当  $i < 0$  时, 电压钳位到  $U_d$ , 电压值增加。电机启动及低速阶段, 死区引发的电压变化影响显著, 为实现良好运行性能, 系统需进行死区补偿。

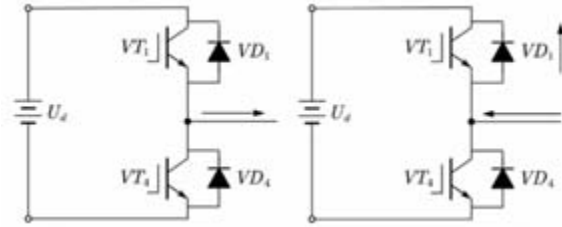


图 4 单相拓扑结构

基于死区效应导致的电压输出误差, 利用伏秒平衡原则计算得:

$$\Delta u_{A0} = \begin{cases} f_c T_d U_{dc} & i_A > 0 \\ -f_c T_d U_{dc} & i_A < 0 \end{cases} \quad (17)$$

其中,  $f_c$  为载波频率, 等于  $1/T_{pwm}$ ,  $T_d$  为死区时间。对三相电压进行傅里叶级数变换可得:

$$\begin{cases} \Delta U_{AN} = \frac{4}{\pi} f_c T_d U_{dc} \sum_n \frac{1}{n} \sin(n\omega t) \\ \Delta U_{BN} = \frac{4}{\pi} f_c T_d U_{dc} \sum_n \frac{1}{n} \sin\left[n\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right)\right] \\ \Delta U_{CN} = \frac{4}{\pi} f_c T_d U_{dc} \sum_n \frac{1}{n} \sin\left[n\left(\omega t - \frac{4}{3}\pi\right)\right] \end{cases} \quad (18)$$

式(18)中有  $n = 1, 3, 5, 7 \dots$ ,  $\omega$  为电压的角频率。忽略开关管的开通关断时间等其他因素的影响, 对于死区的插入, 则可由傅里叶变换算出 A 相的电压。其可表示为

$$\begin{aligned} U_{A0} &= M U_{dc} \sin(\omega t + \varphi) + \Delta U_{AN} \\ &= \left[ M U_{dc} \sin(\omega t + \varphi) + \frac{4}{\pi} f_c T_d U_{dc} + \sin(\omega t) \right] \\ &+ \frac{4}{\pi} f_c T_d U_{dc} \left[ \frac{1}{3} \sin(3\omega t) + \frac{1}{5} \sin(5\omega t) + \frac{1}{7} + \dots \right] \end{aligned} \quad (19)$$

式中,  $M$  为调制度,  $\varphi$  为功率因数角。

### 2.1.2 死区对输出电流的影响

采用 SVPWM 调制的电机控制系统中, 中低频轻/空载时输出功率低, 电压占空比及定子电流均趋近于零, 插入死区时间会引发零电流钳位现象, 如

图 5 所示, 死区期间上下 IGBT 关断, 负载回路失能, 二极管电流衰减、反电动势主导, 若死区时间超过电流过零时间, 电流被钳位至零平台形成平顶畸变区, 过零点出现突变台阶, 导致波形畸变、基波损失及转矩脉动, 影响系统稳定性。

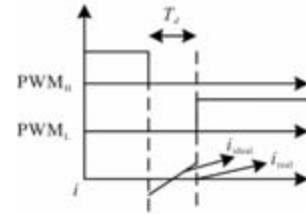


图 5 零电流钳位原理示意图

## 2.2 死区补偿策略

### 2.2.1 判断三相电流极性

首先可以采用三相电流直接检测的方式, 通过 matlab function 对其进行过零点检测, 但需要设置较高的检测精度来实现捕获到精准的过零点。其次, 可以通过电流的有功和无功分量, 即  $i_d$ 、 $i_q$  来进行电流的极性检测。由于直流量特性, 滤波不会对其幅值和相位产生影响, 所以其电流过零点判断的准确率较高, 能够满足高性能死区补偿的要求。电机定子电流矢量图如图 6 所示, 其中,  $\theta$  为转子位置,  $\varphi$  为定子电流矢量与  $d$  轴的夹角, 则定子电流矢量位置  $\theta_L$  可写为

$$\varphi = \arctan\left(\frac{i_q}{i_d}\right) \quad (20)$$

$$\theta_L = \theta + \varphi \quad (21)$$

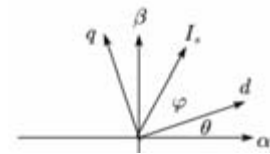


图 6 定子电流矢量空间位置

在计算出电流矢量的相位后, 进而可以算出三相电流每一相的相位。

### 2.2.2 补偿电压值计算

对于图 7 这种插入死区的方法, 正半波左边减去一部分高电平时间, 负半波右边加上一部分低电平时间, 其电压损失可由式(22)计算。对于第二种死区插入的方式: 正半波形不动, 负半波左右各加上一部分死区时间。当  $i > 0$  时, 死区不需要补偿, 当  $i < 0$  时, 死区需要按照  $2T_d$  的幅值进行补偿, 其补偿的电压值可由式(23)计算。

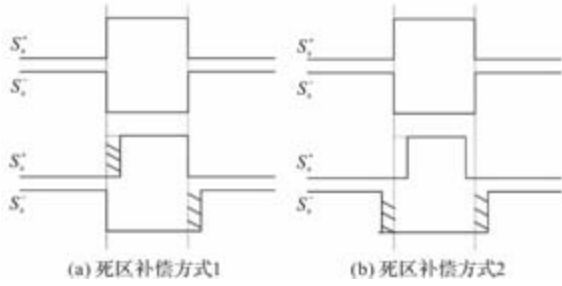


图7 理想开关信号与实际开关信号

$$\Delta u = U_{dc} \frac{T_d}{T_{pwm}} \text{sign}(i) \quad (22)$$

$$\Delta u = U_{dc} \frac{2T_d}{T_{pwm}} \text{sign}(i) \quad (23)$$

式(22)与式(23)中, 当  $i > 0$  时,  $\text{sign}(i) = 1$ ,  $i < 0$  时,  $\text{sign}(i) = -1$ 。死区补偿的电压矢量的表达式为

$$U = \frac{2}{3} [\text{sign}(i_a) + e^{j\frac{2}{3}\pi} \text{sign}(i_b) + e^{j\frac{4}{3}\pi} \text{sign}(i_c)] \quad (24)$$

死区补偿将矢量投影在  $\alpha\beta$  两相静止坐标轴上, 也就是用极坐标的形式, 可计算得:

$$U_{\alpha\text{comp}} = \frac{2}{3} \left( \text{sign}(i_a) - \frac{1}{2} \text{sign}(i_b) - \frac{1}{2} \text{sign}(i_c) \right) \quad (25)$$

$$U_{\beta\text{comp}} = \frac{2}{3} \left( 0 + \frac{\sqrt{3}}{2} \text{sign}(i_b) - \frac{\sqrt{3}}{2} \text{sign}(i_c) \right) \quad (26)$$

其补偿电压为

$$U'_{\alpha\text{comp}} = U_{dc} \frac{2T_d}{T_{pwm}} U_{\alpha\text{comp}} \quad (27)$$

$$U'_{\beta\text{comp}} = U_{dc} \frac{2T_d}{T_{pwm}} U_{\beta\text{comp}} \quad (28)$$

补偿后电压为

$$U'_\alpha = U_\alpha + U'_{\alpha\text{comp}} \quad (29)$$

$$U'_\beta = U_\beta + U'_{\beta\text{comp}} \quad (30)$$

除了上述方法, 还有占空比补偿。 $i > 0$  时, 将下桥臂关断时间点提前  $T_d$ , 在  $i < 0$  时, 将上桥臂关断时间点提前  $T_d$ , 通过变化 PWM 的一部分脉冲宽度即可抵消死区效应所损失的脉冲宽度对逆变器输出的影响, 以 A 相为例:

$$\begin{cases} T'_A = T_A - \frac{T_d}{2}, i_A > 0 \\ T'_A = T_A + \frac{T_d}{2}, i_A < 0 \end{cases} \quad (31)$$

其中,  $T_A$  为 A 相桥臂导通时间,  $T'_A$  为死区补偿后导通时间,  $T_d$  为死区宽度。这一算法也需结合电流极

性检测, 设补偿的占空比为  $D$ , 则有:

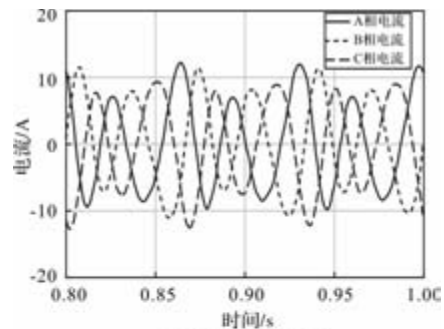
表2 电流极性与补偿占空比的关系

电流极性	补偿占空比
+ - -	$D, -D, -D$
+ + -	$D, D, -D$
- + -	$-D, D, -D$
- + +	$-D, D, D$
- - +	$-D, -D, D$
+ - +	$D, -D, D$

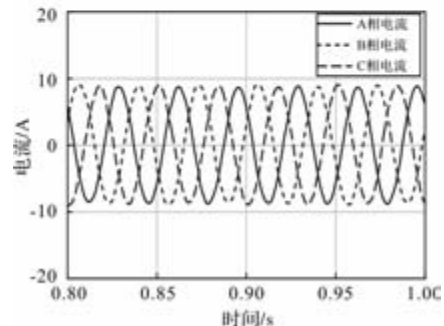
### 3 带 LC 输出滤波器的三相两电平逆变器死区补偿仿真研究

#### 3.1 死区效应及补偿模块仿真实现

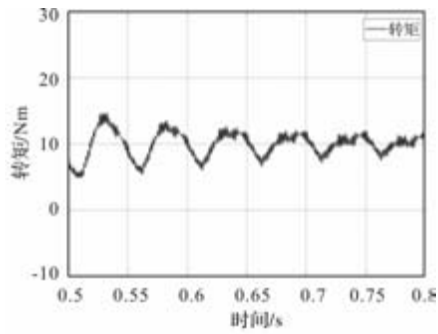
根据死区原理搭建 Simulink 仿真模型, 仅考虑死区时间, 忽略开通关断延时等因素。利用延时开通模块对三相下桥臂进行 on delay 运算, 按死区时间长度插入死区, 正半波不变, 负半波左右各加  $T_d$ , 死区补偿也按  $2T_d$  进行。图 8(a) 与图 8(b) 是以三相的死区前后电流对比图, 可见插入死区前电流正弦度较高, 插入死区后波动较为明显。图 8(c) 与图 8(d) 是轻载运行时, 其输出转矩对比图, 在插入死区前, 其转矩很快稳定到 10, 在插入死区后, 转矩先进行震荡衰减, 但其不能稳定, 始终在大幅波动。



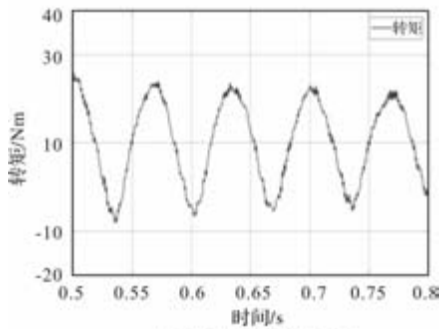
(a) 无死区输出电流



(b) 加入死区时间后输出电流



(c) 无死区时输出转矩



(d) 加入死区后输出转矩

图 8 加入死区前后仿真结果对比

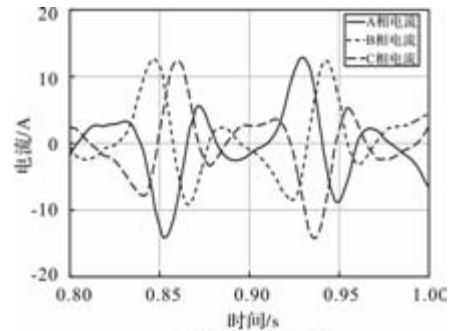
死区补偿模块通过 Matlab Function 实现，输入三相定子电流  $i_{abc}$ 、直流母线电压  $U_{dc}$ 、门控信号 PWM 周期  $T_{pwm}$  和死区时间  $T_d$ ；输出为  $V_\alpha$ 、 $V_\beta$  与  $V/F$  控制参考电压结合，生成 SVPWM 参考电压。其算法流程为：首先针对 LC 滤波器导致的电流相位滞后，对输入电流进行相位补偿；随后采用滞环滤波检测电流极性，避免电流波动引发的过零点误判与误补偿；基于死区插入方式负半波插入  $2T_d$ ，当三相定子电流大于 0 时不补偿，电流小于 0 时对负半波补偿  $2T_d$ ；最后经 Clark 变换，计算出两相静止坐标系下的补偿电压。

### 3.2 带电机的仿真结果分析

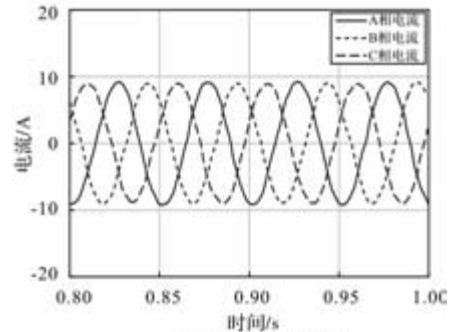
现借鉴文献[12]对 LC 滤波器进行参数设置，针对感应电机基频以下中频段(20 Hz、30 Hz)轻载/空载工况分析死区补偿效果。以 20 Hz 空载为例，计算得 LC 滤波器参数为：滤波电感 4 mH、滤波电容 25  $\mu$ F，谐振频率 503 Hz，远离载波频率与工作频率，可避免谐振且工作频率下相位延迟极小，可以忽略不计。

对于 30 Hz 空载的运行情况，LC 滤波器的参数计算为滤波电感：3 mH；滤波电容：33  $\mu$ F。其谐振频率同样约为 503 Hz，影响因素与 20 Hz 的情况相同。由实验可知，20 Hz 与 30 Hz 空载运行下，死

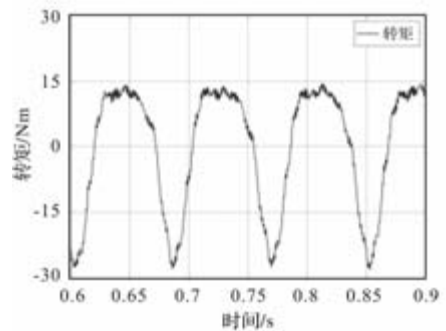
区补偿算法取得了较大的效果。电流的正弦度有了相当程度的改善，转矩脉动也平滑了许多。在 FFT 分析中，20 Hz 运行时补偿前 Fundamental = 6.611，THD = 84.6%；补偿后 Fundamental = 9.234，THD = 3.96%；30Hz 运行时补偿前 Fundamental = 5.547，THD = 51.69%；补偿后 Fundamental = 8.13，THD = 4.83% 定子电流的基波含量得到了明显提高，高次谐波的含量明显减少。



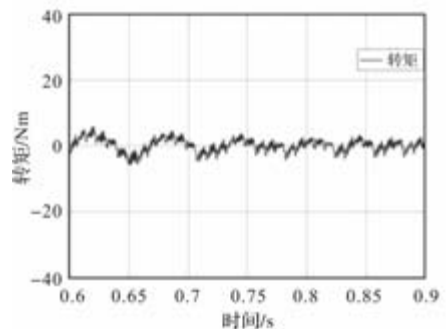
(a) 补偿前三相电流



(b) 补偿后三相电流



(c) 补偿前转矩



(d) 补偿后转矩

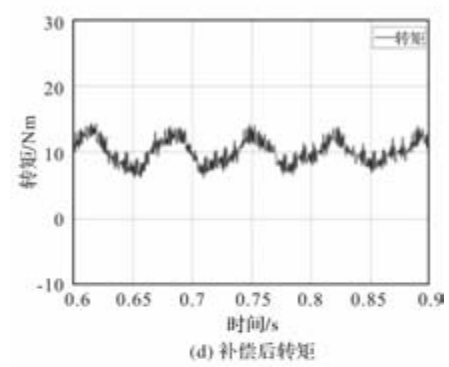
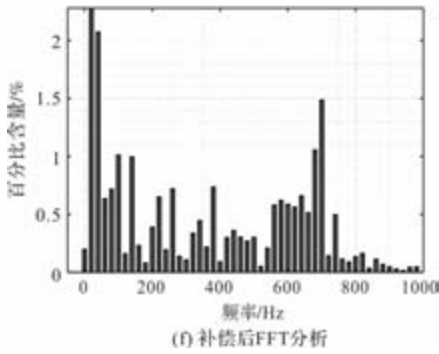
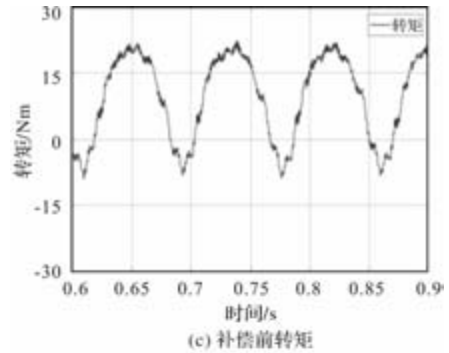
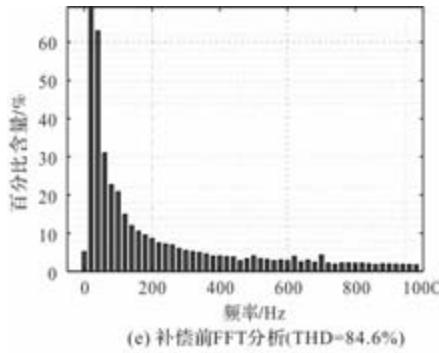


图9 电机空载 20 Hz 运行下的补偿结果

对轻载情况下进行分析, 同样对 20 Hz 和 30 Hz 进行仿真, 其他参数与空载时相同。感应电机的额定转矩如式(32)所示, 本研究所用电机额定功率为 7.5 kW, 额定转速为 1440 r/min, 故额定频率为 49.74 Nm。轻载通常低于的转矩的 30%, 在下列仿真中, 转矩取 10 Nm。

$$T_n = 9550 \frac{P_n}{n} \quad (32)$$

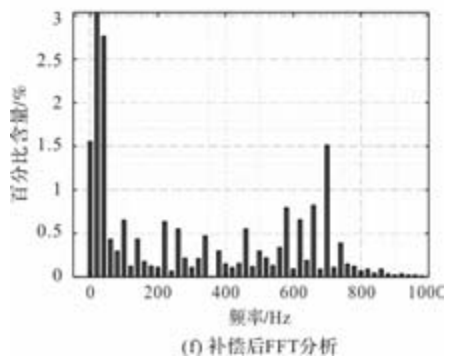
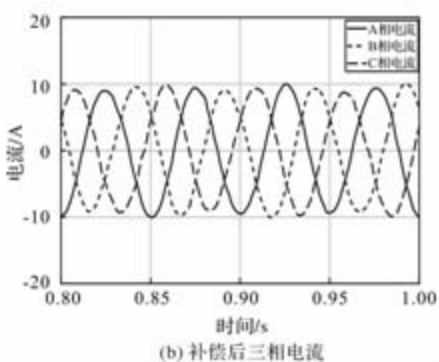
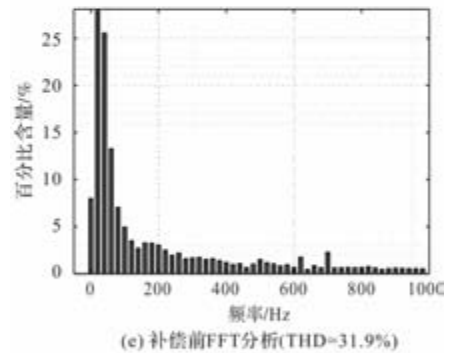
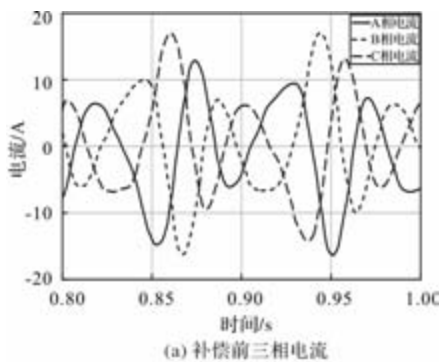


图10 电机轻载 20 Hz 运行下的补偿结果

由实验可知, 20 Hz 与 30 Hz 轻载运行下, 死区补偿算法同样效果良好。补偿后的电流的正弦度较高, 转矩也更加稳定。在 FFT 分析中, 轻载 20 Hz 运行时补偿前 Fundamental = 8.009, THD = 31.9%; 补偿后 Fundamental = 9.814, THD = 3.82%; 30Hz 运行时补偿前 Fundamental = 8.353, THD = 14.69%; 补偿后 Fundamental = 8.715, THD = 4.36%。定子电流的基波含量提高, 高次谐波的含量减少。

## 4 结 语

本文提出带 LC 滤波器的三相两电平逆变器死区补偿策略, 分析 LC 滤波器特性与死区影响机制, 采用电流极性检测和伏秒平衡实现补偿。仿真表明, 该策略显著降低电流 THD(如 20Hz 空载从 84.6% 降至 3.96%), 减小转矩脉动, 提升系统稳定性, 为工程应用提供有效方案。

## 参考文献

- [1] PEREA-PINAL F J, NUNEZ C, ALVAREZ R, et al. Comparison of multi-motor synchronization techniques[C]. 30th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Busan; IEEE, 2004: 1670-1675.
- [2] 袁洁, 王耀南. 单相二电平整流器双滞环 SVPWM 电流控制方法[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(7): 32-36.
- [3] Zhao Y, Qiao W, Wu L. Dead-time effect analysis and compensation for a sliding-mode position observer-based sensorless IPMSM control system[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2015, 51(3): 2528-2535.
- [4] 张选正, 顾红兵. 中高压变频器应用技术. 电子工业出版社. 2007: 58-65.
- [5] 王妍, 杜军红, 陶伟宜, 等. 基于 DSP 的空间电压矢量法 PWM 的研究[J]. 电机与控制学报, 2000, 4(2): 98-101, 105.
- [6] 孙丹, 贺益康. 基于恒定开关频率空间矢量调制的永磁同步电机直接转矩控制[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(12): 112-116.
- [7] 王妍, 杜军红, 陶伟宜, 等. 基于 DSP 的空间电压矢量法 PWM 的研究[J]. 电机与控制学报, 2000, 4(2): 98-101, 105.
- [8] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统——运动控制系统. 机械工业出版社. 2008: 159-163.
- [9] H. Zhao, Q. M. Jonathan Wu, A. Kawamura. An accurate approach of nonlinearity compensation for VSI inverter output voltage[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2004, 19(4): 1029-1035.
- [10] 倪超, 陈斌. 一种逆变器死区效应补偿方法[J]. 电力电子技术, 2010, 44(11): 75-77.
- [11] 梁信信. 感应电动机变频驱动系统轻载振荡抑制策略研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2011.
- [12] 俞杨威, 金天均, 谢文涛, 等. 基于 PWM 逆变器的 LC 滤波器[J]. 机电工程, 2007, 24(5): 50-52.
- [11] 宋海辉, 王建军, 杨文博, 等. 永磁同步电机的粒子群优化 PID 控制[J]. 中国农村水利水电, 2025.
- [12] 张帅. 基于改进 PSO 算法的永磁同步电机模糊 PI 控制方法研究[J]. 农业装备与车辆工程, 2024, 62(03): 111-115.
- [13] 孟宏杰, 陈峙, 郑少华, 等. 粒子群模糊 PID 与深度补偿的 PMSM 位置控制策略[J]. 机械科学与技术, 2024.
- [14] 续夏光, 郭红想, 王浩. 采用混合算法优化的直流电机 PID 控制仿真研究[J]. 中国工程机械学报, 2025(01): 44-48.
- [15] 高鹰, 谢胜利. 基于模拟退火的粒子群优化算法[J]. 计算机工程与应用, 2004(01): 47-50.
- [16] 刘哲源, 吕晓丹, 蒋朝惠. 基于模拟退火算法的粒子群优化算法在容器调度中的应用[J]. 计算机测量与控制, 2021, 29(12): 177-183.
- [17] 张聪, 马国梁. 基于模拟退火粒子群算法的永磁同步电机参数辨识方法[J]. 微电机, 2024, 57(11): 18-23.
- [18] 胡金明, 孙玉田, 李桂芬, 等. 大容量飞轮储能永磁电机控制策略研究[J]. 大电机技术, 2023(03): 20-27.
- [19] 王世伟, 韩雪岩, 李宏浩. 电动汽车用永磁同步磁阻电机电感测试方法[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(6): 10-17.
- [20] 侯恩广. 飞轮及锂电池混合储能系统的协调优化研究[D]. 济南: 山东大学, 2024.
- [21] 胡金明, 孙玉田, 李桂芬, 等. 大容量飞轮储能永磁电机控制策略研究[J]. 大电机技术, 2023(03): 20-27.

(上接第 32 页)

# 综合能源虚拟同步发电机电气一二次故障同步 AI 识别方法

修梦菲<sup>1,2</sup>, 傅雨荷<sup>1,2</sup>, 钱坤<sup>1,2</sup>

- (1. 浙江省火力发电高效节能与污染物控制技术研究重点实验室, 杭州 310000;
2. 浙江浙能技术研究院有限公司, 杭州 310000)

**摘要:** 针对综合能源虚拟同步发电机电气一二次故障概率较高的问题, 提出发电机电气一二次故障同步 AI 识别方法。以多模态时空图神经网络(MST-GNN)的 AI 技术为基础, 构建故障同步 AI 识别模型; 提取电气运行多源数据的时间特征、空间特征与故障指标, 通过注意力权重进行融合, 利用 Softmax 函数求解故障识别结果。实验结果显示: 设计方法应用后, 电气一二次故障识别结果与实验样本标注结果一致, 故障误识率最低降至了 2.5%, 提升了故障识别的精准性, 有利于保障综合能源系统运行的稳定性。

**关键词:** 虚拟同步发电机; 同步 AI 识别; 故障特性分析; 电气一二次故障; 综合能源系统

**中图分类号:** TM313; TM726 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-6848(2026)03-0048-06

## Synchronous AI Identification Method for Primary and Secondary Electrical Faults of Integrated Energy Virtual Synchronous Generator

XIU Mengfei<sup>1,2</sup>, FU Yuhe<sup>1,2</sup>, QIAN Kun<sup>1,2</sup>

- (1. Zhejiang Key Laboratory of Energy Conservation & Pollutant Control Technology for Thermal Power, Hangzhou 310000, China;
2. Zhejiang Energy R&D Institute Co., LTD., Hangzhou 310000, China)

**Abstract:** Aiming at the high probability of electrical primary and secondary faults in comprehensive energy virtual synchronous generators, a synchronous AI recognition method for generator electrical primary and secondary faults was proposed. Based on the AI technology of multimodal spatiotemporal graph neural network (MST-GNN), a fault synchronization AI recognition model was constructed; Extracted the temporal and spatial features of multi-source electrical operation data and fault indicators, fused them through attention weights, and used the Softmax function to solve the fault recognition results. The experimental results show that after the application of the design method, the electrical primary and secondary fault identification results are consistent with the experimental sample labeling results, and the minimum fault misidentification rate reaches 2.5%, which improves the accuracy of fault identification and is conducive to ensuring the stability of the operation of the comprehensive energy system.

**Key words:** virtual synchronous generator; synchronous AI recognition; fault characteristic analysis; electrical primary and secondary faults; integrated energy system

## 0 引言

综合能源系统是现今能源体系的关键构成部分之一, 其核心为电力, 辅助多种能源形式, 例如热力、天然气、水力等, 通过 AI 技术的应用, 实现能源的持续供应<sup>[1]</sup>。虚拟同步发电机(VSG)是综合能源系统的关键硬件设备, 通过电力电子变换技术和先进控制算法模拟传统同步发电机的运行特性, 为系统提供必要的惯量和阻尼支撑, 是实现可再生能源高比例接入和稳定运行的重要手段。在综合能源系统中, VSG 通常位于能源转换与传输的核心环节,

其一次系统主要包括逆变器、滤波器、变压器及断路器等功率变换与传输设备, 二次系统则涵盖保护、控制、测量及通信等监控与调节单元。但是其运行环境较为复杂, 致使其电气一二次故障无法避免。若是没有及时发现并处理电气一二次故障, 轻则损坏相应的电气设备, 重则威胁综合能源系统运行的稳定性与可靠性<sup>[2]</sup>。由此可见, 如何设计一种高效的、精准的电气一二次故障识别方法至关重要。

文献[3]针对同步发电机励磁变压器低压侧未配置零序电压接地保护的问题, 提出利用叠加原理分析单相接地故障时转子对地电压的故障特征。当

收稿日期: 2025-04-30

作者简介: 修梦菲(1993), 女, 硕士, 中级工程师, 研究方向为继电保护、励磁、电测等电气二次方向技术研究。  
傅雨荷(1996), 女, 硕士, 中级工程师, 研究方向为电能质量管理、继电保护、新能源并网技术研究等。  
钱坤(1994), 男, 硕士, 中级工程师, 研究方向为电气一次设备状态监测与评估。

转子对地电压工频分量与励磁变高压侧相电压之比超阈值且绝缘电阻低时,判定故障在励磁变低压侧,通过相位关系判别接地故障相;文献[4]针对水轮发电机故障诊断难题,提出基于数字孪生的新方法,构建包括三维物理、运行机理和数据驱动模型在内的数字孪生系统,实现故障诊断结果和检修流程的三维可视化。数字孪生模型的构建需要高精度的物理、机理和数据模型,且数据获取和处理成本较高;文献[5]针对数据量庞大导致的快速故障分类难题,通过动态阈值筛选样本数据,提高训练效率和准确率;文献[6]提出基于轻量化卷积神经网络的电气一次故障识别研究,从运行数据中提取电气一次故障的特征,并构建轻量化卷积神经网络模型,实现电气一次设备故障的全方位识别,大幅降低误报和漏报;文献[7]研究基于最大熵阈值分割的电气二次回路故障三维可视化识别模型,通过采集二次回路运行数据,生成三维虚拟场景并标定传感器位置、监控角度与距离;并利用最大熵阈值分割处理图像,提取故障的目标与背景;最后建立模型实现二维图像与三维场景匹配,完成二次回路故障识别。

综上所述,本文提出综合能源虚拟同步发电机电气一二次故障同步 AI 识别方法研究。

## 1 电气一二次故障同步 AI 识别方法设计

### 1.1 电气一二次故障特性分析

综合能源虚拟同步发电机(VSG)的具体组成架构如图1所示。



图1 综合能源虚拟同步发电机架构图

图1中,一次系统主要包括逆变器输出端、滤波电路、变压器、断路器等,负责电能的变换与传输;二次系统包括保护装置、控制单元、测量模块

(CT/PT)、通信总线等,负责系统的监控、保护与调节。虚拟同步发电机电气一次故障特点是直接影响综合能源系统的电压、电流及功率流动,通常伴随明显的物理现象,其故障类型与系统组成部分紧密相关,具体故障类型及其故障指标:

一次故障:

#### (1) 短路故障

短路故障会导致综合能源系统阻抗骤降,电流急剧增大,可达额定电流的5~20倍<sup>[8]</sup>。主要发生于逆变器输出端、滤波电路、变压器等一次系统功率部件。与此同时,故障点可能伴随电弧、局部过热或机械应力损伤。短路故障故障指标为三相短路电流,计算公式为

$$I_k^{(3)} = \frac{V_n}{\sqrt{3} \cdot Z_{eq}} \quad (1)$$

式中, $I_k^{(3)}$ 为三相短路电流; $V_n$ 为额定电压; $Z_{eq}$ 为等效阻抗。当三相短路电流计算值 $I_k^{(3)}$ 超过其所在回路断路器瞬时脱扣整定值(即为额定电流的8-15倍)时,可判为故障。

#### (2) 断路故障

断路故障表现为电流突降为零,电压可能升高,主要由机械性断裂或接触不良导致,例如开关触头烧蚀、电缆断裂等。断路故障故障指标为零序电流,表达式为

$$I_0 = \frac{I_a + I_b + I_c}{3} \quad (2)$$

式中, $I_0$ 为零序电流; $I_a$ 、 $I_b$ 与 $I_c$ 为虚拟同步发电机的三相电流。当三相电流均降为0且零序电流 $I_0$ 大于5%额定电流时,可判为故障。

#### (3) 过载故障

过载故障会导致电流持续超过额定值但未达短路水平,导致设备温升。过载故障若是持续时间过长,会加速绝缘老化<sup>[9]</sup>。过载故障故障指标为虚拟同步发电机寿命,计算公式为

$$L = A \cdot e^{\frac{B}{T}} \quad (3)$$

式中, $L$ 为虚拟同步发电机寿命; $A$ 与 $B$ 为虚拟同步发电机电气材料常数; $T$ 为绝对温度。当电流在10分钟以上的时间内超过额定值,低于短路保护定值,结合温度监测(如绕组温度 $>110^\circ\text{C}$ )进行综合判别。

#### (4) 接地故障

接地故障会诱发接地系统产生容性电流与故障电流。其中,容性电流会导致电弧重燃,引发过电压;而故障电流较大时,零序电流也会发生显著的变化。接地故障指标为零序电压与零序电流相位差,

计算公式为

$$\varphi = \arg \frac{U_0}{I_0} \quad (4)$$

式中,  $\varphi$  为零序电压与零序电流相位差;  $U_0$  为零序电压。当零序电压  $U_0$  超过阈值且零序电压与零序电流相位差  $\varphi$  符合接地容性/阻性特征时, 可判别为故障。

虚拟同步发电机电气二次故障特点是隐蔽性强, 可能引发连锁反应, 其故障类型与二次系统各监控、保护、调节单元的功能失常相对应, 具体故障类型及其故障指标:

(1) 保护装置误动或拒动故障

保护装置对应于二次系统中的保护装置, 其误动或拒动故障指的是无故障时保护触发或者故障时保护未动作, 其故障指标为保护可靠性, 表达式为

$$P_{\text{fail}} = 1 - e^{-\lambda t} \quad (5)$$

式中,  $P_{\text{fail}}$  为保护可靠性;  $\lambda$  为故障率;  $t$  为时间。当保护装置动作(或未动作)但其对应的电气量指标未达到(或已达到)内部整定值时, 可判别为故障。

(2) 控制回路故障

控制回路故障表现为频率振荡、电压崩溃, 其故障指标为频率变化量, 表达式为

$$\Delta f = \frac{\Delta P}{2\pi f_0 J_{\text{vir}}} \quad (6)$$

式中,  $\Delta f$  为频率变化量;  $\Delta P$  为功率变化量;  $f_0$  为频率标准值;  $J_{\text{vir}}$  为虚拟惯量。

(3) 信号回路故障

信号回路故障会导致通信中断与信号传输延迟, 其故障指标为误码率, 计算公式为

$$\eta = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left\{ \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right\} \quad (7)$$

式中,  $\eta$  为误码率;  $\operatorname{erfc} \{ \cdot \}$  为互补误差函数;  $E_b$  为每比特信号的能量;  $N_0$  为噪声功率谱密度。

(4) 测量回路故障

测量回路故障指的是 CT/PT 二次侧开路或短路, 会致使综合能源系统数据无法同步<sup>[10]</sup>, 其故障指标为报文丢包率, 计算公式为

$$\gamma = \frac{N_{\text{lost}}}{N_{\text{total}}} \times 100\% \quad (8)$$

式中,  $\gamma$  为报文丢包率;  $N_{\text{lost}}$  为丢失报文数;  $N_{\text{total}}$  为总发送报文数。

当频率变化量  $\Delta f$  超过稳定裕度、误码率  $\eta$  高于通信协议容限、报文丢包率  $\gamma$  持续高于阈值时, 可分别判别相应故障。

除此之外, 一次故障与二次故障还存在着耦合

问题, 即同时出现一二次故障, 其故障指标为虚拟阻抗, 表达式为

$$Z_{\text{vir}} = r_{\text{vir}} + jX_{\text{vir}} \quad (9)$$

式中,  $Z_{\text{vir}}$  为虚拟阻抗;  $r_{\text{vir}}$  为虚拟电阻;  $j$  为虚数单位;  $X_{\text{vir}}$  为虚拟电抗。当虚拟阻抗  $Z_{\text{vir}}$  剧烈或异常变化时, 判别为故障。

对电气一二次故障指标进行整理, 记为集合  $R = \{I_k^{(3)}, I_0, L, \varphi, P_{\text{fail}}, \Delta f, \eta, \gamma, Z_{\text{vir}}\}$ , 为电气一二次故障同步 AI 识别提供一定的依据支撑。

1.2 电气一二次故障同步 AI 识别模型构建

以 AI 技术——多模态时空图神经网络 (MST-GNN) 为基础, 构建专用于综合能源系统中虚拟同步发电机 (VSG) 的电气一二次故障同步识别模型, 通过图结构建模虚拟同步发电机内部拓扑关系, 并融合时空特征与多模态故障指标数据, 实现高精度一二次故障的诊断<sup>[11-12]</sup>。

电气一二次故障同步 AI 识别模型如图 2 所示。

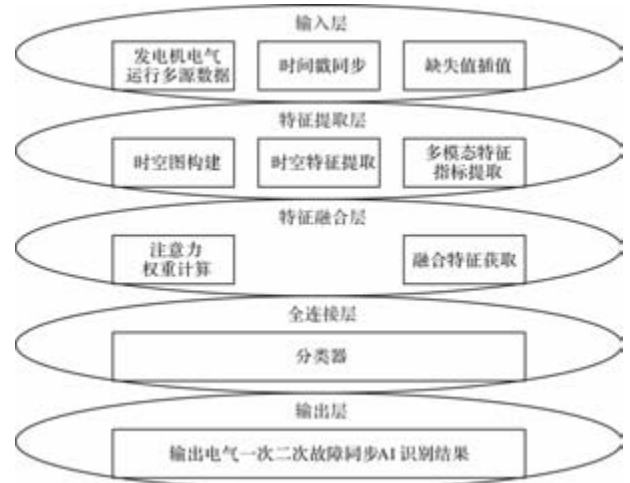


图 2 电气一二次故障同步 AI 识别模型示意图

如图 2 所示, 构建模型通过特征融合可以同时解析电气一二次故障的时空特征与故障指标, 从而有效地解决了一次故障与二次故障耦合问题<sup>[13]</sup>。其中, 空间特征通过图卷积进行提取, 反映故障发生时, 故障电流、电压扰动在 VSG 内部拓扑网络中的传播路径和影响范围, 该特征有助于定位故障发生的物理设备或区域<sup>[14]</sup>。时间特征通过 LSTM 提取, 反映电气量及其衍生指标随时间变化的动态过程/轨迹, 该特征有助于区分故障类型和严重程度。AI 识别模型通过注意力机制, 将来自不同维度(时空特征)、不同来源(故障指标)的故障信息进行加权整合, 判断不同故障类别的重要程度, 最终输入到全连接层的分类器进行决策。

### 1.3 电气一二次故障同步 AI 识别模型应用

以虚拟同步发电机电气运行多源数据为基础, 获取最终的电气一二次故障识别结果, 具体过程:

步骤一: 输入层加载虚拟同步发电机电气运行多源数据, 例如温度信号、振动信号、控制信号等。由于研究篇幅的限制, 不对数据处理过程进行过多地赘述。

步骤二: 构建虚拟同步发电机内部电气设备的时空图, 其邻接矩阵表达式为

$$C_{ij} = \begin{cases} e^{-\alpha |Z_{ij}|} & \text{电气设备 } i \text{ 与 } j \text{ 连接} \\ 1 & \text{电气设备 } i \text{ 与 } j \text{ 存在控制依赖} \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (10)$$

式中,  $C_{ij}$  为时空图的邻接矩阵元素;  $\alpha$  为衰减系数;  $Z_{ij}$  为电气设备之间的阻抗。

以构建时空图为基础, 采用分层图卷积捕捉发电机的空间特征, 基于 LSTM 分支捕捉发电机的时间特征<sup>[15]</sup>, 表达式为

$$\begin{cases} H^{(l)} = \sigma \{ D^{-\frac{1}{2}} C D^{-\frac{1}{2}} H^{(l-1)} V^{(l-1)} \} \\ F_l = \zeta(x_l, F_{l-1}) \end{cases} \quad (11)$$

式中,  $H^{(l)}$  为最后一层图卷积输出的虚拟同步发电机空间特征;  $\sigma\{\cdot\}$  为激活函数;  $D$  为度矩阵;  $H^{(l-1)}$  为前一层图卷积输出结果;  $V^{(l-1)}$  为可训练权重矩阵;  $F_l$  为当前时刻的虚拟同步发电机时间特征;  $\zeta(\cdot)$  为时间特征提取函数;  $x_l$  为电气运行多源数据;  $F_{l-1}$  为前一时刻时间特征。

步骤三: 首先将三类特征向量映射到同一维度并拼接, 表达式为

$$z = [W_s H^{(l)}; W_t F_l; W_R H_R] \quad (12)$$

式中,  $W_s$ 、 $W_t$ 、 $W_R$  为可学习的权重矩阵, 用于将特征映射到同一空间,  $H_R$  为故障指标特征。

基于注意力机制计算虚拟同步发电机空间特征、时间特征、故障指标的注意力权重<sup>[16]</sup>, 表达式为

$$\begin{cases} \chi_1 = \frac{\exp(q^T W_s H^{(l)})}{\chi_0} \\ \chi_2 = \frac{\exp(q^T W_t F_l)}{\chi_0} \\ \chi_3 = \frac{\exp(q^T W_R H_R)}{\chi_0} \end{cases} \quad (13)$$

式中,  $\chi_1$ 、 $\chi_2$  与  $\chi_3$  为空间特征、时间特征、故障指标的注意力权重;  $\exp(\cdot)$  为激活函数;  $q$  为可学习查询向量;  $\chi_0$  为注意力权重标准化因子。满足  $\chi_1 + \chi_2 + \chi_3 = 1$ , 保证权重分配的合理性。

以计算出的注意力权重为依据, 对全部特征信

息进行加权融合, 获取虚拟同步发电机电气运行的融合特征<sup>[17]</sup>, 其表达式为

$$S = \chi_1 (W_s H^{(l)}) + \chi_2 (W_t F_l) + \chi_3 (W_R H_R) \quad (14)$$

式中,  $S$  为融合特征。

步骤四: 将融合特征结果输入到全连接层的分类器中, 基于 Softmax 函数进行电气一二次故障同步 AI 分类识别, 表达式为

$$K = \text{Softmax}[V_o S + b_o] \quad (15)$$

式中,  $K$  为电气一二次故障类别编号;  $V_o$  与  $b_o$  为权重矩阵与偏置项。

## 2 实验

本文选择 e-PowerAEPW-50/60 虚拟同步发电机作为实验对象, 基础参数配置情况:

- 电压范围: 300 V ~ 500 V;
- 额定电压范围:  $380 \pm 20\%$  V;
- 线制: 三相四线;
- 额定电网频率范围: 50 Hz;
- 交流电流畸变率:  $\leq 3\%$ ;
- 直流分量:  $\leq 0.59\%$  ipn(额定峰值电流);
- 最大效率:  $> 95\%$ ;
- 功率因数控制:  $-1 \sim 1$ ;
- 不平衡补偿: 100%;
- 谐波补偿: 2 ~ 25 次;
- 防护等级: IP20;
- 工作温度:  $-25^\circ\text{C} \sim 55^\circ\text{C}$ ;
- 相对湿度: 5% RH ~ 95% RH;
- 噪音: 70 dB。

搭建实验场景, 如图 3 所示。



图 3 实验场景

持续采集的三相电压、三相电流、有功功率、无功功率、系统频率等 SCADA 系统数据。采集故障发生前后的高精度电流、电压录波数据, 用于捕捉暂态特征。通过通信总线采集的保护装置状态字、

控制命令、CT/PT 二次侧测量值、通信报文的误码率与丢包率等。为覆盖所有故障类型，在安全可控条件下，通过模拟各种一次、二次及耦合故障，获取相应的数据样本。对所有采集的原始数据进行缺失值填补、噪声滤波、数据对齐(统一时间戳)等预处理操作，然后对每个数据样本进行故障类型标注，形成高质量的标签数据。最终构建了一个包含 5000 组有效样本的数据集。按 7: 3 的比例随机划分为 AI 学习训练组(3500 组)与 AI 算法验证组(1500 组)，训练 AI 模型。划分过程中确保了各类故障样本在训练集和测试集中的分布比例基本一致，避免因数据分布不均导致的模型偏差。

应用设计方法、对比方法 1(面向数字孪生的电气故障识别方法)与对比方法 2(基于动态阈值 Ada-Boost 算法的电气故障识别方法)进行实验，通过虚拟同步发电机电气运行融合特征提取结果、电气一二次故障识别结果与电气一二次故障误识率来分析应用方法的性能优劣。

在 0 s 时，虚拟同步发电机正常运行，在 15 s 施加一次故障，闭合短路开关，设置短路电阻 0.1Ω，短路初始角 30°，模拟三相短路故障，此时，系统电流急剧增大，电压下降，记录此时的时空特征变化，在 25 s 施加二次故障，人为触发保护误动作信号，使断路器误跳闸。记录这一过程的时空特征和故障指标曲线，并将曲线进行融合，获取融合特征结果，如图 4 所示。

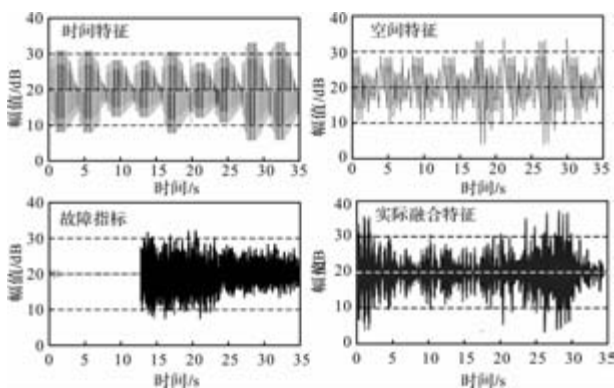


图 4 电气一二次故障特征和故障指标波形

采用设计方法、对比方法 1 与对比方法 2 对虚拟同步发电机电气运行融合特征进行提取，结果如图 5 所示。

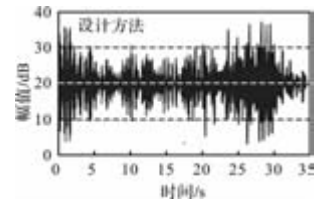
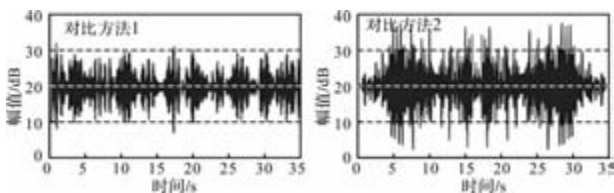


图 5 电气运行融合特征波形提取结果示意图

如图 5 所示，设计方法应用后虚拟同步发电机电气运行融合特征提取结果与实际融合特征一致性较高，而对比方法 1 与对比方法 2 应用后虚拟同步发电机电气运行融合特征提取结果与实际融合特征差异性较大。这主要是因为设计方法在电气一二次故障同步 AI 识别模型中引入了注意力机制，通过动态地调整空间特征、时间特征与故障指标的权重，更加聚焦于对输出结果有重要影响的关键信息。注意力机制增强了模型在处理复杂电气运行数据时的鲁棒性和准确性，特别是在面对电气一次和二次故障这种高度非线性、时变性的问题时，其效果尤为显著，从而大幅度地提升了电气运行融合特征提取的精度。

选取短路故障、断路故障、过载故障、接地故障、保护装置误动或拒动故障、控制回路故障、信号回路故障、测量回路故障与一二次耦合故障，每个故障类型选取 5 个实验样本，通过设计方法、对比方法 1 与对比方法 2 对其进行识别，结果如图 6 所示。

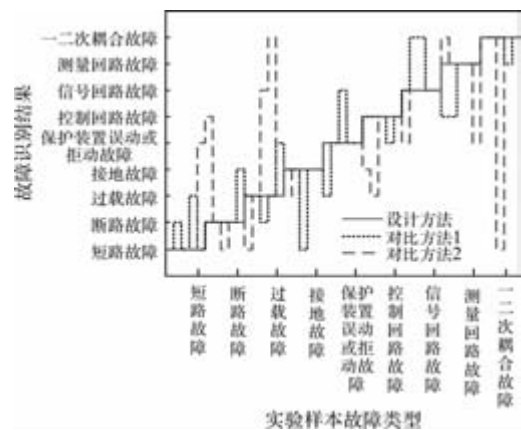


图 6 电气一二次故障识别结果示意图

如图 6 所示，每个故障类型选取 5 个实验样本，通过设计方法、对比方法 1 与对比方法 2 对其进行识别。设计方法应用后电气一二次故障识别结果与实验样本标注结果一致，而对比方法 1 与对比方法 2 应用后电气一二次故障识别结果与实验样本标注结果存在一定的偏差。这主要是因为设计方法对虚拟同步发电机电气一二次故障特性进行了深入分析，确定并提取了相应的故障指标，再加之空间特征与

时间特征的融合应用, 从而有效地提高了一二次故障识别依据的全面性, 进而提升了电气一二次故障识别的精准性。

每个实验组别进行 5 次测试, 计算相应的电气一二次故障误识率, 其计算公式为

$$F = \frac{N_A}{N_I} \times 100\% \quad (16)$$

式中,  $N_I$  为总测试样本数,  $N_A$  为错误识别样本数。采用三种方法对整个训练组中的数据进行了识别, 得到的误识率对比结果如图 7 所示。

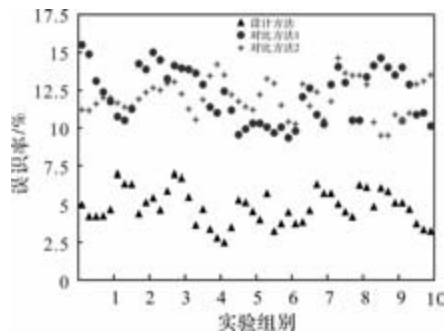


图 7 电气一二次故障误识率示意图

图 7 中, 与对比方法 1 与对比方法 2 相比较, 设计方法获得的电气一二次故障误识率明显比较低, 最小值达到了 2.5%。这主要是因为设计方法应用 AI 技术——多模态时空图神经网络 (MST-GNN) 构建了电气一二次故障同步 AI 识别模型, 其能够高效处理电气运行数据, 利用分层图卷积与 LSTM 分支有效提取了时间特征、空间特征与故障指标, 并基于注意力机制对特征信息进行有效地融合, 从而有效提升了设计方法的电气一二次故障分类识别精度, 即大幅度降低了电气一二次故障误识率。

### 3 结 语

综合能源系统是现今能源结构改革的关键所在, 其能够通过多种能源互补互济, 为用户提供高质量的电力供应。但是, 由于复杂运行环境、电气设备自身缺陷等因素的影响, 致使电气一二次故障频发, 威胁着虚拟同步发电机及其综合能源系统的安全, 故提出综合能源虚拟同步发电机电气一二次故障同步 AI 识别方法研究, 降低了电气一二次故障误识率, 在分布式能源接入背景下, 其能够积极响应频率变化, 保障综合能源系统运行的稳定性。

### 参考文献

[1] 李林威, 薛庆伟, 罗国强, 等. 基于改进型 Smith 预估计器的 FLNG 燃气发电机组间歇控制[J]. 微电机,

2025, 58(02): 64-68.

- [2] 董成龙, 朱青国, 董磊, 等. 基于饱和参数和混沌搜索算法的同步发电机组励磁分阶段优化控制方法[J]. 微电机, 2024, 57(07): 49-53, 72.
- [3] 吴玉璋, 嵇兴康, 李华忠, 等. 同步发电机励磁变压器低压侧单相接地故障识别与定位方法[J]. 电力自动化设备, 2024, 44(10): 165-171.
- [4] 宋连会, 王旭, 刘雷. 面向数字孪生的水轮发电机故障诊断方法及应用[J]. 人民长江, 2025, 56(3): 207-213.
- [5] 彭艳来, 樊永, 杨晓峰, 等. 基于动态阈值 AdaBoost 算法的风电机组发电机电气故障诊断研究[J]. 电气传动, 2023, 53(6): 91-96.
- [6] 肖忠云. 基于轻量化卷积神经网络的电气一次设备故障识别[J]. 电气技术与经济, 2024(12): 28-30.
- [7] 樊云鹏, 池招荣, 覃显南, 等. 基于最大熵阈值分割的电气二次回路故障三维可视化识别模型[J]. 计算技术与自动化, 2023, 42(4): 105-109.
- [8] 吴卫珍, 赵莎莎. 基于智能传感网络的电气关联故障点识别仿真[J]. 计算机仿真, 2023, 40(11): 497-500, 510.
- [9] 齐航, 任喆, 李常刚, 等. 故障位置特征表达的盲区识别与电气坐标系扩展[J]. 电力系统自动化, 2022, 46(7): 77-84.
- [10] 楚恬歆, 张文海, 瞿科, 等. 基于复合判据的小电流接地系统接地型早期故障检测[J]. 高电压技术, 2022, 48(3): 1022-1031.
- [11] 随阁, 赵博, 王义勇, 等. 永磁辅助磁阻发电机建压过程及短路故障运行[J]. 现代电子技术, 2024, 47(10): 6-12.
- [12] 黄潇, 冯莉, 罗洪林. 基于 GAN-LSTM 的 PMSM 逆变器开路故障诊断研究[J]. 电力电子技术, 2024, 58(12): 49-53.
- [13] 孔令哲, 何柏娜, 边晨曦, 等. 光伏直流串联电弧故障区域识别[J]. 消防科学与技术, 2022, 41(12): 1623-1628.
- [14] 任翔宇, 秦勇, 王彪, 等. 基于博弈映射学习的多传感源信息融合三相电机智能故障诊断方法[J]. 电工技术学报, 2023, 38(17): 4633-4645.
- [15] 翁东雷, 王露民, 莫建国, 等. 基于云计算关联分析的电力设备故障识别模型[J]. 电网与清洁能源, 2023, 39(10): 38-44.
- [16] 杨桂兴, 郭小龙, 孙谊嫒, 等. 虚拟同步发电机频率偏差前馈阻尼控制策略的参数整定方法[J]. 高压电器, 2024, 60(10): 46-53.
- [17] 李斌, 龚祥祥, 胡丹丹, 等. 基于预设时间一致性的虚拟同步发电机二次电压控制[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(10): 166-176, 192.

# 基于电流信号图像化的逆变器电源开路故障诊断方法

袁航, 徐阳

(国网江苏省电力有限公司盐城供电分公司, 江苏 盐城 2240002)

**摘要:** 针对逆变器开关管出现的开路故障问题, 提出一种基于电流信号图像化后与卷积神经网络相结合的诊断方法。首先, 模拟并网逆变器开关管出现的各种开路故障情况, 并采集输出端时序电流数据; 其次, 利用图像化模态转换方法将时序数据转化为图像数据; 最后, 利用卷积神经网络对数据进行学习训练。仿真结果表明利用该方法训练模型对逆变器电源开路故障的诊断便是准确率高, 具有较好的稳健性。

**关键词:** 故障诊断; 并网逆变器; 逆变器开关管; 图像化转换; CNN

**中图分类号:** TM31; TP272 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-6848(2026)03-0054-08

## Fault Diagnosis of Open Circuit in Grid Connected Inverters Based on Current Signal Visualization

YUAN Hang, XU Yang

(State Grid Jiangsu Electric Power Co., LTD., Yancheng Power Supply Branch, Yancheng Jiangsu 224000, China)

**Abstract:** A diagnostic method based on current signal visualization combined with convolutional neural network was proposed to address the problem of open circuit faults in inverter switching tubes. Firstly, simulated various open circuit fault situations that occur in the switching tubes of grid connected inverters, and collected time-series current data at the output end; Secondly, using image-based modal transformation methods to convert time-series data into image data; Finally, used convolutional neural networks to learn and train the data. The simulation results show that using this method to train the model for diagnosing open circuit faults in inverter power supply has high accuracy and good robustness.

**Key words:** fault diagnosis; grid connected inverter; inverter switch tube; image conversion; CNN

### 0 引言

随着电力系统中新能源电源的大量接入, 高比例电力电子设备成为新型电力系统的主要特征。其中逆变器电源尤为重要, 其健康程度对电力系统正常运行起着不可忽视的作用<sup>[1]</sup>。开关管是逆变器中的关键组件, 常见的类型包括普通 MOSFET、IGBT、SiC MOSFET 等。这些开关管具有不同的性能特点, 影响着逆变器的效率、功率处理能力和稳定性<sup>[2]</sup>。其健康状态对逆变器整体乃至整个系统具有重要影响。

但在实际并网系统中逆变器功率开关管 IGBT 由于过电流、过电压、电气冲击等原因, 容易出现故障, 需快速对逆变器故障进行诊断, 进而采取相应隔离措施以防止故障进一步扩大。

目前针对开关管的故障研究主要聚焦于其开路

故障而非短路。这是因为一旦开关管发生短路故障, 逆变器输出电流迅速增大, 甚至会在短时间内增大数倍, 时间通常持续约几微秒, 相关硬件保护快速动作将其熔断, 进而使开关管短路故障转变为开路故障。当逆变器发生开路故障时, 保护装置可能存在动作延迟, 故障支路维持导通状态使设备持续工作。这种异常工况若未及时处理, 可能会出现从局部元件过载损毁到系统级运行异常的情况, 严重时甚至触发连锁故障<sup>[3]</sup>。当逆变器出现上述严重开/短故障时, 为了维持电网电能质量要求以及产出良好发电效率, 逆变器必须快速退出并断开并网开关<sup>[4]</sup>。因此采用故障诊断技术能够及时发现逆变器异常, 精准地确定故障的位置和原因, 进而迅速将故障设备切除, 有助于防止故障进一步扩大对电力系统造成安全风险, 提高系统的运行稳定性。

目前针对逆变器开关管的故障诊断方法也开展

收稿日期: 2025-04-21

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(52077059)

作者简介: 袁航(1972), 男, 硕士, 高级政工师, 研究方向为微网、储能研究方案技术研究和开发。

徐阳(1993), 男, 本科, 工程师, 研究方向为新能源及分布式电源并网方面研究工作。

了一定的研究工作，下面针对较为重要的故障诊断方法和技术进行简要归纳。

(1) 基于已知系统模型：基于混杂系统理论框架，开发了无故障工况下的非线性状态观测器。通过滑模观测器技术实时对比逆变器功率管开路时的三相电流实测波形与估计轨迹，提取残差特征向量并构建动态阈值策略，最终实现 NPC 三电平逆变器开路故障的在线辨识。文献<sup>[6]</sup>提出一种基于区间滑模观测器比较系统和观测器的电流残差以进行故障检测与定位的逆变器开路故障诊断方法，并通过实验平台验证了诊断的准确性与鲁棒性。

但逆变器的复杂性和非线性特性使得建立准确的模型变得困难，因此该类方法在逆变器故障特征识别领域并不是研究热点。

(2) 基于输入输出采集信号：通过对传感器采集的信号进行分析，可以检测出系统中的异常信号，帮助确定故障的类型和位置<sup>[7]</sup>。采集的信号主要选择为电气信号。如电流、电压、功率因数等。例如文献<sup>[8]</sup>利用短时傅里叶变换提取 MMC 子模块桥臂电压信号的谐波分量信息作为故障诊断所需的特征参数，结合深度网络进而实现开路故障的检测与定位。文献<sup>[9]</sup>利用小波包分解方法对逆变器输入电流进行特征提取，得到能够平替电流信号的特征变量，再将特征变量参数进行相应的归一化处理，即可将逆变器不同故障状态下的特征变量参数区分开来。后续采用多分类支持向量机来对上述所提取的故障特征进行学习训练。

(3) 基于数据模型与人工智能：深度学习、神经网络等技术被用于处理大规模的数据，通过多个隐藏层逐层提取输入数据的特征，形成层次化的表示，从而能够学习到更抽象、更高层次的特征，实现对潜在故障模式的学习和识别<sup>[10]</sup>。这类方法在电力系统、制造业、航天等故障诊断领域逐渐成为主流。

上述方法技术之间存在交叉融合，现有的故障诊断方法研究大多聚焦于数据驱动方法。主要从采集信号如何处理与选择何种神经网络入手。

针对逆变器开关管的开路故障，一般选择其三相输出电流作为采集信号，随后选择不同的信号处理方式搭配神经网络进行训练。为此，本文提出了基于电流信号图像化后结合卷积神经网络(CNN)的开路故障诊断方法，基于格拉姆角场(Gramian angular fields, GAF)对时序电流数据进行变换，转化为图像数据并送入卷积神经网络中进行训练，以实现逆变器开关管开路故障诊断。该方法利用 GAF 进行

特征提取，在降低数据采集需求的同时最大程度保留逆变器电源故障特征。通过格拉姆角场变换对电流信号进行时空域重构，有效抑制传输通道引入的相位偏移与幅度畸变，保证诊断的时效性与鲁棒性。

## 1 故障类型与诊断方法

### 1.1 并网逆变器开关管开路故障类型

当 IGBT 出现开路故障时，逆变器输出的电流幅值不超限，故障特征主要体现在电流波形趋势中，在此情况下电流保护不会工作，开关管会以开路状态持续运行一段时间，若长期以此种状态运行，系统存在较大潜在运行风险，相关器件发生永久性故障的概率大大提高。

图 1 展示了逆变器并网系统的典型三相全桥架构，其功率器件布局采用双极性拓扑配置，6 组 IGBT 模块按两两互补原则分别部署于三相桥臂的上下支路。可能出现单管开路、同相桥臂双管开路、同侧桥臂两管开路与交叉桥臂两管开路等 21 种不同开路故障情况，如表 1 所示。

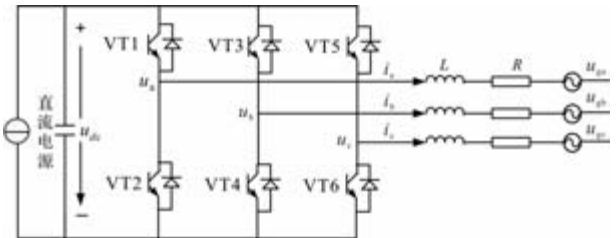


图 1 并网逆变器拓扑结构图

表 1 并网逆变器开关管开路故障分类编号

故障开关管	故障标签	故障开关管	故障标签
正常	0	V <sub>T1</sub> &V <sub>T5</sub>	11
V <sub>T1</sub>	1	V <sub>T3</sub> &V <sub>T5</sub>	12
V <sub>T2</sub>	2	V <sub>T2</sub> &V <sub>T4</sub>	13
V <sub>T3</sub>	3	V <sub>T2</sub> &V <sub>T6</sub>	14
V <sub>T4</sub>	4	V <sub>T4</sub> &V <sub>T6</sub>	15
V <sub>T5</sub>	5	V <sub>T1</sub> &V <sub>T4</sub>	16
V <sub>T6</sub>	6	V <sub>T1</sub> &V <sub>T6</sub>	17
V <sub>T1</sub> &V <sub>T2</sub>	7	V <sub>T3</sub> &V <sub>T2</sub>	18
V <sub>T3</sub> &V <sub>T4</sub>	8	V <sub>T3</sub> &V <sub>T6</sub>	19
V <sub>T5</sub> &V <sub>T6</sub>	9	V <sub>T5</sub> &V <sub>T2</sub>	20
V <sub>T1</sub> &V <sub>T3</sub>	10	V <sub>T5</sub> &V <sub>T4</sub>	21

### 1.2 CNN 原理与图像模态变换方法

深度学习是人工智能中的代表性技术，其核心

为神经网络,大量的数据经过多层次的神经网络训练学习,信息通过多层网络传递,逐层提取和学习数据不同层次的特征,以实现复杂的识别分类任务。其发展迅速并在故障诊断领域广为应用。CNN 作为一种典型神经网络,在深度学习中占据重要地位,出色的性能使其成为现阶段识别分类任务的首选模型。CNN 尤其擅长处理图像数据,其卷积层能有效捕捉图像的局部特征,通过池化层降低维度,从而实现对图像的层次化特征学习。这使得 CNN 在图像识别分类与计算机视觉任务中具有卓越表现<sup>[10]</sup>。

因此本文在选用 CNN 的基础上,选择合适的图像模态转换方法,将采集到的三相电流时序数据转化为图像,以更好的适配 CNN 的性能。图像转换方法包括传统的小波系数图法、递归图法等,但由于其面临着参数选择困难、信息易损失、维度灾难等问题,实际应用效果欠佳。随着计算机视觉领域的发展,诞生出的格拉姆角场转换方法能够充分保留采集信号的数值信息以及不同时间戳数据间的关联信息,同时剔除冗余变量以减小内存,具有计算复杂度低、适用性强等优势,非常适合结合 CNN 来对逆变器开关管的故障状态进行诊断分类<sup>[11]</sup>。下面给出 CNN 网络结构并详细阐述本文采用的格拉姆角场原理,此外简要归纳其他图像化方法原理。

### 1.2.1 CNN 网络结构

图 2 对 CNN 结构进行直观展示,经过多层卷积层、池化层输出, CNN 通道输出对应的特征向量形成全连接层,全连接层展开一维向量输入 Softmax 分类器中,完成训练过程。

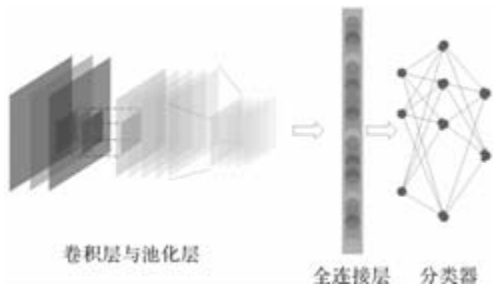


图 2 CNN 网络结构

### 1.2.2 基于格拉姆角场的 GASF 与 GADF 原理

格拉姆角场(Gramian Angular Field, GAF)首先对原始时间序列进行归一化处理实施笛卡尔-极坐标变换,将时序演化路径转化为极径-极角参数空间,随后基于该空间构建格拉姆矩阵,通过余弦叠加与正弦差分运算分别生成表征时序自相关性的双通道特征表达架构,最终形成具有时域关联特性的

二维特征矩阵<sup>[12]</sup>。

定义时间序列  $\mathbf{X} = \{x_1, x_2, \dots, x_i, \dots, x_n\}$ , 其中  $n$  为时间点的总数,  $i$  为时间点且  $i = 1, 2, \dots, n$ 。将  $\mathbf{X}$  进行 GAF 变换的流程如:

#### 1) 标准化缩放。

首先将直角坐标系下时间序列  $\mathbf{X}$  通过式(1)缩放为  $[-1, 1]$  范围的  $\tilde{x}_i$ 。

$$\tilde{x}_i = \frac{x_i - \max(\mathbf{X}) + x_i - \min(\mathbf{X})}{\max(\mathbf{X}) - \min(\mathbf{X})} \quad (1)$$

#### 2) 极坐标变换。

将时序电流数据转化为向量,用以后续进行内积运算。其变换公式为

$$\begin{cases} \varphi = \arccos \tilde{x}_i & -1 \leq \tilde{x}_i \leq 1, \tilde{x}_i \in \tilde{\mathbf{X}} \\ r = t_i/N & t_i = 1, 2, \dots, N \end{cases} \quad (2)$$

式中,  $t_i$  为时间节点;  $N$  为常数因子;  $\varphi$  为相角;  $r$  为极坐标半径;  $\tilde{\mathbf{X}}$  为标准化缩放后的  $\mathbf{X}$ 。

由方程可知,因为  $\cos \varphi$  在  $\varphi \in [0, \pi]$  时单调,因此在电流值确定时将其映射到极坐标上唯一,并且逆向映射也具有唯一性。

上述标准化缩放后的时间序列  $\tilde{\mathbf{X}}$  经极坐标变换后形成极坐标向量  $\dot{\mathbf{X}} = \{\dot{x}_1, \dot{x}_2, \dots, \dot{x}_i, \dots, \dot{x}_n\}$ 。

#### 3) GAF。

格拉姆矩阵  $\mathbf{G}$  定义如式(3)所示。向量的内积运算可以用来表征不同向量之间的相关性。

$$\mathbf{G} = \mathbf{X}^T \mathbf{X} = \begin{bmatrix} \langle \dot{x}_1, \dot{x}_1 \rangle & \cdots & \langle \dot{x}_1, \dot{x}_n \rangle \\ \langle \dot{x}_2, \dot{x}_1 \rangle & \cdots & \langle \dot{x}_2, \dot{x}_n \rangle \\ \vdots & & \vdots \\ \langle \dot{x}_n, \dot{x}_1 \rangle & \cdots & \langle \dot{x}_n, \dot{x}_n \rangle \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中,  $\langle \cdot, \cdot \rangle$  为内积运算。

传统格拉姆矩阵的内积定义范式在噪声抑制方面存在固有局限,其在高斯白噪声环境下易产生特征混淆效应,故 GAF 在传统的内积定义式中添加了惩罚项,从而消除高斯噪声的影响,表达式为

$$\langle \dot{x}_i, \dot{x}_j \rangle = \cos(\varphi_i + \varphi_j) \quad (4)$$

$$\langle \dot{x}_i, \dot{x}_j \rangle = \sin(\varphi_i - \varphi_j) \quad (5)$$

针对上述 2 种不同内积定义形式,可分别得到 2 种不同的 GAF, 即 GASF 与 GADF, 其格拉姆矩阵  $\mathbf{G}_{\text{GASF}}$  与  $\mathbf{G}_{\text{GADF}}$  分别为

$$\mathbf{G}_{\text{GASF}} = \begin{bmatrix} \cos(\varphi_1 + \varphi_1) & \cdots & \cos(\varphi_1 + \varphi_n) \\ \cos(\varphi_2 + \varphi_1) & \cdots & \cos(\varphi_2 + \varphi_n) \\ \vdots & & \vdots \\ \cos(\varphi_n + \varphi_1) & \cdots & \cos(\varphi_n + \varphi_n) \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$G_{GADF} = \begin{bmatrix} \sin(\varphi_1 - \varphi_1) & \cdots & \sin(\varphi_1 - \varphi_n) \\ \sin(\varphi_2 - \varphi_1) & \cdots & \sin(\varphi_2 - \varphi_n) \\ \vdots & & \vdots \\ \sin(\varphi_n - \varphi_1) & \cdots & \sin(\varphi_n - \varphi_n) \end{bmatrix} \quad (7)$$

### 1.2.3 马尔可夫转换场原理

马尔可夫转换场(Markov Transition Field, MTF)与 GAF 在同一篇文章中被提出,也是一种常用于时间序列数据分析和模式识别的方法。它基于马尔可夫链的思想,即未来的状态只依赖于当前状态,而与过去的状态无关。通过统计每个状态之间的转移概率,可以构建一个转移概率矩阵。进而生成一个马尔可夫转换场。实现将时间序列数据转换成二维图像,以便于利用图像处理和计算机视觉的技术进行进一步分析。其在信号处理、生物信息学、金融等领域有着广泛的应用。

### 1.2.4 递归图原理

递归图(Recurrence Plot, RP)是一种通过相空间可视化轨迹周期性的方法,其原理是将时域空间变换为相空间,通过计算状态之间的距离得到相应的图像特征形成递归图。RP 能够保留原始一维信号中幅值与相位之间的相关信息,同时丰富故障信息特征,目前在故障/缺陷特征识别领域已有应用<sup>[13]</sup>。

### 1.2.5 相对位置矩阵原理

相对位置矩阵(Relative Position Matrix, RPM)首先对原始时序数据进行预处理以提高数据的质量。随后将时间序列数据划分为长度为 N 的窗口,对于每个窗口中的数据,计算各个数据点与其他数据点之间的相对位置关系,包括距离、角度、方向等信息组织成矩阵形式,即生成相对位置矩阵。该方法能够捕捉到时间序列数据中数据点之间的相对位置关系,从而在一定程度上保留了数据的时序信息<sup>[14]</sup>。

## 1.3 GAF 与 CNN 相结合的诊断策略

该策略大体流程如图 3 所示。经过 GAF 生成的 GASF 图与 GADF 图作为输入变量送至 CNN 中进行深度学习训练。图像化转换方法充分保留原有数据特征的同时,使数据蕴含了深层次的空间特征。CNN 作为专门处理图像数据的模型,能全面学习图像中的局部与全局特征,捕捉复杂的时空结构信息<sup>[15]</sup>。

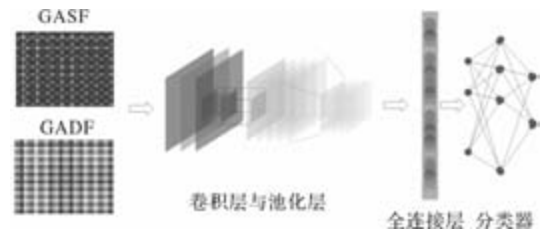


图 3 图像化与 CNN 相结合的认识策略

## 2 基于 GASF-CNN 与 GADF-CNN 的开路故障诊断方法

训练流程如图 4 所示。首先,基于 Matlab/Simulink 搭建并网仿真系统批量生成故障样本集。可选用 Simulink 中的 Clock 模块与 Switch 模块控制 IGBT 门极输入的 PWM 信号输入时刻来控制开关管的导通与关断。当仿真时间小于 Switch 模块中的设定时间时,输出 0 至 VT1 门极,即不导通;当仿真时间大于设定时间时,输出 PWM1 信号至 VT1 门极,便实现了控制 VT1 开关管的任意时刻断开。结合 Matlab 代码与 Simulink 平台进行交互循环仿真,即可批量生成足够数量的故障样本电流数据。

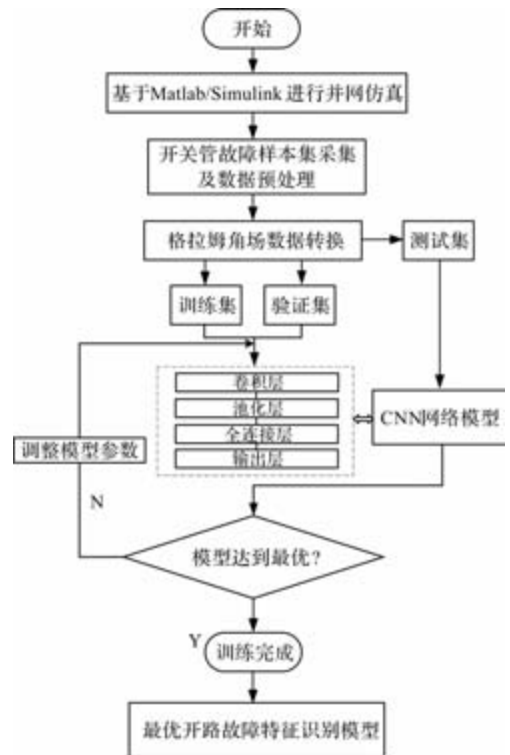


图 4 开关管开路故障特征识别流程图

随后,利用 GAF 对原始采集电流数据进行图像模态转换。依据格拉姆角场原理,可生成 GASF 图像与 GADF 图像,可将其看作两种算法进行对比训练。以 VT1 开路故障为例,图 5、图 6 展示电流时

序数据转化后生成的 GASF 图与 GADF 图。

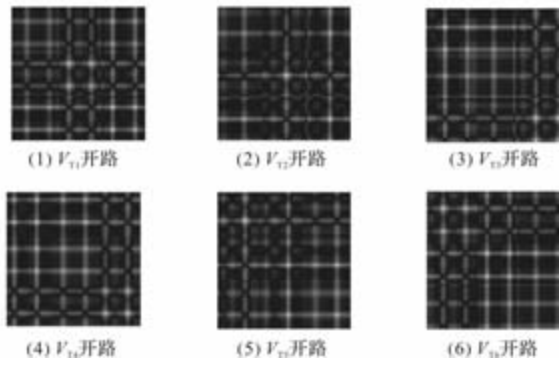


图5 开关管单管开路状态下 GASF 图

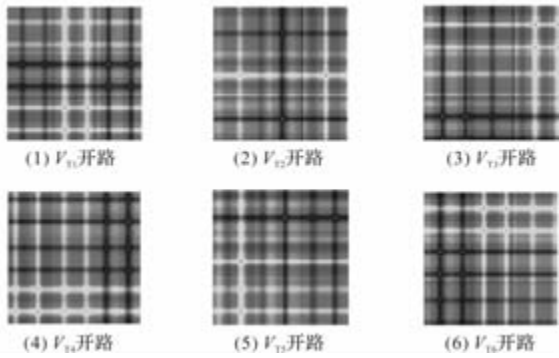


图6 开关管单管开路状态下 GADF 图

接下来以 GASF 图像作为样本集为例，进一步介绍深度学习训练流程。将样本按照 7: 1: 2 的比例划分为训练集、验证集、测试集后，对训练集与验证集进行迭代训练。

表2 CNN 网络结构

图层	输出类型	相连接层
输入层	[(None, 64, 64, 1)]	
第一卷积层	(None, 63, 63, 32)	输入层
第一最大池化层	(None, 31, 31, 32)	第一卷积层
批量归一化	(None, 31, 31, 32)	第一最大池化层
第二卷积层	(None, 30, 30, 16)	批量归一化
第二最大池化层	(None, 15, 15, 16)	第二卷积层
全连接层	(None, 3600)	第二最大池化层
分类层	(None, 21)	全连接层

首先经过卷积层，卷积核在图片上滑动，计算每个位置的加权和后生成卷积特征图。通常卷积操作后，会利用激活函数来引入非线性。

卷积后要经过池化层，通过池化操作对卷积特征图进行下采样。本文采用最大池化来保留主要特征。经过池化操作后可降低特征图维度，减小计算负担。经过多次卷积-池化后，输出会展平成一个向量连接至全连接层，其与前一层中的所有神经元相连接，通过学习权重捕捉更高层次的抽象特征。

最后输出层使用 Softmax 函数输出分类概率。通过损失函数计算模型的输出与真实标签之间的差异，反向传播计算梯度，调整网络参数使梯度下降，反复迭代达到最小化损失的目的，使得训练模型效果达到最优。CNN 网络结构如表 2 所示。输入层输入 GASF 图像或 GADF 图像。

若训练好的模型在测试集中的表现不佳，则需人工适当修改神经网络超参数后再次进行训练，直至测试集的认识准确率满足要求才可将其作为最佳开路故障特征识别模型。

### 3 仿真与验证

#### 3.1 开路故障模拟与数据集生成

本文基于 Matalab/Simulink 平台搭建光伏并网仿真模型，通过控制逆变器开关管的 PWM 信号通断来模拟各种开路故障。图 7-图 10 为典型开路故障下逆变器输出电流波形展示。

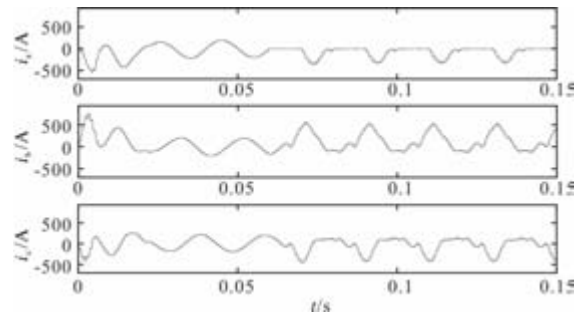


图7 VT1 单管开路故障输出电流波形图

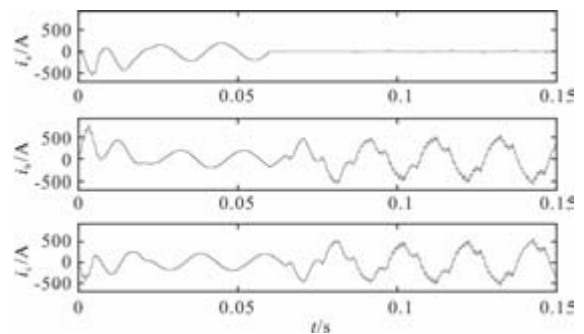


图8 VT1 与 VT2 双管开路故障输出电流波形图

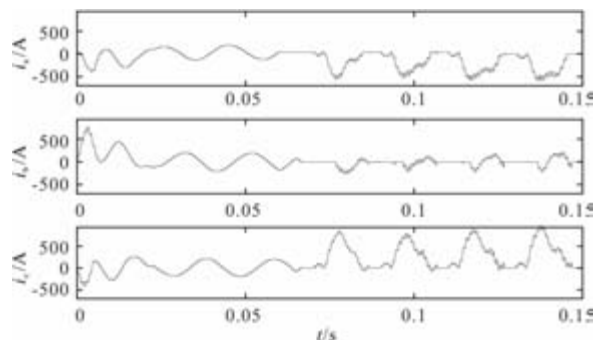


图9 VT1 与 VT3 双管开路故障输出电流波形图

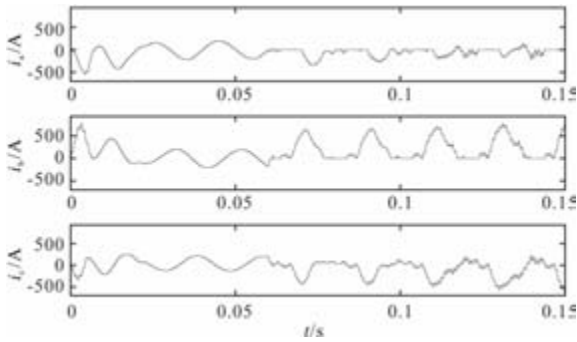


图 10 VT1 与 VT4 双管开路故障输出电流波形图

通过以上的典型开路故障波形展示可知，不同种类开路故障之间显现着某些共性，较明显的特征是某一相电流存在正半轴或者负半周为零值。但每种开路故障下三相电流的波形又各有其特点，同时并不是所有开路故障都包含电流过零值，且不同种类故障间可能包含相似的电流过零特征，因此选择合适的数据处理方法与神经网络结构尤为关键。

通过在仿真模型分别对开关管的 21 种开路故障采集每种异常状态下逆变器输出三相电流信号  $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$  形成故障/缺陷样本数据集。其中，电流信号采样频率设定为 1 kHz，即每个周波采样 20 个数据点，采样时间长度选取系统稳定后的 0.2 s 进行截取，即每一相电流采样 200 个数据点，而后再将 A、B、C 三相电流进行纵向拼接，形成  $[600 \times 1]$  的 1D 信号，作为一组初始样本数据。

对于人工智能学习方法来说，需要足够的样本数据，才能保证神经网络的训练是全面且准确的。针对单种逆变器开关管异常状态若仅采用少组样本数据难以实现准确识别分类，因此需要结合实际情况来丰富单种开路故障下的样本数据。

针对开关管开路故障的数据集扩建，考虑到系统实际运行时，开关管开路故障的出现是瞬时突发的，它可能发生在系统运行过程中的任一时刻，导致固定采样长度下故障波形存在时序上的差异。因此可以通过设置开路故障发生在采样区段内的不同时刻来进行扩建故障数据集。将采样区段 0.2s 进行 200 等分，即每 1ms 设定一个故障时刻，对每种开路故障进行 200 次循环仿真，获得 200 组故障样本数据，即 21 种不同开路故障共计获得 4200 组样本。

### 3.2 训练与结果展示

本文利用 Python 语言搭建深度学习网络模型，计算机配置为 RTX 4060 GPU、Intel Core i9-13900H CPU、32GB RAM。将 4200 组 GASF 图像样本与 4200 组 GADF 图像样本，均随机按照 7: 1: 2 的比例划分为训练集、验证集、测试集。

表 3 网络模型参数设定

参数	参数值
最大训练轮次	150
批量大小	256
学习率	0.001
验证频率	1

采用 Adam 优化器进行优化；初始学习速率设定为 0.001；损失函数采用交叉熵函数；批尺寸大小设定为 256。经过 150 次迭代完成模型训练，神经网络参数设置如表 3 所示。

GASF-CNN 与 GADF-CNN 可看作两种不同的方法进行对比分析，将 4200 组 GASF 图像样本与 4200 组图像 GADF 样本分别送入至 CNN 模型中进行深度学习训练来观察其各自的训练效果。图 11 与 12 将训练集、验证集的准确率与损失值绘制到一张图中，前者为 GASF 训练效果图，后者为 GADF 训练效果图。总的来看，两种方法在迭代 40 次左右时，分类准确率均已达到 100%，损失值无限接近于 0。在训练过程中两者准确率曲线均出现了波动情况，但迭代至 150 次后模型平稳收敛，840 组测试集样本分别送入至训练好的 GASF-CNN 模型与 GADF-CNN 模型中，分类准确率均为 100%。且测试集样本分类共耗时 6.28 s，平均每个样本耗时 7.48 ms，分类速度快。

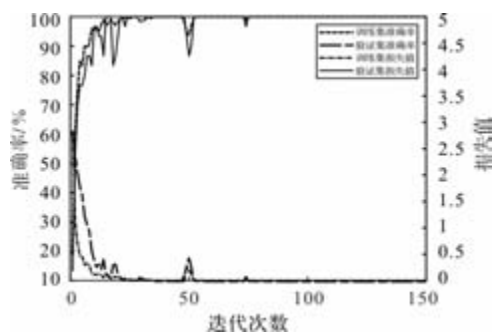


图 11 GASF 训练与验证集准确率曲线图

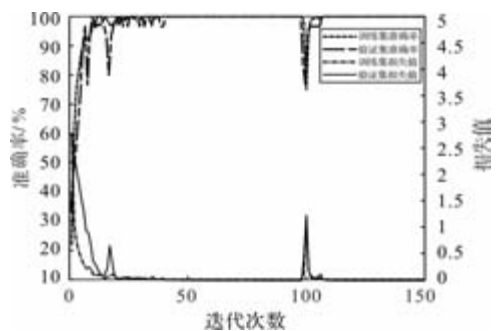


图 12 GADF 训练与验证集准确率曲线图

上述结果展示表明，无论采用 GASF-CNN 模型还是 GADF-CNN 模型均可实现对 21 种不同的逆变器开关管开路故障进行诊断识别分类，且能够保证分类的准确率与快速性。但实际现场的信号传输过程会出现共模、差模等噪声使得模型的分类性能下降，因此需进一步验证上述模型的抗噪性。

### 3.3 抗噪性分析

如表 4 所示。Test 为原始测试集样本，另外设置了 Test1、2、3 三个测试集样本，分别表示加入了 30 dB、20 dB、10 dB 的测试集样本(其中 dB 为信噪比，信噪比越低代表噪声含量越高)。根据上述构建的含不同噪声含量的测试集样本，对上一小节已训练并保存的 GASF-CNN 与 GADF-CNN 模型进行抗噪性验证分析。

表 4 构建加噪声版测试集样本

测试集编号	Test	Test1	Test2	Test3
噪声(信噪比)	0dB	30dB	20dB	10dB

表 5 为将测试集样本中加入不同程度噪声后，训练好的 GASF-CNN 模型与 GADF-CNN 模型分类准确率表现情况。

表 5 构建加噪声版测试集样本

不同模型	准确率%		
	Test1	Test2	Test3
	信噪比 30 dB	信噪比 20 dB	信噪比 10 dB
GASF-CNN	100	99.29	97.74
GADF-CNN	100	100	98.93

在无噪声测试集与加入 30 dB 噪声测试集情况下，两种模型均能保证 100% 分类准确率。在加入了 20 dB 噪声的 Test2 测试集样本中，GADF-CNN 模型仍能够保持 100% 准确率，但 GASF-CNN 模型分类准确率降低为 99.29%，不再能够保持分类完全正确。在加入了 10 dB 的较强噪声干扰的 Test3 中，两种模型均无法保持百分百分类准确率，GASF-CNN 模型准确率进一步下降至 97.74%，而 GADF-CNN 模型分类准确率下降至 98.93%，但是准确率仍高于 GASF-CNN 模型。

从上述实验对比分析可知，GADF-CNN 模型在面对 10dB, 20Db, 30dB 三种噪声干扰时，分类准确率相较于 GASF-CNN 模型更为稳定，这是因为归一化收缩后的时序数据通过 GADF 进行编码后形成的图像稀疏性相对较高，同时由于异常状态下逆变器输出电流的强非线性加剧了图像数据的稀疏性，可清理掉图像中的多模态冗余信息，减小噪声。因

此在面对信号噪声时，GADF 相较于 GASF 具有更优的抗噪性。但其他图像模态转换方法结合 CNN 后是否能够得到超越 GADF-CNN 模型的性能，还需通过下一小节进行不同图像模态转换方法的效果对比实验来进行验证。图 13 将分类准确率画成柱状图进行直观展示，图中空白框表示 GASF-CNN 模型，斜线框表示 GADF-CNN 模型。

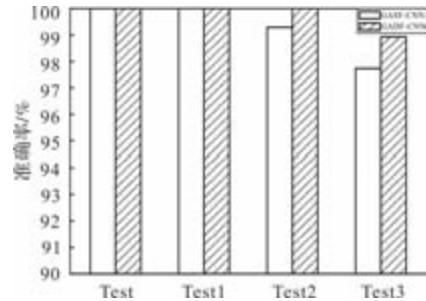


图 13 不同噪声测试集下模型分类准确率柱状图

### 3.4 替换不同图像模态转换模块的效果对比

分别采用前文提到的三种图像模态转换方法对时序样本集进行图像化转换，再结合 CNN 进行模型训练效果对比。典型开路故障情况下，利用马尔可夫转换场、递归图、相对位置矩阵生成的图像如图 14-16 所示。

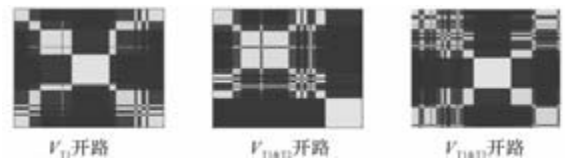


图 14 开关管典型开路故障 MTF 图像

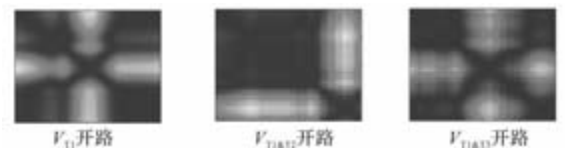


图 15 开关管典型开路故障 RP 图像

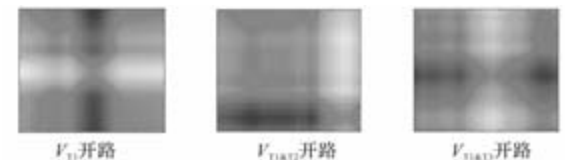


图 16 开关管典型开路故障 RPM 图像

将 4200 组一维时序故障样本集通过上述介绍的三种不同图像模态转换方法进行图像转换，再各自结合 CNN 深度学习训练诊断分类模型，调整超参数使得验证集效果达到最优后，保存最优模型。

接着通过表 4 设定的加入三种噪声后的测试集样本进行模型测试，其测试集分类准确率结果如表

6 所示。

表 6 测试集分类准确性

不同模型	准确率%		
	Test1	Test2	Test3
	信噪比 30 dB	信噪比 20 dB	信噪比 10 dB
GASF-CNN	100	99.29	97.74
GADF-CNN	100	100	98.93
MTF-CNN	100	99.17	97.86
RP-CNN	96.9	95.24	92.86
RPM-CNN	97.38	95.95	93.81

在添加了 30 dB 的 Test1 测试下, GASF-CNN、GADF-CNN、MTF 方法均能保证完全识别分类正确, 而 RP、RPM 方法的分类准确率分别下降至 96.9%、97.38%, 相比较已无优势。随着测试集中添加的噪声逐步增大, 尤其当面对添加了 10 dB 噪声的 Test3 时, GASF-CNN 与 MTF-CNN 模型分类准确率分别达到了 97.74% 与 97.86%, 虽领先于 RP-CNN 与 RPM-CNN, 但仍略逊色于 GADF-CNN 模型达到的 98.93% 分类准确率。

由图 17 柱状图更能直观对比模型的性能优劣。经对比实验可以得到的结论是, 上述不同的图像模态转换方法中, GAF 相较于其他的方法在抗噪性上具有优势, 尤其是 GADF-CNN 模型在面对较大噪声时分类准确率最高。

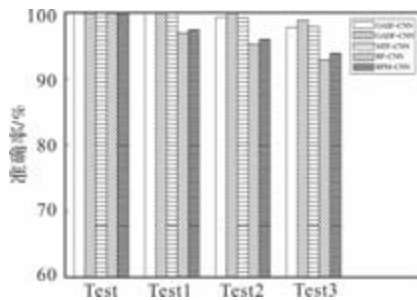


图 17 不同图像模态转换方法测试集分类准确率对比

上述进行对比分析的三种方法中, MTF-CNN 性能接近于 GAF, 但 MTF 方法原理是假设时序数据具有马尔可夫性质, 即未来状态仅依赖当前状态, 而与过去无关, 这便限制了方法的适用性。同时 MTF 需计算各个状态之间的转移概率, 在处理大规模数据时, 极大增加了计算负担。RP 与 RPM 方法与 CNN 构成的特征识别模型在添噪声后的测试集表现并不理想, 原因是上述两种方法相似性信息被映射到图像中易重叠, 且面对复杂的时序数据, 无法提供足够的信息揭示其中的模式或结构。但本文所采用的 GAF 能将数据中的时间、空间特征充分提取, 通过对比分析验证了其结合 CNN 构成的诊断分类模

型具有优越性能。

## 4 结 语

本文针对并网逆变器开关管开路故障问题提出了一种图像化模态转换与 CNN 相结合的开关管开路故障诊断分类策略, 采用格拉姆角场将时序信号转化为图像数据, 最大程度保留开关管开路故障情况下的故障特征。

通过仿真数据验证 GASF-CNN 与 GADF-CNN 两种模型在无噪声干扰时均能达到接近 100% 分类准确率, 但当测试集样本含有较大噪声时, GADF-CNN 具有更优的抗噪性。

接着通过采用三种不同的图形模态转换方法 MTF、RP、RPM 与 GAF 进行对比, 结果表明, 上述五种不同模型中 GADF-CNN 识别分类准确率最高, 且面对较大噪声干扰时分类性能最稳定。

本文构建故障/缺陷样本集中仅选取逆变器输出三相电流作为采集信号, 样本集维度较为单一, 后续可继续拓展结合三相电压、功率因数、温度分布等多维度电气量与非电气量特征融合训练, 实现更全面、快速地对逆变器异常状态进行特征识别。

## 参考文献

- [1] 辛保安, 李明节, 贺静波, 等. 新型电力系统安全防御体系探究[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(15): 5723-5732.
- [2] Ye M, Zhang J, Chen L, et al. Modified Modulation Strategy With Balanced Power and Switching Losses Distributed for Seven-Level Cascaded H-Bridge Inverters [J]. IEEE Access, 2019, 7: 134036-164046.
- [3] Sun P, Gong C, Du X, et al. Condition Monitoring IGBT Module Bond Wires Fatigue Using Short-Circuit Current Identification[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(5): 3777-3786.
- [4] GB/T 37409-2019, 光伏发电并网逆变器检测技术规范[S]. 北京: 中国电力企业联合会. 2019.
- [5] 余运俊, 裴石磊, 谢玉麟. NPC 三电平逆变器混杂建模及开路故障诊断[J]. 电测与仪表, 2020, 57(11): 16-23.
- [6] 陈超波, 王霞霞, 高嵩, 等. 基于区间滑模观测器的逆变器开路故障诊断方法[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(14): 4569-4579, 4736.
- [7] Gao Z, Cecati, Ding S. A Survey of Fault Diagnosis and Fault-Tolerant Techniques—Part I: Fault Diagnosis With Model-Based and Signal-Based Approaches [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(6): 3757-3767.

(下转第 81 页)

# 基于改进自抗扰带电作业飞行机械臂关节模组振动抑制与柔顺控制

王鲸杰<sup>1</sup>, 陈振宁<sup>1</sup>, 朱怀韬<sup>2</sup>, 甄圣超<sup>3</sup>, 单珂<sup>3</sup>

(1. 国网安徽省电力有限公司电力科学研究院, 合肥 230601; 2. 合肥汇优科技有限公司, 合肥 230031;  
3. 合肥工业大学 机械工程学院, 合肥 230009)

**摘要:** 电网带电作业飞行机械臂在电网维护中的应用已成为提高作业效率与安全性的的重要手段。然而, 机械臂的轻量化设计和复杂作业环境使得其关节模组在位置控制过程中容易产生振动问题, 影响控制精度和稳定性。本文基于关节模组的数学模型, 在位置环引入改进自抗扰控制器(Improved Active Disturbance Rejection Controller, IADRC)作为振动抑制算法以减少关节模组在动态响应过程中所受振动影响。其次, 提出导纳控制以提高机械臂关节的环境适应性与交互能力, 从而确保机械臂在工作时本身和电网线材的安全。仿真结果表明, 该方法在提高机械臂位置控制精度的同时, 能够显著降低振动对系统性能的影响; 提出的导纳控制策略能让机械臂体现出柔性, 能保护电网线材和机械臂本身安全。

**关键词:** 关节模组; 伺服电机; 振动抑制; 导纳控制

中图分类号: TM383.4; TP242

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)03-0062-08

## Vibration Suppression and Compliance Control of Joint Module of Power Grid Live Working Aerial Robotic Arm Based on IADRC

WANG Jingjie<sup>1</sup>, CHEN Zhenning<sup>1</sup>, ZHU Huaitao<sup>2\*</sup>, ZHEN Shengchao<sup>3</sup>, SHAN Ke<sup>3</sup>

(1. State Grid Anhui Electric Power Research Institute, Hefei 230601, China; 2. Hefei Huiyou Technology Co., LTD., Hefei 2300311, China; 3. School of Mechanical Engineering, Hefei University of Technology, Hefei 230009, China)

**Abstract:** The application of aerial robotic arms in live working on power grids has become an important means to enhance operational efficiency and safety. However, the lightweight design of the robotic arm and the complex working environment tend to cause vibration problems in the position control process of the joint modules, thereby affecting control accuracy and stability. In this paper, an improved active disturbance rejection controller (IADRC) was introduced into the position loop based on the mathematical model of the joint module as a vibration suppression algorithm to reduce the vibration impact on the joint module during dynamic response. Furthermore, an admittance control strategy was proposed to improve the environmental adaptability and interaction capability of the robotic arm joints, thereby ensuring the safety of both the robotic arm and the power grid lines during operation. Simulation results demonstrate that the proposed method not only improves the position control accuracy of the robotic arm but also significantly reduces the impact of vibration on system performance. The proposed admittance control strategy enables the robotic arm to exhibit flexibility, which can protect both the power grid lines and the robotic arm itself.

**Key words:** joint module; servo motor; vibration suppression; admittance control

## 0 引言

随着现代社会的发展, 用户对供电可靠性的要求越来越高, 在正常运行和维护过程中, 配电网需要进行各种带电作业, 由此提出一种带电作业飞行机械臂。带电作业飞行机械臂根据使用要求往往采用轻量化设计<sup>[1]</sup>, 因此机械臂关节模组在运行过程

中易受到环境干扰产生振动从而影响机械臂位置控制的精度<sup>[2]</sup>。为了抑制振动提升精度, 采用的方式大体上分为两种: 在关节模组中添加减振模块如添加阻尼器和质量块等吸收振动能量<sup>[3,4]</sup>, 或者在关节模组算法上进行主动减振设计。而在本身重量和空间要求高的机械臂关节模组上添加减振模块显得不太现实, 因此需要对关节模组控制算法进行减振

收稿日期: 2025-05-27

基金项目: 国网安徽省电力有限公司科技项目(B3120524000M); 安徽省高校协同创新项目(GXXT-2023-108)

作者简介: 王鲸杰(1995), 男, 博士, 工程师, 研究方向为配网运维检修技术, 配网带电作业。

通讯作者: 朱怀韬(1997), 男, 硕士, 初级工程师, 研究方向为不停电作业智能工具, 自动化控制。

设计。

PID 控制作为应用范围最为广泛的控制器, 但抗干扰能力差, 因此很难满足飞行机械臂关节模组抑制振动的工作要求<sup>[5]</sup>。Marcin Cychowski 等提出了一种新型的低成本、高性能模型预测控制(MPC)算法。该算法在面对外部负载、参数不确定性和变化时表现出较强的鲁棒性, 并在弹性耦合双质量驱动系统上进行了实验验证, 证明了其有效性<sup>[6]</sup>。而这种高阶算法计算量大, 不适宜关节模组的高精度伺服控制。韩京清提出一种自抗扰控制(ADRC)<sup>[7]</sup>不依赖于精确的系统模型, 适用性较强, 能够估计和补偿“内部干扰”和“外部干扰”, 该方法展现出显著的自适应性和抗干扰能力并且在许多非线性系统中得到应用<sup>[8]</sup>。但传统 ADRC 使用的非线性函数在分段点处不光滑, 可能导致系统鲁棒性下降<sup>[9]</sup>, 因此提出一种新非线性函数进行 IADRC 设计。

此外, 为了带电作业飞行机械臂与周边复杂环境的交互安全, 比如避免机械臂刮断输电线, 机械臂关节模组需要进行柔顺运动控制设计<sup>[10]</sup>。Hogan 提出一种通过控制接触点受力和运动状态的方式实现柔顺控制, 称其为阻抗控制<sup>[11]</sup>。其中, 导纳控制是基于位置的阻抗控制, 适用于与低刚度环境交互下的柔顺控制<sup>[12]</sup>, 符合带电作业机械臂工作环境。

综上, 本文在关节模组位置控制模式下设计了位置环上的 IADRC 控制器用于振动抑制; 此外基于导纳控制设计了柔顺控制器, 用于实现机械臂的柔性互动。首先建立关节模组数学模型, 根据数学模型得到关节模组矢量控制策略, 通过对状态观测器中标准非线性函数使用三角函数线性组合进行改进, 以此为根据进行关节模组位置环 IADRC 控制器设计; 建立关节模组动力学模型, 根据飞行机械臂工作环境要求避免刮伤导线等低刚度交互工作要求, 选择基于位置的阻抗控制设计导纳控制器以实现柔顺运动, 通过仿真与实验验证 IADRC 控制器的振动抑制效果和导纳控制的柔顺运动。

## 1 关节模组无框伺服电机建模

带电作业飞行机械臂关节模组由无框力矩电机、编码器、控制板和减速器等组成, 对关节模组的控制即对无框电机的控制。为进一步分析其运动规律, 接下来对电机进行数学建模。

无框电机中由三相定子绕组轴线形成的三相静止坐标系如图 2 所示, 其中 A、B、C 三轴彼此相差 120°在定子三相绕组中通入相位上相差 120°的正弦交流电, 就可以在空间中产生以一定频率  $\omega$  旋转的

三相定子合成磁动势矢量  $F$ , 从而牵引永磁体转子同步旋转。

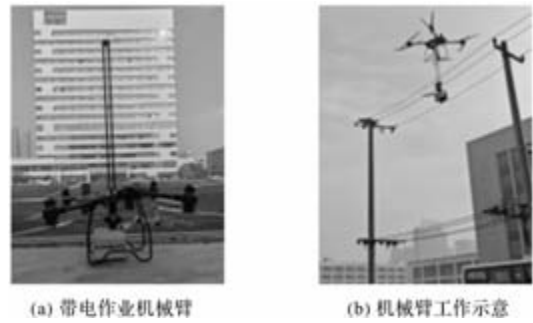


图 1 带电作业飞行机械臂

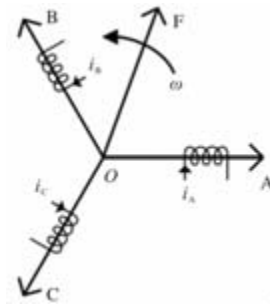


图 2 三相静止坐标系

在理想条件下, 无框电机在三相坐标系下的电压方程为

$$\begin{cases} u_a = i_a R_s + \frac{d\psi_a}{dt} \\ u_b = i_b R_s + \frac{d\psi_b}{dt} \\ u_c = i_c R_s + \frac{d\psi_c}{dt} \end{cases} \quad (1)$$

式中,  $u_a$ 、 $u_b$ 、 $u_c$  为相电压,  $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$  为相电流,  $R_s$  表示相电阻,  $\psi_a$ 、 $\psi_b$ 、 $\psi_c$  为三相绕组的磁链。

无框电机的电压方程可进一步写成矩阵形式<sup>[13]</sup>为

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{fm} \cos(\theta_e) \\ \psi_{fm} \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \\ \psi_{fm} \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中,  $L_{aa}$ 、 $L_{bb}$ 、 $L_{cc}$  为三相互感,  $L_{ab}$ 、 $L_{ac}$ 、 $L_{bc}$  为三相之间的互感,  $\psi_{fm}$  为永磁体磁链的幅值,  $\theta_e$  为转子磁极轴与定子 A 相的电角度。

由式(2)可以看出, 在三相坐标系下无框电机的电压方程与转子的实际位置相关, 是非线性系统,

因此在三相坐标系下对电机进行控制很难,接下来将电机进行 Clark 变换以及 Park 变换,将三相交流电机模拟成两相直流电机进行控制。

Clark 变换是将定子三相坐标系转换成两相静止坐标系,两相静止坐标系用  $\alpha - \beta$  坐标系表示,经过 Clark 变换后,可以得到电流方程为

$$\begin{cases} N_2 i_\alpha = N_3 i_a + N_3 i_b \cos 120^\circ + N_3 i_c \cos(-120^\circ) \\ N_2 i_\beta = N_3 i_b \sin 120^\circ + N_3 i_c \sin(-120^\circ) \end{cases} \quad (3)$$

进一步的,电流方程整理成矩阵形式为

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{N_3}{N_2} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中,  $N_2$ 、 $N_3$  分别为两相和三相绕组的每相有效绕组匝数,根据变换前后幅值相等的变换原则,取  $\frac{N_3}{N_2} = \frac{2}{3}$ 。

Park 变换是将两相静止坐标系变换为两相同步旋转坐标系,两相同步旋转坐标系用  $d-q$  坐标系表示。Park 变换后,可以得到电流方程为

$$\begin{cases} i_d = i_\alpha \cos\theta + i_\beta \sin\theta \\ i_q = -i_\alpha \sin\theta + i_\beta \cos\theta \end{cases} \quad (5)$$

式中,  $\theta$  为  $d$  轴与  $\alpha$  轴电角度,  $\omega$  为电角速度。进一步将式(5)改写成矩阵形式为

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (6)$$

根据式(6)与式(4)可以推出从三相坐标系到两相同步旋转  $d-q$  坐标系的变换方程为

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (7)$$

在同步旋转坐标系下,定子电压方程为

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + \frac{d}{dt} \psi_d - \omega \psi_q \\ u_q = R_s i_q + \frac{d}{dt} \psi_q + \omega \psi_d \end{cases} \quad (8)$$

定子磁链方程为

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + \psi_f \\ \psi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (9)$$

式中,  $u_d$ 、 $u_q$  是定子电压在  $d-q$  坐标系下电压分量;  $i_d$ 、 $i_q$  是定子电流分量;  $\psi_d$ 、 $\psi_q$  是定子磁链分量;  $R_s$  为

定子电阻,  $\psi_f$  为永磁体磁链。

电磁转矩方程为

$$T_e = \frac{3}{2} p [i_q \psi_f + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (10)$$

式中,  $T_e$  为电磁转矩,  $p$  为电机磁极对数。对于表贴式电机有  $L_d = L_q$ , 故转矩方程可简化为

$$T_e = \frac{3}{2} p i_q \psi_f \quad (11)$$

电机运动的机械方程为

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J} (T_e - B\omega_m - T_L) \quad (12)$$

式中,  $\omega_m$  为转子角速度,  $T_e$  为电磁转矩,  $T_L$  为负载转矩,  $J$  为转子转动惯量,  $B$  为旋转阻尼系数。

由电磁转矩方程可以看出控制电机的转矩输出就是控制电机  $d-q$  轴电流分量。现代电机多采用矢量控制策略进行电机控制,选择  $i_d = 0$  的控制策略。在位置模式控制时,为了避免速度环节带来的误差以及系统延迟带来的影响,只使用位置和电流组成的双环进行控制,不过此时需要对位置环做一定的变化,将原本的位置环与速度环进行合并,原位置环上的 PI 控制器更换成 PID 控制器,输出为期望  $q$  轴电流  $i_{q-r}$ 。

## 2 位置环振动抑制控制器及导纳控制器设计

整体控制器设计分为两部分,一部分是位置控制器,另一部分为导纳控制器,控制器框图如图 3 所示。



图3 柔顺-振动抑制控制框图

### 2.1 基于改进 ADRC 的位置环振动抑制控制器设计

本文提出一种改进自抗扰控制器(IADRC),来替换在位置环上的 PID 控制器。ADRC 是一种不依赖于精确模型、通过动态估计和补偿来抗扰并提升系统鲁棒性的控制方法。它具有很强的抗干扰能力,特别适合用于复杂、不确定或具有较大干扰的系统中。

ADRC 由三部分组成:跟踪微分器(TD, Tracking Differentiator),用于生成平滑的状态跟踪信号,并能产生参考信号的微分,替代传统的 PID 中的微分运算;扩展状态观测器(ESO, Extended State Observer),用于估计系统的状态和总扰动,ESO 将系统的不确定性和外部扰动视为“扩展状态”,实时估

计它们；非线性状态误差反馈控制律(NLSEF, Non-linear State Error Feedback Control Law)，通过非线性反馈对估计的系统状态进行误差补偿，生成最终的控制输入。图4所示为位置环 IADRC 结构图。

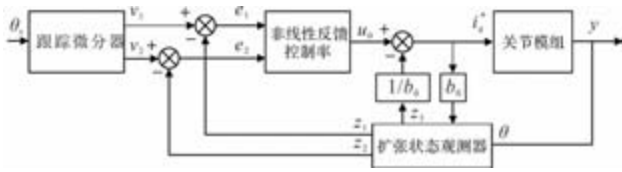


图4 位置环 ADRC 示意图

根据式(11)~(12)，可以得到电机在旋转坐标系下的二阶状态方程为

$$\ddot{\theta} = -\frac{B}{J}\omega_m - \frac{T_L}{J} + \frac{1.5p\psi_f}{J}i_{q-r} \quad (13)$$

令  $\omega(t) = -B\omega_m/J - T_L/J$ ，将转速和负载转矩两易变化的量作为未知的负载扰动，使用 ESO 对  $\omega(t)$  进行观测，获取系统扰动并进行补偿；令  $b_0 = 1.5p\psi_f/J$  为补偿增益系数，下面进行位置环二阶 ADRC 闭环控制器设计。

首先设计 ESO 观测器。标准 ESO 形式为

$$\begin{cases} e = z_1 - \theta \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1 \cdot \text{fal}(e) \\ \dot{z}_2 = z_3 - \beta_2 \cdot \text{fal}(e) + b_0 \cdot i_{q-r} \\ \dot{z}_3 = -\beta_3 \cdot \text{fal}(e) \end{cases} \quad (14)$$

式中， $\theta$  为电机实际输出位置， $z_1$  为  $\theta$  的跟踪信号； $z_2$  为  $z_1$  的一阶微分量，是对角速度的跟踪信号； $z_3$  是对系统总扰动估计量； $\beta_1 \sim \beta_3$  为信号增益，可调参数；fal 函数为一个非线性函数，具体内容为

$$\text{fal}(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} |e|^\alpha \text{sgn}(e) & |e| > \delta \\ \frac{e}{\delta^{1-\alpha}} & |e| \leq \delta \end{cases} \quad (15)$$

式中， $\alpha$  为非线性因子， $\delta$  为线性区间长度， $e$  为系统状态变量跟踪误差。

对于 ESO 观测器，其非线性函数的设计影响控制器的控制性能。标准 ESO 观测器中使用的非线性函数式(15)是连续的，而在临界点  $|e| = \delta$  处，函数左右导数不相等，函数不平滑，可能导致控制器稳定性降低，削弱系统对扰动的抑制能力。因此需要提出一种新的平滑非线性函数代替标准 ESO 中的非线性函数。新的非线性函数 nal 由三角函数线性组合得到为

$$\text{nal}(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} k_1 \sin(e) + k_2 \cos(e) + k_3 \tan(e) & |e| \leq \delta \\ |e|^\alpha \text{sgn}(e) & \delta < |e| \end{cases} \quad (16)$$

根据非线性函数连续以及分段点导数连续可得：

$$\begin{cases} \text{nal}(e, \alpha, \delta) = \delta^\alpha & e = \delta \\ \text{nal}(e, \alpha, \delta) = -\delta^\alpha & e = -\delta \\ \frac{\text{dnal}(e, \alpha, \delta)}{\text{de}} = \alpha\delta^{\alpha-1} & e = \pm\delta \end{cases} \quad (17)$$

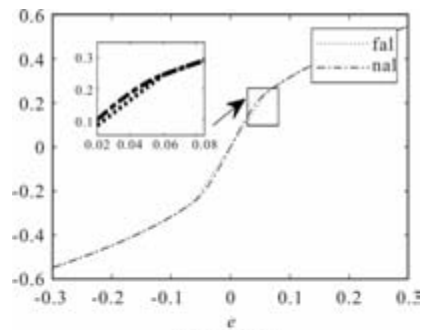
联立式(16)和式(17)可解得：

$$\begin{cases} k_1 = \frac{\delta^\alpha - \alpha\delta^{\alpha-1} \cos\delta \sin\delta}{\sin^3\delta} \\ k_2 = 0 \\ k_3 = \frac{\alpha\delta^{\alpha-1} \sin\delta \cos^2\delta - \delta^\alpha \cos^3\delta}{\sin^3\delta} \end{cases} \quad (18)$$

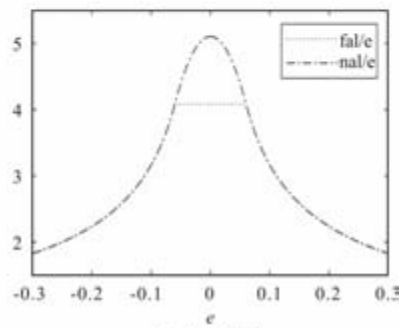
将式(18)代入式(16)可得 nal 的具体形式为

$$\text{nal} = \begin{cases} \frac{\delta^\alpha - \alpha\delta^{\alpha-1} \sin\delta \cos\delta}{\sin^3\delta} \sin(e) + \frac{\alpha\delta^{\alpha-1} \sin\delta \cos^2\delta - \delta^\alpha \cos^3\delta}{\sin^3\delta} \tan(e) & |e| \leq \delta \\ |e|^\alpha \text{sgn}(e) & \delta < |e| \end{cases} \quad (19)$$

函数对比图如图5所示，取临界点为  $\pm 0.06$ ，可以看出 nal 函数在临界点更平滑，从增益曲线中可以看到新函数满足误差大增益小，误差小增益大的要求。



(a) 函数曲线



(b) 增益曲线

图5 函数图像

将式重写，可得改进后 ESO 观测器为

$$\begin{cases} e = z_1 - \theta \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1 \text{nal}(e) \\ \dot{z}_2 = z_3 - \beta_2 \text{nal}(e) + b_0 i_{q-r} \\ \dot{z}_3 = -\beta_3 \text{nal}(e) \end{cases} \quad (20)$$

跟踪微分器 TD 设计为

$$\begin{cases} \dot{v}_1 = v_2 \\ \dot{v}_2 = \text{fhan}(v_1 - v_0, v_2, r, h_0) \end{cases} \quad (21)$$

式中,  $v_0$  为给定信号,  $v_1$  为  $v_0$  的跟踪信号,  $v_2$  为  $v_1$  的微分, 即微分信号,  $r$  为速度因子,  $h_0$  为滤波因子,  $\text{fhan}$  为一个非线性函数, 采取最速控制函数为

$$\text{fhan}(e, v_2, r, h_0) = \begin{cases} d = rh_0 \\ d_0 = h_0 d \\ y = v_1 + h_0 v_2 \\ a_0 = \sqrt{d^2 + 8r|y|} \\ a = \begin{cases} v_2 + (a_0 - d)/2\text{sign}(y), & |y| > d_0 \\ v_2 + y/h_0, & |y| \leq d_0 \end{cases} \\ \text{fhan} = - \begin{cases} r\text{sign}(a), & |a| > d \\ ra/d, & |a| \leq d \end{cases} \end{cases} \quad (22)$$

最后非线性状态误差反馈控制律 (NLSEF) 设计为

$$\begin{cases} e_1 = v_1 - z_1 \\ e_2 = v_2 - z_2 \\ u_0 = k_p \cdot \text{nal}(e_1) + k_d \cdot \text{nal}(e_2) \\ u = u_0 - \frac{z_3}{b_0} \end{cases} \quad (23)$$

式中,  $e_1$  为位置的误差信号,  $e_2$  为角速度的误差信号,  $k_p, k_d$  分别为误差比例系数和误差微分系数,  $u$  为输出的控制量, 在这里是期盼的  $q$  轴电流,  $u_0$  为设定控制量,  $b_0$  为扰动补偿因子。

整个控制流程如图 4 所示, 输入期盼位置到跟踪微分器后得到期望位置的平滑参考信号和速度信号; 根据电机输出实际位置和期盼  $q$  轴电流, 通过 ESO 观测器输出位置的观测估计量, 角速度的观测估计量和系统扰动的估计量; 将位置和角速度误差信号输入到非线性状态误差反馈控制律中, 通过非线性调节和前馈补偿, 可以得到控制目标期盼  $q$  轴电流, 进入电流环完成电机控制。

### 2.2 导纳控制器设计

导纳控制器的作用是将关节模组安装的力矩传感器检测关节模组受到的外力矩  $\tau_{\text{ext}}$  与设定的初始期盼位置  $\theta_0$  输入到导纳控制器中, 获得关节模组受外力矩后得到的实际期望位置  $\theta_d$ , 而后通过位置控制器使关节模组运动到实际期望位置, 从而实现关节模组的导纳控制。

建立交互力矩  $\tau_{\text{ext}}$  与位置偏差  $e$  之间的二阶微分

方程关系式为

$$J_d \ddot{e} + B_d \dot{e} + K_d e = \tau_{\text{ext}} \quad (24)$$

式中,  $J_d$  为期望关节惯量,  $B_d$  为期望关节阻尼,  $K_d$  为期望关节刚度, 位置偏差  $e = \theta - \theta_0$ 。由交互力到位置偏差之间的传递函数可表示为

$$G(s) = \frac{1}{J_d s^2 + B_d s + K_d} \quad (25)$$

将式改写为

$$J_d (\ddot{\theta}_d - \ddot{\theta}_0) + B_d (\dot{\theta}_d - \dot{\theta}_0) + K_d (\theta_d - \theta_0) = \tau_{\text{ext}} \quad (26)$$

对于飞行机械臂关节模组, 根据式建立导纳控制器, 上面所设计的位置环 IADRC 作为位置控制器使用。

## 3 仿真结果与分析

### 3.1 参数设定

在 MATLAB/Simulink 中建立仿真模型, 在关节模组位置环建立 IADRC 控制器, 在电流环使用 PI 调节器构成关节模组位置电流双闭环控制。此外, 在位置环输入端串联导纳控制器以实现关节模组的导纳控制, 导纳控制根据式编写 S-Function 实现。电机仿真参数如表 1 所示。

表 1 电机参数

参数	参数值
定子电阻 $R_s/\Omega$	2.85
转动惯量 $J/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	0.002
阻尼系数 $B/(\text{Nm} \cdot \text{s}/^\circ)$	0.00001
定子磁链 $\psi_f/\text{Wb}$	0.18
磁极对数 $p$	4
$d, q$ 轴电感 $L_d, L_q/\text{mH}$	8.5

IADRC 控制器参数如表 2 所示。

表 2 IADRC 控制器参数

控制器模块	参数	参数值
TD	速度因子 $r$	5
	滤波因子 $h_0$	0.01
	非线性因子 $\alpha$	0.5
	线性区间长度 $\delta$	0.06
ESO	估计位置信号增益 $\beta_1$	300
	估计角速度信号增益 $\beta_2$	30000
	系统估计扰动增益 $\beta_3$	10000

续表 2

控制器模块	参数	参数值
NLSEF	比例因子 $k_p$	1000
	微分因子 $k_d$	1
	非线性因子 $\alpha$	0.5
	线性区间长度 $\delta$	0.06

导纳控制器参数如表 3 所示。

表 3 导纳控制器参数

参数	参数值
惯量系数 $J_d / \text{kg} \cdot \text{m}^2$	0.001
阻尼系数 $B_d / (\text{Nm} \cdot \text{s} / ^\circ)$	0.02
刚度系数 $K_d / (\text{Nm} / ^\circ)$	0.6

### 3.2 振动抑制仿真结果与分析

下面将以使用 fal 函数的 ADRC 控制器和使用 nal 函数的 IADRC 控制器进行对比, 来验证 IADRC 控制器。首先仿真验证 IADRC 阶跃响应性能, 给定位置  $45^\circ$ , 无负载, 两种控制器仿真结果如图 6(a) 所示。从图中可以看到两种控制器的响应时间均在大约 0.2 s 而且在达到稳态后, IADRC 控制器输出的结果更贴合期望位置, 误差范围在  $\pm 0.002^\circ$  间, ADRC 控制器的误差在  $0 \sim 0.06^\circ$  间。

为了验证 IADRC 在受到外部扰动时的鲁棒性, 现在给定位置不变仍为  $45^\circ$ , 在 0.2 s 到 0.3 s 内对电机施加 1 Nm 的负载变化来模拟所受到的外部干扰, 仿真结果如图 6(b) 所示。从图所示的仿真结果可以看出, 在负载刚施加和刚脱离的时候, 电机输出位置会发生突变, 而 IADRC 控制器明显受到扰动后变化量更小, 同时回复稳态速度更快。具体地, IADRC 最大变化量为  $1.66^\circ$  恢复稳态时间 0.03 s; ADRC 最大变化量为  $13.94^\circ$ , 恢复稳态时间 0.11 s。

对电机施加一个变载荷以模拟电机运行过程中关节模组产生的振动, 变载荷为  $0.2\sin(1000t)\text{Nm}$ , 给定位置  $45^\circ$ , 仿真结果如图 6(c) 所示。从仿真图中可以得到在电机受到振动影响时, 位置环采用 IADRC 控制器的抑制效果相较 ADRC 控制器更强: IADRC 的误差范围为  $\pm 0.2^\circ$ , ADRC 的误差范围为  $\pm 0.8^\circ$ 。

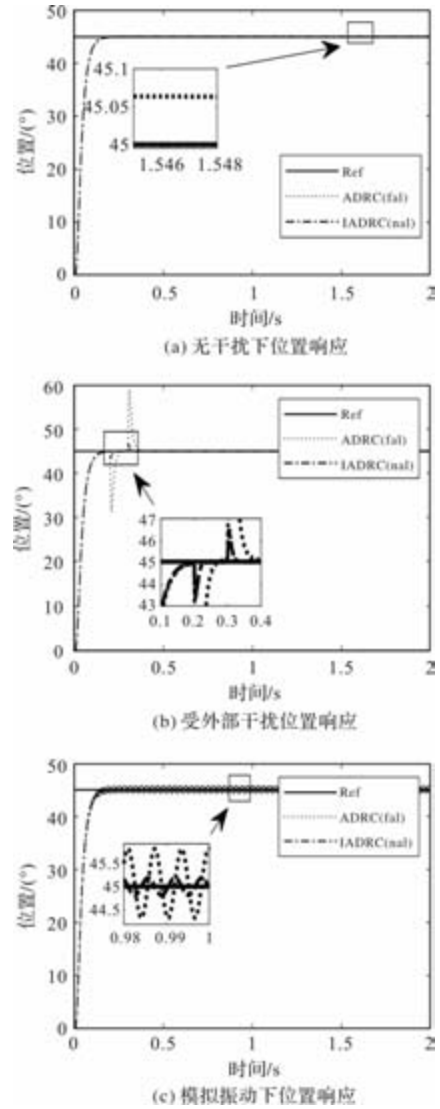


图 6 不同情况位置响应仿真结果

接着进行受到突加载荷时正弦跟踪效果的仿真, 给定正弦信号为  $60^\circ\sin(2\pi t)$ , 仿真结果如图 7(a) 所示, 二者均可以较好的进行跟踪。

保持正弦信号不变, 在 0.2 ~ 0.3 s 时施加 1 Nm 的负载, 仿真结果如图 7(b) 所示。从仿真结果可以看出, IADRC 控制器很好的抑制了施加负载和脱去负载时的位置突变, 同时回归稳态更快。此时 IADRC 最大误差为  $1.57^\circ$ , ADRC 最大误差为  $13.85^\circ$ 。

对电机施加  $0.2\sin(1000t)\text{Nm}$  的变载荷来模拟运动过程中所产生的振动, 仿真结果如图 7(c) 所示。根据仿真图可以看到, IADRC 控制器对于振动抑制的效果明显好于 ADRC 控制器, 位置曲线更顺滑。具体地, IADRC 偏离拟合曲线最大误差为  $0.13^\circ$ , ADRC 最大误差为  $0.85^\circ$ 。

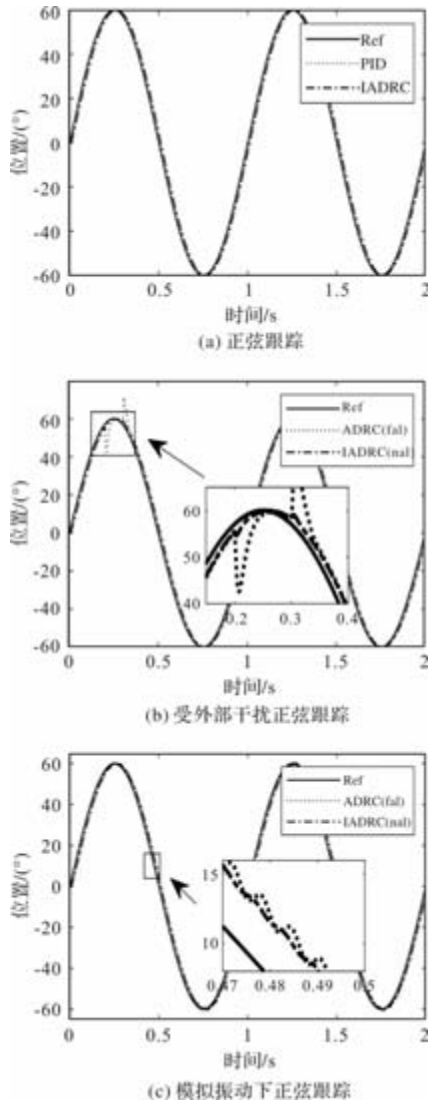


图7 不同情况下正弦跟踪仿真结果

根据上述仿真可以得到结论：位置环 IADRC 控制器可以很好的抑制运行过程中产生的振动，同时抗干扰效果也要优于 ADRC 控制器。

### 3.3 柔顺控制仿真结果与分析

接着对提出的柔顺控制进行仿真，设置初始期望位置为  $\theta_0 = 45^\circ$ ，在第 0.3s 时施加不同大小的负值力矩以模拟运动过程中力传感器探测所受阻力的情况，仿真结果如图 8 所示。可以看到在受到三种负值力矩后，导纳控制器更新了受阻后的期望位置，IADRC 控制器使电机运动到更新后的位置。其中，受到  $-3 \text{ Nm}$  作用力后，期望位置更新为  $40.1^\circ$ ；受到  $-5 \text{ Nm}$  作用力后，期望位置更新为  $36.6^\circ$ ；受到  $-7 \text{ Nm}$  作用力后，期望位置更新为  $33.3^\circ$ 。撤去施加的外力矩后会回到初始的期望位置，可以看出导纳控制器可实现受到不同阻力时调整不同的期望位置以实现柔顺效果。同样的，在改变力的方向后，受力矩后的期望位置会相应改变方向。

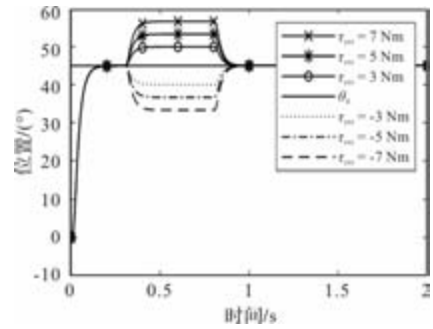


图8 导纳控制仿真结果

保持初始期望位置不变，在仿真开始时施加  $-3 \text{ Nm}$  的作用力，改变导纳系数后的仿真结果如图 9 所示。

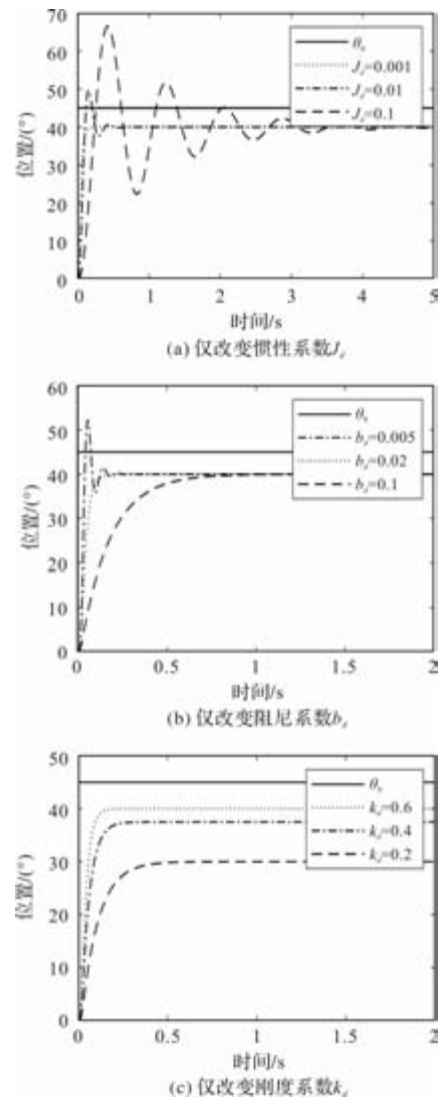


图9 不同导纳参数仿真结果

从仿真结果中可以看到，惯性系数和阻尼系数不会影响最后的稳态结果，但是对到达稳态的时间有很大影响：惯性系数过大会产生振荡，同时延长到达稳态的时间；阻尼系数过大会增加到到达稳态时间，过小则会产生振荡。刚度系数则对稳态结果产

生影响：刚度系数越小，调整期盼位置差越大。由此，可以通过调整惯性系数、阻尼系数和刚度系数实现不同的响应时间和导纳位置调整从而实现不同的柔顺度。

综上，从仿真结果可以得到设计的 IADRC 控制器可以很好的抑制关节运行过程中振动造成的影响；设计的导纳控制器可以实现机械臂关节的柔顺控制。

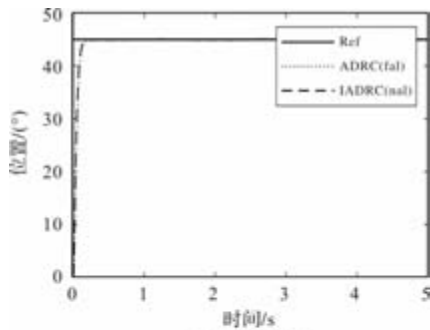
### 4 实验结果与分析

实验平台如图 10 所示，由 RM65-B 轻巧机械臂、CSPACE 快速控制器以及装有上位机软件的电脑一台组成。可通过上位机软件对关节模组进行位置控制，同时可以对数据进行监测。

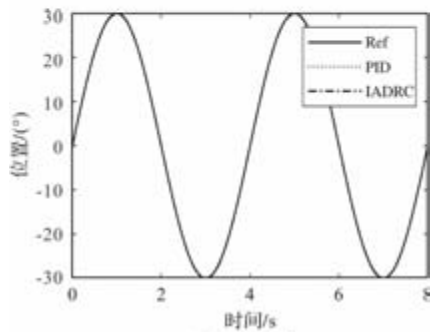


图 10 实验平台

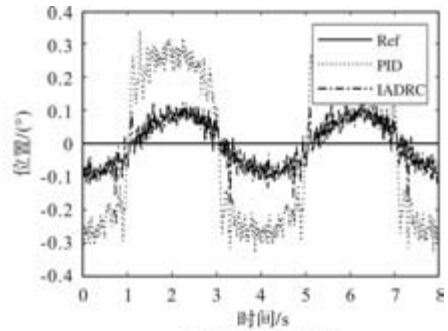
以机械臂末端关节模组为实验对象，分别进行目标位置为 45° 的阶跃响应和幅值为 30° 频率为 0.25 Hz 的正弦跟踪实验，实验结果如下图 11(a-c) 所示。根据实验结果可以看出 IADRC 可以很好的完成关节模组位置控制的快速性和准确性，相较 ADRC，动态误差更小。



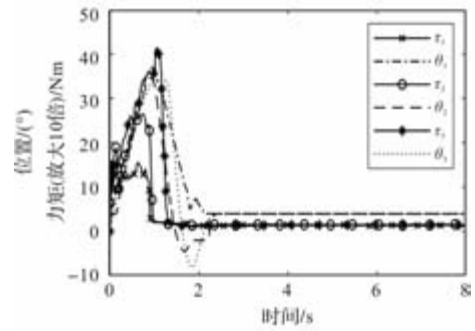
(a) 阶跃响应



(b) 正弦跟踪



(c) 正弦跟踪误差



(d) 柔顺控制结果

图 11 实验结果

通过上位机设定导纳参数，保持惯量系数  $J_d = 1$  和阻尼系数  $b_d = 2$  不变，分别设置刚度系数  $k_{di} = 2, 5, 7 (i = 1, 2, 3)$ ，设置初始位置为  $0^\circ$ ，使用手动施加外力的方式使末端关节模组位移到  $35^\circ$  附近的位置释放，记录对应的角位移和力矩传感器读取的数据，实验结果如图 11(d) 所示。根据实验结果可以发现对应刚度系数越大，力矩传感器读值越大；释放外力后关节模组会回到设定的初始位置，符合柔顺控制的要求。

### 5 结 语

本文研究了面向电网带电作业的飞行机械臂在复杂环境中的振动抑制与柔顺控制问题。通过对机械臂关节模组的数学建模，引入改进自抗扰控制器 (IADRC) 实现位置环的振动抑制，显著减少了动态响应过程中因振动带来的控制误差，提升了机械臂的控制精度和稳定性。同时，设计了基于导纳控制的柔顺控制策略，使机械臂在与电网线材的交互中具有更好的适应性，保证操作过程中机械臂和电网的安全。仿真和实验结果表明，IADRC 控制器在抗干扰和振动抑制方面优于 ADRC 控制器，并且通过调整导纳控制器惯量系数、阻尼系数、刚度系数等参数，可实现多种柔顺性需求。该研究为电网带电作业飞行机械臂的稳定性和安全性提供了有效的控制方法，为未来的电网维护智能作业提供了技术支持。

(下转第 75 页)

# 实时成像机器人控制器优化控制技术

董芝春, 齐国良, 高松, 谭文伟

(广东电网有限责任公司中山供电局, 广东 中山 528400)

**摘要:** 机器人随动调度时按预设轨迹控制, 若突发障碍且无法快速规避时, 会导致控制精度降低。为此提出对实时成像机器人主动摆动随动控制器优化控制技术。根据机器人行进时运动节点建立约束条件并展开解算处理, 明确最新摆动位置。采用跟随控制的方式规划轨迹, 明确当前机器人主动、摆动、随动控制下的位姿点并连接, 形成控制后轨迹。根据方位矢量调整外移距离作为补偿修正实现优化控制。实验结果表明: 进行优化控制之后, 北向与东向的实际位置、目标位置轨迹基本保持一致, 提升控制精度和控制稳定性, 综合性能优越。

**关键词:** 成像机器人; 主动; 摆动; 随动; 控制器优化

中图分类号: TM383.4; TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)03-0070-06

## Optimization Control Technology for Real-time Imaging Robot Controller

DONG Zhichun, QI Guoliang, GAO Song, TAN Wenwei

(Zhongshan Power Supply Bureau of Guangdong Power Grid Co., LTD., Zhongshan Guangdong 528400, China)

**Abstract:** When the robot follows the scheduled trajectory for scheduling, if there are sudden obstacles that cannot be quickly avoided, it will result in a decrease in control accuracy. Therefore, an optimization control technology for the active swing following controller of real-time imaging robots was proposed. Established constraint conditions based on the motion nodes of the robot during movement and carried out calculation processing to clarify the latest swing position. Plan the trajectory using the following control method, clarified the pose points of the current robot under active, swinging, and following control, and connected them to form the controlled trajectory. Adjusted the outward displacement distance based on the azimuth vector as compensation correction to achieve optimized control. The experimental results show that after optimization control, the actual positions and target position trajectories in the north and east directions are basically consistent, improving control accuracy and stability, and achieving superior comprehensive performance.

**Key words:** imaging robot; proactive; swing; follow up; controller optimization

## 0 引言

实时成像机器人依托静态成像与预设路径, 以控制器作为支撑实现动作的处理, 在基础工业场景中, 可以完成定位检测与简单轨迹跟踪任务。但是一定程度上受限于机械结构刚性、环境感知滞后等, 难以实现复杂动态工况下的高精度作业需求。另外, 控制算法过于单一, 机器人在移动的过程中, 存在目标重叠或者移动错位的情况, 也是导致控制效果低下的关键因素之一。为缓解问题, 确保机器人控制器的优化, 专家提出针对于实时控制的应用技术。

由詹博文等设计的面向轴孔装配任务的双臂机器人控制策略<sup>[1]</sup>。通过融合双臂主从协调原则, 先

对基础任务展开分解和分配。过程中逐步消除孔零件和轴零件之间存在的位姿偏差, 按照实时运动轨迹展开自适应控制调度和修正调整, 消除失稳问题, 完成动态化控制处理。然而主从协调需要对目标逐一分辨和排序, 可能会导致后续分配过程中出现差值, 控制精度整体下降。何党桐等结合 PID 理论, 构建的自触发 MPC 移动机器人控制方法<sup>[2]</sup>。通过降低最优控制问题求解频次, 削弱残余误差和状态突变对机器人运动的影响, 实现递阶式控制处理。但是递阶式控制无法确定前一阶段的目标是否为最优目标, 容易出现控制方向模糊或者偏差的情况, 导致综合控制速度正确性降低。张一东等所设计的 PCIe 总线下机器人多轴控制器控制方法<sup>[3]</sup>。以 PCIe

收稿日期: 2025-05-17

作者简介: 董芝春(1979), 男, 本科, 高级工程师, 研究方向为输电运维管理。

齐国良(1986), 男, 本科, 中级工程师, 研究方向为智能输电。

高松(1991), 男, 硕士, 中级工程师, 研究方向为输电线路运检、在线监测装置运维。

谭文伟(1985), 男, 本科, 中级工程师, 研究方向为输电技术改造。

总线作为通信接口，增设 FPGA 核心处理器。在笛卡尔空间下以实时的轨迹规划逐步引入 S 型规划算法，确保控制器插补过程中机器人各关节速度和加速度的连续，实现控制目标的稳定输出。但是 S 型规划算法较为固化，针对于多轴控制需求无法同步实现，致使难以达到预期的控制精准效果。王娜等融合粒子群优化算法，设计的农业机器人控制策略<sup>[4]</sup>。针对数学模型、边界约束和环境约束建立模型，按照控制需求进行动态避障和路径规划，复杂环境下确保实时控制的稳定及可靠。但是该方法受环境、边界的约束较大，调整时容易出现控制误差，降低控制可靠性。

面对应用优势及弊端，从控制器的主动摆动随动角度，优化实时成像机器人的控制技术。通过融合视觉伺服、力觉反馈与动态路径规划算法，构建“感知-决策-执行”三位一体的闭环控制机制，在短时间之内完成从成像识别到轨迹修正的全流程响应，为智能制造与智能服务领域开辟全新可能。

## 1 设计成像机器人主动摆动随动控制器优化控制技术

### 1.1 成像机器人控制器坐标解算

成像机器人在移动时，需结合要求调整位置及姿态，进而达到预期效果<sup>[5]</sup>。在控制范围内构建运动机制：

$$\hat{z}(t) = k(\hat{v}(t), \hat{w}(t)) = \begin{bmatrix} \cos\hat{\theta}(t), 0 \\ \sin\hat{\theta}(t), 0 \\ 0, 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}(t) \\ \hat{w}(t) \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中， $\hat{z}(t)$  为变动运动点， $k(\hat{v}(t), \hat{w}(t))$  变化可移动坐标， $\cos\hat{\theta}(t)$ 、 $\sin\hat{\theta}(t)$  为  $x$ 、 $y$  轴的变化角度， $\hat{v}(t)$  和  $\hat{w}(t)$  分别为位姿点。在该运动空间之内，以  $\hat{z}(t)$  作为控制器的核心坐标，由于机器人成像处理时方向和点位的变化要求，解算前建立约束<sup>[6]</sup>：

$$\hat{z}(t) \in \mathfrak{S}, \hat{w}(t) \in \mathfrak{R} \quad (2)$$

式中， $\mathfrak{S}$  和  $\mathfrak{R}$  分别为机器人运动时包含原点的跟随紧集目标与解算紧集目标。以紧集目标作为约束标准，机器人移动过程中，控制器的核心坐标也会发生变化，即为控制跟随移动，针对该情况对空间内的移动坐标展开解算处理<sup>[7]</sup>如图 1 所示。

图 1 中坐标解算实际上是根据空间运动，以核

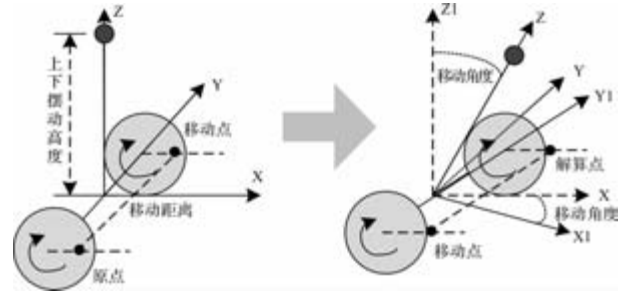


图 1 机器人控制器坐标解算原理

心点为基础，运用控制器测定出坐标的解算距离变化，输出解算后的运动坐标点：

$$H = \frac{(X_1 - X)(Y_1 - Y)(Z_1 - Z)}{\hat{z}(t)} \times \mathfrak{R} \quad (3)$$

$$L = \sum_{i=1} \kappa i - H \mathfrak{R} \times \frac{k(\hat{v}(t), \hat{w}(t))}{\hat{z}(t) i} \quad (4)$$

式中， $H$  为总坐标解算距离， $X$ 、 $Y$ 、 $Z$  为原点坐标位置点， $X_1$ 、 $Y_1$ 、 $Z_1$  为解算坐标位置点， $L$  为解算后输出的运动坐标点， $\kappa$  为预期总距离， $i$  为移动间距。输出的解算坐标为成像机器人现阶段运动的终止点，随着成像需求和动作的变化，解算坐标需实时更新<sup>[8]</sup>。

### 1.2 解算坐标内主动摆动随动控制器跟随轨迹规划

机器人于运动空间内，解算坐标的移动不受限制，导致需要利用控制器对机器人的主动摆动随动轨迹进行跟随规划<sup>[9]</sup>。空间内明确成像机器人的初始跟随轨迹如图 2 所示。

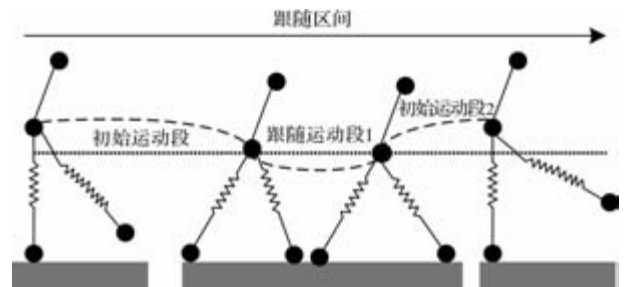


图 2 成像机器人初始跟随轨迹

以核心点为跟随标准，借助图 2 中明确的跟随段，通过控制器在机器人运动原则，建立主动、摆动和随动的跟随控制机制，并按照成像处理需求，测算出期望轨迹<sup>[10]</sup>：

$$V_L(q+1) = \begin{cases} pV_L(q) \left[ \sin\left(\frac{r}{2\kappa i}\right) + 1 \right], |f_L| \leq f_{limit} \\ 0, |f_L| \leq f_{limit} \end{cases} \quad (5)$$

$$J = \int (\varphi - \varphi')^2 \times \sum_{m=1}^r f_L m + \frac{rm}{V_L(q+1)} \quad (6)$$

式中,  $V_L(q+1)$  为跟随控制机制,  $p$  为机器人动态惯性指数,  $V_L(q)$  为预设跟随目标,  $r$  为跟随半径,  $f_L$  和  $f_{limit}$  分别为控制器覆盖区域和极限覆盖区域,  $J$  为期望轨迹,  $\varphi$  和  $\varphi'$  分别为期望增益系数和实时增益系数,  $m$  为运动轨迹偏移点。以期望估计为约束标准, 成像机器人运动时随着解算坐标的变化, 设计针对于控制器的控制律:

$$\begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ u_j \end{bmatrix} = A_s^{-1} \begin{bmatrix} -W_s^2 e T_1 + \hat{v}(t)_1 \\ -W_s^2 e T_2 + \hat{v}(t)_2 \\ -W_s^2 e u_j + \hat{v}(t)_3 \end{bmatrix} \quad (7)$$

式中,  $T_1$ 、 $T_2$ 、 $u_j$  为期望轨迹下机器人主动摆动随动控制律区间,  $A_s^{-1}$  为可逆轨迹目标,  $-W_s^2$  为输入轨迹,  $e$  为姿态重叠点,  $\hat{v}(t)_1$ 、 $\hat{v}(t)_2$ 、 $\hat{v}(t)_3$  分别为主动摆动随动状态下的修正差。控制律区间内, 控制器会将主动、摆动、随动控制目标按照顺序关联, 通过解算坐标, 明确主动、摆动、随动控制下的位姿点:

$$\begin{aligned} y_1 &= f_1 \mu_{r_1} \psi_{V_L(q+1)} - \mu_r \psi_{V_L} \\ y_2 &= f_1 \mu_{r_2} \psi_{V_L(q+1)} - \mu_r \psi_{V_L} \\ y_3 &= f_1 \mu_{r_3} \psi_{V_L(q+1)} - D u_j A_s^{-1} \end{aligned} \quad (8)$$

式中,  $y_1$ 、 $y_2$ 、 $y_3$  为主动、摆动、随动控制下的位姿点,  $\mu_{r_1}$ 、 $\mu_{r_2}$ 、 $\mu_{r_3}$  为主动、摆动、随动位姿点的姿态向量,  $\psi_{V_L}$  和  $\psi_{V_L(q+1)}$  为初始姿态幅度和姿态变化幅度,  $D$  为轨迹规划结果,  $\mu_r$  为初始姿态向量。随着移动方向的变化和控制距离的延长, 以期望轨迹标准和主动、摆动、随动控制下的位姿点作为对比, 计算出跟随控制权重, 并输出跟随轨迹规划结果:

$$O = A_s^{-1} \left( 1 - \frac{V_L(q+1) \times |f_L|}{\alpha} \times e \right) \times k(\hat{v}(t), \hat{w}(t)) \quad (9)$$

$$D = \frac{e A_s^{-1}}{f_L m} \times V_L(q) i \varphi \quad (10)$$

式中,  $O$  为跟随控制权重,  $\alpha$  为修正后姿态向量,  $\varphi$  为叠加跟随点。解算坐标内输出的规划轨迹具有一定的动态性与针对性, 机器人按照该轨迹运动, 通过控制器展开调度, 实现基础运动目标。

### 1.3 轨迹补偿实现控制优化

跟随轨迹规划后, 成像机器人会按照预设的轨

迹点行进, 但是当遭遇到突发性障碍物时, 可能会导致行进受阻, 为保证其实时的控制效果, 需要增设轨迹补偿机制。先测算出当前机器人的方位矢量:

$$a = V_L(q) \times \frac{A_s^{-1} \varphi}{|a_0 - (D + D')|} \quad (11)$$

式中,  $a$  为方位矢量,  $a_0$  为方位核心定点,  $D'$  为突发调整轨迹。以方位矢量的变化作为轨迹的补偿方向, 进行跟随调度如图 3 所示。

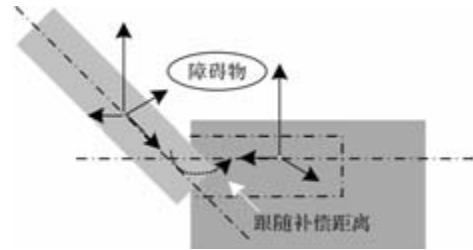


图 3 轨迹跟随补偿处理

结合图 3 的补偿原理, 按照成像机器人的实时运行情况进行补偿处理, 以障碍物的大小及形状, 测算出轨迹的修正补偿距离:

$$\tau = \frac{m - \omega}{a} \times A_s^{-1} \varphi \quad (12)$$

式中,  $\tau$  为修正补偿距离,  $\omega$  为轨迹补偿点。依照补偿距离, 对机器人的行进方向修正及重新调度, 确保其可以避免突发性障碍物, 实现控制优化。

## 2 实验

部署 UR10e 作为装配辅助实验平台, 预设 RoboMaster 机器人的硬件平台作为测试时的主要控制支撑。通过 AzureKinect 将成像机器人和平台之间建立关联, 实现云台相对底盘的独立控制。测试环境与接入设备如图 4 所示。



图 4 测试环境与设备部署图

以图 4 的方式部署测试环境, 并在各个测试装置中建立控制关联, 便于后期的调度及优化处理。

其中，UR10e 机器人控制器的刷新率为 1000 Hz，RoboMaster 平台搭载的 Azure Kinect 视觉传感器采样频率设定为 30 Hz，障碍物设置为直径 20 cm 的圆柱体，随机出现在预设轨迹的侧向路径上。

由于测试时需要针对机器人行进时的主动摆动随动变化分析，需要明确各个关节的位置和数值，具体如表 1 所示。

表 1 测试机器人关节位置参数

变动关节	$\theta/(\circ)$	$d/\text{mm}$	$a/\text{mm}$	$\alpha/(\circ)$
关节 A	0	125	0	90
关节 B	-90	0	-624.5	0
关节 C	0	0	-440.3	90
关节 D	-90	185.2	0	0
关节 E	180	221.5	0	0

流程如图 5 所示。

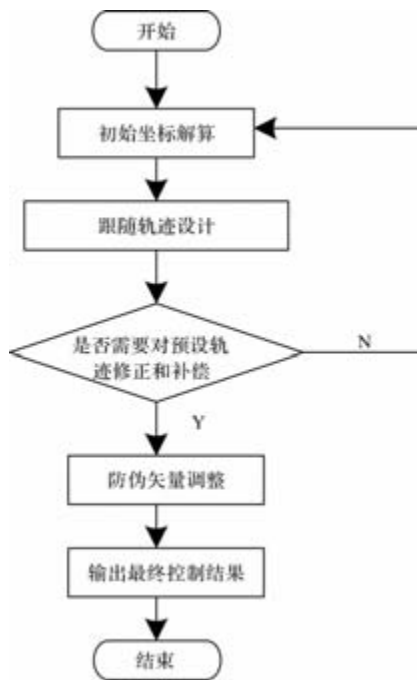


图 5 机器人主动摆动随动控制流程

在机器人的行进程序中，下达摆动指令，这对于该位置按照要求摆动，通过测定出手臂在坐标内摆动幅度的变化，测算出解算位移结果如图 6 所示。

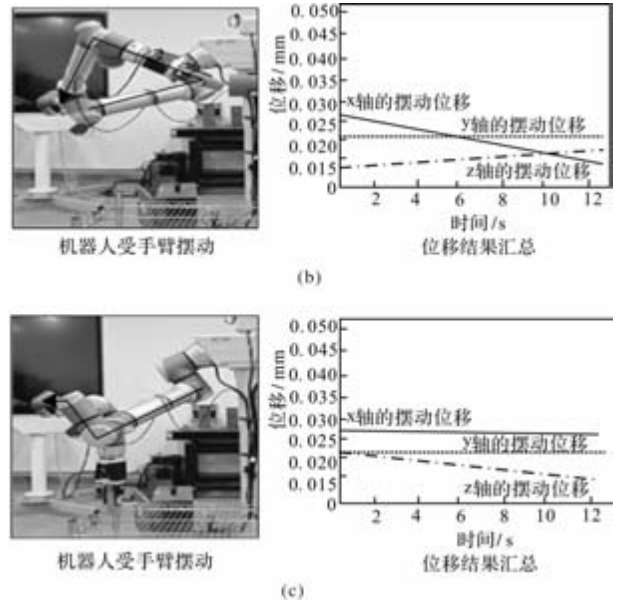
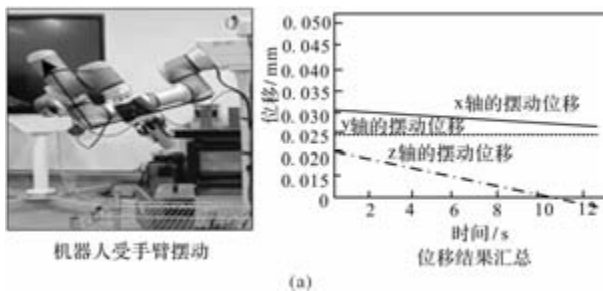


图 6 机器人行进跟随坐标解算位移结果

依据图 6 结果分析可知：空间坐标之内，机器人摆动的幅度发生变化，其位移也会出现一定的差异。测算出三个动作的位移结果，x、y、z 三个轴的位移差均控制在 0.03 mm 之内。该结果反映了对于动态坐标的解算处理，根据机器人的空间运动点和解算距离的变化，不断核验具体的坐标位置，跟随时保证各个点位均在预设的区域之内，最大程度降低误差，完成基础的优化控制，控制精准度较高。

机器人行进时，通过控制器控制，关节的移动是跟随性的，且关节内不同节点的位置也会发生对应的变化。选定某一关节的三个节点，测定其优化控制后的情况，并分析跟随补偿轨迹如图 7 所示。

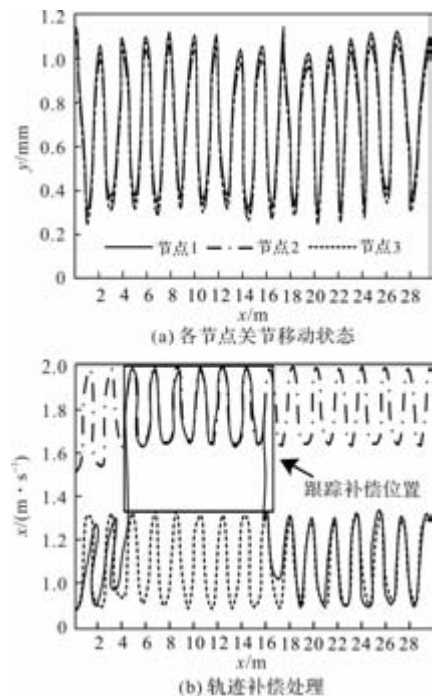


图 7 跟随补偿轨迹规划结果

图7结果分析:跟随状态下,关节的节点变动是连续性的,为保证轨迹稳定,需要跟随控制。结合(1)中各节点关节移动状态,在(2)中的4~16s之间,控制器对机器人的点位跟随调整及修正,确保其可以平稳行进与摆动,且不影响后续的控制。在跟随区间之内,对不同时间段轨迹的变化进行对比,标定出非正常摆动位置后,以前一段控制轨迹作为标准补偿,实现优化控制,具有较强的控制针对性。

以面向轴孔装配任务的双臂机器人控制策略、PID理论下自触发MPC移动机器人控制方法作为对照组。以跟随补偿作为调整处理,在成像机器人行进过程中,选择北向和东向作为控制方向,对选定的三种方案生成的期望轨迹和实际估计展开对比分析,具体结果如图8所示。

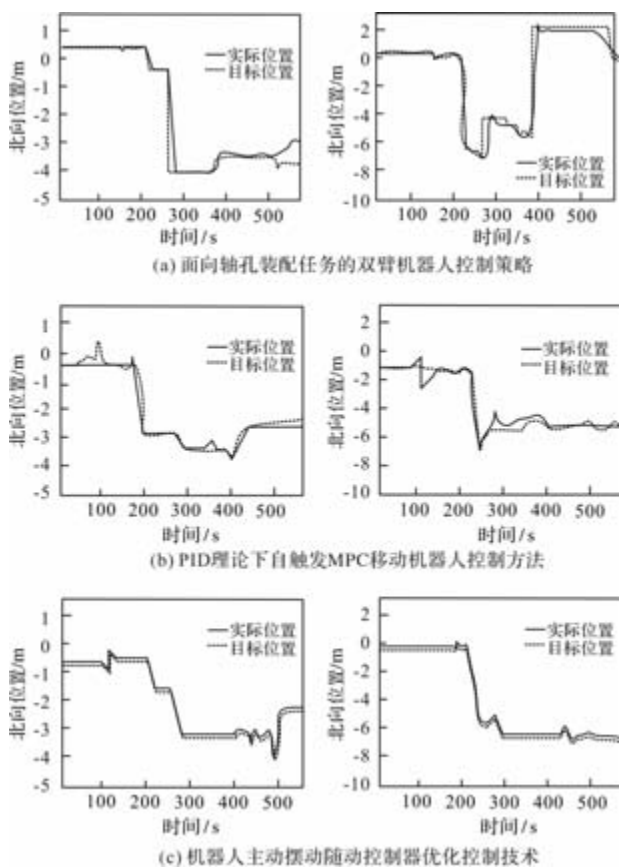


图8 机器人优化控制稳态结果分析

根据图8结果分析:所提方法在进行优化控制之后,北向与东向的实际位置、目标位置轨迹基本保持一致,偏差在可控的范围之内,而文献中的两种方法实际位置、目标位置轨迹控制后差异仍然较大。这表明坐标解算后,针对于主动摆动随动的轨迹控制更为精准与明确,对应的控制点之间存在更大的关联,能够进一步保证控制器捕捉到移动的位置、区域和定点等信息,强化控制效果,提升控制

精度和控制稳定性,综合性能更为突出。

为评估所提方法的精度与稳定性,在位置偏差分析的基础上,进一步引入了均方根误差(RMSE)与标准差作为统计指标。从图可知,所提方法北向位置RMSE为0.012 m,标准差为0.009 m;东向位置RMSE为0.011 m,标准差为0.008 m。而面向轴孔装配任务的双臂机器人控制策略的北向RMSE为0.038 m,PID自触发MPC方法的北向RMSE为0.045 m。这表明所提方法不仅能使实际轨迹与目标轨迹在视觉上高度吻合,更能从统计意义上显著降低跟踪误差的幅值波动。

### 3 结 语

本文以真实条件作为研究背景,根据机器人行进时运动节点的变化,建立约束条件,利用约束条件限制坐标变化,展开解算处理,以此来标定出机器人的最新摆动位置,以摆动点为引导,运用跟随控制规划轨迹,当遇到障碍,在最短的时间内绕行,并输出机器人主动、摆动、随动控制下的位姿点信息,连接位姿点可以形成规划后的轨迹。根据方位矢量调整遇到障碍物后轨迹的外移距离,补偿修正控制过程中出现的偏差,保证行进环境的稳定,为后续控制器的优化与完善提供借鉴。

### 参考文献

- [1] 詹博文,郭瑞科,龚宇莲,等.面向轴孔装配任务的双臂机器人控制策略[J].空间控制技术与应用,2025,51(01):85-95.
- [2] 何党桐,马凯,李宇翔,等.基于PID理论的自触发MPC移动机器人控制方法[J].兵器装备工程学报,2024,45(11):236-242.
- [3] 张一东,徐一栋,陈海卫.基于PCIe总线的机器人多轴控制器的研究[J].机床与液压,2024,52(21):35-42.
- [4] 王娜,吴延凯,许娜.基于粒子群优化算法的农业机器人控制策略研究[J].农机化研究,2025,47(01):205-209.
- [5] 张稚荷,周凯红,朱梦岩.基于改进SSA优化PID的下肢康复机器人控制[J].现代电子技术,2024,47(13):153-159.
- [6] 谢春丽,孟和吉雅.冗余机器人运动轨迹模糊PID控制优化与仿真研究[J].中国工程机械学报,2024,22(03):321-325.
- [7] 孙福磊,魏秉晟,甘中学,等.基于间接编码的形态

- 自适应机器人神经网络控制器设计[J]. 计算机应用与软件, 2023, 40(04): 60-67.
- [8] 艾福强, 包建东, 刘正权. 基于粒子群优化模糊 PID 控制的多足式真空吸附机器人控制方案设计[J]. 电子测量技术, 2023, 46(02): 67-72.
- [9] 赵寒冰, 罗欣, 钟启明, 等. 基于法向同步误差补偿的机械臂多轴同步控制[J]. 微电机, 2023, 56(2): 61-65.
- [10] 黄宏杰, 文浩, 廖璨. 基于零空间饱和及高阶校正的双臂飞行机器人控制[J]. 中国科学: 物理学力学天文学, 2025, 55(02): 138-149.

(上接第 69 页)

## 参考文献

- [1] 贾博. 飞走式架空输电线路巡检机器人结构与试验[D]. 新疆 石河子: 石河子大学, 2022.
- [2] 王治鹏, 罗欣. 基于转矩信号注入的频率检测及抖动抑制方案[J]. 微电机, 2023, 56(05): 36-40.
- [3] 凌益民, 肖长天, 刘宜杰, 等. 外加阻尼器车床主轴振动抑制方法与实验研究[J]. 机电工程技术, 2022, 51(04): 38-46.
- [4] 郭川东, 胡权, 方丽萍, 等. 基于分布式剪刀构型控制力矩陀螺的大尺寸空间结构振动抑制[J]. 宇航学报, 2022, 43(03): 310-318.
- [5] 曾明杰, 高运昌, 吴亚鹏. 基于 PID 控制器的无轴承异步电机控制策略研究[J]. 微电机, 2024, 57(08): 26-30.
- [6] Cychowski M., Szabat K., Orlowska-Kowalska T. Constrained model predictive control of the drive system with mechanical elasticity[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(6): 1963-1973.
- [7] Han J. From PID to active disturbance rejection control[J]. IEEE transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(3): 900-906.
- [8] Meng Y B, Liu B Y, Wang L C. Speed control of PMSM based on an optimized ADRC controller[J]. Mathematical Problems in Engineering, 2019, 2019(1): 1074702.
- [9] 封志鹏, 李白雅, 张宇祥. 自抗扰 ESO 改进及其在 PMSM 控制中的应用[J]. 微电机, 2022, 55(03): 47-51.
- [10] Kemp C C, Edsinger A and Torres Jara E. Challenges for robot manipulation in human environments[J]. IEEE Robotics and Automation Magazine, 2007, 14(1): 20.
- [11] N. Hogan. Impedance control: an approach to manipulation: part I—theory, implementation and applications[J]. Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, 1985, 107(1): 1-24.
- [12] 杨桂林, 王冲冲. 协作机器人柔顺运动控制综述[J]. 自动化博览, 2019, (02): 66-73.
- [13] 王一凡, 石一馨, 孙国强, 等. 基于 SVPWM 的永磁同步电机矢量控制方法研究[J]. 微电机, 2024, 57(09): 14-21.

## 《微电机》(月刊)

全年 12 期, 读者可到当地邮局订阅, 本刊亦可破订、零购。

**欢迎投稿! 欢迎订阅! 欢迎刊登广告!**

国内刊号: CN61-1126/TM

在线投稿系统: wdj.paperopen.com

地址: 高新区上林苑四路 36 号(710117)

邮发代号: 52-92

订价: 8 元/期

年价: 96 元/年

编辑部邮购(含快递费): 300 元/年

国际刊号: ISSN 1001-6848

电话: 029-84276641

# 基于超螺旋滑模算法的金属表面磁吸移动机器人电机驱动轮抗滑控制

张 耀<sup>1</sup>, 沈冠冶<sup>1</sup>, 李京泽<sup>1</sup>, 李心慰<sup>1</sup>, 杨晓瑜<sup>2</sup>

(1. 国网吉林省电力有限公司长春供电公司, 长春 130000;

2. 国网吉林省电力有限公司信息通信公司, 长春 130000)

**摘要:** 针对不同摩擦特性的金属表面, 磁吸移动机器人电机驱动轮容易打滑的问题, 研究基于超螺旋滑模算法的金属表面磁吸移动机器人电机驱动轮抗滑控制方法。通过 Maxwell 方程计算移动机器人对金属表面的磁吸力, 合理设计吸附装置, 保障机器人的移动稳定性; 构建磁吸移动机器人的永磁同步电机模型, 利用坐标变换实现精准的转矩和转速控制; 利用滑模观测器估计移动机器人电机驱动轮的状态变量; 依据滑模观测器的观测结果, 引入可变比例系数与可变指数切换函数, 采用超螺旋滑模算法, 实现金属表面磁吸移动机器人电机驱动轮的抗滑控制, 提升电机驱动轮的动态响应, 确保机器人在金属表面稳定移动。在国网长春供电公司春城 220 kV 变电站进行试点应用, 实验结果表明, 采用该方法对磁吸移动机器人电机驱动轮进行抗滑控制, 电机驱动轮转速能够精准跟随期望值, 动态滑移率较低, 有效提升了机器人的运动稳定性。

**关键词:** 超螺旋滑模; 金属表面; 磁吸移动机器人; 电机驱动轮; 抗滑控制; 可变比例系数

中图分类号: TM341; TM351; TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)03-0076-06

## Anti-slip Control of Metal Surface Magnetic Attraction Mobile Robot Motor Drive Wheel Based on Super Spiral Sliding Mode Algorithm

ZHANG Yao<sup>1</sup>, SHEN Guanye<sup>1</sup>, LI Jingze<sup>1</sup>, LI Xinwei<sup>1</sup>, YANG Xiaoyu<sup>2</sup>

(1. State Grid Jilin Electric Power Co., LTD., Changchun Power Supply Company, Changchun 130000, China;

2. State Grid Jilin Electric Power Co., LTD., Information and Communication Company, Changchun 130000, China)

**Abstract:** Aiming at the problem of easy slippage of the motor drive wheel of magnetic attraction mobile robots on metal surfaces with different friction characteristics, this paper studied the anti-slip control method of the motor drive wheel of metal surface magnetic attraction mobile robots based on the super spiral sliding mode algorithm. Calculated the magnetic attraction of the mobile robot on the metal surface through Maxwell's equation, designed the adsorption device reasonably, and ensured the stability of the robot's movement; Built a permanent magnet synchronous motor model for magnetic attraction mobile robots, and used coordinate transformation to achieve precise torque and speed control; Estimating the state variables of the driving wheels of the mobile robot motor using a sliding mode observer; Based on the observation results of the sliding mode observer, variable proportional coefficients and variable exponential switching functions were introduced, and the super spiral sliding mode algorithm was adopted to achieve anti slip control of the motor drive wheel of the metal surface magnetic attraction mobile robot, improve the dynamic response of the motor drive wheel, and ensure stable movement of the robot on the metal surface. The pilot application was carried out at the Chuncheng 220kV substation of State Grid Changchun Power Supply Company. The experimental results showed that using this method for anti slip control of the motor drive wheel of the magnetic suction mobile robot, the motor drive wheel speed can accurately follow the expected value, the dynamic slip rate is low, and the robot's motion stability is effectively improved.

**Key words:** super spiral sliding mode; metal surface; magnetic mobile robot; motor driven wheel; anti slip control; variable proportional coefficient

收稿日期: 2025-05-17

**作者简介:** 张 耀(1989), 男, 硕士, 中级工程师, 研究方向为人工智能在故障诊断与预测中的应用, 安全性与可靠性提升技术和环保节能技术。

沈冠冶(1992), 男, 硕士, 中级工程师, 研究方向为可再生能源接入与储能技术, 大数据分析技术和电能质量。

李京泽(1995), 男, 本科, 助理工程师, 研究方向为设备状态监测与维护技术, 智能变电站与自动化技术和噪声控制技术。

李心慰(1996), 男, 本科, 助理工程师, 研究方向为故障诊断与预测性维护技术, 设备全生命周期管理技术。

杨晓瑜(1994), 女, 硕士, 中级工程师, 研究方向为通信与数据传输技术, 网络安全技术和成本效益分析技术。

## 0 引言

在电力领域，金属表面磁吸移动机器人常应用于设施检测、管道巡检等特种作业平台的高风险任务中<sup>[1]</sup>。磁吸移动机器人需要能够在动态非结构化的金属表面上，实现高精度的轨迹跟踪与稳定运行。金属表面磁吸移动机器人电机的驱动轮打滑问题，是影响机器人可靠性的关键<sup>[2]</sup>。以往的控制方法在抗滑控制时，因抗扰能力不足或存在高频抖振效应，无法满足电力巡检复杂工况下的抗滑需求<sup>[3]</sup>。超螺旋滑模算法是一种二阶非线性滑模控制方法，该方法引入了积分项与符号函数的非线性组合，有效抑制了传统滑模控制中的抖振现象，且具有有限时间收敛与强鲁棒性的优势<sup>[4]</sup>。将其应用于磁吸机器人驱动轮抗滑控制中，提升复杂金属表面下的运动控制性能。

程启明等人研究了永磁同步电机的复叠式螺旋滑模控制策略<sup>[5]</sup>。该研究结合了直接转矩控制与滑模控制方法，利用复叠式螺旋滑模面将转速环控制从传统 PI 控制升级为滑模控制，提升了系统对转速指令的跟踪能力。螺旋滑模面减小了电感、磁链第电机参数波动对控制性能的影响，降低了电磁转矩和磁链的脉动，提升了系统在复杂工况下的稳定性。但是滑模控制固有的开关特性导致电机在滑模面附近产生高频抖振，容易加剧电机机械磨损，甚至引发高频噪声。吴石等人研究了双轮毂电机驱动力矩在线分配控制方法<sup>[6]</sup>。通过分配器将横摆力矩分配至各轮毂电机，提高车辆稳定性。通过合理的驱动力矩分配，更好地协调机械制动与再生制动，延长车辆的续航里程。但是被动容错控制容易降低控制精度，主动容错控制难以保证控制实时性，无法充分利用电机驱动能力。莫帅等人研究了机器人关节无刷电机的驱动与控制方法<sup>[7]</sup>。通过电子换向替代传统机械电刷，显著降低机械磨损与能量损耗。结合磁场定向控制，无刷电机可实现转矩与转速的精确控制，动态响应时间短。但是电子换向过程中容易产生电磁干扰，且高速运转或负载突变时，易产生可闻噪声。马龙等人通过驱动力计算方法，实现压线轮步进电机转速稳定控制<sup>[8]</sup>。结合驱动力计算与转速稳定控制方法，优化电机选型与传动结构，减少冗余部件，满足卡线器安装装置对体积小、质量轻的要求。但是该研究需要建立精确的负载特性模型，且需实时监测压线轮与导线间的正压力、摩擦力等参数，对微处理器的实时性要求严格。

针对磁吸机器人在复杂金属表面因磁吸力与摩擦力动态耦合导致的驱动轮打滑问题，本文提出一种基于超螺旋滑模算法的抗滑控制方法。该方法的创新点在于：在运用超螺旋滑模算法强鲁棒性的基础上，通过引入可变比例系数与可变指数切换函数，有效解决了传统滑模控制在抗滑应用中存在的响应速度慢与高频抖振问题，从而在保证控制精度的同时，显著提升了机器人在真实金属表面的动态稳定性与轨迹跟踪能力。

## 1 金属表面磁吸移动机器人电机驱动轮抗滑控制

### 1.1 电力巡检金属表面磁吸移动机器人的磁吸力计算

金属表面磁吸移动机器人的主要功能是在变压器的预设轨道上实现定点巡航，并对巡航点进行可见光拍照和热成像拍照，将拍照图像传输到远端进行处理<sup>[9]</sup>。机器人在爬行过程中受到电机驱动力、摩擦力、重力和磁吸力的作用，保证机器人静止状态不打滑。依靠电机齿轮自锁、摩擦力和磁吸力的作用，保证机器人运动过程不打滑、不倾覆主要依靠磁吸力、摩擦力和电机驱动力。

在金属表面磁吸移动机器人中，吸附装置是关键部件。利用 Maxwell 张力计算磁吸移动机器人在电力巡检过程中的吸附力，确定永磁体对金属表面的吸附能力<sup>[10]</sup>。用  $S$  表示包围永磁体的闭合面，移动机器人对金属表面磁吸力为

$$F = \int_S \left[ \frac{1}{\mu} (\Psi \cdot n) - \frac{1}{2\mu} \Psi^2 n \right] dS \quad (1)$$

式中， $n$  为  $dS$  外法线方向的单位矢量， $\Psi$  与  $\mu$  分别为磁感应强度以及空气磁导率。

依据移动机器人对金属表面磁吸力的计算结果，合理设计吸附装置，确保机器人在金属表面有足够且稳定的吸附力，防止掉落<sup>[11]</sup>。空气的磁导率相对稳定，能够减少外界因素干扰，因此计算的吸附力更接近实际值，有助于优化吸附装置结构，提高机器人在金属表面移动时的稳定性和可靠性。

### 1.2 磁吸移动机器人的永磁同步电机模型构建

永磁同步电机是金属表面磁吸移动机器人的动力源，其耦合关系复杂。利用矢量控制策略，通过克拉克变换和帕克变换，将电机控制量，由三相坐标系转换至两相的  $\alpha\text{-}\beta$  静止坐标系与  $d\text{-}q$  旋转坐标系中。利用转换结果，将复杂的交流电机控制转化为

直流电机控制, 便于精准控制电机转矩和转速<sup>[12]</sup>, 使机器人在金属表面移动时更加平稳、灵活。

两相旋转  $d$ - $q$  坐标系下, 构建电机的数学模型为

$$\begin{cases} u_d = i_d \cdot R - \omega_r L_q i_q \\ u_q = i_q \cdot R + \omega_r L_d i_d + \omega_r \psi_f \end{cases} \quad (2)$$

式中,  $u_d$ 、 $u_q$  与  $i_d$ 、 $i_q$  分别为定子电压与定子电流的  $d$  轴与  $q$  轴分量,  $R$  与  $\psi_f$  分别为定子电阻以及转子磁链,  $L_d$ 、 $L_q$  与  $\omega_r$  分别为  $d$  轴与  $q$  轴的电感分量以及转子机械角速度。

设永磁同步电机的电感符合  $L_d = L_q$  条件, 该电机的电磁转矩方程为

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

永磁同步电机转矩平衡方程为

$$T_{em} = T_e - T_f - J\theta \quad (4)$$

永磁同步电机转矩运动方程为

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_L - B\omega_r \quad (5)$$

式中,  $T_e$  与  $T_f$  分别为输出转矩以及摩擦转矩,  $P$  为电机的极对数,  $J$  与  $T_L$  分别为转动惯量以及负载转矩,  $\theta$  与  $B$  分别为转子机械角位置以及粘滞摩擦系数。

为了便于电机驱动轮抗滑控制<sup>[13]</sup>, 将转矩系数转化为

$$A_1 = \frac{3}{2} \psi_f P \quad (6)$$

利用两级减速方式, 将电机驱动轮转矩传送到主缸输出杆与活塞上推力为

$$m_e \ddot{x} + kx + c\dot{x} = F_m - AP \quad (7)$$

$$F_m = \frac{2\pi}{S} \zeta T_m \quad (8)$$

式中,  $\ddot{x}$  为速度的变化率,  $\dot{x}$  为位移的变化率,  $k$  与  $\zeta$  分别为弹性系数与传动比,  $F_m$  与  $A$  分别为主缸活塞推力以及受压面积,  $m_e$  与  $c$  分别为活塞与推杆的等效质量以及阻尼系数,  $T_m$  与  $S$  分别为输出转矩以及滚珠丝杠导程。

根据金属表面的摩擦特性、机器人负载等情况, 通过控制电机驱动轮转矩来调整推力<sup>[14]</sup>, 使机器人能顺利在金属表面移动, 防止打滑或动力不足。将电机转动转化至输出杆与活塞位移为

$$\xi_m = \frac{2\pi}{S} \zeta y \quad (9)$$

式中,  $y$  为阀体位移。

获取电机转速为

$$\omega = \frac{2\pi \zeta_r}{S} \vartheta \quad (10)$$

式中,  $\zeta_r$  与  $\vartheta$  分别为齿轮副传动比以及输出推杆平移速度。

依据金属表面磁吸移动机器人的期望移动速度和位移, 精确控制电机驱动轮转速和转矩, 实现精准定位和移动控制。

### 1.3 磁吸移动机器人电机驱动轮的滑模观测器设计

依据永磁同步电机模型, 利用滑模观测器, 估计磁吸移动机器人电机驱动轮的状态变量, 为后续的抗滑控制提供基础<sup>[15]</sup>。对于金属表面磁吸移动机器人的电机驱动轮抗滑控制, 采用常规二阶滑模观测器进行观测为

$$\begin{cases} \hat{p}i_\alpha = -\frac{R_s}{L_s} \hat{i}_\alpha + \frac{u_\alpha}{L_s} - \frac{1}{L_s} S_\alpha \\ \hat{p}i_\beta = -\frac{R_s}{L_s} \hat{i}_\beta + \frac{u_\beta}{L_s} - \frac{1}{L_s} S_\beta \end{cases} \quad (11)$$

式中,  $\hat{i}_\alpha$  与  $\hat{i}_\beta$  为估计电流,  $R_s$  为定子电阻,  $L_s$  为定子电感,  $u_\alpha$  与  $u_\beta$  分别为在坐标系下的定子电压分量,  $S_\alpha$  与  $S_\beta$  为  $\alpha$ - $\beta$  静止坐标系下的滑模面函数分量,  $p$  为电流估计值的变化率。

式(11)中,  $S_\alpha$  与  $S_\beta$  需满足:

$$\begin{cases} S_\alpha = k \operatorname{sgn}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ S_\beta = k \operatorname{sgn}(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{cases} \quad (12)$$

式中,  $k$  与  $\operatorname{sgn}$  分别为滑模增益以及符号系数,  $i_\alpha$  与  $i_\beta$  分别为静止坐标系下的定子电流。

当所设计的二阶滑模观测器为收敛状态时, 依据  $S_\alpha$  与  $S_\beta$  即可获取反电动势估计结果。在移动机器人电机驱动轮运行时, 可根据估计电流调整控制策略, 适应不同金属表面的摩擦情况和负载变化, 保证驱动轮稳定转动。

### 1.4 基于超螺旋滑模算法的电机驱动轮抗滑控制

依据磁吸移动机器人电机驱动轮滑模观测器观测结果, 采用超螺旋滑模算法进行金属表面磁吸移动机器人的电机驱动轮抗滑控制。磁吸移动机器人运行时, 其面临不同粗糙度、坡度的复杂金属表面状况, 对应的非线性系统为

$$\begin{cases} \dot{x} = \Phi(x, t) + \Gamma(x, t) u \\ y = s(x, t) \end{cases} \quad (13)$$

式中,  $\dot{x}$  为状态的变化率,  $x$  与  $y$  分别为状态变量以及控制输出,  $u$  与  $s(x, t)$  分别为控制输入以及未知滑模面方程,  $\Phi(x, t)$  与  $\Gamma(x, t)$  分别为状态变量与时间函数的对应方程。

式(13)中, 设置超螺旋滑模控制输入为

$$u = \lambda |s|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s) + \nu \quad (14)$$

式中,  $\nu$  为辅助控制变量, 其导数  $\dot{\nu}$  由  $\alpha \text{sign}(s)$  决定,  $s$  为滑模面函数,  $\lambda$  与  $\alpha$  均为控制增益系数。

针对金属表面磁吸移动机器人的驱动轮电机, 设计转速滑模面为

$$s = \omega_r^* - \omega_r \quad (15)$$

式中,  $\omega_r^*$  为给定的转子转速。

依据滑模面, 设计典型的超螺旋滑模速度控制器为

$$T_e^* = K_t [\lambda |s|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s) + \nu] \quad (16)$$

式中,  $T_e^*$  与  $K_t$  分别为输出电磁转矩以及转矩常数,

为了提高移动机器人电机驱动轮的动态响应性能, 引入可变比例系数  $k$  对公式(16)改进为

$$T_e^* = K_t [\lambda |s|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s) + ks + \nu] \quad (17)$$

通过调节公式(17)中的  $k$  值, 提升超螺旋滑模算法的收敛速度, 加快驱动轮电机的响应速度, 提升机器人的机动性以及应对突发情况的能力。

在金属表面磁吸移动机器人运行中, 高频切换将导致机器人抖振, 影响驱动轮的平稳运行。引入可变指数切换函数  $g(x)$ , 将式(17)转换为

$$T_e^* = \lambda |s|^{\frac{1}{2}} g(x) + ks + \nu \quad (18)$$

式中,  $g(x)$  为

$$g(x) = \begin{cases} 1, & x \geq 1 \\ x^m, & 0 \leq x < 1 \\ -(-x)^m, & -1 \leq x < 0 \\ -1, & x < -1 \end{cases} \quad (19)$$

式中,  $m$  为调节范围为  $0 < m < 1$  的可调节系数。

$g(x)$  在  $m$  值越小时数值越高, 此时具有更优的磁吸移动机器人电机驱动轮抗滑控制性能。通过调节  $m$  值, 使机器人的工况切换更平滑, 抑制抖振现象, 确保驱动轮稳定转动, 提高机器人在金属表面移动时的平稳性。通过动态调整电机输出力矩, 避免因负载突变等情况导致的机器人打滑, 使机器人在不同金属表面均能维持可靠的运动控制。

## 2 实例测试与结果分析

将该方法应用于国网长春供电公司春城 220 kV 变电站进行试点应用。考虑变电站巡检对磁吸力的要求, 该磁吸机器人采用四轮驱动方式, 共用四个直流减速电机, 磁吸力均匀分布整个机器人的重量。采用直流减速电机作为机器人的电机, 为了保证机器人静止状态不出现滑动, 机器人电机的减速比需要大于 180。

磁吸移动机器人电机驱动轮抗滑控制性能测试

的实验环境图如图 1 所示。



图 1 实验环境图

该移动机器人的云台驱动使用型号为 TD-7115MG 的舵机, 旋转角度均为 0 至 180 度的双轴舵机。舵机的具体参数如表 1 所示。

表 1 TD-7115MG 双轴舵机参数

参数	参数值
尺寸/mm	40 * 20.5 * 40.5
重量/g	56
工作电压/V	4.8-8.4
空载电流/mA	210-260
堵转电流/mA	2100-2700
堵转扭力/Nm	14.5-17.2
脉冲宽度/ $\mu$ s	500-2500

该舵机由 PWM 信号控制旋转角度, 其 PWM 信号周期为 20 ms。通过单片机输出不同占空比的 PWM 信号, 控制机器人腿部摆动角度, 驱动机器人运动。

针对在金属表面执行巡检任务的磁吸移动机器人, 对其输入转角控制命令如图 2 所示。

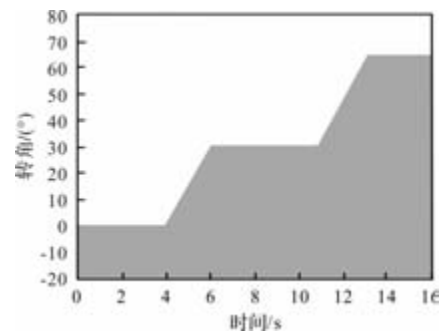


图 2 转角控制命令输入

依据图 2 的磁吸移动机器人转角控制命令, 采用本文方法进行移动机器人电机驱动轮抗滑控制。该磁吸移动机器人电机驱动轮的转矩与转速控制结果如图 3~4 所示。

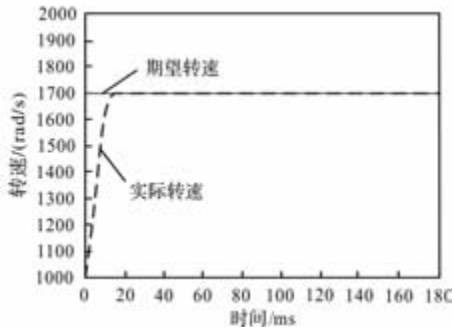


图3 驱动轮转速控制结果

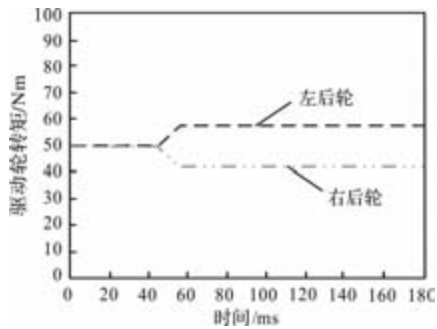


图4 驱动轮转矩控制结果

分析图3实验结果,采用本文方法控制磁吸移动机器人依据给定的角度进行电力巡检,其电机驱动轮转速能够精准跟随转速期望值。本文方法跟随转速的响应速度较快,未出现严重超调情况,具有较高的动态响应性能以及控制稳定性。

分析图4实验结果,初始阶段左后轮与右后轮的转矩较为稳定,运行至50 s左右时,转矩有所变化,随后趋于稳定。实验结果表明,在该时间点附近,该机器人遭遇了打滑或即将打滑状况,使本文方法触发了抗滑控制策略,通过增大转矩增强附着力,以实现机器人电机驱动轮的抗滑性能。针对转矩的动态调整,体现出本文方法对打滑风险的有效感知和应对能力,能及时调整转矩保障驱动轮正常运转,避免打滑造成机器人移动受阻。

为了进一步验证本文方法对磁吸移动机器人电机驱动轮抗滑控制性能,统计该磁吸移动机器人运行时的电机电流波动,电机相电流的波动情况,以标准差进行量化。电流波动小意味着运行更平稳、能耗和发热更低,计算公式为

$$\sigma_I = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (I_k - \bar{I})^2} \quad (20)$$

式中, $I$ 为电机相电流, $I_k$ 为第 $k$ 个采样点的电流值, $\bar{I}$ 为一个运行周期内电流采样的平均值, $N$ 为总采样点数。

统计结果如图5所示。

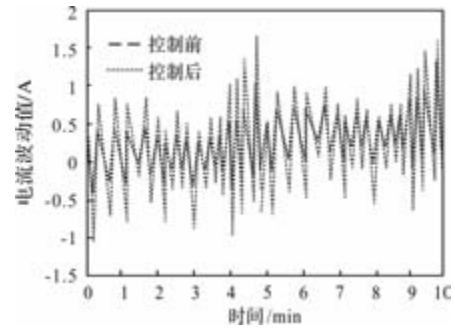


图5 电机电流波动

图5实验结果可以看出,采用本文方法对磁吸移动机器人电机驱动轮进行抗滑控制,磁吸移动机器人电机的电流波动显著降低。电流波动值的降低,能够减轻电机驱动轮的磨损情况,延长磁吸移动机器人的使用寿命。

选取动态滑移率作为电机驱动轮抗滑性能的测试指标。动态滑移率指驱动轮实际线速度与理论线速度的偏差率,反映了机器人电机驱动轮运动过程中的滑移程度,动态滑移率计算公式为

$$\eta = \frac{|v_{\text{theory}} - v_{\text{actual}}|}{v_{\text{theory}}} \times 100\% \quad (21)$$

式中, $v_{\text{theory}}$ 为理论线速度, $v_{\text{actual}}$ 为实际线速度。

统计采用本文方法控制电机驱动轮的动态滑移率,统计结果如图6所示。

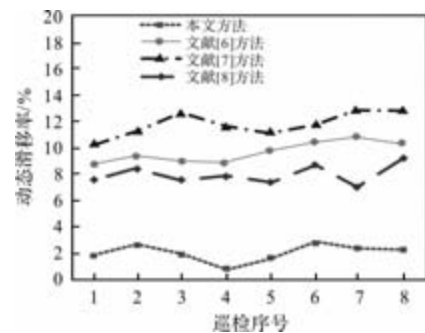


图6 动态滑移率

图6实验结果可以看出,采用本文方法利用超螺旋滑模算法,对金属表面磁吸移动机器人电机驱动轮进行抗滑控制,其动态滑移率明显低于另三种方法。超螺旋滑模算法通过优化控制律,使驱动轮在金属表面运动时的滑移率更小。本文方法在抑制滑移、提升运动稳定性方面具有明显优势。本文方法对磁吸力变化、地面摩擦力扰动等非线性因素具有较高的适应性,通过二阶滑模设计,有效抑制了金属表面粗糙度变化、磁吸力波动等不确定性和外部扰动,更快响应滑移趋势并调整控制输出,从而减少滑移。

将本文方法应用于实际工程中,进行金属表面

磁吸移动机器人电机驱动轮抗滑控制。目前运维人员已累计开展主变压器巡视 800 余次, 及时发现设备缺陷 7 处, 其中严重及以上缺陷 0 处, 一般缺陷 7 处。采用该方法后, 春城变因主变压器过热或渗漏油而导致的设备非计划停运 0 次, 极大程度地保障电网稳定运行。

### 3 结 语

将超螺旋滑模算法应用于金属表面磁吸移动机器人电机驱动轮抗滑控制中, 改善金属表面磁吸移动机器人在复杂工况下驱动轮易打滑、轨迹跟踪精度不足的问题, 实现控制量平滑输出与有限时间收敛的协调, 显著提升机器人动态性能。通过实验验证, 该方法在提升机器人抗滑稳定性方面具有显著优势, 为电力巡检等场景下的机器人自主作业提供了可靠的技术支撑。

### 参考文献

- [1] 权凌霄, 唱荣蕾, 耿冠杰, 等. 基于状态估计的轮毂电机驱动控制策略研究[J]. 农业机械学报, 2024, 55(10): 456-466.
  - [2] 张越, 郭中阳, 黄孝慈, 等. 基于改进超螺旋滑模控制的线控制动系统控制方法[J]. 汽车技术, 2024, (09): 18-24.
  - [3] 韩琨, 张长征, 袁雷. 基于超螺旋滑模扰动观测器的永磁同步电机无传感器抗干扰控制策略研究[J]. 包装工程, 2023, 44(03): 139-147.
  - [4] 关彪, 王丽梅. 永磁屏蔽电机自适应超螺旋滑模 MRAS 无位置传感器控制[J]. 微电机, 2025, 58(3): 38-43, 56.
  - [5] 程启明, 刘科, 张昕, 等. 永磁同步电机的复叠式螺旋滑模控制策略研究[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(06): 116-126.
  - [6] 吴石, 车翠茹, 管诣博. 双轮毂电机驱动力矩在线分配控制方法研究[J]. 哈尔滨理工大学学报, 2024, 29(01): 13-24.
  - [7] 莫帅, 李旭, 高瀚君, 等. 机器人关节无刷电机驱动与控制研究[J]. 华中科技大学学报(自然科学版), 2022, 50(02): 69-75.
  - [8] 马龙, 何伟杰, 毛艳芳, 等. 基于驱动力计算的压线轮步进电机转速稳定控制[J]. 微特电机, 2024, 52(11): 56-59.
  - [9] 王盼, 朱继贻, 叶高翔, 等. 基于超螺旋滑模控制的双有源桥 DC-DC 变换器电流应力优化控制[J]. 高压技术, 2025, 51(03): 1295-1306.
  - [10] 张鑫璐, 刘志华, 蔡晨光, 等. 直线电机驱动六自由度并联机器人运动学标定研究[J]. 计量学报, 2025, 46(02): 213-221.
  - [11] 高志朋, 边敦新, 李存贺, 等. 基于超螺旋滑模自适应观测器的 SynRM 无传感器控制[J]. 电子测量与仪器学报, 2024, 38(09): 184-194.
  - [12] 马雨新, 雷子奇, 顾萍萍, 等. 基于改进型超螺旋滑模线性自抗扰的永磁同步电机速度控制研究[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(09): 103-112.
  - [13] 孙振楠, 王运龙, 林少川, 等. 永磁吸附爬壁机器人磁力影响因素分析[J]. 机械设计与制造, 2024, (04): 368-372.
  - [14] 谢琦. 机器人一体化电机模组减速器传动效率优化方法[J]. 微特电机, 2024, 52(08): 74-78.
  - [15] 雍哲, 蒋科军, 陈章磊, 等. 永磁同步电机趋近律滑模控制研究[J]. 微电机, 2025, 58(3): 51-56.
- 
- (上接第 61 页)
- [8] 朱琴跃, 于逸尘, 占岩文, 等. 基于短时傅里叶变换和深度网络的模块化多电平换流器子模块 IGBT 开路故障诊断[J/OL]. 电工技术学报, (2024-01-15): 1-15. [2024-04-21].
  - [9] 田维, 崔博文. 基于小波包和支持向量机的逆变器故障诊断[J]. 集美大学学报(自然科学版), 2019, 24(02): 125-132.
  - [10] Ahmed I, Jeon G, Piccialli F. From Artificial Intelligence to Explainable Artificial Intelligence in Industry 4. 0: A Survey on What, How, and Where[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2022, 18(8): 5031-5042.
  - [11] 龙宏宇. 基于端到端数据驱动的光伏逆变器系统 IGBT 故障诊断技术研究[D]. 合肥: 合肥工业大学, 2021.
  - [12] 钱存元, 吴昊, 陈昊然. 基于 EMD-BPNN 的逆变器 IGBT 开路故障诊断方法[J/OL]. 电气工程学报, (2023-07-31): 1-11. [2024-04-21].
  - [13] 李宗源, 陈谦, 钱倍奇, 等. 基于格拉姆角场与并行 CNN 的并网逆变器开关管健康诊断[J/OL]. 电力自动化设备, (2023-12-29): 1-11. [2024-04-21].
  - [14] Li Z, Ma H, Bai Z, et al. Fast Transistor Open-Circuit Faults Diagnosis in Grid-Tied Three-Phase VSIs Based on Average Bridge Arm Pole-to-Pole Voltages and Error-Adaptive Thresholds[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(9): 8040-8051.
  - [15] Abari I, Lahouar A, Hamouda M, et al. Fault Detection Methods for Three-Level NPC Inverter Based on DC-Bus Electromagnetic Signatures[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(7): 5224-5236.