陕西省优秀期刊

ISSN 1001-6848 CN 61-1126/TM CODEN WIDIF4



No.9 Sep., 2024 西安微电机研究所有限公司主办

# MICROMOTORS

# 无锡市黄氏电器制造有限公司



无锡市黄氏电器 制造有限公司(原无 锡市剑清微电机有限 责任公司)为爪极式

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



28KTYZ



50KTYZ



28KTYZ



50KTYZ



50KTYZL



64KTYZ



50KTYZLRGB80

64KTYZ



50KTYZ



FGB64



60KTYZ

RGB65

地址:无锡市钱桥工业园钱洛路6-8号 电话: 0510-88089988 传真: 0510-88089900



WEI DIAN JI

月刊, 1972 年创刊 第57卷 第9期(总第369期) 2024年9月28日出版

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

 $\overset{}{\leftarrow} \overset{}{\leftarrow} \overset{}{\leftarrow}$ 

1

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)	目 次
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	驱动控制
学红梅 学样林 时运来 天玉新 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	高性能双轴振镜控制系统设计
郭 宏 郭新华 黄允凯 黄晓艳 梁得亮 程 明 温旭辉 窦满峰	
<ul> <li> <b>管</b>: 西安微电机研究所有限公司         </li> <li> <b>か</b>: 西安微电机研究所有限公司         </li> <li> <b>か</b>: 中国电器工业协会微电机分会         <ul> <li>中国电工技术学会微转电机支承会         </li> </ul> </li> </ul>	基于复合非奇异快速终端滑模算法的 PMSM 位置控制
编辑出版:《微电机》编辑部	顾佳俊,赵世伟,杨向宇(8)
<ul> <li>主 编: 李中军</li> <li>副 主 编: 谭 莹 贾 钰</li> <li>地 址: 西安市高新区上林苑四路 36 号</li> </ul>	基于 SVPWM 的永磁同步电机矢量控制方法研究
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	航空起发一体电机系统控制器的设计
<ul><li>国外总发行:中国国际图书贸易总公司 (100044 北京 399 邮箱)</li><li>国外代号: M 4228</li></ul>	
<b>国内总发行:</b> 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	基于改进阻尼控制的 VSG 控制策略
刊 号: <u>ISSN 1001 - 6848</u> CN 61 - 1126/TM	魏 腾,李昕涛(30)
国内定价: ¥8.00 国外定价: \$8.00	一种油门杆的高精度随动控制方法 … 吴 凡, 王新华(37)
<b>广告经营许可证:</b> 6101004004005 印 刷: 西安创维印务有限公司	

期刊基本参数: CN61-1126/TM \* 1972 \* m \* A4 \* 80 \* zh \* P \* ¥8.00 \* \* 13 \* 2024-9

## 设计与研究

交流励磁脉冲电压占空比对双馈型变速抽蓄电机转子绕组放电特性影	响研究 …		•••••		•••••
	孙士涛,	雷	雨,	郝国文,	等(41)
两段式 Halbach 阵列永磁电机气隙磁场对比分析	李玉凯,	孟	军,	鲁植元,	等(47)

# 风力发电技术

基于 mRMR-GRU 的变速恒频风电机组图像识别算法	贾洪	岩,	亢涵	彬,	刘玉	龙,	等(	56)
风电变桨用直流串励电机开环稳态控制方法研究		刘润	龙,	武	鹏,	张向	东(	63)
5.5 MW 半直驱中速永磁风力发电机温度场分析	缠东	辉,	王	桢,	任韶	华,	等(	66)

# 应用技术与经验交流

微型行星减速器动力学仿真研究	•••••	冯	岗,	张艺	莎,	任佳,	等(	70)	
泵用电驱动系统 EMC 问题造成系统母线电流跳变分析与思考 …		苗	瑞,	袁倩亻	青,	张朝晖,	等(	76)	

\*

8 93333333	353534	Y&\$	\$	, R.S.
	,		邮发代号: 52-92	2000
	<b></b>	(微电机》(月刊)	订价:8元/期	2000
》 《 》 《	10 册	净本可刻水肿的日江网 平均少可处江 金阶	年价:96元/年	かいかん
\$  王平 \$	- 12 别。	,读有可到ヨ地即同け阅,本刊小可倣け、令购。	编辑部邮购(含快递费): 300 元/年	No.
\$ <b>.</b> \$	欠迎去	<b>伇稿!欢迎订阅!欢迎刊登广告!</b>	2	2020
》 国内	□刊号:	CN61 – 1126/TM	国际刊号: ISSN 1001-6848	2000
<b>新生</b>	箱:	micromotors @ vip. sina. com	2	うくろう
》 地	址:	高新区上林苑四路 36 号(710117)	电话: 029-84276641	ふくろ
526252626 }	S28256	\$	29292622632632632632632632929292929292	and and

# **MICROMOTORS**

Founded 1972 • Monthly • Public Publication Vol. 57 No. 9(Serial No. 369)Sep., 2024

Authorities: Xi'an Micromotor Research Institute Co., LTD.
Sponsor: Xi'an Micromotor Research Institute Co. LTD.
Edited & Published: MICROMOTORS Editorial Department
Chief Editor: LI Zhongjun
Add.: No. 36, Shanglinyuan 4 Road, Xi'an 710117, China
Tel.: 86 – 29 – 84276641
Online Submission System: wdj. paperopen. com
E – mail: micromotors@ vip. sina. com
Http: //www. china – micromotor. com. cn
Distributor: Xi'an Newspapers and Periodicals

Publish Office
Domestic Subscription: Local Post Office &

MICROMOTORS Editorial Department Periodical Code: 52 – 92

**Journal Code:** ISSN1001 - 6848 CN61 - 1126/TM

# Foreign Subscription:

China National Publications Import & Export Corp. (P. O. Box 399, Beijing 100044, China) Overseas Code: M 4228 Price: \$ 8.00 Annual Price: \$ 96.00 Publication Date: Sep. 28, 2024

# CONTENTS

Design of High-performance Dual-axis Galvanometer Control System
LIU Wei, XIE Bin, LIU Le, et al( 1 )
PMSM Position Control Based on Composite Nonsingular Fast Terminal Sliding Mode Algo-
rithm GU Jiajun, ZHAO Shiwei, YANG Xiangyu( 8 )
Research on Vector Control Method of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on SVP-
WM WANG Yifan, SHI Yiqing, SUN Guoqiang, et al( 14 )
Design of Aviation Integrated Starter / Generator System Controller
MA Yong, LI Shixiao( 22 )
VSG Control Strategy Based on Improved Damping Control
WEI Teng, LI Xintao( 30 )
A High-precision Servo Control Method for Throttle WU Fan, WANG Xinhua( 37 )
Study on Effect of AC Excitation Pulse Voltage Duty Cycle on Discharge Characteristics of Ro-
tor Windings of Doubly-fed Variable Speed Pumped Storage Motor
SUN Shitao, LEI Yu, HAO Guowen, et al(41)
Comparative Analysis of the Air Gap Magnetic Field of 2-segment Halbach Array Permanent-
magnet Motors LI Yukai, MENG Jun, LU Zhiyuan, et al( 47 )
Variable-speed Constant-frequency Wind Turbine Image Recognition Algorithm Based on
mRMR-GRU JIA Hongyan, KANG Hanbin, LIU Yulong, et al( 56 )
Research on Open-loop Steady-state Control Method of DC Series Motor for Wind Power Pitch
System ····· LIU Runlong, WU Peng, ZHANG Xiangdong( 63 )
Temperature Field Analysis of 5. 5 MW Hybrid Drive Medium Speed Permanent Magnet Wind
Generator CHAN Donghui, WANG Zhen, REN Shaohua, et al( 66 )
Research on Dynamic Simulation of Miniature Planetary Reducer
FENG Gang, ZHANG Sha, REN Jia, et al( 70 )
Analysis and Thinking of the Bus Current Jump Caused by the EMC Problem in the Electric
Drive System of Pump MIAO Rui, YUAN Qianqian, ZHANG Zhaohui, et al (76)

# 高性能双轴振镜控制系统设计

刘 伟<sup>1</sup>,谢 斌<sup>1</sup>,刘 乐<sup>2</sup>,谭 轩<sup>1</sup>,邓磊敏<sup>2</sup>,李叶松<sup>1</sup>
(1. 华中科技大学人工智能与自动化学院,武汉 430074;
2. 华中科技大学 武汉光电国家研究中心,武汉 430074)

**摘 要:**针对高速高精度的激光微加工应用,提出一种基于并行处理架构的全数字控制双轴振镜驱动系统设计方案,在高频数字控制下实现了双轴振镜的高动态实时控制。通过建立振镜系统数学模型,以串级闭环控制为基础, 采用模型跟踪控制策略提升了位置跟踪性能。实验结果表明所设计的双轴振镜控制系统能够有效提升动态响应速 度、降低跟踪误差,满足期望工作性能指标

关键词:振镜控制;模型跟踪控制;伺服系统;数字控制
 中图分类号:TM381;TP273
 文献标志码:A
 文章编号:1001-6848(2024)09-0001-07

# Design of High-performance Dual-axis Galvanometer Control System

LIU Wei<sup>1</sup>, XIE Bin<sup>1</sup>, LIU Le<sup>2</sup>, TAN Xuan<sup>1</sup>, DENG Leimin<sup>2</sup>, LI Yesong<sup>1\*</sup>
(1. School of Artificial Intelligence and Automation, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China; 2. Wuhan National Laboratory for Optoelectronics, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China)

**Abstract**: For high-speed, high-precision laser micro-processing applications, a design solution for a fully digital control dual-axis galvanometer drive system based on parallel processing architecture was proposed in this paper. High dynamic real-time control of dual-axis galvanometer can be achieved by high-frequency digital control. By establishing a mathematical model of the galvanometer system, the position tracking performance was improved further using a model following control strategy based on cascade closed-loop control. Experimental results were obtained to verify that the designed dual-axis galvanometer control system could effectively improve dynamic response speed, reduce tracking errors, and meet the expected working performance. **Key words**: galvanometer control; model following control; servo system; digital control;

# 0 引 言

振镜式激光扫描系统广泛应用于激光加工领域。 振镜位置控制系统是激光加工的关键技术设备,其 系统性能直接影响激光微加工的精度<sup>[1-3]</sup>。

在振镜控制系统设计中,大部分采用数字控制 与模拟控制相结合的方式<sup>[4]</sup>。其中电流环控制采用 模拟方式,功能相对固化,在工作中存在功耗大、 发热高、温度漂移、积分饱和等问题,影响系统的 控制精度。而高性能的振镜控制系统采用高频全数 字控制<sup>[5]</sup>,降低了电流控制的不利影响,可以有效 提升系统控制精度。

目前虽有部分控制策略在振镜控制中成功应用, 如自适应控制<sup>[6]</sup>、重复控制<sup>[7]</sup>、无模型学习控制<sup>[8]</sup> 等,但这些策略存在调节参数过多、计算复杂等问 题,难以在高实时数字控制中实现。因此串级闭环控 制仍是主要控制方案,而为了有效提升系统动态性 能,一般考虑在低计算量的前提下引入前馈补偿<sup>[9]</sup>。

本文在分析双轴激光扫描振镜的控制原理和系 统设计方法的基础上,设计了一种可以用于振镜扫

作者简介: 刘 伟(1998),男,硕士研究生,研究方向为电机与运动控制。 谢 斌(1995),男,博士研究生,研究方向为多电机伺服系统的智能辨识与同步控制。 刘 乐(1994),男,博士研究生,研究方向为激光跨尺度制造。 谭 轩(2000),男,硕士研究生,研究方向为电机与运动控制。 邓磊敏(1988),男,博士,教授,研究方向为激光极端制造技术与装备,现代光学系统设计。 李叶松(1970),男,博士,教授,研究方向为高性能电机与运动控制,智能制造装备。

收稿日期: 2024-01-17

描刻蚀加工的全数字控制系统,以满足高速高精度 激光微加工场景的应用需求。系统基于高性能多核 DSP(Digital Signal Processor)和 FPGA(Field Programmable Gate Array)的硬件配置,设计了并行调度的系 统控制架构,以满足控制系统的高实时性需求。针 对高性能位置控制要求,基于振镜的数学模型,设 计了模型跟踪控制策略,该方法参数易获取、控制 易实现。最后在实验平台上验证了所设计的控制系统性能。

# 1 振镜控制方案

#### 1.1 振镜电机数学模型

系统中采用光栅振镜电机,其具有大扭矩、高 速度、高精度等优点。按照惯例假定正向,假设主 电路电流连续,可得到单轴振镜电机拖动系统的电 气连接和机械联接示意图如图1所示。



图1 单轴振镜电机拖动系统电气连接图和机械联接图 图中, U 为线圈电压, I 为线圈电流, R 为线圈电阻, L 为线圈电感, E 为反电动势,  $J_0 、 J_1 、 J_2$  分别为转 子、镜片、编码器的转动惯量,  $\theta_0 、 \theta_1 、 \theta_2$  分别为 转子、镜片、编码器的角位置,  $k_1 \land k_2$  分别为转子 和镜片、编码器之间的传动刚度,  $T_e$  为电磁转矩,  $T_{00} \ T_n \ T_2$  分别为转子、镜片、编码器所受的粘 滞摩擦转矩。

忽略振镜电机各部分间较小的机械间隙和重力、 风阻等因素的影响,建立单轴振镜电机拖动系统的 三质量体动态数学模型如下:

电气方程:

$$\begin{cases} U = RI + L \frac{\mathrm{d}I}{\mathrm{d}t} + E \\ E = K_{\mathrm{e}} \frac{\mathrm{d}\theta_{\mathrm{0}}}{\mathrm{d}t} \end{cases}$$
(1)

式中, K<sub>e</sub> 为电机反电动势系数。

机械方程:

$$\begin{cases} J_{0}\ddot{\theta}_{0} = T_{e} - T_{f0} - k_{1}(\theta_{0} - \theta_{1}) - k_{2}(\theta_{0} - \theta_{2}) \\ J_{1}\ddot{\theta}_{1} = k_{1}(\theta_{0} - \theta_{1}) - T_{f1} \\ J_{2}\ddot{\theta}_{2} = k_{2}(\theta_{0} - \theta_{2}) - T_{f2} \end{cases}$$
(2)

其中,  $T_e = K_T I$ ,  $T_{t0} = B_0 \dot{\theta}_0$ ,  $T_{t1} = B_1 \dot{\theta}_1$ ,  $T_{t2} = B_2 \dot{\theta}_2$ ,  $K_T$  为电机转矩系数,  $B_0 \ B_1 \ B_2$ 分别为转子、镜片、 编码器的粘滞摩擦系数。

根据上述单轴振镜电机拖动系统的动态数学模型 可以建立其三质量体模型的动态结构图如图2所示。



图 2 单轴振镜电机拖动系统的三质量体模型动态结构图

在实际的振镜控制系统中,考虑到编码器与电 机的连接刚度相比电机与负载镜片的连接刚度更高 因此,可将编码器与振镜电机转子视作刚性连接等 效为刚体( $J_0$ 包含 $J_2$ ),仅考虑负载镜片与电机转 子构成二质量体系统。在二质量体模型下,系统的 电气方程不变,如式(1),系统的机械方程为

$$\begin{cases} J_0 \ddot{\theta}_0 = T_e - T_{f0} - k_1 (\theta_0 - \theta_1) \\ J_1 \ddot{\theta}_1 = k_1 (\theta_0 - \theta_1) - T_{f1} \end{cases}$$
(3)

根据单轴振镜电机拖动系统的二质量体动态数 学模型可以建立其动态结构图如图 3 所示。



图 3 单轴振镜电机拖动系统的二质量体模型动态结构图 由式(3)可得从转子角位置 θ<sub>0</sub> 到镜片角位置 θ<sub>1</sub> 的传递函数为

$$\frac{\theta_1(s)}{\theta_0(s)} = \frac{k_1}{J_1 s^2 + B_1 s + k_1}$$
(4)

从电磁转矩  $T_{e}$  到转子角位置  $\theta_{0}$  的传递函数为

$$\frac{\theta_0(s)}{T_e(s)} = \frac{J_1 s^2 + B_1 s + k_1}{(J_0 s^2 + B_0 s) (J_1 s^2 + B_1 s + k_1) + k_1 (J_1 s^2 + B_1 s)}$$
(5)

由式(5)知,系统存在一个谐振对,可以求得 谐振频率  $\omega_{\text{R}}$ 和反谐振频率  $\omega_{\text{AR}}$ 分别为

$$\omega_{\rm R} = \sqrt{\frac{k_1(J_0 + J_1)}{J_0 J_1}}$$
(6)

$$\omega_{\rm AR} = \sqrt{\frac{k_1}{J_1}} \tag{7}$$

#### 1.2 模型跟踪控制

根据振镜系统接口协议标准的要求和电机电气 特性,一般振镜伺服系统设计的控制频率需要高于 100kHz。为了兼顾处理采样、通讯等高实时性任务, 系统难以实现计算复杂的控制算法,因此考虑将电 机转子、编码器与镜片等效为刚体结构,采用串级 闭环控制进行设计,同时通过采用复合前馈方案提 升系统的响应速度和跟踪精度。

模型跟踪控制(Model Following Control, MFC) 通过构建被控对象理想模型来生成期望的状态轨迹, 直接作用于实际系统,并结合闭环校正来消除误差。 相比于传统的复合前馈控制策略,MFC 使被控对象 的实际运动轨迹特征更加贴近理想模型的运动轨迹, 从而提升系统的控制性能。

对于简化为二质量体模型的振镜伺服系统而言, 其控制目标是实现负载位置  $\theta_1$  对位置指令  $\theta^*$  的跟踪。由图 3 可知,负载位置  $\theta_1$  受负载转矩  $T_{L1}$  与负载转速  $\omega_1$  影响,因此可以从位置指令  $\theta^*$  获得理想 模型的内部状态量变化轨迹为

$$\begin{cases} \omega_1^* = \theta_1^* s \\ T_{L1}^* = (J_1 s + B_1) \theta_1^* s \end{cases}$$
(8)

理论上,可以根据期望轨迹  $\theta_1^* 、 \omega_1^* 、 T_{L}^*$  对系 统进行控制,使负载状态直接跟踪期望轨迹。但是 实际系统中负载转矩  $T_{L1}$  与负载转速  $\omega_1$  往往难以直 接获取。因此,结合式(3)的二质量体模型,考虑 将对期望负载轨迹  $T_{L1}^* 、 \omega_1^*$ 的跟踪控制转化为更易 于实现的对电机  $T_e^* 、 \omega_0^*$  的跟踪控制。

由式(3)可得  $T_{L1}$ 、 $\omega_1$  与  $T_e$ 、 $\omega_0$  的关系为

$$\begin{bmatrix} T_{L1} \\ \omega_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -(J_0 s + B_0) \\ 0 & \frac{k_1}{J_1 s^2 + B_1 s + k_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_e \\ \omega_0 \end{bmatrix}$$
(9)

由式(9)可得:

$$\begin{bmatrix} I_{e} \\ \omega_{0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & B_{0} + \frac{J_{0}k_{1} + B_{0}B_{1}}{k_{1}}s + \frac{J_{0}B_{1} + J_{1}B_{0}}{k_{1}}s^{2} + \frac{J_{0}J_{1}}{k_{1}}s^{3} \\ 0 & 1 + \frac{B_{1}}{k_{1}}s + \frac{J_{1}}{k_{1}}s^{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_{L1} \\ \omega_{1} \end{bmatrix}$$

- T -

考虑粘滞阻尼较小,且其影响可通过转速闭环的积分进行补偿,则可忽略 B<sub>0</sub>、B<sub>1</sub>,可得:

$$\begin{bmatrix} T_{e} \\ \omega_{0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{J_{0}k_{1}}{k_{1}}s + \frac{J_{0}J_{1}}{k_{1}}s^{3} \\ 0 & 1 + \frac{J_{1}}{k_{1}}s^{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_{L1} \\ \omega_{1} \end{bmatrix}$$
(11)

根据  $T_{1,1} = J_1 \dot{\omega}_1 + B_1 \omega_1$ ,得到  $I_{\nabla} \omega_0 = \omega_1$ 的关系为  $\begin{bmatrix} I\\ \omega_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{J_0 + J_1}{K_T} s + \frac{J_0 + J_1}{K_T} \cdot \frac{J_0 J_1}{(J_0 + J_1)k_1} s^3 \\ 1 + \frac{J_1}{k_1} s^2 \end{bmatrix} \omega_1$  (12)

对于 MFC,根据负载期望转速  $\omega_1^*$  可得期望轨 迹状态  $I^*$ 、 $\omega_0^*$  如下:

$$\begin{bmatrix} I^* \\ \omega_0^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_1 s + K_1 K_3 s^3 \\ 1 + K_2 s^2 \end{bmatrix} \omega_1^*$$
(13)

其中,参数K<sub>1</sub>、K<sub>2</sub>、K<sub>3</sub>分别为

$$\begin{cases} K_{1} = \frac{J_{0} + J_{1}}{K_{T}} \\ K_{2} = \frac{J_{1}}{k_{1}} = \frac{1}{\omega_{AR}^{2}} \\ K_{3} = \frac{J_{0}J_{1}}{(J_{0} + J_{1})k_{1}} = \frac{1}{\omega_{R}^{2}} \end{cases}$$
(14)

MFC 通过式(13)来计算运动过程中期望的转矩 电流和电机转速变化轨迹,相比串级闭环控制中*I*\* 与ω<sup>\*</sup>。只能由外环控制生成的单自由度架构,MFC 生成的期望轨迹中包含了模型的谐振与反谐振特性, 形成了双自由度的控制架构。考虑到系统中振镜电 机的谐振对频率很高,可以通过设计陷波器抑制谐 振,因此上述 MFC 也可简化为

$$\begin{bmatrix} I^* \\ \omega_0^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_{\text{iff}}s \\ K_{\text{vff}} \end{bmatrix} \omega_1^* = \begin{bmatrix} K_1s \\ 1 \end{bmatrix} \omega_1^* \qquad (15)$$

式中,参数 K<sub>iff</sub>、K<sub>vff</sub>分别为电流、转速前馈增益, 采用 MFC 的振镜控制系统结构如图 4 所示。



图 4 采用 MFC 的振镜控制系统结构

(10)

图中,电流环等效为惯性环节,电流、转速采 用比例-积分控制,位置采用比例控制。

W<sub>n</sub>为电流指令陷波器,其z域设计为

$$H(z) = \frac{1 - 2d\cos\omega_0 z^{-1} + d^2 z^{-2}}{1 - 2r\cos\omega_0 z^{-1} + r^2 z^{-2}}$$
(16)

其中给定陷波深度 h 、陷波宽度 w 、陷波中心 频率 f<sub>0</sub>、采样频率 f<sub>s</sub> 时,参数可简化计算如下:

$$\begin{cases} d = 1 - \frac{h}{100} \\ r = d - \frac{w}{100} \\ \omega_0 = \frac{f_0}{f_s} \end{cases}$$
(17)

指令处理部分需使转速信息二阶可导,避免量 化误差对系统造成冲击,其结构框图如图5所示。





## 2 双轴振镜控制系统设计

#### 2.1 系统硬件设计

双轴振镜控制系统为满足实时性要求,以高性 能多核 DSP 芯片为核心,采用 FPGA 芯片作为辅助 单元,本文设计提出了基于多核心架构、具有并行 处理能力的全数字 XY 双轴振镜驱动架构,控制系 统的硬件结构如图 6 所示。



图6 振镜控制系统硬件架构图 图中,控制系统根据核心功能分为以多处理器架构

为核心的控制部分和以振镜驱动模块为核心的驱动 部分。控制部分包括:X轴振镜控制模块、Y轴振 镜控制模块、多处理器协同调度模块。驱动部分包 括:X轴振镜驱动模块、Y轴振镜驱动模块、电源 模块。

双轴振镜驱动模块以多核 DSP 芯片 TMS320F28379D 为控制核心(包含两个 CPU 内核和 两个协处理器 CLA 内核),以 FPGA 芯片 EP4CE22F17C8N 为信号处理和时序调度核心。中断 周期设为10  $\mu$ s,以100 kHz 开关频率的 PWM(Pulse Width Modulation)变换器驱动振镜电机。驱动板的输 入电压范围为10 V~60 V,单轴最大输出电流为 20 A。

在控制系统中,FPGA 基于共享的统一时钟为控制部分所有软硬件模块提供同一时钟基准,使多个处理器和硬件模块的运行时序统一对齐。系统的电流采样模块和编码器接口分别获取双轴电机的电流、位置信息;时序管理模块调度优化系统各硬件模块和处理核心的运行时序,减少不必要的响应延迟;外部通讯模块基于 XY2-100 协议从外部接收双轴电机的运动指令,并返回 XY2-100 协议中规定的状态信息。

#### 2.2 系统软件设计

在系统 DSP 软件架构设计中,将双轴的控制任 务分配到不同的处理器内核中,通过多核时序调度 来实现双轴的并行控制,从而减少单核运算负担、 提升系统整体带宽。在 DSP 的 CPU1 中执行 X 轴电 机控制任务,在 CPU2 中执行 Y 轴电机控制任务。 在单轴控制任务中,CPU 负责位置、转速控制,对 应的 CLA 负责电流控制、PWM 处理计算。

在多核心工作中,系统从硬件触发和软件校正 两方面来确保多核控制时序的同步。协处理器 CLA 电流环功能与对应轴的 CPU 进行交互,因此通过统 一时钟及合理配置 CLA 任务和 CPU 的 ISR(Interrupt Service Routine)硬件触发源,可有效保证 CPU 和 CLA 间的时序同步。对于 CPU1 和 CPU2 间的时序同 步,在硬件触发之外考虑到单个控制周期内的多次 信息交互(使能、指令、反馈、警报等),设计了额 外的软件时序校正功能。

系统利用双核共享内存机制,设计了单个控制 周期内的3种同步交互:指令更新、同步补偿、状 态更新。双核 CPU 实时中断任务的同步调度流程图 如图7所示。



图 7 双核 CPU 实时中断任务同步调度流程图

上述软件同步机制能够有效保证一个控制周期 内的多核时序严格同步,避免多核间控制时序错位 造成的双轴控制误差。

# 3 系统性能验证

#### 3.1 实验平台与性能要求

振镜控制系统设计中, XY 双轴采用的光栅振镜 电机参数如表1所示。

#### 表1 光栅振镜电机参数

振镜电机参数	参数值
转动惯量(包含编码器)	1.5.10-7
$J_0/(\mathrm{kg}\cdot\mathrm{m}^2)$	1. 5 × 10
转矩常数 K <sub>T</sub> /(N・m/A)	1. 5 × 10 <sup><math>-2</math></sup>
电枢电阻 R/Ω	2.6
电枢绕组电感 L/H	2. 75 $\times 10^{-4}$
额定惯性负载 $J_1/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	$1.2 \times 10^{-7}$
最大扫描角度/(°)	±12.5
额定电压 $U_N/V$	30
最大连续电流 I <sub>N</sub> /A	3.5
峰值电流 I <sub>m</sub> /A	10
编码器细分精度/bit	22

XY 双轴电机安装的反射镜片形状有所不同,因 此双轴机械特性会略有差异。振镜控制系统伺服性 能参数设计要求如表2 所示。

化~ 从州冰况内水仁化女人	表 2	双轴振镜伺服性能要求
---------------	-----	------------

双轴振镜伺服性能	参数值
控制周期/μs	10
PWM 频率/Hz	$1 \times 10^{5}$
电流、转速采样频率/Hz	$1 \times 10^{5}$
电流带宽/Hz	$1.5 \times 10^4$
转速带宽/Hz	$3.0 \times 10^{3}$

搭建双轴振镜驱动系统及实验平台如图 8 所示, 包含直流电压源、双轴振镜驱动板、双轴振镜电机、 个人电脑等。



图 8 双轴振镜驱动实验平台

#### 3.2 振镜控制系统伺服性能验证

根据前述分析和设计,给出双轴振镜系统的控制参数如表3所示。

	表 3 双轴振镜系统	的控制参数
控制参数	X 轴	Y 轴
山达五	$K_{\rm cp} = 2.9297$	$K_{\rm cp} = 2.9297$
电流环	$T_{\rm ci} = 40\mu{ m s}$	$T_{\rm ci} = 40\mu{ m s}$
声声环	$K_{\rm vp} = 0.0134$	$K_{\rm vp} = 0.0134$
迷度虾	$T_{\rm vi} = 5{ m ms}$	$T_{\rm vi} = 5{ m ms}$
位置环	$K_{\rm pp} = 276.8555$	$K_{\rm pp} = 270.\ 2637$
	$f_0 = 14150 \mathrm{Hz}$	$f_0 = 13760 \mathrm{Hz}$
陷波器	w = 10	<i>w</i> = 10
	h = 0	h = 0
	$K_{\rm iff} = 0.0122$	$K_{\rm iff} = 0.0122$
MFC	$K_{\rm vff} = 6666.\ 6667$	$K_{\rm vff}$ = 6666. 6667
	$f_{\rm n} = 7000 {\rm Hz}$	$f_{\rm n} = 7000 {\rm Hz}$

表中, f<sub>n</sub> 为指令滤波带宽。

振镜系统电流环采用 PI 控制器,根据工程设计 法设计电流控制器参数。双轴电机的电流环幅频特 性曲线如图9所示。





图 9 双轴振镜电流环幅频特性曲线

图中,双轴电流环带宽均达到 17.4kHz,满足了电流环快速响应的设计要求。

转速环采用 PI 控制器,针对振镜电机的二质量 体特性,通过陷波器抑制转速谐振后,根据工程设 计法设计转速控制器参数。双轴电机的转速环幅频 特性曲线如图 10 所示。



图 10 双轴电机转速环幅频特性曲线 图中,双轴转速环带宽达到 3.3kHz。采用陷波器后 转速谐振情况基本被抑制,能够快速跟踪转速指令, 静态波动小于 1.0 r/min。

上述结果表明,设计的双轴振镜控制系统实现 了基本伺服性能要求。

### 3.3 振镜控制系统位置跟踪性能验证

在双轴振镜伺服位置闭环控制测试中,选取不 同工况测试对比采用串级闭环控制和模型跟踪控制 时全数字双轴振镜驱动器的位置跟踪性能。 测试中使用焦距 f = 100mm 的场镜,分别选取低 速、中速、高速三种工况扫描速度进行斜坡位置测 试,指令情况:正转 5ms、停车 5ms、反转 5ms、停 车 5ms。测试位置指令说明如表 4 所示。

表 4 场镜焦距 f = 100 mm 时不同速度工况说明

速度	扫描速度	振镜机械转速	位置指令增量
工况	/(m/s)	/(r/min)	$/(pulse/10\mu s)$
低速	0.10	4. 88	3
中速	1.02	48.83	30
高速	4.09	195.31	120

其中, 1pulse 对应于 1.70µrad 的角位移。

不同速度工况运行时,分别采用串级闭环控制 和模型跟踪控制测试双轴位置跟踪偏差,双轴的位 置响应情况接近。其中,X轴振镜在不同速度工况 下位置控制结果如图11所示。



图 11 X 轴振镜不同速度工况下位置控制结果 在不同工况下测得双轴振镜采用串级闭环控制 和模型跟踪控制时位置跟踪性能如表 5、表 6 所示。

扫描	控制	跟踪时	最大偏	匀速误	跟踪误
速度	策略	间/ms	差/mrad	差/mrad	差/ms
低油	串级	0.26	0.13	0.13	0.25
怟迷	MFC	0.11	0.04	0.03	0.04
中库	串级	0.30	1.25	1.23	0.24
甲迷	MFC	0.11	0.40	0.24	0.04
字件	串级	0.40	4.92	4.90	0.24
尚迟	MFC	0.11	1.80	0.94	0.04
	表6	Y 轴振镜翁	坡位置测试	战跟踪性能	
	表 6 控制	Y 轴振镜翁       跟踪时	<b>掛坡位置測は</b> 最大偏	<b>战跟踪性能</b> 匀速误	跟踪误
 扫描 速度	<b>表</b> 6 控制 策略	Y <b>轴振镜翁</b> 跟踪时 间/ms	はない は して し し し し し し し し し し し し し し し し し	<mark>式跟踪性能</mark> 匀速误 差/mrad	跟踪误 差/ms
扫描 速度	<b>表</b> 6 控制 策略 串级	Y 轴振镜象 跟踪时 间/ms 0.26	<b>は 位置 測</b> は 最大偏 <u>差</u> /mrad 0.13	<b>战跟踪性能</b> 匀速误 差/mrad 0.13	跟踪误 差/ms 0.25
扫描 速度 低速	表 6 控制 策略 串级 MFC	Y 轴振镜象 跟踪时 间/ms 0.26 0.11	<b>4坡位置測</b> 線 最大偏 差/mrad 0.13 0.04	式跟踪性能         匀速误         差/mrad         0.13         0.03	跟踪误 差/ms 0.25 0.04
扫描 速度 低速	表 6 控制 策略 串级 MFC 串级	Y 轴振镜系 跟踪时 间/ms 0.26 0.11 0.30	<b>↓ 坡位置測</b> 線 最大偏 差/mrad 0.13 0.04 1.28	<b>試跟踪性能</b> 匀速误 差/mrad 0.13 0.03 1.26	跟踪误 差/ms 0.25 0.04 0.24
 速度 低速 中速	表 6 控制 策略 串级 MFC 串级 MFC	Y 轴振镜象 跟踪时 间/ms 0.26 0.11 0.30 0.11	<b>↓ 坡位置测</b> 流 最大偏 差/mrad 0.13 0.04 1.28 0.39	式跟踪性能 匀速误 差/mrad 0.13 0.03 1.26 0.25	跟踪误 差/ms 0.25 0.04 0.24 0.04
 扫 速 低 速 中 速	表 6 控制 策略 4 級 MFC 串级 MFC 串级	Y 轴振镜斜 跟踪时 间/ms 0.26 0.11 0.30 0.11 0.40	井坡位置測试 最大偏 差/mrad 0.13 0.04 1.28 0.39 5.05	式跟踪性能 匀速误 差/mrad 0.13 0.03 1.26 0.25 5.03	跟踪误 <u>差</u> /ms 0.25 0.04 0.24 0.04 0.24

表 5 X 轴振镜斜坡位置测试跟踪性能

表中,跟踪误差定义为匀速状态的 $\Delta t = t_2 - t_1$ , 其中 $t_1$ 表示位置指令为 $pos_0$ 的时刻, $t_2$ 为位置反馈为 $pos_0$ 的时刻,其测量示意图如图 12 所示。



图 12 跟踪误差测量示意图

可以看到,采用模型跟踪控制后动态响应性能 和稳态跟踪性能都有明显提升。振镜系统速度跟踪 时间大幅缩短,匀速跟踪误差下降80%左右,跟踪 滞后误差降低至0.04 ms。

在以上实验测试中,全数字双轴振镜控制系统 实现了较为理想的扫描工作性能指标,优化模型跟 踪控制设计的指令处理方法有望进一步提升振镜控 制系统性能。

# 4 结 语

本文针对激光微加工的高速高精度需求,设计 了具有高实时性的全数字双轴振镜控制系统,通过 分析振镜电机的数学模型,在串级闭环控制基础上, 采用模型跟踪控制策略提升位置跟踪性能。实验结 果表明,设计的全数字双轴振镜高速驱动系统实现 了期望振镜伺服性能,提升了振镜的动态响应速度 和稳态跟踪精度,可以满足激光微加工系统对高性 能双轴振镜驱动控制的高速化、高稳定性、集成化 等关键需求。

#### 参考文献

- [1] 龙宙,秦应雄,许文强,等.基于双振镜组的微孔激光旋切加 工系统[J].中国激光,2023,50(12):253-259.
- [2] 梅雪松,李凯林,赵万芹,等.激光自身空间维度加工系统综述[J].机械工程学报,2023,59(19):375-388.
- [3] Iwasaki M, Seki K, Maeda Y. High-Precision Motion Control Techniques: A Promising Approach to Improving Motion Performance
   [J]. IEEE Industrial Electronics Magazine, 2012, 6(1): 32-40.
- [4] 赵家康, 郭宏, 徐金全. 振镜电机系统高性能数模混合驱动控制方法[J/OL]. 北京航空航天大学学报: 1-16[2023-12-29].
   https://doi.org/10.13700/j. bh. 1001-5965. 2022. 0790.
- [5] 谢小云. 我国激光振镜行业现状及发展趋势[J]. 商讯, 2020(5): 138-139.
- [6] Li G W, Huang S H, Cai X. Application of Adaptive Integral Robust Controller in Laser Galvanometer Motor[J]. Physics Conference Series, 2023, 2419(1): 12064.
- Shih L W, Chen C W. Model-free Repetitive Control Design and Implementation for Dynamical Galvanometer-based Raster Scanning
   [J]. Control Engineering Practice, 2022(122): 122.
- [8] Ito S, Poik M, Csencsics E, et al. High-speed Scanning Chromatic Confocal Sensor for 3-D Imaging with Modeling-free Learning Control [J]. Applied Optics, 2020, 59(29): 9234-9242.
- [9] Barrett L K, Imboden M, Javor J, et al. Feedforward Control Algorithms for MEMS Galvos and Scanners[J]. Microelectro Mechanical Systems, 2021, 30(4): 612-621.

# 基于复合非奇异快速终端滑模算法的 PMSM 位置控制

顾佳俊,赵世伟,杨向宇 (华南理工大学电力学院,广州 510640)

摘 要:针对永磁同步电机(PMSM)位置控制系统在参数摄动和负载扰动等各种不确定性下的位置跟踪精度低和鲁 棒性差的问题,提出了一种结合非奇异快速终端滑模控制(NFTSMC)和扰动观测器的复合控制策略。首先,NFTSMC 采用了具有全局快速收敛特性的非线性滑模面,结合连续的滑模控制率设计了位置控制器,通过 Lyapunov 定理证明 了其稳定性。然后,为了进一步提高永磁同步电机位置控制系统的鲁棒性,引入扩张状态观测器来精确估计系统的 集总扰动并对位置控制器进行前馈补偿。最后,仿真与实验结果表明,与传统的滑模相比,所提出的复合滑模控制 策略具有更快的动态响应、更高的跟踪精度和更强的鲁棒性。

# PMSM Position Control Based on Composite Nonsingular Fast Terminal Sliding Mode Algorithm

GU Jiajun, ZHAO Shiwei, YANG Xiangyu

(School of Electric, South China University of Technology, Guangzhou 510460, China)

**Abstract**: A composite control strategy combining nonsingular fast terminal sliding mode control (NFTSMC) and disturbance observer was proposed to address the low position tracking accuracy and poor robustness of permanent magnet synchronous motor (PMSM) position control systems under various uncertainties such as parameter perturbations and load disturbances. Firstly, NFTSMC adopted a nonlinear sliding mode surface with global fast convergence characteristics, and designed a position controller with continuous sliding mode control rate. Its stability was proved through Lyapunov theorem. Then, in order to further improve the robustness of the permanent magnet synchronous motor position control system, an extended state observer was introduced to accurately estimate the system's lumped disturbance and perform feedforward compensation on the controller. Finally, simulation and experimental results showed that compared with traditional sliding mode control, the proposed composite sliding mode control strategy had faster dynamic response, higher tracking accuracy, and stronger robustness.

**Key words**: permanent magnet synchronous motor (PMSM); position control; nonsingular fast terminal sliding mode controller(NFTSMC); extended state observer(ESO)

# 0 引 言

永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)因其结构简单、性能好和效率高等优 点,广泛应用于机器人、电动汽车和机床等工业领 域<sup>[1,2]</sup>。在实际应用中,PMSM 伺服系统通常采用多 环 PID 控制,具有结构简单、易于实现的优点,然 为了解决传统 PID 控制器存在鲁棒性差的问题, 从上世纪 70 代开始,各种现代控制算法不断涌现并 得到了蓬勃发展,如自适应控制<sup>[3]</sup>、智能控制<sup>[4]</sup>、 预测控制<sup>[5]</sup>和滑模控制<sup>[6-7]</sup>等。其中滑模控制由于其 鲁棒性高,并且对参数不敏感的优点而受到广泛关

基金项目: 广东省自然科学基金(2018A0303130221)

作者简介:顾佳俊(1998),男,硕士研究生,研究方向为电机控制。 赵世伟(1977),男,博士,副教授,研究方向为电机设计及其驱动控制、直流微网控制。 杨向宇(1963),男,博士,教授,研究方向为电机设计及其驱动控制。

而其控制性能常常受到机械参数变化和外部负载扰动的影响,难以实现 PMSM 的高性能位置控制。

收稿日期: 2024-02-27

注。传统线性滑模的系统状态是渐进稳定的, 使用 非线性滑模面的终端滑模可以在有限时间内收 敛<sup>[8-9]</sup>,然而,终端滑模存在着收敛速度慢和奇异性 问题。文献[10-11]提出了非奇异终端滑模控制 (Nonsingular Terminal Sliding Mode Control NTSMC), 解决了奇异性问题。为了进一步提高收敛 性能, 文献 [12, 13] 提出了非奇异快速终端滑模 (Nonsingular Fast Terminal Sliding Mode Control, NFTSMC), 它保证了全局的快速收敛, 然而文献 [13]的控制率是不连续的,会引起系统较大的抖振。 此外, 文献 [14] 采用了连续的控制率来减小系统抖 动,但也牺牲了一定的性能。在实际应用中, PMSM 的位置控制精度容易受到未知扰动的影响,在追求 高精度的跟踪性能时,滑模的开关增益往往通常被 选取得较大,这导致了严重的抖振,为了解决滑模 抖振与抗扰动能力无法平衡的问题,将滑模控制器 与扰动观测器结合是一种有效的方法。文献[14-16] 为了减少变负载扰动对 PMSM 控制系统的影响,提 出了扩展滑模扰动观测器,结果表明此方法提高了 系统的抗干扰能力。文献[17]采用了高阶滑模观测 器来估计负载扰动并抑制了滑模的抖振,然而,这 些观测器的设计对于系统的模型要求较高。

基于以上分析,本文设计了一种基于扩张状态 观测器(Extended State Observer, ESO)的非奇异快速 终端滑模位置控制器。NFTSMC 避免了奇异性问题且 保证了全局的快速收敛性,ESO 可以估计系统内部 的状态量,从而实时估计系统扰动,由ESO 估计的 总扰动来实时更新 NFTSMC 的控制律,以减轻瞬态 和稳态条件下集总扰动对位置跟踪误差的影响。最 后,通过仿真和实验对所设计的复合控制策算法的 有效性进行验证。

#### 1 PMSM 数学模型

本文采用表贴式永磁同步电机(SPMSM),在 *d* - *q* 同步旋转坐标系下,假设 SPMSM 转子气隙内产 生的磁场呈正弦波分布,磁路不饱和,在铁心涡流 和磁滞现象可以忽略不计的情况下,建立 SPMSM 的 数学模型为

$$\begin{cases} \dot{i}_{d} = -\frac{R_{s}}{L_{s}}\dot{i}_{d} + n_{p}\omega_{m}\dot{i}_{q} + \frac{u_{d}}{L_{s}} \\ \dot{i}_{q} = -\frac{R_{s}}{L_{s}}\dot{i}_{q} + n_{p}\omega_{m}\dot{i}_{d} - \frac{n_{p}\psi_{f}}{L_{s}} + \frac{u_{q}}{L_{s}} \\ \dot{\omega}_{m} = \frac{1.5n_{p}\psi_{f}\dot{i}_{q}}{J} - \frac{B_{m}\omega_{m}}{J} - \frac{T_{L}}{J} \\ \dot{\theta}_{m} = \omega_{m} \end{cases}$$

$$(1)$$

式中, $u_d$ , $u_q$ , $i_d$ , $i_q$ 为dq轴定子电压和电流; $L_s$ 为 定子电感; $R_s$ 为定子电阻; $n_p$ 、 $\psi_f$ 分别为永磁体极 对数和永磁体磁通; $\omega_m$ 为机械角速度; $\theta_m$ 为转子机 械角度;J为转动惯量; $T_L$ 为负载转矩; $B_m$ 为摩擦 系数。

考虑电机参数变化和负载扰动,运动方程改为  $\dot{\omega}_{m} = \frac{1.5p_{n}(\psi_{f} + \Delta\psi_{f})}{J + \Delta J}i_{q} - \frac{B_{m} + \Delta B}{J + \Delta J}\omega_{m} - \frac{T_{L}}{J + \Delta J} = (\frac{1.5p_{n}\psi_{f}}{J} + \Delta\xi)i_{q} - (\frac{B_{m}}{J} + \Delta\eta)\omega_{m} - (\frac{T_{L}}{J} + \Delta\lambda)$ (2)

式中, $\psi_f \, \langle J \rangle B_m$  为参数标称值, $\Delta \psi_f \, \langle \Delta J \rangle \Delta B$  为参数的误差值, $\Delta \xi \, \langle \Delta \eta \rangle \langle \Delta \lambda \rangle$  为由电机参数变化引起的不确定性。

SPMSM 伺服系统的集总扰动主要包括电机参数 变化和外部负载扰动,可以表示为

$$d(t) = \Delta \xi i_q - \Delta \eta \omega_m - \left(\frac{T_L}{J} + \Delta \lambda\right) \qquad (3)$$

由式(2)和式(3)得:

$$\dot{\omega}_m = \frac{1.5p_n\psi_j i_q}{J} - \frac{B_m}{J}\omega_m + d(t) = k_i i_q - b_m \omega_m + d(t)$$
(4)

# 2 非奇异快速终端滑模控制器的设计

定义位置跟踪误差为

$$e_1 = \theta_{\rm ref} - \theta_{\rm m} \tag{5}$$

式中, $\theta_{ref}$ 为位置指令。

对式(5)求导可得

$$e_2 = \dot{e}_1 = \dot{\theta}_{\rm ref} - \omega_{\rm m} \tag{6}$$

那么 e<sub>2</sub> 的导数可以表示为

 $\dot{e}_2 = \ddot{e}_1 = \ddot{\theta}_{ref} - k_i i_q + b_m \omega_m - d(t)$ (7)

为了使系统状态在有限时间收敛到零且快速收 敛,在线性滑模面上加入非线性项,构建如下非奇 异快速终端滑模面:

$$\begin{split} s &= e_1 + \alpha \mid e_1 \mid ^{\sigma_1} \mathrm{sgn}(e_1) + \beta \mid e_2 \mid ^{\sigma_2} \mathrm{sgn}(e_2) (8) \\ 式 中, \alpha \beta > 0, \sigma_1 > \sigma_2, 1 < \sigma_1 < 2, 1 < \sigma_2 < 2, \\ 并且 \sigma_2 &= p/q, p, q$$
 为正奇数, sgn(·) 为符号函数。

针对带有不确定和外加干扰的系统,根据滑模 的等效控制理论设计的等效控制率结构为

$$\tau = \tau_{eq} + \tau_{sw} \tag{9}$$

式中, T<sub>eq</sub> 为等效控制率, T<sub>sw</sub> 为切换控制率。

在不考虑扰动和不确定情况下,令*s*=0,结合 式(7)得到等效控制率为 )

$$\tau_{eq} = \ddot{\theta}_{ref} + b_{m}\omega_{m} + \frac{|e_{2}|^{2-\sigma_{2}}\operatorname{sgn}(e_{2})}{\beta\sigma_{2}}(1 + \alpha\sigma_{1} |e_{1}|^{\sigma_{1}-1})$$
(10)

为减小抖振,设计的连续的切换控制率为  

$$\tau_{sw} = k_1 |s|^{1/2} \operatorname{sgn}(s) + k_2 s$$
 (11)

其中,  $k_1$ ,  $k_2 > 0$ 。

根据式(10)和式(11),设计的滑模控制律为  

$$i_q * = k_t^{-1}(\tau_{eq} + \tau_{sw})$$
  
 $= k_t^{-1}(\frac{|e_2|^{2-\sigma_2}\operatorname{sgn}(e_2)}{\beta\sigma_2}(1 + \alpha\sigma_1 |e_1|^{\sigma_1-1} + \ddot{\theta}_{ref}) + k_1 |s|^{1/2}\operatorname{sgn}(s) + k_2s + b_m\omega_m)$  (12)  
对式(8)求导,并结合式(7)、式(12)可得:

$$\begin{split} \dot{s} &= \zeta(-k_1 |s|^{1/2} \text{sgn}(s) - k_2 s + d(t)) \quad (13) \\ & \ddagger \psi, \zeta = \beta \sigma_2 |e_2|^{\sigma_2 - 1} \circ \end{split}$$

证明:构建 Lyapunov 函数:

$$V = \frac{1}{2}s^2 \tag{14}$$

对 V 求导有:

$$V = s\dot{s} = -k_{1}\zeta |s|^{1/2}s \cdot \text{sgn}(s) - k_{2}\zeta s^{2} + \zeta d(t)s \leqslant$$
$$-k_{1}\zeta |s|^{3/2} - k_{2}\zeta s^{2} + \zeta d(t)|s| =$$
$$-\zeta |s|^{3/2}(k_{1} - \frac{d(t)}{|s|^{1/2}}) - k_{2}\zeta s^{2} =$$
$$-2^{\frac{5}{4}}\zeta (k_{1} - \frac{d(t)}{|s|^{1/2}})V^{\frac{5}{4}} - 2k_{2}\zeta V \qquad (15)$$

假设集总扰动是有界的,当 $k_1 > d(t) / |s|^{1/2}$ 满足时,V将恒小于等于零,即跟踪误差会在有限时间内到达滑模面。

当系统到达滑模面 s = 0, 假设  $t_r$  表示位置误差 从初始值  $|e_1(0)|$  到 0 的时间, 然后从 0 到  $t_r$  进行 积分得到:

$$t_{r} = \int_{0}^{|e_{1}(0)|} \frac{\beta^{1/\sigma_{2}} de_{\omega}}{(e_{1}^{-1+\sigma} + \alpha e_{1}^{-\sigma_{1}})^{1/\sigma_{2}}} = \frac{\sigma_{2} |e_{1}(0)|^{1-1/\sigma_{2}}}{\alpha(\sigma_{2} - 1)}$$
  

$$\cdot F(\frac{1}{\sigma_{2}}, \frac{\sigma_{2} - 1}{(\sigma_{1} - 1)\sigma_{2}}; \frac{\sigma_{1}\sigma_{2} - 1}{(\sigma_{1} - 1)\sigma_{2}}; -\alpha |e_{1}(0)|^{\sigma_{1} - 1})$$
(16)

其中, *F*(·) 表示高斯级数, 式(16)的详细推导过程可以参考文献[18]。

从式(16)可知,可以选择合适的参数使位置的 跟踪误差在有限时间内快速收敛到零。

# 3 扩展状态观测器(ESO)设计

SPMSM 伺服系统存在包括参数摄动和负载扰动

等不确定性扰动,难以建模,对于控制精度有很大 影响。为了提高系统的抗干扰能力,设计一种扩展 状态观测器(ESO),利用 ESO 实时估计系统扰动, 然后前馈补偿到所设计的滑模位置控制器中。

以电机位置  $\theta_m$ 、转速  $\omega_m$  和系统总扰动量 d(t)为状态变量,扩张状态方程表示为

$$\begin{aligned}
\dot{x}_{1} &= x_{2} \\
\dot{x}_{2} &= k_{i}i_{q} - b_{m}x_{2} + x_{3} \\
\dot{x}_{3} &= r(t)
\end{aligned}$$
(17)

其中,  $x_1 = \theta_m \langle x_2 = \omega_m \rangle x_3 = d(t) \langle r(t)$ 代表集总 扰动的变化率。

由式(17)得到扩张状态观测器方程为

$$\begin{cases}
\hat{x}_{1} = \hat{x}_{2} + \nu_{1}(x_{1} - \hat{x}_{1}) \\
\hat{x}_{2} = k_{i}i_{q} - b_{m}\hat{x}_{2} + \hat{x}_{3} + \nu_{2}(x_{1} - \hat{x}_{1}) \\
\vdots \\
\hat{x}_{3} = \nu_{3}(x_{1} - \hat{x}_{1})
\end{cases}$$
(18)

其中,  $\hat{x}_i$  (*i* = 1,2,3) 为  $x_i$  (*i* = 1,2,3) 的估计值,  $\nu_1$ 、  $\nu_2$ 、 $\nu_3$ 为 ESO 的增益系数。

根据式(17)和式(18)可以得到观测器误差方 程为

$$\begin{cases} \dot{\varepsilon}_1 = \varepsilon_2 - \nu_1 \varepsilon_1 \\ \dot{\varepsilon}_2 = -b_m \varepsilon_2 + \varepsilon_3 - \nu_2 \varepsilon_1 \\ \dot{\varepsilon}_3 = r(t) - \nu_3 \varepsilon_1 \end{cases}$$
(19)

其中,  $\varepsilon_i$ (*i* = 1,2,3)为  $x_i$ (*i* = 1,2,3)的估计误差。 根据式(19)可以得到如下的状态方程:

$$\begin{bmatrix} \dot{\varepsilon}_1 \\ \dot{\varepsilon}_2 \\ \dot{\varepsilon}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\nu_1 & 1 & 0 \\ -\nu_2 & -b_m & 1 \\ -\nu_3 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_1 \\ \varepsilon_2 \\ \varepsilon_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ r(t) \end{bmatrix} \quad (20)$$

ESO 的参数可以通过期望的带宽来设计。通常 将设计成相同特征值的形式,应满足下列等式:

$$s^{3} + (b_{m} + \nu_{1})s^{2} + (b_{m}\nu_{1} + \nu_{2})s + \nu_{3} = (s + \omega_{0})^{3}$$
(21)

其中,  $\omega_0$  为 ESO 的带宽。

根据式(21)可得 ESO 的增益系数为

$$\begin{cases} \nu_{1} = 3\omega_{0} - b_{m} \\ \nu_{2} = 3\omega_{0}^{2} - 3b_{m}\omega_{0} + b_{m}^{2} \\ \nu_{3} = \omega_{0}^{3} \end{cases}$$
(22)

此时误差系统的极点都配置在左半平面,由于 在实际情况下 r(t) 是有界的,估计误差将收敛于 零。ESO 的系统框图如图 1 所示。



图1 ESO的系统框图 根据式(12),复合非奇异快速终端滑模控制律为

$$i_{q}^{*} = k_{t}^{-1} (\tau_{eq} + \tau_{sw}) =$$

$$k_{t}^{-1} (\frac{|e_{2}|^{2-\sigma_{2}} \operatorname{sgn}(e_{2})}{\beta \sigma_{2}} (1 + \alpha \sigma_{1} |e_{1}|^{\sigma_{1}-1} + \ddot{\theta}_{ref}) +$$

 $k_1 |s|^{1/2} \operatorname{sgn}(s) + k_2 s + b_m \omega_m - \hat{d}(t)$ ) (23) 根据上文的证明方法, 当 $k_1 > \varepsilon_3 / |s|^{1/2}$ 时, 复 合控制算法确保系统能在有限时间内到达滑模面,

## 4 仿真与实验

并且系统是稳定的。

#### 4.1 仿真分析

为了验证所提出的复合非奇异快速终端滑模控制(Composite Nonsingular Fast Terminal Sliding Mode Control, CNFTSMC)算法的性能,在 Matlab/Simu-link 上对该算法进行建模,仿真模型如图2所示。



图 2 基于复合控制策略的 PMSM 位置控制系统框图

将 CNFTSMC 算法与传统 NTSMC 算法和不含前 债补偿的 NFTSMC 算法进行对比。NTSMC 算法的 滑模面和控制率为式(24),为了更好地比较三种 算法的性能,电流环都采用 PI 控制器,比例增益 和积分增益分别为 2.4 和 500。PMSM 具体参数如 表1 所示。

$$\begin{cases} s_0 = e_1 + \alpha e_2^{p/q} \\ i_{q0}^* = k_t^{-1} \left( \frac{q}{\alpha p} e_2^{2-p/q} + b_m \omega_m + \\ k_1 \operatorname{sgn}(s) + k_2 s + \ddot{\theta}_{ref} \right) \end{cases}$$
(24)

表1	电机参数
电机参数	参数值
极对数 $p_n$	4
定子电阻 $R_s/\Omega$	0. 25
$d$ 轴电感 $L_{\rm d}$ /mH	0.6
$q$ 轴电感 $L_q$ /mH	0.6
永磁体磁链 $\Psi_{ m f}/{ m Wb}$	0. 0186
转动惯量 J/(kg・m²)	$1 \times 10^{-3}$

仿真一:参考位置为2mrad的阶跃信号,空载 启动。图3为PMSM在NTSMC、NFTSMC两种控制 算法的位置跟踪曲线。总体上看,在无扰动情况下, 这两种控制方法都可以快速跟踪给定的位置信号, 其中所提出的NFTSMC的控制方法的响应速度更快, 可以在更短时间跟踪到给定位置。



#### 图 3 阶跃信号位置响应曲线

仿真二:参考位置为 2πsin(t) rad 的正弦信号, 设置的负载扰动为1 N。图 4(a) 为这三种控制算法 的位置跟踪曲线,从图中可以看出三种控制方法在 有负载扰动的情况下都能较好地跟踪给定位置,但 从局部放大图可知所提出的 CNFTSMC 算法的跟踪曲 线更接近位置参考曲线。图 4(b) 为这三种控制算法 的跟踪误差曲线,从图中可以看出,而 CNFTSMC 算 法的稳态误差明显小于其他两种算法,这表明 CNFTSMC 算法位置跟踪误差更小,可以实现更高精 度的位置跟踪。图 5 为 ESO 的观测值,可以看出 ESO 能够准确快速估计扰动。







图 5 负载扰动观测

仿真三:参考的位置仍为 $2\pi \sin(t)$  rad 的正弦信号,仿真条件变为空载,电机的转动惯量从 $J_0$ 变为 $3J_0$ 。这三种方法跟踪性能如图6所示,可以看出所提出的 CNFTSMC 的稳态误差更小,说明了CNFTSMC 具有良好的鲁棒性。



图 6  $J = 3J_0$  时的位置跟踪曲线对比

4.2 实验分析

为了进一步验证所提算法的可行性,建立了

PMSM 伺服控制系统的实验平台,如图 7 所示,该 平台主要包括了直流电源、永磁同步电机、磁粉制 动器、驱动板和 PC 上位机,开关频率为 10kHz。图 中电机参数与表 1 相同,基于三种算法的控制器参 数如表 2 所示。



图 7 实验平台照片 表 2 控制器参数

模块	参数值
NTSMC	$\alpha = 0.008, \frac{p}{q} = \frac{13}{11},$ $k_1 = 1000, k_2 = 1000$
NFTSMC	$\alpha = 50, \beta = 0.2, \sigma_1 = \frac{15}{11},$ $\sigma_2 = \frac{13}{11}, k_1 = 1500, k_2 = 50$
CNFTSMC	$\alpha = 50, \beta = 0.2, \sigma_1 = \frac{15}{11}, \sigma_2 = \frac{13}{11},$ $k_1 = 500, k_2 = 50, \omega_0 = 1000$

为了验证所提出的复合控制算法在不同情况下 的性能表现,设置两种不同的输入信号对三种控制 方法进行验证和对比。

实验一:参考位置为 2πrad 的阶跃信号,在空 载条件下启动。图 8 为 NTSMC 和 NFTSMC 两种控制 方法的位置跟踪曲线图。可以看出在无负载扰动情 况下,采用非奇异快速终端滑模面的 NFTSMC 调节 所需时间为 0.06s,而采用传统的非奇异终端滑模面 的 NTSMC 为 0.08s,所以 NFTSMC 算法的响应速度 更快,能够更快跟踪到给定位置信号。



图 8 阶跃信号下的位置响应曲线对比 实验二:参考位置信号为 2πsin(*t*)rad 的正弦信

号,设置的负载扰动为1N。图9为三种控制算法的 位置跟踪曲线和位置跟踪曲线误差曲线。从图9(a) 可以看出三种控制算法在有扰动的情况下都能较好 地跟踪给定位置,从图9(b)可以看出,CNFTSMC 算法的稳态误差为-0.04rad~0.04rad,而NFTSMC 和NTSMC分别为-0.07rad~0.07rad和-0.1rad~ 0.1rad,这表明采用CNFTSMC算法的位置跟踪误差 更小,具有更好的跟踪精度。图10为ESO在实验中 估计的负载扰动,可以看出ESO能够精确估计扰动 并前馈补偿至位置控制器中,可以进一步提高跟踪 精度,并且估计结果与仿真基本吻合。



图 9 阶跃输入信号下的位置响应曲线对比



图 10 负载扰动观测

实验三:为了验证复合控制算法对于电机参数 发生变化时的抑制作用,在空载的条件下,将电机 的转动惯量从 $J_0$ 变为 $3J_0$ 。三种方法跟踪性能如 图 11 所示,显然,所提出的 CNFTSMC 在相同条 件下的稳态误差更小,也表明 CNFTSMC 具有良好 的鲁棒性。



图 11  $J = 3J_0$  时的位置响应曲线对比

为了直观定量的评估这三种控制器在各种情况 的跟踪性能,选取最大误差、绝对平均误差、均方 根误差作为性能指标,具体的误差数据如表3所示, 可以看出所设计的复合控制算法的位置跟踪的三种 误差指标均为最小,这充分证明了复合控制算法的 跟踪精度更高,鲁棒性更好。

表 3 跟踪性能指标

	指标	NTSMC	NFTSMC	CNFTSMC
	最大误差/rad	0. 1090	0.0760	0.0545
实验二	绝对平均误差/rad	0. 1186	0.0606	0.0389
	均方根误差/rad	0. 1207	0.0634	0.0404
	最大误差/rad	0.0505	0.0210	0.0124
实验三	绝对平均误差/rad	0.0331	0.0144	0.0071
	均方根误差/rad	0.0345	0.0161	0.0087

# 5 结 语

本文提出了一种复合滑模控制算法来实现永磁 同步电机矢量控制系统的位置跟踪控制。在理论分 析的基础上,并通过仿真和实验与 NTSMC 算法和 NFTSMC 算法进行对比分析得出以下结论:

(1)采用非奇异快速终端滑模控制相比于非奇 异终端滑模控制,收敛速度更快,实现了 PMSM 快 速的位置响应。

(2)针对系统在运行过程中模型不精确,如参数摄 动和负载扰动对位置控制精度的影响,ESO估计了其 系统扰动,提高了PMSM的位置跟踪精度和鲁棒性。

(下转第62页)

# 基于 SVPWM 的永磁同步电机矢量控制方法研究

王一凡,石一磬,孙国强,曾 琦,高 远,张 南 (中国机械总院集团北京机电研究所有限公司,北京100083)

**摘 要:**随着伺服电机在工业自动化领域中的应用,针对伺服电机矢量控制系统运行稳定问题,研究两电平空间矢量脉宽调制(SVPWM)算法,建立基于转速环和电流环 PI 调节器的双闭环永磁同步电机矢量控制模型,在系统转速环设计一阶自抗扰控制器(ADRC),对该电机矢量控制方式进行优化。通过三相 PWM 波形在空载和负载情况下的脉冲宽度,电机转速以及转矩变化来对该永磁同步控制系统进行验证。仿真结果表明:优化后的永磁同步电机矢量控制方案能够有效提高响应速度和控制精度。

# Research on Vector Control Method of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on SVPWM

WANG Yifan, SHI Yiqing, SUN Guoqiang, ZENG Qi, GAO Yuan, ZHANG Nan (Beijing Research Institute of Mechanical & Electrical Technology Co., LTD., CAM, Beijing 100083, China)

**Abstract**: With the application of servo motors in the field of industrial automation, a two-level space vector pulse width modulation (SVPWM) algorithm was studied to address the issue of stable operation of servo motor vector control systems. A dual closed-loop permanent magnet synchronous motor vector control model based on speed loop and current loop PI regulators was established. The permanent magnet synchronous control system was verified by the pulse width of three-phase PWM waveform under no-load and load conditions, as well as changes in motor speed and torque. The simulation results show that the optimized vector control scheme for permanent magnet synchronous motors can effectively improve response speed and control accuracy.

Key words: permanent magnet synchronous motor; space vector pulse width modulation; first order self disturbance rejection control

# 0 引 言

在工业伺服领域中,交流异步电机的启动电流 较大且频繁启停会导致电机运行发热严重,不能实 现伺服控制;变频调速电机可以适应不同工况下变 速运行,但由于变频器输出为非正弦波信号,容易 产生高次谐波影响电机正常运行且成本较高<sup>[1]</sup>;永 磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor)对 电机转子采用永磁体进行励磁,没有励磁绕组、电 刷等部件,简化了电机结构<sup>[2]</sup>;其较强的抗过载性 能和较大的调速范围符合工业伺服系统的基本性能 要求<sup>[3]</sup>。由于永磁同步电机在运行过程中会出现谐 波扰动和负载扰动,影响电机运行精度<sup>[4]</sup>,因此, 本文对永磁同步电机的矢量控制方法进行研究,提 高永磁同步电机的控制性能。

SVPWM(Space Vector Pulse Width Modulation)算 法是通过对电机三相电压占空比的控制进而控制电 机的定子磁链,通过对逆变器电压或者电流矢量的 切换间接实现对永磁同步电机的矢量控制<sup>[5]</sup>。相比 于 SPWM(Sinusoidal Pulse Width Modulation)算法, 该算法考虑到了磁链的变化,对逆变器直流电压利 用率比 SPWM 算法更高<sup>[6]</sup>,提高永磁同步电机矢量

收稿日期: 2024-04-30

基金项目:面向工业母机的质量与可靠性试验检测评价服务平台(2022-232-223)

作者简介:王一凡(1999),男,硕士研究生,研究方向为永磁同步电机现代控制技术

曾 琦(1974),女,博士,研究员,研究方向为锻压自动化

控制系统的动态性能。

本文首先研究永磁同步电机矢量控制系统的 SVPWM 算法,为控制系统建立基础。其次建立基于 PI 控制的双闭环矢量控制系统,通过仿真后的电机 转速,转矩和三相电流判断该设计方式可行性。其 次对转速环的 PI 模块做出优化,设计一阶自抗扰控 制器对系统进行控制,以此确保该矢量控制方法的 精确性。

# 1 SVPWM 算法

### 1.1 两电平 SVPWM 调制原理

空间矢量调制算法目的在于对应逆变器特殊的 开关触发顺序和脉宽大小的结合,该顺序和组合将 在永磁同步电机定子线圈中产生三相互差 120°电角 度的正弦波电流波形<sup>[7]</sup>,本文通过逆变器空间电压 矢量切换,获得准圆形旋转磁场,确保永磁电机调 速精确性。



图1 两电平三相电压源逆变器

如图 1 所示,设两电平三相电压源逆变器母线 电压为  $U_{de}$ ,逆变器各相电压分别为  $U_{AN}$ , $U_{BN}$ ,  $U_{CN}$ 。基于 PMSM 的三相对称绕组,推导 8 种不同 的开关状态。定义开关函数为

 $S_x = \begin{cases} 1( \pm K ff \oplus \overline{B}) \\ 0( \tau K ff \oplus \overline{B}) \end{cases} x = (A, B, C) \qquad (1)$ 

式中,  $S_x$  为桥臂导通状态。以  $S_A = 1$ ,  $S_B = 0$ ,  $S_C = 0$  为例,由基尔霍夫定律则可得到各负载之间电压 关系:

$$\begin{cases} U_{\rm AN} = \frac{2 U_{\rm dc}}{3} \\ U_{\rm BN} = -\frac{U_{\rm dc}}{3} \\ U_{\rm CN} = -\frac{U_{\rm dc}}{3} \end{cases}$$
(2)

式中, U<sub>AN</sub>, U<sub>BN</sub>, U<sub>CN</sub>为A相上桥臂导通状态三种电压值, 在电角度空间相互间隔 120°, 其合成电压矢量公式与开关函数的表达关系为

$$U_{\rm out} = \frac{2 U_{\rm dc}}{3} (S_{\rm a} + S_{\rm b} e^{j\frac{2}{3}\pi} + S_{\rm c} e^{-j\frac{2}{3}\pi}) \qquad (3)$$

$$\begin{cases} U_{\rm AN} = \frac{U_{\rm dc}}{3} (2S_{\rm a} - S_{\rm b} - S_{\rm c}) \\ U_{\rm BN} = \frac{U_{\rm dc}}{3} (2S_{\rm b} - S_{\rm a} - S_{\rm c}) \\ U_{\rm CN} = \frac{U_{\rm dc}}{3} (2S_{\rm c} - S_{\rm a} - S_{\rm b}) \end{cases}$$
(4)

式中, U<sub>de</sub> 为母线电压, U<sub>out</sub> 为合成电压矢量。根据式 (3)和式(4)可得出 8 种开关状态与输出电压的对应方 式, 并且求出各个开关组合下的电压合成矢量 U<sub>out</sub>。

表1 开关状态与输出电压对应表

$S_{\rm a}$	$S_{\rm b}$	$S_{\rm c}$	$U_{ m AN}$	$U_{\rm BN}$	$U_{ m CN}$	$U_{\mathbf{k}}$	$U_{ m out}$
0	0	0	0	0	0	$U_0$	0
0	0	1	$- U_{\rm dc}/3$	$-U_{\rm dc}/3$	$2 U_{\rm dc}/3$	$U_{1}$	$(2/3) U_{\rm dc} e^{j4\pi/3}$
0	1	0	$- U_{\rm dc}/3$	$2 U_{\rm dc}/3$	$- U_{\rm dc}/3$	$U_2$	$(2/3) U_{\rm dc} e^{j2\pi/3}$
0	1	1	$-2 U_{\rm dc}/3$	$U_{\rm dc}/3$	$U_{\rm dc}/3$	$U_3$	$(2/3) \ U_{ m dc} \ e^{j\pi}$
1	0	0	$2 U_{\rm dc}/3$	$- U_{\rm dc}/3$	$- U_{\rm dc}/3$	$U_4$	$2 U_{ m dc}/3$
1	0	1	$U_{\rm dc}/3$	$-2 U_{\rm dc}/3$	$U_{\rm dc}/3$	$U_5$	$(2/3) U_{\rm dc} e^{i5\pi/3}$
1	1	0	$U_{\rm dc}/3$	$U_{\rm dc}/3$	$-2 U_{\rm dc}/3$	$U_6$	$(2/3) U_{\rm dc} e^{j\pi/3}$
1	1	1	0	0	0	$U_7$	0

表1中8种组合电压空间矢量的对应至复平面 如图2所示。



图 2 电压空间矢量图

图 2 中各个箭头路径即表示基本空间电压矢量 方向,在复平面中分为6 个扇区。U<sub>out</sub> 为在 T<sub>s</sub> 采集时 间内旋转到各个扇区内的电压空间矢量,由该扇区 两端的基本空间电压矢量合成。

#### 1.2 SVPWM 算法模型建立方法

本文首先判断合成电压空间矢量在扇区内的位置,其次引入中间变量*X*,*Y*,*Z*,通过该扇区两端 基本电压矢量来计算合成电压矢量在该扇区内的作 用时间,最后计算出扇区矢量切换时间,以此建立 SVPWM 算法模型。

(1)合成电压矢量扇区判断

在 α - β 静止坐标系上引入参考电压变量 U<sub>refl</sub>, U<sub>ref2</sub>, U<sub>ref3</sub>后, 定义为

$$\begin{cases} U_{\text{ref1}} = U_{\beta} \\ U_{\text{ref2}} = \sqrt{3} U_{\alpha} - U_{\beta} \\ U_{\text{ref3}} = -\sqrt{3} U_{\alpha} - U_{\beta} \end{cases}$$
(5)

式中,  $U_{\alpha}$  和  $U_{\beta}$  为合成电压矢量在  $\alpha - \beta$  坐标系上的 电压分量。定义变量 A、B、C, 若  $U_{refl}$  小于 0, 则 A为 0, 否则为 1; 若  $U_{ref2}$  小于 0, 则 B 为 0, 否则为 1;  $U_{ref3}$  小于 0, 则 C 为 0, 否则为 1。其扇区判断流 程如图 3 所示。



图 3 扇区判断流程图

如图 3 所示,根据输入的  $U_{\alpha}$  和  $U_{\beta}$ ,首先判断  $U_{\beta}$ 是否大于或等于 0,若  $U_{refl} \ge 0$ ,则继续判断是 否  $|U_{\alpha}| > |U_{\beta'}\sqrt{3}|$ ,若大于则该合成电压矢量位 于第 II 扇区,小于则继续判断是否  $U_{\alpha} \ge 0$ ,若大于 则合成电压矢量位于第 III 扇区,否则为第 I 扇区;同 理若  $U_{refl} \le 0$ ,则同样判断是否  $|U_{\alpha}| > |U_{\beta'}\sqrt{3}|$ , 若大于则为第 V 扇区,小于则判断是否  $U_{\alpha} \ge 0$ ,若 大于则位于第 IV 扇区,否则为第 VI 扇区。基于上 述矢量空间分布方式,定义扇区编号 N = 4C + 2B + C,其判断结果表 2 所示。

表2 扇区判断表

Ν	3	1	5	4	6	2
对应扇区	Ι	II	III	IV	V	VI

(2)基本电压矢量时间计算

在采集时间  $T_s$ 内,引入中间变量 X, Y, Z 的数 学模型为

$$\begin{cases}
X = \frac{\sqrt{3} T_{s} U_{\beta}}{U_{dc}} \\
Y = \frac{\sqrt{3} T_{s}}{2 U_{dc}} (\sqrt{3} U_{\alpha} + U_{\beta}) \\
Z = \frac{\sqrt{3} T_{s}}{2 U_{dc}} (U_{\beta} - \sqrt{3} U_{\alpha})
\end{cases}$$
(6)

式中,  $T_s$ 为个 PWM 开关周期所用的时间,  $U_{dc}$  为逆 变器直流母线电压,  $U_{\alpha}$ ,  $U_{\beta}$ 分别为合成电压矢量作 用在某一扇区内, 在  $\alpha - \beta$  静止坐标系上的电压

分量。

各个扇区作用时间则可用中间变量 X, Y, Z 所 对应, 如表 3 所示。

表 3 扇区作用时间对应表

扇区	Ι	Π	III	IV	V	VI
作用时间 $T_x$	Ζ	Y	- Z	- X	X	– Y
作用时间 $T_y$	Y	-X	X	Ζ	-Y	-Z
剩余时间 $T_0$		(	$T_s - T_x$	$-T_y)/$	<i>′</i> 2	

表3中 $T_x$ 和 $T_y$ 分别为合成电压矢量所在扇区的 相邻矢量的作用时间,参照上文电压空间矢量图可 知, $T_x$ 分别可作为 $U_4$ , $U_2$ , $U_1$ 的作用时间, $T_y$ 分别 可作为 $U_6$ , $U_3$ U5的作用时间。

(3)计算扇区矢量切换时间

本文通过七段式算法计算 IGBT 切换时间<sup>[8]</sup>,即 为确保生成较小的谐波分量,每次只通断一个 IGBT 进行切换,其定义为

$$\begin{cases} T_{s1} = \frac{T_s - T_x - T_y}{4} \\ T_{s2} = \frac{T_{s1} + T_x}{2} \\ T_{s3} = \frac{T_{s2} + T_y}{2} \end{cases}$$
(7)

式中,  $T_{s1}$ ,  $T_{s2}$ ,  $T_{s3}$ , 分别为  $T_x$ 和  $T_y$ 所引入的中间 时间变量。与合成电压时间所在扇区所对应的开关 切换时间推导如表4 所示。

表 4 开关切换时间对应表

扇区	Ι	II	III	IV	V	VI
$T_{\rm cml}$	$T_{s2}$	$T_{\rm s1}$	$T_{\rm s1}$	$T_{s3}$	$T_{s3}$	$T_{s2}$
$T_{\rm cm2}$	$T_{\rm s1}$	$T_{s3}$	$T_{s2}$	$T_{s2}$	$T_{\rm sl}$	$T_{s3}$
$T_{\rm cm3}$	$T_{_{ m s3}}$	$T_{s2}$	$T_{s3}$	$T_{_{\rm s1}}$	$T_{s2}$	$T_{\rm s1}$

如表4所示,通过上文公式引入的中间时间变量  $T_{s1}$ ,  $T_{s2}$ ,  $T_{s3}$ 可分别推出扇区切换时间  $T_{em1}$ ,  $T_{em2}$ ,  $T_{em3}$ 与各个扇区的对应关系,由此可确定扇区的矢量切换时间。

# 2 PMSM 矢量控制系统搭建

#### 2.1 PMSM 矢量控制系统原理

目前, 永磁同步电机主要的控制方法有恒磁链 控制、功率因数为1控制、弱磁控制, 最大转矩电 流比控制方式等<sup>[9]</sup>。基于 $i_d = 0$ 控制方式能够保证 永磁同步电机定子电流能够最大限度作用在输出转 矩上, 其包含相对称的q轴和d轴磁路并且不存在 磁阻转矩; 同时其控制方式简便, 通入q轴电流与 永磁同步电机输出转矩呈正比,即能够通过控制 q 轴电流大小进而控制电机转矩<sup>[10-12]</sup>,因此本文 PMSM 控制系统选用  $i_d = 0$  的矢量控制方式。矢量控制框图如图 4 所示。



#### 图 4 PMSM 矢量控制框图

本文采用  $i_d = 0$  控制方式的双闭环控制方案, 以上文 SVPWM 算法模块为基础,结合逆变器模 块,Park 变换和 Clark 变换模块,计算 d 轴电流和 q 轴电流 PI 控制模块构成电流环,外环设计 PI 控 制模块控制电机转速,建立速度环。首先,给定电 机参考转速,经过转速控制器控制由电机通过位置 传感器实时反馈的转速与给定转速差值,通过速度 误差计算出参考转矩电流  $i_q^*$ ,设定  $i_a^* = 0$ 。通过 Park 变换模块后所得到的  $i_d \ i_q = i_a^* \ i_q^*$  作差推导 出交轴电压  $U_q^*$  和直轴电压  $U_a^*$ ,之后通过 Park 逆 变换模块将  $U_q^*$  和  $u_a^*$  变换为  $U_a^*$  和  $U_\beta^*$  输入到 SVP-WM 算法模型推算出三路控制电压信号,进而控制 PMSM,电流环与速度环的 3 个 PI 控制器选定合适 的比例与积分数值控制整个永磁同步电机矢量控制 系统。

PMSM 电机运动与电磁转矩方程为

1

$$J \frac{\mathrm{d} \omega_{\mathrm{m}}}{\mathrm{d}t} = T_{\mathrm{e}} - T_{\mathrm{L}} - B \omega_{\mathrm{m}} \qquad (8)$$

$$T_{\rm e} = \frac{3}{2} p_n i_q [i_d (L_d - L_q) + \Psi_f]$$
(9)

式中, $\omega_m$ 为电机机械角速度;J为转动惯量;B为阻 尼系数; $T_L$ 为电机负载转矩; $L_d$ 和 $L_q$ 为d轴和q轴定 子电感; $\Psi_f$ 为永磁体磁链; $p_n$ 为极对数。

对于表贴式永磁同步电机,其 d 轴与 q 轴电感 相等,因此其电磁转矩方程为

$$T_{\rm e} = \frac{3}{2} \Psi_f p_n i_q \tag{10}$$

其转速环 PI 控制器与电流环 PI 控制器数学模型为

$$i_q^* = \left(K_{pw} + \frac{K_{i\omega}}{s}\right)(\omega_m^* - \omega_m) - B_a \omega_m \quad (11)$$

式中, $\omega_{\rm m}^*$ 为给定参考转速, $\omega_{\rm m}$ 为实际反馈转速, $K_{i\omega}$ 

和 *K<sub>pw</sub>* 分别为转速环 PI 控制器的积分调节系数和比例调节系数,积分比例具体调节系数公式如下。

$$\begin{cases} K_{pw} = 2\beta J/3 p_n \Psi_f \\ K_{im} = \beta K_{mm} \end{cases}$$
(12)

式中, β为转速环频带带宽期望值。d-q同步旋转坐标系下电流方程为

$$\begin{cases} \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} i_{d} = -\frac{R}{L_{d}} i_{d} + \frac{L_{q}}{L_{d}} \omega_{e} i_{q} + \frac{1}{L_{d}} u_{d} \\ \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} i_{q} = -\frac{R}{L_{d}} i_{d} - \frac{1}{L_{d}} \omega_{e} (L_{d} i_{d} + \Psi_{f}) + \frac{1}{L_{q}} u_{q} \end{cases}$$
(13)

式中,  $i_d$  和  $i_q$  分别为 d 轴和 q 轴的定子电流,可以看 出其会产生交叉耦合的电动势;  $\omega_e$  为永磁同步电机 电角速度,  $u_d$  和  $u_q$  分别为 d 轴和 q 轴解耦前的电压 值。通过前馈解耦和拉普拉斯变换,可得到 d-q 轴 电压为:

$$\begin{cases} U_{d}^{*} = \left(K_{pd} + \frac{K_{id}}{s}\right)(i_{d}^{*} - i_{d}) - \omega_{e} L_{q} i_{q} \\ U_{q}^{*} = \left(K_{pq} + \frac{K_{iq}}{s}\right)(i_{q}^{*} - i_{q}) + \omega_{e}(L_{d} i_{d} + \Psi_{f}) \end{cases}$$
(14)

式中, *K<sub>pd</sub>*、*K<sub>pq</sub>*、*K<sub>id</sub>*、*K<sub>iq</sub>*分别为永磁同步电机电流环 PI 控制器的比例和积分调节系数。由此完成 PMSM 矢量控制系统的 PI 控制器搭建。

#### 2.2 一阶 ADRC 控制器设计

本文一阶 ADRC (Active Disturbance Rejection Control)控制器主要包括非线性微分跟踪器(NLTD)、 扩张状态观测器(ESO)和非线性状态误差反馈 (NLSEF)三个部分所组成<sup>[13]</sup>。

最优控制函数:

$$f_{al} = \begin{cases} |e|^{\alpha} = \operatorname{sgn}(e), |e| > \delta \\ \frac{e}{\delta^{1-\alpha}}, |e| < \delta \end{cases}$$
(15)

式中, *e* 为误差信号, δ 代表滤波因子, α 代表跟踪 因子, sgn 是符号函数。即通过判断给定的误差信号 来选择相应的控制。

非线性微分跟踪器(NLTD):

$$\begin{cases} e_0 = v^* - v_1 \\ v_1 = r_0 f_{al}(e_0, \alpha_0, \delta_0) \end{cases}$$
(16)

式中, v<sup>\*</sup>为微分跟踪器的输入信号, v<sub>1</sub>表示跟踪信号 e<sub>0</sub>表示两者信号误差值, r<sub>0</sub>为速度因子。

扩张状态观测器(ESO):

$$\begin{cases} e = z_1 - y \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1 f_{al}(e_1, \alpha_1, \delta_1) + b_0 u(t) & (17) \\ \dot{z}_2 = -\beta_2 f_{al}(e_1, \alpha_1, \delta_1) \end{cases}$$

式中, *y* 为被控对象的输出信号,  $z_1$  为对 *y* 的跟踪信号,  $\delta_1$  为滤波因子,  $b_0$  为补偿因子,  $\beta_1$  和  $\beta_2$  为状态观测器输出误差的校正增益系数。

非线性状态误差反馈(NLSEF):

$$\begin{cases} e_1 = v_1 - z_1 \\ u_0(t) = k f_{al}(e_2, \alpha_2, \delta_2) \\ u = u_0(t) - \frac{z_2}{b_0} \end{cases}$$
(18)

式中, k 为调节器增益系数,  $e_1$  为 v 与 y 的跟踪信号 误差值, u 代表控制器控制量。

自抗扰控制器的优点在于相比 PI 控制信号响应 速度更快,电机转速与转矩偏差较小,能够不依赖 永磁同步电机模型中定子电阻或转动惯量参数的变 化影响<sup>[14]</sup>,具有较快动态响应速度。

# 3 仿真分析

#### 3.1 仿真条件

表 5 PMSM 矢量控制仿真参数表

参数	参数值
直流侧电压 $U_{dc}/V$	311
定子电感 $L_d$ /H	0.00524
定子电感 $L_q/H$	0.0125
定子电阻 R/Ω	0.957
阻尼系数 B/N・m・s	0.0085
磁链 $\Psi_f$ / Wb	0. 1827
转动惯量 J/kg・m <sup>2</sup>	0.0033
极对数 $p_n$	4

本文 PMSM 矢量控制系统各项仿真参数如上表 所示,其中经过公式计算及多次仿真分析,设定矢 量控制系统电流环 q 轴 PI 控制器的比例系数  $K_{pq}$  为 13.75,积分系数  $K_{iq}$  为1052.7; d 轴 PI 控制比例系 数  $K_{pd}$  为 5.764,积分系数  $K_{id}$  为1052.7;速度环 PI 控制器比例系数  $K_{pw}$  为 0.151,积分系数  $K_{i\omega}$  为 7.526,仿真时长共 0.4s,设定参转速为1200 r/min, 在电机运行至 0.25s 时添加10Nm 负载。

#### 3.2 仿真结果及分析

通过上节所述的 SVPWM 算法,本文设定 PWM 开关周期时间  $T_s$ 为 0.0001s,直流侧电压为 700V, 设定  $U_{\alpha}$ 和  $U_{\beta}$ 为正弦波电压,振幅为 200;采用 ode23tb 变步长仿真算法;搭建模型如图 5 所示。



图 5 SVPWM 算法模型

该仿真模型一共分为5个模块,分别为扇区判 断模块、中间变量 XYZ 计算模块,开关切换时间 T<sub>cm</sub>计算模块,以及 T<sub>cm</sub> - S<sub>abc</sub>转换模块和最后的三相 电压求解模块。其仿真结果如图6所示。







从图 6、图 7、图 8 可以看出,在 0 到 0.1 s 内, 扇区 N 值严格按照  $U_3 - U_1 - U_5 - U_4 - U_6 - U_2$ 顺序的 方式进行循环切换,符合上文 SVPWM 扇区切换的 计算思路,通过 SVPWM 算法推导的三相调制波形 在 1. 263s 至 3. 737s 之间且呈马鞍波形,能够有效加 强直流电压的利用率;同时,以相电压  $U_B$ 为例,可 以看出在 – 500V 至 500V 内呈 6 拍阶梯波,符合 SVPWM 算法理论推导。



图 9 PMSM 矢量控制仿真模型

搭建基于 PI 控制的 PMSM 矢量控制系统如图 9 所示,输入本文各项计算给定参数,得到永磁同步 电机转速变化曲线、三相电流变化曲线以及电磁转 矩变化曲线如图 10 所示。



图 10 电机转速 N<sub>r</sub> 变化曲线

通过该 PMSM 矢量控制系统,从图 10 电机转速 曲线可以看出,给定 1200 r/min 转速下,电机在起 动后响应速度较高,但是在 0~0.25s 内空载运行 时,电机在 0.01235 s 至 0.105 s 内出现最高至 1465.3 r/min 的转速,出现 265.3 的转速偏差,超调量为 22.1%,之后经过 0.02 s 转速恢复至 1200 r/min;空 载运行至 0.25 s 时,受到 10 Nm 负载影响,电机转 速最低在 0.2538 s 降速至 1140 r/min,超调量为 5%;之后经过 0.0862 s 迅速恢复至 1200 r/min 转 速。由此可知该矢量控制系统具有良好的动态响应 性能,但是转速的超调量过大,可对转速环 PI 控制 器做出优化。



图 11 三相电流 i<sub>abc</sub>变化曲线

从图 11 三相电流变化曲线可以看出,电机从 0s 开始起动时,三相电流随电机转速增加而增加,并 在 0.006s 时产生最大波动 30.79A;由于没有负载扰 动,随着电机加速完成,三相电流在 0.05s 时恢复 至 0A 附近,0.05s~0.25s 内在 0A 上下呈正弦波表 示,在 0.25s 受到 10Nm 负载影响,随着电机转速突 然递减,三相电流开始增加波动,最高波动为 11.055A,在 0.04s 内趋于稳定,波动控制在 10.16A 左右,满足电机负载控制要求。



图 12 电磁转矩 T<sub>e</sub>变化曲线

如图 12 所示,电机在起动时转矩受到转速增大 影在 0.006 s时出现最大至 34 Nm 的转矩偏差,在 0.012s时随电机转速下降,转矩开始减小,最低在 0.021 s出现 - 4 Nm 的转矩偏差,之后由于电机转 速保持在 1200 r/min,转矩在 0.039 s内回升至 0.5 Nm 并稳定运行,之后在 0.25 s时由于 10 Nm 负载 扰动,电机开始降速,转矩在 0.256 s 时突增最高至 12.35 Nm,在 0.296 s 时保持至 10.5 Nm 的转矩。 综上可以看出该控制系统基本可以满足电机负载运 行要求,但是在电机初始运行时刻和负载运行时刻, 该控制方式会使电机转速和转矩出现较大超调量, 使得电机不能立刻进入理想的工作状态,针对如何 减小偏差波动问题,对控制系统速度环的控制方式 做出优化。

#### 3.3 模型优化及结果分析

基于上述 PMSM 矢量控制系统仿真结果分析, 由于在系统转速环 PI 控制的响应速度较慢且电机运 行时转速和转矩在起动和有负载情况时刻下超调量 较大,本文设计一阶自抗扰控制器代替转速环 PI 控 制器进行控制。



图 13 PMSM 仿真模型优化

1600 ----PI 控制转速 ——ADRC 控制转速 1400 1200 (uim/r)//N 800 600 1220 1200 800 1180 1180 1160 600H 1140 1160 400 0.02 0.0250.03 0.035 1140 200 0.27 0.29 0.05 0.1 0.15 0.2 0.25 0.3 0.35 0.4

图 14 电机转速曲线对比

如图 14 所示,通过转速环一阶 ADRC 控制器优 化后的 PMSM 矢量控制系统,在电机起动阶段时, 其转速相比于 PI 控制在 0~0.2 s内上升较慢,但由 于在 0.234 s时其最高转速只有 1217.3 r/min,相比 于 PI 控制的转速最高转速偏差减少了 248 r/min,超 调量为 1.4%;同时在 0.035s 时刻迅速到达参考转 速 1200 r/min,相比于 PI 控制转速其相应速度加快 了 0.09 s,在 0.25 s 添加 10 Nm 负载时,电机进行 降速,其在 0.2516 s 时最高偏差为 22 r/min,超调 量为 1.8%;在 0.014 s 内恢复至 1200 r/min,响应 速度相比于 PI 控制加快 0.066 s。





波形幅度增大,最大波动为17.3 A,波动幅度减少 了13.49 A;随着电机转速逐渐稳定于1200 r/min, 三相电流在0.04 s时在0A呈正弦波形,响应速度 加快0.01 s;在0.25 s时受负载影响电机转速下降, 三相电流波形最高至12.06 A,在0.01 s内稳定在 10 A,响应速度加快0.03 s且三相电流波形稳定。



图 16 优化后 PMSM 转矩对比

从图 16 优化后的 PMSM 转矩对比曲线可以看出, 电机在启动阶段时,随着转速增加,优化后的电机转 矩波动最高为 19.2 Nm,转矩误差相比于优化前减少 了 14.8 Nm;在空载情况下,随着电机转速下降稳定 至 1200 r/min,优化后的电机转矩在 0.04 s 时稳定至 0.5Nm,相比于优化前其恢复速度加快了 0.256 s;在 0.25 s 出现 10 Nm 负载后,电机出现 3.35 Nm 的转矩 偏差,在 0.01s 内稳定至 10.5 Nm,相比于优化前, 其响应速度加快了 0.036 s。

## 4 结 论

本文结合 PI 控制方法与 SVPWM 算法建立了永磁 同步电机的双闭环矢量控制仿真模型,同时在 PMSM 矢量控制系统转速环设计一阶 ADRC 控制器优化控制 模型,在给定 1200 r/min 转速对比结论如下:

(1)转速响应:转速环 PI 控制的永磁同步电机转速在启动时,电机响应时间为 0.105 s,超调量为22.1%;10 Nm 负载情况下响应时间为 0.09s,超调量为5%;转速环由一阶 ADRC 控制器控制的永磁同步电机响应时间为 0.035 s,减少 0.07 s;超调量 1.4%,减少 20.7%;10 Nm 负载情况下响应时间 0.0156 s,减少 0.066 s;超调量 1.8%,减少 3.2%。

(2) 三相电流波形: PI 控制下电机起动时三相 电流呈正弦波表示,最大波动值为 30.79A,响应时 间 0.05 s; 10 Nm 负载情况下,最大波动值 11.055A,响应时间 0.04 s,波动稳定在 10.16A 左 右;优化后电机起动时三相电流呈正弦波形,最大 波动值 17.3A,减小 13.49A;响应时间 0.04 s,加 快0.01 s; 10 Nm 负载情况下,最大波动值 12.06A, 增大1.005A; 响应时间0.01 s, 加快0.03 s, 波动 稳定在10A。

(3)电机转矩: PI 控制下电机起动时最大转矩 偏差 34 Nm,响应时间 0.06 s 后进入空载运行。10 Nm 负载情况下,最大转矩偏差 2.35 Nm,响应时间 0.046 s 后稳定运行。优化后电机起动时最大转矩偏 差 19.2 Nm,减少 14.8 Nm;响应时间 0.04 s,加快 0.02 s 后进入空载运行。10Nm 负载情况下,最大转 矩偏差 3.35 Nm;响应时间 0.01 s,减少 0.036 s 后 稳定运行。

通过对永磁同步电机空载运行以及负载情况下 的转速超调量、三相电流波形、转矩偏差及响应时 间试验结果分析,本文所提出的永磁同步电机矢量 控制方案具有良好的动态响应性能和稳定性,能够 实现永磁同步电机的高精度控制。

#### 参考文献

- [1] 陈超,赵升吨,等.伺服式热模锻压力机驱动电机的研究[J]. 锻压装备与制造技术,2016,51(01):13-16.
- Ma J, Zhao J, Sun J, et al. A Novel PMSM Speed Control Scheme Based on Slidingmode and Fuzzy Disturbance Observer [C] 43rd Annual Conference of The IEEE Industrial Electronics Society, IEEE, 2017: 1704-1710.
- [3] 刘辰,许德伟. 伺服压力机用驱动电机的参数计算方法探讨[J]. 锻压装备与制造技术, 2023, 58(6): 25-28.
- [4] 李晓贝,熊敏琪,杨晨炜,等.不同拓扑结构永磁同步伺服电机性能对比优化分析[J].导弹与航天运载技术,2023(3): 87-95.
- [5] 吴元凯,范菁,周颖.基于随机开关频率 SVPWM 的永磁同步 电机降噪研究[J].电子设计工程,2021,29(19):13-18.
- [6] 马建辉,高佳,周广旭,等.一种 SVPWM 简化算法的设计与 实现[J].电源学报,2022,20(3):45-51.
- [7] 张恩寿,韩朝,戎麒,等. 基于电压比较的 SVPWM 推导及其 嵌入式实现[J]. 电子设计工程, 2021, 29(19): 69-74.
- [8] 陆原,赵江峰,刘泰廷. SVPWM 调制的直接矢量控制算法研究[J]. 电测与仪表, 2018, 55(8): 87-91.
- [9] 冯志伟. 基于矢量控制的永磁同步电机解耦控制研究[D]. 常州:常州大学, 2023.
- [10] 程诗卿,黄海波,等. 永磁同步电机矢量控制技术的研究与仿 真[J].现代制造技术与装备,2023,59(4):1-3.
- [11] Xin T, Hejin X, Deming L. Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Active DisturbanceRejection Control [J]. Physics: Conference Series, 2020, 1550(4): 042027.
- [12] 张威,徐建,郭锦越,等. 模糊 PI 永磁同步电机矢量控制系统研究[J]. 无线互联科技, 2023, 20(18): 49-53.
- [13] 袁富春. 舰船航向非线性系统自航抗干扰控制器研究[J]. 舰 船科学技术, 2017, 39(10): 91-93.
- [14] 金石,刘迎,顾家伟,等. 低速大转矩永磁同步电机矢量控制研究[J]. 大电机技术, 2023(2): 8-14.

# 航空起发一体电机系统控制器的设计

马 勇,李世孝

(兰州万里航空机电有限责任公司甘肃省航空电作动重点实验室,兰州 730000)

摘 要:提出了航空起发一体电机系统控制器的设计方案,采用矢量控制及弱磁扩速控制方式实现电动机起动控制,发电整流模块与起动模块分时共用 MOSFET 三相全桥主功率电路,采用专用芯片实现同步整流,采用 BUCK 电路并利用多相交错并联降低输出纹波,控制算法采用 3 零点 3 极点(3P3Z)补偿方法进行 28V 输出稳压控制,实现了航空发动机快速起动、永磁同步电机起动到发电的平稳转换以及 28V 直流电源输出。仿真研究表明系统的起动时间短、动态过程性能好,28V 直流电源输出稳定,并联 BUCK 电路各支路均流理想,具有一定的工程应用价值。 关键词:起动/发电一体;矢量控制;同步整流;BUCK 电路

中图分类号: TM 351; TP272 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2024)09-0022-08

# Design of Aviation Integrated Starter / Generator System Controller

MA Yong, LI Shixiao

(AVIC Lanzhou WanLi Aviation Electromechanical Co., LTD., Key Laboratory of Aeronautical Electrical Action of Gansu Province, Lanzhou 730000, China)

**Abstract**: A design scheme for an integrated motor system controller for aviation starting was proposed, which adopted vector control and weak magnetic field expansion control to achieve motor starting control. The generation rectifier module and starting module share a MOSFET three-phase full bridge main power circuit in time sharing, and a dedicated chip was used to achieve synchronous current regulation. A BUCK circuit was used and multiple intersecting faults were used in parallel to reduce output ripple. The control algorithm adopted a 3-point 3-pole (3P3Z) compensation method for 28V output voltage stabilization control, achieving fast starting of the aircraft engine, smooth conversion from permanent magnet synchronous motor starting to power generation, and 28V DC power output. Simulation studies have shown that the system has short starting time, good dynamic process performance, stable output of 28V DC power supply, and ideal current sharing of all branches of the parallel BUCK circuit, which has certain engineering application value. **Key words**: integrated starter /generator; vector control; synchronous rectification; buck chopper

# 0 引 言

随着电力技术的普及与发展,飞行器行业也逐 渐采用电能替代其他形式的能源,多电甚至全电飞 机逐渐进入大众视野。电力飞行器与传统飞行器相 比,其效率更高、可靠性更好、噪音更低,在维护 性和燃油经济性等方面具有明显的优势,并且电力 飞行器也是支撑绿色航空发展的重要途径。飞行器 上起动/发电一体化技术则是飞行器电气化的重要标 志。起动/发电一体化技术是将飞行器的起动系统与 发电系统结合起来,飞行器起飞时,起发一体机带 动发动机点火启动;飞行器正常飞行后,起发一体 目前,研究较成熟的起动发电系统有三级式同 步电机起动发电系统、开关磁阻电机起动发电系统 和永磁同步电机起动发电系统<sup>[2]</sup>。其中,三级式同 步电机起动发电系统是在航空领域传统电源系统的 基础上改进而来,已应用于波音787型客机中,具 有改动小、风险小、周期短、技术成熟度高的优势, 但存在体积庞大、结构复杂的不足。开关磁阻电机 起动发电系统结构简单、可靠,已应用于美国 F-35 战斗机中,适合高转速、高温的恶劣环境,但噪声 和振动严重、电机转矩脉动大,在中低速场合优势 不足。永磁同步电机起动转矩大、控制性能好、功

机为飞行器上电气负载提供电源支持<sup>[1]</sup>。

收稿日期: 2023-12-27

作者简介:马 勇(1997),男,硕士,研究方向为电机驱动及控制器的设计。

率密度高,在中低速场合具有优势。近年来永磁同 步电机起动发电系统成为新的重点发展方向之一, 已应用于 TAURUS ELECTRO G2 全电动飞机中<sup>[3]</sup>。

本文提出了一种航空起发一体永磁同步电机系 统控制器,并对起动阶段和发电阶段的关键控制技 术进行了介绍,最后进行了相关仿真。

# 1 起发一体电机运行过程分析

永磁同步电机的电磁转矩表示为[4]

$$T_e = \frac{3}{2}p \frac{1}{L_s} |\psi_f| |\psi_s| \sin\theta_{sf}$$
(1)

式中, p 为极对数;  $\psi_f$  为转子磁场;  $\psi_s$  为定子磁场;  $\theta_{sf}$  为定子磁场超前转子磁场的角度。根据式(1), 若定子磁场超前转子磁场,电磁转矩起主动驱动的 作用,电机工作在电动状态;反之,当转子磁场超 前定子磁场,电磁转矩起被动平衡的作用,电机工 作在发电状态。电机工作在电动状态和发电状态时 定子磁场与转子磁场的相对位置如图1 所示。



图1 不同工作状态时磁场相对位置

# 2 航空起发一体电机系统控制器设计 及原理

#### 2.1 永磁同步电机起动控制原理

本文采用以电流作为控制变量的基于转子磁场 定向的矢量控制,而三相变换器采用空间矢量脉宽 调制(Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM) 控制。矢量控制原理框图如图2所示。



图 2 矢量控制原理框图

起动运行时,为实现电源容量有限和起动电流 允许的情况下,电机能产生最大的起动转矩,从而 以最快的速度带动发动机起动,采用最大转矩/电流 比控制来起动发动机。本文采用隐极式永磁同步电 机, *i*<sub>d</sub> = 0 就是它的最大转矩电流比控制。

当电机起动后升速至某阈值时(电机参数决定),受控制器直流母线(蓄电池)电压限制,在规定的转矩条件下未达到发动机点火转速,电机端电压已达到电压极限圆边界,无法继续升速,此时应采用弱磁升速算法,降低反电势系数使电机能达到预设点火转速。采用电压反馈法对永磁同步电机进行弱磁控制,将d、q轴电压与PWM整流器输出直流母线电压进行比较,当差值大于0时,控制器切换为弱磁稳压控制状态,当差值小于0时,系统维持单位功率因数控制。电压反馈弱磁环的控制框图如图3所示。其中,m为弱磁裕量,u<sub>de</sub>为直流侧母线电压,g磁控制器中由d、q轴电压得到弱磁电压的反馈量u<sub>m</sub>。



图 3 电压反馈弱磁环控制框图

#### 2.2 永磁同步电机发电控制原理

由于高速永磁同步电机定子电感通常较小,这 会导致较大的定子电流脉动;同时,由于电机转速 较高,定子电流的频率也相对很高,如果使用三相 可控 PWM 整流器进行稳压,减小电流谐波需要通过 提高开关管的开关频率来实现,但此时开关管的损 耗也会相应的增加。因此,永磁同步电机最常用的 发电方式是不控整流发电,发电方式不需要对永磁 同步电机进行矢量控制,此功率电路结构简单,可 靠性高,如图4所示。



图 4 永磁同步电机不控整流发电示意图

然而,当 DC 端输出为低压大电流负载时,由 于整流二极管存在压降,当通过的电流较大时,电 路功耗会迅速上升。因此,本文将发电模块与起动 模块分时共用 MOSFET 三相全桥主功率电路,使用 MOSFET 替代不控整流发电电路中的整流二极管,

#### 2.3 DC-DC 电源稳压控制原理

在本文的研究中,永磁同步电机输入交流相电压 为13~33VAC,整流到直流侧电压约为30.4~77.2V DC,负载端输出电压要求为28V,因此后级DC-DC 电源稳压采用降压BUCK电路拓扑。但单相BUCK变 换器在输出电流较大的情况下不仅需要较高成本,体 积也会较大,同时也会带来变换器散热的问题。交错 并联Buck变换器不仅具备并联型Buck变换器的优 点,还能够做到更低纹波的输出,从而具有更高的效 率和良好的动稳态性能,因此被广泛应用于低压大电 流供电的场景,交错并联Buck变换器输出电流纹波 对比如图5所示。因此,本文采用多相BUCK电路交 错并联作为DC-DC电路拓扑结构。



图 5 交错并联 Buck 变换器输出电流纹波对比

为进一步降低电路损耗,采用同步整流技术来 设计同步整流 BUCK 开关电源。同步整流技术采用 同步整流 MOSFET 代替传统的肖基特二极管,MOS-FET 的导通电阻一般为毫欧级,在输出大电流时, 损耗远低于传统二极管损耗,提高了变换器效率。 通过 Type Ⅲ型环路补偿来实现电路的安全性以及在 稳态负载及动态负载下输出电压的稳定性,极大地 减小了开关电源的体积,同时功率转换效率得到进 一步提高。BUCK 型 DC-DC 稳压开关电源系统整体 框图如图 6 所示。





#### 2.4 系统整体方案

通过上述分析,设计了如图7所示的起发一体 化电机系统控制器整体框图。主要由三个模块 组成:

(1)起动控制模块: 主功率电路采用多个 MOS-FET 并联的三相全桥逆变电路, 控制策略上采用基 于矢量控制的转速/电流双闭环控制以及弱磁扩速控 制,提高了发动机起动的可靠性和平稳性,具有响 应速度快,可靠性高的优点。

(2)发电整流模块:与起动模块分时共用 MOS-FET 三相全桥主功率电路,使用 MOSFET 替代不控 整流发电电路中的整流二极管,通过专用芯片控制 MOSFET 导通和关断,从而降低电路功耗。

(3)28V 直流稳压模块:采用3个降压模块并联 的电路拓扑,每个模块内部采用5路 BUCK 电路交 错并联,控制策略上采用同步整流、稳压控制、均 流控制、限流控制等,确保高效、可靠的同时,实 现模块化、标准化设计。

其中,BUCK 电路的限流控制环路采用典型的 恒流方法,单个 BUCK 模块输出总电流触碰限流 100A 后,进入恒流工作状态;均流控制采用冒泡 算法,保证三个独立 BUCK 模块并联后的电流均 衡,基本思想为减小电流最大模块的电压。检测到 三模块中某模块的电流最大后,控制其输出电压减 小 dV,当输出电流下降后再进入下一个冒泡算法 循环。



图 7 起发一体化电机系统控制器整体框图

# 3 航空起发一体电机系统控制器仿真 研究

#### 3.1 系统参数

本文所研究的起发一体电机系统主要性能指标 如下:

起动状态:

- (1) 额定电压: 28V DC。
- (2) 电机转子位置传感器: 旋转变压器。
- (3) 起动电流:峰值≤500A DC。

(4) 起动转矩:转速从0~5563 r/min,转矩-转 速曲线如图 8 所示。



图 8 起动转矩-转速曲线

发电状态:

- (1) 额定功率: 5.6 kW。
- (2) 额定电压: 28V ±1V DC。
- (3) 额定电流: 200A。

(4) 额定转速: 10000 r/min。

(5)工作转速: a. 7560~12700 r/min, 输出电
压 28V±1VDC; b. 7200 r/min, 维持工作5 s, 输出
电压大于 25V DC。

(6) 电压脉动:

小于 1.5 V(负载 25% ~ 125%,转速 7560 ~ 12700 r/min,直流最大畸变频率按 GJB 181A-2003 图 7 范围)。

(7) 短路维持能力:

输入转速大于 10000 r/min, 能承受 5 s 内不小 于 300% 额定电流的短路电流。

(8) 效率:大于90%。

#### 3.2 系统仿真模型

根据系统工作原理和方案设计,在 Matlab/Simulink 环境下搭建起发一体控制系统仿真模型,模型 总体分为起动和发电两个子模块,如图9所示。

起动子模块中,由基于矢量控制原理的速度-电 流双闭环控制策略,驱动电机在恒转矩负载条件下 (6 Nm)转至预定的发动机点火转速(5500 r/min); 发电子模块中,发电机由发动机提供转速输入(5500 r/min~9000 r/min),经三相全桥整流后,由三个并 联的降压电路模块实现 28V 输出稳压控制。其中, 每个降压电路模块的内部均由5路交错并联的BUCK 拓扑电路组成,如图 10 所示。



图9 起发一体控制系统仿真模型



图 10 五路交错并联 BUCK 拓扑子模块

#### 3.3 仿真结果分析

(1)起动-随动-发电过程

起发一体系统工作过程的直流输出电压,输出 电流和电机转速仿真波形如图 11 所示。

① 电机在电动控制策略下由蓄电池提供能量, 转速升至 5500 r/min,进入稳速状态等待发动机 点火。

② 于 0.03 s 点火成功后,由发动机带动转速升 高至 9000 r/min,进入随动状态等待允许投切指令。

③ 0.035 s 允许投切后,经 BUCK 电路的稳压控制,输出电压升高至 28V 直流进入额定负载状态,输出电流为 200A,输出功率 5.6kW,且输出电压的纹波较小。





图 11 直流输出电压,输出电流和电机转速仿真波形 (2)矢量控制-弱磁升速过程

电动状态的交轴电流  $i_q$ 、直轴电流  $i_a$ 和电磁转 矩  $T_e$ 仿真波形如图 12 所示。

① 0~0.006 s 前,采用 *i<sub>d</sub>* = 0 控制,实现接近 恒转矩控制,电机电磁转矩约 14 Nm。

② 0.006 s 后, 电机转速达到 4000 r/min, 进入弱磁升速控制, 升速过程中 *i*<sub>d</sub>的绝对值逐渐增大同时 *i*<sub>q</sub>逐渐减小以满足相电流约束, 负的 *i*<sub>a</sub>实现弱磁。





图 12 交轴电流、直轴电流和电磁转矩仿真波形

(3) 三模块并联 BUCK 电路各支路输出电流波 形图

图 13 分别为 3 个并联 BUCK 模块的输出电流波 形图。由仿真可见,器件参数一致情况下,各支路 均流理想,在输出稳压控制策略的调节下,平稳维 持在所需输出电压 28V。



图 14 控制器系统内部组件及交联关系



图 13 三并联 BUCK 电路各路输出电流波形图

#### 4 航空起发一体电机系统控制器系统 实现

根据上述工作原理及系统结构,设计了以 FPGA 为核心的控制器系统。其内部组件及其交联关系如 图 14 所示。

① 接收外部交联信号(DI),并按需反馈状态信

③ 监测电机及控制器关键点温度并实施过热

④ 预留串行通信接口用于程序调试。⑤ 辅助电 源将蓄电池与中间级直流母线电压变换为控制器所 需的多路低压。

⑥ 由电压、电流调理电路,采集电机2相电流、2个 BUCK 模组输出电流和输出电压信号,由专用 AD 芯片送至 FPGA。

⑦ FPGA 综合系统状态信息,执行控制算法, 分别输出控制三相全桥的6路 PWM 信号,以及控制5 路交错并联 BUCK 电路的5路 PWM 信号。

# 5 结 语

起动发电一体化设计是多电以及全电飞机发展 方向之一。本文采用矢量控制配合弱磁升速的控制 方法控制电机起动,在发电阶段采用专用芯片实现 同步整流,28V 直流稳压模块采用 BUCK 电路,并 利用多相交错并联降低输出纹波,控制算法采用3 零点3极点(3P3Z)补偿方法,多模块并联采用冒泡 算法实现模块间的主动均流。仿真结果表明,本文 设计的航空起发一体电机系统控制器结构简单、控制合理、易于工程实现,达到了起动与发电过程的 要求性能指标,为航空电源一体化设计提供了理论 依据。

## 参考文献

- [1] 刘海港,郭彦峰,刘亮,等. 多电飞机起动发电系统关键技术 研究[J]. 飞机设计,2023,43(3):1-5.
- [2] 戴卫力,王慧贞,严仰光,等. 航空起动/发电系统的发展趋势与研究现状[J]. 航空科学技术,2010(5):28-32.
- [3] 史世友. 航空永磁起发电系统控制策略研究[D]. 沈阳: 沈阳 工业大学, 2019.
- [4] 李岩,苏学军,李运.基于航空高压直流电源系统的永磁同步
   电机起动发电系统设计[J].电机与控制应用,2017,44(1):
   60-64.
- [5] 杜丽娟,张晓宇. 永磁同步电机扩展数学模型分析[J]. 华北 科技学院学报, 2016, 13(1): 116-120.
- [6] 李耀华,刘卫国. 永磁同步电机矢量控制与直接转矩控制比较 研究[J]. 电气传动, 2010, 40(10): 9-12, 17.

52525353	<del>. ** ** *</del> 25253	?\$?\$?\$?\$?\$?\$?\$?\$?\$?\$?\$?\$?\$?\$?\$?\$?\$?\$????	\$
			邮发代号: 52-92
	<b>(</b>	《微电机》(《刊)	订价:8元/期
入伝	10 册	法本司到火地邮日:10回 - 本山赤司が守 - 電阪	年价:96元/年
至平	12	,以有可到当地빠同け阅,举刊小可败け、令购。	编辑部邮购(含快递费): 300 元/年
对	て迎す	<b>没稿!欢迎订阅!欢迎刊登广告!</b>	
国内	刊号:	CN61 – 1126/TM	国际刊号: ISSN 1001-6848
由阝	箱:	micromotors @ vip. sina. com	

# 基于改进阻尼控制的 VSG 控制策略

魏 腾1,李昕涛2

(1. 太原科技大学 电子信息工程学院,太原 030024;

2. 重型机械教育部工程研究中心,太原 030027)

摘 要: 传统的虚拟同步发电机(VSG)控制策略对于各种不同工况下引起的功率与频率振荡的抑制以及动态性能的 调节方面存在许多问题,通过系统传递函数进行分析,描述了传统 VSG 存在的一些控制问题,如功率振荡抑制与响 应时间难以协调、由于下垂控制环节导致的频率稳态偏差以及频率特性要求缓慢调节对于阻尼大小需求与输出功率 阻尼需求的矛盾,因此,提出一种改进阻尼控制的 VSG 控制策略,在功-频控制器中附加阻尼环节,利用传递函数 通过理论分析,详细描述如何解决传统 VSG 控制策略存在的控制矛盾。最后,在仿真系统中模拟功率参考值变化、 电网频率下降等工况,采用改进的 VSG 控制策略的系统均可以很好的实现控制目标。 关键词: 阻尼控制;改进 VSG;动态性能

中图分类号: TM464; TP273 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2024)09-0030-07

# VSG Control Strategy Based on Improved Damping Control

WEI Teng<sup>1</sup>, LI Xintao<sup>2</sup>

(1. School of Electronic and Information Engineering, Taiyuan University of Science and Technology, Taiyuan 030024, China; 2. Engineering Research Center of Heavy Machinery Ministry of Education, Taiyuan 030027, China)

Abstract: Traditional virtual synchronous generator (VSG) control strategies have many issues in suppressing power and frequency oscillations under various operating conditions and regulating dynamic performance. By analyzing the system transfer function, this paper described some control problems of traditional VSG, such as the difficulty in coordinat-ing power oscillation suppression and response time, frequency steady-state deviation caused by droop control, and the contradiction between the slow adjustment requirement of frequency characteristics and the damping requirement for damping size and output power. Therefore, an improved damping control strategy for VSG was proposed, which added a damping loop to the power-frequency controller. Through theoretical analysis using transfer functions, this paper provided a detailed description of how to solve the control contradictions in traditional VSG control strategies. Finally, simulation systems were used to simulate scenarios such as changes in power reference values and grid fre-quency reduction. The systems with the improved VSG control strategy can effectively achieve the control objectives.

Key words: damping control; improved VSG; dynamic performance

# 0 引 言

传统 VSG 控制器中由于引入了惯性与阻尼特性,通常使用二阶系统来描述其动态响应,因此, 传统 VSG 在输出功率的振荡抑制与响应速度能力调 节之间存在矛盾,并且在实际电力系统的控制与运 行中,下垂控制与阻尼控制目标存在冲突,在传统 VSG 中阻尼系数与下垂系数通常被当作一个相同参 数, 难以同时实现各自的控制目标<sup>[1]</sup>。除此之外, 在电力系统中总是希望使得功率响应速度快, 而使 得频率变化缓慢, 然而在传统 VSG 中无法同时实 现, 总是同时变快与变慢。

现有许多对于系统功率与频率输出响应的稳态 特性与动态性能的研究文献,如采用自适应参数的 方式对 VSG 控制器中一个或多个参数进行自适应 调节来改变系统性能,如文献[2-4]仅通过自适应

收稿日期: 2024-04-30

作者简介:魏 腾(2000),男,硕士,研究方向为新能源发电,微网逆变器控制。

李昕涛(1973),男,硕士生导师,副教授,研究方向为新能源发电,微网逆变器控制。

虚拟惯性来改善系统性能,文献[5]则只自适应调 节阻尼系数,文献[6]在自适应调节虚拟惯性与阻 尼系数的基础上,加入一次调频环节,并且自适应 频率-有功下垂系数,但此类方法由于对参数的频 繁调节可能会使得系统稳定性变差,且调参过程比 较复杂;然后,在系统中额外的零、极点位置调整 也可以改善系统动态响应,如文献[7]在功-频控制 器中加入微分环节,增加了一个零点,增大系统阻 尼,加速系统响应,文献[8]在原输出有功功率上 叠加角频率的偏差补偿,实际上是改变了有功和角 频率闭环传递函数的极点位置,同时在有功闭环传 递函数增加了零点,但是该方法会增加系统的复杂 性,可能会使得零、极点处于不合适的位置,引起 系统振荡。

总之,上述方法均无法彻底协调实现系统功率 与频率的不同的控制目标。基于此,本文提出一种 基于改进阻尼控制的 VSG 控制策略,在功-频控制器 中附加阻尼环节。改进的 VSG 控制策略解决了传统 VSG 中的固有矛盾,改善了系统性能。

# 1 传统 VSG 控制策略

图 1 为 VSG 并网结构图,图 2 为简化后的结构图。



图 2 简化后的结构图

其中,  $P_{ref}$ 和  $Q_{ref}$ 分别为有功功率和无功功率参考值,  $P_e$ 和  $Q_e$ 是输出有功和无功功率,  $u_{abe}$ 和  $i_{abe}$ 为 VSG 输 出电压和输出电流, E和  $\theta$ 为输出电压幅值和相位,  $L_f$ 和  $C_f$ 为滤波器电感和电容, X为 VSG 与电网的等 效连接阻抗, U为电网电压幅值,  $\delta$ 为功率角,  $Z_{line}$ 为线路阻抗。

根据现有文献可得, 传统 VSG 功-频控制器可用 数学模型:

$$\begin{cases} P_m - P_e - D(\omega_m - \omega_g) = M \frac{\mathrm{d}\omega_m}{\mathrm{d}t} \\ P_m = P_{\mathrm{ref}} + K_{\omega}(\omega_{\mathrm{ref}} - \omega_m) \end{cases}$$
(1)

其中,  $D = D_0 \omega_m$  (D 为 VSG 阻尼,  $D_0$  为阻尼系数),  $M = J \omega_m$  (J 为虚拟惯性,  $\omega_m$  为输出角频率),  $\omega_g$  为电 网角频率,  $\omega_{ref}$  为额定角频率,  $P_m$  为虚拟机械功率,  $K_m$  为下垂系数。

传统 VSG 有功功率闭环结构图如图 3 所示。



图 3 有功功率闭环结构图

其中, $S_{E}$ 为同步功率,本文忽略线路阻抗,线路总体为感性。

$$S_E = \frac{EU}{X} \tag{2}$$

由图 3 可得功率参考值扰动时功率闭环传递 函数:

$$G_{P_1}(s) = \frac{S_E}{Ms^2 + (K_{\omega} + D)s + S_E}$$
(3)

由式(3)可知,  $G_{P1}(s)$  为二阶系统,可得其固有 频率与阻尼比:

$$\omega_{n1} = \sqrt{\frac{S_E}{M}}, \zeta 1 = \frac{K_{\omega} + D}{2\sqrt{MS_E}}$$
(4)

随着阻尼比增大功率参考值扰动时输出功率响 应 bode 图如图 4 所示。



图 4  $G_{P1}(s)$  bode 图

由图4可知,随着阻尼比的增大,谐振峰得到 抑制,即功率振荡抑制效果好,但带宽也随之变宽 即动态特性变差,这便是传统 VSG 存在的一个问 题,无法很好地协调功率振荡抑制与很好的响应 速度。

考虑电网频率扰动时输出功率响应闭环传递 函数:

$$G_{\omega 1}(s) = -\frac{[Ms + (K_{\omega} + D)]S_{E}}{Ms^{2} + (K_{\omega} + D)s + S_{E}}$$
(5)

由式(3)、式(4)可得输出有功功率增量:

 $\Delta P_{e} = G_{P1}(s)\Delta P_{ref} + G_{\omega 1}(s)(\omega_{g} - \omega_{ref}) \quad (6)$ 且当稳态时,输出功率增量:

$$\Delta P_{e0} =$$

$$\lim_{s \to 0} G_{P_{1}}(s) \Delta P_{ref} 0 + \lim_{s \to 0} G_{\omega 1}(s) (\omega_{g} - \omega_{ref})$$

$$= \Delta P_{ref0} + (K_{\omega} + D) (\omega_{ref} - \omega_{g})$$
(7)

由式(5)画出随着阻尼比增大输出功率响应 bode 图如图 5 所示。



图 5  $G_{\omega 1}(s)$  bode 图

由图 5 可以看出随着阻尼比的增大, G<sub>ωl</sub>(s)的 稳态增益不断增大,即输出有功功率增加,这是传 统 VSG 中的阻尼控制对于下垂控制环节的不利影 响,正如式(6)所示,当输出频率与电网频率存在 差值时有功功率增量与下垂系数与阻尼系数有关。

根据式(4)当虚拟惯性 J 减小或者系统阻尼 D 增大时,系统阻尼比随之增大,图6、图7分别为 D 不变,J 变化与 J 恒定,D 不断增大的输出频率响 应,由此可以看出随着系统阻尼比的不断增大,系 统频率变化速度变慢,这也正是我们所想要看到的, 而由图 4 可知,随着阻尼比的增加输出功率响应速 度变慢,而这也是我们所不希望得到的,因此,较 快的功率响应与较慢的频率变化速度在传统 VSG 控 制策略中无法同时实现。



#### 图7 J恒定、D变化时频率响应

总结上述分析,传统 VSG 控制策略存在一些 控制矛盾,如很难在实现功率振荡抑制的前提下 又有很好的动态响应特性;还有传统阻尼环节对 下垂控制环节存在影响以及无法同时实现较快的 功率响应速度与较缓的频率调节响应,因此提出 一种基于改进阻尼控制的 VSG 控制策略解决上述 控制问题。

# 2 改进 VSG 控制策略

#### 2.1 改进 VSG 控制功频特性

图 8 为基于改进阻尼控制的 VSG 控制策略 框图。



图 8 基于改进阻尼控制的 VSG 控制框图

根据图 8 可以得出功率参考值扰动时输出功率 闭环传递函数:
$$\omega_{n2} = \omega_{n1}, \zeta_2 = \frac{K_{\omega} * K_1 * S_E + K_2 * S_E + K_{\omega}}{2 \sqrt{MS_E}}$$
(9)

其固有频率相同,阻尼比不同,其系统阻尼 *D* 由  $K_{\omega} * K_1 * S_E + K_2 * S_E$ 代替,当  $S_E 与 K_{\omega}$ 固定后, 通过改变  $K_1 \ K_2$ 即可改变系统阻尼比的值,当  $K_2 =$ 0.001 时,随着阻尼比改变,  $G_{P2}(s)$ 的 bode 图如图 9 所示。



图 9 阻尼比改变  $G_{P2}(s)$  bode 图

由图 9 可知,随着阻尼比的增大谐振峰同样得 以抑制,但其带宽随着阻尼比的增大变宽即改进 VSG 在抑制功率振荡的同时有着很好的动态特性, 解决了传统 VSG 在实现功率振荡抑制与快速的动态 响应方面的矛盾。

式(10)是电网频率扰动时改进 VSG 输出功率闭 环传递函数。

$$G_{\omega^{2}}(s) = \frac{MS_{Es} + K_{\omega}S_{E}}{Ms^{2} + (K_{\omega}K_{1}S_{E} + K_{2}S_{E} + K_{\omega})s + S_{E}} \quad (10)$$

同式(7),由式(9)与式(10)可得改进 VSG 控制稳态时输出功率增量:

$$\begin{split} \Delta P_{e0} &= \lim_{s \to 0} G_{P2}(s) \Delta P_{ref0} + \lim_{s \to 0} G_{\omega^2}(s) (\omega_g - \omega_{ref}) = \\ \Delta P_{ref0} + K_{\omega} (\omega_{ref} - \omega_g) \end{split} \tag{11} \\ 电 网 频 率 扰 动 时 G_{\omega^2}(s) bode 图 如 图 10 所 示 \, \end{tabular}$$



图 10 电网频率扰动时  $G_{\omega^2}(s)$  bode 图

由图 10 可知,随着阻尼比的增大谐振峰被抑制,且与图 5 不同的是 G<sub>ω2</sub>(s)的稳态增益并没有随着阻尼比的增大而增大即输出功率没有增加,其结果与式(11)中的结果一致,因此,改进 VSG 控制策略解决了传统 VSG 中阻尼控制对于下垂控制的影响。

当 *K*<sub>1</sub> 固定时,改变 *K*<sub>2</sub> 的值,系统输出功率与输 出频率的阶跃响应如图 11、图 12 所示。



图 11 K<sub>1</sub> 固定时 K<sub>2</sub> 改变,输出功率响应



图 12 K<sub>1</sub> 固定时 K<sub>2</sub> 改变,输出频率响应

当 K<sub>1</sub> 等于 0 与 K<sub>1</sub> 不为 0 时,改变 K<sub>2</sub> 值,系统 输出功率与频率响应如图 13、图 14 所示。



图 14 加入 K<sub>1</sub> 后系统输出频率响应

由上图可见, K<sub>1</sub> 为0时,随着K<sub>2</sub>的增加系统性 能得到优化,并且加入K<sub>1</sub>后,系统输出功率几乎没 有超调响应速度明显加快。

由上述内容可以得出, *K*<sub>1</sub> 与 *K*<sub>2</sub> 的值均不应为0, 通过改变 *K*<sub>1</sub> 与 *K*<sub>2</sub> 调节系统阻尼,选择合适的 *K*<sub>1</sub> 与 *K*<sub>2</sub> 的值便可以改善系统性能。

### 2.2 稳定性研究

由上述分析已知,当 $K_{\omega}$ \* $K_1$ \* $S_E$ + $K_2$ \* $S_E$ =D时两者具有相同特征函数,但是增加了一个零点,因此通过分析稳定裕度来确定系统的稳定性,各自的开环传递函数如式(12)、式(13)所示:

$$G_{ol_{-1}}(s) = \frac{S_E}{Ms^2 + (K_{\omega} + D)s}$$
 (12)

$$G_{ol_{2}}(s) = \frac{(K_{1}K_{\omega}S_{E} + K_{2}S_{E})s + SE}{Ms^{2} + K_{\omega}s}$$
(13)

 $G_{ol_1}(s)$  与  $G_{ol_2}(s)$  的 bode 图分别如图 13、图 14 所示。



图 16  $G_{\text{ol}_2}(s)$  bode 图

由图 15、图 16 可知当阻尼比分别为 0.5、 0.707 和 2 时, 传统 VSG 的稳定裕度分别为 51.8°、65.5°和86.4°, 而受增加一个零点影响的 改进 VSG 的稳定裕度明显增大,分别是 52.5°、 70.3°和99.2°, 可以看出随着阻尼比的增大系统 的稳定性也随之增强。

## 3 仿真实验

为了验证所提控制改进策略的有效性,在仿真 软件中搭建仿真模型,所搭建仿真模型参数如表1 所示。

57 卷

表1 VSG 控制的仿真参数

参数	参数值
交流测负载电阻 $R_{\rm f}/\Omega$	0.05
滤波电感 $L_f$ /mH	4e - 3
滤波电容 C₁∕µF	10e - 6
电网电压 $U_s$ /V	380
电网频率 f/Hz	50
转动惯量J	3
调差系数 K	5000

首先,设置输出功率参考值为 0.15MW,额定 负载为 0.1MW, K<sub>2</sub> = 0.001,然后设置如表 2 中的 场景来验证改进 VSG 控制策略的有效性。

表2 仿真场景

场景一	场景二
在1s 时输出功率参考值由	在1s时电网频率下降0.1
0.15 MW 增加到 0.2 MW 其中	Hz 其中 $K_{1\alpha} < K_{1\beta} < K_{1\eta}$
$K_{1\alpha} < K_{1\beta} < K_{1\eta} \qquad D_1 < D_2 < D_3$	$D_1 < D_2 < D_3$

在仿真模型中分别模拟运行场景一、场景二, 观察两种控制策略,在输出功率参考值与电网频率 变化时,输出功率与输出频率的响应曲线。

(1)输出功率参考值变化时输出功率响应曲线 如图 17 所示,由图 17 可得随着 K<sub>1</sub> 与 D 的增大即阻 尼比增大,都使得功率超调减小,并且采用改进 VSG 控制策略的系统缩短了响应时间,解决了传统 VSG 在抑制功率超调与优化响应速度之间的矛盾, 与之前理论分析一致。



图 17 功率参考值变化时输出功率响应 (2)电网频率变化时输出功率响应曲线如图 18

所示,由图 18 可以看出在传统 VSG 中,随着阻尼 系数的增大虽然功率振荡被抑制,但输出功率却增 大了,而在改进 VSG 中,不仅功率振荡得到抑制, 而且输出功率也没有随着阻尼系数的增大而增加, 说明了改进 VSG 在避免阻尼控制对下垂控制的影响 方面具有优势。



图 18 电网频率变化时输出功率响应

(3)输出功率参考值扰动对于输出频率响应影响的曲线如图 19 所示,可以看到随着阻尼系数的增大频率超调减小,并且频率变化率随之减小,有利于频率稳定性,与之前理论分析一致。



(4)电网频率发生扰动对于输出频率响应的曲 线如图 20 所示,可以看出较大的阻尼系数可以减小 甚至消除频率超调,减缓频率变化速度。



图 20 电网频率变化时输出频率响应

### 4 结 论

本文采用一种基于改进阻尼控制的改进 VSG 控制策略,与传统的 VSG 改进策略相比,本文没有从 单单功率振荡抑制与频率输出特性进行改善,而是 首先经过对 bode 图的分析得出传统 VSG 控制策略存 在的固有控制矛盾,提出基于改进阻尼控制的 VSG 控制策略,通过对传递函数的理论分析,所提策略 可以解决传统 VSG 在输出功率振荡抑制与响应速度 能力之间的矛盾,并且不受下垂控制环节的影响, 使得频率变化速度减慢,提高了系统惯性。最后通 过实验仿真,在两种工况下验证了所提策略的有 效性。

### 参考文献

- Li M, Yu P, Hu W, et al. Phase Feedforward Damping Control Method for Virtual Synchronous Generators [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024(9): 37-38.
- [2] 王素娥,吴永斌,熊连松,等.光伏并网发电系统的虚拟惯量 控制策略[J].高电压技术,2020,46(11):3743-3751.
- [3] Siqi Fu, Yao Sun, Zhangjie Liu, et al, Power Oscillation Suppression in Multi-VSG Grid with Adaptive Virtual Inertia[J]. Electrical Power & Energy Systems, 2022, 135: 107472.
- [4] X Zhou, S Cheng, X Wu, et al, Influence of Photovoltaic Power Plants Based on VSG Technology on Low Frequency Oscillation of Multi-Machine Power Systems[J]. IEEE Transactions on Power Delivery. 2022, 37(6): 5376-5384.
- [5] 彭词,胡丽蕊,张黎明,等. 基于分布式 VSG 的微电网自适应阻尼控制[J]. 电力电子技术, 2023, 57(5): 85-88.
- [6] 丁乐言,柯松,杨军,等.基于自适应控制参数整定的虚拟同步发电机控制策略[J/OL].综合智慧能源:1-10[2023-10-05].http://kns.cnki.net/kcms/detail/41.1461.TK.20230823.0909.002.html.
- [7] 王秀云,刘国钦,梁晓龙,等. 基于改进虚拟同步发电机的预 同步并网控制研究[J]. 东北电力大学学报,2023,43(1): 92-98.
- [8] 陈宇杰,王淳,王青,等.基于角频率偏差补偿的 VSG 有功 控制[J].电网技术,2019,43(9):3432-3439.

# 一种油门杆的高精度随动控制方法

吴 凡<sup>1,2</sup>,王新华<sup>1</sup>

(1. 南京航空航天大学 自动化学院,南京 210000;2. 连云港杰瑞电子有限公司,江苏 连云港 222006)

摘 要:随着无人机的升级换代,对自动驾驶的油门控制精度不断提高,本文设计了一种信号滤波算法和 PID 控制 算法实现无人机油门杆高精度随动的控制方法。本设计采用了 16 位的高精度霍尔传感器,通过 16 位 A/D 转换器采 集传感器信号,选用 4 阶 IIR 滤波器对信号进行滤波,实现了油门杆在任意位置可稳定输出 16 位分辨率的数据,并 通过 RS422 接口发送给上位机。在随动模式下,本设计采用了 PID 控制算法,结合步进电机和多级减速齿轮组配 合,可以实现油门杆的高精度随动,随动精度达到 0.2°,并在某型号无人机上得到了测试验证。 关键词:油门杆; IIR 滤波器; PID 控制; 随动

中图分类号: TP273 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2024)09-0037-04

# A High-precision Servo Control Method for Throttle

WU Fan, WANG Xinhua

(1. Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210000, China;
2. Lianyungang JARI Electronic Company Limited, Lianyungang Jiangsu 222006, China)

Abstract: With the upgrading and replacement of drones, the accuracy of throttle control for autonomous driving is constantly improving. This paper designed a signal filtering algorithm and PID control algorithm to achieve high-precision servo control of drone throttle lever. This design used a 16 bit high-precision Hall sensor, which collected sensor signals through a 16 bit A/D converter. A 4th order IIR filter was used to filter the signal, achieving stable output of 16 bit resolution data at any position of the throttle lever, which was sent to the upper computer through the RS422 interface. In the follow-up mode, this design adopted PID control algorithm, combined with stepper motor and multi-stage reduction gear group, to achieve high-precision follow-up of the throttle lever, with a follow-up accuracy of 0.2 °. It has been tested and verified on a certain model of unmanned aerial vehicle.

Key words: throttle; IIR filter; PID control; follow-up

# 0 引 言

无人机油门杆是一种控制无人机发动机输出功率 的手柄,用于调节无人机的飞行速度和加速度,一般 安装于无人机地面控制站的飞行控制席位。传统的无 人机油门杆,在控制电路设计时使用微控制器直接采 集角度传感器数据,数据抖动严重,造成数据输出的 分辨率较低,只能做到12位分辨率,无法满足新型 无人机的操控精度需求。国内的油门随动研究还在起 步发展阶段,自动驾驶模式下的油门杆随动存在精度 低、可靠性低等缺点,无法满足新型无人机自动驾驶 下的高精度油门随动控制需求<sup>[1-2]</sup>。

为了解决目前油门杆存在的油门数据输出分辨 率低和随动精度低的问题,本文设计了一种油门杆 高精度随动控制方法,通过高精度霍尔传感器将机 械角度转换为模拟信号,经过硬件信号调理与滤波 电路和高精度 A/D 转换器提高油门数据的稳定性, 采用4 阶 IIR 滤波器对信号进行软件滤波,从而将 油门杆的输出分辨率提高到 16 位。本文还设计采用 了 PID 控制算法,结合步进电机和多级减速齿轮组 配合,将油门杆的随动精度提高到 0.2°,满足无人 机的高精度无人驾驶需求。

收稿日期: 2024-04-23

作者简介:吴 凡(1991),男,工程师,硕士研究生,研究方向为人机接口控制技术。 王新华(1977),男,副教授,博士,研究方向为无人飞行器的导航与控制等。

# 1 油门杆总体方案

油门杆主要由手柄转动机构、齿轮组、电机、 驱动器、霍尔传感器、开关、控制电路板等组成, 机械结构如图1所示,油门杆设计方案如图2所示, 随动控制的软件流程如图3所示<sup>[3]</sup>。

在手动模式下,手动/随动切换开关处于手动模 式,微控制器通过继电器将驱动器和电机的28V供 电电源断开,飞行员推动手柄运动机构围绕转动轴 转动,转动轴顶端的霍尔传感器将转动角度信号转 换为模拟电压信号,通过控制电路板上的信号调理 与滤波电路、A/D转换器和微控制器电路等处理后, 将油门量信号通过 RS422 串口信号发送给上位机, 实现了油门量信号的实时上传。

在随动模式下,手动/随动切换开关处于随动 模式,微控制器控制继电器给驱动器和电机接通 28V供电电源,同时给驱动器提供驱动信号,在驱 动器驱动下电机转动,通过三级高精度减速齿轮带 动手柄运动机构转动,再由运动机构轴顶端的霍尔 传感器实时反馈位置信息。微控制器实时采集霍尔 传感器的当前位置和上位机提供的目标位置信息, 通过 PID 控制算法不断调整电机的转动角度与速度 等信息,实现油门杆手柄运动机构的高精度 随动<sup>[4]</sup>。

电机采用两相步进电机,步距角为1.8°,保持 转矩为0.5 Nm,该电机无法直接驱动大尺寸的油门 手柄。为了提高油门杆的随动精度和降低电机的扭 矩负载,在电机与手柄运动机构之间设计了三级高 精度减速齿轮组,三级齿轮组通过6个齿轮的啮合 来传递动力,三级减速齿轮组的齿数比分别为 44:90、32:120、32:120,经过计算,电机与手 柄运动机构的传动比为28.76:1,配合高精度的轴 承减小齿轮传动过程中的间隙与摩擦,提高了齿轮 传动精度和可靠性,满足了油门杆高精度随动的 要求<sup>[58]</sup>。



图 1 油门杆机械结构示意图



图3 软件设计流程示意图

# 2 信号滤波设计

### 2.1 硬件滤波设计

硬件滤波的信号来自于角度传感器,因此在本设计中油门杆角度传感器选用了16位高精度的霍尔传感器,通过该霍尔传感器将油门杆手柄运动机构的90°机械转角转换为0.5 V~4.5 V连续模拟电压信号。

本设计采用运算放大器、电容和叠层铁氧化体 磁珠等进行模拟信号的滤波,如图 4 所示。通过运 算放大器设计了减法运算电路,将霍尔传感器输出的 模拟信号电压由 0.5 V~4.5 V 调理成为 0 V~2.5 V, 并通过电容对信号进行简单的滤波调整。最后模拟 信号通过叠层铁氧化体磁珠,对模拟信号内的高频 噪声和电磁干扰进行抑制滤波,最终达到硬件滤波 的效果。





#### 2.2 软件滤波设计

本设计采用了 IIR (无限脉冲响应)数字滤波器,该滤波器的结构通常基于差分方程或传输函数,它由反馈路径和前馈路径组成,其中反馈路径将输出样本重新注入到滤波器以产生递归部分,而前馈路径则将输入样本直接作为滤波器的输入。 IIR 滤波器与 FIR 滤波器相比, IIR 滤波器具有更高的计算效率、更窄的转换带宽和较小的滤波器阶数,经过分析, IIR 滤波器更适合油门杆油门信号的滤波<sup>[9]</sup>。

由于 IIR 数字滤波器只考虑过去的输出,计算 延迟较小,因此可以实现较高的滤波器阶数。IIR 滤 波器的缺点是可能会发生不稳定性和相位畸变,由 于处理后的数据会再次进行线性划分,作为最终的 位置数据,所以可以忽略数据畸变的影响。

IIR 滤波器由反馈和前馈组成,可以用于滤除或 增强信号的特定频率成分,其输出表示为

$$y(n) = \sum_{i=1}^{N} a_i x(n-i) + \sum_{i=0}^{M} b_k x(n-k) \quad (1)$$

式中, x(n)为输入信号; y(n)为输出信号;  $b_i$ 是前 馈系数;  $a_i$ 为反馈系数。

本文设计了一种4阶直接I型IIR低通滤波器, 采样频率100 Hz(10 ms采集一次),截止频率为10 Hz。该滤波器相较于低阶滤波器,具有更陡峭的滤 波特性,随着阶数的增加,滤波器可以实现更陡峭 的频率选择性,在滤波器的截止频率周围,它可以 更有效地一致或通过特定频率的信号。

利用仿真软件计算出 IIR 滤波系数如式(2) 所示。

$$a_0 = 1.0000$$
f;  $a_1 = -2.3695$ f;  $a_2 = 2.3140$ f;  
 $a_3 = -1.0547$ f;  $a_4 = 0.1874$ f;  
 $b_0 = 0.0048$ f;  $b_1 = 0.0193$ f;  $b_2 = 0.0289$ f;

 $b_3 = 0.0193 f; b_4 = 0.0048 f_0$  (2) 生成的滤波器幅频图和相位图如图 5 所示。



# 3 随动控制设计

PID 控制算法是一种经典的反馈控制算法,它 的主要思想是通过不断调整输出信号来使系统的实际输出接近期望值或者设定值。它基于反馈原理,即根据系统当前的状态和误差信息进行调节,以实现目标控制。PID 算法由比例(P)、积分(I)和微 分(D)三部分组成。比例控制根据当前误差的大小 产生一个输出信号,与误差成正比,它的作用是根 据误差的大小来调整输出信号的幅度,以减小误 差。积分控制将过去一段时间内误差的累计值加到 输出信号上,它的作用是消除稳态误差,并提高系 统的响应速度和稳定性。微分控制根据误差产生的 变化率产生一个输出信号,它的作用是预测未来误 差的趋势并降低系统的超调量。最终的控制信号由 这三个部分的输出信号相加,实现系统的自动 控制。

PID 控制算法因其结构简单、参数调整方便, 具备简单易实现、实时性强、参数可调、适应性强、 应用广泛等优势,在位置随动控制系统中得到广泛 应用<sup>[10]</sup>。其差分方程如式(3)所示。

$$u(n) = K_{p} \left\{ e(n) + \frac{T}{T_{I}} \sum_{i=0}^{n} e(i) + \frac{T_{D}}{T} [e(n) - e(n-1)] \right\} + u_{0}$$
(3)

其中,  $u_p(n) = K_p e(n)$  为比例项;  $u_l(n) = K_p$   $\frac{T}{T_l} \sum_{i=0}^n e(i)$  为积分项;  $u_D(n) = K_p$  $\frac{T_D}{T} [e(n) - e(n-1)]$ 为微分项。

传统的 PID 控制形式为误差的现在、过去和将 来的线性组合,显然这不是最佳的组合方式,对于 一些复杂系统,特别是非线性对象,PID 控制器并 不能得到满意的效果,故可以在非线性范围内寻求 更合适、更有效的组合形式,从而克服和减弱了非 线性因素的影响,提高了控制器的鲁棒性和适 应性。

本文设计将采用一种 PID 形式的非线性组合:

 $u = \beta_1 \operatorname{fal}(e_1, \alpha_1, \delta) + \beta_2 \operatorname{fal}(e_2, \alpha_2, \delta)$  (4) 其中,  $0 < \alpha_1 < 1 < \alpha_2; k_p = \beta_1; k_d = \beta_2; e_1$ 为指令 信号与被控对象位置输出之差;  $e_2$ 为指令信号微分 与被控对象速度输出之差。

为了避免高频振荡现象,将幂函数 | e | ° sgn (e)改造成原点附近具有线性段的连续的幂次函数, 即饱和函数:

$$\operatorname{fal}(e,\alpha,\delta) = \begin{cases} \frac{e}{\delta^{\alpha-1}}, |e| \leq \delta\\ \frac{1}{|e|^{\alpha} \operatorname{sgn}(e), |e| > \delta} \end{cases}$$
(5)

式中, $\delta$ 为线性段的区间长度。

通过仿真软件,对被控对象进行非线性组合的 PID 形式模拟仿真,仿真结果如图 6 所示。如果采用 线性 PID 控制, *k*<sub>p</sub>和 *k*<sub>d</sub>不变,仿真结果如图 7 所示。



图 6 非线性 PID 控制阶跃响应



通过仿真结果可以看出:常规的线性 PID 控制 位置追踪过冲量较大,在控制系统的起动、转向过 程中,容易引起系统的抖动,采用改进后的非线性 PID 控制,在快速响应的同时,位置追踪的过冲量 很小,位置曲线能够逐渐逼近目标曲线。

## 4 性能测试

将油门杆连接至上位机,通过上位机的油门杆 专用测试软件进行测试,油门杆的油门量数据输出 稳定,可在0~65535之间平滑稳定输出,满足16 位分辨率的要求。

将油门杆切换到随动模式,在油门杆专用测试 软件内设置油门杆的随动目标曲线,同时采集油门 杆的实时位置数据进行误差分析。分别对 PID 算法 改进前和改进后的油门杆进行随动测试,测试结果 曲线分别如图 8 和图 9 所示。

测试结果表明,采用常规 PID 控制算法的油门 杆由于数据响应较慢,跟随曲线呈锯齿状,响应效 果较差。采用改进后 PID 控制算法的油门杆在随动 模式下油门跟随曲线平滑,随动效果较好,满足了 无人机的高精度油门随动控制要求。



# 交流励磁脉冲电压占空比对双馈型变速抽蓄电机 转子绕组放电特性影响研究

**孙士涛<sup>1</sup>**, 雷 雨<sup>1</sup>, 郝国文<sup>2</sup>, 卢 毅<sup>1</sup>, 刘金栋<sup>3</sup>, 宋兆新<sup>3</sup>, 张 杰<sup>1</sup> (1. 华北电力科学研究院有限责任公司, 北京 100045; 2. 国网新源集团(控股)有限公司, 北京 100052; 3. 河北丰宁抽水蓄能有限公司, 河北 承德 068350)

摘 要: 双馈型变速抽水蓄能电机是新型电力系统中极为重要的组成部分,其采用交流励磁低频 PWM 脉冲电压供电,其中占空比作为 PWM 技术的重要参数,对电机绝缘产生一定的影响,研究方波占空比对变速抽水蓄能电机转子绕组放电特性的影响规律,有利于变速抽水蓄能机组的绝缘性能评估。以某变速抽水蓄能机组为研究对象,建立转子绕组有限元模型,基于有限元仿真平台仿真并分析了不同方波占空比下转子绕组绝缘薄弱区域的电场电势特性,并搭建3 kV 转子绕组局部放电试验平台,分析了不同占空比方波电压作用下绕组局部放电特性。
 关键词: 变速抽水蓄能;占空比;转子绕组;局部放电
 中图分类号: TM303 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2024)09-0041-06

# Study on Effect of AC Excitation Pulse Voltage Duty Cycle on Discharge Characteristics of Rotor Windings of Doubly-fed Variable Speed Pumped Storage Motor

SUN Shitao<sup>1</sup>, LEI Yu<sup>1</sup>, HAO Guowen<sup>2</sup>, LU Yi<sup>1</sup>, LIU Jindong<sup>3</sup>, SONG Zhaoxin<sup>3</sup>, ZHANG Jie<sup>1</sup>
(1. North China Electric Power Research Institute Co., LTD., Beijing 100045, China;
2. State Grid Xinyuan Company LTD., Beijing 100052, China;

3. Hebei Fengning Pumped Storage Co., LTD., Chende Hebei 068350, China)

**Abstract**: Doubly-fed variable-speed pumped storage motor is a very important part of the new power system, which is powered by AC excitation and low-frequency PWM pulse voltage, in which the duty cycle, as an important parameter of the PWM technology, has a certain impact on the insulation of the motor, and the study of the square-wave duty cycle impact on the discharge characteristics of the rotor winding of the variable-speed pumped storage motor is conducive to the evaluation of the insulation of the variable-speed pumped storage unit. Taking a variable-speed pumped storage unit as the research object, a finite element model of the rotor winding was established, and the electric field potential characteristics of the rotor winding insulation weak area under different square wave duty cycles were simulated and analyzed based on the COMSOL finite element simulation platform, and a 3 kV rotor winding partial discharge test platform was set up to analyze the partial discharge characteristics of the rotor winding wave voltages with different duty cycles.

Key words: variable speed pumped storage; duty cycle; rotor winding; partial discharge

# 0 引 言

随着双碳目标的提出,可再生能源及绿色能源 在我国能源体系中所占的比重逐年增大,在这种大 背景下,电网稳定性及供电质量面临严峻的挑战<sup>[1]</sup>。 目前,变速抽水蓄能机组逐渐成为新型电力系统调 节中的关键设备,相较于传统的定速抽水蓄能机组, 其具备可实现系统快速同步、提高机组运行稳定性 等优势<sup>[2]</sup>。

变速抽水蓄能机组中的核心设备是双馈型变速

收稿日期: 2024-03-22

作者简介:孙士涛(1989),男,硕士,高级工程师,研究方向为变速抽水蓄能电机绝缘。

抽蓄电机,区别于传统的交流电机,变速抽水蓄能 用双馈型电机采用交流励磁低频 PWM 脉冲电压供 电,基于脉宽调制技术,由变流器向转子输出幅值 及占空比可调的三相电压<sup>[34]</sup>。同时,双馈型变速抽 水蓄能电机运行工况复杂,其绝缘系统受到电应力、 热应力、机械应力和环境应力的综合作用而发生劣 化,且由于机组蓄能/发电状态切换的影响,进一步 导致设备绝缘性能减弱甚至失效<sup>[54]</sup>。

现有研究指出,脉宽调制电压参数(电压幅值、 占空比、频率、脉冲上时间等)均对电机转子绕组绝 缘产生不利影响。王鹏等学者搭建了占空比可调的 重复脉冲耐电晕寿命测试系统,结果表明在50%占 空比条件下,耐电晕寿命相较于5%占空比条件下, 减少了20%的时间[7]。郭厚霖等学者通过对双绞线 施加不同电压波形,研究了方波电压极性及占空比 (0.01%~70%)对I型变频电机匝间绝缘起始放电 电压的影响规律,分析表明随着电压占空比的增加, 单极性下起始放电电压值逐渐升高,双极性下变化 较小,同时呈现先增加后减小的趋势<sup>[8]</sup>。刘剑等学 者基于仿真软件对大型水轮发电机定子绕组端部电 场分布特性进行了相关研究,发现电机绕组"R"角 处是其绝缘薄弱位置[9-10]。张宇等学者仿真分析了 汽轮发电机转子匝间短路时的电磁特性以及力学特 性<sup>[11]</sup>。然而,当前研究多以简化电机模型模拟转子 绕组端部的不均匀电场,难以完全复现变速抽水蓄 能机组的实际工况,而且现有研究缺少低频方波电 压占空比等参数对转子绕组端部局部放电特性的影 响规律及机理分析。因此,为提高变速抽水蓄能机 组运行的可靠性及安全性,提升机组绝缘评估的准 确性及有效性,研究低频方波电压作用下,电压占 空比对双馈型变速抽水蓄能电机转子绕组放电特性 的影响具有重要意义。

本研究首先搭建双馈型变速抽水蓄能电机转子 绕组仿真模型,分析不同占空比方波作用下转子绕 组端部电场电势分布规律;并通过3.3 kV 额定电压 等级下的转子绕组局部放电试验平台分析不同占空 比下的局部放电次数、放电量和放电幅值,分析方 波电压占空比对转子绕组局部放电的影响规律,为 双馈型变速抽水蓄能机组的现场检修、绝缘评估、 寿命预测以及结构设计提供科学依据及理论支撑。

# 1 转子绕组仿真模型

### 1.1 转子绕组模型结构

本文以某变速抽蓄机组发电电动机 3 kV 额定电

压等级转子绕组为研究对象,采用有限元方法对变 速抽水蓄能电机在不同占空比方波电压作用下的电 场电势进行分析。

图 1 为基于 COMSOL 建立的变速抽水蓄能电机转 子绕组三维物理模型。转子绕组仿真模型主要包括主 绝缘、低阻防晕层、中阻防晕层、高阻防晕层和铜排 导体。区别于常规机组,其绕组渐开线部位均按低阻 防晕层处理,而常规线棒仅在出槽口很短的距离采用 低阻防晕层。绕组模型详细参数如表 1 所示。



#### 1.2 电场控制方程

变速抽水蓄能电机运行过程受时变电场的控制, 对于时变电场和电流,当磁效应可忽略时,可将电 流守恒方程式(1)与高斯定律式(2)结合,可得恒流 方程式(3):

$$\nabla \cdot J + \frac{\partial \rho}{\partial t} = 0$$
 (1)

$$\nabla \cdot D = \rho \tag{2}$$

$$\nabla \cdot J + \frac{\partial \nabla \cdot D}{\partial t} = 0 \tag{3}$$

假设物理场的变化足够平滑,则公式(3)可以 重新组合为

$$\nabla \cdot \left(J + \frac{\partial \cdot D}{\partial t}\right) = 0$$
 (4)

总电流包括位移电流,其表达式为

$$J_{\rm tot} = J + \frac{\partial \cdot \mathbf{D}}{\partial t} \tag{5}$$

引入线性材料的本构关系,可得式(6)和式 (7),进而代入公式(4)可得式(8):

$$D = \varepsilon_0 \varepsilon_r E \tag{6}$$

$$\int -\partial (\varepsilon_0 \varepsilon_r E)$$
 (2)

$$\nabla \cdot \left(\sigma E + \frac{\partial \left(\partial_{0} e_{r}^{-1}\right)}{\partial t}\right) = 0 \tag{8}$$

然后结合电势方程:

$$-\nabla V = E \tag{9}$$

单位:Ω・m

最终可得:

9期

$$-\nabla \cdot \left(\sigma \nabla \mathbf{V} + \frac{\partial (\varepsilon_0 \varepsilon_r \nabla \mathbf{V})}{\partial t}\right) = 0 \qquad (10)$$

式中, J 为电流密度, D 为电位移矢量, E 为电场强度,  $\sigma$  为电导率,  $\eta$  为相对介电常数,  $J_{tot}$  为总电流密度, V 为电势。

### 1.3 材料参数设置

双馈型变速抽水蓄能转子绕组仿真模型选用铜 排导体,主绝缘材料采用环氧粉末云母玻璃复合材 料,末端的防晕层材料由不同电阻率的多晶硅半导 体材料构成。材料详细参数如表2所示。

表 2 转子绕组关键绝缘参数

材料参数	电阻率
低阻防晕层	200
高阻防晕层	$1 x 10^{7}$
主绝缘	$1 \times 10^{14}$
空气域	$1 \times 10^{15}$

研究表明,设置低阻防晕层接地与铁心接地的 仿真结果十分接近<sup>[12]</sup>,为了简化仿真模型,本文以 低阻防晕层接地替代铁芯接地。

# 2 转子绕组端部电场电势分布

仿真采用接近双馈型变速抽水蓄能机组运行频 率的双极性低频方波电压进行测试,分析比对 20% ~50%占空比的5 Hz 方波电压作用结果,研究占空 比对转子绕组端部电场电势的影响,进而分析绕组 绝缘材料的电应力受力情况,为双馈型变速抽水蓄 能机组运行模式设置、转子绕组绝缘结构设计等提 供一定的理论支撑。

### 2.1 不同占空比下的绕组端部电场分布

图 2 及图 3 所示为转子绕组端部电场仿真空间 分布结果及二维分布比对结果,随着方波电压占空 比的增加,绕组端部出槽"R"角处表面电场呈增加 趋势。



图 3 不同占空比绕组端部电场分布对比

以上升沿时刻为观测点,电压持续负极性时, 绕组绝缘材料表面的正极性极化电荷不断被注入负 极性电荷耗散;极性反转时刻,铜导体注入大量正 极性电荷,并在绝缘材料表面产生负极性极化电荷, 此时,绝缘材料表面残余的正极性电荷与产生的负 极性电荷相互作用,形成表面电场。且随着方波占 空比的增加,同一周期内正极性电压作用时间增大, 绝缘材料表面的残余正电荷越多,正负电荷作用效 果越强,导致表面电场越大。

### 2.2 不同占空比下的绕组端部电势分布

图 4 及图 5 所示为转子绕组端部电势仿真空间 分布结果及二维分布比对结果,随着方波电压占空 比的增加,绕组端部出槽"R"角处表面电势呈降低 趋势,即转子绕组表面与铜导体之间的电压差随之 增大。



图 5 不同占空比绕组端部电势分布对比

随着方波电压占空比的增加,绕组绝缘材料表 面及内部残余正电荷越多,电压极性反转时刻,正 负电荷相互作用,导致绝缘材料内部分压增大,表 面电势呈现降低趋势。

# 3 转子绕组端部局部放电特性

### 3.1 局部放电测量平台

局部放电测量平台主要包括 Agilent 33500B 型任 意波形发生器、Trek Model 50/12 型高压功率放大 器、Tektronix P6015A 型高压探头、YOKOGAWA DL6154 型数字示波器、特高频局部放电传感器、无 感保护电阻以及计算机,如图6所示。



### 图 6 局部放电测量平台

外加电压波形由任意波形发生器搭配功率放大器产生,其可对带宽内任意信号的幅值放大 5000倍,电压输出范围是 0~50 kV,频率输出范围是 DC~1.4 kHz,放大器输入阻抗为 25 kΩ,主要用于产生频率低于 1 kHz 的电压。采用衰减倍数为 1000:1的 Tektronix P6015A 高压探头实时测量外 施电压变化。同时,为了获得较高的放电脉冲分辨率,采用的数字示波器型号为 YOKOGAWA DL6154,其最高采样率为 10 GS/s,采样带宽可达 1.5 GHz。

外加方波电压参数如表3所示。

表3 外加方波电压参数

正极性持续时间/ms	占空比
20	10%
40	20%
60	30%
80	40%
100	50%

### 3.2 试品试样

试验试品及接线如图 7 所示,试品为某线圈公司生产的 3.3 kV 电压等级转子线棒,线棒总长 500 mm,中间长直线段长度为 300 mm。线棒主绝缘材料主要为环氧粉云母玻璃,外部防晕层为半导体材料。



#### 图 7 试验试品及接线图

本文针对低频及工频电压下转子绕组端部局 部放电测量试验。向绕组铜导体施加高压,两侧 线棒长直线段模拟接地,长直线段包裹锡箔纸使 得接地更加均匀。为加快转子绕组端部局部放电 的发生,试验电压设置为高于额定电压的4 kV, 同时为保证统计样本数量的一致,电压施加时间 为10 分钟。

#### 3.3 局放测试结果与分析

本文分析了不同占空比的方波电压作用下转子 绕组主绝缘材料局部放电情况,分别于放电次数、 放电量、平均放电幅值、最大放电幅值以及起始放 电电压五个角度进行放电参量统计。图8(a)和图8 (b)分别为不同占空比方波作用下放电次数与放电 量的统计结果,从图中可以看出,当施加相同时间 方波电压后,随着电压占空比的增加,转子绕组端 部主绝缘的放电次数及放电量均呈现增加趋势,总 放电次数最多为21次,总放电量最大为553 mV。 图8(c)和图8(d)分别为不同占空比方波作用下平 均放电幅值与最大放电幅值的统计结果,可见占空 比对平均放电幅值的影响较小,且随着方波电压占



图 8 局部放电结果统计

图 9 所示为电机绕组在不同占空比方波作用 下的起始放电电压波形图,其中通道 1 为输入电 压波形,通道 2 为特高频传感器测得放电信号波 形。结果表明,随着方波占空比的增大,起始放 电电压呈降低趋势,10%~50%占空比对应的起 始放电电压值分别为 6.75 kV、6.2 kV、5.75 kV、 5 kV、3.25 kV,放位置集中于方波上升沿及下降 沿处。





正极性电压作用时间的增加,负极性极化电荷不断 被注入正电荷耗散,使得绝缘材料表面负极性电荷 呈下降趋势;当极性反转由正极性电压变为负极性 电压时,负极性电荷注入,在防晕层绝缘材料产生 大量正极性极化电荷,正负电荷相互作用形成巨大 的电场,绝缘材料在电场力的不断冲击下进而发生 局部放电。以方波电压上升沿处为切入点,随着电 压占空比的增加,同一周期内负极性电压作用时间 的减少,铜导体注入的负电荷减少,绝缘材料内部 负极性空间电荷累积越少,导致表面层正极性电荷 耗散较少,最终残余更多的正极性电荷。残余更多 的正极性电荷与负极化电荷相互作用,形成更强的 电场,最终导致放电次数、放电量更多,且更容易 发生幅值较大的单次局部放电。

# 4 结 语

通过分析不同占空比的低频方波电压作用下, 双馈型变速抽水蓄能电机转子绕组电场电势分布特 性及局部放电参量统计,可以得出:随着方波占空 比的增加,转子绕组端部绝缘材料表明电场模值呈 增加趋势,且绝缘材料内部承受的电压差更大,发 生局部放电的概率更大;试验结果表明,随着方波 电压占空比的增加,绝缘材料表面及内部正负电荷 作用更加剧烈,使得转子绕组放电次数及放电量均 增大。

## 参考文献

[1] 金丽娜.新型电力系统稳定性问题探讨 [J].科技创新与应用,2022,12(32):146-149.

- [2] 孙玉田. 变速抽水蓄能发电电动机的开发意义 [J]. 大电机技术, 2022(03): 5-6.
- [3] Sivakumar N, Das D, Padhy N P. Variable Speed Operation of Reversible Pump-turbines at Kadamparai Pumped Storage Plant-A case Study [J]. Energy Conversion and Management, 2014, 78: 96-104.
- Sharifi E, Fink H. Slot Corona Protection Systems for Medium Voltage Rotor Windings Subjected to PWM Voltage in Doubly Fed Induction Generators [C]. Electrical Insulation Conference (EIC).
   IEEE, 2014: 378-381.
- [5] Cavallini A. Reliability of Low Voltage Inverter-fed Motors: What Have we Learned, Perspectives, Open Points [C]. International Symposium on Electrical Insulating Materials, 2017(1): 13-22.
- [6] Jarrar I M, Cherney E A, Jayaram S H. Ageing and the Life Curve of Type II Turn-to-Turn Insulation Under Repetitive Impulse Energization: Effect of Switching Frequency [C]. Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena (CEIDP). IEEE, 2021: 117-120.
- [7] 王鹏,陈波,徐洪英,等.重复脉冲占空比对变频电机匝间绝缘耐电晕寿命影响研究[J].绝缘材料,2020,53(1):64-69.
- [8] 郭厚霖,王鹏,罗英露,等.重复脉冲极性及占空比对变频电机绝缘局部放电起始电压的影响研究[J].电工电能新技术, 2022,41(07):38-48.
- [9] 刘剑,汪江昆,徐晖,等.大型水轮发电机定子绕组端部电场 分布特性研究[J].大电机技术,2021,(05): 8-14.
- [10] 张跃,梁智,周进,等.大型水轮发电机定子绕组端部电场分布仿真及试验研究[J].大电机技术,2019,(02):9-13.
- [11] 张宇, 张子健, 吕文杰, 等. 汽轮发电机转子匝间短路多物理 场耦合分析 [J]. 微电机, 2022, 55(05): 1-6.
- [12] Staubach C, Hildinger T, Staubach A. Comprehensive Electrical and Thermal Analysis of the Stress Grading System of a Large Hydro Generator [J]. IEEE Electrical Insulation Magazine, 2018, 34 (01): 37-49.

S.	3030303		
S2 S.			邮发代号: 52-92
2323		《微电机》(月刊)	订价:8元/期
2828	人年 13	- 期 法老司到来协业日行词 * 利金司处计 重购	年价:96元/年
2323	<b>王平</b> 12	初,以有可到当地即问每阅,本门小可破日、令购。	编辑部邮购(含快递费): 300 元/年
2525	欢议	迎投稿!欢迎订阅!欢迎刊登广告!	
2525	国内刊·	号: CN61 - 1126/TM	国际刊号: ISSN 1001-6848
2525	邮	箱:micromotors @ vip. sina. com	2
25252	地:	<b>址:</b> 高新区上林苑四路36号(710117)	电话: 029-84276641

# 两段式 Halbach 阵列永磁电机气隙磁场对比分析

李玉凯<sup>1</sup>,孟 军<sup>2</sup>,鲁植元<sup>2</sup>,吴影生<sup>1</sup>

(1. 中国电子科技集团公司 第三十八研究所, 合肥 230088;

2. 中国人民解放军 63898 部队,河南 济源 459000)

摘 要:针对目前每极 2 段式 Halbach 阵列分类不明确、缺少磁场性能对比分析、设计困难等问题,本文将常用的每极 2 段式 Halbach 阵列分为标准型、径向型和简化型,并对三种 Halbach 阵列的气隙磁场性能进行研究。以 Halbach 阵列内转子永磁电机为研究对象,建立三种 Halbach 阵列的气隙磁场解析计算模型。在解析计算的基础上,对比分析了设计参数对三种 Halbach 阵列永磁电机气隙磁密的影响。研究结果表明,对于确定尺寸的三种 Halbach 阵列,都存在最优的主磁极占比和极对数;从基波幅值和正弦畸变率的角度来评价,标准型 Halbach 的性能要优于其他两种类型的 Halbach 阵列;三种 Halbach 阵列的最优基波幅值都随着永磁体厚度比的增大而持续减小。
 关键词:两段式 Halbach 阵列;气隙磁场;解析计算模型;对比分析
 中图分类号:TM351 文献标志码:A 文章编号:1001-6848(2024)09-0047-09

# Comparative Analysis of the Air Gap Magnetic Field of 2-segment Halbach Array Permanent-magnet Motors

LI Yukai, MENG Jun, LU Zhiyuan, WU Yingsheng

(1. No. 38 Research Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Hefei 230028, China;
 2. 63898 Unit of the PLA, Jiyuan Henan 459000, China)

**Abstract**: Aiming at the problems of unclear classification of 2-segment Halbach array PMs, lack of comparative analysis of magnetic field performance, and difficulty in designing, this paper divided the commonly used 2-segment Halbach arrays into standard, radial, and simplified types, the analysis and research on the magnetic field of the three types of Halbach arrays were carried out. Taking the Halbach array inner rotor permanent magnet motor as the research object, the analytical calculation model for the air-gap magnetic field of the three types of 2-segment Halbach array were established respectively. Based on the analytical calculation, the influence analysis of the design parameters on the air-gap magnetic field of three types of Halbach arrays was analyzed and compared. It is found that for the three types of Halbach arrays with certain size, there are optimal ratio of main magnetic pole and pole pairs, evaluated from the perspective of fundamental amplitude and total harmonic distortion, the performance of the standard Halbach is better than that of the other two types of Halbach arrays, the optimal fundamental amplitude of the three types of Halbach arrays continues to decrease with the increase of permanent magnet thickness ratio.

**Key words**: 2-segment Halbach array; air-gap magnetic field; analytical calculation models; comparative analysis

# 0 引 言

Halbach 阵列具有单边聚磁性和磁场分布正弦性的特点。随着稀土永磁材料性能不断提高,Halbach 阵列 在 磁 性 联 轴 器<sup>[12]</sup>、磁 齿 轮<sup>[34]</sup>、磁 悬 浮 装置<sup>[56]</sup>、高性能永磁电机<sup>[7]</sup>、特殊用途电机<sup>[8]</sup>等领域

被广泛应用。

每极两段式 Halbach 阵列(简称两段式 Halbach 阵 列)有利于产生正弦反电势、削减齿槽转矩和减小转 矩波动,同时具有结构简单、加工和安装成本低、易 于工程实现等优势,在永磁电机上被广泛应用。文献 [9]基于某型空间环境永磁同步电机,开展了 Halbach

收稿日期: 2024-04-02

作者简介:李玉凯(1992),男,博士,工程师,研究方向为永磁电机设计、伺服控制、机电传动等。

阵列分段数影响综合分析,研究发现从可靠性、工艺 性的角度出发,两段式 Halbach 阵列更有优势。文献 [10] 通过仿真研究对比分析了主磁极平行充磁和主磁 极径向充磁的两段式 Halbach 阵列,发现主磁极平行 充磁 Halbach 结构电机的电磁性能最佳。文献[11]将 两段式 Halbach 阵列应用于永磁游标电机,发挥 Halbach 阵列的聚磁效应,提高电机永磁体利用率和电磁 转矩性能。文献[12]设计了一台航空飞行器用高速大 功率永磁同步电机,利用两段式 Halbach 阵列来优化 电机气隙磁密,发现使用平行磁化的方式可以较为显 著地抑制永磁体退磁和减小损耗。文献[13]给出了两 段式 Halbach 阵列和三段式 Halbach 阵列的解析计算 模型,并开展与普通径向充磁和平行充磁电机的对比 研究,发现两段式 Halbach 阵列与三段式 Halbach 阵 列具有基本相同的转矩优势。此外,对于两段式 Halbach 阵列的解析计算和性能分析,是偏心磁极 Halbach 阵列、双层 Halbach 阵列等新型 Halbach 阵列研 究的基础<sup>[14-16]</sup>。

已有关于两段式 Halbach 阵列的研究多集中于一种或者两种类型的两段式 Halbach 阵列电机与普通永 磁电机的对比分析,缺少对两段式 Halbach 阵列的系统分类和对比分析,无法为两段式 Halbach 阵列永磁 电机的设计提供选型指引。本文将对两段式 Halbach 阵列进行系统分类和对比研究,借助于剩余磁场强度 分解的方法,建立标准平行充磁 Halbach 阵列、非标准的主磁极径向充磁型 Halbach 阵列和简化型 Halbach 阵列的气隙磁密计算模型,并利用解析方法对三种两段式 Halbach 阵列进行对比研究。

# 两段式 Halbach 阵列永磁电机气隙 磁场解析计算

### 1.1 气隙磁场数学模型

图1是两段式 Halbach 阵列永磁电机气隙磁场的 解析区域。模型求解区域分为三部分,位于中间的 求解域 II 为 Halbach 阵列。 $R_{ii}$ 和 $R_{ro}$ 分别为模型区域 的内、外半径, $R_{mi}$ 和 $R_{mo}$ 分别为 Halbach 阵列永磁 体的内、外半径。 $W_m$ 为主磁极的角度, $W_p$ 为磁距 角。剩余磁化强度  $\vec{M}$ 是描述磁性材料被磁化程度的 一个重要物理量,表示单位体积磁性材料内各磁畴 磁矩的矢量和,单位为 A/m。为方便计算,在极坐 标系下进行二维电磁场计算,将剩余磁化强度  $\vec{M}$  沿 径向和切向分解,如式(1)所示。

$$\vec{M} = M_r \vec{r} + M_\theta \vec{\theta} \tag{1}$$

式中,  $\vec{r}$  和  $\vec{\theta}$  分别为极坐标系的径向单位矢量和极角 单位矢量,  $M_r$  表示永磁体剩余磁化强度的径向分量,  $M_{\theta}$  表示永磁体剩余磁化强度的切向分量。

对于内转子电机,求解域 I 是空气,求解域 Ⅱ 是向外聚磁的 Halbach 阵列,求解域 Ⅲ 是铁磁材 料, $R_{mi} = R_{ri}$ 。对于外转子电机,求解域 Ⅱ 是铁磁 材料,求解域 Ⅱ 是向内聚磁的 Halbach 阵列,求解 域 Ⅲ 是空气, $R_{mo} = R_{ro}$ 。





### 1.2 气隙磁场解析计算

为方便数学建模,假设:(1)永磁体磁导率相 同且各向同性;(2)永磁体去磁曲线为直线,相对 磁导率为1;(3)铁磁材料的相对磁导率 u,为无穷 大;(4)忽略端部效应和定子槽口的影响,电机气 隙等效为二维为理想气隙。通过建立不同求解区域 的偏微分方程,结合边界条件进行求解,可以获得 电机性能与设计参数之间关系的直观表达式,这是 求解气隙磁场分布的一种常用方法。对于理想气隙 磁场,不考虑齿槽影响和电枢反应,所有求解域中 的磁场都是无旋场,可以采用标量磁位方程来描述。 空载条件下,根据磁场的对称性,可以得到三个求 解域中标量磁位 φ 为<sup>[17-19]</sup>

$$\varphi_{1}(r,\theta) = \sum_{n} (A_{1n}r^{np} + B_{1n}r^{-np})\cos(np\theta) \quad (2)$$

$$\varphi_{2}(r,\theta) = \sum_{n} (A_{2n}r^{np} + B_{2n}r^{-np})\cos(np\theta) - \sum_{n} \frac{1}{\mu_{r}} \frac{M_{rn} + npM_{\theta n}}{(np)^{2} - 1} r\cos(np\theta) \quad (3)$$

$$\varphi_{3}(r,\theta) = \sum_{n} (A_{3n}r^{np} + B_{3n}r^{-np})\cos(np\theta) \quad (4)$$

通常研究者最关心的都是电机气隙磁密的径向 分量  $B_r(r,\theta)$  和切向分量  $B_{\theta}(r,\theta)$  的表达式为

$$B_r(r,\theta) = \sum_n G_1(n) \times f_{m1} \times \cos(np\theta) \quad (5)$$

$$B_{\theta}(r,\theta) = \sum_{n} G_{1}(n) \times f_{\theta n 1} \times \sin(np\theta) \quad (6)$$

其中,

$$G_{1}(n) = \frac{\mu_{0}np\left\{\frac{M_{m}-M_{\theta n}}{np+1} - \frac{M_{m}+M_{\theta n}}{np-1}\left(\frac{R_{mi}}{R_{mo}}\right)^{2np} + \frac{2\left(M_{m}+npM_{\theta n}\right)}{(np)^{2}-1}\left(\frac{R_{mi}}{R_{mo}}\right)^{np+1}\right\}}{\left\{\left[\left(\mu_{r}+1\right)\left(\frac{R_{mi}}{R_{ro}}\right)^{2np} - \left(\mu_{r}-1\right)\left(\frac{R_{mi}}{R_{mo}}\right)^{2np}\right] - \left[\left(\mu_{r}+1\right) - \left(\mu_{r}-1\right)\left(\frac{R_{mo}}{R_{ro}}\right)^{2np}\right]\right\}}\right\}}$$

$$f_{m1} = -\left(\frac{r}{R_{ro}}\right)^{np-1}\left(\frac{R_{mo}}{R_{ro}}\right)^{np+1} - \left(\frac{R_{mo}}{r}\right)^{np+1}$$

$$(8)$$

$$f_{\theta n1} = \left(\frac{r}{R_{ro}}\right)^{np-1} \left(\frac{R_{mo}}{R_{ro}}\right)^{np+1} - \left(\frac{R_{mo}}{r}\right)^{np+1}$$
(9)

式中,  $M_m$ 、 $M_{\theta_n}$ 分别为两段式 Halbach 阵列永磁体的剩余磁化强度径向分量和切向分量的傅里叶级数。对于不同类型和两段式 Halbach 阵列,将其按照主磁极和辅助磁极分解,  $M_m$ 和 $M_{\theta_n}$ 可以分别由主磁极和辅助磁极剩余磁化强度径向分量  $M_{m1}$ 和 $M_{m2}$ 和切向分量的傅里叶级数  $M_{\theta_{n1}}$ 和  $M_{\theta_{n2}}$ 叠加得到:

$$\begin{cases} M_{m} = M_{m1} + M_{m2} \\ M_{\theta n} = M_{\theta n1} + M_{\theta n2} \end{cases}$$
(10)

# 2 三种两段式 Halbach 阵列解析模型

### 2.1 标准型两段式 Halbach 阵列解析模型

标准的两段式 Halbach 阵列的主磁极和辅助磁极 都是平行充磁,称为标准型两段式 Halbach 阵列。以 内转子 Halbach 阵列永磁电机为例,其解析模型如图 2 所示。剩余磁化强度分布如图 3 所示,在一对磁极 下标准型两段式 Halbach 阵列永磁体的剩余磁化强度 径向分量和切向分量的表达方程如式(11)所示。



图 2 标准型两段式 Halbach 阵列



图 3 标准型两段式 Halbach 阵列的剩余磁化强度分布

$$\begin{cases} \begin{cases} M_{r} = M\cos\theta \\ M_{\theta} = -M\sin\theta \end{cases} - \frac{R_{mp}\pi}{2p} \leqslant \theta \leqslant \frac{R_{mp}\pi}{2p} \\ \begin{cases} M_{r} = -M\sin\left(\theta - \frac{\pi}{2p}\right) \\ M_{\theta} = -M\cos\left(\theta - \frac{\pi}{2p}\right) \end{cases} \frac{R_{mp}\pi}{2p} \leqslant \theta \leqslant \left(1 - \frac{R_{mp}}{2}\right)\frac{\pi}{p} \\ \begin{cases} M_{r} = -M\cos\left(\theta - \frac{\pi}{p}\right) \\ M_{\theta} = M\sin\left(\theta - \frac{\pi}{p}\right) \end{cases} \left(1 - \frac{R_{mp}}{2}\right)\frac{\pi}{p} \leqslant \theta \leqslant \left(1 + \frac{R_{mp}}{2}\right)\frac{\pi}{p} \\ \begin{cases} M_{r} = M\sin\left(\theta - \frac{\pi}{2p}\right) \\ M_{\theta} = M\cos\left(\theta - \frac{3\pi}{2p}\right) \\ M_{\theta} = M\cos\left(\theta - \frac{3\pi}{2p}\right) \end{cases} \left(1 + \frac{R_{mp}}{2}\right)\frac{\pi}{p} \leqslant \theta \leqslant \left(2 - \frac{R_{mp}}{2}\right)\frac{\pi}{p} \end{cases}$$

$$(11)$$

### 2.2 径向型两段式 Halbach 阵列解析模型

径向充磁永磁体在永磁电机上被广泛应用,如 果两段式 Halbach 阵列的主磁极段采用径向充磁方 式,能够与径向充磁永磁电机通用永磁体,具有一定的成本优势。作为非标准 Halbach 阵列结构的一种,本文称之为径向型两段式 Halbach 阵列,其解 析模型如图4 所示。

图 4 径向型两段式 Halbach 阵列



图 5 径向型两段式 Halbach 阵列剩余磁化强度分布

$$\begin{cases} \begin{cases} M_r = M \\ M_{\theta} = 0 \end{cases} - \frac{R_{mp}\pi}{2p} \leqslant \theta \leqslant \frac{R_{mp}\pi}{2p} \\ \begin{cases} M_r = -M\sin\left(\theta - \frac{\pi}{2p}\right) \\ M_{\theta} = -M\cos\left(\theta - \frac{\pi}{2p}\right) \end{cases} \frac{R_{mp}\pi}{2p} \leqslant \theta \leqslant \left(1 - \frac{R_{mp}}{2}\right)\frac{\pi}{p} \\ \begin{cases} M_r = -M \\ M_{\theta} = 0 \end{cases} \left(1 - \frac{R_{mp}}{2}\right)\frac{\pi}{p} \leqslant \theta \leqslant \left(1 + \frac{R_{mp}}{2}\right)\frac{\pi}{p} \\ \begin{cases} M_r = M\sin\left(\theta - \frac{3\pi}{2p}\right) \\ M_{\theta} = M\cos\left(\theta - \frac{3\pi}{2p}\right) \end{cases} \left(1 + \frac{R_{mp}}{2}\right)\frac{\pi}{p} \leqslant \theta \leqslant \left(2 - \frac{R_{mp}}{2}\right)\frac{\pi}{p} \end{cases} \end{cases}$$

$$(12)$$

径向型两段式 Halbach 阵列永磁体剩余磁化强 度分布如图 5 所示,在一对磁极下标准型两段式 Halbach 阵列永磁体的剩余剩余磁化强度径向分量和 切向分量的表达方程如式(12)所示。与标准型两段 式 Halbach 阵列相比,径向型两段式 Halbach 阵列永 磁电机气隙磁场解析计算时的区别就在于主磁极的 剩余磁场强度分布。

### 2.3 简化型 Halbach 阵列

为了简化两段式 Halbach 阵列的解析计算过程, 部分已有研究分析了一种简化型的两段式 Halbach 阵列<sup>[18]</sup>,其主磁极采用径向充磁,辅助磁极的充磁 方向始终垂直于半径方向,如图 6 所示。内转子永 磁电机,简化型两段式 Halbach 阵列永磁体剩余磁 化强度分布如图 7 所示,分布方程如式(13)所示。



图 6 简化型两段式 Halbach 阵列



图7 简化型两段式 Halbach 阵列剩余磁化强度分布

$$\begin{cases} M_{r} = M & -\frac{R_{mp}\pi}{2p} \leqslant \theta \leqslant \frac{R_{mp}\pi}{2p} \\ M_{\theta} = 0 & -\frac{R_{mp}\pi}{2p} \leqslant \theta \leqslant \left(1 - \frac{R_{mp}}{2}\right)\frac{\pi}{p} \\ M_{\theta} = -M & \frac{R_{mp}\pi}{2p} \leqslant \theta \leqslant \left(1 - \frac{R_{mp}}{2}\right)\frac{\pi}{p} \\ M_{\theta} = 0 & \left(1 - \frac{R_{mp}}{2}\right)\frac{\pi}{p} \leqslant \theta \leqslant \left(1 + \frac{R_{mp}}{2}\right)\frac{\pi}{p} \\ M_{\theta} = 0 & \left(1 + \frac{R_{mp}}{2}\right)\frac{\pi}{p} \leqslant \theta \leqslant \left(2 - \frac{R_{mp}}{2}\right)\frac{\pi}{p} \end{cases}$$
(13)

将剩余磁化强度的径向分量和切向分量进行傅 里叶变换,得到的傅里叶级数的表达形式,带入解 析表达式中,可以分别得到三种两段式 Halbach 阵 列气隙磁密的解析解。从三种 Halbach 阵列分类的 规则可直观看出,简化型两段式 Halbach 阵列分类的 规则可直观看出,简化型两段式 Halbach 阵列和径 向型 Halbach 阵列的主磁极充磁方向相同。当主磁 极占比较大时,辅助磁极的影响较小,简化型 Halbach 阵列的磁场特性和径向型 Halbach 阵列较为接 近。标准型 Halbach 阵列与径向型 Halbach 阵列的辅 助磁极充磁方向相同。当辅助磁极占比较大时,主 磁极的影响较小,标准型 Halbach 阵列的磁场特性 和径向型 Halbach 阵列较为接近。其中,简化型两 段式 Halbach 阵列的加工需要特殊的永磁体磁化设 备,工程实现的成本较高。 3 三种两段式 Halbach 阵列永磁电机 对比分析

### 3.1 有限元验证

由于电机气隙磁场分布很难直接实验测量,在 电机磁场解析方法的研究中一般通过对比有限元软 件计算结果来评价解析模型的准确性。三种 Halbach 阵列的解析公式采用相同的解析模型和微分方程通 解。简化型两段式 Halbach 阵列和标准型 Halbach 阵 列的解析计算结果在已有研究中已经被验证<sup>[18]</sup>。本 文建立径向型两段式 Halabch 阵列的 10 极永磁电机 气隙磁场有限元仿真模型来验证其解析模型的准确 性。仿真模型主要参数如表 1 所示,有限元模型及 其磁密分布如图 8 所示。

解析法和有限元法计算得到的径向型两段式 Halbach 阵列永磁电机气隙磁密的径向分量和切向分量如 图9所示。可以看出,有限元法和解析法计算结果基 本一致,验证了本文所给解析模型的计算精度。

电机参数	数值
极对数	5
主磁极占比	0. 5
定子半径/mm	39
气隙宽度/mm	3.5
永磁厚度/mm	5. 5
剩余磁感应强度/T	1. 27
相对磁导率	1.1045



图 8 径向型两段式 Halbach 阵列永磁电机有限元模型



### 3.2 气隙磁密对比分析

永磁电机使用 Halbach 阵列的一个重要目的 是获得一个接近标准正弦波的径向气隙磁密分 布,从而获得低铁损、正弦反电动势波形、低电 磁转矩波动等特性。径向气隙磁密特性可以通过 径向气隙磁通密度基波幅值 *B*<sub>ml</sub>和波形正弦畸变 率来评价。定义正弦畸变率(Total Harmonic Distortion, THD)来判断反电势波形与标准正弦波的 接近程度,数值越小说明越接近于理想正弦波。 THD 计算公式为

THD = 
$$\frac{\sqrt{B_{m3}^{2} + B_{m5}^{2} + B_{m7}^{2} + \dots + B_{\infty}^{2}}}{B_{m1}}$$
 (14)

式中,  $B_{mi}(i = 1, 3, 5, 7...)$  为第 i 次谐波的幅值。

利用解析方法能够实现三种 Halbach 阵列磁场 性能的快速计算和对比分析。以主磁极占比为 0.5 的两段式 Halbach 阵列内转子永磁电机模型为例, 标准型、径向型和简化型两段式 Halbach 阵列的径 向气隙磁密分布和切向气隙磁密分布对比如图 10 所 示,可以看出三种两段式 Halbach 阵列气隙磁密分 布存在明显差异。







对三种 Halbach 阵列永磁电机气隙磁密的径向分量进行谐波,如图 11 所示。可以看出,三种两段式 Halbach 阵列的径向气隙磁密中主要包含基波、3 次谐 波、5 次谐波和9 次谐波。不同极对数对应的径向气 隙磁密的 THD 和  $B_{ml}$ 如表2 所列,可以看出,标准型 Halbach 阵列的基波幅值  $B_{ml}$ 和正弦畸变率 THD 优于 径向型 Halbach 阵列和简化型 Halbach 阵列。



图 11 气隙磁密径向分量谐波分析

从两段式 Halbach 阵列永磁电机的气隙磁密解 析计算公式可以看出,两段式 Halbach 阵列永磁电 机的气隙磁场分布主要和电机主要尺寸以及 Halbach 阵列的主磁极占比、极对数、永磁体厚度等参数有 关。利用本文给出的气隙磁密解析计算方法,可以 快速地研究这些参数对三种类型的两段式 Halbach 阵列永磁电机气隙磁场分布的影响。

表 2 气隙磁密径向分量基波幅值 B<sub>ml</sub>和正弦畸变率 THD

参数	标准型	径向型	简化型
$B_{m1}/T$	0. 794	0. 787	0.764
THD	7.695%	8.124%	9.206%

### 3.3 主磁极占比影响分析

令主磁极占比 *R*<sub>mp</sub>从 0.55 增加到 1,间隔 0.05, 其他参数不变,利用解析方法分别计算三种 Halbach 阵列永磁电机径向气隙磁密,部分气隙磁密波形如 图 12 所示。





图 12 主磁极占比 R<sub>mp</sub>对径向气隙磁密影响

为清晰对比三种 Halbach 阵列径向气隙磁密, 对图 12 进行谐波分析,研究主磁极占比 *R*<sub>mp</sub>对三种 Halbach 阵列径向气隙磁密基波幅值 *B*<sub>ml</sub>和正弦畸变 率 THD 的影响,结果见表 3、表 4,变化曲线如图 13 所示。

表 3 不同  $R_{mp}$ 的三种 Halbach 阵列径向气隙磁密  $B_{m1}$ 

	- <b>J</b> * <sup>mp</sup> H <b>J</b> — 11 * <sup>1</sup>		CIN NAZ CLI D ml
主磁极占比	标准型 $B_{ml}/T$	径向型 $B_{\rm ml}/T$	简化型 $B_{ml}/T$
0.5	0. 794	0. 787	0. 764
0.55	0.814	0.804	0. 788
0.6	0. 830	0.818	0.806
0.65	0. 843	0. 827	0.819
0.7	0. 852	0. 832	0. 827
0.75	0. 858	0. 833	0. 831
0.8	0. 859	0. 830	0. 828
0.85	0. 857	0. 822	0. 821
0.9	0.850	0.809	0.809
0.95	0. 839	0. 792	0. 792
表4 不同	司 R <sub>mp</sub> 的三种 Hal	bach <b>阵列径向<sup>生</sup></b>	틳隙磁密 THD
主磁极占比	标准型 $B_{ml}(\%)$	径向型 $B_{ml}(\%)$	简化型 $B_{ml}(\%)$
0.5	7.695	8.124	7.906
0.55	8. 124	9.203	8. 883
0.6	8.979	11. 645	10. 789
0.65	11. 348	14. 565	13.709
0.7	13.907	17.464	16. 785
0.75	16. 295	20.038	19. 570
0.8	18.266	22.034	21.753
0.85	19. 598	23. 181	23.044
0.9	20.055	23.179	23.133

从基波幅值  $B_{ml}$ 和正弦畸变率 THD 的角度来评价,标准型 Halbach 的性能要优于其他两种类型的Halbach 阵列。同样的主磁极占比下,标准型 Halbach 阵列的  $B_{ml}$ 始终大于径向型和简化型 Halbach 阵列的  $B_{ml}$ ,同时标准型 Halbach 阵列的 THD 始终小

21.731

21.725

19.412

0.95

于其他两种 Halbach 阵列的 THD。

从图 13(a)中还可以看出,三种 Halbach 阵列都 有最优  $R_{mp}$ ,但是最优  $R_{mp}$ 值所在的区域不同。对于 标准 Halbach 阵列,最优  $R_{mp}$ 在 0.8 附近,对于其它 两种类型的 Halbach 阵列,最优  $R_{mp}$ 在 0.75 附近。 如图 13(b)所示,获得最优  $B_{ml}$ 时,THD 的值也较 大,并不是期望的最小值, $B_{ml}$ 和 THD 无法保证同 时获得最优值。同时也可以看出,随着  $R_{mp}$ 改变,标 准 Halbach 阵列的  $B_{ml}$ 始终大于其他两种 Halbach 阵 列,同时 THD 值始终小于其他两种 Halbach 阵列, 具有明显优势。随着  $R_{mp}$ 的增大,主磁极径向充磁型 Halbach 阵列与简化型 Halbach 阵列的气隙磁密  $B_{ml}$ 和 THD 值越来越接近,这是因为两种类型 Halbach 阵列的主磁极充磁方式相同。



向气隙磁密  $B_{m1}$ 和 THD

#### 3.4 极对数影响分析

保持永磁体厚度比不变,当极对数分别为2、 3、4、5、6时利用解析方法计算三种两段式 Halbach 阵列的 $B_{ml}$ 最大时对应的 $R_{mp}$ 和 THD,分别如图 14所示。可以看出,标准型 Halbach 阵列的最优 $B_{ml}$ 随着极对数的增加先增大后减小。径向型和简化型 Halbach 阵列的最优 $B_{ml}$ 随着极对数的增加持续减小。 且,相同极对数下,标准型 Halbach 阵列的最大 $B_{ml}$ 始终大于另外两种类型的 Halbach 阵列。对于三种 Halbach 阵列,取最优 $B_{ml}$ 对应的 $R_{mp}$ 随着极对数的 增加不断减小,且标准型 Halbach 阵列的最优 $R_{mp}$ 始 终大于简化型 Halbach 阵列大于径向型 Halbach 阵 列。随着极对数的增加,最优 $R_{mp}$ 对应的 THD 不断 减小。



图 14 极对数 *p* 对三种 Halbach 阵列径向气隙磁密 最优 *B*<sub>ml</sub>的影响,及其对应的 *R*<sub>mp</sub>和 THD

### 3.5 永磁体厚度影响分析

从 Halbach 阵列的气隙磁密的解析计算公式可

以看出,当气隙磁密  $R_{mo}$ 、 $R_{mi}$ 、 $R_{o}$ 等比例放大或者 缩小时,即气隙长度等比例变化、永磁体厚度比  $R_{mo}/R_{mi}$ 不变时,气隙磁密解析计算结果不变。在设 计 Halbach 阵列永磁电机时,大多情况下气隙长度 已经确定,在此时永磁体厚度比是 Halbach 阵列气 隙磁密的一个重要影响因素。以极对数 p = 5的 Halbach 阵列为例,保持气隙长度不变,分析不同的永 磁体厚度比  $R_{mo}/R_{mi}$ 对三种 Halbach 阵列的最优  $B_{ml}$ 及其对应的  $R_{mp}$ 和 THD 的影响,计算结果如图 15 所示。

三种类型的 Halbach 阵列的最优 B<sub>ml</sub> 的值都随着 永磁体厚度比的增大而持续减小,其中标准型 Halbach 阵列的最优 B<sub>ml</sub> 始终大于主磁极径向充磁型 Halbach 阵列大于简化型 Halbach 阵列,但是随着永 磁体厚度比的增大,三者的值越来越接近。

三种类型的 Halbach 阵列的最优 *R*<sub>mp</sub>的值都随着 永磁体厚度比的增大而不断增大,其中标准型 Halbach 阵列的最优 *R*<sub>mp</sub>始终大于简化型 Halbach 阵列大 于主磁极径向充磁型 Halbach 阵列,其中主磁极径 向充磁型 Halbach 阵列的最优 *R*<sub>mp</sub>随着永磁体厚度比 的增加与标准型 Halbach 阵列的最优最优 *R*<sub>mp</sub>的值越 来越接近。取最优 *R*<sub>mp</sub>时对应气隙磁密的 THD 随着 永磁体厚度比的增加而增大,在大多数情况下,标 准型 Halbach 阵列的 THD 要小于其他两种类型的 Halbach 阵列的 THD。





图 15 永磁体厚度比  $R_{mo}/R_{mi}$ 对三种 Halbach 阵列径向气隙 磁密最优  $B_{ml}$ 的影响,及其对应的  $R_{mp}$ 和 THD

# 4 结 论

为解决两段式 Halbach 阵列应用于永磁电机的 过程中,存在的 Halbach 阵列分类不明确、缺少对 比分析和设计指引等问题,本文将两段式 Halbach 阵列分为三类,给出了三种 Halbach 阵列气隙磁密 的解析计算模型,并利用解析方法对三种 Halbach 阵列进行了对比研究。主要研究内容和结论如下:

(1)根据两段式 Halbach 阵列的主磁极和辅助磁极的充磁方向,将两段式 Halbach 阵列分为三种:标准型、径向型和简化型。建立了气隙磁密计算解析模型,并以两段式 Halbach 阵列内转子永磁电机为例进行了验证。

(2) 从基波幅值 *B*<sub>ml</sub>和正弦畸变率 THD 的角度来 评价,标准型 Halbach 的性能要优于其他两种类型 的 Halbach 阵列。从基波幅值最大的角度出发,对 于标准 Halbach 阵列,最优在 0.8 附近,对于其它两 种类型的 Halbach 阵列,最优 *R*<sub>mp</sub>在 0.75 附近。*B*<sub>ml</sub> 和 THD 无法保证同时获得最优值。

(2) 当极对数相同时,标准 Halbach 阵列的最优  $B_{ml}$ 始终大于另外两种类型的 Halbach 阵列。对于三种 Halbach 阵列,最优  $B_{ml}$ 对应的  $R_{mp}$ 随着极对数的 增加不断减小,且标准型 Halbach 阵列的最优  $R_{mp}$ 始 终大于简化型 Halbach 阵列大于主磁极径向充磁型 Halbach 阵列。随着极对数的增加,最优  $R_{mp}$ 对应的 THD 不断减小。

(3) 三种类型的 Halbach 阵列的最优 B<sub>ml</sub>的值都 随着永磁体厚度比的增大而持续减小,其中标准型 Halbach 阵列的最优 B<sub>ml</sub>始终大于主磁极径向充磁型 Halbach 阵列大于简化型 Halbach 阵列,且随着永磁 体厚度比的增大,三者的值越来越接近。

### 参考文献

- [1] 邱力伟,关焕新,刘明威,等.新型筒式 halbach 永磁调速器的 设计、建模及优化[J].微电机,2019,52(2):11-17.
- [2] Li Y, Hu Y, Song B, et al. Performance Analysis of Conical Permanent Magnet Couplings for Underwater Propulsion [J]. Journal of Marine Science and Engineering, 2019, 7(6): 187(1)-187(17).
- [3] 井立兵,章跃进,李琛,等. Halbach 阵列同心式磁力齿轮磁场 分析与优化设计[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33 (21): 163-169.
- [4] 井立兵,柳霖,章跃进,等. Halbach 阵列同心式磁力齿轮参数 分析与优化设计[J]. 电机与控制学报, 2016, 20(3): 6-12.
- [5] 张赫,寇宝泉,金银锡,等. 圆筒型 Halbach 次级结构磁悬浮重 力补偿器[J].电工技术学报,2016,31(6):30-37.
- [6] 罗成,张昆仑,靖永志.新型 Halbach 阵列永磁电动悬浮系统垂向稳定性[J].交通运输工程学报,2019,19(2):101-109.
- [7] Zhu Z. Recent Advances on Permanent Magnet Machines[J]. 电工 技术学报, 2012, 27(3): 1-12.
- [8] 李玉凯,吴影生,胡欲立.新型 Halbach 阵列永磁屏蔽电机设 计与优化研究[J]. 微电机, 2023, 56(12): 1-8.
- [9] 李胜,谢海东,邓锐,等. Halbach 结构在永磁交流伺服电机 中的应用[J]. 微电机, 2022, 55(08): 92-96.
- [10] 石宏顺, 崔浪浪, 刘勇, 等. Halbach 结构在空间环境电机设 计中的应用[J]. 微特电机, 2022, 50(07): 9-13.
- [11] 王秀平,姜胜龙,曲春雨.新型 Halbach 阵列永磁游标电机结构优化设计[J]. 电机与控制学报,2023,27(04):140-147.
- [12] 魏嘉麟,王又珑,温旭辉等. 航空飞行器用 300 kW 高速永磁 同步电机优化设计[J/OL]. 兵工学报, 1-10. http://kns. cnki. net/kcms/detail/11. 2176. TJ. 20230606. 1436. 002. html.
- [13] 罗玲, 薛利昆, 吴先宇, 等. Halbach 永磁阵列无刷直流电机 转矩的解析计算和分析[J]. 电工技术学报, 2017, 32(16): 124-135.
- [14] 李璐, 王赓, 谭草, 等. Halbach-偏心磁极永磁同步电机的设 计与优化[J]. 山东理工大学学报(自然科学版), 2023, 37 (06): 56-62.
- [15] 寇宝泉,曹海川,李伟力,等.新型双层 Halbach 永磁阵列的 解析分析[J].电工技术学报,2015,30(10):68-76.
- [16] 梁京辉, 张晓锋, 乔鸣忠, 等. 离散式任意充磁角度 Halbach 永磁 电机解析模型研究[J]. 物理学报, 2013, 62(15): 150501(1-9).
- [17] Xia Z, Zhu Z, Howe D. Analytical Magnetic Field Analysis of Halbach Magnetized Permanent-Magnet Machines [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2004, 40(4 I): 1864-1872.
- [18] Shen Y, Liu G, Xia Z, et al. Determination of Maximum Electromagnetic Torque in PM Brushless Machines Having Two-segment Halbach Array [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, IEEE, 2014, 61(2): 718-72
- [19] 乔照威. 分段式 Halbach 阵列永磁同步电机磁场分析及稳健性 优化设计[D]. 天津:天津大学,2012.

# 基于 mRMR-GRU 的变速恒频风电机组图像识别算法

贾洪岩<sup>1</sup>, 亢涵彬<sup>1</sup>, 刘玉龙<sup>2</sup>, 郭龙雨<sup>1</sup>, 闫志强<sup>1</sup>
(1. 国网冀北张家口风光储输新能源有限公司, 河北 张家口 075000;
2. 东方电气新能科技(成都)有限公司, 成都 610036)

**摘 要:**为了精准识别变速恒频风电机组的运行状态,提出基于 mRMR-GRU 的变速恒频风电机组图像识别算法。 通过分析变速恒频风电机组机械动态结构,获取整体变速恒频风电机组运行的重要控制部分;基于物联网技术,集 成智能终端传感设备在特定结构中采集变速恒频风电机组图像;分析风电机组特定结构,生成变速恒频风电机组原 始图像;基于直方图均衡方法对变速恒频风电机组图像进行增强处理,输出高分辨率采集图像;基于 mRMR 算法, 定义特征变量的互信息,获得最具代表性和相关性的特征子集;融合 GRU 单元与 mRMR 值生成 mRMR-GRU 算法, 优化图像识别网络结构,输出的风机图像状态识别结果。实验结果表明:设计算法 MAPE 值为 4.46, RMSE 值为 3.57,图像识别准确度最高值为 0.98,能够有效调节图像的特征变量,有效识别变速恒频风电机组图像存在的异常 情况,且具有明显的图像像素点均衡效果与图像增强识别效果。

关键词:变速恒频风电机组;图像识别;机械动态结构;图像采集;直方图均衡方法
 中图分类号:TM315
 文献标志码:A
 文章编号:1001-6848(2024)09-0056-07

# Variable-speed Constant-frequency Wind Turbine Image Recognition Algorithm Based on mRMR-GRU

JIA Hongyan<sup>1</sup>, KANG Hanbin<sup>1</sup>, LIU Yulong<sup>2\*</sup>, GUO Longyu<sup>1</sup>, YAN Zhiqiang<sup>1</sup>

(1. State Grid Jibei Zhangjiakou Wind and Solar Energy Storage and Transportation New Energy Co., LTD., Zhangjiakou Hebei 075000, China; 2. Dongfang Electric New Energy Technology (Chengdu) Co., LTD., Chengdu 610036, China)

**Abstract**: In order to accurately recognize the operating state of variable-speed constant-frequency wind turbines, a variable-speed constant-frequency wind turbine image recognition algorithm based on mRMR-GRU was proposed. By analyzing the mechanical dynamic structure of variable-speed and constant-frequency WTGs, the important control parts of the overall variable-speed and constant-frequency WTGs operation were obtained; based on the Internet of Things (IoT) technology, the integrated intelligent terminal sensing e-quipment collected the variable-speed and constant-frequency WTGs imaged in a specific structure; analyzing the specific structure of WTGs generated the original images of the variable-speed and constant-frequency WTGs; based on the histogram equalization method, the image of the variable-speed and constant-frequency WTGs was enhanced processing, the output of high-resolution acquisition of images; based on the mRMR algorithm, the definition of the mutual information of feature variables, to obtain the most representative and relevant feature subset; fusion of GRU units and mRMR values to generate mRMR-GRU algorithm, optimize the image recognition network structure, the output of the wind turbine image state recognition results. The experimental results show that: the designed algorithm has a MAPE value of 4.46, an RMSE value of 3.57, and the highest value of image recognition accuracy is 0.98, which is enough to effectively regulate the feature variables of the image of variables of the image of variables of v

收稿日期: 2024-02-29

ble-speed and constant-frequency WTGs, and it has obvious image pixel-point equalization effect and image enhancement recognition effect.

Key words: variable-speed constant-frequency wind turbines; image recognition; mechanical dynamic structure; image acquisition; histogram equalization methods

# 0 引 言

变速恒频风力发电机组作为一种综合应用恒定 频率发电技术与变速机的风力发电装置,在风能转 换过程中呈现出明显的优势,具体体现在变速技术 的应用,使发电机组通过风轮转动进行风电转换的 过程中,可以同步调整风能转换效率,在稳定输出 机械能的同时,提升发电机输出功率<sup>[1-2]</sup>。并且,当 发电机产生的交流电被整流器转换为直流电的同时, 通过恒定频率发电技术,也能在高功率输出的同时, 保持输出频率稳定,实现电能的高效、稳定传输<sup>[3]</sup>。 对此,为了确保变速恒频风力发电机组的稳定运行, 需要基于机组图像进行运行环境与运行状态的实时 监测与分析。

李姣等<sup>[4]</sup>提出一种基于迁移学习与 ARGAN 表 面阴影处理的风电机组图像识别算法,结合专注递 归生成对抗网络提取原始图像的阴影区域面积,保 留机组故障区域,输出阴影处理后的风电机组图像, 基于迁移学习原理将处理后的图像数据作为输入进 行训练学习,实现风电机组图像的有效识别。董礼 等<sup>[5]</sup>提出一种基于深度学习的风电机组图像识别算法,融合无人机技术、图像视觉技术搭建风电机组缺陷实时监测系统,利用算子结构对图像进行去噪处理,提取图像缺陷特征信息,基于 PRN 网络筛选特征图,实现风电机组缺陷图像的高效识别。

基于此,设计基于 mRMR-GRU 的变速恒频风电 机组图像识别算法。

# 变速恒频风电机组图像识别算法 设计

### 1.1 变速恒频风电机组机械动态结构分析

在变速恒频风力发电机组运行过程中,机组内 部叶片、轮毂、轴承、发电机、齿轮传动系统等部 分可能受到风载、旋转惯性力和传动系统的影响, 导致部件自身受力情况、振动特性以及临界点发生 改变,从而引起部件振动、应力和变形情况。因此, 变速恒频风电机组内部机械结构的实时工作状 态<sup>[6-7]</sup>,即为图像采集与识别的重要部分。变速恒频 风电机组机械动态结构如图1所示。



#### 图 1 变速恒频风电机组机械动态结构

由图1可知,变速恒频风电机组主要由增速器 (传动系统)、变速恒频风电机(风能捕捉装置)、变 压器、变流器(变流器1为电网侧、变流器2为转子 侧)、驱动电路(由端子板、电源控制电路、主控电 路组成)、驱动程序等部分构成。

当风力作用在风电机组叶片上时,产生的机械

能通过增速器中的齿轮箱,将低转速高扭矩转化为 高转速低扭矩,向风电机传递适应发电机运行需求 的机械能。当机械能传递到发电机,电机内部的转 子磁场在转子转速下相对定子磁场有一个相对速度, 这个相对速度的变化(发电机转速)可以调节发电机 输出电压的频率,从而实现变速恒频的目的。对于 变速恒频风电机的输出电能,由变流器1(电网侧) 将发电机产生的电能转换为与电网电压同步的交流 电,而变流器2(转子侧)则控制发电机的转速和输 出电压的频率,同步为转子励磁提供电源。同时, 由驱动电路和驱动程序根据变速恒频风电机组动力 信息,接收和发送控制信号,确保风电机组在各种 风速条件下都能稳定运行。由此可知,在变速恒频 风电机组机械动态结构中,传动系统-风能捕捉装置-变压器、变流器的运行结构为整体变速恒频风电机 组运行的重要控制部分。

### 1.2 变速恒频风电机组图像采集

基于图1动态结构中的运行控制部分,明确需 要进行图像采集的特定结构主要为风机叶片表面(叶 片的磨损、裂纹等情况)、发电机区域(绝缘状况、 绕组连接等)、齿轮传动系统(齿轮的啮合状态、接 触磨损)、轮毂轴承区域(检查轮毂与叶片连接是否 稳固以及轴承振动情况)。本文利用物联网技术,集 成智能终端传感设备在特定结构中采集变速恒频风 电机组图像<sup>[8]</sup>,图像采集逻辑如图2所示。



#### 图 2 变速恒频风电机组图像采集逻辑

由图2可知,根据变速恒频风电机组图像采集 逻辑中各功能模块之间的相互关系,可以将整体采 集逻辑具象化为4个结构层次:指令层、感知层、 通信层与应用层。

其中,指令层主要包含针对变速恒频风电机组 特定结构进行监测与识别的基础指令,对基础指令 进行细化,并结合特定结构中的不同部件与图像数 据采集特点,对应不同的智能终端传感设备进行针 对性的机组部件运行状态与运行环境数据采集。将 采集的数据进行组合排序,传输到网络通信层中, 基于专用网络和移动网络在数据连接的基础上对其 进行压缩,进而根据应用指令生成变速恒频风电机 组原始图像 A。

# **1.3** 基于 mRMR-GRU 的变速恒频风电机组图像 识别

1.3.1 变速恒频风电机组图像增强处理
 考虑到变速恒频风电机组实际运行场景与运行

环境具有显著复杂性。因此需要在进行图像识别前, 基于直方图均衡方法对 A 进行增强处理<sup>[9-10]</sup>,以此 提升图像质量,避免图像失真、干扰过大影响识别 结果准确性。

将A绘制为直方图以图像照度划分原则对A的 像素块进行分割,在照度区域划分的过程中,计算 图像亮度平均值为。

$$A_{\bar{l}} = a(|l|^{a'} + \sqrt[l'_{1+1}]{\log_2 l}) - a(|l|^{a'} + \sqrt[l'_{2-1}]{\log_2 l})$$
(1)

式中, A<sub>ī</sub> 表示图像亮度均值; a 表示图像像素数量; l 表示亮度均值; l 表示亮度值; a' 表示图像像素点; l'<sub>1</sub> 表示低照度划分阈值; l'<sub>2</sub> 表示高照度阈值。

基于式(1)计算逻辑, 当 $A_{\bar{l}} < l'_1$ , 表明A分布 在低照度区域; 当 $A_{\bar{l}} > l'_2$ , 表明A分布在高照度 区域。

对 A 进行归一化处理,更新  $l'_1$ 、 $l'_2$ :

$$l''_{1} = A \Big[ A_{\bar{l}} \Big( \max l - \frac{1 - a}{|\log_{a} \cdot l'_{1} - \log_{a} \cdot l'_{2}|} \Big) \Big]$$
(2)

在图像均衡化处理过程中,为了保留图像中的 细节信息,需要基于 l<sup>n</sup>1 与 l<sup>n</sup>2 重新对 A 的照度进行判 别,获取图像灰度级别在空间中的概率分布修正系 数,以此生成概率密度函数:

$$P(A_n) = F({l''}_1, {l''}_2) + \hat{A} \prod_{\bar{a}=1}^n 2fn \frac{p_{\bar{a}}^n}{\bar{a}} - A_{\bar{l}} \sqrt{\frac{l'_1}{l'_2}}$$
(4)

式中, P(A<sub>n</sub>) 表示 A 中灰度级的概率密度函数; F · 表示修正函数; f 表示灰度修正值; n 表示图像灰度 级; ā 表示呈现亮度信息的变速恒频风电机组直方子 图; p 表示 n 在单位空间中的频次分布系数; Å 表示像 素分布均衡的变速恒频风电机组采集图像。

基于f 与 P(A<sub>n</sub>),重新遍历直方图(子图)的灰度分布空间,在照度区域中修正l<sup>n</sup>1与l<sup>n</sup>2值,有效均衡包含全部图像像素值的图分布状态,以此实现图像的增强处理,输出高分辨率采集图像Â。

1.3.2 基于 mRMR-GRU 的图像识别输出

将图像对比度 $\hat{A}_k$ 、图像饱和度 $\hat{A}_h$ 、图像亮度  $\hat{A}_l$ 和图像轮廓信息 $\hat{A}_j$ 作为特征变量,基于 mRMR 算 法度量特征变量之间的相关性。

在关联特征提取前,除了考虑特征的相关性, 还需要考虑特征之间的冗余性。因此,为了有效捕 捉特征变量之间的冗余性,精准提取高度相关的特 征,需要基于 mRMR 算法,定义特征变量的互信息:

$$I(\hat{A}_{k}, \hat{A}_{h}, \hat{A}_{l}, \hat{A}_{j}) =$$

$$\sum P(K, H, L, J) \lg \frac{P(K)P(H)P(L)P(J)}{P(K, H, L, J)}$$
(5)

式中,  $I(\hat{A}_k, \hat{A}_h, \hat{A}_l, \hat{A}_j)$  表示特征变量等的互信息;  $K \$ ,  $H \$ ,  $L \$ ,  $J \$  分别表示特征变量的取值;  $P(K) \$ ,  $P(H) \$ ,  $P(L) \$ ,  $P(J) \$  分别表示特征变量单独发生的概率(概 率密度); P(K, H, L, J) 表示四个特征变量同时发生 的概率(联合概率密度)。

应用  $I(\hat{A}_k, \hat{A}_h, \hat{A}_l, \hat{A}_j)$  作为特征选择的指标来生成特征集,设置互信息阈值  $\sigma$ ,确定最小的互信息值,只有当互信息大于且等于该阈值时,才将特征选入特征集。对于每个变量  $\hat{A}_k$ ,计算其与其他三个变量之间的互信息,候选集计算公式为

$$s = \{\hat{A}_k | I(\hat{A}_k, \hat{A}_h, \hat{A}_l, \hat{A}_l)^{\prime}(K; H; L; J) \ge \sigma\}$$
(6)

式中, s 表示候选集; t 表示选取互信息值排名前 t 的 变量组合。

基于公式(6)的运算逻辑,遍历所有特征变量 进行组合,对各变量组合的互信息值进行由高至低 等的排序,按照排序结果,依次将变量添加到特征 集中进行候选集运算,直至单个变量输出互信息大 于等于该阈值,停止遍历,选择互信息大于阈值或 排名靠前的变量来构建特征集*S*。

基于 S 进行穷举搜索,从原始特征集中开始, 逐渐增加特征的数量,依次生成包含 1 个特征、2 个特征、3 个特征,直至包含全部特征的子集,选 择包含 N 个特征,且回归误差最小的子集作为最优 子集 S<sub>N</sub>,则可确定特征变量相关性最大与冗余度最 小的测度指标为

$$\max B_{1}(S, \hat{A}_{\kappa}) = \frac{1}{|S_{\kappa}|^{\tilde{i}-1}} \sum_{\kappa=\sigma}^{1} I(\hat{A}_{0}, \hat{A}_{\kappa})$$
(7)

$$\min B_2(\hat{A}_0, \hat{A}_1) = \frac{1}{|S_{\kappa}|^{(\tilde{\iota}-1)^2}} \sum_0^1 I(\hat{A}_0, \hat{A}_1) \quad (8)$$

式中,  $\hat{A}_{\kappa}$  表示目标特征变量;  $B_1(S, \hat{A}_{\kappa})$  表示  $S = \hat{A}_{\kappa}$ 的互信息均值系数;  $\hat{A}_0$  表示输入特征变量;  $\hat{A}_1$  表示输 入变量的邻距变量(同为输入变量);  $B_2(\hat{A}_0, \hat{A}_1)$  表示  $\hat{A}_0 = \hat{A}_1$  间的冗余性量化结果。

综合  $B_1$  与  $B_2$ , 计算  $\hat{A}_{\kappa}$  的 mRMR 值:

$$\varepsilon = maxB_1(S, \hat{A}_{\kappa}) - B_2(\hat{A}_0, \hat{A}_1)$$
(9)  
式中,  $\varepsilon$  表示  $\hat{A}_{\kappa}$  的 mRMR 值。

最终,基于 mRMR 值的计算逻辑遍历 *S* 中的特征变量,根据计算得到的 mRMR 值对特征进行排序,选取得分高的特征作为变速恒频风电机组图像代表特征  $\hat{A}_{e}$ ,以此获得最具代表性和相关性的特征 子集  $S_{e}$ ,且 $\hat{A}_{e} \in S_{e}$ 。

为了精准识别变速恒频风电机组图像,融合 GRU单元与 mRMR 值生成 mRMR-GRU 算法,优化 图像识别网络结构,映射变速恒频风电机组图像中 的隐藏特征,输出期望时刻内目标特征变量的预 测值。

使用 mRMR 算法选择最具代表性和相关性的特征子集 *S*。,将特征集中的特征变量按照其 mRMR 值 排序,以时间步的方式将这些选择的特征作为序列 数据的输入。基于此,使用更新门(控制当前状态与 之前状态的混合程度)和重置门(控制是否重置当前 状态的一部分)使 GRU 单元结构可以选择性地保留 或丢弃历史图像信息。GRU 的更新和重置门的计算 如式(10)和式(11)所示。

$$Z = \zeta(\varpi_{Z}[Q_{u-1}, \hat{A}_{\varepsilon}])$$
(10)

$$R = \zeta(\boldsymbol{\varpi}_{R}[\boldsymbol{Q}_{u-1}, \hat{\boldsymbol{A}}_{\varepsilon}]) \tag{11}$$

式中, Z 为 GRU 单元更新门; R 为 GRU 单元重置门;  $\zeta$  为 Sigmoid 激活函数;  $\varpi_z = \varpi_R$  分别为 GRU 单元更 新门与重置门的权重矩阵; u 表示时间步;  $Q_{u-1}$  表示 在 u = 1 时间步下, GRU 的输出值。

基于  $Z \subseteq R$ ,使用循环自编码器来捕捉  $S_{e}$ 中的时间依赖性,将时序数据中的潜在特征映射至高维 隐变量空间中。此时, $Q_{u-1}$ 值可同步表示为 u-1时刻目标特征变量的预测值,即 GRU 单元针对变速恒 频风电机组图像识别任务,输出的风机图像状态识别结果。

# 2 实验分析

### 2.1 实验环境分析

为了验证设计算法的实际应用性能,以某市风 电场 SCADA 系统的变速恒频风电机组历史运行数 据为实验对象,共采集该风电场 2022 年 2 月 - 9 月内的运行数据 4752 组(均为图像数据),测试数 据集为 1532 组。本文实验环境主要为: Intel Core i7 处理器、Ubuntu Linux 18.04 LTS 操作系统、Python 3.8 编程语言、OpenCV 图像处理库、PyTorch 学习框架。具体实验设备型号与性能参数如表 1 所示:

表1 实验设备型号与性能参数

设备名称	性能参数
Phantom v2640 高速摄 像头	最高帧率: 11, 750 fps(全分辨率) 分辨率: 2048 x 1952 像素 像素大小: 7.0 μm 动态范围: 64 dB 接口: 10 Gb Ethernet
FLIR C3 红外成像仪	温度测量范围: -20°C to 120°C (-4°F to 248°F) 分辨率: 320 x 240 像素 红外灵敏度: ≤ 0.03°C @ 30°C (86°F)
Yuneec Typhoon H Pro 多旋翼无人机	最大飞行时间:约 25 分钟 最大飞行速度:70 km/h 相机分辨率:12.4 MP 视频拍摄分辨率:4K/30fps 遥控器传输距离:1.6 km
Raptor Photonics OWL 640T 多光谱遥感设备	分辨率: 640 x 512 像素 光谱范围: 400 nm - 900 nm 帧率: 100 Hz
LS15 高度测量仪	测量精度:水平: ≤ 5mm + 0.5ppm RMS, 垂直: ≤ 10mm + 0.5ppm RMS 定位精度:水平: 1.2 cm + 1 ppm, 垂直: 1.9 cm + 1 ppm 接口: USB、Wi-Fi
SKF Microlog CMVA60 振动监测设备	可测点:加速度、速度、位移 频率范围:0Hz - 24kHz 分辨率:24-bit

风电机组振动状态数据转换图像过程为

步骤1:使用 SKF Microlog CMVA60 振动监测设 备对风电机组的各个关键部位进行振动监测,收集 反映风电机组不同工作条件下的振动状态,包括加 速度、速度和位移量等数据。

步骤2:采用智能终端传感设备,精确地采集 机组不同部件的振动状态数据,并实时进行监测与 记录。提供了全面、实时的机组振动数据信息。

步骤3:通过快速傅里叶变换算法提取风电机 组振动频谱和波形特征,表征图像关键信息。

步骤4:利用机器学习训练故障识别模型,通 过训练好的模型自动识别风电机组是否存在故障, 并定位故障类型。

### 2.2 图像识别效果测试

随机选取3组测试数据,应用设计算法对测试 数据图像进行增强处理、冗余特征处理、相关性特 征提取,通过对比原始图像与应用设计算法后的识 别图像,分析设计算法的图像识别效果,变速恒频 风电机组图像增强识别效果如图3所示。



图3 变速恒频风电机组图像增强识别结果 由图3可知,图3(a)和图3(b)为变速恒频风电 机组风能捕捉装置中,叶片主梁区域复合层横向裂 纹情况,但原始图3(a)呈现出光照不均、阴影平面 化等情况,导致图像造成模糊与部分缺失,影响裂 纹识别效果。而利用设计算法对原始图像进行增强 处理后,获得的图3(b)中,照度划分与像素块分布 均匀,可以有效识别出叶片主梁裂纹的长度、位置、 方向与拓展速度。

图 3(c) 和图 3(d) 为变速恒频风电机组风能捕 捉装置中,叶片前缘涂层腐蚀情况,原始图 3(c)存 在动态模糊问题。利用设计算法对原始图像进行增 强处理与识别后,图 3(d)中光斑与腐蚀剥落现象明 显,可以有效提取涂层的剥落程度与颜色变化特征。

图 3(e) 和图 3(f) 为变速恒频风电机组齿轮传动 系统中,齿轮箱锈蚀与磨损情况。原始图 3(e)存在 颜色失真、复杂背景干扰以及动态分析异常等情况。 利用设计算法对原始图像进行增强处理后,图 3(f) 中锈迹分布情况、齿面磨平与磨坑情况、齿轮啮合 痕迹特征明显,可以有效识别变速恒频风电机组图 像中齿轮传动系统锈蚀与磨损情况。 由此可知,利用设计算法能够有效调节图像的  $\hat{A}_k$ 、 $\hat{A}_h$ 、 $\hat{A}_l$ 与 $\hat{A}_j$ ,图像像素点均衡效果明显,可以 有效识别变速恒频风电机组图像存在的异常情况, 且具有较好的图像增强识别效果。

### 2.3 图像识别准确度

图像识别准确度是衡量模型性能的关键指标之一,是指在特定图像识别任务中,模型正确识别出的图像数量与总图像数量的比例。识别准确度取值范围在0到1.0之间,越接近1说明模型对图像数据的解释能力越好。将1532组测试数据导入GRU门控循环单元网络结构中进行迭代训练,记录迭代训练的识别准确度结果。为了验证设计算法的图像识别准确度,分别记录应用设计算法前与应用设计算法后的迭代训练结果,图像识别准确度分析结果如图4所示。



图 4 图像识别准确度分析结果

由图4可知,在应用设计算法前,对测试数据 进行迭代处理后,随着迭代训练次数的增加,图像 识别准确度呈现不规律变化浮动,识别准确度最大 值为0.76,最低值为0.57,准确性呈现下降趋势。 这可能因为模型在学习训练数据时过于具体,虽然 捕捉到训练数据中的噪声和细节,但没有足够的能 力泛化到新的、未见过的数据。随着迭代次数的增 加,模型在训练数据上变得过于复杂,导致在测试 数据上的识别准确度下降。应用设计算法后,随着 迭代次数的增加, 识别准确度仍呈现出不规则浮动, 但识别准确度显著提升,在0.79-0.98区间内上下 幅度,当进行1200次迭代训练时,利用设计算法的 图像识别准确度达到最高值0.98。由此可知,设计 算法可以在迭代训练过程中有效避免环境因素、噪 声扰动因素对于识别效果的干扰,有效提升变速恒 频风电机组图像识别准确度。

### 2.4 算法图像识别综合性能测试

为了验证设计算法图像识别的综合性能,将文 献[4]算法和文献[5]算法作为对比方法,进行图像 识别综合性能测试。将平均绝对百分比误差和均方 误差作为性能评价指标,具体计算过程为

MAPE = 
$$\frac{1}{\theta} \sum_{u=1}^{1} \left| \frac{q - Q_u}{q} \right| \times 100\%$$
 (12)

RMSE = 
$$\sqrt{\frac{1}{\theta} \sum_{u=1}^{1} (q - Q_u)^2}$$
 (13)

式中, *MAPE* 为平均绝对百分比误差; *RMSE* 为均方 误差;  $\theta$  表示样本数量; q 表示实际观测值;  $Q_u$  表示预 测值。

基于 MAPE 与 RMSE 结果,衡量离线训练网络的数据处理精度,算法图像识别综合性能测试结果如表 2 所示。

表 2 算法图像识别综合性能测试结果

图像识别算法	MAPE 值	RMSE 值	数据训练时间/s
设计算法	4.46	3.57	6.62
文献[4]算法	11.23	10.35	12.43
文献[5]算法	8.32	9.01	10.01

由表 2 可知,设计算法的 MAPE 值为 4.46, RMSE 值为 3.57,数据训练时间为 6.62 s,图像识 别精度与识别速度均优于文献[4]算法与文献[5]算 法。这是因为设计算法对变速恒频风电机组机械动 态结构进行深入分析,精准获取其运行控制数据。 引入物联网技术使智能终端传感设备集成到风电机 组特定结构中,捕捉风电机组运行时的特征,实现 图像实时采集。同时,运用直方图均衡方法增强图 像对比度,使难以区分的细节变得清晰,提高图像 质量。利用 mRMR 算法筛选出最具代表性和相关性 的特征子集,避免冗余信息和噪声对识别结果的干 扰,进而提高识别准确性,减少计算量,提高识别 速度。由此可知,设计算法的图像识别综合性能测 试较优,具有较高的图像识别精度与识别稳定性。

## 3 结 语

所设计基于 mRMR-GRU 的变速恒频风电机组图 像识别算法,通过分析变速恒频风电机组机械动态 结构,采集变速恒频风电机组图像,基于直方图均 衡方法与 mRMR-GRU 算法对图像进行增强处理与相 关性特征提取,输出的风机图像状态识别结果。实 验结果表明:设计算法可以有效识别变速恒频风电 机组图像存在的异常情况,且具有较好的图像增强 识别效果,图像识别综合性能测试较优。

### 参考文献

控制[J]. 电力建设, 2023, 44(7): 131-141.

- [2] 万书亭,王燕杰,张雄,等.时变工况的风电机组齿轮箱无转 速计阶次跟踪方法研究[J].振动工程学报,2023,36(1): 266-279.
- [3] 史宗辉,陈长征,田森,等. 基于 S-CBiGRU 的风电机组滚动 轴承故障诊断方法[J]. 机电工程, 2023, 40(2): 232-238.
- [4] 李姣, 郭鹏. 基于 ARGAN 表面阴影预处理与迁移学习风电机 组叶片故障识别[J]. 华北电力大学学报(自然科学版), 2021, 48(2): 73-79.
- [5] 董礼,韩则胤,王宁,等.基于深度学习算法的风电机组叶片 开裂缺陷分析[J].计算机测量与控制,2022,30(8):142-146,154.
- [6] 赵宇豪,魏静,张世界,等.结构柔性对大型风电机组齿轮传

### (上接第13页)

### 参考文献

- [1] 任虹霞, 王桐. 机器人用永磁同步电机的双自由度控制[J]. 微 电机, 2019, 52(11): 61-64.
- [2] Choo K M, Won C Y. Design and Analysis of Electrical Braking Torque Limit Trajectory for Regenerative Braking in Electric Vehicles with PMSM Drive Systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(12): 13308-13321.
- [3] 朱吕攀,毛谦敏,王学影.一种参数自适应双滑模结构 MRAS 永磁同步电机矢量控制方法[J].微电机,2023,56(7):23-28.
- [4] 王嘉, 范蟠果. PMSM 伺服系统位置环的 PI-模糊混合控制器研究[J]. 微电机, 2020, 53(7): 33-36.
- [5] Song S, Hei R, Ma R, et al. Model Predictive Control of Switched Reluctance Starter/Generator with Torque Sharing and Compensation
   [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2020, 6
   (4): 1519-1527.
- [6] 白雪宁,杨向宇,赵世伟.基于负载观测器的 PMSM 分数阶滑 模位置控制[J].机械制造与自动化,2020,49(2):170-173.
- [7] 黄依婷,房钰超,史丹,等. 永磁同步电机伺服控制(连载之四)滑模位置伺服控制[J]. 微电机, 2022, 55(11): 1-5.
- [8] Hou H, Yu X, Xu L, et al. Finite-Time Continuous Terminal Sliding Mode Control of Servo Motor Systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(7): 5647-5656.
- [9] Mu C, He H. Dynamic Behavior of Terminal Sliding Mode Control
   [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(4): 3480-3490.
- [10] Feng Y, Yu X, Man Z. Non-singular Terminal Sliding Mode Control of Rigid Manipulators [J]. Automatica, 2002, 38 (12):

动系统动态响应的影响分析[J]. 太阳能学报, 2021, 42 (12): 174-182.

- [7] 刘杰,付雪娇,孙兴伟. 基于 PSO-DBN 的风电机组齿轮箱运 行状态识别[J]. 传感技术学报, 2023, 36(3): 434-440.
- [8] 胡亚威,孙文磊.风机齿轮箱状态监测与故障诊断系统设计研究[J].机械设计与制造,2021(4):162-166.
- [9] 刘赫,赵天成,李嘉帅,等.基于三直方图均衡的 SF6 红外图 像对比度增强方法[J].红外技术,2023,45(10): 1118-1125.
- [10] 陈剑,孙太华,黄凯旋,等.基于直方图均衡化和卷积神经网络的轴承故障诊断方法[J].计量学报,2022,43(7):907-912.

2159-2167.

- [11] 张晓光,赵克,孙力.永磁同步电动机混合非奇异终端滑模变 结构控制[J].中国电机工程学报,2011,31(27):116-122.
- [12] Xu B, Shen X, Ji W, et al. Adaptive Nonsingular Terminal Sliding Model Control for Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Disturbance Observer[J]. IEEE Access, 2018(6): 48913-48920.
- [13] 张智鑫,刘旭东.基于 ESO 的永磁同步电机伺服系统快速终端 滑模控制[J].控制理论与应用,2022(11):1-9.
- [14] Zhang X, Sun L, Zhao K, et al. Nonlinear Speed Control for PMSM System Using Sliding-Mode Control and Disturbance Compensation Techniques[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28 (3): 1358-1365.
- [15] Sun X, Cao J, Lei G, et al. A Composite Sliding Mode Control for SPMSM Drives Based on a New Hybrid Reaching Law With Disturbance Compensation [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2021, 7(3): 1427-1436.
- [16] Xu B, Zhang L, Ji W. Improved Non-Singular Fast Terminal Sliding Mode Control With Disturbance Observer for PMSM Drives [J].
   IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2021, 7(4): 2753-2762.
- [17] Lu E, Li W, Yang X, et al. Anti-disturbance Speed Control of Lowspeed High-torque PMSM Based on Second-order Non-singular Terminal Sliding Mode Load Observer [J]. ISA Transactions, 2019, 88: 142-152.
- [18] Yang L, Yang J. Nonsingular Fast Terminal Sliding-mode Control for Nonlinear Dynamical Systems [J]. Robust and Nonlinear Control, 2011, 21(16): 1865-1879.

<sup>· 62 ·</sup> 

# 风电变桨用直流串励电机开环稳态控制方法研究

刘润龙,武 鹏,张向东

(河北新天科创新能源技术有限公司,河北张家口075000)

**摘 要:**风电变桨用直流串励电机开环控制研究很少,涉及开环稳态控制的方法更是寥寥无几。本文就直流串励电 机闭环控制模型搭建、在反馈丢失时如何进行开环控制建模及开环控制方法建立、稳态控制方法建立进行论述,对 提升风电变桨用直流串励电机稳定可靠运行、降低变桨系统故障小时数、提高风机安全性和经济效益具有极大 价值。

关键词: 直流串励电机; 开环控制; 稳态控制 中图分类号: TM315 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2024)09-0063-03

# Research on Open-loop Steady-state Control Method of DC Series Motor for Wind Power Pitch System

LIU Runlong, WU Peng, ZHANG Xiangdong (Hebei Suntien New Energy Technology Co., LTD., Zhangjiakou Hebei 075000, China)

**Abstract**: There is little research on open-loop control of DC series motors for wind power pitch system, and there are even fewer methods involving open-loop steady-state control. This article discussed the construction of a closed-loop control model for DC series motors, how to conduct open-loop control modeling and establish open-loop control methods in the event of feedback loss, and the establishment of steady-state control methods. It has great value in improving the stable and reliable operation of DC series motors for pitch control, reducing the number of pitch system failure hours, improving wind turbine safety and economic benefits. **Key words**: DC series motor; open-loop control; steady-state control

# 0 引 言

直流变桨电机因其可靠简便的顺桨特点在变桨 系统中大量应用,因此直流变桨电机驱动装置不仅 需匹配变桨电机性能、延伸变桨电机使用工况范围、 还需提升可靠性、安全性,是变桨控制系统的核心 关键部件之一。变桨驱动器的控制策略主要采用速 度控制外环和电流控制内环的传统方法。从现在公 开的文献来看,涉及直流变桨用串励电机控制方法、 控制策略的论文和资料有限<sup>[1-2,7]</sup>,针对该类型电机 的开环控制更是寥寥无几<sup>[3-6,9]</sup>。直流变桨电机的带 载性能对风机安全性影响很大,在控制电机速度平 稳的情况下,对电机的带载特性也有较高要求<sup>[8]</sup>。 本文根据直流变桨电机应用工况,基于对变桨直流 串励电机断线检测的判定,建立了直流串励电机开 环控制方法以及开环运行时稳态控制方法,保证电 机在速度反馈断线运行时,电机速度不突跳,电机 电流不突变,提高系统安全性。

# 1 直流串励电机特性及闭环控制

### 1.1 串励电机特性

串励电机的电压方程和感应电动势分别为[1]

$$U = E_{a} + (R_{a} + R_{f})I_{a}$$
(1)

$$E_{\rm a} = C_{\rm e} \Phi n \tag{2}$$

式中,  $E_a$ 为电枢绕组感应电势;  $R_a$ 、 $R_f$ 分别为电枢 绕组和励磁绕组电阻;  $C_e$ 为电势常数。由式(1)和式 (2)可得串励电机的转速方程:

$$n = \frac{U - I_a(R_a + R_f)}{C_e \Phi}$$
(3)

收稿日期: 2024-04-02 作者简介: 刘润龙(1988), 男,工程师,研究方向为新能源发电运维。 武 鵰(1987), 男,高级工程师,研究方向为新能源发电运维。 张向东(1983), 男,研究方向为新能源发电行业。

当电机负载增大时,电磁转矩随之增大,输入 电流和励磁磁通也随之增大,由公式3可知,转速 随之下降。因电流增大,绕组电压压降也增大,外 加电源电压不变。为了平衡电源电压,电枢绕组感 应电动势降低,转速随之下降。

串励直流电机的转矩特性是指电机输出电磁转 矩和电枢电流之间的关系,  $T_{em} = C_T \Phi I_a$ , 其中磁通  $\Phi$ 与电枢电流  $I_a$ 成正比,因此电磁转矩  $T_{em}$ 正比于  $I_a$ 的平方,随着电流增加,转矩呈平方增加,所以串 励电机起动转矩较大,过载能力强,适合风电变桨 行业应用。

### 1.2 串励电机双闭环控制方法

根据 1.1 节论述串励电机的特性,建立其动态 电压和转矩平衡方程为<sup>[2,6,9]</sup>

$$U(t) = E_{a}(t) + (R_{f} + R_{a}) I_{a}(t) + (L_{f} + L_{a}) \frac{dI(t)}{dt}$$
(4)

令  $R_f + R_a = R, L_f + L_a = L$  对上式进行拉普拉斯 变换, 可得:

$$U(s) = E(s) + R * I(s) + L * s * I(s)$$

$$(5)$$

其传递函数为

$$\frac{I(s)}{U(s) - E(s)} = \frac{1/R}{(L/R)S + 1}$$
(6)

对其建模可得串励电机动态数学模型如图1。





串励电机的转速、电流双闭环控制结构图如图 2 所示。



图 2 串励电机双闭环控制框图

## 2 直流串励电机开环控制

由图2可知,当控制系统失去速度反馈单元后, 串励电机处于电流环单环控制状态。如图3所示, 此时速度环输出迅速处于饱和状态,电流环输入最 大,斩波控制信号最大输出,导致直流串励电机速 度迅速上升,系统将处于速度失控的不稳定状态。



#### 图 3 串励电机速度丢失控制框图

在实际工况中,当串励电机速度反馈环节丢失 以后,变桨电机需以安全速度带动叶片回到安全位 置,即电机以安全速度、叶片收桨方向运行。

### 2.1 串励电机开环控制方法

在反馈环节丢失后,通过电流环控制串励电机 输出。其方法如下:电枢电流经过反馈环节,与给 定值进行比较(此给定值对应串励电机扭矩输出), 其差值经过电流环控制器逻辑运算控制 PWM 信号产 生,进而控制电机电枢电压。对电流环控制器参数 整定时,其输出由于没有速度环的限制,可能会产 生失速现象,因此会对输出进行限幅处理,防止电 机速度过快造成飞车现象。

为保证控制器的稳定,需对断线前的速度反馈 进行跟踪:断线前最后一次记忆速度反馈值,该速 度反馈进入斩波输出限制;同时电流环的输出需经 过电流环控制器补偿才能进入斩波控制器,电流环 控制器的补偿值根据断线前电流环跟踪信号而定。 开环控制框图如图4所示。



图 4 串励电机开环控制框图

### 2.2 软件算法

在串励电机开环控制算法逻辑中, 需具备以下 条件:

(1)开环控制器触发条件是直流电机测速反馈 断线判定条件成立,否则不参与电机控制;

(2)电流环控制器输出同电流限制器量纲一致, 且与速度限制器量纲一致,保证在开环闭环切换过 渡期间的稳定性;

算法规则如下:

(1)为保证闭环控制、开环控制切换时电机运行 稳定性,记录最后一次闭环控制时变桨电机转速作为 速度限制器输入环节,并将该转速采用折算、标么和 归一方法,在速度限制器内对应成占空比信号C;

(2)为保证闭环控制、开环控制切换时电机运行稳定性,开环控制单元记录最后一次闭环控制时 电流环控制单元输出信号,并作为电流控制补偿输 入环节B;

(3) 电流环经过补偿的输出 D 是信号 A、B 的加 权函数,其函数关系为

$$D = K_1 * f(A) + K_2 * f(B)$$
(7)  
式中, K<sub>1</sub>, K<sub>2</sub>是常数。

# 2.3 直流串励电机开环稳态控制

为保证开环控制过程中,电流不突变,不激增,

$$E = \begin{cases} f(D); D < = K_3 * D_0 \\ f(D) + \frac{D - K_3 * D_0}{D_0 - K_3 * D_0} * (f(C) - f(D)); K_3 * D_0 < D < = D_0 \\ f(C); D > D_0 \end{cases}$$
(8)

其中, $K_3$ 是常数, $0 < K_3 < 1$ , $D_0$ 是速度飞车限制值 最大输出占空比。

## 2.4 直流串励电机开环控制实验

本文选择串励直流电机参数如表1所示。

表1 串励由机参数表

参数	参数值
电压/V	250
电流/A	20
转矩/Nm	16
转速/(r/min)	2410
制动/(V/Nm)	200/100
功率/kW	4.1

本文选取了 50% 负载工况,进行开环控制实验,波形如图 5 所示。可以看出在速度开环事件发 生时,电机速度失去监控,电机电流经过一定时间 振荡能恢复到稳定状态。



图 5 串励电机带载时开环控制波形

图 6 是速度开环事件发生,电机的斩波控制信 号逐渐过渡过程。可以看出 PWM 渐变平滑,渐变过 程中 PMW 信号无突变,无尖刺。 还需加入电流限制单元。该限制单元位于电流补偿 单元内部,当检测到连续多次采样电流变化过大, 电流限制单元将按电流变化速率补偿电流限制器输 出信号 D,即  $D = D + \Delta d$ 。

斩波输出单元控制信号 E 是电流环控制器经过 电流限制及补偿后输出 D 和速度限制器输出 C 的分 段函数,为保证平滑从闭环控制切换到开环控制, 设置一段过渡区域,在过渡区域内,采取线性处理 方法输出,权重值可根据实际情况调整。其函数关 系为

图 6 串励电机开环控制斩波波形

从 2.4 节实验波形可以看出,在反馈环节丢失时,本方法可平稳过渡到开环控制。

### 3 结 语

本方法基于直流串励电机闭环控制模型搭建、 开环控制建模,实现了开环控制方法建立、并就开 环稳态控制方法做了深入研究,对提升风电变桨用 直流串励电机稳定可靠运行、降低变桨系统故障小 时数、提高风机安全性和经济效益具有极大价值。

### 参考文献

- [1] 上官璇峰,刘永健,杨婷玉,等.基于 Maxwell 的四极串激电 机运行特性分析[J].电子科技,2022,35(1):60-65.
- [2] 姚泽胜.电动汽车用串励直流电机控制原理的研究[D].武 汉:武汉理工大学,2011-05-30.
- [3] Sen PC, MacDonald Ml. Thyristorized DC Drives with Regenerative Braking and Speed Reversal [J]. IEEE Trans IECI, 1978, 25 (4): 347-54.
- [4] Castagnet T, Nicolai J. Digital Control for Brush DC Motor [J]. IEEE Tran Ind Appl, 1994, 30(4): 883-888.

(下转第80页)

# 5.5 MW 半直驱中速永磁风力发电机温度场分析

缠东辉,王 桢,任韶华,娄利岗 (弗兰德传动系统有限公司,天津 300400)

**摘 要:**本文建立了半直驱中速永磁风力发电机的三维流体与传热耦合模型,进行了数值模拟,获得了电机内部温 度场,并与试验样机实测数据进行了对比。总结了大功率中速永磁发电机内部传热规律,为发电机冷却结构优化设 计提供理论依据。

关键词:半直驱;中速永磁风力发电机;温度场 中图分类号:TM315 文献标志码:A 文章编号:1001-6848(2024)09-0066-04

# Temperature Field Analysis of 5.5 MW Hybrid Drive Medium Speed Permanent Magnet Wind Generator

CHAN Donghui, WANG Zhen, REN Shaohua, LOU Ligang (Flender LTD., China, Tianjin 300400, China)

Abstract: In this paper, the three-dimensional fluid and heat transfer coupling model of hybrid drive medium speed permanent magnet wind generator was established, the internal temperature field of the generator was solved by numerical simulation, and compared with the temperature data in the type test. The internal heat transfer law of high-power medium speed permanent magnet generator was summarized, which provided theoretical basis for the optimization design of the generator cooling structure.

Key words: hybrid drive; medium speed permanent magnet wind generator; temperature field

# 0 引 言

近年来,风电项目进入平价时代,降本增效已 成为风电行业发展的主旋律。大型化风机可以有效 降低成本、提高发电效率、降低运维难度,因此受 到市场青睐。半直驱中速永磁风力发电机以其功率 密度高,转矩大,运行稳定性好,效率高等优点成 为风电未来的发展趋势。

随着半直驱中速永磁风力发电机功率的增大, 损耗也随之增大,而温度过高会造绝缘材料的破坏, 同时高温也会造成永磁体退磁,从而使得发电机的 工作效率降低。因此,对于半直驱中速永磁风力发 电机内部传热特性的研究具有重要意义。

文献[1] 对一台4.8 MW 中速永磁发电机进行电 磁设计,并且采用热路法对发电机各部分温升进行 计算分析。文献[2] 对发电机内部流体流动性能以

及各主要部件的温度分布进行分析,得出端部气体 的流动特点。文献[3]对发电机的传热特性进行了 数值模拟,分析了风道流量及各部件温度分布,总 结了电机内部传热规律。文献[4]和文献[5]采用数 值仿真方法对不同冷却结构方案进行对比分析,得 出了最优冷却结构方案。

本文以 5.5 MW 半直驱中速永磁风力发电机为 研究对象,采用全域建模方式建立整机流体域模型 和固体域模型,基于 CFD 理论,采用有限元体积法 模拟了发电机内部温度场,分析并总结了半直驱中 速永磁发电机内部温度分布规律,为半直驱中速永 磁发电机的冷却优化设计提供理论依据。

## 1 半直驱中速永磁风力发电机

本文所研究的 5.5 MW 半直驱中速永磁风力发 电机高度和宽度大,轴向长度短,采用空冷和水冷

收稿日期: 2024-06-03

作者简介: 缠东辉(1985), 女, 硕士, 高级工程师, 研究方向为风力发电机设计与分析。

王 桢(1982),男,硕士,工程师,研究方向为风力发电机设计与分析。

娄利岗(1992),男,硕士,工程师,研究方向为风力发电机设计与分析。

通讯作者:任韶华(1984),男,硕士,工程师,研究方向为风力发电机设计与分析。

混合冷却方式。水套采用螺旋结构,主要冷却定子 铁心以及定子槽内的绕组。发电机顶部的空冷罩内 安装强冷风机和水冷换热器,内部空气经过换热器 冷却后,从驱动端进入发电机内部,经过转子框架 上的风道和气隙流出,从非驱动端进入换热器进行 冷却,空冷系统主要冷却定子端部绕组,转子铁心 以及永磁体。发电机冷却结构如图1所示,图中箭 头的方向分别为空气和冷却液的流动方向。



图 1 5.5 MW 半直驱中速永磁风力发电机内部结构 5.5 MW 半直驱中速永磁风力发电机主要参数如

表1所示。

表 1 5.5 MW 半直驱中速永磁风力发电机主要参数

参数	参数值
额定功率/MW	5.5
额定电压/V	950
额定转速/(r/min)	400
极数	24
定子外径/mm	2240
定子内径/mm	1900
转子外径/mm	1894
转子内径/mm	1707
铁心长度/mm	420
定子槽数	144
转子槽数	48
主绝缘厚度/mm	1.2
永磁体尺寸/mm	$21 \times 110 \times 42$
气隙长度/mm	3

# 2 建立物理模型

为简化计算模型,基本假设如下:忽略重力对 内部空气流动的影响;发电机内部空气马赫系数很 小,视为不可压缩流体;永磁体与转子铁心接触良 好,忽略接触热阻;发电机内部传热方式主要为热 传导和对流换热,忽略辐射散热的影响。忽略水套 模型,在机壳与水套接触面设置对流换热系数。

### 2.1 求解方程

本文研究发电机内部稳态温度场,忽略时间项。

根据传热学理论,各项异性介质传热三维温度场稳态控制方程<sup>[6]</sup>为

$$\frac{\partial}{\partial x} \left( \frac{\partial}{x} \frac{\partial}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left( \frac{\partial}{y} \frac{\partial}{\partial y} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left( \frac{\partial}{z} \frac{\partial}{\partial z} \right) + q(x, y, z) = 0$$

$$S: \frac{\partial}{\partial x} \frac{\partial}{\partial x} = \alpha (T - T_m) \qquad (1)$$

式中,*T* 为物体温度,K; $\lambda_x,\lambda_y,\lambda_z$ 分别为x,y,z方向上的导热系数,W/(m・K); *q* 为热源密度, W/m<sup>3</sup>; *S* 为物体边界;  $\alpha$  为散热系数,W/(m・K); *T*<sub>m</sub>为环境温度,K。

### 2.2 边界条件

根据 5.5 MW 半直驱中速永磁风力发电机的运 行条件,其各个部件的损耗如表 2 所示。

表 2 5.5 MW 半直驱中速永磁风力发电机损耗

参数	参数值
定子铁心/kW	45.8
转子铁心/kW	4.5
铜损/kW	48.5
永磁体/kW	3.2

根据风力发电机定子、转子、机壳以及强冷风 机等部件建立三维整机模型,抽取流体域,采用六 面体划分网格,整机网格模型如图2所示。



图 2 5.5 MW 半直驱中速永磁风力发电机流固耦合模型 边界条件设置如下:

(1)强冷风机转速 2910 r/min;

(2)空气进口温度 58 ℃;

(3)空气入口为压力入口,压力为1个标准大 气压;

(3)空气出口为压力出口,压力为1个标准大 气压;

(4)绕组绝缘导热系数取 0.25 W/(m · K)<sup>[7]</sup>;

(5) 机壳外表面对流换热系数 3162 W/(m<sup>2</sup>・

K),冷却液进口温度45℃,忽略水套模型。

#### 温度场仿真结果分析 3

### 3.1 定子和转子温度分析

将风力发电机的整机网格模型导入有限元软件 FLUENT, 代入以上参数, 定子和转子的温度分布分 别如图3和图4所示。

由图3和图4可见, 定子的最高温度为148℃, 转子的最高温度为95℃。定子铁心与槽内绕组的冷 却主要通过热传导方式将热量导入水套,通过与冷 却液对流换热进行散热; 定子驱动端绕组和非驱动 端绕组以及转子冷却是通过风力发电机内部空气流 动进行散热,这部分热量通过水冷换热器带走。定 子铁心和绕组的损耗远高于转子铁心和永磁体的损 耗,因此定子的最高温度会高于转子的最高温度。 根据传热学理论, 定子通过气隙将热量导入转子。





### 3.2 永磁体温度分析

永磁体温度分布如图 5 所示: 永磁体采用牌号 N45SH, 仿真结果显示永磁体的最高温度位置靠近 非驱动端,为94.2℃,满足永磁体运行温度小于 150 ℃的要求。本文中永磁体结构为"V"字形结构, 如图6所示,为增大气隙的通风面积,转子外圆设

置小的凹槽, V 形永磁体端部靠近气隙即靠近转子 铁心外圆,受到气隙传热的影响,永磁体此处的温 度最高, 目接近转子外表面的最高温度。



### 3.3 定子绕组绝缘温度分析

定子绕组绝缘的温度分布如图7~图9所示。



图 7 驱动端绕组绝缘温度分布




图9 非驱动端绕组绝缘温度分布

由图 7 可知,定子驱动端绕组绝缘的最高温度 为 132 ℃。由图 8 可知,槽内绕组绝缘的最高温度 为 144 ℃。由图 9 可知,非驱动端绕组绝缘的最高 温度为 139 ℃。冷却空气从驱动端进入,依次对驱 动端绕组,转子和非驱动端绕组进行冷却,非驱动 端空气温度高于驱动端空气温度,因此驱动端绕组 绝缘温度低于非驱动端绕组绝缘温度。发电机内部 空气主要通过转子内部的风道进入非驱动端,进入 气隙的风量较少,因此槽内绕组靠近气隙一侧的冷 却效果欠佳,靠近气隙的槽内绕组绝缘温度较高。

从图中可以得出,风力发电机在轴向同一截面 上的绕组绝缘温度分布不均,这是因为发电机定子 直径大,进入发电机底部的风量较少,风量分布不 均匀造成了冷却性能不均匀,因此绕组绝缘靠近发 电机底部的温度高于顶部的绕组绝缘温度。

## 4 型式试验结果对比

型式试验台搭建如图 10 所示,经过试验测得, 定子绕组绝缘在轴向同一截面上的温度分布不均匀, 这一规律与仿真结果一致。



图 10 5.5 MW 半直驱中速永磁风力发电机试验台 在发电机底部中间位置,定子绕组绝缘温度温 度最高,为 135 ℃;绕组绝缘平均温度为 119 ℃。 型式试验中,槽内 PT100 布置在上层绕组绝缘和下 层绕组绝缘之间,对应的仿真模型中上下层绝缘之间槽楔的温度,仿真计算得到槽楔的最高温度为 139℃,与实测温度误差2.9%。

永磁体的温度最高点在非驱动端靠近小凹槽的 位置,为95℃,永磁体平均温度为87.7℃。永磁 体仿真计算最高温度为94.2℃,与实测温度误 差0.8%。

根据技术协议,5.5 MW 半直驱中速永磁风力发 电机绕组绝缘等级为 H 级,允许的最高温度为 150 ℃,永磁体允许的最高温度为 100 ℃,因此该 风力发电机的冷却结构满足设计要求。

## 5 结 论

本文通过对 5.5 MW 半直驱中速永磁风力发电 机的流固耦合仿真,并将结果与型式试验结果对比, 得出结论如下:

(1)绕组在轴向同一截面上的温度分布不均匀, 因此在大直径风力发电机设计中,要合理设计风道, 使得进入发电机内部风量分布均匀。

(2)"V"字形内置永磁体靠近气隙一侧的温度较高,因为进入气隙的风量较少,需综合评估永磁体 退磁的风险,设计适当的气隙通风槽。

综上所述,在大直径半直驱中速永磁风力发电 机设计时要合理布置风道,使得定子绕组的温度分 布均匀。同时,要考虑靠近气隙一侧永磁体的冷却, 提高冷却效率。

### 参考文献

- [1] 杨波,贺建湘,刘中华,等.大功率中速永磁风力发电机设计 及性能研究[J]电机与控制应用,2020,47(7):35-38.
- [2] 丁树业, 孙兆琼, 徐殿国, 等. 3 MW 双馈风力发电机传热特性数值研究[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(3): 137-143.
- [3] 陈益广,刘培帅,王雅然,等. 4.25 MW 鼠笼异步风力发电机传 热特性数值模拟[J]. 电力系统及其自动化学报,2018,30 (7):90-95.
- [4] 张祯海,迟长春,练正兵,等.高功率密度笼型异步风力发电机
  通风结构优化分析[J].电机与控制应用,2015,42(4):
  53-57.
- [5] 赵志文,胡岩,曹力,等.基于 CFD 的高速电机冷却结构设计
  与温度场分析[J].微特电机,2023,51(3):25-30.
- [6] 陈益广,翟文聪,沈勇环.双余度永磁同步电机温度场分析
  [J].天津大学学报(自然科学与工程技术版),2015,48(6): 488-493.
- [7] 张洁,罗慧强,王建勋,等.牵引电机绕组绝缘层导热系数测定 及温度场仿真分析研究[J].防爆电机,2021,56(4):28-31.

## 微型行星减速器动力学仿真研究

冯 岗,张 莎,任 佳,吴 波 (西安微电机研究所有限公司,西安710117)

摘 要:基于行星减速器的实际使用情况,保证其结构在运动过程中的稳定性,通过 Solidworks 建立行星减速器模型,采用 ADAMS 虚拟样机进行了运动学和动力学仿真。根据仿真计算结果可以获得输出轴转速,输入扭矩,齿轮啮合频率,齿轮啮合力,结合理论计算验证了行星机构设计的正确性,并进一步利用 ABAQUS 有限元软件对行星减速器壳体进行了模态分析,验证了行星机构在传动过程中不会发生共振,为行星减速器的动态特性提供了理论参考。

关键词:微型行星减速器;动力学分析;模态分析
 中图分类号:TM303.5;TH132.46
 文献标志码:A
 文章编号:1001-6848(2024)09-0070-06

## **Research on Dynamic Simulation of Miniature Planetary Reducer**

FENG Gang, ZHANG Sha, REN Jia, WU Bo

(Xi'an Micromotor Research Institute Co., LTD., Xi'an 710117, China)

**Abstract**: Based on the actual use of planetary reducer to ensure the stability of its structure in the process of motion, the planetary reducer model was established by Solidworks, and the kinematics and dynamics simulation was carried out by ADAMS virtual prototype. According to the simulation curve results, the output shaft speed, input torque, gear meshing frequency and gear meshing force can be obtained. Combined with theoretical calculation, the correctness of planetary mechanism design was verified, and the ABAQUS finite element software was used to conduct modal analysis on the planetary reducer housing, which verified that there was no resonance in the transmission process of the planetary mechanism, and provided theoretical reference for the planetary reducer.

Key words: miniature planetary reducer ; dynamic simulation ; modal analysis

## 0 引 言

空心杯电机是一种无铁心电枢结构的电机,具 有换向性能好,火花极小,效率高,温升低,启动 电压低,机电时间常数低,噪音低,寿命长等优点, 在军事装备、交通自动控制、计算机外部设备、家 用电器、便携式电器设备、电动假肢、高级玩具、 工业机器人、办公室机器、自动售货机等方面,具 有十分广泛的用途。但空心杯电机作为微型电机的 代表,通常尺寸较小,转速较高,输出扭矩小,多 数情况下需配套减速器使用才能满足工况要求。微 型行星齿轮传动既具有结构紧凑、体积小、重量轻、 传动比大,传动效率高和同轴性好的优点,还具有 较大的增加转矩的功能<sup>[1]</sup>,目前是空心杯电机配套 最为广泛的"合作伙伴"。因此,微型行星减速器的 设计和研究尤为重要。

本文利用 Solid works 对某型外径 20 mm 的行星 减速器进行三维模型建立;将所建模型导入 ADAMS 中进行动力学分析,研究其运转过程中相应的输出 转速,输入扭矩,齿轮啮合频率,齿轮啮合力;使 用 ABAQUS 进行了壳体固有频率分析,为微型行星 减速器的设计提供了参考依据。

## 1 行星减速器建模

#### 1.1 行星齿轮基本参数

本文研究的行星减速器由两级直齿行星机构组成,其每级传动比为3.111,输出扭矩为65 N·mm、输入转速为4390 r/min,各齿轮参数如表1 所示。

收稿日期: 2024-02-31

作者简介:冯 岗(1989),男,高级工程师,研究方向为机械传动和机电产品结构设计及仿真。

8

9

旋转副

齿轮	齿数	模数/mm	齿宽/mm	变位系数
输入齿轮	27	0.25	2.4	-0.216
太阳轮	27	0.25	3	-0.216
行星齿轮	15	0.25	3	0.216
内齿圈	57	0.25	14	0.216

#### 表1 行星轮系各齿轮参数

#### 1.2 行星减速器三维模型建立

根据齿轮设计的相关参数,利用 Solidworks 生成 变位齿轮模型,并对其他零件建模,最终完成行星 减速器整机的装配。如图1 所示。



图1 行星减速器三维模型

## 2 行星减速器动力学仿真

#### 2.1 行星减速器的虚拟样机模型建立

行星减速器的虚拟样机模型建立由 ADAMS 软件 实现。将建模完成的装配体模型导入 ADAMS 中,由 于零件之间的干涉会对动力学仿真结果产生影响, 故在导入 ADAMS 之前需进行干涉检查<sup>[2]</sup>。通过 Solid works 评估模块的干涉检查,对模型是否存在干涉 进行检测。本文所用的三维模型不存在干涉,可进 行动力学分析。

行星减速器仿真系统的建立步骤如下<sup>[4]</sup>:

(1)定义零件材料属性。

输入齿轮、太阳轮、行星齿轮均采用易切削刚 材质;前端盖及壳体采用不锈钢材质;行星芯轴采 用钨钢;输出轴、行星支架采用不锈钢材质。创建 各个材料,输入密度、杨氏模量以及泊松比。

(2)添加约束。

动力学仿真计算实质上是根据各构件的初始条 件和边界条件迭代求解的过程,因此在 ADAMS 仿真 分析前,需定义构件之间的约束关系<sup>[5]</sup>。本文行星 减速器约束关系如表2 所示。

序号	约束零件	约束类型
1	内齿圈与大地	固定副
2	端盖与内齿圈	固定副

ま 2	构仕约古兰玄
<u>तर</u> -	构计约米大尔

	表2(续)	
1. 7	约束零件	约束类型
	输出轴与大地	旋转副
	太阳轮与大地	旋转副
	太阳轮与行星架	固定副
	行星架与行星芯轴	固定副
	输入齿轮与大地	旋转副
	输出轴与行星芯轴	固定副

#### 2.2 齿轮接触力定义

齿轮之间的啮合传动的实质是齿面与齿面的动 接触,齿轮间啮合力可等效成齿面之间的接触力。 ADAMS采用了基于碰撞函数的接触力模型,其基础 理论是 Hertz 经典接触理论——将齿轮与齿轮的瞬时 接触等效成两个曲率半径不同的圆柱面接触,其接 触模型如<sup>[6]</sup>:

行星齿轮与行星芯轴

$$F = \begin{cases} K(q_0 - q) - C \cdot \frac{\mathrm{d}q}{\mathrm{d}t} \cdot \operatorname{Step}(q, q_0 - d, q_0, 0) & q < q_0 \\ 0 & q \ge q_0 \end{cases}$$

(1)

式中, Step 为阶跃函数,  $q_0$  为两接触体初始距离, q为接触过程中的实际间距, 则  $q_0 - q$  表示接触过程 中的变形量, 当  $q < q_0$  时, 两物体发生接触, 接触 力大小与刚度系数 K、变形量、力指数 e、阻尼系数 C 及渗透深度 d 有关。当  $q \ge q_0$  时, 两物体不发生碰 撞,此时接触力为 0。

本文仿真计算两级行星减速器,为了提高计算 效率,采用 ADAMS 默认值,刚度系数  $K = 1.0 \times 10^5$  $N/\text{ mm}^{\frac{3}{2}}$ ,力指数 e = 2.2,阻尼系数 C = 10 N · s/mm,渗透深度 d = 0.1 mm,静摩擦系数 0.3,动 摩擦系数 0.1。

#### 2.3 定义驱动与负载

电机输出转速为 4390 r/min, 行星减速器的输 出扭矩为 65 Nmm, 所以在输入齿轮的旋转副上添 加旋转驱动,设置数值为 26340 °/s;在输出轴上添 加力矩 65 Nmm,方向与驱动方向相反,模型建立 完成如图 2 所示。



图 2 微型行星减速器虚拟样机模型

## 3 仿真结果分析

#### 3.1 输出轴转速响应分析

图 3 为 ADAMS 分析结果可知输出轴除去启动阶段,其他阶段运行较为平稳,根据输入转速及传动比计算其输出转速理论值并与分析结果进行对比如表 3 所示。



图 3 输出轴角速度

表 3 输出转速理论计算及仿真分析对比

	计算值	仿真值	误差
转速/(r/min)	453.61	453.47	0.03%
传动比	9.679	9.68	-0.02%

#### 3.2 行星机构啮合频率计算及分析

齿轮啮合频率等于该齿轮的转频乘以它的齿数, 互相啮合的两个齿轮的啮合频率是相等的。即 $f_{zi} = f_i \times z_i$ ,而齿轮的振动谱就是以该基频( $f_{zi}$ )波和高次谐波所组成的谱。行星轮系啮合频率可根据式(2)计算:

$$f_m = f_b \times z_c = (f_a - f_b) \times z_a$$
$$f_b = n_b / 60 \qquad (2)$$

式中, $n_b$ 为行星架转速, $z_c$ 为内齿圈齿数, $f_a$ 为太阳 轮转频, $z_a$ 为太阳轮齿数。由 ADAMS 仿真的输出 转速曲线图进行傅里叶变换,可得到其频域图,如 图 4 所示,并通过理论计算进行对比,如表 4 所示。



图4 输出转速频域曲线

表4 啮合频率理论计算及仿真分析对比

	计算值/Hz	仿真值/Hz	误差
第一级啮合频率	1340	1340. 78	0.06%
第二级啮合频率	430.8	430. 95	0.03%

通过对啮合频率的分析计算,可以对后续行星 减速器使用情况的故障分析提供相关依据,并提高 其使用寿命。

#### 3.3 输出负载及输入扭矩的分析计算

为了使分析结果符合实际工况,前文通过在输 出端添加力矩,确保了结果的准确性,根据 ADAMS 分析结果得到的输出扭矩及输入扭矩,如图 5 和图 6 所示,与理论计算值进行了数据对比,如表 5 所示。



表 5 输入扭矩理论计算及仿真分析对比

	计算值/(N・mm)	分析值/(N・mm)	误差
输出扭矩	65	65	0%
输入扭矩	7.97	7.58	4.9%

通过仿真得到输入扭矩值,进一步计算得到了 此行星减速器的传动效率,其根据式(3)计算求得 效率:

$$\eta = \frac{T_H \cdot \omega_H}{T_A \cdot \omega_A} \tag{3}$$

式中,  $T_{H_{\lambda}}\omega_{H}$  为输出扭矩和输出转速,  $T_{A_{\lambda}}\omega_{A}$  为输入 扭矩和输入转速。通过计算得到其效率为 0.885。

#### 3.4 齿轮啮合力分析

进行动力学仿真可获得行星齿轮各啮合齿轮对 之间的齿轮啮合力。通过动力学仿真分别得到了两 级行星机构间齿轮啮合力。通过动力学仿真得到第 一级行星齿轮与内齿圈的啮合力曲线如图 7 所示, 合力为周期性曲线,其合力均值为 2.65 N;第一级 行星齿轮与太阳轮的啮合力曲线如图 8 所示,其均 值为 2.38 N。



图 7 行星齿轮与内齿圈啮合力



图 8 行星齿轮与太阳轮啮合力

第二级行星齿轮与内齿圈啮合力曲线如图 9~ 图 11 所示,其均值分别为 23.64 N、38.94 N、 37.55 N;第二级行星齿轮与太阳轮的啮合力曲线 如图 12~图 14 所示,其均值为 19.58 N、47.61 N、32.53 N。





通过仿真结果,可知行星齿轮与内齿圈的啮合 力要大于行星齿轮与太阳轮的啮合力,这是因为行 星齿轮绕太阳轮公转产生离心力会附加到行星轮与 内齿圈上,并且在重力的作用下对行星齿轮的啮合 力大小影响也比较大。多级行星齿轮传动中,啮合 状态、各连接轴的质量、刚度特性的不同也会造成 同一级的内、外啮合力存在差异。

各啮合力的曲线都存在较大幅度的波动,啮合 力的波动是因齿轮在克服负载扭矩做功的过程中, 两个接触齿轮啮合时产生接触变形量的变化引起的, 这种齿轮啮合力的波动在齿轮系统内部会引起较大 的振动与冲击,对齿轮的齿面强度和齿根疲劳强度 都有很大的影响。通过啮合力的分析,对齿面接触 强度、齿根弯曲强度的有限元分析提供了有利数据。

## 4 模态分析

#### 4.1 模态分析理论

行星减速器壳体结构的振动系统可视为线性稳态系统。它可以使用微分方程来确定它的运动。但 是,通过对其结构的分析,实际结构和系统具有多 个固有频率。动态响应可以在无负载情况下获得固 有频率<sup>[8]</sup>。因此,运动方程为

$$M\ddot{u} + I = 0 \tag{4}$$

对于无阻尼情况来说, 
$$I = Ku$$
,则上式变为  
 $M\ddot{u} + Ku = 0$  (5)

所以方程的形式为

$$u = \varphi \exp(i\,\overline{\boldsymbol{\sigma}}\,t) \tag{6}$$

将上式代入运动方程中得到特征值方程

其中,  $\lambda = \sigma^2$ 。

#### 4.2 行星减速器壳体有限元模型建立

利用 SolidWorks 软件建模,模型另存为. sat 格 式导入 ABAQUS 软件进一步检查模型是否正确,导 入后的模型如图 15 所示。

 $K\varphi = \lambda M\varphi$ 



图 15 减速器壳体 (1)定义材料截面属性

对模型结构进行材料属性设定,并通过截面属 性将材料属性赋予各个零件,前端盖与机壳所使用 的材料均为不锈钢材质,密度为7780 kg/m<sup>3</sup>;弹性 模量为2.00e<sup>11</sup> N/m<sup>2</sup>;泊松比为0.24。

(2)添加约束

在前端盖与机壳接触面施加面 - 面绑定约束。

(3) 定义分析步

定义一个线性摄动步的频率分析步,本文采用 分块 Lanczos 特征值求解器,是用一组向量来实现 Lanczos 递归计算。

(4)网格划分

进行机壳的网格划分,选择网格控制属性,单 元形状选择四面体,单元类型为C3D10(十节点二次 四面体单元),全局尺寸1.5,最大偏离因子0.1, 共划分为19960个单元;前端盖的网格划分,选择 网格控制属性,单元形状选择四面体,单元类型为 C3D10(十节点二次四面体单元),全局尺寸1.1,最 大偏离因子0.1,共划分为8011个单元。如图16 所示。



图 16 壳体有限元模型

(5)创建 job

(7)

创建 job, 首先进行数据检查, 模型验证成功 后, 提交任务, 进行模态计算。

#### 4.3 模态仿真分析

通过上述设置,查看计算结果,提取前六阶固有 频率。壳体固有频率分析结果如图17和表6所示。



#### 图 17 壳体模态分析

阶数	固有频率/Hz
1	21783
2	44105
3	46251
4	58662
5	59296
6	61006

根据输入转速为4390 r/min,可知转频为73.16 Hz,同时齿轮啮合频率为430.95 Hz和1340 Hz,壳 体的一阶固有频率为21783 Hz远远大于了输入转频 以及啮合频率,减速器在正常运转过程中不会发生 共振现象。

## 5 结 论

本文基于 Solid works 三维建模软件,建立了变 位齿轮的行星减速器模型;利用 ADAMS 软件对行星 减速器进行的动力学分析,结果表明其速度响应规 律、输入扭矩、啮合频率以及啮合力与理论计算值 基本一致,验证了仿真分析的准确性,并为行星减 速器的结构优化、强度校核及有限元分析提供了依





图 9 改进 PID 随动功能跟随曲线

## 5 结 语

通过分析现有油门杆的随动缺陷,本文设计了 一种无人机油门杆高精度随动的控制方法,使用高 精度霍尔传感器,设计了硬件滤波电路与4阶 IIR 数字软件滤波器,改进了 PID 控制算法和减速齿轮 组,实现了油门杆在任意位置可稳定输出 16 位分辨 率的数据和油门杆的高精度随动控制。

试验结果表明,本设计的油门杆高精度随动控制方法可以实现油门杆最高随动精度为0.2°,满足 了新型无人机自动驾驶模式下的油门随动控制要求, 实现了在紧急情况下,飞行员可以随时切换为手动 据;通过 ABQUS 软件对减速器机壳进行了模态分析,与上文的啮合频率及转频进行了分析对比,验证了减速器的可靠性。为微型行星减速器的设计及分析提供参考。

## 参考文献

- [1] 饶振纲. 行星齿轮传动设计[M]. 北京: 化学工业出版社, 2014: 358.
- [2] 李增刚. ADAMS 入门详解与实例[M]. 北京: 国防工业出版 社, 2012: 1-3.
- [3] 朱玉泉,于景华.基于 ADAMS 的行星轮系减速器运行平稳性 分析[J].机械工程与自动化,2021(4):85-87.
- [4] 刘敦远,崔建昆. 基于 ADAMS 的 HGWN(I)型行星减速器的 动力学仿真[J]. 农业装备与车辆工程, 2020, 58(4): 74-76.
- [5] 高志远,杨斌,李耀贵.基于 ADAMS 和 ANSYS 的行星减速器 仿真分析[J].化学工程与装配 2018(3): 15-16.
- [6] 施亮林, 刘新伟. 基于 Pro/E 和 ADAMS 的行星减速器动力学 仿真研究[J]. 一重技术, 2015(4): 12-16.
- [7] 张策. 机械动力学[M]. 北京: 高等教育出版社, 2008.
- [8] 张力,林建龙,项辉宇.模态分析与实验[13].北京:清华 大学出版社, 2011.

模式,保证油门杆拥有最高控制权,提高无人机飞 行的安全性。

#### 参考文献

- [1] 吴春英,李立红,田青来.自动油门控制律的仿真设计[J]. 航 空计算技术,2011,41(3):116-118.
- [2] 王加富,牛雪娟,董广宇,等.基于 CAN 总线的飞行模拟器油 门台控制系统[J].航空制造技术,2016(07):73-76.
- [3] 刘火良,杨森. STM32 库开发实战指南[M]. 北京: 机械工业 出版社. 2017.
- [4] 刘雨棣,祝恒洋,任林林. 航空发动机油门杆模拟装置的研究[J]. 微电机, 2014, 47(11): 62-66.
- [5] 陈建军. 关于机构精度的探讨[J]. 机械传动, 2008, 32(4): 13-16.
- [6] 陈胜军, 贾方. 曲柄滑块机构运动精度的概率分析与计算[J]. 机械设计与制造, 2013(7): 203-206.
- [7] 郭惠昕,岳文辉. 含间隙平面连杆机构运动精度的稳健优化设计[J]. 机械工程学报, 2012, 48(3): 75-81.
- [8] 赵安,杨望东.机械产品耐久性评估的加速寿命试验设计方法[J].电子产品可靠性与环境试验,2013,31(S1):41-45.
- [9] 刘琪芳. 单片机测试系统的数字滤波算法研究[J]. 机械工程 与自动化, 2011(3): 165-166, 169.
- [10] 杨森,王新民,李乐尧,等. 基于 GSAGA 的模糊 PID 控制在自动油门系统中的应用研究[J]. 计算机测量与控制,2012,20(5):1232-1235.

# 泵用电驱动系统 EMC 问题造成系统母线 电流跳变分析与思考

苗 瑞,袁倩倩,张朝晖,祝恒洋,杨 鹏,赵建华 (西安微电机研究所有限公司,西安710077)

摘 要:本文针对航空航天某型泵用动力系统在器上出现母线电流异常跳变现象进行了分析,对控制器中驱动模块限流保护电路异常动作的机理进行分析及试验验证,确定了异常母线跳变的问题原因,并采取了措施。该驱动系统电磁兼容性问题的解决,提高了器件及产品的可靠性,并为同类问题解决提供了思路。
 关键词:电机控制器;母线电流跳变;问题分析;措施
 中图分类号: TP272 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2024)09-0076-05

## Analysis and Thinking of the Bus Current Jump Caused by the EMC Problem in the Electric Drive System of Pump

MIAO Rui, YUAN Qianqian, ZHANG Zhaohui, ZHU Hengyang, YANG Peng, ZHAO Jianhua (Xi'an Micromotor Research Institute Co., LTD., Xi'an 710077, China)

**Abstract**: This article analyzed the fault of abnormal shutdown of a certain type of motor during acceptance testing, analyzed and verified the mechanism of power MOSFET short circuit failure in the driver, identified the cause of the abnormal shutdown problem, and took improvement measures. In response to changes in the parameters of imported components, it provided a reference path for solving similar problems. **Key words**: motor driver; bus current jump; failure analysis; improvement measures

## 0 引 言

在当今快速发展的科技时代,科学的进步日新 月异,随着我国在军事领域技术的不断发展,无刷 直流电机控制系统在航空、航天、兵器、船舶、核 工业等领域得到了广泛的应用和发展,并对控制器 系统的高可靠性、稳定性要求越来越高,因此研发 一款高可靠性控制器尤为重要。

本文主要针对航空航天某型泵用动力系统在器 上出现母线电流异常跳变现象进行了分析。并通过 对驱动系统电磁兼容性问题的解决,提高了器件及 产品的可靠性,并为同类问题解决提供了思路。

#### 问题定位

某型军用电动泵组在进行系统整机加注测试时, 其中1台泵(b)出现额定流量电流跳变现象。此时电 源显示电流范围1.81 A~2.51 A,跳变过程泵关键 特性参数流量、压力及转速均正常,无变化,其余 3 台泵母线电流正常。用示波器电流探头采集控制 母线电流,泵(b)控制器母线电流频繁下跳,波形如图1所示,电流峰值为3.8 A 左右,平均值为2.32 A,下跳周期约为3ms;正常控制器母线电流无下跳,波形如图2所示,电流峰值为2.8 A 左右,平均值为2.30 A。随后更换1 台新控制器进行出现异常泵测试,未再出现母线电流跳变现象。针对此问题从产品电磁兼容性的角度进行了分析及整改。

泵组a泵b
图1 母线电流频繁波动图
<sup>▲</sup> +230 •- 泵组a泵a •••• ►
mmmmmmmm
2 Instructor
SAME RECALL CD - INT OPTIONS

图 2 正常控制器母线电流波形

收稿日期: 2024-06-07

无刷直流控制器的设计中,按功能划分各个电路 模块,主要有五大功能模块: 浪涌电流抑制及 EMI 滤 波模块、电源变换模块、控制驱动模块、转速输出接口 模块, 传感器接口模块, 如图3原理框图所示。其中控 制驱动模块主要由 LHKF10003T01 模块以及周边辅助电 路组成,包含了逻辑控制电路、速度合成电路、稳速电 路、电流反馈电路、功率驱动模块(包含了基极驱动电 路、逆变桥电路)。工作原理如下:逻辑控制电路根据 传感器接口电路输出的电机转子位置信号, 解析出电机 的转子位置,根据无刷电机的工作原理,输出控制信 号,通过前极驱动电路推动三相逆变桥,从而使电机三 相绕组按工作顺序通电, 电机运转; 传感器接口电路同 时输出电机转速信号,通过速度合成电路将速度信号传 给稳速电路,稳速电路通过该信号及速度给定信号来控 制电机的转速;电源变换模块提供了这些控制电路所必 需的工作电源; EMI 滤波电路是为了提高产品的电磁兼 容性而设计的, 浪涌电流抑制电路限制了产品上电瞬间 的浪涌电流,使其满足用户要求。





根据排查及故障树分析,母线电流跳变是驱动 模块限流保护电路动作造成。控制驱动模块包含了 控制模块和功率驱动模块两大部分。母线电流异常 直接与功率模块中限流保护电路相关。电机控制以 及限流保护电路由 LHKF10003T01 模块来完成,模 块内部包括 33035 芯片电机控制电路、33039 速度反 馈电路、基极驱动电路、功率逆变桥以及限流保护 电路。电路原理如图 4 所示。



图 4 LHKF10003T01 模块电路原理

为了保护 LHKF10003T01 模块以及电机不因为 电流过大造成损坏,因此在 LHKF10003TO1 内部设 置了限流保护电路,如图 5 所示 LHKF10003T01 内 部限流保护电路原理图。LHKF10003T01 模块在主 电路设置了绕组电流检测电阻,绕组电流在检测电 阻上产生电压信号,该信号经过信号滤波放大电路 输入到 LHKF10003TO1 内部控制芯片 MC33035 比较 器输入端 Pin9, 与 MC33035 内部的 100mV 基准电压 进行比较。如图 5 所示 MC33035 的电路原理图。当 输入信号 > 100 mV 时,比较器的输出端将逆变桥的 六只功率管全部关断,绕组电流下降,直到下一个 PWM 周期开通时且输入信号 < 100 mV 时, 功率管 重新开通,100 V 电源重新给绕组供电,绕组电流 由下降转为上升。通过以上电路,完成限流保护功 能。LHKF10003T01 在设计时,为满足不同电机的限 流保护需求,因此在电流反馈通路上设置了外接端 子,通过外接电阻 R11 来调整限流保护值。



图 5 LHKF10003TO1 内部限流保护电路原理图

无刷电机控制器中的干扰源主要来源于功率逆变桥,功率逆变桥中 MOSFET 频繁开通关断时,在 100V 母线及地线上会有较大的 dv/dt 和 di/dt 产生, 是系统中最大的干扰源,而限流保护电路的门槛值 为100m V,在本系统中为敏感电路。

LHKF10003T01 模块内部电路包括无刷电机控制 电路,限流保护电路以及功率逆变桥电路,其中功率 逆变桥电路作为功率放大电路和电机绕组直接相连, 功率逆变桥电路的100 V 电源地和限流保护电路的 12V 控制电源地在模块内部单点连接, 功率逆变桥工 作时产生的 di/dt 干扰信号会通过地线耦合至控制地 中,当干扰信号幅值超过限流保护门槛值时就会使限 流保护电路误动作。使用正常件与异常件进行比对测 试,在100V输入电压条件下异常件在负载转矩加至 360mN·m 时出现母线电流偶尔下跳情况,下跳周期 在1s 左右,此时用示波器监测电机绕组电流,其峰 值未到限流保护门槛值,如图6母线电流偶尔下跳波 形所示,分析认为限流保护的门槛电压为100mV,容 易受到干扰,而在此阶段负载转矩为1.8 倍额定转矩 (360mN·m),流过绕组的电流较大,加之模块内部 功率 MOSFET 频繁导通关断,会有较大的 di/dt 干扰 信号产生,从而造成限流保护电路误动作;继续增大 负载转矩,当转矩加至423mN·m时母线电流出现频 繁下跳现象,下跳周期在3ms左右,此时用示波器监 测电机绕组电流峰值约为6.4A,如图7母线电流频繁 下跳波形所示所示,分析认为在此阶段由于负载转矩 的增加,绕组电流也会增加,功率 MOSFET 开通关断 产生的 di/dt 干扰信号也更强烈,造成限流保护电路 频繁误动作。



图 6 母线电流偶尔下跳时绕组波形图



图 7 母线电流频繁下跳波形图

为进一步对故障问题定位,找出控制器中的差 异,把故障件和正常件中的LHKF10003T01模块进 行互换,将故障件使用的驱动模块解焊后焊接至正 常件控制器中,正常件使用的驱动模块解焊后焊接 至故障件控制器中。然后加载测试,正常件中使用 的驱动模块故障现象仍在,故障件控制器中使用的 驱动模块,加载0~410 mN·m 母线电流未见下跳。

由以上互换试验可看出,故障模块在两个控制 器中上都会出现母线电流下跳现象,正常模块在两 个控制器中都不会出现母线电流下跳现象。因此, 认为故障模块与其它模块存在一定差异。最终定位 为:故障件控制器所用驱动模块相对于其它模块离 散差异,其C相绕组波形上升时间快、电压过冲大 造成 PWM 斩波电路干扰大,如图8所示故障模块与 正常模块绕组波形,触发限流保护功能,从而出现 误保护动作,是造成母线电流跳变的原因。



图 8 故障模块与正常模块绕组波形

## 3 故障机理分析

对控制器的干扰及干扰路径进行排查,同时对 控制器内部干扰机理进行初步分析。按照 EMC 三要 素:干扰源、路径和敏感电路进行分析,控制器内 部线路框图如图9 所示。

电机控制器中的干扰源主要来源于功率逆变桥, LHKF10003T01 模块内部电路包括无刷电机控制电路,限流保护电路以及逆变桥电路。其中功率逆变 电路作为功率放大电路和电机绕组直接相连。控制 电路采用 PWM(斩波频率 8.5 kHz)脉宽调制方式对 电机进行速度闭环,实现稳速控制。驱动模块内部 6 只 MOS 管工作在开关状态下,有较大的 dv/dt 和 di/dt,是系统中最大的干扰源。

针对控制器出现的问题,受干扰的敏感电路为 LHKF10003T01模块中的限流保护电路,而且限流 保护电路的比较基准为100 mV,容易受到干扰。根 据图9控制器内部接线图所示,在控制器中功率逆 变桥与限流电路之间有以下3条主要耦合路径。



图 9 控制器内部接线图

路径一: LHKF10003T01 内部地线, 驱动模块 的控制电源 12 V 地与功率逆变桥在模块内部进行单 点连接, 实现共地, 因此逆变桥产生的干扰可通过 该内部地线耦合至限流保护电路。

路径二: DC 模块中原副边与机壳连接的 2 只共 模电容,这些共模电容共同连接到机壳上,可为共 模干扰信号提供通道,或者通过 PCB 基板间的寄生 参数提供通道。

路径三: EMI 电路中 100 V +、100 V 回线与机 壳连接的 4 只共模电容,这些共模电容共同连接到 机壳上,可为共模干扰信号提供通道,或者通过 PCB 基板间的寄生参数提供通道。

## 4 解决措施

针对该控制器在整机联试时因受干扰出现的故 障问题,我们从 EMC 三要素:干扰源、路径和敏感 电路进行分析解决。

(1)干扰源:

控制器受干扰的敏感电路为 LHKF10003T01 驱动 模块中的限流保护电路,因 LHKF10003T01 栅驱动及 功率逆变桥在模块内部,无法优化参数降低干扰。

(2)路径:

通过断开路径二和路径三进行干扰传播路径的 切割,测试限流保护动作情况,在故障件上,断开 EMI 接地线和 DC 模块接地线任意一根,故障均可 消失。路径二和路径三中测试情况如表1所示。但 是切断 EMI 或者 DC 模块接地线任意一根均对整个 产品 EMC 有影响,因此我们对整个控制系统进行了 相应的 CE102、RE102 进行试验,从试验结果看切 断任意一条都会对 CE102、RE102 有影响,具体见 图 10 所示切断路径二 CE102 试验验证谱图,切断路 径三如图 11 及图 12 所示 RE102 试验验证谱图。

_					
	路径二(DC 接地线)	路径三(滤波器接地线)	R11 电阻/Ω	正常件母线电流	故障件母线电流
		$\checkmark$	390	加载0~360 mN·m 未下跳	270 mN·m 开始下跳
	$\checkmark$	Х	390	加载0~360 mN·m 未下跳	加载0~360 mN·m 未下跳
	X	$\checkmark$	390	加载0~360 mN·m 未下跳	加载0~360 mN·m 未下跳
	Х	Х	390	加载0~360 mN·m 未下跳	加载0~360 mN·m 未下跳



图 10 切断路径二 CE102 试验验证谱图



图 11 切断路径三 CE102 试验验证谱图



图 12 切断路径三 RE102 试验验证谱图 (3)敏感电路 控制器受干扰的敏感电路为 LHKF10003T01 模

(上接第65页)

- [5] DeWolf FT. Measurement of Inductance of DC Machines[J], IEEE Trans Power Apparatus and Systems, 1979, PAS-98 (5): 1634-1644.
- [6] Ong Chee-Mun. Dynamic Simulation of Electric Machinery Using MATLAB/SIMULINK[J]. New Jersey: Prentice Hall, 1998.
- [7] Wu Song, Mo Yueping, Zhou Binxin, et al. Research and design of a New Control Method of Series-wound DC Machine[J]. Small &

块中的限流保护电路,而且限流保护电路的比较基 准为100 mV,容易受到干扰。可提高控制器限流保 护点,弱化干扰信号,减小R11的电阻值,将原560 Ω更改为390 Ω,LHKF10003T01模块的限流保护点 由4.85 A提高至6.6 A。并增加控制器负载拉偏筛 选试验,控制器加严控制标准为:在100 V电压条件 下,泵控制器带电机运行,负载转矩在360 mN·m (1.8 倍额定转矩)以内不出现母线电流下跳,且有 足够余量。

因此,最终在不影响产品的整体性能及长期可 靠性的条件下,通过了提高敏感电路的抗干扰能力, 满足用户的使用要求。

## 5 结 语

通过对控制器母线电流跳变技术问题的故障排 查、定位分析及处理措施,确保了控制器在实际工 况下的正常运行。此次母线电流跳变的问题,揭示 了因控制器中驱动模块离散性存在一定的差异,使 其限流保护电路受到电磁干扰而产生误动作。出现 电磁干扰问题时需按照 EMC 三要素即干扰源、路径 和敏感电路等进行分析解决。产品研制之初便要在 产品结构、PCB 布线等方面充分考虑电磁干扰问题, 所选用的器件应进行严格筛查,尽早发现并督促纠 正问题,从而有效提高产品的可靠性及电磁兼容性。

## 参考文献

- [1] 祝恒洋. 一种基于 MSK4310 的无刷直流电机控制系统设计[J]. 微电机, 2016(5).
- [2] 吴琎. 基于功率驱动模块 LHKF10003T01 的无刷直流电机控制 系统设计[J]. 微电机, 2017(3).
- [3] 谭建成. 永磁无刷直流电机技术[M]. 北京: 机械工业出版 社, 2010.

Special Electrical Machines, 2015, 43(10): 53-55.

- [8] Wei Shen, Wang Yuye. A Nes PMW DC Motor Drive [J]. Electronic Science and Technology, 2013, 15: 114-117.
- [9] Sen PC, MacDonald ML. Thyristorized DC Drives with Regenerative Braking and Speed Reversal [J]. IEEE Trans IECI, 1978, 25 (4): 347-54.