

微电机

2023 7

第56卷 第7期
No.7 Jul., 2023

MICROMOTORS

西安微电机研究所有限公司主办



连云港杰瑞电子有限公司是特大型国有重要骨干企业中国船舶集团有限公司下属国有控股公司，中国海防(sh600764)全资子公司，是国家级高新技术企业、首批军用电子元器件合格供应商、国家两期火炬项目实施单位，江苏省两化融合示范企业。

公司现有运动测量和控制、电源、智慧城市和LED照明四大业务板块。运动测量和控制产业，能够提供一体化运动控制系统行业解决方案，系统内核心产品技术均自主可控，同时拥有自整角机、旋转变压器、LVDT和RVDT等各类角度、位移信号的测量、仿真和电机驱动层级产品。具体产品包括：单片集成电路、混合集成电路、测试仪器及板卡、编码器和电机驱动器，可完全替代国外产品。

单片集成电路



RD2S1210



RD19230



JR2103



RD5028

模拟/数字解算、高压栅驱动芯片，满足抗辐射需求

混合集成电路



RD10



RD80



DTM90



LV72

核心芯片完全自主可控，质量等级满足GJB2438 H级

测试仪器及板卡



双通道轴角模拟器



双通道角位仪器

双速模拟测试仪，双速角位仪，多类总线接口，多尺寸可选，高精度测试和模拟仿真

编码器



磁编码器



光电58系列编码器



机电58系列编码器



电感编码器

独特旋变信号处理技术、电磁感应编码技术，支持无轴承，多尺寸可选，环境适应性强，质量等级高

电机驱动器



三相桥



H桥



JRS WHI系列

低功耗，低热阻，智能参数辨识，高驱动效率，高可靠性，高功率密度


连云港杰瑞电子有限公司

地址：江苏省连云港市圣湖路18号

电话：400-8081716

传真：0518-85981799

邮编：222061

网址：www.jariec.com



杰瑞科技 用心为你

微电机

WEI DIAN JI

月刊, 1972 年创刊
第 56 卷 第 7 期(总第 355 期)
2023 年 7 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
中国科学引文数据库来源期刊
RCCSE 中国核心(扩展版)学术期刊
美国《乌利希期刊指南》(UPD) 收录期刊
美国《剑桥科学文摘(工程技术)》(CSA) 来源期刊
英国《科学文摘》(Inspec) 检索源期刊
中国机械工业优秀期刊
陕西省优秀期刊

编辑委员会

顾问: 唐任远(院士) 赵淳生(院士)

王宗培 陆永平 程树康 谭建成

主任委员: 莫会成

副主任委员: 谭顺乐 荆仁旺

委员: (按姓氏笔画为序)

王 健 王建乔 王晓远 王维俊
任 雷 刘 刚 刘卫国 刘树林
刘景林 贡 俊 严伟灿 李红梅
杨向宇 肖 曦 吴玉新 闵 琳
沈建新 张 卫 郝双晖 顾菊平
柴 凤 柴建云 徐衍亮 郭 宏
黄守道 黄声华 梁得亮 程 明
温旭辉 廖 勇

主管: 西安微电机研究所有限公司
主办: 西安微电机研究所有限公司
协办: 中国电器工业协会微电机分会
中国电工技术学会微特电机专委会

编辑出版: 《微电机》编辑部

主 编: 谭顺乐

副 主 编: 谭 莹 贾 钰

地 址: 西安市高新区上林苑四路 36 号
(710117)

电 话: 86-29-84276641

在线投稿系统: wdj.paperopen.com

E-mail: micromotors@vip.sina.com

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

国外总发行: 中国国际图书贸易总公司
(100044 北京 399 信箱)

国外代号: M 4228

国内总发行: 陕西省邮政报刊发行局
订 购 处: 全国各地邮局或本刊编辑部
邮 发 代 号: 52-92

刊 号: ISSN 1001-6848
CN 61-1126/TM

国内定价: ¥8.00

国外定价: \$8.00

广告经营许可证: 6101004004005

印 刷: 西安创维印务有限公司

目 次

设计与研究

- 开关磁阻电机定子铁心及实体的模态仿真对比
..... 王 峰, 贾泽锦, 徐 征, 等(1)
- 高速永磁电机碳纤维护套转子结构参数自动寻优
..... 周 向, 肖剑雄, 黄鹏程, 等(6)
- 基于场路耦合的双馈感应发电机设计与分析
..... 崔 皓, 朱铭锴(10)

驱动控制

- 低分辨率位置检测的永磁同步电机转矩控制研制
..... 任志斌, 廖风顺, 胡剑桥(17)
- 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 朱吕攀, 毛谦敏, 王学影(23)
- 基于神经网络的混合动力车用永磁同步电机矢量速度控制研
究 单 莹, 唐百胜(29)
- 抗短路直流发电系统一体化拓扑设计与研究
..... 吴 娜, 陈宣任, 杨 都, 等(34)

电气屏柜智能除尘机械手级联式自动化控制方法..... 刘康宁, 赵海生, 吴昊, 等(41)
基于 IGBT 的大功率驱动器热性能研究 张琴琴, 杨建宏, 刘作昌, 等(47)

直驱技术与应用

半直驱中速永磁风力发电机设计与特性研究..... 娄利岗, 任韶华, 王楦(51)
小型风力发电机设计及电磁特性研究..... 刘中华, 舒聪慧, 杨波(55)

综 述

磁悬浮开关磁阻电机位置检测方法综述..... 何鹏, 黄苏丹, 曹广忠, 等(59)

应用技术与经验交流

基于智慧物流的轮式机器人设计..... 邓杰, 文家雄, 何媛媛, 等(65)



《微电机》(月刊)

全年 12 期, 读者可到当地邮局订阅, 本刊亦可破订、零购。

欢迎投稿! 欢迎订阅! 欢迎刊登广告!

国内刊号: CN61 - 1126/TM

邮 箱: micromotors @ vip. sina. com

地 址: 高新区上林苑四路 36 号(710117)

邮发代号: 52 - 92

订价: 8 元/期

年价: 96 元/年

编辑部邮购(含快递费): 300 元/年

国际刊号: ISSN 1001 - 6848

电话: 029 - 84276641



MICROMOTORS

Founded 1972 • Monthly • Public Publication
Vol. 56 No. 7 (Serial No. 355) Jul., 2023

Authorities: Xi'an Micromotor Research Institute
Co. Ltd.

Sponsor: Xi'an Micromotor Research Institute Co. Ltd.

Edited & Published: MICROMOTORS
Editorial Department

Chief Editor: TAN Shunle

Add.: No. 36, shanglinyuan 4th road, Xi'an
(710117)

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: Jul. 28, 2023

CONTENTS

Modal Simulation and Comparison of Stator Core and Real Stator in Switched Reluctance Motor	WANG Feng, JIA Zejin, XU Zheng, et al(1)
Automatic Structural Optimization of the CFRP Sheathed Rotor on High-speed Permanent Magnet Motor	ZHOU Xiang, XIAO Jianxiong, HUANG Pengcheng, et al(6)
Design and Analysis of Doubly-fed Induction Generator Based on Field-circuit Coupling	CUI Hao, ZHU Mingkai(10)
Development of Torque Control for Permanent Magnet Synchronous Motor With Low Resolu- tion Position Detection	REN Zhibin, LIAO Fengshun, HU Jianqiao(17)
A Vector Control Method for MRAS Permanent Magnet Synchronous Motor With Adaptive Pa- rameters and Double Sliding Mode Structure	ZHU Lyupan, MAO Qianmin, WANG Xueying(23)
Research on Vector Speed Control of Permanent Magnet Synchronous Motor for Hybrid Elec- tric Vehicles Using Neural Network	SHAN Ying, TANG Baisheng(29)
Design and Research of Integrated Topology of Short-circuit Resistant DC Power Generation System	WU Na, CHEN Xuanren, YANG Du, et al(34)
Cascade Automatic Control Method of Intelligent Dedusting Manipulator for Electrical Cabinet	LIU Kangning, ZHAO Haisheng, WU Hao, et al(41)
Thermal Performance Research of High-power Driver Based on IGBT	ZHANG Qinqin, YANG Jianhong, LIU Zuochang, et al(47)
Design and Research of Hybrid Drive Medium Speed Permanent Magnet Wind Generator	LOU Ligang, REN Shaohua, WANG Zhen(51)
Research on Design and Electromagnetic Characteristics of Small Wind Turbine	LIU Zhonghua, SHU Conghui, YANG Bo(55)
Review of Rotor Position Detection Methods for Bearingless Switched Reluctance Motors	HE Peng, HUANG Sudan, CAO Guangzhong, et al(59)
Design of Wheeled Robot Based on Intelligent Logistics	DENG Jie, WEN Jiaxiong, HE Yuanyuan, et al(65)

开关磁阻电机定子铁心及实体的模态仿真对比

王 峰, 贾泽锦, 徐 征, 王志强, 王旭龙
(天津职业技术师范大学 汽车与交通学院, 天津 300022)

摘要: 开关磁阻电机(SRM)的径向电磁力大, 振动问题相较其他类型电机更为突出。分析明确定子的振动模态, 成为制约电磁力激励下的电机耦合振动研究的先决条件。然而, 真实电机定子既含有定子铁心核心部件, 也包括外壳、端盖、绕组和散热筋等外围部件, 复杂定子的固有频率和振动模态分析仍缺少全面可靠的结果。定子铁心、真实定子的固有频率和模态, 采用有限单元方法分别进行了仿真, 并归纳出各自的模态振型特点和演化规律。结果证明相较定子铁心, 真实定子出现了密集的局部变形模态。定子模态分析思路和振型规律, 为 SRM 的振动抑制以及节能降噪奠定了先期基础。

关键词: 开关磁阻电机; 定子; 固有频率; 模态分析; 有限元

中图分类号: TM352

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2023)07-0001-05

Modal Simulation and Comparison of Stator Core and Real Stator in Switched Reluctance Motor

WANG Feng, JIA Zejin, XU Zheng, WANG Zhiqiang, WANG Xulong

(School of Automobile and Transportation, Tianjin University of Technology and Education, Tianjin 300222, China)

Abstract: Switched reluctance motor generates large radial electromagnetic force during its operation, and the vibration problem is more prominent than other types of motors. The analysis of the stator's vibration mode has become a prerequisite for deep study of the forced vibration of the motor excited by electromagnetic force. However, the real SRM stator contains not only the core components of stator core, but also the peripheral components such as shell, end cover, winding and heat dissipation rib. The analysis of natural frequency and vibration mode of real stator is still lack of comprehensive and reliable results. The natural frequencies and modes of stator core and real stator were respectively simulated by finite element method, and their modal characteristics and evolution laws were concluded. The results show that there are dense local deformation modes in the real stator compared with the stator core. The idea of stator modal analysis and the rule of vibration mode have laid a preliminary foundation for vibration suppression and energy saving and noise reduction of SRM.

Key words: switched reluctance motor; stator; natural frequency; modal analysis; finite element

0 引 言

开关磁阻电机(Switched Reluctance Motor, SRM)具有可靠性高、成本低、高效平台宽等优点, 但其转矩脉动大、功率密度低和振动噪声突出^[1]。SRM 电磁径向力导致的定子振动被认为是噪声的主要来源, 这严重限制了其在电动汽车、家用电器等噪声敏感应用领域的普及^[2]。由振动理论易知, 当定子固有频率与径向电磁力的基频或高次谐波重合时,

定子共振会产生大幅振动并通过空气传播从而释放噪声^[3-4]。掌握定子的振动特性是有效控制 SRM 的振动噪声的前提条件, 因此需要分析定子的固有振动频率和模态振型^[5]。

目前分析 SRM 定子固有频率的方法主要有两类^[6]: 第一类是解析算法。该方法通过牛顿定律建立简化实体结构的振动方程, 提取特征矩阵解析计算其特征值和特征向量从而获得固有频率和振型, 适合简单实体的模型且计算精度一般。第二类是数值方

收稿日期: 2022-11-09

基金项目: 天津市教委科研计划项目(2021KJ020)

作者简介: 王 峰(1980), 男, 博士, 讲师, 研究方向为新能源汽车电机驱动系统, 复杂结构振动与控制。

贾泽锦(1996), 男, 硕士研究生, 研究方向为新能源汽车电机驱动系统。

法,包括傅里叶级数法、有限元法(Finite Element Method, FEM)等。这类方法通常难以获取固有频率的精确解,只能得到较高精度的数值解。其中,广泛应用的有限元方法,先把实体结构用节点离散为由许多微小单元构成的互连子域,再对每个单元假定合适近似解,由单元振动方程生成整体结构的振动方程,最后得到振动问题的数值解,计算精度高且适合各种复杂实体。因此,采用有限元法仿真 SRM 定子模态时,往往能快速获得具有一定精度的结果,易于通过可视化后处理显示定子的各阶固有频率及对应振动模态。

SRM 定子的振动模态分析在业界已取得一定进展。赵天环^[7]建立了 SRM 定子的三维模型,计算出定子自由振动的固有频率和振型,提出了避免定子固有频率接近电磁力高次谐波的若干措施。谭超^[8]等计及绕组、线圈和底座等,建立定子模型后仿真了无轴承 SRM 定子的周向模态。王喜莲^[9]利用 JAMG 电磁软件仿真了含有绕组的定子模态,提出了多种控制策略实现抑制 SRM 的转矩脉动。郝玉伟^[10]从定子模态、偏心径向力和减振降噪等出发,对无轴承 SRM 的振动性能进行了全面分析。薛惟栋^[11]建立了包括机壳、端盖及散热筋等在内的 SRM 定子模型,仿真求解对比了两侧端盖对定子固有频率的影响,指出端盖会显著改变定子的固有频率适当对称振型发生畸变。袁西冰^[12]先结构仿真了定子固有频率和径向振型,再电磁仿真出定转子间的电磁力,最后逐一对比电磁力谐波频率和定子固有频率,以期避免电机发生特征共振。蔡健^[13]通过谐响应振动研究,获得了定子在径向电磁力激励下的典型共振频率。郭小强^[14]提出优化绕组开关角来抑制定子大幅振动的方案,通过仿真和实验测试验证了抑制振动的有效性。

综上可知,尽管诸多学者从模态或激励源的不同角度进行了大量分析,但关于定子的模态研究多基于以定子铁心为主的简单模型。真实定子包括定子铁心、外壳、端盖、绕组等的诸多部件,其固有频率和模态分析仍有待深入。因此,本文立足真实定子模型提供有限元模态分析流程,梳理振动频率和模态变形结果,研究端盖、外壳、接线盒等周围部件如何影响定子固有频率和模态的规律。

1 振动固有频率和模态求解理论

从振动理论角度,SRM 定子连续实体的振动可等效为无穷维度的多自由度振动系统。采用有限元计算时,正是采用节点离散方式将真实定子简化成有限维多自由度系统加以分析。设离散后 SRM 定子为 N 自由度的系统,物理坐标为 $x_1, x_2, x_3, \dots, x_N$,

建立定子系统的振动微分方程如下^[15]

$$\sum_{j=1}^N m_{ij} \ddot{x}_j(t) + \sum_{j=1}^N c_{ij} \dot{x}_j(t) + \sum_{j=1}^N k_{ij} x_j(t) = f_i(t) \quad (1)$$

其中, $i=1, 2, \dots, N$; $m_{ij}(i, j=1, 2, \dots, N)$ 为定子振动系统的质量系数,对应在第 i 坐标上施加的力而只在 j 坐标上产生的单位加速度; $c_{ij}(i, j=1, 2, \dots, N)$ 为阻尼系数,对应在第 i 坐标上施加的力而只在 j 坐标上产生的单位速度; $k_{ij}(i, j=1, 2, \dots, N)$ 为刚度系数,对应在第 i 坐标上施加的力而只在 j 坐标上产生的单位位移。

将其改写成矩阵式,则为^[16]

$$[M]\{\ddot{X}\} + [C]\{\dot{X}\} + [K]\{X\} = \{F(t)\} \quad (2)$$

这里, $[M]$ 、 $[C]$ 、 $[K]$ 分别为定子振动的质量矩阵、阻尼矩阵和刚度矩阵, $F(t)$ 表示对应离散节点上所施加的外力矢量。

计算定子固有频率时,忽略系统阻尼,令力矢量 $\{F\} = \{0\}$ 。于是对定子无阻尼自由振动分析时,定子振动的特征方程写为

$$([K] - \omega^2[M])\{X\} = \{0\} \quad (3)$$

由线性代数知识,该方程有非零解充要条件是

$$|[K] - \omega^2[M]| = 0 \quad (4)$$

同时满足方程(3)和方程(4)的各个特征值 ω ,即为 SRM 定子的各阶固有频率;相应的非零解向量 $\{X\}$,即为相应的定子模态振型^[17]。

2 固有频率和模态有限元求解

四相 8/6 极 SRM 样机的定子被用于开展振动模态研究,主要结构参数如表 1 所示。小型电机绕组的刚度使固有频率增加,绕组的质量使固有频率减小,两者相近进而大体抵消^[18-19]。因此建模时未加入定子绕组,并忽略了定子铁心和端盖等部件的倒角、工艺槽等次要尺寸。

表 1 四相 8/6 极 SRM 样机定子主要结构参数

参数	参数值
定子极数 N_s	8
转子极数 N_r	6
定子极弧度 θ_s	22.5°
定子外径 D_{so}/mm	145
定子内径 D_{si}/mm	80
定子长度 h/mm	160
散热筋数量 M	25

为发挥软件优势兼顾计算效率,这里使用 Creo 软件建立定子铁心、外壳、端盖等模部件型,用 Ansys Workbench 进行定子的模态求解。为研究定子铁心和定子实体的模态差异,建立了两个定子模型,即:定子铁心模型,含有外壳、端盖的定子实体模型,如图 1 所示。

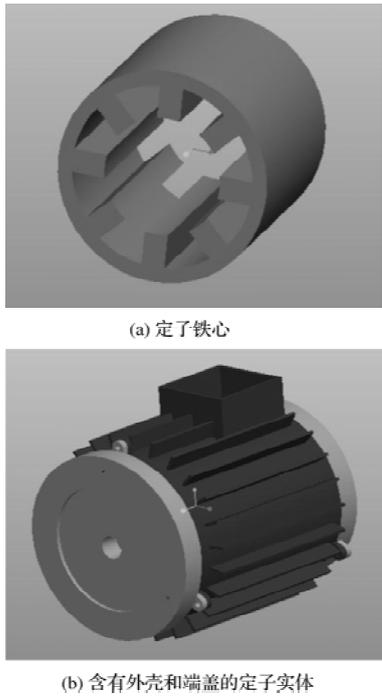


图 1 定子铁心及定子实体模型

2.1 建立三维模型并划分有限元网格

材料是组成实体的基础，正确输入各零件的材料参数才能准确获得模态结果。模型导入 Workbench 后，需要设置零件的材料。其中，定子铁心使用硅钢片，外壳和端盖采用铝合金，定子各部件的材料参数如表 2 所示。

表 2 定子各部件的材料参数

零件	材料	弹性模量/Pa	泊松比	密度/(kg/m ³)
定子铁心	硅钢片	2×10^{11}	0.3	7850
外壳、端盖	铝合金	7.3×10^{10}	0.33	2680

网格划分的作用是将复杂的模型离散化，形成有限单元求解域问题。四相 8/6 极 SRM 定子铁心具有结构简单的特点，端盖的结构对称性较强，外壳在建模时简化了散热筋的形状，故定子选择自动划分网格法进行扫掠网格或四面体网格划分。为保证网格的质量，可单独细化关键部分网格。划分的网格质量要进行检查，包括单元质量、纵横比、翘曲度、单元坍塌比、体积扭曲度等指标。含有端盖、外壳的定子实体有限元网格划分，如图 2 所示。

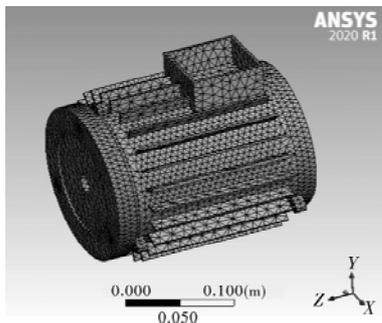


图 2 定子实体的有限元网格划分

2.2 定子的模态分析参数设置

定子铁心与外壳之间的组装方式为过盈配合装配，外壳和定子铁心相当于粘结到一起，接触设置采用绑定接触(Bonded)。端盖用螺栓与外壳用螺栓紧固，两零件的贴合面也无相对滑移，接触方式也为绑定接触。

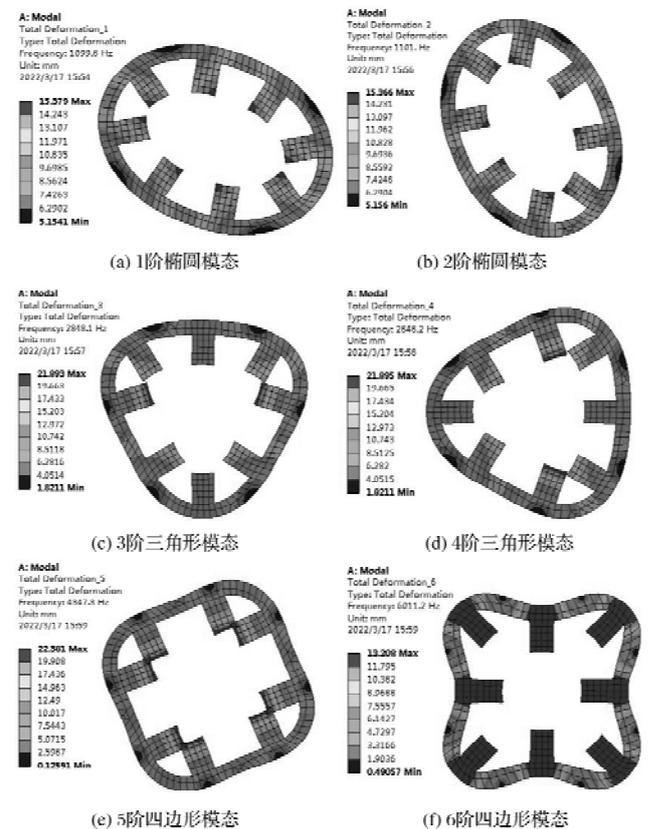
为直观对比定子铁心和定子实体的振动特性，分别仿真两个不同复杂程度定子模型的固有频率和模态情况。分析定子铁心时，不添加任何约束；分析定子实体时，一侧端面施加固定约束，另一侧端面为自由状态不添加任何位移约束。

定子的低阶振动模态对 SRM 的振动噪声贡献最大，为尽可能同时满足模态阶数和计算速度，设置求解定子的前 10 阶振动模态。完成相关设置后，点击求解即可仿真求解定子的固有频率和振型。最后利用软件的后处理功能将计算结果可视化显示，对比讨论定子的模态结果。

3 定子模态计算结果及讨论

3.1 定子铁心的固有频率和模态

在没有施加任何约束的自由振动情况下，定子铁心出现平移或转动刚体运动，固有频率接近于 0。定子铁心存在弹性变形的 10 阶固有频率和振动变形模态，如图 3 所示。



(e) 5阶四边形模态

(f) 6阶四边形模态

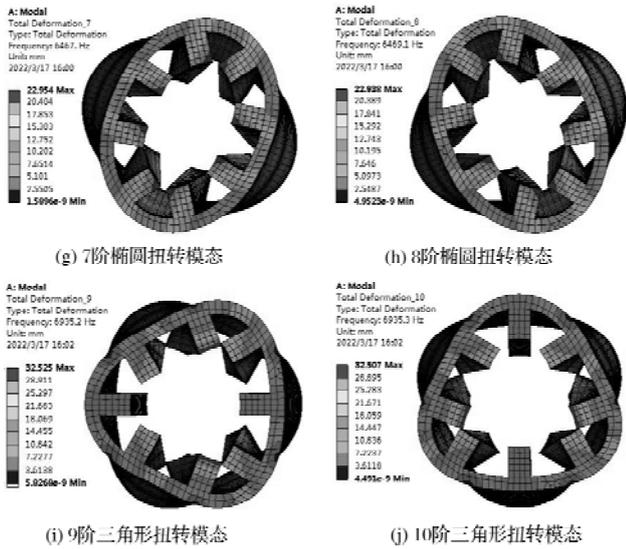


图3 定子铁心自由振动前10阶固有频率和振动模式

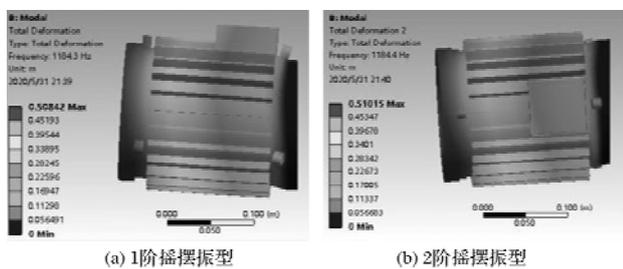
其中,第1、2阶为周向模式,定子铁心居中部分出现交替扩张压缩,振型呈椭圆形。第3、4阶为周向模式,定子铁心居中部分出现交替扩张压缩,振型呈三角形。第5、6阶振型为周向模式,定子铁心外轮廓呈四边形。第7、8阶振型,周向呈椭圆变形,且两端椭圆变形扭转相差 90° 。第9、10阶振型,周向呈三角变形,且两端三角变形扭转相差 60° 。

定子铁心的空间结构对称,使得铁心存在多对变形相似的对称模式和反对称模式。二者对应的固有频率数值非常接近,可视为同一变形模式,例如3阶和4阶,7阶和8阶。实际上,计算定子铁心振动的特征方程时会出现重根特征值,此时相同固有频率对应一对相似的振动模式,这对模式仅沿圆周扭转特定角度。

尽管定子铁心振动呈现椭圆形、三角形和四边形等模式,但由于SRM电磁力激励的成对分布规律,定子的椭圆形、四边形等偶数阶模式对电机的振动贡献,要远高于三角形等奇数阶模式。

3.2 定子实体的固有频率和模式

计及外壳及端盖的定子进行模式仿真之后,前10阶固有频率和对应的模式振型,如图4所示。



(a) 1阶摇摆振型

(b) 2阶摇摆振型

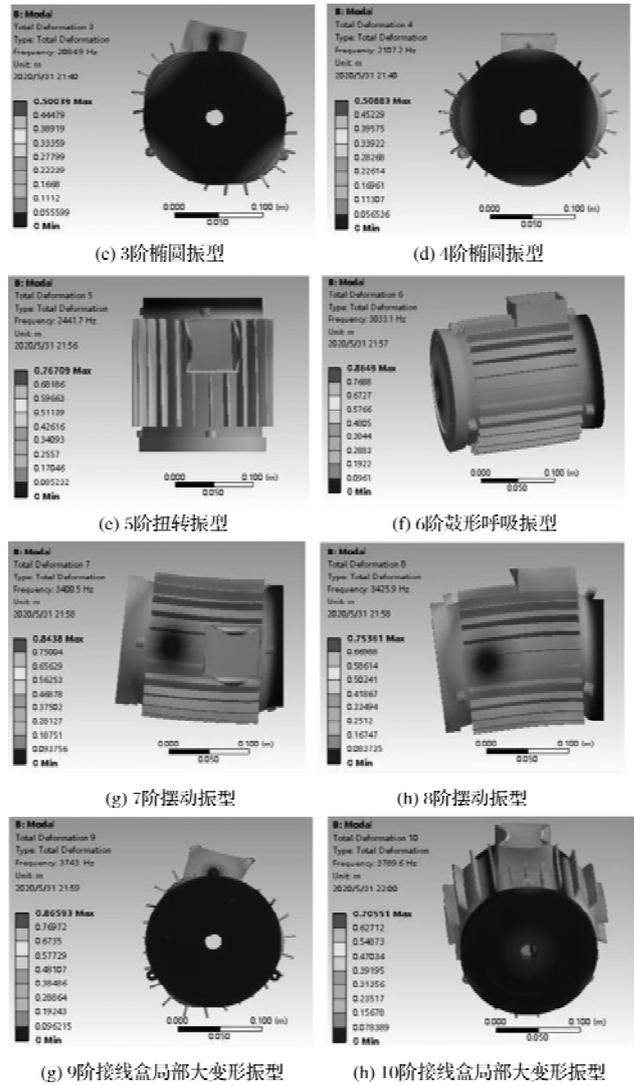


图4 计及端盖定子前10阶固有频率和振型

其中,第1、2阶模式为摇摆振型,定子外壳沿着被固定的一侧端盖平面以左右方向摇摆,壳体形变微弱。第3、4阶模式呈椭圆形,壳体的压缩扩张方向不同,扭转特定的角度。第5阶模式为扭转振型,定子绕端盖固定约束端面扭转,接线盒和散热筋出现比整体更大的变形。第6阶模式为两端盖鼓形呼吸振型,定子外壳呈微弱压缩扩张。第7、8阶模式为摆动振型,定子实体沿轴线左右摆动,散热筋及接线盒变形显著。第9、10阶模式以接线盒、散热筋等的局部大变形振动为主,同时定子外圆周整体呈现变形较小的三角振型。

定子的前4阶模式的振型,主要是定子铁心、外壳和定子齿的整体形变,但散热筋、接线盒等刚性较小部分并没有出现明显变形,该分析结果与定子铁心的模式结构大体一致。然而,定子实体的5至10阶模式,因为散热筋、接线盒等薄壁结构刚度较小,导致出现了显著局部形变。定子铁心的良好对称性,导致模式也具有明显的对称性。然而,计

及外壳、端盖、接线盒和散热筋的定子实体, 一定程度上改变了定子结构的对称性, 在定子的较高阶振动模态中出现了以局部变形为主的模态振型。

定子铁心和定子实体的固有频率值对比结果, 如表 3 所示。由此可知, 由于接线盒、散热筋等的局部变形, 定子实体相比单纯定子铁心涌现了大量密集模态。这些局部变形对应的模态固有频率和模态, 一定程度上定子的对称和反对称模态的不再相邻成对出现。特别强调, 这些局部模态对电磁力激励下的定子振动也会产生明显影响, 在分析定子的受迫振动时需要特别引起关注。

表 3 定子铁心和定子实体的固有频率值

模态阶数	定子铁心/Hz	定子实体/Hz
1 阶	1099. 8	1184. 3
2 阶	1101. 1	1184. 4
3 阶	2848. 1	2084. 9
4 阶	2848. 2	2107. 2
5 阶	4347. 3	2441. 7
6 阶	6011. 2	3033. 1
7 阶	6467. 0	3400. 5
8 阶	6469. 1	3425. 9
9 阶	6935. 2	3743
10 阶	6935. 3	3789. 6

4 结 语

本文基于真实开关磁阻电机的定子, 阐述了定子模态分析的基本理论和有限元仿真步骤。通过建立纯定子铁心、计及端盖及外壳的两种定子实体, 数值仿真并对比其固有频率和模态, 归纳出了定子铁心及定子实体的模态振型变形特点, 探讨了外壳、端盖等外围部件对定子模态的影响规律。由仿真结果和对比分析主要得出以下结论:

定子铁心的固有频率成对出现, 每个固有频率对应两个相似的振动变形模态, 即定子的对称模态和反对称模态。

散热筋、接线盒等刚性较低部分, 导致了定子实体产生显著的局部变形模态。定子实体的固有频率和模态比定子铁心出现大量密集局部模态, 这些密集模态对定子受迫/耦合振动的影响值得关注。

实际定子的振动模态比简单定子铁心要复杂得多。只考虑定子铁心的电机振动研究往往只能得到定性结果, 尽可能考虑全部零件研究定子实体的模态及振动利于获得更加精确的结论。

真实定子固有频率和模态求解结果, 为指导定子锤击模态测试和谐响应实验提供了参照依据, 同时奠定了电磁力激励下定子振动以及定转子耦合振动的研究基础。

参考文献

- [1] Tashiro N, Nakamura K. A Novel Control Method for In-wheel SR Motor to Implement Torque Vectoring Control for Compact EV [J]. IEEE Journal of Industry Applications, 2021, 10(6): 708-717.
- [2] 刘麦. 电动汽车驱动电机的应用现状与发展趋势 [J]. 汽车零部件, 2020(10): 91-94.
- [3] Furqani J, Wiguna C A, Chiba A, et al. Experimental Verification of Acoustic Noise and Radial Force Sum Variation in Switched Reluctance Motor [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2021, 57(3): 2481-2493.
- [4] Qin Y, Tang X, Jia T, et al. Noise and Vibration Suppression in Hybrid Electric Vehicles: State of the Art and Challenges [J]. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2020(124): 109782.
- [5] 胡胜龙, 左曙光, 刘明田. 开关磁阻电机非线性径向电磁力解析建模 [J]. 电工技术学报, 2020, 35(6): 1189-1197.
- [6] 黄朝志, 段锦锋, 周满国, 等. 定子齿顶开槽减小开关磁阻电机振动和噪声分析 [J]. 微特电机, 2021, 49(8): 21-26.
- [7] 赵天环, 高国旺, 王卫民, 等. 基于 ANSYS 的开关磁阻电机定子振动模态分析 [J]. 电机与控制应用, 2013, 40(5): 6-9.
- [8] 谭超, 王宏华, 陈凌. 双绕组 BSRM 定子振动模态有限元分析 [J]. 河海大学学报(自然科学版), 2017, 45(1): 90-94.
- [9] 王喜莲, 崔睿珍, 郝毅, 等. 考虑磁饱和的共悬浮绕组式无轴开关磁阻电机径向力模型 [J]. 电机与控制学报, 2021, 25(6): 46-53.
- [10] 郝玉伟. 无轴开关磁阻电机及其定子振动分析 [D]. 北京: 北京交通大学, 2015.
- [11] 薛惟栋, 曲兵妮. 抑制开关磁阻电机振动的结构设计研究 [J]. 电机与控制应用, 2021, 48(11): 39-44.
- [12] 袁西冰, 葛发华, 李长虹, 等. 电机定子系统振动模态的研究分析 [J]. 电机与控制应用, 2018, 45(4): 85-89.
- [13] 蔡健, 孙宝江. 基于多场耦合的开关磁阻电机振动研究 [J]. 齐鲁工业大学学报, 2020, 34(1): 64-68.
- [14] Guo X, Zhong R, Zhang M, et al. Resonance Reduction by Optimal Switch Angle Selection in Switched Reluctance Motor [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(3): 1867-1877.
- [15] Castano S M, Bilgin B, Fairall E, et al. Acoustic Noise Analysis of a High-speed High-power Switched Reluctance Machine: Frame Effects [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2016, 31(1): 69-77.
- [16] Mathis A. Modal analysis of Electric Motors Using Reduced-order Modeling [D]. Akron: University of Akron, 2016.
- [17] Kurihara N, Bayless J, Sugimoto H, et al. Noise Reduction of Switched Reluctance Motor with High Number of Poles by Novel Simplified Current Waveform at Low Speed and Low Torque Region [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 52(4): 3013-3021.
- [18] 朱安宇. 基于径向力分析的开关磁阻电机振动噪声抑制研究 [D]. 南京: 南京航空航天大学, 2020.
- [19] 赵龙攀. 开关磁阻电机的噪声分析与抑制 [D]. 南京: 东南大学, 2014.

高速永磁电机碳纤维护套转子结构参数自动寻优

周 向, 肖剑雄, 黄鹏程, 刘龙辉
(中车株洲电机有限公司, 湖南 株洲 412001)

摘要: 基于 Ansys APDL 编写了生死单元模拟碳纤维护套转子逐层缠绕过程的命令流, 并同步施加了缠绕预应力, 显著提升了仿真分析设置效率。在此基础上完成了某高速永磁电机碳纤维护套转子结构的自动寻优设计, 本方法对张力缠绕型碳纤维护套转子结构设计具有一定的指导意义。

关键词: 自动寻优; 高速永磁电机; 碳纤维增强复合材料; 张力缠绕

中图分类号: TM355; TM351 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2023)07-0006-04

Automatic Structural Optimization of the CFRP Sheathed Rotor on High-speed Permanent Magnet Motor

ZHOU Xiang, XIAO Jianxiong, HUANG Pengcheng, LIU Longhui
(CRRC Zhuzhou Electric Co., LTD., Zhuzhou Hunan 412001, China)

Abstract: By using the Ansys APDL command, layer-by-layer tension winding process of the CFRP rotor sheath on the high-speed permanent magnet motor was simulated, including both the application of the element birth and death method and the addition of the prestress. Simulate setting efficiency can be greatly improved by such method. Based on this, automatic optimal design of the rotor structure was conducted, which had a certain guiding significance for structural design of the CFRP sheathed rotor with tension filament winding.

Key words: automatic optimization; high-speed permanent magnet motor; CFRP; tension winding

0 引言

高速永磁电机具有功率密度高、体积小、可靠性高等一系列优点, 被广泛应用于航空航天、高性能伺服电机等领域^[1-2]。而目前永磁电机所使用的永磁体大多由稀土永磁材料烧结而成, 为保证其在高速转动离心力下不发生脱离和拉伸破坏, 需要对永磁体加以保护, 以保证电机安全稳定运行^[3]。根据保护方式的不同, 又可以分为内嵌式与表贴式两种结构类型。与国内目前较为常见的内嵌式转子相比, 表贴式转子表面允许的最大线速度更高, 是高速电机未来发展的必然方向^[4]。目前, 表贴式高速永磁电机转子保护套主要分为非导磁合金护套以及轻质高强的碳纤维等复合材料护套两种^[5]。相较于金属护套, 碳纤维复合材料护套具有高强度、低密度、低涡流损耗等特点, 应用前景将十分广阔^[6-7]。

碳纤维护套转子预紧成型工艺主要有张力缠绕成型和过盈冷套两种, 两种方法均是在护套上形成一定的预应力, 从而对永磁体产生一定的预紧压力, 防止运行过程中永磁体在离心力作用下脱离和拉伸破坏。张力缠绕成型可以逐层施加缠绕张力, 形成的预应力可以比过盈冷套更大, 因此更适合在高速度的情况下使用。但是, 张力缠绕成型转子应力的解析计算和仿真分析较过盈冷套转子难度更大。项目团队曾通过等效温度场法及逐层生死单元设置实现了张力缠绕过程模拟^[8], 其仿真结果与解析计算结果吻合良好, 但其过程非常繁琐。尤其是当缠绕层数较多的情况下, 建模、等效温度场施加、生死单元逐层设置等重复工作量大且易于出错。在此背景下, 基于 Ansys APDL 编写了生死单元模拟逐层缠绕过程并施加预应力的命令流, 开发出一套更为高效便捷的护套张力缠绕结构仿真分析方法。本方

收稿日期: 2022-12-15

基金项目: 湖南省科技创新领军人才计划(2021RC4051); 湖南省自然科学基金(2022JJ50098)。

作者简介: 周 向(1987), 男, 硕士, 高级工程师, 研究方向为电机机械结构设计及新材料应用技术。

肖剑雄(1993), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为电机机械结构设计及新材料应用技术。

黄鹏程(1981), 男, 硕士, 教授级高级工程师, 研究方向为电机设计和开发。

刘龙辉(1988), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为高速永磁电机设计、转子动力学分析等。

法替代等效温度场法创新性地实现缠绕预应力直接加载, 并将单元生死命令编入循环语句中实现了碳纤维护套逐层缠绕过程的模拟, 载荷和边界条件设置效率得到大大提升。并在此基础上实现了碳纤维护套转子结构参数的自动寻优。

1 理论分析

文献[5]建立了张力缠绕平面应变解析模型, 其转子横截面如图 1 所示。\$a\$ 为实心芯轴的半径, \$b\$ 为永磁体的外半径, \$F_j\$ 为第 \$j\$ 层纤维单位带宽上缠绕张力, \$P_j\$ 为第 \$j\$ 层纤维与第 \$j-1\$ 层纤维间的压应力。

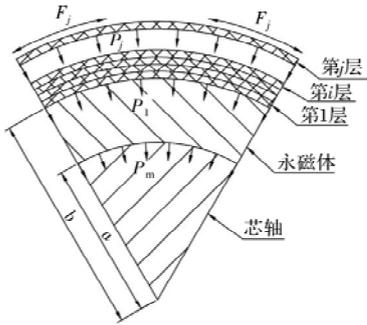


图 1 缠绕型护套转子横截面

根据平衡方程和边界条件对缠绕层应力进行了解析, 并得到了缠绕完成后纤维层的剩余应力 \$\sigma_{\theta}^{i,n}\$。带有下标“\$r\$”和“\$\theta\$”的变量分别表示纤维缠绕层沿径向和切向的物理量, 带有下标“\$m\$”和“\$z\$”的变量分别为永磁体与芯轴的相关变量。\$E\$ 为弹性模量, \$\mu\$ 为泊松比。第 \$j\$ 层纤维的缠绕半径为 \$r_j\$, 在单位带宽上缠绕张力 \$F_j\$ 的作用下, 最外缠绕层对里层结构产生径向的压紧力 \$P_j\$, 从而产生径向形变, 使内层纤维发生应力松弛。设定第 \$j\$ 层纤维对第 \$i\$ 层纤维环向应力的影响为 \$\Delta\sigma_{\theta}^{i,j}\$, 则缠绕完成后第 \$i\$ 层纤维环向剩余应力可由第 \$i\$ 层纤维缠绕张力 \$F_i\$ 与第 \$i+1\$ 层纤维到第 \$n\$ 层纤维张力弹性叠加效应得到:

$$\sigma_{\theta}^{i,n} = \frac{F_i}{t} + \sum_{j=i+1}^n \Delta\sigma_{\theta}^{i,j} = \frac{F_i}{t} - \sum_{j=i+1}^n \frac{F_j}{b^{\beta-1}r_j^{-\beta} - b^{-\beta-1}r_j^{\beta}} \left[\frac{S_3}{S_1} \left(b^{-\beta-1} - \frac{K_3}{K_1 r_j^{2\beta} + K_2} \right) r_i^{\beta-1} + \frac{S_4}{S_2} \left(\frac{K_3}{K_1 + K_2 r_j^{-2\beta}} - b^{\beta-1} \right) r_i^{-\beta-1} \right] \quad (1)$$

式中, \$t\$ 为缠绕层单层厚度, \$F_i\$ 为第 \$i\$ 层纤维缠绕张力, \$r_j\$ 为第 \$j\$ 层纤维的缠绕半径, \$\beta = \sqrt{E_{\theta}/E_r}\$, \$S_1 = \frac{E_r(\beta + \mu_{\theta r})}{1 - \mu_{\theta r}\mu_{r\theta}}\$, \$S_2 = \frac{E_r(\mu_{\theta r} - \beta)}{1 - \mu_{\theta r}\mu_{r\theta}}\$, \$S_3 = \frac{E_{\theta}(1 + \beta\mu_{r\theta})}{1 - \mu_{\theta r}\mu_{r\theta}}\$, \$S_4 = \frac{E_{\theta}(1 - \beta\mu_{r\theta})}{1 - \mu_{\theta r}\mu_{r\theta}}\$, \$K_1 = S_1 b^{-\beta} - HS_1 S_2 b^{-\beta-1}\$, \$K_2 = HS_1 S_2 b^{\beta-1} - S_2 b^{\beta}\$, \$K_3 = (S_1 - S_2)/b\$,

$$H = \frac{b[a^2(1 + \mu_m - 2\eta) + b^2(1 - \mu_m)]}{E_m(a^2 - b^2)},$$

$$\eta = \frac{2E_z b^2}{E_z(a^2 + b^2 - a^2\mu_m + b^2\mu_m) - E_m(\mu_z - 1)(a^2 - b^2)}。$$

利用式(1)可以得到给定的张力缠绕条件下各缠绕层发生应力松弛现象后的剩余应力分布, 并作为碳纤维护套的预应力场进行转子在离心载荷、电磁转矩和热载荷等实际运行工况条件下的分析。但是缠绕完成后运行工况解析计算和优化分析难度非常大, 更适合使用有限元法进行分析。

2 参数化模型

2.1 转子参数

本文所用高速永磁电机额定转速为 7500 r/min, 额定转速的运行温度范围按照 22 °C ~ 180 °C 考虑; 超速转速为 8250 r/min。按照设计目标转子表面线速度不低于 190 m/s, 将转子外径定为 450 mm, 碳纤维护套厚度为 9 mm。永磁体在圆周方向分成 16 块, 因此建立 1/16 转子 2D 平面应变仿真分析模型, 示意图如图 2 所示。护套按照分层建模以便后续模拟逐层恒张力缠绕过程。转子部件的材料参数如表 1 所示。

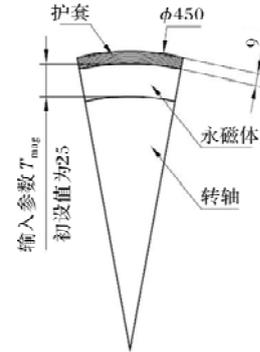


图 2 转子平面应变分析模型(1/16)

表 1 转子部件材料属性

参数	永磁体	转轴	护套
环向拉伸模量 \$E_1\$/GPa			130
径向拉伸模量 \$E_2\$/GPa	110	206	6.35
轴向拉伸模量 \$E_3\$/GPa			6.35
剪切模量 \$(G_{12}/G_{13}/G_{23})\$/GPa	—	—	5.46/5.46/3.37
泊松比 \$\mu_{12}/\mu_{13}/\mu_{23}\$	0.28	0.3	0.2/0.2/0.35
线膨胀系数/(10 ⁻⁶ · K ⁻¹)	8	12	0.1/20/20
密度/(kg · m ⁻³)	8400	7850	1650

2.2 缠绕过程及运行工况模拟

利用基于 Ansys APDL 的命令流, 配合使用 Do 循环命令、Ekill/Ealive 生死单元命令及 Inistate 初始应力命令模拟了碳纤维护套逐层缠绕过程, 并同步对每层碳纤维施加了环向预应力。

本例中模拟了 700 MPa 环向预应力的恒张力缠绕过程，并分 2 个计算工况进行了仿真分析，如表 2 所示。

以永磁体的厚度 T_{mag} 作为输入参数，并初设 $T_{mag} =$

22.5 mm。以永磁体的截面积 A_{mag} 、工况 1 (7500 r/min, 22 °C) 的永磁体与转轴配合面平均压力 P_{avg} 、工况 2 (8250 r/min, 180 °C) 热态超速下护套的最大环向应力 S_{ymax} 作为输出参数进行计算。

表 2 仿真分析工况

计算工况		核心关注点	计算目的
工况 1	载荷步 1 APDL 模拟恒张力缠绕	护套环向预应力场	获取预应力场
	载荷步 2 7500 r/min, 22 °C	永磁体与转轴配合面平均压力 P_{avg}	确保冷启动时永磁体不与转轴脱离
工况 2	载荷步 1 APDL 模拟恒张力缠绕	护套环向预应力场	获取预应力场
	载荷步 2 8250 r/min, 180 °C	热态超速下护套最大环向应力 S_{ymax}	确保热态超速时护套应力不超限值

载荷步 1 获取的护套预应力场如图 3 所示，各层的平均应力如图 4 所示。由图 3 和图 4 可知，外层的缠绕层对内层的缠绕层产生了影响，使得内层出现了明显的松弛。缠绕完成后最内层的护套平均环向应力已经松弛到 583 MPa，远低于初设的 700 MPa。由此可见，编写的 APDL 模拟恒张力缠绕过程的可行性。

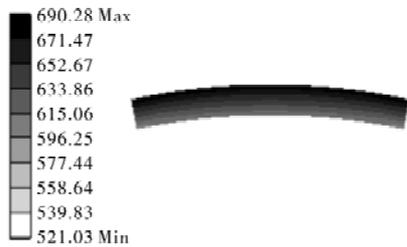


图 3 张力缠绕护套环向预应力场

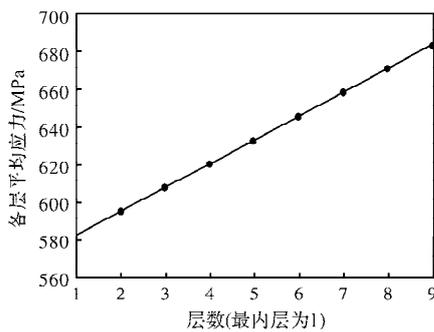


图 4 恒张力缠绕后各层平均应力

在不使用 APDL 命令的情况下，Workbench 不能实现护套缠绕环向预应力 S_{y0} 的直接加载，实现恒张力缠绕过程模拟需要使用等效温度场法。即假定缠绕层温度与室温存在温差 ΔT ，利用该温差造成的收缩应力来模拟 S_{y0} 。因此，加载设置时需要对缠绕层逐一设置对应的假想温度以便模拟 S_{y0} 。另一方面，不使用 APDL 情况下，逐层缠绕过程的模拟需要使用 Workbench 中 Element Birth and Death 工具对每一层纤维复合材料逐一设置各个缠绕步骤的 Dead 或 Alive 状态，其过程非常繁琐。设置耗时长，且易出

现人为失误造成仿真结果误差。

另外，等效温度与转子的结构尺寸相关，因此在对转子进行结构参数自动优化时，不能使用等效温度场法模拟缠绕预应力。换言之，APDL 直接加载缠绕预应力是结构参数自动优化的前提。

相较于前述的采用等效温度场和逐层生死单元设置的方法，采用 APDL 直接施加预应力并使用循环语句模拟逐层缠绕过程，载荷和边界条件设置效率提升 90% 以上。且命令流便于检查和修改环向预应力参数，不易发生人为失误造成错误结果。

初设永磁体厚度 $T_{mag} = 22.5$ mm 时，永磁体截面积 $A_{mag} = 1809.1$ mm²，工况 1 永磁体与转轴配合面平均压力 $P_{avg} = 3.02$ MPa，工况 2 护套最大环向应力 $S_{ymax} = 1021.2$ MPa，仿真结果如图 5 和图 6 所示。

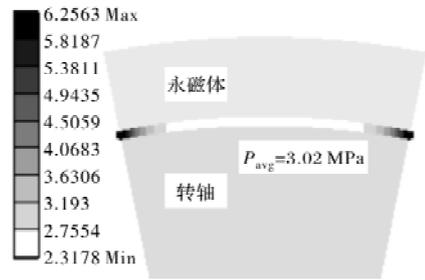


图 5 工况 1 永磁体与转轴配合面压力

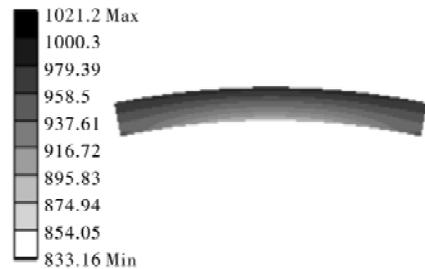


图 6 工况 2 护套环向应力云图

3 寻优设计

本例自动优化设计采用 Ansys Workbench 的 Re-

sponse Surface Optimization 工具。设置输入参数 T_{mag} 的可变范围为 18 ~ 30 mm, 输出参数为 A_{mag} 、 P_{avg} 和 $S_{y\text{max}}$ 。输出参数随输入参数变化的关系图如图 7 和图 8 所示。

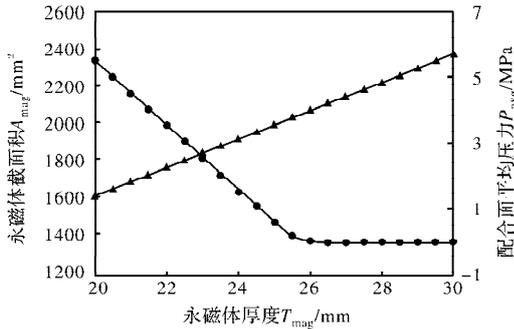


图 7 A_{mag} 、 P_{avg} 与输入参数 T_{mag} 关系图

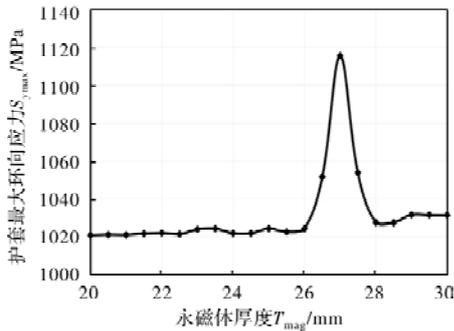


图 8 $S_{y\text{max}}$ 与输入参数 T_{mag} 关系图

显然, 随着永磁体厚度 T_{mag} 的增大, 永磁体的截面积 A_{mag} 增大, 电机轴向长度可以设计得更短, 降低高速电机细长型转子系统接近临界转速的可能性。但是 T_{mag} 的增大也导致 7500 r/min, 22℃ 工况下永磁体与转轴配合面平均压力 P_{avg} 减小, 甚至出现为 $P_{\text{avg}} = 0$ 的情况, 此时永磁体与转轴发生脱离, 显然不符合设计要求。热态超速下护套的最大环向应力 $S_{y\text{max}}$ 则随 T_{mag} 的增大而变化复杂, 如图 8 所示。 $S_{y\text{max}}$ 在 $T_{\text{mag}} > 26$ mm 以后出现一个尖峰, 对数据分析后发现, 此尖峰是由于永磁体与转轴接触关系发生突变造成的, 此时接触面发生脱离, 界面平均压力 P_{avg} 为零, 与图 7 中曲线吻合。

根据设计要求, 寻优设计的目标是, 在电机冷启动时永磁体不能与转轴发生脱离 ($P_{\text{avg}} > 1$ MPa) 且极限运行工况下护套环向应力不超过限值 ($S_{y\text{max}} < 1050$ MPa) 情况下, 永磁体的截面积 A_{mag} 最大。显然初设永磁体厚度 $T_{\text{mag}} = 22.5$ mm 不是最优输入, 转子结构还有一定的优化空间。利用 Response Surface Optimization 工具找出的候选数据如表 3 所示。根据候选结果可知, 合适的永磁体厚度为 24.5 mm, 验证结果如表 3、图 9 和图 10 所示。

表 3 Response Surface Optimization 候选结果

序号	T_{mag}/mm	$A_{\text{mag}}/\text{mm}^2$	$S_{y\text{max}}/\text{MPa}$	$P_{\text{avg}}/\text{MPa}$
1	24.578	1966.2	1021.43	1.001
候选点 2	24.575	1966.0	1021.44	1.003
3	24.573	1965.8	1021.44	1.005
验证点 1	24.5	1960.3	1021.6	1.04

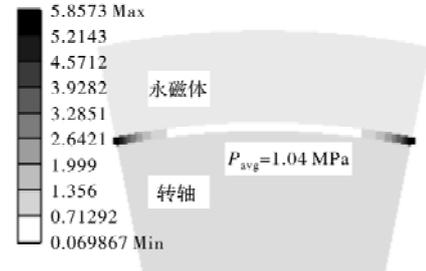


图 9 工况 1 永磁体与转轴配合面压力

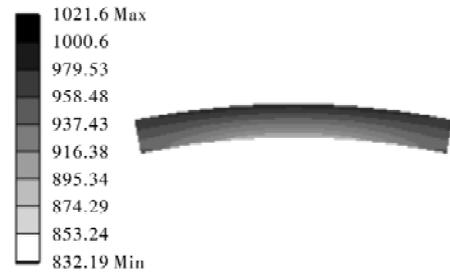


图 10 工况 2 护套环向应力云图

由寻优结果可知, 合适的永磁体厚度 $T_{\text{mag}} = 24.5$ mm。自动寻优可以快速且精确地找出符合目标要求的设计参数, 本例中输入参数仅有 1 个, 因此得出的 3 个候选点数据非常接近。实际上该寻优方法在多输入参数寻优的情况下优势更明显。

4 结 论

(1) 基于 Ansys APDL 编写了生死单元模拟碳纤维护套转子逐层缠绕过程并施加缠绕预应力的命令流, 并同步施加了缠绕预应力, 相较于采用等效温度场和逐层生死单元设置的方法^[8], 载荷和边界条件设置效率提升 90% 以上。这也是碳纤维护套转子结构参数自动寻优得以实现的基础。

(2) 利用 Response Surface Optimization 工具和编写的 APDL 命令流, 完成了某高速永磁电机碳纤维护套转子结构的自动寻优设计, 本方法对张力缠绕型碳纤维护套转子结构设计具有一定的指导意义。

参考文献

- [1] Gerada D, Mebarki A, Brown N L, et al. High-speed Electronic Machines: Technologies, Trends, and Developments [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(6): 2946-2959.

(下转第 46 页)

基于场路耦合的双馈感应发电机设计与分析

崔 皓, 朱铭锴

(西安中车永电捷力风能有限公司 风电产品开发部, 西安 710061)

摘要: 随着风力发电行业的迅速发展, 国内风电市场竞争越来越激烈, 风电设计成本压力也日趋严重。为进一步优化机组配置, 降低机组成本, 同时以高端产品的形象打入国际市场, 对风电机组零部件设计准确度以及与机组其它部件的匹配性设计尤为关键。作为风电机组中关键部件的发电机, 纯粹的经典解析计算方法已无法满足设计要求。采用解析法对电机定、转子端部电感及绕组集肤效应进行计算, 结合 Ansys 软件进行场路耦合建模, 基于所建模型, 对一台 6. X MW 双馈感应发电机进行 P-Q 特性曲线仿真计算, 得到电机在不同电压及无功功率下的电磁参数, 通过磁负荷参数与设计推荐数据的对比, 证明设计方案的合理性及可行性; 仿真结果的电参数与试验数据有很好的 consistency, 平均仿真偏差在 1% 左右, 证明了场路耦合模型的准确性以及方法的可用性, 为双馈感应发电机的精确设计及双馈风力发电机组的控制设计提供了理论指导。

关键词: 双馈感应发电机; 场路耦合; 有限元法; P-Q 特性; SVPWM

中图分类号: TM343

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2023)07-0010-07

Design and Analysis of Doubly-fed Induction Generator Based on Field-circuit Coupling

CUI Hao, ZHU Mingkai

(CRRC Xi'an Yonge Jieli Wind Energy Co., LTD., Wind Power Products R&D Department.
Xi'an 710061, China)

Abstract: With the rapid development of China's wind power industry, the competition in the wind power market is becoming more and more fierce, and the pressure on the design cost of wind turbines is also increasing. In order to further optimize the configuration of wind turbines, reduce the cost of wind turbines, and enter the international market with the image of high-end products, the design accuracy of wind turbine components and the matching design with other components of the wind turbine have become very important. Generators as the key components of wind turbines, only relying on classical analytical calculation methods can no longer meet the above design requirements. The analytical method was used to calculate the inductance of the stator and rotor winding ends and the skin effect of the winding, and the field-circuit coupling modeling was carried out with Ansys software. Based on the created model, the P-Q characteristic curve of a 6. X MW doubly-fed induction generator was calculated. Through simulation calculation, the electromagnetic parameters of the generator under different voltages and reactive powers were obtained, and the rationality and feasibility of the design scheme were proved by comparing the magnetic load parameters with the design recommended data; The electrical parameters of the simulation results are in good agreement with the test data, and the average simulation deviation is about 1%, which proves the accuracy of the field-circuit coupling model and the availability of the method. It provided theoretical guidance for the accurate design of DFIG and the control design of DFIG.

Key words: double-fed induction generator; field-circuit coupling; finite element method; P-Q characteristic; SVPWM

收稿日期: 2022-11-08

作者简介: 崔皓(1980), 男, 学士学位, 高级工程师, 研究方向为风力发电机研发及设计。

朱铭锴(1992), 男, 硕士学位, 工程师, 研究方向为风力发电机研发及设计。

0 引言

推动实现碳达峰、碳中和已成为全球共识。截至 2021 年，有 50 多个国家实现碳达峰，超过 130 个国家及地区做出了碳中和承诺。为了如期实现双碳目标，我国碳达峰、碳中和顶层设计逐步完善，推进思路逐步清晰。能源领域是实现碳达峰、碳中和的主战场。风力发电作为新能源的代表之一，正在致力于从能源绿色低碳转型的生力军成长为碳达峰、碳中和的主力军。

基于双馈感应电机的风电机组凭借其成本低、效率及可靠性高等优势成为了风电机组制造商主推的技术方案之一。作为风电机组的核心部分，该电机也被称作绕线式转子感应电机，它的很多特性与现在广泛使用的笼型感应电机类似。然而，随着电力电子技术的迅速发展，以及风电行业的成本压力不断提升，传统的电机设计及计算方式，其经验参数已无法满足现在的风电市场对电磁参数准确性的要求，因此，有必要在电机的性能分析计算中引入场路耦合，取代传统的经验参数计算，提高分析计算的准确性。

1 场路耦合分析模型设计

1.1 电路模型

1.1.1 电路模型的解析计算

双馈感应发电机拥有两套独立的三相绕组。一套在电机定子上，另一套在电机转子上。这两套绕组都需要独立供电，而且两套绕组与其供电电源之间的能量都是可以双向流通的，同时这两套独立绕组之间又通过气隙磁场相互联系。定、转子绕组既可以构成星形连接，也可以构成三角形连接。

考虑到计算资源及计算时间的原因，通常采取 2D 有限元模型进行计算。在 2D 仿真分析过程中，无法考虑电机绕组端部对电机性能的影响，因此在对电机进行场路耦合时，对绕组端部和直线部分进行分别考虑，在电路模型中等效端部绕组的电感参数；同时，负载特性仿真属于瞬态场 (Transient) 计算，绕组采用多匝结构，每相绕组电阻值需要在电路模型中给定。

为了得到发电机精确的负载特性，在电路模型中的整体绕组电阻需要考虑集肤效应的影响，采用交流电阻值作为计算电阻值。

绕组端部漏感计算公式为

$$L_w = \frac{2}{p} N^2 \mu_0 (2l_{ew} \lambda_{lew} + W_{ew} \lambda_{wew}) \quad (1)$$

式中， p 为电机极对数； N 为每相绕组串联匝数； μ_0 为空气磁导率； l_{ew} 为从铁心端部测量的端部绕组的轴向长度； W_{ew} 为绕组跨距； λ_{lew} (柱形三相菱形绕组取 0.26) 和 λ_{wew} (柱形三相菱形绕组取 0.26) 为相应的比漏磁导。

单相绕组直流电阻计算公式为

$$R = \frac{\rho_c 2l_c N}{aS_c} \quad (2)$$

式中， ρ_c 为导体电阻率； l_c 为线圈平均半匝长； a 为并联支路数； S_c 为线圈单匝导体截面积。

导体中的交变电流以及相邻导体中的电流会在导体材料中产生交变磁通，这会导致集肤效应和邻近效应。在双馈感应电机中，发电机运行时转差远大于普通笼型电机，同时转子的导体截面比较大，因此要精确计算电机的运行参数，绕组的集肤效应和邻近效应不可忽略。

在本文中，将导体集肤效应与邻近效应统称为集肤效应进行计算，则集肤效应产生的电阻系数计算公式为

$$K_R = K_{Ru} \frac{l_{ef}}{l_{av}} + K_{RW} \frac{l_{av} - l_{ef}}{l_{av}} \quad (3)$$

式中， K_{Ru} 为槽内电阻系数； K_{RW} 为端部电阻系数； l_{ef} 为有效铁长； l_{av} 为绕组平均半匝长。

槽内电阻系数计算公式为

$$K_{Ru} = \varphi_\xi + \frac{z_i - 1}{3} \psi_\xi \quad (4)$$

式中， z_i 为高度方向串联导体数；函数 φ_ξ 和 ψ_ξ 为

$$\varphi_\xi = \xi \frac{\sinh 2\xi + \sin 2\xi}{\cosh 2\xi - \cos 2\xi} \quad (5)$$

$$\psi_\xi = 2\xi \frac{\sinh 2\xi - \sin 2\xi}{\cosh 2\xi + \cos 2\xi} \quad (6)$$

式中， ξ 为折算导体高度。

折算导体高度的计算公式为

$$\xi = h_c \sqrt{\frac{1}{2} 2\pi f \mu_0 \frac{1}{\rho_c} \frac{z_a b_c}{b_s}} \quad (7)$$

式中， h_c 为计算导体高度 (未进行换位的绕组，计算导体高度 = 高度方向并绕根数 × 实际单导体高度)； f 为频率； z_a 为槽宽方向串联导体数； b_c 为导体宽度； b_s 为线圈槽宽度。

对于绕组端部，通常可以忽略其集肤效应，端部电阻系数计算公式为

$$K_{RW} = 1 + \frac{z_i^2 - 0.8}{36} \xi^4 \quad (8)$$

单相绕组交流电阻计算公式为

$$R_{AC} = K_R R \quad (9)$$

1.1.2 电路模型的创建

Ansys Twin Builder 是功能强大的多领域机电系统设计及仿真分析软件,用于电气、电磁、电力电子、控制等机电一体化系统的建模、设计、仿真分析和优化。软件提供的跨学科多领域高性能系统仿

真平台,能够轻松实现多物理模型之间的无缝链接。

本文采用 Ansys Twin Builder 软件进行电路搭建及机械输入输出部分的搭建,具体耦合电路模型如图 1 所示。

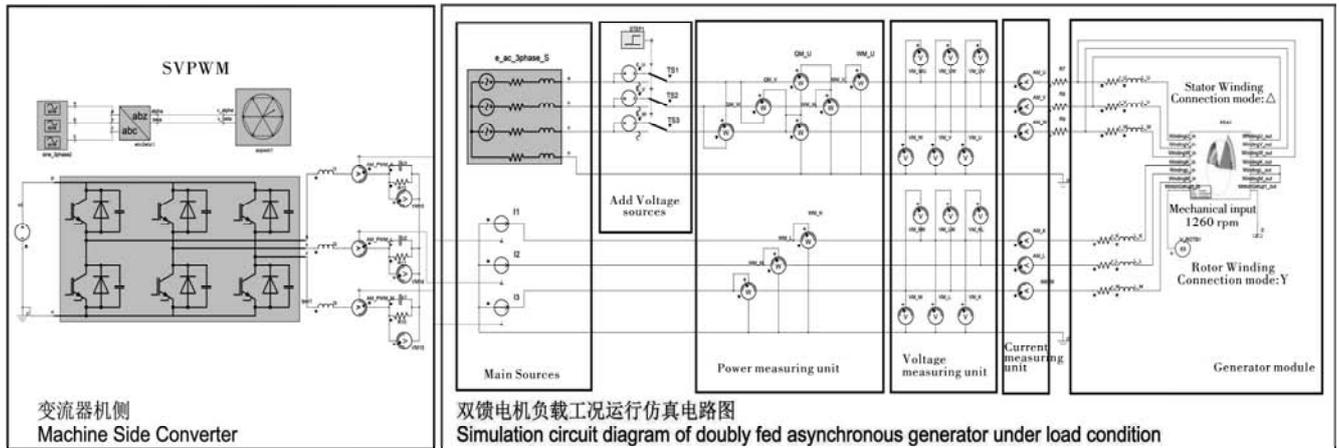


图 1 双馈感应发电机负载特性场路耦合模型

图 1 中主要包含 Generator Module、Current Measuring Unit、Voltage Measuring Unit、Power Measuring Unit、Machine Side Converter、Main Sources 及 Add Voltage Sources 7 个区域模块。Generator Module 模块中不仅包含了 2D Maxwell 电磁分析耦合模块,还包含绕组端部电感、绕组交流电阻、机械输入及输出元器件。

正如前文所述,双馈感应发电机拥有两套独立的三相绕组,因此 Main Sources 模块中包含有定子电网三相交流电压源以及转子三相交流励磁电源。

对于绕组激励为交流电压源的瞬态模拟,尤其是对于具有大时间常数的设备,直流磁链分量可能需要很长时间衰减。因此,前半个循环周期中添加一个额外的电压分量(Add Voltage Sources),可快速消除直流磁链,从而缩短求解所需时间。

在双馈风力发电机的实际运行过程中,转子是由双向变流器供电的,且目前 1140 V 以下的变流器通常为两电平电压源型变流器。当发电机并网时,定子磁链定向,可通过 d 轴电流与 q 轴电流分别控制有功功率和无功功率。根据目标功率可计算出转子目标电流指令值,然后用控制环路确保实际电流精确跟踪指令值。具体表达式如下:

$$P_s = -\frac{3}{2} \hat{U}_g \frac{L_m}{L_s} i_{qr} \quad (10)$$

$$Q_s = \frac{3}{2} \frac{\hat{U}_g^2}{\omega_s L_s} - \frac{3}{2} \hat{U}_g \frac{L_m}{L_s} i_{dr} \quad (11)$$

式中, P_s 为定子有功功率; Q_s 为定子无功功率; \hat{U}_g 为电网电压; L_s 为电机励磁电感; ω_s 为定子电角速

度; i_{qr} 为电机转子 q 轴电流; i_{dr} 为电机转子 d 轴电流。

双馈电机变流器的机侧通常为一个三相逆变器,调节的是转子电压而不是电流,但为了保证实际电流精确跟踪计算的指令值,控制环须被整合以确保电流有效跟踪指令值,在同步坐标系中计算出转子参考电压。其中转子端电压与电流存在以下关系:

$$v_{dr} = R_r i_{dr} - \omega_r \psi_{qr} + \frac{d}{dt} \psi_{dr} \quad (12)$$

$$v_{qr} = R_r i_{qr} - \omega_r \psi_{dr} + \frac{d}{dt} \psi_{qr} \quad (13)$$

式中, v_{dr} 为转子 d 轴端电压; v_{qr} 为转子 q 轴端电压; R_r 为转子电阻; ω_r 为转子电角速度; ψ_{dr} 为转子 d 轴磁链; ψ_{qr} 为转子 q 轴磁链。

因电压与电流存在上述关系,故在场路耦合仿真过程中,为了节省计算资源,提升计算效率,通常将转子电源设置为电流源。但电流源的具体参数通过引入变流器机侧(Machine Side Converter)的 SVPWM 逆变电路,获取三相电流并将其传递到双馈发电机转子进行仿真计算。

1.2 场算模型

Ansyes Electronics Desktop 是一款功能十分强大的电磁、信号完整性、热和机电仿真软件,它可以最大限度地降低测试成本、确保合规性、提高可靠性以及大幅缩短产品开发时间,提供了行业黄金标准模拟器,可进行完整的产品模拟。Maxwell 模块是此软件中的低频电磁仿真模块,从电机,变压器,继电器,电磁加热到简单的线圈吸引都可在此模块

中仿真。

本文中的场计算器选用 Ansys 中的 Maxwell 2D 模块。为了适应各种不同槽型结构及通风孔形式,使仿真结果尽量接近实际,仿真模型采用 CAD 图纸导入的创建方式。根据电机实际情况,导入全模型后对模型进行切割处理,最终计算只留 1 个极下的模型(如图 2 所示),以提升计算速度;同时根据定、转子接线原理图对所有绕组进行分相,并将激励模式设置为外电路模式。

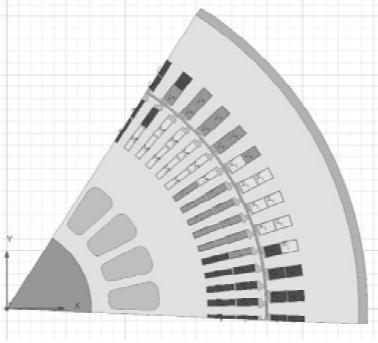


图 2 有限元模型

虽然软件的材料库中包含有各国的常用材料,但是为了计算的准确性,本文中所选的硅钢片 B-H 曲线及 B-P 曲线数据统一使用所选材料的实测数据。另外,硅钢片材料设置中,需要依据模型中输入的有效铁心长度、实际铁心长度以及物理叠压系数,对层压结构硅钢片进行叠压系数设置,对设置为实体的硅钢片, B-H 曲线数据要乘以叠压系数。

有效铁心长度计算公式为

$$l_{ef} = l_{core} - n_v b_{ve} + 2\delta \quad (14)$$

式中, l_{core} 为铁心的实际长度(包含径向通风道); n_v 为径向通风道数量; b_{ve} 为通风道折算宽度; δ 为电机气隙长度。

通风道折算宽度计算公式为

$$b_{ve} = \kappa b_v \quad (15)$$

式中, κ 为铁心长度估算卡特系数; b_v 为径向通风道实际宽度。

在有径向通风道的电机结构设计中,通常包含转子表面光滑设计、定转子径向通风道对齐设计及定转子径向通风道错位设计三种形式,本文中仅对定转子径向通风道对齐设计进行计算。

铁心长度估算卡特系数的计算公式为

$$\kappa = \frac{2b_v}{5 + \frac{\delta}{b_v}} \quad (16)$$

有限元分析模型中,硅钢片的叠压系数并非通常所描述的铁心物理叠压系数,它与铁心的有效长度、物理叠压系数及通风道的宽度与数量有关。

硅钢片的叠压系数计算公式为

$$k_{SF} = \frac{l_{core}}{l_{ef}} k_{Fe} \quad (17)$$

式中, l_{core} 为不包含通风道的铁心长度; l_{ef} 为有效铁心长度; k_{Fe} 为铁心的物理叠压系数。

有限元分析模型中,在磁场变化大的位置,网格的剖分质量对计算结果的精度影响较大,在电机分析模型中,要求气隙网格的剖分不得少于 3 层,本文中的气隙网格共剖分了 4 层,其余部分均匀划分即可,具体如图 3 所示。

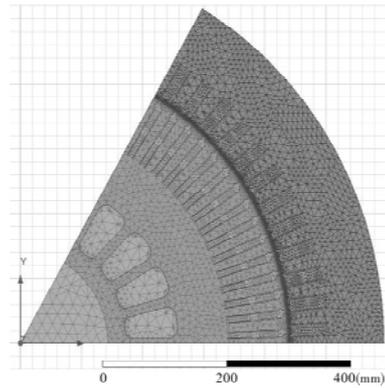


图 3 有限元模型网格剖分

2 仿真结果与分析

本文依据上述场路耦合的分析计算方法,对一款 6. X MW 双馈感应发电机进行负载特性分析计算,电机的主要参数为:额定有功功率 5994 kW,额定无功功率 690 kVar,定子额定电压 750 V,额定转速 1260 r/min,极数 6 极。

2.1 额定工况下磁力线和磁密云图分布

图 4、图 5 为双馈感应发电机在额定工况下的磁力线分布云图和磁密分布云图。

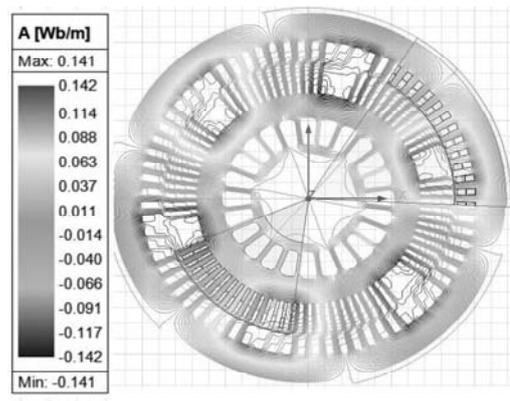


图 4 磁力线分布云图

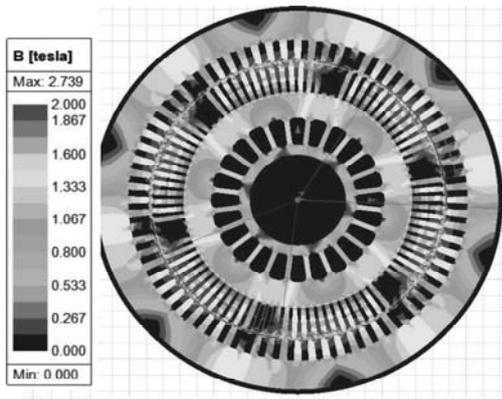


图5 磁密分布云图

由磁力线分布云图可以看出，对于定子侧磁力线来说，基本上全部通过定子齿部→定子轭部→定子齿部→气隙→转子齿部→转子轭部→转子齿部→气隙→定子齿部，形成一个闭合回路；但是在转子侧，通过转子槽闭合的磁力线相对较多，因此可以看出，像这种深槽窄槽的转子结构，转子槽漏磁通对电机性能影响较大，同时，想要得到精确结果，槽内导体的集肤效应必须予以考虑。

2.2 额定工况下的磁负荷

图6为额定工况下在分析截面上的气隙磁密波形及FFT分解图，根据FFT分解结果可知，在额定工况下的气隙磁密基波幅值为0.857 T，符合全封闭异步电机气隙磁密0.7 T~0.9 T的经验推荐值。图7、图8分别为定、转子齿磁密和定、转子轭磁密波形图，由图可知，此电机的各部磁密取值均在经验值推荐范围之内，设计方案合理。具体磁密值及推荐值如表1所示。

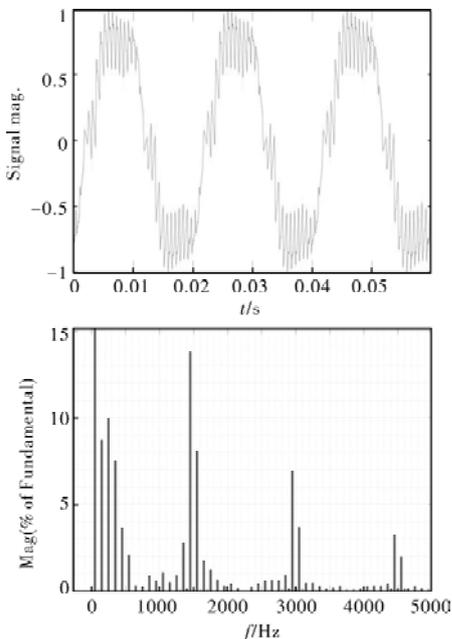


图6 气隙磁密 FFT 分解

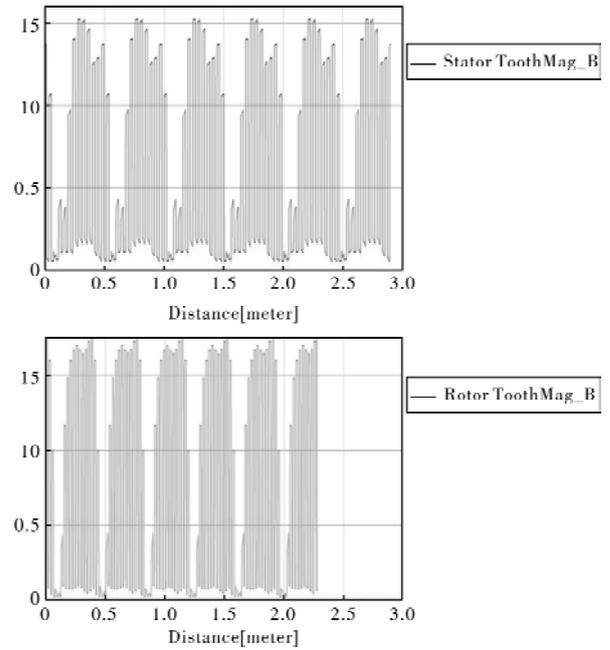


图7 定、转子齿磁密

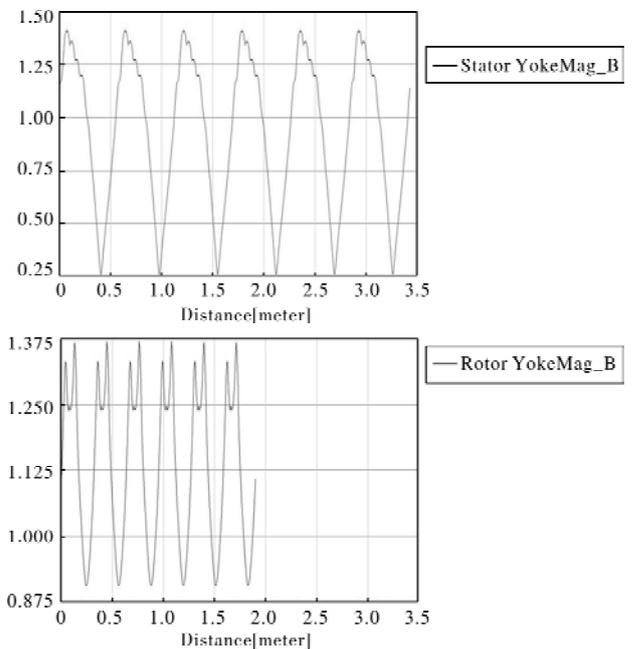


图8 定、转子轭磁密波形图

表1 磁密计算值及推荐值

	气隙 磁密/ T	定子齿 磁密/ T	定子轭 磁密/ T	转子齿 磁密/ T	转子轭 磁密/ T
计算值	0.862	1.531	1.415	1.748	1.367
推荐值	0.7~0.9	1.4~2.1	1.4~1.7	1.5~2.2	1.0~1.6

2.3 额定工况下的电负荷

在场路耦合分析中，大部分的电参数如发电机总功率、定子有功功率、转子有功功率、定子电流、转子电流、定子电压及转子电压等，可直接由测量模块中的仪表读出。图9~图14分别是发电机在额

定运行工况下的有功功率与无功功率、定子电流、定子电压、转子电流的稳态运行波形图及 FFT 分解。

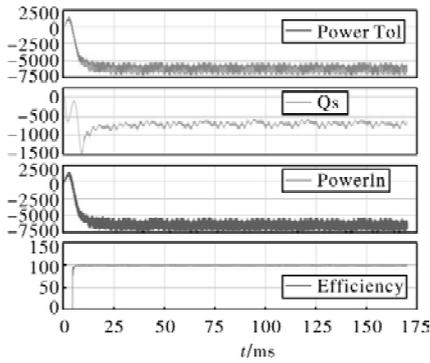


图 9 额定工况有功功率与无功功率

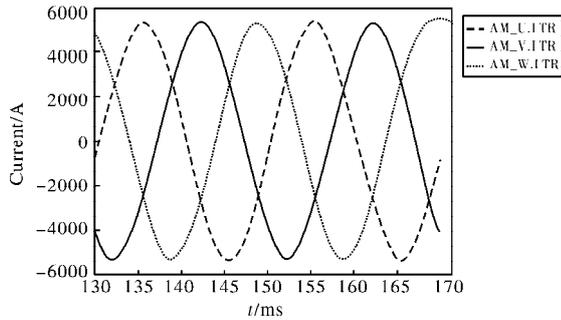


图 10 额定工况定子电流

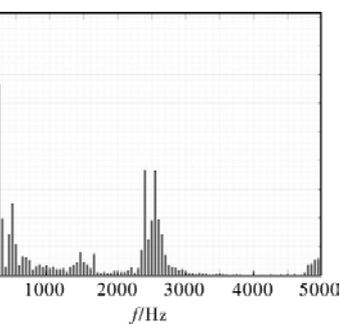
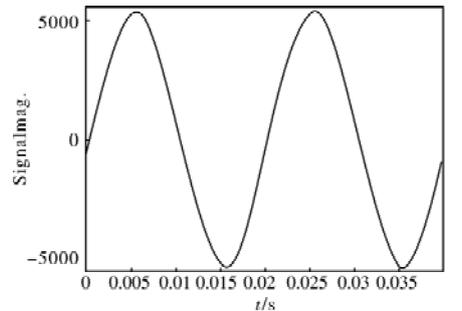


图 11 额定工况定子电流 FFT

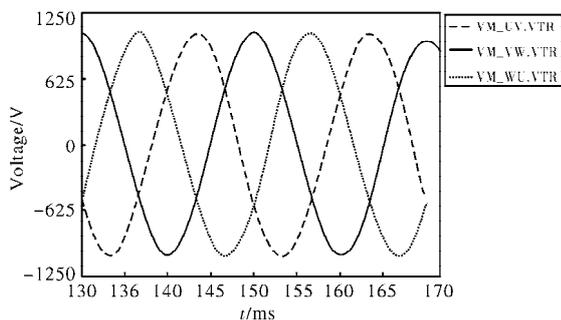


图 12 额定工况定子电压

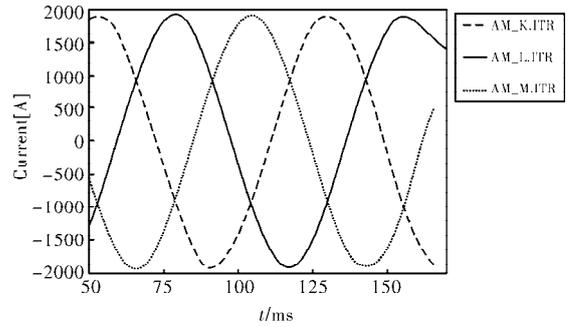


图 13 额定工况转子电流

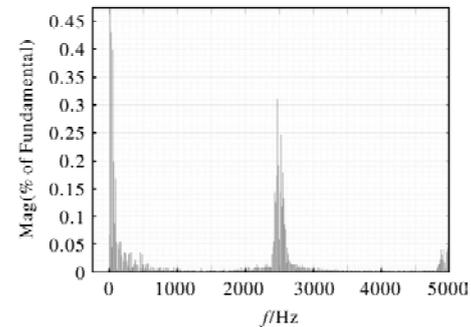
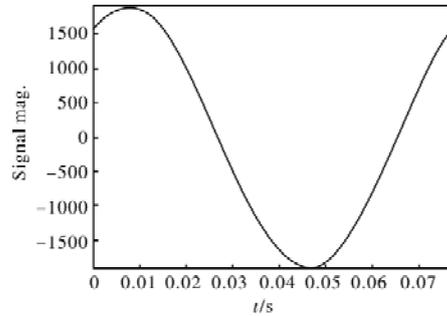


图 14 额定工况转子电流 FFT

仿真电路中电压源为星接电压源，U 相电压与 VW 线电压相差 90° 相位角，且幅值相差 $\sqrt{3}$ 倍，因此定子无功功率如图 1 中所示，通过接入 QM_U、QM_V、QM_W 三个功率表后求和得到。为了计算发电机效率，通过场计算模块可获得发电机的铁损（其中已包含铁心的各类附加损耗）；同时在场路结合的计算模型中，通过定、转子内阻上的电流与压降即可求得发电机瞬时铜耗，求和后得到发电机的总铜耗（此铜耗已包含谐波及集肤效应引起的部分铜耗）。发电机风摩擦通常采用经验公式求得，本发电机估算风摩擦为 20 kW，各损耗瞬时波形如图 15 所示。

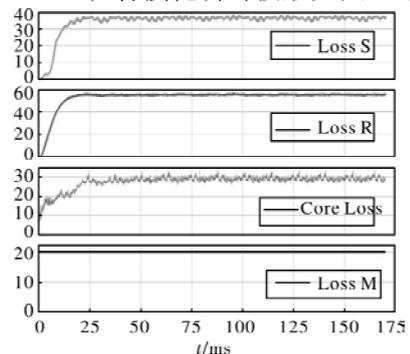


图 15 损耗波形

通过 Matlab 中的 Power_Gui 对仿真结果中的定、转子电流进行 FFT 分解, 通过分解结果显示, 因转子电流为变流器供电, 其主要谐波分布在开关频率 2500 Hz 及其倍频附近; 定子电流谐波除了 5、7 次

谐波及转子齿谐波外, 变流器开关频率及其倍频谐波也最为突出。通过表 2 的数据可以看出, 试验值与仿真值较为吻合。

表 2 电流 THD 参数表

	定子电流谐波畸变率/%			转子电流谐波畸变率/%		
	IUTHD	IVTHD	IWTHD	IKTHD	ILTHD	IMTHD
PWM 波励磁	1.33	1.40	1.37	0.92	0.95	0.94
试验值	0.83	1.11	1.28	0.99	0.94	0.97

针对发电机效率的仿真计算与试验数据进行对比(如表 3), 其中仿真中的损耗如前所述, 已经完全考虑了铁心的附加损耗和铜耗中的谐波与集肤效

应的影响, 因此将不再单独考虑附加损耗; 试验中采用扭矩仪进行效率的直接测量法和损耗分析法同时进行计算对比, 可以看出结果非常接近。

表 3 损耗及效率数据表

	铁耗/kW	定子铜耗/kW	转子铜耗/kW	风摩耗/kW	附加损耗/kW	效率/%
仿真计算值	29.16	29.77	35.48	20	/	97.6
损耗分析法试验值	19.26	36.49	55.65	19.35	36.63	97.6
直接法测量值	/	/	/	/	/	97.7

2.4 P-Q 特性参数计算与试验验证

根据双馈感应发电机等效电路图的理论分析, 在转子电流有效值不变的情况下, 通过调整转子电流与定子电压之间的相位关系, 定子输出的有功功率与无功功率将发生变化, 定子 P-Q 输出与转子电流数值区间如图 16 所示。对于双馈感应发电机额定工作区间, 需要满足两个约束条件: ①定子视在功率处于额定范围内, 即 $\sqrt{P_s^2 + Q_s^2} \leq S_n$; ②转子电流不得超出限值。在图 16 中, 以 O 为圆心、 $|OX|$ ($|OX| = S_n$) 为半径的圆在曲面 S 上投影得到曲线 L_2 , 由转子电流限值确定的垂直平面 N 与曲面 S 相交所得曲线 L_1 , 在设计双馈发电机组时, L_1 与 L_2 之间的距离直接反映了电机容量与转子侧变流器容量的匹配性。如果 L_1 位于 L_2 前端, 代表变流器容量过小, 无法满足发电机额定容量运行; 反之, 则代表变流器容量存在冗余设计。 L_1 与 L_2 的共有部分, 为双馈风电机组变流器和电机运行的安全区域。

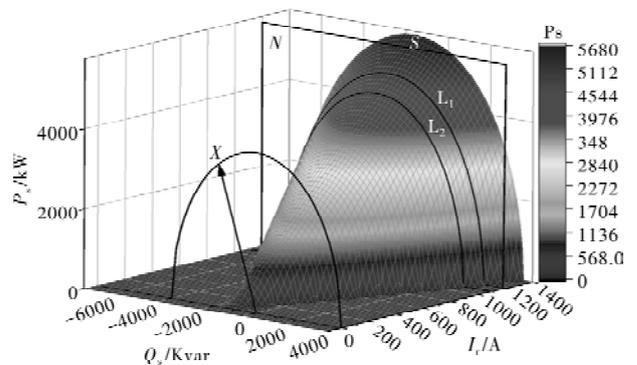


图 16 定子 P-Q 与转子电流数值区间

作为双馈发电机组的关键部件, 发电机与变流器对温升都非常敏感, 尤其是大功率的电力电子产品本身具有较高的发热量, 极限工况下往往由于温度过高而不得不停机。因此在设计过程中, 精确计算出发电机的特性参数, 对发电机及变流器的热设计都至关重要, 表 4 为运用本文方法计算的发电机 P-Q 特性参数。图 17 为不同定子电压下, 定子 P-Q 所对应的转子电流值。

表 4 P-Q 特性参数表

定子电压/V	总功率/kW			定子无功/kVar			定子电流/A			转子电流/A			转子电流偏差	
	经典计算	场路耦合	试验	经典计算	场路耦合	试验	经典计算	场路耦合	试验	经典计算	场路耦合	试验	经典计算	场路耦合
705.0	6020	6021	6021	120	120	135	3930	3938	3947	1283	1318	1321	-2.88%	-0.23%
720.0	6024	6024	6033	383	383	383	3862	3886	3879	1282	1341	1326	-3.32%	1.13%
750.0	6024	6024	6024	690	690	697	3734	3739	3750	1273	1346	1326	-4.00%	1.51%
787.5	6033	6033	6033	849	840	849	3579	3587	3624	1261	1335	1327	-4.97%	0.60%
825.0	6028	6028	6028	787	780	787	3406	3412	3419	1261	1334	1305	-3.37%	2.22%

(下转第 28 页)

低分辨率位置检测的永磁同步电机转矩控制研制

任志斌, 廖风顺, 胡剑桥

(江西理工大学 电气工程与自动化学院, 江西 赣州 341000)

摘要: 包装机械的捆扎设备常采用永磁同步电机转矩控制方式, 永磁同步电机自配有光电和霍尔传感器检测转子位置, 本文研究永磁同步电机在仅有霍尔传感器时转矩控制方法, 包括利用平均加速度法进行转子位置估算, 在电机速度突变或者是加减速阶段时, 相邻两个 Hall 区间不再是保持不变的, 因此引入平均加速度法估算转子位置, 进一步降低估算的误差, 提高电机的控制性能; 设计电流环线性自抗扰控制器提高系统抗扰动性, 包括三个主要的模块: 跟踪微分器、扩展状态观测器、状态误差反馈控制, 具有更好的鲁棒性和抗干扰能力。经实验测试和现场运行验证了采用仅有霍尔传感器的永磁同步电机应用于捆扎设备的可行性, 从而有效减少电机体积, 控制生产成本。

关键词: 永磁同步电机; 低分辨率位置传感器; 转矩控制; 自抗扰控制

中图分类号: TM351; TM341; TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2023)07-0017-06

Development of Torque Control for Permanent Magnet Synchronous Motor With Low Resolution Position Detection

REN Zhibin, LIAO Fengshun, HU Jianqiao

(College of Electrical Engineering and Automation, Jiangxi University of Science and Technology, Ganzhou Jiangxi 341000, China)

Abstract: Mechanical strapping equipment often adopts the torque control mode of permanent magnet synchronous motor, which is equipped with photoelectric and Hall sensors to detect the rotor position. This paper studied the torque control method of permanent magnet synchronous motor when there was only Hall sensor, including estimating the rotor position by using the average acceleration method, designing the current loop active disturbance rejection controller to improve the anti-disturbance performance of the system, simulating the PMSM torque mode by using Matlab/Simulink, and finally carrying out the on-site installation test of the baling conveyor belt. The feasibility of applying permanent magnet synchronous motor with Hall sensor to bundling equipment was verified by experimental test and field operation, thus effectively reducing the motor volume and controlling the production cost.

Key words: permanent magnet synchronous motor; low resolution position sensor; torque control; active disturbance rejection control

0 引言

电机驱动广泛地应用于工业领域中, 其中永磁同步电机具有结构简单、体积小、效率高的优点^[1]。本文利用开关型霍尔传感器检测位置替代高分辨率的位置传感器, 但在矢量控制的永磁同步电机伺服系统中, 位置传感器的分辨率对整个系统性能至关重要。因此本文提出了转子位置估算的方法, 通过离散的位置

信号来估算成高分辨率的位置信号。如今 PMSM 矢量控制主要是使用 PI 控制器^[2], 而 PI 控制器抗扰动性较差, 因 PMSM 的模型复杂、变量多、耦合强, 易受干扰的特点^[3], PI 控制器不能满足实时抑制扰动的需要。在 PID 算法的基础上研究的 LADRC 技术具有很强的抗干扰能力, 将线性自抗扰控制算法^[4]应用于 PMSM 的矢量控制中, 体现在全自动打包机^[5-6]的收送带电机上, 具有实际的工程意义。

收稿日期: 2022-12-09

基金项目: 国家自然科学基金项目(52167005); 江西教育厅 2014 年度科学技术研究项目(GJJ14440)。

作者简介: 任志斌(1967), 男, 博士, 教授, 研究方向为电力电子技术、电机控制技术。

通讯作者: 廖风顺(1998), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子与电力传动。

胡剑桥(1997), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子与电力传动。

1 永磁同步电机矢量控制模型

$d-q$ 轴坐标系下 PMSM 的数学模型包含定子电压方程、定子磁链方程、电磁转矩方程。

(1) 定子电压方程:

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

(2) 定子磁链方程:

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + \psi_f \\ \psi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (2)$$

(3) 电磁转矩方程:

$$t_e = p[\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (3)$$

式中, u_d 、 u_q 分别为定子电压在 $d-q$ 坐标轴上的分量, i_d 、 i_q 分别为定子电流在 $d-q$ 坐标轴上的分量, R_s 为定子电阻, L_d 、 L_q 分别为定子电感在 $d-q$ 坐标轴上的分量, ω_r 为电角速度, ψ_f 为永磁体磁链, ψ_d 、 ψ_q 分别为永磁体磁链在 $d-q$ 坐标轴上的分量, p 为极对数。

对于表贴式有 $L_q = L_d^{[7]}$, 由式(3)可知, 磁阻转矩 $t_e = p[(L_d - L_q) i_d i_q]$ 为 0, 电磁转矩就等于励磁转矩 $t_e = p\psi_f i_q$ 。因此在 i_q 电流稳定时, 电磁转矩 t_e 也是恒定的^[8]。

2 低分辨率传感器的转子位置估算

2.1 低分辨率传感器的 PMSM 矢量控制系统

要实现对控制系统的 SVPWM 控制, 必须知道转子的实时位置信息, 文章采用低分辨率传感器来替代旋转编码器^[9], 为提高 PMSM 控制性能, 必须对 Hall 传感器得到的离散转子位置信息处理得到高分辨率的位置信息。低分辨率 Hall 传感器的 PMSM 矢量控制系统结构框图如图 1 所示。

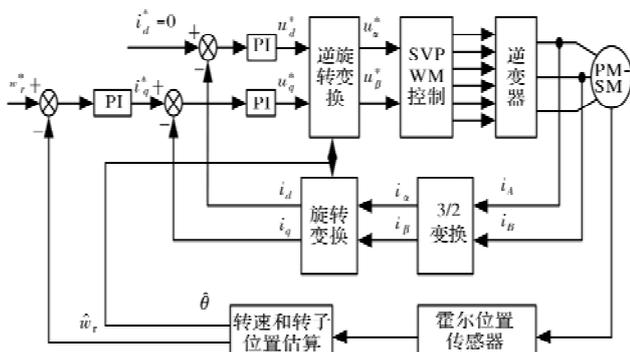


图 1 低分辨率 Hall 传感器的 PMSM 矢量控制系统结构框图

2.2 平均加速度法估算转子位置

在 Hall 跳变时, 可以精确地获取 6 个离散的位置信号, 但在 Hall 区间之内, 需要计算出实际的角度和速度。因为电动机的机械时间常数比它的电时间常数要大的多, 因此可以认为在各个霍尔扇区中, 转速不变或者有很小的改变。在这个理论基础上, 利用上一个 Hall 区间的平均转速来估计目前 Hall 区间的转子位置。但在电机速度突变或者是加减速阶段时, 相邻两个 Hall 区间不再是保持不变的, 因此引入平均加速度法估算转子位置。

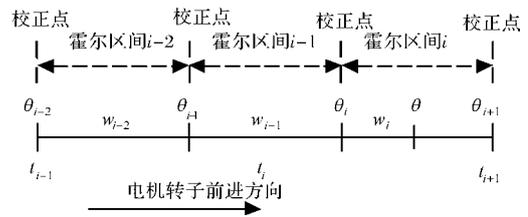


图 2 平均加速度法估算转子位置图

在计算平均加速度之前, 需要先计算出两个相邻霍尔区间的平均速度 w_{i-2} 、 w_{i-1} 、 w_i 为

$$\begin{cases} w_{i-1} = \frac{\pi/3}{t_i - t_{i-1}} \\ \theta = \theta_i + w_{i-1} k T_s \end{cases} \quad (4)$$

假定在每个 Hall 扇区内加速度不变, 那么可以取每个扇区中点的瞬时速度为 Hall 的平均速度, 因此有平均加速度为

$$a_{i-1} = \frac{w_{i-1} - w_{i-2}}{(t_i - t_{i-1}) + (t_{i-1} - t_{i-2})} \quad (5)$$

计算出平均加速度的大小, 就能算出转子所在扇区的实际速度 w 以及转子位置的值 θ , 因此有转速和转子的估算值及角度限制条件如下:

$$\begin{cases} w = w_{i-1} + a_{i-1} k T_s \\ \theta = \theta_i + w_{i-1} k T_s + \frac{a_{i-1} (k T_s)^2}{2} \\ \theta_i \leq \theta \leq \theta_i + \frac{\pi}{3} \end{cases} \quad (6)$$

使用平均加速度法有助于提高转子位置估算的精度, 尤其是在电机速度发生突变或是在加减速过程中, 可以进一步降低估算的误差, 提高电机的控制性能。

3 PMSM 线性自抗扰控制器的设计与仿真

3.1 线性自抗扰观测器

PID 技术在实际应用中具有很大的局限性, 主

要体现在响应的快速性与超调之间的矛盾。其在启动过程中，由于输出信号和输入信号存在很大差异，PID 控制器不能及时地消除这种偏差，导致系统出现较大的超调。如果比例系数太大，则会产生很大的超调，而比例系数太低，则系统的调整时间就会更长。韩京清教授针对 PID 控制存在的问题，在传统 PID 控制方法的基础上，引入 ADRC 技术^[10]。ADRC 的核心包括三个主要的模块：跟踪微分器，扩展状态观测器，状态误差反馈控制。针对传统 PID 控制中存在的问题，提出了 TD 跟踪微分器的跟踪过渡转换方法，提高了系统的鲁棒性。ESO 是 ADRC 的核心部分，它可以对内部、外部的干扰和各个状态变量进行评估。状态误差反馈控制规律是由 TD 输出与 ESO 观察输出的综合结果结合而成。状态误差反馈控制规则输出量与 ESO 系统干扰估算值的差值构成了被控目标的输入^[11-12]。相比于 PID，ADRC 具有更好的鲁棒性和抗干扰能力^[13]。

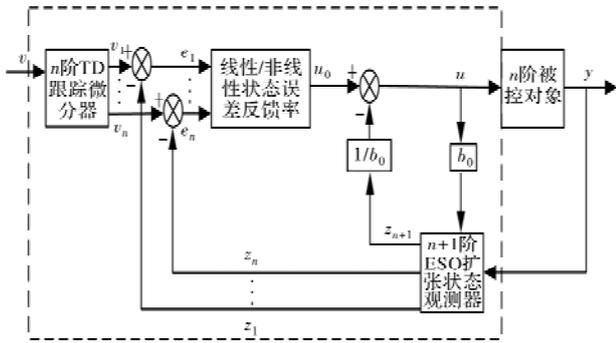


图3 n阶ADRC结构图

3.2 电流环线性自抗扰控制器设计

在对永磁同步电机的矢量控制时，内环采用电路环，采用LADRC可以平稳的控制电机运行。图4为PMSM电流环一阶LADRC结构框图。

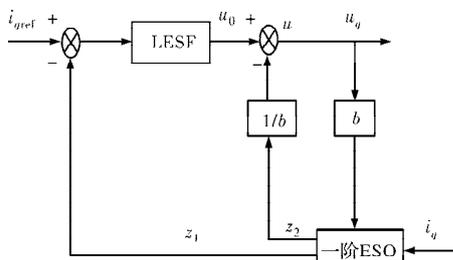


图4 PMSM 电流环 LADRC 结构框图

根据式 $t_e = p\psi_f i_q$ 可以得到电流环的状态方程：

$$\begin{cases} \frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_q}(u_q - R_s i_q - L_d i_d \omega_r - w_r \psi_f) \\ \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_d}(u_d - R_s i_d + L_q i_q \omega_r) \end{cases} \quad (7)$$

设计电流环作为最内环，因其对高频信号敏感且需要快速响应^[14]，为避免相位变化和响应的不及时，因此本文设计电流环LADRC时不加TD模块，

且驱动电机采用表贴式PMSM，因此采用 $i_d = 0$ 的控制方式^[15]。

(1) ESO

将电机模型里的电阻、电感和反电动势带来的影响记为已知扰动 f_i ，未知扰动表示为 f_u ，得式(8)：

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \dot{i}_q = bu_q + f_i + f_u \\ \dot{x}_2 = \dot{f}_w \end{cases} \quad (8)$$

式中， $f_w = f_i + f_u$ 表示电流环总扰动。

将式(8)化为观测器形式：

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 + b_0 u_q + \beta_1 (i_q - z_1) \\ \dot{z}_2 = \beta_2 (i_q - z_1) \end{cases} \quad (9)$$

式中， z_1 为 i_q 的观测值； z_2 为对扰动的总观测值大小，假设理想的特征多项式为

$$f^*(\lambda) = (\lambda + w_0)^3 \quad (10)$$

分析根据误差的收敛性以及系统稳定性得到 $\beta_1 = 2w_0$ ， $\beta_2 = w_0^2$ 。

(2) LSEF

LSEF 的输出经过扰动补偿后获得被控对象输入 u 。由式(8)知 $b_0 u_q = u_0 - f_i - f_u$ ，可得到 $\dot{i}_q = u_0$ 。

$$\begin{cases} u_0 = k_p (i_{qref} - z_1) \\ u = u_0 - \frac{z_2}{b_0} \end{cases} \quad (11)$$

式中， $k_p = w_c$ 表示电流环的带宽，其值大小影响电流环的响应速度的快慢。

3.3 LADRC 控制器下 PMSM 转矩模式仿真

在 Matlab/Simulink 上搭建 PMSM LADRC 控制模型，对电机启动以及运行中突加负载的转速、电流变化仿真设计。电机仿真参数为：定子电阻 $R = 2.875 \Omega$ ，交直流电感 $L_d = L_q = 0.082 \text{ H}$ ，转动惯量 $J = 0.003 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ ，极对数 $p = 4$ ，磁链 $\psi_f = 0.175 \text{ Wb}$ 。如图5是PMSM的LADRC控制器伺服系统仿真模型，LADRC中的参数选择依据前文提及的公式，并在此基础上根据工况进行简单调节。

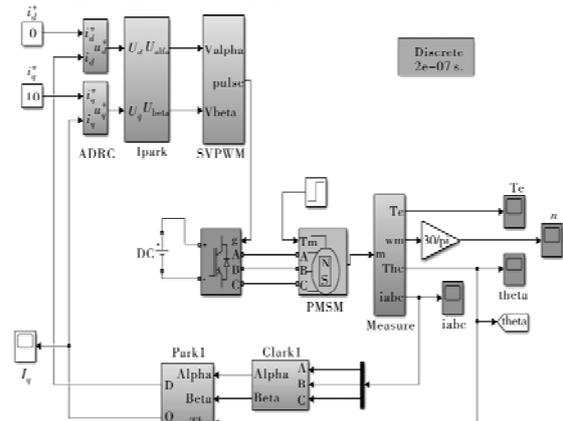


图5 ADRC 控制器电流环仿真模型

对于电流单环矢量控制采用 LADRC 控制的 q 轴电流波形与转矩波形的仿真结果如图 6 所示。

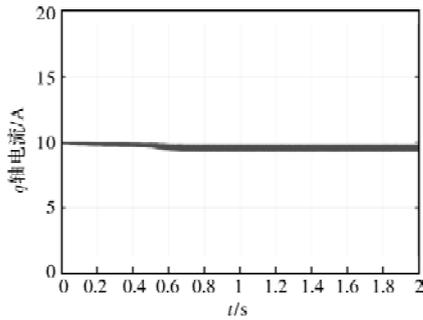


图 6 LADRC 控制调速 q 轴电流波形

矢量控制下的电流单环实验的仿真结果显示 q 轴电流稳定在 10 A 左右, 采用 LADRC 控制的 q 轴电流波动不到 0.5 A。

FOC 的电流单环实验仿真结果显示 PMSM 的电磁转矩基本保持恒定, 由此可以证明 FOC 控制下的电流单环可以通过控制 q 轴电流来控制 PMSM 的转矩, 图 7 为 LADRC 控制调速的转矩波形。

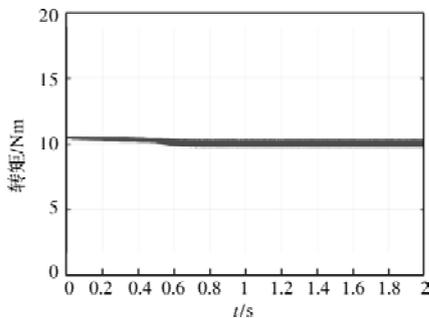


图 7 LADRC 控制调速转矩波形

综上, 可以看出, 矢量控制下电流单环的控制确实可以控制 PMSM 的转矩的大小, 另外在 PMSM 的调速系统仿真中还可以看出, LADRC 控制效果优越。

4 实验平台搭建

4.1 实验平台及介绍

为验证本文所设计的基于 LADRC 的 Hall 传感器 PMSM 伺服系统的控制性能, 搭建实验平台。如图 8 所示, 平台主要包括隔离变压器、测试电机、伺服驱动器、PC 串口上位机、磁粉制动器、磁粉控制器、转矩传感器、转矩显示仪、示波器、电流钳、万用表等组成。伺服驱动器包括驱动板、控制板以及显示板三部分。PC 上位机通过串口与伺服驱动器通信, 通过串口调试助手接收和显示实验的数据信息以及实时形成波形, 便于观测分析实验数据, 验证电机伺服驱动器的控制性能。

表 1 电动机主要参数

参数	参数值
额定功率 P_e/W	2600
额定力矩 T_N/Nm	10
额定电压 U_N/V	220
额定电流 I/A	10
额定转速 $n/(r/min)$	2500
电阻 R_m/Ω	0.75
电感 L_m/mH	3.03
极对数 p	4



图 8 实物平台

4.2 实验波形与分析

搭建好实验平台后, 分别进行转子位置估计实验以及 LADRC 控制的实验, 用电流钳在示波器上观察相电流波形图, q 轴电流的详细数据通过串口调试助手实时显示波形图。通过在实验平台上得到的波形进行对比, 验证基于 LADRC 的低分辨率 PMSM 伺服系统的有效性。

4.2.1 转子位置估计

可以看出采用平均加速度的方法来估算角度时偏差较小, 和实际转子位置角度的偏差最大时约 9° 电角度。

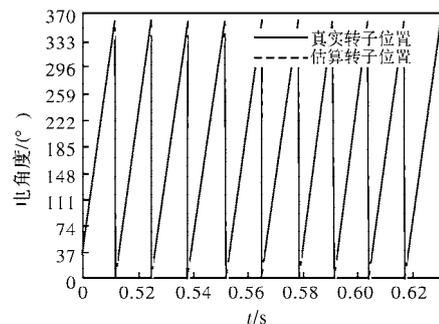


图 9 平均加速度法估算电机的位置角度与实际转子位置角度的对比

由图 10 可知, 采用平均加速度对于转子位置进行估算, 当电机稳定运行时, 电机相电流波形近似于正弦波。

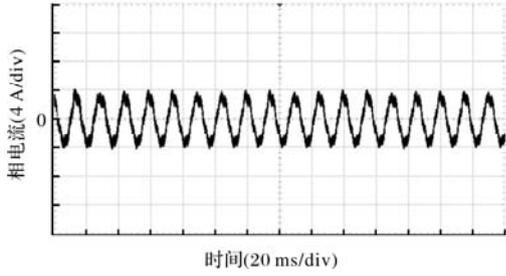


图 10 平均加速度法平均校正相电流图

4.2.2 LADRC 系统实验

(1) 起动和加载时相电流实验

为进一步验证采用 LADRC 控制策略的优越性,对调速系统采用 LADRC 控制进行相电流波形对比分析。

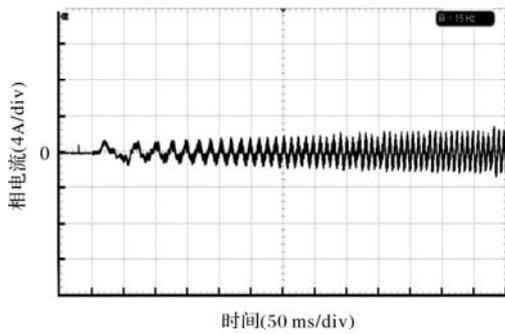


图 11 起动时 LADRC 控制相电流波形

从图 11 可以看出,对于相电流来说,采用 LADRC 控制器的系统起动时的相电流冲击明显减少,稳定时间显然加快,规避了起动电流过大冲击电机的损害。

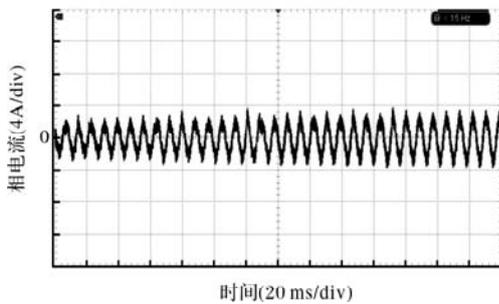


图 12 加载时 LADRC 控制相电流波形

从图 12 可以看出,采用 LADRC 控制的系统由于本身较强的抗扰动能力,在突加负载时,调节更快,相电流波形较为平滑,曲线接近正弦波。

(2) 转矩模式下 q 轴电流实验

在矢量控制时,采用电流单环的转矩控制模式下,测出 LADRC 控制对 q 轴电流的波形,程序给定

q 轴电流为 4 A。

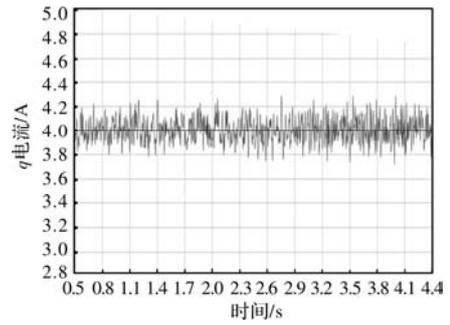


图 13 LADRC 控制 q 轴电流波形

如图 13 所示,可以看出采用 LADRC 控制器下的 q 轴电流的波动值为 0.2 A。

综上 PMSM 矢量控制实验中,采用 LADRC 控制器在起动与突加载的实验中相电流与 q 轴电流等变量的结果都验证了 LADRC 的优越性。

5 现场调试

为了测试打包机在送带的速度模式和收带转矩模式下的电机性能,本文对收送带电机采用电流单环的 LADRC 控制。图 14 和图 15 分别为在送带速度模式下的转速波形和相电流波形,由此可以看出,电机启动迅速且送带速度平稳。图 16 为收带转矩模式下 q 轴电流波形图,在打包机收带捆扎时,要求的力矩是恒定的,且前文也提到在 q 轴电流稳定时,力矩也是恒定的。

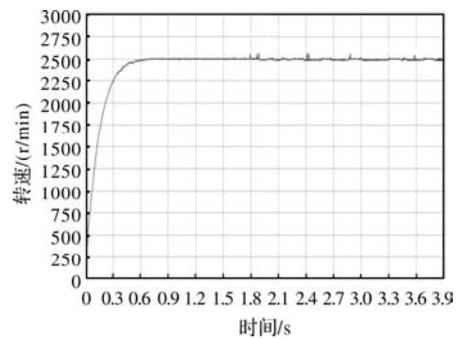


图 14 转速波形

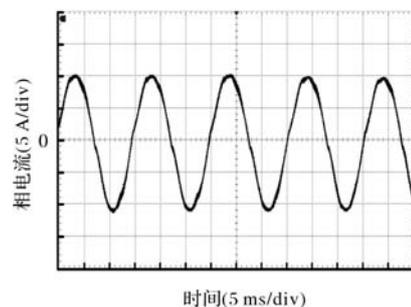
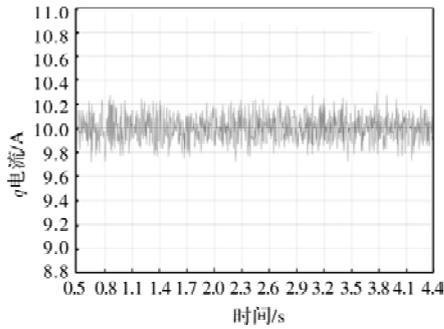


图 15 相电流波形

图 16 q 轴电流波形图

从测试结果来看低分辨率位置检测的永磁同步电机不管是在作为速度模式下的送带电机还是在作为转矩模式下的收带电机都有良好的表现,送带时电机启动迅速,送带速度平缓稳定,收带时力矩稳定,能够满足厂家的实际需求。图 17 为打包机设备装机图。



(a) 打包机正面



(b) 打包机背面

图 17 伺服控制系统在打包机的应用

6 结 语

本文提出了一种低分辨率位置检测的永磁同步电机的转矩控制方法,用平均加速度法进行转子位置估算、设计电流环线性自抗扰控制器提高系统抗扰动性、使用 Matlab/Simulink 进行 PMSM 转矩模式仿真、最后进行打包机收送带现场装机测试。其中

在采用 LADRC 控制器在起动与突加载的实验中,相电流与 q 轴电流等变量的实验结果表明,该系统具有良好的伺服性能。

参考文献

- [1] 罗滨. 基于霍尔传感器的永磁同步电机矢量控制系统设计[D]. 湖南: 湖南大学, 2019.
- [2] 甘志涵, 吴昌军, 丁镇涛, 等. 基于 PI 调节的车用永磁同步电机矢量控制研究[J]. 山东: 农业装备与车辆工程, 2021, 59(6): 69-74.
- [3] 张明明. 基于低分辨率位置传感器的永磁同步电机控制系统研究[D]. 江苏: 江苏科技大学, 2020.
- [4] 房梦程. 基于自抗扰控制的低分辨率位置传感器永磁同步电机转矩控制及应用[D]. 江西: 江西理工大学, 2022: 38-39.
- [5] 刘宝林. 钢厂用全自动钢带卷打捆机剪切分析研究及优化设计[D]. 兰州: 兰州理工大学, 2021.
- [6] 李三江, 李亚娜. 国外包装机械的现状和发展趋势及国内包装机械的发展策略之我见[J]. 科技资讯, 2015, 13(35): 154-156.
- [7] Du S, Hu J, Zhu Y, et al. A Hall Sensor-based Position Measurement With On-line Model Parameters Computation For Permanent Magnet Synchronous Linear Motor[J]. IEEE Sensors, 2018, 18(13): 5245-5255.
- [8] 许轲. 永磁同步电机转矩-转速模式切换研究及控制器设计[D]. 广州: 华南理工大学, 2020.
- [9] 张懿, 张明明, 魏海峰, 等. 基于霍尔传感器的永磁同步电机高精度转子位置观测[J]. 电工技术学报, 2019, 34(22): 4642-4650.
- [10] 朱斌. 自抗扰控制入门[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2017.
- [11] Guo B, Bacha S, Alamir M. A Review on ADRC Based PMSM Control Designs[C]. 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IEEE, 2017: 1747-1753.
- [12] Pan H, Sun W, Gao H, et al. Disturbance Observer-based Adaptive Tracking Control with Actuator Saturation and Its Application[J]. IEEE Transactions on Automation Science and Engineering, 2015, 13(2): 868-875.
- [13] Du C, Yin Z, Liu J, et al. A Speed Estimation Method for Induction Motors Based on Active Disturbance Rejection Observer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(8): 8429-8442.
- [14] 刘春强, 骆光照, 涂文聪, 等. 基于自抗扰控制的双环伺服系统[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(23): 7032-7039.
- [15] 任志斌, 林元璋, 钟灼仔. 交流伺服控制系统[M]. 北京: 机械工业出版社, 2018.

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

朱吕攀, 毛谦敏, 王学影

(中国计量大学 计量测试工程学院, 杭州 310018)

摘要: 针对模型参考自适应系统 (MRAS) 在永磁同步电机控制中存在的响应速度慢、控制精度低、对参数变化敏感等问题, 提出了一种参数自适应双滑模结构的 MRAS 永磁同步电机矢量控制方法。将传统模型参考自适应系统中的 PI 速度环和 PI 自适应调节器用滑模结构替代, 提高系统的抗干扰能力和控制精度。基于波波夫超稳定性理论设计电机参数自适应系统, 对电机参数进行辨识, 进而提高系统鲁棒性。为抑制抖振, 引入饱和函数和随系统状态变量自适应变化的滑模增益。最后借助 SIMULINK 软件进行仿真实验, 实验结果表明该方法提高了控制精度和响应速度, 且鲁棒性强, 具有一定的优越性。

关键词: 滑模控制器; 永磁同步电机; 模型参考自适应; 波波夫超稳定性; 参数自适应

中图分类号: TM351; TM341; TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2023)07-0023-06

A Vector Control Method for MRAS Permanent Magnet Synchronous Motor With Adaptive Parameters and Double Sliding Mode Structure

ZHU Lyupan, MAO Qianmin, WANG Xueying

(China Jiliang University, Hangzhou 310018, China)

Abstract: Aiming at the problems of model reference adaptive system (MRAS) in the control of permanent magnet synchronous motor, such as slow response speed, low control precision and sensitive to parameter changes, a vector control method of MRAS permanent magnet synchronous motor with parameter adaptive double sliding mode structure was proposed. The PI speed loop and PI adaptive regulator in the traditional model reference adaptive system were replaced by sliding mode structure to improve the anti-jamming ability and control accuracy of the system. Based on Popov's superstability theory, an adaptive system of motor parameters was designed to identify motor parameters and improve the robustness of the system. In order to suppress chattering, saturation function and sliding mode gain which adaptively varies with system state variables were introduced. Finally, simulation experiments were carried out by Simulink software. The experimental results show that the proposed method improves the control accuracy and response speed, and has strong robustness.

Key words: sliding mode controller; permanent magnet synchronous motor; model reference adaptive; Popov superstability; parameter adaptive

0 引言

永磁同步电机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 具有调速性能好、维护方便、运行可靠、单位功率密度大、效率高等独特优点, 被广泛应用于汽车、医疗、国防等领域。准确的转子位置

信息是永磁同步电机的精确控制的关键, 传统的位置信息获取通过位置或速度传感器, 但传感器的安装增加了电机的体积和成本, 且某些情况无法安装传感器。因此, 如何在无传感器条件下实现对电机转子位置的准确估算是目前永磁同步电机控制的难点。

收稿日期: 2023-01-11

作者简介: 朱吕攀 (1999), 第一作者, 男, 硕士研究生, 研究方向为永磁同步电机控制技术。

通讯作者: 毛谦敏 (1966), 男, 教授, 研究方向为精密测量与智能化仪器。

王学影 (1979), 女, 副教授, 研究方向为光电检测技术、三坐标测量机技术。

国内外学者提出了很多 PMSM 无传感器控制方法,主要有滑模控制法、扩展卡尔曼滤波器法、高频信号注入法、模型参考自适应法等^[1-9]。文献[10]设计了分数阶滑模转速控制器,有效抑制了高频抖振,但是控制精度偏低。文献[11]将自适应广义二阶积分器引入高频信号注入法,有效提高了系统的动态性能和稳态精度,但只适用于低转速控制。文献[12]提出了一种基于扩展卡尔曼滤波器的无速度传感器控制方法,但运算量大、模型复杂,对硬件要求高。模型参考自适应法基于李雅普诺夫方程和波波夫超稳定性理论设计,确保其收敛,但准确性受参考模型的参数准确度影响,鲁棒性弱^[13]。文献[14]提出一种基于模糊 PI 的模型参考自适应观测器,该观测器在电机很宽的速度范围内都有良好的动稳态性能,提高了转子位置的检测精度,但模糊规则不易确定。文献[15]使用扩展卡尔曼滤波替代传统 MRAS 的 PI 自适应率,同时结合了一种线性的神经网络,对 PMSM 控制参数采集的准确性和动态响应均有提升,但计算量大,对硬件要求高。滑模控制的动态特性仅依赖滑模面的选择,具有鲁棒性强和控制简单的优点,将滑模控制引入模型参考自适应系统,可以在保证系统结构简单,控制精度高的同时提高系统的鲁棒性。

本文提出了一种参数自适应双滑模结构的 MRAS 永磁同步电机控制方法,将滑模控制与模型参考自适应系统结合,同时基于波波夫超稳定性理论设计电机参数自适应系统,引入饱和函数和随系统状态变量自适应变化的滑模增益。通过 Simulink 仿真实验证明,该方法动静态性能好,鲁棒性强,可以提高系统的控制精度,有效抑制系统抖振。

1 永磁同步电机的数学模型

表贴式三相 PMSM 同步旋转坐标系下的数学模型为

定子电压方程为

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

转矩方程为

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

机械运动方程为

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

式中, u_d 、 u_q 和 i_d 、 i_q 表示定子电压、电流在 d 、 q 轴上的分量; ω_e 为转子电角速度; ω_m 为转子机械角速度; R_s 为定子电阻; L_d 、 L_q 为交直流电感,在表贴式 PMSM 中 $L_d = L_q = L_s$; ψ_f 为永磁体磁链; P_n 为电机极对数; T_e 为电磁转矩; T_L 为负载转矩; B 为阻尼系数; J 为转动惯量。

2 电机参数模型参考自适应系统

为解决实际工作中, PMSM 的参数随着外界环境的变化,造成转速估算误差变大的问题,设计电机参数模型参考自适应系统:

将式(1)用状态空间形式表示,其中 $L_d = L_q = L_s$:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega_e \\ -\omega_e & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\omega_e \frac{\psi_f}{L_s} \end{bmatrix} \quad (4)$$

令 $x = -\frac{R_s}{L_s}$, $y = \frac{1}{L_s}$, $z = \frac{\psi_f}{L_s}$, 可得:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x & \omega_e \\ -\omega_e & x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} y & 0 \\ 0 & y \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\omega_e z \end{bmatrix} \quad (5)$$

在转速已知的前提下,对电机参数进行辨识,将式(5)用估计量表示:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{x} & \omega_e \\ -\omega_e & \hat{x} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{y} & 0 \\ 0 & \hat{y} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\omega_e \hat{z} \end{bmatrix} \quad (6)$$

定义 $\begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d - \hat{i}_d \\ i_q - \hat{i}_q \end{bmatrix}$, 将式(6)与式(5)相减

可得:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x - \hat{x} & 0 \\ 0 & x - \hat{x} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} y - \hat{y} & 0 \\ 0 & y - \hat{y} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \hat{z} - \omega_e z \end{bmatrix} \quad (7)$$

根据波波夫超稳定性理论,对波波夫积分逆向求解,可得出电阻、电感、磁链的自适应率:

$$\begin{cases} \hat{x} = -\left(\frac{K_i}{s} + K_p\right)(i_d \hat{i}_d + i_q \hat{i}_q - \hat{i}_d^2 - \hat{i}_q^2) + \hat{x}_{(0)} \\ \hat{y} = \left(\frac{K_i}{s} + K_p\right)(u_d \hat{i}_d + u_q \hat{i}_q - u_d \hat{i}_d - u_q \hat{i}_q) + \hat{y}_{(0)} \\ \hat{z} = -\left(\frac{K_i}{s} + K_p\right)\omega_e(i_q - \hat{i}_q) + \hat{z}_{(0)} \end{cases} \quad (8)$$

其中, 将 K_i 、 K_p 为 PI 自适应率参数。

3 双滑模结构模型参考自适应系统

3.1 模型参考自适应系统滑模速度观测器设计

构造滑模面函数为

$$S = C(i'_d \hat{i}'_q - \hat{i}'_d i'_q) + \frac{d}{dt}(i'_d \hat{i}'_q - \hat{i}'_d i'_q) \quad (9)$$

变结构滑模控制率设计如下式:

$$\hat{\omega}_e = K \text{sgn}(s) \quad (10)$$

式中, K 为滑模增益, $\text{sgn}(s)$ 是符号函数。

由于符号函数不连续的开关特性, 系统会产生抖振现象, 故选择饱和函数替换符号函数 $\text{sat}(s)$, 减少系统抖振, 此时滑模控制率为

$$\hat{\omega}_e = K \text{sat}(s) \quad (11)$$

滑模变结构模型参考自适应系统的结构框图如图 1 所示。

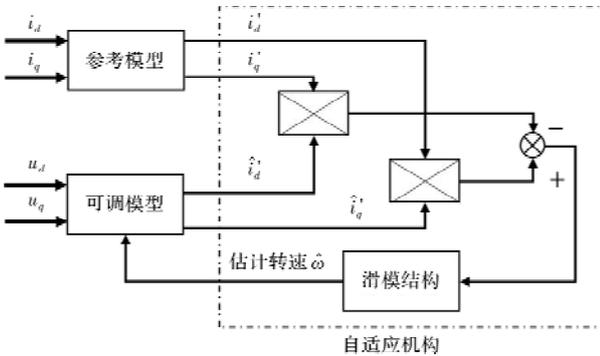


图 1 滑模变结构模型参考自适应系统的结构框图

3.2 新型滑模趋近率设计

高为炳院士率先提出趋近率的概念, 并设计了一种指数趋近率

$$\dot{s} = -\varepsilon \text{sgn}(s) - qs \quad (12)$$

其中 $\varepsilon > 0$, $q > 0$ 。

传统指数型趋近率对改善系统的高频抖振具有一定的作用, 但是在滑模面附近, 固定的 ε 和 q 使得系统无法快速趋近于滑模面, 动态性能较差, 且依然存在高频抖振。为解决以上问题, 设计新型指数趋近率:

$$\begin{cases} \dot{s} = -|\varepsilon|^\alpha \text{sat}(s) - qs \\ \varepsilon = \frac{|\dot{x}|}{|\dot{x}| + |x|} \omega_{\text{ref}} N \end{cases} \quad (13)$$

式中, ω_{ref} 为电机参考转速, 通常为常量; $x = \omega_{\text{ref}} - \hat{\omega}_e$; X 为自适应滑模增益, N 为滑模增益基准值, $\alpha \geq 1$ 为指数系数。

当系统离滑模面较远时, 较大的 $|k|$ 使得系统快

速趋近滑模面; 当系统在滑模面附近时, $|\varepsilon|^\alpha \text{sat}(s)$ 起主要作用, 且逐渐减少到 0, 一定程度减小了系统的高频抖振。同时使用饱和函数替代符号函数, 进一步削减抖振。

3.3 滑模速度控制器设计

由式(1)~式(3)可得

$$\begin{cases} \frac{di_q}{dt} = -\frac{1}{L_s}(Ri_q + P_n \psi_f \omega_m - u_q) \\ \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J} \left(\frac{3}{2} P_n i_q \psi_f - T_L \right) \end{cases} \quad (14)$$

定义 PMSM 系统的状态变量:

$$\begin{cases} x_1 = \omega_{\text{ref}} - \omega_m \\ x_2 = \dot{x}_1 = -\dot{\omega}_m \end{cases} \quad (15)$$

式中, ω_m 为实际转速。结合式(14)和式(15)可得:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\dot{\omega}_m = \frac{1}{J} \left(T_L - \frac{3}{2} P_n i_q \psi_f \right) \\ \dot{x}_2 = -\ddot{\omega}_m = -\frac{3}{2J} P_n \psi_f \theta_q \end{cases} \quad (16)$$

定义滑模面函数:

$$s = cx_1 + x_2 \quad (17)$$

其中, $c > 0$, 对式(17)求导得:

$$\dot{s} = c\dot{x}_1 + \dot{x}_2 = cx_2 - Du \quad (18)$$

其中, $D = \frac{3}{2J} P_n \psi_f$, $u = i_q$ 采用式(13)的新型指数趋近率, 可得控制器表达式为

$$u = \frac{1}{D} [cx_2 + |\varepsilon|^\alpha \text{sat}(s) + qs] \quad (19)$$

从而可得 q 轴的参考电流为

$$i_q^* = \frac{1}{D} \int_0^t [cx_2 + \varepsilon |X|^\alpha \text{sgn}(s) + qs] dt \quad (20)$$

定义 Lyapunov 函数为

$$V = \frac{1}{2} s^2 \quad (21)$$

对式(21)求导, 代入式(13), 可得:

$$\dot{V} = s\dot{s} = -\varepsilon |X|^\alpha |s| - qs^2 \quad (22)$$

由式(22)可知, $s\dot{s} \leq 0$, 当且仅当 $s = 0$ 时, $s\dot{s} = 0$, 故系统是渐进稳定的。

4 仿真结果及分析

为验证双滑模变结构 MRAS 的永磁同步电机矢量控制方法的可行性和优越性, 使用 Simulink 软件搭建表贴式永磁同步电机矢量控制仿真模型。

仿真实验的永磁同步电机参数如表 1 所示。

表 1 永磁同步电机参数表

参数	参数值
定子电阻 R/Ω	2.875
定子电感 L/mH	8.5
磁链 ψ_f/Wb	0.175
阻尼系数	0
电机极对数	4
转动惯量 $J/(kg \cdot m^2)$	4.8×10^{-6}

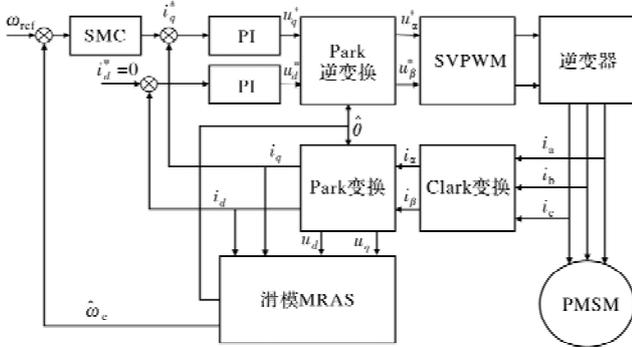


图 2 双滑模变结构 MRAS 系统结构图

4.1 变速度分析

图 3、图 4 为在 $t=0.2\text{ s}$ 时，PMSM 转速从 600 r/min 突变到 -600 r/min 的实际转速和估计转速响应曲线。对比图 4 和图 5 可以发现，相比于传统 MRAS 系统，双滑模变结构 MRAS 系统的超调量更小，且具有更快的响应速度。系统稳定时，双滑模变结构 MRAS 系统的抖振更小。

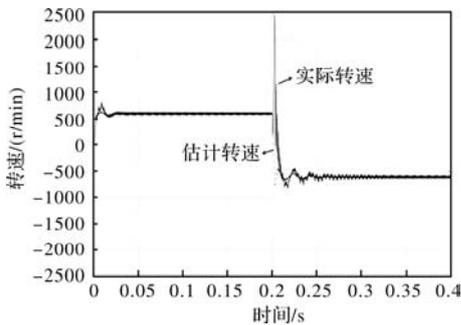


图 3 传统 MRAS 实际转速和估计转速响应曲线图

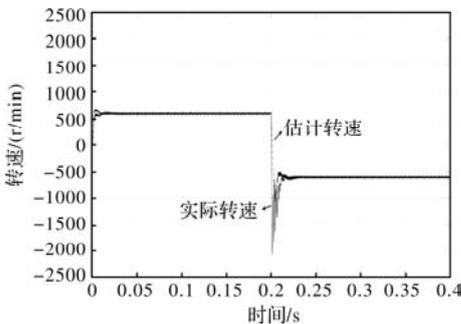


图 4 双滑模 MRAS 实际转速和估计转速响应曲线图

4.2 变负载分析

PMSM 在负载转矩 $T_L = 0$ 时以 600 r/min 的转速起动，在 $t=0.2\text{ s}$ 时，负载转矩 T_L 突变到 1 Nm，转速不变。

图 5、图 6 为传统 MRAS 和双滑模变结构 MRAS 的负载转矩 T_L 响应曲线，对比图 5 和图 6 可以发现，双滑模变结构 MRAS 系统在转矩突变时，具有更快的响应速度，在 4 ms 内趋于稳定，且超调量更小。稳定时，转矩抖振更小，相比于传统 MRAS 系统，转矩波动减少了 0.2 Nm。

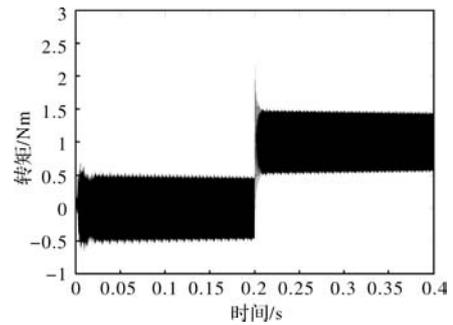


图 5 传统 MRAS 负载转矩 T_L 响应曲线图

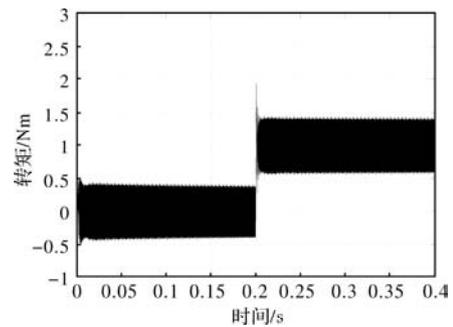


图 6 双滑模 MRAS 负载转矩 T_L 响应曲线图

图 7、图 8 为传统 MRAS 和双滑模变结构 MRAS 的估计转速误差响应曲线，在转矩突变时，双滑模变结构 MRAS 系统的超调量小，能更加快速的趋于稳定。

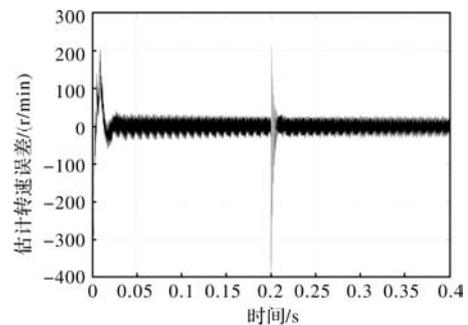


图 7 变负载时传统 MRAS 转速误差响应曲线

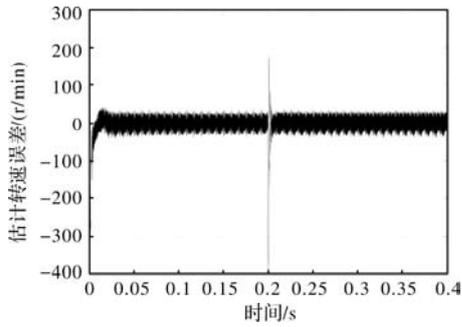
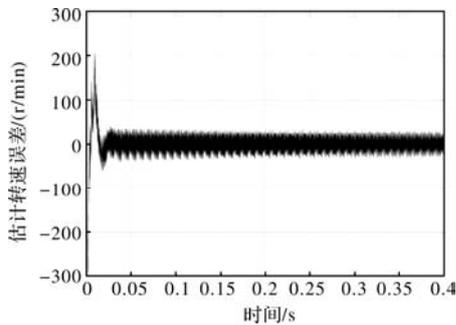
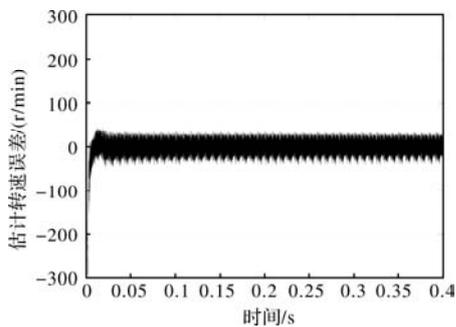
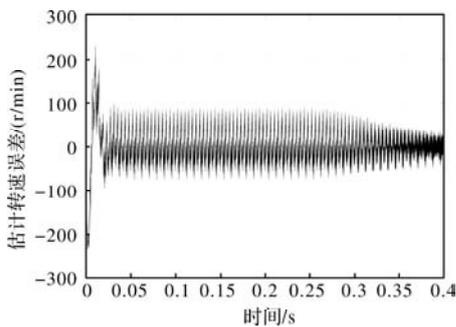
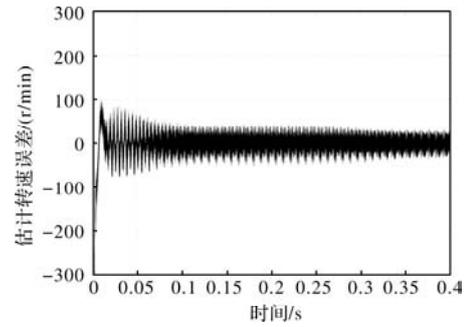


图 8 变负载时双滑模 MRAS 转速误差响应曲线

4.3 变参数分析

PMSM 在负载转矩 $T_L = 0$ 时以 600 r/min 的转速起动。图 9、图 10 和图 11、图 12 分别是为定子电阻 $R = 2.875 \Omega$ 和 $R = 5 \Omega$ 时，传统 MRAS 和双滑模变结构 MRAS 的实际转速和估计转速误差响应曲线。

图 9 $R = 2.875 \Omega$ 时传统 MRAS 转速误差响应曲线图 10 $R = 2.875 \Omega$ 时双滑模 MRAS 转速误差响应曲线图 11 $R = 5 \Omega$ 时传统 MRAS 转速误差响应曲线图 12 $R = 5 \Omega$ 时双滑模 MRAS 转速误差响应曲线

从图 9、图 10 和图 11、图 12 可以看出，当定子电阻 $R = 5 \Omega$ 时，相比于传统 MRAS，双滑模变结构 MRAS 系统收敛速度更快，稳定时抖振小，估计转速误差在 30 r/min，可见所设计的双滑模变结构 MRAS 在参数变化时可以自适应调节参数，对参数变化的鲁棒性强。

5 结 语

本文针对永磁同步电机控制中存在的响应速度慢、控制精度低、对参数变化敏感等问题，提出了一种参数自适应双滑模结构的 MRAS 永磁同步电机矢量控制方法。为提高系统的鲁棒性，简化控制结构，用滑模结构替代传统模型参考自适应系统中的 PI 速度环和 PI 自适应调节器。为提高系统对电机参数变化的抗干扰能力，设计了电机参数自适应系统。为抑制滑模抖振，提升鲁棒性，使用饱和函数替代传统符号函数，设计了新型指数趋近率，同时构造了一种积分型滑模速度控制器。

借助 Matlab/Simulink 仿真软件，对参数自适应双滑模变结构 MRAS 系统与传统 MRAS 系统的进行仿真实验对比，仿真结果表明参数自适应双滑模变结构 MRAS 控制系统超调量小，控制精度高，响应速度快，对参数变化的鲁棒性强，稳定时抖振幅度小，具有一定的优越性。

参考文献

- [1] 张兴华, 牛兴林, 林锦国. 基于 EKF 的感应电机无速度传感器逆解耦控制[J]. 系统仿真学报, 2006(4): 982-985, 988.
- [2] Bolognani S, Oboe R, Zigliotto M. Sensorless Full-digital PMSM Drive with EKF Estimation of Speed and Rotor Position[J]. IEEE Trans. Industrial Electronics, 1999, 46(1).
- [3] Corley M J, Lorenz R D. Rotor Position and Velocity Estimation for a Salient-pole Permanent Magnet Synchronous Machine at Standstill and High Speeds[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1998, 34: 784-789.

[4] French C, Acarnley P P. Control of Permanent Magnet Motor Drives Using a New Position Estimation Technique[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1996, 32: 1089-1097.

[5] Kim Y S, Kim S K, Kwon Y A. MRAS Based Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motor [C]. Annual Conference, 2003: 1632-1637.

[6] 刘军, 汪全虎, 陈敏祥. 基于滑模变结构 MRAS 的 PMSM 速度辨识[J]. 轻工机械, 2014, 32(5): 47-50, 56.

[7] 吴永前, 李玉忍. 扩展 Kalman 滤波在永磁同步电机无速度传感器调速系统中的应用[J]. 电气传动自动化, 2001(6): 3-6.

[8] 刘慧博, 黄前柱. 基于模型预测控制的永磁同步电机参数辨识[J]. 微电机, 2021, 54(9): 70-77, 100.

[9] 何克胜, 王英. 永磁同步电机分数阶滑模观测器的设计[J]. 微电机, 2018, 51(5): 48-51, 70.

[10] 杨城健, 李白雅, 王锦涛, 等. 基于分数阶滑模转速控制器的永

磁同步电机矢量控制[J]. 湖南科技大学学报(自然科学版), 2022, 37(1): 51-59.

[11] 陈景文, 王培瑞, 李英春. 基于改进高频注入法的 PMSM 转速检测方法[J]. 陕西科技大学学报, 2021, 39(6): 154-160.

[12] 杨泽斌, 樊荣, 孙晓东, 等. 基于 EKF 的无轴承异步电机无速度传感器控制[J]. 仪器仪表学报, 2015, 36(5): 1023-1030.

[13] 王庆龙, 张崇巍, 张兴. 交流电机无速度传感器矢量控制系统变结构模型参考自适应转速辨识[J]. 中国电机工程学报, 2007(15): 70-74.

[14] 张洪帅, 王平, 韩邦成. 基于模糊 PI 模型参考自适应的高速永磁同步电机转子位置检测[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(12): 1889-1896.

[15] 宋博洋. 基于 MRAS 算法的永磁同步电动机无传感器自适应预测控制[J]. 电气开关, 2022, 60(2): 43-48, 51.

(上接第 16 页)

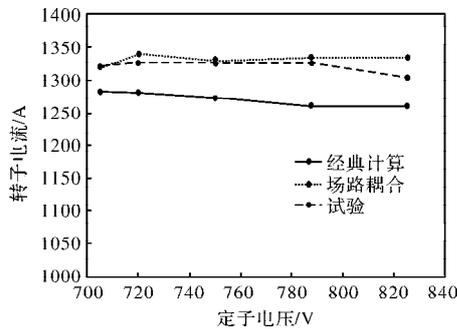


图 17 不同定子电压下的转子电流

由表 4 中数据可以看出, 相同工况下, 场路耦合仿真分析的结果, 精度远高于经典计算解析求解所得的结果; 尤其是转子电流仿真值, 与试验结果非常吻合。

3 结 论

本文结合解析计算, 利用 Ansys 软件建立了双馈感应发电机的场路耦合模型, 并对一台 6. X MW 双馈感应发电机进行了 P - Q 特性参数的场路耦合仿真计算, 对仿真结果、经典计算结果以及试验结

果进行了对比, 验证了场路耦合算法的正确性以及计算的高精确性。基于此设计和分析方法, 可以对双馈感应发电机的各种复杂工况进行仿真计算, 为双馈风力发电机组的匹配设计提供了理论依据。

参考文献

[1] [美] Stephen D. Umans. 电机学[M]. 7 版. 刘新正等, 译. 北京: 电子工业出版社, 2014.

[2] [芬兰] Juha Pyrhönen, 等. 旋转电机设计[M]. 2 版. 柴凤等, 译. 北京: 机械工业出版社, 2018.

[3] 骆皓, 林明耀, 侯立军. 双馈风力发电机交流励磁控制技术[M]. 南京: 东南大学出版社, 2018.

[4] 汤蕴璆, 王成元. 交流电机动态分析[M]. 2 版. 北京: 机械工业出版社, 2015.

[5] [西班牙] Gonzalo Abad, 等. 双馈感应电机在风力发电中的建模与控制[M]. 胡家兵等, 译. 北京: 机械工业出版社, 2014.

[6] 张新燕, 王维庆, 何山. 风电并网运行与维护[M]. 北京: 机械工业出版社, 2011.

[7] 赵鲁. 基于 Simplerer 场路耦合多物理域联合仿真[M]. 北京: 中国水利水电出版社, 2014.

基于神经网络的混合动力车用永磁同步电机矢量速度控制研究

单莹, 唐百胜

(海军装备部驻北京地区第六军事代表室, 北京 100037)

摘要: 混合动力汽车因其显著节省燃料、按需动力、降低排放和运行安静平稳、无排放等优点成为目前最受欢迎的汽车类型。混合汽车中应用较多的电机有无刷直流电机 (BLDC) 和永磁同步电机 (PMSM) 两大类电机, 由于 PMSM 具有较高的效率和其固有的高功率密度, 可以最大限度地减少了 BLDC 电机的缺点, 被认为具有巨大的潜力。然而, PMSM 也存在非线性的驱动特性的缺点, 采用传统的比例-积分-微分控制器 (PID) 难以进行高效的控制。基于此, 本文提出了一种用于混合动力车用永磁同步电机的在线神经网络控制器, 用于对负载扰动期间速度控制策略进行优化。采用 Matlab 进行了对比仿真, 验证了该方法的有效性及其优越性。仿真结果表明, 采用在线神经网络控制器可以减少超调量和上升时间, 较传统 PID 控制响应速度快, 使得整车性能得到了提高。

关键词: 永磁同步电机 磁场定向控制 人工神经网络 矢量控制 混合动力汽车

中图分类号: TM351; TM341; TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2023)07-0029-05

Research on Vector Speed Control of Permanent Magnet Synchronous Motor for Hybrid Electric Vehicles Using Neural Network

SHAN Ying, TANG Baisheng

(The Sixth Military Representative Office of the Naval Equipment Department in Beijing, Beijing 100037, China)

Abstract: Hybrid electric vehicles have become the most popular type of vehicles because of their significant fuel saving, on-demand power, emission reduction, quiet and smooth operation, and no emissions. The most popular motor in hybrid vehicles has a brush DC motor (BLDC) and permanent magnet synchronous motor (PMSM) two categories of motors, PMSM has high efficiency and its inherent high power density, can minimize the shortcomings of BLDC motor, is considered to have great potential. However, PMSM also has the disadvantage of non-linear driving characteristics, and it is difficult to control efficiently with the traditional proportional-integral-differential controller (PID). Based on this, this paper proposed an online neural network controller for permanent magnet synchronous motor for hybrid vehicles to optimize the speed control strategy during load disturbance. A comparative simulation using Matlab to verify the effectiveness and superiority of this method. The simulation results show that the online neural network controller can reduce the overshoot and rise time, which is faster than the traditional PID control, and improves the vehicle performance.

Key words: PMSM; FOC; ANN; vector control; HEV

0 引言

当今社会, 由于世界各地人口的日益增长和基本需求的不断增加, 汽车已成为家喻户晓的交通代步工具并已成为生活的必需品之一^[1]。然而, 由于世界各地车辆数量的不断增加, 也给人类生存环境造成严重的问题, 如全球变暖、空气污染和地球石

油资源的枯竭^[2]。近十年来, 各地政府都积极探索提高车辆的燃油效率、降低二氧化碳排放。基于上述因素, 电动汽车逐渐发展壮大成为了当今社会的主流汽车类型。随着各地节能减排政策的不断深化, 可以预见, 在未来的十年里, 混合动力汽车和燃料电池汽车将全面代替传统的内燃机汽车^[3]。混合动力汽车 (HEV) 比传统汽车有更好的性能和燃油经济

性, 它具备纯电汽车的优点, 同时又可通过自身发电机可实现发电, 不用里程焦虑, 是现阶段最为实用的车型之一^[4]。目前, HEV 采用多种类型的电机, 如直流有刷电机 (DC)、永磁无刷直流电机 (BLDC)、三相感应电机、磁阻电机和永磁同步电机 (PMSM) 等^[5]。由于 PMSM 具有功率密度大、免维护、效率高的特点, 使得其在混合型汽车中应用最为广泛。

现阶段, 车用永磁同步电机大多数采用比例-积分-微分控制器 (PID) 的控制策略^[6]。然而, 由于 PMSM 存在非线性驱动特性的缺点, 采用传统 PID 控制策略难以进行高效的控制。而近几年发展起来的人工神经网络 (ANN) 确非常适合于解决此类本质上是非线性的问题, 神经网络学习大量非线性函数的能力是众所周知的^[7]。于是, 采用人工神经网络的车用永磁同步电机控制策略便成为了越来越多厂商首选的控制策略之一, 其突出优点在于可以通过类似于人的大脑对模型进行训练, 得到越来越接近于理想控制方式的控制策略, 从而提升控制效率。

正是基于此种背景, 本文开展了基于 ANN 的 PMSM 矢量控制理论闭环控制系统模型研究, 建立了一种由 SVPWM 控制的神经网络闭环 PMSM 控制系统模型, 分析了神经网络速度控制器在磁场定向控制 (FOC) 策略下对 PMSM 速度驱动的性能改善。并通过 Matlab Simulink 仿真建立模型, 进一步验证了该方法的有效性。

1 基于 ANN 网络的模型建立

1.1 永磁同步电机的动态模型的建立

永磁同步电机本质上是一个由直流源驱动并通过逆变器转换为三相交流电供给 PMSM 的三个定子绕组进而完成驱动的交流电机, 其具有正弦反电动势的特性^[8]。如图 1, 基于现有同步电机模型可知, PMSM 控制主要经历了速度环和电流环的两层控制策略, 通过坐标变换实现永磁同步电机控制的解耦。基于当前控制策略可以得到 PMSM 交直轴同步旋转参考系的数学模型, 其采用 FOC 矢量控制技术, 通过 Clark 和 Park 坐标变换, 将三相静止坐标系 (A-B-C 坐标系) 下的交流电转换为两相旋转坐标系 ($d-q$ 坐标系) 下的直流电流。

根据控制旋转坐标下相互正交的直流分量实现对电机电磁转矩的控制。其变换公式可用如下方程进行表示:

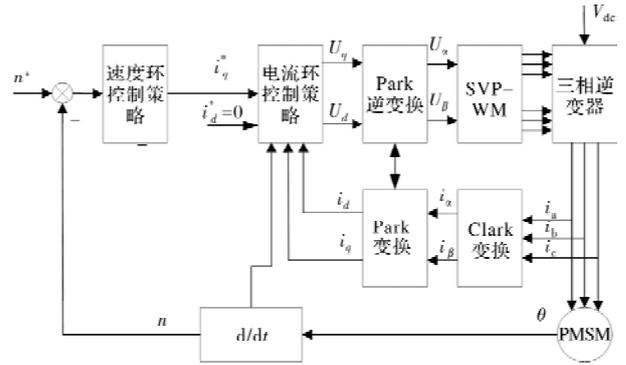


图 1 PMSM 电机控制模型

$$V_d = Ri_d + L_q \frac{di_d}{dt} - L_q \omega_s i_q \quad (1)$$

$$V_q = Ri_q + L_q \frac{di_q}{dt} - L_q \omega_s i_d + \omega_s \varphi_f \quad (2)$$

定子磁链方程为

$$\varphi_d = L_d i_d + \varphi_f \quad (3)$$

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

其机械方程可表示为

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

其中, 电磁转矩为

$$T_e = \frac{3}{2} p_n [(L_d - L_q) i_d i_q + \varphi_f i_q] \quad (6)$$

式中, V_d , V_q 为 $d-q$ 坐标系下定子电压分量; i_d , i_q 为 $d-q$ 坐标系下定子电流分量; R 为定子电阻; L_d , L_q 为定子电感分量; T_e , T_L 为电磁转矩和负载力矩; φ_f 为永磁体磁链; B 为电机阻尼系数; J 为电机转动惯量; ω_s 为电角速度; ω_r 为机械角速度; p_n 为电机极对数。

1.2 磁场定向控制 (FOC)

磁场定向控制 (FOC) 也被称为解耦或矢量控制, 由德国西门子公司 F. Blasschke 等提出, 在 20 世纪 60 年代末进入交流驱动研究领域, 并在 80 年代显著发展^[9]。其主要原理是将电机的定子电流从三项静止坐标系变换到以转子磁链定向的同步旋转坐标系, 以达到励磁电流和转矩电流的解耦, 由于两者在空间上为垂直关系, 可以通过对两个分量的独立控制, 以达到与直流电机一样的动态调速性能, 该控制方法具有控制精度高、转矩响应快的优点^[10-11]。

FOC 控制分为 $i_d = 0$ 控制、最大转矩/电流比控制、弱磁控制和效率最优控制几种控制方式, 其中, 由于 $i_d = 0$ 控制实现简单, 非常适合工程应用。其控

制策略是将定子电流直轴分量设为 0，只留交流分量，电磁转矩可进一步表示为

$$T_e = \frac{3}{2} p_n \varphi_f i_q \quad (7)$$

定子电流随着输出转矩的增大而增大，从而在额定电流范围内获得更大的电磁转矩输出以及降低损耗，进而提高电机运行效率。

1.3 基于 ANN 的永磁同步电机控制模型建立

基于上述理论，采用 Matlab Simulink 可以构建永磁同步电机控制模型如图 2 和图 3 所示。其中，图 2 为 PID 控制策略下的 PMSM 模型，图 3 为 ANN 控制策略下的 PMSM 模型，将 ANN 控制策略应用于速度环中取代 PID 控制策略，以达到控制效果。

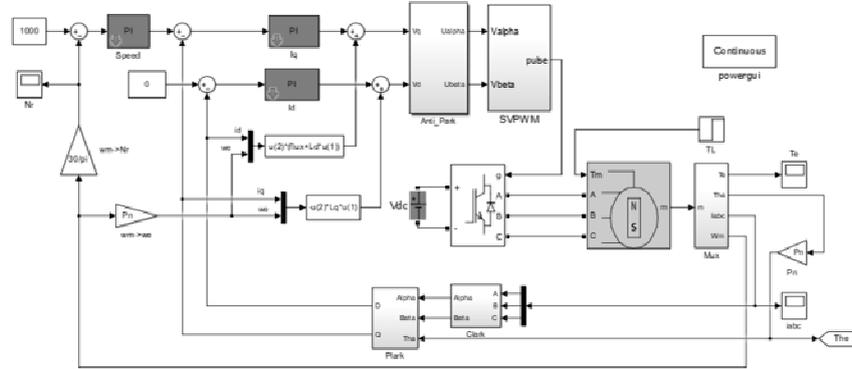


图 2 基于 PID 控制策略的 PMSM 模型

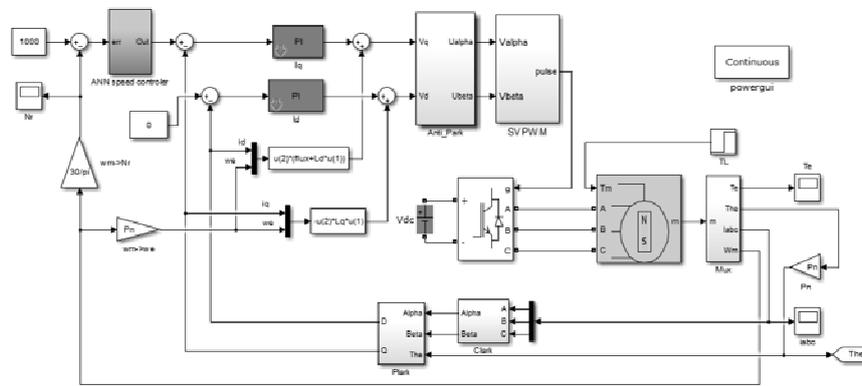


图 3 基于 ANN 控制策略的 PMSM 模型

1.4 ANN 网络速度控制模型设计

为了设计 ANN 神经网络控制策略，需要首先提供一些基础的信息。一般情况下，取每层的输入和输出神经元的数量分别等于系统的输入和输出信号的数量。此外，隐藏层数和神经元总数取决于系统的复杂性和所需的训练精度。本设计为了实现 PMSM 速度环的最优控制策略，开发了一种多层感知器神经网络(MLPNN)控制方法。根据要执行的任务类型，所提出的神经网络速度控制器的结构如图 4 所示。

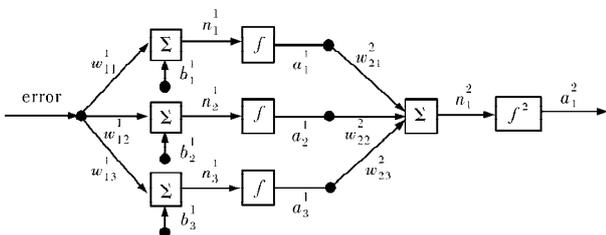


图 4 ANN 控制器设计

ANN 控制器由输入层、隐藏层和输出层组成。根据层中神经元的数量，神经网络定义为 1-3-1 网络结构。输出层的第一神经元被用作扭矩参考信号($a_1^2 = m_f$)。在第 m^{th} 层的第 j^{th} 个和第 i^{th} 个神经元之间的连接权值参数由 w_{ij}^m 给出，而第层神经元的偏差参数由 b_i^m 给出。第 m^{th} 层第 i^{th} 个神经元网络的传递函数定义为

$$n_i^m = \sum_{j=1}^{S^{m-1}} w_{ij}^m a_j^{m-1} + b_i^m \quad (8)$$

第 m^{th} 层神经元的输出函数为

$$a_i^m = f^m(n_i^m) \quad (9)$$

其中， f 为神经元的激活功能。

在本设计中，输出层的激活函数是统一的，对于隐藏层是一个正切双曲函数，可表示为

$$f^m(n_i^m) = \frac{2}{1 + e^{-2n_i^m}} - 1 \quad (10)$$

连续权重参数和偏差参数的迭代可表示为

$$w_{ij}^m(k+1) = w_{ij}^m(k) - \alpha \frac{\partial F(k)}{\partial w_{ij}^m} \quad (11)$$

$$b_i^m(k+1) = b_i^m(k) - \alpha \frac{\partial F(k)}{\partial b_i^m} \quad (12)$$

在对神经网络结构进行建模后，下一阶段定义学习模型来更新网络参数。通过这种学习能力，使 ANN 适用于具有运动参数难以定义和随环境变化的能力。训练过程通过优化方法减少网络的误差输出。一般来说，在 ANN 神经网络控制器的学习模式中，需要足够的基础训练数据、输入输出映射数据。由于 PMSM 驱动器的电机参数随温度和磁饱和度的变化，提出了在线学习反向传播算法。基于一阶优化方案，确定了网络参数的更新方法。性能指数误差平方和为

$$F(k) = \frac{1}{2} \sum_i e_i^2(k) \quad (13)$$

$$e_i(k) = t_i(k) - a_i(k) \quad (14)$$

其中， t 为目标信号； a_i 为最后一层的输出信号。

性能指数与连接权重之间的梯度下降方式可表示为

$$\frac{\partial F(k)}{\partial w_{ij}^m} = \frac{\partial F}{\partial n_i^m} \frac{\partial n_i^m}{\partial w_{ij}^m} \quad (15)$$

该网络的灵敏度参数定义为

$$S_i^m = \frac{\partial F}{\partial n_i^m} \quad (16)$$

$$S_i^m = \frac{\partial F}{\partial a_i^m} \frac{\partial a_i^m}{\partial n_i^m} \quad (17)$$

传递函数梯度至连接权重参数为

$$\frac{\partial n_i^m}{\partial w_{ij}^m} = a_i^{m-1} \quad (18)$$

将式(16)、式(18)带入式(11)中，可更新连续权重参数为

$$w_{ij}^{m-1}(k+1) = w_{ij}^{m-i}(k) - \alpha s_i^m(k) a_i^{m-1}(k) \quad (19)$$

同理，可更新偏差参数为

$$b_i^{m-1}(k+1) = b_i^{m-i}(k) - \alpha s_i^m(k) \quad (20)$$

2 仿真与分析

通过对永磁同步电机驱动系统的仿真，其结果验证了在不同运行速度条件下的基于 ANN 神经网络速度控制器的可行性。在本节中，以 ANN 神经网络控制器和 PID 控制器分别建立了永磁同步电机的动态模型。采用 Matlab 中 Simulink 仿真工具进行速度控制仿真，其永磁同步电机参数如表 1 所示。

首先给定空载仿真条件下，以 1000 rad/s 恒定

参考速度对速度控制进行启动响应仿真测试。在转速相同的情况下，对 PID 和 ANN 速度控制器同时进行仿真，得到图 5 所示结果。

表 1 永磁同步电机参数

参数	数值
极数 P_n	4
转动惯量 J/kgm^2	0.0008
交直流电感 $L_d, L_q/\text{H}$	0.0075
电枢电阻 R_s/Ω	2.860
磁通量 λ_{pm}/Wb	0.155

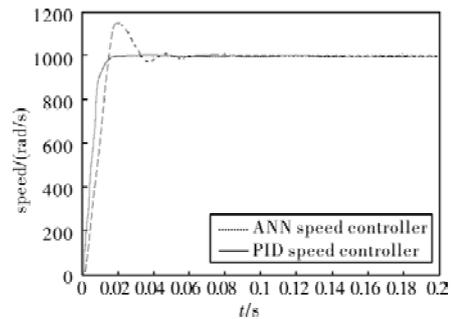


图 5 ANN 和 PID 速度控制器的启动响应

根据图 5 结果表明，相比采用 PID 速度控制器的控制策略，采用 ANN 的速度控制策略具有更好的启动性能，可以完全消除了超调量，在达到预期输出转速时，其调节时间更快。第二次测试是在升压和降压过程中观察到的。如图 6 所示，对于升压响应，速度在 400 rad/s 到 1000 rad/s 之间。

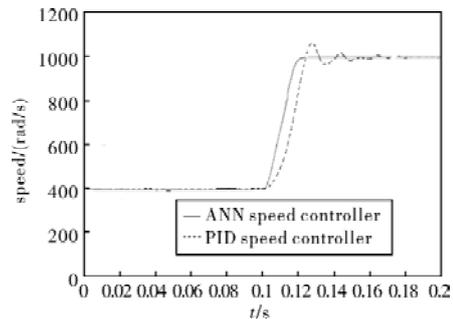


图 6 ANN 和 PID 速度控制器的升压响应

如图 7 所示，对于降压响应，速度在 1000 rad/s 到 400 rad/s 之间。

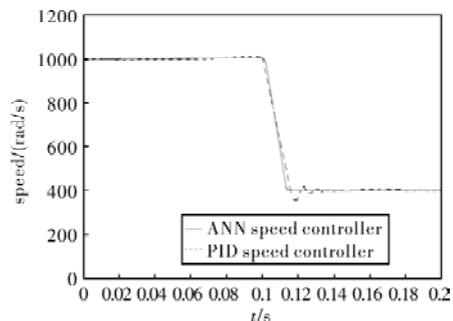


图 7 ANN 和 PID 速度控制器的降压响应

同时施加相同负载扰动,对 PID 和 ANN 速度控制器的速度跟踪响应情况进行了测试。测试条件为:在 1 s 时,在 1000 rad/s 速度值下 PID 控制器模型和 ANN 控制器模型分别进行 10 N·m 的负载,测试结果如图 8~图 10 所示。其中,图 8 显示了 PID 控制器下 PMSM 速度环的负载扰动响应,图 9 显示了 ANN 控制器下 PMSM 速度环的负载扰动响应,图 10 显示了所施加的负载扰动下的速度响应。

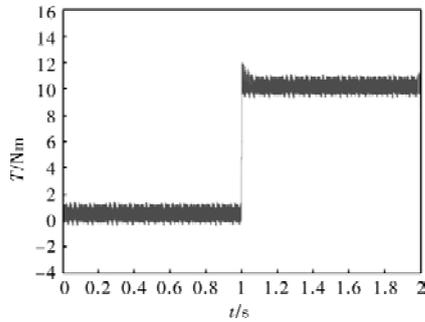


图 8 PID 控制器下的负载扰动响应

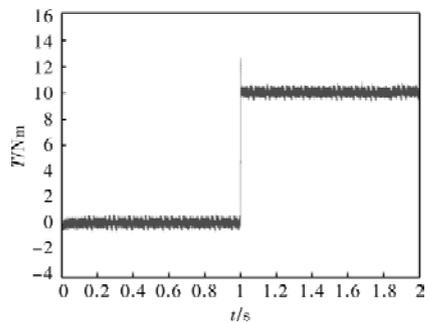


图 9 ANN 控制器下的负载扰动响应

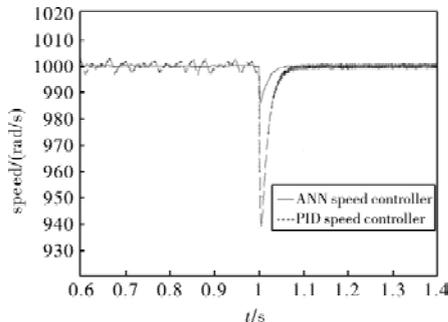


图 10 负载扰动时的速度跟踪响应对比

从图 8 和图 9 可以看出,在初始时,两个系统都在无负载的情况下都可以正常运行,但 ANN 控制器下的 PMSM 负载扭矩控制较 PID 有着更良好的控制效果及抗干扰性。从图 10 可以明显看出,ANN 控制下的 PMSM 速度从 1000 rad/s 下降到 986 rad/s 左右,并仅花费大约 0.03 秒就恢复了稳定。而 PID 控

制下的 PMSM 在受到相同负载扰动下速度从 1000 rad/s 降至 940 rad/s 左右,经历约 0.08 s 才恢复之前的速度。结果表明,与 PID 控制器相比,所提出的 ANN 速度控制器在减小超调量、稳定时间和速度响应上升时间等方面都有明显的改善。

3 结 论

本文提出了一种基于在线神经网络控制器对车用永磁同步电机定向控制的建模与仿真方法。为验证该控制器的有效性,对 PMSM 速度控制进行了建模测试并通过 Matlab Simulink 程序进行了仿真分析,将控制结果绘制在同一速度图上进行详细对比,对其控制稳态误差、上升时间和超调速度响应的直观观察,得到 ANN 控制器与 PID 控制器对比控制结论:车用永磁同步电机的速度性能可以通过采用 ANN 神经网络控制器策略得到提升。

参考文献

- [1] 李耀华,秦辉,苏锦仕,等. 永磁同步电机级联模型预测转矩控制优化[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(4): 16-25.
- [2] 李程,廖丽诚,冯凌,等. 神经网络在永磁同步电机模型预测控制参数寻优中的应用[J]. 电源学报, 2021, 19(4): 86-94.
- [3] 张艳. 永磁同步电机随机调制策略的研究[D]. 北京: 中国矿业大学, 2020.
- [4] 李耀华,赵承辉,周逸凡,等. 基于数据驱动的永磁同步电机深度神经网络控制[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(1): 115-125.
- [5] 方洁. 基于小波分析的永磁同步电机匝间短路初期故障检测方法研究[D]. 合肥: 安徽大学, 2020.
- [6] 高云,刘细平,刘达斌,等. 基于新型控制器和模糊观测器的 PMSM 无传感器控制[J]. 组合机床与自动化加工技术, 2023, 587(1): 87-91.
- [7] 康尔良,吴炳道,禹聪. 基于 LADRC 控制的永磁同步电机无位置传感器研究[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(2): 69-78.
- [8] 杜大宝. 电动汽车内置式永磁同步电机无位置传感器中低速运行转子位置观测器的设计[D]. 合肥: 安徽工程大学, 2020.
- [9] 张舒. PMSM 无位置传感器控制技术研究[J]. 电气传动自动化, 2023, 45(1): 15-18.
- [10] 胡宇,张兴华. 基于 DSP 的永磁同步电机控制系统硬件设计[J]. 电机与控制应用, 2017, 44(12): 19-24, 80.
- [11] 冯浩文,黄海波,付为伟,等. 基于改进 ADRC 的 PMSM 无位置传感器转速控制[J]. 计算机测量与控制, 2023, 31(1): 79-85.

抗短路直流发电系统一体化拓扑设计与研究

吴娜¹, 陈宣任², 杨都¹, 赵玄³

(1. 贵州航天林泉电机有限公司, 贵阳 550008; 2. 空装成都局驻贵阳地区第三军代表室, 贵阳 550008;
3. 中国航发控制系统研究所, 江苏 无锡 214000)

摘要: 交流发电机作为直流供电系统的能量来源, 后端需要进行整流变换后输出直流电, 为提高 28 V 直流供电系统的集成度, 本文研究了将小型交流发电机与整流变换器结构一体化的新型设计方案, 基于产品的电路-磁路进行联合仿真, 同时针对发电机体系和电子元器件耐温程度不同、耐滑油程度不同的固有问题, 设计了密封电气衔接结构。产品集成了发电、整流及稳压, 输出功率 440 W, 重量 1.4 kg, 实现了 28 V 直流供电系统轻量化、小型化设计, 为后续 28 V 小型直流供电系统提供了一种新方案。

关键词: 一体化设计; 并联稳压; 28 V 直流发电系统

中图分类号: TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2023)07-0034-08

Design and Research of Integrated Topology of Short-circuit Resistant DC Power Generation System

WU Na¹, CHEN Xuanren², YANG Du¹, ZHAO Xuan³

1. *Guizhou Aerospace Linquan Motor Co., LTD., National Engineering Research Center for Small and Special Precision Motors, Guiyang 550008, China*; 2. *Representative Office of the Third Army of Air Cargo Chengdu Bureau in Guiyang, Guiyang 550008, China*; 3. *Institute of Development Control Systems, AECC, Wuxi Jiangsu 214000, China*

Abstract: As the energy source of DC power supply system, AC generator needs to output DC after rectification transformation at the back end. In order to improve the integration of 28V DC power supply system, this paper studied a new design scheme integrating the structure of small AC generator and rectifier converter, and carried out co-simulation based on the circuit-magnetic circuit of the product. At the same time in view of the generator system and electronic components of different degrees of temperature resistance, oil resistance of the inherent problems of different degrees, designed the sealing electrical connection structure. The product integrates power generation, rectification and voltage regulation, with output power of 440 W and weight of 1.4 kg, realizing the lightweight and miniaturization design of 28 V DC power supply system and providing a new scheme for the subsequent 28 V small DC power supply system.

Key words: integrated design; parallel voltage regulator; 28 V DC power generation system

0 引言

目前, 航空发动机日益趋于小型化、轻量化设计的发展方向, 发电机作为其附件系统的主、备电源, 是发动机系统的组成部分^[1]。但航空用主要电源系统多为直流供电系统, 三相交需控制模块对输出的三相电源系统进行功率变换, 电机与控制器采用电缆连接, 增加了整个供电系统的重量及空间使用

负担。

针对 28 V 供电系统, 本文提出了一种新型发电机, 研究发电机与整流变换一体化的设计技术, 拟采用了一种新的设计思路, 将整流变换功能模块集成到交流发电机上, 实现发电机在工作转速范围下直接为用电系统提供 28 V 直流稳压电的一体化设计, 节省空间并减轻系统重量。同时, 由于发电机的绝缘体系与电子元器件的耐温程度、耐滑油能力,

收稿日期: 2022-11-23

基金项目: 双端输入高速起动/发电技术研究(1912 项目)

作者简介: 吴娜(1995), 工程师, 研究方向为发电机/起动电机设计和研究。

需要并将发电机与由电子元器件封装而成的模块进行结构隔离, 在实现两者电气连接的同时实现内部结构密封设计, 以保证发电机工作时所产生的大量热源不影响产品内部的电子元器件, 并保证发电机内部的滑油不渗透到电机模块中, 提高 28 V 供电系统的可靠性。在整个设计中, 发电机采用双通道抗短路发电机设计方案, 整流变换选用可进行宽转速范围调节的并联稳压电流型控制方式, 该控制方式简单, 且可实现高达十几倍的电压控制范围。该发电机带整流模块一体化的 28 V 供电系统设计意义在于: 能够实现发电、整流、变换集一体, 实现输出 28 V 稳压直流电, 为发动机系统减少了需要的功能模块, 提高集成度, 从整体上减小重量, 推进航空发动机轻量化、集成化设计。

1 发电机/整流变换一体化设计

1.1 技术指标

本文研究的发电机整流模块一体化设计技术, 以成熟双通道抗短路发电机为基础, 开展发电机与整流变换模块(控制器)一体化设计, 开展小型发电机耐大电流的电磁设计和研究、整流模块小型化耐高温研究, 将整流模块集成到发电机上, 向航空发动机用电设备直接提供 28 V 直流电源, 以突破发电机整流模块一体化结构设计技术、耐高温设计技术。产品需要达到的主要技术指标如下:

- (a) 输出电压: (25 ~ 30) V;
- (b) 额定功率: 单通道 115 W;
- (c) 工作转速: 9353.5 r/min ~ 14390 r/min;
- (d) 整流变换模块效率: ≥ 0.85 ;
- (e) 产品总重量: ≤ 1.5 kg。

1.2 系统组成

该产品由发电机本体及整流变换器两大部件组成, 根据产品的特点, 确定选用双通道抗短路型发电机、并联稳压电流控制型整流变换器的设计方案。产品的整体系统框图如图 1 所示。

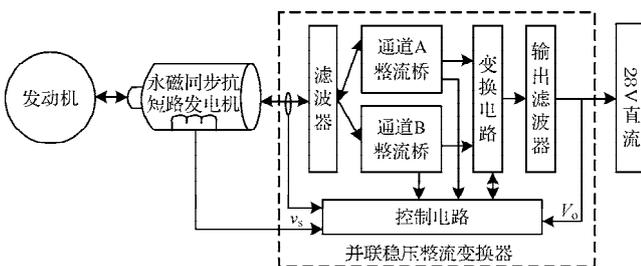


图1 产品整体系统框图

该产品三维示意图如图 2 所示, 工作原理如图 3

所示。

在设计进行发电机-整流变换模块一体化结构设计时, 可将整流变换模块视为发电机的后端盖, 以实现发电机与整流变换模块的电气连接和一体化设计。

该产品发电机本体的设计采用分装式结构, 由定子、转子两大部分组成, 定子由机壳、挡圈及电枢组成。整流变换模块由支架、2 件整流变换模块、2 块印制板、滤波电路、电连接器以及外罩构成, 能够实现两通道独立输出 28 V 直流稳压电。

发电机本体与整流变换模块之间采用接线端子的新型密封方法连接, 整流变换模块引出线与电连接器之间采用高温焊锡焊接。

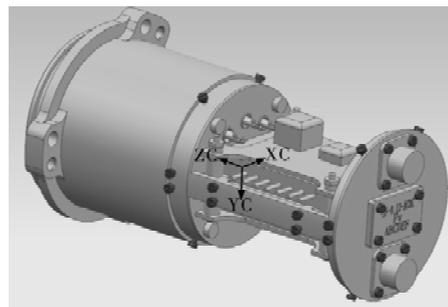


图2 发电机与整流变换一体化三维模型

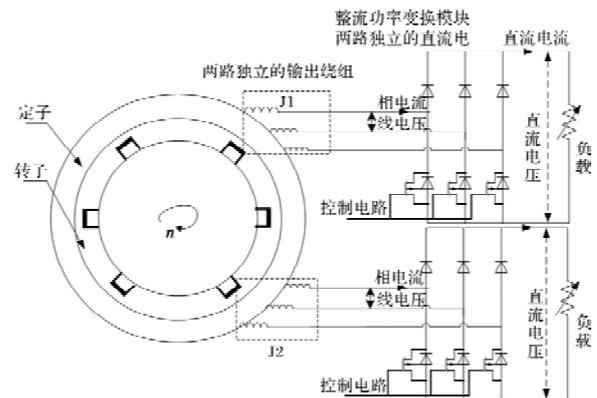


图3 产品工作原理图

1.3 工作压力

抗短路发电机能够长时间工作在短路的工况下, 本文所涉及的发电机为双通道抗短路发电机, 具有冗余功能, 能够实现发电机一通道短路后另一通道仍正常工作, 保护用电设备的可靠性。

抗短路发电机的设计可归结为绕组设计和磁路设计, 目标是使发电机具有抗短路的性能, 在满足输出功率的条件下将短路电流限制在允许的范围内, 并在全转速范围内达到短路电流基本恒定。简言之, 发电机在达到工作转速后, 可近似认为是恒流源。

发电机的电压矢量图如图 4 所示。

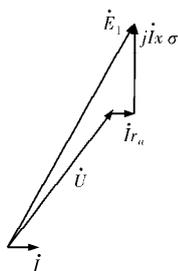


图4 抗短路发电机电压矢量图

图中， r_a 为电阻， Ω ； X_σ 为漏抗， Ω ； I 为电流矢量， A ； U 为输出电压矢量， V ； E_1 为电势矢量， V 。

当短路时，输出电压矢量为 U 为零，从电压矢量图可以得到短路电流的计算方法如式(1)所示。

$$I = \frac{E_1}{\sqrt{r_a^2 + X_\sigma^2}} \quad (1)$$

从式 1 可知，抗短路发电机需要具有较大的电阻和漏抗或较小的负载电势，以防止发电机短路时产生较大电流。

增加匝数虽然能够达到降低短路电流的目的，但实际设计中，常受限于产品的外形结构、空间尺寸和重量要求，不可无限的增加匝数，设计中需要考虑在匝数不变的情况下增加漏抗的设计方法^[2-5]。

发电机与整流变换模块引出线实现通过电气连接，整流变换模块将发电机产生的两路独立的三相交流电直接分别经过整流、变换后输出 28 V 直流电为用电设备提供两个通道的供电电源。

上文提到，抗短路发电机在工作状态中可近似认为是恒定的电流源，针对此特性采用并联稳压的方法，可以实现以 MOS 管为控制器件的降压型可控整流，这是一种创新的电路方案，该方案可以用图 5 的原理框图表示，其主电路拓扑是一个以 MOS 管作为控制器件的半控桥。

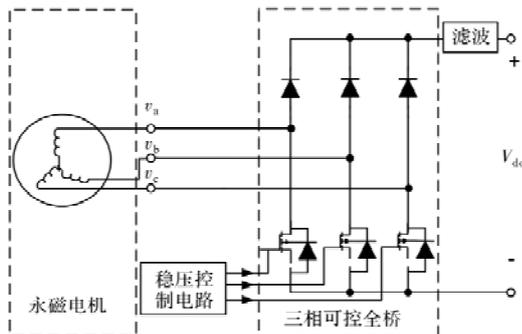


图5 降压型可控整流方案原理框图

恒流源的端电压由负载确定，对抗短路发电机而言，流过 MOS 管的电流和整流变换模块的输出电

流均是负载电流。采用 MOS 管降压型可控整流电路不仅能够稳定输出电压，而且能够将输入电压嵌位到接近输出电压的水平，这就是该方案能够适应很宽的输入电压范围的原因。

并联稳压控制的原理为让多余的电流量从旁路通过来控制负载电流，达到使负载两端的电压稳定^[6-7]。图 5 的方案可以图 6 的并联稳压控制模型来等效。工作原理如图 3 所示。

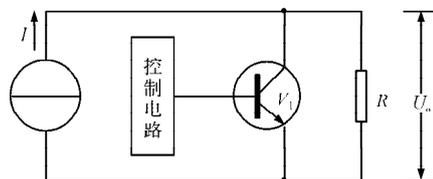


图6 并联稳压电路示意图

设输入电流为 I 、输出电压为 U_o 和负载电阻为 R ，采用开关控制时输入电流、输出电压和负载电阻之间的关系如式(2)所示。

$$U_o = IR \sqrt{\frac{T - \Delta t}{T}} = IR \sqrt{1 - \delta} \quad (2)$$

其中， $\delta = \frac{\Delta t}{T}$ —开关管 V1 导通时间的占空比。

式(2)表明，输出电压仅决定于电流源电流、负载电阻和占空比，这就是这种稳压技术能适应超宽输入电压的理论依据。

整流变换模块在该产品中具备整流、变换功能，其部件框图如图 7 所示。



图7 整流模块部件框图

整流变换模块以降压 AC-DC 模块和内部控制电路为核心，可控整流采用 MOS 管实现电路半控整流。前端的 LC 滤波器分别用于滤除电子元器件中产生的电纹波，以防干扰发电机，后端的滤波器用于滤除产品电源中的纹波分量，提高产品输出电压质量。

该设计电路的工作原理为：发动机刚开始启动时交流发电机输出的电压比较低，“稳压控制电路”还没有开始工作，“MOSFET 半控桥”工作于不控整流状态，有电压输出，但电压不高。当整流电路输出的电压达到一定的电压值后，“辅助电源”输出的电压使“PWM 控制”电路工作，对可控整流电路的输

出电压进行控制。当整流电路的输出电压低于稳压点时, PWM 控制电路将输出脉宽调窄, 使输出电压升高, 直至稳压; 反之, 当整流电路的输出电压高于稳压点时, PWM 控制电路将输出脉冲调宽, 使输出电压降低, 直至稳压。

2 性能仿真

由于产品为一体化设计, 为减小控制器的设计难度, 在进行发电机本体的设计时, 不仅需满足指标要求, 还需满足控制器调压、功率转换的要求。通过计算得到发电机的主要参数如表 1 所示。

表 1 产品主要电磁参数

项目	参数	项目	参数
极数	12	槽数	18
绕组形式	星形	槽满率	54.34%
相电阻(20℃)	0.55 Ω	磁钢材料	XG28/20

根据产品的主要电磁参数, 利用 Ansoft 有限元分析软件进行分析, 得到发电机本体的电气性能, 判断发电机是否满足整流变换器进行功率变换的要求。若满足, 则利用 Simplere 对产品进行联立仿真, 判断整流变换器经转换输出 28 V 稳压电。

2.1 发电机性能仿真

2.1.1 运行工况仿真

针对所选用的并联稳压控制方式, 可知该方案实际主要调节电流, 为满足发电机本体所需的电气特性(满足技术指标及调压要求), 应对交流发电机的电流和带载输出功率进行仿真。

交流发电机长期工作环境在较宽温度范围内, 正常(-40~+75)℃, 短时 5 min 最高温度+85℃, 温度会影响发电机的电枢绕组电阻值和永磁体的磁性能, 进而影响产品的电气性能, 因此, 需要将发电机的性能仿真计算分为常温、低温和高温下的仿真计算, 同时, 发电机的输出性能随着发电机各运行转速点的不同而有所不同。在仿真时, 根据指标要求, 仿真 65%、80%、100% 转速点下不同温度下的发电机性能。

该发电机在进行电磁设计时, 采用 ANSYS Maxwell 软件辅助设计。针对技术协议中对发电机的电气性能工作状态要求, 使用 ANSYS 软件进行电磁场仿真计算。在 ANSYS Maxwell 中建立的 JF-0.12-AC-DC 发电机本体的二维有限元全周期模型如下图 8 所示, 图中黄、绿、蓝分别表示 A1、B1、C1 三相绕组, 红、白、黑分别表示 A1、B1、C1 三相绕组, 永磁体 N、S 极分别用红、蓝表示。

根据指标要求, 发电机应能满足功率输出要求以及整流变换模块的功率转换要求, 通过电磁仿真可得到发电机本体的输出能力和负载特性。

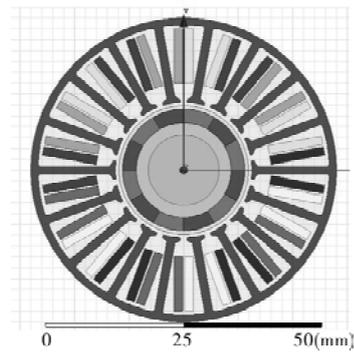


图 8 有限元仿真模型

发电机两套独立的三相绕组引出线分别接三相整流桥后得到两通道直流电(未经功率转换, 仅做整流处理), 图 9 为发电机两套绕组接整流的外接仿真电路。

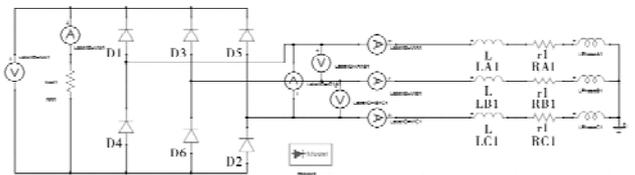


图 9 发电机整流仿真外接电路

通过仿真计算, 可得到不同转速、不同温度下的仿真结果, 具有更高的准确性数据汇总如表 2~表 4 所示。

65% 转速点的电气输出情况见表 2, 从表 2 可以看出, 在 65% 额定转速(9353.5 r/min)下, 发电机的输出电流以及带载输出功率能够满足指标要求及整流器转换要求。

表 2 电机 65% 额定转速下电气输出特性

转速 r/min	温度	要求值	J1 通道		J2 通道	
			直流 电流/ A	输出 功率/ W	直流 电流/ A	输出 功率/ W
65% 额定 (9353.5)	常温	带载功率 > 100 W	3.14 ~ 4.80	119.4 ~ max	3.16 ~ 4.80	119.0 ~ max
	低温	带载功率 > 100 W	3.28 ~ 4.95	125.2 ~ max	3.29 ~ 4.95	125.0 ~ max
	高温	带载功率 > 100 W	3.08 ~ 4.72	116.7 ~ max	3.09 ~ 4.72	116.0 ~ max

80% 额定转速(即 11512 r/min)仿真时, 要求最大带载功率不小于 125 W。发电机在高温下交流发

电机输出性能最弱，因此只对高温状态进行仿真计算是否满足要求，即可得出发电机在 80% 额定转速下的性能指标符合性情况。从表 3 可以看出，电机在 80% 额定转速 (11512 r/min) 下输出性能满足要求。

表 3 电机 80% 额定转速下高温带载情况

转速 r/min	要求值	J1 通道		J2 通道	
		直流 电流 A	输出 功率 W	直流 电流 A	输出 功率 W
80% 额定 (11512)	带载 功率 (> 125 W)	3.07 ~ 4.52	145.2max	3.07 ~ 4.50	145.4max

100% 额定转速 (即 14390 r/min) 仿真时，要求最大带载功率不小于 140 W。仿真得到发电机在常温、高温和低温情况下的。发电机在 100% 额定转速的电气输出特性如表 4 所示，在 100% 额定转速 (14390 r/min) 下输出性能满足任务要求。

表 4 电机 100% 额定转速下高温带载情况

转速 r/min	温度	要求值	J1 通道		J2 通道	
			直流 电流 A	输出 功率 W	直流 电流 A	输出 功率 W
100% 额定 (14390)	常 温	带载 功率 > 140 W	3.69 ~ 5.03	180.29 max	3.69 ~ 5.03	180.08 max
	低 温	带载 功率 > 140 W	3.28 ~ 4.95	183.24 max	3.29 ~ 4.95	183.21 max
	高 温	带载 功率 > 140 W	3.05 ~ 4.45	173.1 max	3.05 ~ 4.40	177.03 max

2.1.2 短路工况仿真

考虑发电机处于 85 °C 最严酷的高温环境工作，对发电机 100% 额定转速 (14390 r/min) 进行仿真，分别两通道同时短路和一通道短路另一通道正常带载的工况。

(a) J1、J2 通道同时短路

当 J1、J2 通道同时处于短路状态时，J1、J2 通道短路直流电流如图 10 所示，交流相电流均约为 4.4 A，直流短路电流均约 5.93 A。

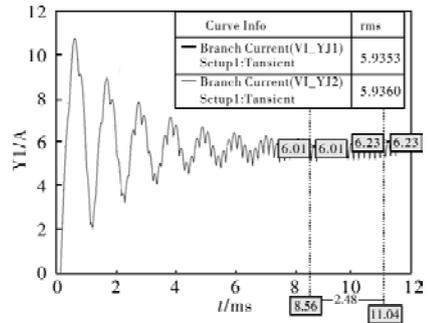


图 10 J1、J2 短路直流电流波形

(b) J1 短路 J2 带载

一通道短路另一通道正常带载的工况有两种，由于两通道对称，以 J1 通道正常带载、J2 通道短路进行仿真分析，得到两通道的电流波形和正常通道的输出功率曲线如下图所示。J2 短路直流电流约 6.2 A，J1 通道的输出功率为 171 W。根据仿真结果，J2 通道短路并不影响 J1 通道的正常输出，产品可实现热备份及冷备份的冗余方式。

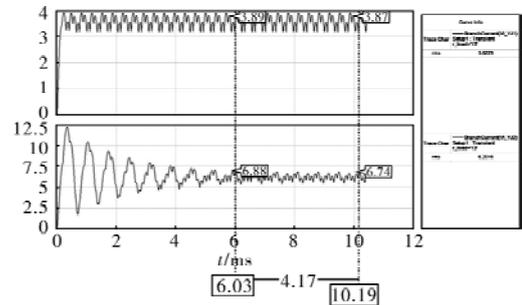


图 11 J1、J2 通道的直流电流输出波形

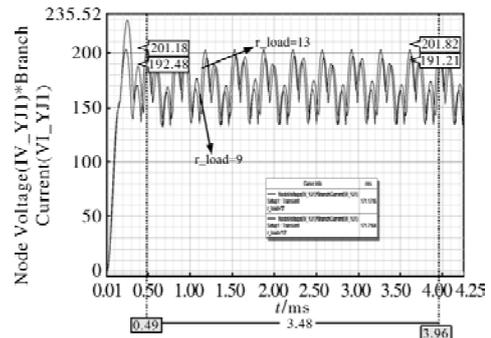


图 12 正常通道 J2 输出功率波形

2.2 发电机整流模块联合仿真

利用 Ansys Simplere 和 Maxwell 联立仿真，校核整流变换模块的电路设计是否正确并实现输出 28 V 稳压直流电。

利用 Simplere 建立仿真电路如图 13、图 14 所示。

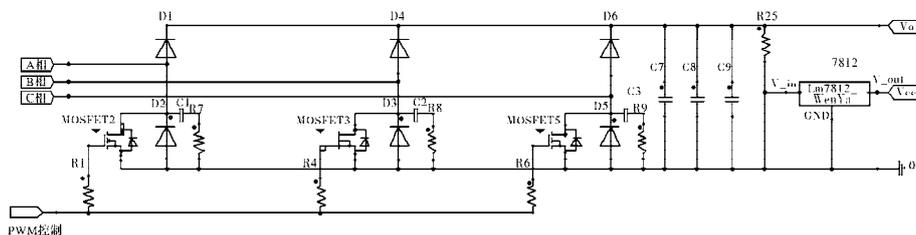


图 13 发电机与整流模块联立仿真图

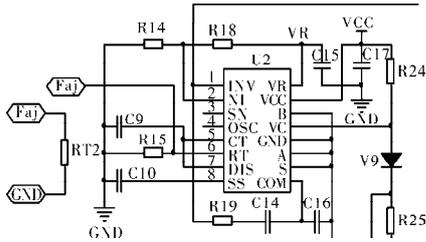


图 14 PWM 调制模块

仿真 65%、80%、100% 各转速点下的输出电压，得到图 15 ~ 图 20 所示的仿真结果。

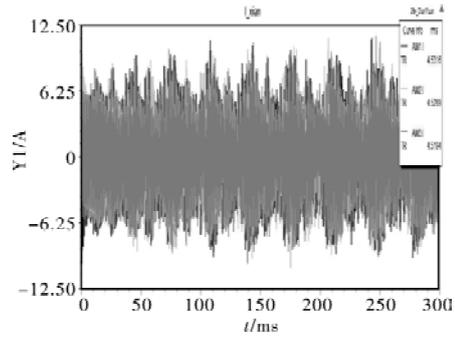


图 19 65% 转速点发电机联立仿真三相线电流

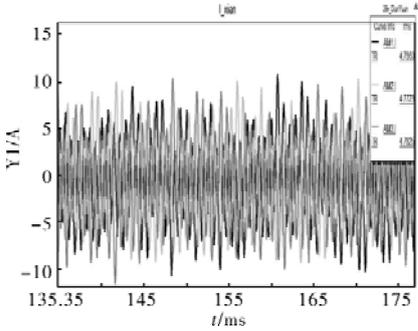


图 15 100% 转速点发电机联立仿真三相线电流

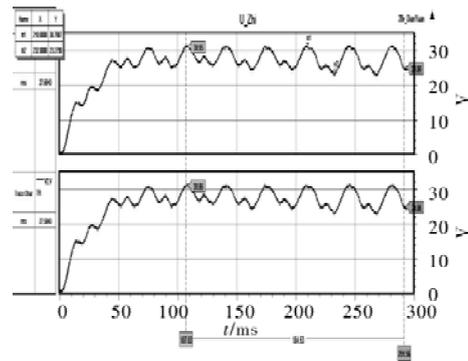


图 20 65% 转速点发电机双通道输出电压

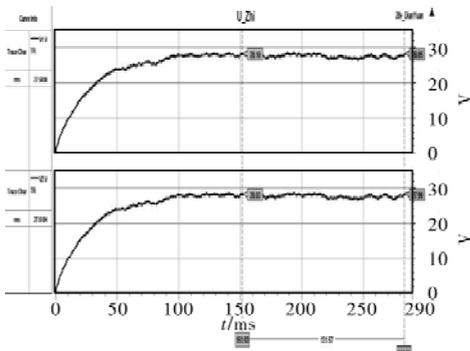


图 16 100% 转速点发电机双通道输出电压

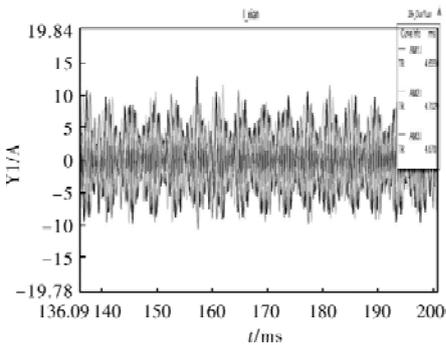


图 17 80% 转速点发电机联立仿真三相线电流

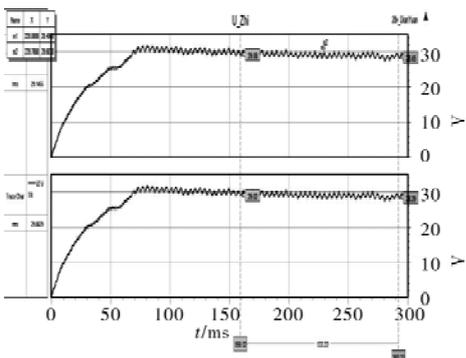


图 18 80% 转速点发电机双通道输出电压

由图中仿真结果可知：在 100% 转速点时，带载 26 Ω 时，产品输出 28 V 稳压直流电；80% 转速点时带载 23 Ω，产品输出 28 V 直流稳压电，波形脉冲分量为 ±1 V；65% 时，产品带载 20 Ω 输出 28 V 直流电，脉冲分量为 ±3 V。

分析仿真数据和波形，可得到以下结论：

(a) 发电机与整流模块联立仿真，显示该方案可输出直流稳压电，产品实现了集发电、整流、变换一体的功能；

(b) 由各转速下的输出相电流波形可知，发电机本体输出的稳态三相正弦波在与整流变换模块联立后发生了小幅度的畸变，可判断为模块在功率变换的过程中电路中产生了谐波，回流至发电机本体而对发电机波形产生了影响，具体的影响因素及影响系数需通过不同的控制方式、电路的反复修正进一步进行研究；同时，由输出相电流数据可知，在控制器工作时，发电机本体在各转速点输出的电流几乎一致，表明工作转速下，经调压器控制后发电机长期处于短路的工况；

(c) 仿真显示，在控制方式完全确定的情况下，产品直流输出波形的脉动分量与转速、负载有关，输出的波形质量应通过更改控制参数而重新确定，优化前需综合考虑全工况，确保系统的输出电压质量。

由整流变换模块的原理可知，产品的控制是通过控制输出电流而调节电压，控制斩波占空比主要是通过调节内部控制参数实现的。要想得到产品全范围内均合适的控制量，需要对控制算法进行进一步的优化，使产品具备稳态调节性能好、动态响应的优点。

3 一体化结构设计

3.1 密封连接设计

产品与发动机系统连接后，内部有高温滑油通过。整流变换模块在工作过程中自身会发热，经高温滑油后温度更高，模块中电子元器件的温度可能存在高于结温的问题，导致整流变换模块无法工作，产品失效。为保证产品的可靠性运行，在设计时需要采取隔离措施，将整流变换模块与发电机本体隔离，以免通过发电机内部的滑油影响到电子元器件的正常工作，以保证产品长期可靠运行。同时，由于发电机与模块之间需要电气连接，两部件的密封衔接是保证发电机可靠性运行的必要条件。

在考虑结构设计时，为实现结构最小化设计，将整流变换模块作为发电机本体的后端盖。一体化结构示意图如图 21 所示，由图可知，整流变换模块作为发电机的后端，通过接线端子实现电气连接，连接密封圈、密封胶实现结构密封，接线端子采用焊接与整流模块固成一体并涂密封胶处理，以确保实现发电机与整流变换密封电气连接，避免了发电机内部滑油进入整流模块，从而提高了产品的可靠性。

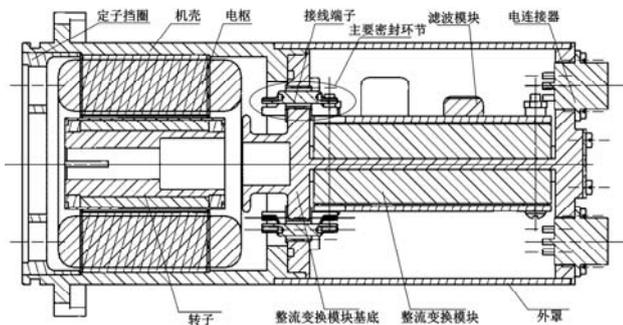


图 21 一体化结构示意图

该密封方法是新型的密封手段，利用穿墙密封接线端子实现了发电机与整流变换模块的密封式电气连接，本质是通过金属焊接而实现密封。

零件加工完成后，对该密封结构进行密封试验验证，试验结果显示该结构可通过 180 °C、2 MPa 的气密封性试验，验证了该结构的密封性。

3.2 轻量化设计

根据电气性能仿真下得到的电机参数，建立了

准确的产品三维结构如图 22 所示，并对产品的结构进行优化设计，对机械性能要求不高的结构件进行去重，所有部件进行空间最小化设计，以提高发电机功率密度。将产品的各方面设计进行综合考虑，得到最优的设计参数，进行重量计算和重量校核分析。

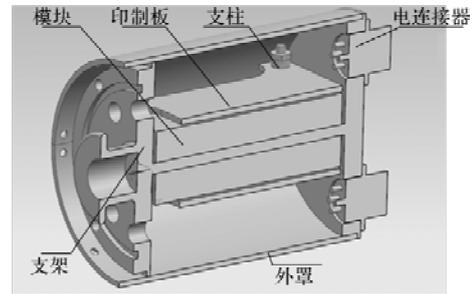


图 22 整流变换模块三维示意图

在相同的发电机设计方案、相同的整流变换模块设计方案下，将单独生产发电机、整流变换模块所需的重量与一体化产品进行对比分析，如表 5 所示。

表 5 一体化产品与相同方案下的重量对比

类别	单发电 电机	单整流 变换模块	一体化 产品
总量/kg	0.73	1.3	1.45
	总计: 2.03		
体积(mm × mm × mm)	Φ62 × 96	150 × 110 × 20	Φ62 × 140

由数据可知，对比独立产品，一体化产品集成了发电机与整流变换模块，在独立产品的基础上，减轻了整个发电系统的重量 28.6%，节省了空间。有利于发动机系统进一步减小功能模块、进行轻量化设计。

4 结 语

通过初步的设计及研究，可得到以下结论：

(a) 针对航空发动机小型化、轻量化的发展趋势，提出了发电机与整流变换模块一体化的设计理念，对发电机与整流变换模块一体化的设计技术进行了研究，使单个产品具备发电、整流、变换和稳压的功能，实现了轻量化的一体化设计，为发电机及整流变换模块的发展提供一种新的可能和设计思路。

(b) 分析了产品的工作原理、一体化设计的可行性分析，设计了抗短路型发电机、并联稳压型控制方式整流变换模块的发电机一体化系统。

(下转第 46 页)

电气屏柜智能除尘机械手级联式自动化控制方法

刘康宁, 赵海生, 吴昊, 许衍根
(国能铁路装备有限责任公司, 河北 沧州 061113)

摘要: 研究电气屏柜智能除尘机械手级联式自动化控制方法, 精准自动化控制机械手, 提升机械手的吹扫效果。按照级联理论, 建立智能除尘机械手外环刚性杆子系统, 以及内环关节电机转子子系统组成的机械手级联式动力学模型, 并为这两个系统设计外环、内环控制器; 通过熵聚类算法, 优化卷积神经网络; 通过优化后的卷积神经网络, 近似获取外环刚性杆子系统的关节角控制量, 以及内环关节电机转子子系统的电机转角控制量, 将这两个控制量输入外环、内环控制网络中, 完成机械手级联式自动化控制。实验结果表明, 该方法具有较优的振动抑制效果和较短的收敛时间, 且在不同机械手关节柔性刚度时, 平均误差较低, 证明了该方法可以有效自动化控制机械手的运动轨迹, 提高机械手的吹扫效果。

关键词: 电气屏柜; 智能除尘; 机械手; 级联式; 自动化控制; 神经网络

中图分类号: TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2023)07-0041-06

Cascade Automatic Control Method of Intelligent Dedusting Manipulator for Electrical Cabinet

LIU Kangning, ZHAO Haisheng, WU Hao, XU Yangen
(China Energy Railway Equipment Co., LTD., Cangzhou Hebei 361024, China)

Abstract: The cascaded automatic control method of intelligent dust removal manipulator for electrical screen cabinet is studied to accurately and automatically control the manipulator and improve the purging effect of the manipulator. According to the cascade theory, the outer ring rigid rod system of the intelligent dust removal manipulator and the cascade dynamic model of the manipulator composed of the inner ring joint motor rotor subsystem were established, and the outer ring and inner ring controllers were designed for the two systems. By entropy clustering algorithm, the convolutional neural network was optimized. Through the optimized convolutional neural network, the joint angle control quantity of the outer ring rigid rod system and the motor angle control quantity of the inner ring joint motor rotor subsystem were approximately obtained, and the two control quantities were input into the outer ring and inner ring control network to complete the cascade automatic control of the manipulator. The experimental results show that the method can effectively control the joint angle of the manipulator and the motor angle. After the application of the method, the torque curve of the manipulator does not vibrate, that is, the method has better vibration suppression effect. The convergence time of the method is shorter and the average error is lower when the joint stiffness of the manipulator is different.

Key words: electrical panel cabinet; intelligent dust removal; manipulator; cascade type; automatic control; neural network

0 引言

随着我国经济飞速发展, 铁路机车运力在逐年

增加, 对于机车检修工作也越来越繁重。机车电气屏柜在机车解体以后, 需要对其进行除尘吹扫, 再进行下一步检修工艺流程。在较大规模的检修过程

收稿日期: 2023-01-12

作者简介: 刘康宁(1996), 男, 学士, 助理工程师, 研究方向为智慧化工厂建设、机车智慧检修等。

赵海生(1979), 男, 学士, 工程师, 研究方向为机车检修、智慧化工厂建设等。

吴昊(1996), 男, 学士, 助理工程师, 研究方向为电气自动化、机车智慧化检修等。

许衍根(1996), 男, 学士, 助理工程师, 研究方向为机械设计、机车智慧化检修等。

中,所有功能的电气屏柜均需进行落车检修。因此,在检修工艺流程中,电气屏柜除尘工作成为较重要的一环^[1-3]。目前,基本上采用人工除尘,电气盘柜内粉尘量大,大多为小于 $5\ \mu\text{M}$ 有害粉尘。工作人员长期在这种环境下工作,虽然配备基本防护装备,但无法避免吸入有害粉尘,容易诱发职业尘肺病,影响身体健康^[4]。为解决以上问题,拟研发一种能代替人工除尘的电气屏柜智能除尘方法。采用多台关节式机械手臂联动作业,通过智能控制方法保证多台机械手臂同时动作、互不干涉、碰撞并相互协同作业,提高工作效率及工作范围,确保柜体各种死角均能被清扫^[5]。该种作业方式可满足日益增长的检修任务要求,提高车辆检修的自动化和智能化;降低工人的劳动强度,改善工人的工作环境。

张凤英等^[6]在机械手连杆长度以及关节角度已知的情况下,按照机械手正运动学解,建立动力学方程,利用级联方法,结合动力学方程,设计线性控制器,完成机械手自动化控制,该方法可有效控制机械手,可行性较强;但该方法控制的前提条件是需要已知机械手连杆长度和关节角度,具有一定的局限性。杨雨佳等^[7]通过 RBF 网络设计机械手控制器,采用混合蛙跳算法,优化 RBF 网络参数,提升机械手控制效果,该方法可有效控制机械手,且控制精度较高;但该方法无法抑制机械手力矩的振动情况,影响机械手的使用效果。为提升机械手振动抑制效果,研究电气屏柜智能除尘机械手级联式自动化控制方法,提升除尘机械手自动化控制效果。

1 机械手级联式自动化控制

1.1 电气屏柜智能除尘机械手级联式动力学建模

通过载体 V_0 、刚性杆 V_1 、机械手 V_2 与末端载荷 V_p 构建电气屏柜智能除尘机械手。 V_0 和 V_1 、 V_1 和 V_2 的铰接均是柔性旋转关节^[8-10]。在 V_0 位姿不受控时,按照级联理论,建立电气屏柜智能除尘机械手的动力学方程为

$$D(q) + M(q)\ddot{q} + H(q, \dot{q})\dot{q} + [0, (\psi_m\theta)^T]^T = \psi_m\theta_m \quad (1)$$

$$J_m\ddot{\theta}_m + \psi_m(\theta_m - \theta) = \tau_m \quad (2)$$

式中,电气屏柜智能除尘机械手质量矩阵是 $M(q)$;载体姿态角 θ_0 和关节角 θ 构建的列向量是 $q = [\theta_0, \theta]$;机械手重力向量是 $D(q)$;离心力和科氏力矩阵

是 $H(q, \dot{q})\dot{q}$;转置符号是 T ;关节角速度、加速度是 \dot{q} 、 \ddot{q} ;机械手关节电机转角是 θ_m ;机械手关节电机转动惯量矩阵是 J_m ;机械手关节刚度系数矩阵是 ψ_m ;机械手关节驱动电机输出力矩是 τ_m 。式(1)表示电气屏柜智能除尘机械手的刚性杆子系统,式(2)表示机械手的电机转子子系统。刚性杆子系统的输入是虚拟控制力 $\psi_m\theta_m$,为此通过设计 $\psi_m\theta_m$,便可获取电气屏柜智能除尘机械手级联式自动化控制率 τ_m 。

通过式(1)与式(2)建立电气屏柜智能除尘机械手级联式动力学模型。

1.2 基于卷积神经网络的除尘机械手自动化控制

利用卷积神经网络(Convolutional Neural Networks, CNN),逼近误差补偿后,电气屏柜智能除尘机械手刚性杆子系统模型与电机转子子系统模型的输出, CNN 的输入是机械手刚性杆子系统模型与电机转子子系统模型的自动化控制误差。利用 CNN 网络为刚性杆子系统模型与电机转子子系统模型,设计两种控制网络,分别是外环控制网络与内环控制网络。两种网络都采用 CNN 网络模式。

CNN 网络模型中包含一个 1 个输入层、2 个卷积层、1 个输出层。令载体姿态角和关节角构建的期望列向量是 q_d , q 与 q_d 间的误差是 e ,即电气屏柜智能除尘机械手的刚性杆子系统关节角自动化控制误差,关节角速度自动化控制误差是 \dot{e} ,外环控制网络的输入样本是 $x_1 = [e, \dot{e}]$,输出是 \hat{y}_1 ,即刚性杆子系统模型关节角误差自动化控制结果。内环控制网络的输入样本是 $x_2 = [e_m, \dot{e}_m]$,电机转角误差是 $e_m = \theta_m - \theta$,期望电机转角是 θ_m ;电机转角速度误差是 $\dot{e}_m = \dot{\theta}_m - \dot{\theta}$,电机转角速度与期望速度是 $\dot{\theta}_m$ 、 $\dot{\theta}$,输出是 \hat{y}_2 ,即电机转子子系统模型的电机转误差角自动化控制结果。

以外环控制网络为例,在第一个卷积层内输入样本 x_1 ,利用卷积 G_1 核进行滤波^[11-13], G_1 的数量是 N_1 ,通过激励函数 φ_1 处理滤波结果,获取样本特征 x'_1 ,并输入第 2 个卷积层内。利用卷积核 G_2 对 x'_1 进行滤波, G_2 的数量是 N_2 ,通过 φ_1 处理滤波结果,得到样本特征 x''_1 。将 x''_1 变更成矢量 X_1 ,利用转换关系 φ_0 获取 CNN 网络的输出结果 \hat{y}_1 。

CNN 网络计算主要包含两部分,分别是前向通路与后向回路计算。前者负责计算 CNN 网络的输出结果^[14],后者负责更新 CNN 网络的权值与偏移量。

各卷积层的输出公式如下:

$$x_{1,l}^h = \varphi_1 \left(\sum_{j=1}^{N_1} w_{1,l}^k * x_1^j + b_{1,l}^k \right) \quad (3)$$

式中, 输入的关节角自动化控制误差样本数量是 k ; 卷积层数量是 l , $l=1, 2$; 卷积运算是 $*$; 权值是 $w_{1,l}^k$; 偏移量是 $b_{1,l}^k$; 第 l 层卷积层内卷积核数量是 N_l ; 第 j 个卷积核输入的关节角自动化控制误差样本是 x_1^j 。

外环控制网络的输出为

$$\hat{y}_1 = \varphi_0(x_{1,l}^h) = \varphi_1(w_1 * X_1 + b_1) \quad (4)$$

式中, 第 2 个卷积层的输出结果是 $x_{1,l}^h$; 外环控制网络内的权值与偏移量是 w_1 、 b_1 。

同理, 获取内环控制网络的输出, 公式如下:

$$\hat{y}_2 = \varphi_0(x_{2,l}^h) = \varphi_2(w_2 * x_2 + b_2) \quad (5)$$

式中, 内环控制网络内的权值与偏移量是 w_2 、 b_2 ; 激励函数是 φ_2 。

反向回路计算负责更新 CNN 的权值 w 与偏移量 b ^[15], 设置 CNN 网络的损失函数为

$$L = \sum_{i=1}^{\eta} M_i \cdot s \quad (6)$$

式中, 滑模函数是 s ; 电气屏柜智能除尘机械手关节数量是 η ; 第 i 个机械手关节质量是 M_i 。

通过梯度下降法更新 w 与 b , 公式如下:

$$w' = w - \lambda \cdot r_w \cdot dw \quad (7)$$

$$b' = b - \lambda \cdot r_b \cdot db \quad (8)$$

式中, 更新后的权值与偏移量是 w' 、 b' ; 随机数是 λ ; w 与 b 的灵敏量是 dw 、 db ; w 与 b 的学习速率是 r_w 、 r_b 。

利用熵聚类算法, 确定 CNN 网络卷积层内的卷积核数量, 提升电气屏柜智能除尘机械手自动化控制效果。CNN 网络卷积核数量确定步骤如下:

步骤 1: 输入电气屏柜智能除尘机械手自动化控制误差样本集合 x 。

步骤 2: 求解机械手自动化控制误差样本 x 熵值, 即计算 x 内第 β 个样本点 x_β 的熵 E_β , 公式如下:

$$E_\beta = - \sum_{\substack{\beta \neq \gamma \\ \beta \in x}} (\xi_{\beta\gamma} \log_2 \xi_{\beta\gamma} + (1 - \xi_{\beta\gamma}) \log_2 (1 - \xi_{\beta\gamma}))$$

$$\xi_{\beta\gamma} = \exp \left(- \left(- \ln \left(\frac{1}{2\bar{\chi}} \right) |x_\beta - x_\gamma|^2 \right) \right) \quad (9)$$

式中, 第 γ 个样本点 x_γ 与 x_β 间的相似度是 $\xi_{\beta\gamma}$; x_γ 与 x_β 间的平均距离是 $\bar{\chi}$ 。

步骤 3: 选取第 c 个聚类中心 x^c , 即以 E_β 值最小的样本点为 x^c , x^c 需符合的条件为 $E_{x^c} = \min(E_\beta)$ 。

步骤 4: 样本归类, 求解样本间的 $\xi_{\beta\gamma}$, 将 x 内和 x^c 相似度 ξ 超过设置阈值的全部样本划入 X^c 集合内, X^c 代表以为 x^c 聚类中心的机械手自动化控制误差样本集合。

步骤 5: 剔除孤立点, x 内与聚类中心较远的样本就是孤立点, 设置一个阈值 μ , 如果剔除孤立点后, x 内样本点的数量超过 μ , 那么可将 x^c 当成聚类中心, 修正下一次循环的样本集, 在 x 内剔除 X^c , 继续步骤 7。

步骤 6: 如果 X^c 内的样本点数量低于 μ , 那么不可将 x^c 当成聚类中心, 通过为内的样本点进行标记的方式, 剔除下次循环聚类中心候选样本点集内未被标记的样本点, 加快聚类速度。

步骤 7: 在 x 内聚类中心候选样本点数量小于等于 μ 的情况下, 代表熵聚类完成, 输出机械手自动化控制误差样本聚类结果, 即 CNN 网络的卷积核数量; 否则, 令 $c=c+1$, 返回步骤 3, 进行下次循环。

1.3 机械手级联式自动化控制的实现

利用 CNN 网络, 设计电气屏柜智能机械手级联式自动化控制方法, 该方法的设计原理为依据级联方法, 合理设计机械手关节电机驱动力矩控制律 τ_m , 令机械手关节角 θ 精准且稳定跟踪设定的期望轨迹 θ_d , 最大程度抑制机械手关节振动情况。电气屏柜智能机械手级联式自动化控制实现的具体步骤如下:

步骤 1: 将电气屏柜智能机械手, 当成由机械手刚性杆子系统与电机转子子系统构建的级联系统;

步骤 2: 利用 CNN 网络, 分别为这两个系统设计外环与内环控制网络;

步骤 3: 以机械手关节电机转角 θ_m 为刚性杆子系统的控制变量, 设计虚拟的电机转角 θ_m 完成机械手关节轨迹跟踪控制;

步骤 4: 考虑机械手关节弹性易出现振动情况, 设计实际机械手关节电机输出力矩 τ_m , 令 θ_m 跟踪 θ_m , 就是令机械手关节电机转子子系统反作用于关节力矩 τ ($\tau = \psi_m(\theta_m - \theta)$), 快速跟踪计算获取的弹性力 $\hat{\tau}$, 完成机械手关节振动的抑制, 实现电气屏柜智能除尘机械手级联式自动化控制, 提升自动化控制精度。

为机械手刚性杆子系统设计外环控制网络, 以 θ_m 为控制变量, 依据增广变量法的原理, 将式(1)变更成:

$$D(q) + M_n(q)\ddot{q} + H_n(q, \dot{q})\dot{q} + [0, \theta^T] = [0, \theta_m^T] \quad (10)$$

式中, 扩展后的 $M(q)$ 是 $M_n(q) = \text{dig}(1, \psi_m)$ $M(q)$; 扩展后的 $H(q, \dot{q})$ 是 $H_n(q, \dot{q}) = \text{dig}(1, \psi_m)H(q, \dot{q})$ 。

设计外环控制网络的滑模面, 公式如下:

$$t_1 = \Lambda_1 e + \dot{e} = [0, s_1^T]^T \quad (11)$$

式中, 外环控制网络的滑模函数是 s_1 ; 正定矩阵是 Λ_1 。

外环控制网络的扩展滑模面为

$$M_n t_1 = M_n(\Lambda_1 \dot{e} + \ddot{q}_d - \ddot{q}) = -D(q) - H_n t_1 + \hat{y}_1 + [0, \theta^T] - [0, \theta_m^T]^T \quad (12)$$

式中, 机械手关节角期望加速度是 \ddot{q}_d ; 机械手刚性杆子系统的模型函数是 y_1 ; 通过 CNN 网络近似获取 y_1 , 令存在理想的权值 $w_{1,v}$ 与偏置量 $b_{1,v}$, 则 CNN 网络近似结果为

$$y_1 = \varphi_1(w_{1,v} * x_1 + b_{1,v}) + \sigma_1 \quad (13)$$

式中, 机械手关节角控制误差是 σ_1 。

根据公式(4)可得 CNN 网络的实际输出是 \hat{y}_1 , 则逼近误差为

$$\tilde{y}_1 = \hat{y}_1 - y_1 = \varphi_1(\tilde{w}_1 * x_1 + \tilde{b}_1) - \sigma_1 \quad (14)$$

式中, 外环控制网络权值与偏置量的估计误差是 \tilde{w}_1 、 \tilde{b}_1 。

机械手刚性杆子系统的控制率为

$$[0, \theta_m^T]^T = (K_1 s_1)^T + \hat{y}_1 + [0, \theta^T] + \rho_1 \tanh(t_1) \quad (15)$$

式中, 外环控制网络中对称正定常值矩阵是 K_1 ; 切换项是 ρ_1 ; \tanh 函数是 $\tanh(\cdot)$ 。

为机械手关节电机转子子系统设计内环控制网络, 为其设计线性滑模面 $t_2 = \dot{e}_m + \Lambda_2 e_m$, 将式(2)变更成:

$$J_m t_2 = y_2 - \psi_m(\theta_{im} - \theta) + \tau_m \quad (16)$$

式中, 机械手关节电机转子子系统模型函数是 y_2 , 即理想值; 根据式(5)可得, CNN 网络的实际输出是 \hat{y}_2 , 那么逼近误差是 $\tilde{y}_2 = \hat{y}_2 - y_2 = \varphi_2(\tilde{w}_2 * x_2 + \tilde{b}_2) - \sigma_2$, 其中, 机械手关节电机转角控制误差是 σ_2 ; 内环控制网络权值与偏置量的估计误差是 \tilde{w}_2 、 \tilde{b}_2 。

机械手关节电机转子子系统的控制率为

$$\tau_m = \psi_m(\theta_{im} - \theta) - \hat{y}_2 - K_2 t_2 + \rho_2 \tanh(t_2) \quad (17)$$

式中, 内环控制网络中对称正定常值矩阵是 K_2 ; 切换项是 ρ_2 。

通过式(15)与式(17)完成电气屏柜智能除尘机械手级联式自动化控制。

2 实验分析

以某机车电气屏柜的智能除尘机械手为实验对象, 该机车电气屏柜长度为 3.7 米左右, 外部裸露的 5 个面均需通过智能除尘机械手完成吹扫。该机车电气屏柜利用两台灵活的 6 关节式智能除尘机械手进行电气屏柜吹扫, 利用本文方法自动化控制这两台智能除尘机械手。该机车电气屏柜使用的智能除尘机械手的具体参数如表 1 所示。

表 1 智能除尘机械手参数

参数	参数值
机构形态	垂直多关节型(6 轴)
重复精度/mm	± 0.05
运动范围	$\pm 360^\circ$
噪声等级/dB	< 70
防护等级	IP67

该智能除尘机械手具备结构紧凑简洁, 安装便利, 适用范围广, 动作流畅, 运行稳定、安全、可靠等优势, 同时还具有防碰撞系统, 在吹扫过程中, 有效保护电气屏柜。该机车电气屏柜应用的智能除尘机械手示意图如图 1 所示。

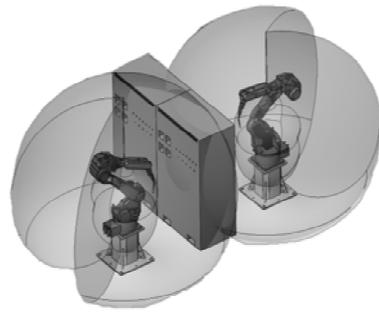
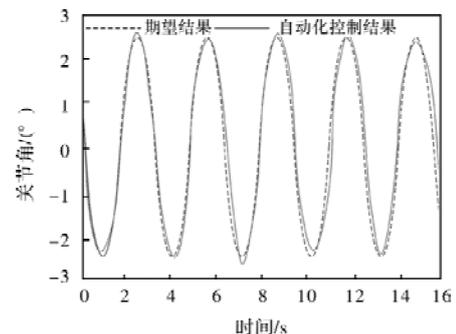


图 1 机车电气屏柜智能除尘机械手示意图

以其中 1 台电气屏柜智能除尘机械手为例, 利用本文方法级联式自动化控制该电气屏柜智能除尘机械手的关节角, 以及关节电机转角, 机械手级联式自动化控制结果如图 2 所示。



(a) 关节角自动化控制结果

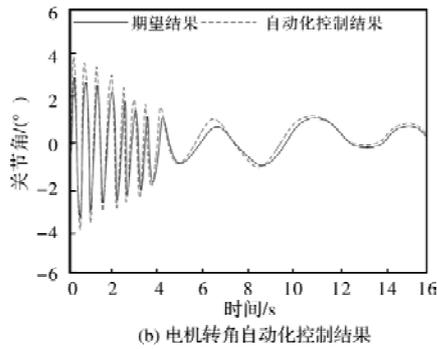


图2 电气屏柜智能除尘机械手级联式自动化控制结果

根据图2可知,本文方法可有效实现电气屏柜智能除尘机械手级联式自动化控制,机械手关节角的自动化控制结果与期望结果非常接近,同时电机转角自动化控制结果与期望结果也非常接近,说明本文方法可有效自动化控制机械手精准跟踪设定的期望关节角,以及电机转角轨迹。

利用本文方法控制前后,该机车电气屏柜采用的智能除尘机械手的控制力矩变化曲线如图3所示,以其中一台智能除尘机械手为例,分析本文方法的智能除尘机械手级联式自动化控制效果。

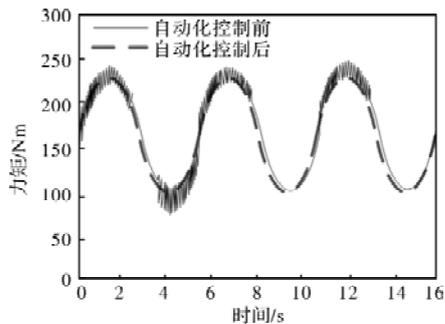


图3 本文方法自动化控制前后力矩变化曲线

根据图3可知,未应用本文方法自动化控制前,电气屏柜智能除尘机械手的力矩变化曲线存在非常严重的抖动情况,应用本文方法自动化控制后,机械手的力矩曲线非常平稳,无抖动情况,说明本文方法可有效抑制智能除尘机械手吹扫过程中的力矩抖动情况,提升智能除尘机械手的吹扫效果。

以收敛时间与平均误差,为衡量本文方法的自动化控制效果,收敛时间与平均误差均越小,智能除尘机械手级联式自动化控制效率越快、精度越高;最高收敛时间为 8.63×10^{-2} s,最高平均误差为 8.65×10^{-4} rad,分析本文方法在不同机械手关节柔性刚度时的收敛时间与平均误差,分析结果如表2所示。

表2 收敛时间与平均误差分析结果

机械手 关节柔 性刚度/ (N·m/rad)	智能除尘机械手1		智能除尘机械手2	
	收敛时间 t/s	平均误差 σ /rad	收敛时间 t/s	平均误差 σ /rad
10	8.41×10^{-2}	8.43×10^{-4}	8.48×10^{-2}	8.51×10^{-4}
20	8.29×10^{-2}	8.01×10^{-4}	8.32×10^{-2}	8.24×10^{-4}
30	8.03×10^{-2}	7.59×10^{-4}	8.14×10^{-2}	7.77×10^{-4}
40	7.81×10^{-2}	6.99×10^{-4}	7.91×10^{-2}	6.85×10^{-4}
50	7.56×10^{-2}	6.47×10^{-4}	7.87×10^{-2}	6.33×10^{-4}
60	7.19×10^{-2}	5.82×10^{-4}	7.43×10^{-2}	5.67×10^{-4}
70	6.84×10^{-2}	5.01×10^{-4}	6.99×10^{-2}	5.24×10^{-4}
80	6.49×10^{-2}	4.65×10^{-4}	6.42×10^{-2}	4.71×10^{-4}

根据表2可知,随着机械手关节柔性刚度的提升,两台智能除尘机械手的收敛时间与平均误差均有所降低,说明适当提升机械手关节柔性刚度,可提升智能除尘机械手级联式自动化控制效果,本文方法自动化控制的最高收敛时间是 8.48×10^{-2} s,最高平均误差是 8.51×10^{-4} rad,均未超过设置的最高值,说明本文方法自动化控制的效率较快、精度较高,具备较优的电气屏柜智能除尘机械手级联式自动化控制效果。

3 结 论

通过采用基于机械手级联理论和神经网络优化算法的智能除尘机械手控制方法,得出以下结论。

(1)有效抑制机械手的振动,实现机械手的精准自动化控制,从而提高机械手的吹扫效率。

(2)在控制机械手进行吹扫时,通过机械手的自动化控制方法,精准控制机械手的关节角和电机转角,充分清除尘埃,并提高机械手的吹扫效率和清洁质量。

(3)机械手有较短的收敛时间和较低的平均误差,进一步提高机械手的控制精度,使其适用于工作频率高且效率要求较高的清洁作业场合。

参考文献

- [1] Zhang Xin, Xu Wenbo, Lu Wenru. The Control Strategy of Manipulator Based on Fractional-Order Iterative Learning [J]. Automatic Control and Computer Sciences, 2021, 55(4): 368-376.
- [2] 梁栋, 梁正宇, 杨建成, 等. 提综臂辅助旋铆机械手动力学建模及控制仿真[J]. 天津工业大学学报, 2022, 41(1): 81-88.
- [3] Mohamed Tahir Shoani, Mohamed Najib Ribuan, Ahmad Athif Mohd Faudzi. Design, Fabrication, and Performance Analysis of a Vertically Suspended Soft Manipulator [J]. Automation Technology, 2021, 15(5): 696-705.
- [4] 顾大可, 唐重建. 三连杆机械臂控制系统设计的参数化方法

[J]. 控制工程, 2019, 26(8): 1566-1571.

[5] 刘志元, 孙东阳. 含区间铰间隙柔性机械臂控制精度分析[J]. 重庆大学学报, 2021, 44(2): 53-64.

[6] 张凤英. 物联网下并联机械手级联式控制仿真[J]. 计算机仿真, 2020, 37(11): 348-351, 449.

[7] 杨雨佳, 张福泉, 王怡鸥. 基于仿生群智能优化 RBF 神经网络的机械手滑模控制方法研究(英文)[J]. 机床与液压, 2020, 48(18): 189-195.

[8] 李鹤宇, 赵志龙, 顾蕾, 等. 基于深度强化学习的机械臂控制方法[J]. 系统仿真学报, 2019, 31(11): 2452-2457.

[9] 鲁文儒, 张鑫, 张靓, 等. 基于迭代滑模的机械臂控制策略[J]. 电机与控制应用, 2019, 46(12): 33-39.

[10] 董玉明, 俞立, 朱俊威. 基于自适应滑模的移动机械臂跟踪控制[J]. 控制工程, 2019, 26(1): 43-49.

[11] 李德昀, 徐德刚, 桂卫华. 基于时间延时估计和自适应模糊滑模控制器的双机械臂协同阻抗控制[J]. 控制与决策, 2021, 36(6): 1311-1323.

[12] 陈强, 丁科新, 南余荣. 带有输出约束的柔性关节机械臂预设性能自适应控制[J]. 控制与决策, 2021, 36(2): 387-394.

[13] 刘凌, 李志成, 张莹. 面向双关节机械臂的参数可调 RBF 神经网络控制[J]. 西安交通大学学报, 2021, 55(4): 1-7.

[14] 尚东阳, 李小彭, 尹猛, 等. 采用 RBF 神经网络辨识的柔性机械臂抑振控制策略[J]. 西安交通大学学报, 2022, 56(6): 76-84.

[15] 刘晶, 普杰信, 牛新月. 基于神经网络滑模的机械臂轨迹跟踪控制方法[J]. 计算机工程与设计, 2019, 40(7): 1934-1938.

(上接第 9 页)

[2] 王凤翔. 高速电机的设计特点及相关技术研究[J]. 沈阳工业大学学报, 2006, 28(3): 258-264.

[3] Binder A, Schneider T, Klohr M. Fixation of Buried and Surface-mounted Magnets in High-speed Permanent-magnet Synchronous Machines[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2006, 42(4): 1031-1037.

[4] 张凤阁, 杜光辉, 王天煜, 等. 高速电机发展与设计综述[J]. 电工技术学报, 2016(7): 1-18.

[5] 周帆, 祖磊, 李书欣. 高速永磁电机转子碳纤维护套的缠绕张力计算研究[J]. 玻璃钢/复合材料, 2017(12): 5-13.

[6] 董剑宁, 黄允凯, 金龙, 等. 高速永磁电机设计与分析技术综述[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(27): 4640-4653.

[7] 王继强, 王凤翔, 鲍文博, 等. 高速永磁电机转子设计与强度分析[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(15): 140-145.

[8] 肖剑雄, 周向, 申政. 高速永磁电机转子碳纤维护套张力缠绕仿真分析[J]. 复合材料科学与工程, 2022(1): 70-74.

(上接第 40 页)

(c) 采用联立仿真, 建立产品电场 - 磁场的耦合, 计算整机输出电压及波形脉冲。同时, 针对产品不同部位不同使用环境的状况, 进行了部件与部件之间的密封设计, 即实现了产品的电气连接也保证了产品的长期可靠运行。

(d) 设计方案满足产品的技术指标要求, 下一步可考虑通过改善稳压 PWM 控制算法并优化电路达到提高系统响应时间和调压性能的效果。

参考文献

[1] 秦海鸿, 严仰光. 多电飞机的电气系统[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2015.

[2] 王毓东. 电机学[M]. 浙江: 浙江大学出版社, 1989. 1-146

[3] 陈世坤. 电机设计[M]. 2 版. 西安: 机械工业出版社, 1990: 1-76.

[4] 唐任远. 现代永磁电机[M]. 北京: 机械工业出版社, 1997: 1-26.

[5] 辜承林, 陈乔夫, 熊永前. 电机学[M]. 武汉: 华中科技大学出版社, 2010.

[6] 任海英, 周波. 双凸机启动/发电机系统一体化设计[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(24): 153-158.

[7] 王成元, 夏加宽, 孙宜标. 现代电机控制技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2008.

[8] 王兆安, 刘进军. 电力电子技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2009.

《微电机》(月刊)

全年 12 期, 读者可到当地邮局订阅, 本刊亦可破订、零购。

欢迎投稿! 欢迎订阅! 欢迎刊登广告!

国内刊号: CN61 - 1126/TM

国际刊号: ISSN 1001 - 6848

邮 箱: micromotors @ vip. sina. com

地 址: 高新区上林苑四路 36 号(710117)

邮发代号: 52 - 92

订价: 8 元/期

年价: 96 元/年

编辑部邮购(含快递费): 300 元/年

电话: 029 - 84276641

基于 IGBT 的大功率驱动器热性能研究

张琴琴, 杨建宏, 刘作昌, 马彬彬, 关兴邦
(西安航天动力测控技术研究所, 西安 710025)

摘要: 针对高电压、大电流的大功率工况下, IGBT 频繁开关动作导致发热极其严重的问题, 分析计算了 IGBT 的发热情况, 总结出了减小 IGBT 发热的方法, 设计了 IGBT 的散热结构, 分析了散热结构的散热性能。通过实际工况验证, 证实了 IGBT 热损耗估算方法的可行性、散热结构设计的科学性、散热结构散热性能热阻计算方法的合理性, 为高性能、高电压、大电流驱动器的研制提供了有效的借鉴和参考。

关键词: IGBT; 热损耗; 散热结构; 热阻计算

中图分类号: TP272

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2023)07-0047-04

Thermal Performance Research of High-power Driver Based on IGBT

ZHANG Qinqin, YANG Jianhong, LIU Zuochang, MA Binbin, GUAN Xingbang
(Xi'an Aerospace Propulsion Testing Technology Research Institute, Xi'an 710025, China)

Abstract: IGBT is heated easily and seriously in engineering applications when it is switched frequently under the high-power conditions of the high voltage and large current. According to this, the analysis and calculation of the heat generation of IGBT was completed in this paper, and the methods to reduce heat generation was concluded, and the heat dissipation structure was designed, and the heat dissipation performance was analyzed. According to the validation of the actual working conditions, this paper provided feasibility of the method to estimate the heat loss of IGBT and the scientificity of the designation of the heat dissipation structure and the rationality of the resistance calculation of the heat dissipation structure, this paper provided the model and the reference for development of the high performance motor-driver of the high voltage and large current.

Key words: IGBT; heat loss; heat dissipation structure; thermal resistance calculation

0 引言

IGBT 是集双极型功率晶体管和功率 MOSFET 的优点于一体, 它是一种电压型控制器件, 兼有 MOSFET 的高输入阻抗和 GTR 的低导通压降两方面的优点, 在大功率变频器、高压大电流电机驱动器中得到了广泛应用。它作为一种开关器件, 在高压大电流长时间负载运行工况中, 长时间频繁的开通关断会引起 IGBT 模块发热严重, 导致系统无法正常工作; 它作为驱动器逆变电路的核心器件, 它的可靠运行直接决定着电机驱动器的可靠性和使用寿命。本文重点研究 IGBT 模块在高压大电流电机驱动器应用中的热损耗计算和散热结构散热性能计算分析。

1 IGBT 热分析计算

IGBT 器件损坏一般是由过流、过压、过热引起, 在器件选型上基本可以解决过流、过压问题, 但在高压大电流长时间负载运行工况中, IGBT 必然过热, 这成了它的致命点。为了 IGBT 安全可靠工作, 必须确保其结温 T_j 不超过最大承受结温 T_{jmax} , 本节分析了 IGBT 的发热情况, 计算了 IGBT 的发热功率。

1.1 IGBT 热分析

IGBT 模块由 IGBT 本体和续流二极管 FWD 组成, 它们的各自损耗将转化为热量而引起 IGBT 模块发热。它们的热损耗分别由通态损耗和开关损耗组

收稿日期: 2022-11-22

作者简介: 张琴琴(1980), 女, 硕士, 高级工程师, 研究方向为电机驱动控制。

成，通态损耗通过稳态输出工况特性计算，开关损耗通过集电极电流特性来计算，各损耗合计为 IGBT 模块总损耗，其损耗关系如图 1 所示。

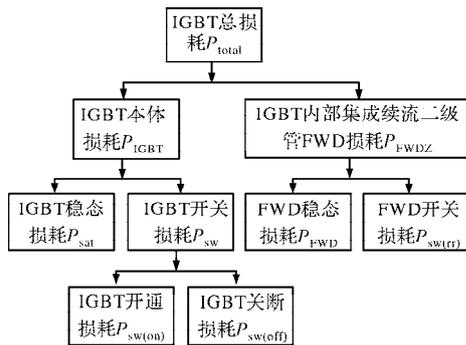


图 1 IGBT 模块损耗关系图

由图 1 可知，IGBT 总损耗 P_{total} 由 IGBT 本体损耗 P_{IGBT} 和 IGBT 内部集成续流二极管 FWD 损耗 P_{FWDZ} 组成，IGBT 本体损耗包含其稳态损耗 P_{sat} 和开关损耗 P_{sw} ，IGBT 开关损耗由其开通损耗 $P_{sw(on)}$ 和关断损耗 $P_{sw(off)}$ 组成，续流二极管 FWD 的热损耗 P_{FWDZ} 包含 FWD 稳态损耗 P_{FWD} 和开关损耗 $P_{sw(rr)}$ 。

1.2 IGBT 热计算

1.2.1 IGBT 本体损耗

IGBT 本体损耗中的稳态损耗主要由 IGBT 在导通时的饱和电压 $V_{CE(sat)}$ 和 IGBT 的结热阻产生^[1]，IGBT 在开通状态的损耗可用式(1)表示，在本系统中，按最差发热工况分析，IGBT 的稳态损耗用式(2)计算。

IGBT 稳态平均功耗是：

$$P_{sat} = \frac{1}{T} \int_0^T I_C(t) \cdot V_{CE(sat)}(t) dt \quad (1)$$

在该 PWM 应用中，近似通态损耗为

$$P_{sat} \approx V_{CE(sat)} \cdot I_C \quad (2)$$

式中， $V_{CE(sat)}$ 为 IGBT 饱和压降，查 IGBT 数据表可得 1.7 V； I_C 为集电极电流，根据最大点计算，相电流为 95 A。由式(2)可得： $P_{sat} = V_{CE(sat)} \cdot I_C = 161.5(W)$ 。

IGBT 本体损耗中的开关损耗主要是由于 IGBT 开通和关断过程中电流 I_C 与电压 V_{CE} 有重叠，进而产生开通损耗和关断损耗，若精确计算，需要测量开关过程 I_C 和 V_{CE} 的波形，对其进行积分(积分时间是开通时间 t_{on} 或关断时间 t_{off})，在此， V_{CE} 选取 $V_{CE(sat)}$ 计算， $I_C(t) \cdot V_{CE(sat)}$ 的积分面积是以焦耳为单位的开关能量^[1]，IGBT 开通损耗和关断损耗的计算分别见式(3)和式(4)。

IGBT 开通损耗计算公式：

$$P_{SW(on)} = \frac{1}{T_{PWM}} \int_0^{t_{on}} V_{CE(sat)}(t) \cdot I_C(t) dt \quad (3)$$

IGBT 关断损耗计算公式：

$$P_{SW(off)} = \frac{1}{T_{PWM}} \int_0^{t_{off}} V_{CE(sat)}(t) \cdot I_C(t) dt \quad (4)$$

本系统中，根据该驱动器的 IGBT 驱动波形、驱动波形的上升沿图形、驱动波形的下降沿图形，分别如图 2~图 4 所示。由图 2 可得出开通、关断时间以及载波频率的关系，开通、关断时间占一个载波周期 T_{PWM} 的一小部分，利用式(5)和式(6)可近似求得 IGBT 的开通损耗 $P_{sw(on)}$ 和关断损耗 $P_{sw(off)}$ ，该驱动器载波频率为 12 kHz，周期为 83.3 μs 。

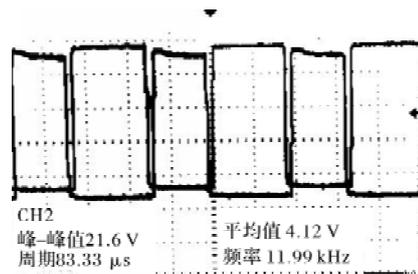


图 2 驱动器驱动波形

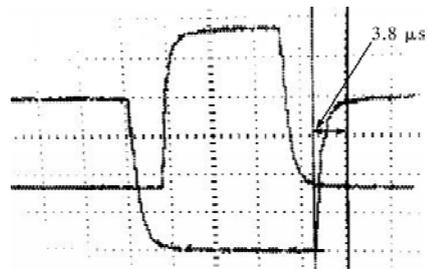


图 3 驱动波形的上升沿图形

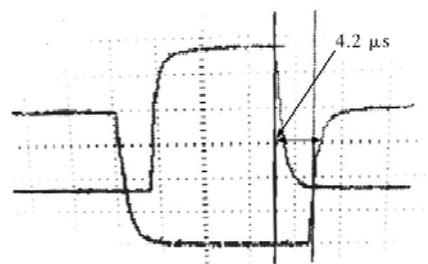


图 4 驱动波形的下降沿图形

由图 3、图 4 可得，驱动波形的上升时间为 3.8 μs ，下降时间为 4.2 μs 。

$$P_{SW(on)} = \frac{t_{on}}{T_{PWM}} \cdot I_C \cdot V_{CE(sat)} \quad (5)$$

$$P_{SW(on)} = 7.367 W$$

$$P_{SW(off)} = \frac{t_{off}}{T_{PWM}} \cdot I_C \cdot V_{CE(sat)} \quad (6)$$

$$P_{SW(off)} = 8.413 W$$

则 IGBT 的开关损耗为

$$P_{SW} = P_{SW(on)} + P_{SW(off)} = 15.51 \text{ W}$$

由 IGBT 的稳态损耗和开关损耗得出 IGBT 的本体损耗为

$$P_{IGBT} = P_{sat} + P_{SW} = 177.01 \text{ W}$$

在 FOC 控制模式中，空间矢量控制 SVPWM 为三三导通模式，但实际开通的有效绕组只有两组，占用总损耗的 2/3，即 IGBT 实际损耗为 118 W。

1.2.2 续流二极管 FWD 损耗

IGBT 内部续流二极管 FWD 的损耗 P_{FWDZ} 包括稳态损耗 P_{FWD} 和开关损耗 $P_{SW(rr)}$ 。

续流二极管在导通状态下存在正向导通压降 VF，其大小与通过的电流和芯片的结温有关。由于 VF 和结热阻的存在，当有电流通过时会生成二极管在通态状态下的损耗，其稳态损耗即导通损耗^[2] 如式(7)所示。

$$P_{FWD} = V_F \cdot I_F \cdot k \quad (7)$$

式中， V_F 为二极管导通压降(V)； I_F 为实际工作电流(A)； k 为无效导通占空比。在 FOC 控制中，一个周期内三相绕组有效作用比为 2/3，则无效作用占比为 1/3， k 记作 1/3。根据 IGBT 数据参数关系图 5 可看出，反向续流二极管工作在 100 A 附近时， V_{EC} 电压为 1.5 V，即 V_F 为 0.75 V， I_F 在实际工作中最大相电流 95 A，由此可得：

$$P_{FWD} = V_F \cdot I_F \cdot k = 23.75 \text{ W}$$

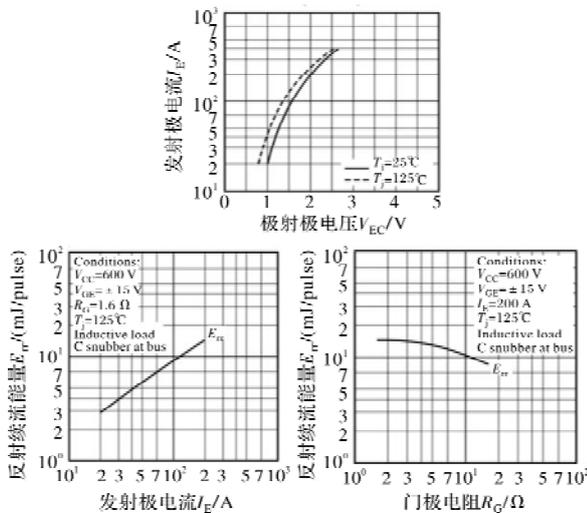


图 5 IGBT 数据参数关系图

续流二极管的开关损耗主要由续流二极管恢复关断状态产生，其大小与正向导通时的电流、反向电压和芯片的结温等本身的参数有关如式(8)所示。

$$P_{SW(rr)} = f_{PWM} \cdot E_{rr} \cdot I_F / I_{nom} \quad (8)$$

式中， f_{PWM} 为 IGBT 开关频率(载波频率)，在此为 12 kHz； E_{rr} 为反向续流能量，查 IGBT 续流二极管的

数据参数表 1，在 100 A 附近时， E_{rr} 为 9 mJ/pulse； I_F 为实际工作电流 95 A； I_{nom} 为标称电流 200 A。

表 1 IGBT 续流二极管的数据参数图表

Symbol	Parameter	Conditions	Ratings	Unit
V _{CE(s)}	Collector-emitter voltage	G-E Short	600	V
V _{GE(s)}	Gate-emitter voltage	C-E Short	±20	V
I _C	Collector current	DC, T _c = 93 °C	200	A
I _{CE}	Collector current	(Note 2)	400	A
I _{E (nom)}}	Emitter current		200	A
I _{EM (nom)}}	Emitter current	(Note 2)	400	A
P _{C (nom)}}	Maximum collector dissipation	T _c = 25 °C	600	W
T _j	Junction temperature		-40 ~ +150	°C
T _{stg}	Storage temperature		-40 ~ +125	°C
V _{iso}	Isolation voltage	Main Terminal to base plate, AC 1 min.	2500	V
—	Torque strength	Main Terminal M5	2.5 ~ 3.5	N·m
—	Torque strength	Mounting holes M6	3.5 ~ 4.5	N·m
—	Weight	Typical value	310	g

Symbol	Parameter	Test conditions	Limits			Unit
			Min.	Typ.	Max.	
I _{CS}	Collector cutoff current	V _{CE} = V _{CE(s)} , V _{GE} = 0V	—	—	1	mA
V _{GE(th)}	Gate-emitter threshold voltage	I _C = 20mA, V _{CE} = 10V	5	6	7.5	V
I _{GL}	Gate leakage current	V _{GE} = V _{GE(s)} , V _{CE} = 0V	—	—	0.5	µA
V _{CE(sat)}}	Collector-emitter saturation voltage	T _j = 25 °C T _j = 125 °C	—	1.7	2.2	V
C _{ies}	Input capacitance	V _{CE} = 10V	—	—	30	nF
C _{oes}	Output capacitance	V _{GE} = 0V	—	—	3.7	nF
C _{res}	Reverse transfer capacitance	V _{GE} = 0V	—	—	1.2	nF
Q _g	Total gate charge	V _{CC} = 300V, I _C = 200A, V _{GE} = 15V	—	800	—	nC
t _{fall}	Turn-off delay time	V _{CC} = 300V, I _C = 200A	—	—	120	ns
t _{turn}	Turn-on delay time	V _{GE1} = V _{GE2} = 15V	—	—	300	ns
t _{tr}	Turn-off fall time	R _{th} = 3.14, Inductive load switching operation	—	—	300	ns
t _{rr (nom)}}	Reverse recovery time	I _E = 200A	—	—	150	ns
Q _{r (nom)}}	Reverse recovery charge		—	—	3.8	µC
V _{CE(srr)}}	Emitter-collector voltage	I _E = 200A, V _{GE} = 0V	—	—	2.6	V
R _{th(j-c)}	Thermal resistance ¹⁾	IGBT part (1/2 module)	—	—	0.19	°C/W
R _{th(j-r)}	Thermal resistance ¹⁾	FWD part (1/2 module)	—	—	0.35	°C/W
R _{th(c-f)}	Contact thermal resistance	Case to fin, Thermal compound Applied ²⁾ (1/2 module)	—	—	0.07	°C/W
R _{th(j-c)2)}	Thermal resistance	T _c measured point is just under the chips	—	—	0.13 ³⁾	°C/W
R _g	External gate resistance		3.1	—	31	Ω

由此可得：

$$P_{SW(rr)} = f_{PWM} \cdot E_{rr} \cdot \frac{I_F}{I_{nom}} = 51.3 \text{ W}$$

则续流二极管的总热损耗为

$$P_{FWDZ} = 23.75 + 51.3 = 75.05 \text{ W}$$

由此可得，IGBT 的总损耗为

$$P_{total} = (118 + 75.05) \times 6 = 1158.3 \text{ W}$$

2 减小 IGBT 发热的方法

IGBT 功率模块在大功率长时间运行工况中，频繁的开关动作会产生开关损耗，势必会引起 IGBT 发热，为确保其结温 T_j 不超过最大承受结温 T_{jmax} ，必须减小其发热或者进行良好散热，根据 IGBT 发热机理^[3]，减小 IGBT 发热的方法有三种：第一，减小栅极电阻法，减小栅极电阻可加快 IGBT 功率器件的开关速度，从而降低 IGBT 开关损耗。该方法需要根据实验验证选取合适的栅极电阻，在快速开通关断的驱动波形在高压大电流工况下，易引发高频干扰以及米勒效应导致过压烧毁 IGBT^[4]；第二，调整系统 PID 控制参数^[5]，使设备尽可能运行稳定，减小功率电源、电流的变化量，减小功率母线电容的发热以及 IGBT 内部等效电容^[1]的发热；第三，给 IGBT 进行良好的散热，通常采用油冷、水冷、风冷、对流等方式。前两种方法与器件本体性能以及运行工况有关，不能彻底解决 IGBT 的发热问题，在高压、大电流、长时间运行的工程应用中，多数采用第三种方法，给 IGBT 模块设计散热结构对其进行良好散热。

3 IGBT 散热结构设计及热阻计算

根据成本及实现方式考虑,该系统选用风扇加散热器对 IGBT 进行强制对流,实现强迫风冷。同时在散热器与 IGBT 模块间涂抹导热硅脂,以减少接触热阻。根据热欧姆定律,只要求出散热结构热阻,即可评估散热结构的散热性能,本节重点进行散热结构热阻计算,选用的散热器尺寸及形状如图 6 所示。通过式(9)计算该散热结构的热阻^[1]。

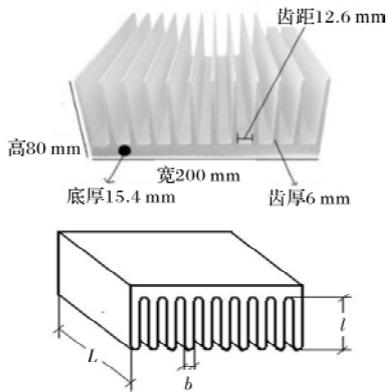


图 6 驱动器散热器的形状及尺寸

$$R_{th} = \frac{1}{1.161 \cdot K_s \cdot L \cdot b \cdot n} + \frac{[l - 0.152(u_s \cdot L)^{-\frac{1}{10}}] \cdot L^{\frac{1}{5}}}{5.12 \cdot u_s^{\frac{4}{5}} \cdot A} \quad (9)$$

式中, R_{th} 为散热器热阻,单位为 $^{\circ}\text{C}/\text{W}$; K_s 为散热器金属材料的导热系数, 20°C 时,纯铝: $K_s = 175.6$ ($\text{kcal}/(\text{h} \cdot \text{m} \cdot ^{\circ}\text{C})$); u_s 为散热器出风风速; b 为齿宽; l 为齿高; n 为散热器齿数; A 为散热器截面周长; L 为散热器长。散热器出风风速 u_s 由风扇的风量计算,风扇风量取 $0.0257 \text{ m}^3/\text{s}$,根据风量与风速的关系 $Q = S \cdot u_s$,式中, Q 为风量 (m^3/s), S 为风道截面面积 (m^2),系统选用 4 个风扇,两个吹风,两个吸热,出风口总风量为 $0.10267 \text{ m}^3/\text{s}$,可得风速为 11.466947 m/s 。

将各参数代入式(9),求得散热器热阻为 $0.030208782 \text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 。

4 散热性能结果分析

根据 IGBT 发热总功率、散热结构热阻及热欧姆

定律^[6],可知温度差等于热流量与热阻的乘积,即:

$$\Delta T(^{\circ}\text{C}) = P(\text{W}) \cdot R_{th}(^{\circ}\text{C}/\text{W}) \quad (10)$$

求解得出散热结构散热器的温升为 $34.99 \text{ }^{\circ}\text{C}$ 。当室温为 $25 \text{ }^{\circ}\text{C}$,散热器表面最高温度可达 $60 \text{ }^{\circ}\text{C}$,经实践验证,该高压大电流驱动器在功率电压 160 V 、相电流 95 A 、 40 min 的长时间连续负载工况下,散热器表面实测最高温度为 $55.6 \text{ }^{\circ}\text{C}$,优于 $80 \text{ }^{\circ}\text{C}$ 的设计指标要求。温升数据实际测量值较估算值偏大,主要是在 IGBT 发热估算中,采取了近似估值法且按最大发热量计算,同时,在长时间负载工况中,负载的波动变化,集电极电流 I_C 也随之波动,并非一直处于最大 95 A 左右。该系统按最大发热分析计算,说明散热器结构设计裕度大,该散热结构可有效解决高压大电流驱动器 IGBT 功率管模块散热问题。

5 结论

本文分析计算了 IGBT 的发热情况,设计了高压大电流驱动器用 IGBT 功率管模块的散热结构,量化了散热结构的热阻,评估了 IGBT 模块散热结构的散热性能,实践表明,IGBT 热损耗分析全面、估算准确、散热结构设计科学,散热器散热性能的计算分析验证了散热结构的合理性,具有较高的参考价值,为成功研制类似高电压、大电流、长时间负载工况应用的驱动器提供了可靠的数据支撑。

参考文献

- [1] 安德烈亚斯·福尔克(Andreas Volke), 迈克尔·郝康普(Michael Hornkamp). IGBT 模块: 技术、驱动和应用[M]. 韩金刚, 译. 北京: 机械工业出版社, 2016: 118-150.
- [2] 曹威. 功率变流器热损耗分析与冷却设计[D]. 北京: 北京交通大学, 2012.
- [3] 郑文广, 李世国, 梁宏斌. 电动汽车功率单元主动热控制[J]. 微电机 2021, 54(6): 99-102.
- [4] 苑利维, 于洋, 赵曾武, 等. 一种高效低躁长时可靠的推进电机控制系统设计[J]. 微电机 2018, 51(6): 46-49.
- [5] 田素立, 赵瑞杰, 邢姗姗, 等. 永磁同步电机电流环控制器的设计[J]. 微电机 2015, 48(3): 44-47, 66.
- [6] Abraham I. Pressman Keith Billings, Taylor Morey. 开关电源设计(第三版)[M]. 王志强, 肖文勋, 虞龙, 等译. 北京: 电子工业出版社, 2010: 315-322.

半直驱中速永磁风力发电机设计与特性研究

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

摘要: 随着风力发电的健康蓬勃发展, 结合了高速异步风力发电机和低速永磁直驱发电机特点的中速永磁半直驱风力发电机的优势也越来越明显。本文以 5.5 MW 级的中速永磁半直驱风力发电机为研究对象, 介绍了半直驱驱动链及中速永磁风力发电机的基本结构, 建立了该发电机的有限元计算模型, 分析了“V”形永磁体转子结构的永磁发电机的空载特性与负载特性, 计算了该结构下磁阻转矩与永磁转矩在电磁转矩中的占比等参数。基于研究与分析, 总结了“V”形永磁体转子结构的半直驱永磁风力发电机的特点, 为后续半直驱永磁风力发电机进一步的研究奠定了理论基础与参考依据。

关键词: 半直驱风力发电; 永磁发电机; 磁阻转矩; 有限元分析

中图分类号: TM315; TM351

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2023)07-0051-04

Design and Research of Hybrid Drive Medium Speed Permanent Magnet Wind Generator

LOU Ligang, REN Shaohua, WANG Zhen
(Flender Ltd., China, Tianjin 300400, China)

Abstract: Taking the 5.5 MW level of medium speed permanent magnet wind generator as the research object, this paper introduced the basic structure of the medium speed permanent magnet generator, established the generator finite element calculation model, analysed the no-loading and loading characteristics of V-shape magnets arrangement permanent magnet rotor structure PM generator. Additionally, the corresponding electromagnetic torque of the magnetic resistance torque and the proportion of the permanent magnet torque parameters were calculated. This paper also summarized the characteristics of medium speed permanent magnet wind generator with V shape magnets arrangement-rotor structure, which provided the theoretical foundation and basis for the further research of semi-direct drive permanent magnet wind generator.

Key words: medium speed wind generation; permanent magnet generator; reluctance torque; finite element analysis

0 引言

近年来, 在“绿水青山就是金山银山”的时代背景下, 污染防治成了绿色发展的前提, 在污染治理取得阶段性胜利的时刻, 绿色发展又迎来了新的作战目标——“3060”双碳目标。作为新能源发电的风力发电机, 也肩负了新的使命与发展契机。在异步高速风力发电机、低速永磁直驱发电机发展之时, 结合了高速风力发电机与低速永磁直驱发电机特点的中速永磁半直驱风力发电机在市场上的占有率也越来越大^[1-2]。半直驱是在直驱与高速发电机组向大型化与平价化发展过程中遇到的问题而产生的, 兼

顾了两者的特点, 当发电机组功率进一步提高时, 直驱与高速发电机的体积将会变的很大, 在材料与运输成本上都将有大的涨幅。此外, 大功率高速发电机的转轴及轴承也将面临严峻的考验。

目前, 半直驱型发电机在散热、轴电压等领域有着待解决的技术难点, 但半直驱永磁风力发电机在机械结构上、在成本、整机结构载荷上有着明显的优势。在国外, 维斯塔斯推出了 8 MW、10 MW 的半直驱机组样机, 在国内, 上海电气、金风科技、明阳风电等国内主要风力发电机厂商均推出了不同功率等级的半直驱风力发电机组。文献[3]研究了发电机斜槽与未斜槽时电机的齿槽转矩以及电机在

收稿日期: 2022-12-29

作者简介: 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。

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。

通讯作者: 王 楨(1982), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为风力发电机设计与分析。

短路下的特性^[3]。文献[4]研究了发电机斜槽与未斜槽时电机的空载相反电势与齿槽转矩以及电机的永磁体退磁特性^[4]。发电机是风力发电机组的机电能量转换的核心装置，发电机的参数性能将直接影响风电机组的整体性能^[5-6]。

不同功率等级的风力发电机在电压等级，绝缘等级、转子结构等方面都存在着差异，转子的永磁体排布方式也存在着不同，对于直驱型风力发电机，大多采用永磁体表贴式的外转子结构，而对于半直驱永磁风力发电机，多采用永磁体内置式内转子^[7-8]。目前，市场上常见的有永磁体“一”字形内转子结构与永磁体“V”字形内转子结构。本文以 5.5 MW 级的中速永磁风力发电机为研究对象，转子采用了“V”字形永磁体排布结构，分析计算了发电机的电气特性，为后续半直驱永磁风力发电机进一步研究奠定了理论基础与依据^[9-10]。

1 中速半直驱驱动链结构

中速半直驱风力发电机机组的驱动链主要由两部分组成，齿轮箱与发电机，如下图 1 所示，与高速异步发电机驱动链相比，将齿轮箱与发电机集成到了一起，省略了联轴节与转子转轴等空间，不仅缩小了机组驱动链的体积，也减少了部件的重量。

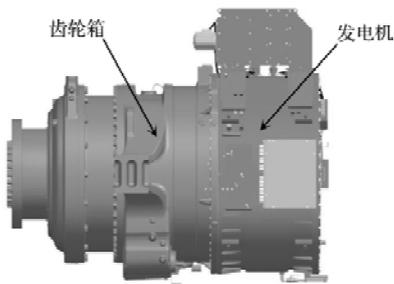


图 1 中速半直驱风力发电机机组驱动链结构

本文所研究的驱动链的发电机的冷却型式为定子水套冷与转子空水冷，为了增强转子上永磁体的冷却，在转子的表面开了相应的通风槽，以降低转子上永磁体的温升，减小永磁体退磁的风险，其主要设计参数要求如表 1 所列。

表 1 发电机技术参数要求表

电气参数	参数值
额定功率/MW	5.5
额定电压/V	950
额定转速/(r/min)	400
功率因数	≥0.93
效率	≥98.1%
功角	≤70°
电压波形畸变率	≤5%

本文所设计的永磁同步发电机转子永磁体采用“V”形排布结构，由于交直轴的磁阻不对称，使得电机的交直流电感不同，故“V”形转子结构的永磁发电机的转子上不仅可以输出永磁转矩，还可以输出磁阻转矩，电机的电磁转矩计算公式为

$$T = \frac{1}{2} p \cdot m \cdot (\psi_p I_q - (L_q - L_d) I_d I_q) \quad (1)$$

式中， p 为电机的极对数， m 为电机的相数， ψ_p 为转子上永磁体所产生的磁链， I_q 、 I_d 分别为交、直流轴上的电流， L_q 、 L_d 为交直轴的电感，等式第一项为永磁体产生的永磁转矩，第二项为交直轴磁阻不对称产生的磁阻转矩。该电机的拓扑结构如下图 2 所示。

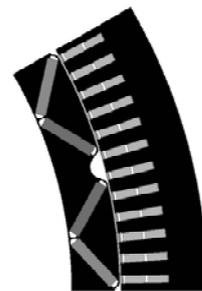


图 2 中速永磁同步发电机拓扑结构

2 电机空载电磁场分析

对于电机的空载运行，主要是关注反电势、齿槽转矩、磁密等参数，这些参数的合理与否也将直接反应了负载时电机的性能。同样的，在进行电机性能试验时，也会优先进行空载试验，预估电机的性能。永磁电机在空载运行时，其矢量图如下图 3 所示。

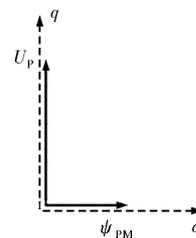


图 3 永磁发电机空载运行矢量图

当电机空载运行时，定子绕组开路，无外加电压，故定子上所产生的电压 U_p 为转子磁链 ψ_{PM} 感应产生的，并超前转子上永磁体磁链 90° 。

为了使复杂的工程问题简单化，通常会采用单元化的电机模型进行理论计算。为了抑制永磁电机的齿槽转矩与转矩脉动，通常会采用定子斜槽或转子偏极的方式，由工程实践经验可得斜槽与偏极通常为一个定子槽，本文所设计的电机的定子槽数为

144 槽，则一个定子槽的角度为 2.5° ，本文研究了永磁发电机采用定子斜槽与转子偏极对电机性能的影响，主要为齿槽转矩与空载反电势波形畸变率的差别。如图 4 与图 5 所示，定子斜槽与转子偏极都会削弱空载时的齿槽转矩，原始无优化方案模型的齿槽转矩的有效值为 5.5 kNm ，定子直槽、转子偏极 2.5° 后降为 577.1 Nm ，转子不偏极、定子斜槽 2.5° 后则降为 32.4 Nm ，定子斜槽效果更好；在空载电压谐波畸变率上，定子斜槽后为 0.47% ，相比于偏极后的 2.7% 和原始无优化方案的 3.1% 效果更好，可以有效抑制电压的波形畸变率，两种优化方式的电压畸变率均小于 5% ，满足国标要求。在生产装配工艺上，定子斜槽一定程度上会增加定子叠装时的工时，但电压畸变率小；转子永磁体偏极的方式可以有效的降低定子硅钢片在叠装时的工时与工艺难度，但是电压畸变率相对定子斜槽方式稍高，结合工程实际，可合理选择不同的齿槽转矩与电压畸变率的优化方式。本设计负载研究采用了定子直槽、转子永磁体偏极 2.5° 的优化方式。

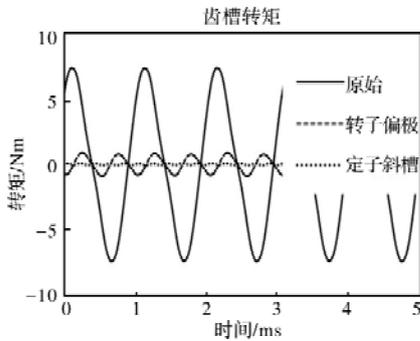


图 4 永磁发电机齿槽转矩

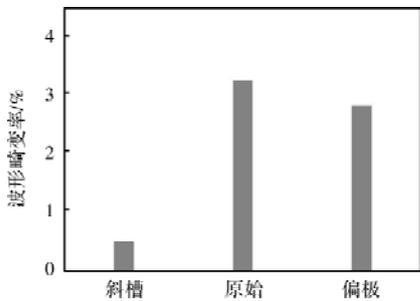


图 5 不同优化方案的电压波形畸变率

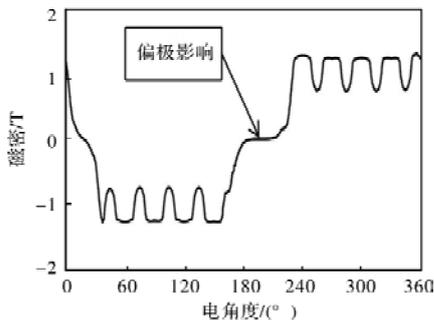


图 6 电机空载气隙磁密

上图 6 为电机空载气隙磁密在一对极下的分布，由该曲线可以看出，转子永磁体偏极会导致气隙磁密在变极时发生偏移，不再是 180° 对称，优化了齿槽转矩与空载反电势的电压畸变率。

3 电机满载运行性能分析

风力发电机在满载运行时通过变频器连接将发出的电输送至电网，当电机处于满载运行时，由于电机定子上绕组的励磁作用，磁力线将与空载时分布不同：空载时，电机的磁力线均由转子永磁体产生，N 极与 S 极对称；当满载运行时，定子绕组产生的磁力线与转子永磁体产生的磁力线发生耦合，使得磁力线不再对称，如下图 7、图 8 所示。故当设计转子结构时，需考虑结构对磁力线走向的影响。

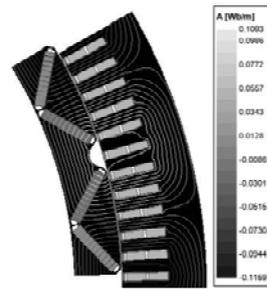


图 7 空载磁力线分布

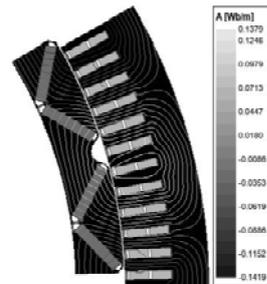


图 8 负载磁力线分布

电机在负载运行时，定子绕组两端将由变频器外加电压并激励出电流，对于 V 形永磁体结构的转子，由于其交直轴的磁阻不对称，故当其满载运行时，电流将不再落在交轴上，故其 $I_d \neq 0$ ，定子两端的电压等于永磁体产生的反电势与交直流电压及绕组电阻上的电压之和，其矢量图如下图 9 所示。

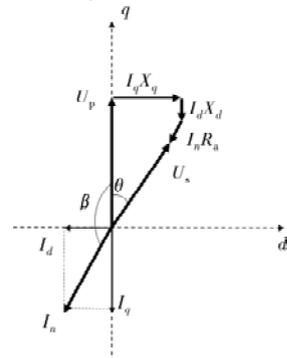


图 9 永磁发电机负载运行矢量图

图中 θ 角为定子端电压 U_s 与反电势 U_p 之间夹角 - 功角。一般的, 为了方便分析与控制电机, 通常通过调节永磁转子的初始位置使得反电势 U_p 与交轴重合。角 β 为定子电流 I_n 与反电势 U_p 之间的夹角 - 内功率因数角。 X_q 与 X_d 为交直轴上的电抗, R_s 为定子的相电阻, 若采用 $I_d = 0$ 的控制方式, 则角 β 为 180° , 无论电机的类型是什么, 都不会产生磁阻转矩, 因为 $I_d = 0$; 对于 V 形永磁体转子, 通常采用 MTPA 的控制方式, 即最大转矩电流比控制方式。故在进行有限元计算时, β 的取值将直接影响电机的性能。在计算分析时, 需要将三相电流转换为交直流电进行表示。其中, 转换时的恒功率约束条件为

$$C = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\alpha & \sin\alpha \\ \cos(\alpha - \frac{2}{3}\pi) & \sin(\alpha - \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\alpha + \frac{2}{3}\pi) & \sin(\alpha + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \quad (2)$$

则中速永磁风力发电机的三相电流的表达式为

$$\begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad (3)$$

由永磁发电机负载运行矢量图可知, 交直流电流用定子电流表示为

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_n \sin\beta \\ I_n \cos\beta \end{bmatrix} \quad (4)$$

一般的, 为方便分析与计算, 角 α 的值为 0° , 则三相电流最终可以用交直轴的电流表示为

$$\begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} I_d \\ \sqrt{\frac{2}{3}} \left(-\frac{1}{2} I_d - \frac{\sqrt{3}}{2} I_q \right) \\ \sqrt{\frac{2}{3}} \left(-\frac{1}{2} I_d + \frac{\sqrt{3}}{2} I_q \right) \end{bmatrix} \quad (5)$$

根据式(4)和式(5), 可以得出定子三相电流与内功率因数角 β 之间的关系表达式。根据计算不同的 β 角数值, 可以得到其与电机电磁转矩之间的关系如下图 10 所示。

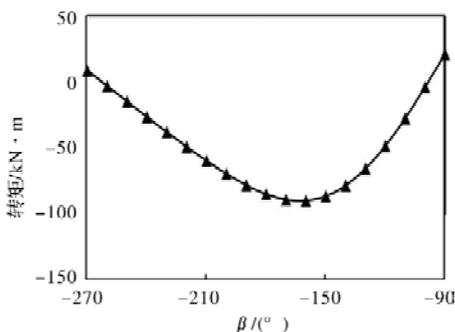


图 10 内功率因数角与电磁转矩关系

由图 10 可知, 内功率因数角 β 在 -160° 时取得最大的电磁转矩值 -130 kNm , 通过分离永磁转矩与磁阻转矩, 得到在电磁转矩中磁阻转矩约为 -16 kNm , 永磁转矩约为 -114 kNm , 则磁阻转矩在电磁转矩中占比为 12.3% 。故对于大功率的风力永磁同步发电机, 合理的利用磁阻转矩, 可以有效的节约永磁体材料的使用, 减小电机有效材料的成本。但是由于采用的是 MTPA 的控制方式, 引入的内功率因数角也会影响电机功角的大小, 理论上, 电机的功角在 0° 至 90° 均可以正常工作, 但在工程实践上, 为了确保电机的利用率与控制的稳定性, 功角的取值一般在 30° 至 70° 以内, 本文所设计的发电机功角约为 60° , 满足工程实际的要求。故应结合实际需求, 在磁阻转矩的占比与发电机功角的取值上合理的设计。

4 结 语

本文研究的对象为 5.5 MW 的中速永磁风力发电机, 根据设计的要求进行分析并建立了发电机的有限元计算模型, 并介绍了中速永磁半直驱驱动链的基本结构, 通过发电机与齿轮箱的集成, 有效的减少了风力发电机的尺寸, 节约了风塔的空间与重量。分析了中速永磁发电机空载运行时抑制齿槽转矩与电压畸变率的不同方式, 以及电机的负载运行时的特性, 分析了“V”形转子结构的半直驱永磁风力发电机的特点, 得到以下结论:

(1) 电机空载运行时, 转子永磁体偏极与定子斜槽均可以有效抑制电机的齿槽转矩, 且定子斜槽后的齿槽转矩抑制效果更优, 可以将无优化方案的 5.5 kNm 优化到 32.4 Nm 。

(2) 电机负载运行时, 由于定转子的磁场耦合作用, 磁力线将发生畸变 N、S 极不再对称, 对于风力发电机等大功率, 大体积的电机, 在进行转子构设计时, 需要考虑机械结构对磁力线走向的影响。

(3) 所研究的中速永磁风力发电机“V”形转子所产生的磁阻转矩占电磁转矩的比例约为 12% , “V”形永磁体排布的转子可以有效利用磁阻转矩以减少永磁体材料的使用, 同时有利于发电机的电气性能的提升。但磁阻转矩的引入也会影响电机的功角特性, 需要结合工程实际需求与应用, 合理选择磁阻转矩在电磁转矩中的占比, 以满足工程实际的运行要求。

参考文献

[1] 朱博文. 10 MW 永磁半直驱中速风力发电机优化设计[D]. 沈阳: 沈阳工业大学, 2021.
 [2] Tiberiu Tudorache, Leonard Melcescu, Valeriu Bostan, et al. ElectroMagnetic Analysis of a Hrbid Permanent Magnet Generator[J]. Revue Roumaine des Sciences Techniques, 2018, 63(1): 33-37.

(下转第 58 页)

小型风力发电机设计及电磁特性研究

刘中华^{1,2}, 舒聪慧^{1,2}, 杨波³

(1. 哈电风能有限公司, 湖南湘潭 411101; 2. 海上风力发电装备与风能高效利用全国重点实验室, 湖南湘潭 411101;
3. 湖南理工职业技术学院, 湖南湘潭 411100)

摘要: 小型风力发电机组对环境适用性强, 可改善用电结构, 在推动能源绿色低碳的能源革命上将发挥积极作用, 具有广阔的市场前景。本文对 22kW 小型风力发电机进行了设计, 对比了 20 极 72 槽和 30 极 36 槽两种不同极槽配合的方案, 从中选取了综合性能较优的一种进行详细的电磁方案计算。从空载特性、负载特性、短路特性、不平衡磁拉力等方面对其进行了电磁特性仿真。结合样机型式试验结果对其进行验证。

关键词: 小型风力发电机组; 永磁电机; 电磁特性; 电磁力

中图分类号: TM315; TM351

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2023)07-0055-04

Research on Design and Electromagnetic Characteristics of Small Wind Turbine

LIU Zhonghua^{1,2}, SHU Conghui^{1,2}, YANG Bo³

(1. Harbin Electric Corporation Wind Power Co., Ltd., Xiangtan Hunan 411101, China;
2. National Key Laboratory of Offshore Wind Power Equipment and Efficient Utilization of Wind Energy, Xiangtan Hunan 411101, Hunan China; 3. Hunan Vocational Institute of Technology, Xiangtan Hunan 411100, China)

Abstract: Small wind turbines have strong applicability to the environment, can improve the structure of electricity consumption, and will play an active role in promoting the green and low-carbon energy revolution of energy, which is not constrained by the installation site and has a wide application market prospect. In this paper, it presented a design for a 22 kW small wind turbine, comparing two different pole slot matching schemes: a 20 pole 72 slot and a 30 pole 36 slot. The one with the best overall performance was selected for specific electromagnetic scheme calculation. A relatively complete simulation of its electromagnetic characteristics was conducted from the aspects of no-load characteristics, load characteristics, short-circuit characteristics, unbalanced magnetic pull, electromagnetic force, etc, validated it based on the results of the prototype type test.

Key words: small wind turbine; permanent magnet motor; electromagnetic characteristics; electromagnetic force

0 引言

小型风力发电机组在风光互补发电系统及分布式电源中有着广阔的应用前景, 根据我国“十四五”可再生能源发展规划: 积极推动风电分布式就近开发, 在工业园、经济开发区、油气矿区及周边地区, 积极推进风电分散式开发。创新风电投资建设模式和土地利用机制, 实施“千乡万村驭风行动”, 大力推进乡村风电开发。发展小型风力发电机组已成为推进能源革命和构建清洁低碳、安全高效能源体系的重大举措之一。

小型风力发电机体积小, 重量轻。相较于兆瓦级大型风力发电机而言, 它便于维护, 运输及安装成本占有极大优势。本文主要针对 22 kW 的小型风力发电机进行了电磁方案设计。发电机选用的是永磁直驱式结构, 消除了故障率较高的齿轮箱对风电机组可靠性的影响, 叶轮直接与发电机连接, 降低了后期维护成本与振动噪声, 相应提高了整体发电效率^[1-3]。

1 发电机方案对比

本文对功率为 22 kW 的小型风力发电机进行设计, 通过前期多次对比计算, 最终选定了 20 极 72

收稿日期: 2023-05-16

作者简介: 刘中华(1986), 男, 本科, 工程师, 研究方向为风力发电机设计及分析。

槽和 30 极 36 槽两种不同级槽数的电机方案。本文主要从发电机齿槽转矩、损耗、磁密、经济性等方面进行对比分析，选出最优方案。以下是发电机的基本参数：

表 1 发电机基本参数

参数	参数值
额定功率/kW	22
额定转速/(r/min)	120
额定转矩/Nm	1735
额定电压/V	400
额定电流/A	34.6

1.1 磁密云图计算

运用 maxwell 2D 进行发电机瞬态场仿真计算，对两个方案在额定负载工况下的磁密云图进行求解和分析。从图 1 可得，在定子极靴处由于漏磁会出现饱和情况。两种方案下发电机各部分磁密分布均匀，幅值正常。

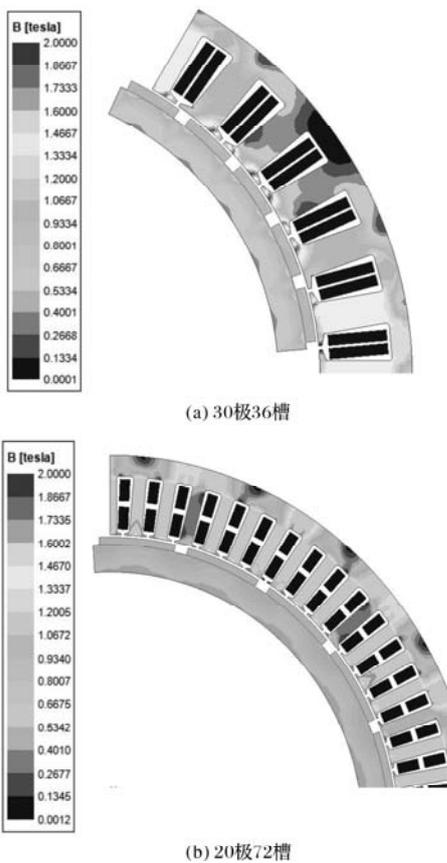


图 1 磁密云图

1.2 齿槽转矩计算

齿槽转矩是永磁电机绕组不通电时永磁体和定子铁心之间相互作用产生的转矩，是由永磁体与电枢齿之间相互作用力的切向分量引起的^[5]。对于永磁电机来说，齿槽转矩是一个固有问题。通过对永磁电机的定转子之间的夹角进行静态场参数化扫描

计算可以准确计算出齿槽转矩，齿槽转矩在不同的定转子夹角下其值不同。通过图 2 可以看出，20 极 72 槽的齿槽转矩为 9 Nm，30 极 36 槽为 16 Nm，数值均小于额定转矩的 1%，满足小型风力发电机组上的应用。

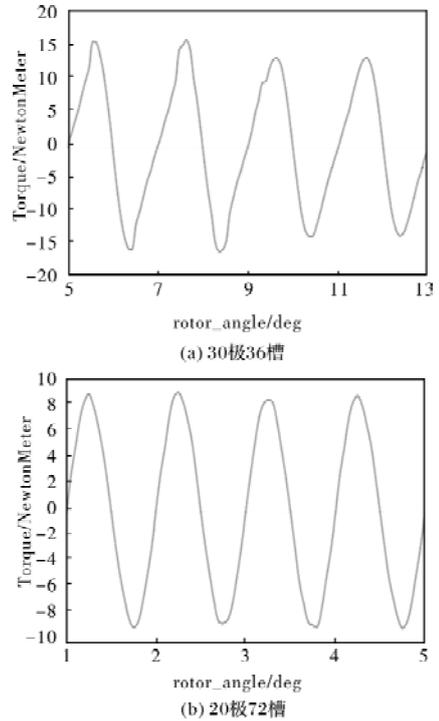


图 2 齿槽转矩

通过有限元仿真得出两个方案定子齿部、轭部磁密、各部分损耗等参数值，如表 2 所示。

表 2 发电机参数对比

	20 极 72 槽	30 极 36 槽
铜耗/W	1931	1674
铁耗/W	97	144
磁钢涡流损耗/W	14	44
定子 1/3 齿部磁密/T	1.67539	1.66628
定子轭部磁密/T	1.59022	1.21651
热负荷/(A ² /mm ³)	219.577	223.784
相电阻 20 °C/Ω	0.421604	0.372376
功率因数	0.928	0.917
效率%	91.4	92.1

在计算涡流损耗时，大多数的算法是直接通过添加 solidloss 算得，但现在仿真模型大多数采用的是二维模型，实际涡流损耗计算结果会存在些许偏差，在计算涡流损耗时，需先算出其涡流损耗的修正系数：

$$k_{edloss} = \frac{Loss_{3D}}{Loss_{2D}} = \frac{6 \cdot \pi^2 \cdot y^2}{70 \cdot (x^2 + y^2)} \quad (1)$$

式中， x 为磁钢宽度， y 为磁钢长度。

根据修正系数可推出三维涡流损耗值，也可直接根据式(2)直接求出。

$$\text{Loss}_{3D} = \frac{1}{70} \cdot \frac{\pi^4 \cdot f^2 \cdot B_m^2 \cdot \sigma \cdot h \cdot x^3 \cdot y^3}{x^2 + y^2} \quad (2)$$

式中, σ 为电导率, f 为磁场交变频率, B_m 为交变磁场幅值, h 为高度。

结合表 2 中各项损耗、磁密及经济性方便考虑, 30 极 36 槽方案更优, 因此将其作为 22 kW 小型风发电机的最终极槽配合方案, 并对其进行详细的电磁方案仿真分析。

2 发电机电磁特性分析

2.1 空载反电势特性分析

发电机空载反电势畸变率的大小对电网电能质量影响较大, 是衡量发电机性能优劣的一个重要指标。因此对其进行计算是发电机电磁特性分析必不可少的一个环节^[6]。如图 3 所示, 可以看出空载反电势曲线光滑平稳, 呈正弦分布, 其均方根值为 426 V。空载反电势畸变率如式(3)所示。

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{E_2^2 + E_3^2 + \dots + E_n^2}}{E_1} \times 100\% \quad (3)$$

经傅里叶变换后进行谐波分析, 可以得出发电机空载电压波形畸变率为 1.8%, 小于 5%, 满足设计标准要求。

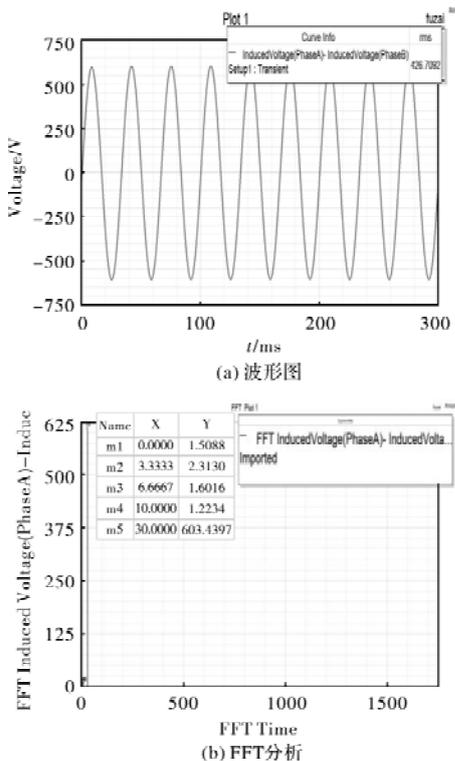


图 3 空载反电势

2.2 短路特性分析

发电机在对称稳定的运行过程中, 电枢磁势的大小并不会随着时间的变化而变化^[7]。当电机处于

空载运行状态时, 电机只有永磁体励磁, 电枢绕组开路, 负载电流为零。通过搭建外电路, 接入无穷大负载表示开路, 通过添加脉冲电压源和压控开关控制短路时间, 仿真时长为 0.333 s, 短路时间设置为 0.9 s。当发电机处于负载状态时, 可采用电压源作为激励。电压源激励可考虑绕组电阻和漏抗的影响。根据发电机并网理论, 发电机并网需满足电压相等, 频率相等条件, 故电压源可用三相对称正弦函数表示。电压源函数如式(4)所示。

$$\begin{cases} U_A = U_m \sin(2\pi ft - \theta) \\ U_B = U_m \sin(2\pi ft - \theta - \frac{2}{3}\pi) \\ U_C = U_m \sin(2\pi ft - \theta - \frac{4}{3}\pi) \end{cases} \quad (4)$$

式中, U_m 为电机额定电压幅值, f 为电机频率, θ 为功率角。

模拟发电机负载及空载三相、两相、单相突然短路并进行分析。得出突然短路时最大电流值见表, 通过表 3 可知, 三相短路时空载与负载的短路电流达到最大。

表 3 发电机短路电流参数

	短路电流峰值/A	短路电流倍数
空载单相	86.3	2.63
空载两相	115.7	3.54
空载三相	136.4	4.17
负载单相	113.7	3.48
负载两相	110.5	3.38
负载三相	125.1	3.82

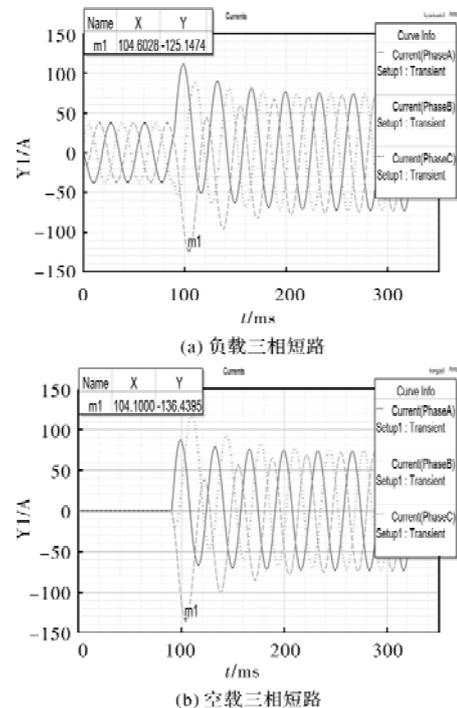


图 4 短路电流波形图

2.3 不平衡磁拉力分析

在电机的零部件实际加工及装配过程中，导致定转子气隙不均匀是比较常见的质量问题。气隙不均匀值的大小对电机的性能及运行可靠性至关重要。根据永磁电机生产及运行情况，对电机气隙不均匀度 10% 的情况进行不平衡磁拉力的仿真计算，为后续在电机结构和轴承计算中补充不平衡磁拉力的校核。

仿真时运用全模型对负载时发电机转子偏心率为 10% 工况进行仿真计算。通过 ACT Extensions 进行偏心设置，计算得出转子所受的不平衡磁拉力为 1.2788 kN。

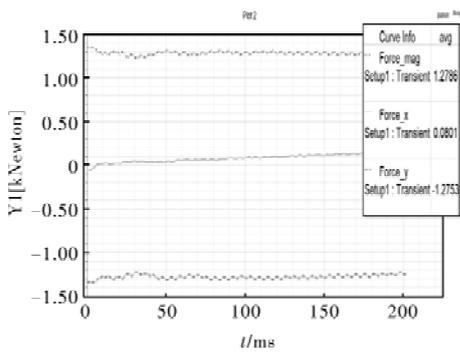


图 5 不平衡磁拉力波形图

3 样机与型式试验

基于 30 极 36 槽电磁设计方案和仿真计算结果，进行了样机的生产制造，在此基础上进行了发电机样机的型式试验。如表 4 所示，型式试验的性能测试指标与仿真计算结果基本一致，验证了电机方案设计的合理性。从本次试验结果可知，样机设计与制造达到预期，满足技术要求。

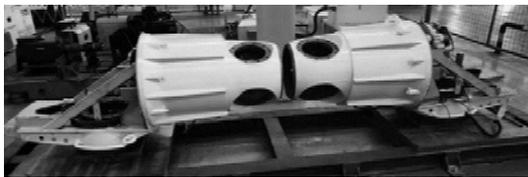


图 7 型式试验

表 4 发电机试验与设计参数对比

项目	试验值	设计值
定子相电阻 20 °C/Ω	0.36336	0.372376
空载反电动势/V	419	426
额定功率/kW	22	22
额定电压/V	398	400
额定电流/A	33.8	34.3
温升/K	52.9	69.4

4 结 语

本文通过对两种不同极槽方案进行电磁分析，综合两种方案各项参数及对电机性能的影响，最终选用了 30 极 36 槽的方案。并对其进行包括空载特性、负载特性、短路特性、不平衡磁拉力等电磁特性分析。

最后通过型式试验验证了样机设计方案的合理性。本文的研究对于高效、高可靠性小型风力发电机的设计以及工程应用提供了一定的理论与实际参考。

参考文献

- [1] 俞红鹰, 伍友刚. 小型风力发电机电磁设计特点[J]. 风能, 2012(8): 76-80.
- [2] 薛顶柱. 浅析小型风力发电机应用分析及评价[J]. 科技视界, 2013(30): 8, 22.
- [3] 董庆明. 小型永磁风力发电机设计与优化研究[D]. 大连: 大连海事大学, 2015.
- [4] 魏静微. 小功率永磁电机原理设计与应用[M]. 北京: 机械工业出版社, 2010.
- [5] 何庆领. 小型永磁风力发电机的优化设计和齿槽转矩分析[D]. 合肥: 合肥工业大学, 2015.
- [6] 赵博. 永磁直驱风力发电机的电磁设计与分析[D]. 武汉: 华中科技大学, 2015.
- [7] 张广慧. MW 级直驱永磁风力发电机的研究与设计[D]. 山东: 曲阜师范大学, 2018.
- [8] 华亦峰. 基于电磁力特性分析的永磁电机设计与电磁振动研究[D]. 江苏: 江苏大学, 2020.
- [9] 盛宇. 不同故障情况对并网型半直驱永磁风力发电机影响的研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2016.

(上接第 54 页)

- [3] 段志强, 黄娜, 米兴社, 等. 9 MW 海上用半直驱永磁风力发电机电磁特性分析[J]. 微电机, 2021, 54(5): 39-43.
- [4] 刘军伟, 李华阳, 钟云龙, 等. 3 MW 半直驱永磁风力发电机电磁设计与仿真[J]. 微特电机, 2020, 48(8): 27-30.
- [5] 邢军强, 孔莹莹, 汪明武. 10 MW 多相分瓣永磁直驱风力发电机设计研究[J]. 大电机技术, 2021, (2): 25-31.
- [6] 赵鹏飞. 永磁风力发电机转矩脉动抑制与变流控制策略研究[D]. 沈阳: 沈阳工业大学, 2021.
- [7] 安丰毅. 8 MW 永磁直驱风力发电机设计[D]. 沈阳: 沈阳工

- 业大学, 2020.
- [8] 曾聪. 3.6 MW 永磁半直驱风力发电机抗去磁特性研究[J]. 船电技术, 2021, 41(7): 18-22.
- [9] 安跃军, 娄利岗, 杨天宇, 等. 晶圆 FAB 厂罗茨真空泵用永磁电机研发设计与实验[J]. 真空科学与技术学报, 2019, 39(3): 185-190.
- [10] 张岳, 王凤翔. 直驱式永磁同步风力发电机性能研究[J]. 电机与控制学报, 2009, 13(1): 78-82

磁悬浮开关磁阻电机位置检测方法综述

何鹏, 黄苏丹, 曹广忠, 胡智勇

(深圳大学 广东省电磁控制与智能机器人重点实验室, 深圳大学 机电与控制工程学院, 广东 深圳 518060)

摘要: 磁悬浮开关磁阻电机是一种适用于超高速应用的新型电机, 特别是在航空航天发电机、储能飞轮、超真空半导体加工装备等领域显示出重要发展前景。精准的转子位置检测是磁悬浮开关磁阻电机高性能、可靠运行的前提。论文调查了国内外已公开的磁悬浮开关磁阻电机转子位置检测方法, 总结了基于光电式和磁敏式等传统位置传感器的检测方法。给出了因简化电机结构要求或为适用恶劣应用环境而发展的无位置传感器方法, 并仿真分析和检验了磁悬浮开关磁阻电机的基本无位置传感检测方法, 最后指出磁悬浮开关磁阻电机转子位置检测方法的发展趋势。

关键词: 磁悬浮开关磁阻电机; 转子位置检测; 无位置传感

中图分类号: TM352

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2023)07-0059-06

Review of Rotor Position Detection Methods for Bearingless Switched Reluctance Motors

HE Peng, HUANG Sudan, CAO Guangzhong, HU Zhiyong

(Guangdong Key Laboratory of Electromagnetic Control and Intelligent Robot, College of Mechatronics and Control Engineering, Shenzhen University, Shenzhen Guangdong 518060, China)

Abstract: The bearingless switching reluctance motors (BSRMs) is a new type of motor suitable for ultra-high speed applications, especially in the fields of aerospace generators, energy storage flywheels, ultra-vacuum semiconductor processing equipment and so on. The premise of high performance and reliable operation of BSRMs is the requirement of accurate rotor position detection. The review of rotor position detection method of BSRMs was presented in this paper. The rotor position detection methods of BSRMs based on photoelectric and magneto-sensitive traditional position sensors were summarized. Then, the rotor position sensorless methods of BSRM, that was applied due to the complexity of the motor structure or the harsh application environment, were analyzed. Moreover, the rotor position detection methods of BSRMs were simulated and analyzed. Finally, the development trend of rotor position detection methods for BSRMs was pointed out.

Key words: bearingless switching reluctance motor (BSRM); rotor position detection; position sensorless

0 引言

磁悬浮开关磁阻电机(Bearingless Switched Reluctance Motors, BSRMs)是一种新型的磁悬浮电机, 将磁轴承技术和开关磁阻电机相结合^[1], 通过电机动定子之间的磁场作用实现电机转子的无接触悬浮和旋转。相比于传统开关磁阻电机, BSRMs具有无摩擦、寿命长、高速旋转等优良特性, 还继承了传统开关磁阻电机的成本低、结构简易、环境适应性强、

调速性能优异等诸多优点^[2]。

BSRMs的稳定运行依赖于精确的转子角度位置信息^[3]。转子位置的传统检测方法一般借助霍尔位置传感器、光电编码器等传感器进行直接测量, 该方法也称作直接检测方法。直接位置检测方法的优点是操作简单、可靠性高, 缺点是增加成本和电机结构的复杂性, 同时转子的位置检测也受限于传感器的分辨率, 影响系统的高性能运动^[4-5]。采用无位置传感方法可有效解决直接位置检测方法的上述问

收稿日期: 2022-12-17

基金项目: 国家自然科学基金(52277061、51907128); 广东省自然科学基金(2021A1515011704); 深圳市自然科学基金基础研究重点项目(JCYJ20220818095804009); 深圳市科技攻关重点项目(JSGG20200701095406010)。

作者简介: 何鹏(1999), 男, 硕士研究生, 研究方向为电机设计与控制。

通讯作者: 黄苏丹(1986), 女, 博士, 副教授, 研究方向为电机设计与控制。

题。无位置传感方法利用获取的电机电信号再通过间接解算得到转子的位置信息^[6]，近年来电机领域对无位置传感方法的研究日益增长，已成为电机控制领域的研究热点。

本文将综述 BSRMs 的转子位置检测方法，以期对 BSRMs 提供参考。

1 电机结构及原理

磁悬浮开关电阻电机的定子上缠绕两组激励绕组，分别是转矩绕组和悬浮绕组，其中转矩绕组也被称为主绕组。电机工作时利用转矩绕组产生的电磁转矩，以及悬浮绕组产生的悬浮力，对定子绕组产生的转矩力进行调节控制，改变绕组通电方向和大小，最终实现电机的旋转和悬浮^[7]。BSRM 产生转矩的机理是与开关磁阻电机一致，因此在结构上两种电机也是相似的。如图 1 所示为 12/8 极 BSRM 的基本结构，电机定子上安装两套绕组，分别是提供电磁转矩的主绕组和提供悬浮力的悬浮绕组^[8]，为了方便观察分析电机的物理结构，图中只画出 A 相的绕组结构。

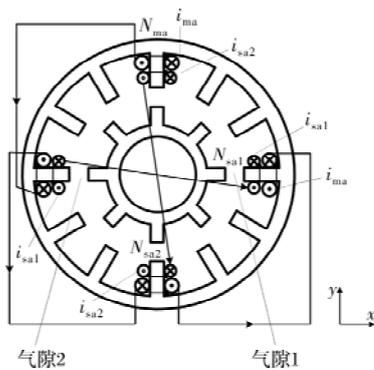


图 1 12/8 双绕组 BSRM 结构示意图

转子实现悬浮是通过控制转子两侧的气隙磁场不平衡的作用，磁场的偏向使得转轴上产生径向悬浮力，再调节改变提供给悬浮绕组的电流大小，改变磁场在气隙中的分布，从而实现转子的径向悬浮。原理如下：当对 A 相各绕组通入电流，因为主绕组和悬浮绕组在气隙 1 处的绕线方式一致，所以两组通电绕组在气隙 1 处产生的磁场方向相同，使得此处磁密增强；而在气隙 2 处的主绕组和悬浮绕组的绕线方向相反，在气隙 2 处就会产生相反方向的磁场，使得气隙 2 处的磁密减弱^[9]。叠加的磁场就会在 x 方向产生径向悬浮力，悬浮力的方向向右。若保持流入主绕组电流的方向和大小都不变，仅改变通入悬浮绕组的电流方向，就会产生方向向左的径向悬浮力。同理，在 y 方向上产生径向悬浮力的原

理和上述一致^[10]。

改变 A 相悬浮绕组的电流方向和大小，就能够实现转子在 x 和 y 方向的径向悬浮。相同的，控制 B 相和 C 相悬浮绕组的通电方向和电流大小，也能够控制转子产生不同大小和方向的径向悬浮力来实现不同方向上的转子悬浮。

图 2 所示的是一种双定子结构 BSRM，这种电机在结构上不同于图 1 所示的双绕组集中式的电机结构，但在工作原理上两者并无差别。双定子结构电机从外观上来看是将主绕组和悬浮绕组进行分离，主绕组仍缠绕在定子上，而悬浮绕组则缠绕在转子内部。因此双定子结构的主要特点是电机绕组分为内外定子极，外定子极提供转子的旋转转矩，内定子极提供转子的径向悬浮力，并且悬浮绕组独立控制。这种双定子结构的 BSRM 相比于双绕组结构电机更易于控制，并且凭借绕组间的分离，做到解耦了电机的悬浮力和转矩力之间的耦合^[10]。比较这两种不同结构的电机，在工作原理上没有本质区别，但是从绕线方式、电机成本和控制的困难程度上存在差异。

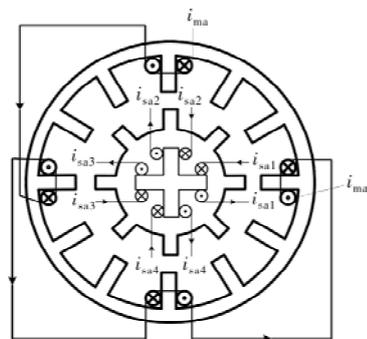


图 2 12/8BSRM 结构示意图

2 转子位置检测方法

2.1 传统检测方法

传统的位置检测需要由位置传感器提供信息，为电机调速系统提供当前时刻的转子位置，因此传感器是位置检测的重要工具，也是电机的不可缺少的组成部分^[11]。凭借从位置传感器所获得的转子位置信息，控制器获得位置传感器的信息并对转子位置加以解算，调速系统的控制器在适当的时刻控制绕组电流的接通或关断。

位置传感器的种类诸多，按照传感器检测原理的不同可分为磁电感应式、光电式、和磁敏式等^[12]。而磁电感应式位置传感器因其笨重的物理结构，严重影响安装位置和方式，逐渐在位置检测领域当中淘汰。光电码盘等光电式传感器因其高精度、

高分辨率的特点, 被广大学者接受且广泛应用于伺服系统中。霍尔位置传感器凭借其结构简易、体积小、可靠性高, 在位置检测领域中应用广泛^[13]。如

表 1 所示, 表格中分别介绍了光电编码器、磁编码器和旋转变压器三类传统位置传感器的检测原理和优缺点。

表 1 常见的位置传感器分类

传感类别	光电编码器	磁编码器	旋转变压器
类型	增量式、绝对式	磁电式、磁阻式	正余弦、磁阻式
检测原理	角位移通过光电效应的方式检测转换为脉冲数字信号	磁敏元件的电阻或电压值会随着材料的角度或位移的变化相应改变, 经过解算得到位置信息	根据电磁感应, 输出电压同转子角位移呈现为函数, 经过轴角变换得到转子位置
优缺点	精度高、分辨率高, 但成本高、安装难度大、高速时易丢失脉冲	传感器机械强度高、环境适应性强、处理电路简单, 但分辨率低	成本低、高速特性好、抗干扰, 但精度、分辨率低, 并且体积小

2.2 无位置传感检测方法

无位置传感技术在近几十年来越来越受广大学者的关注, 引起了广泛的研究热潮^[14]。无位置传感技术的主要思想是利用电机运行时绕组的电信号, 通过算法对转子位置解算, 不需要人为产生的电压和电流信息^[15]。BSRM 的无位置传感检测主要包括四类, 分别是导通相检测法、非导通相检测法、附加元件法和智能检测法, 四大类中较为典型的有: 电流波形检测法、磁链-电流法、磁链法、电流斩波波形法、状态观测器检测法、人工智能法等^[16]。

(1) 电流波形检测法

早在 1985 年, Acarnley 等人首次提出基于绕组电流波形的转子位置检测方法^[17], 其基本思想为: BSRM 在运行时, 绕组的电流变化率依靠的是绕组电感增量, 而不同的转子位置决定电感大小, 转子位置也因此能够进行解算。

电机单相绕组的电压平衡方程为

$$U = Ri + L(\theta) \frac{di}{dt} + i \frac{dL(\theta)}{dt} \quad (1)$$

由此可得

$$L(\theta) = \frac{[AL_0(\theta) - B]e^{At} + B}{A} \quad (2)$$

式中, $A = \frac{di/dt}{i}$, $B = \frac{U - Ri}{i}$, $L_0(\theta)$ 为电感的前一时刻采样值。

电流波形检测法原理并不复杂, 但检测的速度范围小, 位置检测只适用于低速状态^[18]。此外, 电感的数值并不容易获得, 噪声信号的存在也带来不可忽略的影响, 以及 A/D 采样延时等对位置检测造成误差的情况。针对以上问题, 利用 BSRM 定子绕组依次通电的特点, 将检测脉冲通入非导通相进行转子位置检测^[19]。

(2) 磁链-电流法

1988 年 N. H. Mvungi 等人提出了磁链-电流

法^[20], 这种检测方法利用的是电机转子位置同绕组相磁链以及相电流之间的关系进行检测。磁链很小时, 磁路就可以不考虑其非线性以及磁饱和, 电流恒定时, 磁链与转子位置的关系曲线如图 3 所示; 磁链恒定时, 电流与转子位置关系如图 4 所示。磁链-电流法解决电磁阻尼影响, 同时也考虑到了运动电势, 缺点在于检测精度依靠数学建模是否精确。

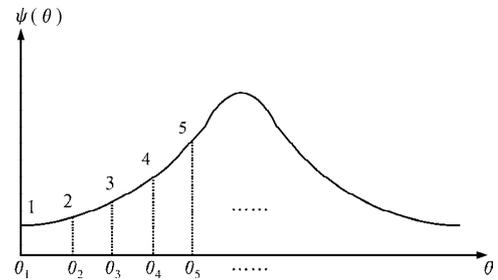


图 3 电流恒定时磁链与位置的关系曲线

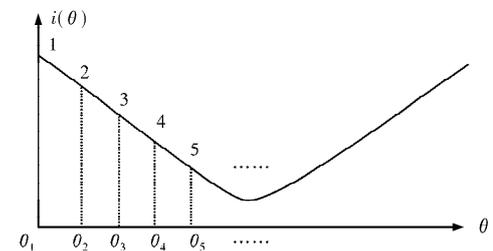


图 4 磁链恒定时电流与位置的关系曲线

(3) 磁链法

1991 年由 J. Lyons 等人提出磁链法^[20], 这种转子位置检测方法的思想是基于磁链、电流和转子位置之间的关系, 不考虑绕组互感因素, 得到转子位置同绕组的磁链以及电流所表达出的函数, 并经过试验获得数据, 建立二位数字表格, 获得磁链和电流的数值, 借助表格就可以解算转子位置。

此方法操作方便快捷, 但存储表格的内存空间是关键因素, 若精度越高, 内存就越大。针对不足, 2001 年邱亦慧等人提出了一种对磁链法的简化方法, 思想是单相绕组依次导通时, 只要能够判断出

换相位置点即可, 无需转子位置新型。只需要磁链-电流曲线在获得最大电感位置时, 就能查表解算。

(4) 电流斩波波形法

电流斩波波形法是通过电流变化时间判断转子位置^[21], 电流斩波波形如图所示, 图中所示的最大值和最小值记为是 I_{\max} 和 I_{\min} , 电流从最小值上升到最大值的时间记为上升时间 t_r 。

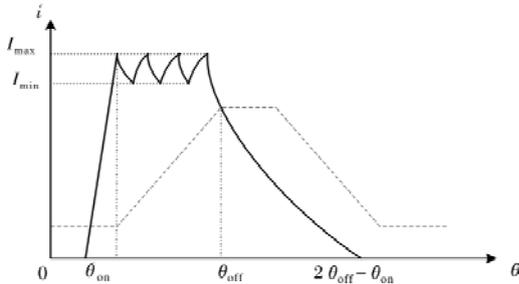


图5 电流斩波波形曲线

电机相电压方程为

$$u_k = R_k i_k + \frac{d\psi_k}{dt} = R_k i_k + \left(\frac{\partial \psi_k}{\partial i_k} \frac{di_k}{dt} + \frac{\partial \psi_k}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} \right) \quad (3)$$

在一个斩波周期内, 电流的上升率为

$$\frac{di_k}{dt} = \frac{I_{\max} - I_{\min}}{t_r} \quad (4)$$

代入上式得到电感变化量

$$\Delta L_k = \frac{\partial \psi_k}{\partial i_k} = t_r \cdot \frac{u_k - R_k i_k - \frac{\partial \psi_k}{\partial \theta}}{\Delta i} \quad (5)$$

此方法原理简单, 不需要外加测试信号, 提高了电机的可靠性, 但该方法受限于转速、斩波电流以及电压波动, 在对旋转电动势忽略的情况下, 可以获得较为精确的位置信息, 不适合高速状态下采用^[22]。

(5) 附加元件法

附加元件法是通过额外在电机的特殊位置处安装元件, 在电机周期运行过程中元件相应输出周期变化的信号, 借助元件的输出信号估算转子位置。附加元件法分为附加电容检测法和附加电感线圈检测法是根据额外安装元件的不同。

附件电容检测法需要在电机定子槽中安装元件, 电容元件通常是一块金属平板, 转子与平板就构成一个电容器。当电机旋转时, 电容器的面积和间距也会发生周期性的改变, 得到电容器的容值与转子位置间的函数, 以此估算转子位置^[23-24]。此方法原理简单, 适应性强, 不需考虑绕组电流及负载等影响; 缺点是增加电机结构的复杂性, 平板的安装位置会影响到转子位置的检测误差。

附加电感线圈检测法是把电感线圈链接在主绕

组线圈上, 也可以得到附加线圈的电感同转子位置间的函数。按照线圈的接法可分为顺串和反串两种, 顺串接法的电感幅值和灵敏度高, 但易受主绕组电流干扰, 反串接法相反。附加元件法的优点是易于操作, 适用各种电机; 但是额外添加的元件带来成本增加的同时也会影响结构复杂性^[25]。

(6) 状态观测器检测法

1986年由Lumsdaine等人提出状态观测器法^[26], 针对电机转子位置和绕组相电感的关系, 将其拟合成函数表达并输入至状态观测器。建立线性状态方程可以选择电压和电流作为状态方程的输入和输出变量, 转速、位置角等作为状态量, 建立由BSRM自身的状态观测器方程^[27], 最终根据输出得到的相电压和相电流, 就能解算转子位置。

该方法采用电机线性模型, 电流观测器性能较差, 很容易受到观测器设置的参数变动还有外部干扰的噪声信号的影响, 动态性能较差^[28-29]。同时位置检测算法复杂, 需要高性能CPU。但是状态观测器法降低了成本, 不需要额外的附加元件或者检测电路, 并且不考虑检测电流的负面影响^[30]。

(7) 人工智能法

随着智能控制理论的快速发展, 智能控制也随之引入无位置传感器的研究中。

2002年由ErkanMese等人提出利用神经网络实现转子位置检测^[31], 其基本思想是: 基于相电流和测量电流的神经网络对转子位置进行估计, 神经网络的训练数据集可以同时输入流量和电流, 相应的转子位置角构成输出网络结构, 可以实时确定转子位置, 提高控制效率。通过训练大量的数据样本, 建立准确反映位置、流量和相电流之间非线性关系的神经网络^[32-35], 并对转子位置进行验证。该方法的优点是无需建立鲁棒性好、无需附加电路的电机数学模型^[36]。缺点是需要大量的训练数据和更长的学习周期。

3 仿真分析

BSRM在旋转运行过程中, 各相绕组的电感表现出周期性的变化, 这是开关磁阻电机的物理结构所导致的, 具体呈现出电感与转子位置角的函数^[37], 这就是基于电感周期变化解算转子位置角的思想。在电机运行过程中, 若是想要获得电机单相绕组的全周期电感变化数值, 就需要人为地向电机非导通相注入高频脉冲, 做此激励获得全周期的电感^[38-41]。

为了验证无位置传感检测方法的可行性, 基于Matlab/Simulink软件的仿真研究, 以6/4结构的

BSRM 进行空载仿真，绕组电感的电周期为 90 度，记录电感极值间的时间间隔就能够估计除极值处的转子位置^[42]，如公式(6)所示。仿真设置导通角 0°~45°，转速为 1000 r/min 条件下的绕组电流、磁链、电感及角度误差的仿真波形。

$$\begin{cases} \omega = \frac{\Delta\theta}{\Delta t} \\ \theta(k+1) = \theta(k) + \omega \cdot \Delta t \end{cases} \quad (6)$$

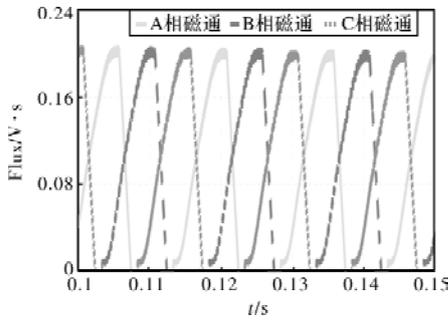


图 6 三相磁通结果

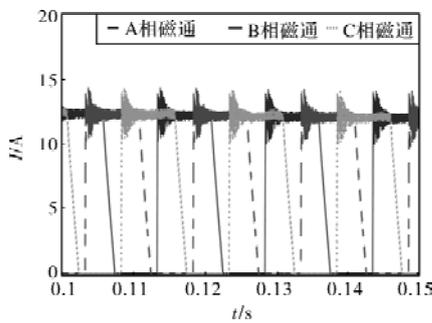


图 7 三相电流结果

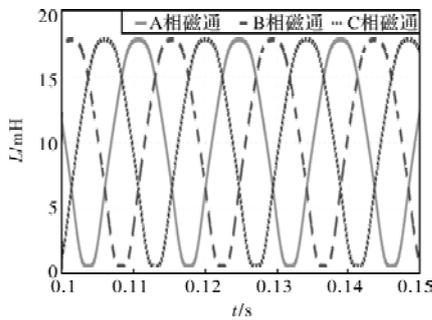


图 8 三相电感结果

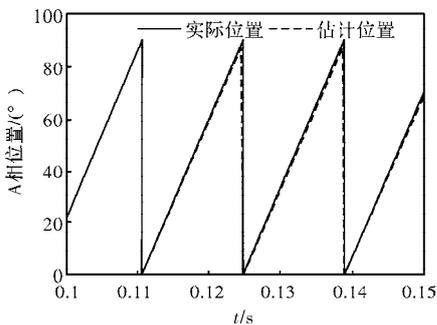


图 9 A 相位置结果

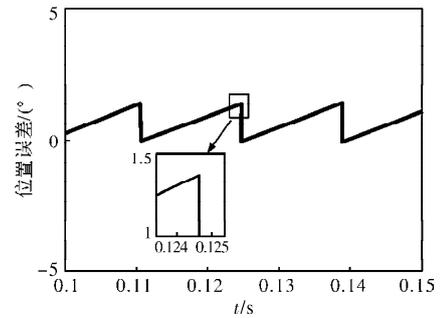


图 10 位置误差

通过仿真波形可以看出，得到绕组磁通、电流及电感的电信号，在电感信号的特殊点位置，更新转子位置信息，再结合电机转速和特殊点的时间间隔，可以估算转子位置^[43]。对比估算位置和实际位置，此方法对转子位置的准确估计，验证了 BSRM 的无位置传感方法的可行性。在实际应用中，绕组电感信号易受到其他因素的影响，表现出不规则的电感曲线。文献[44]根据电感误差提出误差补偿的检测方法，以负载转矩作为自变量，交点角度的位置作为因变量，通过建立函数关系进行补偿，降低磁饱和的影响，实现位置检测精度的提高。

4 结 语

本文在介绍 BSRMs 运行特点和工作原理的基础上，对 BSRMs 的主要转子位置检测方法进行了比较分析。针对位置传感器物理结构上的弊端，详细分析了电流波形检测法、磁链-电流法、磁链法、电流斩波波形法、状态观测器检测法、人工智能法等无位置传感方法。目前，BSRMs 位置检测方法向着智能化、微型化、高精度等方向发展，无位置传感方法是其研究热点，也是其亟需深入研究的内容。

参考文献

- [1] 王喜莲, 葛宝明, 王旭东. 一种无轴承开关磁阻电机悬浮性能分析[J]. 电机与控制学报, 2013, 17(1): 7-12.
- [2] 陈强, 韩润宇, 孙建忠. 开关磁阻电机初始位置的高精度检测[J]. 微电机, 2020, 53(4): 50-53, 82.
- [3] 孙玉坤, 袁野, 黄永红, 等. BSRM 及其关键技术发展综述[J]. 电工技术学报, 2015, 30(22): 1-8.
- [4] 袁野, 孙玉坤, 丁世宏, 等. 混合单绕组磁悬浮开关磁阻电机悬浮特性分析[J]. 中国电机工程学报, 2022(9): 1-9.
- [5] 李之乾, 王国峰, 范云生, 等. 基于改进的开关磁阻电机无位置传感器技术[J]. 微电机, 2021, 54(6): 76-83.
- [6] 曹鑫. 12/8 极无轴承开关磁阻电机的研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2010.
- [7] 李之乾, 王国峰, 范云生, 等. 基于改进的开关磁阻电机无位置传感器技术[J]. 微电机, 2021, 54(6): 76-83.
- [8] 项倩雯, 方梦娇, 袁野, 等. 混合励磁双定子磁悬浮开关磁阻

- 电机电磁特性分析[J]. 微电机, 2018, 51(12): 6-13.
- [9] 嵇小辅, 马滔, 项倩雯. 8/6 极单绕组磁悬浮开关磁阻电机建模与分析[J]. 微电机, 2014, 47(6): 9-14.
- [10] 开关磁阻电机调速系统控制策略研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2017.
- [11] 单烁. 电涡流式开关磁阻电机转子位置传感器研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2017.
- [12] 吴建兵, 孙玉坤, 吉敬华. 磁悬浮开关磁阻电动机研究[J]. 微电机, 2007(7): 79-85.
- [13] 范志军. 新型双定子无轴承开关磁阻电机的设计与分析[D]. 沈阳: 沈阳工业大学, 2022.
- [14] 张磊, 刘闯, 韩守义. 基于全周期电流包络线开关磁阻电机无位置传感器技术[J]. 电机与控制学报, 2019, 23(11): 109-117.
- [15] 毛景魁, 赵筱赫. 磁悬浮开关磁阻电机运行机理与仿真设计[J]. 微电机, 2012, 45(8): 18-21, 49.
- [16] 曹鑫, 刘从宇, 邓智泉, 等. 单绕组 12/4 极无轴承开关磁阻电机转矩和悬浮力的解耦机理与实现[J]. 电工技术学报, 2018, 33(15): 3527-3534.
- [17] 李争, 王鑫, 张丽平, 等. 双定子开关磁阻电机的磁场分析及转矩计算[J]. 电气传动, 2020, 50(12): 111-117.
- [18] 匡斯建, 张小平, 王易华, 等. 考虑磁路饱和的开关磁阻电机无位置传感器控制方法[J]. 电子测量与仪器学报, 2021, 35(7): 202-209.
- [19] 吴红星, 倪天, 郭庆波, 等. 开关磁阻电机转子位置检测技术综述(二)[J]. 微电机, 2011, 44(4): 76-81.
- [20] 周素莹, 林辉. 无位置传感器的开关磁阻电机转子位置检测技术[J]. 电气传动, 2006(2): 8-16.
- [21] 呼子茗, 朱景伟, 王高林, 等. 基于高频方波信号注入的永磁同步电机初始位置检测方法研究[J]. 电气工程学报, 2021, 16(4): 78-84.
- [22] 刘利, 李广林, 刘超, 等. 永磁同步电机转子初始位置辨识研究综述[J]. 微特电机, 2021, 49(9): 47-52, 62.
- [23] 李抑非, 蒋全. 永磁同步电机转子初始位置检测技术研究进展[J]. 电子科技, 2021, 34(4): 24-33.
- [24] Paul P. Acarnley, Roland J. Hill, Clive W. Hooper, et al. Detection of Rotor Position in Stepping and Switched Motors by Monitoring of Current Waveforms[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1985, 32(3): 215-222.
- [25] 陈辉, 张晓明, 张磊, 等. 计及互感影响的四相开关磁阻电机测试线圈转子位置检测研究[J]. 电工技术学报, 2018, 33(23): 5410-5417.
- [26] 孙玉坤, 于丰源, 黄永红, 等. 双定子磁悬浮开关磁阻电机直接转矩与直接悬浮力控制[J]. 电机与控制应用, 2018, 45(11): 7-14, 20.
- [27] Lyons J P, MacMinn S R, Preston M A. Flux/current Methods for Rotor Position Estimation [C]. Conf. Rec. IEEE Ind ApplSoc, 1991: 482-487.
- [28] 周云红, 孙玉坤, 袁野. 双定子磁悬浮开关磁阻电机的转子位置角自检测[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(1): 250-257.
- [29] 孙庆国, 兰天泽, 刘旭. 基于特征位置区间电感阈值约束的 SRM 中高速无位置传感器容错控制[J]. 中国电机工程学报, 2022(9): 1-12.
- [30] 付光杰, 赵子明, 邹伟. 基于转速的无刷直流电机转子位置检测研究[J]. 电机与控制应用, 2014, 41(10): 47-52.
- [31] 田建, 王宏华, 王卫东. 无轴承开关磁阻电机滑模观测器间接位置检测研究[J]. 机械制造与自动化, 2021, 50(2): 185-188.
- [32] 王伊. 永磁同步电动机转子位置检测策略的研究[D]. 湖北: 华中科技大学, 2006.
- [33] 匡斯建, 张小平, 刘苹, 等. 基于相电感非饱和和区定位的开关磁阻电机无位置传感器控制方法[J]. 电工技术学报, 2020, 35(20): 4296-4305.
- [34] Yi Wang, Honghua Wang, Jingwei Zhang, et al. A Piecewise Analytical Model of Bearingless Switched Reluctance Motor for Full Rotor Angular Positions [J]. Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering, 2021, 41(1).
- [35] 司利云, 林辉. 开关磁阻电机无位置检测方法及相关技术研究综述[J]. 测控技术, 2008(4): 1-6.
- [36] 王航. 开关磁阻电机转子位置间接检测控制系统研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨理工大学, 2018.
- [37] Yan Cai, Yan Bin Wen, Chen Hui Wang, et al. Detection and its Application of Real-Time Rotor Position with High-Precision for Switched Reluctance Motor Drive [J]. Applied Mechanics and Materials, 2013, 2701: 415-415.
- [38] 周永勤. 开关磁阻电动机磁链与转子位置间接检测的研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨理工大学, 2014.
- [39] 李姗姗, 李爱民, 王青, 等. 基于特殊位置检测的开关磁阻电机无位置传感器控制策略[J]. 电机与控制应用, 2018, 45(12): 12-18.
- [40] Do-Young Jung, Young-Rock Park. Speed Control of 8/6 Switched Reluctance Motor Using New Rotor Position Detection Techniques [J]. The Korean Society of Industry Convergence, 2003, 6(4).
- [41] 姚磊. 单绕组 BSRM 无位置传感器研究[J]. 信息技术, 2015(10): 4-8.
- [42] 王晟皓. 基于神经网络的开关磁阻电机无位置传感器控制[D]. 大连: 大连海事大学, 2019.
- [43] 金文博. 开关磁阻电机的无位置传感器控制[D]. 广东: 华南理工大学, 2015.
- [44] 许爱德, 任萍, 陈加贵, 等. 基于电感特殊位置点的开关磁阻电机转子位置检测及误差补偿[J]. 电工技术学报, 2020, 35(8): 1613-1623.

基于智慧物流的轮式机器人设计

邓 杰, 文家雄, 何媛媛, 肖 强, 李 婧
(四川信息职业技术学院, 四川 广元 628040)

摘要: 本文以 STC8A 系列单片机设计了一款大学生双创比赛机器人, 该机器人集巡航系统、感知系统和动作系统于一体。巡航系统由四轮驱动的麦克纳姆轮底盘实现, 完成巡线和自主巡航功能; 感知系统主要采用 OpenMV 模块, 通过获取 Tag 指令完成规定动作; 动作系统主要由 8 个伺服电机组成的八自由度机械臂, 以完成快件的抓取功能。经过大量测试, 所设计机器人整车性能良好, 能很好地实现预设功能, 具有一定的实用性。

关键词: 巡航; 感知; 动作; 四轮驱动; OpenMV; 机械臂; 单片机

中图分类号: TP272 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-6848(2023)07-0065-03

Design of Wheeled Robot Based on Intelligent Logistics

DENG Jie, WEN Jiexiong, HE Yuanyuan, XIAO Qiang, LI Jing

(College of Intelligent Control, Sichuan Institute of Information Technology, Guangyuan Sichuan 628040, China)

Abstract: In this paper, a college student's mass entrepreneurship and innovation competition robot was designed based on STC8A series single-chip microcomputer. The robot integrates cruise system, perception system and motion system. The cruise system was realized by the four-wheel drive McNaim wheel chassis, which completed the line patrol and autonomous cruise functions; The sensing system mainly used the OpenMV module to complete the specified action by obtaining the Tag instruction; The motion system mainly consisted of an eight degree of freedom mechanical arm composed of eight servo motors to complete the capture function of express. After a large number of tests, the designed robot has good performance, can well realize the preset function, and has certain practicality.

Key words: cruise; perception; action; four wheel drive; openMV; mechanical arm; singlechip

0 引 言

日前, 在 2022 世界机器人大会闭幕式上发布了《机器人十大前沿热点领域(2022 - 2023)》报告, 在该报告中, 仓储物流机器人被列入 2022 - 2023 年十大机器人应用热点产品。

为了提高基层物流运输工作的效率与准确性, 邓语馨等^[1]基于 STM32 单片机设计了一款智能物流轮式循迹机器人, 配合红外检测传感器和伺服电机, 将增量式 PID 算法移植到 STM32 单片机中, 实现对差速驱动自动搬运机器人 AGV 系统的稳定循迹控制。彭周萍等^[2]设计了一款竞赛用智能物流搬运机器人, 该机器人以 STM32 单片机为控制核心, 对机械结构模块、电机驱动模块、颜色识别模块、二维码扫描模块、循迹模块、舵机、电源稳压模块等模

块进行设计、选择和优化, 实现了不同指令的物料搬运。朱玲^[3]等针对含有驱动器动力学的非完整移动机器人轨迹跟踪控制问题, 提出了一种新型非完整移动机器人自适应模糊神经滑模控制算法, 并通过仿真验证了该算法的有效性。

本文设计轮式物流机器人, 通过寻迹的方式控制小车的行进; 采用 OpenMV 环境, 识别 AprilTag 指令, 实现自主巡航和控制动作系统完成物料的抓取。目前本文设计机器人已在第十五届和十六届“挑战杯”四川省大学生课外学术科技作品竞赛中荣获三等奖。

1 系统整体结构

系统控制框架如图 1 所示。根据系统设计, 物流机器人主要由控制器 STC8A8K 单片机、语音控制

模块、四驱麦克纳姆轮底盘、OpenMV 物料捕捉模块、八自由度机械臂、“红绿灰”状态显示灯带和用于程序调试的上位机等组成。

为保证机器人在紧急情况下的安全运行，本系统将语音控制优先级设置在最高级。系统启动后，MR320 语音识别模块随即启动，并实时采集语音信号，通过对发令者的语音识别，实现小车的紧急控制；三个光电寻黑传感器分别安装在小车的前左右三侧，以实现行驶、取货和卸货功能；通过机器视觉 OpenMV，识别 AprilTag 指令，实现自主巡航和物料搬运；通过舵机驱动器，控制机械臂完成物料的抓取。

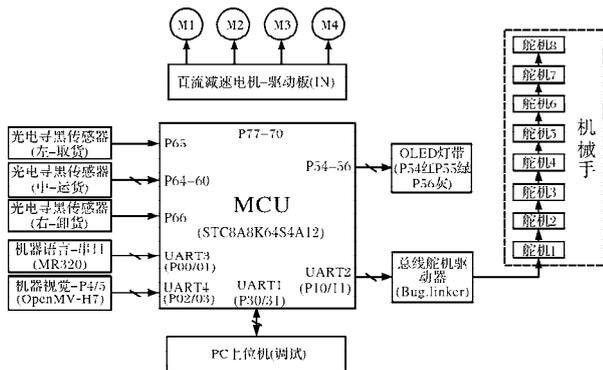


图 1 系统整体框图

2 硬件电路

2.1 主控芯片

本系统采用宏晶公司 2016 年推出的 STC8 系列 8 位 STC8A8K64S4A12 单片机，该单片机具有 4 个相互独立的串口外设 UART，片内有 8K 字节 RAM 和 64K 字节 Flash；同时该单片机在 51 内核基础上添加了大量资源，内外设功能可以通过编程实现在多个引脚间切换；内置时钟、复位等附属电路，简化了单片机最小系统；并具有工作电压范围宽，ADC 采集精度高，价格便宜等优点。综合考虑该单片机满足本文设计机器人工作需要，且性能稳定可靠。

2.2 语音控制模块

本系统采用 MR320 语音模块，该模块可设置按键唤醒、口令唤醒、按键 + 口令唤醒和无口令模式，词条修改简单，通过上位机软件连接电脑修改即可，无需任何编程。

在自动化程度不高的物流车间内，机器人在工作中容易与车间内的其他物件或工作人员发生干扰，甚至发生危险情况，此时可以通过预设口令，来控制机器人紧急避险；也可以在正常工作时，控制机

器人去往合适的工作场地，完成相应的搬运工作。图 2 为 MR320 电路图。

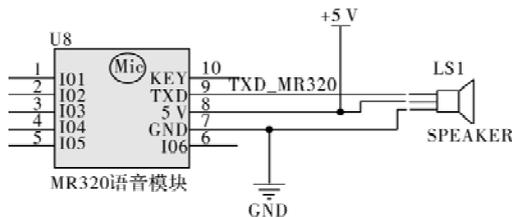


图 2 MR320 电路图

2.3 基于机器视觉的巡航模块

本文设计移动机器人，目标在复杂的物流环境下使用。机器人移动方式主要分为光电巡线和自主巡航两种，并采用四轮麦克纳姆轮底盘。在使用时，先在行驶路径和抓取、卸货点铺上黑色胶带，机器人底盘左右两侧及前端各安装一个光电传感器，用来检测快件抓取点、卸货点和快件搬运，即通过巡线实现轨迹跟踪^[4]。其电路图和安装图如图 3 所示。

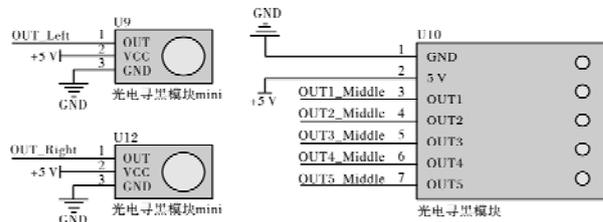


图 3 寻黑模块安装图

自主巡航模块主要采用 AprilTag 图像数据处理方式进行视觉追踪，这种方式下，可以有效避免传统机器人的障碍物检测与避障步骤，大大简化了系统构成，提高了小车的运行效率。同时 AprilTag 也有效克服了传统机器视觉受光照强度影响较强的缺陷，视觉端只需捕捉到带有指定的 Tag 即可。工作时，根据使用需求，先规划好小车行驶路径，在路径上贴上行驶指令，功能类似于公路上路牌，引导小车行驶；并在物料上贴上机械臂动作指令，实现物料的搬运。Tag 控制指令如图 4 所示。硬件设计整体图如图 5 所示。



图 4 Tag36H11 控制指令

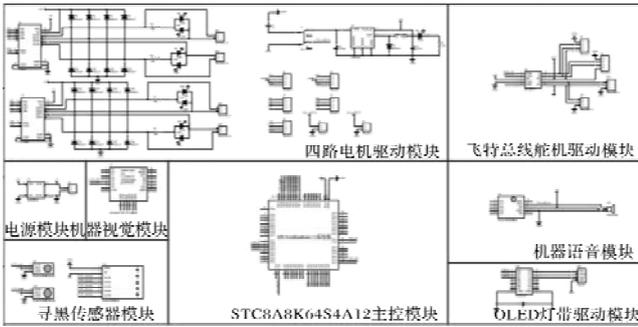


图 5 硬件总体图

3 软件设计

根据系统的工作情况，软件部分采用 C 语言编写实现，主要分为 MR320 语音控制、OpenMV 视觉控制、光电传感器寻迹控制和机械手动动作五部分。系统总体框图如图 6 所示。

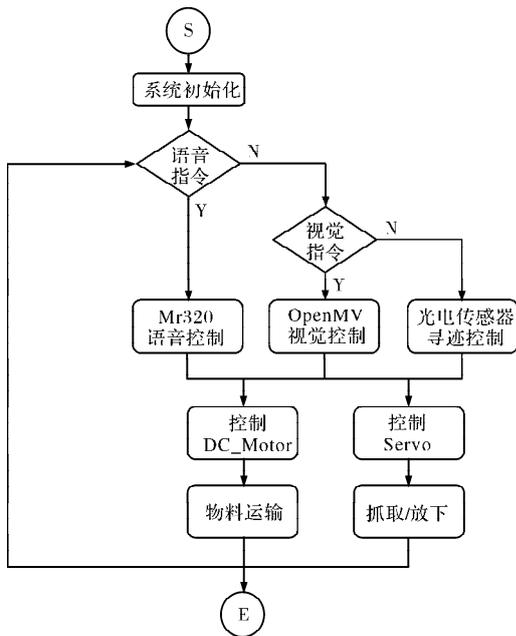


图 6 软件总体框图

4 系统测试

4.1 综合测试

如前文所述，系统测试主要针对机器人语音控制、行驶过程和 Tag 指令测试三种。图 7 为移动机器人实物，图 8 为物料搬运过程测试，表 1 为测试结果记录。

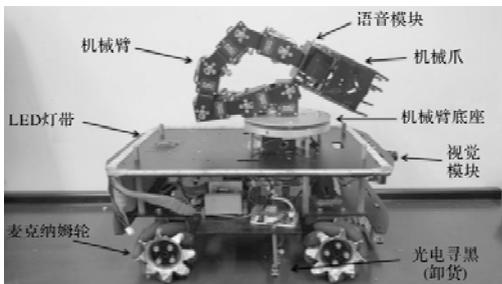


图 7 机器人实物图

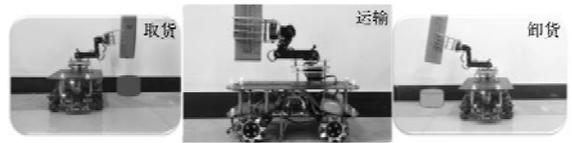


图 8 物料搬运过程图

表 1 现场测试结果

类别	测试次数	完成次数	失败次数	成功率/%
语音控制	300	298	2	99.3
巡线测试	300	300	0	100
自主巡航测试	300	300	0	100
Tag 指令测试	300	296	4	98.7

4.2 测试结果分析

从表 1 测试结果来看，本文设计的基于智慧物流的四驱轮式机器人达到了预先目标。两种行驶方式下机器人的行驶均未出现失败；语音控制和 Tag 指令测试下，均出现了测试失败现象。从测试过程中来看，语音模块在测试时，受到环境噪音的影响，出现了未检测到语音和检测错误的情况；而在 Tag 指令测试中，AprilTag 图像数据处理方式虽说能避免障碍物的检测和避障设计，但是如果 Tag 标签粘贴的位置不能很好地被摄像采集则会出现漏检的情况。

5 结 语

基于智慧物流，本文设计了一种集巡航系统、感知系统和动作系统于一体的多功能四驱移动机器人。该机器人以 STC8A8K 单片机为控制核心，采用四驱麦克纳姆轮为移动底盘，实现寻迹和自主巡航功能；为了避免障碍物检测和避障步骤，提高系统抗干扰能力，采用了 AprilTag 图像数据处理方式。通过多次重复试验，本文设计移动机器人，具有较好的指令执行效果，具有一定的实用性。

参考文献

- [1] 邓语馨, 陈洪芳, 张爽, 等. 智能物流的轮式机器人系统设计[J]. 工具技术, 2022, 56(6): 57-60.
- [2] 彭周萍, 王丽芳, 满达虎. 基于 STM32 控制的竞赛用智能物流搬运机器人设计[J]. 轻工科技, 2022, 38(3): 82-84.
- [3] 朱玲, 李艳东, 郭媛. 移动机器人自适应模糊神经滑模控制[J]. 微电机, 2020, 53(1), 59-64
- [4] 赵涛, 王屹华. 轮式移动机器人全局轨迹跟踪控制[J]. 微电机, 2020, 53(1), 106-111