

微电机

2025 8

第58卷 第8期
No.8 Aug, 2025

MICROMOTORS

西安微电机研究所有限公司主办

无锡市黄氏电器制造有限公司



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

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



28KTYZ



28KTYZ



50KTYZ



50KTYZ



50KTYZL



50KTYZLRGB80



50KTYZ



60KTYZ



64KTYZ



64KTYZ



FGB64



RGB65

地址: 无锡市钱桥工业园钱洛路6-8号

电话: 0510-88089988

传真: 0510-88089900

微电机

WEI DIAN JI

月刊, 1972 年创刊

第 58 卷 第 8 期(总第 380 期)

2025 年 8 月 28 日出版

中国科技论文统计源期刊

中国学术期刊(光盘版)全文收录期刊

《中国核心期刊(遴选)数据库》收录期刊

《中文科技期刊数据库(全文版)》收录期刊

RCCSE 中国核心(扩展版)学术期刊

美国《乌利希期刊指南》(UPD) 收录期刊

美国《剑桥科学文摘(工程技术)》(CSA) 来源期刊

英国《科学文摘》(Inspec) 检索源期刊

中国机械工业优秀期刊

陕西省优秀期刊

编辑委员会

顾问: 唐任远 赵淳生 莫会成 徐殿国
黄守道 梅雪松 刘卫国

主任委员: 肖 曦

常务副主任委员: 李中军

副主任委员: 沈建新 曲荣海

委员: (按姓氏笔画为序)

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

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

编辑出版: 《微电机》编辑部

主 编: 李中军

副主 编: 谭 莹 贾 钰

地 址: 西安市高新区上林苑四路 36 号
(710117)

电 话: 86-29-84276641

在线投稿系统: wdj.paperopen.com

E-mail: micromotors@vip.sina.com

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

国外总发行: 中国国际图书贸易总公司
(100044 北京 399 信箱)

国外代号: M 4228

国内总发行: 陕西省邮政报刊发行局

订 购 处: 全国各地邮局或本刊编辑部

邮发代号: 52-92

刊 号: ISSN 1001-6848
CN 61-1126/TM

国内定价: ¥8.00

国外定价: \$8.00

广告经营许可证: 6101004004005

印 刷: 西安创维印务有限公司

目 次

设计与研究

基于场路结合的专用车辆机-电-液系统暂态温升预测研究 ...
..... 何智翔, 高 剑, 刘 锐, 等(1)

高温高压强磁力耦合器设计与优化
..... 鲍忠利, 支宏旭, 白晓煜, 等(9)

基于物理-数据双模型的永磁辅助同步磁阻电机多目标优化
设计 李 浩, 帅 康(14)

驱动控制

基于模糊滑模观测器的 PMSM 无位置传感器控制
..... 鞠金涛, 赵世伟, 杨向宇(24)

基于改进磁链观测器的无电解电容 PMSM 驱动系统无传感器控制策略	霍鲁杰, 康广庆, 丁 文, 等(30)
虚拟同步机阻尼绕组的设计与分析	张 睿(39)
雷达伺服系统的新型滑模自抗扰控制	吴 栋, 李 中(48)
负载变化下水电机组变转速滑模闭环控制方法	戴宏伟, 曾凡建(52)
基于改进自适应律的 PMSM 参数辨识与控制算法研究	沈健波, 郭 威, 刘冉冉, 等(57)

检测技术

有限转角力矩电机性能测试装置	杨韶帅, 张梦文, 张 健, 等(65)
----------------------	------------------------

风力发电技术

全风速功率裕度下双馈变速风电机组下垂调频控制	刘兴忠, 曾 敏, 曹 利, 等(70)
双侧变频全控型双馈电动机控制方法研究	岳增光, 武 洁, 郭磊磊, 等(76)

《微电机》(月刊)

全年 12 期, 读者可到当地邮局订阅, 本刊亦可破订、零购。

欢迎投稿! 欢迎订阅! 欢迎刊登广告!

国内刊号: CN61-1126/TM

在线投稿系统: wdj.paperopen.com

地 址: 高新区上林苑四路 36 号(710117)

邮发代号: 52-92

订价: 8 元/期

年价: 96 元/年

编辑部邮购(含快递费): 300 元/年

国际刊号: ISSN 1001-6848

电话: 029-84276641

MICROMOTORS

Founded 1972 • Monthly • Public Publication
Vol. 58 No. 8 (Serial No. 380) Aug. , 2025

Authorities: Shaanxi Science and Technology
Holding Group

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

Edited & Published: MICROMOTORS
Editorial Department

Chief Editor: LI Zhongjun

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

Tel. : 86 - 29 - 84276641

Online Submission System: wdj. paperopen. com

E - mail: micromotors@ vip. sina. com

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

Distributor: Xi'an Newspapers and Periodicals
Publish Office

Domestic Subscription: Local Post Office &
MICROMOTORS Editorial Department

Periodical Code: 52 - 92

Journal Code: ISSN1001 - 6848
CN61 - 1126/TM

Foreign Subscription:

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

Overseas Code: M 4228

Price: \$ 8. 00

Annual Price: \$ 96. 00

Publication Date: Aug. 28, 2025

CONTENTS

Transient Temperature Rise Prediction of Special Vehicle Mechanical-electrical-fluid Systems Based on Field-circuit Combination	HE Zhixiang, GAO Jian, LIU Kun, et al(1)
Design and Optimization of High Temperature, High Pressure Magnetic Coupler	BAO Zhongli, ZHI Hongxu, BAI Xiaoyu, et al(9)
Multi-objective Optimization Design of Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Motor Based on Physical-data Dual-Model	LI Hao, SHUAI Kang(14)
Sensorless Control of PMSM Based on Fuzzy Sliding Mode Observer	JU Jintao, ZHAO Shiwei, YANG Xiangyu(24)
Sensorless Control Strategy for Reduced DC-link Capacitance PMSM Drive System Based on Improved Flux Linkage Observer	HUO Lujie, KANG Guangqing, DING Wen, et al(30)
Design and Analysis of Damper Winding for Virtual Synchronous Generator	ZHANG Rui(39)
New Sliding Mode Active Disturbance Rejection Control for Radar Servo System	WU Dong, LI Zhong(48)
Variable Speed Sliding Mode Closed Loop Control Method for Water Motor Units Under Load Changes	DAI Hongwei, ZENG Fanjian(52)
Research on Parameter Identification and Control Algorithm of PMSM Based on Improved A- daptive Law	SHEN Jianbo, GUO Wei, LIU Ranran, et al(57)
Performance Testing Device for Limited Angle Torque Motor	YANG Shaoshuai, ZHANG Mengwen, ZHANG Jian, et al(65)
Droop Frequency Control of Doubly Fed Variable Speed Wind Turbine Under Full Wind Speed Power Margin	LIU Xingzhong, ZENG Min, CAO Li, et al(70)
Control Method of Double-sided Variable-frequency for Fully Controlled Doubly Fed Motors	YUE Zengguang, WU Jie, GUO Leilei, et al(76)

基于场路结合的专用车辆机-电-液系统暂态温升预测研究

何智翔, 高 剑, 刘 锐, 赵玉峰, 程自然

(湖南大学 电气与信息工程学院, 长沙 410000)

摘 要: 现代专用车辆机电液系统的快速、精准与高可靠热设计, 对于保障专用车辆系统可靠性至关重要。本文提出了一种面向现代专用车辆机电液系统的暂态温度场快速计算方法。该方法结合有限元暂态热计算与集总参数热网络理论, 通过建立系统的暂态集总参数热网络模型, 在显著缩短计算时长的基础上保障了温度预测的准确性。首先, 通过损耗分析, 确定了机电液系统的热源空间分布, 基于热阻网络以及有限元理论, 构建了机电液系统的暂态温度计算模型。接下来, 为验证该模型的准确性和适用性, 搭建了机电液系统本体、驱动与控制以及温度测试系统等组成的样机实验平台。最后开展了样机温度测试实验, 基于有限元仿真与实验结果, 验证了机电液系统暂态集总参数热网络模型的有效性和准确性。实验结果表明, 本文中提出的热网络模型与传统有限元计算方法相比, 能够保持良好准确性的同时降低 80% 计算时间, 实现了系统暂态温度快速准确预测。此外, 本文中提出的暂态集总参数热网络计算方法可以为其他机电液系统的温升预测提供理论参考和依据。

关键词: 暂态温度场; 集总参数热网络法; 有限元; 机电液系统

中图分类号: TJ811

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2025)08-0001-08

Transient Temperature Rise Prediction of Special Vehicle Mechanical-electrical-fluid Systems Based on Field-circuit Combination

HE Zhixiang, GAO Jian, LIU Kun, ZHAO Yufeng, CHENG Ziran

(School of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha 410000, China)

Abstract: Fast, accurate and highly reliable thermal design of electromechanical-hydraulic systems for modern special vehicles is essential to ensure the reliability of special vehicle systems. In this paper, a fast transient temperature field calculation method was proposed for the electromechanical-hydraulic system of modern special vehicles. The method combined the finite element transient thermal computation with the lumped-parameter thermal network theory, and guarantees the accuracy of temperature prediction on the basis of significantly shortening the computation time by establishing the transient lumped-parameter thermal network model of the system. Firstly, the spatial distribution of the heat source of the electromechanical fluid system was determined through loss analysis, and the transient temperature calculation model of the electromechanical fluid system was constructed based on the thermal resistance network and finite element theory. Next, in order to verify the accuracy and applicability of the model, a prototype experimental platform consisting of the body of the electromechanical fluid system, the drive and control, and the temperature test system was constructed. Finally, the prototype temperature test experiment was carried out to verify the validity and accuracy of the transient lumped-parameter thermal network model of the electromechanical fluid system based on the finite element simulation and experimental results. The experimental results show that the thermal network model proposed in this paper is able to maintain good accuracy while reducing the calculation time by 80% compared with the traditional finite element calculation method, which achieves fast and accurate prediction of the transient temperature of the system. In addition, the transient lumped-parameter thermal network calculation method proposed in this paper can provide theoretical reference and basis for the prediction of temperature rise in other electromechanical liquid systems.

Key words: transient temperature field; lumped-parameter thermal network method; finite element; electromechanical-hydraulic systems

收稿日期: 2025-04-11

基金项目: 基础产品创新-xxxx 传动系统低温快速启动运行技术研究

作者简介: 何智翔(1989), 男, 博士研究生, 研究方向为电机多物理场耦合建模与协同优化。

高 剑(1979), 男, 博士, 教授, 研究方向为电力驱动与伺服系统设计与控制、电能变换与控制技术、特种车辆驱动系统、风力发电系统控制。

0 引言

在现代专用车辆技术快速发展的背景下,动力与执行系统的集成化设计成为提升整车性能的关键^[1]。为满足现代专用车辆对高机动性、快速响应和多环境适应能力的需求,机-电-液系统集成应运而生^[2-3]。机-电-液系统的一体化集成已成为现代专用车辆动力与执行系统发展的重要趋势^[4-5]。通过系统集成,专用车辆在功率密度、响应速度和环境适应性等方面取得了显著提升,为满足专用车辆的多样化需求提供了坚实的技术支撑^[6]。

本文专用车辆中的机电液系统以潜水电机(ESP)、齿轮泵、电磁阀块和密闭循环的液压油为核心组成单元^[7]。与此同时在整个系统中,电磁损耗、机械摩擦损耗及电磁阀块损耗所产生的热能,形成了一个复杂且强非线性的多物理场耦合网络。该网络的暂态温升直接影响系统效率,还会影响系统密封可靠性及元件寿命^[8]。机电液系统结构复杂,各部分之间耦合紧密,建模时需要考虑多个物理场的相互作用,存在计算过程耗时较长、计算精度难以保证等问题。

针对机电液系统多物理场耦合温度计算问题,主要采用有限体积法(Finite Volume Method, FVM)、有限元法(Finite Element Method, FEM)、集总参数热网络(Lumped Parameter Thermal Network, LPTN)等方法开展研究^[9]。

文献[10]利用有限元法对系统中行星齿轮部件进行了暂态温度场计算,但未对整个机电液系统暂态温度进行研究。文献[11]使用有限体积法对机电液系统的通风散热冷却机制进行了深入且系统的研究,但仅对稳态温升进行了研究。文献[12]对机电液系统中的永磁电机提出了一种基于旋转和固定环形热管的冷却结构,基于有限体积法对电机在不同工作状态下的稳态温度场进行分析计算,但计算时间过长。文献[13]通过磁热双向耦合理论,基于有限元法且考虑了电机系统尺寸和环境温差等换热系数对机电液系统中电磁损耗和热特性的影响,修正换热系数实现了不同运行工况下的电机温度场分析,未对系统的暂态温升进行分析。文献[14]通过对机电液系统中电机的转子永磁体温度和转子表面磁场的实验测试,验证了有限元法热分析模型与计算方法的准确性,为该机电液系统的稳定和可靠性设计提供依据。针对传统机电液系统的热载荷设计方法很难满足高扭矩密度直驱动永磁同步电机的工程要求,文献[15]基于有限元法,提出了一种电机热容

量的水路结构设计方法。针对四足机器人内部热源众多,传热路径复杂,文献[16]提出了一种基于集总参数热网络法的四足机器人全身热模型,用于预测机器人全身热分布。文献[17]提出了一种混合解析和集总参数热模型,用于估计机电液系统中稳态二维和三维(2/3-D)空间温度分布,但未对系统的暂态温升做进一步分析。

上述研究中,有限体积法和有限元法可精细刻画复杂几何的多物理场耦合计算,但受限于计算资源、计算时长,大部分采取对系统中的部件进行稳态温度场计算,难以满足整个机电液系统暂态实时温升预测。集总参数热网络计算效率高,但过于依赖经验热阻和热容取值,难以兼顾精度与普适性。现有研究多聚焦于单部件或稳态场,对于整车级机电液系统暂态温度场,仍缺乏兼顾计算速度与精度的建模框架。

本文针对上述不足之处,以专用车辆动力系统之中的机电液集成系统作为研究对象,通过结合有限元计算方法与集总参数法,建立了机电液系统暂态集总参数热网络模型(T-LPTN),在大幅降低计算时间的同时,保证了温度预测的准确性。首先,本文基于有限元方法建立了机电液系统的热计算模型。然后结合机电液系统的损耗和发热分析,将有限元热计算结果的热参数与热网络模型相融合,以预测机电液系统在工作状态下关键部件的温度分布。最后,提出了一种机电液系统暂态集总参数热网络模型,并通过有限元仿真数据和实验平台测试数据验证了所提出的热网络模型的计算快速和准确性。

1 机电液集成系统物理模型

机电液复合传动系统是专用车辆电传动系统的主要技术路线,也是目前专用车辆用电传动领域的研究热点。现代专用车辆动力系统主要由:①发动机-发电机组及动力电池构成动力源。②电气控制单元为悬挂、制动、转向与武器站等多源负载提供动态响应。③机电液系统为热管理核心组成。图1为现代专用车辆动力系统。

该机电液系统如图2所示,以潜水电机(ESP)、齿轮泵、电磁阀块和密闭循环的液压油为核心组成单元,形成了“电能—机械能—液压能”多物理域耦合的能量传递链。液压油作为系统热量散失的载体,其热性能直接影响整个系统的温升和工作效率。系统中的电磁损耗、机械摩擦损耗及油液节流损耗构成了多物理场传热网络。

机电液系统中由一台4 kW、2500 r/min集中绕

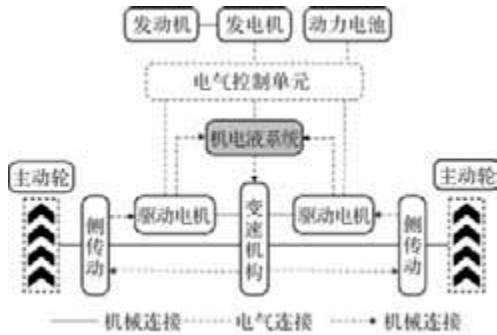


图1 现代专用车辆动力系统

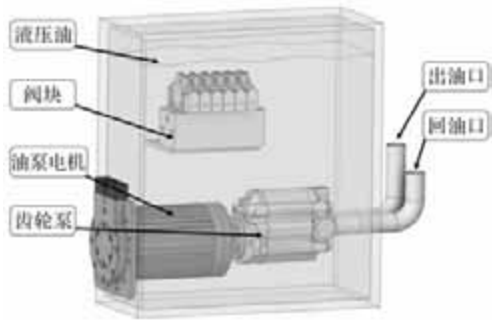


图2 机电液系统三维模型示意图

组永磁电机驱动，电机参数如表1所示。建模过程中对电机绕组端部采取平直化处理，将绕组端部伸出部分由等效直线段表示，电机槽内采用相同绝缘材料，槽绝缘和定子铁心接触紧密，简化模型如图3所示。

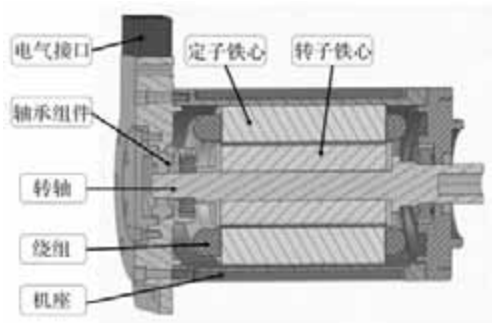


图3 电机结构示意图

表1 电机基本参数

参数	参数值
额定功率/kW	4
额定转速/(r/min)	2500
极数	10
定子槽数	12
定子外径/mm	124
定子内径/mm	66
轴向长度/mm	130
气隙长度/mm	1.2
永磁体厚度/mm	4

2 机电液系统发热损耗与传热模型

机电液系统的发热损耗主要包括：①电机的定子铁耗、绕组铜耗；②齿轮泵在高压下的摩擦、泄漏与黏性节流损耗；③电磁阀块电子器件损耗。

2.1 热源与发热机理分析

(1) 电机的铁耗、绕组铜耗

基于改进的二项式模型^[18]计算 T_s 温度下的机械铁损 P_{Fe,T_s} ，可以将其并表示为

$$P_{Fe,T_s} = (1 - D(T_s - T_0)) P_{Fe,T_0} \quad (1)$$

$$P_{Fe,T_0} = k_h(f, B_m) f B_m^2 + k_e(f, B_m) f^2 B_m^2 \quad (2)$$

式中， P_{Fe,T_0} 为参考温度 T_0 下的铁损； D 为温度系数； f 为电频率； B_m 为 m 次场谐波的最大磁通密度。 k_h 和 k_e 是由文献[19]中的爱泼斯坦方圈试验得到的磁滞损耗和涡流损耗系数。

绕组铜耗 P_{Cu} 的计算方法如式(3)所示：

$$P_{Cu} = 3 I^2 R_0 (1 + \alpha(T_w - T_0)) \quad (3)$$

式中， I 为电流的 rms 值； R_0 为参考温度 T_0 下测得的相电阻； T_w 为实际温度； α 为温度系数。

(2) 齿轮泵损耗

齿轮泵的发热损耗主要来源于机械损耗和液压损耗^[20]，计算公式为

$$P_{il} = P_{lm} + P_{lh} \quad (4)$$

$$P_{lm} = T_f * \omega \quad (5)$$

$$P_{lh} = Q_{lk} * \Delta P \quad (6)$$

式中， P_{il} 为总发热损耗， P_{lm} 为机械损耗， P_{lh} 为液压损耗。 T_f 为机械摩擦转矩 (Nm)， ω 为泵的角速度 (rad/s)。 Q_{lk} 为泄漏流量 (m^3/s)， ΔP 为泵的压力差 (Pa)。

(3) 电磁阀块损耗

电磁阀块的发热损耗主要来源于电磁线圈的热损耗^[21]，其计算公式为

$$P_{vm} = I^2 \times R \quad (7)$$

式中， P_{vm} 为发热损耗， I 为线圈电流 (A)。 R 为线圈电阻 (Ω)。

各部件损耗分布如表2所示。

表2 各部件损耗功率分布

发热部件	损耗功率/W	体积/ m^3
定子铁心 P_{Fe,T_s}	80	0.000742338
绕组 P_{Cu}	200	0.000703524
齿轮泵 P_{il}	200	0.003446311
电磁阀块 P_{vm}	25	0.002111125

2.2 有限元暂态温度场建模

与传统解析或简化模型相比,有限元不仅具备在任意拓扑结构上自适应网格细化的能力,还能够对多物理场耦合进行热计算,为工程实践提供了可靠且具有可扩展性的热分析方案。

在热传导过程中,对于各向同性、均质材料区域,其热传导方程可以表示为

$$\rho c \frac{\partial T}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial x} \left(k \frac{\partial T}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(k \frac{\partial T}{\partial y} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(k \frac{\partial T}{\partial z} \right) + Q \quad (8)$$

$$T|_{\partial \Omega_1} = T_0 \quad (9)$$

$$-k \frac{\partial T}{\partial n} |_{\partial \Omega_2} = q \quad (10)$$

$$-k \frac{\partial T}{\partial n} |_{\partial \Omega_3} = h(T - T_\infty) \quad (11)$$

式中, ρ 为材料的密度, kg/m^3 。 c 为材料的比热容, $\text{J}/(\text{kg} \cdot \text{K})$ 。 T 为温度, K 。 t 为时间, s 。 k 为材料的热导率, $\text{W}/(\text{m} \cdot \text{K})$ 。 Q 为单位体积内的热源, W/m^3 。 Ω_1 、 Ω_2 、 Ω_3 分别为第一、第二、第三类边界条件。

2.3 集总参数热网络方法概述

集总参数热网络将复杂几何和材料非均匀性的热传导路径,通过热阻和热容的串并联,等效成电路的网络方程。

图4为集总参数热网络中两种基本热网络模型。然而现有的机电液系统,图4所示的热网络模型无法准确描述系统的热传递过程,需重新构建符合机电液系统的暂态集总参数热网络模型。

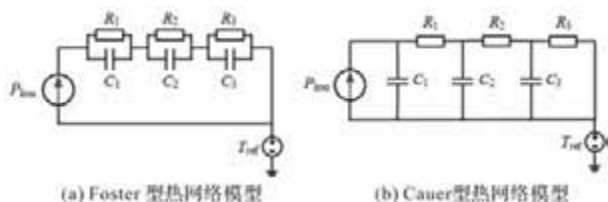


图4 两种热网络模型示意图

3 场-路耦合暂态热网络模型构建

基于有限元及集总参数热网络,构建场路结合热网络模型-机电液系统的暂态集总参数热网络模型,如图5所示。

本文构建的暂态集总参数热网络模型,将电机、齿轮泵、电磁阀块与润滑油液,离散为节点-支路,在建立机电液系统的暂态集总参数热网络模型之前做出以下假设:

(1)电机、齿轮电磁阀块内部热源均匀分布,

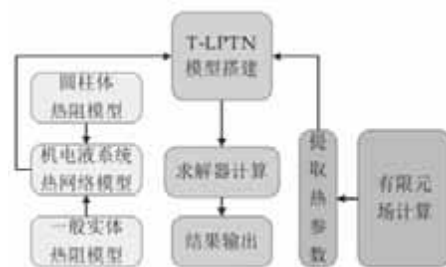


图5 场路结合热网络模型 T-LPTN

且温度沿圆周方向对称分布。

(2)忽略电机内部热辐射作用。

(3)不考虑电机内温度对导热系数和对流散热系数的影响。

(4)径向、轴向、周向上的热流相互独立。

3.1 圆柱体部件热阻网络建模

基于上述假设,热传导方程在每个轴向和径向上的解产生了两个独立的三端网络,如图6所示。

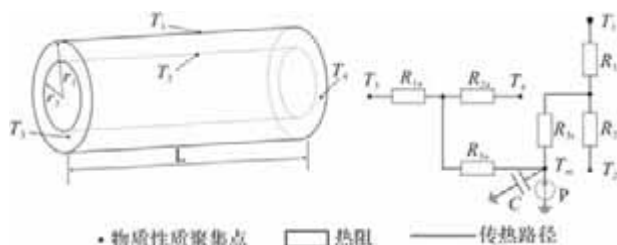


图6 圆柱体集总参数的模型以及热阻网络示意图

在单网络中,有两个终端代表组件的适当表面温度,第三个代表组件的平均温度 T_m 。该温度下引入内部产热 P 或储热 C ,内部产热 P 的叠加导致平均温度低于中心节点给出的温度,通过互连电阻 R_{3a} 、 R_{3r} 的负值反映在网络中。网络中的热阻值为热传导方程在轴向和径向的独立解^[22]。根据圆柱的尺寸,以及轴向和径向导热系数 k_a 、 k_r ,有以下表达式。

$$R_{1a} = R_{2a} = \frac{L}{2\pi k_a (r_1^2 - r_2^2)} \quad (12)$$

$$R_{3a} = \frac{-L}{6\pi k_a (r_1^2 - r_2^2)} \quad (13)$$

$$R_{1r} = \frac{1}{4\pi k_r L} \left[\frac{2r_2^2 \ln\left(\frac{r_1}{r_2}\right)}{r_1^2 - r_2^2} \right] \quad (14)$$

$$R_{2r} = \frac{1}{4\pi k_r L} \left[\frac{2r_1^2 \ln\left(\frac{r_1}{r_2}\right)}{r_1^2 - r_2^2} - 1 \right] \quad (15)$$

$$R_{3r} = \frac{-1}{8\pi(r_1^2 - r_2^2)k_r L} \left[r_1^2 + r_2^2 - \frac{4r_1^2 r_2^2 \ln\left(\frac{r_1}{r_2}\right)}{(r_1^2 - r_2^2)} \right] \quad (16)$$

根据材料密度 ρ 、比热容 c_p 和电机尺寸给出该圆柱体的总热容：

$$C = \rho c_p \pi (r_1^2 - r_2^2) L \quad (17)$$

3.2 一般实体热阻网络建模策略

利用等效热阻-热容元件统一表征固体导热、液体对流、接触界面及辐射换热等多路径传热机理，图 7 为一般实体热阻网络示意图。

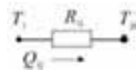


图 7 一般实体集总参数的热阻网络示意图

节点 i 与节点 j 之间的热流量 Q_{ij} 的表达式为

$$Q_{ij} = \frac{T_i - T_j}{R_{ij}} \quad (18)$$

式中， R_{ij} 为节点 i 与节点 j 间的热阻，即对能量传递的阻力。

(1) 对于热传导，根据傅里叶定律可得：

$$\dot{Q}_{ij} = k \frac{T_i - T_j}{l} A \quad (19)$$

$$R_{ij} = \frac{T_i - T_j}{\dot{Q}_{ij}} = (T_i - T_j) \frac{l}{kA(T_i - T_j)} = \frac{l}{kA} \quad (20)$$

式中， $\dot{Q}_{ij}$ 为节点 i 与节点 j 之间的热流量； l 为特征长度，m； k 为导热系数，W/(mK)； A 为传热面积，m²。

(2) 对于热对流，根据牛顿冷却定律可得：

$$\dot{Q}_{ij} = h(T_i - T_{ref})A \quad (21)$$

$$R_{ij} = \frac{T_i - T_j}{\dot{Q}_{ij}} = (T_i - T_{ref}) \frac{1}{hA(T_i - T_{ref})} = \frac{1}{hA} \quad (22)$$

式中， h 为对流换热系数，W/(m²K)； T_{ref} 为参考温度，K； A 为传热面积，m²。

3.3 有限元仿真热参数提取

在有限元暂态热仿真中，散热系数 $h(t)$ 的提取通常采用“数值反演”思路：利用有限元提取的壁面热流密度与温度场，反演得到散热系数，用于提升集总参数热网络模型的物理真实性与预测能力。本文基于每个时间步的壁面热流密度 $q(t)$ 和表面温度 $T_s(t)$ ，结合环境温度 $T_\infty(t)$ ，通过牛顿冷却定律逐

点反算得到时变对流换热系数，依据有限元暂态温度-热流场直接获得与时间、空间相兼容的散热系数分布。计算公式如式所示：

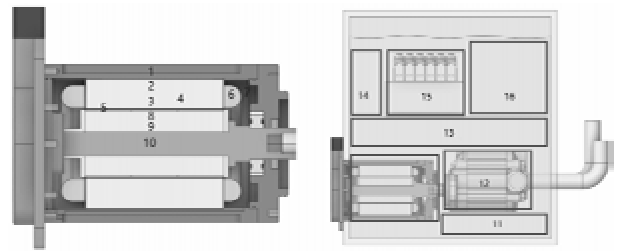
$$h(t) = \frac{q(t)}{T_s(t) - T_\infty(t)} \quad (23)$$

4 暂态集总参数热网络模型架构及节点分布

4.1 模型架构及节点分布

根据机电液系统结构特点，建立图 8 所示的暂态集总参数热网络模型，模型中总共包含 16 个部件节点：其中 1 为电机机座的温度节点，2 为定子轭部的温度节点，3 为定子齿部的温度节点，4 为绕组的温度节点，5 为电机气隙的温度节点，6 为绕组端部的温度节点，7 为端部空气的温度节点，8 为磁钢的温度节点，9 为转子铁心的温度节点，10 为转轴的溫度节点，11 为下层润滑油液的温度节点，12 为齿轮泵的温度节点，13 为中层润滑油液的温度节点，14、16 为上层润滑油液的温度节点，15 为阀块的温度节点。

机座(1)、定子(2、3)、绕组(4、6)和转子(8-10)的实体部件均为 a 基于一般圆柱体集总参数的热阻网络建模。另外两个可忽略热容的分量代表电机气隙(5)和端盖空气(7)。(11-16)为 b 一般实体集总参数的热阻网络建模。根据上述节点划分，建立图 8 所示的暂态集总参数热网络模型。



1-电机机座；2-定子轭部；3-定子齿部；4-绕组；5-气隙；6-绕组端部；7-端部空气；8-磁钢；9-转子铁心；10-转轴；11-下层油液；12-齿轮泵；13-中层油液；14/16-上层油液；15-阀块

图 8 机电液系统热网络节点划分示意图

4.2 数值建模与求解

上述机电液系统热网络模型与边界条件包含 22 节点，如图 9 所示，其中 17、18、19、20、21 为平均温度节点，分别对应 2、3、4、8、9 部件节点的平均温度。

根据基尔霍夫电流定律，结合图 9 可得如下温度场的热传导方程表达式

$$C_i \frac{dT_i}{dt} + \left(\sum_{k=1}^n G_{ik} \right) T_i - \left(\sum_{k=1}^n G_{ik} \right) T_k = P_i \quad (24)$$

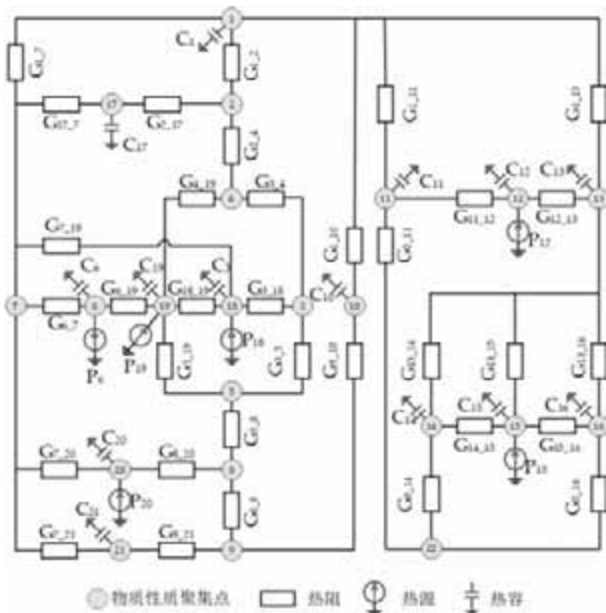


图9 机电液系统热网络示意图

对于任意节点 i 而言, C_i 为节点 i 热容。 T_i 为此节点 i 温度。 G_{i-k} 为节点 i 与节点 k 的热导, $G_{i-k} = G_{k-i}$ 。根据图8, 节点 i 与节点 k 不相连时两点之间热导为0, $i = k$ 时热导为0。例如节点19, $i = 19$ 时, 热导 G_{19-4} 、 G_{19-5} 、 G_{19-6} 、 G_{19-18} 不为0, 其余全部为0。

则暂态集总参数热网络模型的表达式为

$$C_{22 \times 22} \frac{dT_{22 \times 1}}{dt} + G_{22 \times 22} T_{22 \times 1} = P_{22 \times 1} \quad (25)$$

式中, T , C , G 和 P 分别是暂态集总参数热网络模型的温度矩阵, 热容矩阵, 热导矩阵和损耗输入矩阵, 它们的表达式如:

$$T_{22 \times 1} = [T_1 \ T_2 \ T_3 \ \cdots \ T_{20} \ T_{21} \ T_{22}]^T \quad (26)$$

$$C_{22 \times 22} = \begin{bmatrix} C_1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & C_2 & 0 & \cdots & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ 0 & 0 & 0 & C_{21} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C_{22} \end{bmatrix} \quad (27)$$

$$G_{22 \times 22} = \begin{bmatrix} \sum_{k=1}^n G_{1k} & -G_{12} & \cdots & -G_{121} & -G_{122} \\ -G_{21} & \sum_{k=1}^n G_{2k} & \cdots & -G_{221} & -G_{222} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ -G_{211} & -G_{212} & \cdots & \sum_{k=1}^n G_{21k} & -G_{2122} \\ -G_{221} & -G_{222} & \cdots & -G_{2221} & \sum_{k=1}^n G_{22k} \end{bmatrix} \quad (28)$$

$$P_{22 \times 1} = [P_1 \ P_2 \ P_3 \ \cdots \ P_{20} \ P_{21} \ P_{22}]^T \quad (29)$$

5 实验验证与性能对比分析

为验证暂态集总参数热网络计算结果的准确性, 本文针对该机电液系统开展了有限元仿真以及机电液系统样机实验平台验证。

5.1 有限元仿真与暂态热网络计算

(1) 有限元仿真计算实验验证

如图9所示, 对本机电液系统进行全模型有限元仿真分析。

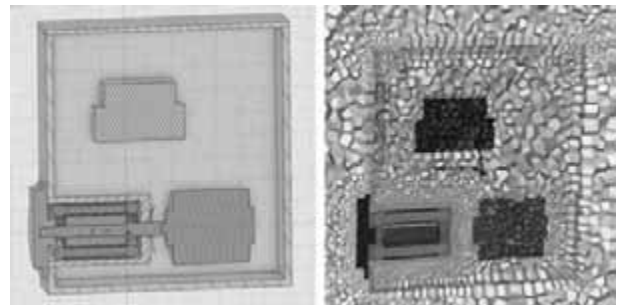


图10 机电液系统有限元仿真全模型示意图
全模型的边界条件输入如表3所示。

表3 有限元仿真边界条件输入

位置	边界条件	数值
全局	初始温度	25 °C
定子外径与机座 绝缘层厚度	耦合面	0.1 mm, 0.02 W/(mk)

机电液系统主要材料属性如表4所示。

表4 机电液系统主要材料属性

名称	密度/ (kg/m ³)	导热系数/ [W/(m·k)]	比热容/ [J/(kg·k)]
润滑油液	939	0.16	2894
绝缘	2300	0.26	1250
硅钢片	7700	44.2/44.2/1.2	480
磁钢	7500	1.6	500
碳钢	7850	50	480

有限元仿真采用 ANSYS-FLUENT 软件进行分析, 机电液系统有限元全模型网格数量约为 5000 万。采用高性能集群服务器, 配备内存 1024 G, AMD 高性能处理器并行计算节点为 32 节点。机电液系统仿真运行时间共为 3000 s, 其中 200 s 一个时间节点, 服务器暂态计算时长用时 18 小时。经有限元仿真计算, 结果如图 11 所示。同时计算提取每个时间节点的散热系数 $h(t)$, 用于接下来的暂态集总参数热网络模型计算使用。

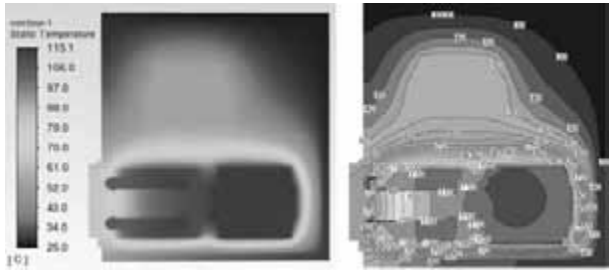


图 11 机电液系统温度云图与等值线图

(2) 暂态集总参数热网络模型计算

提取有限元计算中的各部件散热系数,用于暂态集总参数热网络模型计算。其中暂态集总参数热网络模型在建模平台中完成搭建,热源等效为电流源,环境温度用电压源模拟,将热路求解转化为电路求解的形式。编写程序文件计算各元件参数,并通过接口函数将参数传递至热网络求解模块中进行求解。相比于有限元计算,计算时长大幅度降低,仅需 3 小时,相比于有限元计算节省 80% 时间,且计算资源需求大幅度降低。

5.2 机电液实验平台搭建与验证

为验证暂态集总参数热网络模型,搭建了包括机电液系统本体、驱动与控制系统以及多路温度传感器等组成的完整的机电液系统样机实验平台。实验平台如图 12 所示,主要由机电液系统、驱动电机、电源、变频器、控制器、测温仪器等构成。系统采样时间为 3000 s,多路温度记录仪实时记录系统不同位置温度数值。

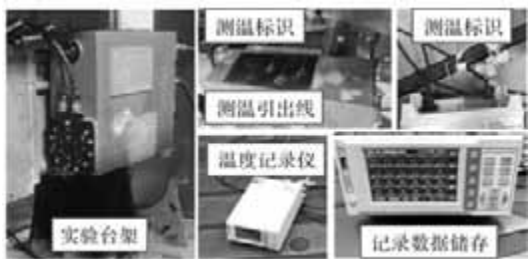


图 12 机电液系统样机实验平台

最后对比有限元计算、暂态集总参数热网络模型计算以及实验平台测得的各个部件温度随时间的变化情况,暂态集总参数热网络模型计算所得与实验测得如图 13 所示。

如表 5 为系统各个部件温度的实验平均值,以及暂态集总参数热网络模型计算平均值和有限元计算平均值。可以看出,0 ~ 3000s 时间内暂态集总参数热网络模型计算值与实验值偏差在 5 K 以内,精度较高。

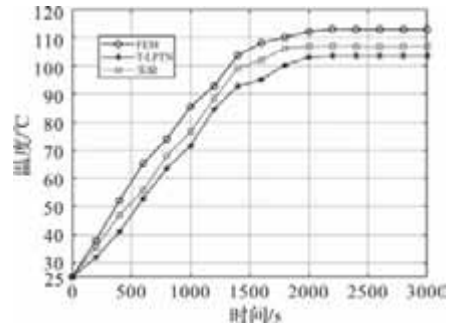


图 13 电机绕组温度随时间变化计算与实验值对比

表 5 实验值与计算值对比 (3000 s)

位置	T-LPTN 平均值/°C	FEM 平 均值/°C	实验平 均值/°C	偏差(T- LPTN 值与 实验值)/ K
定子铁心	103.4	112.9	106.9	3.5
绕组	103.4	112.9	106.9	3.5
齿轮泵	105.8	114.6	107.2	1.4
电磁阀块	48.5	54.3	50.1	1.6

6 结 论

本文提出的场-路耦合暂态集总参数热网络模型(T-LPTN),兼顾计算效率与预测精度,为现代专用车辆及其他复杂机电液系统的热管理提供有力技术支撑。后续可在高动态工况、多环境适应及智能化热管理策略中进一步拓展应用,为专用车辆动力与执行系统的智能化、可靠化发展提供理论与技术保障。结果表明,与传统计算模型相比,该模型计算时间缩短约 80%,全局温度预测误差控制在 5K 以内,展现出更优的综合预测性能。

该模型可推广应用于不同机电液系统的热管理。它将在现代专用车辆乃至其他复杂机电系统的热设计与优化中发挥重要作用。综上所述,本研究的暂态集总参数热网络建模方法不仅丰富了热分析理论工具,也为提升现代专用车辆机电液系统的热管理水平提供了有力支撑,具有广阔的工程应用前景。

参考文献

- [1] 盖江涛. 履带车辆双电机耦合驱动技术研究[D]. 长沙: 湖南大学, 2015.
- [2] Gadiyar N, Bohach G, Nahin M M, et al. Development of an Integrated Electro-Hydraulic Machine to Electrify Off-highway Vehicles[J]. IEEE Trans on Ind Applicat, 2022, 58(5): 6163-6174.
- [3] 康存丽, 杨保群. 机电一体化技术发展及应用简介[J]. 微电机, 2009, 42 (08): 91-92.

- [4] Randive V, Subramanian S C, Thondiyath A. Design and analysis of a hybrid electric powertrain for military tracked vehicles[J]. Energy, 2021, 229: 120768.
- [5] 王灿宇. 某无人驾驶履带车辆发动机智能位置式控制技术[D]. 北京: 北京理工大学, 2018.
- [6] 雷雄, 赵玉峰, 于起涛. 兆瓦级特种车载永磁同步发电机优化设计[J]. 微电机, 2023, 56 (03): 12-15.
- [7] 帅志斌, 贺帅, 李国辉, 等. 特种履带车辆机电复合传动装置低温启动过程建模与优化控制[J]. 兵工学报, 2023, 44(1): 117-128.
- [8] Ge B, Wang Y, Xu X, et al. Research on loss differences and thermal optimisation of submerged cryogenic high-speed permanent magnet motors[J]. IET Electric Power Appl, 2024, 18(11): 1554-1566.
- [9] Jiao Z, Li Y, Yu T, et al. Dynamic thermal coupling modeling and analysis of wet electro-hydrostatic actuator[J]. Aeronautics, 2022, 35(6): 298-311.
- [10] 庞大千, 曾根, 李训明, 等. 不同工况下机电复合传动装置行星齿轮系统瞬态温度场[J]. 兵工学报, 2021, 42 (10): 2268-2277.
- [11] 吴元强, 李施雨辰, 庄龙, 等. 油冷电机定子冷却结构散热仿真研究[J]. 微电机, 2023, 56 (02): 25-30.
- [12] Zhang Z, Song Q, Ahmed B, et al. Fluid and thermal effect on temperature-dependent power increase of electric vehicle's permanent magnet synchronous motor using compound water cooling method[J]. Case Studies in Thermal Engineering, 2025, 65: 105543.
- [13] 李闯, 陈永艳, 宋力, 等. 基于磁-热双向耦合的牵引电机温度场分析[J]. 微电机, 2024, 57 (08): 48-55.
- [14] 崔刚, 熊斌, 李振国, 等. 转子温度空间分布差异诱发永磁电机局部失磁特性研究[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(06): 2437-2448.
- [15] Xu Y, Zhang B, Feng G. Research on Thermal Capacity of a High-Torque-Density Direct Drive Permanent Magnet Synchronous Machine Based on a Temperature Cycling Module[J]. IEEE Access, 2020, 8: 155721-155731.
- [16] 林韦弦, 钱乐天, 罗欣, 等. 基于集总参数热网络法的四足机器人温度分布预测[J]. 机器人, 2025, 47 (02): 188-199.
- [17] Liang D, Zhu Z Q, Shao B, et al. Estimation of Two- and Three-dimensional Spatial Magnet Temperature Distributions for Interior PMSMs Based on Hybrid Analytical and Lumped-parameter Thermal Model[J]. IEEE Trans Energy Convers, 2022: 1-1.
- [18] Liang D, Zhu Z Q, Zhang Y, et al. A Hybrid Lumped-Parameter and Two-Dimensional Analytical Thermal Model for Electrical Machines[J]. IEEE Trans on Ind Applicat, 2021, 57(1): 246-258.
- [19] Zhu Z Q, Xue S, Feng J, et al. Evaluation of Iron Loss Models in Electrical Machines[C]. 20th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2017: 11-14.
- [20] Jiao Z, Li Y, Yu T, et al. Dynamic thermal coupling modeling and analysis of wet electro-hydrostatic actuator[J]. Aeronautics, 2022, 35(6): 298-311.
- [21] Zhang K, Wu D, Xu K, et al. Design method for improving the electromagnetic and temperature performance of the four-way valve[J]. Refrigeration, 2023, 154: 19-32.
- [22] 张超, 司马秉奇, 王凯东, 等. 高速永磁电机的三维集总参数热网络模型研究[J/OL]. 电工技术学报, 1-11. [2025-08-19]. <https://doi.org/10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.241836>.

《微电机》(月刊)

全年 12 期, 读者可到当地邮局订阅, 本刊亦可破订、零购。

欢迎投稿! 欢迎订阅! 欢迎刊登广告!

国内刊号: CN61-1126/TM

在线投稿系统: wdj.paperopen.com

地址: 高新区上林苑四路 36 号(710117)

邮发代号: 52-92

订价: 8 元/期

年价: 96 元/年

编辑部邮购(含快递费): 300 元/年

国际刊号: ISSN 1001-6848

电话: 029-84276641

高温高压强磁力耦合器设计与优化

鲍忠利¹, 支宏旭¹, 白晓煜¹, 宋禹澎¹, 张华勇¹, 岳建灵¹, 郝桂清¹
骆轶凡², 王雅哲², 盛天沛², 王健行³, 陈 蕾³

(1. 中海油田服务股份有限公司, 河北 廊坊 065201; 2. 哈尔滨工业大学 电气学院, 哈尔滨 150001; 3. 哈尔滨深能电机有限公司, 哈尔滨 150066)

摘要: 永磁磁力耦合器因其非接触式传动、高密封性与高可靠性, 在石油勘探等高温高压强腐蚀环境具有广泛的应用, 其设计有其特殊性。目前相关文献甚少。本文针对石油深井高温高压强环境转矩传递的要求, 设计了一种适用于180℃、140 MPa及强腐蚀介质的磁力耦合器。对磁力耦合器的工作特性进行了介绍, 在给定指标下对隔磁套、磁钢、外磁轭、传动轴进行了计算分析, 对隔磁套厚度进行了应力计算, 进行了电磁场和电磁力计算, 对极对数、磁钢尺寸及极弧系数等关键参数进行了优化, 揭示不同设计参数对转矩特性的影响。仿真分析表明, 所设计结构具备良好的电磁性能与结构强度, 实验测试结果与仿真数据高度一致, 验证了设计方案的可行性与工程实用性, 为高温高压强场景下的磁力传动系统提供了有效的设计方法。

关键词: 磁力耦合器; 深井环境; 高温高压强; 结构设计; 磁路优化

中图分类号: TE927; TH139 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2025)08-0009-05

Design and Optimization of High Temperature, High Pressure Magnetic Coupler

BAO Zhongli¹, ZHI Hongxu¹, BAI Xiaoyu¹, SONG Yupeng¹, ZHANG Huayong¹, YUE Jianling¹,
HAO Guiqing¹, LUO Yifan², WANG Yazhe², SHENG Tianpei², WANG Jianhang³, CHEN Lei³

(1. Oil field Services Limited, Langfang Hebei 065201, China;

2. School of Electricity, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China;

3. Harbin Shenneng Motor Limited, Harbin 150066, China)

Abstract: Permanent magnet couplings, with non-contact transmission, highsealing, and reliability, are critical for harsh environments like oil exploration. This study designed a coupling for deep-well conditions (180℃, 140 MPa, corrosive media). Key components (isolation sleeve, magnets, yoke, shaft) were optimized through electromagnetic and stress simulations. Parameter analysis (pole pairs, magnet size, pole arc coefficient) refined torque performance. Simulations confirmed robust electromagnetic and structural properties, validated by experimental tests. The work provides a practical design framework for high-temperature/pressure magnetic transmission systems.

Key words: magnetic coupler; extreme working conditions in deep well; high temperature and high pressure; structural design; magnetic circuit optimization

0 引言

永磁磁力耦合器^[1]因其非接触式转矩传递方式、良好的密封性能以及高可靠性, 近年来在石油、化工、核工业、制药及深海装备等特殊工况中得到广泛应用。与传统机械连接相比, 磁力耦合器通过磁场实现动力从内转子至外转子的传递, 无需物理轴穿越工作腔体, 避免了高压、腐蚀性介质的泄漏风

险, 可显著提升设备系统的安全性与使用寿命。在石油勘探与开采领域, 尤其是深层油气资源的开采过程中, 设备常工作于高温($\geq 180^\circ\text{C}$)、高压($\geq 140\text{MPa}$)、强腐蚀(如泥浆)以及空间受限的井下环境中^[2]。这对磁力耦合器的结构强度、磁路设计、材料选择提出了特殊的要求。目前国内外在常规工况下的磁力耦合器已有较为成熟的研究与工程产品, 如使用钕铁硼或钕钴磁体的普通型耦合器^[3], 但多

收稿日期: 2025-05-07

基金项目: 中国海洋石油集团有限公司重大项目“测录试关键技术与装备”(KJGG-2022-1401)

作者简介: 鲍忠利(1977), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为机械设计及理论。

白晓煜(1993), 女, 硕士, 工程师, 研究方向为机械工程。

宋禹澎(1990), 男, 学士, 工程师, 研究方向为机械设计制造及其自动化。

适用于中低温、常压环境。针对石油井下高温高压环境下磁力耦合器设计研究甚少,在耐高温高压、抗腐蚀、转矩和紧凑尺寸之间的综合优化研究仍属空白,制约了其在深井钻采装备中的工程应用。

同时,传统磁力耦合器的结构设计和磁路参数多基于常温条件下的静态仿真分析,未充分考虑高温下材料性能退化、高压下隔磁套强度失效的风险^[4]。此外,为满足深井中转矩传递的需求,耦合器需在保证足够磁能积的前提下,进行极对数、磁钢厚度、极弧系数等磁路参数的优化设计方面的研究较少。

鉴于此,本文针对高温高压和腐蚀环境的磁力耦合器的需要,对其进行设计,包括结构设计、材料选择、应力计算、磁路参数优化、特性分析,为深井环境动力无接触传动提供了设计思路。

1 磁力耦合器工作原理

磁力耦合器通常由内磁体、外磁体和隔磁套组成,通过磁场耦合实现转矩传递。一般地,内磁体与驱动电机相连接,外磁体与负载相连接,隔磁套用于物理隔离内外磁体,保证泥浆等介质不进入电机内部,保证密封性,如图1所示。空载时,内外永磁体对齐,转矩为零;当电机带动内磁体旋转、外磁体带动负载时,内外磁体同步旋转,由于负载力矩的作用,导致内外磁体错位,产生失调角,随着力矩的增加,失调角增加。转矩与失调角的关系称为矩角特性,如图2所示。

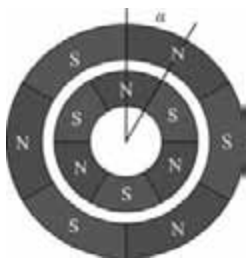


图1 永磁磁力耦合器动态图

式(1)和式(2)给出了磁力耦合器电磁转矩 T 与失调角 α 之间的关系表达式:

$$T = T_{\max} \sin \alpha = T_{\max} \sin p\theta \quad (1)$$

$$\alpha = p\theta \quad (2)$$

式中, $T_{\max}$ 为最大输出转矩, p 为磁极对数, α 为内外磁体之间的电角度, θ 为内外磁体之间的机械角度。

输出转矩随失调角度按正弦规律变化,在 90° 处达到峰值,而在 0° 与 180° 处为零。负载转矩 T_L 小于电磁转矩最大值 $T_{\max}$ 时,保证可靠运行。为了实现稳定传动,系统必须维持适当的失调角。

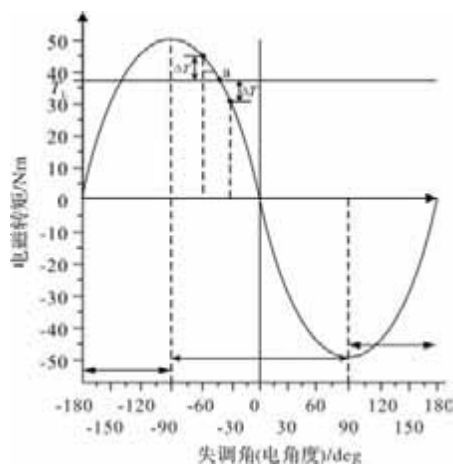


图2 永磁磁力耦合器转矩与相对转角关系

传动系统正转时,工作在 $(-90^\circ, 0)$ 区间,当负载为 T_L 时,磁力耦合器工作在a点,当负载转矩增加,由 $T_L + \Delta T$ 时,外磁体减速,失调角减小,电磁转矩随之增加。扰动消除后,过剩转矩 ΔT 驱动外磁体加速,失调角增大,系统恢复稳态。同理分析,可以得出 $(0^\circ, 90^\circ)$ 区间反转时的稳定工作区。在 $(-180^\circ, -90^\circ)$ 区间,负载扰动导致失调角增加时,耦合器转矩不降反增,造成转矩失衡与系统失步。 $(-180^\circ, -90^\circ)$ 和 $(90^\circ, 180^\circ)$ 区间为不稳定工作区。这一特性为耦合器的工程应用与控制系统设计提供了重要依据。

2 给定指标与结构设计

2.1 给定指标

本文针对表1给定指标进行设计。

表1 磁力耦合器给定参数及数值

磁力耦合器给定参数	指标
机壳承受压力/MPa	140
隔离套直径/mm	59.4
环境温度/ $^\circ\text{C}$	180
屈服强度/MPa	647
密封介质	泥浆
电磁转矩/Nm	49.8

2.2 结构设计

磁力耦合器结构如图3所示,由隔磁套、永磁体、外磁轭、传动轴组成。其中,由于传动轴直径较小,为保证可靠传动,传动轴设计为多边形,避免圆柱轴导致磁钢滑动的可能性。磁力耦合器的轴向长度初步设计为 $L = 84 \text{ mm}$,磁轭厚度初步设计为 7.2 mm 。

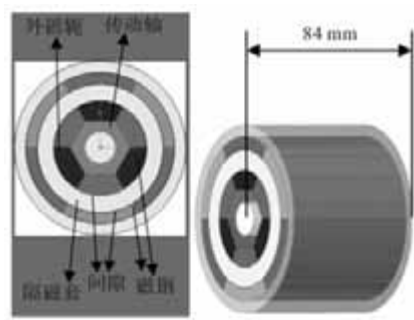


图3 磁力耦合器结构图

(1)材料选择

考虑温度较高，永磁体选择钐钴永磁材料 (SmCo28)；考虑压强较大，隔磁套选择高强度合金材料(Inconel 718)^[5]，是镍铬基高温合金，不导磁，是高温、高压、强腐蚀环境下隔磁套的理想材料；传动轴和外磁轭选择导磁不锈钢(2Cr13)。

(2)隔磁套厚度计算

隔离套 Inconel718 在 700 ℃ 以下屈服强度 ≥ 1100 MPa^[6]。

为确保隔离套在 140 MPa 压力下具备足够强度，使用有限元方法进行静力分析^[7]，隔离套厚度分别为 7 ~ 11 mm 进行应力分布仿真计算。以安全系数 1.7 为目标进行筛选，结果如图 4 所示，当隔磁套选用 9 mm 厚度时，屈服强度为 622.7 Mpa，满足设计安全性要求。

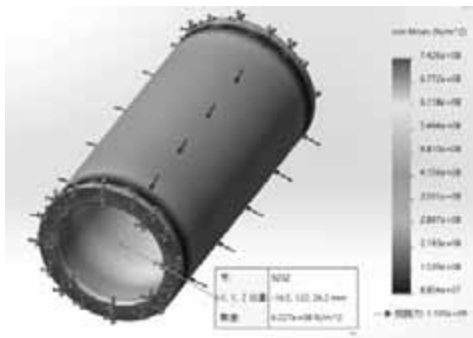


图4 隔磁套应力计算

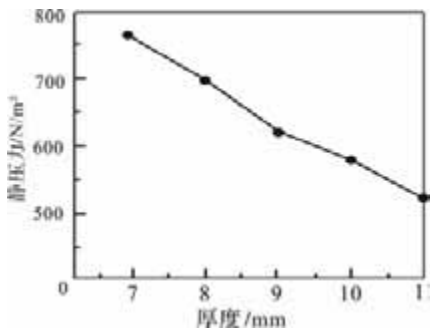


图5 静应力与隔磁套厚度关系图

3 磁场计算与磁路优化

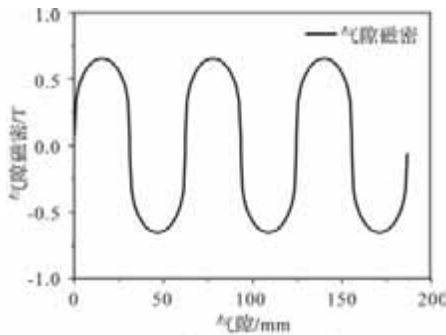
3.1 磁场计算

本文原结构参数如表 2 所示。

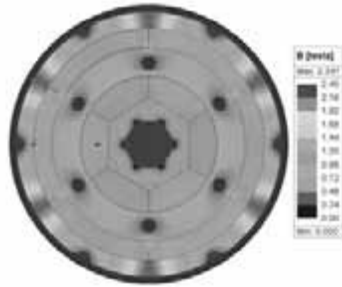
表 2 磁力耦合器原结构参数

磁力耦合器原结构参数	指标
内磁体厚度/mm	11.8
外磁体厚度/mm	8
磁轭转轴厚度/mm	10.15
外磁轭厚度/mm	7.2
极对数	3

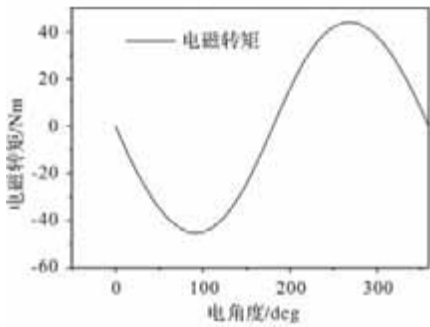
在结构设计后进行电磁场数值仿真计算，数值计算结果如图 6 所示。其中，内外永磁体中间空载气隙磁密分布如图 6(a)所示，磁场云图如图 6(b)所示，电磁转矩随失调角的变化如图 6(c)所示。



(a) 气隙磁密变化曲线



(b) 磁密云图



(c) 电磁转矩随失调角的变化

图6 磁场计算

电磁转矩峰值为 48.93 Nm，输出转矩满足要求，长度设计合理。从云图可以看出，外磁体轭部磁路不饱和，厚度选取合理。

3.2 磁路优化

(1) 极对数的影响

调整极对数进行计算,如图7所示,可知极对数为3和2时的最大电磁转矩分别为为48.93 Nm和50.97 Nm。极对数越小电磁转矩越大,2对极略高于3对极,但相差不多,考虑到输出相同转矩时,3对极对应的失调角较小,因此采用3对极。

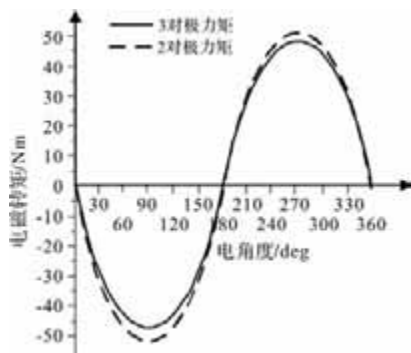


图7 电磁转矩与极对数关系图

(2) 磁钢厚度优化

调整内外磁钢尺寸比例进行优化,假设变量 k 为外磁钢与内磁钢厚度之比。

$$k = \frac{h_{mi}}{h_{mo}} \quad (3)$$

式中, h_{mi} 为内磁钢厚度, h_{mo} 为外磁钢厚度,如图8所示。

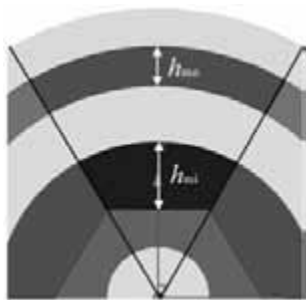


图8 磁力耦合器磁钢厚度参数

改变变量 k ,计算最大电磁转矩,如图9所示。可以看出, $k=1.82$ 时电磁转矩最大,相当于内磁体厚度外扩1 mm,外磁体厚度内缩1 mm。

由于外磁钢直径较大,内磁钢直径较小,优化的结果是外磁钢厚度小于内磁钢的厚度,这样能够使内外磁钢磁能相对平衡,充分利用磁钢的产生气隙磁场的的能力。

(3) 极弧系数对转矩的影响

在电机设计中,常选择极弧系数小于1,以减小漏磁,极弧系数减小时,在一定范围内影响很小。磁力耦合器设计也可以选择极弧系数小于1,如图10所示,极弧系数表示为

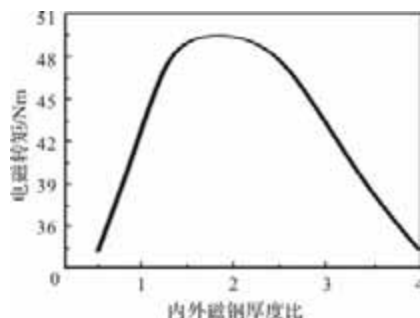


图9 最大电磁转矩与内外磁钢厚度之比

$$k_{\alpha} = \frac{\alpha_i}{\alpha_p} \quad (4)$$

式中, α_p 为极距角(6极时为 60°), α_i 为极弧角(削极后的角度)。

通过计算得出磁力耦合器内磁钢和外磁钢的极弧系数对转矩的影响如图11所示。可以看出,内外磁钢极弧系数为1时转矩最大,这一点与传统电机有所不同^[8]。

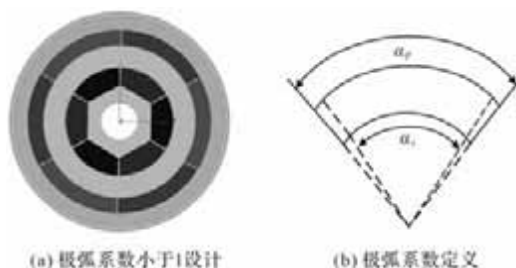


图10 内外磁钢外极弧系数变化

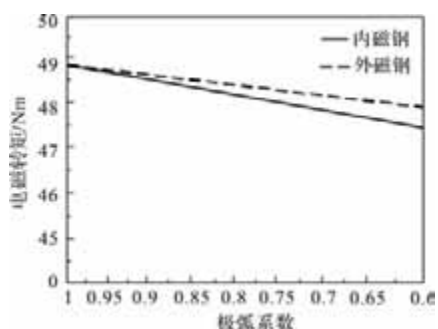


图11 电磁转矩与内外磁钢极弧系数的关系

(4) 温度对电磁力的影响

温度增高时,永磁体的剩磁和矫顽力会下降,温度系数为0.03%左右,考虑所用磁钢温度特性计算得出电磁转矩随温度的变化如图12所示,可以看出温度从常温 25°C 到 180°C ,电磁转矩峰值从48.25 Nm下降为44.08 Nm,减小约10%。

3.3 转矩裕度

耦合器最大负载能力受限于电磁转矩的峰值,超载将导致失步,电磁转矩的峰值与负载转矩之差为转矩裕度,一般地,转矩裕度设计为20%~30%,

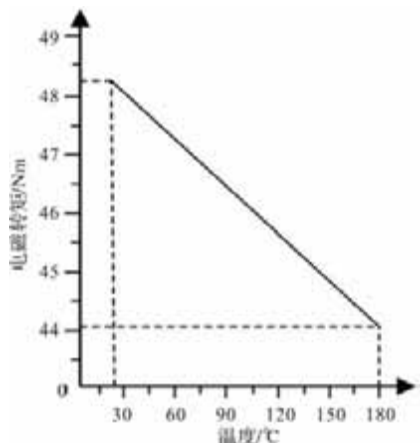


图 12 电磁转矩与磁钢温度的关系

以保证可靠传动，负载较平稳时，转矩裕度选择小一些，负载变化较大时，转矩裕度选择大一些。

4 实验验证

转矩特性实验结果如图 13 所示，可以看出与计算结果相符，实验平台如图 14 所示。

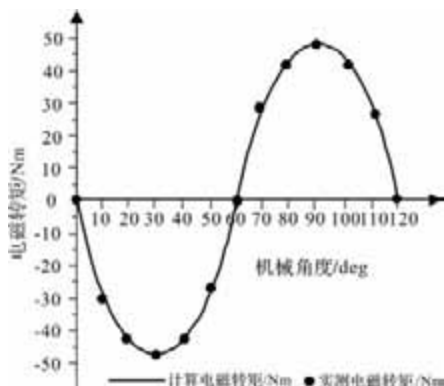


图 13 磁力耦合器转矩测试图

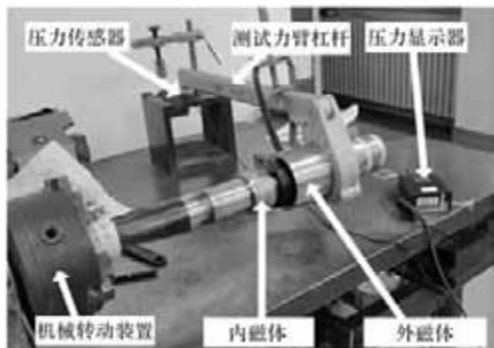


图 14 实验平台实物图

5 结 论

本文面向石油深井高温高压强腐蚀等极端工况下的磁力耦合器的需求，进行了磁力耦合器的结构与电磁设计，分析了磁路参数对磁力耦合器电磁转矩的影响，得出优化设计结果，主要结论如下：

(1) 所设计的耦合器极对为 2 时转矩略大于极对数为 3 的转矩，为了保证较小失调角，选择 3 对极。

(2) 由于外磁钢直径较大，内磁钢直径较小，因此内磁钢厚度大于外磁钢厚度时，能显著提升电磁转矩。

(3) 磁力耦合器在极弧系数 $\alpha = 1$ 时转矩最大，与传统电机有所不同。

本文为极端工况下磁力耦合器的工程提供了设计思路。

参考文献

- [1] 杨超君, 顾红伟. 永磁传动技术的发展现状和展望[J]. 机械传动, 2008(02): 1-4, 3.
- [2] 郭建亭. 高温合金在能源工业领域中的应用现状与发展[J]. 金属学报, 2010, 46(05): 513-527.
- [3] 王学正. 钕铁硼粘结磁体及其在微电机中的应用[J]. 微电机, 1995(02): 24-27.
- [4] 潘君, 邹国峰, 苏志敏, 等. 高速轴承腔磁力密封温度场和变形场数值分析及试验研究[J]. 机电工程, 2025, 42(04): 667-676.
- [5] 郑恒伟, 施佳欢, 余俊锋, 等. Inconel718 合金腐蚀力学性能研究进展与展望[J]. 山东化工, 2021, 50(21): 57-59.
- [6] 金新玖, 耿浩, 杨理践. 基于电磁法的管道屈服强度检测方法研究[J]. 仪器仪表学报, 2024, 45(10): 75-84.
- [7] 袁茂圣, 张锐, 田加团. 基于有限元法的压紧转轴静力学分析[J]. 工业炉, 2023, 45(01): 36-38.
- [8] 翟秀果, 刘慧娟, 张颖超, 等. PMSM 极弧系数对感应电势和漏磁系数的影响[J]. 微电机, 2012, 45(05): 4-6, 11.

基于物理-数据双模型的永磁辅助同步磁阻电机多目标优化设计

李 浩, 帅 康

(武汉理工通宇新源动力有限公司, 湖北 武汉 430070)

摘 要: 永磁辅助同步磁阻电机 (Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Motor, PMa-SynRM) 因其低成本、高效在工业中具有广泛的应用潜力。然而, 由于其转子复杂的几何结构导致优化变量繁多, 采用基于有限元分析 (Finite Element Analysis, FEA) 物理模型或采用高保真的 FEA 样本构建代理辅助模型并结合多目标优化算法对其进行优化设计将耗费大量的计算资源及时间成本。针对上述问题, 本文提出一种物理-数据双模型的 PMa-SynRM 优化设计方法。该方法首先针对永磁辅助同步磁阻电机基于物理模型建立了不考虑磁路饱和影响的简化等效磁路, 进而在此基础上进一步构建考虑磁路饱和影响的等效磁路模型以实现对于高保真 (High-fidelity, HF) 训练样本的获取, 并建立数据驱动代理辅助模型结合多目标优化算法实现对于电机转子的快速准确优化, 与传统基于 FEA 样本训练代理辅助方法相比, 该方法优化时间减少了约 80%。最后, 本文通过一台 15 kW 的样机实验, 验证了所提出优化方法的有效性。

关键词: 永磁辅助同步磁阻电机; 等效磁路模型; 代理辅助模型; 多目标优化

中图分类号: TM352; TM351; TM341

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2025)08-0014-10

Multi-objective Optimization Design of Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Motor Based on Physical-data Dual-model

LI Hao, SHUAI Kang

(Wuhan Technology Tongyu New Energy Power Co., LTD., Wuhan 430070, China)

Abstract: Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Motor (PMa-SynRM) has broad industrial application potential due to its low cost and high efficiency. However, the complex rotor geometry leads to numerous optimization variables, and using Finite Element Analysis (FEA) based physical models or constructing surrogate models based on high-fidelity (HF) FEA samples, combined with multi-objective optimization algorithms, would consume substantial computational resources and time. To address this issue, this paper proposed a physical-data dual-model optimization design method for PMa-SynRM. The method first established a simplified equivalent magnetic circuit model for the PMa-SynRM, neglecting the effects of magnetic saturation. Then, an equivalent magnetic circuit model, considering magnetic saturation effects, was further developed to obtain HF training samples. A surrogate-assisted model was constructed and combined with multi-objective optimization algorithms to achieve fast and accurate optimization of the motor rotor. Compared to traditional methods based on FEA sample training for surrogate models, the proposed method reduces the optimization time by approximately 90%. Finally, the effectiveness of the proposed optimization method is validated through a 15 kW prototype experiment.

Key words: permanent magnet assisted synchronous reluctance motor; equivalent magnetic circuit model; surrogate assisted model; multi-objective optimization design

0 引 言

严重的能源危机使得节能降耗的需求日益增加。作为能量转换的关键设备之一, 高效率电机的研发已成为节能应用研究的热点^[1]。

与感应电机相比, 永磁同步电机 (PMSMs) 通常具备着更高的转矩密度、效率等优势^[2]。然而, 为

了减少使用不可再生且成本较高的稀土永磁材料, 非稀土永磁同步电机的研究愈发受到重视。其中, 采用非稀土永磁材料 (如铁氧体) 的永磁辅助同步磁阻电机 (Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Motor, PMa-SynRMs) 因其高转矩密度、高效率和低成本等诸多优势, 被认为具有在工业界广泛应用的前景。

收稿日期: 2025-02-11

作者简介: 李 浩 (1988), 男, 硕士, 研究方向为新能源汽车驱动电机及控制器的设计与开发。

通讯作者: 帅 康 (1997), 男, 硕士, 研究方向为永磁电机设计。

使用非稀土永磁材料的 PMA-SynRMs 通常采用多层转子磁障结构, 以实现同时利用永磁转矩和磁阻转矩的目的, 从而实现高转矩密度和高效率^[3]。然而, 由于转子几何结构复杂且, PMA-SynRMs 的几何模型通常包含过多的待优化参数。当将转矩、效率等诸多决策作为优化目标时, 大量的设计变量以及决策参数之间复杂的关系使得高效且精确的优化变得极具挑战性^[4-5]。一些研究人员尝试将多目标进化算法 (Multi-Objective Evolutionary Algorithm, MOEA) 应用于电机的多目标优化过程^[6]。MOEA 可分为两类: 基于分解的方法和基于支配的方法^[7-8]。它们的共同特点是在进化过程中需要多次计算评价函数。如果选择有限元分析 Finite Element Analysis, FEA) 模型作为 MOEA 的评价函数, 单次评价函数的计算将耗费大量时间, 而 MOEA 通常需要完成至少数千次此类计算。为了使这一方法真正具有实用性, 必须找到一种既能准确反映自变量与因变量之间关系, 又能减少计算资源消耗的模型, 这便是代理辅助模型的核心思想^[9]。然而, 随着待优化参数空间维度的增长, 构建代理模型所需要的训练集的样本数量也呈现爆炸式上升, 此时单一依赖 FEA 获取高保真样本的方法便过于耗时^[10]。为了减少训练集样本获取的时间, 文献[11]利用少量三维有限元分析 (3D FEA) 数据被用于校正基于二维有限元分析 (2D FEA) 数据构建的代理模型的误差, 从而实现了横向磁通永磁直线同步电机的快速且精确的优化设计。

文献[12]利用非支配排序遗传算法 II (Non-dominated Sorting Genetic Algorithm II, NSGA-II) 生成的前 25 代 FEA 结果构建代理模型, 并将其与基于实验设计 (Design of Experiment, DoE) 建立的代理模型进行了对比。研究发现, 所提出的方法能够显著提高有限元样本集的利用率, 使其同时服务于 MOEA 和代理辅助模型。文献[13]则利用分层策略, 将待优化的参数根据灵敏度的大小进行分层分阶段优化, 实现了对于优化空间的降维, 减少了训练集所需要的样本数量, 从而提高了优化的效率。然而上述方法样本集的获取过程重仍然多次调用 2D FEA 模型, 难以满足 PMA-SynRMs 的优化时间缩短的需求。

为了解决上述问题, 本研究提出了一种基于多重保真代理辅助模型的 PMA-SynRMs 多目标优化方法。本研究提出的方法与现有优化方法进行了对比分析, 结果表明, 相较于其他方法, 该方法在优化效率与精度之间实现了较好的平衡。此外, 通过 15 kW 样机实验, 验证了所提方法优化结果的有效性。

1 优化变量及目标确定

首先建立了不考虑磁路饱和影响的简化等效磁路模型, 进而在此基础上进一步构建考虑磁路饱和影响的等效磁路模型以实现对于高保真 (High-fidelity, HF) 样本的获取, 以此作为训练集训练代理辅助模型, 并结合 MOEA 完成最终电机待优化参数的确定, 流程如图 1 所示。

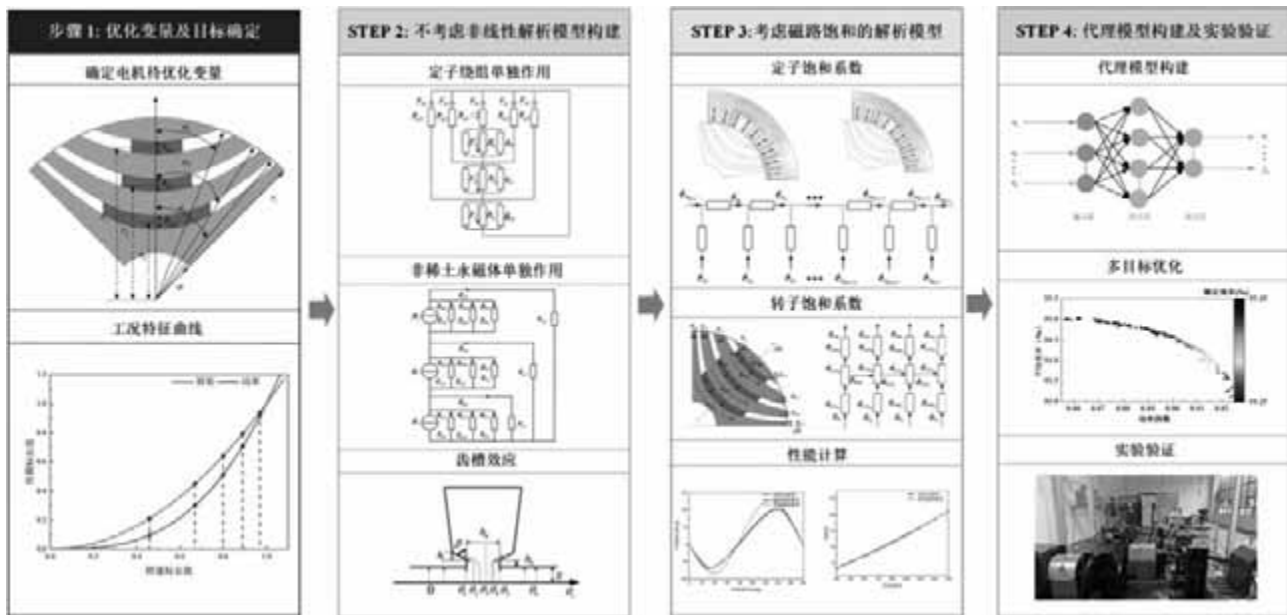


图 1 优化流程图

图 2 给出了永磁辅助同步磁阻电机转子几何结构的示意图。在初始设计阶段中, 在本研究考虑的

特定负载条件下, 三层磁障结构与两层磁障设计相比表现在效率、转矩脉动和功率因数等方面表现出

更显著的优势。此外，三层磁障设计的电磁性能与四层结构相比区别并不明显，但其转子机械强度更高且抗退磁能力更强，这使得三层设计在性能和结构完整性之间实现了良好的平衡。几何参数之间的具体约束条件可参见文献[14]，其几何形状表示：

$$r(\theta) = \frac{D_{ri}}{2} \sqrt{\frac{\psi + \sqrt{\psi^2 + 4 \sin^2(p\theta)}}{2 \sin(p\theta)}} \quad (1)$$

式中， r 为点到原点的距离， θ 为与 d 轴之间的机械角， D_{ri} 为转子内径， p 为极对数， ψ 为给定等势线的常数。

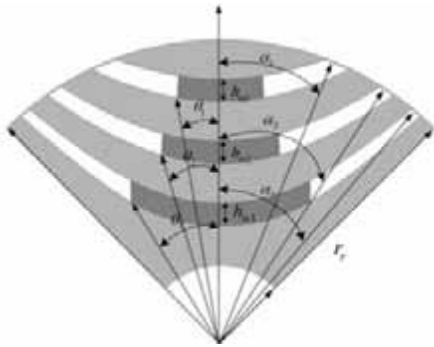


图2 永磁辅助同步磁阻转子参数

除了在额定工作点优化效率外，由于该电机主要用于泵类负载的驱动，因此还考虑了多工况下的综合效率优化。其工作特征曲线如图3所示，选择额定点以外的五个特征点的平均效率作为优化目标，如表1所示，平均效率 η_{ave} 定义为

$$\eta_{ave} = \frac{(\eta_2 + \eta_3 + \eta_4 + \eta_5 + \eta_6)}{5} \quad (2)$$

式中，下标2~6代表表1中定义的特征工作点。

表2给出了电机的固定参数及在初始设计阶段确定的待优化参数的范围空间，该空间大小的确定是通过单一变量进行参数扫描确定的，并未考虑参数之间的交叉耦合影响。此外，额定工作点的功率因数(Power Factor, PF)也是优化目标之一。转矩脉动和材料成本被作为优化约束条件，以改善转矩特性并避免过度使用永磁体。硅钢片50tw310的估算材料成本为6.8元/公斤，非稀土永磁体Y30BH的成本为17.4元/公斤，该数据由电机制造商提供。PMa-SynRM的多目标优化问题定义为

$$\begin{aligned} & \max \{ \eta_{rat}, \eta_{ave}, PF \} \\ & \text{s. t. } T_{rip} < 5\% \quad \text{AND} \quad \text{材料成本} \leq 1450 \text{ 元} \end{aligned} \quad (3)$$

式中， η_{rat} ，PF， T_{rip} 分别为电机的额定效率，功率因数与转矩脉动。

表1 电机的特征工作点

序号	转速/(r/min)	转矩/Nm	功率/kW
1	1500	95.5	15
2	1450	88.9	13.5
3	1350	75.3	10.6
4	1200	60.1	7.55
5	1000	42.7	4.47
6	700	20.7	1.52

表2 电机的固定参数和待优化参数范围

固定参数	参数值	待优化参数	范围
槽数	36	r_r/mm	71 ~ 85
极数	4	h_{m1}/mm	5 ~ 12
额定功率/kW	15	h_{m2}/mm	5 ~ 12
轴向/mm	165	h_{m3}/mm	5 ~ 12
定子齿宽/mm	6.5	$a_1/(\circ)$	18 ~ 24
气隙长度/mm	1	$a_2/(\circ)$	26 ~ 34
永磁体型号	Y30BH	$a_3/(\circ)$	36 ~ 42
槽满率	0.68	$\theta_1/(\circ)$	0 ~ 24
叠压系数	0.95	$\theta_2/(\circ)$	0 ~ 34
硅钢片型号	50tw310	$\theta_3/(\circ)$	0 ~ 42

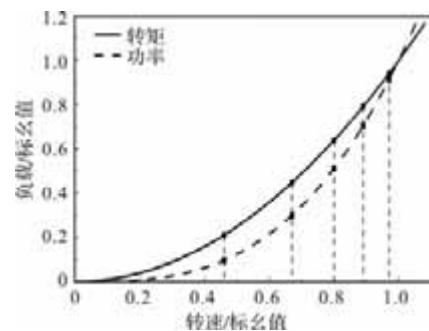


图3 永磁辅助同步磁阻工作特征曲线

2 PMaSynRM 不考虑饱和等效磁路模型

为了简化磁路模型，做如下假设：①铁心磁导率为无穷大，磁路是线性的。②定子电流集中在定子的内表面。③转子各层磁障厚度是均匀的。图4为一个磁极下的 PMa-SynRM 的磁路模型示意图。

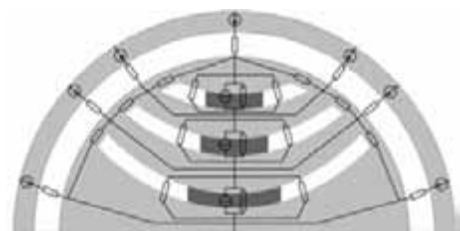


图4 一个极下 PMa-SynRM 磁路模型

2.1 永磁体单独励磁时的磁路模型

仅在永磁体单独励磁下的磁路模型如图 5 所示。

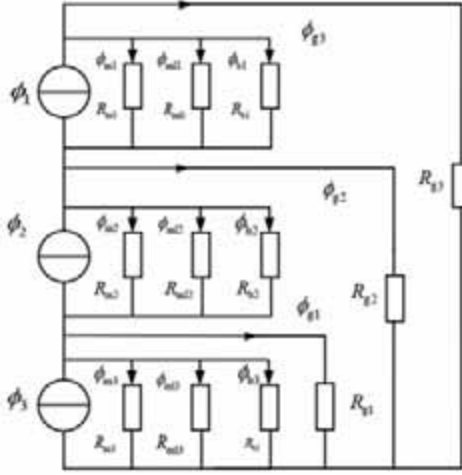


图 5 一对极下永磁体单独励磁时的等效磁路图

根据基尔霍夫磁路定律, 存在下列方程组^[14]:

$$\begin{cases} \phi_1 = \phi_{m1} + \phi_{b1} + \phi_{ml1} + \phi_{g1} \\ \phi_{b1} + \phi_{ml1} + \phi_2 + \phi_{m1} = \phi_{b2} + \phi_{ml2} + \phi_{g2} + \phi_{m2} + \phi_1 \\ \phi_{b2} + \phi_{ml2} + \phi_3 + \phi_{m2} = \phi_{b3} + \phi_{ml3} + \phi_{g3} + \phi_{m3} + \phi_2 \\ R_{g3}\phi_{g3} = R_{m3}\phi_{m3} \\ R_{g3}\phi_{g3} = R_{ml3}\phi_{ml3} \\ R_{g2}\phi_{g2} = R_{m2}\phi_{m2} + R_{g3}\phi_{g3} \\ R_{g2}\phi_{g2} = R_{ml2}\phi_{ml2} + R_{g3}\phi_{g3} \\ R_{g1}\phi_{g1} = R_{m1}\phi_{m1} + R_{g2}\phi_{g2} \\ R_{g1}\phi_{g1} = R_{ml1}\phi_{ml1} + R_{g2}\phi_{g2} \end{cases} \quad (4)$$

式中, ϕ_i 为第 i 层永磁体产生磁通的一半, R_{mi} 为对应永磁体的磁阻, ϕ_{mi} 为第 i 层永磁体上的漏磁通的一半; ϕ_{mli} 为流经第 i 层磁障末端的磁通, R_{mli} 为对应磁障的磁阻; ϕ_{bi} 为流经第 i 个转子磁桥处的漏磁通, R_{bi} 为对应磁桥的磁阻; ϕ_{gi} 为流经横截面积为 A_{gi} 处的气隙磁通, R_{gi} 为对应的气隙磁阻。

其中, 各个参数计算如下:

$$\begin{cases} \phi_{mi} = B_r w_{mi} l_{ef} / 2 \\ \phi_{bi} = B_{sati} b_i l_{ef} \\ R_{mi} = 2h_{mi} / (\mu_0 \mu_r w_{mi} l_{ef}) \\ R_{mli} = h_{mi} / (\mu_0 w_{mli} l_{ef}) \\ R_{gi} = g / (\mu_0 A_{gi}) \\ A_{g1} = r_g \alpha_1 l_{ef} \\ A_{g2} = r_g (\alpha_2 - \alpha_1) l_{ef} \\ A_{g3} = r_g (\alpha_3 - \alpha_2) l_{ef} \\ A_{g4} = r_g (\pi/p - \alpha_3) l_{ef} \end{cases} \quad (5)$$

式中, B_r 为永磁体的剩磁, w_{mi} 为第 i 层永磁体的等效宽度, B_{sati} 为第 i 层磁障对应磁桥处的磁密, b_i 为对应磁桥的厚度, h_{mi} 为第 i 层磁障的等效厚度, μ_0 为真空磁导率, μ_r 为永磁体的相对磁导率, w_{mli} 为第 i 层磁障末端的等效长度, g 为气隙长度, A_{gi} 为第 i 层处气隙横截面积。

联立求解方程(4)可以计算得到气隙磁通 ϕ_{gi} , 进而计算气隙磁密如下:

$$B_{gmi} = \phi_{gi} / A_{gi} \quad (6)$$

2.2 定子绕组单独励磁时的磁路模型

由于磁路假定为线性磁路, 因此可以忽略假设忽略定转子铁心主磁路上的磁压降, 磁压降只发生在气隙和转子磁障中时仅在定子绕组单独励磁时的磁路模型如图 6 所示, 在转子参考系中, 定子三相绕组合成磁动势 $F_s(\theta_r)$ 表示如下:

$$F_s(\theta_r) = \frac{3\sqrt{2}NI}{\pi p}$$

$$\sum_{v=6h \pm 1} k_{Nv} \frac{k_{Nv}}{v} \cos[pv\theta_r + (v \pm 1)\omega t \mp \varphi] \quad (7)$$

式中, N 为每相串联匝数, I 为相电流, k_{Nv} 为 v 次谐波绕组系数, w 为电角频率, $k_{v \pm 1}$ 为系数, 可以表示为

$$k_{v \pm 1} = \begin{cases} 1, & v \pm 1 = 3m, m = 1, 2, 3 \dots \\ 0, & v \pm 1 \neq 3m, m = 1, 2, 3 \dots \end{cases} \quad (8)$$

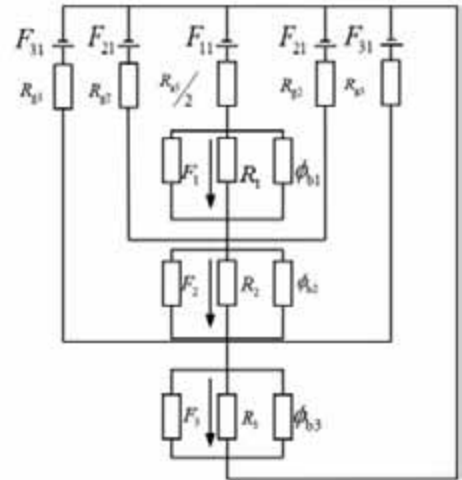


图 6 一对极下定子绕组单独励磁时的等效磁路图

定子磁动势在各段磁障区域内的平均磁动势 F_{ij} 计算如下:

$$F_{ij} = \frac{1}{\alpha_i - \alpha_j} \int_{\alpha_j}^{\alpha_i} F_s(\theta_r) d\theta_r \quad (9)$$

根据磁通连续性定理可以得到下列方程组:

$$\begin{cases} \frac{F_{11} - F_1 - F_2 - F_3}{R_{g1}/2} = \frac{F_1}{R_1} + 2\phi_{b1} \\ 2 \frac{F_{21} - F_2 - F_3}{R_{g2}} = \frac{F_1}{R_1} + \frac{F_2}{R_2} + 2\phi_{b1} + 2\phi_{b2} \\ 2 \frac{F_{31} - F_3}{R_{g3}} = \frac{F_1}{R_1} + \frac{F_2}{R_2} + \frac{F_3}{R_3} + 2\phi_{b1} + 2\phi_{b2} + 2\phi_{b3} \end{cases} \quad (10)$$

$$F_r = \begin{cases} F_1 + F_2 + F_3 & 0 \leq \theta_r \leq \alpha_1 & 2\pi/p - \alpha_1 \leq \theta_r \leq 2\pi/p \\ F_1 + F_2 & \alpha_1 \leq \theta_r \leq \alpha_2 & 2\pi/p - \alpha_2 \leq \theta_r \leq 2\pi/p - \alpha_1 \\ F_1 & \alpha_2 \leq \theta_r \leq \alpha_3 & 2\pi/p - \alpha_3 \leq \theta_r \leq 2\pi/p - \alpha_2 \\ 0 & \alpha_3 \leq \theta_r \leq \pi/p - \alpha_3 & \pi/p + \alpha_3 \leq \theta_r \leq 2\pi/p - \alpha_3 \\ -F_1 & \pi/p - \alpha_3 \leq \theta_r \leq \pi/p - \alpha_2 & \pi/p + \alpha_2 \leq \theta_r \leq \pi/p + \alpha_3 \\ -(F_1 + F_2) & \pi/p - \alpha_2 \leq \theta_r \leq \pi/p - \alpha_1 & \pi/p + \alpha_1 \leq \theta_r \leq \pi/p + \alpha_2 \\ -(F_1 + F_2 + F_3) & \pi/p - \alpha_1 \leq \theta_r \leq \pi/p + \alpha_1 \end{cases} \quad (11)$$

假设气隙磁密中只存在径向分量,由定子磁动势产生的气隙磁密为

$$B_{gs}(\theta_r) = \frac{\mu_0}{g}(F_s(\theta_r) - F_r(\theta_r)) \quad (12)$$

2.3 齿槽效应

根据线性磁路假设,可以根据叠加定律,得到

$$g_s = \begin{cases} g & 0 \leq \theta_r < \theta_1 \\ g + \pi r_s(\theta_r - \theta_1)/2 & \theta_1 \leq \theta_r < \theta_2 \\ g + \pi r_s(\theta_r - \theta_1)/2 + \beta(r_s(\theta_r - \theta_1) - h_0) & \theta_2 \leq \theta_r < \theta_3 \\ g + \pi r_s(\theta_3 - \theta_r)/2 + \beta(r_s(\theta_3 - \theta_r) - h_0) & \theta_3 \leq \theta_r < \theta_4 \\ g + \pi r_s(\theta_5 - \theta_r)/2 & \theta_4 \leq \theta_r < \theta_5 \\ g & \theta_5 \leq \theta_r \leq \theta_6 \end{cases} \quad (14)$$

式中, r_s 为定子内半径, h_0 、 h_1 、 b_0 、 b 为定子槽参数。

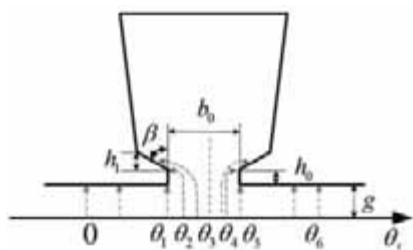


图7 单槽下气隙磁力线分布

则对应的相对气隙磁导函数 $\Lambda_{slot}(\theta_r)$ 如下:

$$\Lambda_{slot}(\theta_r) = \frac{g}{g_s} \quad (15)$$

考虑了定子开槽影响的永磁辅助同步磁阻电机气隙磁密表达式为

$$B_g(\theta_r) = B_{gl}(\theta_r) \cdot \Lambda_{slot}(\theta_r) \quad (16)$$

3 PMaSynRM 饱和等效磁路模型

针对额定负载下传统简化磁路模型由于铁心非

求解上述方程组可以得到不同磁障上产生的磁压降 F_i , 一对极下的 $F_s(\theta_r)$ 可以表示为

PMa-SynRM 的气隙总磁密表达式:

$$B_{gl}(\theta_r) = B_{gs}(\theta_r) + B_{gm}(\theta_r) \quad (13)$$

然而由于受到定子开槽影响,基于相对气隙磁导函数来计及电机齿槽效应影响^[15],图7给出了单槽下磁力线分布示意图。根据磁力线分布,计算单个槽下的等效气隙长度:

线性饱和导致计算结果误差较大的问题,通过考虑定转子铁心上局部饱和引起的磁压降变化,提出了一种考虑磁路非线性影响的方法,并建立了 PMa-SynRM 的饱和磁路模型,以此基础形成了最终代理模型训练的样本集合。

对于 PMa-SynRM,磁路的饱和系数可以定义为

$$K_{sat_cof}(\theta_r) = 1 + \frac{2F_{st} + F_{sy} + F_{ry}}{2B_g g / \mu_0} \quad (17)$$

式中, F_{st} 为定子齿部的磁压降, F_{sy} 为定子轭部的磁压降, F_{ry} 为转子磁路的磁压降。

3.1 定子铁心饱和系数

用诺曼法来近似等效齿尖的磁饱和效应,齿尖饱和导致的槽开口增量可以计算为

$$\Delta b_0 = \left(\frac{t_1}{3} - b_0 \right) (1 - K_{sattip}) \quad (18)$$

式中, K_{sattip} 为齿尖饱和系数。

3.1.1 定子齿部

定子齿部流过的磁通通过对气隙磁密积分进行

计算：

$$\phi_{st}(i) = r_s l_{ef} \int_{(i-1)\alpha_s}^{i\alpha_s} B_g(\theta_s) d\theta_s, i = 1, 2, \dots, Q/p \quad (19)$$

式中, α_s 为单个槽所占电角度; Q 为定子槽数。

对于平行齿定子, 第 i 个齿部的平均磁密可以表示为

$$B_{st}(i) = \phi_{st}(i) / l_{ef} / w_t \quad (20)$$

式中, w_t 为定子齿宽。

因此齿部的磁压降为

$$F_{st}(i) = H_{st}(i) l_{st} \quad (21)$$

式中, l_{st} 为定子槽深。

3.1.2 定子轭部

由于不同电流相位角及转子位置下的轭部磁通时刻变化, 因此采用将定子轭部平均分成和齿部数量相同的模块来实现对于通用轭部磁通分布的计算, 其近似等效如图 8 所示。

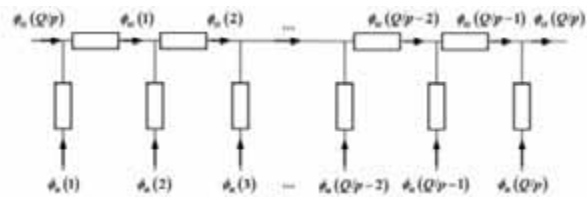


图 8 一对极下定子磁路示意图

对于一对磁极下的第一个齿对应的轭部磁通可以表示为

$$\phi_{sy}(1) = \phi_{st}(1) + \phi_{sy}(Q/p) \quad (22)$$

而其他部分的磁通可以由下式计算：

$$\phi_{sy}(i) = \phi_{sy}(i-1) + \phi_{st}(i), i = 2, 3, \dots, Q/p \quad (23)$$

基于磁路对称性, 相邻磁路磁通分布反向, 因此存在下述方程：

$$\sum_{i=1}^{Q/p} \phi_{sy}(i) = 0 \quad (24)$$

求解方程 (19) ~ 方程 (24) 的磁通密度可以计算为

$$B_{sy}(i) = \frac{|\phi_{sy}(i)|}{h_{sy} l_{ef}} \quad (25)$$

式中, h_{ys} 为定子轭部的厚度。

由定子铁心磁化曲线获取对应的磁场强度, 轭部各模块的磁压降为

$$\hat{F}_{sy}(i) = H_{sy}(i) l_{sy} \quad (26)$$

式中, l_{sy} 为各模块轭部磁通流过的平均长度, $l_{sy} = \pi(D_1 - h_{sy})/Q$, D_1 为定子外径。

对此, 定子磁路各部分的饱和系数计算如下：

$$K_{sat_stator}(i) = \frac{F_{st}(i) + |F_{sy}(i)/2|}{B_{gt}(i) g / \mu_0} \quad (27)$$

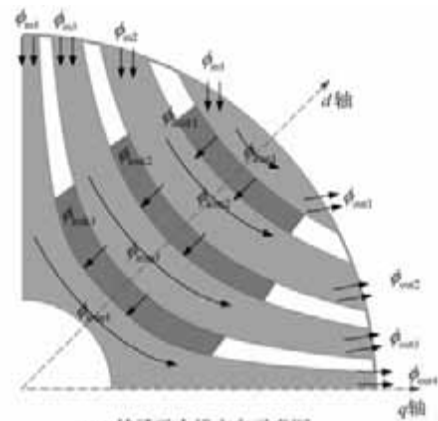
式中, $B_{gt}(i)$ 为每个齿前气隙的磁场强度。

3.2 转子铁心饱和系数

图 9(a) 和图 9(b) 分别给出了转子磁力线方向及其对应的等效磁路示意图。其不同位置的磁通计算如下：

$$\left\{ \begin{aligned} \phi_{in1} &= r_r l_{ef} \int_0^{\alpha_1} B_g(\theta_r) d\theta_r \\ \phi_{ini} &= r_r l_{ef} \int_{\alpha_{i-1}}^{\alpha_i} B_g(\theta_r) d\theta_r, i = 2, 3 \\ \phi_{in4} &= r_r l_{ef} \int_{\alpha_3}^{\pi/2/p} B_g(\theta_r) d\theta_r \\ \phi_{out1} &= r_r l_{ef} \int_{-\alpha_1}^0 B_g(\theta_r) d\theta_r \\ \phi_{outi} &= r_r l_{ef} \int_{-\alpha_i}^{-\alpha_{i-1}} B_g(\theta_r) d\theta_r, i = 2, 3 \\ \phi_{out4} &= r_r l_{ef} \int_{-\pi/2/p}^{-\alpha_3} B_g(\theta_r) d\theta_r \\ \phi_{leaki} &= \phi_{ini} - \phi_{outi} \end{aligned} \right. \quad (28)$$

式中, ϕ_{ini} 和 ϕ_{outi} 分别为流入和流出转子第 i 层铁心的磁通, ϕ_{ironij} 为流过第 i 层第 j 块铁心的磁通, ϕ_{leaki} 为流过第 i 层磁障的漏磁通。



(a) 转子磁力线方向示意图

由于非稀土永磁体磁导率与空气相近, 因此可以近似处理假设漏磁 ϕ_{leaki} 均匀穿过各层永磁体, 存在下述方程组：

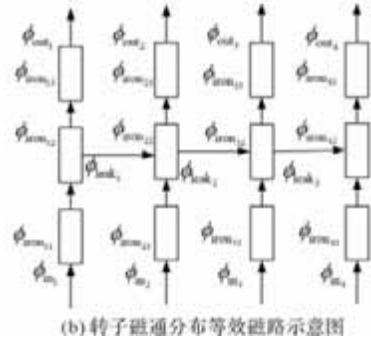


图9 三层磁障转子磁通分布示意图

$$\begin{cases} \phi_{iron1} = \phi_{in1}, i = 1, 2, 3, 4 \\ \phi_{iron2} = \phi_{in1} - \phi_{leak1}/2 + \phi_{leak1-1}/2 \\ \phi_{iron3} = \phi_{out1} \end{cases} \quad (29)$$

转子铁心上的磁密计算如下:

$$B_{ironij} = \phi_{ironij} / (w_{ironij} l_{ef}) \quad (30)$$

式中, w_{ironij} 为各段铁心的平均厚度。

$$F_r(i) = \sum_{j=1}^3 H_{ironij} l_{ij} \quad (31)$$

式中, H_{ironij} 为第 i 层第 j 块铁心的磁场强度, l_{ij} 为对应磁力线的平均长度。

因此, 转子饱和系数可以计算为

$$K_{sat_rotor}(i) = 1 + \frac{F_r(i)}{(B_{gin}(i) + B_{gout}(i))g/\mu_0} \quad (32)$$

式中, $B_{gi}(i)$ 和 $B_{gout}(i)$ 分别是第 i 层铁心两侧前气隙磁场的平均磁密。

3.3 饱和磁路气隙磁密计算

基于式(27)和式(32)分别计算的定转子饱和系数, 计算气隙任意位置饱和系数:

$$K_{sat_cof}(\theta_s) = K_{sat_stator}(\theta_s) + K_{sat_rotor}(\theta_s) - 1 \quad (33)$$

进而计算考虑饱和影响的气隙磁密:

$$B_{g_sat}(\theta_s) = B_g(\theta_r) \cdot K_{sat_cof}(\theta_s) \quad (34)$$

基于迭代计算最终求取精确的饱和磁路气隙磁密, 流程如图10所示。

图11(a)和图11(b)分别给出了简化线性磁路模型, 考虑饱和的磁路模型以及 FEA 模型气隙磁密波形及快速傅里叶分解对比。结果显示饱和磁路模型相较简化磁路模型精确度有了极大提高, 与 FEA 结果相差较小。

3.4 电磁性能计算

沿气隙表面基于洛伦兹定律可以计算电机电磁

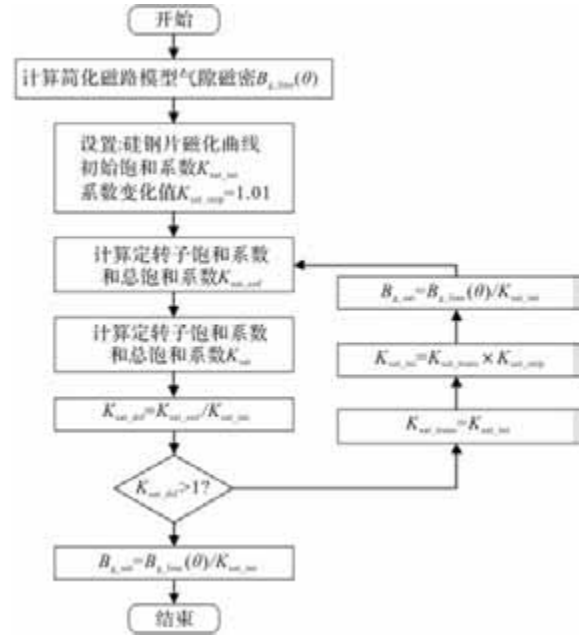
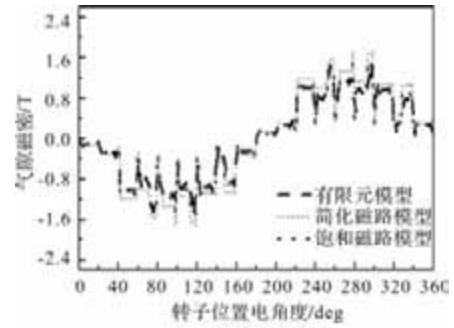
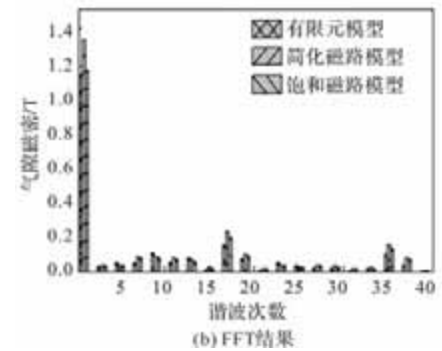


图10 磁路饱和系数迭代计算流程



(a) 气隙磁密波形



(b) FFT结果

图11 气隙磁密对比

转矩^[19]:

$$T_e = \frac{\mu_0}{g} p r_g l_{ef} \left(\int_{2\pi} F_r \frac{dF_s}{d\theta} d\theta - \int_{2\pi} F_s \frac{dF_r}{d\theta} d\theta \right) \quad (35)$$

基于绕组函数的方法计算电机反电势, A 相绕组函数表达式如下^[20]:

$$N_a(\theta_s) = \sum_{v=6h \pm 1} \frac{2Nk_{Nv}}{v\pi} \cos(vp\theta_s) \quad (36)$$

A 相磁链和 A 相反电势分别可以表示为

$$\psi_a = r_g l_{ef} \int_0^{2\pi} B_g(\theta_s, t) N_a(\theta_s) d\theta_s \quad (37)$$

$$E = -\frac{d\psi_a}{dt} \quad (38)$$

通过对负载反向电动势进行快速傅里叶变换, 可以计算出气隙反电势基波分量与电流的相位角, 从而获得功率因数。

通过 Bertotti 损耗模型计算电机的铁耗^[21]:

$$P_{fe} = k_h B^a f + k_e B^2 f^2 + k_a B^{1.5} f^{1.5} \quad (39)$$

由于电机定子绕组采用圆线, 且由于电机额定频率较低, 忽略交流铜耗, 电机直流铜耗计算如下:

$$P_{Cu} = m I^2 R \quad (40)$$

此外, 附加损耗和机械损耗输入功率的 1.5% 计及的, 进而得到电机的总效率。

3.5 有限元结果对比分析

图 12(a) ~ 图 12(c) 分别给出了饱和磁路模型与有限元模型对于电磁性能计算对比分析, 途中可知, 不考虑饱和等效磁路模型相较有限元模型误差极大, 因此用其产生代理模型训练样本集将会导致其优化结果与真实结果差距较大。而饱和模型在电磁性能计算方面相较有限元模型误差较小, 因此可以用饱和磁路模型代替 FEA 模型来获取训练样本集。且在相同计算资源条件下 (CPU Intel® Core™ i5 12400 F 4.4 GHz 与 16 × 2 GB DDR4 3200 MHz 内存), FEA 模型的单次调用时间约为 15 min, 而饱和磁路模型仅为 1 min 左右, 获取相同大小的训练集, 可减少计算时长 90% 以上。

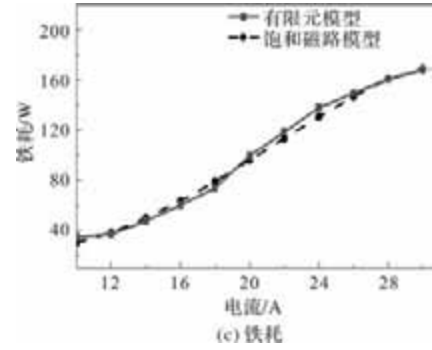
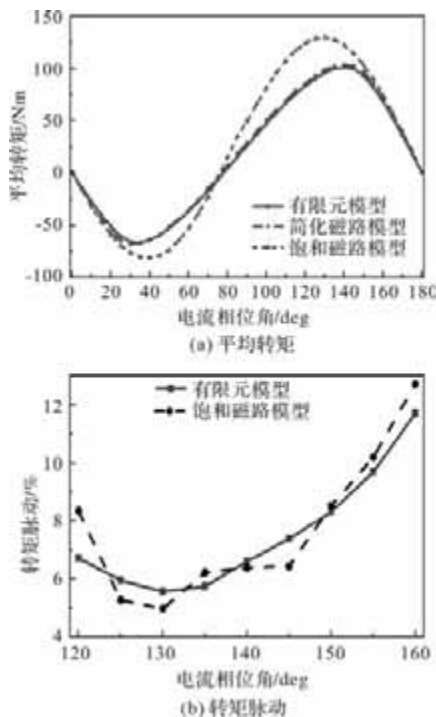


图 12 有限元结果对比

4 代理模型构建及多目标优化

具体的优化过程如下所述: 首先, 基于第 2 章确定的优化目标和变量范围, 利用最优拉丁超立方采样, 并基于饱和磁路作为机器学习 ML 算法的数据集。其次, 使用这些机器学习算法构建一个准确且高效的混合代理模型, 并将其应用于多目标优化问题。通过这种方式, 避免了生成足够的所需的长时间, 从而大大缩短了优化周期, 流程如图 13 所示。

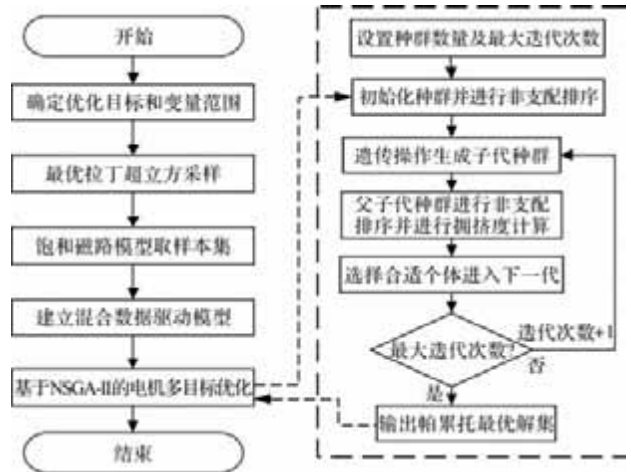


图 13 代理模型及多目标优化流程

4.1 混合代理模型构建

由于不同数据模型对于电机预测性能的表现不用, 因此需要组合不同的代理辅助模型以实现最佳预测效果。

利用最优拉丁超立方采样在优化范围内采样 2000 组样本, 其中随机划分 1800 组样本作为训练集, 200 组样本作为并利用径向基神经网络 (Radial Basis Function Neural Network, RBFNN), BPNN, SVR 以及 ELM 四种代理模型分别对其电磁性能进行预测, 为了评估这些方法的准确性和回归能力, 计算了决定系数 R^2 , 其表达式为

$$R^2 = 1 - \frac{SSE}{SST} = 1 - \frac{\sum (y_i - \hat{y}_i)^2}{\sum (y_i - \bar{y})^2} \quad (41)$$

式中, y_i 为真实值, $\hat{y}_i$ 为预测值。 R^2 越接近 1, 则代表模型的预测效果更佳。

表 3 给出了不同模型对于待优化的电磁性能的预测精度对比, 可以看出 ELM 在电机额定效率以及功率因数上具有更高的 R^2 , 而 SVR 回归则在平均效率以及转矩脉动方面具有更好的回归效果。因此在后续优化过程中, 额定效率以及功率因数的预测采用 ELM, 平均效率以及转矩脉动采用 SVR。

表 3 不同代理模型预测效果对比

R^2	SVR	ELM	RBFNN	BPNN
额定效率	0.987	0.992	0.981	0.956
平均效率	0.991	0.985	0.974	0.936
功率因数	0.974	0.993	0.977	0.961
转矩脉动	0.977	0.962	0.942	0.913

4.2 多目标优化

基于 4.1 节构建的混合代理模型, 结合 NSGA-II 对所确定的多目标优化问题进行求解。其中初始种群大小、种群大小以及最大迭代次数分别设置为 200, 200, 50。最终求解所得的帕累托前沿如图 14 所示。

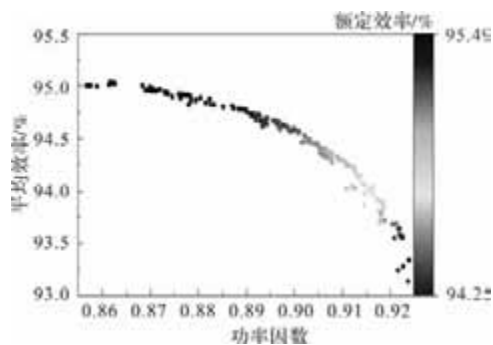


图 14 优化所得帕累托前沿

结合加工需求, 选定最后优化结果参数集合为 $[r_f, h_{m1}, h_{m2}, h_{m3}, a_1, a_2, a_3, \theta_1, \theta_2, \theta_3] = [76 \text{ mm}, 7.5 \text{ mm}, 8.6 \text{ mm}, 8.2 \text{ mm}, 21.4^\circ, 30.4^\circ, 40.4^\circ, 14.5^\circ, 20.8^\circ, 38.2^\circ]$ 。

优化前后电机 FEA 性能对比如表 4 所示。

表 4 优化前后性能对比

项目	优化前 (FEA)	优化后 (FEA)	优化后 (饱和 磁路)	优化后 (数据 模型)	变化 (FEA 结 果相比)
额定效率/%	94.76	95.13	95.19	95.18	+0.37
平均效率/%	94.12	94.62	94.69	94.73	+0.50
功率因数	0.89	0.90	0.91	0.90	+0.1
转矩脉动/%	8.3	4.4	3.9	4.0	-3.9
成本/元	1450		1337		-113

5 样机实验验证

图 15 给出了样机实验平台, 样本实验平台由驱动系统、负载系统及数据采集系统三部分组成: 驱动系统采用变频器控制永磁辅助同步磁阻电机; 负载系统由测功机与负载电机构成, 两者通过高精度扭矩仪实现机械耦合, 测功机实时显示转矩/转速参数并调控负载工况; 数据采集系统包含功率分析仪和录波仪, 分别执行电参量分析和波形记录功能, 其中功率分析仪同步采集电机端电压、电流及功率参数, 录波仪记录多通道动态信号波形。在保持定子电流幅值恒定为额定值(仿真与实验条件一致)的前提下, 通过调节电流相位角实现转矩调控。受直流母线电压限制, 相位角的有效调节范围设定为 $130^\circ \sim 160^\circ$ 。测功机实时反馈的机械转矩数据作为系统响应的核心评价指标。效率测试严格遵循稳态条件: 通过温度数显装置连续监测绕组温度, 待温度波动率小于 $\pm 1^\circ\text{C}/\text{h}$ 时判定达到热平衡; 热稳定后同步记录持续 5min 的输出转矩、转速及输入功率参数; 并基于能量守恒原理计算效率, 重点分析表 1 所示特征工作点的额定效率与平均效率特性。

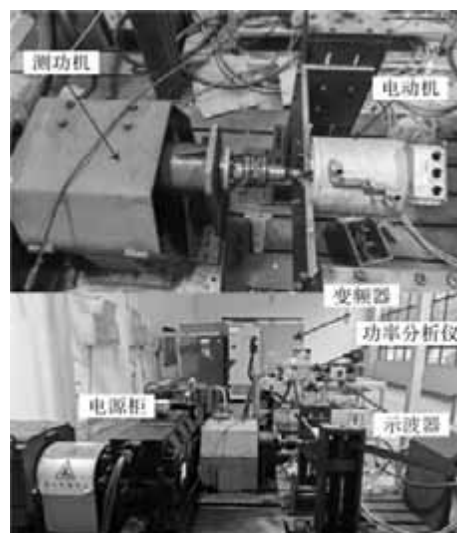


图 15 实验测试平台

图 16 分别给出了不同驱动电流下 PMa-SynRM 功率因数的 FEA 结果与实验测试结果对比, 实验结果整体略低于 FEA 计算结果。

表 5 给出了实验测得的参数与 FEA 结果的对比, 整体结果表明实验和仿真结果较为吻合, 实验测量结果较 FEA 结果误差都在 3% 以内, 进一步验证了优化有效性。

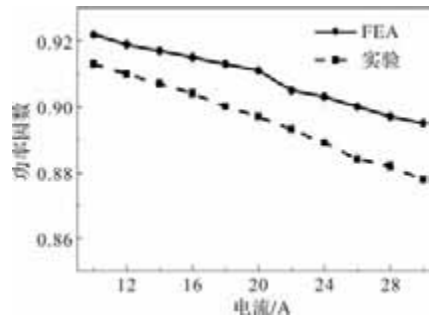


图 16 功率因数实验与 FEA 对比

表 5 实验结果对比

电机性能	FEA	实验	误差
额定效率 (%)	95.1	94.92	-0.21
额定转矩/Nm	95.5	92.4	-3.1
额定功率因数	0.896	0.88	-0.015
平均效率/%	94.62	94.31	-0.31

6 结 论

本文通过建立考虑饱和影响下的 PMA-SynRM 等效磁路模型, 实现对于电机电磁参数的精确快速计算, 用以代替 FEA 模型来实现对于数据模型样本集合的快速获取。并通过构建混合代理模型, 来取得在相同训练集大小下代理模型对于未知数据点的最佳预测效果。相较于传统通过 FEA 获取样本集的方法, 由于采用了所建立的饱和磁路模型获取训练样本, 所建立模型单个样本计算时长仅为 FEA 模型的十分之一不到, 因此整体优化效率提升了 90% 以上。最终结合 MOEA 算法, 实现对于 PMA-SynRM 转子复杂几何参数的多目标优化问题的快速准确求解, 并通过样机实验验证了优化结果的有效性。

参考文献

- [1] 陈前, 赵美玲, 廖继红, 等. 轻量化高效率永磁电机及其控制技术综述[J]. 电气工程学报, 2024, 18(4): 3-19.
- [2] 于思洋, 王宇, 张岳, 等. 基于代理模型的双气隙混合转子低速大转矩同步电机优化设计[J]. 电机与控制学报, 2024(10).
- [3] 沈建新, 蔡顺, 郝鹤, 等. 同步磁阻电机分析与设计(连载之十二) 永磁辅助同步磁阻电机的设计研究[J]. 微电机, 2017, 50(3): 7.
- [4] 马霁旻, 万梓灿, 刘光华, 等. 电动汽车用混合永磁辅助同步磁阻电机的转子优化设计[J]. 微特电机, 2021, 49(1): 18.
- [5] 史进飞, 胡余生, 陈彬, 等. 铁氧体永磁辅助同步磁阻电机抗退磁设计优化[J]. 微特电机, 2021, 49

- (5): 21.
- [6] He M, Wang Z, Chen H, et al. Multi - Objective Evolutionary Algorithm Based on Decomposition With Orthogonal Experimental Design [J]. Expert Systems, 2025, 42(2): e13802.
- [7] Deb K, Pratap A, Agarwal S, et al. A fast and elitist multiobjective genetic algorithm: NSGA-II [J]. IEEE Transactions on Evolutionary Computation, 2002, 6(2): 182-197.
- [8] Deb K, Pratap A, Agarwal S, et al. A fast and elitist multiobjective genetic algorithm: NSGA-II [J]. IEEE transactions on evolutionary computation, 2002, 6(2): 182-197.
- [9] Jin Y. Surrogate-assisted evolutionary computation: Recent advances and future challenges [J]. Swarm and Evolutionary Computation, 2011, 1(2): 61-70.
- [10] Ahmed S, Grabher C, Kim H J, et al. Multifidelity surrogate assisted rapid design of transverse-flux permanent magnet linear synchronous motor [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 67(9): 7280-7289.
- [11] Yi S, Shun C, Yingqian L, et al. Top-level design pattern of PM-assisted synchronous reluctance machines [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(9): 2306-2318.
- [12] Gu J, Hua W, Yu W, et al. Surrogate model-based multiobjective optimization of high-speed PM synchronous machine: Construction and comparison [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 9(1): 678-688.
- [13] S S R Bonthu, A Arafat, et al. Comparisons of Rare-Earth and Rare-Earth-Free External Rotor Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Motors [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(12): 9729-9738.
- [14] Xu M, Liu G, Chen Q, et al. Torque calculation of stator modular PMA-SynRM with asymmetric design for electric vehicles [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2020, 7(1): 202-213.
- [15] 佟文明, 杜绍雨, 贾建国, 等. 基于改进复相对磁导函数的开槽轴向磁通永磁电机气隙磁场解析模型[J]. 电工技术学报, 2024, 39(24): 7700-7711.
- [16] Bianchi N, Member, IEEE, et al. Torque Harmonic Compensation in a Synchronous Reluctance Motor [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion Ec, 2008, 23(2): 466-473.
- [17] 辜承林. 电机学 [M]. 3 版. 华中科技大学出版社, 2015.
- [18] Kowal D, Sergeant P, Dupré L, et al. Comparison of iron loss models for electrical machines with different frequency domain and time domain methods for excess loss prediction [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2014, 51(1): 1-10.

基于模糊滑模观测器的 PMSM 无位置传感器控制

鞠金涛, 赵世伟, 杨向宇

(华南理工大学 电力学院, 广州 510640)

摘要: 准滑模观测器由于边界层宽度固定, 很难在抑制抖振的同时提高观测精度。因此, 该文提出一种基于模糊推理算法的模糊滑模观测器, 该观测器采用 sigmoid 函数作为切换函数, 将估计电流误差和误差变化率作为模糊推理系统的输入, 实现边界层宽度随系统状态自适应变化。仿真和实验结果表明, 该文所提出的观测器算法在电机不同转速下均可有效抑制抖振, 提高观测精度。

关键词: 永磁同步电机; 准滑模观测器; 模糊推理; 边界层

中图分类号: TM351; TM341; TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2025)08-0024-06

Sensorless Control of PMSM Based on Fuzzy Sliding Mode Observer

JU Jintao, ZHAO Shiwei, YANG Xiangyu

(School of Electric Power, South China University of Technology, Guangzhou 510640, China)

Abstract: Due to the fixed width of the boundary layer, the quasi sliding mode observer has difficulty in improving the observation accuracy while suppressing chattering. Therefore, a fuzzy sliding mode observer based on fuzzy inference algorithm was proposed. This observer used the sigmoid function as the switching function and takes the estimated current error and the error change rate as the inputs of the fuzzy inference system to achieve adaptive changes in the boundary layer width with the system state. The simulation and experimental results show that the observer algorithm proposed in this paper can proficiently suppress chattering and enhance the accuracy of observations at different motor speeds.

Key words: permanent magnet synchronous motor; quasi sliding mode observer; fuzzy inference; boundary layer

0 引言

永磁同步电机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 因其具有效率高和调速范围宽等优点, 在航空航天、航海和新能源汽车等领域被广泛应用。现阶段, PMSM 在控制过程中, 较为普遍地运用矢量控制策略, 矢量控制需要获取准确的转子位置与速度信息, 常用的方案是采用位置传感器进行测量。然而安装传感器会增加控制系统的设计成本, 而且在复杂环境中还可能面临着安装难度大、对环境条件要求苛刻以及抗电磁干扰能力差等问题^[1-2]。因此, 开展关于 PMSM 的无位置传感器控制技术的研究显得尤为重要, 这对于优化系统性能、降低成本以及提高系统的可靠性和适用性具有关键意义。

当下, 电机控制技术领域中无位置传感器控制算法的研究与应用不断深入。在低速工况下, 无位

置传感器控制算法主要以基于电机凸极特性的高频信号注入法为核心, 利用电机凸极特性, 注入特定的高频信号, 依据电机响应提取转子位置信息^[3-4]; 在中高速工况下, 无位置传感器控制算法主要根据电机的基波模型进行转子位置估计, 主要包括模型参考自适应观测器^[5]、扩展卡尔曼滤波器^[6]、龙伯格观测器^[7]以及滑模观测器等。在这些方法中, 滑模观测器 (Sliding Mode Observer, SMO) 对参数变化及负载扰动不敏感, 鲁棒性强, 被广泛应用于 PMSM 无位置传感器控制系统中^[8]。

传统的 SMO 常采用符号函数作为切换函数, 但因为符号函数的开关特性, 会不可避免的带来抖振。为了抑制抖振, 近年来一些国内外学者尝试构建准滑模观测器 (Quasi Sliding Mode Observer, QSMO), 用边界层内连续的准滑动模态函数替换符号函数, 从而实现对抖振的有效抑制^[9-11]。然而, QSMO 的边界层设计困难, 很难同时实现抑制抖振与提高观测

收稿日期: 2025-02-05

作者简介: 鞠金涛(2000), 男, 硕士研究生, 研究方向为电机控制。

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

杨向宇(1963), 男, 博士, 教授, 研究方向为电机设计及其驱动控制。

精度。文献[12]和文献[13]详细论述了不同边界层对于观测反电动势谐波含量, 估计转速和估计转子位置的影响, 得出如下规律: 边界层越宽, 抖振抑制效果越好, 观测反电动势的总谐波含量越低, 但是会使得估计电流误差增大, QSMO 状态远离滑模面, 降低观测精度。由于无法建立精确的数学模型来设计最优的边界层, 一些学者会基于上述规律完成边界层的设计, 在抑制抖振和提高观测精度之间做出权衡^[14-15]。模糊推理是一种基于专家经验的智能控制算法, 它不需要被控对象精确的数学模型, 非常适用于非线性和强耦合系统^[16-17]。文献[16]将模糊推理与 SMO 相结合, 实现了滑模增益随估计电流误差的改变自适应调节, 调节的形式近似于对饱和函数的分段线性逼近, 但是在低速段的抖振抑制效果要优于基于饱和函数的 QSMO。文献[17]构建了以估计电流误差和观测反电动势作为输入变量的模糊推理系统, 自适应调节滑模增益, 在抑制抖振的同时加快系统响应速度。

基于以上分析, 本文提出一种基于模糊推理的边界层设计方法, 以此来构建模糊滑模观测器 (Fuzzy Sliding Mode Observer, FSMO)。通过设计以观测电流误差和误差变化率为输入变量的模糊推理系统, 实现边界层宽度随 SMO 状态改变自适应变化。最后, 通过仿真和实验结果表明 FSMO 实现抑制抖振的同时提高观测精度。

1 PMSM 数学模型

本文采用表贴式永磁同步电机 (SPMSM) 作为被控对象, SPMSM 气隙磁场均匀, 交直流电感相差较小, 可近似看作隐极同步电动机。在对 PMSM 建模前先做出如下假设: 电机定子绕组对称分布, 电机旋转时定子绕组产生的反电动势为标准正弦波, 不计涡流和磁滞损耗, 磁路不会饱和。则 SPMSM 在两相静止 $\alpha\beta$ 坐标系下的定子电压方程可用如下微分方程表示:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = -\frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} - \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中, $u_\alpha, u_\beta, i_\alpha, i_\beta, e_\alpha, e_\beta$ 分别为 $\alpha - \beta$ 坐标系下的定子电压, 电流以及反电动势, R_s 为定子电阻; L_s 为定子电感。

反电动势 e_α, e_β 可以表示为

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \omega_e \psi_f \begin{bmatrix} -\sin\theta_e \\ \cos\theta_e \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中, ψ_f 为永磁体磁链, ω_e 为电角速度, θ_e 为电角度。

2 滑模观测器设计

基于滑模变结构理论, 滑模面选择为

$$S = \begin{bmatrix} S_\alpha \\ S_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha - i_\alpha \\ \hat{i}_\beta - i_\beta \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中, $\hat{i}_\alpha, \hat{i}_\beta$ 为 α, β 坐标系下的定子电流估计值。

基于式(1)的电机数学模型, 构造 QSMO 如下:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} = -\frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} - \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中, v_α, v_β 为 QSMO 的控制输入, 可由式(5)表示:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = K_{sw} \begin{bmatrix} f(S_\alpha(s)) \\ f(S_\beta(s)) \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中, K_{sw} 为滑模增益系数, $f(s)$ 为切换函数。

QSMO 采用准滑动模态函数取代符号函数, 用来抑制符号函数高增益开关特性所带来的抖振, 本文采用 sigmoid 函数来设计观测器, 其表达式如下:

$$\text{sigmoid}(s) = \frac{2}{1 + e^{-as}} - 1 \quad (6)$$

式中, a 为正常数, 可用来表示 sigmoid 函数的边界层宽度。

将式(6)带入式(5), 可得到 QSMO 的控制输入表达式如下:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = K_{sw} \begin{bmatrix} \text{sigmoid}(S_\alpha(s)) \\ \text{sigmoid}(S_\beta(s)) \end{bmatrix} \quad (7)$$

将式(1)和式(4)作差可得电流误差方程:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} = -\frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} e_\alpha - v_\alpha \\ e_\beta - v_\beta \end{bmatrix} \quad (8)$$

式中, $\tilde{i}_\alpha, \tilde{i}_\beta$ 分别为 α, β 坐标系下的定子电流估计值与实际值之间的误差值。

当 K_{sw} 应满足如下条件时, SMO 渐进稳定:

$$K_{sw} > \max \left\{ \frac{|e_\alpha|}{\min |\text{sigmoid}(S_\alpha)|}, \frac{|e_\beta|}{\min |\text{sigmoid}(S_\beta)|} \right\} \quad (9)$$

当 $\tilde{i}_\alpha$ 和 $\tilde{i}_\beta$ 收敛于零时, 满足:

$$S = \dot{S} = 0 \quad (10)$$

即可重构电机反电动势:

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = K_{sw} \begin{bmatrix} \text{sigmoid}(S_\alpha(s)) \\ \text{sigmoid}(S_\beta(s)) \end{bmatrix} \quad (11)$$

获取观测反电动势后, 本文采用归一化锁相环进行转子位置估计, 其等效框图如图 1 所示。

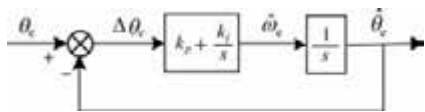


图 1 归一化锁相环等效框图

3 模糊推理系统设计

一般来说, 模糊推理系统主要由: 变量模糊化、模糊规则、推理机制和去模糊化四个部分组成。在输入变量和输出变量的选择方面, 本文考虑如下: 由于 SMO 实质上是对电流的观测, 基于观测电流误差以及误差变化率去重构电机反电动势, 因此, 本文将观测电流的误差 s 和误差的导数 $\dot{s}$ 设定为模糊推理系统的输入变量, 将边界层系数 a_F 设计为输出变量, 实现边界层宽度随 SMO 状态改变自适应变化, 进而获取更加光滑的观测反电动势。

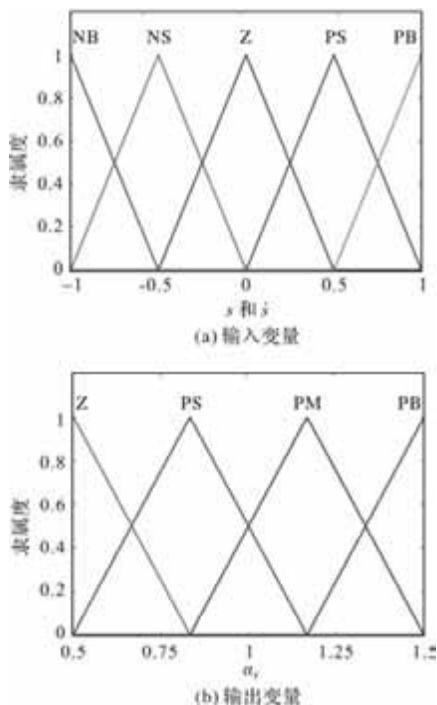


图 2 三角形隶属度函数

首先, 将输入变量 s 和 $\dot{s}$ 的模糊集定义为 {NB (负大), NS (负小), Z (零), PS (正小) PB (正大)}, 对应论域范围设置为 $[-1, 1]$, 利用均匀分布的三角形隶属度函数进行模糊化。同时, 将输出变量 a_F 的模糊集定义为 {Z (零), PS (正小), PM (正中), PB (正大)}, 对应论域范围设置为 $[0.5, 1.5]$, 隶属度函数曲线如图 2 所示。

其次, 建立模糊规则并设定推理机制。模糊规则是模糊推理系统的重要组成部分, 它决定了最终推理的效果。本文模糊规则的设计依据为: 当系统远离滑模面时, 边界层宽度变窄, 以提高系统接近滑模面的速度。当系统靠近滑模面时, 边界层宽度变宽, 实现对抖振的抑制。模糊规则列于表 1。同时, 采用 Mamdani 法进行模糊推理。最后, 采用重心法进行去模糊化。

表 1 模糊规则表

$\dot{s}$ / s	NB	NS	Z	PS	PB
NB	PB	PB	PB	PM	PS
NS	PB	PM	PM	PS	PS
Z	PS	Z	Z	Z	PS
PS	PS	PS	PM	PM	PB
PB	PS	PM	PB	PB	PB

在满足 SMO 稳定性条件的前提下, 将模糊推理系统的输出与固定的 sigmoid 函数的参数 a 相乘即可实现 sigmoid 函数的边界层自适应改变。FSMO 结构框图如图 3 所示, 该模糊推理系统的工作流程为: 首先获取输入变量的真实值。将电机实际 $\alpha - \beta$ 轴电流与 SMO 观测电流作差后得到 s , 微分后得到 $\dot{s}$; 其次对输入变量进行模糊化, 转化为模糊语言变量; 然后基于表 1 的模糊规则进行模糊推理, 得到输出变量对应不同模糊语言的隶属度值; 最后基于重心法将推理结果转化为真实值输出。

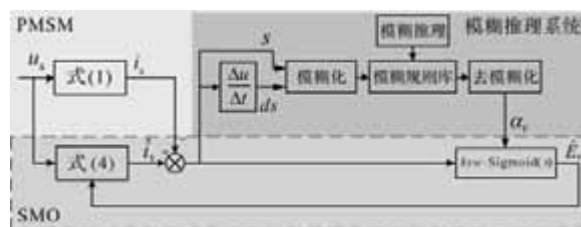


图 3 FSMO 结构框图

4 仿真与实验分析

4.1 仿真分析

为了验证 FSMO 的有效性, 本文搭建如图 4 所示的仿真模型, 与固定边界层的 QSMO 进行对比仿真分析, 模型中的 PMSM 参数列于表 2, 观测器参数设置如下: QSMO 和 FSMO 的滑模增益 K_{sw} 均取 135, sigmoid 函数中的参数 a 均取 0.1。仿真采用观测器估计的转速和转子位置做闭环控制, 电机带 1 Nm 负载运行, 起动转速设置为 1000 r/min, 在第 5

秒将参考转速提高至 1250 r/min，第 7s 将参考转速提高至 1500 r/min。

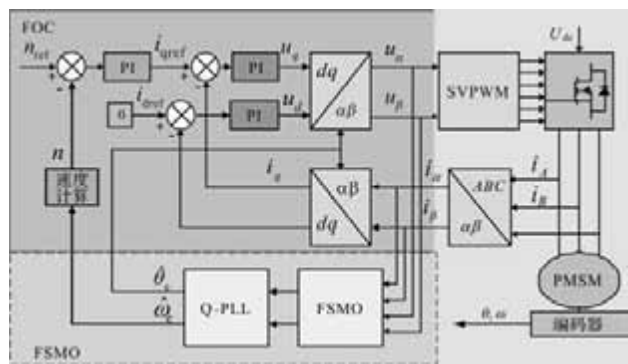


图4 仿真模型结构框图

表2 电机参数

电机参数	参数值
额定电压/V	220
极对数 p_n	4
定子电阻 R_s/Ω	0.5
交直流电感 L_s/mH	2.2
永磁体磁链 ψ_f/Wb	0.1544
转动惯量 $J/(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	0.0125
开关频率/kHz	10

图5为电机在1000 r/min、1250 r/min和1500 r/min这三个转速下，分别采用QSMO和FSMO获取的观测反电动势(以 α 轴为例)及其对应频谱，其中不同转速下观测反电动势的总谐波失真(Total Harmonic Distortion, THD)数值整理如表3所示。

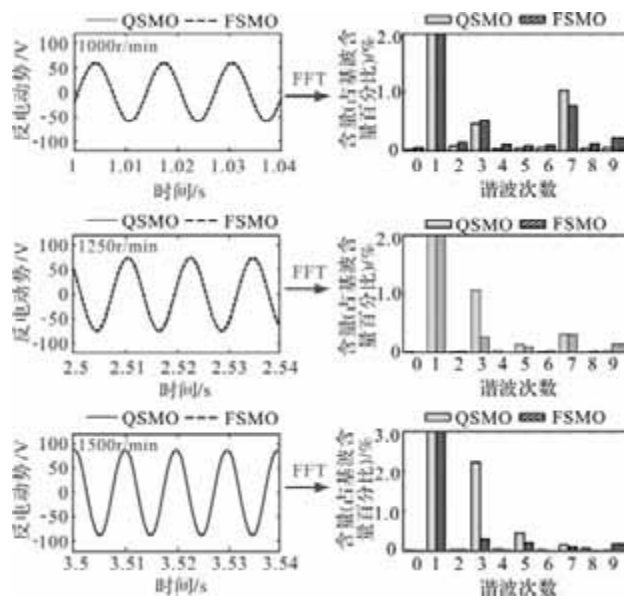


图5 α 轴观测反电动势仿真结果对比

表3 不同转速下观测反电动势的THD数值(仿真)

工况	QSMO	FSMO
1000 r/min	1.65%	1.38%
1250 r/min	1.98%	1.19%
1500 r/min	2.78%	0.7%

由表3可知，在不同转速下，QSMO观测反电动势中的总谐波含量整体呈现上升趋势，而FSMO通过自适应调节边界层的宽度，有效抑制了观测反电动势的谐波。

图6和图7为电机在转速变化的工况下，QSMO和FSMO估计的转速和转子位置误差波形。

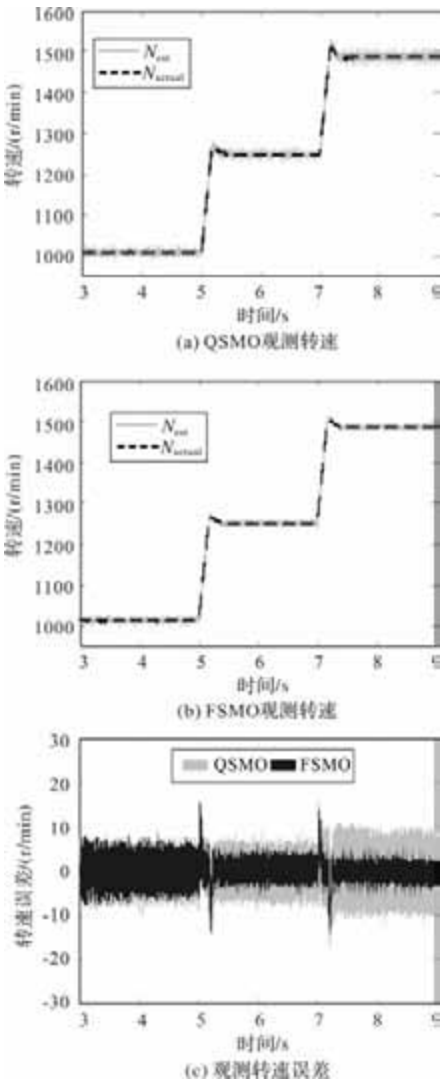


图6 观测转速仿真结果对比

表4 不同转速下观测转速误差幅值(仿真)

工况/(r/min)	QSMO/(r/min)	FSMO/(r/min)
1000	6	6
1250	8	4
1500	10	3

不同转速下观测转速误差幅值整理如表 4 所示。结合图 6(c) 中的观测转速误差波形以及表 4 的数据对比分析可知, 当在 1000 r/min 设计好固定的边界层宽度时, 抖振抑制效果较好, 但是随着转速的升高, 边界层将不再适配, 观测转速抖振加剧。相比之下, FSMO 通过自适应调节边界层的宽度, 在不同转速下可以推理出更加适配的边界层, 随着转速的升高, 转速波动呈现下降趋势, 有效抑制了抖振, 具有更高的转速观测精度。

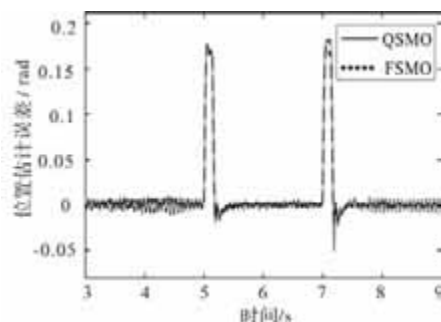


图 7 转子位置估计误差仿真结果对比

由图 7 可知, 不同转速下, QSMO 和 FSMO 均能准确地跟踪实际转子位置, 但是 QSMO 转子位置估计误差波动较大。在 1000 r/min 下, 转子位置估计误差波动范围约为 0.007 rad, 1500 r/min 时, 转子位置估计误差波动范围增加到 0.0075 rad, 而 FSMO 在 1000 r/min 下, 转子位置估计误差波动范围约为 0.0075 rad, 当转速增加到 1500 r/min 时, 转子位置估计误差波动范围降低到 0.0025 rad, 具有更高的转子位置观测精度。

4.2 实验分析

为了验证 FSMO 在实验中的有效性, 本文基于如图 8 所示的实验平台进行实验验证。图 8 中的电机参数和表 2 相同, 观测器参数与仿真一致, 实验工况与仿真一致, 电机的实际位置通过编码器获取, 所有实验数据通过串口发送到实验室研发的上位机进行查看。



图 8 实验平台

表 5 不同转速下观测反电动势的 THD 数值 (实验)

工况	QSMO	FSMO
1000 r/min	2.06%	2.1%
1250 r/min	2.8%	2.01%
1500 r/min	4.02%	1.69%

图 9 是电机在 1000 r/min、1250 r/min 和 1500 r/min 下, 分别采用 QSMO 和 FSMO 获取的观测反电动势 (以 α 轴为例) 以及对应频谱, 其中不同转速下观测反电动势的 THD 数值整理如表 5 所示。

由表 5 可知, 由于仿真中对于控制系统的建模不够准确, 在不同转速下, QSMO 和 FSMO 观测反电动势谐波含量数值高于仿真的数值, 但谐波含量变化趋势与仿真一致, QSMO 观测反电动势中的总谐波含量呈现上升趋势, 而 FSMO 通过自适应调节边界层的宽度, 有效削弱了观测反电动势的各次谐波分量。

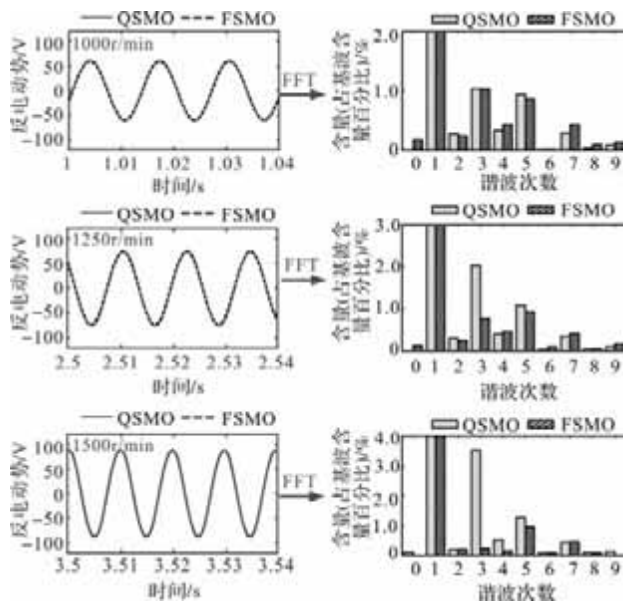
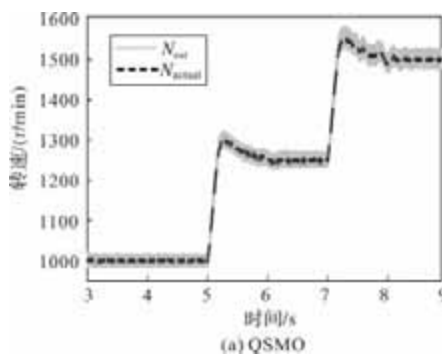


图 9 观测反电动势实验结果对比

图 10 和图 11 分别为电机在转速变化的工况下, 分别采用 QSMO 和 FSMO 得到的观测转速和转子位置误差波形。实验中采用观测器估计转速和转子位置做闭环控制。不同转速下观测转速误差幅值整理如表 6 所示。



(a) QSMO

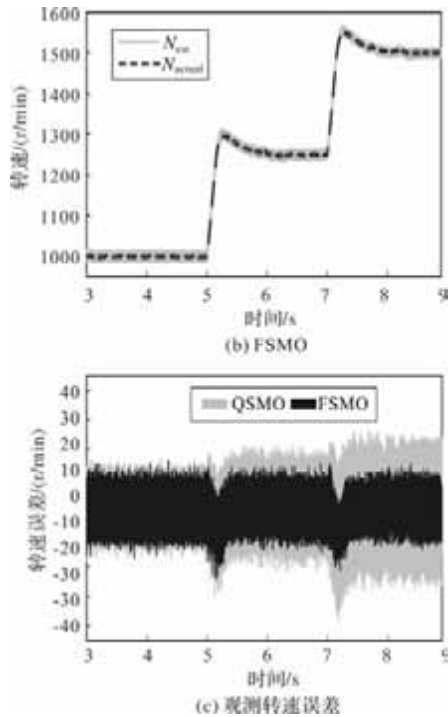


图 10 观测转速实验结果对比

表 6 不同转速下观测转速误差幅值(实验)

工况/(r/min)	QSMO/(r/min)	FSMO/(r/min)
1000	15	14
1250	20	13
1500	25	11

结合图 10(c) 中的观测转速误差波形以及表 6 的数据对比分析可知, 同样由于仿真中建模不够准确, 实验中的观测转速误差波动幅值在数值上与仿真存在差异, 但是整体变化趋势与仿真一致。QSMO 由于边界层固定, 在 1000 r/min 下设计的边界层宽度有较好的抖振抑制效果, 随着转速的升高, 抖振加剧, 转速观测精度较低。而 FSMO 由于可以自适应调节边界层的宽度, 在不同转速下可以推理出更加适配的边界层, 有较好的抖振抑制效果, 转速观测精度更高。

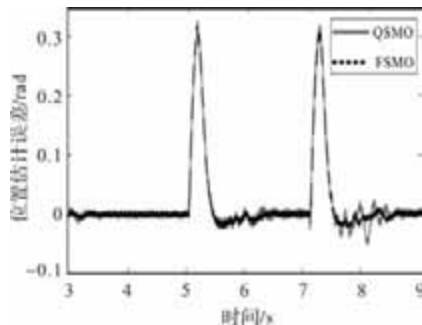


图 11 转子位置估计误差实验结果对比

由图 11 可知, 不同转速下, QSMO 和 FSMO 均能准确地跟踪实际转子位置, 但是 QSMO 具有更大

的转子位置估计误差。在不同转速下, QSMO 最大转子位置估计误差可达 0.015rad, 而 FSMO 最大转子位置估计误差波动范围不超过 0.008rad, 具有更高的转子位置观测精度。

5 结 语

本文提出了一个基于模糊推理的模糊滑模观测器无位置传感器控制算法, 在理论分析的基础上, 基于仿真和实验结果得出以下结论:

(1) 在不同转速下, FSMO 通过自适应调节边界层的宽度, 有效抑制了观测反电动势的谐波, 重构出更加平滑的反电动势, 便于后续更加准确地估计电机的转速和转子位置。

(2) FSMO 可以根据电机不同的转速, 推理出更加适配的边界层, 在不同转速下均可有效抑制抖振, 同时提高观测精度。

参考文献

- [1] 刘计龙, 肖飞, 沈洋, 等. 永磁同步电机无位置传感器控制技术研究综述[J]. 电工技术学报, 2017, 32(16): 76-88.
- [2] 潘森林, 高瑾. 永磁同步电机无速度传感器控制技术综述[J]. 微电机, 2018, 51(03): 62-69.
- [3] 郭增冰, 臧珂, 胡勤丰. 采用滑动平均低通滤波的脉振高频信号注入法在表贴式永磁同步电机无位置传感器控制中的应用[J]. 微电机, 2020, 53(04): 45-49, 76.
- [4] 刘琳, 崔巍. 一种降低噪声的高频方波注入 PMSM 无传感器控制[J]. 微电机, 2019, 52(04): 32-37, 63.
- [5] 廖自力, 解建一, 赵其进, 等. 基于改进型 MRAS 的永磁同步电机无位置传感器控制方法研究[J]. 微电机, 2020, 53(11): 100-105, 119.
- [6] W Li, G Feng, Z Li, et al. Extended Kalman Filter Based Inductance Estimation for Dual Three-Phase Permanent Magnet Synchronous Motors Under the Single Open-Phase Fault [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2022, 37(2): 1134-1144.
- [7] Yin Z, Bai C, Du N, et al. Research on Internal Model Control of Induction Motors Based on Luenberger Disturbance Observer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020(99): 1-1.
- [8] 陶方方, 赵世伟. 基于改进滑模观测器的无刷直流电机无位置传感器矢量控制[J]. 微电机, 2017, 50(11): 30-34.

(下转第 47 页)

基于改进磁链观测器的无电解电容 PMSM 驱动系统 无传感器控制策略

霍鲁杰¹, 康广庆², 丁文¹, 张巍³

(1. 西安交通大学电气工程学院, 西安 710049; 2. 西安航天动力研究所, 西安 710076;
3. 西安交通大学国家技术转移中心, 西安 710049)

摘要: 采用小容值薄膜电容的内置式永磁同步电机驱动系统具有工作寿命长、成本低、功率密度高等优点。然而, 在无电解电容系统中, 直流母线电压以两倍于网侧电压的频率波动, 这将会在反电势和磁链中产生大量额外频次的谐波, 最终将导致无传感器控制出现较大的位置估计误差。因此, 本文提出了一种应用于无电解电容系统无传感器控制的改进磁链观测器, 用于估计转子位置和转速。与反电势模型相比, 磁链模型中增加了一级积分环节, 能在一定程度上抑制高频谐波。本文首先对无电解电容 IPMSM 驱动系统的特性进行分析, 并确定了谐波出现的频率。其次, 基于改进磁链观测器, 设计了一种复合降阶准谐振滤波器来抑制磁链中的低频谐波并提取其基波分量。最后, 通过实验结果验证了所提出控制策略的有效性。

关键词: 永磁同步电机; 无电解电容; 无位置传感器控制; 磁链观测器

中图分类号: TM351; TM341; TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2025)08-0030-09

Sensorless Control Strategy for Reduced DC-link Capacitance PMSM Drive System Based on Improved Flux Linkage Observer

HUO Lujie¹, KANG Guangqing², DING Wen¹, ZHANG Wei³

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

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

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

Abstract: The interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM) drive using small capacitance film capacitor has the advantages of long working life, low cost, and high power density. However, the DC-link voltage fluctuates at twice the frequency of the grid-side voltage in reduced DC-link capacitance system, which will cause a lot of harmonics in the back electromotive force (BEMF) and flux linkage. Eventually this will result in a large position estimation error in sensorless control. Aiming at that, an improved flux linkage observer (FLO) applied to sensorless control was proposed to estimate the rotor position and speed. Compared to the BEMF model, an integration link was added in the flux linkage model, which could suppress the high frequency harmonics partly. The characteristics of the reduced DC-link capacitance IPMSM drive system were analyzed firstly, and the frequencies of the harmonic components were determined. Secondly, based on the FLO, a composite reduced-order quasi-resonant filter (CROQRF) was designed to suppress the low-frequency harmonics in the flux linkage and extract its fundamental component. Finally, the effectiveness of the proposed strategy was verified by experimental results.

Key words: permanent magnet synchronous motor; reduced DC-link capacitance; sensorless control; flux linkage observer

0 引言

近年来, 由于具有高功率密度、宽调速范围、高能效等优势, 内置式永磁同步电机(Interior Perma-

nent Magnet Synchronous Motor, IPMSM)在工业、交通、家电等领域得到了广泛的应用。在传统的 IPMSM 驱动系统中, 通常采用大容量电解电容储存网侧能量并稳定直流母线电压, 其次加入功率因数

收稿日期: 2025-05-12

作者简介: 霍鲁杰(2000), 男, 硕士, 研究方向为永磁同步电机控制。

康广庆(1990), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为电机控制。

丁文(1981), 男, 博士, 副教授, 研究方向为电机设计与控制。

张巍(1987), 男, 学士, 工程师, 研究方向为电机控制。

校正 (Power Factor Correction, PFC) 以提高网侧输入功率因数。但是电解电容的工作寿命容易受到环境条件的影响, 据统计, 温度每升高 10°C , 其寿命将降低一半^[1-3]。而驱动器损坏的较大一部分原因就来自于电解电容的损坏。薄膜电容具有工作寿命长、纹波影响小、耐压耐流值大等优势, 采用小容值薄膜电容代替大容值电解电容, 可以有效避免上述问题。同时, 无电解电容可以通过一定的控制策略实现网侧输入高功率因数控制, 因此也能省去 PFC 电路^[4-7]。

然而, 由于直流母线电容的容量减小为原来的 $1/20\sim 1/50$, 其稳压能力大幅降低, 因此直流母线电压会出现网侧电压的二倍频率的波动, 这将导致电机的电压、电流中出现相应的谐波^[8-9]。另外, 网侧滤波电感与直流母线电容之间会发生 LC 谐振, 导致网侧输入电流在谐振频率附近的谐波成分明显增加, 甚至可能使控制系统失稳^[10]。

IPMSM 的矢量控制需要转子位置及转速信息, 因而要在转子轴端加装机械位置传感器。但是, 机械位置传感器的安装会带来系统成本增加、可靠性降低等问题。采用无位置传感器控制策略来观测转子信息, 可以省去机械位置传感器, 进而降低系统成本和体积, 并提高系统的鲁棒性^[11-12]。无传感器控制通常分为零低速域的高频脉冲注入法和中高速域模型法, 其中模型法基于反电势或磁链模型提取转子信息^[13], 包括滑模观测器 (Sliding Mode Observer, SMO)、模型参考自适应、卡尔曼滤波器等。

由于无电解电容系统特性导致的电机电压、电流中的谐波, 同样会出现在反电势和磁链中, 从而导致转子位置观测误差较大, 无传感器控制性能恶化。因此, 研究应用于无电解电容系统的无传感器控制策略非常重要。

针对传统 IPMSM 驱动系统的无传感器控制, 学者们提出了相应的谐波抑制方法, 尤其是对基于反电势和磁链的模型法的研究较多。文献[14]中设计了一种基于新型反电势观测器的无传感器控制, 可以消除反电势中的直流偏置和谐波, 其次基于自适应陷波滤波器设计了一种能抑制中频谐波的锁相环 (Phase-Locked Loop, PLL)。文章所提出的静态无误差位置估计策略在全频率范围内都表现出很强的抗干扰性。在文献[15]中, 提出了一种使用降阶准谐振扩张状态观测器和基于牛顿-拉夫逊法的 PLL 的无

传感器控制策略, 可以实现转子位置的精确计算和快速动态响应, 并且采用这种控制策略可以获得无相位滞后和谐波含量低的反电势波形。文献[16]中提出了一种通过三阶广义积分器和锁频环 (Frequency-Locked Loop, FLL) 实现无传感器控制的方法。该观测器基于磁链模型来提取转子位置和转速, 对磁链中的直流偏置和各次谐波都具有较强的抑制能力。并且与基于反电势模型的方法相比, 具有更小的位置估计误差。然而, 以往的文献中对无电解电容 IPMSM 驱动系统的无传感器控制策略的研究较少。

因此, 针对无电解电容系统中, 谐波含量高导致无传感器控制性能差的问题, 本文设计了一种基于复合降阶准谐振滤波器 (Composite Reduced-Order Quasi-Resonant Filter, CROQRF) 的磁链观测器 (Flux Linkage Observer, FLO) 的无传感器控制策略。首先, 文中分析了无电解电容系统的工作原理并确定了谐波出现的频率。其次, 提出了一种改进的 FLO, 利用 CROQRF 抑制磁链中的谐波, 并准确提取出磁链基频波形。FLO 具有频率自适应能力, 且在磁链的基波频率处没有幅值衰减和相位滞后, 尤其针对其中特定频率的谐波也具有很强的抑制能力。最后, 本文在无电解电容 IPMSM 的实验平台上对所提出的无传感器控制策略进行了实验验证。

1 无电解电容永磁同步电机驱动系统的工作原理

1.1 永磁同步电机的数学模型

按转子磁链定向的矢量控制是传统 PMSM 驱动系统比较常用的一种控制方法。IPMSM 在按转子磁链定向的 dq 同步旋转坐标系下的数学模型可表示为^[11]

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_d & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R_s + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ E_{ex} \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中, R_s 为定子电阻, L_d 、 L_q 为 dq 轴系的电感, u_d 、 u_q 和 i_d 、 i_q 分别为 dq 轴系的定子电压、电流, ω_e 为转子电角速度, p 为微分算子。

在式(1)中, E_{ex} 为扩展反电动势, 其表达式如:

$$E_{ex} = (L_d - L_q)(\omega_e i_d - p i_q) + \omega_e \psi_f \quad (2)$$

式中, ψ_f 为转子永磁体磁链。

对式(1)进行坐标变换, 可得 IPMSM 在 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系下的数学模型为

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_d & \omega_e(L_d - L_q) \\ -\omega_e(L_d - L_q) & R_s + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中, u_α 、 u_β 和 i_α 、 i_β 分别为 $\alpha\beta$ 轴系的定子电压、电流, e_α 、 e_β 为 $\alpha\beta$ 轴系的反电势。

IPMSM 的反电势模型如:

$$\begin{cases} e_\alpha = -E_{ex} \sin \theta_e \\ e_\beta = E_{ex} \cos \theta_e \end{cases} \quad (4)$$

式中, θ_e 为转子电角度。

此外, IPMSM 的电磁转矩为

$$T_e = 1.5 P_n [\psi_f + (L_d - L_q) i_d] i_q \quad (5)$$

式中, P_n 为转子极对数。

转矩方程为

$$T_e - T_L = J \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r \quad (6)$$

式中, T_L 为负载转矩, J 为转子及负载的转动惯量, ω_r 为转子机械角速度, B 为粘滞摩擦系数。

1.2 无电解电容系统中的谐波分析

无电解电容 IPMSM 驱动系统的电路结构如图 1 所示, 它主要由单相交流电压源 u_g 、网侧滤波电感 L_g 、整流器、小容值薄膜电容 C_{dc} 、逆变器、IPMSM 等部分构成。与传统驱动系统相比, 无电解电容系统采用小容量的薄膜电容代替大容量的电解电容, 同时省去了 PFC 电路, 使得电路拓扑结构更加简单。

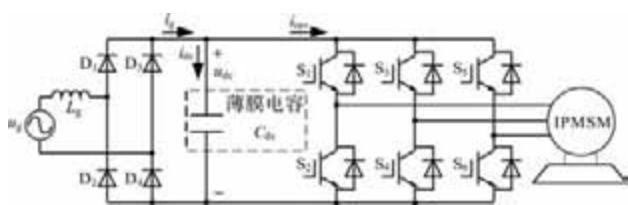


图 1 无电解电容 IPMSM 驱动系统的电路结构

由于直流母线电容的容量较小, 其储存能量和稳定电压的能力较差, 因此直流母线电压 u_{dc} 中将出现频率为网侧电压的二倍频的波动, 相应的表达式为^[17]

$$u_{dc} = U_{dc,0} + \sum_{k=1}^n U_{dc,k} \sin(2k\omega_g t + \varphi_{dc,k}) \quad (7)$$

式中, $U_{dc,0}$ 为直流母线电压的平均值, $\omega_g = 2\pi * 50$ rad/s 为网侧的角频率, $U_{dc,k}$ 和 $\varphi_{dc,k}$ 为直流母线电压 k 次谐波分量的幅值和相位。

如图 2 所示, 波动的直流母线电压增大了整流

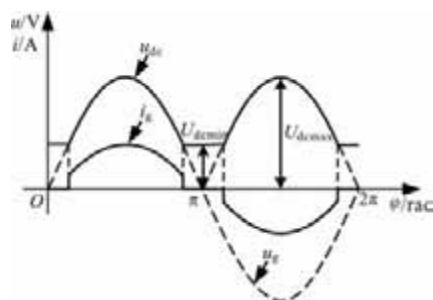


图 2 网侧电压、电流及直流母线电压的波形
器的导通角, 从而减小了网侧电流为零的区域。这有利于通过施加一定的控制策略就能使网侧输入功率因数达到较高水平。

根据逆变器输入电压和输出电压之间的关系, 定子电压中包含与直流母线电压相同频率的谐波。利用坐标变换得到 dq 轴系的定子电压的表达式为

$$\begin{cases} u_d = U_{M0} \sin(\varphi_{u0}) + \sum_{k=1}^n U_{d,k} \sin(2k\omega_g t + \varphi_{ud,k}) \\ u_q = -U_{M0} \cos(\varphi_{u0}) + \sum_{k=1}^n U_{q,k} \cos(2k\omega_g t + \varphi_{uq,k}) \end{cases} \quad (8)$$

式中, U_{M0} 和 φ_{u0} 为相电压基波分量的幅值和相位, $U_{d,k}$ 、 $\varphi_{ud,k}$ 和 $U_{q,k}$ 、 $\varphi_{uq,k}$ 分别为 dq 轴系上定子电压的 k 次谐波分量的幅值和相位。

从图 2 和式 (8) 可以看出, 当网侧电压频率为 50 Hz 时, 直流母线电压的基波频率为 100 Hz, 这将导致定子电压中出现 100 Hz 的波动。与此同时, 定子电流中也存在与上述相同的情况:

$$\begin{cases} i_d = I_{M0} \sin(\varphi_{i0}) + \sum_{k=1}^n I_{d,k} \sin(2k\omega_g t + \varphi_{id,k}) \\ i_q = -I_{M0} \cos(\varphi_{i0}) + \sum_{k=1}^n I_{q,k} \cos(2k\omega_g t + \varphi_{iq,k}) \end{cases} \quad (9)$$

式中, I_{M0} 和 φ_{i0} 为相电流基波分量的幅值和相位, $I_{d,k}$ 、 $\varphi_{id,k}$ 和 $I_{q,k}$ 、 $\varphi_{iq,k}$ 分别为 dq 轴系上定子电流的 k 次谐波分量的幅值和相位。

联立式 (2) 和式 (9), 得到包含谐波分量的扩展反电势的表达式为

$$E_{ex} = E_{ex,0} + 2 \sum_{k=1}^n E_{ex,k} \sin(2k\omega_g t + \varphi_{Eex,k}) \quad (10)$$

式中, $E_{ex,0}$ 为扩展反电势的平均值, $E_{ex,k}$ 和 $\varphi_{Eex,k}$ 分

别为扩展反电势 k 次谐波分量的幅值和相位。

从式(10)中看出, 二倍频波动的直流母线电压导致扩展反电势中出现对应频率的谐波, 从而对基于反电势模型的无传感器控制产生较大影响。

联立式(4)和式(10)推导出包含相应谐波分量的反电势在 $\alpha\beta$ 轴系上的表达式:

$$\begin{aligned} e_{\alpha} &= -E_{ex} \sin(\omega_e t + \varphi_e) = \\ &\quad -E_{ex,0} \sin(\omega_e t + \varphi_e) - \\ &\quad \sum_{k=1}^n [E_{ex,k1} \cos((2k\omega_g - \omega_e)t + \varphi_{Eex,k1} - \varphi_e)] + \\ &\quad \sum_{k=1}^n [E_{ex,k2} \cos((2k\omega_g + \omega_e)t + \varphi_{Eex,k2} + \varphi_e)] = \\ &\quad e_{\alpha,0} + \sum_{k=1}^n [e_{\alpha,k1} + e_{\alpha,k2}] \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} e_{\beta} &= E_{ex} \cos(\omega_e t + \varphi_e) = \\ &\quad E_{ex,0} \cos(\omega_e t + \varphi_e) + \\ &\quad \sum_{k=1}^n [E_{ex,k1} \sin((2k\omega_g - \omega_e)t + \varphi_{Eex,k1} - \varphi_e)] + \\ &\quad \sum_{k=1}^n [E_{ex,k2} \sin((2k\omega_g + \omega_e)t + \varphi_{Eex,k2} + \varphi_e)] = \\ &\quad e_{\beta,0} + \sum_{k=1}^n [e_{\beta,k1} + e_{\beta,k2}] \end{aligned} \quad (12)$$

式中, $E_{ex,k1}$ 、 $\varphi_{Eex,k1}$ 和 $E_{ex,k2}$ 、 $\varphi_{Eex,k2}$ 为扩展反电势谐波分量的幅值和相位。 $e_{\alpha,0}$ 、 $e_{\alpha,k1}$ 、 $e_{\alpha,k2}$ 为 α 轴反电势的基波分量和谐波分量, $e_{\beta,0}$ 、 $e_{\beta,k1}$ 、 $e_{\beta,k2}$ 为 β 轴反电势的基波分量和谐波分量。

从式(11)和式(12)中可以看出, 反电势 e_{α} 、 e_{β} 中所包含的谐波分量的频率为 $(2k\omega_g - \omega_e)$ 和 $(2k\omega_g + \omega_e)$ 。因此, 谐波抑制策略需要着重围绕这两部分的频率来设计。

1.3 基于磁链模型的位置估计方法

一般来说, 传统的定子磁链观测器可以被构造为^[16]

$$\begin{aligned} p\hat{\psi} &= \mathbf{u}_s - R_s \cdot \mathbf{i}_s - L_d \cdot p\mathbf{i}_s = \\ &\quad -E_{ex} \cdot \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos\theta_e \\ \sin\theta_e \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (13)$$

式中, $\hat{\psi} = [\hat{\psi}_{\alpha} \ \hat{\psi}_{\beta}]^T$ 为估计的磁链矢量, $\mathbf{u}_s = [u_{\alpha} \ u_{\beta}]^T$ 为定子电压矢量, $\mathbf{i}_s = [i_{\alpha} \ i_{\beta}]^T$ 为定子电流矢量。

对式(13)两端进行积分, 可以看到, 定子磁链

与反电势之间存在积分的关系, 这意味着:

$$\begin{cases} \psi_{\alpha} = (1/s) \cdot e_{\alpha} \\ \psi_{\beta} = (1/s) \cdot e_{\beta} \end{cases} \quad (14)$$

式中, s 为拉普拉斯变换的微分算子。

因此, 定子磁链中所包含的谐波的频率同样在 $(2k\omega_g - \omega_e)$ 和 $(2k\omega_g + \omega_e)$ 处。积分环节一定程度上可以抑制高频噪声, 因此理论上磁链中的谐波含量比反电势中的谐波含量低。然而, 磁链中低频和中频的谐波仍然需要通过特定的策略加以抑制, 本文所提出的 FLO 的主要功能就是抑制这些谐波, 并提取出磁链的基波分量。

根据观测出的磁链, 通过外差法可以计算出转子位置估计误差:

$$\begin{aligned} \varepsilon &= -\psi_{\alpha} \cos(\hat{\theta}_e) - \psi_{\beta} \sin(\hat{\theta}_e) = \\ &\quad \psi_{ex} \sin(\theta_e - \hat{\theta}_e - \pi/2) \end{aligned} \quad (15)$$

式中, ψ_{ex} 为磁链的模长, $\hat{\theta}_e$ 为估计的转子位置。

联立式(11)、式(12)、式(14)和式(15)推导出包含相应谐波分量的位置估计误差为

$$\begin{aligned} \varepsilon &= \psi_{ex,0} \sin((\omega_e - \hat{\omega}_e)t + (\varphi_e - \hat{\varphi}_e) - \pi/2) + \\ &\quad 2 \sum_{k=1}^n [\psi_{ex,k} \sin(2k\omega_g t + \varphi_{\psi_{ex,k}}) \cdot \\ &\quad \sin((\omega_e - \hat{\omega}_e)t + (\varphi_e - \hat{\varphi}_e) - \pi/2)] \end{aligned} \quad (16)$$

式中, $\psi_{ex,0}$ 为磁链基波分量的幅值, $\psi_{ex,k}$ 和 $\varphi_{\psi_{ex,k}}$ 为磁链 k 次谐波分量的幅值和相位, $\hat{\omega}_e$ 为估计的电角速度。

从式(14)~式(16)中可以得出结论, 波动的直流母线电压会导致磁链和位置估计误差中出现大量额外的谐波分量, 这将导致无传感器控制对转子位置和转速的估计存在较大误差。

2 基于改进磁链观测器的无传感器控制策略的设计

为了保证对磁链中谐波分量的有效抑制和基波分量的准确提取, 本文提出了一种由三个降阶准谐振滤波器(Reduced-Order Quasi-Resonant Filter, RO-QRF)组成的 CROQRF 结构。其次, 在所提出的无传感器控制策略中使用了正交锁相环来估计转子位置和转速。控制系统整体结构框图如图 3 所示。

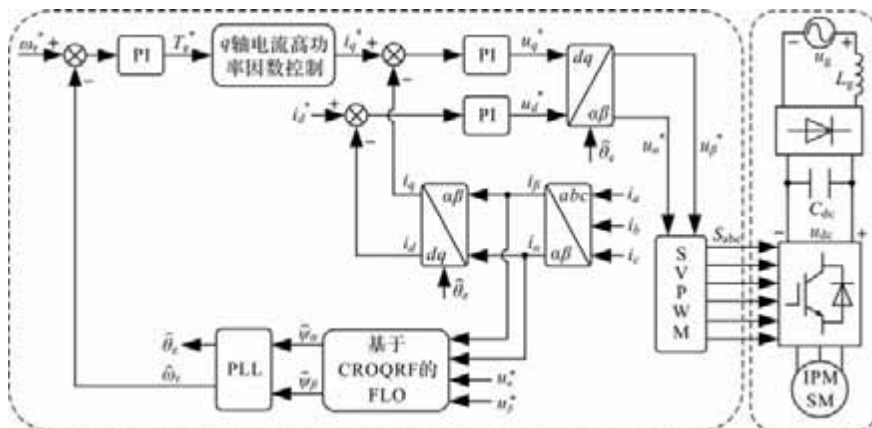


图3 所提出控制策略的结构框图

2.1 降阶准谐振滤波器的原理

观测到反电势或磁链后，通常会加入低通滤波器或带通滤波器以滤除谐波，然而，这样的滤波器可能会导致幅值衰减和相位滞后的问题。并且在无电解电容系统中，转速也存在一定程度的波动，固定中心频率的滤波器并不适用。因此，诸如 ROQRF 这样的频率自适应滤波器更适合应用在无电解电容系统的无传感器控制中。

ROQRF 的结构如图4所示，其传递函数可以表示为^[15]

$$G(s) = \frac{k_r \omega_c}{s - j\omega_0 + \omega_c} \quad (17)$$

式中，\$\omega_0\$ 为 ROQRF 的中心频率，\$\omega_c\$ 是用于控制 ROQRF 带宽的可变参数，\$k_r\$ 是用于控制 ROQRF 增益的可变参数。

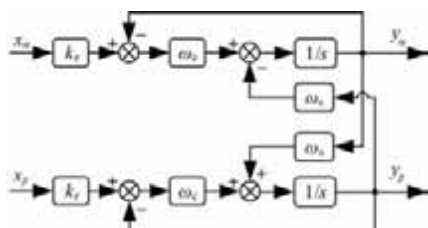


图4 ROQRF 的结构框图

将 ROQRF 的中心频率 \$\omega_0\$ 分别设置为 \$\hat{\omega}_e\$、\$(2k\omega_g - \hat{\omega}_e)\$ 和 \$(2k\omega_g + \hat{\omega}_e)\$，从而用于提取磁链的基波分量和特定频率的谐波分量。相应的传递函数表示为

$$G_0(s) = \frac{k_r \omega_c}{s - j\hat{\omega}_e + \omega_c} \quad (18)$$

$$G_1(s) = \frac{k_r \omega_c}{s - j(2k\omega_g - \hat{\omega}_e) + \omega_c} \quad (19)$$

$$G_2(s) = \frac{k_r \omega_c}{s - j(2k\omega_g + \hat{\omega}_e) + \omega_c} \quad (20)$$

根据傅里叶分析，谐波的幅值与其阶次成反比。当 \$k\$ 值较大时，谐波次数高，而高次谐波对基波的影响较小。因此，本文仅考虑 \$k=1\$ 的情况，即谐波频率设置为 \$(2\omega_g - \hat{\omega}_e)\$ 和 \$(2\omega_g + \hat{\omega}_e)\$。

2.2 基于复合降阶准谐振滤波器的磁链观测器的设计

根据式(1)，连续域中 IPMSM 的电压方程可以重写为

$$e_{\alpha\beta} = u_{\alpha\beta} - (L_d s + R_s + j\Delta L \omega_e) i_{\alpha\beta} \quad (21)$$

式中，\$\Delta L = L_q - L_d\$。

对式(21)的两端进行积分，可得：

$$\psi_{\alpha\beta} = \frac{e_{\alpha\beta}}{s} = \frac{u_{\alpha\beta}}{s} - \frac{R_s + j\Delta L \omega_e}{s} i_{\alpha\beta} - L_d i_{\alpha\beta} \quad (22)$$

如图5所示，FLO 的输入为定子电压 \$u_{\alpha\beta}\$ 和定子电流 \$i_{\alpha\beta}\$，并通过式(22)初步计算实际磁链 \$\psi_{\alpha\beta}\$。实际磁链通过 CROQRF 以提取出基频波形，用 \$\hat{\psi}_{\alpha\beta}\$ 来表示。因此，\$\psi_{\alpha\beta}\$ 与 \$\hat{\psi}_{\alpha\beta}\$ 之间的关系可以表示为

$$\hat{\psi}_{\alpha\beta} = G_T(s) \cdot \psi_{\alpha\beta} \quad (23)$$

式中，\$G_T(s)\$ 为 CROQRF 的传递函数。

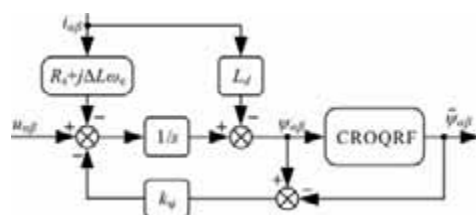


图5 基于CROQRF的FLO的结构框图

为了加速磁链估计收敛，本文在 FLO 中加入了基于磁链估计误差的反馈控制器。反馈控制器被设

计为比例环节, 用 k_ψ 表示。因此, 基于式(22), 实际磁链可以进一步表示为

$$\psi_{\alpha\beta} = \frac{u_{\alpha\beta} - (R_s + j\Delta L\omega_e)i_{\alpha\beta} - k_\psi \tilde{\psi}_{\alpha\beta}}{s} - L_d i_{\alpha\beta} \quad (24)$$

式中, $\tilde{\psi}_{\alpha\beta} = \psi_{\alpha\beta} - \hat{\psi}_{\alpha\beta}$ 为磁链估计误差。

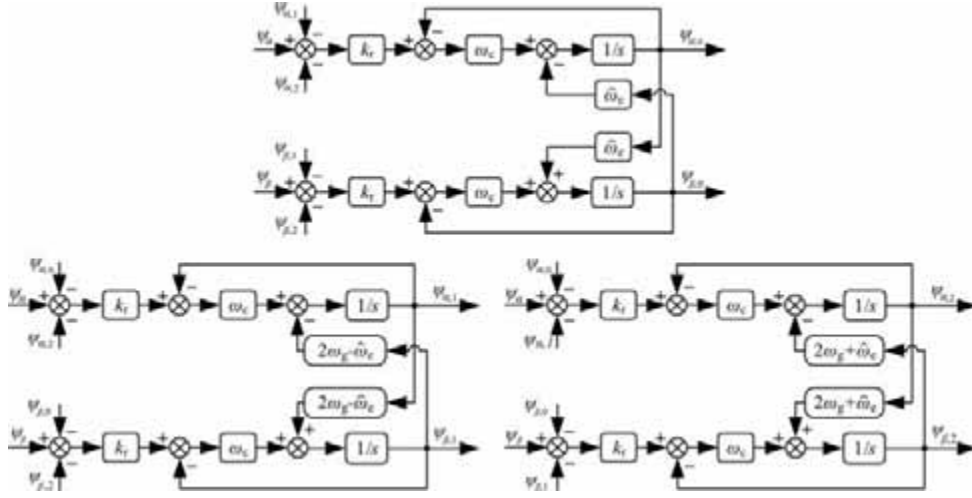


图6 CROQRF 的结构框图

基于图6中提出的结构, 三个 ROQRF 的传递函数分别表示为

$$G_0(s) = \frac{\psi_{\alpha\beta,0}}{\psi_{\alpha\beta} - \psi_{\alpha\beta,1} - \psi_{\alpha\beta,2}} = \frac{k_t \omega_e}{s - j\hat{\omega}_e + \omega_e} \quad (25)$$

$$G_1(s) = \frac{\psi_{\alpha\beta,1}}{\psi_{\alpha\beta} - \psi_{\alpha\beta,0} - \psi_{\alpha\beta,2}} = \frac{k_t \omega_e}{s - j(2\omega_g - \hat{\omega}_e) + \omega_e} \quad (26)$$

$$G_2(s) = \frac{\psi_{\alpha\beta,2}}{\psi_{\alpha\beta} - \psi_{\alpha\beta,0} - \psi_{\alpha\beta,1}} = \frac{k_t \omega_e}{s - j(2\omega_g + \hat{\omega}_e) + \omega_e} \quad (27)$$

式中, $\psi_{\alpha\beta,0}$ 、 $\psi_{\alpha\beta,1}$ 和 $\psi_{\alpha\beta,2}$ 分别为频率为 $\hat{\omega}_e$ 、 $(2\omega_g - \hat{\omega}_e)$ 和 $(2\omega_g + \hat{\omega}_e)$ 的磁链分量。

联立式(25)~式(27), 推导出 CROQRF 的传递函数 $G_T(s)$ 为

$$G_T(s) = \frac{\hat{\psi}_{\alpha\beta}}{\psi_{\alpha\beta}} = \frac{\psi_{\alpha\beta,0}}{\psi_{\alpha\beta}} \quad (28)$$

$$= \frac{(1 - G_1)(1 - G_2)}{G_0^{-1}(1 - G_1 G_2) - (G_1 + G_2 - 2G_1 G_2)}$$

根据式(28), 作出 CROQRF 的伯德图, 如图7所示, 其中 $\omega_g = 2\pi * 50$ rad/s, $\omega_e = 2\pi * 250$ rad/s。图7(a)中, $\omega_e = 50$, k_t 是变化的参数; 图7(b)中, ω_e 是变化的参数, $k_t = 1$ 。从图7可以看出, CROQRF 在基频处没有幅值衰减和相位滞后。当参数 ω_e

较大时(例如 $\omega_e = 100$), CROQRF 对特定频率谐波的幅值衰减很大, 证明该观测器也具有较好的带阻特性。在无电解电容 IPMSM 驱动系统中, 由于特定的控制策略, 转速将存在频率为 100 Hz 的波动, 因此观测器的中心频率需要不断变化。当参数 ω_e 较大时, 观测器的带宽较宽, 有利于避免磁链基波幅值的衰减和相位的偏差。

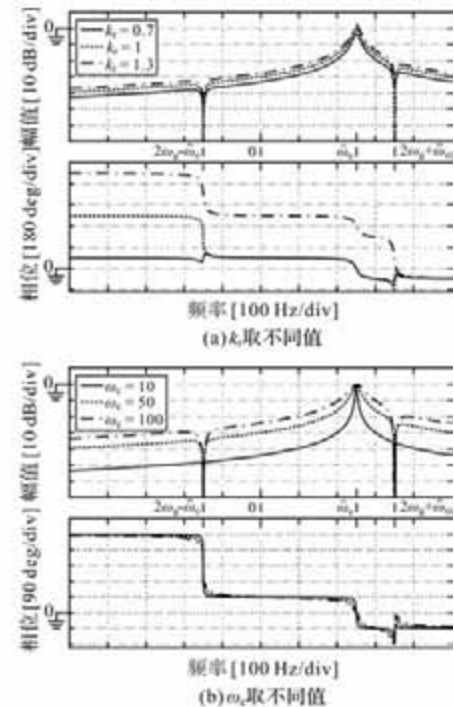


图7 CROQRF 的伯德图

3 实验结果与分析

为验证本文所提出的无传感器控制策略的有效性,搭建了无电解电容永磁同步电机驱动系统的实验平台,如图8所示。实验平台选用了基于TMS320F28335型DSP的控制器,采样频率和逆变器开关频率均设置为10 kHz。网侧及IPMSM的主要参数如表1所示,实验平台运行在1500 r/min、1.5 Nm的工况下。

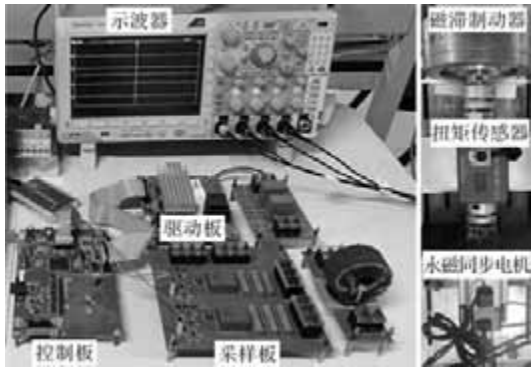


图8 无电解电容 IPMSM 驱动系统的实验平台

表1 网侧及IPMSM的参数

参数		参数值
网侧	输入电压 U_g / V (rms)	220
	滤波电感 L_g / mH	5
	直流母线电容 C_{dc} / μ F	20
	网侧电压频率 f_g / Hz	50
IPMSM	d 轴电感 L_d / mH	4.03
	q 轴电感 L_q / mH	6.24
	定子电阻 R_s / Ω	0.93
	永磁体磁链 ψ_f / Wb	0.053
	极对数 P_n	5

首先,本文将传统SMO加入无电解电容IPMSM驱动系统的无传感器控制中。SMO的主要功能是通过电机 $\alpha\beta$ 轴系的定子电压和定子电流观测反电势,进而对反电势进行积分可以获得定子磁链。与此同时,考虑到采用纯积分器无法抑制反电势中的直流偏置,且存在积分饱和的问题。因而通常在积分器后级联高通滤波器,二者的级联等效于一个低通滤波器^[18-19]。

基于传统SMO的无传感器控制所观测到的磁链波形如图9所示,可以看到磁链存在一定的畸变。

通过快速傅里叶分析(Fast Fourier Analysis, FFT)计算得到 α 轴磁链的总谐波畸变(Total Harmonic Distortion, THD)为16.81%。通过FFT也可以看到磁链中的谐波频率主要在25Hz、75Hz、175Hz、225Hz等处,对应的THD分别为3.36%、11.62%、10.76%、2.90%。

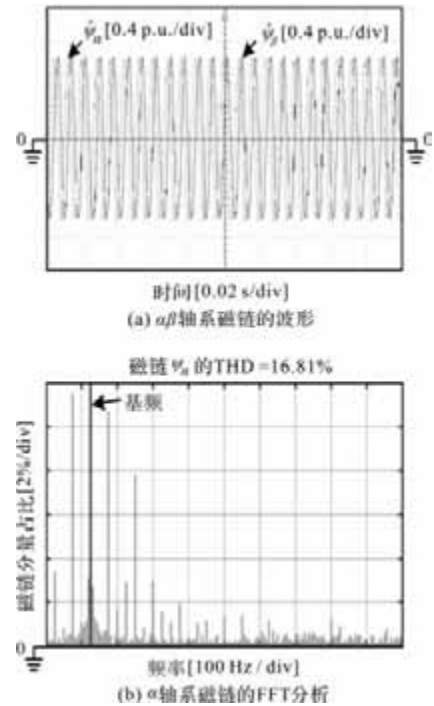
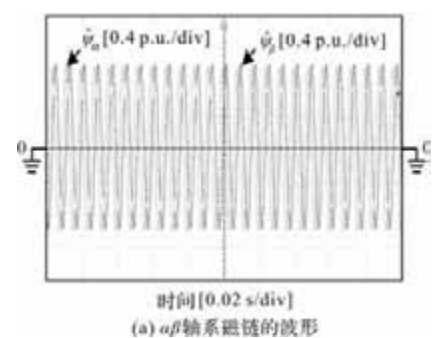


图9 采用传统SMO观测磁链的实验结果

采用基于CROQRF的FLO替代SMO应用到无传感器控制中,相应的实验结果如图10所示,可以看到,所提出控制策略能够有效抑制磁链的畸变并准确提取出磁链的基频波形。对 α 轴磁链进行FFT分析,可以看到THD降低为6.56%,25 Hz、75 Hz、175 Hz、225 Hz的谐波分量的占比分别为2.73%、1.12%、0.79%、2.37%。与采用SMO的实验结果对比发现,频率为75 Hz和175 Hz的谐波分量的占比下降明显,证明FLO对特定频率处的谐波具有较强的带阻作用。



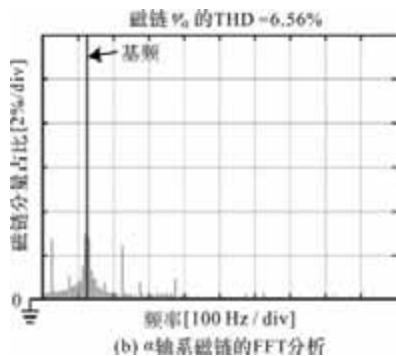


图 10 采用基于 CROQRF 的 FLO 观测磁链的实验结果

实际转子位置、通过无传感器控制估计出的转子位置及位置估计误差如图 11 所示。可以看到采用基于 SMO 的无传感器控制估计出的位置存在较大误差, 峰峰值达到 17° , 且位置估计误差主要存在 100Hz 的波动, 这与上述理论分析相符。而采用基于 FLO 的无传感器控制后, 位置估计误差的峰峰值减小到 3.5° 。以上实验结果证明基于 CROQRF 的 FLO 的无传感器控制能有效抑制住磁链中的谐波, 并准确估计出转子位置和转速信息。

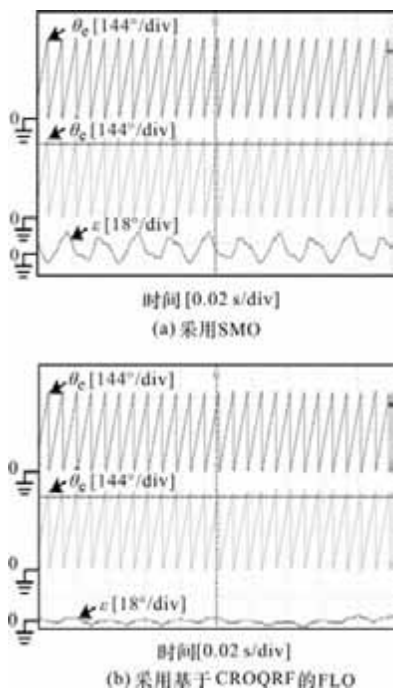


图 11 实际位置、估计位置及位置估计误差的实验结果

为了检验所提出的无传感器控制策略对驱动系统运行稳定性的影响, 本文分别在转速动态变化和负载突变的工况下进行实验测试, 图 12 展示了转速由 2400 r/min 增加到 3000 r/min 再降回 2400 r/min 的工况下的相关波形, 图 13 展示了负载转矩由 0 突变为 1.5 Nm 再突变至 0 的工况下的相关波形。综合两种工况的实验结果可以得出结论, 应用该策略后,

可以在不降低驱动系统稳定性的情况下动态调节转速和负载转矩, 且位置估计误差始终能够保持在较小的水平。因此, 在无电解电容 IPMSM 驱动系统中采用所提出的基于 CROQRF 的 FLO 的无传感器控制方法, 系统的运行稳定性和位置估计精度都可以得到保证。

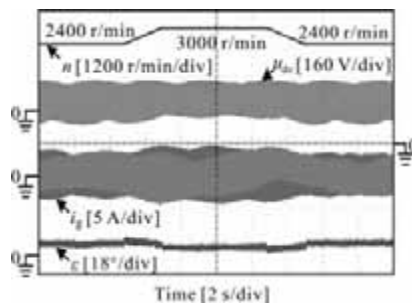


图 12 转速变化工况下的转速、直流母线电压、网侧电流和位置估计误差的动态实验结果

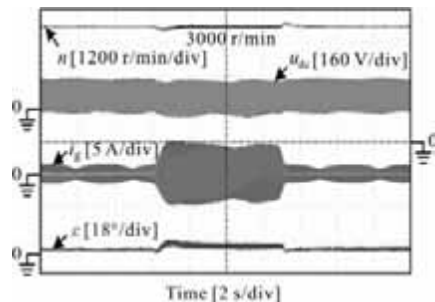


图 13 负载转矩变化工况下的转速、直流母线电压、网侧电流和位置估计误差的动态实验结果

4 结 语

针对无电解电容 IPMSM 驱动系统中, 波动的直流母线电压导致无传感器控制性能恶化的问题, 本文提出了一种基于复合降阶准谐振滤波器的改进磁链观测器, 用于实现对转子位置和转速的准确估计。这种改进的磁链观测器具有频率自适应能力, 并且在磁链的基频处没有幅值衰减和相位滞后。此外, 它针对磁链中特定频率的谐波也具有带阻特性。实验结果验证了所提出控制策略的有效性。该方法进一步研究了针对无电解电容系统的无传感器控制策略, 有利于促进无电解电容驱动技术的更加广泛的应用。

参考文献

- [1] 霍军亚, 王高林, 赵楠楠, 等. 无电解电容电机驱动系统谐振抑制控制策略[J]. 电工技术学报, 2018, 33(24): 5641-5648.
- [2] Ding Dawei, Wang Gaolin, Zhao Nannan, et al. Enhanced

- Flux-Weakening Control Method for Reduced DC-Link Capacitance IPMSM Drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(8): 7788-7799.
- [3] Zhao Nannan, Wang Gaolin, Ding Dawei, et al. Impedance Based Stabilization Control Method for Reduced DC-Link Capacitance IPMSM Drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(10): 9879-9890.
- [4] 黄万奔, 杨家强, 邓鎔峰, 等. 高功率因数无电解电容永磁电机变频系统逆变器电流控制策略[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(8): 1-10.
- [5] 丁大尉, 王高林, 张国强, 等. 三相供电交流电机驱动系统无电解电容控制技术综述[J]. 电气工程学报, 2021, 16(4): 2-11.
- [6] Marko Hinkkanen, Jorma Luomi. Induction Motor Drives Equipped With Diode Rectifier and Small DC-Link Capacitance[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(1): 312-320.
- [7] Hyun-Sam Jung, Seung-Jun Chee, Seung-Ki Sul, et al. Control of Three-Phase Inverter for AC Motor Drive With Small DC-Link Capacitor Fed by Single-Phase AC Source[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(2): 1074-1081.
- [8] 尹泉, 李海春, 罗慧, 等. 无电解电容永磁同步电机驱动系统谐振抑制[J]. 华中科技大学学报(自然科学版), 2021, 49(6): 1-6.
- [9] Frederick D Kieferndorf, Matthias Förster, Thomas A Lipo. Reduction of DC-Bus Capacitor Ripple Current With PAM/PWM Converter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2004, 40(2): 607-614.
- [10] 赵楠楠, 王高林, 徐殿国. 永磁电机无电解电容驱动系统研究综述[J]. 中国科学: 技术科学, 2020, 50(7): 863-875.
- [11] 张国强. 基于全阶滑模观测器的 IPMSM 无位置传感器控制策略研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2013.
- [12] 曹凤斌, 周士贵, 俞力豪, 等. 基于变论域模糊控制策略的 PMSM 无传感器控制[J]. 微电机, 2024, 57(6): 40-46.
- [13] 熊凯, 章玮. 基于改进超螺旋滑模观测器的游标电机无传感器控制[J]. 微电机, 2024, 57(2): 18-24, 40.
- [14] Yu Yanjun, Shao Yanzhen, Chai Feng, et al. Static-Errorless Position Estimation for Sensorless PMSM Drives With Enhanced Robustness Against the Full-Frequency Domain Disturbance[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(5): 5884-5897.
- [15] Chen Shuo, Ding Wen, Hu Ruiming, et al. Sensorless Control of PMSM Drives Using Reduced Order Quasi Resonant-Based ESO and Newton - Raphson Method-Based PLL[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(1): 229-244.
- [16] Jiang Yajie, Xu Wei, Mu Chaoxu, et al. An Improved Third-Order Generalized Integral Flux Observer for Sensorless Drive of PMSMs[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(12): 9149-9160.
- [17] Huo Junya, Zhao Nannan, Gao Runfeng, et al. Analysis and Compensation of Position Estimation Error for Sensorless Reduced DC-Link Capacitance IPMSM Drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(3): 3213-3221.
- [18] 陈俊磊. 基于 DTFC 的永磁同步电机无位置传感器控制策略研究[D]. 徐州: 中国矿业大学, 2020.
- [19] 郑飞, 吴钦木, 曾波. 冰箱压缩机用永磁同步电机全速范围无传感器控制研究[J]. 微电机, 2021, 54(4): 72-79.

《微电机》(月刊)

全年 12 期, 读者可到当地邮局订阅, 本刊亦可破订、零购。

欢迎投稿! 欢迎订阅! 欢迎刊登广告!

国内刊号: CN61-1126/TM

在线投稿系统: wdj.paperopen.com

地址: 高新区上林苑四路 36 号(710117)

邮发代号: 52-92

订价: 8 元/期

年价: 96 元/年

编辑部邮购(含快递费): 300 元/年

国际刊号: ISSN 1001-6848

电话: 029-84276641

虚拟同步机阻尼绕组的设计与分析

张睿

(浙江大学 电气工程学院, 杭州 310027)

摘要: 虚拟同步发电机(VSG)技术由于能为电力系统提供虚拟阻尼和惯性,而被广泛应用于新能源并网等场景中。针对常规VSG控制下系统阻尼不足的问题,建立将基于电压的同步(VBS)与基于功率的同步(PBS)两个环节相结合的混合同步控制(HSC)系统模型。其中,VBS利用相角差抵抗频率偏移,可被视为虚拟阻尼绕组。将HSC大信号模型与功角摇摆方程类比,得到等效阻尼等系数,分析虚拟阻尼绕组参数对暂态稳定性的影响。研究表明,当HSC的功率控制部分采用下垂控制时,能有效提高系统阻尼,增强暂态稳定性。

关键词: 虚拟同步发电机;虚拟阻尼绕组;混合同步控制;暂态稳定性

中图分类号: TM341

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2025)08-0039-09

Design and Analysis of Damper Winding for Virtual Synchronous Generator

ZHANG Rui

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

Abstract: Virtual Synchronous Generator (VSG) technology has been widely used in renewable energy grid integration due to its ability to provide virtual damping and inertia. To address the issue of insufficient damping under conventional VSG control, a Hybrid Synchronous Control (HSC) system model was developed by combining the voltage-based synchronization (VBS) and the power-based synchronization (PBS). VBS utilizes the phase angle difference to resist frequency deviations and can be considered as a virtual damping winding. Through analogy between the large-signal model of HSC and the power-angle swing equation, equivalent damping coefficients were derived, and the impact of virtual damping winding parameters on transient stability was analyzed. Simulation results demonstrate that HSC with droop control can effectively improve system damping and enhance transient stability.

Key words: virtual synchronous generator; virtual damping winding; hybrid synchronous control; transient stability

0 引言

随着全球能源结构转型,目前电力系统正在逐渐从集中式发电转向分布式发电^[1]。分布式电源须通过电子逆变器与电网相连,而逆变器缺少传统同步发电机的机械转子,缺乏阻尼和惯性,会导致电网更易出现电压和频率稳定性问题^[2]。

因此,国内外学者提出了VSG控制,使逆变器模仿同步发电机的动态行为,为系统提供虚拟阻尼和惯性支撑。传统VSG控制中,通常在功角摇摆方程中引入等效阻尼补偿项。然而根据电网标准^[3],阻尼比的设计往往受限于静态参数设定等因素,导致暂态过程中阻尼比仍旧不足。因此,在保持下垂特性稳定的基础上,需附加暂态等效阻尼,主要可通过增设额外阻尼控制回路和自适应阻尼控制方法来完成,前者是在有功控制中附加一条辅助支路,如文献[4]提出了基于有功功率输出的阻尼校正环,

但需进行除法运算,暂态过程中分母会趋近于零,系统将失稳。后者则聚焦于控制参数的实时优化,如文献[5]提出了阻尼与惯性系数的配合规律来有效抑制功率超调,但需精确测量频率变化率,实用性不高。

为提高等效阻尼控制的可行性和系统鲁棒性,学者们提出了基于HSC的GFM技术,将PBS和VBS相结合,在原本的功率同步控制器(PSC)中附加可视为虚拟阻尼绕组的VBS环节^[6],既能提高系统阻尼,又可根据相位变化实时调节等效阻尼系数,有效提升暂态稳定裕度。因此,虚拟阻尼绕组的提出对于研究系统阻尼的补偿及振荡的抑制具有重要意义。

本文以VSG系统为研究对象,建立了基于下垂控制PSC的HSC模型,并对其暂态稳定性进行分析,当电网扰动时,VBS环节能够利用定转子相角差来抵抗频率偏移,本质上与阻尼绕组类似。将

HSC 大信号模型与功角摇摆方程类比, 得到阻尼系数等若干等效参数, 经仿真验证 HSC 原理的有效性, 并分析 VBS 参数对稳定性的提升作用。

1 VSG 基本原理及数学模型

图 1 给出了 VSG 系统的典型拓扑结构, 其主要电路主要包括储能单元、逆变装置及 LC 型滤波电路。

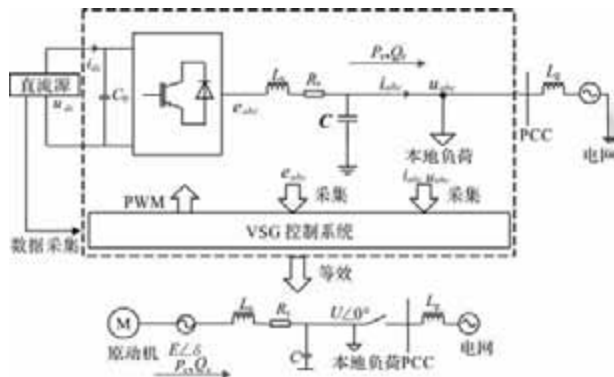


图 1 VSG 典型拓扑

图 1 所示参数定义如下: R_s 、 L_s 分别代表滤波电阻和电感, P_e 、 Q_e 分别代表 VSG 输出的有功和无功功率, e_{abc} , i_{abc} , u_{abc} 分别代表逆变器输出的三相内电势、电流以及端电压。与传统同步发电机系统比较, VSG 系统的直流源在功能上可类比为原动机, 为系统提供持续能量输入; 三相逆变器可类比为交流电压源, 其输出电压表征转子侧电压, 实现机电能量转换; R_s 、 L_s 可类比为定子阻抗, PCC 三相电压表征定子侧电压。控制系统是模拟同步机外部特性的核心环节, 保留了部分传统控制算法, 如电压电流的闭环控制, 但也与传统控制存在区别, 即通过特定控制算法在功能层面实现对同步发电机运行特性的模拟。通常, VSG 控制策略的核心部分主要由有功-频率控制和无功-电压控制组成。

VSG 的有功-频率控制可等效为同步发电机的速度调节系统, 其控制方程为

$$\begin{cases} \frac{P_{\text{set}} - D_p(\omega - \omega_r) - P_e}{\omega_r} - \frac{D(\omega - \omega_r)}{\omega_r} = J \frac{d\omega}{dt} \\ \omega = \frac{d\theta}{dt} \end{cases} \quad (1)$$

式中, P_{set} 和 P_e 分别为有功功率设定值和实际输出值; D_p 为有功-频率下垂系数; ω 和 ω_r 分别为转子实际的电角速度与额定角速度; J 为转子的转动惯量。图 2 给出了 VSG 系统的控制框图, 有功-频率控制框图中的 δ 表征最终获取的转子相位角。该环路实时检测有功功率偏差量, 来动态调整虚拟机械转矩输出量, 实现系统频率的稳定控制。

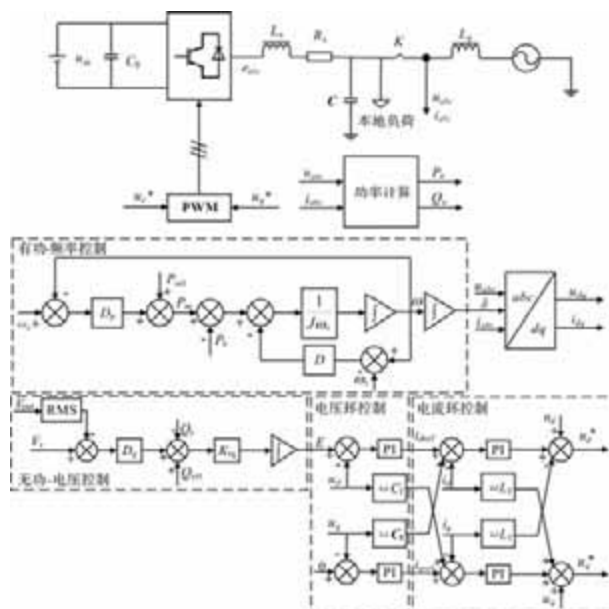


图 2 VSG 控制系统框图

无功-电压控制模拟了同步发电机励磁系统的调节机制, 其控制方程为

$$E = \int K_{iq} [Q_{\text{set}} - Q_e + D_q(V_r - V_{\text{out}})] dt \quad (2)$$

式中, Q_{set} 和 Q_e 分别为无功功率设定值和实际输出值; V_r 和 V_{out} 分别为输出电压幅值参考值和实际值; D_q 为无功-电压下垂系数, K_{iq} 为积分系数。图 2 所示的无功-电压控制框图中, E 为最终得到的参考电压幅值, 可与有功-频率环所得的 δ 合成为参考电压相量。

有功和无功环输出的参考电压相量将输入至电压电流控制器, 其通常为比例积分控制的常规双闭环控制结构, 故不再赘述。

2 虚拟阻尼绕组的原理与作用

同步发电机阻尼绕组的作用是在电网故障时通过感应电流产生阻尼转矩, 抑制转子机械振荡。而在分布式电力系统中, 为了模拟阻尼绕组特性提出了 HSC, 它是一种将 PBS 和 VBS 两个环节相结合的逆变器控制策略。相比于常规的 PSC, HSC 中附加了 VBS 环节, 利用定转子相角差来抵抗角频率偏移, 实现等效阻尼功能, 因此 VBS 可被视为“虚拟阻尼绕组”。

2.1 HSC 大信号模型

在图 2 所示的 VSG 系统基础上做进一步改进, 保持无功控制器不变, 在有功控制中将基于 $P-f$ 下垂控制的 PSC 改为 HSC, 即把原来阻尼系数不变的阻尼支路改为可动态调节的虚拟阻尼, 使得同步发电机的阻尼特性通过 VBS 环节表现出来, 而惯性特

性通过 PBS 环节表现出来, 同时在电压控制环节引入虚拟电阻 R_v 和电抗 L_v , 搭建基于 HSC 的 VSG 系统框图, 如图 3 所示。图 3 中, 取 PCC 电压电流进行功率计算, 利用有功功率和 PCC 电压实现 HSC, 其输出的转子相位角 θ 与无功控制环输出的参考电压幅值 E 经电压参考计算模块, 可得到内电势参考电压 $e_{\text{ref-}\alpha\beta}$ 。然后在电压控制器中利用虚拟阻抗法来开环计算电流控制器的参考电流。而电流控制器则采用 PR 控制器的闭环控制, 使逆变器输出电流跟踪参考电流。经电流控制器可生成 PWM 调制电压 v_{mod} , 经坐标变换和 SPWM 调制来控制 IGBT 的开断。图中的 e_{abc} 表示逆变器输出的三相内电势, i_{Labc} 表示逆变器输出三相电流。

图 3 所示系统的控制部分均置于 $\alpha\beta$ 坐标系下, 是因为它实现简单, 在电压电流控制器中无需加入补偿项。功率计算模块中, 利用 PCC 电压电流可计算有功和无功功率的输出

$$\begin{cases} P = v_{\text{pcc-}\alpha} i_{\text{g}\alpha} + v_{\text{pcc-}\beta} i_{\text{g}\beta} \\ Q = v_{\text{pcc-}\beta} i_{\text{g}\alpha} - v_{\text{pcc-}\alpha} i_{\text{g}\beta} \end{cases} \quad (3)$$

电压参考计算模块得到的参考内电势为

$$\begin{cases} e_{\text{ref-}\alpha} = E \cos \theta \\ e_{\text{ref-}\beta} = E \sin \theta \end{cases} \quad (4)$$

利用虚拟阻抗法得到电流控制器的参考电流为

$$i_{\text{ref-}\alpha\beta} = \frac{1}{sL_v + R_v} (e_{\text{ref-}\alpha\beta} - v_{\text{pcc-}\alpha\beta}) \quad (5)$$

式中, 虚拟阻抗的功能是利用控制算法来效仿同步发电机的输出阻抗, 有效减轻谐波与暂态扰动对系统的影响^[7]。 L_v 用来抑制电流高频纹波并平滑输出功率, R_v 用来提供等效电阻以增强系统稳定性。

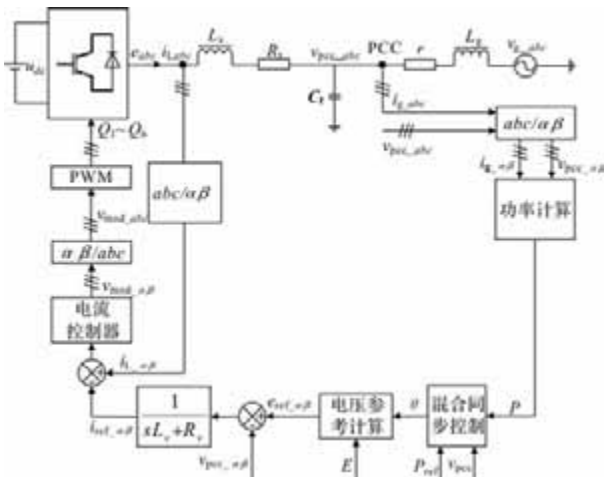


图3 基于HSC的VSG系统框图

图4给出了HSC的控制框图, 其中, PSC基于 P - f 下垂控制算法, 而 VBS 基于一阶 PLL 结构, 通

过定转子相角差、PCC 电压幅值以及比例系数 $k_{\text{p-pll}}$ 生成反向频率调整信号^[8]。VBS 控制方程为

$$\Delta\omega_{\text{pll}} = -k_{\text{p-pll}} V_{\text{pcc}} \sin(\theta - \theta_{\text{pcc}}) \quad (6)$$

式中, V_{pcc} 和 θ_{pcc} 分别为 PCC 三相电压的幅值和相角, θ_{pcc} 为模拟的定子相位角, 逆变器输出内电势 e_{ref} 的相位角代表模拟的转子相位角, 二者之差构建了一阶 PLL 结构。

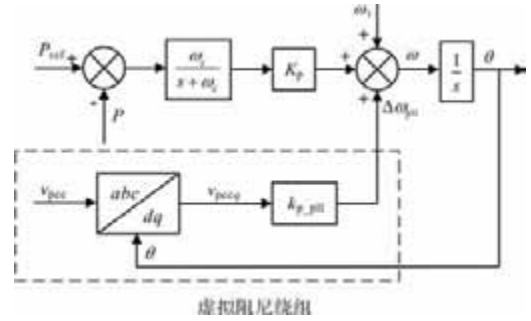


图4 HSC的控制框图

由于设置了虚拟阻抗, 且 e_{ref} 表征逆变器输出电压的参考值而非 PCC 电压的参考值, 因此式(6)中的 $(\theta - \theta_{\text{pcc}})$ 不可能为 0, 在电网扰动期间虚拟阻尼绕组总是起作用的。然而, 若电压控制器采用常规的矢量控制时, 如图 2 所示, 电压参考相量表征的是 PCC 参考电压, 利用 PI 算法实现 PCC 实际电压对其参考量的准确跟踪。且电压控制器遵循电气时间常数的响应速度, 远快于功率环, 因此 v_{pcc} 在暂态期间对参考量的跟踪效果较理想, $(\theta - \theta_{\text{pcc}})$ 近似为 0, 无法使虚拟阻尼绕组起作用。

根据式(6), 若电网频率突降, 则 ω 减小, θ 减小, 而 θ_{pcc} 此时仍暂时保持原值, $(\theta - \theta_{\text{pcc}})$ 减小, $\Delta\omega_{\text{pll}}$ 的绝对值减小, 抵抗了 ω 的减小趋势。因此, VBS 有效模拟了同步发电机阻尼绕组的功能特性, 能够抑制虚拟转子的动能累积, 维持电网电压和频率稳定。

图4中的PSC输出相位角的计算如:

$$\theta = \int \left[\frac{\omega_c}{s + \omega_c} K_p (P_{\text{ref}} - P) + \Delta\omega_{\text{pll}} \right] dt + \omega_1 t \quad (7)$$

式中, $\frac{\omega_c}{s + \omega_c}$ 表示一阶低通滤波器, ω_c 表示其截止频率, ω_1 表示电网角频率, K_p 表示 P - f 下垂系数。

由于滤波电容主要作用于高频段, 因此可忽略滤波电容对暂态的影响。为避免有功损耗过多, 增强电感对高频噪声的抑制作用, 应确保 $R_v \ll \omega L_v$, 分析时可忽略 R_v 的影响。图5(a)给出了用于暂态分析的VSG等效主电路图, 图5(b)给出了该等效电路各物理量的相量图。

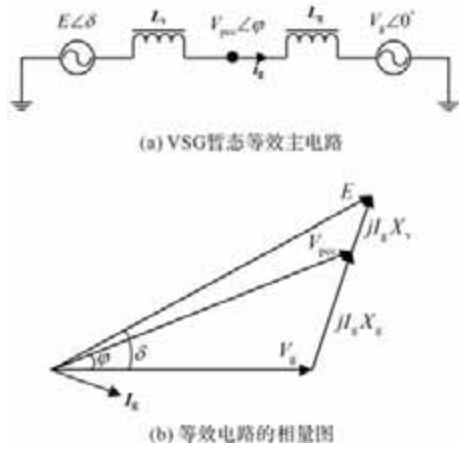


图5 VSG 等效主电路的暂态分析

图5中, δ 为 e_{ref} 与 v_g 的相位差, φ 为 v_{pcc} 与 v_g 的相位差。电路频率统一视为额定频率, 则 $X_v = \omega_1 L_v$, $X_g = \omega_1 L_g$ 。由于相量无需考虑周期性, 式(7)进一步变为

$$\delta = \int \left[\frac{\omega_c}{s + \omega_c} K_p (P_{\text{ref}} - P) - k_{p_pll} V_{\text{pcc}} \sin(\delta - \varphi) \right] dt \quad (8)$$

对式(8)等号两边求导可得

$$\dot{\delta} = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} K_p (P_{\text{ref}} - P) - k_{p_pll} V_{\text{pcc}} \sin(\delta - \varphi) \quad (9)$$

再对 δ 求二阶导, 可得

$$\ddot{\delta} = -\omega_c \dot{\delta} + \omega_c K_p \left[P_{\text{ref}} - P - \frac{k_{p_pll} V_{\text{pcc}} \sin(\delta - \varphi)}{K_p} \right] - k_{p_pll} V_{\text{pcc}} (\dot{\delta} - \dot{\varphi}) \cos(\delta - \varphi) \quad (10)$$

对比式(10)与同步发电机的功角摇摆方程的标准形式, 可观察到两者均为逆变器输出电势相角的二阶非线性微分方程, 若能将式(10)整理成功角摇摆方程的标准形式, 就可被应用于 HSC 模型的暂态稳定性分析中。

2.2 暂态稳定性分析

电网电感 L_g 由电网结构决定, 而 L_v 是可控参数, 通常令 $L_v \ll L_g$ 来确保功率解耦控制, 也使 e_{ref} 与 v_{pcc} 间相位差主要由 L_v 决定, 增强控制的灵活性。因此, 功率计算中可忽略虚拟阻抗引起的有功消耗:

$$P = \frac{3}{2} \frac{EV_g}{X_v + X_g} \sin \delta = \frac{3}{2} \frac{V_{\text{pcc}} V_g}{X_g} \sin \varphi \quad (11)$$

对式(11)等式两边求导可得:

$$\dot{\varphi} = \frac{E}{V_{\text{pcc}}} \frac{X_g}{X_v + X_g} \frac{\cos \delta}{\cos \varphi} \dot{\delta} \triangleq m \dot{\delta} \quad (12)$$

将式(12)代入式(10), 化简得:

$$\frac{1}{\omega_c K_p} \ddot{\delta} = \left[P_{\text{ref}} - \frac{k_{p_pll} V_{\text{pcc}} \sin(\delta - \varphi)}{K_p} - P \right] - \left[\frac{1}{K_p} + \frac{k_{p_pll} V_{\text{pcc}} (1 - m) \cos(\delta - \varphi)}{\omega_c K_p} \right] \dot{\delta} \quad (13)$$

可见, 式(13)已变换成为功角摇摆方程的标准形式, 只存在 δ 的一阶导数和二阶导数, 而没有 φ 的导数, 各等效参数如下:

$$\begin{cases} P_{\text{refeq}} = P_{\text{ref}} - \frac{k_{p_pll} V_{\text{pcc}} \sin(\delta - \varphi)}{K_p} \\ D_{\text{eq}} = \frac{1}{K_p} + \frac{k_{p_pll} V_{\text{pcc}} (1 - m) \cos(\delta - \varphi)}{\omega_c K_p} \triangleq \frac{1}{K_{\text{peq}}} \\ H_{\text{eq}} = \frac{1}{\omega_c K_p} \end{cases} \quad (14)$$

式中, P_{refeq} 为等效有功功率参考值, D_{eq} 为等效阻尼系数, H_{eq} 为等效惯性时间常数。若不加 VBS, 即 $k_{p_pll} = 0$, 则阻尼系数为下垂系数 K_p 的倒数, 同样地, 加入 VBS 后也可以定义等效下垂系数 K_{peq} , 其倒数为等效阻尼系数。此外, 根据同步发电机的功角摇摆方程, $H_{\text{eq}} = J\omega_1^2 / (S_B \cdot p^2)$, 其中 J 为转子转动惯量, S_B 为基准容量, p 为极对数, 通常取 $p = 1$ 。因此 VSG 的虚拟惯性可通过等效惯性时间常数或者说 PBS 环节的 P - f 下垂系数 K_p 表现出来。VBS 主要对 P_{ref} 和 D 产生影响, 对 H 无影响。

由逆变器的输出端传递至 PCC 的有功功率为 $\frac{3}{2}$

$\frac{EV_{\text{pcc}}}{X_v} \sin(\delta - \varphi)$, 为避免失步, 必然存在 $0 < \delta - \varphi$

$< \frac{\pi}{2}$ 。通常 E 与 V_{pcc} 大小近似相等, 因此式(12)中的 m 小于 1。又已知 K_p 、 k_{p_pll} 是大于 0 的常数, 因此:

$$\begin{cases} \frac{k_{p_pll} V_{\text{pcc}} \sin(\delta - \varphi)}{K_p} > 0 \\ \frac{k_{p_pll} V_{\text{pcc}} (1 - m) \cos(\delta - \varphi)}{\omega_c K_p} > 0 \end{cases} \quad (15)$$

综上, 加入虚拟阻尼绕组使得有功功率参考值减小, VSG 输出有功不能准确跟踪其指令, 且 k_{p_pll} 越大, 有功功率参考值就越小, 有功偏差就越大。但虚拟阻尼绕组也使阻尼系数增大, 且 k_{p_pll} 越大, 阻尼系数就越大, 等效下垂系数 K_{peq} 越小, 使得相同有功变化量下系统频率的变化量越小, 下垂作用减弱, 且 K_{peq} 始终小于 K_p , 暂态稳定性得到有效改善。

3 仿真结果及分析

为验证 HSC 策略在增强暂态稳定性的有效性, 在 Matlab/Simulink 中搭建相应的 VSG 控制系统, 系统框图如图 3 所示, 无功-电压控制器框图如图 2 所示。所采用的仿真参数如表 1 所示。

表 1 利用 HSC 策略的 VSG 系统仿真参数

参数	参数值
直流源电压 U_{dc}/V	800
电网电压 U_g/V	220
电压参考幅值 E/V	311
滤波电感 L_s/mH	1.5
滤波电容 $C_f/\mu F$	60
网侧电感 L_g/mH	17
有功环 P - f 下垂系数 K_p	0.00157
LPF 截止频率 $\omega_c/(rad/s)$	25.13
有功功率参考值 P_{ref}/kW	10
无功环下垂系数 D_q	321
无功环积分系数 K_{iq}	0.045
虚拟电阻 R_v/Ω	0.05
虚拟电抗 L_v/H	1.5
额定频率 f_n/Hz	50
开关频率 f_s/kHz	10

首先设置工况为 $t = 1.5$ s 时电网电压突降了 0.5 p. u., 观察 VSG 系统输出的动态响应。图 6 给出了不加入 VBS 时的输出波形, 可见电网电压受扰动期间, VSG 输出的有功功率、无功功率、 v_{pcc} 与 v_g 的相位差 φ 以及 i_{ga} 都出现周期性振荡, 说明 VSG 没有实现与电网的同步, 这是因为系统阻尼系数仅由 PBS 提供, 缺乏足够的阻尼来维持电网电压稳定。

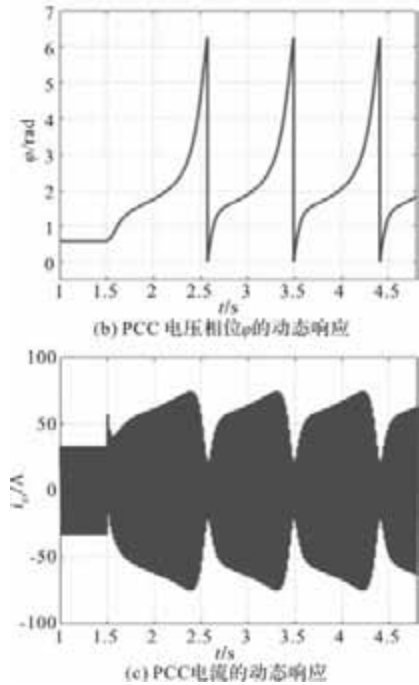
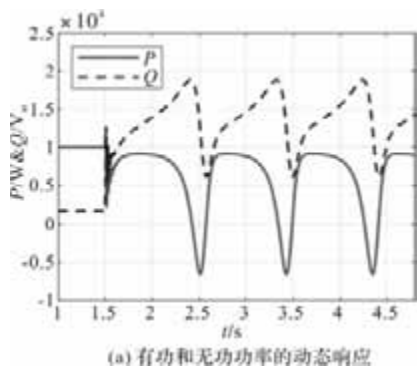
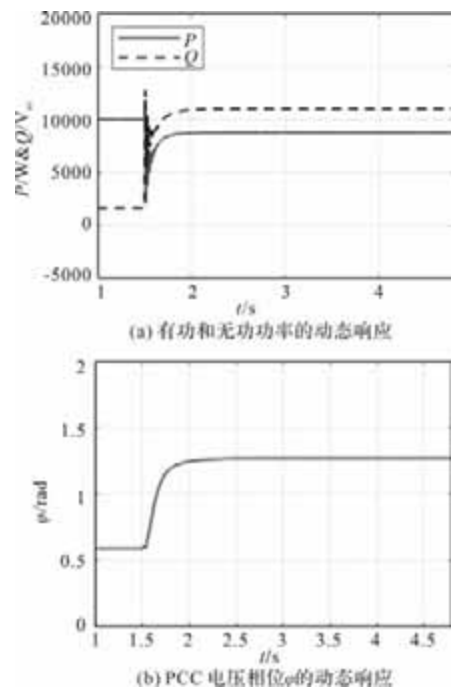


图 6 未加入 VBS, 电网电压突降了 0.5 p. u. 的响应

当加入 VBS 后, 构成基于下垂控制 PSC 的 HSC, 在相同工况下观察系统响应。在电网扰动发生前, 应令 $k_{p_pll} = 0$ 来使得故障前 VSG 输出的有功功率准确跟随其指令, 确保无论是否加入 VBS, 故障前的功率响应都相同。在故障发生时刻, 令 k_{p_pll} 变为 0.15, 使虚拟阻尼绕组发挥作用, 抑制系统振荡。图 7 给出了加入 VBS 后的输出波形, 可见电网电压受扰动期间, VSG 输出的有功功率、无功功率、 φ 以及 i_{ga} 都能较快达到稳态, 实现与电网的同步, 说明虚拟阻尼绕组提供额外的动态阻尼来抑制功率和转子角度振荡。且 P 的稳态值为 8.769kW, 小于指令值 P_{ref} 。



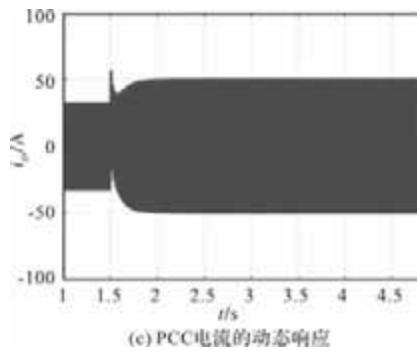


图7 加入VBS后,电网电压突降了0.5p. u. 的响应

为验证 P 的稳态数值是否符合式(14),对 $\delta-\varphi$ 进行测量,如图8所示。 $\delta-\varphi$ 的稳态值为0.03959,将各变量的数值代入式(14),可计算出 $P_{\text{refeq}} = 8.823 \text{ kW}$,与 P 实际值近似相等,较好证明了基于下垂控制PSC的HSC中,实际的有功输出无法精确追踪其指令,呈现出低于指令值的特性。

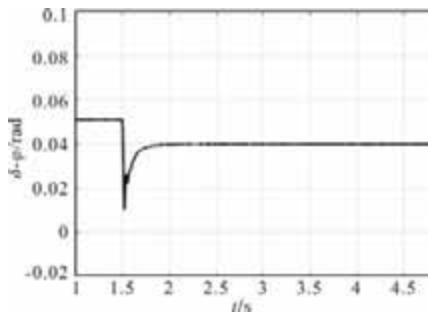


图8 加入VBS后,电网电压突降了0.5p. u. 的 $\delta-\varphi$ 响应

同样地,在故障前令 $k_{p_pll} = 0$,在故障时令 $k_{p_pll} = 0.15$,仅改变电网电压突降的大小。图9给出了电网电压下降了0.55p. u. 时的系统响应。与图7相比,随着电网电压受扰动量的增大,虚拟阻尼绕组不能提供足够的阻尼,VSG与电网不再同步。

为使系统能重新恢复稳定,应增大 k_{p_pll} ,增强系统等效阻尼。图10给出了电网电压下降了0.55p. u., $k_{p_pll} = 0.22$ 时的系统响应。此时,各物理量能较快达到稳态,VSG与电网实现同步。

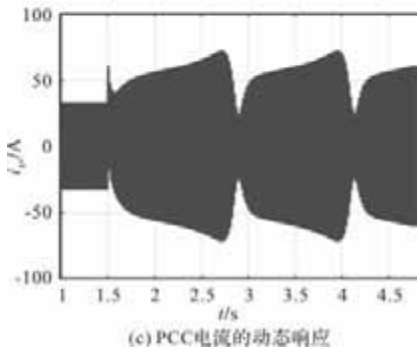
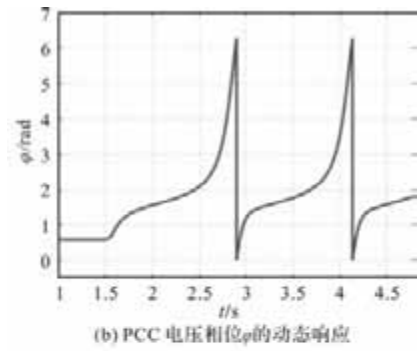
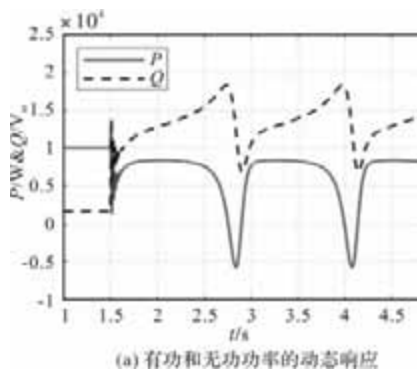


图9 电网电压突降了0.55p. u., $k_{p_pll} = 0.15$ 时的响应

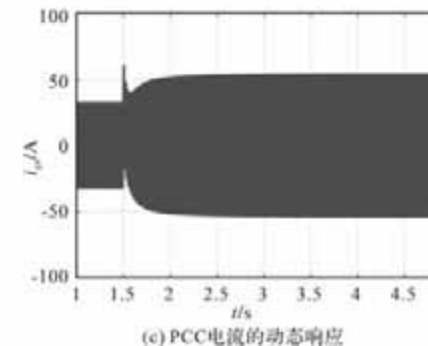
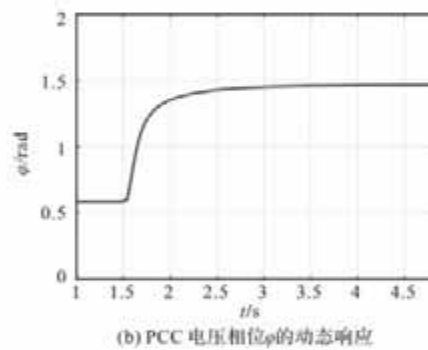
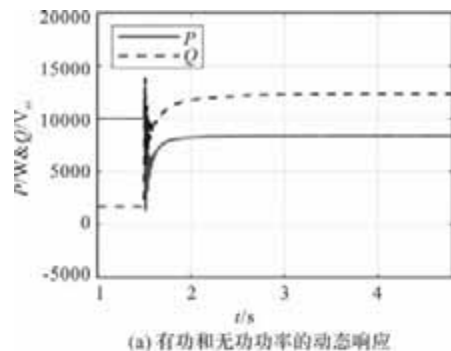


图10 电网电压突降了0.55p. u., $k_{p_pll} = 0.22$ 时的响应

保持 k_{p_pll} 在故障时为 0.22, 再次增加电网突降的大小。图 11 给出了电网电压下降了 0.6 p. u., $k_{p_pll} = 0.22$ 时的系统响应。此时, 系统等效阻尼再次不足, VSG 再次与电网失去同步。

同样地, 继续增大 k_{p_pll} 以使系统重新稳定。图 12 给出了电网电压下降了 0.6 p. u., $k_{p_pll} = 0.35$ 时的系统响应。此时 VSG 与电网实现同步。

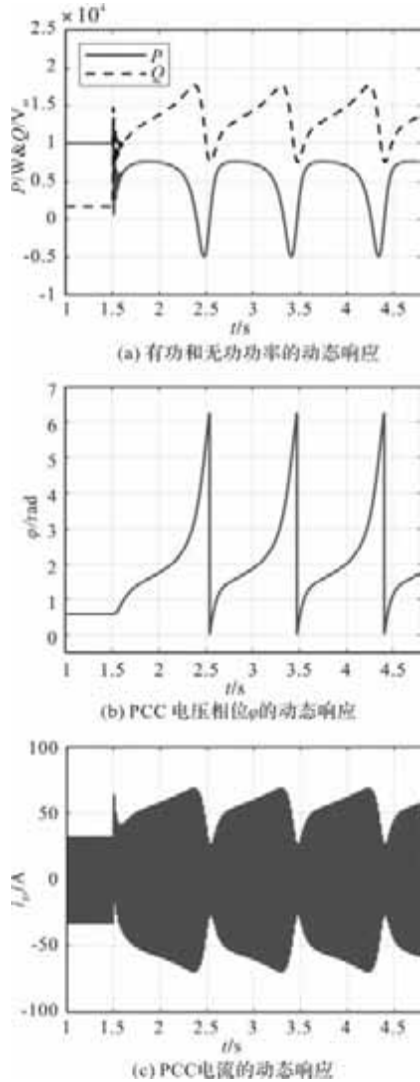


图 11 电网电压突降了 0.6 p. u., $k_{p_pll} = 0.22$ 时的响应

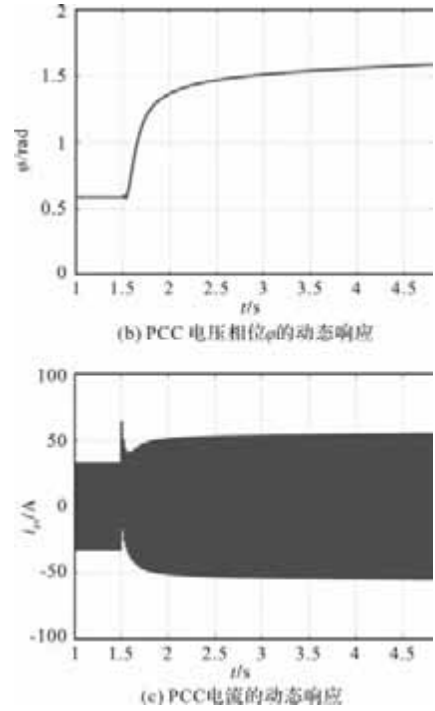
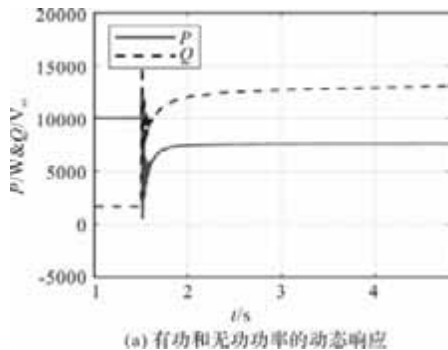
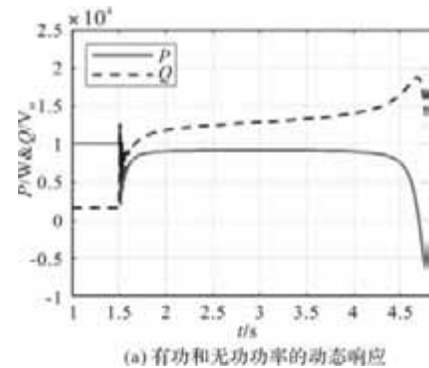
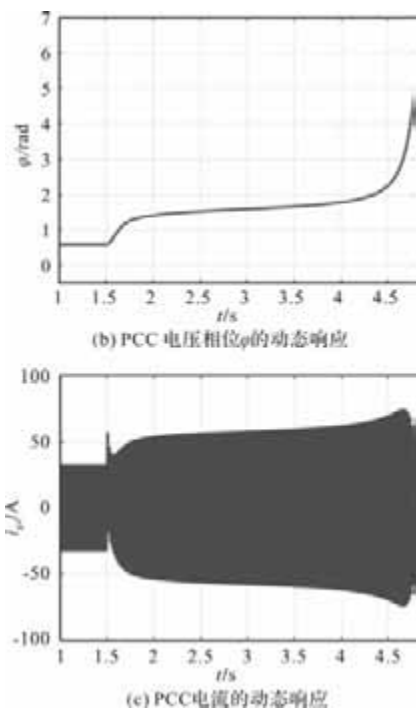
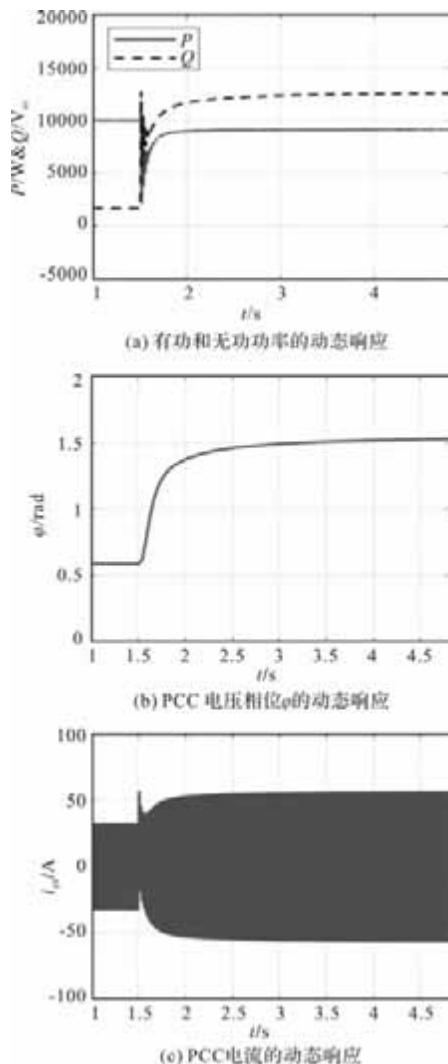
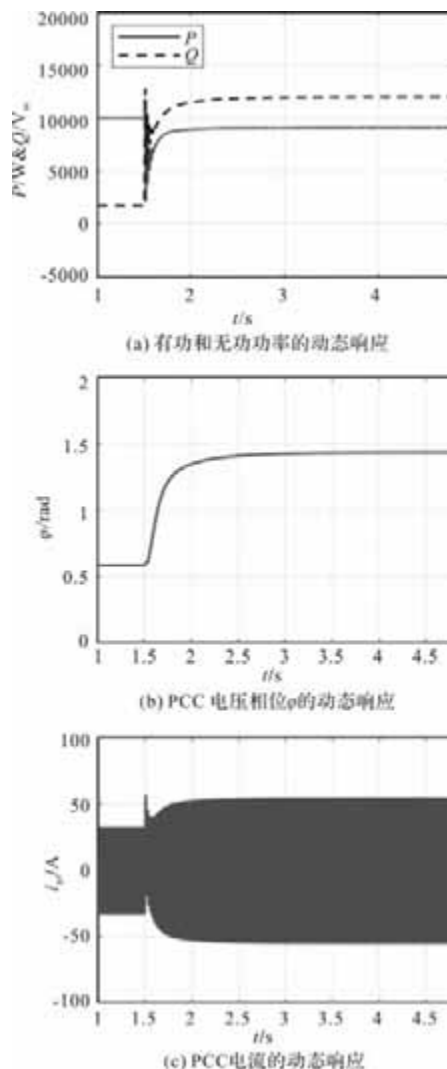


图 12 电网电压突降了 0.6 p. u., $k_{p_pll} = 0.35$ 时的响应

由图 9 ~ 图 12 可得, 随着电网电压下降得越来越剧烈, 能够通过增大比例系数 k_{p_pll} 来增强虚拟阻尼绕组的有效性。但电压下降值较大时, k_{p_pll} 增大的速率不断提升, 然而 k_{p_pll} 不能过大, 否则 VSG 输出有功功率对其指令值的跟踪性能会变差, 且会导致系统等效阻尼过大, 转子角速度的变化将受到过度抑制, 使得 VSG 对扰动的响应速度变慢, 效率降低。因此虚拟阻尼绕组对维持系统性的作用是有极限的, 当电网电压受到较大扰动, 但 k_{p_pll} 已经达到其上限时, 系统就很可能不稳定。由于 VSG 控制主要包含有功-频率和无功-电压控制两部分, 此时可以进一步从无功控制的角度来提高系统的暂态稳定性。

最后, 为验证 k_{p_pll} 大小对系统暂态稳定性的影响, 在电网电压突降了 0.5 p. u. 期间令 k_{p_pll} 分别等于 0.09、0.10、0.11, 其 VSG 系统输出的动态响应波形分别如图 13、图 14、图 15 所示。



图 13 $k_{p_pll} = 0.09$ 时的系统响应图 14 $k_{p_pll} = 0.10$ 时的系统响应图 15 $k_{p_pll} = 0.11$ 时的系统响应

可见, 当 $k_{p_pll} < 0.10$ 时, VSG 不能与电网同步, 功率和相位角处于振荡状态, 且与图 6 ($k_{p_pll} = 0$) 比较可知, k_{p_pll} 越小, 振荡频率越快, 等效阻尼越小, 系统越不稳定。当 k_{p_pll} 增大到 0.10 时, 系统基本处于临界稳定状态, 如图 14 所示, 测得 P 的稳态值为 9.144kW。当 k_{p_pll} 继续增大至 0.11 时, 如图 15 所示, P 的稳态值为 9.068kW, 小于 $k_{p_pll} = 0.10$ 时的稳态值, 较好验证了式 (14) 的结论, 即 k_{p_pll} 越大, 输出有功功率与其指令的偏差越大, 跟踪性能越差。因此, k_{p_pll} 应选取适当值, 过小或过大都会导致系统响应结果不理想。

4 结 论

本文针对 VSG 系统暂态稳定性不足问题, 首先介绍了利用 HSC 的 VSG 系统的数学模型, 包括虚拟阻抗、基于下垂控制的 PSC、基于一阶 PLL 结构的 VBS 等, 揭示了 VBS 可视为虚拟阻尼绕组的原理, 即在电网故障期间, VBS 能够依据定转子相位差生

成频率调整信号, 削弱低频振荡, 其功能与同步发电机阻尼绕组具有相似性。进而推导了基于下垂控制 PSC 的 HSC 的功角摇摆方程, 并进行暂态稳定性分析, 得到若干等效参数, 分析 VBS 比例系数对暂态的影响。仿真结果证明了 HSC 策略的有效性, 证实了增大 VBS 比例系数可提升系统稳定性, 但其也会导致有功功率对其指令值的跟踪效果变差。

然而, 从 VSG 控制基本原理的角度来看, 控制应包括有功-频率控制和无功-电压控制两部分, 而本文侧重于有功-频率控制的部分, 重点考虑了虚拟阻尼绕组的作用, 但还需进一步理论分析电网电压突降一定值时 VBS 比例系数的取值范围。同时, 后续研究工作也将围绕无功控制策略的改进优化以及无功控制器参数对暂态稳定性的影响来展开。

致 谢

本文研究为浙江大学电气工程学院学生项目, 由沈建新教授指导, 也得到了清华大学电机工程与应用电子技术系王雄飞教授的指导。作者向两位老师表示衷心感谢。

参考文献

- [1] Tomas Hornik. 新能源接入智能电网的逆变控制关键技术[M]. 钟庆昌, 等译. 北京: 机械工业出版社, 2016.
- [2] Zhong Q C, Nguyen P L, Ma Z, et al. Self-synchronized synchronverters: Inverters without a dedicated synchronization unit[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(2): 617-630.
- [3] CENELEC. Requirements for the Connection of Micro Generators in Parallel With Public Low-Voltage Distribution Networks; EN 50438; 2008[S]. Brussels: CENELEC, 2008.
- [4] Dong S, Chen Y C. Adjusting synchronverter dynamic response speed via damping correction loop[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2017, 32(2): 608-619.
- [5] Fang J, Li H, Tang Y, et al. Distributed power system virtual inertia implemented by grid-connected power converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(10): 8488-8499.
- [6] Liu T, Wang X F. Physical insight into hybrid-synchronization-controlled grid-forming inverters under large disturbances[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(10): 11475-11480.
- [7] Rodriguez P, Candela I, Luna A. Control of PV generation systems using the synchronous power controller[C]. IEEE energy conversion congress and exposition, 2013: 993-998.
- [8] Harnefors L, Kukkola J, Routimo M, et al. A universal controller for grid-connected voltage-source converters[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 9(5): 5761-5770.
- [9] 鲁文其, 胡育文, 杜栩杨, 等. 永磁同步电机新型滑模观测器无传感器矢量控制调速系统[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(33): 78-83.
- [10] 陆婉泉, 林鹤云, 冯奕, 等. 永磁同步电机无传感器控制的软开关滑模观测器[J]. 电工技术学报, 2015, 30(02): 106-113.
- [11] 丁文, 梁得亮, 罗战强. 两级滤波滑模观测器的永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 电机与控制学报, 2012, 16(11): 1-10.
- [12] C Gong, Y Hu, J Gao, et al. An Improved Delay-Suppressed Sliding-Mode Observer for Sensorless Vector-Controlled PMSM[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(7): 5913-5923.
- [13] 石欣然, 刘景林, 肖明朗, 等. 基于可变边界层的 PMSM 滑模观测器无位置传感器控制系统设计[J/OL]. 中国电机工程学报, 1-12[2025-01-22].
- [14] 曹江华, 苏金章, 赵世伟. 基于 CCSFF-FPLL 的 PMSM 位置估算误差抑制[J]. 微电机, 2024, 57(08): 13-19, 37.
- [15] G Liu, H Zhang, X Song. Position-Estimation Deviation-Suppression Technology of PMSM Combining Phase Self-Compensation SMO and Feed-Forward PLL[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(1): 335-344.
- [16] 张洪帅, 王平, 韩邦成, 等. 基于模糊滑模观测器的磁悬浮高速永磁同步电机转子位置检测方法[J]. 电工技术学报, 2014, 29(07): 147-153.
- [17] 彭思齐, 宋彦彦. 基于自适应模糊滑模观测器的永磁同步电机无传感器矢量控制[J]. 控制与决策, 2018, 33(04): 644-648.

(上接第 29 页)

雷达伺服系统的新型滑模自抗扰控制

吴 栋, 李 中

(陆军炮兵防空兵学院郑州校区, 郑州 450052)

摘 要: 针对某大型雷达伺服系统负载重、惯性大等问题, 自抗扰控制方法存在的参数调节难度大、动态性能和抗干扰能力差等缺陷, 提出新型滑模自抗扰控制策略。首先, 讨论雷达伺服系统数学模型; 其次, 将外部扰动和内部不确定性视为扩张状态设计自抗扰控制器, 并提出全局快速滑模控制; 通过李雅普诺夫函数方法证明其一致稳定性。系统仿真与试验表明, 相对于线性自抗扰控制, 滑模自抗扰控制具有较强的响应能力、抗扰性和鲁棒性, 具有更优良的动态性能。

关键词: 自抗扰控制; 滑模控制; 雷达伺服系统; 扩张状态观测器

中图分类号: TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2025)08-0048-04

New Sliding Mode Active Disturbance Rejection Control for Radar Servo System

WU Dong, LI Zhong

(PLA Army Academy of Artillery and Air Defense, Zhengzhou 450000, China)

Abstract: Based sliding mode Active disturbance rejection control (SM-ADRC) strategy was designed for tracking guidance radar servo system with external disturbance and internal uncertainty such as external load, moment of inertia and armature resistance change. sliding mode. First, this paper discussed the large tracking guidance radar servo system mathematical model; secondly, introduced the tracking guidance radar servo model to design the SM-ADRC method. At the same time, the consistent stability was proved by Lyapunov method. Compared with linear ADRC, system simulation and experimental data show that SM-ADRC has stronger response capability and disturbance rejection, and the radar servo system has better dynamic performance.

Key words: active disturbance rejection control; sliding mode control; radar servo system; extended state observer

0 引 言

雷达伺服系统运动性能对雷达的搜索能力和跟踪精度具有重要作用, 但运动过程中存在的负载变化、转动惯量变化和电枢电阻变化等外部扰动与系统内部不确定性扰动给伺服系统控制设计带来了新的挑战。

上世纪 80 年代, 韩京清先生提出自抗扰控制(ADRC)策略, 该策略将外部扰动和内部不确定性视为一个状态, 通过设计观测器观测系统的扰动并加以补偿, 并采用线性状态误差反馈实现误差的快速收敛, 具有很好的动、静态特性^[1]。由于线性自抗扰控制策略结构简单、不依赖于精确控制模型, 在雷达伺服控制领域已经得到了广泛的研究和应用^[2-4]。虽然线性自抗扰在实际工程应用中, 解决了 PID 控制过程中内部不确定性及外部扰动给雷达伺服控制带来的困难, 但其仍然存在抗扰性和鲁棒性较差的

技术问题。

随着现代控制理论的发展, 滑模控制^[5-8]被广泛应用于雷达伺服系统中。虽然一定程度解决了参数变化中存在的问题, 但由于其过分依赖精确的数学模型等问题, 限制了其在工业工程中的应用。因此, 本文设计了一种不依赖于精确控制模型、又具有较强抗扰性和鲁棒性的新型滑模自抗扰控制器, 其对雷达伺服系统控制的发展十分必要。

本文首先分析雷达伺服系统结构, 得到其动力学模型。其次, 基于雷达伺服系统动力学模型设计新型滑模自抗扰控制器。最后, 当转动惯量发生突变及内部参数发生变化时, 与线性自抗扰控制仿真和试验进行对比, 得到文章提出的控制策略在伺服系统精准控制的有效性。

1 系统建模

雷达伺服系统以伺服主控板为控制核心, 其主

收稿日期: 2024-11-22

作者简介: 吴 栋(1990), 男, 硕士, 助教, 研究方向为跟踪制导雷达控制。

李 中(1980), 男, 博士, 副教授, 研究方向为跟踪制导雷达控制。

要功能是接收指令信息、控制运算、反馈信号、坐标变换、控制运算等, 其输出为伺服系统的输入信号, 即给定信号; 执行机构由方位功放系统、交流同步电机组成, 雷达伺服系统电流环、速度环数学模型结构框图, 如图 1 所示。

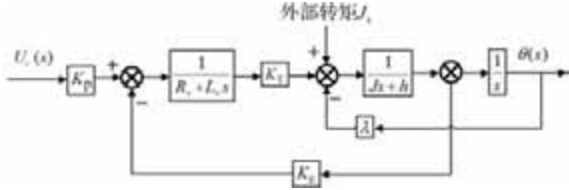


图 1 雷达伺服系统数学模型框图

其中, U_c 为输入电压, K_p 为放大倍数, R_v 为电枢电阻, L_v 为电枢电感, K_T 为电机转矩系数, K_E 为电机反电势系数, λ 为系统弹性系数, h 为系统粘性阻尼系数, J_a 为负载转矩, J 为系统转动惯量, θ 为输出天线指向角。

忽略弹性力对整个系统的影响, 可得输出与输入之间关系:

$$\theta(s) = \frac{K_T K_p U(s) + (L_v s + R_v) J_a(s)}{s[(Js + h)(L_v s + R_v) + K_E K_T]} \quad (1)$$

雷达伺服系统采用交流同步电机, 其电枢电感较小, 则可忽略 L_v , 因此, 式(1)可写为

$$JR_v \ddot{\theta} + (hR_v + K_E K_T) \dot{\theta} = K_T K_p u_c - R_v J_a \quad (2)$$

伺服系统由电机驱动带动天线转动时, 主要受两方面影响, 即不平衡力矩和惯性力矩, 因此系统负载转矩方程可以写为

$$J_a = m_L \ddot{\theta} \zeta + J_L \ddot{\theta} \quad (3)$$

式中, ζ 为天线重心偏心距离, m_L 为天线负载质量, J_L 为系统转动惯量, 将式(3)代入式(2), 整理可得:

$$R_v(J + m_L \zeta + J_L) \ddot{\theta} + (hR_v + K_E K_T) \dot{\theta} = K_T K_p u_c \quad (4)$$

由式(4)改写为如下:

$$\dot{\theta} = \frac{-R_v(J + m_L \zeta + J_L) \ddot{\theta}}{(hR_v + K_E K_T)} + \frac{K_T K_p}{(hR_v + K_E K_T)} u_c \quad (5)$$

按照如下方式整理可得:

$$\dot{\theta} = f(\theta^{(i)}, w, u_c) + b_0 u_c \quad (6)$$

式中, $f(\theta^{(i)}, w, u_c)$ 为包含雷达伺服系统的系统参数变动、内部不确定性及外部负载变化扰动视为总扰动, b_0 为对 $K_T K_p / (hR_v + K_E K_T)$ 估计值, 写为状态空间表达式:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f(x^{(i)}, w, u_c) + b_0 u_c \\ \dot{x}_3 = f'(x^{(i)}, w, u_c) \end{cases} \quad (7)$$

$x_1 = \theta$, $x_2 = \dot{\theta}$ 为转动角速度, $x_3 = f(x, w, u_c)$ 为扩张状态。

2 新型滑模自抗扰设计

自抗扰控制器汲取了现代控制理论中观测器的精髓, 使用扩张状态观测器将系统状态观测并反馈抑制, 扩张状态观测器(ESC)是自抗扰控制核心^[1], 自抗扰控制器的结构如图 2 所示

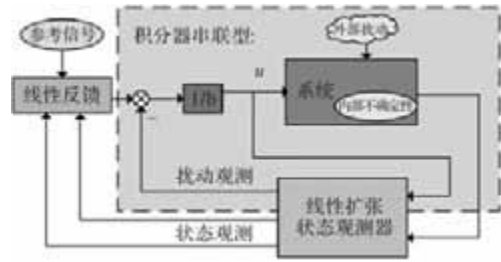


图 2 自抗扰控制器的结构图

2.1 线性传统自抗扰控制设计

将雷达伺服系统的系统参数变动、内部不确定性及外部负载变化扰动视为总扰动, 作为扩张状态, 进行观测补偿, 进而动态补偿干扰的影响。建立相应的线性扩张状态观测器。

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \\ \dot{z}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \\ \beta_3 \end{bmatrix} (z_1 - x_1) + \begin{bmatrix} 0 \\ b_0 \\ 0 \end{bmatrix} u_c \quad (8)$$

这里 $L = [\beta_1, \beta_2, \beta_3]$ 为观测器增益, 式(7)与式(8)相减, 得:

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \\ \dot{e}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\beta_1 & 1 & 0 \\ -\beta_2 & 0 & 1 \\ -\beta_3 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ h \end{bmatrix} \quad (9)$$

其中, $h = f'(x^{(i)}, w, u_c)$, 为了方便调节, 通过对观测器进行参数化设计^[9], 使得观测器所有的极点都在 $-\omega_0$, 那么式(9)的特征多项式为

$$s^3 + \beta_1 s^2 + \beta_2 s + \beta_3 = (s + \omega_0)^3 \quad (10)$$

$L = [3\omega_0, 3\omega_0^2, \omega_0^3]$, ω_0 为扩张状态观测器的带宽^[9], 通过增大带宽 ω_0 可以改善观测器跟踪性能但同时也会引入更多的噪声, 一般我们取伺服系统谐振频率的(1.2 - 1.5)倍。通过分析系统谐振频率与调整合适观测参数, 使得扩张状态观测器输出 z_i 将

跟踪 x_i , $i=1, 2, 3$ 。

扰动反馈控制律:

$$u_c = \frac{u_0 - z_3}{b_0} \quad (11)$$

此时系统变为双积分器串联型:

$$\ddot{\theta} \approx u_0 \quad (12)$$

传统的取 PD 状态反馈:

$$u_0 = -k_p z_1 - k_d z_2 \quad (13)$$

其中, $k_p = \omega_c^2$, $k_d = 2\omega_c$, ω_c 为控制器带宽^[9]。一般系统控制中, 我们取 $\omega_c = (1 \sim 2)\omega_0$ 。

2.2 滑模自抗扰控制设计

在线形反馈基础上, 为提升系统鲁棒性能, 选取新型滑模态为

$$s = \dot{e} + \alpha e + \beta e^\kappa \quad (14)$$

式中, e 为状态变量, $\alpha > 0, \beta > 0$, 且 $\kappa > 1/3$, 给定初始状态。

对 s 在时间 t 上求导可得:

$$\dot{s} = \ddot{e} + \alpha \dot{e} + \kappa \beta e^{\kappa-1} \dot{e} \quad (15)$$

选用趋近率:

$$\dot{s} = -\varepsilon \text{sat}(s) - ks \quad (16)$$

为减少抖振, 这里使用的为 $\text{sat}(s)$ 为饱和函数, 联立(6)、(14)、(15)、(16)可得扰动反馈控制律:

$$u_c = \ddot{\theta} + \alpha \dot{e} + \kappa \beta e^{\kappa-1} \dot{e} + ks + \varepsilon \text{sat}(s) - z_3 \quad (17)$$

2.3 滑模自抗扰控制稳定性

取李雅普诺夫函数:

$$V = \frac{1}{2}s^2 > 0$$

对上式求导:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s\dot{s} = s(-\varepsilon \cdot \text{sat}(s) - ks - f(\theta, w, u) - z_3) \\ &< -ks^2 - (\varepsilon(f(\theta, w, u) - z_3))|s| \end{aligned} \quad (18)$$

而 ε 又是大于零的常数, 因而 $\dot{V} < 0$, 系统跟踪误差在趋近滑模控制下是一致有界稳定的。

3 仿真与试验分析

3.1 系统仿真

仿真在 Matlab 环境下完成, 电枢电阻 R_v 为 1.38Ω , 反电势系数 K_E 为 $3.12 \text{ v/rad} \cdot \text{s}^{-1}$, 功率放大倍数 K_p 等于 14, 天线重心偏心距离 ζ 为 0.01 m , 系统转动惯量 J 为 $0.2 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, 电机转矩系数 K_T 等于 3.6 Nm/A , 额定转动速度 6 r/min 。

线性传统自抗扰控制器参数, b_0 取值 4.36, ω_0

取值 7.9, ω_c 取值 8.5。作为对比, 滑模自抗扰控制器参数, b_0 取值 4.17, ω_0 取值 6.52, ω_c 取值 8.15, k 取值 3.15, α 取值 4.51, β 取值 7.79, κ 取值 0.41。

雷达伺服系统转动时位置阶跃响应, 给定位置为 20 rad , 启动时空载、在 3 秒施加额定负载条件下, 电机转子位置波形。滑模自抗扰与线性自抗扰均可以实现位置准确跟踪, 没有超调系统且稳态精度高, 但相对于线性自抗扰, 滑模自抗扰抗负载扰动能力和跟踪能力均更强, 具有更强的鲁棒性, 如图 3 所示。

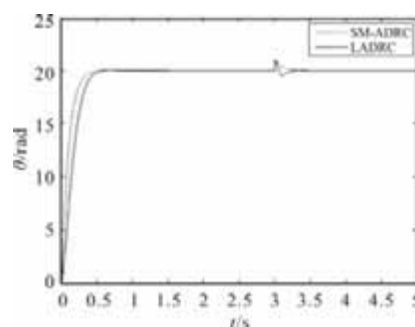


图3 转子位置阶跃响应仿真

$t=0 \text{ s}$ 系统电枢电阻 R_v 下调 30% 和 $t=3 \text{ s}$ 电枢电阻 R_v 上调 10%, 雷达伺服系统速度响应波形图。仿真图结果表明, 相比于线性自抗扰, 滑模自抗扰控制器能更快速恢复指定速度, 当系统参数发生变化及存在有内部不确定性扰动时, 能很好的抑制参数发生变化时对系统的影响, 如图 4 所示。

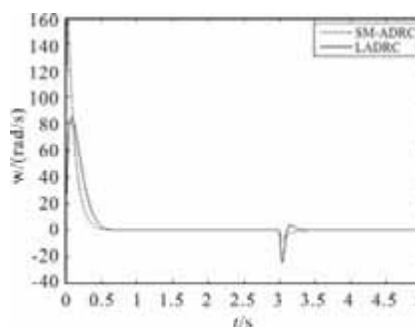


图4 转子速度抗扰动响应仿真

3.2 试验

本文试验是在某大型跟踪制导雷达伺服系统上进行, 对所提出的控制方案进行试验验证, 其伺服系统参数和控制参数与 3.1 系统仿真一致, 试验结果如图 5 - 图 6 所示。

图 5 - 图 6 为伺服系统分别在滑模自抗扰和线性自抗扰控制下动态性能测试。位置给定 5 rad , 试验图中, 实线为响应曲线, 参考坐标为左侧坐标系; 虚线为误差曲线, 参考坐标为右侧坐标系。

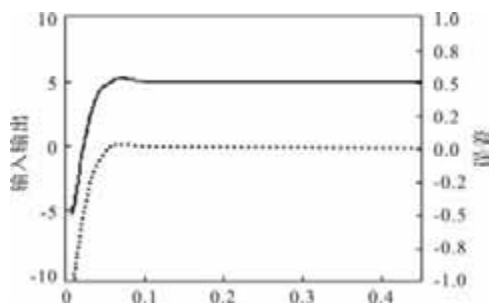


图5 滑模自抗扰自抗扰阶跃响应

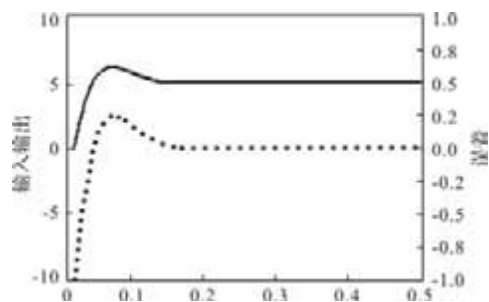


图6 线性自抗扰自抗扰阶跃响应

具体地,如图5所示,滑模自抗扰控制控制调节时间仅为0.1 s,超调低于2%;而图6所示,线性自抗扰控制调节时间需时0.15 s,超调5%;由对比可见,滑模自抗扰控制相比于线性自抗扰控制,伺服系统能更快速地达到给定位置,使用更少的调节时间,超调更小。

4 结 论

本文在线性自抗扰控制策略及滑模控制方法的基础上,提出新型滑模自抗扰控制器,将系统的不确定性干扰作为扩张状态,设计基于李雅普诺夫稳定的滑模控制器,使得系统在抑制扰动时提升了鲁棒性。通过仿真,分析得到以下结论:

(1)相对于线性自抗扰,新型滑模自抗扰控制器在施加相同额定负载条件下,其跟踪响应能力更强且具有更好的鲁棒性。

(2)当系统参数发生变化及存在有内部不确定扰动时,能很好的抑制扰动提升系统性能。

试验结果表明,对于位置阶跃响应,提出的滑模自抗扰超调相比于线性自抗扰,降低了3%,调节时间减少了0.05 s。

因此,仿真与试验的结果均表明,本文提出的控制策略能够有效地消除外部扰动及内部干扰的影响,取得较好的控制效果,使系统能够快速地跟踪期望目标。

参考文献

- [1] 韩京清. 自抗扰控制器及其应用[J]. 控制与决策, 1998, 13(1): 19-23.
- [2] 封志鹏, 李白雅, 张宇祥. 自抗扰 ESO 改进及其在 PMSM 控制中的应用[J]. 微电机, 2022, 55(03): 47-51.
- [3] 贺志浩, 于海生. 基于自抗扰与观测器的环形耦合多电机协调滑模控制[J]. 微电机, 2021, 54(04): 48-55.
- [4] 吴旭, 张倩, 王群京, 等. 基于摩擦补偿的伺服转台自抗扰控制策略研究[J]. 微电机, 2021, 54(05): 62-66, 85.
- [5] 柯少兴, 李建贵, 郝诚, 等. 基于滑模观测器估计误差反馈的永磁同步电机转速控制策略[J]. 微电机, 2020, 53(06): 48-52.
- [6] 陈先福, 梁泉, 黄新宇, 等. 基于新型双滑模结构的永磁同步电机控制策略[J]. 微电机, 2024, 57(2): 41-49.
- [7] 张振振, 戈海龙, 成巍, 等. 基于滑模变结构的异步电机调速系统建模与控制[J]. 微电机, 2023, 56(8): 25-29.
- [8] 唐红雨, 沙鸥, 许德志. 基于等效滑模的开绕组永磁直线电机控制研究[J]. 微电机, 2022, 55(04): 59-64, 72.
- [9] Gao Zhiqiang. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning[C]. American Control Conference, 2003: 4989-4996.

《微电机》(月刊)

全年12期,读者可到当地邮局订阅,本刊亦可破订、零购。

欢迎投稿! 欢迎订阅! 欢迎刊登广告!

国内刊号: CN61-1126/TM

在线投稿系统: wdj.paperopen.com

地址: 高新区上林苑四路36号(710117)

邮发代号: 52-92

订价: 8元/期

年价: 96元/年

编辑部邮购(含快递费): 300元/年

国际刊号: ISSN 1001-6848

电话: 029-84276641

负载变化下水电机组变转速滑模闭环控制方法

戴宏伟, 曾凡建

(雅砻江流域水电开发有限公司, 成都 610051)

摘要: 水电机组存在变转速控制易超调、跟踪性能差的问题。为此, 提出负载变化下水电机组变转速滑模闭环控制方法。通过分析机组的机械转矩与电磁转矩及负载转矩之间的平衡关系, 构造水电机组控制系统的动力学方程, 结合负载波动量构建机组数学模型, 引入相位裕度构造扰动传递函数, 易抑制超调的影响, 基于滑膜面与闭环传递函数构造滑模闭环控制器, 采用鲸鱼优化算法对控制器的滑膜参数进行寻优计算, 得到最佳滑膜参数, 以此获得最优性能的变转速控制器, 实现机组变转速控制。实验结果表明, 利用所提方法在不同加载条件下对水电机组进行变转速控制, 输出转速与给定转速差值较小, 超调量较小, 控制响应时间较短, 控制效果更好。

关键词: 负载变化; 水电机组; 变转速; 滑模闭环控制; 超调量

中图分类号: TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2025)08-0052-05

Variable Speed Sliding Mode Closed Loop Control Method for Water Motor Units Under Load Changes

DAI Hongwei, ZENG Fanjian

(Yalong River Hydropower Development Company LTD., Chengdu 610051, China)

Abstract: There are some problems in variable speed control of hydropower units, such as easy overshoot and poor tracking performance. To this end, a variable speed sliding mode closed-loop control method was proposed for water motor units under load changes. By analyzing the balance relationship between the mechanical torque, electromagnetic torque, and load torque of the unit, the dynamic equation of the hydroelectric unit control system was constructed. Combining the load fluctuation, a mathematical model of the unit was constructed, and the phase margin was introduced to construct a disturbance transfer function, which was easy to suppress the influence of overshoot. Based on the sliding film surface and the closed-loop transfer function, a sliding film closed-loop controller was constructed. The whale optimization algorithm was used to optimize the sliding film parameters of the controller, obtain the optimal sliding film parameters, and obtain the optimal performance variable speed controller to achieve variable speed control of the unit. The experimental results show that using the proposed method for variable speed control of hydroelectric units under different loading conditions results in a smaller difference between the output speed and the given speed, smaller overshoot, shorter control response time, and better control effect.

Key words: load changes; hydroelectric units; variable speed; sliding mode closed-loop control; overshoot

0 引言

水力发电机组在电网中调节负荷、保证供电质量方面发挥着重要作用, 负载的频繁变化对机组的稳定运行提出了严峻挑战。传统上, 水电机组的控制往往采用单闭环或简单的调速策略, 在处理负载突变时往往存在响应速度慢、控制精度低、鲁棒性不足等问题。因此, 探索一种适用于水电机组在负载变化下的变速滑模闭环控制方法, 对于提高机组运行的稳定性、优化电网调度策略、促进新能源电

网的可持续发展具有重要意义。

文献[1]根据发电机的控制要求选择了合适的 PLC 模型, 并完成了硬件的选择和配置。基于 PLC 的编程环境, 编写了控制程序, 以此实现转速控制与调节。该方法具有自检和监督功能, 可以及时检测和报告系统故障, 可靠性高。然而, 该方法在极端恶劣的操作环境下, 其控制性能可能会受到影响。文献[2]根据机械的工作原理和机械结构, 建立了电液控制系统的数学模型, 利用广义预测控制理论, 设计主轴转速的预测模型, 引入迭代学习控制算法

收稿日期: 2024-07-25

作者简介: 戴宏伟(1984), 男, 本科, 高工, 研究方向为电力自动化及远程控制。

曾凡建(1974), 男, 硕士, 高工, 研究方向为电力自动化及远程控制。

实时在线计算控制量。该方法能够应对机械部件磨损和负载波动等不确定因素, 具有较强的鲁棒性。但该方法参数调整难度较大, 使得控制效果有限。文献[3]考虑到 SynRM 的非线性特性, 将 EKF 应用于 SynRM 的速度控制, 实时估计电机的转子位置和速度, 结合构建神经磁模型, 设计无传感器速度控制策略。该方法无需安装位置传感器, 降低了系统成本, 简化了系统结构。但此方法对电机模型的精度要求很高, 模型误差可能会影响控制效果。文献[4]将安卓蓝牙模块连接到微控制器, 实现蓝牙通信功能, 微控制器通过脉宽调制输出模块连接到单相异步电机驱动器, 以控制电机的速度。该方法实现了电机的无线控制功能, 提高了设备的灵活性和便利性。然而, 该方法会受到其他无线设备的干扰, 影响控制的稳定性和可靠性。

为提高机组变转速控制的精度, 本文综合考虑负载变化的影响, 将滑模控制引入水电机组, 设计一种基于滑模控制的变速闭环控制方法, 实现水电机组在复杂工况下的精确稳定控制。

1 水电机组变转速滑模闭环控制方法设计

1.1 考虑负载变化的水电机组系统数学建模

构建水电机组控制系统的数学模型, 可以理解和分析水电机组系统的动态行为, 以及系统在负载变化时的响应特性^[5], 在揭示了系统内部物理规律的同时, 为后续控制策略的设计提供支持, 从而便于确定控制器的结构、参数以及控制算法等关键要素, 实现对机组变转速的精确控制。

为简化分析, 在建立水电机组控制系统模型时, 不考虑磁路饱和、涡流损耗以及绕组阻尼^[6]。系统由水轮机、发电机、调速系统、控制系统等组成。系统输入量为机组转速、转动惯量、水库的蓄水量和水位变化等负载变化量, 控制量为电磁转矩, 输出量为输出转速力矩。在机组控制系统中, 出力矩是电磁转矩经过控制系统调节后的结果, 需要克服机械转矩并满足负载转矩的需求。控制系统通过调整电磁转矩来实现所需的出力矩, 以满足负载需求并克服机械阻力。根据牛顿第二定律, 机械转矩与电磁转矩及负载转矩之间的平衡关系可以表示为

$$T_M = \frac{\gamma}{T_E \times T_L / \mu_l} \quad (1)$$

式中, γ 为系统转速; T_E 为电磁转矩; T_L 为负载转矩;

μ_l 为不同负载下的水位; T_M 为机械转矩。

则相对于 $d-q$ 坐标系的电压方程可表示为

$$\begin{cases} u_d = T_M \cdot b_h \\ u_q = \frac{T_M}{2J} \end{cases} \quad (2)$$

式中, b_h 为流量; h 为谐波次数; J 为机组的转动惯量; u_d 、 u_q 分别为 d 轴和 q 轴上的电压方程。

当机组的运行工况为非线性摩擦时, 负载会发生显著变化, 系统的磁滞损耗较大^[7], 则此时系统的动力学方程为

$$H = \frac{\alpha_0 (u_d + u_q)}{\sqrt{\|Y_E \times \xi_0\|^2}} \quad (3)$$

式中, α_0 为与水轮机特性相关的常数; Y_E 为电机的转矩常数; ξ_0 为基础负载。

结合水库的蓄水量和水位变化等因素, 确定负载波动系数^[8], 公式为

$$c_f = \frac{H \cdot \psi_0}{\left| \frac{R}{\sigma} \right|} \quad (4)$$

式中, f 为频率; ψ_0 为磁通量; R 为电枢电阻; σ 为电机极对数。

将水轮机组的控制系统的执行单元等效为一阶惯性环节^[9], 则其传递函数如下式所示:

$$f(c_f) = \frac{\kappa \omega \eta}{s \lambda c_f + 1} \quad (5)$$

式中, s 为拉普拉斯变量; λ 为执行单元时间常数; $\kappa \omega$ 为机组出力矩; η 为增益放大倍数。

结合机组控制系统出力矩的变化量 $\Delta \kappa \omega$, 建立机组输出模型, 即负载变化响应下的出力矩:

$$A = f(c_f) \times \Delta \kappa \omega \times \theta \quad (6)$$

式中, θ 为电机转子与负载间的等效转动惯量。

通过分析机械转矩与电磁转矩及负载转矩之间的平衡关系, 构造水电机组控制系统的动力学方程, 结合负载波动量构建机组数学模型, 为接下来滑模闭环控制器的设计奠定基础。

1.2 构造滑膜闭环控制器

根据水电机组控制系统的动态模型, 本文采用位置式滑膜闭环控制器实现对机组变转速的控制。首先将系统在不同时段下的状态进行线性组合, 并将其作为滑膜面, 以使得系统状态能够到达并保持于滑膜面上^[10], 表达式如下:

$$S(A) = I\omega + D_0 \quad (7)$$

式中, S 为滑膜面; I 为滑膜面参数矩阵; ω 为滑膜面截距; D_0 为常数矩阵。

在每个采样时刻 k ，控制增量的最大值和最小值分别为

$$\begin{cases} \max \Delta e_k = S(A) \times \varepsilon_k \\ \min \Delta e_k = \frac{S(A)}{a_c/F_c} \end{cases} \quad (8)$$

式中, ε_k 为控制器在 k 时刻的预测时域; a_c 为控制加权系数; F_c 为控制时域; $\max \Delta e_k$ 、 $\min \Delta e_k$ 分别为控制增量的最大值和最小值。

由于控制器为带零点的二阶系统, 当水电机组出现较大的变转速时, 直接应用控制器进行控制则会导致机组转速响应出现较大的超调问题, 系统性能提升受限^[11]。因此, 引入相位裕度构造扰动传递函数, 由此获得控制器输入输出间的闭环传递函数, 公式为

$$w_Y = \frac{\max \Delta e_k + \min \Delta e_k}{Q \cdot \varpi_0} \quad (9)$$

式中, Y 为闭环; Q 为机组截止频率; ϖ_0 为相角裕度。

进而得到滑膜变换控制器的控制方程, 即:

$$G = w_Y \times \exp\left(-\frac{\vartheta_c}{z_k}\right) \quad (10)$$

式中, ϑ_c 为控制增益; z_k 为控制微分阶次, K 为阶次; G 为机组变转速的控制量。

由上式可知, 控制器的控制效果主要取决于滑膜参数 ϑ_c 、 z_k 。因此, 为继续获得具有理想特性的控制结果, 下面对控制器的滑膜参数进行寻优, 从而输出最佳控制量。

1.3 滑膜参数确定及变转速控制输出

本研究将鲸鱼优化算法应用到滑膜闭环控制器当中, 通过对鲸鱼优化算法的学习效率和惯性系数的训练与优化, 进而确定控制器的滑膜参数。

初始化参数, 设置最大迭代次数为 200, 计算每个鲸鱼的位置^[12], 公式为

$$p_i = \sum_{i=1}^n \frac{f_u}{g_i} \quad (11)$$

式中, n 为个体数量; f_u 为当前最优解; g_i 为当前鲸鱼个体与最优解之间的距离; i 为鲸鱼个体。

对鲸群进行评估, 以控制器的误差积分最小为目标函数^[13], 更新加权系数, 即:

$$o_t = p_i \times \iota_r \times \iota_Y \quad (12)$$

式中, t 为目标函数; ι_r 为控制器反馈值; ι_Y 为闭环幅值裕度。

具有最佳位置的鲸鱼个体通过螺旋上升的方式捕猎目标猎物, 由此优化学习速率 v 和惯性系数 U , 计算公式如下:

$$\begin{cases} v = \frac{o_t \cdot \rho}{W_y} \\ U = o_t \times \phi \end{cases} \quad (13)$$

式中, ρ 为 $[-1, 1]$ 之间的随机数; W_y 为更新的螺旋位置; ϕ 为当前迭代次数。

将求得的学习速率和惯性系数叠加到当前最优解上, 并使得具有最优位置的鲸鱼个体在较大的搜索范围内随机游走, 进行全局寻优^[14], 表达式为

$$O_i = \frac{v \times U}{\sqrt{\left\|\frac{\zeta_0}{\tau}\right\|^2}} \quad (14)$$

式中, ζ_0 为收敛因子; τ 为衰减常数; O_i 为第 i 个鲸鱼个体的适应度值。

判断当前迭代次数是否达到最大迭代次数, 若是, 则输出适应度值最高的鲸鱼个体对应的位置和速度, 并将其作为控制器的滑膜参数^[15], 表达式为

$$\begin{cases} \vartheta_c = O_i \cdot z_1 \\ z_k = O_i / x \end{cases} \quad (15)$$

式中, z_1 为缩放系数; x 为特征函数。

根据滑膜参数, 将水电机组变转速的控制变量输入闭环控制器中, 输出转速最佳控制量 G , 从而实现水电机组变转速的滑模闭环控制。控制整体框图如图 1 所示。

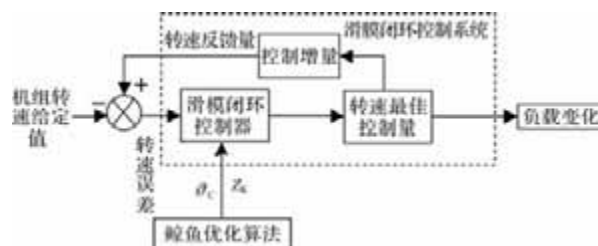


图 1 滑模闭环控制

由图 1 可知, 向该滑模闭环控制系统中输入机组转速, 引入鲸鱼优化算法, 输出适应度值最高的转速值通过滑膜参数 ϑ_c 和 z_k 进行调整, 从而得到转速最佳控制量, 该控制量与控制增量输出的转速反馈量相加形成新的控制量, 进行重新调整直至机组转速控制量能够适应负载变化。

2 实例仿真分析

本次测试主要是针对负载变化下水电机组变转速滑模闭环控制方法的实际应用效果进行验证与研究, 并通过对比实验分析本文方法的性能有效性。

选取了 XHD-1000 水电机组为研究对象, 其基本参数如表 1 所示。

表 1 水电机组性能参数

序号	项目	数值
1	额定水头/m	150
2	额定流量/(m^3/s)	200
3	额定出力/MW	300
4	额定转速/(r/min)	150
5	飞轮力矩/($\text{t} \cdot \text{m}^2$)	5000
6	发电效率/%	94
7	额定电压/kV	13.8
8	额定电流/A	12000
9	功率因数	0.9
10	转动惯量/($\text{kg} \cdot \text{m}^2$)	0.003
11	阻尼系数/[$\text{Nm} \cdot (\text{s} \cdot \text{rad}^{-1})$]	0.008
12	极对数	4

利用 Infineon TC275 控制芯片与电驱实验台架搭建了仿真实验平台, 具体如图 2 所示。



图 2 仿真实验平台

硬件平台包括控制计算机、数据采集与转换模块、执行机构和电源系统。软件平台包括控制算法软件和数据监测与分析软件。

利用 MATLAB/simulink 工具基于实验平台搭建了机组控制系统的仿真模型, 在仿真模型中运行研究的控制算法, 显示控制输出结果。

实验搭建的水电机组仿真模型如图 3 所示。

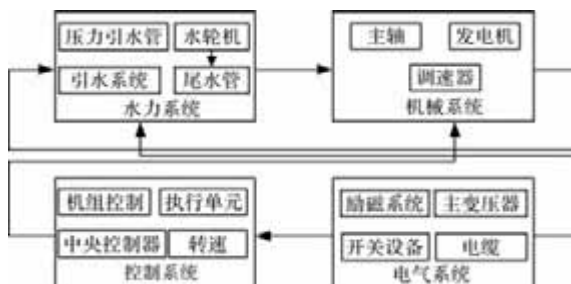


图 3 水电机组系统仿真模型

由图 3 可知, 水电机组系统由机械系统、电气系统、控制系统、水力系统组成。水电机组仿真模型, 与实验用物理机组的性能参数保持一致, 系统

输入量为机组转速、转动惯量、水库的蓄水量和水位变化等负载变化量, 控制量为电磁转矩, 输出量为输出转速力矩。

仿真模型将机组的初始转速设置为 67 rad/s , 负荷变化范围为额定负荷的 $20\% - 100\%$; 在空载条件下启动水电机组, 设置初始负载为 0, 在 1 h 的仿真时间内, 逐渐增加负载至额定负载的 20% 、 40% 、 60% 、 80% 、 100% , 并在每个负载点稳定运行一段时间后记录数据; 在每个负荷点, 启动滑模控制算法, 根据满足滑膜存在性和可达性的条件以及滑膜稳定性的参数范围, 设计闭环控制器, 并利用鲸鱼优化算法对滑膜参数进行寻优计算, 从而输出控制量。在鲸鱼优化算法中, 设置搜索空间范围为 $[-10, 10]$, 缩放系数为 2.0 , 迭代次数为 1000 。

利用上述仿真模型与参数测试分析滑模闭环控制算法在负载变化下的控制性能。

采集的电机电流有效值如图 4 所示。

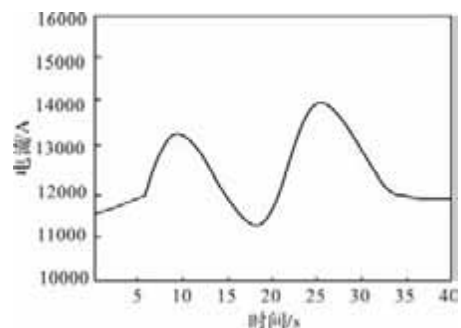
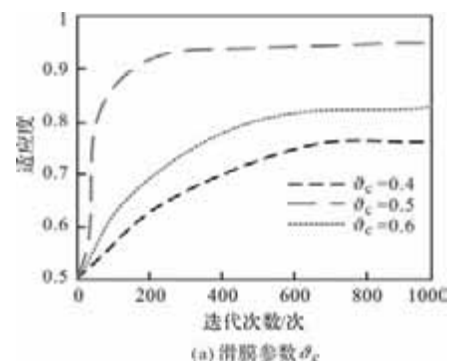


图 4 电机电流波形

由图 4 可知, 由于负载变化, 电机输出电流有效值在额定电流上下浮动, 在 10 s 和 25 s 时负载变化急速增加, 电流值随之变化, 从而造成波形的较大波动, 影响水轮机运行稳定性, 因此需要进行控制。

设定滑膜参数 ϑ_c 分别为 0.4 、 0.5 、 0.6 , Z_k 分别为 1 、 2 、 3 。利用鲸鱼优化算法优化训练滑膜控制器最佳滑膜参数 ϑ_c 、 Z_k 迭代适应度曲线, 如图 5 所示。

(a) 滑膜参数 ϑ_c

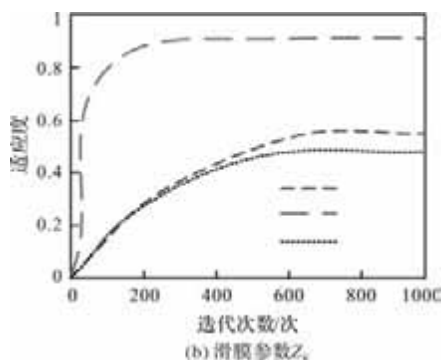


图5 参数优化训练分析

分析图5可知,当滑膜参数 ϑ_c 为0.5, Z_k 为2时,适应度值最高,且均在迭代200次后适应度值趋于稳定。结果表明,当滑膜参数 ϑ_c 为0.5, Z_k 为2时,性能最优。因此选取滑膜参数 ϑ_c 为0.5, z_k 为2,输入到滑膜控制器中。

采用基于PLC的方法[1](方法1)、基于GPC-ILC的方法(方法2)作为对比组,本文方法为实验组,以便于更加清楚地展示本文提出方法的优势。

在空载条件下启动水电机组,设置初始负载为0,在120 min的仿真时间内,每10分钟逐渐增加负载至额定负载的20%、40%、60%、80%、100%,然后再同样逐渐降低负载至初始负载0;在每个负荷点,启动滑模控制算法,测试不同方法的加载和减载转速波形,如图6所示。

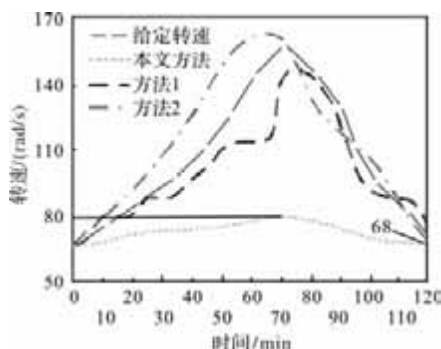


图6 加载和减载转速波形

由图6可知,在相同负载条件下,应用本文方法进行机组变转速控制,得到的控制超调量明显低于对照组方法,在120 min内的0~100%负载变化范围下,本文方法的控制超调量始终保持在80 rad/s以下,且最后将转速超调量降低至68 rad/s,与额定转速基本一致。而方法1和方法2的超调量更大。从而证明了本文方法能够有效响应载荷变化,在水电机组变转速控制中具有优异性能。

分别采用3种方法对该水电机组进行变转速控制,转速升降波形仿真结果如图7所示。

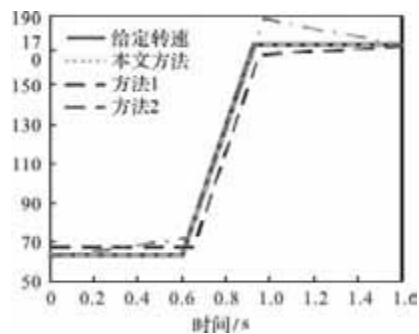


图7 水电机组变转速滑模闭环控制结果

如图7所示,在0~0.6 s,设定水电机组的参考转速为67 rad/s,在0.6 s时转速阶跃至174 rad/s,并以该转速维持了0.5 s。利用本文提出的方法对其进行变转速控制后,输出的转速能够准确跟踪给定转速,实际转速与目标转速非常接近;而基于方法1方法2控制后的机组转速与给定转速之间存在显著偏差,说明这两种方法的控制效果还有待提高。由此可以说明本文方法在水电机组变转速控制中的有效性。

为充分体现本文方法的实际应用可靠性,对3种方法基于不同加减载工况下的水电机组变转速控制超调量进行统计。超调量越小,表明可支付对转速变化越敏感,控制能力越好。对比结果如表2所示。

表2 对比结果

负载加 减值/%	超调量/%			响应时间/s		
	方法1	方法2	本文方法	方法1	方法2	本文方法
+20	3.56	3.52	0.36	4.39	6.52	1.33
+40	4.89	5.36	0.32	4.31	6.36	1.35
+60	4.17	6.05	0.41	4.27	5.85	1.39
+80	2.09	7.14	0.22	4.52	6.64	1.31
+100	5.32	7.96	0.30	4.06	6.56	1.27
-20	4.39	6.52	0.33	4.52	6.64	1.31
-40	4.31	6.36	0.35	3.56	6.52	1.36
-60	4.27	5.85	0.39	4.89	5.36	1.32
-80	4.52	4.64	0.31	4.17	6.05	1.43
-100	4.06	4.56	0.27	4.09	5.14	1.26

通过对比实验得出的数据可知,在相同负载条件下,应用本文方法进行机组变转速控制,得到的控制超调量明显低于对照组方法,在-100~100%的负载变化范围内,本文方法的控制超调量始终保持在0.50%以下,而方法1和方法2的最大超调量

(下转第83页)

基于改进自适应律的 PMSM 参数辨识与控制算法研究

沈健波¹, 郭 威^{1,2}, 刘冉冉¹, 张 佳¹, 张 宁³

(1. 江苏理工学院 汽车与交通工程学院, 江苏 常州 213001; 2. 江苏大学 电气信息工程学院, 江苏 镇江 212016;
3. 苏州尚源智能科技有限公司, 江苏 苏州 215000)

摘 要: 为使永磁同步电机模型预测控制系统在复杂工作环境中长期稳定运行, 避免模型参数缓慢变化对系统性能的影响, 控制系统需要实时更新系统状态矩阵参数; 现有在线参数辨识方法存在辨识结果不唯一和参数辨识方程欠秩等问题。针对上述问题提出了一种改进自适应律的模型参考自适应辨识方法, 该方法以 Popov 超稳定性理论设计的自适应律, 以保障参考模型和可调模型的输出误差趋向于零, 再利用参数函数化的梯度校正方法优先辨识电感参数, 然后将电感参数引入模型参考自适应辨识过程, 最后通过永磁同步电机实时数字控制平台验证改进方法。结果表明: 该改进方法解决了在线参数辨识结果不全面及准确性不足的问题, 增强了永磁同步电机的抗负载性能, 在电机控制领域具有一定的应用价值。

关键词: 模型参考自适应系统; 梯度校正算法; 模型预测控制; 参数辨识; 永磁同步电机

中图分类号: TM341; TM351; TP273 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2025)08-0057-08

Research on Parameter Identification and Control Algorithm of PMSM Based on Improved Adaptive Law

SHEN Jianbo¹, GUO Wei^{1,2}, LIU Ranran¹, ZHANG Jia¹, ZHANG Ning³

(1. School of Automobile and Traffic Engineering, Jiangsu University of Technology, Changzhou Jiangsu 213001, China;
2. School of Electrical and Information Engineering, Jiangsu University, Zhenjiang Jiangsu 212016, China;
3. Suzhou Shangyuan Technology Co., LTD., Suzhou Jiangsu 215000, China)

Abstract: In order to make the model prediction control system of permanent magnet synchronous motor run stably for a long time in a complex working environment and avoid the impact of slow changes of model parameters on system performance, the control system needs to update the state matrix parameters in real time. The existing online parameter identification methods have some problems, such as the identification result is not unique and the parameter identification equation was not ranked. To solve the above problems, a model reference adaptive identification method with improved adaptive law was proposed, which was designed by Popov superstability theory to ensure that the output error of the reference model and the tunable model tends to zero. The gradient correction method of parameter functionalization was used to identify the inductance parameters preferentially, and then the inductance parameters were introduced into the model reference adaptive identification process. The proposed method was verified by the real-time digital control platform of the permanent magnet synchronous motor. The results show that the proposed method can deal with the problem of incomplete and insufficient accuracy of online parameter identification results, which enhanced the load resistance of permanent magnet synchronous motor, and had certain application value in the field of motor control.

Key words: model reference adaptive system; gradient correction method; model predictive control; parameters identification; permanent magnet synchronous motor

0 引 言

永磁同步电机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 以其结构简单、功率因数高, 损耗

小、噪声小及可靠性高等优点在智能制造领域广泛应用^[1-2]。在 PMSM 实际运行控制过程中, 受运行所处环境、定转子绕组温升、磁路饱和以及电机负载突变等影响, 电机参数也因此发生动态变化。现阶

收稿日期: 2024-11-21

作者简介: 沈健波(1999), 男, 硕士研究生, 研究方向为永磁同步电机参数辨识与控制。

郭 威(1989), 男, 博士, 讲师, 研究方向为数据驱动过程建模。

刘冉冉(1982), 女, 博士, 教授, 研究方向为交通状态辨识与预测研究。

段大部分 PMSM 控制策略的设计都是基于电机准确的数学模型, 依赖于准确的电机参数。因此, 对电机参数进行在线辨识, 对提高电机控制效率, 同时保障电机的稳定运行有着重要的现实意义。

参数辨识可分为离线辨识和在线辨识两大类。式中, 离线辨识方法是在实验环境下利用参数标定获得参数值, 由于实验环境通常与电机实际运行环境存在差异, 且参数标定过程复杂且繁琐, 因此参数辨识准确度不佳。在线辨识方法对电机实时数据进行计算, 将辨识结果反馈到电机控制器中进行修正, 因此参数辨识结果实时性好、准确度高。

目前, 常见的在线参数辨识方法有: 扩展卡尔曼滤波法^[3]、最小二乘法^[4]、人工神经网络法^[5]和模型参考自适应法^[6-7]等。式中, 扩展卡尔曼滤波可利用带有扰动噪声的电机信号, 实现电机模型参数的辨识。文献[8]提出了一种基于新息序列的自适应卡尔曼滤波算法同时观测转子位置和转子速度, 在参数扰动下保障了电机控制系统的稳定性。但该方法运算量过大, 不适合将其应用在模型预测控制算法中。针对辨识过程中存在数据量大以及运算量大的问题, 学者对最小二乘法进行研究改进, 提出了递推最小二乘法、变遗忘因子最小二乘法等算法。文献[9]提出了一种基于递推最小二乘观测器的 PMSM 变参数辨识方法, 解决了电机因多参数辨识出现的数据饱和的问题, 但该算法容易受到外部扰动的影响。随着计算机技术的发展, 人工神经网络等智能算法在参数辨识领域得到应用。文献[10]提出了一种基于物理信息神经网络和精确反馈线性化的 PMSM 实时辨识和非线性控制的方法, 实现了对 PMSM 多参数的在线辨识, 神经网络算法以其容错性高, 非线性拟合能力强等特点而广泛应用, 但训练时只能以离线方式进行且计算量巨大, 参数辨识的实时性较差。而模型参考自适应系统原理简单且物理意义明确, 在辨识参数时能够快速调节并趋于稳定。文献[11]提出了一种基于模型参考自适应系统的 PMSM 定子电阻辨识方法, 保证了电机控制器在面对定子电阻变化时的控制稳定性。文献[12]提出了一种基于改进模型参考自适应系统的 PMSM 参数辨识方法, 实现了对电机参数的分步辨识, 但仍存在电机参数辨识时方程欠秩的问题。文献[13]提出了一种基于二阶超螺旋的改进模型参考自适应系统的 PMSM 多参数辨识方法, 对定子电阻和磁链进行精确辨识, 提高了无速度传感器电机控制系统的精准度和鲁棒性。

从前述研究可以看出, 在电机参数辨识过程中存在方程欠秩的问题。针对此问题, 本文提出了一

种基于改进自适应律的模型参考自适应辨识算法, 通过引入参数函数化的梯度校正方法优先辨识电感值保障了辨识结果的唯一性, 并结合模型预测控制方法, 利用永磁同步电机实时数字控制平台验证参数辨识结果的准确性与电机控制效果。

1 永磁同步电机的数学模型

永磁同步电机是一个多变量、强耦合、非线性系统, 当感应电动势和磁场正弦分布, 忽略磁滞损耗, 不计涡流和永磁体磁通密度恒定^[14]。在以上理想情况下, 同步旋转坐标系下的永磁同步电机定子电流数学模型为

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

式中, R_s 为定子电阻, L_d 和 L_q 为 d 轴和 q 轴电感, P_n 为电机极对数, ψ_f 是磁链常数, u_d 和 u_q 为 d 轴和 q 轴定子电压, i_d 和 i_q 为 d 轴和 q 轴定子电流, ω_m 是转子的机械转速。本文研究对象为表贴式三相电机, 因此定子电感 $L_d = L_q = L$ 。

2 基于改进自适应律的参数辨识算法

模型参考自适应系统基本原理是通过确定两个具有相同输入量的模型, 将实际系统作为参考模型, 将含有待辨识参数的模型作为可调模型, 然后利用自适应律使两模型的输出误差收敛为零, 此时参考模型中的参数为可调模型中的待辨识参数^[15]。辨识过程如图 1 所示。



图 1 模型参考自适应系统结构框图

2.1 确定参考模型和待辨识参数

将永磁同步电机的电流数学模型式变换为以下形式:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L} & \omega_e \\ -\omega_e & -\frac{R_s}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{\omega_e\psi_f}{L} \end{bmatrix} \quad (2)$$

电机参数辨识自适应参考模型的状态向量为

$$\dot{I} = AI + BU + CW \quad (3)$$

式中,

$$A = \begin{bmatrix} -a & \omega_e \\ -\omega_e & -a \end{bmatrix}, I = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}, U = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}, W = \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \end{bmatrix},$$

$$a = \frac{R_s}{L}, B = \frac{1}{L}, C = \frac{\varphi_f}{L}。$$

根据电机实际模型推导自适应可调模型:

$$\dot{\hat{i}} = \hat{A}\hat{i} + \hat{B}U + \hat{C}W \quad (4)$$

式中,

$$\hat{A} = \begin{bmatrix} -\hat{a} & \omega_e \\ -\omega_e & -\hat{a} \end{bmatrix}, \hat{I} = \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix}, \hat{a} = \frac{\hat{R}_s}{\hat{L}}, \hat{B} = \frac{1}{\hat{L}}, \hat{C} = \frac{\hat{\varphi}_f}{\hat{L}}。$$

定义参考模型和可调模型输出的差值表达式

$$e = \dot{I} - \dot{\hat{i}} = [e_1 \ e_2]^T \quad (5)$$

将差值表达式改写为描述误差的状态方程:

$$\begin{aligned} \dot{e} &= AI - \hat{A}\hat{i} + BU - \hat{B}U + CW - \hat{C}W \\ &= AI - \hat{A}\hat{i} + \hat{A}\hat{i} - \hat{A}\hat{i} + BU - \hat{B}U + CW - \hat{C}W \quad (6) \\ &= Ae + (A - \hat{A})\hat{i} + (B - \hat{B})U + (C - \hat{C})W \end{aligned}$$

令:

$$aI = (A - \hat{A})I = (a - \hat{a})I, b = B - \hat{B}, g = C - \hat{C}$$

$$\varphi^T = [a \ b \ g], s = [\hat{i} \ U \ W] \quad (7)$$

则误差状态方程可改写为

$$\dot{e} = Ae + \varphi^T s \quad (8)$$

至此, 可将永磁同步电机模型参考自适应系统变换成一个由线性定常前向通道和非线性反馈通道组合而成的系统结构, 即标准的 Popov 超稳定性理论^[16]结构, 以此设计参数辨识过程的自适应律。

2.2 参数辨识系统的自适应律的设计

在设计自适应律时, 线性定常前向通道的传递函数需要满足严格正实的条件, 而非线性反馈通道需要符合 Popov 超稳定性积分不等式。

定义线性定常系统的状态方程为

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu = Ax - Bw \\ y = Cx + Du = Cx - Dw \end{cases} \quad (9)$$

式中, (A, B) 完全可控, (A, C) 完全可观, A 、 B 、 C 、 D 为线性系统传递函数的最小实现, x 、 u 、 y 分别是前向通道的状态向量、输入向量和输出向量。

线性部分的传递函数矩阵为

$$H(s) = C(sI - A)^{-1}B + D \quad (10)$$

当存在对称矩阵 P 和非奇异矩阵 K 和 L , 并且符合下列正实条件^[17]:

$$\begin{cases} PA + A^T P = -LL^T \\ B^T P + K^T L^T = C \\ K^T K = D + D^T \end{cases} \quad (11)$$

可将式(11)转化为

$$\begin{cases} PA + A^T P = -Q \\ E^T P = D \end{cases} \quad (12)$$

式中, Q 、 D 为正定矩阵, 则线性前向通道传递函数矩阵可改写为

$$H(s) = D(sI - A)^{-1}E \quad (13)$$

取矩阵 $P = \begin{bmatrix} k & 0 \\ 0 & k \end{bmatrix}$, $k > 0$, 代入式可得:

$$\begin{cases} PA + A^T P = \begin{bmatrix} -2ak & 0 \\ 0 & -2ak \end{bmatrix} - Q \\ E^T P = D = \begin{bmatrix} k & 0 \\ 0 & k \end{bmatrix} \end{cases} \quad (14)$$

当式(14)中的 k 选取任何正实数都可以保证 Q 、 P 为正定矩阵, 同时当 $k = 1$ 时, 补偿矩阵 $D = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ 。可得 (A, E) 完全可控, (A, D) 完全可观, 则表明系统式(13)为严格正实的传递函数, 前向线性定常系统也同样满足严格正实。

对于非线性时变反馈通道的方程为

$$w = \varphi(y, t) \quad (15)$$

要使系统渐进稳定, 则反馈通道的输入向量和输出向量的内积需要满足 Popov 积分不等式:

$$\eta(t_0, t_1) = - \int_{t_0}^{t_1} y^T w dt \geq -r_0^2, \forall t_1 \geq t_0 \quad (16)$$

根据式(16), 以 $a = \frac{R_s}{L}$ 为例对参数辨识公式进行推导:

$$\begin{aligned} \eta(t_0, t_1) &= - \int_{t_0}^{t_1} e^T \hat{a} i dt \\ &= - \int_{t_0}^{t_1} (e_1 \hat{i}_d + e_2 \hat{i}_q) \left(\frac{R_s}{L} - \frac{\hat{R}_s}{L} \right) dt \geq -r_1^2 \end{aligned} \quad (17)$$

在模型参考自适应系统中, 一般将自适应律设计成比例积分形式, 因此待辨识值能够在比例积分的作用下可以快速趋近于真实值, 且当广义误差趋近于零时, 可以利用积分的累加效果使自适应律不会失去调节作用。

采用比例积分形式的自适应律:

$$\frac{\hat{R}_s}{\hat{L}} = \frac{R_s}{L} - K_{i1} \int_{t_0}^{t_1} (e_1 \hat{i}_d + e_2 \hat{i}_q) d\tau - K_{p1} (e_1 \hat{i}_d + e_2 \hat{i}_q) \quad (18)$$

将式(18)代入式(17)中可得:

$$\begin{aligned} \eta(t_0, t_1) &= \int_{t_0}^{t_1} (e_1 \hat{i}_d + e_2 \hat{i}_q) [K_{i1} \int_{t_0}^{t_1} (e_1 \hat{i}_d + e_2 \hat{i}_q) d\tau] dt \\ &+ K_{p1} (e_1 \hat{i}_d + e_2 \hat{i}_q) \int_{t_0}^{t_1} (e_1 \hat{i}_d + e_2 \hat{i}_q) dt \geq -r_1^2 \end{aligned} \quad (19)$$

将式(19)拆分为下列两个部分:

$$\begin{aligned} \eta_{11}(t_0, t_1) &= \int_{t_0}^{t_1} (e_1 \hat{i}_d + e_2 \hat{i}_q) [K_{i1} \int_{t_0}^{t_1} (e_1 \hat{i}_d + e_2 \hat{i}_q) d\tau] dt \\ &\geq -r_{11}^2 \end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} \eta_{12}(t_0, t_1) &= \int_{t_0}^{t_1} (e_1 \hat{i}_d + e_2 \hat{i}_q) [K_{p1} (e_1 \hat{i}_d + e_2 \hat{i}_q)] dt \\ &\geq -r_{12}^2 \end{aligned} \quad (21)$$

根据中值定理不等式:

$$\int_0^1 f(t) \dot{f}(t) dt = \frac{1}{2} [f^2(t) - f^2(0)] \geq -\frac{1}{2} f^2(0) \quad (22)$$

可以证明式(20)、式(21)成立, 即满足 Popov 超稳定性理论的要求。

因此, 可以得到定子电阻 R_s 、定子电感 L 和转子磁链 ψ_f 的自适应律为

$$\begin{cases} \frac{\hat{R}_s}{\hat{L}} = \frac{R_s}{L} - K_{i1} \int_{t_0}^{t_1} (e_1 \hat{i}_d + e_2 \hat{i}_q) dt - K_{p1} (e_1 \hat{i}_d + e_2 \hat{i}_q) \\ \frac{1}{\hat{L}} = \frac{1}{L} + K_{i2} \int_{t_0}^{t_1} (e_1 u_d + e_2 u_q) dt + K_{p2} (e_1 u_d + e_2 u_q) \\ \frac{\hat{\varphi}_f}{\hat{L}} = \frac{\varphi_f}{L} - K_{i3} \int_{t_0}^{t_1} \omega_e e_2 dt - K_{p3} \omega_e e_2 \end{cases} \quad (23)$$

2.3 梯度校正法确定电感值

由永磁同步电机在同步旋转坐标系下的数学模型可知, 影响永磁同步电机精准控制的电气参数主要有定子电阻, 定子电感和转子磁链。而在同步旋转坐标系下电流方程仅有两个, 当有 3 个电气参数需要进行辨识时, 会出现状态方程欠秩和辨识结果不唯一的情况。为解决上述问题, 再利用参数函数化的梯度校正方法^[18]优先辨识电感参数, 然后将电感参数引入模型参考自适应辨识过程。

在面对不同运行工况, 参数函数化的梯度校正方法减少了参数选择的时间成本, 同时可以快速调整且不影响参数收敛结果。

由于采用 $i_d = 0$ 的电流控制方法, 永磁同步电机定子电压方程中的电流微分项可以去除, 其电压状态方程可简写为:

$$\begin{cases} u_d = -\omega_e L i_q \\ u_q = R_s i_q + \omega_e \psi_f \end{cases} \quad (24)$$

对于一个确定的 SISO 的离散系统有:

$$\begin{aligned} y(k) + a_1 y(k-1) + \dots + a_{n_a} y(k-n_a) \\ = b_1 u(k-1) + \dots + b_{n_b} u(k-n_b) \end{aligned} \quad (25)$$

分别定义系统待辨识参数向量、回归信息向量:

$$\theta = [a_1, \dots, a_{n_a}, b_1, b_2, \dots, b_{n_b}]^T$$

$$\varphi(k) = [-y(k-1), \dots, -y(k-n_a), u(k-1), \dots, u(k-n_b)]$$

则式(25)可表示为

$$y(k) = \varphi^T(k) \theta(k) \quad (26)$$

定义梯度校正算法中的准则函数为

$$J(\theta) = \frac{1}{2} [y(k) - \varphi^T(k) \theta(k)]^2 \quad (27)$$

梯度校正算法的表达式为

$$\hat{\theta}(k+1) = \hat{\theta}(k) - \mu(k) \text{grad}[J(\hat{\theta}(k))] \quad (28)$$

式中, $\mu(k)$ 为加权矩阵, $\hat{\theta}(k)$ 为待辨识参数, $\text{grad}[J(\hat{\theta}(k))]$ 为 $J(\theta)$ 在 k 时刻的梯度。

将式(27)极小化可得梯度在 $\hat{\theta}(k)$ 的值为

$$\text{grad}[J(\hat{\theta}(k))] = -[y(k) - \varphi^T(k) \hat{\theta}(k)] \varphi(k) \quad (29)$$

此时参数估计值可表示为

$$\hat{\theta}(k+1) = \hat{\theta}(k) + \mu(k) \varphi(k) [y(k) - \varphi^T(k) \hat{\theta}(k)] \quad (30)$$

由 Lyapunov 稳定性定理, 令其导数为零, 可推出最优加权矩阵 $\mu(k)$ 。

$$\mu(k) = \frac{1}{\varphi^T(k) \varphi(k)} \quad (31)$$

将式(31)代入式(30)中可对参数估计式进行化简为

$$\hat{\theta}(k+1) = \hat{\theta}(k) + \frac{\varphi(k)}{\varphi^T(k) \varphi(k)} [y(k) - \varphi^T(k) \hat{\theta}(k)] \quad (32)$$

通过添加标量值对参数估计式进行修正, 避免了参数估计式分母为零的情况发生, 可得到修正后的参数估计式:

$$\hat{\theta}(k+1) = \hat{\theta}(k) + \frac{m\varphi(k)}{c + \varphi^T(k)\varphi(k)}[y(k) - \varphi^T(k)\hat{\theta}(k)] \quad (33)$$

式中, $c = e^{-m} + 1, 0 < m < 2, c > 0$ 。

用函数将参数 m 和 c 联系起来, 减少了不同运行工况下人为选择参数的干扰, 并且使参数可迅速调节而不会对辨识结果产生影响。

根据上述参数估计式, 可以辨识出电机定子电感 L 。

$$\begin{cases} \hat{\theta}(k) = L \\ y(k) = u_{dr}(k) \\ \varphi(k) = -\omega_e(k)i_q(k) \end{cases} \quad (34)$$

式中, $u_{dr} = -\omega_e Li_q + \frac{di_d}{dt}L + R_s i_d$ 。

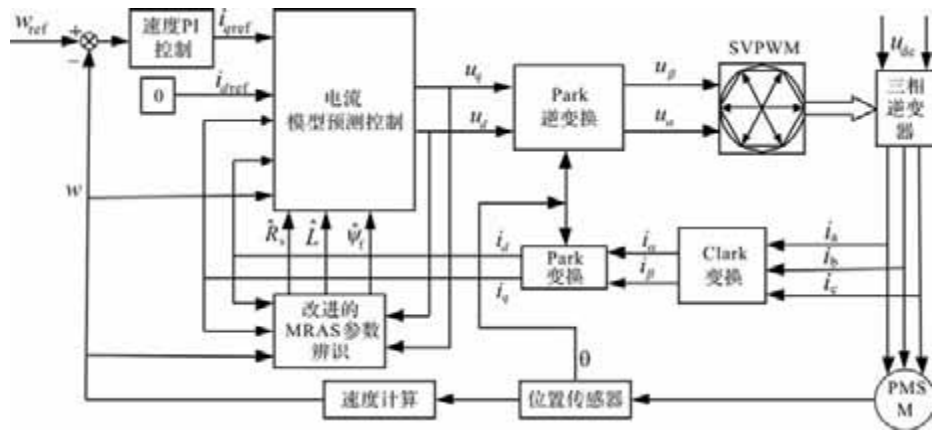


图2 永磁同步电机模型预测控制系统框图

永磁同步电机的电压数学模型可以用下列方程表示为

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega_e \psi_q \\ u_q = R_s i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega_e \psi_d \end{cases} \quad (36)$$

式中, $\psi_d = Li_d + \psi_f$, $\psi_q = Li_q$ 。

采用前向欧拉法将永磁同步电机的电压方程进行离散化, 并变换为下列空间状态方程形式。

$$\begin{cases} x(k+1) = A_d x(k) + B_d u(k) \\ y_m(k+1) = C_d x(k+1) \end{cases} \quad (37)$$

式中, 状态向量为 $x(k) = \begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix}$, 输入向量为

$u(k) = \begin{bmatrix} u_d(k) \\ u_q(k) \end{bmatrix}$, 输出向量为 $y_m(k) = \begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix}$,

系统矩阵为 $A_d = \begin{bmatrix} -R_s T_s / L & \omega_e \\ -\omega_e & -R_s / L \end{bmatrix}$, $B_d =$

利用梯度校正算法优先辨识出电机的电感参数值, 再将电感参数值引入到永磁同步电机的模型参考自适应辨识算法, 从而辨识出电机的其余两个电气参数电阻 R_s 和磁链 ψ_f , 并推导出更新后的自适应律。

$$\begin{cases} \frac{\hat{R}_s}{\hat{L}} = \frac{R_s}{L} - K_{i1} \int_{t_0}^{t_1} (e_1 \hat{i}_d + e_2 \hat{i}_q) dt - K_{p1} (e_1 \hat{i}_d + e_2 \hat{i}_q) \\ \frac{\hat{\psi}_f}{\hat{L}} = \frac{\psi_f}{L} - K_{i3} \int_{t_0}^{t_1} \omega_e e_2 dt - K_{p3} \omega_e e_2 \end{cases} \quad (35)$$

3 永磁同步电机模型预测控制

永磁同步电机控制系统框图如图2所示。式中, 转速环采用PI控制, 电流环采用模型预测控制。

$$\begin{bmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & 1/L \end{bmatrix}, C_d = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}。$$

在预测时域 N_p 内, 电流模型预测控制器的预测模型为

$$Y_m = X_{io} + X_{ib} \Delta u(k) \quad (38)$$

误差校正预测输出为

$$\begin{aligned} y_c(k+1) &= y_m(k+1) + (y(k) - y_m(k)) \\ &= y_m(k+1) + e(k) \end{aligned} \quad (39)$$

改写为矩阵形式为

$$Y_c = [y_c(k) \cdots y_c(k + N_p - 1)]^T \quad (40)$$

电流预测控制器的参考电流主要包含 d 轴和 q 轴。由于采用 $i_d = 0$ 电流控制策略, 因此 d 轴电流的微分项为0。而 q 轴电流参考值则来自转速控制环输出的 q 轴电流增量。

$$\begin{aligned} y_{ref}(k+i) &= \begin{bmatrix} 0 \\ i_{qr}(k+i) \end{bmatrix} - \\ &\alpha^i \left(\begin{bmatrix} 0 \\ i_{qr}(k+i) \end{bmatrix} - y_m(k+i) \right) \end{aligned} \quad (41)$$

式中, $i = 1, 2, \dots, N_p$, α 为平滑因子^[19]且 $\alpha \in (0, 1)$, 其取值大小可决定预测输出和期望输出的接近程度。

利用预测模型和参考电流能够设计电流预测控制器的代价函数^[20]。定义电流控制器二次代价函数形式为

$$J = (Y_{\text{ref}} - Y_c)^T Q (Y_{\text{ref}} - Y_c) + \Delta u^T(k) R \Delta u(k) \quad (42)$$

式中, $Y_{\text{ref}} = [y_{\text{ref}}(k+1) \cdots y_{\text{ref}}(k+N_p)]^T$ 为参考值矩阵, 输出权重矩阵为 $Q = \text{diag}(q_1, \dots, q_{2N_p})$, 控制权重矩阵为 $R = \text{diag}(r_1, r_2)$ 。

令 $\frac{\partial J}{\partial \Delta u(k)} = 0$, 可得到电流控制器的最优控制增量为

$$\Delta u(k) = (X_{\text{ib}}^T Q X_{\text{ib}} + r^2)^{-1} X_{\text{ib}} Q (Y_{\text{ref}} - X_{\text{io}} - E) \quad (43)$$

在 k 时刻的控制器输出电压为

$$\begin{bmatrix} u_d(k+1) \\ u_q(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_d(k) \\ u_q(k) \end{bmatrix} + \Delta u(k) \quad (44)$$

约束条件:

$$\begin{cases} |\Delta u| \leq \Delta u_{\text{max}} \\ \sqrt{u_d^2 + u_q^2} \leq U_{\text{DC}}/\sqrt{3} \end{cases} \quad (45)$$

4 实验结果分析

利用永磁同步电机实时数字控制平台验证参数辨识结果的准确性与电机控制效果, 该实验平台由实时数字控制器、积木式功率模块、集成式驱动器和永磁同步电机加载系统组成。实时数字控制器采用 TI28346DSP 作为核心处理器, 数据采样频率为 10 kHz。永磁同步电机实时数字控制平台中所用电机额定电压为 220 V, 额定电流为 6 A, 额定功率为 1.5 kW, 额定扭矩为 10 Nm, 电机具体的电气参数如表 1 所示。永磁同步电机实时数字控制平台实物如图 3、图 4 所示。

表 1 永磁同步电机参数

参数	参数值
定子电阻 R_s/Ω	1.5
电感 L/H	0.00437
转动惯量 $J/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	0.00194
粘滞系数 $B/(\text{Nm} \cdot \text{s})$	0.008
永磁体磁链 ψ_f/Wb	0.142
负载转矩 T_L/Nm	10
极对数	4
逆变器电压 U_{DC}/V	100



图 3 永磁同步电机控制系统

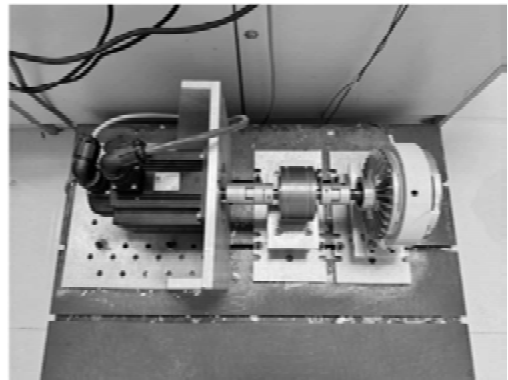


图 4 永磁同步电机加载系统

实验过程电机目标转速设置为 500 r/min, 待转速稳定后给磁粉制动器通电, 通过磁粉制动器提供 5 Nm 充当电机负载, 在 1.5 s 时加入电机负载, 在 2.6 s 时撤除电机负载, 验证模型的转速响应速度和抗负载扰动性能。

电机电阻、电感和磁链辨识波形如图 5、图 6、图 7 所示, 由图可知, 电阻和电感参数在 0.015 s 附近达到各自的稳态值; 磁链参数调节快速, 且随着在线数据的增多逐渐趋于收敛。电阻的辨识收敛值为 1.487 Ω , 误差为 0.87%。电感的辨识收敛值为 0.00434 H, 误差为 0.69%。磁链的辨识收敛值为 0.1418 Wb, 误差为 0.14%。由波形图和辨识结果可得出, 参数辨识的收敛速度较快且精度较高, 由此验证了所设计的自适应律的有效性。

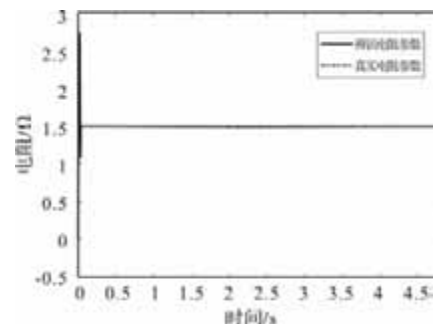


图 5 电阻辨识结果

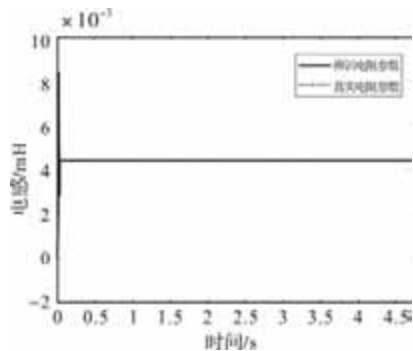


图6 电感辨识结果

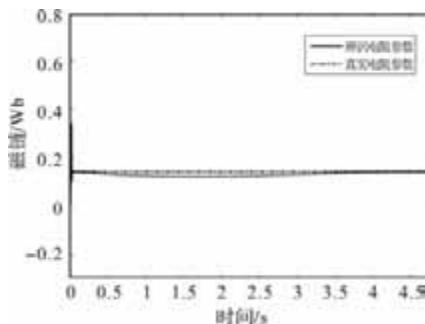


图7 磁链辨识结果

与此同时,根据辨识结果对电机模型进行在线转速控制,为验证本文方法的优越性,采用双PI控制、固定参数MPC模型、改进自适应律MPC模型作为对比。由图8波形可知,在电机启动过程中,PI控制瞬态响应相比于两种MPC控制方式,转速的上升时间和调节时间更长,在1.48 s时受到突然加入负载扰动的影响,在1.538 s时转速由500 r/min降低至480.26 r/min,在1.817 s时恢复到设定转速。改进自适应律的MPC相比于固定参数的MPC,在受到负载扰动时,抗扰动性能明显由于双PI控制。固定参数的MPC转速在1.524 s时由500 r/min降低至483.35 r/min,在1.651 s时恢复到设定转速。改进自适应律的MPC,在1.541 s时转速由500 r/min降低至487.53 r/min,在1.619 s时恢复到设定转速。由图可知,改进自适应律的MPC相比于固定参数的MPC,在受到负载扰动时,抗扰动性能更强。

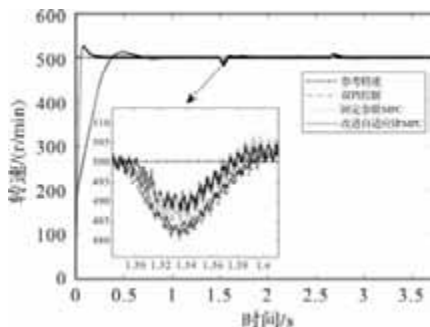


图8 双PI控制、固定参数MPC和改进自适应律MPC转速响应波形

由图9波形可知,改进自适应律的MPC相比于固定参数的MPC, q 轴电流幅值波动整体较小,在受到负载扰动时,电流响应也较快,具有良好的抗干扰能力。

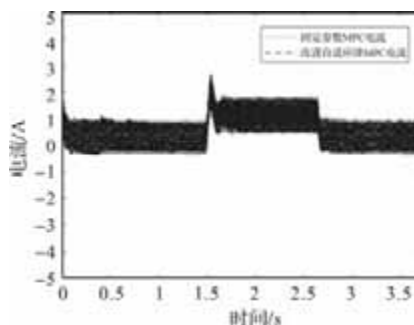
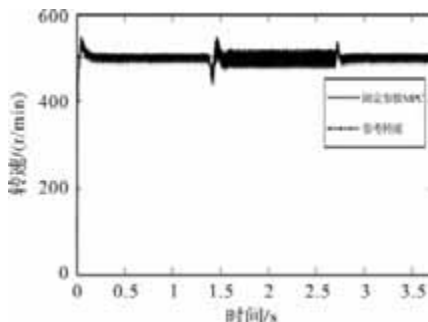


图9 固定参数MPC和改进自适应律MPC电流波形

此外,为验证本文所提方法在MPC模型参数严重失配情况下的控制系统的性能,对比0.5倍和1.5倍电机参数失配条件下的控制效果,当电机参数为0.5倍时,固定参数和改进自适应律的MPC控制方法在面对参数失配工况时,电机转速和电流响应无明显差别。然后将电气参数设定值更改为实际值的1.5倍时,电机转速和电流响应出现明显差别。由图10电机转速波形图可知,固定参数MPC在0.153 s时到达设定转速,电机全程在设定转速附近抖振,在0.142 s时突然加入负载时,转速由设定的500 r/min降低至434.36 r/min,随后转速上下抖振更为剧烈。而改进自适应律的MPC在1.441 s时到达设定转速,电机全程稳定运行且未出现抖振现象,在0.142 s时突然加入负载时,转速由设定的500 r/min降低至484.41 r/min,随后能够快速恢复至设定转速且稳定运行。由图11电流响应波形图也验证了当电机参数发生变化后,所设计的改进自适应律的MPC仍具有转速跟踪性能,相较于固定参数的MPC具有良好的抗扰动性能。



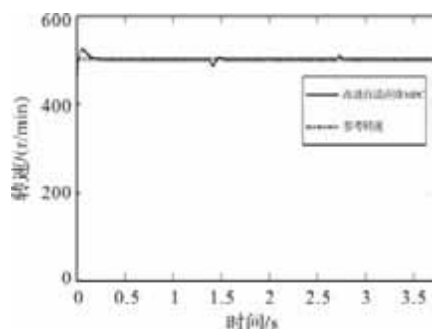


图 10 1.5 倍参数失配, 转速响应波形

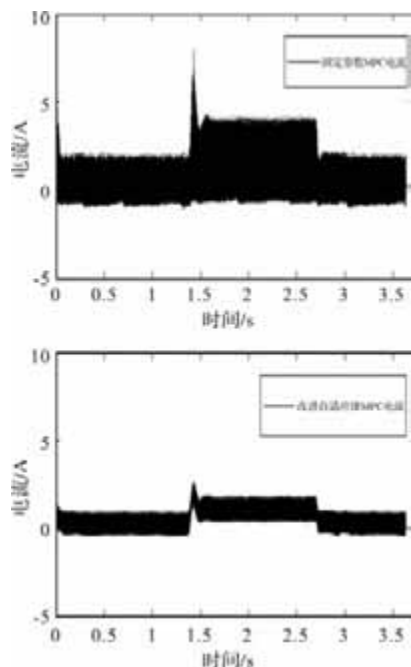


图 11 1.5 倍参数失配, 电流响应波形

5 结 论

本文针对模型参考自适应系统对电机参数在线辨识时存在的方程欠秩问题, 提出了一种基于改进自适应律的模型参考自适应系统。其利用参数函数化的梯度校正方法优先辨识电感值, 再辨识电阻值和磁链值, 保证了辨识结果的准确性。并结合电机模型预测控制系统, 采用电机正常加载过程和模拟参数失配条件进行实验, 其结果证明了本文所改进方法的有效性, 增强了电机控制系统的抗扰动性和运行稳定性。

参考文献

- [1] 刘忠永, 范涛, 何国林, 等. 高性能永磁同步电机显式模型预测控制算法研究[J]. 电工技术学报, 2023: 9026-26.
- [2] 丁越. 永磁同步电机参数变化及突加负载扰动抑制策略研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨理工大学, 2020.

- [3] Shan D , Wang D , He D , et al. Position Sensorless Vector Control System for Lawnmower Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Extended Kalman Filter[J]. Energies, 2024, 17(5).
- [4] Lian C, Xiao F, Liu J, et al. Parameter and VSI nonlinearity hybrid estimation for PMSM drives based on recursive least square[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 9(2): 2195-2206.
- [5] Tom M A , Daya F L J . Machine learning techniques for vector control of permanent magnet synchronous motor drives[J]. Cogent Engineering, 2024, 11(1).
- [6] Hassan A M , Adel M M , Farhan A , et al. Finite Speed-Set Model Reference Adaptive System Based on Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Generators for Wind Turbines [J]. Machines, 2024, 12 (7) : 429-429.
- [7] Zhu S , Hu K , Lin J , et al. Nonlinear Flux Linkage Observer with Model Reference Adaptive System for Improved Permanent Magnet Synchronous Motor Control[J]. Actuators, 2024, 13(10): 403-403.
- [8] 兰志勇, 李延昊, 罗杰, 等. 一种自适应扩展卡尔曼滤波的永磁同步电机无位置传感器矢量控制[J]. Electric Machines & Control/Dianji Yu Kongzhi Xuebao, 2024, 28 (3).
- [9] 黄依婷, 沈建新, 王云冲, 等. 基于递推最小二乘法观测器的永磁同步伺服电机变参数滑模控制[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(18): 6835-6846.
- [10] Velarde-Gomez S, Giraldo E. Real-time identification and nonlinear control of a permanent-magnet synchronous motor based on a physics-informed neural network and exact feedback linearization[J]. Information, 2024, 15(9): 577.
- [11] Wang B L, Li Y C, Li Z X, et al. Research on sensorless control of PMSM based on novel double-sliding mode MRAS [J]. IEICE Electronics Express, 2024, 21 (15) : 20230483-20230483.
- [12] Adel M M, Saleh A A, Hassan M A, et al. Efficient Sensorless Speed Predictive Control Without Weighting Factors for PMSM Drive Based on MRAS Estimator[J]. J. Appl. Sci. Eng, 2024, 27: 3697-3710.
- [13] Hu H, Yu S, Ren L, et al. Improved Interconnected MRAS Parameter Identification for Speed Sensorless Control of Linear Induction Motor[C]//Actuators. MDPI, 2024, 14(1): 2.
- [14] 庄亚南. 基于改进模型参考自适应的 PMSM 参数辨识研究[D]. 南京: 南京信息工程大学, 2022.

(下转第 69 页)

有限转角力矩电机性能测试装置

杨韶帅¹, 张梦文¹, 张健¹, 尚康¹, 蒋道炜¹, 吕增战²

(1. 西安微电机研究所有限公司, 西安 710117; 2. 西安空间无线电技术研究所航天校准实验室, 西安 710100)

摘要: 通过对有限转角力矩电机传统性能测试方法的分析, 提出了传统测试方法的不足, 其中力矩测量时, 需要检验人员频繁吊挂砝码, 导致测量精度低, 数据量少, 测试流程费时费力。为解决上述问题, 研制了有限转角力矩电机性能测试装置。采用 LabVIEW 平台编制测试操作软件, 结合 RS232 串行接口技术, 实现电机转角与内置传感器电压特性以及电机转角与力矩特性测量, 可充分呈现被试电机的特性参数, 同时装置可自动记录测量数据, 生成测量报告, 缩短了测试时间。通过实验的方法进行比对, 结果表明: 该装置可对有限转角力矩电机进行快速可靠的性能测试, 测试装置有较强的实用性。

关键词: 有限转角力矩电机; 性能测试; LabVIEW 平台; 自动测试; 测试报告

中图分类号: TM359.6 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-6848(2025)07-0065-05

Performance Testing Device for Limited Angle Torque Motor

YANG Shaoshuai¹, ZHANG Mengwen¹, ZHANG Jian¹, SHNAG Kang¹, JIANG Daowei¹, LYU Zengzhan²

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

2. Aero-space Calibration Laboratory, Xian Institute of Space Radio Technology, Xi'an 710100, China)

Abstract: Through the analysis of existing performance testing methods for limited angle torque motors, the shortcomings of these methods have been identified. Specifically, during torque measurement, inspectors need to frequently hang weights, resulting in low measurement accuracy, limited data volume, and time-consuming and laborious testing processes. A limited torque motor performance testing device and had been developed to address the aforementioned issues. Using LabVIEW platform to develop testing operation software, combined with RS232 serial interface technology, the measurement of motor angle and built-in sensor voltage characteristics, as well as motor angle and torque characteristics, could be achieved. It can fully present the characteristic parameters of the tested motor, and the device can automatically record measurement data, generate measurement reports, and shorten testing time. Through experimental comparison, the results show that the device can quickly and reliably test the performance of limited angle torque motors, and the testing device has strong practicality.

Key words: limited angle torque motor; performance testing; LabVIEW platform; automatic test; test report

0 引言

随着航空、航天技术的不断发展, 有限转角力矩电机作为应用于其中的关键执行机构, 其性能会影响控制系统的精确度以及灵敏度等重要参数^[1]。因此对有限转角力矩电机的制造水平提出更高要求的同时, 对其性能参数的测量要求也越来越高。对测量装置的自动化程度要求也有所提高^[2]。

本文围绕有限转角力矩电机性能测试的具体需求, 结合传统性能测试的实际方法, 设计并实现了一种有限转角力矩电机的性能测试装置, 装置解决了传统方法不足, 提升自动化程度高, 可直接生成测试报告。

1 现阶段测试方法

1.1 转角电压特性的测量

有限转角力矩电机结构中包含了内置传感器, 当电机应用于控制系统中, 根据内置传感器反馈的电压控制电机旋转的角度。传感器反馈电压和角度设计为线性关系, 其数学表达式为: 反馈电压 = 斜率 × 角度 + 偏移量。为了得到线性关系, 内置传感器反馈电压和电机转角是性能测试的关键参数。根据转角电压的特性关系数学表达式, 分析目前的测量方法。

通过角度转台及电压表分别进行电机转角和反馈电压的测量, 将电机安装在角度转台上, 找到电

收稿日期: 2025-03-11

作者简介: 杨韶帅(1989), 硕士, 工程师, 研究方向为电机自动测试。

机的机械零位(一般为电压输出 5V 的位置),然后角度转台旋转一定的角度间隔,一般设置角度间隔为 1° ,电压表测量对应位置传感器的输出电压,记录电机转角与输出电压值。以此类推,得到电机角度范围内的转角和电压数据。根据数据计算线性关系。目前的测量方法,检验人员需手动找寻机械零位及记录数据。测量结束后计算线性度,需将测量数据填入公式中,耗时较长,数据不便于整理。

1.2 转角力矩特性的测量

有限转角力矩电机作为执行机构,在接收控制指令并执行时,力矩需满足要求才能带动机构运转。因此,电机转角与力矩的特性关系测量是有限转角力矩电机的另一个关键性能参数。

现阶段转角力矩关系曲线是通过砝码法进行测量,首先将码盘安装到电机轴端,向电机输入额定电流,旋转一端极限,然后逐渐增加码盘悬挂砝码的重量,直至电机在额定电流下力矩到达临界值,则记录此时的力矩值即为测量值。相同的方法再测量另一极限端的力矩值,通过电机极限位置的力矩测量值(两端极限位置的力矩值是最小力矩点)判断电机是否满足要求。砝码法所测转角力矩特性,耗时长,测量数据少,目前只有两端极限的力矩值,不能反映电机的最佳关系曲线。

2 测试装置总体结构

2.1 测试装置设计原理

对于有限转角力矩电机来说,施加一定电流,电机轴转动一定的角度,并产生力矩,其内置传感器输出电压^[3],增加电流,电机角度、力矩以及输出电压随之改变。

通过分析有限转角力矩电机的工作原理,结合测试标准及要求,设计研制了有限转角力矩电机的测试装置^[1]。该测试装置的原理示意图如图 1 所示。

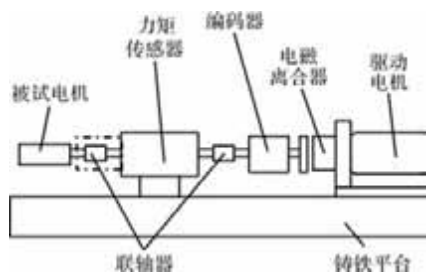


图 1 测试装置原理示意图

装置中的力矩传感器是测量核心器件,以力矩传感器为固定点,两边设计套筒,连接固定被试电机、编码器和电磁离合器动片等。通过设计保证了

长轴系连接的同轴度,减小测量误差。

进行性能测试时,主要测量转角、内置传感器输出电压、线性度以及力矩等参数。驱动电机用来拖动系统转动一定的角度,并按照采集需求对转角、电压、力矩等参数进行采样。测试完成后,可根据测量的数据进行线性度的计算,并输出固定格式的测试报告,包含有测试数据以及测试曲线。

2.2 测试装置结构

根据测试装置设计原理,该装置的结构框图如图 2 所示。

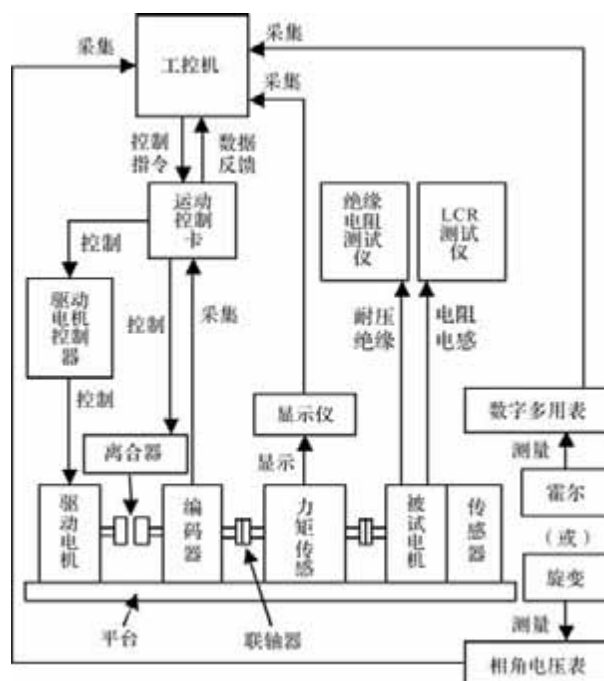


图 2 测试装置结构框图

测试装置由工控机、驱动电机、编码器、力矩传感器、数字多用表、直流电源、相角电压表、交流电源组成。其中,工控机编写测试装置的操作界面及数据处理流程,通过 RS232 串行接口及运动控制卡采集、控制装置中的测试仪表,包括编码器、力矩传感器、数字多用表、相角电压表以及控制器。

运动控制卡读取编码器脉冲,计算出被试电机转角数据;根据被试电机内置传感器的类型,采用数字多用表或者相角电压表测量输出电压;采用力矩传感器测量力矩值。电压及力矩数据由 RS232 串行接口上传至工控机。

测试时,根据提示输入必要参数,软件进行初始化后,开始测试。给被试电机输入额定电流,以确定被试电机的有限转角范围,控制吸合电磁离合器,固定被试电机转子在一个极限位置。驱动电机根据设定角度运行一次,然后给被试电机提供额定电流量,对电机在该角度下的力矩值、内置传感器

反馈电压进行采样,以获得一组角度、力矩、电压关系,以此类推,直至被试电机到达另一个极限位置,测试停止。

3 测试装置软件设计与实现

3.1 测试装置软件功能

装置的测试软件基于 LabVIEW 平台开发,其使用图形化编辑语言,具有强大的函数库^[4],配套安装 NI-VISA 串行通讯驱动,实现基于 RS232 串行接口的设备通讯^[5]。

软件的开发主要是以实现数据的采集以及数据处理算法的设计为基础进行的^[6]。该装置软件功能主要包括两部分,其一,系统初始化及测试设备连接模块;其二,测试数据采集及处理模块。

系统初始化及测试设备连接模块是初始化测试仪表,建立工控机与测试仪表的通讯,检查系统测试所需设备是否已经连接,确保测试过程中控制及数据采集的完整性。

测试数据采集及处理模块是测试装置的主要功能模块,用于电机被测数据的采集、处理、存储。在该模块下可以完成被试电机的性能测量。

由于电机性能需要测量多个参数,为便于程序测试,设计了两部分特性曲线测试界面,第一部分是测试转角电压特性曲线,在该窗口下,还可以进行绝缘电阻、耐压介电常数以及电阻电感的测量,根据测量得到的特性曲线进行拟合,得出线性度。第二部分是测试转角力矩特性曲线。

测试装置软件主界面如图所示,根据需要测试的性能,进入对应的测试界面。



(a) 测试装置软件主界面



(b) 自动测试界面

图 3

3.2 测试装置软件流程

转角电压特性曲线测试流程如图 4 所示,具体测试流程为

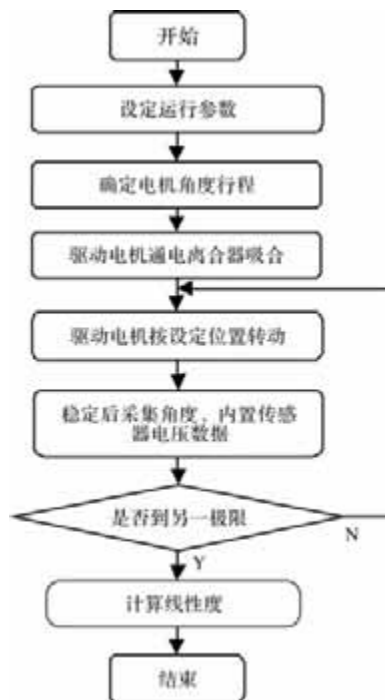


图 4 转角电压特性曲线测试流程

(1)进入主界面,先将系统的测试设备进行连接初始化操作。根据所要测量的转角电压参数,进入该测试功能。

(2)设置测试参数,包括被试电机额定电压,行程电压,转角间隔等。

(3)系统运行,确定电机有限角度行程。

(4)驱动电机根据设定的转角间隔运行 1 次,运行到设定位置后,记录运行角度数据,采集电机输出电压。

(5)驱动电机依次运行到另一端极限位置,停止测试。

(6)进入线性度计算界面,输入角度区间,根据测试得到的输出电压与角度数据拟合曲线,并计算出线性度。

(7)测试结束,输出报表,进行数据存储。

转角力矩特性曲线测试流程如图5所示:

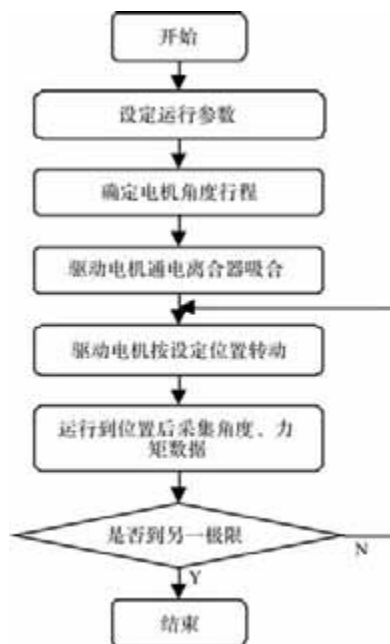


图5 转角力矩特性曲线测试流程

(1)进入主界面,对测试设备进行初始化操作。根据所要测量的转角力矩参数,进入该测试功能。

(2)设置测试参数,包括被试电机额定电压,行程电压,转角间隔等。

(3)系统运行,确定电机有限角度行程。

(4)驱动电机根据设定的转角间隔运行1次,到达位置后,记录角度数据,采集力矩数据。

(5)依次运行到另一端极限位置,停止测试。

4 实验结果分析

4.1 测试装置试验结果

采用所研制并搭建的测试装置对有限转角力矩电机进行性能测量,部分转角电压性能数据如表1所示。

表1 部分转角电压性能数据

序号	转角/(°)	电压/V
1	2.250	5.470
2	1.224	5.258
3	0.198	5.046
4	0	5.005
5	-0.252	4.955
6	-1.188	4.761
7	-2.196	4.550

部分转角力矩性能数据如表2所示。

表2 部分转角力矩性能数据

序号	转角/(°)	力矩/Nm
1	60.264	-0.0433
2	59.220	-0.0471
3	30.096	-0.0918
4	28.962	-0.0914
5	27.936	-0.0909
6	1.800	-0.0435
7	0.720	-0.0413

4.2 数据处理

对于转角输出电压特性数据,需计算测试数据的线性度。根据角度与输出电压关系的实测数据,采用最小二乘法拟合出一条曲线^[7],该拟合曲线表示为

$$y = ax + b \quad (1)$$

式中: a 为曲线斜率; y 为拟合电压; x 拟合角度。

通过拟合曲线产生一组拟合数据。由实测数据与线性拟合数据计算被试电机在一定角度内线性度,式(2)为处理算法。

$$\delta = \frac{|y_{\text{拟合}} - y_{\text{实测}}|}{y_{\text{拟合max}} - y_{\text{拟合min}}} \times 100\% \quad (2)$$

通过对实测数据的处理还可以得到被试电机额定转矩、额定转角、电机旋转方向等。

4.3 结果分析对比

采用传统试验方法对以上电机进行转角输出电压特性的测量,部分特性数据如表3所示。

表3 角度转台测试的部分性能数据

序号	转角/(°)	电压/V
1	3.0	5.612
2	2.0	5.409
3	1.0	5.205
4	0	5.000
5	-1.0	4.794
6	-2.0	4.588
7	-3.0	4.381

对测量数据进行拟合,并计算线性度。将拟合曲线,以及计算的线性度和测试装置的结果进行对比,如表4所示。测量数据的对比选择了两台电机,其中1和3是测试装置测量两个电机的结果,2和4为传统方法测量两个电机的结果。

通过对比可以得到,测试装置与传统方法在电机转角电压特性曲线的测量数据存在一定的误差,

主要在于测试装置的机械零位测量会有偏差，影响测量结果。测试装置实际测量的机械零位对应的电

压与传统测量的零位电压偏差在 0.005 V 以内，该偏差较小，不影响整机的性能参数。

表 4 两种方法数据比对

序号	15°拟合曲线	15°线性度	20°拟合曲线	20°线性度
1	$y = 0.201x + 4.980$	0.860%	$y = 0.197x + 4.983$	1.620%
2	$y = 0.200x + 4.985$	1.000%	$y = 0.196x + 4.988$	1.798%
3	$y = 0.197x + 5.004$	0.410%	$y = 0.196x + 5.017$	1.390%
4	$y = 0.196x + 5.001$	0.612%	$y = 0.195x + 5.017$	1.718%

对被试电机进行多次测试，比对测试数据，装置所测的一致性较好，表明本文研制的有限转角力矩电机测试性能测试装置数据相对准确，且具有好的稳定性与可操作性。采用测试装置也可以完整的测量转角与力矩的特性曲线。

5 结 论

本文围绕有限转角力矩电机特性参数的测试，针对传统测量方法的不足，提出了有限转角力矩电机性能测试方法，设计并搭建了一套测试装置。

该装置采用驱动电机、编码器、数字多用表等测量转角电压特性关系，利用工控机软件设定角度，采集数据；采用力矩传感器方法代替传统吊砝码的方法，测量有限转角力矩电机的转角力矩特性关系，使得测试的效率及精度提高。

基于 LabVIEW 平台设计的测试软件，实现了自动测试、数据处理、存储以及报表的生成，可用于多种型号有限转角力矩电机的测试，通用性较好。

通过与传统测试方法的对比表明，本文测试方

法具有可行性，实施并搭建的测试装置，测量误差较小，满足工程精度要求。

参考文献

- [1] 李珊, 卢强, 彭亮, 张梦文. 有限转角力矩电机电流-转角特性测试方法[J]. 微电机, 2022, 55(06): 106-111.
- [2] 傅浩. 有限转角力矩电机特性参数测量系统的研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2005.
- [3] 彭庆. 有限转角力矩电机[P] 中国专利: 2017200937598, 2017-01-24.
- [4] 胡乾苗. LabVIEW 虚拟仪器设计与应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2019: 31-33.
- [5] 陈敏生. 扫地机器人电机自动测试装置[J]. 自动化与信息工程, 2020, 41(03): 21-23.
- [6] 马永平, 张涇周, 张光磊. 航空电机计算机自动测试系统的设计与实现[J]. 计算机工程与设计, 2007, 28(12): 3009-3012.
- [7] 黄师化. 工程计算中最小二乘法的应用及研究[J]. 信息与电脑, 2011, 41(3): 27-31.
- [8] 林天杰, 程善美, 李连鹏. 复合模型参考自适应无速度矢量控制[J]. 微电机, 2024, 57(10): 1-8.
- [9] 许晋飞, 刘文星, 李剑, 等. 基于模型预测的双电机转速同步控制研究[J]. 微电机, 2024, 57(07): 30-35, 42.
- [10] 李垣江, 董鑫, 魏海峰, 等. 基于改进模型参考自适应系统的永磁同步电机参数辨识[J]. 控制理论与应用, 2020, 37(9): 1983-1988.
- [11] 周致文, 赵世伟. 基于模型预测控制的 PMSM 弱磁策略[J]. 微电机, 2024, 57(10): 9-14, 25.
- [12] 刘凤扬. 基于模型预测控制的永磁同步电机伺服控制系统的研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨理工大学, 2019.
- [13] Zhang X, Cao Y, Zhang C, et al. Model predictive control for PMSM based on the elimination of current prediction errors[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2024.

全风速功率裕度下双馈变速风电机组下垂调频控制

刘兴忠¹, 曾敏², 曹利¹, 丁伯松¹, 储小康¹

(1. 中国华能集团有限公司安徽分公司, 合肥 230071; 2. 南昌工学院 机械与车辆工程学院, 南昌 330108)

摘要: 针对双馈变速风电机组采用固定减载率进行控制时, 难以适应风速动态变化, 导致调频功率增量不足, 加剧频率偏差的问题, 提出一种全风速功率裕度下的下垂调频控制方法。通过虚拟惯量控制模拟同步发电机的惯性响应, 利用风轮旋转动能抑制频率波动。在稳态阶段采用下垂控制策略, 根据频率偏差持续调节输出功率, 并结合动态减载运行预备用容量, 确保机组有效参与调频。针对全风速场景, 动态调整减载率, 使备用容量与频率调节需求同步, 解决固定减载率适应性差的问题。根据风速与转子转速关系划分风速区间, 在不同区间采用超速减载、惯性控制与下垂控制的不同组合或协同策略进行调频控制。实验结果表明, 所提方法可精准且稳定地完成调频控制

关键词: 全风速功率裕度; 虚拟惯量控制; 双馈变速风电机组; 下垂控制; 调频控制

中图分类号: TM315; TP272

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2025)08-0070-06

Droop Frequency Control of Doubly Fed Variable Speed Wind Turbine Under Full Wind Speed Power Margin

LIU Xingzhong¹, ZENG Min², CAO Li¹, DING Bosong¹, CHU Xiaokang¹

(1. Huaneng Anhui Branch Company, Hefei 230071, China; 2. College of Mechanical and

Vehicle Engineering, Nanchang Institute of Science and Technology, Nanchang 330108, China)

Abstract: A droop frequency modulation control method with full wind speed power margin was proposed to address the problem of insufficient frequency modulation power increment and frequency deviation caused by the difficulty in adapting to dynamic changes in wind speed when using a fixed load shedding rate for doubly fed variable speed wind turbines. Simulate the inertia response of a synchronous generator through virtual inertia control, and utilize the rotational kinetic energy of the wind turbine to suppress frequency fluctuations. In the steady-state stage, a droop control strategy was adopted to continuously adjust the output power based on frequency deviation, and reserve capacity in combination with dynamic load shedding operation to ensure effective participation of the unit in frequency regulation. For full wind speed scenarios, dynamically adjust the load shedding rate to synchronize backup capacity with frequency regulation requirements, solving the problem of poor adaptability to fixed load shedding rates. Divide the wind speed range based on the relationship between wind speed and rotor speed, and use different combinations or coordinated strategies of overspeed load shedding, inertia control, and droop control for frequency modulation control in different ranges. The experimental results show that the proposed method can accurately and stably complete frequency modulation control.

Key words: full wind speed power margin; virtual inertia control; double fed variable speed wind turbine; droop control; FM control

0 引言

风能是一种清洁能源, 在全球可持续发展与能源转型的背景下, 其开发利用规模正以前所未有的速度增长。双馈变速风电机组凭借其灵活的变速运行能力、高效的能量转换效率以及良好的电网适应性, 在风力发电领域占据了主导地位^[1,2]。然而, 风

电机组在并网容量持续增长的情况下已经严重影响了电网频率的稳定性, 当电网频率存在波动时, 需要通过调频控制, 确保电力系统运行的安全性与稳定性, 在此背景下研究调频控制方法具有重要意义。

当面对复杂多变的风况波动和电网运行工况时, 现有方法在调频响应速度、控制精度等方面仍存在明显不足。例如, 聂永辉等^[3]考虑系统随机波动现

收稿日期: 2025-05-13

基金项目: 江西省教育厅科学技术研究项目(GJJ2202905)

作者简介: 刘兴忠(1972), 男, 本科, 高级工程师, 研究方向为自动化控制方向。

曾敏(1983), 男, 硕士, 副教授, 研究方向为机器人技术、自动驾驶技术。

象, 构建频率响应模型, 将风电输出功率波动以及系统频率变化最小作为目标, 建立优化函数, 在状态反馈控制律的基础上对函数求解, 获得最优控制率, 实现调频控制。但该模型未将风速动态变化深度融入构建与目标函数设定, 难以精准反映不同风速下风电机组运行状态和调频需求, 导致最优控制率无法随风速动态调整, 调频功率增量不足。Yu L 等^[4]对转子与发电机的备用动能展开分析, 根据分析结果设置频率调节系数对机组的频率调节能力展开表述, 将储能系统与风机作为独立调节源, 设计联合频率调节控制策略, 以此实现调频控制。但全风速范围内风速动态变化使风电机组输出功率大幅波动, 且储能系统调节能力有限, 固定频率调节系数无法根据实时风速和系统需求灵活调整, 导致风机与储能系统在风速快速变化时协同响应困难, 调频功率增量供给不及时。Shin J 等^[5]根据系统频率偏差展开调频控制, 将频率变化作为依据, 建立控制策略, 通过主频率响应反应时间提高频率最低点, 频率信号从测量点传输到控制中心, 再经过处理生成控制指令并传输到调频设备, 这一过程中可能存在信号传输延迟。延迟时间过长会导致调频响应滞后, 无法及时抑制频率波动。劳文洁等^[6]建立频率控制模型, 将调频出力与频率偏差最小作为目标, 通过深度确定性策略梯度算法优化 AGC 控制指令, 以此实现调频控制, 电力系统频率控制涉及大量状态变量(如发电机出力、负荷波动、网络拓扑等), 导致状态空间维度极高, 增加了计算复杂度。

为了解决上述方法中存在的问题, 提出全风速功率裕度下双馈变频风电机组下垂调频控制方法。

1 双馈变速风电机组下垂调频控制方法设计

1.1 虚拟惯量控制的暂态功率补偿

齿轮箱作为实现风电机组^[7]与发电转子有效连接的关键配件, 在风电机组正常运行过程中发挥着重要作用。尽管发电机转子的重量远低于风轮, 但在风电机组正常运行过程中, 风轮会储备旋转动能。当电网频率在短时间内出现较大变化时, 风电机组表现出的响应特性与同步发电机存在诸多相似之处。当频率减小时, 风电机组进入减速状态, 此时风轮储备的旋转动能会转变为电能, 并伴随产生功率浪涌; 而当频率上升时, 机组又能将电能转换为动能, 重新储存为旋转动能。

然而, 双馈变速风电机组本身并不具备类似同

步发电机那样较大的物理惯量。在电网频率发生突变时, 它无法像同步发电机一样凭借自身惯量来自然抑制频率波动。为了弥补这一惯量响应方面的不足, 基于风电机组旋转动能与同步发电机响应特性的相似性, 引入了虚拟惯量控制技术。该技术通过模拟同步发电机的惯性响应机制, 充分利用风电机组的旋转动能来实现暂态功率补偿, 进而抑制频率波动, 维持电网频率的稳定, 保障电力系统的安全可靠运行。

设 R_k 表示双馈变频风机对应的旋转动能, 其计算公式如:

$$R_k = \frac{K\xi^2}{2} \quad (1)$$

式中, K 为双馈变频风机的转动惯量; ξ 为转子转速。当转子转速 ξ 发生变化时, 通过式(2)确定机组的释放功率 P :

$$P = \int \frac{dR_k}{dt} = \int K\xi \frac{d\xi}{dt} \quad (2)$$

将风电机组的视在功率表示为 D , 通过式(3)确定惯性响应时间常数 J :

$$J = \frac{K\xi_s^2 R_k}{2D} \quad (3)$$

式中, ξ_s 为风电机组的额定转速。联合式(2)与式(3), 获得:

$$\frac{P}{D} = 2J \frac{\xi}{\xi_s} \int \frac{d(\xi/\xi_s)}{dt} \quad (4)$$

用标么值表示式(4), 得到:

$$\bar{P} = 2J \int \frac{d\bar{\xi}}{dt} \quad (5)$$

在虚拟惯量控制的基础上建立机组响应模型, 见图1。

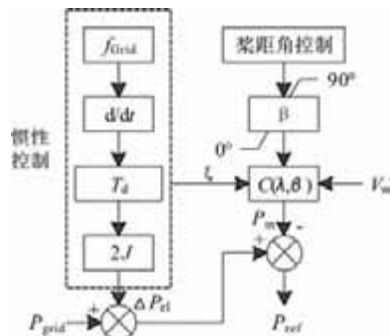


图1 响应模型

图1中, P_m 表示机组在正常状态下的机械功率; f_{Grid} 表示电网频率; β 表示桨距角; T_d 表示转矩; ΔP_{el} 表示虚拟惯量控制的补偿功率; P_{Grid} 表示机组在运行状态下对应的有功功率; $C(\lambda, \beta)$ 表示风能利用系

数; P_{ref} 表示有功功率参考值; V_w 表示风量。

分析图 1 所示的响应模型发现, 随着频率变化率的增大, 补偿功率也逐渐提高, 两者之间属于正相关^[8]。由此可知, 虚拟惯量控制在频率突变条件下可实现频率补偿。

1.2 下垂控制

在双馈变速风电机组的调频控制过程中, 虚拟惯量控制属于暂态控制, 主要在频率发生突变时快速响应, 利用风电机组旋转动能进行暂态功率补偿, 抑制频率的快速波动。但当频率变化到极值时, 虚拟惯量控制停止作用。此时电网频率仍处于偏离额定值的状态, 需要一种能在稳态阶段持续调节功率、稳定频率的控制策略, 而下垂控制能够在较长时间内根据电网频率和功率需求的变化, 连续、平滑地调节风电机组的输出功率, 保证功率调节的连续性和稳定性。可满足这一需求, 因此在暂态功率补偿后展开下垂控制^[9-10]。

为了在双馈变速风电机组参与下垂调频控制过程中, 确保其调频的稳定性, 需预留一定的备用容量, 使机组处于动态减载运行状态(即非 MPPT 状态)。在此状态下, 绘制双馈变速风电机组的 MPPT 曲线及特性曲线如图 2 所示。

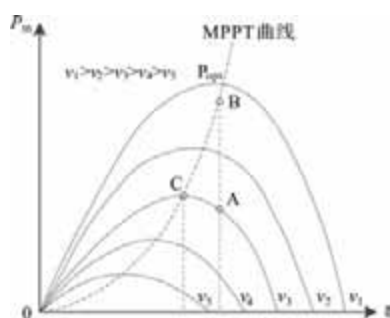


图 2 机组 MPPT 曲线及特性曲线

图 2 中, P_{opt} 表示机组输出功率的最大值, 可通过下式计算得到:

$$P_{\text{opt}} = L_{\text{opt}} \xi^3 \bar{P} \quad (6)$$

式中, L_{opt} 表示 MPPT 曲线的比例系数^[11-12]。

在双馈变速风电机组下垂调频控制过程中, 机组处于动态减载运行状态(非 MPPT 状态), 此时通过下式确定机组的输出功率 P_{del} :

$$P_{\text{del}} = L_{\text{del}} \xi^3 P_{\text{opt}} \quad (7)$$

式中, L_{del} 为减载状态下对应的比例系数。

在惯性控制环的作用下, 通过减载运行可有效调节双馈变速风电机组的有功输出, 在这个过程中主要

对比比例系数 L_{del} 展开调节, 将调节结果表示为 L_{ine}

$$L_{\text{ine}} = \frac{L_{\text{del}} (\xi - 2\pi m \Delta f)^3}{\xi^3} \quad (8)$$

式中, m 为常数; Δf 为频率偏差信号。设置 $P-f$ 下垂特性系数 L_f 与 $Q-U$ 下垂特性系数 L_v , 双馈变速风电机组的电压/频率下垂特性可通过下式描述:

$$\begin{cases} -L_f(f_{\text{ref}} - f) = P_{\text{ref}} - PL_{\text{ine}} \\ -L_v(U_{\text{ref}} - U) = Q_{\text{ref}} - Q \end{cases} \quad (9)$$

式中, f_{ref} 、 U_{ref} 分别为机组频率和电压对应的参考值; f 、 Q 、 P 分别为频率、无功功率以及有功功率的实际测量值; P_{ref} 、 Q_{ref} 分别为设定的有功、无功功率。全风速功率裕度下双馈变速风电机组下垂调频控制主要考虑 $P-f$ 下垂特性, 控制原理如图 3 所示。

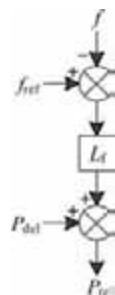


图 3 下垂控制原理

所设计的下垂调频控制策略如下:

- (1) 当 $|f_{\text{ref}} - f| \leq 0.05$ 时, $P_{\text{ref}} = L_{\text{del}} \xi^3$;
- (2) 当 $|f_{\text{ref}} - f| \geq 0.05$ 时, $P_{\text{ref}} = L_{\text{ine}} \xi^3$;
- (3) 延时过后, $P_{\text{ref}} = L_{\text{ine}} \xi^3 + L_f \Delta f$ 。

1.3 全风速功率裕度下协同调频控制

在双馈变速风电机组下垂调频控制过程中, 下垂控制虽能根据频率偏差和功率偏差自动调节风电机组输出功率, 维持频率稳定, 实现功率合理分配, 但通常是基于局部信息或单一控制目标进行的调节。而电力系统是一个复杂的大规模网络, 不同区域、不同类型电源之间存在相互影响和耦合关系。当面对复杂多变的电网运行工况、大规模新能源接入以及源荷不确定性等因素时, 仅依靠下垂控制难以全面协调各区域、各机组的调频行为, 无法实现整个电力系统调频资源的优化配置和高效利用。因此, 完成下垂控制后需要进一步开展协同调频控制, 以应对更为复杂和综合的调频需求。

在电力系统运行中, 计算电力系统备用容量时, 将历史经验值和源荷预测值作为依据, 考虑时间维度上源荷变化的差异, 通过动态减载率设计、分区协同控制策略、动态功率裕度分配及物理约束保护,

解决全风速功率裕度下固定减载率难以适应动态变化的问题,实现调频能力与发电效率的平衡。在考虑源荷特性的基础上确定动态减载率 $d_{\min}\% \sim d_{\max}\%$, 以此保证双馈变速风电机组预留的合适备用与频率调节同步,提高风能利用率。

设 ι 代表的是风电渗透率,反映了风电在电力系统中所占的比重,是衡量新能源接入程度的重要指标。通过式(10)确定系统扰动负荷的有功分量 $\Delta p_g(t)$:

$$\Delta p_g(t) = J_g \times \Delta p(t) \quad (10)$$

式中, J_g 表示双馈变速风电机组需要参与的调频出力; $\Delta p(t)$ 表示频率变化量。根据式(10)计算得到的 $\Delta p_g(t)$ 确定机组在调频控制过程中需要预留的减载备用容量^[13-14] Δp_G :

$$\Delta p_G = \Delta p_g(t) - P_{\text{ref}1} - P_{\text{ref}2} \quad (11)$$

式中, $P_{\text{ref}1}$ 、 $P_{\text{ref}2}$ 分别表示功率参考值与下垂控制功率增量参考值。对上述公式展开拟合处理,考虑源荷特性,通过式(12)确定减载率 $d\%$:

$$d\% = \Delta p_G / P_{\text{opt}} \quad (12)$$

根据风速与转子转速之间的关系确定风速临界值^[15] V_1 、 V_2 :

$$\begin{cases} V_1 = \frac{\xi R \Delta p_G}{\lambda_{\text{del}}} \\ V_2 = \frac{\xi R \Delta p_G}{\lambda_{\text{opt}}} \end{cases} \quad (13)$$

式中, R 为叶片半径; λ_{del} 为减载 $d\%$ 状态相对应的叶尖速比; λ_{opt} 为最优叶尖速比。全风速功率裕度下双馈变速风电机组下垂调频控制方法根据风速临界值对风速展开划分:

(1) 低风速: $V_{\text{cut-in}} < V < V_1$ 。

(2) 中风速: $V_1 < V < V_2$ 。

(3) 高风速: $V_2 < V < V_{\text{cut-out}}$ 。

其中, $V_{\text{cut-in}}$ 、 $V_{\text{cut-out}}$ 分别为机组对应的切入风速与切出风速。根据不同风速展开不同的调控,实现全风速功率裕度下的调频控制:

(1) 低风速: 在此风速区间,风能资源有限,采用超速减载、惯性控制、下垂控制相结合的方式。超速减载通过适当提高转子转速,使机组偏离最大功率点运行,预留一定的功率裕度;惯性控制利用机组的旋转动能,在频率发生突变时快速响应,提供暂态功率支持;下垂控制则根据频率偏差和功率偏差自动调节输出功率,维持频率稳定。

(2) 中风速: 中风速条件下,风能资源较为充足,同样采用超速减载、惯性控制、下垂控制的协

同调控策略。超速减载程度可根据风速和系统需求进行动态调整,以平衡调频能力和发电效率;惯性控制和下垂控制相互配合,在频率变化时迅速响应,确保电网频率稳定。

(3) 高风速: 高风速时,风电机组接近满发状态,惯性控制、下垂控制。惯性控制充分发挥机组大惯量的优势,快速抑制频率的快速波动;下垂控制根据频率偏差和功率偏差精细调节输出功率,实现功率的合理分配和频率的稳定控制。

通过协同调频控制,能够有效应对更为复杂和综合的调频需求,提高电力系统的频率稳定性和运行经济性。

2 实验与分析

为了验证全风速功率裕度下双馈变速风电机组下垂调频控制方法的整体有效性,需要对其展开测试。实验环境如图4所示。



图4 实验环境

测试过程中双馈变速风电机组的相关参数如下:

- (1) 额定功率: 1560 kW;
- (2) 额定转速: 1800 r/min;
- (3) 额定频率: 50 Hz;
- (4) 定子额定电压: 690 V;
- (5) 转子额定电压: 420 V;
- (6) 定子额定电流: 1090 A;
- (7) 转子额定电流: 390 A。

2.1 暂态功率补偿效果分析

在风电场实际运行中,双馈变速风电机组在并网后表现出显著的功率与频率波动特性。采集的机组运行曲线显示,当系统频率受扰时,风电机组的输出功率与转子转速出现剧烈振荡,功率曲线呈现高频抖动且难以收敛,频率响应存在明显超调与衰减振荡,导致电网频率稳定性下降。因此,对采集的双馈变速风电机组的暂态功率实施补偿,结果如图5所示。

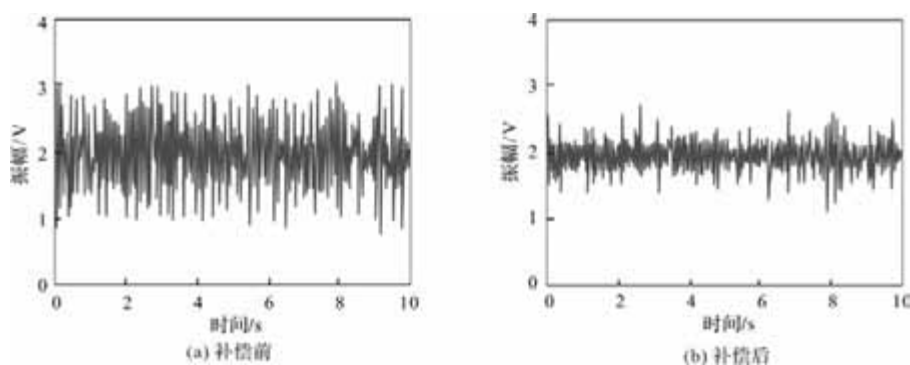


图5 暂态功率补偿曲线

由图5可知,在频率扰动下,所提方法补偿后输出功率的振荡幅度明显降低,高频抖动被有效抑制,避免了传统控制中因惯性缺失导致的能量积蓄与释放失衡。

2.2 双馈变速风电机组下垂调频控制

在实验过程中,分别设置低风速(7 m/s)、中风

速(8.5 m/s)以及高风速(11 m/s)环境,采用全速风速功率裕度下双馈变速风电机组下垂调频控制方法、基于随机预测理论的控制方法以及基于改进DDPG的控制方法展开测试,设置功率曲线单位为标么值(p.u.)(基准值为1560 kW),对比上述方法的调频控制效果,如图6所示。

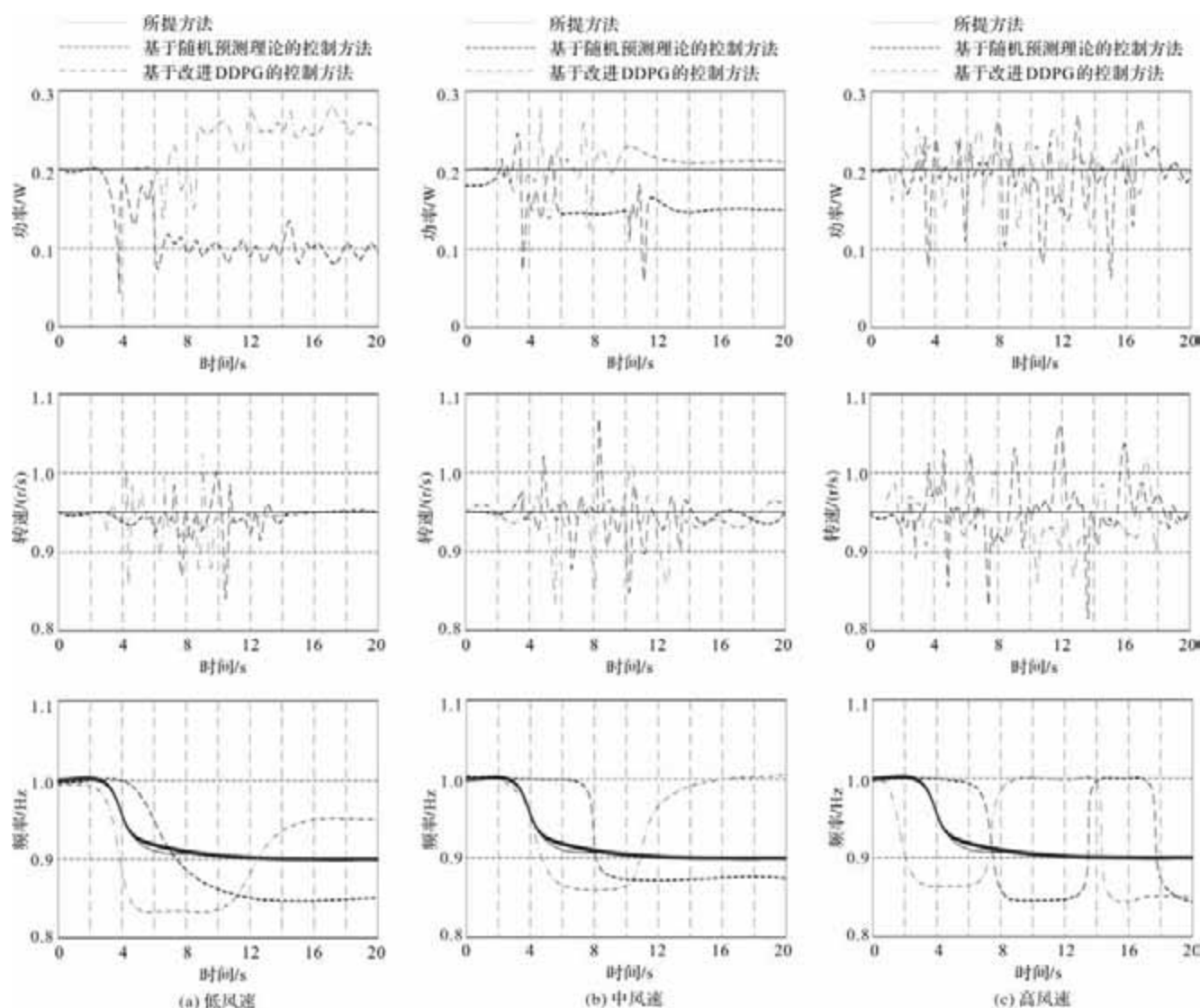


图6 不同方法的调频控制效果

分析图 6 可知,在不同风速条件下,所提方法的功率、转速与频率的控制效果均保持较高稳定性,表明风速的变化不会影响所提方法的调频控制效果。相比之下,基于随机预测理论的控制方法以及基于改进 DDPG 的控制方法,在不同风速条件下的调频控制效果存在明显差异。随着风速的增大以上两种方法的控制稳定性逐渐降低,功率、转速与频率控制曲线存在明显波动。

通过上述测试验证,所提方法在全风速功率裕度下能够实现双馈变速风电机组的高精度调频控制。这是因为所提方法设计了惯性控制、下垂控制与超速减载控制策略,以应对不同的风速条件。这些策略相互配合、协同作用,可有效提升调频控制效果,优化系统运行的稳定性。

3 结 语

本次研究针对全风速功率裕度下双馈变速风电机组的调频控制需求,提出了一种融合虚拟惯量控制、下垂控制与超速减载的协同调频方法。通过模拟同步发电机的惯性响应机制,虚拟惯量控制有效补偿暂态功率波动,抑制频率突变;下垂控制则通过动态减载预留备用容量,在稳态阶段实现功率的连续调节;结合超速减载策略,进一步优化不同风速条件下的调频能力与发电效率平衡。实验结果表明,所提方法在低、中、高风速环境下均能显著提升功率、转速与频率的稳定性,相较于基于随机预测理论和改进 DDPG 的控制方法,其抗扰性和适应性更强。

参考文献

- [1] 李腾辉,李卫东,申家锴,等. 双馈风电机组利用转子动能进行一次调频能力动态估计[J]. 电力系统自动化, 2024, 48(10): 109-117.
- [2] 周昊,迟铭书. 风力发电机组负荷功率多目标平滑控制仿真[J]. 计算机仿真, 2024, 41(09): 79-83.
- [3] 聂永辉,吴永庆,蔡国伟,等. 基于随机预测理论的双馈风电机组参与电网调频控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(14): 5517-5528.
- [4] Yu L, Wu J, Cheng Y, et al. Control Strategy for Wind Farms-Energy Storage Participation in Primary Frequency Regulation Considering Wind Turbine Operation State[J]. Energies, 2024, 17(14): 3547.
- [5] Shin J, Han S, Lee S, et al. Modified Variable Droop Control Strategy for Improved Primary Frequency Response in Wind Turbine Generators using ROCOF[J]. Journal of Electrical Engineering & Technology, 2024, 19(2): 993-1003.
- [6] 劳文洁,史林军,王伟,等. 基于改进 DDPG 的变速抽蓄机组参与系统调频研究[J]. 太阳能学报, 2024, 45(3): 240-250.
- [7] 贾洪岩,刘玉龙,魏宏杰,等. 基于 GRU-LightGBM 的风电机组发电机滚动轴承故障检测[J]. 微电机, 2024, 57(12): 60-64.
- [8] 周军,石生超,祁富志,等. 储能电池辅助火电机组二次调频控制策略研究[J]. 中国测试, 2024, 50(10): 51-58.
- [9] 范必双,付思维,王文,等. 基于自适应虚拟电阻的低压微电网有功均分下垂控制策略[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(5): 142-153.
- [10] 李华,东琦,李旭东. 考虑变工况的光伏下垂控制与二级电容响应的调频策略[J]. 电网与清洁能源, 2023, 39(10): 137-146.
- [11] 杨晓初,王冠文,罗国甘,等. 双馈风电机组故障电磁暂态响应特征提取研究[J]. 电气传动, 2023, 53(9): 81-87.
- [12] 林敏洪,陈建钿,侯祖锋,等. 双 PWM 变换器式风电机组低电压穿越控制策略研究[J]. 电子器件, 2022, 45(02): 415-419.
- [13] 董啸,李云婧,孙蓬勃,等. 微电网中考虑运行参数变化的双馈风电机组振荡特性研究[J]. 热力发电, 2024, 53(3): 24-33.
- [14] 吴俊杰,王帮华,冯程浩,等. 考虑多重不确定性风险的双馈型风电机组群调峰调频混合控制仿真[J]. 微电机, 2024, 57(12): 53-59.
- [15] 赵伟,李浩志,李付强,等. 抑制双馈风电场次同步振荡的自适应阻尼控制器设计及硬件在环试验[J]. 电网技术, 2023, 47(10): 4065-4073.

双侧变频全控型双馈电动机控制方法研究

岳增光^{1,2}, 武 洁², 郭磊磊¹, 负 行¹, 李 旭¹

(1. 郑州轻工业大学电气信息工程学院, 郑州 450002; 2. 浙江水利水电学院电气工程学院, 杭州 310018)

摘 要: 采用传统驱动的双馈电机定子单边接电网固定频率, 调速范围受限。为此, 须在双馈电机的定转子双侧变频, 以扩大调速范围。然而, 现有基于空间矢量控制而采用的磁链观测方法不适用于定转子双侧变频场景。针对这一问题, 提出一种定转子双侧变频的双馈电动机控制方法。根据双馈电机 dq 数学模型, 研究了基于空间矢量调制的定转子双侧逆变器双闭环电流控制, 探索了定转子双侧变频策略, 根据反馈转速得到定子磁场和转子磁场位置角, 无需观测磁链。搭建实验平台, 进行负载突变、加减速、功率分配等实验。实验表明, 所提出的控制方法能够实现全控型双馈电动机在零速、额定转速、2 倍额定转速下的负载突变, 以及空载、满载时的转速突变; 当频率为额定频率一半时, 样机实现额定转速运行, 验证了该方法能以有限的开关频率获得较高的转速, 扩大了调速范围; 证实了通过改变功率分配系数, 可以灵活调整定转子逆变器间的功率分配比例, 在 2 倍额定转速范围内, 实现小容量变频器驱动大功率电机。

关键词: 双逆变器; 双侧变频; 全控型双馈电机; 频率分布

中图分类号: TM315; TM343.4; TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2025)08-0076-07

Control Method of Double-sided Variable-frequency for Fully Controlled Doubly Fed Motors

YUE Zengguang^{1,2}, WU Jie², GUO Leilei¹, YUN Hang¹, LI Xu¹

(1. Zhengzhou University of Light Industry, Zhengzhou 450002, China;

2. Zhejiang University of Water Resources and Electric Power, Hangzhou 310018, China.)

Abstract: The doubly fed motor (DFM) driven by traditional methods has a limited speed range when its stator is unilaterally connected to the power grid with a fixed frequency. To broaden the speed range, it is necessary to implement double-sided variable-frequency (DSVF) control on both the stator and rotor sides of the DFM. However, the existing flux observation methods employed in space vector control are not suitable for this DSVF scenario. To address this issue, a control method for DFM with DSVF on both stator and rotor sides was proposed. Based on the dq mathematical model of the DFM, a dual-closed-loop current control for double-sided inverters using space vector modulation was studied, and a DSVF strategy for stator and rotor was explored. The position angles of the stator and rotor magnetic fields were obtained based on feedback speed without the requirement for flux observation. An experimental platform was set up to conduct experiments on load changes, acceleration/deceleration, and power distribution. Experimental results demonstrate that the proposed control method enables the fully controlled DFM to handle load changes at zero speed, rated speed, and twice the rated speed, as well as speed changes under no-load and full-load conditions. When the frequency was half of the rated frequency, the prototype operated at the rated speed, verifying that the method could achieve high speed with limited switching frequencies and expand the speed regulation range. It was confirmed that by adjusting the power distribution coefficient, the power distribution ratio between the stator and rotor inverters could be flexibly adjusted, enabling small-capacity frequency converter to drive high-power motors within the range of twice the rated speed.

Key words: double Inverter; double-sided variable-frequency; fully controlled doubly fed motor; frequency distribution

0 引 言

双馈电机具有灵活的双电气端口, 调速能力强,

能量转换高效, 控制方式灵活^[1-2]。因其具有变速恒频的运行特性, 已在风力发电和抽水蓄能等领域获得广泛应用^[3-4]。目前, 针对双馈电机的研究多聚焦于

收稿日期: 2024-12-20

基金项目: 河南省科技攻关(242102521038); 河南省研究生教育改革与质量提升工程项目(YJS2023AL026); 河南省优秀青年科学基金(242300421074)。

作者简介: 武 洁(1979), 男, 博士, 副教授, 研究方向为电机设计、驱动与控制。

发电领域,有关电动领域的研究相对较少。当双馈电机以电动状态运行时,由于其具有更宽的调速范围,相比鼠笼式异步电机、永磁同步电机、开关磁阻电机等交流电机更易于设计成高速电机驱动系统^[5]。因此,针对双馈电动机驱动控制的研究具有重要意义。

双馈电机在结构上与绕线式异步电机相同,属于异步电机的范畴,其调速方式属于交流变频调速。目前交流变频调速方式有:开环恒压频比(V/F)控制^[6-7]、基于磁场或电压定向的矢量控制^[8-9]、直接或间接转矩控制^[10-11]、绕线转子双馈调速^[12-13]。文献[6-7]分析了采用V/F开环控制策略时双馈电机的调速特性,虽然这种控制方法较为简单,但调速精度不高且响应速度较慢。文献[8-9]分别研究了基于定子磁链定向和定子电压定向的双馈电机矢量控制方法,这两种调速方法可以实现转速的精确调节,动态响应也较好,但是存在磁链观测困难、依赖精确的电机参数、定子侧对电网电压波动较为敏感等问题。文献[10]研究了双馈电机直接转矩控制,这种控制方法比矢量控制结构更简单,响应速度更快,系统鲁棒性也更强,但存在转矩脉动大,开关频率不固定等问题。

目前较为常见的典型双馈电机控制结构是定子侧与固定频率的电网直接相连,转子接变流器。文献[14-15]均采用这种典型变流控制结构,其优点在于转子侧变流器只需处理转差功率,变流器容量所需较小。缺点则是由于定子侧直接与电网连接,定子绕组内的电流频率固定,电机调速范围受限。

为了提高双馈电机的调速能力,本文提出在电机的定转子绕组内分别馈入变频交流电,利用双侧转差功率进行转速调节。本文采用全控型双馈电机控制拓扑结构,即定子侧、转子侧均连接有变频器,所以定子侧与转子侧的频率皆是可控的,可以更加灵活的调节电机的运行状态。通过设计合适的定转子双侧变频策略,可以使双馈电机在更加宽广的调速范围内实现无级调速。

在基于磁场定向的调速系统中需要对磁链进行准确的观测,而磁链观测的准确性受到电机参数(如绕组电阻、绕组自感、定转子绕组之间的互感)的影响,同时磁链观测涉及到积分运算,增加了控制的复杂程度。本文所采用的调速方法无需对定子磁链和转子磁链进行观测,由速度传感器获取电机转速后,通过预设的定转子双侧变频策略确定此时定转子两侧的通电频率和电流位置角,定转子两侧的逆变器采用空间矢量脉宽调制(SVPWM)技术输出对应频率的电流。本文提出的全控型双侧变频双馈电机

控制结构提高了电机系统的适应性,驱动控制方式更加简单可靠,系统的稳定性也更好。

本文的其余部分安排如下:第一节讨论转子磁链方向下的电机模型,第二节详细阐述所提的双侧变频策略和定转子逆变器功率分配关系,第三节给出仿真和实验结果,第四节对全文进行总结。

1 双馈电机数学模型

两相同步旋转坐标系下双馈电机数学模型为

$$U_{sd} = R_s I_{sd} + \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} - \sigma L_s \omega_s I_{sq} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\psi_r}{dt} \quad (1)$$

$$U_{sq} = R_s I_{sq} + \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + \sigma L_s \omega_s I_{sd} + \frac{L_m \omega_s \psi_r}{L_r} \quad (2)$$

$$U_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d\psi_r}{dt} \quad (3)$$

$$U_{rq} = R_r I_{rq} + \psi_r \omega_r \quad (4)$$

上式中定子电阻与转子电阻分别表示为 R_s 和 R_r 。定子绕组与转子绕组各自的自感以及它们之间的互感分别为 L_s 、 L_r 和 L_m 。定子和转子的磁通角速度分别为 ω_s 和 ω_r 。 I_{sd} 和 I_{sq} 为定子电流 dq 坐标轴分量。 I_{rd} 和 I_{rq} 为转子电流 dq 坐标轴分量。 ψ_r 是转子磁链的大小。电机的漏磁系数为 σ , 表示为

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad (5)$$

双逆变器馈电的全控型双馈电机的电磁转矩方程可以表示为

$$T_e = \frac{3}{2} n_p \frac{L_m^2}{L_r} I_{mr} I_{sq} \quad (6)$$

式(6)中 n_p 表示电机的极对数。用 I_{mr} 表示电机的通用励磁电流,则

$$I_{mr} = I_{rd} + \frac{L_s}{L_m} I_{sd} \quad (7)$$

由(7)可知,通用励磁电流可以由两个绕组的 d 轴电流决定。式(6)表明在 I_{mr} 保持恒定时,其电磁转矩的大小由定子电流 q 轴分量决定。在忽略定子电阻条件下,双馈电动机定子侧的功率可以表示为

$$\begin{cases} P_s = -\frac{3}{2} \frac{L_m}{L_s} U_{sq} I_{rq} \\ Q_s = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_s} U_{sq} (I_{mr} - I_{rd}) \end{cases} \quad (8)$$

同理,在忽略转子电阻条件下,可得双馈电动机转子侧的功率表达式为

$$\begin{cases} P_r = -\frac{3}{2} \frac{L_s}{L_m} U_{rq} I_{sq} \\ Q_r = \frac{3}{2} U_{rq} \left[I_{mr} - \frac{L_s}{L_m} I_{sd} \right] \end{cases} \quad (9)$$

定子电流与转子电流分解为励磁分量和转矩分量, 实现磁场与转矩的解耦控制。绕组内的通电流频率决定电流矢量的旋转速率, 位置角决定电流矢量的空间指向。在电机稳定运行时, 定子侧电流频率 f_s 和转子侧电流频率 f_r 分别决定了定子侧和转子侧电流位置角的变化速率, 所以根据定子侧与转子侧的通电流频率, 可以得出定子侧与转子侧的位置变换角, 如式(15)所示。

$$\begin{cases} \theta_s = \int 2\pi f_s dt \\ \theta_r = \int 2\pi f_r dt \end{cases} \quad (15)$$

图2所示为定子侧接电网、转子侧采用逆变器变频时双馈电机的频率控制策略。图2中的横轴表示电机转速对应的有效频率 f_e , 纵轴分别表示定子侧和转子侧两个逆变器输出电流对应的频率。所以图2中定子侧电流频率 f_s 可以由式(16)得到:

$$\begin{cases} f_s = 50, & f_e > 0 \\ f_s = f_e + 50, & f_e \leq 0 \end{cases} \quad (16)$$

转子侧逆变器的供电频率则可以由式(14)计算得到。然而当使用这种控制策略, 在电机转速由0变化到额定频率对应的额定转速时, 观察 f_s 和 $-f_r$ 的变化, 可以看出 f_s 和 $-f_r$ 存在频率极性相反的区域, 这种情况有可能会导电机的功率循环。

鼠笼式异步电机以额定转速运行时, 若逆变器的开关频率降低, 由于逆变器的基波频率不变, 所以定子侧逆变器的载波比会降低, 这意味着在相同的调制波周期内, 载波的数量减少。这可能导致经 SVPWM 调制后的输出电压波形的谐波增加, 影响电机的控制性能。

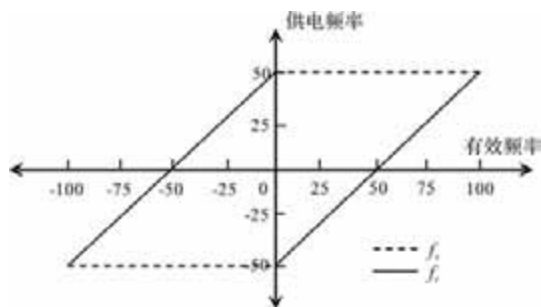


图2 常见的频率分布策略

为了减少 f_s 和 f_r 极性相反的区域面积, 同时也为了在电机以额定转速运行时, 降低逆变器的开关频率不会使双闭环 PI 调节器的控制效果受到影响, 本文提出了一种新的定子侧和转子侧频率分布控制策略, 如图3所示。

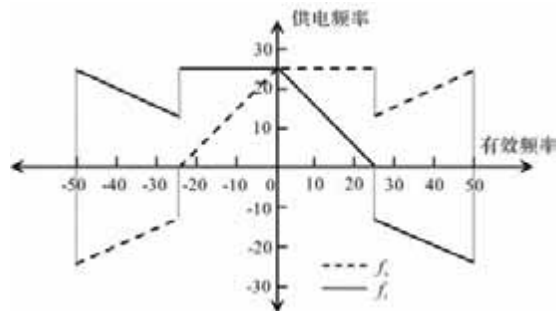


图3 本文所提定子侧与转子侧频率分布策略

因为电机正转和反转时, 频率分布具有对称性, 所以图3只对电机正转时的频率分布进行了说明。在所提出的频率控制策略下, 定子侧的供电频率为

$$\begin{cases} f_s = 25, & 0 \leq f_e \leq 25 \\ f_s = \frac{1}{2}f_e, & f_e > 25 \end{cases} \quad (17)$$

由图3可以看出, 在额定转速之下, 使用该频率分布策略, 定子侧与转子侧的最高频率不超过 25 Hz。与图2的频率分布策略相比, 该策略减小了逆变器极性相反的区域, 使功率循环减小。

在 PWM 控制中, 通常保持载波频率固定不变, 因而在调速过程中调制波频率变化时, 载波比也会发生变化。以额定频率为 50 Hz 的 3 对极鼠笼异步电机为例, 当逆变器开关频率设置为 2 kHz 固定不变时, 电机运行在额定转速时, 逆变器输出电流频率对应为额定频率 50 Hz, 此时载波比为 40。随着电机转速升高, 逆变器输出电流频率也相应升高, 当转速升高到 2 倍额定转速时, 逆变器输出频率提高到 100 Hz, 此时载波比降低为 20。而相同参数下的全控型双馈电机, 定转子两侧逆变器的开关频率设置为 2 kHz 固定不变时, 采用本文所提出的频率分布策略后, 以额定转速运行时, 定子侧与转子侧逆变器输出频率皆为 25 Hz, 此时双侧逆变器载波比为 80; 当电机转速升高到 2 倍额定转速时, 定转子两侧逆变器输出频率为 50 Hz, 此时载波比为 40。这表明, 当绕组通电流频率皆为额定频率时, 全控型双馈电机的转速是鼠笼式异步电机的两倍, 采用本文所提出的频率分布策略可以使调速范围提高至少一倍。

2.3 定子侧与转子侧的功率分析

分析图3可知, 全控型双馈电机在本文所提的频率分布策略下正向运行时, 可以分为两个工作区域。一个区域是有效频率高于 25 Hz 时, 定、转子电流频率大小相等, 但电流生成的磁场方向相反, 由转差率公式可知, 此时 $s > 1$, 该区域为超同步运

行区域。定子侧和转子侧逆变器给电机提供的电功率分别定义为 P_s 、 P_r 。电机实际输出的有效功率定义为 P_e 。

在超同步运行区域内, 对任一稳定的电机电磁转矩 T_e , 可得 P_s 、 P_r 方程:

$$\begin{cases} P_s = 2\pi f_s T_e \\ P_r = 2\pi f_r (-T_e) \end{cases} \quad (18)$$

由式(17)可知:

$$f_s = -f_r = \frac{f_e}{2} \quad (19)$$

所以 $P_s > 0$ 、 $P_r > 0$, 电机运行在超同步电动状态, 定子侧和转子侧的逆变器都向电机输入功率, 电机转轴上输出的功率为二者之和。假设定、转子侧逆变器工作在额定频率 f_{rate} 时额定转矩为 T_{rate} , 则在上述条件下, 电机输出功率为

$$P_e = P_s + P_r = 4\pi f_{rate} T_{rate} \quad (20)$$

因此, 在定转子两侧逆变器输出电流的频率均为电机的额定频率时, 在额定转矩条件下, 此时的电机输出功率可达额定功率的两倍, 此工况下电机处于过载状态。从另一方面看, 电机以额定功率运行时, 定转子两侧逆变器输出功率均可以小于电机的额定功率。

当有效频率小于 25 Hz 时, 定、转子电流相序相同, 但大小不同。由转差率公式可知, 此时 $s < 1$, 该区域为亚同步运行区域。在此区域内, 定子侧逆变器输入功率大于电机输出所需功率。所以, 转子侧逆变器输入功率为负值, 即转子侧从电机吸收多余功率。两者之差为电机转轴上的输出功率:

$$P_e = P_s - P_r = 2\pi(f_s - f_r)T_e \quad (21)$$

3 实验结果分析

为验证所提控制策略的可行性, 搭建了 1.1 kW 全控型双馈电机实验平台, 如图 4 所示, 并在各种工况下进行实验研究。表 1 为实验电机的基本参数。



图4 全控型双馈电机实验平台

表1 双馈电机的参数

参数	参数值
额定功率/W	1100
额定频率/Hz	50
同步转速/(r/min)	1000
额定电压/V	380
R_s/Ω	0.435
R_r/Ω	0.816
L_m/mH	69.3

3.1 电机负载突变实验

电机转速为 0 r/min, 初始负载转矩为 0 Nm。在电机零速时突加负载至 10 Nm 后待电机稳定运行一段时间再突减负载为 0 Nm。这段时间电机运行的机械角速度与定转子三相电流的变化波形如图 5 所示。由图 5 机械角速度波形可以看出, 突加满载瞬间转速有所降低, 突减负载瞬间转速有所增大, 转速上下波动幅度大约为 30 r/min, 约 1.5 s 后转速便能恢复保持零速。由定、转子三相电流波形图可以看出, 当突加负载时, 定、转子电流幅值变大为 7 A 左右, 当负载减小时, 电流幅值减小为 3 A, 且电流迅速稳定。实验表明零速工况下全控型双馈电机双逆变器驱动系统响应速度非常高效。

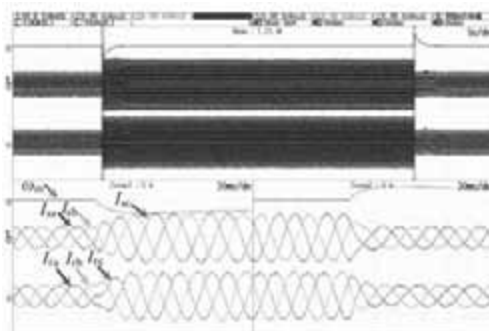


图5 零速突加减满载时角速度与定转子电流波形

图 6 表示电机以额定转速 1000 r/min 运行时, 突然加减负载 10 Nm 后, 电机机械角速度与定、转子三相电流的变化波形。由图 6 可以看出负载变化瞬间, 机械角速度最多波动 6 rad/s, 约 1.5 s 之后转速便恢复稳定。定、转子的电流波形随着负载而变化, 当突加负载时, 定、转子电流幅值变大, 突减负载时, 定、转子电流幅值变小。

图 7 表示电机以两倍额定转速 2000 r/min 运行时, 突然加减负载 5 Nm 后, 电机机械角速度与定、转子三相电流的变化波形。由图 7 可以看出负载增加瞬间转速降低, 电流幅值变大为 5 A; 负载减小瞬间转速升高, 电流幅值减小为 3 A。此时机械角速度波动幅度大约为 4 rad/s, 约 1 s 便可以恢复稳定。

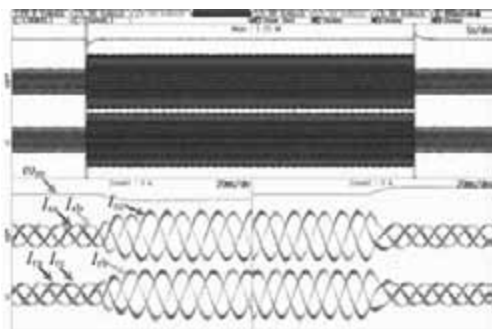


图6 1000 r/min 突加、减满载时角速度与定转子电流波形

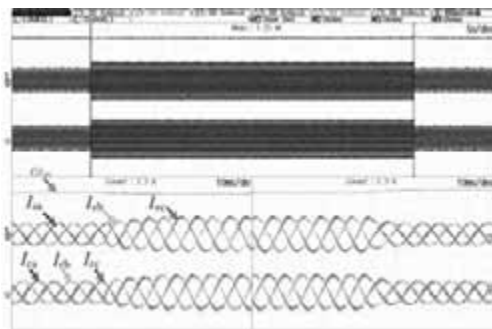


图7 2000 r/min 突加、减半载时角速度与定转子电流波形

由图5、图6、图7可以看出,在三种不同的工况下全控型双馈电机控制系统均能够有效抵御负载扰动,具有卓越的动态调节能力,能够迅速维持电机的稳定运行。

3.2 电机转速突变实验

图8表示空载时,电机转速由0 r/min上升到1000 r/min时,转子机械角速度以及定、转子绕组三相电流的变化波形。由图8可以看出转速为0 r/min时,定子绕组三相电流与转子绕组三相电流的相序相同,均为正序,电流频率大小相等,均为25 Hz。而当转速上升到额定转速1000 r/min时,定子绕组三相电流与转子绕组三相电流虽然频率相等,均为25 Hz,但此时定子电流相序为正序,转子电流相序已变为负序。由图8中的转子机械角频率变化波形可以看出,大约5.2 s电机转速便达到额定转速,可以稳定运行,转子机械角速度超调量2 rad/s,对应转速超调量为20 r/min。

图9为图8虚线框中的波形放大图。图9表示转速上升到500 r/min左右时,定子绕组与转子绕组三相电流的变化波形。这一时刻电机由亚同步运行状态变为超同步运行状态。可以看出定子三相电流的频率发生变化,电流相序未变;而转子三相电流的频率与相序均发生变化。定、转子绕组三相电流的频率与相序变化符合预设的频率曲线。

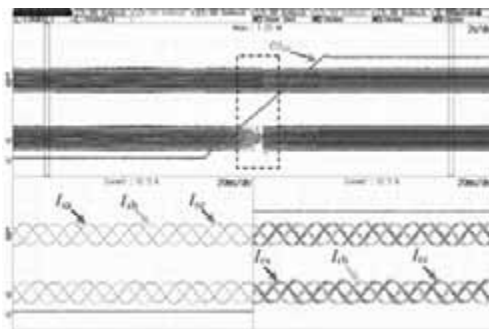


图8 空载时转速上升为额定转速时角速度与定转子电流变化波形

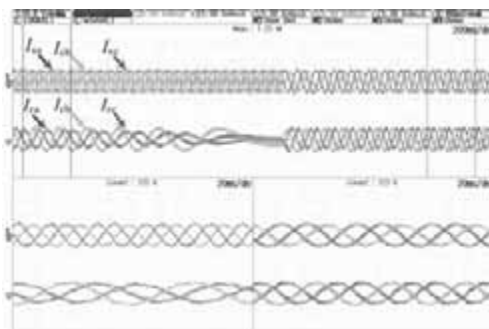


图9 运行模式变化时定转子电流变化波形定转子电流变化波形

图10表示满载时,电机转速由0 r/min上升到1000 r/min过程中,转子机械角速度以及定、转子绕组三相电流的变化波形。可以看出带载启动时,定、转子三相电流会先增大,达到额定转速时电流略微变小,转子机械角速度超调量为2 rad/s,与空载时一样。图11为全控型双馈电机在1000 r/min恒速运行时定、转子电流进行坐标变换的位置角度和实际转速对应的位置角度的波形图。根据本文所提的定、转子频率分布策略,在1000 r/min恒速运行时定子侧通电频率与转子侧通电频率应大小一样,相序应相反。而从图中也可以看出此时定子和转子电流位置角的变化周期相同,但变化方向不同,这说明定子磁场和转子磁场的旋转方向相反。此时电机实际转速对应的位置角的变化周期为定、转子位置角的一半,符合所提控制方法的要求。

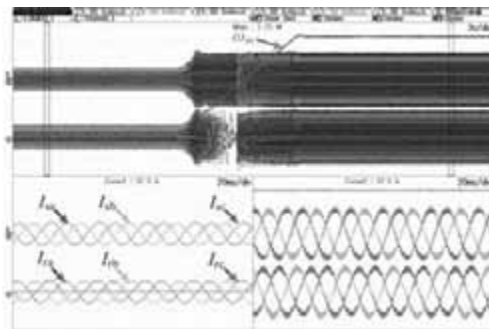


图10 满载启动后定转子电流变化波形

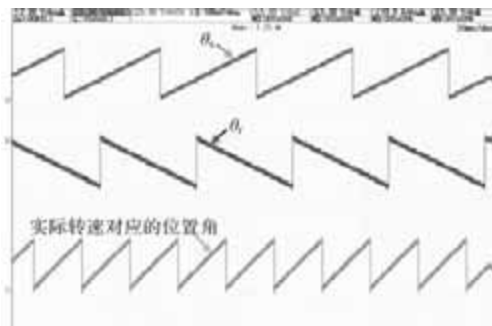


图 11 额定转速时定转子电流与位置角的波形

图 8 与图 10 均可以看出电机以额定转速运行时定子侧和转子侧电流的频率大小相同, 均为 25 Hz, 但是相序相反, 定子侧电流相序为正序, 转子侧电流相序为负序。而普通 3 对极异步电机调速系统输出转速为 1000 r/min 时, 定子逆变器需要输出 50 Hz 频率的电流。说明全控型双馈电机控制系统在达到同样转速时, 逆变器输出频率仅为异步电机调速系统的一半。

3.3 双侧逆变器功率协调特性分析

图 12 展示了定转子逆变器功率分配系数 k_1 变化时, 定子三相电流和转子三相电流的动态响应波形以及转速波动情况。通过对比 $k_1 = 2$ 、1、0.5 三种情况下的定转子电流变化, 图 12 显示出功率分配系数 k_1 对定转子两侧电流幅值的影响。在 $k_1 = 2$ 时, 定子电流的幅值是转子电流的两倍。因为定子侧逆变器与转子侧逆变器的直流电源相同, 这表明定子侧逆变器相较于转子侧逆变器而言, 其输出的功率是后者的两倍。在 $k_1 = 1$ 时, 定转子电流的幅值大小相等, 这表明两侧逆变器的输出功率均衡。当 k_1 的值进一步减小为 0.5 时, 转子侧电流变大, 定子侧电流变小。转子侧电流的幅值约为定子侧的两倍。在 k_1 数值发生变化时, 电机的转速也发生波动, 但 1 s 后转速便恢复平稳。图 12 证明了双逆变器系统中定转子逆变器功率分配的可调节与灵活性, 通过改变 k_1 的数值, 可以灵活调整定转子逆变器间的功率分配比例, 以适应不同的工作场景和性能需求。

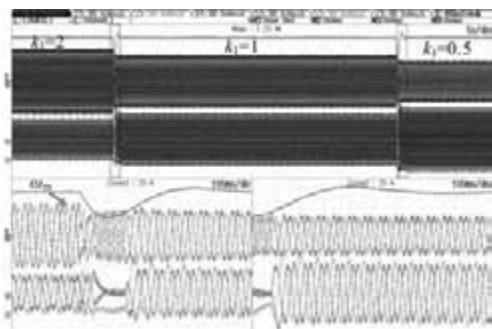


图 12 功率系数 k_1 变化时定转子侧的电流波形

4 结 语

针对常规双馈电机驱动系统适应性较差和传统磁链观测位置角易受电机参数的影响等问题, 本文结合双逆变器馈电的全控型双馈电机结构来提高系统适应性, 并提出了定、转子频率分布策略来确定坐标变换位置角的方法。由于全控型双馈电机驱动系统是通过两个逆变器输出频率之和获得相应的转速, 因此在低通频频率或有限的开关频率下也可以获得较高的电机转速, 并且无需逆变器低频运行也可以实现系统的低速运行, 提高了系统低速运行的稳定性。由于转矩分量由定、转子两侧逆变器同时承担, 因此可以实现小容量的变频器驱动大容量的电机, 而逆变器的选型也具有灵活性。

实验结果表明在不同工况下双逆变器驱动的全控型双馈电机都具有良好的控制效果, 验证了本文所提出的定、转子频率分布控制策略的有效性和鲁棒性, 在新型交流调速领域具有较高的实用价值。

参考文献

- [1] 王涛, 诸自强, 年珩. 非理想电网下双馈风力发电系统运行技术综述[J]. 电工技术学报, 2020, 35(03): 455-471.
- [2] 于克训, 陈曦, 谢贤飞, 等. 无刷双馈电机研究综述与展望[J]. 电工技术学报, 2024, 39(02): 397-422.
- [3] 李梦杰, 谢震, 高翔, 等. 弱电网下双馈风电机组混合功率同步控制策略及稳定性分析[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(21): 8388-8400.
- [4] 孙士涛, 雷雨, 郝国文, 等. 交流励磁脉冲电压占空比对双馈型变速抽蓄电机转子绕组放电特性影响研究[J]. 微电机, 2024, 57(09): 41-46.
- [5] 常成, 宋传学, 张雅歌, 等. 双馈电机驱动电动汽车变频器容量最小化[J]. 吉林大学学报(工学版), 2018, 48(06): 1629-1635.
- [6] 赵永佳, 陈红岩, 李阳. 感应电机全频率段稳定运行的 V/f 控制方法[J]. 微电机, 2022, 55(12): 71-75.
- [7] R. Nair and G. Narayanan. Stator Flux Based Model Reference Adaptive Observers for Sensorless Vector Control and Direct Voltage Control of Doubly-Fed Induction Generator[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2020, 56(4): 3776-3789.
- [8] 程明, 许利通, 曹政, 等. 级联式无刷双馈电机的矢量控制系统和功率流研究[J]. 电工技术学报, 2022, 37(20): 5164-5174.
- [9] Z. Li, Z. Xie and X. Zhang. An Improved Strategy of Grid-Forming DFIG Based on Disturbance Rejection Stator Flux Control[J]. IEEE Transactions on Industrial Elec-

tronics, 2024, 71(3): 2498-2509.

- [10] P. Maciejewski and G. Iwanski. Study on Direct Torque Control Methods of a Doubly Fed Induction Machine Working as a Stand-Alone DC Voltage Generator [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2021, 36 (2): 853-862.
- [11] 李泽阳, 李存贺, 刘剑, 等. 开关磁阻电机高性能间接瞬时转矩控制 [J]. 控制工程, 2023, 30 (09): 1693-1699.
- [12] Z. Din, J. Zhang, J. Zhao and Y. Jiang. Doubly Fed Induction Generator with Cascade Converter for Improving Dynamic Performances [C]. 2018 IEEE Energy Conversion

Congress and Exposition (ECCE), Portland, OR, USA, 2018: 2568-2575.

- [13] 邓先明, 刘娜, 陈剑, 等. 新型开绕组双馈电机调速系统研究 [J]. 电机与控制学报, 2018, 22(07): 8-18.
- [14] 赵探探, 于克训, 梁嘉豪, 等. 基于改进能量吸收电路的无刷双馈电机异步起动控制方法 [J]. 电工技术学报, 2023, 38(24): 6646-6657.
- [15] Z. Li, Z. Xie, S. Xu and X. Zhang. Improving Transient Stability of Grid-Forming DFIG Based on Enhanced Hybrid Synchronization Control [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(12): 15881-15894.

(上接第 56 页)

分别为 5.32% 和 7.96%。另外, 本文方法的响应时间最短, 均在 1.5 s 以下, 而其他方法的响应时间则高于 3 s, 从而证明了本文方法在水电机组变转速控制中的优异性能。

3 结 语

本研究通过探索水电机组在负载变化下的变速滑模闭环控制方法, 设计了一种自适应调节策略来解决水电机组在复杂负载条件下的速度波动问题, 确保机组在动态环境中稳定运行。该方法的提出不仅显著提高了水电机组的运行效率和稳定性, 而且为实现清洁能源的高效利用提供了有力支撑。同时也丰富了水电机组的控制理论, 为新能源电网的安全稳定运行提供了有力的支持。

参考文献

- [1] 徐秀萍, 李成良. PLC 辅助下船舶柴油发电机转速控制研究 [J]. 舰船科学技术, 2024, 46 (12): 128-131.
- [2] 王伟, 计东, 宫元娟, 等. 基于 GPC-ILC 的秸秆捡拾致密成型机主轴转速控制方法研究 [J]. 农业机械学报, 2024, 55 (04): 82-90, 135.
- [3] Pasqualotto D, Rigon S, Zigliotto M. Sensorless Speed Control of Synchronous Reluctance Motor Drives Based on Extended Kalman Filter and Neural Magnetic Model [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 12 (02): 230-236.
- [4] Kumar P S. Speed Control of Single Phase Induction Motor Using Android Bluetooth Module [J]. International Journal of Electronics Engineering Research, 2023, 20 (11): 37-42.

- [5] 周涛, 张锋杨, 徐妍, 等. 计及风力发电机转速安全约束的 DFIG 一次调频模型预测控制策略 [J]. 南京理工大学学报, 2024, 48 (02): 155-164.
- [6] 齐歌, 胡万龙, 马丁. 改进电机全速域无位置传感器转速控制系统研究 [J]. 组合机床与自动化加工技术, 2024, (06): 110-114, 121.
- [7] 李远清, 程善美. 基于滑模交叉耦合的双永磁电机转速同步控制 [J]. 组合机床与自动化加工技术, 2024, (03): 114-118, 123.
- [8] 肖仁鑫, 阮新, 胡海双, 等. 永磁同步电机无位置传感器宽转速范围自抗扰控制研究 [J]. 昆明理工大学学报(自然科学版), 2023, 48 (05): 78-94.
- [9] 刘泓杉, 刘慧博. 基于径向基函数神经网络的永磁同步电机转速自适应控制策略 [J]. 电子器件, 2023, 46 (06): 1552-1560.
- [10] 王宏喆, 甘醇, 张冲, 等. 基于变限幅结构的内埋式永磁同步电机转速动态优化控制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2023, 43 (23): 9341-9352.
- [11] 王宏志, 徐硕, 吕洪武, 等. 基于改进 SRUKF 的 PMSM 转速控制 [J]. 吉林大学学报(理学版), 2023, 61 (06): 1476-1483.
- [12] 马树煊. 船舶燃气轮机转速自适应模糊控制 [J]. 舰船科学技术, 2023, 45 (22): 126-129.
- [13] 王政, 温从剑, 朱辰雨, 等. 位置伺服永磁电机鲁棒性无差拍预测转速控制 [J]. 电工技术学报, 2023, 38 (19): 5176-5184.
- [14] 兰森森, 胡黄水, 王婷婷, 等. 基于改进鲸鱼优化 PID 的无刷直流电机转速控制算法 [J]. 吉林大学学报(理学版), 2024, 62 (03): 704-712.
- [15] 劳鹏飞. 灯泡贯流式水轮机组大波动的转速控制 [J]. 水电能源科学, 2024, 42 (06): 203-207.