

微电机

2026 4

第59卷 第4期
No.4 Apr., 2026

MICROMOTORS

西安微电机研究所有限公司主办

高精度4通道同步/旋变仿真/测量模块

— 采用VXI总线结构 —

可同时实现同步模式或旋变模式下的4通道角度动态
或静态仿真和4通道角度动态或静态测量功能



最高精度: $\pm 0.005^\circ$

自带双路励磁电源

频率范围: 47Hz-20000Hz

湖南米艾西测控技术有限公司

HUNAN MIAIXI MEASUREMENT AND CONTROL TECHNOLOGY CO., LTD

☎ 400-1881-575

🌐 www.smartbrx.com

微电机

WEI DIAN JI

月刊, 1972 年创刊
第 59 卷 第 4 期(总第 388 期)
2026 年 4 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

SiC 电机系统差模传导通路建模方法研究
..... 丁晓峰, 李孟霖, 赵明博, 等(1)

分数槽集中绕组内置式永磁同步电机设计研究
..... 姚辉勇, 李继勇, 周鹏, 等(8)

直线超声电机在绝对重力仪中的设计与研究
..... 周利锋, 曹宇杰(14)

飞轮储能系统用高速无槽永磁电机空载电磁性能解析分析 ...
..... 郑欣, 汤毅, 刘晓, 等(19)

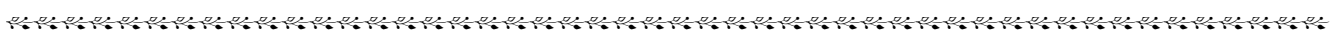
驱动控制

一种开关磁阻发电机输出电压与电流多目标优化控制
..... 靳世楷, 李红伟, 龚旭辉(29)

- 基于主动谐波注入的交流电驱系统谐波抑制方法研究…………… 谢 峰, 骆 攀, 刘 璠, 等(37)
- 驱动器散热器轻量化设计及热仿真验证研究…………… 郑 伟(45)
- 基于零序电流闭环控制的共直流母线起发系统…………… 黄 彪, 翟 理, 袁重焕, 等(52)
- 临时空压机变频调速智能优化方法…………… 王宏黎, 高金良, 耿令森, 等(59)
- 光伏微电网临界机组切负荷逻辑优化控制方法…………… 摆志俊, 胡 强, 徐芹芹, 等(64)

风力发电技术

- 多扰动抑制下风力发电机组液压变桨距控制…………… 李智灵, 陈艺文, 吴爱炼, 等(70)
- 粗糙集最优解计算下的风电机组变桨多模态软切换状态识别方法…………… 王凯冉, 马俊鹏, 孔 斌, 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. 59 No. 4 (Serial No. 388) Apr. , 2026

Authorities: Shaanxi Science and Technology
Holding Group

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

Edited & Published: MICROMOTORS
Editorial Department

Chief Editor: LI Zhongjun

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

Tel.: 86-29-84276641

Online Submission System: wdj.paperopen.com

E-mail: micromotors@vip.sina.com

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

Distributor: Xi'an Newspapers and Periodicals
Publish Office

Domestic Subscription: Local Post Office &
MICROMOTORS Editorial Department

Periodical Code: 52-92

Journal Code: ISSN1001-6848
CN61-1126/TM

Foreign Subscription:

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

Overseas Code: M 4228

Price: \$ 8.00

Annual Price: \$ 96.00

Publication Date: Apr. 28, 2026

CONTENTS

A Modeling Method for the Differential-mode Conducted-emission Path in SiC Motor Systems	DING Xiaofeng, LI Menglin, ZHAO Mingbo, et al(1)
Research on Design of Fractional Slot Concentrated Winding Interior Permanent Magnet Synchronous Motor	YAO Huiyong, LI Jiyong, ZHOU Peng, et al(8)
Design and Research of Linear Ultrasonic Motor in Absolute Gravimeter	ZHOU Lifeng, CAO Yujie (14)
Analyze the No-load Electromagnetic Performance of Slotless High-speed Permanent Magnet Brushless Motor for Flywheel Energy System	ZHENG Xin, TANG Yi, LIU Xiao, et al(19)
A Multi-objective Optimization Control for Output Voltage and Current of A Switched Reluctance Generator	JIN Shikai, LI Hongwei, GONG Xuhui(29)
Research on Harmonic Suppression Method of AC Drive System Based on Active Harmonic Injection	XIE Feng, LUO Pan, LIU Liu, et al(37)
Research on Lightweight Design and Thermal Simulation Verification of Servo Drive Heat Sink	ZHENG Wei(45)
A Common DC Bus Starting System Based on Zero Sequence Current Closed Loop Control	HUANG Biao, ZHAI Li, YUAN Chonghuan, et al(52)
Intelligent Optimization Method for Variable Frequency Speed Regulation of Temporary air Compressor	WANG Hongli, GAO Jinliang, GENG Lingsen, et al(59)
Optimized Control Method of Critical Unit Load-shedding Logic for Photovoltaic Microgrid	BAI Zhijun, HU Qiang, XU Qinqin, et al(64)
Hydraulic Pitch Control of Wind Turbine Under Multi Disturbance Suppression	LI Zhiling, CHEN Yiwen, WU Ailian, et al(70)
Wind Turbine Pitch Multimodal Soft Switching State Identification Method Based on Rough Set Optimal Solution Calculation	WANG Kairan, MA Junpeng, KONG Bin, et al(76)

SiC 电机系统差模传导通路建模方法研究

丁晓峰, 李孟霖, 赵明博, 王斌斌

(北京航空航天大学 自动化科学与电气工程学院, 北京 100191)

摘要: 相较于传统硅器件, 碳化硅(SiC)器件具有更高的开关频率与开关速度, 能够显著提升电机系统的功率密度, 但也导致电机系统中的差模传导电磁干扰更加严重, 引发电机端过电压并威胁绕组绝缘安全。为精确地刻画 SiC 电机系统中的差模传导电磁干扰, 本文提出了一种基于 SiC 功率器件的混合模型的电机系统差模电磁干扰传导通路建模方法。首先, 考虑参数的频率依赖性, 建立了交流电缆的精确等效物理模型。其次, 针对物理模型和行为模型的优劣, 提出了电机差模传导模型的建模与优化方法, 以准确表征宽频段阻抗特性。最终, 将电缆物理模型与电机行为模型相结合, 构建差模传导通路模型, 对电机的过电压进行定量估算来表征电机系统的差模电磁干扰。本文通过阻抗特性实验分别验证了所建立电缆和电机模型的精度, 并搭建基于碳化硅功率器件的电机系统实验平台。实验结果表明, 在不同电缆长度下, 所提模型在过电压幅值与振荡特性上的拟合度均超过 90%, 显著优于传统物理模型。本文提出的差模电磁干扰传导通路建模方法能够有效提升差模电磁干扰预测精度, 为电磁干扰抑制与系统优化设计提供重要参考。

关键词: 电机系统; 差模电磁干扰; 传导通路; 物理模型; 行为模型

中图分类号: TM46; TM301 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2026)04-0001-07

A Modeling Method for the Differential-mode Conducted-emission Path in SiC Motor Systems

DING Xiaofeng, LI Menglin, ZHAO Mingbo, WANG Binbin

(School of Automation and Electrical Engineering, Beihang University, Beijing 100191, China)

Abstract: Silicon Carbide (SiC) power devices feature higher switching frequency and switching speed than silicon devices, enabling higher power density of motor drive systems. However, the adoption of SiC devices also intensify differential-mode (DM) electromagnetic interference (EMI), potentially causing motor-terminal overvoltage and insulation stress. To achieve accurate DM EMI prediction in SiC motor systems, this paper proposed a hybrid modeling method for SiC motor drive systems. A frequency-dependent AC cable model was first established, followed by a motor DM impedance model that combined the strengths of physical and behavioral approaches. The two models were then integrated to form a DM conduction path model for quantitative overvoltage prediction. Impedance measurements and experiments on a SiC motor drive platform verifies that the proposed model achieves over 90% accuracy in predicting overvoltage magnitude and oscillation characteristics across various cable lengths, outperforming traditional physical models. This method significantly offers guidance for EMI suppression and system-level optimization.

Key words: motor system; DM EMI; conducted path; physical model; behavioral model

0 引言

在航空航天、电动汽车等领域, 电机系统作为机电能量转换的核心部件, 其功率密度和效率的需求持续提升。基于碳化硅(Silicon Carbide, SiC)功率器件的电机系统是一种有效的解决方案。然而, SiC

功率器件具有更高的开关频率和更快的开关速度 (dv/dt 和 di/dt), 虽提升了电机系统的效率和功率密度, 但也引发更加严重的电磁干扰问题。其中, 差模电磁干扰在长电缆电机系统中尤为关键。由于电机和交流电缆的阻抗不匹配, 变换器输出的差模电压作用在交流电缆和电机上使电机端产生过电

收稿日期: 2025-11-25

基金项目: 山东省重点研发计划项目(2022JMRH0303)

作者简介: 丁晓峰(1983), 男, 博士, 教授, 研究方向为宽禁带电机驱动控制与特种电机设计。

李孟霖(1998), 男, 博士研究生, 研究方向为电力电子与驱动。

赵明博(2001), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子与驱动。

王斌斌(1998), 男, 博士研究生, 研究方向为电力电子与驱动。

压^[1],从而使绕组绝缘承受更大的电应力,甚至造成绝缘击穿,严重威胁电机系统的可靠性和安全运行。因此,开展基于 SiC 功率器件的差模电磁干扰传导通路的建模,并实现电机端过电压的准确预测,对于实现电机系统的电磁兼容性 (Electromagnetic Compatibility, EMC) 设计具有重要意义。

针对电机系统差模传导通路的分析,国内外学者已经开展了大量研究。现有研究主要采用物理模型和行为模型两类方法。物理模型根据系统实际物理结构建立,具有一定的物理意义,但往往依赖电机复杂的内部参数,实际获取困难。文献[2]通过有限元计算绕组高频等效参数,将其与低频等效电路结合形成电机的高频物理模型,该模型可用于电机端过电压的计算,但实际中的电机详细物理结构难以获取,导致建模存在明显误差。文献[3-8]根据电机阻抗特性曲线提取电机物理模型等效电路各参数,但是没有考虑频率变化对系统参数的影响,难以实现全频段的良好拟合。文献[9-10]根据电缆的幅频特性曲线得到其模型参数,建立适用于宽范围的电缆模型。行为模型通常使用数学方法对系统阻抗特性进行拟合,相关参数一般没有直接的物理含义。行为模型能够在传导电磁干扰频段内良好逼近实际特性^[11,12],并广泛应用于电缆模型的建立^[13-14]。但该类精确的行为模型阶数较高、其等效电路结构复杂,给系统级仿真带来计算负担。

由此可见,传统物理模型的等效电路相对简单且各参数具有实际物理意义,但阻抗特性的拟合精度较低;传统行为模型虽然可以准确拟合全频段的阻抗特性,但电路模型复杂。为提高电磁干扰的预测准确度,本文提出了一种基于 SiC 功率器件的混合模型的电机系统差模电磁干扰传导通路建模方法,可以实现宽频域范围内阻抗特性的良好表征。本文首先分析了电机系统中差模电磁干扰的产生机理;其次,分别建立了电缆和电机的差模阻抗模型;最后,通过阻抗特性测试对所建立的电缆和电机的差模传导模型进行验证,并将两者组合构建电机系统交流侧差模电磁干扰传导通路模型,进一步通过电机端过电压实验验证所建立差模电磁干扰传导通路模型的精确度。

1 电机系统差模传导电磁干扰的产生和传播分析

变换器中功率器件工作在开关状态,具有较大

的 dv/dt 和 di/dt ,引起很强的传导电磁干扰。差模电压为变换器输出中点之间的电压,是电机系统中差模干扰的干扰源,表示为

$$v_{dm} = v_{ug} - v_{vg} = v_{uv} \quad (1)$$

电机系统中差模电磁干扰传播通路如图 1 所示。功率器件快速通断导致变换器输出端线电压产生高 dv/dt ,作用于长交流电缆和电机的差模阻抗,又由于阻抗不匹配,在电机端子处形成电压反射,产生过电压现象。

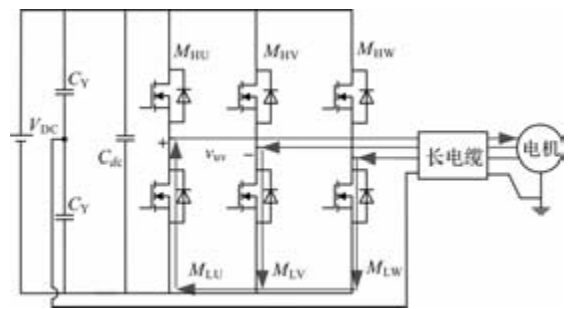


图 1 电机系统差模电磁干扰传播通路

2 高精度电机系统差模电磁干扰传导通路建模

2.1 交流电缆差模等效模型

过电压瞬态特性取决于电缆的长度和特性,因此,交流电缆差模等效模型是电机端过电压分析的关键因素。考虑参数的频率依赖性,建立如图 2 所示单位长度交流电缆差模等效物理模型。模型中各参数可通过单位长度电缆差模阻抗特性确定。其中,串联参数(即 L_{s1} 、 R_{s1} 、 L_{s2} 和 R_{s2})由短路测试得到,并联参数(即 C_{p1} 、 R_{p1} 、 C_{p2} 和 R_{p2})由开路测试得到。单位长度电缆的差模等效模型参数如:

$$L_{s1} = L_{sHF} \quad (2)$$

$$L_{s2} = L_{sLF} - L_{sHF} \quad (3)$$

$$R_{s1} = R_{sLF} \quad (4)$$

$$R_{s2} = R_{sHF} - R_{sLF} \quad (5)$$

$$C_{p1} = C_{pHF} \quad (6)$$

$$C_{p2} = C_{pLF} - C_{pHF} \quad (7)$$

$$R_{p1} = R_{pLF} \quad (8)$$

$$R_{p2} = (R_{pHF}^{-1} - R_{pLF}^{-1})^{-1} \quad (9)$$

式中,下标 LF 为阻抗测量的低频值,下标 HF 为阻抗测量的高频值。

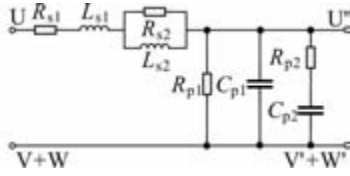


图 2 单位长度交流电缆差模等效模型

2.2 电机差模等效模型

2.2.1 电机物理模型

电机的物理模型通过在电机低频等效模型的基础上增加高频参数来描述电机受到高频干扰时的行为,其高频单相等效模型如图 3 所示^[10]。图中, R_{g1} 、 C_{g1} 分别为定子绕组与电机机壳之间的寄生电阻和寄生电容; R_{g2} 、 C_{g2} 分别为定子绕组的中性点与电机机壳之间的寄生电阻和寄生电容; L_{d1} 为定子绕组高频等效电感; R_e 为定子绕组高频铁耗; L_{zu} 为定子绕组在电机外部引出线的等效寄生电感; 引入 L_t 和 C_t 来拟合由于定子绕组的集肤效应和匝间电容引起的电机差模阻抗特性中的第二个谐振点。

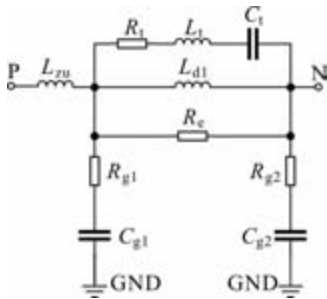
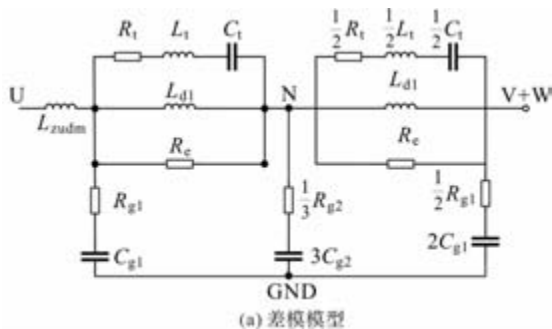
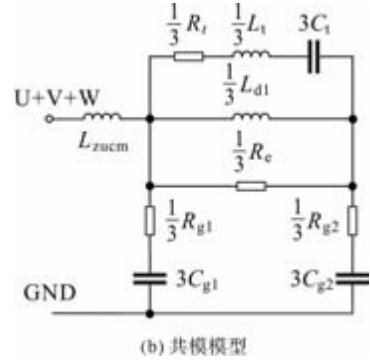


图 3 电机单相高频等效模型

基于图 3 的单相等效模型,通过将两相绕组并联和剩余的第三相串联建立电机高频差模等效电路,如图 4(a)所示。在构建电机差模物理模型时,由于模型中包含的高频等效参数较多,仅依赖差模阻抗特性无法唯一反演全部参数。为增加可求解方程数量,引入电机共模阻抗曲线中的部分特征量作为附加约束,通过差模与共模阻抗的联合完成差模物理模型参数的求解。通过并联三相绕组和地线连接建立电机高频共模等效电路,如图 4(b)所示。



(a) 差模模型



(b) 共模模型

图 4 三相电机高频等效模型

根据电机的差模和共模阻抗特性曲线中的特征量,由式(10)~式(18)计算得到模型中的各个参数。阻抗特性曲线中的特征量将在后续展示。

$$L_{d1} = \frac{2}{3}L_{DM} \quad (10)$$

$$C_{g1} = \frac{1}{L_{d1}} \left(\frac{1}{2\pi f_{p1}} \right)^2 \quad (11)$$

$$C_{g2} = \frac{1}{3}C_{total} - C_{g1} \quad (12)$$

$$R_{g2} = 3 |Z_{Z1}| \cos(\theta_{Z1}) \quad (13)$$

$$R_{g1} = \frac{2}{3} |Z_{Z3}| \cos(\theta_{Z3}) \quad (14)$$

$$R_e = \frac{2}{3} |Z_{p1}| \quad (15)$$

$$C_t = \frac{1}{6}(C_{g1} + C_{g2}) \quad (16)$$

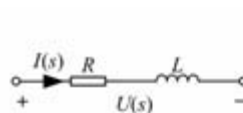
$$L_t = \frac{1}{C_t} \left(\frac{1}{2\pi f_{f2}} \right)^2 \quad (17)$$

$$R_t = |Z_{Z2}| \cos(\theta_{Z2}) \quad (18)$$

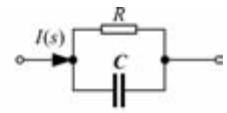
2.2.2 电机行为模型

本文采用矢量匹配法(Vector Fitting, VF)对电机阻抗特性曲线进行有理逼近,然后由所得有理函数建立电机的行为模型。将电机的阻抗特性曲线由式(19)所示的有理函数 $Z(s)$ 表示,式中各项可以分为三类:常数项与积分项、极点和留数为实数项、极点和留数为共轭复数对项。每一类的等效电路模型如图 5 所示,将其串联即可得到电机的行为模型。

$$Z(s) = \sum_{n=1}^N \frac{r_n}{s - p_n} + d + es \quad (19)$$



(a) 常数项与积分项



(b) 极点和留数为实数

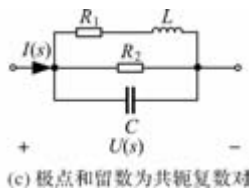


图5 有理函数的等效电路模型

2.2.3 电机模型的改进与优化选择

传统物理模型结构简单、参数具有物理意义，便于仿真，但未考虑参数的频率依赖性，难以在电机系统传导电磁干扰的宽频段内获得准确拟合；行为模型虽然拟合精度高，但电路结构较为复杂。基于两类模型的特点，本文提出一种针对电机模型的改进与优化选择方法，其流程如图6所示。

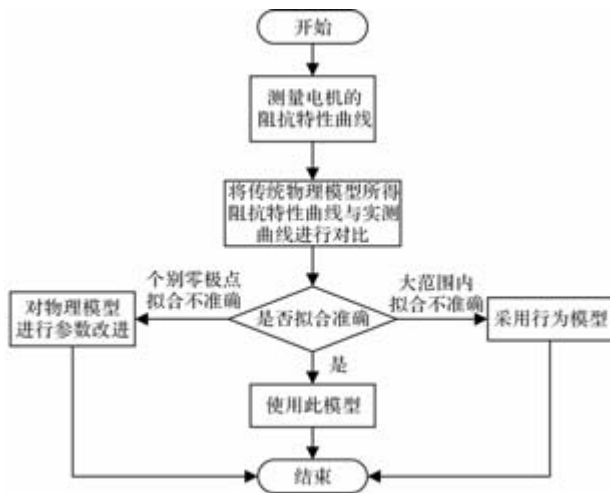


图6 电机模型改进与优化选择流程图

首先，通过阻抗分析仪测量电机的阻抗特性；其次，建立电机的等效物理模型并进行参数拟合，将拟合曲线与实测曲线进行对比；最后，根据拟合精度选择适用的建模方式。当物理模型仅在少数零极点附近拟合偏差较大时，可通过相应零极点频率的条件表达式对关键参数进行修正，使模型满足精度要求；若物理模型在传导电磁干扰频段(150 kHz ~ 30 MHz)内大范围偏差较大，表明其适配性不足，此时不再进行大规模参数修正，而直接采用行为模型进行传导通路建模。

3 实验验证

为验证本文所提方法的准确性，搭建如图7所示的电机及其驱动控制系统实验平台。其中，交流电缆采用三相四线电缆，电机为永磁同步电机(相关参数如表1所示)。控制电路采用TMS320F28335实现永磁同步电机SVPWM控制。用于电机驱动的三

相变换器功率器件选用CREE公司的SiC MOSFET C3M0032120D。使用阻抗分析仪WK65120B测量电缆和电机的高频阻抗。

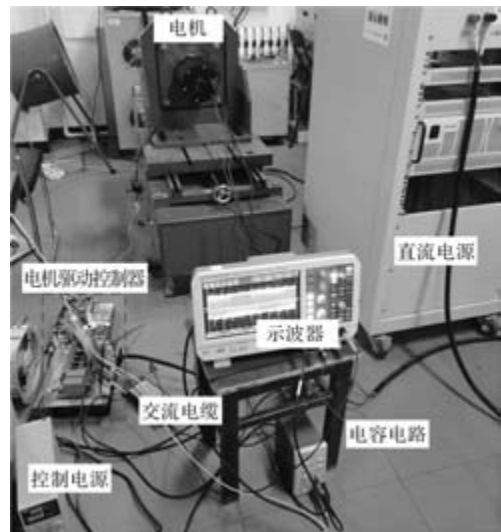


图7 电机及其驱动控制系统实验平台

表1 永磁同步电机参数

参数	参数值
直流电压/V	270
定子电感/mH	0.86
定子电阻/mΩ	35.88
永磁体磁链/Wb	0.05787

3.1 电机系统阻抗特性实验验证

3.1.1 电缆阻抗特性验证

采用阻抗分析仪WK65120B对单位长度的电缆进行短路测试和开路测试。电缆差模等效模型的各参数可由式(2)~式(9)得到，计算结果如表2所示。

表2 单位长度交流电缆差模等效模型参数

测量方式	参数	参数值
短路测量	L_{s1}/nH	370.598
	L_{s2}/nH	27.99
	$R_{s1}/m\Omega$	15.735
	$R_{s2}/m\Omega$	88.059
开路测量	C_{p1}/pF	56.053
	C_{p2}/pF	1.543
	$R_{p1}/M\Omega$	182.507
	$R_{p2}/M\Omega$	1.024

将各参数代入图2所示电缆差模等效模型进行仿真，结果如图8所示，仿真曲线能基本拟合实测曲线在不同频率点处的斜率变化，即所建模型可以

反应交流电缆差模模型参数的频率依赖性。

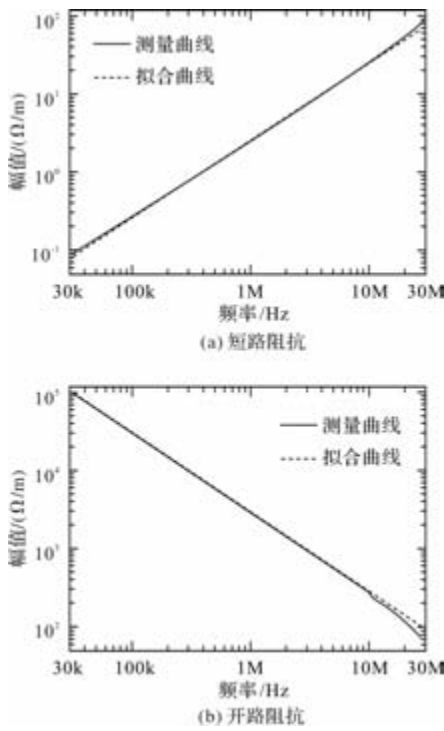


图 8 交流线缆差模阻抗拟合与实测曲线

3.1.2 电机阻抗特性验证

采用阻抗分析仪 WK65120B 测量电机的共模、差模阻抗, 测量结果如图 9 所示。

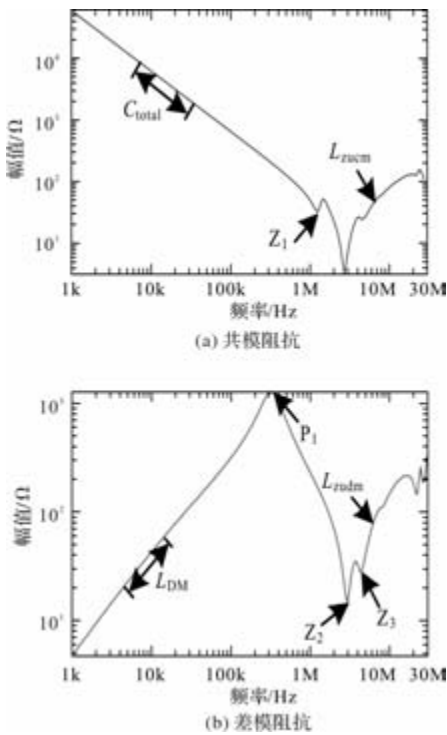


图 9 电机阻抗特性实测曲线

从测量得到的阻抗特性曲线中选择图 9 中所示的特征点, 并通过式(11)~式(19)计算电机物理模型参数, 计算结果如表 3 所示。

表 3 电机物理模型参数

参数	参数值	参数	参数值
C_{g1}/pF	516.535	R_l/Ω	14.085
C_{g2}/pF	230.925	$L_l/\mu\text{H}$	22.429
R_{g1}/Ω	8.289	C_l/pF	124.577
R_{g2}/Ω	54.132	$L_{zcm}/\mu\text{H}$	1.555
$L_{d1}/\mu\text{H}$	431.837	$L_{zdm}/\mu\text{H}$	5.745
R_e/Ω	833.334		

将表 3 中各参数代入图 4 所示电机差模物理模型, 结果如图 10 所示。由图可知零极点频率基本一致, 但在 1MHz 以上拟合曲线的幅值明显高于测量曲线, 拟合效果较差。

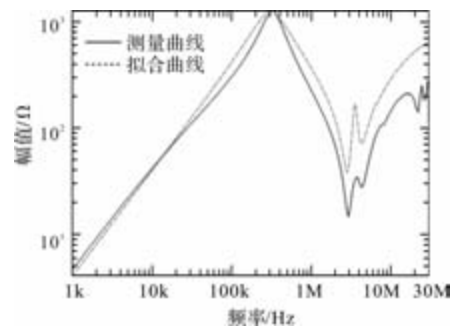


图 10 电机差模阻抗物理模型与实测曲线

电机的物理模型在建立时认为三相参数对称, 而在电机的实际制造加工过程中难免出现误差导致三相参数不完全一致。电机差模模型通过两相并联和第三相串联得到, 因此相间参数不一致会导致更大的误差。由图 10 可知, 传统物理模型的精度已不满足此电机差模等效模型的建模要求, 若在此基础上进行改进需要考虑相间不对称性对大量频点所对应的参数进行修正, 因此在传导通路建模时选择用行为模型进行代替。将差模阻抗的测试数据输入矢量匹配法程序, 得到电机差模阻抗有理函数的极点、留数、常数项和积分项, 再将其转化为如图 11 所示的电路模型, 各参数如表 4 所示。

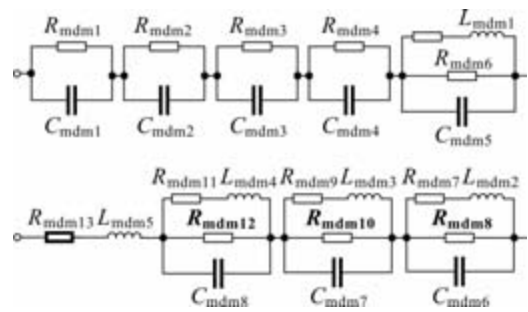


图 11 基于矢量匹配法的电机行为模型

表 4 电机差模行为模型参数

参数	参数值	参数	参数值
R_{mdm1}/Ω	-3.6306	$C_{mdm1}/\mu F$	-6.9788
R_{mdm2}/Ω	-31.3703	C_{mdm2}/nF	-186.6654
R_{mdm3}/Ω	-77.8415	C_{mdm3}/nF	-18.7309
R_{mdm4}/Ω	-69.6797	C_{mdm4}/nF	-6.6669
R_{mdm5}/Ω	5.0361	$C_{mdm5}/\mu F$	-409.8271
$R_{mdm6}/m\Omega$	-8.5553	C_{mdm6}/pF	620.8207
R_{mdm7}/Ω	201.2451	C_{mdm7}/nF	3.52
R_{mdm8}/Ω	2106.9424	C_{mdm8}/nF	3.9102
R_{mdm9}/Ω	-0.3289	L_{mdm1}/nH	-17.9376
R_{mdm10}/Ω	29.2037	$L_{mdm2}/\mu H$	417.9379
R_{mdm11}/Ω	0.7188	L_{mdm3}/nH	522.3550
R_{mdm12}/Ω	41.6035	L_{mdm4}/nH	109.5315
		$L_{mdm5}/\mu H$	2.9868

将图 11 所示的电机差模行为模型的阻抗特性曲线与实测曲线进行对比,如图 12 所示。可见通过矢量匹配法建立的电机差模行为模型除个别频点外,阻抗特性拟合良好。若想继续提高拟合准确度,可以增加行为模型的等效电路阶数,但这也大幅增加了模型的复杂度。

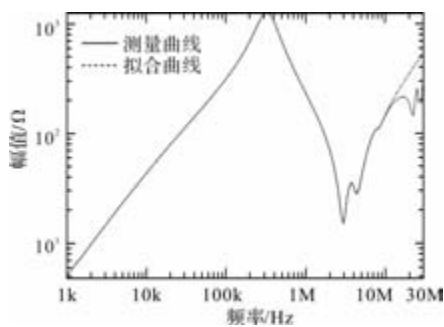


图 12 电机差模行为模型阻抗特性

3.2 差模电磁干扰传导通路模型实验验证

单位长度交流电缆的差模等效模型串联所得的分布参数模型和电机的差模行为模型组合为完整的电机系统交流侧差模电磁干扰传导通路模型,如图 13 所示。通过电机端过电压对其进行验证。

实验设置直流母线电压为 200V,开关频率为 10kHz,电机轻载运行。使用长度分别为 31m 和 50m 的交流电缆,验证所建模型在长电缆下的适用性。在 Simulink 中搭建如图 13 所示的电机系统差模电磁

干扰传导通路模型,将实测得到的差模电压 v_{inv} 输入至变换器端,测量图 13 中的电压 v_{mot} 。

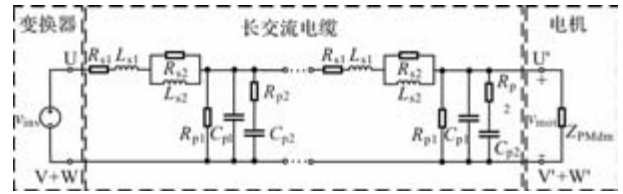


图 13 电机系统交流侧差模电磁干扰传导通路模型

采用传统模型和所提模型的电机端电压仿真波形与变换器端和电机端电压实验波形如图 14 和图 15 所示。

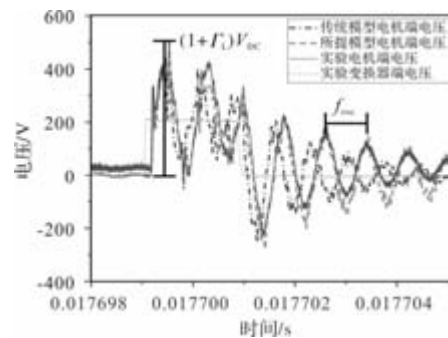


图 14 电缆长度为 31m 时电机端电压仿真与实验波形

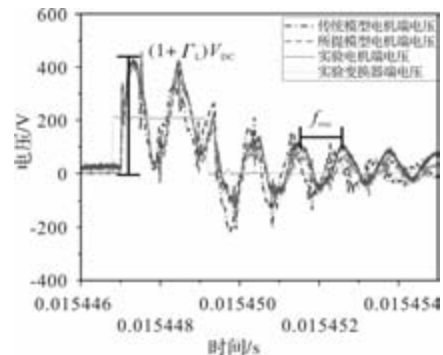


图 15 电缆长度为 50m 时电机端电压仿真与实验波形

图 14 和图 15 分别展示了电缆长度为 31m 和 50m 时,电机端电压的仿真与实验波形。根据实验结果,电缆长度对电压过冲的影响较为显著,随着电缆长度的增加,信号的传播时间增加,使得反射信号多次叠加,导致电压在电缆末端的反射现象加剧,从而造成电机端的过电压增加。电缆长度为 31m 时,采用所提模型的仿真与实验所得的电机端电压等效振荡频率 f_{osc} 均约为 1.21MHz,电机端反射系数 Γ_L 所提模型仿真为 0.86,实验为 0.89;电缆长度为 50m 时,采用所提模型的仿真与实验所得的 f_{osc} 均约为 932kHz, Γ_L 所提模型仿真为 0.87,实验为 0.91。所提模型在过电压的拟合中表现出更好的效

果, 电缆长度为 31m 时拟合度为 93.62%, 而采用传统物理模型的拟合度为 42.83%; 电缆长度为 50m 时拟合度分别为 96.45% 和 77.01%。此外, 由于实验所测电机端电压和变换器端电压在功率器件发生开关动作之前就已经存在电机正常运行的电压差, 而传导通路模型仅对开关瞬态的过电压进行计算, 因此仿真与实验电机端电压波形整体相差低频分量。

4 结 论

本文提出了一种高精度电机系统差模电磁干扰传导通路建模方法, 主要结论如下:

(1) 提出了基于混合模型的电机系统差模传导电磁干扰传导通路建模方法。建立单位长度电缆的差模模型, 串联可得电缆分布参数模型; 建立电机的物理模型和行为模型, 提出了电机差模传导模型的建模与优化方法。所建模型在传导电磁干扰频段 (150k ~ 30MHz) 内能良好拟合阻抗特性曲线。

(2) 将单位长度电缆差模模型串联所得分布参数模型和电机差模行为模型组合搭建电机系统交流侧差模电磁干扰传导通路模型, 并用电机端过电压验证其准确性。所建模型在长电缆下显示出良好的效果, 拟合度在不同长度电缆下均高于 90%。

参考文献

- [1] Persson E. Transient effects in application of PWM inverters to induction motors[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1992, 28(5): 1095-1101.
- [2] Mohammed O A, Ganu S, Liu Z, et al. High frequency modeling of permanent magnet synchronous motor drive [C]. IEEE International Electric Machines & Drives Conference, 2007.
- [3] 肖芳, 戈宝军. 一种模块化的感应电机系统传导电磁干扰预测模型[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(13): 3930-3939.
- [4] Wang L, Ho C N M, Canales F, et al. High-frequency modeling of the long-cable-fed induction motor drive system using TLM approach for predicting overvoltage transients [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(10): 2653-2664.
- [5] Moreira A F, Lipo T A, Venkataramanan G, et al. High-frequency modeling for cable and induction motor overvoltage studies in long cable drives[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2002, 38(5): 1297-1306.
- [6] Mohammadi-Rostam M, Shahabi M, Shayegani-Akmal A. High frequency lumped parameter model for EMI problems and over voltage analysis of Induction motor[J]. Electrical Engineering, 2013, 13: 278-283.
- [7] Almandoz G, Zarate S, Egea A, et al. High Frequency Modeling of Electric Drives for Electromagnetic Compatibility Analysis[C]. International Conference on Electrical Machines, 2020.
- [8] Gries M A, Mirafzal B. Permanent magnet motor-drive frequency response characterization for transient phenomena and conducted EMI analysis [C]. Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008.
- [9] Jia X, Hu C, Dong B, et al. Influence of system layout on CM EMI noise of SiC electric vehicle powertrains[J]. CPSS Transactions on Power Electronics and Applications, 2021, 6(4): 298-309.
- [10] Skibinski G, Tallam R, Reese R, et al. Common mode and differential mode analysis of three phase cables for PWM AC drives [C]. IEEE Industry Applications Conference Forty-First IAS Annual Meeting, 2006.
- [11] 彭河蒙. 电动汽车电机驱动系统电磁干扰预测模型的研究[D]. 重庆: 重庆大学, 2015.
- [12] Sun J, Xing L. Parameterization of three-phase electric machine models for EMI simulation[J]. IEEE Transactions on power Electronics, 2013, 29(1): 36-41.
- [13] Costa F, Vollaire C, Meuret R. Modeling of conducted common mode perturbations in variable-speed drive systems [J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2005, 47(4): 1012-1021.
- [14] Gubia E, Sanchis P, Ursua A, et al. Frequency domain model of conducted EMI in electrical drives [J]. IEEE Power Electronics Letters, 2005, 3(2): 45-49.

分数槽集中绕组内置式永磁同步电机设计研究

姚辉勇¹, 李继勇¹, 周鹏², 徐衍亮²

(1. 南水北调东线山东干线有限责任公司, 济南 250101; 2. 山东大学电气工程学院, 济南 250061)

摘要: 分数槽集中绕组内置式永磁同步电机具有结构紧凑、绕组端部短、绕组制造简便以及弱磁扩速能力强、机械强度高优势, 目前已得到了广泛应用。本文首先通过对比研究分数槽集中绕组电机与整数槽分布绕组电机间的性能差异, 进一步阐明了分数槽集中绕组电机的性能优势; 然后为进一步提高分数槽集中绕组电机的性能, 提出定子齿顶车削方法降低其转矩脉动, 采用切向转子磁体结构降低转子永磁体涡流损耗, 从而进一步提高电机的运行效率; 最后研究了分数槽集中绕组电机驱动控制系统的载波频率对电机转矩脉动和噪声等性能的影响。

关键词: 分数槽集中绕组; 内置式永磁体; 转矩脉动; 涡流损耗

中图分类号: TM351; TM302

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)04-0008-06

Research on Design of Fractional Slot Concentrated Winding Interior Permanent Magnet Synchronous Motor

YAO Huiyong¹, LI Jiyong¹, ZHOU Peng², XU Yanliang²

(1. Shandong Truck Line Co., LTD., of East Route of South-to-North Diversion Project, Jinan 250101, China;

2. School of Electrical Engineering, Shandong University, Jinan 250061, China)

Abstract: The interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM) with fractional-slot concentrated winding (FSCW) features a compact structure, reduced end winding, simplified winding manufacture, high flux-weakening capability and high mechanical strength, which has found a wide application in much more ranges. Firstly, by comparing the performance of FSCW motors with that of integer-slot distributed winding (ISDW) motors, the performance advantages of FSCW motors were elucidated. Then, in order to improve deeply the performance of FSCW motor, stator core tip turnery were adopted to reduce its torque ripple, and rotor tangential magnet was employed to reduce its rotor magnet eddy current loss and then its whole efficiency. At last, the effect of the carrier frequency of FSCW motor system on its torque and noise was analyzed.

Key words: fractional slot concentrated winding; interior permanent magnet; torque ripple; eddy-current loss

0 引言

随着新能源汽车、电动工具和家用电器等产业的迅速发展, 对电机小型化、高效率、高功率密度及规模化生产的需求日益增强。分数槽集中绕组 (Fractional Slot Concentrated Winding, FSCW) 永磁同步电机因其结构紧凑、绕组端部短、绕组制造简便且适合自动化生产等优点, 逐渐成为永磁电机领域的重要研究方向。

FSCW 电机包括表贴式永磁结构和内置式永磁结构^[1-2]。其中内置式永磁结构 (Interior Permanent Magnet, IPM) 具有磁通调节能力强、机械强度高特点, 在实现弱磁扩速和提升效率方面具有显著优势。因此, 将 FSCW 结构与内置式永磁结构相结合,

得到分数槽集中绕组内置式永磁同步电机有望进一步发挥各自优势, 成为推动电机技术进步的重要研究方向, 本文后续研究没有特别说明都特指内置式永磁同步电机。

FSCW 永磁同步电机的齿槽转矩是其转矩脉动的主要来源, 此外, FSCW 结构的谐波磁场在转子内部, 特别是永磁体中感应出的涡流损耗, 是导致该类电机转子发热和效率下降的主要原因。针对永磁同步电机齿槽转矩问题, 现有研究普遍采用斜槽手段对其进行抑制, 然而对于集中绕组结构电机, 斜槽不但导致线圈嵌线工艺复杂, 而且会产生较大的永磁电动势降低。针对 FSCW 结构在谐波磁场作用下产生较大转子涡流损耗的问题, 现有研究主要采用多相绕组结构和转子永磁体分块等手

收稿日期: 2025-12-23

基金项目: 山东省重点研发计划项目(2023CXGC010202), 山东省自然科学基金重大基础研究项目(ZR2024ZD25)。

作者简介: 姚辉勇(1978), 男, 高级工程师, 研究方向为电机泵运行。

段。文献[3]针对 10 极 12 槽 FSCW 电机提出一种双三相绕组连接方式,有效削弱了电机空间谐波磁动势,降低了电机转矩脉动和转子涡流损耗,但是该方法导致电机绕组接线复杂。文献[4]针对表贴式永磁同步电机设计了瓦片式分块永磁体结构。文献[5]探究了永磁体分块结构电机的磁体温度情况。然而,永磁体分块结构对转子涡流损耗的抑制作用依赖于分块数量的增加,导致电机转子装配难度增大^[6],间接增加了 FSCW 的加工成本。

综上所述,针对 FSCW 的转矩脉动和转子涡流损耗抑制问题,现有方法不仅提升了制造难度与成本,同时对输出性能也存在不可忽略的影响。因此,进一步研究适宜工程化应用的 FSCW 永磁同步电机的转矩脉动和转子涡流损耗抑制方法具有重要意义。在此基础上,本文所采用的定子齿顶车削和切向转子磁体结构提供了一种可参考的组合设计实践。

本文首先为对比研究 FSCW 电机和整数槽分布绕组(Integer Slot Distributed Winding, ISDW)电机的性能及成本差异,针对风机驱动应用,通过电磁场有限元对比分析了两种绕组结构电机的空载、额定负载性能、转矩脉动;其次,开展了 FSCW 内置式永磁同步电机的转矩脉动削弱与转子涡流损耗抑制研究,提出定子齿顶切削与磁体切向充磁两种优化设计方法。此外,本文进一步分析了驱动控制载波频率对电机性能的影响。最后,分别制作了 FSCW 和 ISDW 电机样机,开展电机性能实验研究及制造成本的比较。

1 FSCW 与 ISDW 电机比较研究

针对小型风机应用,对比研究了三相额定参数为 380V、3kW、1150r/min 的 FSCW 电机和 ISDW 电机,给出了两种电机的设计方案,进行了空载及负载特性及转矩脉动比较。在本文的最后给出了两种电机的样机实验性能比较及制造成本差异。

1.1 电机结构设计

两种电机结构如图 1 所示,主要性能及结构参数如表 1 所示。可以看出两种电机具有相同的定子铁心内外径、转子外径、永磁体牌号,都采用“一”字型内置转子磁体结构,分别采用 10 极/12 槽和 8 极/48 槽的极槽配合。两种电机在设计时遵循一致的尺寸限制。在径向上,采用了相同的定转子内外径尺寸;在轴向上,由于 ISDW 电机具有较长的绕组端部,因此在相同的电机总长度限制下,其叠片铁心长度更短。与之相比,FSCW 电机可以将铁心

长度适度延长,这一变化不仅有利于在维持相同功率输出的前提下降低绕组的热负荷,同时也便于定子采用更低的槽满率,以满足后期电机的机器自动嵌线需求。根据表 1 数据可知,由于 FSCW 采用了较低的热负荷,使其在额定工作点下的定子铜耗更小,额定效率相较 ISDW 提高了 0.44%。

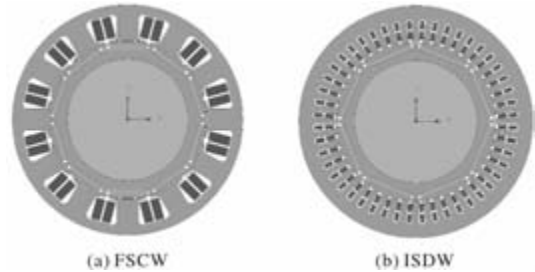


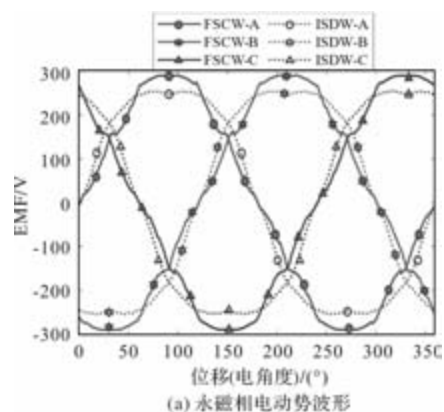
图 1 电机结构图

表 1 电机主要性能与设计参数

名称	数值	
	FSCW	ISDW
定子外径 / mm	175	
定子内径 / mm	120	
转子外径 / mm	119	
铁心长度 / mm	69.5	65
槽型	直槽	直槽
槽满率 / %	64.68	75.44
额定热负荷 / (A ² /mm ³)	108.9	132
额定效率 / %	94.26	93.82

1.2 空载性能对比

图 2(a)、图 2(b)分别为两种电机额定转速下永磁相电动势波形及其傅里叶分解。FSCW 电机和 ISDW 电机的永磁电动势有效值为分别为 203V 和 202V,其永磁相电动势畸变率分别为 6.31% 和 11.57%,后者具有较高的三次谐波。



(a) 永磁相电动势波形

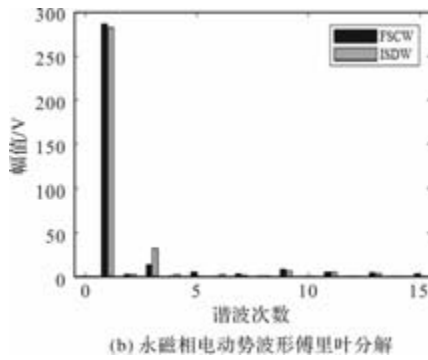


图2 电机永磁相电动势波形及其傅里叶分解 (1150r/min)

图3为两种电机永磁磁密分布对比,可以看出,两电机各部分的磁密分布相近。

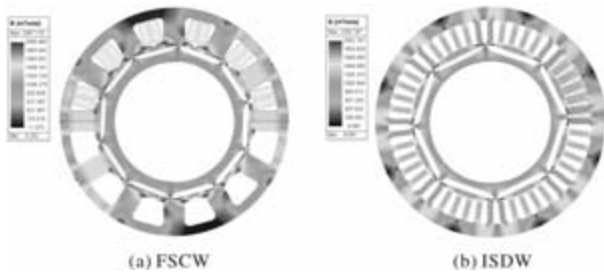


图3 永磁磁密分布

1.3 负载性能对比

在额定状态下,两种电机的电磁转矩波形、定子铁耗波形、转子涡流损耗波形分别如图4(a)、图4(b)及图4(c)所示。

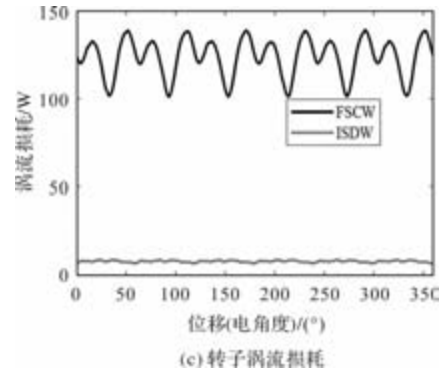
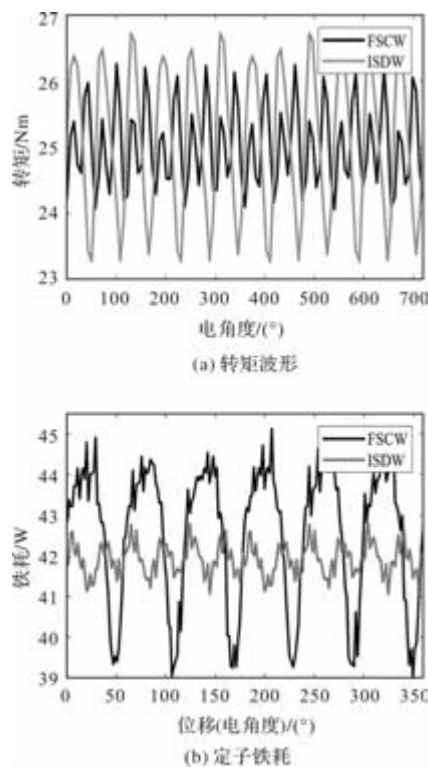


图4 额定运行时性能比较

由图4可以看出,FSCW电机与ISDW电机的转矩脉动分别为8.91%、14.37%,FSCW电机具有更低的转矩脉动;FSCW电机与ISDW电机定子铁耗相近,分别为42.48W和41.93W,但转子涡流损耗相差较大,分别为124.13W和8.00W。可以看出,降低FSCW电机的转子涡流损耗(显然转子涡流损耗主要指转子永磁体涡流损耗)对该种电机具有重要意义。

由图5所示额定负载下两种电机的磁密分布,可以看出,同空载时类似,两种电机各部分磁密分布相差不大。

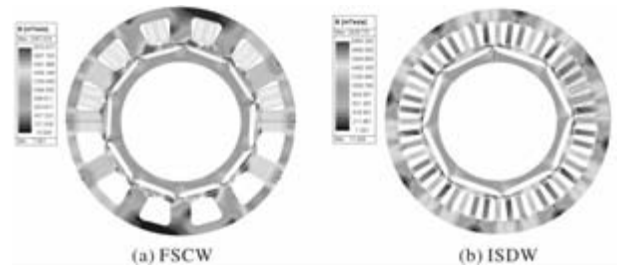


图5 额定运行磁密分布

由前述FSCW电机与ISDW电机的对比可以看出,在相近设计思路下,FSCW电机具有更高的运行效率、更低的转矩脉动。尽管FSCW电机比ISDW电机的铁心长度稍有增加,但由于前者具有更短的绕组端部,因此前者有更低的成本(见后述的成本核算)。

2 FSCW电机性能提高研究

尽管FSCW电机的转矩脉动较低,但进一步降低该电机的转矩脉动仍具有重要意义;同时,考虑到FSCW电机具有高的转子涡流损耗,如何降低该种电机的转子涡流损耗,成为该种电机的研究重点。

2.1 定子齿顶车削降低转矩脉动

降低电机的转矩脉动有多种方法,比如斜槽、极弧优化等。本文提出定子齿顶车削方法优化气隙

磁导分布, 以期达到削弱转矩脉动的目的。

定子齿顶车削的本质作用在于减小甚至消除转矩脉动中的齿槽转矩分量 T_{cog} , 后者可通过电机中储存的磁场总能量 W 对定转子相对位置角 γ 的负导数计算得到, 如式(1)所示。

$$T_{cog} = -\frac{\partial W}{\partial \gamma} = -\frac{\partial \left(\frac{1}{2\mu_0} \int_V B^2(\theta, \gamma) dV \right)}{\partial \gamma} \quad (1)$$

式中, μ_0 为真空磁导率, θ 为转子位置角。由式(1)可以看出, T_{cog} 由气隙磁密分布函数 B 所本质决定。 B 进一步展开为气隙磁动势函数 F 和气隙磁导函数 Λ 的乘积, 如:

$$B(\theta, \gamma) = F(\theta, \gamma) \Lambda(\theta, \gamma) = F(\theta, \gamma) \frac{\mu_0}{\delta(\theta)} \quad (2)$$

式中, $\delta(\theta)$ 为削角后的气隙长度分布函数。将其展开为式(3)所示的傅里叶级数形式。

$$\delta(\theta) = \delta_0(t_s, \alpha) + \sum_{n=1}^{\infty} \delta_n(t_s, \alpha) \cos\left(\frac{n\pi\theta}{l}\right) \quad (3)$$

$$n = 1, 2, \dots,$$

可以看出, 通过采用合适的齿顶车削角度 α 、位置 t_s , 可以改变特定次数气隙磁导谐波项的幅值, 进而显著改善电机的齿槽转矩。显然, 最佳车削角度与位置的选择随极槽配合和设计约束的变化而变化, 一般可通过参数化分析获得。但是, 由于齿顶车削本质上增加了等效气隙长度, 因此需要特别关注电机在齿顶车削前后的平均转矩变化。

与 ISDW 电机相比, FSCW 电机具有更大的齿顶宽度, 对主磁通的影响小, 更适合车削齿顶。定子齿顶车削结构如图 6 所示, 其中, 车削起始厚度 t_s 和车削角度 α 对转矩脉动具有重要影响。

转矩性能随起始厚度 t_s 和车削角度 α 的变化如图 7 所示。可以看出, FSCW 电机由于齿顶宽度大, 齿顶车削对转矩平均值的影响较小, 对转矩脉动影响较大, 起始厚度 t_s 和车削角度 α 均适宜选取较大值。图 8 为最佳齿顶车削 (t_s, α 分别为 0.5mm, 80°) 及未车削时转矩波形比较, 可以看出, 经过优化车削, 电机平均值基本不变, 但转矩脉动由 8.91% 降低为 3.79%。

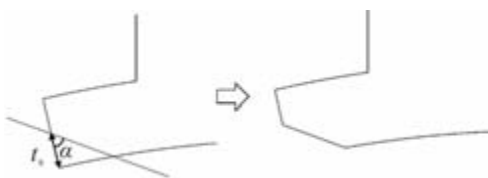
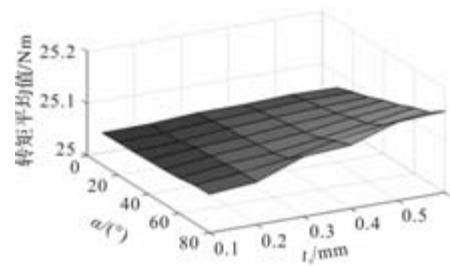
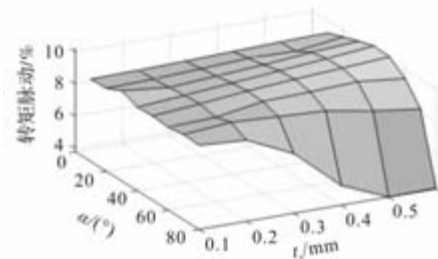


图 6 定子齿车削结构示意图



(a) 对平均转矩的影响



(b) 对转矩脉动的影响

图 7 齿顶车削对转矩性能的影响

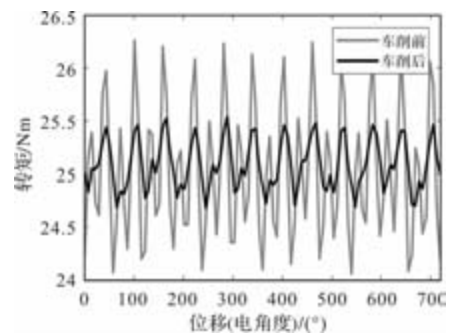


图 8 最优车削尺寸下电机额定转矩波形

2.2 切向转子磁体结构降低转子涡流损耗

前述分析表明 FSCW 电机转子涡流损耗较为显著, 其主要原因是分数槽集中绕组结构引入的分数次空间谐波磁场在转子永磁体内产生的涡流损耗(尽管为内置式磁体, 但“一”字型磁体结构的永磁体离电枢磁场很近, 产生高的永磁体涡流损耗)。为抑制负载条件下永磁体内涡流损耗, 需要尽可能使永磁体远离电枢磁场, 为此, 采用如图 10 所示的切向转子磁体结构。在前述“一”字型转子磁体 FSCW 相同额定参数、相同定子前提下, 设计 FSCW 的切向转子磁体结构转子。

图 9 为切向磁体 FSCW 电机额定输出转矩波形。与图 4 所示的“一”字型磁体结构 FSCW 电机转矩波形相近。

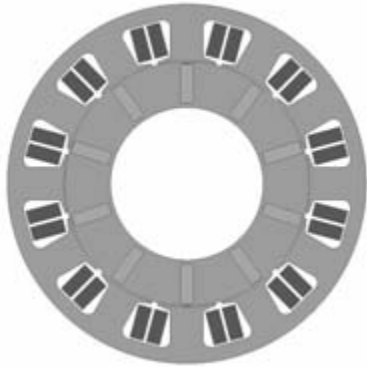


图9 切向转子磁体 FSCW 电机结构图

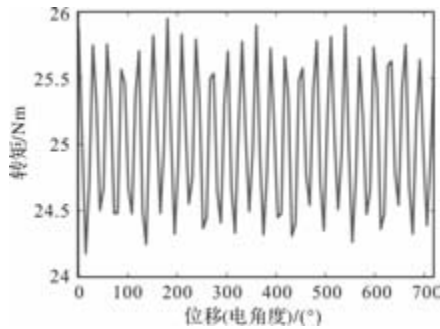


图10 切向转子磁体结构电机转矩波形

对切向磁体 FSCW 电机的额定运行下的损耗展开分析如图 11 所示。可以看出，额定运行条件下，切向转子磁体结构 FSCW 电机定子铁心损耗与“一”字型磁体结构 FSCW 电机相近，但转子损耗由“一”字型磁体 FSCW 电机的 124.13W 变为切向转子磁体结构 FSCW 的 43.6W (40.0W 永磁体涡流损耗 + 3.6W 转子铁心损耗)，转子涡流损耗降低 71.3%。可以看出切向转子磁体结构对降低转子涡流损耗具有重要意义。

此外，对两种磁体结构电机的永磁体用量进行对比，“一”字型单个永磁体体积为 7.78cm³，切向结构单个永磁体体积为 8.34cm³，切向转子磁体结构需要增加 7.2% 的永磁体用量用于抵消其更大的漏磁。

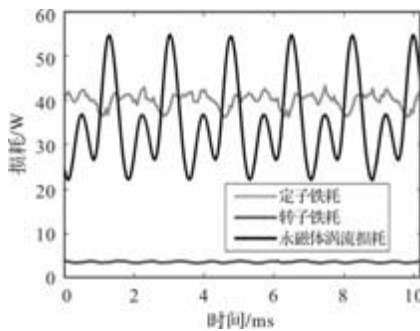


图11 切向转子磁体 FSCW 电机磁场损耗

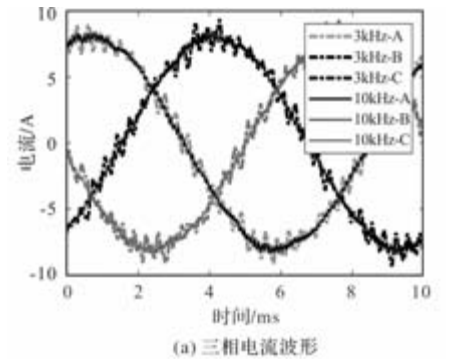
3 电机载波频率对电机性能的影响

FSCW 电机已广泛应用于机器人关节、电动垂

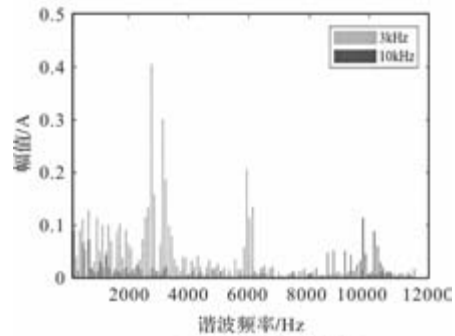
直起降飞行器 (eVTOL) 等高端伺服应用场景。在此类应用中，电机驱动控制对系统整体性能起着关键作用，载波频率作为驱动控制重要参数，不但影响功率器件的开关损耗同时影响电机的输出性能。

为研究载波频率对电机性能特别是转矩脉动及噪声的影响，搭建了电机驱动控制仿真模型，其中电流采用 PI 控制器，驱动控制采用正弦脉冲调制技术 (Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM)。

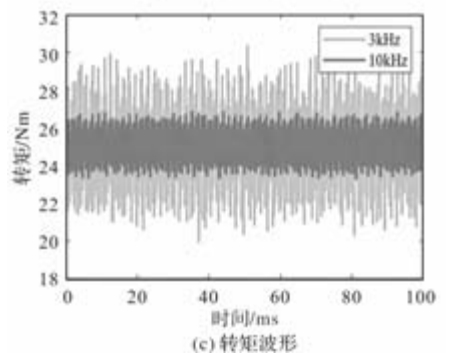
在额定运行时，比较 3kHz 和 10kHz 载波频率下电机电流波形、电流波形傅里叶分解以及转矩波形分别如图 12 所示。由图 12(a) 可以看出，在载波频率由 3Hz 增大为 10Hz 时，电机相电流波形正弦性得到明显改善。根据图 12(b)，在 10kHz 频率下，除开关频率附近，电流波形中的谐波分量均显著下降，从而使得电机的转矩脉动由 41.36% 降低为 13.97%，(纹波) 转矩脉动得到了明显的改善，如图 12(c) 所示。



(a) 三相电流波形



(b) 电流波形傅里叶分析



(c) 转矩波形

图12 载波频率对电机电流及转矩的影响

实际的样机实验表明, 载波频率由 3kHz 调整为 10kHz 时, 电机噪声由 74dB 降低为 63dB。

4 样机与实验

样机电机为“一”字型磁体结构 FSCW 电机和与其对应的 ISDW 电机, 两电机主要结构参数及额定参数如表 1 所示, 其中永磁体采用单价为 345 元/kg 的 38SH, 硅钢片采用为单价为 5.5 元/kg 的 DW600, 铜线采用单价为 90 元/kg 的普通漆包线。由此得到表 2 所示两电机的电磁材料成本。图 13 为两种样机电机定子实物图, 表 3 为两样机电机的相关实验数据。由表 3 可以看出, 两电机具有相近的额定参数、空载电流和永磁反电动势, 说明两电机具有相同的设计思路。

由表 2 和表 3 可以看出, FSDW 电机与 FSCW 电机相比, 在电磁成本降低 5% 的前提下, 效率提高了 1.65%。尽管 FSDW 电机具有较高的转子损耗, 但由于其定子绕组电阻低从而具有更低的定子铜耗, 因此具有更好的运行效率。如果 FSCW 电机采用切向转子磁体结构, 则可以大大降低转子涡流损耗, 从而进一步提高 FSDW 电机的运行效率。



(a) FSCW电机定子



(b) ISDW电机定子

图 13 样机电机实物图

表 2 样机电机电磁成本

项目	FSCW 电机	ISDW 电机
磁体质量 / kg	0.623	0.638
磁体成本 / RMB	214.9	220.1
铜线质量 / kg	2.132	2.433
铜线成本 / RMB	191.9	219.0
硅钢质量 / kg	16.687	15.606
硅钢成本 / RMB	91.8	85.8
总成本 / RMB	498.6	524.9

表 3 样机实验数据

性能	参数值	
	FSCW	ISDW
永磁反电势 / V	325.1	330.0
空载电流 / A	1.41	0.46
额定电流 / A	5.81	6.06
额定转矩 / Nm	24.91	25.04
额定功率 / W	2999.6	3024.7
额定效率 / %	90.81	89.16
绕组温升 / °C	56.5	54.6

5 结论

本文对比研究、设计了一台分数槽集中绕组 (FSCW) 内置式永磁同步电机和整数槽分布绕组 (ISDW) 内置式永磁同步电机, 并进行了样机试制和实验对比, 在此基础上, 为进一步提高 FSCW 电机的性能, 进行了转矩脉动、转子损耗等的研究, 得到如下结论:

(1) 通过对比研究 380V、3kW、1150r/min “一” 字型内置式转子磁体结构 10 极/12 槽 FSCW 电机和 8 极/48 槽 ISDW 电机表明, FSCW 电机具有更低的转矩脉动、更高的运行效率和更低的电磁成本, 尽管 “一” 字型内置式磁体 FSCW 电机具有更高的转子永磁体损耗;

(2) 针对 FSCW 电机, 可以通过定子齿顶车削的方法降低电机的转矩脉动;

(3) 针对 FSCW 电机, 与 “一” 字型转子磁体结构相比, 切向转子磁体结构具有很低的转子永磁体涡流损耗;

(4) 针对 FSCW 电机, 提高驱动控制系统的载波频率, 可以明显降低转矩脉动和噪声。

(下转第 28 页)

直线超声电机在绝对重力仪中的设计与研究

周利锋^{1,2}, 曹宇杰^{1,2}

(1. 南京工程学院 工程训练中心、应用技术学院, 南京 211167;

2. 南京工程学院 江苏省仿生控制技术与装备工程研究中心, 南京 211167)

摘要: 为满足高精度绝对重力仪的发展需求, 选用 V 型直线超声电机作为落体驱动机构作动器应用在高精度绝对重力仪中。该机构主要由基座、拖车、三棱镜和 V 型直线超声电机组成, 整体结构简单紧凑。V 型直线超声电机具备动态响应快、驱动力直接以及无电磁干扰等优良特性, 能够稳定驱动拖车。本研究首次采用 V 型直线超声电机作为绝对重力仪中落体驱动机构的作动器。重力实验测量结果表明, 该系统结构得到了有效简化, 测得的重力加速度精度达到 0.0001m/s^2 , 最大相对误差率不超过 0.0025% 。

关键词: V 型直线超声电机; 绝对重力仪; 重力加速度; 落体驱动机构; 作动器

中图分类号: TM359.4; TM359.9 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2026)04-0014-05

Design and Research of Linear Ultrasonic Motor in Absolute Gravimeter

ZHOU Lifeng^{1,2}, CAO Yujie^{1,2}

(1. Engineering Training Center, School of Applied Technology, Nanjing Institute of Technology, Nanjing 211167,

China; 2. Jiangsu Provincial Engineering Research Center of Bionic Control Technology and Equipment,

Nanjing Institute of Technology, Nanjing 211167, China)

Abstract: To address the technical bottlenecks in existing high-precision absolute gravimeters, this study introduced a V-type linear ultrasonic motor as the driving mechanism for the falling object. The designed apparatus, primarily comprising the VLUM, a base, a drag slider, and a triple prism, featured a simple and compact overall structure. The VLUM exhibited advantageous characteristics such as fast dynamic response, direct force output, and absence of electromagnetic interference, ensuring stable driving of the slider. This work represented the first application of a VLUM as the actuator in the drop mechanism of an absolute gravimeter. Gravity measurement results demonstrate that the system structure is effectively simplified, achieving a measured gravitational acceleration accuracy of 0.0001 m/s^2 with a maximum relative error not exceeding 0.0025% .

Key words: V-shaped linear ultrasonic motor; absolute gravimeter; gravitational acceleration; free-falling body driving mechanism; actuator

0 引言

高精度绝对重力仪^[1] (AGs) 作为现代重力基准测量的核心仪器, 它依托自由落体运动学原理, 通过激光干涉技术^[2,3] 和原子钟技术^[4,5], 实现对重力加速度的精密测量。由于这一技术体系既具有深厚的理论价值, 又具备战略级的工程意义^[6], 在地质勘探、基础物理、国防安全等领域都有着广泛的应用前景。

欧美国家在 AGs 领域率先实现技术产业化, 如法国 S. A. 公司通过上抛-下落式测量原理设计开发出的 GA60 型 AGs^[7], 测量精度达 $10\mu\text{Gal}$ 。美国学者 Faller 采用激光测量技术, 研发设计了 FG-5 型

AGs^[8], 进一步提高了测试精度。国内开展 AGs 研究较晚, 但随着各相关领域的需求增加, 也开始进入快速发展时期, 并逐渐缩小与世界先进水平的差距, 如中国地震局地球物理研究所吴琼团队研发设计的 Age-110 型激光干涉 AGs^[9], 通过改进隔振系统将测试精度提高约 1.5 倍。当前领域技术瓶颈在于落体驱动机构普遍采用电磁电机作动器, 存在结构复杂、响应速度慢及易受到电磁干扰^[10-13] 等缺点, 限制了高精度绝对重力仪技术的发展。

直线超声电机^[14-16] 是一种利用压电元件逆压电效应的新型微特电机。通过激发弹性体的谐振模式, 结合摩擦耦合作用进行定向驱动, 将微尺度的振动

收稿日期: 2025-09-11

基金项目: 南京工程学院人才引进科研启动基金资助项目 (YKJ202358)

作者简介: 周利锋 (1989), 男, 讲师, 硕士生导师, 研究方向为超声电机技术、仿生驱动技术等。

曹宇杰 (2002), 男, 硕士研究生, 研究方向为超声电机技术、仿生驱动技术等。

能量转化为宏观的旋转或直线运动^[17-19]。具有自锁特性，能实现高精度定位与毫秒级快速响应，其直接驱动方式出力平稳，兼具优异的抗电磁干扰能力，且易实现微型化，尤为契合高精度绝对重力仪对微驱动、抗干扰和稳定性的严苛要求，有望在该领域的关键部件驱动中发挥重要作用。

为此，本研究将 V 型直线超声电机(VLUSM)作为落体机构的作动器应用在高精度绝对重力仪中，进而通过实验验证其输出特性是否符合落体机构的驱动需求。利用实验平台，成功获取到重力加速度值。实验结果表明，由 VLUSM 驱动的绝对重力仪能够实现重力值的高精度测量，最大相对误差小于 0.0025%，展现出一定的可行性与优越性。

1 绝对重力仪测试原理

如图 1 所示，描述了基于 VLUSM 驱动的 AGs 的测试原理。VLUSM 作为落体驱动的核心部件，被安装在真空室内，用于驱动搭载三角棱镜的拖车。测量开始时，VLUSM 以超过当地重力加速度的加速度驱动拖车向下运动，分离拖车和三角棱镜，进入自由落体状态。激光条纹信号通过系统的光敏二极管捕获，并基于激光信号的时间间隔和下落距离精确计算出重力加速度 g 的值。每次测量结束后，VLUSM 驱动拖返回顶端初始位置，准备执行下一次落体过程，以实现连续、自动化的高精度重力测量。

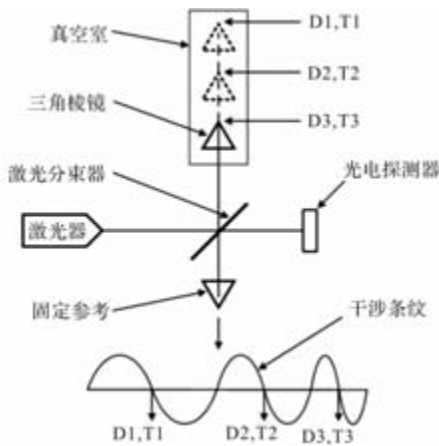


图 1 VLUSM 驱动的 AGs 测试原理图

2 基于 VLUSM 驱动的绝对重力仪

2.1 V 型直线超声电机原理

本研究采用 VLUSM 作为 AGs 落体驱动机构的动力源，其结构示意图 2 如图所示。该电机主要由定子、驱动足、夹持装置和压电陶瓷片组成。定子的振动由两路压电陶瓷片驱动，当施加其上的正弦

电压信号满足频率一致、幅值相等且相位差为 90° 的条件时，将激发出对称模态和反对称振动模态。通过两种模态的耦合，在定子驱动足处合成微观的椭圆轨迹运动，推动动子位移，并带动直线导轨进行往复直线运动。

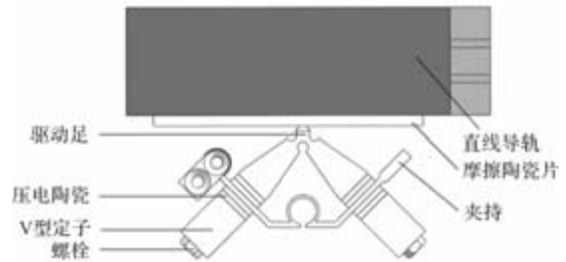


图 2 VLUSM 的结构示意图

2.2 VLUSM 驱动的绝对重力仪结构设计

基于 VLUSM 的落体驱动机构结构如图 3 所示，它由 VLUSM、基座、导轨、三角棱镜和拖车等部分组成。作为关键基础部件，基座上配置的三根圆柱起着至关重要的导向与支撑作用。支撑柱端部加装了缓冲机构，防止 VLUSM 因响应速度快而产生瞬时高速碰撞，进而保证测试精度和设备的使用寿命。图 4 展示的是三角棱镜组件的结构，包含棱镜和圆环拖体。圆环通过呈等边三角形分布的三个点与拖车接触，且圆环上连接螺栓的位置与棱镜支撑点的几何位置一致，实现棱镜光心与拖体质心的共点对齐，有利于减小系统的测量误差。

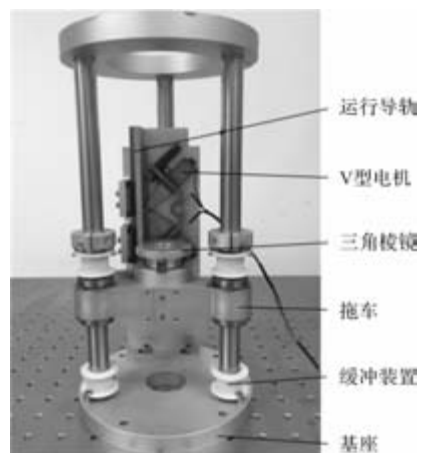


图 3 VLUSM 驱动的 AGs 结构示意图

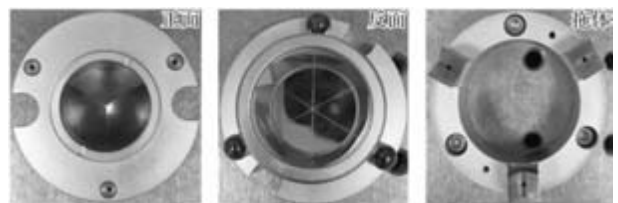


图 4 三角棱镜结构示意图

2.3 技术指标

为满足 AGs 落体驱动机构动力源的需求，需要对 VLUSM 的性能指标和 AGS 系统的技术参数进行综合分析，确保系统稳定运行。VLUSM 通过驱动导轨，带动拖车在系统运行过程中沿垂直方向往复运动。系统运行时，满足以下关系式：

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

式中， s ， t 分别对应棱镜下降的位移和时间，下落距离设置为 50mm， g 为当地重力加速度，且取值范围应在 9.7633 m/s^2 至 9.8619 m/s^2 之间。

图 5 描述了 VLUSM 的起动和停止响应曲线。可以得到，电机起动初期作近似匀加速运动，约 25 ms 后进入匀速稳态运行。当 VLUSM 驱动拖车向下运动时，需确保棱镜在运动过程中与拖车分离。在该过程中，系统需满足以下关系：

$$t \geq t_1 + t_2 \quad (2)$$

式中， t_1 为拖车从静止达到稳态速度时的运行时间， t_2 为拖车以稳态速度运行的时间。

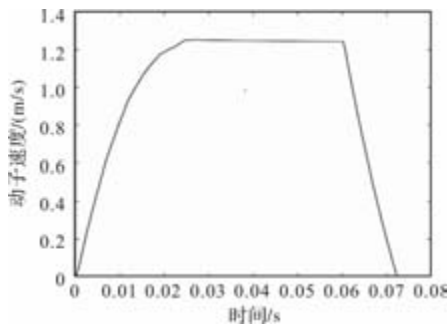


图 5 VLUSM 的起动和停止响应曲线

由于电机响应快、驱动速度大，可能导致拖车撞击系统，影响精度并损坏三棱镜。为确保精度，当拖车到达底部时，棱镜与拖车之间的距离应不超过 5 mm。因此，棱镜下落时应符合以下关系：

$$\begin{cases} \frac{1}{2}g(t_1 + t_2)^2 \geq 0.045 \\ \frac{1}{2}g(t_1 + t_2)^2 \leq 0.05 \end{cases} \quad (3)$$

根据式(1)~式(3)可知，为达到 AGs 的驱动需求，电机运行速度需要控制在 0.81 m/s 到 1.32 m/s 之间，同时考虑到系统运行的稳定性，本文选定电机的速度在 0.85 m/s 至 1.25 m/s 之间。

为保证系统重复测量的可行性，本文要求电机以不低于 30N 的输出力来提升总重 25 N 的结构部件，以确保系统复位过程的稳定可靠。

3 实验研究与分析

3.1 自然/真空环境下 VLUSM 输出性能实验研究与分析

图 6 为由真空复合环境试验系统、VLUSM 运动平台及驱动系统组合而成的 VLUSM 输出性能测试实验平台。实验前需要对 VLUSM 进行校验，维持内置 VLUSM 通过外部调节的稳定性。确保预紧弹簧的调节对定子产生预压力后再将 VLUSM 平台固定在舱内。密封舱门，保持舱内为 10^{-3} Pa 真空度和 26°C 。通过两个光电开关控制 VLUSM 正反运行，测量两开关间距和 VLUSM 单向运行时间，计算运行速度，并同步测量输出力。测试结束后切断电源，恢复常压(26°C)，打开舱门，调整弹簧预压力，为下一组实验做准备。



图 6 测试 VLUSM 在真空环境下输出特性实验平台

图 7 与图 8 展示了驱动频率对 VLUSM 运行速度及输出力的影响规律，并对比了真空与常压两种环境下的差异。由图可知，VLUSM 速度和输出力都随频率的升高呈现先升高后降低的趋势，在谐振频率附近达到最大。尽管两种环境下 VLUSM 的输出速度和输出力略有不同，但整体都处于比较好的状态。在真空环境下，VLUSM 在 38.5 kHz 至 39.3 kHz 的激励频率下工作时，其运行速度可稳定保持在 0.85 至 1.25 m/s 的区间。同一频段的输出力持续超过 30N，满足落体机构动态需求。

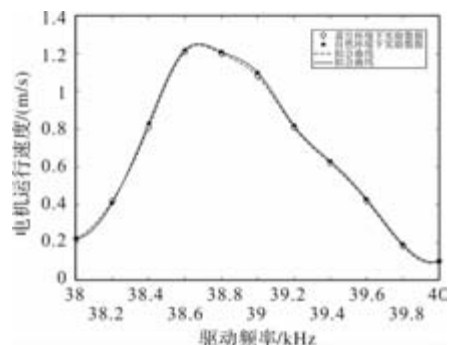


图 7 VLUSM 运行速度与驱动频率之间的变化关系

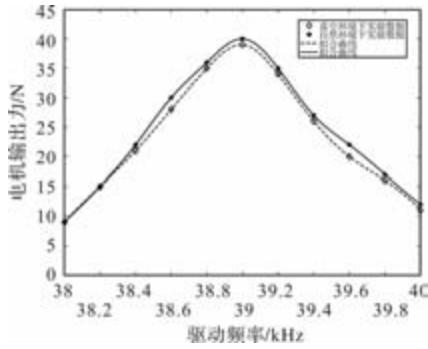


图8 VLUSM 输出力与驱动频率之间的变化关系

如图9、图10所示，在真空环境与自然环境下，预压力增大时，会先引起VLUSM的速度以及输出力增大。然而，过高的预压力会导致VLUSM输出速度与输出力显著下降。速度与输出力随预压力的变化关系表明，二者并非单调变化，而是存在一个共同的全局最优区间，使得两项性能指标同时最大化。在真空条件下，当预压力处于30 N至52 N之间时，VLUSM输出速度可稳定维持在0.85 m/s至1.25 m/s的范围内。对应范围内的输出力超30N，满足落体机构动态需求。

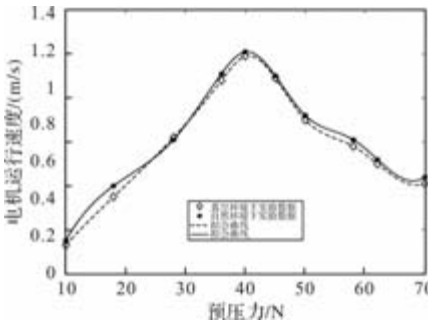


图9 VLUSM 运行速度与预压力之间的变化关系

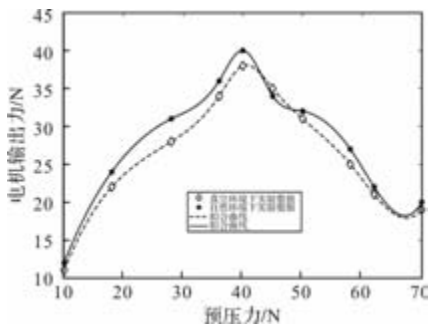


图10 VLUSM 输出力与预压力之间的变化关系

实验表明，VLUSM在真空环境下具备较高速度和较大输出的输出特性，满足作为绝对重力仪驱动落体驱动机构的应用需求。

3.2 VLUSM 驱动的 AGs 的实验研究与分析

如图11所示，由真空室、激光干涉系统(用于产生干涉条纹)、真空泵、隔振系统、驱动控制单元、数据处理系统以及数据采集卡等部件组成了

VLUSM 驱动的 AGs 测量系统测试平台。VLUSM 驱动机构整合在一起放在真空室内，整个平台通过刚性基座固定在隔离墩上，借助地基振动隔离的方式抵消外界微振动的影响，确保了重力加速度测量数据的稳定性和可靠性。

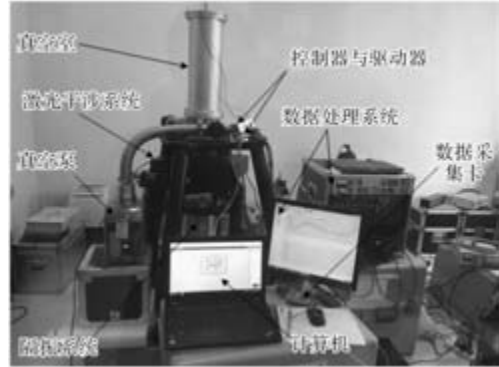


图11 VLUSM 驱动的绝对重力仪实验平台

实验开始前，需依次完成设备调试：在将VLUSM安装并调节预压力至满足驱动要求后，整个驱动系统被置于真空室中。确认所有信号通断正常后开始抽真空；最后对激光干涉系统进行精确校准，确保激光发射端、接收端与三角棱镜处于同一光轴。

上述步骤准备完毕后，即可开始测量重力值：启动驱动控制器后，待VLUSM运行30ms后开启数据采集系统；采集时间持续40ms，待VLSUM驱动拖车至导轨底端动后停止，分析处理采集得到的数据；为使拖车平稳地反向运行至导轨顶端，需要将驱动频率和两路激励信号之间的相位差调整180°。该流程循环执行，以实现连续多次测量，具体操作流程如图12所示。

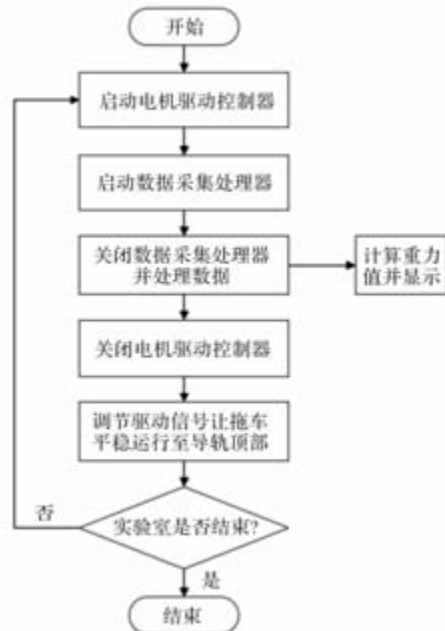


图12 VLUSM 驱动的 AGs 测量重力值的实验流程图

依据实验流程进行重力值测量实验。由于电机温度变化影响电机输出性能，针对电机热漂移影响，拖车到达底部和运行至顶部时停止 3 s，通过安装电机的平台散热以降低温度变化对电机输出性能的影响，以获取稳定可靠的实验数据。实验分 5 组，每组测试 20 次数据。为规避启动瞬间的振动干扰，启动电机 30ms 后同步激活激光与数据采集，仅采集运行后 30ms ~ 70ms 稳态数据；70ms 后终止激光及采集，规避底端撞击干扰；系统同步处理数据实时显示重力值后，切换激励相位差(90°变至 -90°)驱动拖车反向平稳运行至顶端，为下一组数据采集做准备。时序协同上，采用图 13 的驱动器与采集器启停逻辑，实现激励与采集同步，保证测试链时序一致性。

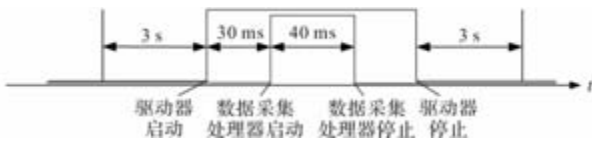


图 13 驱动器与数据采集处理器的启停顺序

3.3 实验结果与分析

为评估 VLUSM 驱动的绝对重力测量系统的准确性，实验选用 FG-5 型高精度绝对重力仪作为基准装置，在同一测量点位实施了同步对比测试。实验结果如图 14 所示，对比表明 VLUSM 驱动的 AGs 测量精度可达 0.0001 m/s²。此外，本研究将相对误差 r 作为系统性能评价指标，其定义如：

$$r = \left| 1 - \frac{T_v}{T_f} \right| \times 100\% \quad (4)$$

式中， T_v 为 VLUSM 驱动的 AGs 测试结果， T_f 为 FG-5 型 AGs 测试结果。

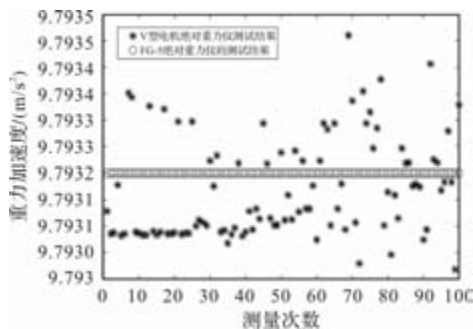


图 14 VLUSM 驱动的 AGs 与 FG-5 型 AGs 测试结果对比图

如图 15 所示，VLUSM 驱动的 AGs 与 FG-5 型 AGs 所获得的测量数据表明，忽略测试误差，VLUSM 驱动的 AGs 的测量结果与 FG-5 型 AGs 测量结果的相对误差始终保持在 0.0025% 以内。

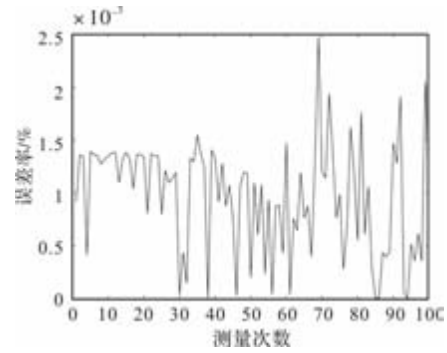


图 15 VLUSM 驱动的 AGs 与 FG-5 型 AGs 测试结果相对误差变化曲线

4 结论

为了更好地满足高精度绝对重力仪发展的需求，将 VLUSM 作为落体驱动机构的作动器用于绝对重力仪中。实验结果表明，VLUSM 在真空环境下具备良好的输出特性，其性能满足 AGs 驱动装置对动力源的技术要求，通过在同一测量点与 FG-5 型 AGs 进行对比实验，测得两者的最大相对误差小于 0.0025%。该结构不仅紧凑，还能保证高精度的测量效果，且不受电磁干扰，这些特点充分证明了它在高精度绝对重力测量应用中的可行性和显著优势。

参考文献

- [1] 吴琼. 高精度绝对重力仪关键技术研究[D]. 北京: 中国地震局地球物理研究所, 2011.
- [2] 吴琼, 滕云田, 张兵, 等. 世界重力梯度仪的研究现状[J]. 物探与化探, 2013, 37(05): 761-768.
- [3] 胡华, 伍康, 申磊, 等. 新型高精度绝对重力仪[J]. 物理学报, 2012, 61(09): 544-551.
- [4] 刘达伦, 吴书清, 徐进义, 等. 绝对重力仪研究的最新进展[J]. 地球物理学进展, 2004(04): 739-742.
- [5] 周敏康. 原子干涉重力测量原理性实验研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2011.
- [6] 胡华, 李哲, 李刚, 等. T-1A 型高精度绝对重力仪[J]. 导航与控制, 2015, 14(02): 17-22, 9.
- [7] 陈海. 绝对重力仪中直线超声电机驱动技术研究[D]. 北京: 中国地震局地震研究所, 2015.
- [8] Torge, 赵珞成. 移动式绝对重力仪 JILAG—3 的最初结果[J]. Geo-spatial Information Science, 1992, (1): 25-30.
- [9] 吴琼, 滕云田, 张兵, 等. 绝对重力仪研制中仪器测量高度的计算[J]. 武汉大学学报(信息科学版), 2017, 42(12): 1773-1778.

(下转第 28 页)

飞轮储能系统用高速无槽永磁电机空载电磁性能解析分析

郑欣, 汤毅, 刘晓, 陈博, 王鸣宇

(广东电网有限责任公司 广州越秀供电局 广州)

摘要: 高速无槽永磁电机具有高效、无齿槽转矩等特性, 在飞轮储能领域得到广泛关注。为了提高高速无槽永磁电机电磁性能计算效率, 本文基于标量磁位法, 建立了考虑极弧系数、极对数及充磁方式等因素的高速无槽永磁电机空载解析模型。首先, 推导了不同极槽配合下的高速无槽永磁电机气隙磁密及反电动势解析模型。其次, 基于解析模型计算了具有不同极对数的高速无槽永磁电机的气隙磁密及相反电动势, 并与有限元法所得结果进行对比。最后, 搭建了一台6线圈组2对极的高速无槽永磁电机样机空载反电动势测量平台, 验证了提出的高速无槽永磁电机解析模型的准确性。

关键词: 标量磁位法; 气隙磁密; 无槽永磁电机; 空载

中图分类号: TM341; TM351; TM355 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-6848(2026)04-0019-10

Analyze the No-load Electromagnetic Performance of Slotless High-speed Permanent Magnet Brushless Motor for Flywheel Energy System

ZHENG Xin, TANG Yi, LIU Xiao, CHEN Bo, WANG Mingyu

(Guangzhou Yuexiu Power Supply Bureau of Guangdong Power Grid Co., LTD., Guangzhou 510699, China)

Abstract: Slotless high-speed permanent magnet motors have gained attention in the field of flywheel energy storage due to their high efficiency and cogging-free torque. Focusing on the structure of a surface-mounted slotless HSPMBL, an analytical no-load model of the motor was established using the scalar magnetic potential method. This model incorporated the influence of factors such as the pole-arc coefficient, number of pole pairs, and magnetization pattern on the air-gap magnetic flux density and back-EMF. The analytical model was preliminarily verified using the finite element method (FEM). Subsequently, a 6-coil-group / 4-pole prototype was designed, and a no-load back-EMF measurement platform was constructed for testing. Experimental results demonstrate that the analytical method is simple yet accurate. The derived analytical approach offers valuable reference for the rapid electromagnetic design of slotless high-speed permanent magnet motors.

Key words: scalar magnetic potential method; air-gap magnetic flux density; slotless permanent magnet motor; no-load

0 引言

高速无槽永磁电机具有效率高、控制性能优越、尺寸小和重量轻等特性, 在飞轮储能领域得到广泛关注^[1-2]。在高速无槽永磁电机的初始设计阶段, 电磁性能计算是首要完成的关键步骤。而有限元计算方法虽然有效, 但通常耗时且耗费资源^[3]。因此, 为了提高高速无槽永磁电机设计效率, 需要一种计算方法来系统计算高速无槽永磁电机电磁性能^[4-5]。

现有高速无槽永磁电机的分析方法大致可分为矢量磁位法和标量磁位法两种类型。矢量磁位法中,

文献[6-7]采用二维解析方法求解不同充磁方式的无槽永磁电机的空载磁场分布和电枢反应磁场分布, 得到转矩的准确解析表达式; 文献[8]提出了一种更全面的解析方法来计算不同电枢电流波形下的电感、反电动势和电磁转矩, 并得到了电磁特性的显式解析表达式。在标量磁位法中, 文献[9]采用二维解析方法计算无槽永磁电机中的空载气隙磁场分布。该方法基于极坐标中的二维模型, 通过求解气隙和永磁区域中的拉普拉斯和准泊松方程来获得解析解, 并通过有限元计算验证。在上述方法的基础上, 文献[10]提出了一种设计双层磁极无刷直流电机的简化解

收稿日期: 2025-06-27

作者简介: 郑欣(1981), 男, 硕士, 研究方向为新型电力系统与智能电网及储能技术。

汤毅(1973), 男, 硕士, 研究方向为新型电力系统与智能电网。

刘晓(1987), 男, 学士, 研究方向为配电网智能运维技术。

陈博(1986), 男, 学士, 研究方向为保供电前沿技术与先进装备。

王鸣宇(1993), 男, 学士, 研究方向为配电网智能运维技术。

析方法,建立了电机的解析模型,可以解析求解电磁性能,并为给定的参数生成电机设计方案。

在文献[9]中,提出了一种利用标量磁位的简单方法来分析和计算气隙内的磁通量密度。然而,在分析过程中,注意到 A_{sn} 的分母 M_n 可能为零,缺乏其对高速无槽永磁电机解析计算模型的影响研究。另一方面,在高速电机中,2对极拓扑结构被应用的越来越多,而对2对极电机的设计及验证却较少。

基于上述问题,本文建立了一个更全面的高速无槽永磁电机解析模型,适用于不同极对数及极槽配合,并通过实验验证了所提解析模型的准确性。

1 气隙磁密解析

1.1 控制方程推导

图1描绘了具有极对数 $p=2$ 的高速无槽永磁电机的二维截面图。它的设计采用了一个简单的结构,包括转子铁心、永磁体、无槽绕组和定子铁心。其中无槽电枢绕组位于气隙中(图中未画出),采用专用漆包线、绝缘材料、绕组支架和粘合剂制成,具有卓越的机械强度、绝缘强度和耐热性。鉴于不同 p 引起的高速无槽永磁电机之间气隙磁密表达式的差异,必须单独计算每种配置的电磁参数。

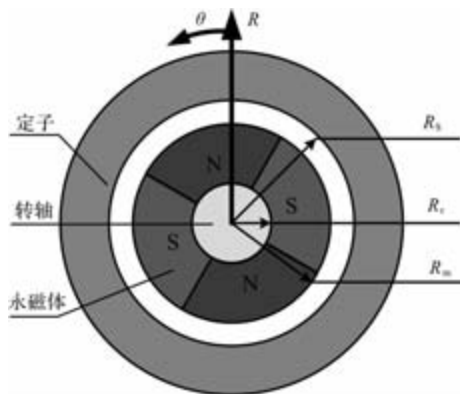


图1 高速无槽永磁电机二维截面图

为了求解电机的磁场分布,做出了以下规定或假设:

- (1) 使用二维极坐标系作为参考系。
- (2) 逆时针方向是旋转的正方向。
- (3) 永磁体的N极轴线位于初始位置。
- (4) 铁心磁导率为无穷大。

气隙区域I和永磁体区域II中的磁密和磁场强度之间的关系如:

$$\begin{cases} \vec{B}_I = \mu_0 \vec{H}_I \\ \vec{B}_{II} = \mu_0 \mu_r \vec{H}_{II} + \mu_0 \vec{M} \end{cases} \quad (1)$$

式中, \vec{B}_I 为气隙中的磁密, \vec{B}_{II} 为永磁体中的磁密, \vec{H}_I 为气隙中的磁场强度, \vec{H}_{II} 为永磁体中的磁场强度, μ_0 为真空磁导率, μ_r 为相对磁导率, \vec{M} 为剩余磁化强度。

对于具有线性第二象限退磁曲线的永磁体,剩余磁化强度矢量的大小为

$$\vec{M} = \frac{\vec{B}_r}{\mu_0} \quad (2)$$

在二维极坐标系中:

$$\vec{H} = H_r \vec{e}_r + H_\theta \vec{e}_\theta = -\nabla\varphi = -\frac{\partial\varphi}{\partial r} \vec{e}_r - \frac{1}{r} \frac{\partial\varphi}{\partial\theta} \vec{e}_\theta \quad (3)$$

旋度为零的向量场可以表示为标量场的梯度。根据电磁场理论,在气隙中:

$$\begin{cases} \nabla \times \vec{H}_I = 0 \\ \nabla \cdot \vec{B}_I = \mu_0 \nabla \cdot \vec{H}_I = -\mu_0 \nabla \cdot \nabla\varphi_1 = 0 \end{cases} \quad (4)$$

式中, φ_1 为气隙中标量磁位。

因此,气隙控制方程为

$$\nabla \cdot \nabla\varphi_1 = 0 \quad (5)$$

在永磁体中有:

$$\begin{cases} \nabla \times \vec{H}_{II} = 0 \\ \nabla \cdot \vec{B}_{II} = 0 \end{cases} \quad (6)$$

永磁体的控制方程为

$$\nabla^2 \varphi_{II} = \frac{\nabla \cdot \vec{M}}{\mu_r} \quad (7)$$

式中, φ_{II} 为永磁体中标量磁位。

剩余磁化强度矢量由极坐标系中的一组基矢量表示为

$$\vec{M} = M_r \vec{e}_r + M_\theta \vec{e}_\theta \quad (8)$$

对于径向充磁和平行充磁,剩磁可以用傅里叶级数的形式表示为

$$\begin{cases} M_r = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} M_m \cos np\theta \\ M_\theta = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} M_{\theta n} \sin np\theta \end{cases} \quad (9)$$

式中, M_m 、 $M_{\theta n}$ 分别为径向和切向磁化强度的傅里叶级数系数, n 为谐波阶数, p 为永磁体的磁极对数, α_p 为永磁体的极弧系数。

径向充磁傅里叶级数系数为

$$\begin{cases} M_{rn} = 2 \frac{B_r}{\mu_0} \alpha_p \frac{\sin(n\pi\alpha_p/2)}{n\pi\alpha_p/2} \\ M_{\theta n} = 0 \end{cases} \quad (10)$$

平行充磁傅里叶级数系数表示为

$$\begin{cases} M_{rn} = \frac{B_r}{\mu_0} \alpha_p \left[\frac{\sin(\alpha_p \pi/p)}{\alpha_p \pi/p} + 1 \right] \\ M_{\theta n} = \frac{B_r}{\mu_0} \alpha_p \left[\frac{\sin(\alpha_p \pi/p)}{\alpha_p \pi/p} - 1 \right] \end{cases}, np = 1 \quad (11)$$

$$\begin{cases} M_{rn} = \frac{B_r}{\mu_0} \alpha_p [M_+ + M_-] \\ M_{\theta n} = \frac{B_r}{\mu_0} \alpha_p [M_+ - M_-] \end{cases}, np \neq 1 \quad (12)$$

其中

$$\begin{cases} M_+ = \frac{\sin[(np+1)\alpha_p \pi/(2p)]}{(np+1)\alpha_p \pi/(2p)} \\ M_- = \frac{\sin[(np-1)\alpha_p \pi/(2p)]}{(np-1)\alpha_p \pi/(2p)} \end{cases} \quad (13)$$

剩余磁化强度的散度为

$$\nabla \cdot \vec{M} = \frac{M_r}{r} + \frac{\partial M_r}{\partial r} + \frac{1}{r} \frac{\partial M_\theta}{\partial \theta} = \frac{\sum_{n=1,3,5,\dots} (M_{rn} + npM_{\theta n}) \cos np\theta}{r} \quad (14)$$

其中

$$\frac{\partial M_r}{\partial r} = 0 \quad (15)$$

因此, 电机中气隙和永磁体的控制方程为

$$\frac{\partial^2 \varphi_I}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \varphi_I}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 \varphi_I}{\partial \theta^2} = 0 \quad (16)$$

$$\frac{\partial^2 \varphi_{II}}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \varphi_{II}}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 \varphi_{II}}{\partial \theta^2} = \frac{\sum_{n=1,3,5,\dots} M_n \cos np\theta}{r\mu_r} \quad (17)$$

其中, M_n 为

$$M_n = \begin{cases} M_{rn} + npM_{\theta n}, \text{平行充磁} \\ M_{rn}, \text{径向充磁} \end{cases} \quad (18)$$

边界条件为

$$\begin{cases} H_{\theta I}(r, \theta) \big|_{r=R_s} = 0 \\ H_{\theta II}(r, \theta) \big|_{r=R_r} = 0 \\ B_{rI}(r, \theta) \big|_{r=R_m} = B_{rII}(r, \theta) \big|_{r=R_m} \\ H_{\theta I}(r, \theta) \big|_{r=R_m} = H_{\theta II}(r, \theta) \big|_{r=R_m} \end{cases} \quad (19)$$

对于 p 导致的永磁体中控制方程解的形式差异, 将在两种情况下进行计算。

1.2 $np \neq 1$

通过求解方程式(16)和式(17)得到的气隙和永

磁体标量磁位的解为

$$\varphi_I(r, \theta) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} (A_{nI} r^{np} + B_{nI} r^{-np}) \cos np\theta \quad (20)$$

$$\begin{aligned} \varphi_{II}(r, \theta) = & \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} (A_{nII} r^{np} + B_{nII} r^{-np}) \cos np\theta + \\ & \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{M_n}{\mu_r [1 - (np)^2]} r \cos np\theta \end{aligned} \quad (21)$$

气隙中的径向和切向磁密分别为

$$\begin{aligned} B_{rI}(r, \theta) = & -\mu_0 \frac{\partial \varphi_I(r, \theta)}{\partial r} = \\ & -\mu_0 \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} np (A_{nI} r^{np-1} - B_{nI} r^{-np-1}) \cos np\theta \end{aligned} \quad (22)$$

$$\begin{aligned} B_{\theta I}(r, \theta) = & -\mu_0 \frac{1}{r} \frac{\partial \varphi_I(r, \theta)}{\partial \theta} = \\ & \mu_0 \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} np (A_{nI} r^{np-1} + B_{nI} r^{-np-1}) \sin np\theta \end{aligned} \quad (23)$$

永磁体中的径向和切向磁密分别为

$$\begin{aligned} B_{rII}(r, \theta) = & -\mu_0 \mu_r \frac{\partial \varphi_{II}(r, \theta)}{\partial r} + \mu_0 M_r = \\ & -\mu_0 \mu_r \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} np (A_{nII} r^{np-1} - B_{nII} r^{-np-1}) \cos np\theta - \\ & \mu_0 \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{M_n}{[1 - (np)^2]} \cos np\theta + \\ & \mu_0 \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} M_{rn} \cos np\theta \end{aligned} \quad (24)$$

$$\begin{aligned} B_{\theta II}(r, \theta) = & -\mu_0 \mu_r \frac{1}{r} \frac{\partial \varphi_{II}(r, \theta)}{\partial \theta} + \mu_0 M_\theta = \\ & -\frac{\mu_0 \mu_r}{r} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} np (A_{nII} r^{np-1} - B_{nII} r^{-np-1}) \sin np\theta - \\ & \mu_0 \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{np M_n}{[1 - (np)^2]} \sin np\theta + \\ & \mu_0 \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} M_{\theta n} \sin np\theta \end{aligned} \quad (25)$$

将式(22)~式(25)代入式(19)可得:

$$\begin{cases} A_{nI} = -\frac{1}{\mu_r} \frac{R_m^{-np+1}}{(np)^2 - 1} \frac{\alpha_1}{\chi} \\ B_{nI} = \frac{1}{\mu_r} \frac{R_m^{-np+1}}{(np)^2 - 1} \frac{\alpha_1}{\chi} R_s^{2np} \\ A_{nII} = -\frac{1}{\mu_r} \frac{R_m^{-np+1}}{(np)^2 - 1} \frac{\alpha_2}{\chi} \\ B_{nII} = \frac{M_n}{\mu_r} \frac{R_r^{np+1}}{(np)^2 - 1} + \frac{1}{\mu_r} \frac{R_m^{-np+1}}{(np)^2 - 1} \frac{\alpha_2}{\chi} R_r^{2np} \end{cases} \quad (26)$$

其中,

$$\begin{cases} \chi = \frac{\mu_r + 1}{\mu_r} (R_s^{2np} - R_r^{2np}) - \frac{\mu_r - 1}{\mu_r} (R_m^{2np} - \frac{R_s^{2np} R_r^{2np}}{R_m^{2np}}) \\ \beta = M_n R_r^{np+1} R_m^{np-1} \left((1 + \frac{1}{\mu_r}) - (1 - \frac{1}{\mu_r}) \frac{R_s^{2np}}{R_m^{2np}} \right) \\ \alpha_1 = (A_n - M_n) R_m^{2np} + 2M_n R_r^{np+1} R_m^{np-1} - (A_n + M_n) R_r^{2np} \\ \quad (A_n - \frac{M_n}{\mu_r}) R_m^{2np} - (A_n + \frac{M_n}{\mu_r}) R_s^{2np} + \beta \\ \alpha_2 = \frac{\quad}{\chi} \end{cases} \quad (27)$$

$$A_n = \begin{cases} \frac{M_n}{np} + (np - \frac{1}{np}) M_m, \text{平行充磁} \\ np M_n, \text{径向充磁} \end{cases} \quad (28)$$

在文献[9]中有:

$$A_{3n} = \begin{cases} \frac{1}{np} + (np - \frac{1}{np}) \frac{M_m}{M_n}, \text{平行充磁} \\ np, \text{径向充磁} \end{cases} \quad (29)$$

对于式(29), 当 $\begin{cases} np \neq 1 \\ n\alpha_p = 1 \end{cases}$ 时, $M_n = 0$, 此时分母出现为 0 的情况, 导致计算出现奇异值。因此, 本文选择 $A_n = A_{3n} M_n$ 避免分母为零, 使计算合理。

经过一系列简化, 对于 $np \neq 1$ 时内转子永磁无槽电机, 径向和切向气隙磁密为

$$\begin{cases} B_{r1}(r, \theta) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} K_B(n) f_{Br}(r) \cos np\theta \\ B_{\theta1}(r, \theta) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} K_B(n) f_{B\theta}(r) \sin np\theta \end{cases} \quad (30)$$

其中,

$$\begin{cases} f_{Br}(r) = \left(\frac{r}{R_s}\right)^{np-1} \left(\frac{R_m}{R_s}\right)^{np+1} + \left(\frac{R_m}{r}\right)^{np+1} \\ f_{B\theta}(r) = \left(\frac{r}{R_s}\right)^{np-1} \left(\frac{R_m}{R_s}\right)^{np+1} + \left(\frac{R_m}{r}\right)^{np+1} \end{cases} \quad (31)$$

$$K_B(n) = \frac{\mu_0}{\mu_r} \frac{np}{(np)^2 - 1} \frac{R_s^{2np}}{R_m^{2np}} \frac{\alpha_1}{\chi} \quad (32)$$

1.3 $np = 1$

$np = 1$ 表示 n 和 p 都等于 1。此时, 气隙标量磁位为

$$\varphi_1(r, \theta) = (A_{11}r + B_{11}r^{-1}) \cos\theta \quad (33)$$

永磁体标量磁位为

$$\varphi_{11}(r, \theta) = (A_{111}r + B_{111}r^{-1}) \cos\theta + \frac{M_1 r \ln r \cos\theta}{2\mu_r} \quad (34)$$

气隙和永磁体中的径向和切向磁密分别为

$$\begin{cases} B_{r1}(r, \theta) = -\mu_0 (A_{11} - B_{11}r^{-2}) \cos\theta \\ B_{\theta1}(r, \theta) = \mu_0 \frac{1}{r} (A_{11}r - B_{11}r^{-1}) \sin\theta \end{cases} \quad (35)$$

$$\begin{cases} B_{r11}(r, \theta) = -\mu_0 \mu_r \frac{\partial \varphi_{11}(r, \theta)}{\partial r} + \mu_0 M_r \\ B_{\theta11}(r, \theta) = -\mu_0 \mu_r \frac{1}{r} \frac{\partial \varphi_{11}(r, \theta)}{\partial \theta} + \mu_0 M_{\theta} \end{cases} \quad (36)$$

将式(35)和式(36)带入式(19)可得

$$\begin{cases} A_{11} = -\frac{\eta}{2\mu_r} \\ B_{11} = \frac{\eta}{2\mu_r} R_s^2 \\ A_{111} = -\frac{\rho}{2\mu_r} - \frac{M_1}{2\mu_r} \ln R_m \\ B_{111} = \frac{\rho}{2\mu_r} R_r^2 + \frac{M_1}{2\mu_r} \ln \frac{R_m}{R_r} R_r^2 \end{cases} \quad (37)$$

其中,

$$\eta = \frac{A_1 \left(\frac{R_m}{R_s}\right)^2 - A_1 \left(\frac{R_r}{R_s}\right)^2 + M_1 \left(\frac{R_r}{R_s}\right)^2 \ln \left(\frac{R_m}{R_r}\right)^2}{\frac{\mu_r + 1}{\mu_r} \left[1 - \left(\frac{R_r}{R_s}\right)^2\right] - \frac{\mu_r - 1}{\mu_r} \left[\left(\frac{R_m}{R_s}\right)^2 - \left(\frac{R_r}{R_m}\right)^2\right]} \quad (38)$$

$$\rho = \frac{A_1 \left(\frac{R_m}{R_s}\right)^2 - A_1 + \gamma}{\frac{\mu_r + 1}{\mu_r} \left[1 - \left(\frac{R_r}{R_s}\right)^2\right] - \frac{\mu_r - 1}{\mu_r} \left[\left(\frac{R_m}{R_s}\right)^2 - \left(\frac{R_r}{R_m}\right)^2\right]} \quad (39)$$

$$\gamma = M_1 \ln \frac{R_m}{R_r} \left[\frac{\mu_r + 1}{\mu_r} \left(\frac{R_r}{R_s}\right)^2 - \frac{\mu_r - 1}{\mu_r} \left(\frac{R_r}{R_m}\right)^2 \right] \quad (40)$$

$$A_1 = \begin{cases} 2M_{r1} - M_1, \text{平行充磁} \\ M_1, \text{径向充磁} \end{cases} \quad (41)$$

当 $np = 1$ 时, 气隙径向及切向气隙磁密为

$$\begin{cases} B_{r1}(r, \theta) = K_B f_{Br}(r) \cos\theta \\ B_{\theta1}(r, \theta) = K_B f_{B\theta}(r) \sin\theta \end{cases} \quad (42)$$

其中

$$K_B = \frac{\mu_0 \eta}{2\mu_r} \quad (43)$$

$$\begin{cases} f_{Br}(r) = 1 + \left(\frac{R_s}{r}\right)^2 \\ f_{B\theta}(r) = -1 + \left(\frac{R_s}{r}\right)^2 \end{cases} \quad (44)$$

永磁体中的径向和切向磁密为

$$B_{r1}(r, \theta) = \frac{\mu_0}{2} \rho \left[1 + \left(\frac{R_r}{r} \right)^2 \right] \cos \theta + \frac{\mu_0}{2} \left[A_1 - M_1 \ln \frac{r}{R_m} + M_1 \left(\frac{R_r}{r} \right)^2 \ln \frac{R_m}{R_r} \right] \cos \theta \quad (45)$$

$$B_{\theta 1}(r, \theta) = -\frac{\mu_0}{2} \rho \left[1 - \left(\frac{R_r}{r} \right)^2 \right] \sin \theta - \frac{\mu_0}{2} \left[-M_1 + A_1 - M_1 \ln \frac{r}{R_m} + M_1 \left(\frac{R_r}{r} \right)^2 \ln \frac{R_m}{R_r} \right] \sin \theta \quad (46)$$

1.4 小结

内转子高速无槽永磁电机的气隙磁密表达式可分为两种情况

(1) 对于 $np \neq 1$ 平行和径向充磁, 气隙磁密可以表示为

$$\begin{cases} B_{r1}(r, \theta) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} K_B(n) f_{Br}(r) \cos np\theta \\ B_{\theta 1}(r, \theta) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} K_B(n) f_{B\theta}(r) \sin np\theta \end{cases} \quad (47)$$

其中,

$$K_B(n) = \frac{\mu_0}{\mu_r} \frac{np}{(np)^2 - 1} \frac{R_s^{2np}}{R_m^{2np}} \frac{\alpha_1}{\chi} \quad (48)$$

$$\begin{cases} f_{Br}(r) = \left(\frac{r}{R_s} \right)^{np-1} \left(\frac{R_m}{R_s} \right)^{np+1} + \left(\frac{R_m}{r} \right)^{np+1} \\ f_{B\theta}(r) = -\left(\frac{r}{R_s} \right)^{np-1} \left(\frac{R_m}{R_s} \right)^{np+1} + \left(\frac{R_m}{r} \right)^{np+1} \end{cases} \quad (49)$$

(2) 对于 $np = 1$ 平行和径向充磁, 气隙磁通量密度可以表示为

$$\begin{cases} B_{r1}(r, \theta) = K_B f_{Br}(r) \cos \theta \\ B_{\theta 1}(r, \theta) = K_B f_{B\theta}(r) \sin \theta \end{cases} \quad (50)$$

其中,

$$K_B = \frac{\mu_0 \eta}{2\mu_r} \quad (51)$$

$$\begin{cases} f_{Br}(r) = 1 + \left(\frac{R_s}{r} \right)^2 \\ f_{B\theta}(r) = -1 + \left(\frac{R_s}{r} \right)^2 \end{cases} \quad (52)$$

2 反电动势解析

在上一章中, 对内转子高速无槽永磁电机不同充磁方式的气隙磁密进行了详细推导, 其中 p 对解析表达式有影响。因此, 在本章中, 反电动势解析计算将分为两种情况: $p = 1$ 和 $p \neq 1$ 。

$p = 1$ 的高速无槽永磁电机主要采用 3 线圈组或

6 线圈组拓扑设计, 如图 2 所示。绕组的内半径和外半径分别表示为 R_{ci} 和 R_{co} , 而线圈的内跨度和外跨度相应地表示为 2β 和 2γ 。 $R - \theta$ 表示定子参考坐标系, $\alpha = \omega t + \theta$ 表示转子的 N 极轴与定子参考坐标系起始位置的角度偏差。其中, ω 表示转子旋转的机械角速度, θ 表示转子的初始位置角 (以机械角度表示)。

设 C_{dsi} 表示第 i 个线圈的绕组方向。如果绕组方向与预定义的绕组参考方向一致, 则将其归类为正绕组, 其中 $C_{dsi} = 1$ 。相反, 如果绕组方向与预定义的绕组参考方向相反, 则将其归类为负绕组, 在这种情况下, $C_{dsi} = -1$ 。

假设每相有 N_c 线圈组, 每个线圈组的中心位置角表示为 α_i 。具体来说, 对于 A 相绕组内的 A1 线圈, $\alpha_i = 0$, 而对于同一 A 相绕组内的 A2 线圈, $\alpha_i = \pi$ 。

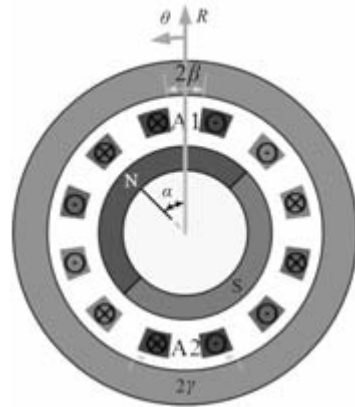


图 2 $p = 1$ 的高速无槽永磁电机的拓扑结构

2.1 $p = 1$

$p = 1$ 的高速无槽永磁电机常采用两极平行充磁的磁环, 减少了转子护套的使用, 使电机结构更简单。根据上一章, 计算气隙磁密的解析公式如下

$$B_r(r, \theta) = K_B f_{Br}(r) \cos(\theta - \alpha) \quad (53)$$

其中,

$$K_B = \frac{(R_m^2 - R_r^2) R_m^2 B_r}{(\mu_r + 1)(R_m^2 R_s^2 - R_m^2 R_r^2) - (\mu_r - 1)(R_m^4 - R_s^2 R_r^2)} \quad (54)$$

根据二重积分法, 第 i 个线圈组的反电动势为

$$\begin{aligned} E_{Ai} &= C_{dsi} l \omega \frac{N_l}{S} \left(\iint_{A^+} B_r(r, \theta) r dS - \iint_{A^-} B_r(r, \theta) r dS \right) = \\ &C_{dsi} \omega K_B l N_l R_c \sin(\omega t - \alpha_i + \theta_0) = -\omega \frac{t_{wAi}}{i_A} \end{aligned} \quad (55)$$

式中, N_l 为线圈组的匝数。

$$R_e = \frac{4 \left(\frac{R_{co}^3 - R_{ci}^3}{3} + R_s^2 (R_{co}^2 - R_{ci}^2) \right) (\cos\beta - \cos\gamma)}{(R_{co}^2 - R_{ci}^2) (\gamma - \beta)} \quad (56)$$

以‘3C2P’代表 3-coil assembly, 2-pole 的缩写, 其含义为 3 个线圈组 2 极或三个线圈组一对极。

对于 3C2P 电机, 线圈每相的总匝数为 N_1 , 则 A 相绕组的反电动势为

$$\begin{aligned} E_{wA} &= E_{wA1} = -K_B l N_1 \omega R_e \sin(\omega t - \alpha_1 + \theta_0) \\ &= -K_B \omega l N_1 R_e \sin(\omega t + \theta_0) \end{aligned} \quad (57)$$

对于 6C2P 电机, 假设每相绕组的并联分支数为 1, 线圈每相的总匝数为 N_1 , 则 A 相绕组的两个线圈的反电动势为

$$\begin{aligned} E_{wA1} &= -C_{ds1} \omega K_B l i_A \frac{N_1}{2} R_e \sin(\omega t - \alpha_1 + \theta_0) = \\ &= -\frac{1}{2} \omega K_B l i_A N_1 R_e \sin(\omega t + \theta_0) \end{aligned} \quad (58)$$

$$\begin{aligned} E_{wA2} &= -C_{ds2} \omega K_B l i_A \frac{N_1}{2} R_e \sin(\omega t - \alpha_2 + \theta_0) = \\ &= \frac{1}{2} K_B l i_A \omega N_1 R_e \sin(\omega t - \pi + \theta_0) \end{aligned} \quad (59)$$

因此, A 相绕组的总反电动势为

$$E_{wA} = E_{wA1} + E_{wA2} = -K_B \omega l i_A N_1 R_e \sin(\omega t + \theta_0) \quad (60)$$

可以观察到, 对于总匝数 N_1 , 3C2P 和 6C2P 电机的相反电动势表达式保持相同, 但是 R_e 的值不同。

2.2 $p \neq 1$

当高速无槽永磁电机采用多极设计时, 它表现出许多优势。A 相绕组的第 i 个线圈组的反电动势可以表示为

$$\begin{aligned} E_{wAi} &= -C_{dsi} l i_A \frac{N_1}{S} \omega \left(\iint_{A^+} B_r(r, \theta) r dS - \iint_{A^-} B_r(r, \theta) r dS \right) = \\ &= -\frac{4C_{dsi} l i_A N_1 \omega}{p(\gamma - \beta)(R_{co}^2 - R_{ci}^2)} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} K_B(n) R_e(n) T(n) \end{aligned} \quad (61)$$

其中,

$$R_e(n) = \begin{cases} R_{e1}(n) + R_{e2}(n), np \neq 2 \\ \left(\frac{R_m}{R_s} \right)^3 \frac{R_{co}^4 - R_{ci}^4}{4R_s^3} + R_m^3 \ln \frac{R_{co}}{R_{ci}}, np = 2 \end{cases} \quad (62)$$

$$\begin{cases} R_{e1}(n) = \left(\frac{R_m}{R_s} \right)^{np+1} \frac{R_{co}^{np+2} - R_{ci}^{np+2}}{R_s^{np-1}(np+2)} \\ R_{e2}(n) = \frac{R_m^{np+1}}{2-np} \left(\frac{1}{R_{co}^{np-2}} - \frac{1}{R_{ci}^{np-2}} \right) \end{cases} \quad (63)$$

$$E(n) = \frac{\cos n p \beta - \cos n p \gamma}{n} \sin n p (\omega t - \alpha_i + \theta_0) \quad (64)$$

从上述方程式中可以明显看出, 当 p 不同时, 高速无槽永磁电机的基本解析公式会出现差异 ($p \neq 1$)。具体来说, $p=2$ 和 $p \neq 2$ 的情况之间存在差异。在 $p=2$ 的特殊情况下, 反电动势需要单独计算。根据电动机惯例, 反电动势的参考方向与线圈的参考方向相反。

假设每相中都有 N_c 线圈组, 并联分支的数量为 1, 则 N_c 线圈组之间的广义分布系数为

$$K_{dn} = \frac{1}{N_c} \left| \sum_i C_{dsi} e^{jnp\alpha_i} \right| \quad (65)$$

A 相绕组的反电动势为

$$\begin{aligned} E_{wA} &= \sum_{i=1}^{N_c} E_{wAi} = -\frac{4n_c K_{dn} l i_A N_1 \omega}{p(\gamma - \beta)(R_s^2 - R_c^2)} \times \\ &= \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} K_B(n) R_e(n) T(n) \omega \sin n p (\omega t - \alpha_{\Sigma} + \theta_0) \end{aligned} \quad (66)$$

式中, α_{Σ} 为空间相位角, 由一个相内所有线圈合成产生, 它与线圈组中心线的位置以及线圈连接的方向有关。

3 有限元分析

在前两节中, 分析计算了内转子高速无槽永磁电机的气隙磁密和相反电动势。本节将对比有限元法和解析法, 来确保解析法的准确性。

3.1 气隙磁密验证

首先, 验证解析法计算气隙磁密的准确性。由式(47)和式(50)可知, $p=1$ 和 $p \neq 1$ 的解析式不同, 因此可选择 $p=1$ 、 $p=2$ (满足 $p \neq 1$ 的一个常见设计值) 电机进行比较; 又由式(62)可知, 当 $p \neq 1$ 时, 其值 $p=2$ 和 $p \neq 2$ 时反电动势的解析式也不相同; 因此需选择 $p=1$ 、2、4 的电机进行验证分析。电机参数如表 1 所示。

表 1 求解气隙磁密电机参数

参数	参数值
剩余磁化强度 B_r /T	1.2827
相对磁导率 μ_r	1
永磁体内半径 R_i /mm	2.8
永磁体外半径 R_m /mm	7.5
定子内半径 R_s /mm	10.7
	0.8 ($p=1$)
极弧系数 α_p	0.778 ($p=2$)
	0.8 ($p=4$)

$p = 1$ 和 $p = 2$ 的电机之间气隙磁密的比较结果如图 3、图 4 和图 5 所示，其中验证位置位于气隙的中间 $r = (R_m + R_s)/2$ 。

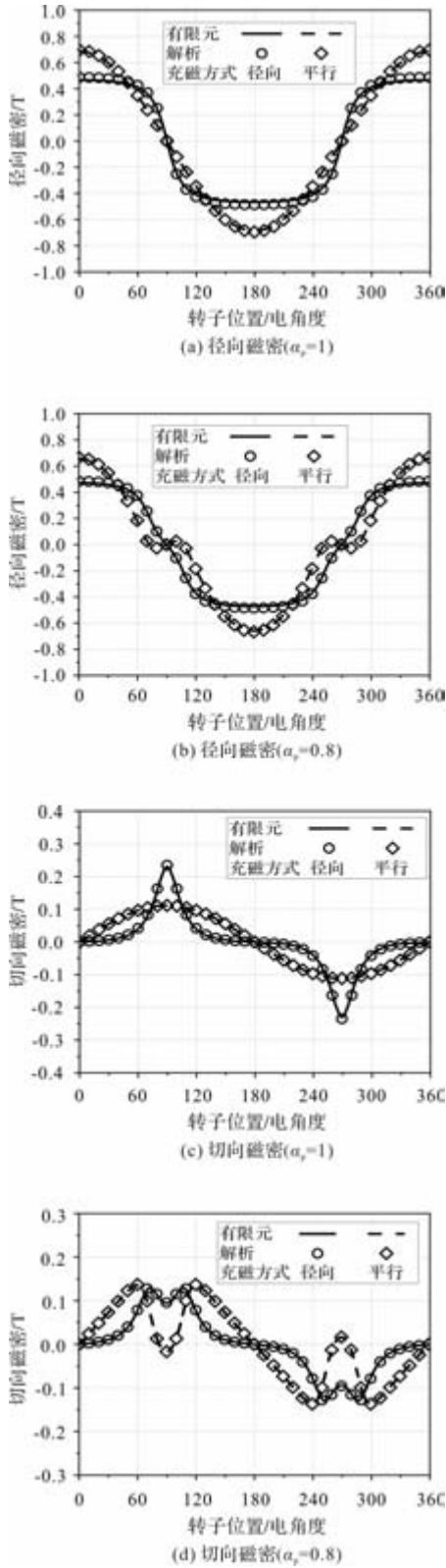


图 3 $p = 1$ 的电机在气隙中部的径向磁密和切向磁密

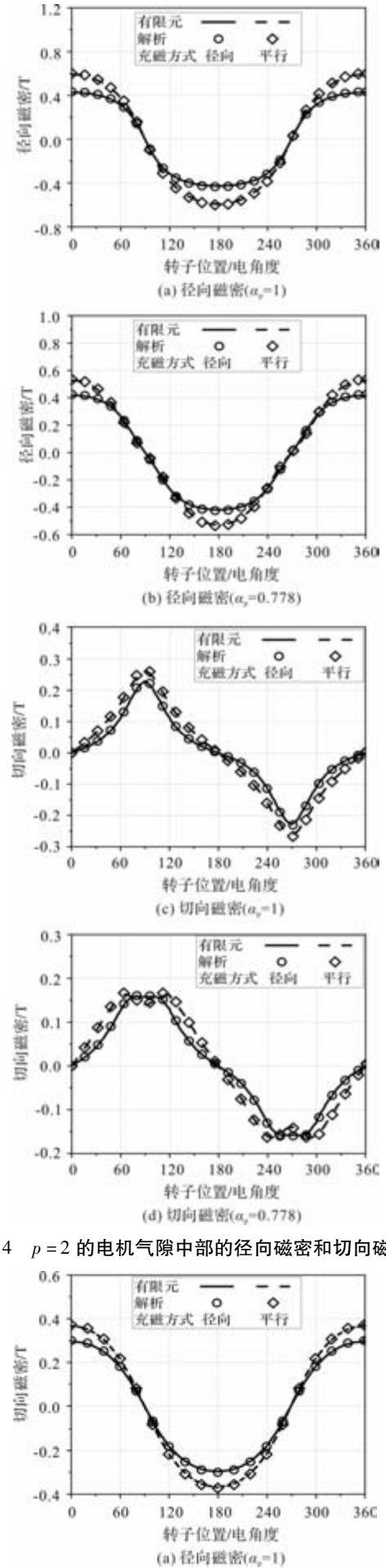
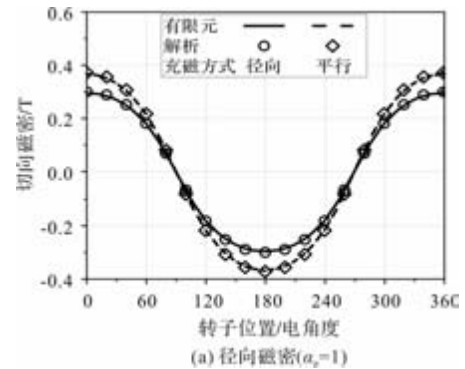


图 4 $p = 2$ 的电机气隙中部的径向磁密和切向磁密



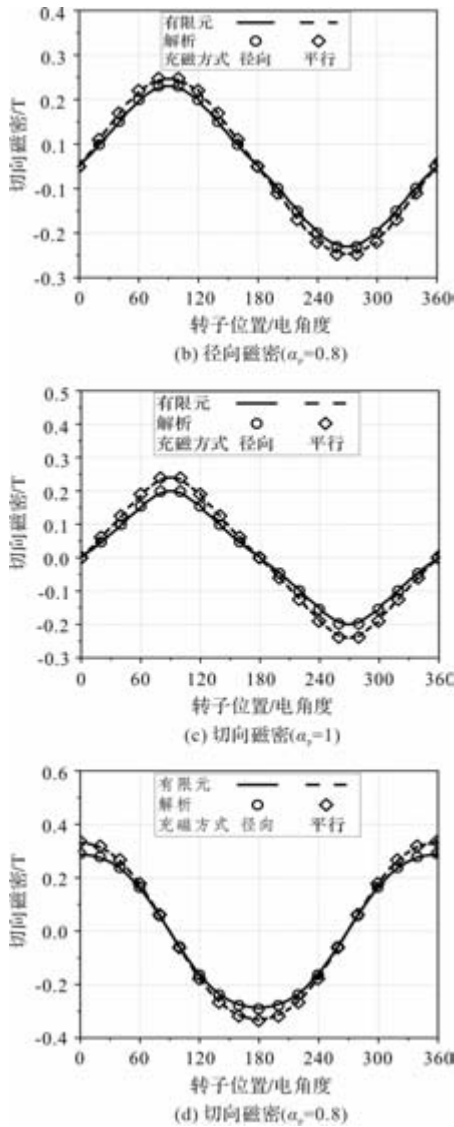


图5 $p=4$ 的电机气隙中部的径向磁密和切向磁密

总体而言，解析法和有限元法在气隙中心的径向和切向磁密波形吻合，这验证了解析方法的准确性。相比于 $p=1$ 的设计电机，当 $p=2$ 时，极弧系数影响切向气隙磁密的波形，略微降低了气隙磁密的幅值；当 $p=2$ 时，极弧系数大大降低了气隙磁密，但是正弦度更优。减小极弧系数时，会降低磁密幅值。当极弧系数保持一致时，平行充磁气隙磁密的幅值始终大于相同位置径向充磁时的幅值；只有当 $p=1$ 时，径向充磁的径向气隙磁密为平顶波，其他情况下径向气隙磁密都是正弦波。切向磁密波形随着 p 增大，正弦度越高。

3.2 相反电动势验证

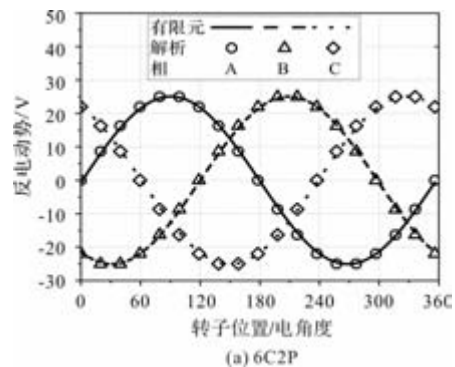
接下来，将验证空载相反电动势。由前面的分析可知， $p=1、2、4$ 的电机相反电动势解析公式各不相同，所以需要对其的相反电动势解析结果和

仿真结果对比来验证解析法的准确性。其中， $p=1$ 的电机采用平行充磁， $p=2$ 和 $p=4$ 的电机采用径向充磁。每个电机的参数如表2所示。

表2 求解反电动势电机参数

参数	参数值
剩余磁化强度 B_r/T	1.2827
相对磁导率 μ_r	1
永磁体内半径 R_i/mm	2.8
永磁体外半径 R_m/mm	7.5
绕组内半径 R_{ci}/mm	8.2
绕组外半径 R_{co}/mm	10.5
定子内半径 R_s/mm	10.7
轴向长度 l/mm	38
极弧系数 α_p	1
匝数 N	40
	8(6C2P)
绕组间距角 β	5(6C4P)
	3(12C8P)
	29(6C2P)
绕组跨角度 γ	20(6C4P)
	14(12C8P)
转速 $n/(r/min)$	20000

6C2P、6C4P 和 12C8P 的相反电动势在空载条件下的比较结果分别如图6(a)、图6(b)和图6(c)所示。两种方法之间的一致性很高，表明分析方法的准确性。在绕组匝数相同的情况下，6C4P 电机的相反电动势幅值大于 6C2P 电机。6C2P 电机的相反电动势波形是正弦波。对于 6C4P 和 12C8P 电机，由于气隙磁密为梯形波，则相反电动势中存在较大的三次谐波和五次谐波，导致波形正弦度较差，其中正弦度在 12C8P 电机中更差。



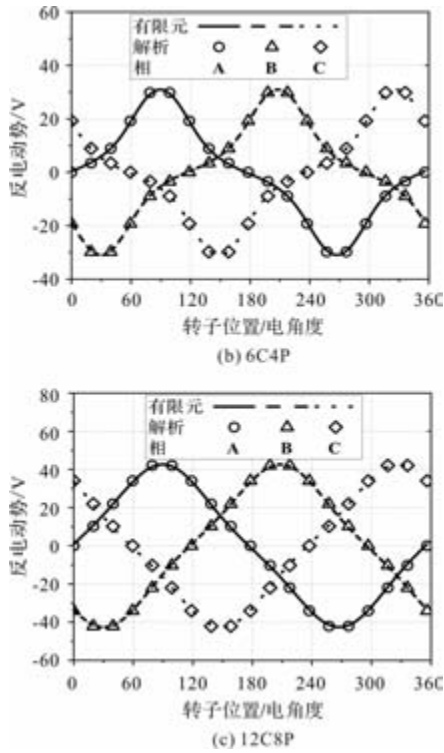


图 6 三相反电动势的比较

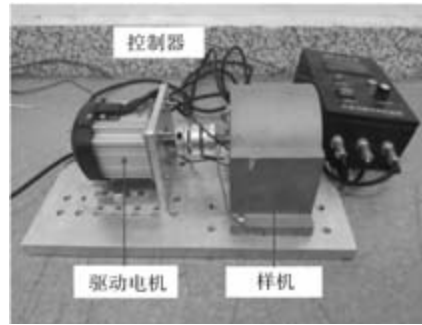


图 7 空载反电动势测试平台

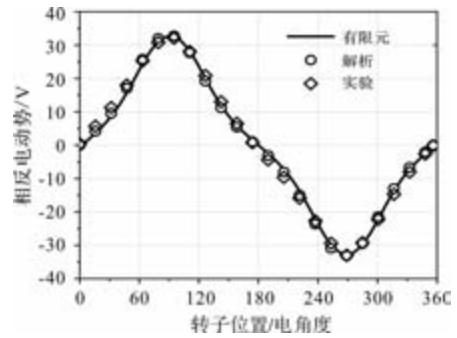


图 8 三种方法的相反电动势比较

表 4 相反电动势误差分析

	反电动势幅值/V	误差
实验	32.29	/
解析法	33.13	2.6%
有限元法	32.7	1.26%

表 4 中的误差基于实验数据相反电动势幅值。对于相反电动势，解析法和有限元法的误差分别为 2.6% 和 1.26%。误差在 3% 以内，表明分析方法的准确性。

5 结 语

本文基于标量磁位法，提出了一种系统的高速无槽永磁电机解析计算模型，考虑了极对数、极弧系数、充磁方式等对高速无槽永磁电机空载电磁性能的影响。所提解析模型相反电动势计算结果与有限元和实验结果的误差均在 3% 以内。计算结果表明：

- (1) 极弧系数影响气隙磁密的波形，但通常不影响气隙磁密的幅值。
- (2) 平行充磁时气隙磁密的幅值始终大于相同位置径向充磁时的幅值。
- (3) 越大的极对数产生的相反电动势越大，但会降低波形的正弦度。

本文所提高速无槽永磁电机解析模型简单且准确，对于高速无槽永磁电机快速设计具有指导作用。

4 实 验

为了验证理论分析的合理性，本文以一台 6C4P 无槽永磁电机的相反电动势实验波形进行有限元结果和解析结果的相互验证。样机的主要结构参数如表 3 所示。

表 3 样机参数

参数	参数值
定子外径/mm	94
定子轭厚度/mm	8
转子外径/mm	52
永磁体厚度/mm	11
气隙长度/mm	13
轴向长度/mm	52.8
匝数	40
并联支路数	1
转速/(r/min)	800

反电动势测试平台如图 7 所示。样机由驱动电机对拖直接达到额定转速，然后用示波器测量空载相反电动势。

进行空载实验后的结果如图 8 所示。实验结果与有限元结果和解析方法结果都非常接近，但实测的相反电动势幅度较小，这可能是由充磁误差、加工误差引起的。

参考文献

- [1] 孙玉坤, 陈家钰, 袁野. 飞轮储能用高速永磁同步电机损耗分析与优化[J]. 微电机, 2021, 54(08): 19-22, 79.
- [2] Jiangtao Yang, Shaoren Dai, Zhenyu Wang, et al. Influence of Rotor Eccentricity on Electromagnetic Performance of Rotational Symmetrical Slotless PM Brushless Motor [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2024, 10(2): 3888-3901.
- [3] 曹江华, 刘敏豪, 赵世伟, 等. 基于改进面电流的近极槽 Spoke 电机磁场解析[J]. 微电机, 2025, 58(05): 1-8, 14.
- [4] 薛志鹏. 高速永磁无槽无刷直流电机设计与优化研究[D]. 西安: 西北农林科技大学, 2024.
- [5] 李欣, 王皓, 张凤阁. 电主轴用复合转子无槽高速永磁电机设计与分析[J]. 微电机, 2024, 57(12): 6-11, 23.
- [6] Seun Guy Min. Analytical Design and Optimization of Axial Flux Permanent Magnet Machines With Slotless Structure [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 8(2): 1994-2004.
- [7] 彭媛媛. 无槽高速永磁无刷直流电机的设计与优化[D]. 沈阳: 沈阳工业大学, 2021.
- [8] K Kazerooni, A Rahideh, J Aghaei. Experimental Optimal Design of Slotless Brushless PM Machines Based on 2-D Analytical Model [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2016, 52(5): 1-16.
- [9] Z Q Zhu, D Howe, C C Chan. Improved analytical model for predicting the magnetic field distribution in brushless permanent-magnet machines [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2002, 38(1): 229-238.
- [10] 何强. 新型双层磁极永磁电机建模与磁场分析[D]. 合肥: 合肥工业大学, 2019.

(上接第 13 页)

参考文献

- [1] 王璐, 许雪峰. 分数槽集中绕组表贴式永磁同步电机电感参数研究[J]. 微特电机, 2020, 48(12): 19-22, 26.
- [2] Chenxi Zhou, Xiaoyan Huang, Zhaokai Li, et al. Design Consideration of Fractional Slot Concentrated Winding Interior Permanent Magnet Synchronous Motor for EV and HEV Applications[J]. IEEE Access, 2021(9): 64116-64126.
- [3] Ayman Samy Abdel-Khalik, Shehab Ahmed, Ahmed M. Massoud. Low space harmonics cancelation in double-layer fractional slot winding using dual multiphase winding[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2015, 51(5).
- [4] 李京泽, 吴新振, 陈春涛. 基于磁极分块的永磁电机气隙磁场解析计算[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(18): 6390-6399.
- [5] Dawei Liang, Z. Q. Zhu, Jianghua Feng, et al. Simplified 3-D Hybrid Analytical Modelling of Magnet Temperature Distribution for Surface-mounted PMSM With Segmented Magnets[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2022, 58(4): 4474-4487.
- [6] W Geng, Y Wang, J Wang, et al. Comparative Study of Yokeless Stator Axial-Flux PM Machines Having Fractional Slot Concentrated and Integral Slot Distributed Windings for Electric Vehicle Traction Applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(1): 155-166.

(上接第 18 页)

- [10] Bekiroglu E. Ultrasonic motors: Their models, drives, controls and applications[J]. Electroceramics, 2008, 20(3-4): 277-286.
- [11] Tomikawa Y, Ogasawara T, Takano A. Ultrasonic motors-constructions/characteristics/applications [J]. Ferroelectrics, 1989, 91(1): 163-178.
- [12] Yamano I, Maeno T. Five-fingered Robot Hand using Ultrasonic Motors and Elastic Elements[C]. IEEE International Conference on Robotics and Automation (ICRA), 2005: 2673-2678.
- [13] Sashida T, Kenjo T. An introduction to ultrasonic motors [M]. London: Oxford Science Publications, 1993.
- [14] ZHANG Xiaofeng, ZHANG Guangbin, NAKAMURA K, et al. A robot finger joint driven by hybrid multi-DOF piezoelectric ultrasonic motor [J]. Sensors and Actuators A: Physical, 2011, 169(1): 206-210.
- [15] 赵淳生. 超声电机技术及应用[M]. 北京: 科学出版社, 2007: 1-22.
- [16] 赵淳生. 21 世纪超声电机技术展望[J]. 振动. 测试与诊断, 2000(01): 10-15, 71.
- [17] 姚志远, 李晓牛, 李响, 等. 直线超声电机设计、建模和应用的研究进展[J]. 振动. 测试与诊断, 2016, 36(04): 615-623, 805.
- [18] Uchino K. Piezoelectric ultrasonic motors: overview [J]. Smart materials and structures, 1998, 7(3): 273-285.
- [19] Uchino K. Piezoelectric actuators and ultrasonic motors [M]. Springer Science & Business Media, 1996.

一种开关磁阻发电机输出电压与电流多目标优化控制

靳世楷¹, 李红伟¹, 龚旭辉²

(1. 西南石油大学 电气信息学院, 成都 610500; 2. 东方电气自动控制工程有限公司, 成都 610036)

摘要: 为了提高开关磁阻发电机的输出电压与电流品质, 分析了开关磁阻电机发电过程的影响因素, 将模糊 PI 控制与改进粒子群算法角度优化控制相结合, 提出了一种开关磁阻发电机输出电压与电流多目标优化控制方法。在开关磁阻发电机建压过程中通过模糊 PI 控制实现电压的快速建立, 当负载和转速突变时, 通过改进 PSO 实现角度优化, 得到最优开通角与关断角, 降低开关磁阻发电机输出电压与电流脉动。基于 Matlab/Simulink 搭建开关磁阻发电机非线性仿真模型。仿真结果表明, 本文提出的开关磁阻发电机输出电压与电流多目标优化控制能进行快速建压并减少电压超调, 同时降低输出电压、电流的脉动, 在转速和负载突变时, 输出电压能快速准确的跟随给定电压, 从而提高开关磁阻发电机的发电品质。

关键词: 开关磁阻发电机; 多目标优化; 模糊 PI; 改进粒子群算法; 发电品质

中图分类号: TM301.2; TM352

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)04-0029-08

A Multi-objective Optimization Control for Output Voltage and Current of a Switched Reluctance Generator

JIN Shikai¹, LI Hongwei¹, GONG Xuhui²

(1. School of Electrical Engineering and Information, Southwest Petroleum University, Chengdu 610500, China;

2. China Dongfang Electric Automation Engineering Co., LTD., Chengdu 610036, China)

Abstract: In order to improve the output voltage and current quality of switched reluctance generators, the influencing factors of the power generation process of switched reluctance motors were analyzed. A multi-objective optimization control for output voltage and current of a switched reluctance generator was proposed by combining fuzzy PI control with improved particle swarm optimization algorithm angle optimization control. During the voltage building process of a switched reluctance generator, fuzzy PI control was used to quickly establish the voltage. When the load and speed suddenly change, the PSO angle optimization was improved to obtain the optimal opening and closing angles, reducing the output voltage and current ripple of the switched reluctance generator. Built a nonlinear simulation model of a switched reluctance generator based on Matlab/Simulink. The simulation results show that the multi-objective optimization control for output voltage and current of a switched reluctance generator proposed in this paper can quickly build voltage and reduce voltage overshoot, while reducing the pulsation of output voltage and current. When the speed and load suddenly change, the output voltage can quickly and accurately follow the given voltage, thereby improving the power generation quality of the switched reluctance generator.

Key words: SRG; multi objective optimization; fuzzy PI; improve particle swarm optimization algorithm; power generation quality

0 引言

开关磁阻发电机(Switched Reluctance Generator, SRG)是一种特殊类型的发电机, 具有结构简单、制造成本低、高速运转能力强以及无需稀有永磁体等显著优点^[1-4], 最初, SRG 被广泛应用于航空飞机的起动发电机, 随着控制技术的进步, 目前已在风力

发电、新能源汽车及氢能生产等领域展现出广泛的应用前景^[5-8]。SRG 在工作时输出直流脉冲电流, 能够直接为蓄电池或直流负载提供电能, 然而, 由于 SRG 的工作特性包括显著的非线性动态响应以及驱动电路的高开关频率, 导致在转速或负载变化时, 输出电压会出现脉动现象, 这对 SRG 的输出性能造成了影响。

收稿日期: 2025-07-21

基金项目: 四川省科技成果转化示范项目(2024ZHCG0131); 成都市重点研发项目(2024-YF08-00007-GX)。

作者简介: 靳世楷(2000), 男, 硕士研究生, 研究方向为磁阻电机控制。

通讯作者: 李红伟(1977), 男, 博士, 教授, 研究方向为综合能源系统、智能电机控制、油田用电设备控制系统。

为了提高 SRG 输出性能并抑制输出电压脉动,国内外学者进行了大量研究。匡哲^[9]将励磁阶段的相电流作为优化目标,通过选择合适的开通角和关断角,最小化相电流的有效值,并利用曲线拟合处理离散的优化参数,最终结合控制算法,提高了系统在高速运行时的发电效率和发电性能。然而,对于不同规格的电机,仍需重新进行离线参数计算;Pan JF^[10]构建了电压外均输出电流的关系,并基于 SRG 的机电转换原理,推导出线性化模块的解析表达式,从而提升了输出电压的质量;刘勇智^[11]分析了转速、电流斩波限和开关角等参数对 SRG 励磁的影响,结合传统电流斩波控制与角度控制,总结了在不同情况下的最佳能量转换控制规则,然而,由于该控制方式相对简单,其对输出电压脉动的抑制效果不甚明显;韩建定^[12]将模糊滑膜控制器与角度控制相结合,调整导通角的大小,以应对大转速变化和负载突变的输出电压控制,然而,控制效果仍有待改善,且未充分利用 SRG 的其他可控参数;雷晓霖^[13]结合预测控制理论与 SRG 非线性模型,设计了一种非线性预测控制策略,改善了系统发电电压的稳定性和鲁棒性,但该策略在不同使用场景下的适用性较差;丁文^[14]通过在不对称桥他励变换器前端插入辅助电路中的开关器件,提高了励磁电压和退磁电压,加速了励磁和去磁过程,从而提升了 SRG 的发电性能;Guo Qihao^[15]在 SRG 控制回路中引入线性模块,建立了不同转速下相电流与平均输出电流的关系,推导出线性化模块的解析表达式,从而提高了输出电压的质量;柴智远^[16]分析了不同开通角对系统发电效率和电压品质的影响,通过建立多目标优化函数,获得了不同转速范围内的相电流与平均输出电流关系,优化开通角,降低了输出电压和电流的脉动;赵紫帆^[17]提出一种采用最少开关管的 SRG 功率变换器,励磁电路仅需一只主开关管,且励磁电压与发电电压解耦并可单独控制,从而提高了输出功率;Verma^[18]采用优化程序确定 SRG 所需输出功率的最佳开关角,通过调节开通和关断角,提升了 SRG 的发电性能,同时降低了电容器的电流和能量损耗,但未对 SRG 的启动建压过程进行优化。

综上所述,现有文献大部分集中于 SRG 输出电压的单目标优化,缺乏兼顾输出电压与电流的多目

标控制策略,而且对 SRG 的角度优化多为离线式方式,适用性较差^[19]。本文以 SRG 输出电压和电流量质作为控制对象,将模糊 PI 控制与改进的粒子群算法(PSO)角度优化控制相结合,提出了一种针对开关磁阻发电机的输出电压与电流的多目标优化控制策略。在 SRG 启动过程中,通过模糊 PI 控制实现电压的快速建立并减小超调,同时结合改进 PSO 进行角度优化控制,对开通角和关断角进行同步优化,以减小输出电压和电流的脉动,从而提高 SRG 的发电质量,可用于电动汽车用开关磁阻电机制动能量回馈在确保电动汽车制动性能的同时,能够提高发电效率并延长动力电池的使用寿命。通过非线性仿真模型,对比了传统 PI 控制与开关磁阻发电机输出电压和电流多目标优化控制策略,验证了后者的有效性。

1 SRG 发电原理及观测器

1.1 SRG 发电原理及输出分析

开关磁阻发电机遵循磁阻最小原理进行工作,其磁阻大小随着电机定子与转子的相对位置改变而改变。图 1 为 12/8 极开关磁阻发电机单相发电原理图。当转子在原动机的拖动下逆时针旋转时,导通 A 相的 S_1 和 S_2 ,对电机 A 相绕组进行励磁,同时转子输入的机械能转换成磁场能,存储在 A 相绕组中,当 S_1 和 S_2 断开后,绕组中存储的磁能通过 D_1 和 D_2 两个续流二极管,将储存在 A 相线圈中的磁能转换成电能输出到负载,实现一相机械能到电能的转换。以 A-B-C-A 的顺序进行励磁,即可进行持续的发电过程。若转子在原动机的拖动下反向旋转时,励磁方向改变为 A-C-B-A 即可。

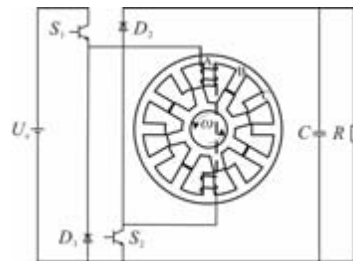


图 1 12/8 级 SRG 单相原理图

图 2 为一相绕组线性电感与相电流波形,其中 $\theta_{on} \sim \theta_{off}$ 阶段为加压励磁阶段, $\theta_{off} \sim \theta_s$ 为发电续流阶段,任一相电压平衡方程为

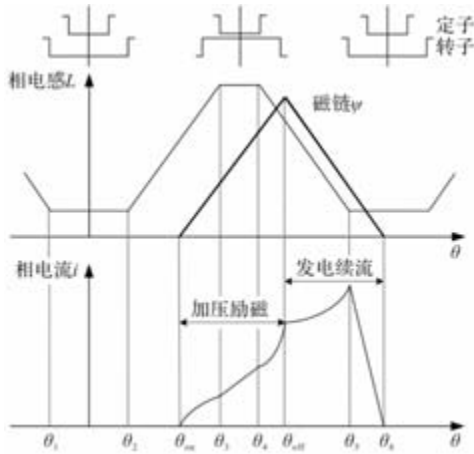


图2 相电感和电流波形

$$\pm U_s = iR + \frac{d\psi}{dt} = iR + L(\theta) \frac{di}{dt} + i\omega \frac{dL(\theta)}{d\theta} \quad (1)$$

式中, U_s 为母线电压, V ; R 为相绕组电阻, Ω ; ψ 为相绕组磁链, Wb ; L 为相电感, H ; ω 为转子角速度, rad/s ; i 为相电流, A 。

忽略绕组电阻压降, 根据式(1)可得:

$$\frac{di}{dt} = \frac{1}{L(\theta)} (\pm U_s - i\omega \frac{dL(\theta)}{d\theta}) \quad (2)$$

在 $\theta_{m1} \sim \theta_3$ 区间内, $dL(\theta)/d\theta$ 约为恒值, 电感 $L(\theta)$ 增加, $di/dt > 0$, 但电流变化率逐渐减少, 相电流缓慢增加; 在 $\theta_3 \sim \theta_4$ 区间内, $dL(\theta)/d\theta \approx 0$, 此时电感达到最大值几乎不变, 电流以 U_s/L_{max} 的速率继续稳定增加; 在 $\theta_4 \sim \theta_{off}$ 区间内, $dL(\theta)/d\theta < 0$, 相电感逐渐减小, $di/dt > 0$, 且电流变化率逐渐增大, 相电流在这段区间内将快速增大; 在 $\theta_{off} \sim \theta_5$ 区间内, $dL(\theta)/d\theta < 0$, 当 ω 较小时, $di/dt < 0$, 电流将减小, 若 ω 较大时, $-U_s - i\omega dL(\theta)/d\theta > 0$, 即运动电势大于电源电压, 电流将继续增大; $\theta_5 \sim \theta_6$ 区间内, $dL(\theta)/d\theta \approx 0$, 同时电感为最小值且保持恒定, 相电流将以 U_s/L_{min} 的速率快速降低。

结合以上分析, SRG 发电续流阶段为不可控阶段, 此阶段电流大小主要由励磁阶段建立的磁能与外部机械能的大小决定。而在励磁阶段, 主要是通过改变开关管的导通时间, 即控制开通角 θ_{m1} 和关断角 θ_{off} 的大小来调节励磁强度, 进而改变续流阶段的发电效果。

1.2 基于 GRNN 神经网络的转矩观测器

为提高 SRG 后续非线性模型建立的准确性, 监测电机制动转矩至关重要。传统的监测方法通常依赖于额外添加转矩传感器, 这不仅增加了电机控制

器的体积, 还提升了维护的难度和复杂性。目前, 针对在线估测转矩的主要方法可分为查表法、等效磁路法、解析拟合法和神经网络法。其中, 查表法需要全面的数据样本, 导致工作量大且在实际应用中占用大量硬件内存; 等效磁路法的建模过程复杂, 且精度较低, 解析拟合法同样面临类似问题; 而普通的神经网络则存在训练时间长、样本需求大的缺陷。相较之下, 门控循环神经网络 (Gated Recurrent Neural Network, GRNN) 作为一种先进的径向基神经网络, 展现出优越的非线性映射能力和卓越的容错性。在数据样本较少的情况下, GRNN 同样能够实现良好的预测效果, 因此在非线性控制领域被广泛应用于数据拟合和建模。基于此, 本文将 GRNN 神经网络作为转矩观测器, 拟合转矩-角度-电流曲线, 以替代传统的查表法。图 3 为 GRNN 神经网络结构, GRNN 神经网络具有四层结构, 输入层、模式层、求和层和输出层。该 GRNN 神经网络是双输入单输出的网络, 输入向量为

$$X = [i, \theta]^T \quad (3)$$

式中, i 为相电流, A ; θ 为转子位置角, $^\circ$ 。

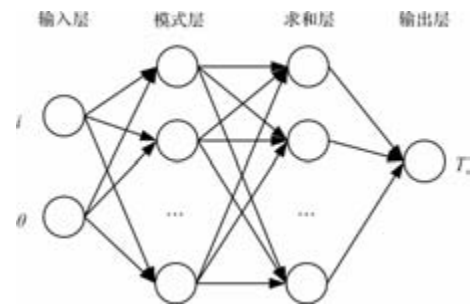


图3 GRNN 神经网络结构

输出为电磁转矩 T_e 。本 GRNN 神经网络将电机的转矩-电流-角度静态数据样本进行训练。借助 GRNN 神经网络的精确的拟合效果, 观测电机的电磁转矩。同时, 由于 GRNN 神经网络使用样本少, 减少网络训练和构造的时间, 同时在实际应用中, 可以减少数据所占用内存的空间。

(1) 输入层

输入神经元个数与本实验对象的位数相关, 本观测器是根据电机电流与角度值, 搜索电机当前电磁转矩, 因此输入层神经元的个数为 2, 分别是角度 θ 和电流 i , 接着输入层将输入直接输出给模式层。

(2) 模式层

模式层神经元个数和样本个数一致。在本文样本选取时, 相电流参数每 4A 进行一个取值, 转子位

置角每 1.5° 进行一个取值，共计样本总数为 1581。模式层通过传递函数输出到求和层，传递函数表达式为

$$p_i = \exp\left[-\frac{(X - X_i)^T(X - X_i)}{2\sigma^2}\right] \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (4)$$

式中， X 为网络的输入变量； X_i 为第 i 个神经元对应的学习样本。

(3) 求和层

求和层中通过式(5)对各神经元进行算术求和，其模式层与各神经元之间的连接权值为 1，传递函数为

$$\sum_{i=1}^n Y_i \exp\left[-\frac{(X - X_i)^T(X - X_i)}{2\sigma^2}\right] \quad (5)$$

$$S_D = \sum_{i=1}^n P_i \quad (6)$$

(4) 输出层

输出层中的神经元数目等于学习样本中输出向量的维数 k ，各神经元将求和层的输出相除，神经元 j 的输出对应估计结果 $Y(X)$ 的第 j 个元素，即

$$y_j = \frac{S_{N_j}}{S_D} \quad j = 1, 2, \dots, k \quad (7)$$

2 总体控制方案

2.1 控制框图

本文提出的控制方案将输出电压和输出电流作为主要控制目标。该方案结合了传统的电流斩波与角度控制，采用模糊 PI 控制实现输出电压的反馈调节，同时，通过改进的 PSO 算法优化开通角和关断角，确保系统在转速大幅变化时能够迅速达到设定的输出电压，并有效减少调节过程中的超调和稳态误差。整体控制框图如图 4 所示。

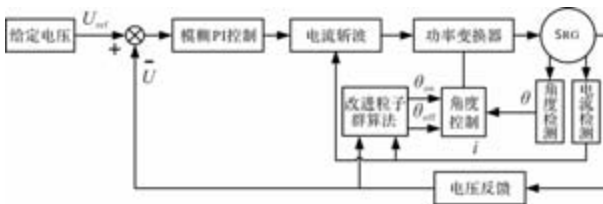


图 4 总体控制框图

模糊控制通过输入给定电压与实际电压之间的偏差及其变化率，经过模糊逻辑处理，输出斩波电流值，该电流值随后通过斩波电路与当前输出电流进行滞环对比，以控制功率变换器开关导通逻辑。同时，改进的粒子群算法通过检测当前时刻的输出

电压和电流信号，进行迭代寻优，调节励磁区间的开通角 θ_{on} 和关断角 θ_{off} ，从而实现输出电压与电流的优化。

2.2 模糊 PI 控制

模糊 PI 控制器将给定电压与实际电压差值 E 及误差变化率 EC 作为输入变量，模糊变量的模糊子集均为 { 负大 (NB)、负中 (NM)、负小 (NS)、零 (ZO)、正小 (PS)、正中 (PM)、正大 (PB) }，对应的模糊论域为 { -6, -5, -4, -3, -2, -1, 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6 }，采用三角形隶属度函数对其进行模糊化。在 PI 控制中，比例系数 K_p 主要影响系统的响应时间， K_p 越大，系统响应越快，但是 K_p 过大，也会造成系统的超调。积分系数 K_i 主要用于调节系统稳态误差。结合开关磁阻发电机的发电控制原理，建立表 1 和表 2 的模糊控制规则。图 5 和图 6 分别为 ΔK_p 和 ΔK_i 的控制规则曲面。

表 1 ΔK_p 控制规则

ΔK_p	E						
	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	PB	PB	PM	PM	PS	ZO	ZO
NM	PB	PM	PM	PS	PS	ZO	NS
NS	PM	PM	PM	PS	ZO	NS	NS
EC	ZO	PM	PS	PS	ZO	NS	NM
PS	PS	PS	ZO	NS	NS	NM	NM
PM	PS	ZO	NS	NM	NM	NM	NB
PB	ZO	ZO	NM	NM	NM	NB	NB

表 2 ΔK_i 控制规则

ΔK_i	E						
	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	NB	NB	NM	NS	NS	ZO	ZO
NM	NB	NB	NM	NS	NS	ZO	ZO
NS	NB	NM	NS	NS	ZO	PS	PS
EC	ZO	NM	NM	NS	ZO	PS	PM
PS	NM	NS	ZO	PS	PS	PM	PB
PM	ZO	ZO	PS	PS	PM	PB	PB
PB	ZO	ZO	PS	PM	PM	PB	PB

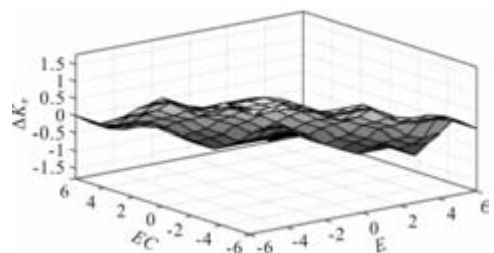
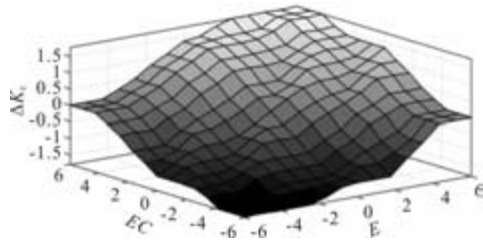


图 5 ΔK_p 控制规则曲面

图6 ΔK_1 控制规则曲面

2.3 改进 PSO 算法多目标优化

本文以 SRG 输出电压与电流脉动为优化目标, 构建多目标优化函数, 使得在不同转速与负载条件下, 选取不同的开通角与关断角, 减小输出电压与电流的脉动。该目标函数表达为

$$\begin{cases} f(\theta_{on}, \theta_{off}) = \min \left\{ k_1 \frac{U_{max} - U_{min}}{U_{avg}} + k_2 \frac{I_{max} - I_{min}}{I_{avg}} \right\} \\ k_1 + k_2 = 1 \end{cases} \quad (8)$$

式中, f 为多目标优化函数; k_1 为电压波动率系数; k_2 为电流波动率系数; U_{max} 、 U_{avg} 、 U_{min} 分别为发电电压稳定值的最大值、平均值、最小值, V; I_{max} 、 I_{avg} 、 I_{min} 分别为发电电流最大值、平均值、最小值, A。

由于本文的研究重点主要集中在发电电压的品质, 其次是电流品质。因此, 在多目标优化函数中, 电压的权重系数 k_1 设置为 0.7, 而电流的权重系数 k_2 设置为 0.3。

粒子群算法 (Particle Swarm Optimization, PSO) 是一种模拟鸟类觅食的优化算法^[20], 通过群体中个体的协作和信息共享, 比较每个个体当前的适应度与个体历史最优解与群体最优解的关系, 更新个体位置及速度, 逐渐成为最优个体。本文采用改进型粒子群优化算法进行最优开通角与关断角的寻优。每代粒子具有 M 维的速度 $V_i = (v_{i1}, v_{i2}, \dots, v_{iM})$ 状态与位置 $X_i = (x_{i1}, x_{i2}, \dots, x_{iM})$ 状态, 个体历史最优解 $P_i = (p_{i1}, p_{i2}, \dots, p_{iM})$ 和群体最优解 P_g 。通过位置与速度状态, 不断进行更新迭代, 产生下一代群体。

每个个体迭代公式如下:

$$v(t+1) = \omega v(t) + c_1 r_1 [P_i - x(t)] + c_2 r_2 [P_g - x(t)] \quad (9)$$

$$x(t+1) = x(t) + v(t+1), t = 1, 2, 3, \dots, i \quad (10)$$

式中, ω 为个体自身的惯性权重; c_1 和 c_2 分别为向当前个体历史最优解与群体最优解的学习因子; r_1 和 r_2 为 $[0, 1]$ 之间的随机数; t 为迭代次数。

为了提高算法对全局最优解的搜索能力与收敛速度, 采用时变型的惯性权重因子 ω 和学习因子 c_1 、 c_2 , 可根据当前目标函数的适应度值实时改变 PSO 算法的搜索速度, 其计算公式为

$$\omega = \begin{cases} \omega_{min} \frac{(\omega_{max} - \omega_{min}) \cdot (f - f_{min})}{f_{avg} - f_{min}}, & f \leq f_{avg} \\ \omega_{max}, & f > f_{avg} \end{cases} \quad (11)$$

$$c_1 = c_2 = c_{max} - \frac{c_{max} - c_{min}}{t_{max}} \cdot t \quad (12)$$

式中, ω_{max} 和 ω_{min} 分别为惯性系数上下限值; f 为当前个体适应度值; f_{avg} 和 f_{min} 分别为当前个体适应度平均值与最小值; c_{max} 和 c_{min} 分别为学习因子上下限值; t_{max} 为种群迭代次数。

图 7 展示了传统 PSO 算法与改进型 PSO 算法在开关磁阻发电机输出优化过程中的搜索过程对比, 由图中可以看出, 改进型 PSO 算法在第 12 次迭代时已成功搜索出最优开通角和关断角, 使目标函数达到最小值。而在相同条件下, 传统 PSO 算法则经过了 24 次迭代, 搜索时间为改进型 PSO 算法的两倍。

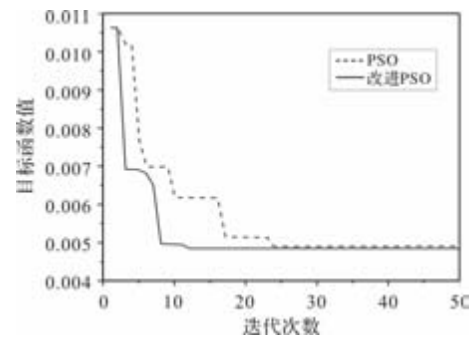


图7 PSO 与改进 PSO 搜索速度对比

3 仿真验证

为验证本文控制方法的有效性, 本文以功率为 2.2 kW、额定转速 1 600 r/min 的三相 12/8 级 SRG 为研究对象, 主要参数如表 3 所示。

表3 三相 12/8 SRG 主要参数

参数	参数值	参数	参数值
额定功率/kW	2.2	转速/(r/min)	1600
转子外径/mm	68.89	转子轭高/mm	6.7
定子外径/mm	120	定子轭高/mm	5.9
转子极弧/(°)	16	定子极弧/(°)	15
第二气隙/mm	10	轴径/mm	34.45

考虑到 SRG 后续非线性模型建立的准确性, 在

Maxwell 2D 中对单项旋转周期进行有限元稳态仿真, 得到电机电感-角度-电流及转矩-角度-电流多维特征参数, 通过离散采样处理构建非线性参数数据库, 得到电感特性曲线与转矩特性曲线为 SRG 模型搭建提供数据支持。为验证 GRNN 转矩观测器拟合效果, 利用有限元分析导出的转矩-电流-角度数据, 电流取值范围为 0~200A, 取值间隔为 2A, 角度取值范围为 0~45°, 取值间隔为 0.5°, 共计 9191 组数据。经过多次训练, 转矩的实际曲面和最终得到的 GRNN 神经网络训练结果如图 8(a) 和图 8(b) 所示, 误差大小如图 8(c) 所示。

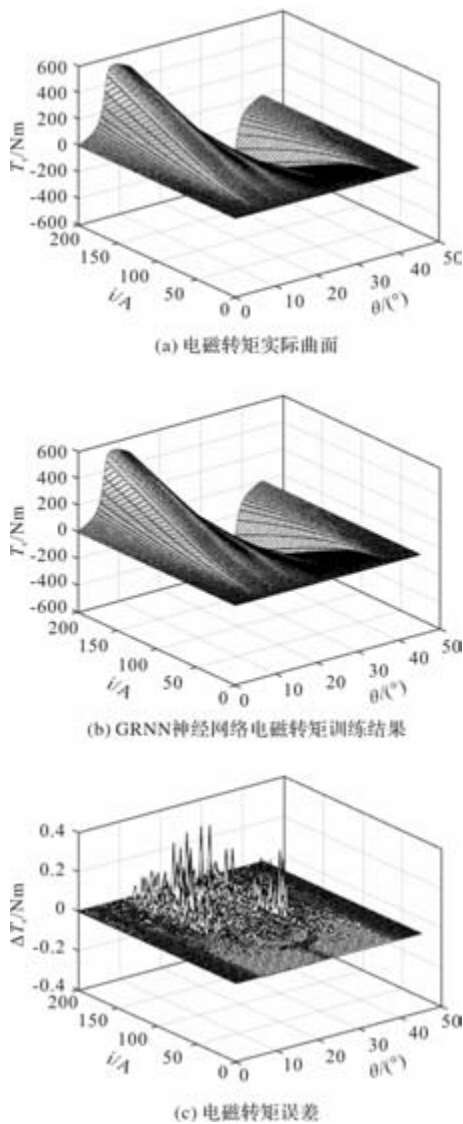


图 8 GRNN 神经网络离线训练结果

由图 8 可以看出, GRNN 神经网络对转矩的拟合效果良好, 误差小于 0.1%。比较图 8(a) 和图 8(b), GRNN 神经网络使转矩逼近实际值, 且误差很小, 满足转矩观测器的要求。

本文采用 Matlab/Simulink 搭建 12/8 级的 SRG

控制系统模型, 采用自励发电模式, 励磁电压 300 V, 给定发电电压 320 V, 蓄电电容为 2 000 μ F, 对转速改变、负载改变以及制动建压三种条件进行不同控制方法的仿真比较, 验证本文所提控制策略的控制效果。三种条件下仿真结果的输出波形如图 9~图 11 所示, 与传统 PI 控制仿真的对比统计结果如表 4 所示。

表 4 不同控制下的输出结果对比

实验条件	建压	突加负载	突减负载	突加转速	突减转速
PI 控制	超调量/%	1.563	0.107	0.105	0.191
	调节时间/s	0.018	0.180	0.170	0.180
	电压稳态误差/V	0.078	0.028	0.031	0.033
	电流脉动/A	2.542	2.571	2.602	2.749
多目标优化控制	超调量/%	0.063	0.038	0.016	0.066
	调节时间/s	0.014	0.003	0.002	0.001
	电压稳态误差/V	0.025	0.036	0.029	0.033
	电流脉动/A	1.586	2.492	2.496	2.648

3.1 启动建压情况仿真

图 9 为 SRG 在 PI 控制和开关磁阻发电机输出性能多目标优化控制下的输出电压和电流波形。

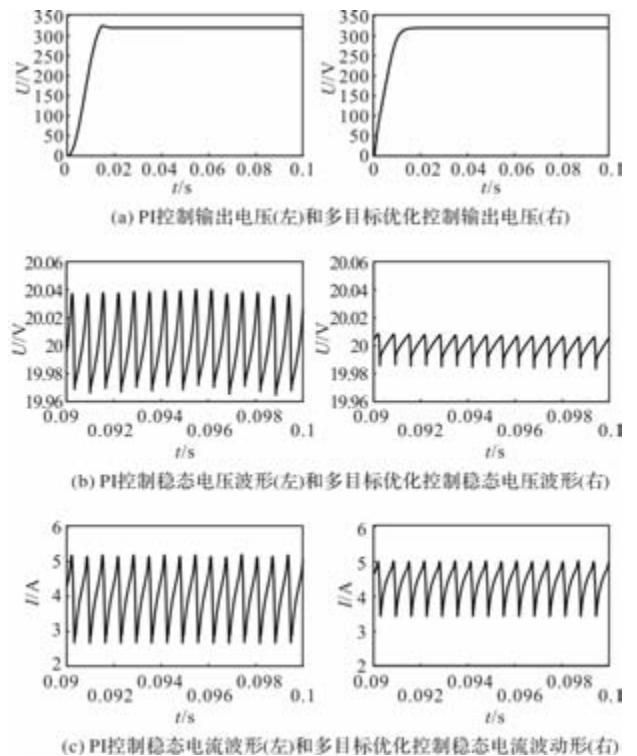


图 9 两种控制策略下的电压和电流波形

由图 9 及表 4 可见, 在 PI 控制策略下, SRG 输

出电压达到给定电压的调节时间为 0.018 s, 超调量为 0.016%, 电压稳定后, 输出电压波动幅值为 0.078 V, 而输出电流稳定时的波动幅值为 2.542 A; 相比之下, 在开关磁阻发电机输出性能多目标优化控制下, SRG 输出电压的调节时间缩短至 0.014 s, 同时超调量显著降低, 电压稳定后的波动幅值减小至 0.025 V, 输出电流稳定时的波动幅值为 1.586 A 通过采用多目标优化控制, 显著加快了 SRG 输出电压的建压过程, 并通过改进的 PSO 算法优化开通角与关断角, 改善了相电流波形, 减小了三相合成电流的波动。

3.2 负载及转速变化情况仿真

除了起动建压过程, 本文还考虑了转速和负载突变对整个发电系统的影响, 并进行了相应的仿真分析。图 9 展示了在转速为 1 600 r/min 的稳定运行状态下, 分别在 1.0 s 和 1.3 s 进行突减 800 r/min 和突加 800 r/min 的输出电压和电流波形。图 10 显示了在转速为 1 600 r/min、负载为 120 Ω 的情况下, 1.0 s 时突加 40 Ω 负载, 以及 1.3 s 时突减 40 Ω 负载时的输出电压和电流波形。

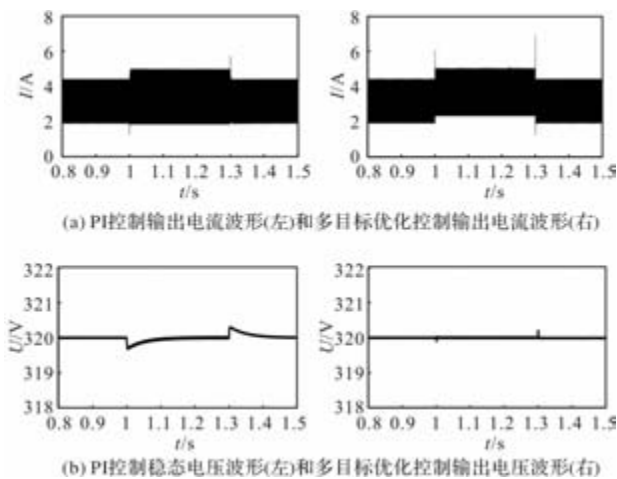


图 10 转速突变时输出电压和电流波形

由图 10 及表 4 可见, 当转速降低时, 在传统的 PI 控制下, 电压减小的超调为 0.194%, 调节时间为 0.18 s, 外部输入的机械能减小导致输出电压下降, 经过 PI 调节, 电压逐渐恢复至给定值。而在多目标优化控制下, 采用模糊 PI 控制, 当电压下降时, 通过增大比例因子 P, 使电压快速恢复至给定值, 同时, 各相的开通角和关断角通过改进 PSO 进行优化, 以减小电压的稳态误差。当转速提高时, 模糊 PI 控制将降低比例增益 P, 系统能够迅速将输出电压稳定到设定值, 同时通过角度优化减少每相

的导通时间, 从而减小稳态误差。

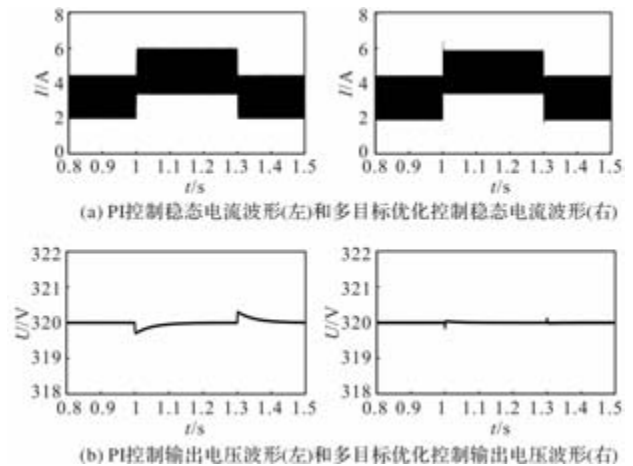


图 11 负载突变时输出电压和电流波形

由图 11 及表 4 可见, 在负载突变情况下, 采用 PI 控制时, 负载增大后电压减小的超调为 0.107%, 达到稳定的调节时间为 0.18 s, 而在负载减少后, 电压增加的超调为 0.105%, 调节时间为 0.17 s; 相比之下, 在多目标优化控制下, 当负载增大时, 负载消耗的电能增加, 导致输出电压降低, 此时, 系统通过优化开通角, 增大励磁区间的长度和励磁电流, 从而提高励磁电压。相反, 当负载减小时, 负载消耗的电能减少, 输出电压增加, 系统会调节开通角和关断角, 降低励磁强度和励磁电流, 以控制输出电压。在电压减小时, 超调为 0.038%, 调节时间仅为 0.003 s, 而电压增加时, 超调为 0.016%, 调节时间为 0.016s。

4 结 论

本文分析了开关磁阻发电机输出电压和电流的影响因素, 提出一种改进 PSO 算法的多目标优化控制策略, 并引入 GRNN 转矩观测器实现高精度在线估计, 通过 Matlab/Simulink 进行仿真验证。结果表明, 所提出的控制策略相较于传统 PI 控制, 显著缩短了建压时间, 降低了超调和电压误差, 并减小了电流脉动。同时, 在稳态与动态性能上均有显著改善, 能够在转速与负载突变条件下保持输出电压快速、准确地跟随给定值, 从而整体提升开关磁阻发电机发电品质, 后续将通过实物验证和实际应用, 进一步评估和优化本文提出的控制算法的性能。

参考文献

- [1] 王宏华. 开关磁阻电动机调速控制技术[M]. 北京: 机械工业出版社: 2014.

[2] Chang Y C, Liaw C M. Establishment of a switched-reluctance generator-based common DC microgrid system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26 (9): 2512-2527.

[3] Chen H, Nie R, Gu JS, et al. Efficiency Optimization Strategy for Switched Reluctance Generator System With Position Sensorless Control[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2021, 26(1): 469- 479.

[4] 王茹愿, 李昕涛, 杨辉, 等. 模糊自抗扰优化开关磁阻电机速度环控制策略[J]. 微电机, 2024, 57 (03): 19-23.

[5] Sedky MM, Abdel-Azim WE, Abdel-Khalik AS, et al. Integrated Switched Reluctance Starter/Generator for Aerospace Applications: Particle Swarm Optimization for Constant Current and Constant Voltage Control Designs [J]. Applied Sciences-Basel, 2022, 12(15): 7583.

[6] 顾峰, 杨艳, 刘泽远, 等. 混合动力电动汽车用开关磁阻电机热分析[J]. 微电机, 2022, 55(11): 24-31.

[7] 林泽川, 黄宣睿, 肖曦. 面向波浪发电优化控制的开关磁阻发电机四象限推力分配策略[J]. 电工技术学报, 2024, 39(12): 3670-3678.

[8] 刘长钊, 吕雪慧, 秦大同, 等. 开关磁阻风电制氢动力传动系统机电耦合动力学分析[J]. 太阳能学报, 2022, 43(03): 42-52.

[9] 匡哲, 王双红, 孙剑波. 高速开关磁阻发电机励磁参数优化控制[J]. 华中科技大学学报(自然科学版), 2012, 40(02): 128-132.

[10] Pan J F, Zou Y, Cheung N, et al. On the voltage ripple reduction control of the linear switched reluctance generator for wave energy utilization[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(10): 5298-5307.

[11] 刘勇智, 王宇, 朱晨承. 基于 APC-CCC 的开关磁阻发电机性能优化研究[J]. 微电机, 2015, 48(02): 16-20.

[12] 韩建定, 张东升, 张舒心. 开关磁阻发电机输出电压优化控制与仿真[J]. 计算机仿真, 2015, 32 (08): 108-112.

[13] 雷晓霖, 王传奇, 李雪丰. 基于预测控制开关磁阻发电机输出电压优化[J]. 控制工程, 2019, 26 (08): 1490-1496.

[14] 丁文, 陈硕, 李可, 等. 一种提高开关磁阻发电机输出性能的改进型他励变换器[J]. 电工技术学报, 2022, 37(14): 3555-3565.

[15] GUO Q H, DIALLO D, BAHRI I, et al. Linearization for output voltage control of switched reluctance generator[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023; 1-9.

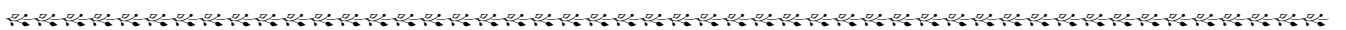
[16] 柴智远, 刘沛麟, 刘闯, 等. 开关磁阻发电机单脉冲模式综合性能优化研究[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43 (24): 9742-9752.

[17] 赵紫帆, 孙冠群, 杨建青, 等. 一种开关磁阻风力发电机新型功率变换系统及其最大功率点跟踪控制[J]. 电气技术, 2024, 25(04): 1-6, 58.

[18] Verma A, Ahmad SS, Narayanan G. Optimal Control of Single-Pulse-Operated Switched Reluctance Generator to Minimize RMS Phase and RMS DC-Bus Current[J]. IEEE Transactions on Indusary Applications, 2024, 60 (1): 507-519.

[19] 孙冠群, 李璟, 蔡慧. 控制电机与特种电机[M]. 3 版. 北京: 清华大学出版社, 2023.

[20] 徐霜, 万强, 余琍. 基于学习理论的改进粒子群优化算法[J]. 郑州大学学报(工学版), 2019, 40 (02): 29-34.



《微电机》(月刊)

全年 12 期, 读者可到当地邮局订阅, 本刊亦可破订、零购。

欢迎投稿! 欢迎订阅! 欢迎刊登广告!

国内刊号: CN61-1126/TM

在线投稿系统: wdj.paperopen.com

地址: 高新区上林苑四路 36 号(710117)

邮发代号: 52-92

订价: 8 元/期

年价: 96 元/年

编辑部邮购(含快递费): 300 元/年

国际刊号: ISSN 1001-6848

电话: 029-84276641



基于主动谐波注入的交流电驱系统谐波抑制方法研究

谢峰¹, 骆攀¹, 刘鏊¹, 王永棋¹, 陈凯旋¹, 赵俊杰¹, 金易恒²

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

摘要: 针对永磁同步电机(PMSM)因 5 次和 7 次谐波导致的转矩脉动与振动问题, 本文提出基于多同步旋转坐标系 PI 控制与准比例谐振(QPR)控制器的主动谐波注入策略。首先剖析 SVPWM 调制、逆变器死区效应及电机本体结构缺陷等谐波来源, 确定 5 次、7 次谐波为主要干扰因素。通过坐标变换将谐波转换为特定坐标系下的直流量, 结合低通滤波器提取谐波分量, 分别采用多同步旋转坐标系 PI 控制和 QPR 控制器进行抑制。仿真结果显示, 改进后的多同步旋转坐标系 PI 控制使 5 次、7 次谐波含量分别降至 1.45% 和 1.04%, 改进后的 QPR 控制器进一步将其抑制至 0.42% 和 0.11%, 两者协同作用时总谐波含量低至 12.27%, 有效验证了该策略对电机振动的抑制效果。

关键词: 永磁同步电机; 谐波抑制; 多同步旋转坐标系; 准比例谐振控制器; 主动谐波注入

中图分类号: TM351; TM341; TP272 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2026)04-0037-08

Research on Harmonic Suppression Method of AC Drive System Based on Active Harmonic Injection

XIE Feng¹, LUO Pan¹, LIU Liu¹, WANG Yongqi¹, CHEN Kaixuan¹, ZHAO Junjie¹, JIN Yiheng²

(1. Key Laboratory of Nuclear Reactor System Design Technology, Nuclear Power Institute of China, Chengdu 610213, China; 2. Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China)

Abstract: This paper proposed an active harmonic injection strategy based on multi synchronous rotating coordinate system PI control and quasi proportional resonance (QPR) controller to address the torque ripple and vibration problems caused by 5th and 7th harmonics in permanent magnet synchronous motors (PMSM). Firstly, analyzed the sources of harmonics such as SVPWM modulation, inverter dead zone effect, and motor body structural defects, and determined the 5th and 7th harmonics as the main interference factors. By using coordinate transformation to convert harmonics into direct current in a specific coordinate system, and combining with a low-pass filter to extract harmonic components, multiple synchronous rotating coordinate system PI control and QPR controller are used for suppression. The simulation results show that the improved multi synchronous rotating coordinate system PI control reduces the 5th and 7th harmonic content to 1.45% and 1.04%, respectively. The improved QPR controller further suppresses them to 0.42% and 0.11%. When the two work together, the total harmonic content is as low as 12.27%, effectively verifying the suppression effect of this strategy on motor vibration.

Key words: permanent magnet synchronous motor; harmonic suppression; multi synchronous rotating coordinate system; quasi proportional resonant controller; active harmonic injection

0 引言

在全球贸易中, 航运业因成本低廉, 在国际和国内贸易中占据重要地位。但国际海事组织数据显示, 全球航运业每年排放的温室气体超 10 亿吨^[1]。为响应节能减排, 发展电动船舶成为船舶行业实现

节能减排、转型升级的关键路径, 这也使得研发可靠的电机控制系统迫在眉睫。

永磁同步电机因运行可靠、损耗小、效率高, 在多个领域得到广泛应用。然而, 电力系统电源的非正弦波形、电机磁路饱和、转子偏心、控制回路的开关特性以及控制算法的死区时间等因素, 都会

收稿日期: 2025-11-17

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

导致电机运行时产生谐波脉动^[2]。谐波分为电机本体的空间谐波和电力电子器件的时间谐波^[3]，它们会使电机输出转矩脉动，影响电机正常运行，甚至引发过热爆炸等危险情况，因此需要有效的电机振动抑制方法。

近年来学者针对永磁同步电机谐波抑制研究主要有两种方向：一是从空间谐波角度优化电机结构、弱化谐波产生因素以降低谐波电流；二是从时间谐波角度通过虚拟负载法、死区补偿法等算法抑制谐波^[4]。因优化控制策略成本低、易实现，应用更广泛。Patel 等提出 18 槽 8 极绕组配置消除定子磁动势不良空间谐波^[5]；Jahns 等推动谐波注入法研究^[6]；重庆大学廖勇等 2011 年通过前馈电压注入控制仿真验证谐波注入可抑制转矩脉动^[7]；2017 年 Ali Najmabadi 等研究谐波电流注入对 6 阶转矩脉动的抑制并分析灵敏度^[8]；贾红云提出电流谐波注入补偿磁通切换永磁电机定位力矩^[9]；沈阳工业大学于慎波等通过多软件联合仿真证实改进的多同步旋转坐标系主动谐波注入策略有效^[10]。此外，其他学者还从定位力矩抑制、齿槽转矩削弱等多方面提出控制策略并验证有效性：文献[11]分析定位力矩成因并提出综合抑制方法；文献[12]提出两种削弱反磁通电机齿槽转矩的新方法并通过有限元实验验证；文献[13]提出结合平均误差电压补偿与零电流钳位效应消除的策略抑制死区效应波形畸变；文献[14]提出基于 ADALINE 算法的电流谐波提取抑制方法，在低速有效抑制指定次数谐波电流。另有学者针对逆变器谐波提出无死区开关法、电压补偿法等。

为了研究抑制电机振动的方法，本文以主动谐波注入为中心，将研究永磁同步电机的矢量控制模型，多旋转同步坐标系 PI 控制法以及准谐振控制器，通过 matlab 以及 simulink 搭建仿真模型验证提出的算法的有效性，旨在为永磁同步电机谐波抑制提供新的思路与方法。

1 永磁同步电机的理论介绍和数学模型

1.1 永磁同步电机的数学模型

1.1.1 坐标系变换

由于 PMSM 的控制策略较为复杂，需要建立合适的坐标系来方便对于 PMSM 的控制，图 1 为永磁同步电机控制的基本原理图。

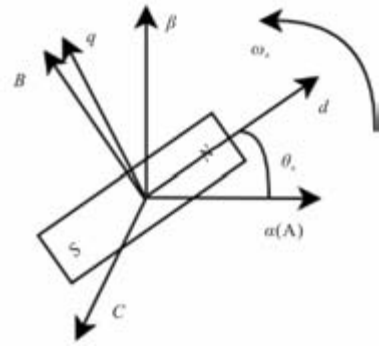


图 1 永磁同步电机的三个坐标系关系图

从转子视角，永磁同步电机涉及 ABC、 $\alpha\beta$ 、 dq 三个坐标系，ABC 坐标系三轴相位差 120° 电角度，源于三相电流； $\alpha\beta$ 坐标系 α 轴与 A 轴重合、 β 轴超前 α 轴 90° ，用于三相电转两相电简化计算； dq 坐标系随转子同步旋转， d 轴沿励磁磁极轴线， q 轴逆时针超前 d 轴 90° 电角度，该坐标系下转子磁场静止， d 轴分量控制励磁电流、 q 轴分量控制转矩，因电机控制难度低而常用。电机控制始于 ABC 坐标系，引入 Clarke 变换，将定子电流 i_A, i_B, i_C 转换至 $\alpha\beta$ 坐标系得到 i_α, i_β ，变换遵循功率不变原则以保证电机特性不变，对应有 Clarke 变换矩阵。

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (1)$$

同理可得 Clarke 的逆变换矩阵：

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2)$$

随后采用 Park 变换，可以得到如下的 Park 变换矩阵：

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3)$$

同理可得 Park 逆变换矩阵：

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (4)$$

1.1.2 dq 坐标系下的 PMSM 的基本方程

在三相静止坐标系下的定子电压方程：

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \frac{d\Phi}{dt} \quad (5)$$

式中, u_A, u_B, u_C 为定子三相绕组的相电压, R 为定子的电阻, i_A, i_B, i_C 为定子三相绕组的相电流, Φ 为定子三相绕组的磁链, 而磁链矩阵如下:

$$\Phi = \begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_{bb} & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \psi_f \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (6)$$

式中, θ 为电角度, L_{aa}, L_{bb}, L_{cc} 为绕组的自感, $M_{ab}, M_{ac}, M_{ba}, M_{bc}, M_{ca}, M_{cb}$ 为绕组之间的互感, ψ_f 为转子的永磁体磁链。

电机输出的电磁转矩方程:

$$T_e = \frac{1}{2} P_n \frac{\partial}{\partial \theta_m} \left\{ \begin{bmatrix} i_A & i_B & i_C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \end{bmatrix} \right\} \quad (7)$$

式中, T_e 为电磁转矩, P_n 为电机的极对数, θ_m 为电机的机械角。

电机的机械运动方程:

$$T_e - T_L - B_a \omega_m = J \frac{d\omega_m}{dt} \quad (8)$$

式中, T_L 为负载转矩, B_a 为阻尼系数, ω_m 为机械角速度, J 为转动惯量。

将三相静止坐标系利用 Clarke 变换进入两相静止坐标系, 可以得到 $\alpha\beta$ 坐标系下的数学模型, 此时的电压方程为

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} \quad (9)$$

这时的磁链方程为

$$\begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} = L_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \psi_f \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \sin\theta \end{bmatrix} \quad (10)$$

将两相静止坐标系利用 Park 变换进入同步旋转坐标系, 可以得到 dq 坐标系下的数学模型, 此时的电压方程为

$$u_d = Ri_d + \frac{d}{dt} \psi_d - \omega_e L_q i_q \quad (11)$$

$$u_q = Ri_q + \frac{d}{dt} \psi_q + \omega_e (L_d i_d + \psi_f) \quad (12)$$

式中, i_d, i_q 为三相电流转变到 dq 轴的电流, ω_e 为电角速度, L_d, L_q 为电机在 dq 轴方向的电感, 由于电机是表贴式永磁同步电机, 所以有 $L_d = L_q$, ψ_d, ψ_q 为定子磁链在 dq 轴的分量, 它们的值如:

$$\psi_q = L_q i_q \quad (13)$$

$$\psi_d = L_d i_d + \psi_f \quad (14)$$

此时转矩方程如式(15)所示, 由 $L_d = L_q$ 转化为式(16):

$$T_e = \frac{3}{2} P_n i_q [\psi_f + (L_d - L_q) i_d] \quad (15)$$

$$T_e = \frac{3}{2} P_n i_q \psi_f \quad (16)$$

转换到 dq 坐标系以后, 实现了转矩和磁场的解耦, 从交流控制转变为简单的直流控制。

1.2 永磁同步电机的 FOC 控制

FOC 控制通过分解定子电流为励磁分量 (i_d) 和转矩分量 (i_q) 实现高效控制, 主要方法包括 $i_d = 0$ 控制、最大转矩电流比控制、 $\cos\delta = 1$ 控制、弱磁控制和双环控制, 需根据需求平衡效率与动态响应。针对表贴式永磁同步电机, 本文采用双环控制实现 $i_d = 0$ 控制, 具体的控制流程为

(1) 获取 PMSM 转子位置、转速, 电角度供 Park 变换/逆变换, 转速反馈给转速环, 经 PI 输出 i_q^* 。

(2) 采集三相定子电流, 经 Clarke-Park 变换得 i_d 和 i_q , $i_d = 0$ 控制下 i_d^* 为 0, 电流环 PI 输出 u_d^* 和 u_q^* 。

(3) u_d^* 和 u_q^* 经 Park 逆变换、SVPWM 输出 PWM 波, 控逆变器电压, 实现电机闭环控制。

1.3 空间矢量脉宽调制

空间矢量脉宽调制技术核心是通过控制逆变器的开关状态, 合成所需要的电压矢量, 从而在电机的定子绕组中产生相应的电流矢量。图 2 为逆变电路图。

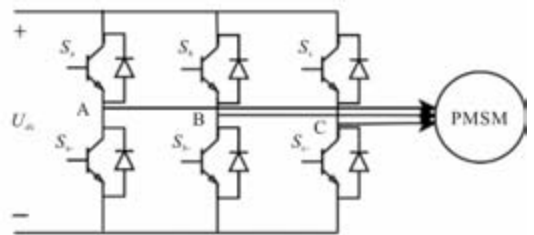


图 2 三相逆变桥的电路图

图中, U_{dc} 为直流母线电压, 分别用 $S_a^+, S_a^-, S_b^+, S_b^-, S_c^+, S_c^-$ 为六个开关, 开关导通时开关量为 1, 截断时为 0, 同一桥臂上的两个开关不能同时导通, 由此可以得到 8 个开关状态, 从而可以得到 8 种基

本空间电压矢量。相电压和开关函数的关系如：

$$U_{AN} = \frac{U_{dc}}{3}(2S_a - S_b - S_c) \quad (17)$$

$$U_{BN} = \frac{U_{dc}}{3}(2S_b - S_a - S_c) \quad (18)$$

$$U_{CN} = \frac{U_{dc}}{3}(2S_c - S_a - S_b) \quad (19)$$

可以发现 8 种电压矢量中，包含 6 个非零矢量和两个零矢量，将其映射到复平面上，可以得到六个扇区，如图 3 所示。

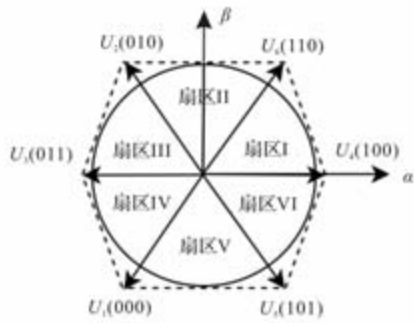


图 3 空间电压矢量扇区分布图

目标电压矢量在开关周期内，依冲量等效原理，组合基本电压矢量并算其作用时间，使平均值与目标矢量相等以模拟。为保幅值和相位连续，轨迹范围限在六边形内切圆内，其幅值为 $U_{dc}/\sqrt{3}$ 。

由图 4 可以得知：

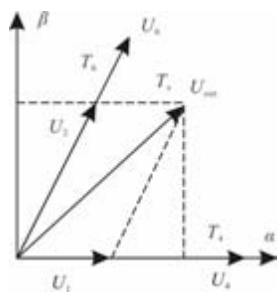


图 4 电压矢量作用原理图

$$T_s U_{out} = T_4 u_4 + T_6 u_6 + T_0 u_0 \quad (20)$$

$$T_s = T_4 + T_6 + T_0 \quad (21)$$

式中， U_{out} 为合成得到的目标电压矢量， u_4, u_6, u_0 为基本电压矢量， T_s 为开关周期， T_4, T_6, T_0 为电压矢量作用时间。

将 u_4 和 u_6 作用得到的电压矢量：

$$U_1 = u_4 \frac{T_4}{T_s} \quad (22)$$

$$U_2 = u_6 \frac{T_6}{T_s} \quad (23)$$

根据矢量图计算作用时间：

$$\frac{|U_{out}|}{\sin \frac{2\pi}{3}} = \frac{|U_1|}{\sin(\frac{2\pi}{3} - \theta)} = \frac{|U_2|}{\sin \theta} \quad (24)$$

将式(20)、式(21)、式(22)、式(23)代入式(24)可以得到：

$$T_4 = \sqrt{3} \frac{|U_{out}|}{U_{dc}} T_s \sin(\frac{\pi}{3} - \theta) \quad (25)$$

$$T_6 = \sqrt{3} \frac{|U_{out}|}{U_{dc}} T_s \sin \theta \quad (26)$$

设调制比为 M ，有：

$$M = \sqrt{3} \frac{|U_{out}|}{U_{dc}} \quad (27)$$

当调制比为 1 时，目标电压的幅值刚好在内切圆的边上，当调制比为 1.154 时，目标电压刚好处于外接圆的边上，超出该范围就不在线性区域了^[23]。

2 主动谐波注入策略和算法仿真

2.1 谐波的来源与分析

2.1.1 SVPWM 谐波电压分析

SVPWM 输出的相电压含有高次谐波分量，会导致永磁同步电机定子电流内含有谐波，且谐波频率和电压谐波频率相同。线电压 u_{ab} 的表达式为

$$\frac{u_{ab}(\omega_1 t, \omega_s t)}{\frac{E_d}{2}} = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=1}^{+\infty} A_{kn} \left(1 - e^{j\frac{2k\pi}{3}}\right) e^{j(k\omega_1 + n\omega_s)t} \quad (28)$$

式中， ω_1 为基波频率（调制波频率）， ω_s 为开关频率（载波频率）。当 k 为 3 的整数倍时，式(28)中括号内的内容为 0，即 3 倍频的谐波被消除，线电压中无此类电压谐波，输出的高频线电压谐波的角频率为 $n\omega_1 + k\omega_s$ 。

2.1.2 逆变器输出电压谐波分析

当 A 相某桥臂导通时另一桥臂必须关断，为防止同时导通需加入死区时间，从而引入死区效应，输出误差电压信号导致输出电压含谐波。

死区时间内 V1 和 V4 管均关断，电流仅通过续流二极管，规定流出逆变器电流方向为正，设死区时间为 T_{dead} ，开关导通时间为 T_{on} 、关断时间为 T_{off} ，则实际死区时间 T_d 为

$$T_d = T_{dead} + T_{on} - T_{off} \quad (29)$$

误差电压实际上是有规律的，即：

$$U_{\text{aerr}} = \text{sign}(i_a) \times \left(-\frac{T_d}{T_{\text{pwm}}} U_{\text{dc}} \right) \quad (30)$$

利用冲量等效理论来求误差电压的平均值:

$$u_+ = -T_d(u_{\text{dc}} + v_d) + T_{V1}v_1 + T_{V4}v_d \quad (31)$$

$$u_- = T_d(u_{\text{dc}} + v_d) + T_{V1}v_d + T_{V4}v_1 \quad (32)$$

将其在一个开关周期内平均, 并将方波进行傅里叶变换可以得到:

$$u_{\text{err}} = \frac{4|\Delta u|}{\pi} \left(\cos\theta + \frac{1}{3}\cos3\theta + \frac{1}{5}\cos5\theta + \frac{1}{7}\cos7\theta + \dots \right) \quad (33)$$

可以看出误差电压是由 3、5、7 次等奇数次谐波组成, 且次数越高含量越低, 所以 3、5、7 次谐波为主要谐波, 由于电机是星形连接方式, 不包含偶数次谐波和 3 的整数倍谐波, 所以逆变桥非线性因素导致的电压谐波主要为 5、7 次谐波。

2.1.3 电机本体结构缺陷谐波分析

电机运行时因物理结构非理想存在偏差, 导致气隙磁场畸变、反电动势波形失真。因电机星形对称连接, 反电动势不含偶次及 3 的整数倍次谐波, 引入的电压谐波主要为 5 次和 7 次, 在同步旋转坐标系下均表现为 6 次谐波(5 次为负序, 7 次为正序)。可以得到含有谐波分量的 dq 电压表达式:

$$\begin{aligned} u_d = & -\omega L_q i_{q1} + Ri_{d1} + 5\omega L_q i_5 \sin(-6\omega t + \theta_5) + \\ & Ri_5 \cos(-6\omega t + \theta_5) - 7\omega L_q i_7 \sin(6\omega t + \theta_6) + \\ & Ri_7 \cos(6\omega t + \theta_6) + 6\omega i_5 \sin(-6\omega t + \theta_5) - \\ & 6\omega i_7 \sin(6\omega t + \theta_7) \end{aligned} \quad (34)$$

$$\begin{aligned} u_q = & \omega L_d i_{d1} + Ri_{q1} - 5\omega L_d i_5 \cos(-6\omega t + \theta_5) + \\ & Ri_5 \sin(-6\omega t + \theta_5) + 7\omega L_q i_7 \cos(6\omega t + \theta_6) + \\ & Ri_7 \sin(6\omega t + \theta_6) - 6\omega i_5 \cos(-6\omega t + \theta_5) + \\ & \omega \psi_f + 6\omega i_7 \cos(6\omega t + \theta_7) \end{aligned} \quad (35)$$

可以看出, 影响永磁同步电机转矩的主要是 5、7 次谐波电流。

2.2 主动谐波注入的策略

2.2.1 多同步旋转坐标系 PI 控制器

普通 PI 控制器难抑谐波, 基于谐波分析与坐标变换, 提取对应次数谐波并转为坐标系下直流分量, 经低通滤波器提取后, 用 PI 控制器可实现控制。

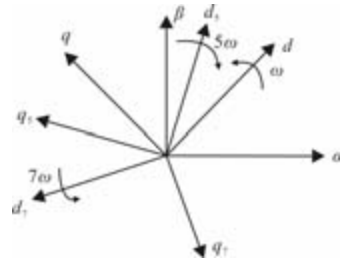


图 5 多同步旋转坐标系关系示意图

旋转坐标系下, dq 坐标系中 5 次谐波电流是基波 6 次负序分量、7 次是 6 次正序分量; 转换到 5 次 dq 坐标系, 5 次谐波电流成直流量, 7 次同理, 低通滤波器可提取, 图 5 为旋转坐标系关系。将 5 次谐波电压的交流量略去可以得到 5 次谐波电压稳态方程:

$$u_{d5} = 5\omega L_q i_{q5} + Ri_{d5} \quad (36)$$

$$u_{q5} = -5\omega L_d i_{d5} + Ri_{q5} - 5\omega \psi_f \quad (37)$$

同理可以得到 7 次谐波电压稳态方程:

$$u_{d7} = -7\omega L_q i_{q7} + Ri_{d7} \quad (38)$$

$$u_{q7} = 7\omega L_d i_{d7} + Ri_{q7} + 7\omega \psi_f \quad (39)$$

图 6 为谐波电流的提取模块, 提取出谐波电流以后, 对其进行 PI 控制, 由于期望谐波消失, 所以设定期望谐波电流均为 0, 随后将其变换为谐波电压, 转变回 dq 轴以后, 就得到了最终加到电流环的前馈电压。

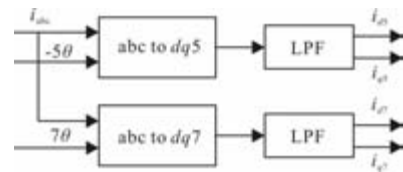


图 6 谐波电流提取模块原理图

2.2.2 准比例谐振控制器

普通 PI 控制器仅能控制直流量, 因谐波电流为交流量, 故提出谐振控制。其基于内模控制理论推导, 内模原理要求闭环包含外部输入/扰动数学模型以实现稳定跟踪或抑制, 本质是在特定频率提升控制增益, 常与比例控制结合成比例谐振 (PR) 控制, 传递函数为

$$G_{\text{PR}}(s) = k_p + \frac{2k_r s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (40)$$

式中, ω_0 为谐振角频率, 即要增益的部分, k_p 为比例增益, k_r 为谐振增益。

设定 $\omega_0 = 50 \text{ rad/s}$, $k_p = 1$, $k_r = 10$, 在 Matlab 中仿真可以得到该 PR 和 QPR 控制器的 bode 图。

QPR 控制器保持参数并添加带宽频率 $\omega_c = 2\text{rad/s}$ 后, 其谐振点增益虽低于 PR 控制器, 但仍具备无差调节交流信号的能力, 且增加谐振带宽, 可处理扰动信号、利于数字控制器实现, 相角裕度更大使控制更稳定。基于此选用 QPR 控制器, 参数中 ω_0 (谐振频率) 由系统决定取 50rad/s , 其余三参数需实验测量分析, 最终选取如下参数: $k_i = 120$, $\omega_c = 10\text{rad/s}$, $k_p = 1$ 。

将准谐振控制器离散化, 选取双线性变换, 即 Tustin 变换法带来的效果最好。图 7 为准谐振控制器的结构框图。

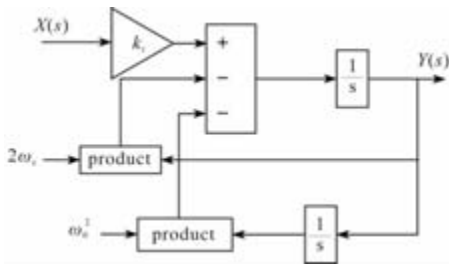


图 7 准谐振控制器的仿真结构图

则可以只对两个积分环节分别进行离散, 同时在反馈通路中增加一个延迟环节防止产生代数环, 就能实现离散化, 我们采用双线性变换法, 设 T 为采样周期:

$$s = \frac{2}{T} \frac{z - 1}{z + 1} \quad (41)$$

代入准谐振控制器的传递函数并将其转化为离散化格式可以得到

$$G_{\text{QPR}}(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} \quad (42)$$

经过整理以后可以得到控制器的差分方程:

$$y(k) = b_0 e(k) + b_2 e(k - 2) - a_1 y(k - 1) - a_2 y(k - 2) \quad (43)$$

该式实现了对误差信号的稳态控制, 很容易数字实现。

3 仿真模型实验

3.1 多同步旋转坐标系 PI 控制器

电机空载起动, 0.05s 加负载, 0.1s 加入算法后对 A 相电流 FFT 分析显示: 加入算法前 5 次、7 次谐波含量最高, 分别为 3.45% 和 4.13%; 加入算法后两者显著抑制, 但其余谐波含量增加, 因低通滤波器未能完全滤除杂波, 杂波注入回路引发新谐波。

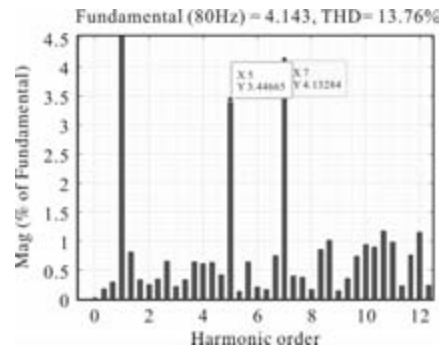


图 8 加入算法前 A 相电流的 FFT 分析

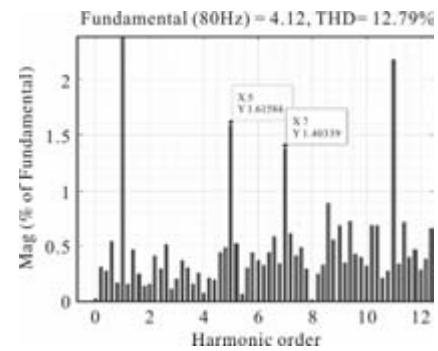


图 9 加入算法后 A 相电流的 FFT 分析

3.2 准比例谐振控制器

准比例谐振控制器有仿真因数字实现更便捷, 故选择使用数字实现。将该模块与 PI 控制器并联后运行可得:

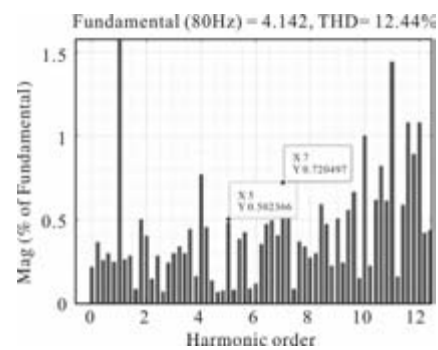


图 10 加入准比例谐振控制器后 A 相电流的 FFT 分析

可以看出, 其效果也相当明显, 5 次 7 次谐波分别被抑制到 0.50% 和 0.72%, 但是与多旋转坐标系 PI 控制器不同的是, 准比例谐振控制器的控制时间较长, 需要经过一定时间的积累才可以对谐波起到抑制作用, 原因是准比例谐振控制器中存在控制延迟, 需要添加多个延迟环节, 从而导致控制时间较长。

3.3 改进多同步旋转坐标系 PI 控制器

FFT 分析表明, 转换到 5 次 dq 坐标系时, 最大谐波实为原基波, 其余谐波含量远低于 5 次谐波。

故先除去基波, 再转换至 5 次 dq 坐标系, 此时电流主要成分为 5 次谐波转换的直流量, 可大幅减少谐波。

图 11 为改进方案的原理图, 其中 i_a, i_b, i_c 为提取到的三相电流, i_a^*, i_b^*, i_c^* 为理想的三相电流, 由于理想情况下的三相电路只有基波电流, 所以和提取到的三相电流计算后得到的电路均为谐波电流, 此时再进行坐标变换, 谐波注入。

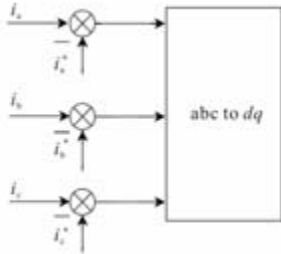


图 11 改进方案原理图

图 9 和图 12 对比可以发现, 改进后的算法对 5 次和 7 次谐波的抑制效果依然很强, 并且 5 次谐波的含量多下降了 0.17%, 7 次谐波的含量多下降了 0.36%, 说明该算法起到了一定的改善作用。

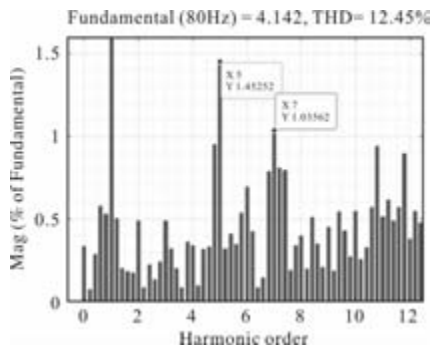


图 12 加入改进后的多同步旋转坐标系 PI 控制器的 A 相电流的 FFT 分析

3.4 改进准比例谐振控制器

离散化的准比例谐振控制器加入控制环后, 我们分析其频域特性:

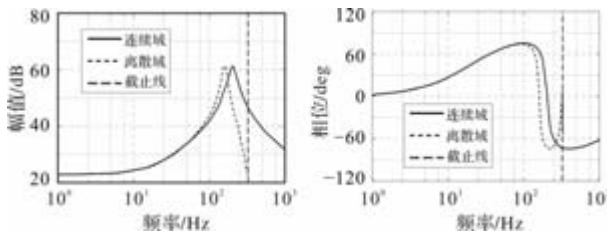


图 13 离散域和连续域的准比例谐振控制器的 bode 图

根据该图可以发现, 采用 Tustin 离散化后的 QPR 控制器的幅频特性出现了一定的偏移, 即理论

的谐振频率和离散化后的实际频率有偏差, 对此, 需要进行理论分析, 将之前小节讨论的谐振控制器的离散化传递函数进行化简, 可以得到:

$$G_{\text{QPR}}(z) = \frac{4k_r\omega_c T(z-1)(z+1)}{4(z-1)^2 + 4\omega_c T(z+1) + \omega_0^2 T^2(z+1)^2} \quad (44)$$

为分析频率偏差, 需计算离散化后的实际谐振角频率。通过比较离散化前后极点在复平面的位置, 令离散化谐振控制器传递函数的分母为零, 可得极点方程。

$$(4 + 4\omega_c T + \omega_0^2 T^2)z^2 + (2\omega_0^2 T^2 - 8)z + 4 - 4\omega_c T + \omega_0^2 T^2 = 0 \quad (45)$$

求解该方程, 可以得到离散域的两个极点为

$$z_{1,2} = \frac{4 - \omega_0^2 T^2}{4 + 4\omega_c T + \omega_0^2 T^2} \pm j \frac{4T \sqrt{\omega_0^2 - \omega_c^2}}{4 + 4\omega_c T + \omega_0^2 T^2} \quad (46)$$

在 z 平面有:

$$\angle z = \omega T \quad (47)$$

则通过极点, 可以求的离散的谐振角频率在连续域内的实际谐振角频率为

$$\omega_{\text{real}} = \frac{\arctan\left(\frac{4T \sqrt{\omega_0^2 - \omega_c^2}}{4 - \omega_0^2 T^2}\right)}{T} \quad (48)$$

由此就可以得到频率偏差为

$$\omega_{\text{err}} = \omega_0 - \omega_{\text{real}} \quad (49)$$

最终得到了误差角频率和实际谐振角频率 ω_0 , 采样周期 T , 带宽频率 ω_c 有关, 由于带宽频率通常极小, 实验选用的带宽频率相当于谐振角频率约 1% 大小, 所以可以忽略其影响。

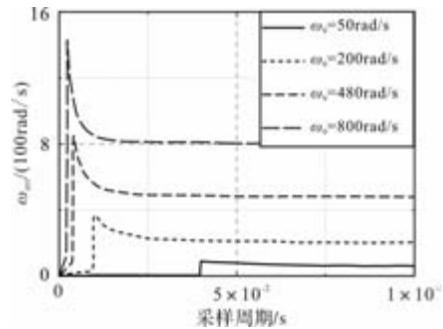


图 14 不同谐振频率下的频率误差和采样时间的关系图

实验表明, 相同采样时间下, 误差角频率随谐振角频率增大而增大; 相同谐振角频率下, 误差角频率随采样时间先增后减。因谐振角频率由系统决定, 故可通过减小采样周期抑制误差角频率增长。

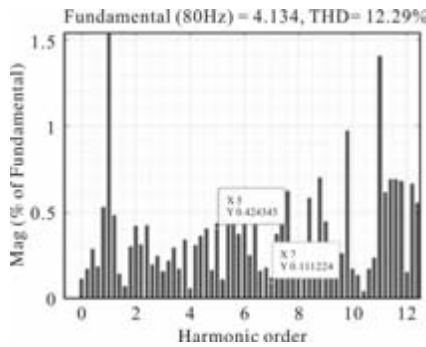


图 15 采样周期为 1e-7s 时的 A 相电流的 FFT 分析

当采样周期减小到 1e-7s 时，得到了图 15 的实验结果，5 次和 7 次谐波的含量分别多下降 0.08% 和 0.61%，显然，抑制效果进一步加强。

3.5 实验结果分析

将前几小节实验得到的结果如表 1 所示。

表 1 不同算法对于谐波抑制情况的比较

加入算法情况	5 次谐波含量	7 次谐波含量	总谐波含量
未加入算法	3.45%	4.13%	13.76%
加入多旋转	1.62%	1.40%	12.79%
加入改进多旋转	1.45%	1.04%	12.45%
加入 QPR	0.50%	0.72%	12.44%
加入改进 QPR	0.42%	0.11%	12.29%
加入改进多旋转和改进 QPR	0.14%	0.11%	12.27%

根据该表格可以发现一般的多旋转算法和 QPR 均对电流谐波有着良好的抑制作用，但是各自都存在一定的不足，对两个算法改进优化后，抑制效果更加明显，且两个改进算法同时加入以后进一步提升了抑制效果，说明提出的算法改进在优化电流谐波抑制方面具有良好作用。

4 结 语

针对永磁同步电机因谐波引发的转矩脉动与振动问题，本研究构建了多同步旋转坐标系 PI 控制与 QPR 控制器协同作用的主动谐波注入技术方案。通过理论分析揭示了电机谐波的三大来源，明确 5 次、7 次谐波为抑制重点；借助坐标变换将谐波分量转化为特定坐标系下的直流量，结合低通滤波实现精准提取，并通过多组仿真实验验证了控制策略的有效性。实验数据表明，改进后的多同步旋转坐标系 PI 控制可将 5 次、7 次谐波含量分别降至 1.45% 和 1.04%，QPR 控制器进一步将其抑制至 0.42% 和 0.11%，两者联合应用时总谐波含量低至 12.27%，显著提升了电机运行的平稳性。

参考文献

- [1] 柳晨光, 袁成清, 翟华, 等. 福建省电动船舶产业发展现状与未来趋势 [J]. 海峡科学, 2024 (2): 143-148.
- [2] 代攀. 永磁同步电机电流环谐波抑制技术研究 [D]. 武汉: 华中科技大学, 2014.
- [3] 高永超. 电动汽车用永磁同步电机谐波抑制策略研究 [D]. 山东: 山东理工大学, 2023.
- [4] 冷云贵. 基于谐波电流补偿法的永磁同步电机转矩脉动抑制研究 [D]. 重庆: 重庆理工大学, 2021.
- [5] Patel V I, Wang J, Nugraha D T, et al. Enhanced Availability of Drivetrain Through Novel Multiphase Permanent-Magnet Machine Drive [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(1): 469-480.
- [6] Han S H, Jahns T M, Soong W L. Torque Ripple Reduction in Interior Permanent Magnet Synchronous Machines Using the Principle of Mutual Harmonics Exclusion [C]. Industry Applications Annual Meeting. New Orleans, LA, USA; IEEE, 2007: 558-565.
- [7] 廖勇, 甄帅, 刘刃, 等. 用谐波注入抑制永磁同步电机转矩脉动 [J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(21): 119-127.
- [8] Najmabadi A, Xu W, Degner M. A sensitivity analysis on the fifth and the seventh harmonic current injection for sixth order torque ripple reduction [C]. International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC). Miami, FL, USA; IEEE, 2017: 1-8.
- [9] 贾红云, 程明, 花为, 等. 基于电流谐波注入的磁通切换永磁电机定位力矩补偿方法 [J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(27): 83-89.
- [10] 翟凤晨, 于慎波, 薛镜武. 谐波注入法降低永磁同步电机的转矩脉动 [J]. 组合机床与自动化加工技术, 2024(6): 106-109.
- [11] 胡建辉, 邹继斌, 陈霞. 无刷直流电机的理想与非理想定位力矩及其综合抑制方法 [J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(22): 153-157.
- [12] 沈勇环, 陈益广, 赵维友. 削弱反磁通电机齿槽转矩的两种新方法 [J]. 电工技术学报, 2007, 22(7): 141-144.
- [13] 王高林, 于泳, 杨荣峰, 等. 感应电机空间矢量 PWM 控制逆变器死区效应补偿 [J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(15): 79-83.
- [14] 王硕, 康劲松. 一种基于自适应线性神经网络算法的永磁同步电机电流谐波提取和抑制方法 [J]. 电工技术学报, 2019, 34(4): 654-663.

驱动器散热器轻量化设计及热仿真验证研究

郑伟^{1,2}

(1. 美的威灵电机技术(上海)有限公司, 上海 201203; 2. 上海高创捷动控制技术有限公司, 上海 201702)

摘要: 在工业自动化设备国产化替代进程加速的背景下, 高密度集成与低成本设计双重约束引发的热失控问题, 已成为制约紧凑型驱动器可靠性的核心瓶颈。本文针对某类伺服驱动器散热系统, 建立融合热传导、热对流与热辐射的多物理场耦合模型, 提出基于拓扑优化与传热强化的协同设计方法, 通过 ANSYS Icepak 构建三维稳态热流仿真平台, 量化分析了不同的结构布局、散热面积、翅片数量及基板厚度等多参数耦合作用下的温度梯度演变规律。经散热结构优化设计, 散热器减重 16.4%, 驱动器深度缩减 12.5%, 整流桥结温 $\leq 125^{\circ}\text{C}$ 且消除 10W 制动电阻散热瓶颈, 全面满足散热要求, 保持兼容性同时实现产品紧凑化。本研究为驱动器散热结构的轻量化设计提供了重要参考。

关键词: 散热器优化; 热力学分析; 强制对流

中图分类号: TM383.4; TK172

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)04-0045-07

Research on Lightweight Design and Thermal Simulation Verification of Servo Drive Heat Sink

ZHENG Wei^{1,2}

(1. Midea Welling Motor Technology (Shanghai) Co., LTD., Shanghai 201203, China;

2. Shanghai Gaochuangjie Dynamic Control Technology Co., LTD., Shanghai 201702, China)

Abstract: Under the accelerated localization substitution of industrial automation equipment, the dual constraints of high-density integration and low-cost design have led to thermal runaway issues, becoming a critical bottleneck in the reliability of compact drives. This paper focused on the thermal management system of a servo drive, establishing a multi-physics coupled model integrating heat conduction, convection, and radiation. A collaborative design method based on topology optimization and heat transfer enhancement was proposed. Using ANSYS Icepak, a three-dimensional steady-state thermal flow simulation platform was constructed to quantitatively analyze the temperature gradient evolution under the coupling effects of various parameters such as structural layout, heat dissipation area, fin count, and heat sink thickness. Through optimized thermal structure design, the weight of the heat sink was reduced by 16.4%, the drive unit depth was reduced by 12.5%, the junction temperature of the rectifier bridge chip was effectively controlled below 125°C while completely eliminating the thermal bottleneck of the 10W braking resistor. The comprehensive solution fully met all thermal dissipation requirements, maintained full system compatibility, and successfully achieved product compactness. This study provides important references for the lightweight design of drive heat dissipation structures.

Key words: heat sink optimization; thermodynamic analysis; forced convection

0 引言

随着工业技术的不断发展, 设备小型化与高功率化的趋势带来了日益严峻的热管理挑战。《中国制造 2025》指出: 工控核心部件的国产化是提高智能制造水平、完成制造业转型的第一要务, 其中数控机床、工业机器人和新能源汽车是工业界的重点攻关领域, 要加快突破伺服驱动器等关键零部件的技术瓶颈^[1]。驱动器是伺服系统的重要组成部分, 伺

服系统是位置、速度、电流三闭环控制系统, 驱动器内部的功率电子元件(如整流桥、MOSFET)在工作时会产生大量热量^[2]。据研究表明, 超过 55% 的驱动器产品失效是由于内部功率发热器件温度过高所导致^[3]。电子元件的工作温度每升高 10°C , 元件损失效率就会增加一倍^[4]。在传统散热方案中, 大量发热器件的集中布局容易引发热量的相互传导和扩散, 在有限的空间内, 传统散热结构很难满足器件温升要求, 增加散热器表面积与体积虽可提升散

收稿日期: 2025-06-07

作者简介: 郑伟(1983), 男, 工学学士, 工程师, 研究方向为伺服驱动系统结构开发。

热性能，但将引发成本上升及紧凑安装受限等瓶颈问题。

针对紧凑型驱动器的散热难题，本研究拟建立高精度的热力学仿真模型，对不同工况下的热管理性能进行仿真分析。通过压力云图和温度云图的对比，提出优化的散热结构设计方案，并对其有效性进行验证，为高功率密度设备的热管理提供可靠的技术支持。

1 热设计理论基础

热量传递包含 3 种基本方式：导热、对流和辐射换热^[5-6]。

电子产品的散热设计可通过以下 3 种方式增强散热能力^[7]：(1) 提高器件之间的传热效率，减小接触热阻^[8]；(2) 增大流体与固体表面的温差，即提高散热面附近空气与外部环境空气的对流速度；(3) 增加产品表面的辐射率；故根据以上理论知识，结合本研究对象的工况和难易程度，可参考上述方式 1 和方式 2 进行轻量化设计和热仿真验证研究。

根据简化的稳态流动热能方程^[9]：

$$q = \dot{m} C_p (T_{out} - T_{in}) \quad (1)$$

式中， q 为传热速率(W)； \dot{m} 为质量流率(kg/s)； C_p 为比热容(J/kg·K)； T_{in} 为进口温度(K)； T_{out} 为出口温度(K)。

流体的质量流速率 \dot{m} 可以表示为

$$\dot{m} = \rho V A_c \quad (2)$$

式中， ρ 为流体密度(kg/m³)； $V A_c$ 为体积流率(m³/s)。

将式(2)代入式(1)中，并初步计算系统所需的最小风量公式：

$$V A_c = \frac{q}{\rho C_p (T_{out} - T_{in})} k \quad (3)$$

式中， $V A_c$ 为所需的风量(m³/s)； q 为散热量(W)，取所有器件总损耗为 51.11W； ρ 为空气密度(kg/m³)，按平均 50℃ 取 1.2kg/m³； C_p 为空气的比热容(J/kg·K)，按平均 50℃ 取 1000J/kg·K； T_{in} 和 T_{out} 分别为进出口温度(K)，取 20K； k 为裕量系数，取 1.3。

2 驱动器设计分析

2.1 系统构成

原始驱动器为整流单元，作为系统驱动器的组成部分，其结构包含散热座、功率器件、功率电路板、控制电路板和外壳，散热方案采用强制对流方式，顶部安装轴流风扇形成抽风通道，底部设置进

风栅格。整体尺寸为：200 × 200 × 50mm (D × H × W)，具体结构如图 1 所示。

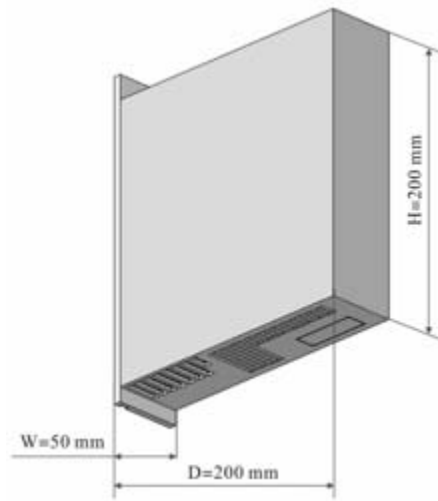


图 1 驱动器外形

驱动器正常工作的温度为 0 - 45℃，每升高 5℃ 降额 10%。其中的主要发热器件有整流桥、二极管、MOSFET 和制动电阻，最主要的发热器件为整流桥，型号为 3PB5010，按照单相 AC200V 输入可估算出整流桥额定损耗为 36W，通过产品手册和热阻测试报告标定，仿真时采用等效后的热仿真模型。初步估算制动电阻损耗 10W，二极管损耗 2.25W，MOSFET 损耗 1.86W，IGBT 损耗 1W，总损耗 51.11W，整体布局如图 2 所示。

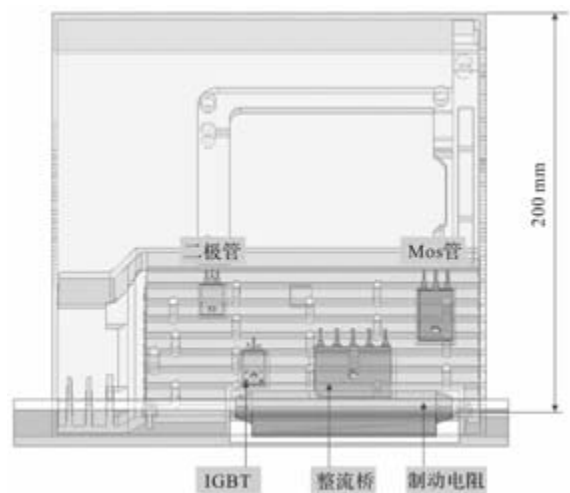


图 2 驱动器布局尺寸图(原始方案)

根据式(3)可算出原方案系统所需的最小风量为 0.00277 m³/s。经分析发现，系统阻力曲线和“A-1”风扇的 PQ 曲线匹配时，设计工作点风量略低于系统所需的最小风量。若通过提高转速增加风量，将导致噪音超标，成本上升。功率器件集中排布会产生相互传热现象，可能引发局部过热而损坏驱动器。

在部分自动化应用中,集成箱体的深度方向为用户接线侧,若驱动器尺寸过大,易导致连接线与箱门发生干涉。为此,需优化驱动器设计:缩减深度尺寸,采用功率器件分散式布局,减少散热翅片数量,从而降低散热器重量。

2.2 轻量化设计分析

为减小驱动器体积并确保散热性能,可采用分散式布局散热结构^[10],将二极管和 MOSFET 安装在远离风道的散热器横梁上,缩减翅片数量。该设计可分散热量、缓解集中发热问题,同时降低硬件布局难度,大幅缩减风道散热器体积,使驱动器更紧凑且成本更低。此外,还可结合系统外部风道进一步提升散热效果。

鉴于制动电阻为系统选配方案,部分场景下可以不安装,为缩减体积,建议采用双方案并行设计策略,先设计基础方案(无制动电阻),优先考虑体积最小化设计;再考虑兼容方案(含制动电阻),保持功能完整性,通过热仿真对比验证方案的可行性,若兼容方案能达到设计要求,则较原始方案可实现显著轻量化设计目标。

2.3 散热器设计

该散热系统采用下进上出的垂直风道设计,顶部安装抽风风扇,底部设置进风通道。

散热器总厚度为 50mm,风道长度为 200mm,基板厚度为 5mm,全段翅片数量为 6 片,单翅片厚为 3.2mm,高为 24mm,翅片单侧拔模角度为 2.5°。如前所述,制动电阻作为系统选配方案,在轻量化设计时可先取消,待轻量化设计完成后,若散热结构在满足功率模块和整流桥热耗后仍有裕量,可考虑重新兼容 10W 制动电阻,以实现驱动器的全功能需求。为减小深度尺寸,将二极管和 MOSFET 安装在远离风道的散热器横梁上,可减少三组全段翅片,使风道深度缩减约 19.6mm,该结构作为仿真基础方案 1 的散热器,如图 3 所示。

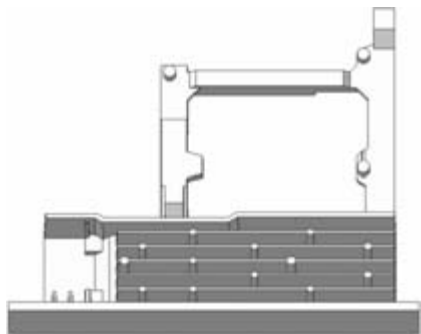


图 3 无制动电阻散热器

在相同体积约束下,因空间紧凑且器件排布密集,实现兼容制动电阻的全功能驱动器设计面临挑战。为此,尝试将制动电阻内置于翅片风道中,该方案不额外占用硬件布局空间,但需牺牲部分散热面积,可通过增设两组 1/2 半段翅片(总宽约 16.4mm)补偿散热能力,此半段翅片为特殊结构设计,与常规翅片不同之处在于,它并非完整翅片,也不与基板直接接触,如图 4 所示。

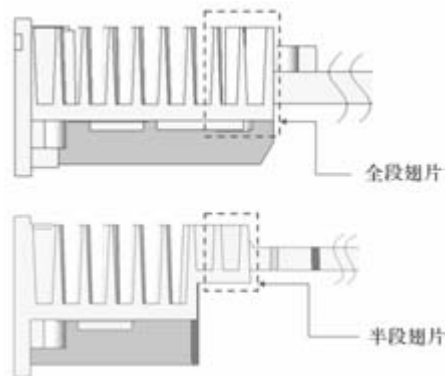


图 4 全段翅片与半段翅片说明图

半段翅片底板与 PCB 板之间的预留空间可用于布置硬件元器件,完全满足器件安规要求。经此优化后,散热面积较无制动电阻的方案 1 减少 4.83% (由 96458 mm² 降至 91797 mm²),仿真方案设置成当前的优化方案,作为仿真兼容方案 2 的散热器,如图 5 所示。可通过热仿真对比分析,若方案 1 满足预期要求,可以继续推进方案 3 的轻量化设计,将基板厚度由 5mm 减至 3mm,作为仿真方案 3 的散热器。

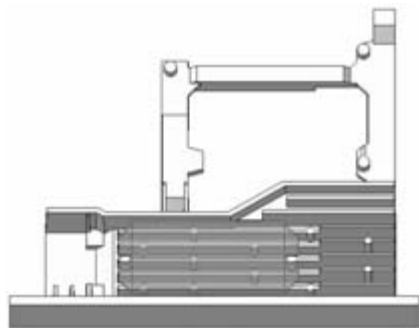


图 5 含制动电阻散热器

3 驱动器仿真建模与热仿真分析

3.1 几何模型建立

基于轻量化布局设计方案,驱动器三维建模尺寸优化为 175 × 200 × 50mm (D × H × W)。

热仿真工况设置基于前述散热器设计方案,具

体参数对比如表 1 所示，包含以下三种方案。

表 1 方案结构说明

工况	功耗/W	结构说明
方案 1	41.11	散热器基板厚 5 mm 全段翅片 无制动电阻
方案 2	51.11	散热器基板厚 5 mm 新增两组 1/2 半段翅片 翅片内嵌制动电阻
方案 3	51.11	散热器基板厚 3 mm 新增两组 1/2 半段翅片 翅片内嵌制动电阻

方案 1 为基础方案(无制动电阻)，布局如图 6 所示。

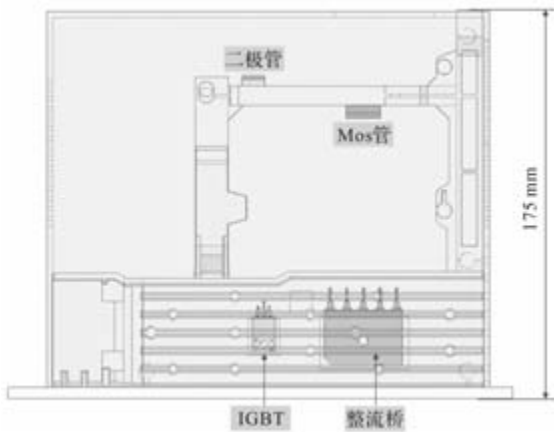


图 6 无制动电阻布局图(方案 1)

方案 2 为兼容方案(含制动电阻)，方案 3 为兼容后轻量化优化方案，布局如图 2 所示。

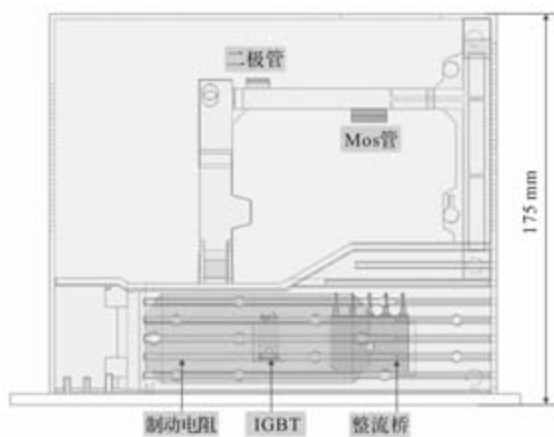


图 7 含制动电阻布局图(方案 2 和方案 3)

整流桥功率器件的内部芯片布局位置如图 8 所示。

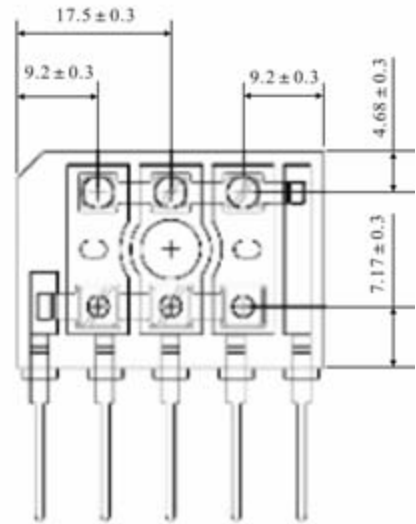


图 8 3PB5010 芯片布局

3.2 热仿真与独立性验证

3.2.1 简化零件

仿真采用基于规格书的 3D 简化风机模型(尺寸 40 × 40 × 20 mm)进行等效替代，并导入 PQ 性能曲线作为该风机参数，所有方案均统一应用该模型，具体参数详见表 2。

表 2 风扇参数表

参数	参数值
型号	A-1
风扇类型	轴流
电压 U/V	12
电流 I/A	0.2
功率 P/W	1.8
转速 $n/(r/min)$	10000
噪音 L/dB	39.2

3.2.2 边界条件

1) 环境温度为 50℃；

2) 海拔高度 0m；

3) 仿真环境设置为开放空间，其中驱动器安装壁面采用 2mm 等效钢板建模，其它壁面均为开放面，驱动器到壁面的安装距离如图 9 所示。

3.2.3 仿真参数说明

仿真分析所采用的各组件材料特性参数如表 3 所示。

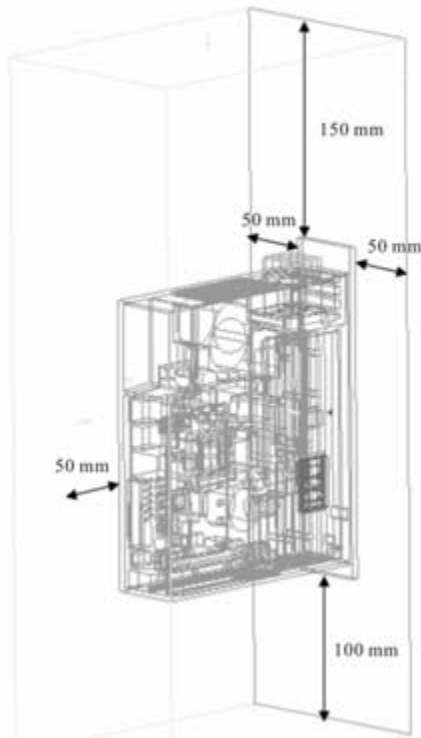


图 9 热仿真模型

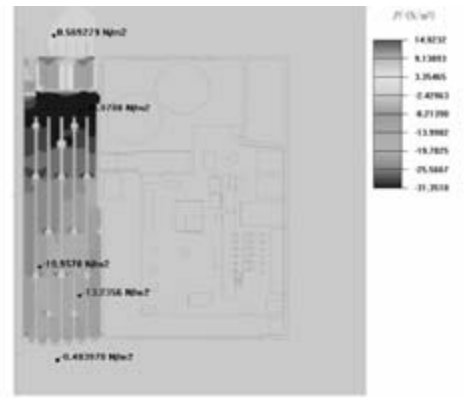
表 3 物料特性表

器件名称	等效导热系数 $/(W/(m \cdot k))$	比热容 $/(J/(kg \cdot k))$	密度 $/(kg/m^3)$
壳体 材料: PC/ABS	0.25	1470	1240
散热器 材料: ADC12	96.2	900	2700
整流桥上壳体 厚 $t=3.05$ mm	0.445	-	-
整流桥芯片 厚 $t=0.2$ mm	180	-	-
整流桥铜基板 厚 $t=0.65$ mm	387.6	-	-
整流桥下壳体 厚 $t=0.1$ mm	0.338	-	-
导热硅脂 厚 $t=0.1$ mm	2	-	-

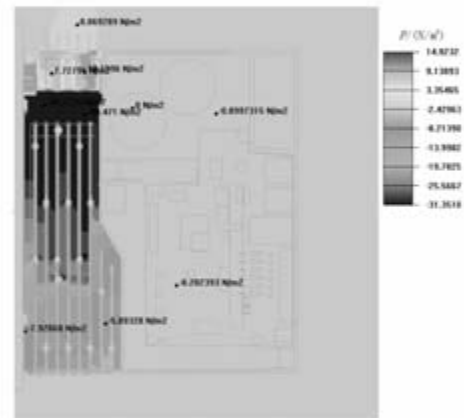
3.3 仿真数据附图表

3.3.1 压力云图对比

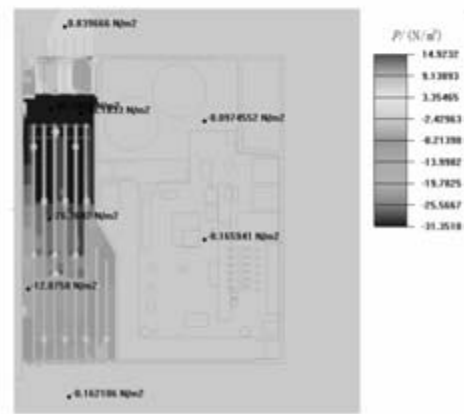
如图 10 所示, 通过对比方案 1、方案 2 和方案 3 三种方案的进出口压力差数据可直观评估流阻特性, 压力差越大, 流阻越大。故方案 2 和方案 3 在增加制动电阻后, 散热器流阻明显变大。



(a) 方案1



(b) 方案2



(c) 方案3

图 10 压力云图对比

3.3.2 器件温度云图对比

方案 1、方案 2 和方案 3 器件的仿真温度如图 11 所示。

3.3.3 散热器温度云图对比

方案 1、方案 2 和方案 3 散热器的仿真温度如图 12 所示。

3.3.4 数据对比

三组散热方案的仿真结果对比数据详见表 4 所示。

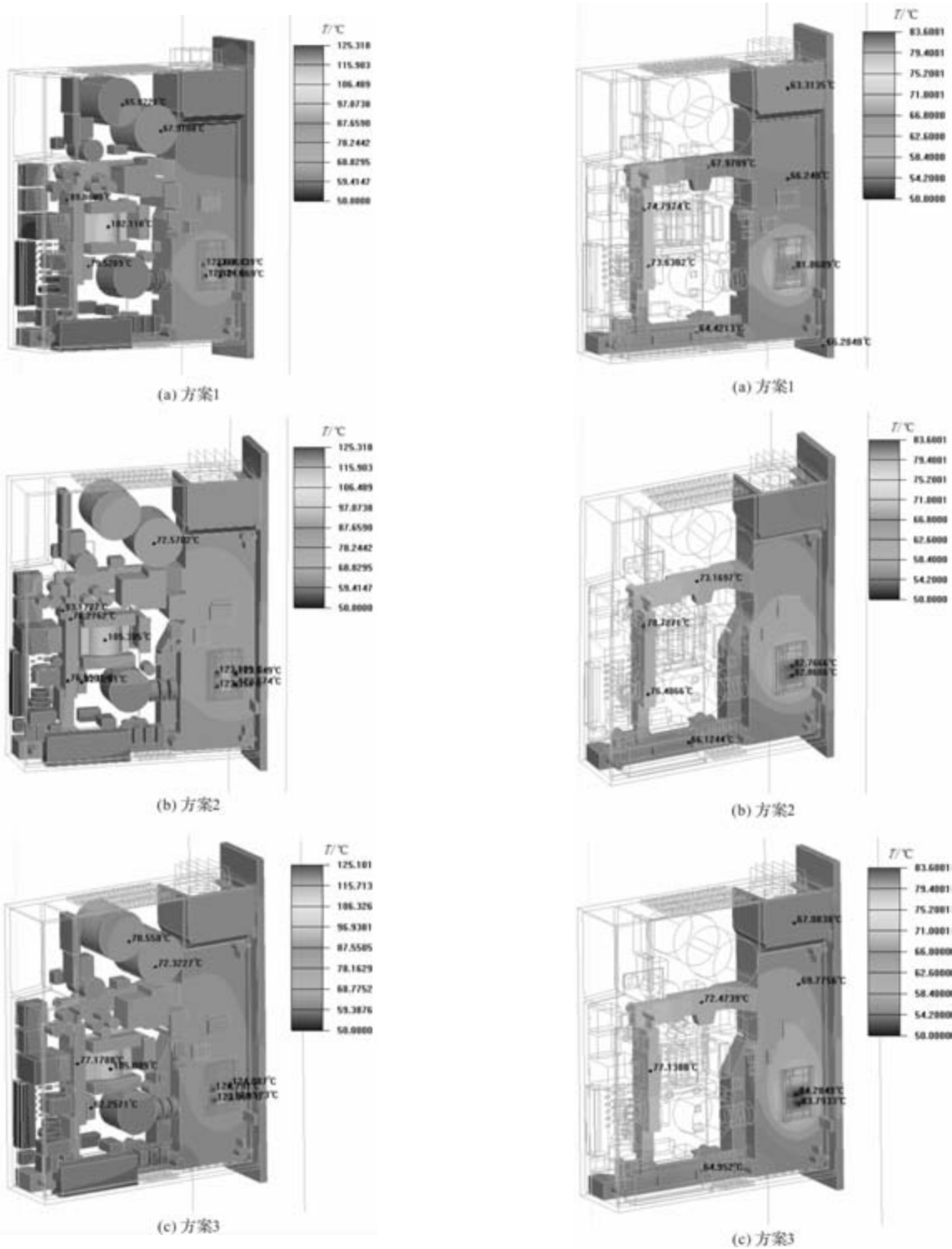


图 11 器件温度云图对比

图 12 散热器温度云图对比

表 4 仿真结果汇总(环温 50 °C)

器件	最大限制温度/°C	方案 1 仿真温度/°C	方案 2 仿真温度/°C	方案 3 仿真温度/°C	器件	最大限制温度/°C	方案 1 仿真温度/°C	方案 2 仿真温度/°C	方案 3 仿真温度/°C
整流桥芯片	125	122.4	124.1	125.1	二极管	114	89.7	93.3	92.6
对应散热器	85	72.3	75.5	75.7	对应散热器	85	73.9	77.8	77.3
MOSFET	116	79.9	82.9	82.5	制动电阻	85	-	71.9	71.6
对应散热器	85	73.3	76.3	75.7					

注：整流桥芯片为结温，其它器件为最高壳温，对应散热器为器件壳温点处的散热器温度。

3.4 结果分析

(1)在相同配置下(ADC12 材质散热器, 风机转速 10000 r/min), 对比方案 1 和方案 2, 方案 2 通过增加两组 1/2 半段翅片, 内嵌制动电阻设计, 使整流桥芯片温升控制在 1.7℃(结温 \leq 125℃), 同时确保其它功率器件温升均在限值内, 满足系统散热要求。

(2)在相同配置下(ADC12 材质散热器, 风机转速 10000 r/min, 均安装制动电阻), 对比方案 2 和方案 3, 方案 3 将基板厚度从 5 mm 减至 3 mm 后, 虽然二极管、MOSFET 和制动电阻的温度略有下降, 但因整流桥芯片结温 $>$ 125℃限值, 最终无法满足设计要求。

综上所述, 经方案 1 验证, 将 MOSFET 和二极管布局在横梁上, 有效缓解了散热器基板的散热压力, 避免了器件间热量传导对散热效果的负面影响, 分散式布局可减小体积, 满足散热要求。经方案 2 验证, 通过增设两组 1/2 半段翅片并将制动电阻内置于风道结构, 在维持在驱动器体积恒定的条件下, 系统不仅满足散热性能要求, 同时确保全功能兼容性。

4 结 语

本研究基于轻量化设计需求, 采用 ANSYS Icepak 构建三维稳态热流仿真平台, 结合理论计算与仿真验证方法, 系统探究了散热器布局优化、翅片分布调整及基板厚度设计等关键参数对驱动器整体散热性能的影响机制, 并得出以下结论:

(1)通过轻量化优化设计, 采用发热器件分散式布局与横梁一体式散热结构相结合的设计方案, 实现了定向热传导, 满足散热要求。在削减三组翅片的情况下成功将整机深度从 200mm 缩减至

175mm, 不仅显著降低了硬件集成复杂度, 同时达成了紧凑型结构设计目标。

(2)基于无制动电阻的过渡设计方案 1, 通过热仿真对比验证, 最终确定方案 2 较原始方案实现了显著的优化: 驱动器深度缩减 12.5% (由 200mm 降至 175mm), 散热器重量减轻 16.4% (由 670g 降至 560g), 完全满足整体设计要求并达成优化目标。

参考文献

- [1] 黄依婷, 王云冲, 史丹, 等. 永磁同步电机伺服控制(连载之一)国内外研究现状与发展趋势概述[J]. 微电机, 2022, 55(8): 1-2.
- [2] 黄依婷, 王云冲, 史丹, 等. 永磁同步电机伺服控制(连载之五)变参数滑模位置伺服控制[J]. 微电机, 2022, 55(12): 2.
- [3] 史贤忠, 杜佳星, 刘纘阁, 等. 伺服驱动器散热器的热设计优化[J]. 机电工程, 2014, 31(4): 473.
- [4] 李争, 邢殿辉, 高培峰. 电机功率逆变器三维温度场计算及散热结构设计[J]. 微电机, 2015, 48(8): 5.
- [5] 王永康, 张洁, 张宇, 耿丽丽. ANSYS Icepak 电子散热基础教程[M]. 北京: 电子工业出版社, 2019: 38-40.
- [6] 陈继良. 从零开始学散热[M]. 北京: 机械工业出版社, 2020: 15.
- [7] 李忠, 潘军, 韩磊, 张攀, 占昌恒. 基于 Icepak 的火炮驱动器热分析[J]. 电子机械工程, 2019, 35(4): 40.
- [8] 杨正绪, 刘伟东, 李悦韡. 伺服驱动器散热设计[J]. 机电一体化, 2010, 16(4): 78.
- [9] 英克鲁佩勒 (Incropera, F. P.) 等著; 葛新石, 叶宏译. 传热和传质基本原理(原著第六版)[M]. 北京: 化学工业出版社, 2007: 12.
- [10] 郑伟, 何兴家. 驱动器[P]. 中国专利: CN218451069U, 2023-02-03.

《微电机》(月刊)

全年 12 期, 读者可到当地邮局订阅, 本刊亦可破订、零购。

欢迎投稿! 欢迎订阅! 欢迎刊登广告!

国内刊号: CN61-1126/TM

在线投稿系统: wdj.paperopen.com

地 址: 高新区上林苑四路 36 号(710117)

邮发代号: 52-92

订价: 8 元/期

年价: 96 元/年

编辑部邮购(含快递费): 300 元/年

国际刊号: ISSN 1001-6848

电话: 029-84276641

基于零序电流闭环控制的共直流母线起发系统

黄彪¹, 翟理¹, 袁重焕¹, 陈强^{1,2}

(1. 贵州航天林泉电机有限公司, 贵阳 550008; 2. 国家精密微特电机工程技术中心, 贵阳 550008)

摘要: 共直流母线双逆变器结构可以简化系统结构, 并降低系统成本。但系统存在零序电流回路, 导致了额外的电机损耗和发热, 会降低系统的效率和运行能力。本文设计了基于零序电流抑制 PR 调节器的同步磁阻发电机的共直流母线控制系统, 并进行了仿真和试验分析。实验结果表明, 基于 PR 调节器的零序谐波电流抑制技术在负载工况下仍能保持良好的零序谐波电流抑制能力。

关键词: PR 调节器; 同步磁阻电机; 零序电流

中图分类号: TM352; TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)04-0052-07

A Common DC Bus Starting System Based on Zero Sequence Current Closed Loop Control

HUANG Biao, ZHAI Li, YUAN Chonghuan, CHEN Qiang

(1. Guizhou Aerospace Linquan Motor Co., LTD., Guiyang 550008, China;

2. National Precision Micro Motor Engineering Technology Center, Guiyang 550008, China)

Abstract: The dual inverter structure with a common DC bus can simplify the system structure and reduce system costs. However, there is a zero sequence current circuit in the system, which leads to additional motor losses and heating, which will reduce the efficiency and operational capability of the system. This article designed a zero sequence current suppression PR regulator and conducts simulation and experimental analysis. The experimental results show that the zero sequence harmonic current suppression technology based on PR regulator can still maintain good zero sequence harmonic current suppression ability under load conditions.

Key words: PR regulator; synchronous reluctance motors; zero sequence current

0 引言

开绕组同步磁阻电机运行时两个逆变电路可各自分担一半功率, 可降低开关器件的容量要求^[1], 使同步磁阻电机起动发电系统运行的稳定性及可靠性得到提高, 与中点钳位式三电平逆变器相比, 此系统避免了中性点电压漂移和变流器结构复杂的问题^[2]。共直流母线双逆变器结构可以简化系统结构, 并降低系统成本, 但存在零序电流回路, 使得电机存在零序电流, 导致了额外的电机损耗和发热, 降低了系统的效率和稳定运行能力。

国内外学者对零序环流抑制提出了多种方法^[3-4], 文献[5]采用脉宽调制及环流谐振控制来抑制系统环流谐振, 文献[6]设计一种环流谐振控制器, 文献[7-11]采用优化调制策略抑制环流, 文献[12]提出 PR 调节器抑制低频环流。

受绕组排列和加工工艺影响, 同步磁阻电机三

相绕组间往往存在一定的不对称性, 如果只抑制两个变流器产生的共模电压, 开绕组同步磁阻电机绕组中会引起存在较大的零序电流。因此, 上述抑制共模电压的方法应用于开绕组同步磁阻电机, 并不能够完全抑制零序电流。本文提出了基于 PR 调节器的零序电流抑制方案, 并通过仿真和试验验证了调节器对零序电流抑制的有效性。

1 PR 调节器设计

同步磁阻电机的数学模型与传统内置式永磁电机的数学模型类似, 区别在于, 同步磁阻电机的数学模型中没有永磁磁链引入的反电势电压项。同步磁阻永磁电机的数学模型(同步旋转坐标系)如:

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

收稿日期: 2024-07-19

基金项目: 非晶磁阻型高速起动发电机系统技术(31512040107)

作者简介: 黄彪(1992), 男, 工程师, 研究方向为起发电机控制。

式中， d 轴轴线定义为转子磁阻较大的方向， q 轴轴线正交于 d 轴轴线，为磁阻较小的方向，因此数学模型中的 d 轴电感小于 q 轴电感。 dq 轴电压由三部分构成，其一为电阻电压，其二为 dq 轴电流变化引入的感应电压，剩余项为 dq 轴磁链交叉耦合的旋转电压项。由于电机材料的非线性特性，电感参数在

不同电枢电流作用下，亦呈现出非线性特性^[13]。

由于同步磁阻电机所具有的凸极特性，因此电机的转矩控制可采用最大转矩/电流比 (MTPA) 控制，当 i_d 的幅值等于 i_q 的幅值时转矩输出最大，即为 MTPA 控制工作点，此时的电流角度为 45° (以 q 轴正方向为参考)，控制框图如图 1 所示。

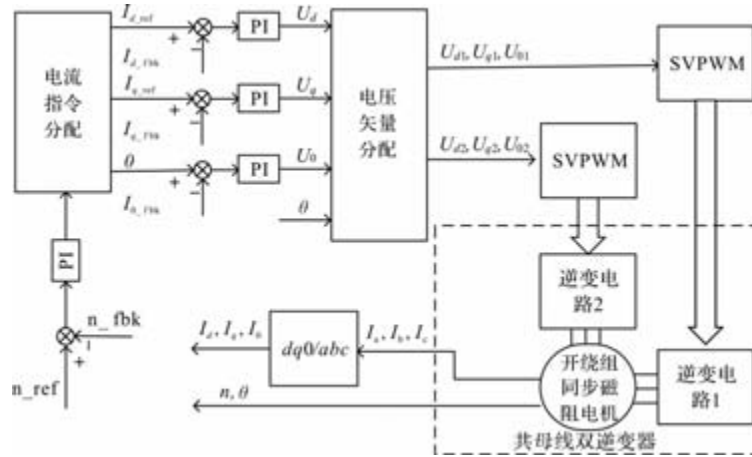


图 1 共直流母线开绕组同步磁阻电机控制框图

起动模式下，同步磁阻电机作为电动机，拖动负载至指定转速。起动控制系统包含三个部分：电流指令分配模块，电流闭环控制模块即调制模块，系统框图如图 2 所示。电流指令分配模块需要根据实际工况需求，控制电机运行在转速给定、转矩给定模式或功率给定模式。在转速给定模式中，转速外环生成电流幅值指令，并根据 MTPA 控制角度分配 $dq0$ 轴电流指令。转矩给定模式和功率给定模式则根据同步磁阻电机数学模型，通过理论估计的方式计算出 $dq0$ 轴电流指令，对 $dq0$ 轴电流进行闭环控制，电流控制的基础为 PI 控制。

发电模式下，同步磁阻电机作为发电机，其系统框图如图 3 所示。在电流闭环的基础上，发电控制系统可以通过母线电压闭环控制或者发电功率控制，生成电流指令。发电模式中， q 轴电流指令为负值，此时的电流角度变为 135° 。

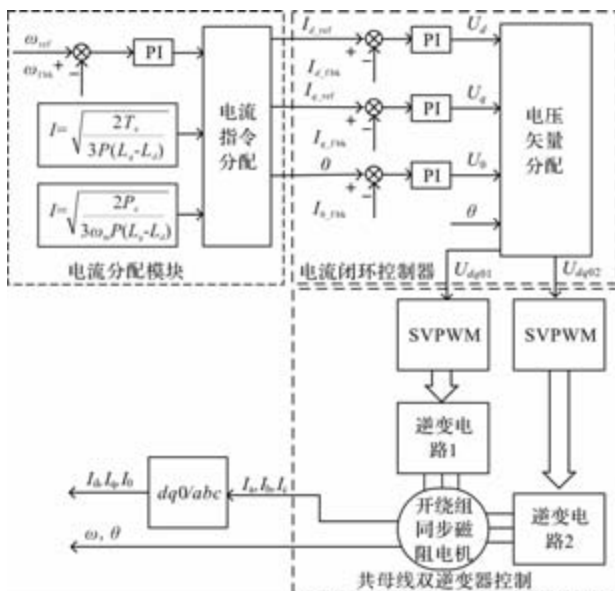


图 2 起动模式下的同步磁阻电机控制系统框图

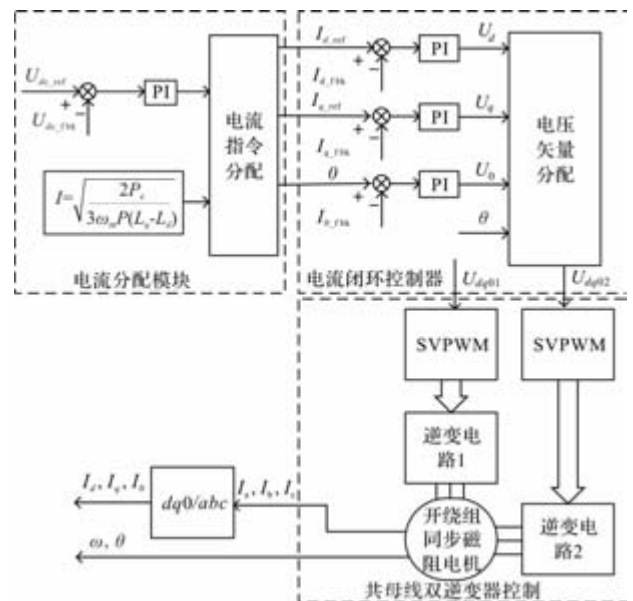


图 3 发电模式下的同步磁阻电机控制系统框图

在本起动发电控制系统中，逆变器母线电压由双向 DC/DC 变换器进行闭环控制，在系统发电阶段，通过功率控制对同步磁阻电机进行电流指令分配。

2 仿 真

本文在 simulink 中搭建了起动发电系统零序抑制控制仿真模型，模型中包括控制环路、磁场定向控制算法及零序抑制控制策略；DC/DC 控制模块中包括八相交错并联升压模块，用于母线电压控制，将 30V 母线电压升至 80V；电机侧母线和电池侧母线模块主要用于检测母线电容充放电电流，观测母线电压波动情况。

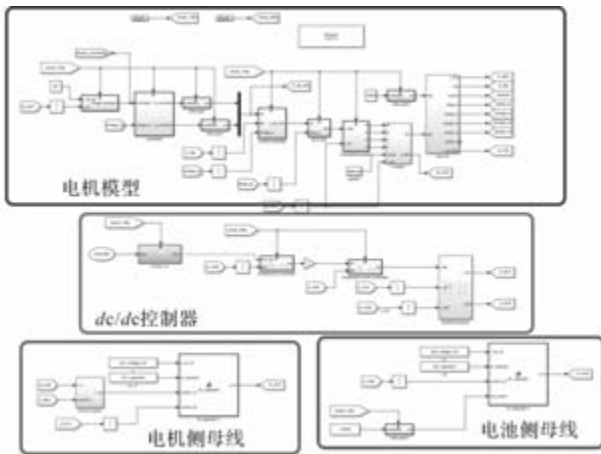
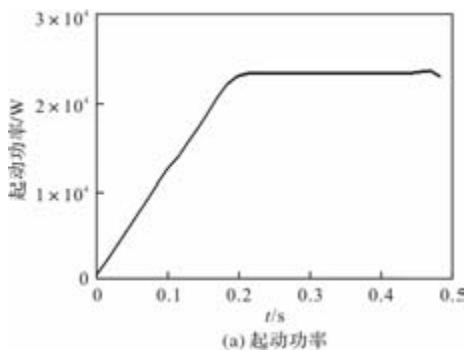


图 4 Simulink 仿真模型图

起发系统数值仿真中包含了 DC/DC 变换部分，DC/DC 变换采用八相交错并联拓扑。在起动状态将电池电压升至 80V，为逆变器桥臂供电；在发电状态下将电机发出的电压降至电池电压，给电池及其他负载供电。变换器以母线电压为参考进行闭环控制，通过调节占空比，实现起发电机在两种状态下与电池电压的匹配。起动工况中考虑电池侧母线电压变化对电机输出性能影响，依据产品性能要求，仿真最大过载功率起动(以斜坡方式加载)，电机转速 4000 r/min，且电池电压恒定为 20 V 工况，系统关键运行状态仿真波形图如图 5 所示。



(a) 起动功率

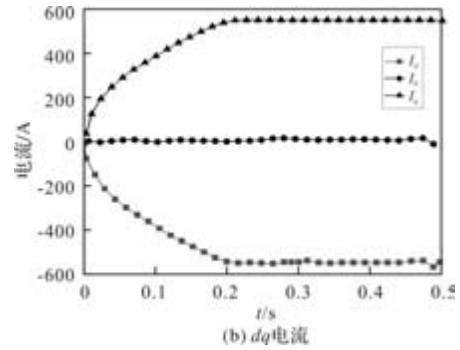


图 5 运行状态仿真波形

电机 $dq0$ 轴电流在 0.2s 之前线性上升，最后电机保持 4000r/min 运行，在 0.2s 时 dq 轴电流达最大。可以看到，在添加零序抑制算法后，相对于 d 、 q 轴电流，0 轴电流可以降低至忽略不计。

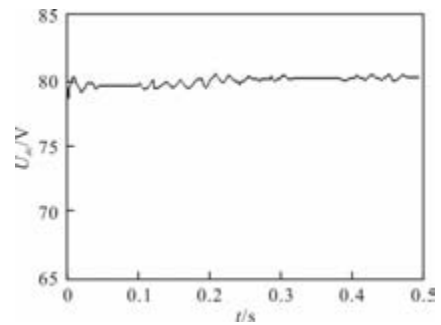


图 6 交错并联变换器输出电压

从图 6 中可知，在整个控制周期中逆变器输出电压基本维持在 80V 不变，电压波动较小。

3 零序电流抑制试验验证

为了验证起发电机在电动状态下的运行性能，采用如图 7 所示的实验设备进行初步实验验证。其中，功率器件采用两套共直流母线的三相开绕组逆变电路搭建而成，功率器件选择英飞凌公司的 IGBT 模块 BSM100GB60DLC，其 PWM 驱动信号基于德州仪器公司 TMS320F28377D 的 DSP 控制板产生，系统的开关频率和采样频率均设置为 10kHz。电机各相绕组电流由 LEM 公司的霍尔效应电流传感器 LA-55P/SP1 采样得到，并经过模数转换，输入数字控制系统。实验样机的负载转矩由一台磁粉制动器提供，样机与磁粉制动器之间连接一个齿轮箱以实现转矩和转速的匹配。实验波形由 YOKOGAWA 公司的多通道隔离录波仪 DL850E 进行实时采集。

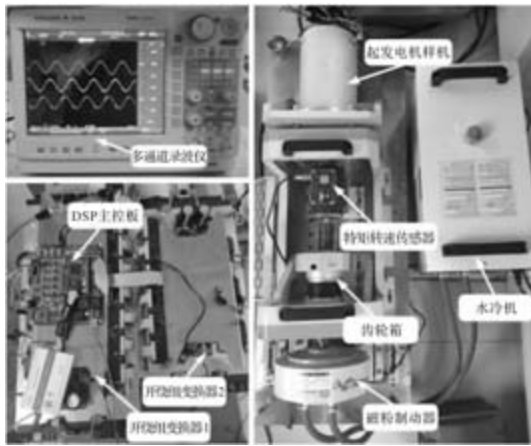


图 7 起发电机驱动系统的实验平台

为了验证基于 PR 调节器的零序电流抑制策略的有效性，本文分别在转子转速为 300 r/min 和 800 r/min 时，对不进行零序电流抑制、仅抑制 3 次谐波电流、同时抑制 3 次和 9 次谐波电流时的相电流波形及其谐波进行分析研究。图 8 为空载下转速为 300 r/min 时的实验对比分析。可以看出，当不进行谐波抑制时，相电流畸变严重，3 次、6 次和 9 次谐波电流分别占基波电流幅值的 13.89%、1.30% 和 2.44%。当进行 3 次谐波电流抑制后，相电流畸变现象有所缓解，3 次、6 次和 9 次谐波电流分别下降至基波电流幅值的 1.26%、0.79% 和 1.98%。进一步地，当同时进行 3 次谐波和 9 次谐波电流抑制时，零序电流谐波可得到进一步的抑制，3 次、6 次和 9 次谐波电流分别下降为基波电流幅值的 0.75%、0.60% 和 0.11%。实验结果表明，本文提出的基于 PR 调节器的谐波电流抑制策略可实现较好的零序谐波电流抑制效果。

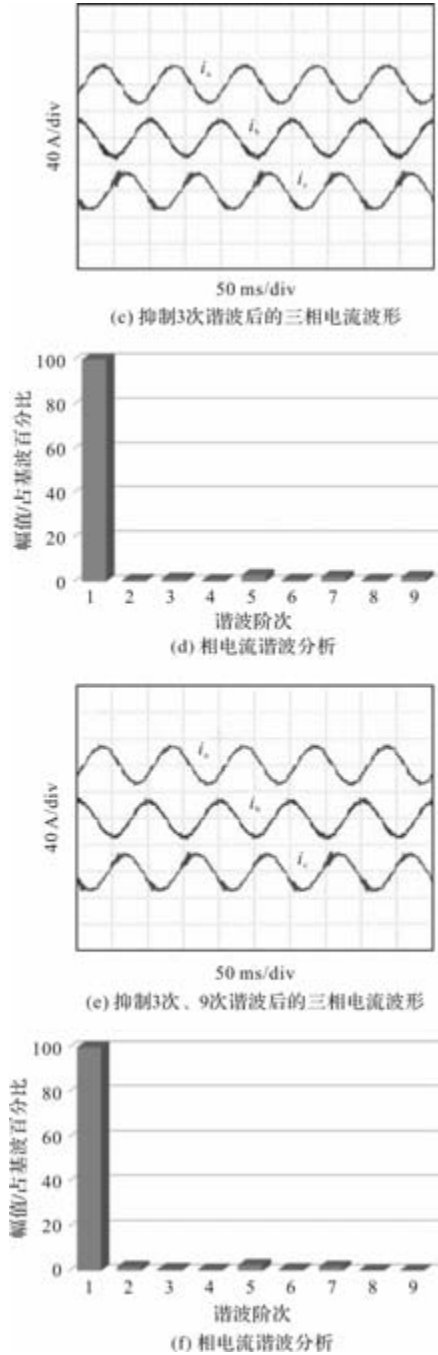
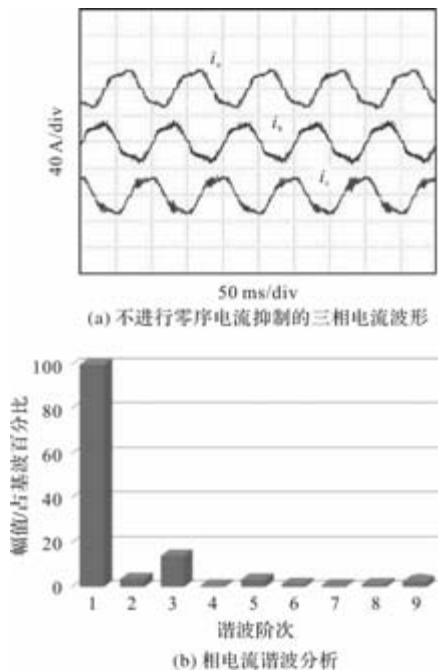


图 8 空载下转速为 300 r/min 时的实验对比分析

为了进一步验证零序电流抑制方法的有效性，在负载转矩为 1.95Nm、转速为 300 r/min 时条件下进行了实验对比分析，结果如图 9 所示。可以看出，不进行谐波抑制时，相电流畸变严重，3 次和 9 次谐波电流分别占基波电流幅值的 12.70% 和 2.55%。采用 3 次谐波电流抑制后，相电流畸变现象有所缓解，3 次和 9 次谐波电流分别下降为基波电流幅值的 2.82% 和 0.62%。进一步地，当同时进行 3 次谐波和 9 次谐波电流抑制时，零序电流谐波可得到进一步的抑制，3 次和 9 次谐波电流分别下降为基波电流幅值的 1.01% 和 0.14%。实验结果表明，本

文提出的基于 PR 调节器的零序谐波电流抑制技术在负载工况下仍能保持良好的零序谐波电流抑制能力。

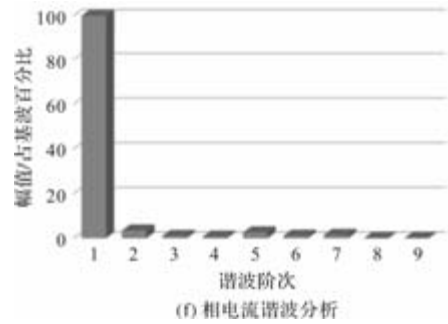
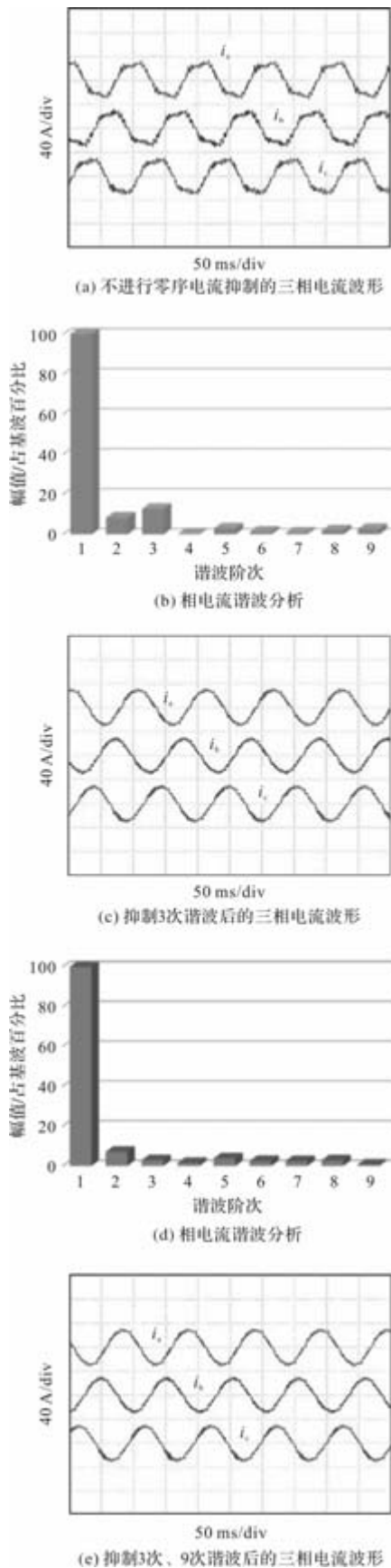
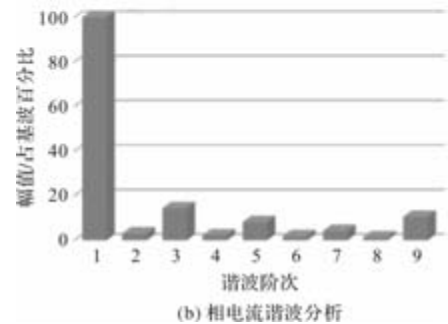
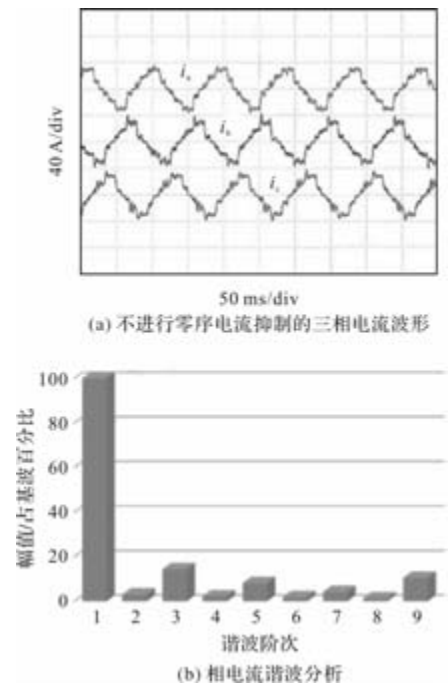


图9 负载转矩为 1.95Nm 下转速为 300 r/min 时的实验对比分析

进一步地，在 800r/min 转速下进行零序谐波电流抑制实验验证。图 10 为空载下转速为 800 r/min 时的实验对比分析结果。可以看出，当不进行谐波抑制时，相电流畸变现象相比 300r/min 时更加严重，3 次、6 次和 9 次谐波电流分别占基波电流幅值的 14.44%、1.86% 和 10.56%。当进行 3 次谐波电流抑制后，相电流畸变现象有所缓解，3 次、6 次和 9 次谐波电流分别为基波电流幅值的 0.63%、2.22% 和 6.18%。进一步地，当同时进行 3 次谐波和 9 次谐波电流抑制时，零序电流谐波可得到进一步的抑制，3 次、6 次和 9 次谐波电流分别为基波电流幅值的 0.91%、0.84% 和 1.88%。实验结果表明，在提高转速至 800r/min 时，基于 PR 调节器的谐波电流抑制策略仍可实现较好的零序谐波电流抑制效果。



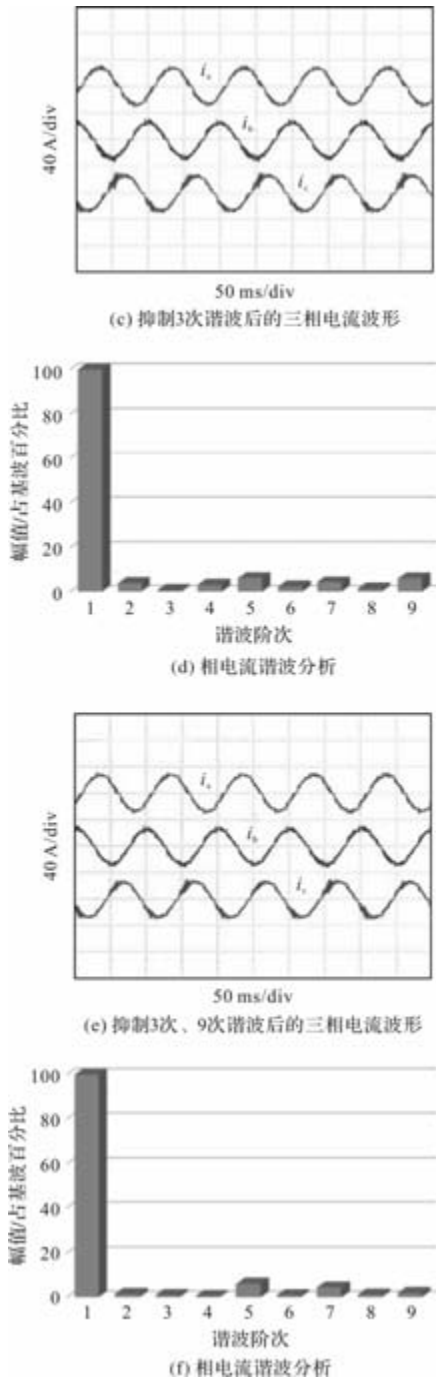
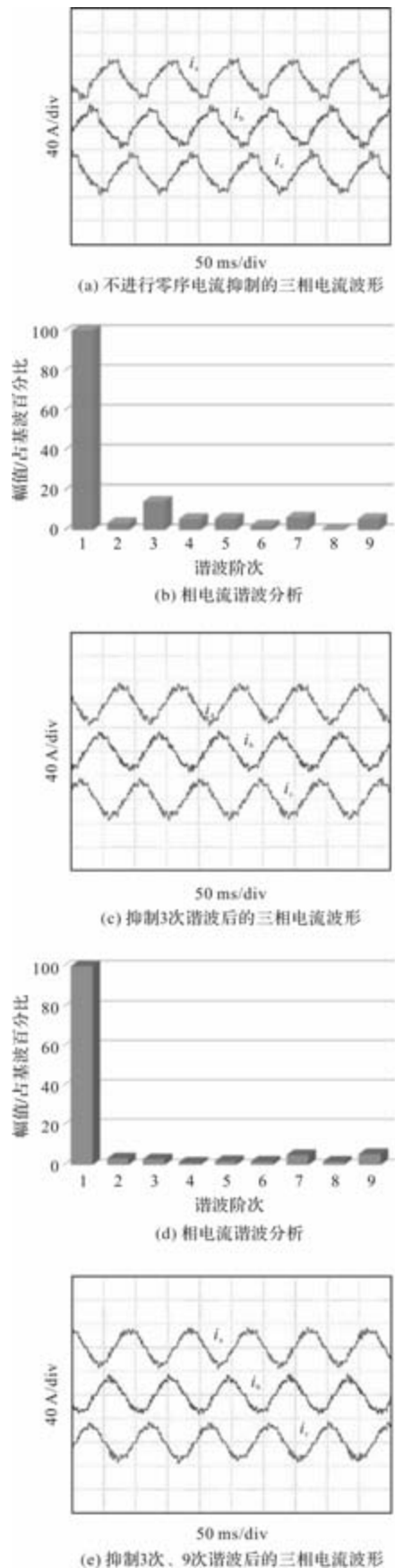


图 10 空载下转速为 800 r/min 时的实验对比分析

为了进一步验证零序电流抑制方法的有效性，图 11 为负载转矩为 1.86Nm 下转速为 800 r/min 时的实验对比分析。可以看出，当不进行谐波抑制时，相电流畸变严重，3 次和 9 次谐波电流分别占基波电流幅值的 14.21% 和 5.52%。当进行 3 次谐波电流抑制后，相电流畸变现象有所缓解，3 次和 9 次谐波电流分别下降为基波电流幅值的 2.85% 和 5.39%。进一步地，当同时进行 3 次谐波和 9 次谐波电流抑制时，零序电流谐波可得到进一步的抑制，3 次和 9 次谐波电流分别下降为基波电流幅值的

2.19% 和 0.66%。实验结果表明，基于 PR 调节器的零序谐波电流抑制技术在负载工况下仍能保持良好的零序谐波电流抑制能力。



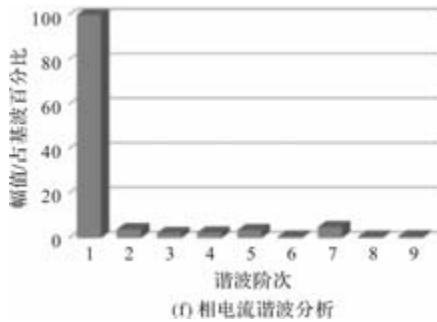


图 11 负载转矩为 1.86Nm 下转速为 800 r/min 时的实验对比

4 结 语

同步磁阻共直流起发系统具有结构简单、系统成本低等优势,但存在零序电流回路,增加了系统损耗。本文首先分析了永磁同步电机和同步磁阻电机的差异,提出了一种基于开绕组同步磁阻电机的零序电流抑制 PR 调节器,在 Simulink 中搭建了零序电流抑制系统模型,进行了仿真验证,仿真结果表明添加零序抑制算法后,可以显著降低系统 0 轴电流。同时在仿真的基础上对硬件电路进行了设计并搭建了试验平台,试验结果表明,使用本文设计的零序电流闭环控制算法后,系统在不同转速空载及负载工况下电流谐波含量均得到有效的抑制,能够在提升母线电压利用率的同时对零序电流进行很好的抑制,进一步增加系统效率,降低发热损耗,保证起发系统的可靠运行。

参考文献

- [1] 年珩,曾恒力,周义杰. 共直流母线开绕组永磁同步电机系统零序电流抑制策略[J]. 电工技术学报, 2015, 30(20): 40-48.
- [2] Zhi-cheng Wang, Xiaowen Xu, Zhi-yong Lu, et al. EMI Filter Design In PSpice [J]. Microwave Technology & Com-pu talionaJ Electromagnetics, 2013, 8 (3) : 111-113.
- [3] Fu-yuan Shih, Dan Y Chen, Yan-pei Wu, et al. A Proce-dure for Designing EMI Filters for AC Line Applica-tions [J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 1996, 11 (1) : 170-180.
- [4] S Yan, S Wang, Y Zhou, et al. Self-protective Performance Analysis on DC-based DFIG System, 2019 Chinese Control And Decision Conference (CCDC), Nanchang, China, 2019: 2254-2258.
- [5] 郭寅远,王龙,李宗原,等. 多模块三电平逆变器并联系统环流谐振抑制[J]. 电力电子技术, 2020, 54 (11): 121-124.
- [6] Shen Zewei, Jiang Dong, Chen Jianan, et al. Circulating current reduction for paralleled inverterswith modified zero-CM PWM algorithm [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(4): 3518-3528.
- [7] Shen Zewei, Jiang Dong, Chen Jianan, et al. Circulating current reduction for paralleled inverterswith modified zero-CM PWM algorithm [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(4): 3518-3528.
- [8] Teai A, Kwon Y, Pugliese S, et al. Reduction of the circulating current among parallel NPC inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(11): 12504-12514.
- [9] Xing Xiangyang, Li Xiaoyan, Qin Changwei, et al. An optimized zero-sequence voltage injection method for eliminating circulating current and reducing common mode voltage of parallel-connected three-level converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67 (8) : 6583-6596.
- [10] Jiang Dong, Shen Zewei, Wang Fei. Common-mode voltage reduction for paralleled inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(5): 3961-3974.
- [11] 王付胜,王晓飞,邵章平等. 基于准 PR 调节器的零序环流控制器的设计[J]. 电力电子技术, 2015, 49 (11): 87-89, 99.
- [12] 张馨予,张钢,钱江林,等. 具有低次谐波抑制能力的 PIR 控制器设计[J]. 电工技术学报, 2016, 31 (增刊 2): 19-27.
- [13] 曾恒力,年珩,周义杰. 基于比例谐振控制的共直流母线开绕组永磁同步电机零序电流抑制技术[J]. 电工技术学报, 2016, 31(22): 35-44.

临时空压机变频调速智能优化方法

王宏黎¹, 高金良², 耿令森¹, 陶璐¹, 郑树辉¹, 王秋健¹

(1. 湖北中烟卷烟材料厂, 武汉 430051; 2. 北京康孚科技股份有限公司, 北京 100083)

摘要: 临时空压机变频调速过程中, 系统存在多变量强耦合特性, 变频调速响应时间过长。因此, 提出不同振荡信号下的临时空压机变频调速智能优化方法。以三角波峰值点为对称确定空压机变频调速振荡信号的变化规律; 利用不同振荡信号优化临时空压机变频调速定向矢量; 振荡信号经过矢量抑制后, 存在定向矢量死区, 剔除死区中的多余矢量, 通过调制波频率补偿临时空压机变频调速矢量死区, 实现临时空压机变频调速的智能优化。实验结果表明, 该方法在 0.3s 位置快速响应变频调速情况, 在 0s ~ 0.5s、0.6s ~ 1.2s、2.0s ~ 5.0s 等时间段内, 空压机转速优化值与优化期望趋近于一致, 转速上升的响应时间缩短 0.196s, 能够在保证变频调速需求的同时, 缩短响应时间, 优化效果较佳。

关键词: 不同振荡信号; 临时空压机; 变频调速; 智能优化; 定向矢量

中图分类号: TN77

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)04-0059-05

Intelligent Optimization Method for Variable Frequency Speed Regulation of Temporary Air Compressor

WANG Hongli¹, GAO Jinliang², GENG Lingsen¹, TAO Lu¹, ZHENG Shuhui¹, WANG Qiu Jian¹

(1. Hubei Tobacco Cigarette Materials Factory, Wuhan 430051, China; 2. Beijing Kangfu Technology Co., LTD., Beijing 100083, China)

Abstract: During the process of variable frequency speed regulation of temporary air compressors, there is a strong coupling characteristic of multiple variables inside, and the response time of variable frequency speed regulation is too long. Therefore, an intelligent optimization method for variable frequency speed regulation of temporary air compressors under different oscillation signals was proposed. Determine the variation law of the oscillation signal of the variable frequency speed regulation of the air compressor symmetrically based on the peak values of the triangle; Optimizing the directional vector of temporary air compressor frequency conversion speed regulation using different oscillation signals; After vector suppression of the oscillation signal, there exists a directional vector dead zone. Excess vectors in the dead zone are removed, and the temporary air compressor variable frequency speed control vector dead zone is compensated by modulating the wave frequency to achieve intelligent optimization of the temporary air compressor variable frequency speed control. The experimental results show that this method quickly responds to variable frequency speed regulation at the 0.3s position. During the time periods of 0s ~ 0.5s, 0.6s ~ 1.2s, 2.0s ~ 5.0s, etc., the optimized value of the air compressor speed is close to the optimization expectation, and the response time for speed increase is shortened by 0.196s. It can ensure the requirements of variable frequency speed regulation while shortening the response time, and the optimization effect is better.

Key words: different oscillation signals; temporary air compressor; variable frequency speed regulation; intelligent optimization; directional vector

0 引言

临时空压机是相对于长期固定安装空压机而言, 临时应用在一些工程中, 满足短期的气体压缩与供

应需求^[1]。临时空压机能够压缩空气, 负责为气动工具提供动力、气体管道输出、矿山通风换气、金属冶炼等作业。变频调速是通过改变供电频率, 调节电机转速的技术, 通过调整转速, 能够使空压机

收稿日期: 2025-05-20

作者简介: 王宏黎(1971), 女, 学士, 中级经济师, 研究方向为经济学、信息化。

通讯作者: 高金良(1977), 男, 学士, 中级工程师, 研究方向为计算机控制与技术。

耿令森(1998), 男, 硕士, 助理工程师, 研究方向为信息化。

陶璐(1982), 男, 学士, 助理工程师, 研究方向为计算机科学与技术。

郑树辉(1993), 男, 硕士, 助理工程师, 研究方向为控制工程。

王秋健(1994), 男, 学士, 助理工程师, 研究方向为自动化。

在不同工况下,在最佳效率点运行,从而减少能源消耗。在变频调速的过程中,可能产生谐波、死区等问题,对其他设备造成干扰,影响空压机的运行质量。

针对此类问题,众多学者提出了多种智能优化方法。赵任栋等提出了基于粒子群算法的临时空压机变频调速优化方法^[2],以空压机运行效率为优化目标,利用粒子群算法对极值进行寻优。并以空压机额定转速对应的电流、电压、功率因数作为初始参量,确定空压机最佳转速,从而达到空压机变频调速效率优化目标。但是,粒子群算法的群体行为容易在变频调速寻优过程中,出现局部最优的问题,变频调速响应速率变慢,空压机转速优化值与优化期望偏差较大,影响优化效果。李智超等提出了基于模糊逻辑的临时空压机变频调速优化方法^[3],利用空压机的运行情况,建立变频调速数据模型,对变频调速的稳定点进行分析。通过调速频率、负载的定量分析,补偿变频调速的角度扰动情况,从而实现变频调速优化。但是,模糊规则得到的参数在调整时存在一定的难度,不恰当的参数会导致空压机转速优化值出现偏差,优化效果随之下降。李旭阳等提出了基于模糊时变滑模的临时空压机变频调速优化方法^[4],采用积分时变滑膜面,在空压机变频调速中增加一个时变项。通过改进指数趋近律,削弱变频调速的抖振,增强调速过程的抗扰动能力,从而实现变频调速优化。但是,模糊逻辑对空压机变频调速运行参数的依赖较大,一旦采集的数据不准确或缺失,将会增加调速过程的不确定性,增加空压机转速优化值与优化期望之间的偏差,无法满足优化需求。李玉东等提出了一种新型输出频率连续的临时空压机变频调速优化方法^[5],利用三相输入/输出、六项输入/输出,建立变频调速优化拓扑,并在 MATLAB/Simulink 环境,模拟不同变频调速过程,得到不同转速下的运行参数。通过输出频率连续优化的方式,实现转速优化。但是,该方法技术难度较大,三相输入/输出、六项输入/输出均为模拟状态,一旦模拟失误,将会导致后续数据均不准确,增加变频调速的偏差值,亟需对其进行进一步优化。

针对以上研究成果存在的问题,本文提出了一种临时空压机变频调速智能优化方法。重点研究对象是不同振荡信号是电路或系统中,产生的不同频率、振幅、波形等周期性信号^[6]。临时空压机在工频启动时,启动电流增加,可能会增加电机绕组的电应力。通过观察空压机启动、运行过程中,电流、

电压、频率等参数的变化,能够调整空压机的运行速度与运行参数。根据变频调速需求,智能地适应不同负载与运行调节,从而实现临时空压机变频调速的智能优化。

1 基于振荡信号的空压机变频调速智能优化方法设计

1.1 空压机变频调速振荡信号变化规律确定

在临时空压机运行的过程中,存在电流谐波、谐波转矩、谐波频率等信号,影响空压机变频调速的稳定性^[7]。空压机运行信号表示为

$$I_h = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{\Gamma} [i(t) - i_1(t)]^2 dt} \quad (1)$$

$$\Delta T = \frac{T_{\max} - T_a}{T_N} \quad (2)$$

$$f_c = N f_1 T_N \quad (3)$$

式(1~3)中, I_h 为电流谐波; T 为转矩; $i(t)$ 为空压机电流的基波分量; $i_1(t)$ 为非正弦电流分量; d 为微分常数; t 为时间常数; ΔT 为谐波转矩; T_{\max} 为最大气隙转矩; T_a 为平均气隙转矩; T_N 为空压机电机额定转矩; f_c 为谐波频率; N 为谐波分量阶次; f_1 为离散电流基波频率; Γ 为负载电路的铜耗。 I_h 、 ΔT 、 f_c 在不同相位角时,振荡信号幅值不同,与三角波相交得到的脉冲宽度不同。当正弦波频率变化时,各脉冲宽度也随之增加^[8]。根据空压机运行信号变化规律,采用对称规则提取临时空压机变频调速振荡信号,如图1所示。

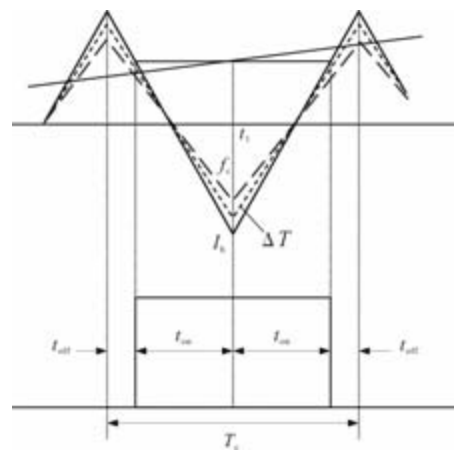


图1 振荡信号对称规则提取原理图

如图1所示, t_1 为振荡信号某一时间点; t_{on} 为振荡信号开始时间; t_{off} 为振荡信号结束时间; T_c 为振荡信号提取周期^[9]。一个三角波的一个周期内,只利用一个峰值点对应的正弦函数值,提取的振荡信号以三角波峰值点为对称,找出空压机变频调速振

荡信号的变化规律。振荡信号的几何关系表示为

$$\begin{cases} t_{\text{off}} = \frac{T_c}{4}(1 - I_h \sin f_c t_1) \\ t_{\text{on}} = \frac{T_c}{4}(1 + I_h \sin f_c t_1) \end{cases} \quad (4)$$

$$t_{p_{I_h}} = \frac{T_c}{2}(1 + f_c \sin \omega_1 t_1) \quad (5)$$

式(4~5)中, $t_{p_{I_h}}$ 为空压机变频调速 I_h 的振荡信号; ω_1 为基波频率。将式(4)中的 I_h 转换为 ΔT 、 f_c , 得到 ΔT 、 f_c 的振荡信号 $t_{p_{\Delta T}}$ 、 $t_{p_{f_c}}$ 。

1.2 基于不同振荡信号的临时空压机变频调速定向矢量优化

定向矢量能够精确地调整空压机的转速与转矩, 满足临时空压机不同工况的调速需求^[10]。依据空压机变频调速振荡信号变化规律, 在临时空压机正常运行时, 电压、磁链、转矩矢量表示为

$$\begin{bmatrix} u_s \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & \omega_1 L_s & L_m p & -\omega_1 L_m \\ \omega_1 L_s & R_s + L_s p & \omega_1 L_m & L_m p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{hs} \\ I_{hq} \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_s \\ \psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$T_y = \left(T_c + \frac{J}{p_m} \frac{d\omega_1}{dt} \right) \quad (8)$$

式(6~8)中, u_s 为定子电压矢量; u_q 为转子电压矢量; R_s 为定子电阻; L_s 为定子电感; L_m 为转子电感; p 为同步旋转坐标轴; I_{hs} 为定子电流矢量; I_{hq} 为转子电流矢量; ψ_s 为定子励磁矢量; ψ_q 为转子励磁矢量; T_y 为转矩矢量; J 为空压机变频调速的运动消耗; p_m 为转差频率^[11]。空压机变频调速定子矢量指在 p 轴上运动的矢量, 同步旋转坐标系的其他轴分量为 0, 由此得到磁链与电流的关系, 公式为

$$p \begin{bmatrix} \psi_s \\ \psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\delta_r & \omega_1 - \omega_r \\ \omega_r - \omega_1 & -\delta_r \end{bmatrix} + L_m \begin{bmatrix} I_{hs} \\ I_{hq} \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\omega_1 = \omega_r + \omega_s \quad (10)$$

式(10)中, δ_r 为转子系数; ω_r 为漏磁系数; ω_s 为转子磁链位置角。考虑到临时空压机变频调速的抖振问题, 利用 $t_{p_{I_h}}$ 、 $t_{p_{\Delta T}}$ 、 $t_{p_{f_c}}$ 等不同振荡信号, 优化临时空压机变频调速定向矢量, 公式为

$$\begin{bmatrix} u_s' \\ u_q' \end{bmatrix} = t_{p_{I_h}} \cdot \begin{bmatrix} u_s \\ u_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta_r I_{hs} \\ \delta_r I_{hq} \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_s' \\ \psi_q' \end{bmatrix} = t_{p_{\Delta T}} \cdot \begin{bmatrix} \psi_s \\ \psi_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_m \\ L_s \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$T_y' = t_{p_{f_c}} \cdot T_y \omega_r \quad (13)$$

式(11~13)中, u_s' 、 u_q' 为优化后的电压定向矢量; ψ_s' 、 ψ_q' 为优化后的励磁定向矢量; T_y' 为优化后的转矩定向矢量^[12]。定向矢量优化能够提升临时空压机变频调速的响应能力, 根据空压机运行需求, 调整 u_s' 、 u_q' 、 ψ_s' 、 ψ_q' 、 T_y' 等定向矢量, 满足临时空压机在不同工况下的即时需求。

1.3 临时空压机变频调速矢量死区补偿

在临时空压机变频调速过程中, 振荡信号经过矢量抑制, 虽然能够满足变频调速的稳定性需求, 但是抑制过程中, 存在一个短时间的缺失, 就是定向矢量死区。在死区中, 空压机变频调速过程容易停滞, 导致空压机启动、停止不稳定, 影响其运行优化效果^[13]。因此, 本文在定向矢量优化完成之后, 分析不同振荡信号下, 多余矢量与需要补偿的矢量, 如表 1 所示。

表 1 不同振荡信号下多余矢量与需补偿矢量表

$t_{p_{I_h}}$ 、 $t_{p_{\Delta T}}$ 、 $t_{p_{f_c}}$ 极性	多余矢量	死区需补偿矢量
+、-、-	011	100
+、+、-	001	110
-、+、-	101	010
-、+、+	100	011
-、-、+	110	001
+、-、+	010	101

如表 1 所示, “+”表示“>0”;“-”表示“<0”;“1”表示需要补偿;“0”表示不需要补偿。在 $t_{p_{I_h}} > 0$, $t_{p_{\Delta T}} < 0$, $t_{p_{f_c}} < 0$ 时, $t_{p_{I_h}}$ 为多余项, 由优化的 u_s' 、 u_q' 为多余矢量, 剔除多余矢量之后, 该矢量位置存在死区, 补偿“+”, 从而确保变频调速优化效果^[14]。以此类推, 分析多余矢量剔除之后, 死区时间内输出矢量变化情况, 如图 2 所示。

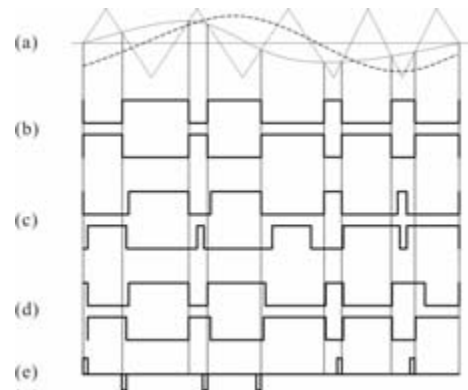


图 2 死区时间输出矢量图

如图 2 所示, (a) 为对称规则采集到的振荡信号; (b) 为理想空压机变频调速输出矢量; (c) 为死区时间段内, 空压机变频调速的输出矢量; (d) 为空压机内部电机变频调速输出矢量; (e) 为窄脉冲。令(c)的脉冲波 = (e)的矩形波, 通过调制波频率, 补偿临时空压机变频调速矢量死区, 公式为

$$\frac{T_y'}{2}h = \frac{N}{2} \left(f_1 \begin{bmatrix} u_s' \\ u_q' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_s' \\ \psi_q' \end{bmatrix} \right) \quad (14)$$

$$h = Nf_1 \frac{T_y'}{2} \quad (15)$$

式(14~15)中, h 为临时空压机变频调速死区矢量补偿值; f_1 为调制波频率。将 h 代入到式(11~13)中, 替换 $t_{p_{th}}$ 、 $t_{p_{\Delta T}}$ 、 $t_{p_{fc}}$, 得到新的 u_s'' 、 u_q'' 、 ψ_s'' 、 ψ_q'' 、 T_y'' 等定向矢量。当 $u_s'' = u_s'$; $u_q'' = u_q'$; $\psi_s'' = \psi_s'$; $\psi_q'' = \psi_q'$; $T_y'' = T_y'$ 时, 死区效应被有效补偿。并将其作为变频调速优化的终止条件, 满足补偿矢量与优化矢量相同的需求之后, 自动判定为优化完成, 从而实现临时空压机变频调速的智能优化。

2 实验

为验证临时空压机变频调速智能优化方法的有效性, 本文对该方法进行了仿真实验分析。临时空压机依托燃料电池电动空压机进行仿真, 从变频调速优化实验设备的选择与连接出发, 搭建空压机仿真实验台架, 通过对空压机变频调速优化响应结果的分析, 验证优化方法的可行性。

本次仿真实验台架由供气设备、供电设备、控制设备等方面组成, 实验设备如图 3 所示。



图 3 实验设备图

如图 3 所示, 利用数据采集软件发送窗口, 加载 .dbc 文件。在 MATLAB/Simulink 环境中, 根据空压机运行情况, 模拟运行参数, 如表 2 所示。

表 2 空压机运行参数仿真表

转速/(r/min)	频率/Hz	电压/V	电流/A	功率/kW	转矩/Nm
110000	50	380	50	30	11000
150000	60	380	60	36	15000
180000	70	380	70	42	18000
210000	80	380	80	48	21000
270000	90	380	90	54	27000
300000	100	380	100	60	30000
330000	110	380	110	66	33000
360000	120	380	120	72	36000

如表 2 所示, 将目标转速设置为 110000r/min, 正向转向, 设置发送次数为最大。设置仿真时间步为 20ms, 待参数稳定之后, 读取电压、电流等波形, 分析空压机变频调速优化效果。

将电压采样值作为基础, 通过传感器获得定子电压波形。在临时空压机运行时, 采用示波器测得反馈回来的定子电压波形, 如图 4 所示。

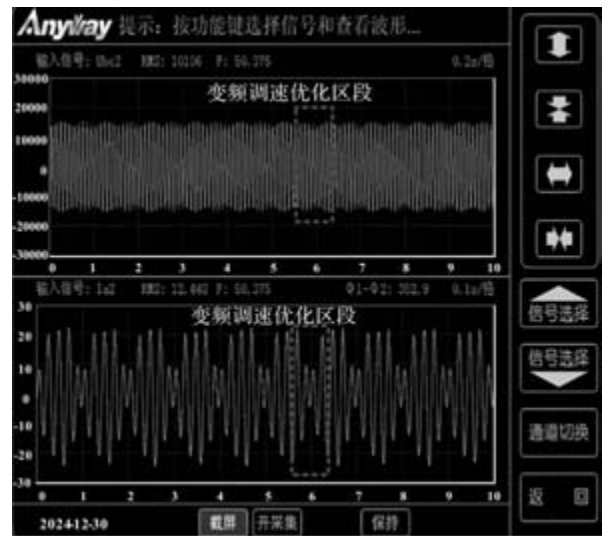


图 4 定向矢量优化结果图

如图 4 所示, 波形包含 50Hz 与 40Hz 两种频率成分, 50Hz 为空压机主电源, 40Hz 为空压机的辅助电源。在电压波形中, 辅助电源幅值约为主电源的 25%。在变频调速优化区段, 时间步为 6 时, 电压波形与其他时间步保持一致, 能够在变频调速过程中保持稳定, 从而满足优化需求。

在临时空压机空载启动时, 绕组经过大电阻短接, 此时励磁电压为 0。在空压机空载启动过程的仿真中, 将各个变量的初值设定为 0, 空载启动之后, 在 0.4s 的位置进行变频调速, 趋于稳定的速度越快, 空压机变频调速优化的响应效果越佳。同时,

仿真空压机负载启动过程的仿真，观察两次仿真的励磁电流、定子电流优化情况，如图 5 所示。

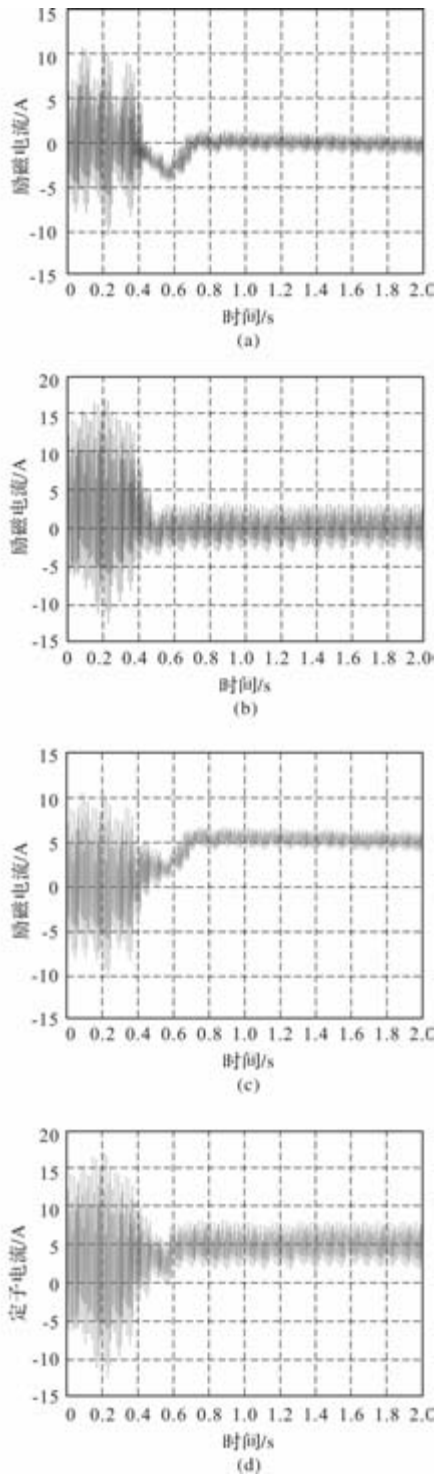


图 5 变频调速优化结果图

如图 5 所示，(a) 为空载状态下的励磁电流变频调速优化结果；(b) 为空载状态下定子电流变频调速优化结果；(c) 为带负载状态下的励磁电流变频调速优化结果；(d) 为带负载状态下的励磁电流变频调速优化结果。(a) 中，变频调速在 0.8s 之后趋于稳定，励磁电流在 0A 上下波动，达到空压机变频调

速优化的理想状态。(b) 中，变频调速在 0.6s 之后趋于稳定，定子电流在 0A 上下波动，达到空压机变频调速优化的理想状态。(c) 中，励磁电流稳定在 5A 左右，能够满足负载需求。(d) 中，定子电流稳定在 0A ~ 10A 的范围内，能够满足负载需求。

本次实验将临时空压机的目标转速设定为 125000r/min，在理想状态下，设定变频调速优化期望。将空压机变频调速的角速度优化值，与优化期望对比，二者越相近，优化结果越佳。在 0.3s 的位置进行空压机变频调速，观察响应优化结果如图 6 所示。

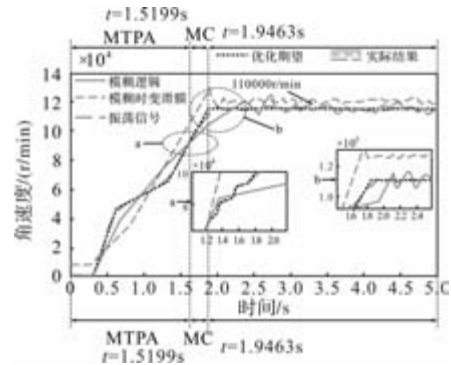


图 6 响应优化结果图

如图 6 所示，本文在不同振荡信号下，将正弦波、方波等信号作为控制信号，用于调节空压机的转速与功率，通过改变信号的频率与振幅，实现对空压机变频调速的智能优化。最终的实验结果表明，使用本文设计的优化方法之后，在 0.3s 位置快速响应变频调速过程，在 0s ~ 0.5s、0.6s ~ 1.2s、2.0s ~ 5.0s 等时间段内，空压机转速优化值与优化期望趋近于一致，转速上升的响应时间缩短 0.196s，能够在保证变频调速需求的同时，缩短响应时间，优化效果较佳。由此可见，使用本文设计的优化方法之后，能够利用振荡信号的特性，判断空压机负载情况，调整运行参数，从而实现变频调速，对于保证空压机在复杂工况下的良好运行状态具有重要作用。

3 结 语

本文设计的不同振荡信号下的临时空压机变频调速智能优化方法，将电源电压不稳定、负载波动、机械振动等信号作为振荡信号，通过监测电压、电流、负载等关键参数的变化，捕捉振荡信号的变化规律。针对电机电流进行解耦控制，实现电机转矩与磁链的独立优化。再根据振荡规律，调整电压矢量、

(下转第 81 页)

光伏微电网临界机组切负荷逻辑优化控制方法

摆志俊, 胡 强, 徐芹芹, 沈 阳, 何海龙

(国家电网阿克苏供电公司科技数字化部, 新疆 阿克苏 843000)

摘要: 光伏微电网在临界工况下易出现弱阻尼振荡, 使得机组的切负荷逻辑稳态频率出现失稳, 过切量较大。对此, 提出基于状态图的光伏微电网临界机组切负荷逻辑优化控制方法。结合马尔科夫算法, 构建光伏微电网运行的状态图, 识别关键状态转移路径和临界机组。以切负荷量最小为目标, 构建光伏微电网临界机组切负荷优化模型和安全约束。结合 PSO 算法, 在安全约束区间内搜索最优切负荷逻辑稳态频率, 实现切负荷逻辑优化控制。仿真结果表明, 采用提出的方法控制临界机组切负荷, 过切量均值低至 5.75MW, 具备较为理想的控制效果。

关键词: 光伏微电网; 状态图; 临界机组; PSO 算法; 切负荷逻辑

中图分类号: TM734 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2026)04-0064-06

Optimized Control Method of Critical Unit Load-shedding Logic for Photovoltaic Microgrid

BAI Zhijun, HU Qiang, XU Qinqin, SHEN Yang, HE Hailong

(Technology Digitalization Department of State Grid Aksu Power Supply Company, Aksu Xinjiang 843000, China)

Abstract: Photovoltaic microgrids are prone to weak damping oscillations under critical operating conditions, leading to instability of the steady-state frequency of the load shedding logic of the units and a large amount of overcutting. A logic optimization control method for load shedding of critical units in photovoltaic microgrids based on state diagrams was proposed. Combining Markov algorithm to construct a state diagram of photovoltaic microgrid operation, identifying key state transition paths and critical units. Constructed a critical unit load shedding optimization model and safety constraints for photovoltaic microgrids with the goal of minimizing load shedding. Combining PSO algorithm, searched for the optimal steady-state frequency of load shedding logic within the safety constraint interval to achieve load shedding logic optimization control. The simulation results indicate that using the proposed method to control the critical unit load shedding, the average overcutting amount is as low as 5.75MW, which has a relatively ideal control effect.

Key words: photovoltaic microgrid; state diagram; critical unit; PSO algorithm; load shedding logic

0 引言

在微电网中, 光伏发电系统作为主要的分布式电源之一, 其合理调度和优化利用对于满足不同用户需求、减少能源浪费和提高整体电网效率具有重要意义^[1]。然而, 在实际运行中, 由于光伏发电的不稳定性, 微电网的电压和频率稳定性常常受到影响, 甚至可能导致局部电网崩溃。因此, 如何通过有效的控制策略, 确保微电网在光伏发电波动情况下的稳定运行, 成为当前研究的热点和难点。

近年来, 国内外学者在微电网控制策略方面开展了大量研究。例如, 文献[2]通过上层模型预测出最优的负荷削减量, 然后下层模型根据预测结果调整各分布式电源的出力, 以最小化负荷削减对系统的影响。但由于深度强化学习模型对历史数据的依赖性较强, 当数据不准确或存在噪声时, 可能导致预测的负荷削减量偏离实际, 进而产生过切量较差的问题。文献[3]利用粒子群优化算法(PSO)的变体——POA 进行初步搜索, 以缩小解空间; 随后引入灰狼优化算法(GWO)提高搜索效率; 最后采用猫

收稿日期: 2025-05-22

作者简介: 摆志俊(1982), 男, 硕士, 高级工程师, 研究方向为柔性直流输电技术, 逆变器变换控制技术和电能质量等。

通讯作者: 胡 强(1990), 男, 本科, 工程师, 研究方向为大数据应用与新技术成效。

徐芹芹(1991), 女, 本科, 政工师, 研究方向为电力系统统筹。

沈 阳(1991), 男, 本科, 助理工程师, 研究方向为大数据分析, 数据传输分析。

何海龙(1994), 男, 本科, 工程师, 研究方向为大数据分析, 数据传输分析。

群优化算法(CSO)进行精细搜索,以找到最优的切负荷方案。但由于多目标优化问题本身的复杂性,算法在寻找最优解时可能陷入局部最优,导致切负荷量过大,影响用户的用电体验。文献[4]根据负荷预测结果制定初步的切负荷计划;然后,通过实时监测电网频率、电压等关键参数,动态调整切负荷量,以确保电网稳定运行。但该方法在应对突发负荷变化时,可能存在过切量控制不足的问题。由于负荷预测的误差和电网状态监测的延迟,系统可能无法及时准确地调整切负荷量,导致过切或欠切现象的发生,影响电网的稳定性和经济性。文献[5]利用Q学习算法在线学习系统的最优控制策略,并根据实时反馈结果不断修正控制参数,以实现负荷频率的精准控制。由于Q学习算法的学习过程依赖于历史数据和实时反馈,当负荷需求发生剧烈变化时,系统可能无法及时学习到最优的控制策略,导致切负荷量波动幅度较大,影响微电网的稳定运行和供电质量。文献[6]通过动态安全域分析识别电压失稳模式,并针对不同模式设计差异化负荷筛选规则。通过轻量级梯度提升机算法,直接从仿真数据中学习系统失稳临界点与切负荷总量的非线性映射关系,避免传统迭代试凑法的计算冗余,最后按负荷重要性排序分配切负荷量。但该方法仅以恢复系统稳定为目标,未量化切负荷的经济代价,会导致切负荷量过大。文献[7]的停电损失采用分时电价-负荷重要度双因子加权,定义切负荷成本函数,并在PSO算法中引入正态随机数权重,结合罚函数法处理约束条件,将越限量转化为惩罚项,叠加至目标函数,通过调整惩罚系数平衡关联断路器动作次数与负荷切除速率,输出切负荷最优策略。但由于停电损失未区分负荷类型-生产工序耦合关系,导致高价值负荷被过度切除。

本文基于状态图,根据光伏发电功率和负荷需求的变化,动态调整切负荷策略,确保微电网在光伏发电不足时的稳定运行和重要负荷的持续供电。

1 光伏微电网临界机组切负荷逻辑优化控制方法

1.1 基于状态图的光伏微电网临界机组识别

由于临界机组通常处于微电网运行状态的边缘,其运行参数的微小变化都可能导致机组状态的显著改变。因此为实现切负荷精准控制,首先结合马尔

科夫算法,构建状态转移矩阵,对光伏微电网的状态图进行构建,从而实现临界机组识别。

在光伏微电网中,本文选择将系统的不同运行状态视为马尔科夫过程中的不同状态,状态之间的转换则根据光伏出力、负荷需求、系统频率和电压等关键参数的变化来确定。对此,首先定义一个状态转移矩阵 P ,该矩阵中的元素 P_{ij} 表示光伏微电网从状态 i 转移到状态 j 的输出功率。具体矩阵表达式为

$$P = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} & P_{13} & P_{14} \\ P_{21} & P_{22} & P_{23} & P_{24} \\ P_{31} & P_{32} & P_{33} & P_{34} \\ P_{41} & P_{42} & P_{43} & P_{44} \end{bmatrix} \quad (1)$$

根据状态转移概率矩阵 P ,可以绘制出光伏微电网的状态图。状态图是一个有向图,其中状态空间节点表示状态,有向边表示状态之间的转移,动作空间的权重表示转移概率。在状态图中,临界机组是指那些在系统接近或达到稳定运行边界时,其状态变化对系统稳定性有显著影响的机组。具体状态图结构如图1所示。

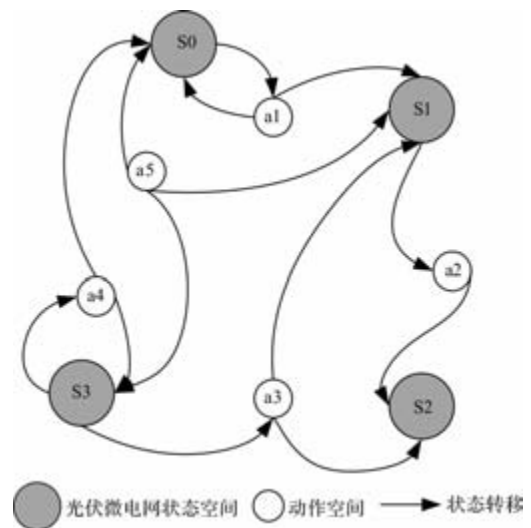


图1 光伏微电网状态图结构

图1中,不同的动作会引导系统根据状态转移概率矩阵 P 中对应的概率向不同状态转移。而不同状态对应不同的功率平衡情况,例如,从 $S1$ 经 $a3$ 转移到 $S2$,若动作 $a3$ 未能有效增加功率输出,电压会偏离额定值。当 $S0$ 表示光伏电源发电功率与负荷功率基本平衡且储能装置处于理想状态, $S1$ 示光伏功率过剩,此时系统可能通过动作将多余功率用于储能充电或向主网送电。

为了识别这些机组, 本文计算每个机组 k 在状态 i 下的输出功率、电压和频率等关键参数的期望值分别为 $E(P_{ki})$ 、 $E(V_{ki})$ 、 $E(f_{ki})$ [8]。具体计算公式为

$$E(P_{ki}) = \sum_{j=1}^n (P_{ij} \times P_{kj}^{\text{avg}}) \quad (2)$$

$$E(V_{ki}) = \sum_{j=1}^n (P_{ij} \times V_{kj}^{\text{avg}}) \quad (3)$$

$$E(f_{ki}) = \sum_{j=1}^n (P_{ij} \times f_{kj}^{\text{avg}}) \quad (4)$$

其中, P_{kj}^{avg} 、 V_{kj}^{avg} 、 f_{kj}^{avg} 分别代表机组 k 在状态 j 下的输出功率、电压和频率的平均值。然后通过设定输出功率、电压以及频率的阈值, 对临界机组进行识别 [9]。具体识别表达式为

$$\begin{aligned} |\Delta P_k| &= |E(P_{k,i+1}) - E(P_{ki})| \geq \varphi_p \\ |V_k - V_{\text{ref}}| &> \Delta V_{\text{max}} \\ |f_k - f_{\text{ref}}| &> \Delta f_{\text{max}} \end{aligned} \quad (5)$$

其中, φ_p 代表输出功率 P_{ij} 的阈值, ΔV_{max} 、 Δf_{max} 表示电压以及频率的阈值, 其中, φ_p 取额定功率的 10%, ΔV_{max} 取额定电压 V_{ref} 的 8%, Δf_{max} 取额定频率 f_{ref} 的 0.2 Hz, ΔP_k 表示机组 k 在状态转移过程中输出功率的变化量, $E(P_{k,i+1})$ 表示机组 k 在下一状态下输出功率的期望值 [10], 对于机组 k , 需同时满足公式 (5) 的条件方可识别为临界机组。

1.2 基于临界机组的切负荷频率安全约束区间预设

基于识别出的临界机组, 为了对光伏微电网进行切负荷逻辑优化控制, 以切负荷量最小为目标, 对优化模型进行构建。

设定目标函数以切负荷量最小为目标, 确保在保持系统稳定性的前提下, 尽可能减少对用户供电的影响 [11]。假设有 n 个临界机组, 每个机组需要切除的负荷量为 L_i ($i = 1, 2, \dots, n$), 则具体优化模型表达式为

$$J = \min \sum_{i=1}^n L_i \quad (6)$$

针对构建出的切负荷逻辑优化模型, 首先需要保证切负荷量不大于自身负荷总量 [12]。假设 $P_{1,i}$ 代表微电网机组的原始负荷量, 则具体约束表达式为

$$0 \leq L_i \leq P_{1,i}, \forall i \quad (7)$$

同时, 还需要对切负荷量进行约束, 从而确保该值不超过系统的总负荷量。具体约束表达式为

$$\sum_{i=1}^n L_i \leq P_{1,t} \quad (8)$$

其中, $P_{1,t}$ 为电力系统的总负荷量。紧急切负荷动作执行后, 需保证系统频率在允许范围内 [13]。假设 f_{min} 和 f_{max} 分别为系统允许的最低和最高频率, f_a 为切负荷后的系统频率, 则预设的频率安全约束区间表达式为

$$f_{\text{min}} \leq f_a \leq f_{\text{max}} \quad (9)$$

1.3 安全约束区间内切负荷逻辑稳态频率优化控制

本文结合 PSO 算法, 在安全约束区间内, 将各临界机组的切负荷量的稳态频率编码为粒子位置, 对最优切负荷策略进行搜索, 从而实现切负荷逻辑优化控制。

进行粒子编码, 将每一个粒子代表一个潜在的解, 即各临界机组需要切除的负荷量 L_i ($i = 1, 2, \dots, n$)。由于临界机组切负荷逻辑优化目标函数的目标为最小化切负荷量, 因此本文将适应度函数定义为 $F(X) = -J(X)$ 。采用改进的速度更新公式, 引入惯性权重动态调整和学习因子自适应调整机制 [14]。具体更新表达式为

$$v_i^{t+1} = \frac{w(t) \cdot v_i^t + c_1(t) \cdot r_1 \cdot (p_i^t - x_i^t) + c_2(t) \cdot r_2 \cdot (g_i^t - x_i^t)}{f_a} \quad (10)$$

$$x_i^{t+1} = x_i^t + v_i^{t+1} \quad (11)$$

其中, $w(t)$ 和 $c_1(t)$ 、 $c_2(t)$ 分别代表动态调整的惯性权重和学习因子 (需平衡个体与群体经验, 确保算法收敛性), r_1 、 r_2 代表随机数。 v_i^{t+1} 代表个体 i 在 $t+1$ 时刻的速度, 即各临界机组切负荷量调整的快慢或方向的变化率, x_i^{t+1} 代表个体在该时刻下的位置, 即一组具体的切负荷量, p_i^t 代表个体在 t 时刻下的历史最优位置, g_i^t 代表在 t 时刻整个粒子群体的历史最优位置, 这个位置对应于全局最优的切负荷量稳态频率 [15]。惯性权重 $w(t)$ 动态调整表达式为

$$w(t) = w_{\text{max}} - \frac{t}{T_{\text{max}}} \cdot (w_{\text{max}} - w_{\text{min}}) \quad (12)$$

其中, w_{max} 和 w_{min} 分别为惯性权重的最大值和最小值, T_{max} 为最大迭代次数。

通过对个体位置进行更新, 直到达到 T_{max} , 输出的个体组合所对应的位置即为最优切负荷量稳态频率。搜索最优切负荷量的控制流程如图 2 所示。

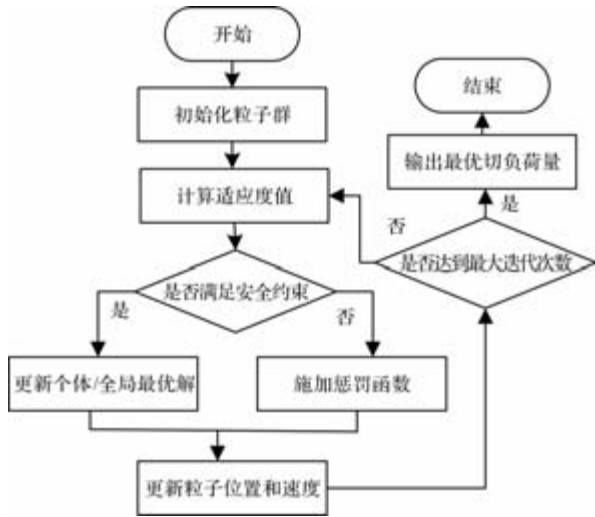


图 2 基于 PSO 算法搜索最优切负荷量的流程图

至此，基于状态图的光伏微电网临界机组切负荷逻辑优化控制方法设计完成。

2 仿真与结果

仿真选取的光伏微电网总装机容量为 10MW，其中光伏发电系统装机容量为 8MW。光伏发电系统由多个光伏阵列组成，每个光伏阵列通过最大功率点跟踪 (MPPT) 控制器和直流-直流变换器连接到直流母线上。微电网采用直流母线结构，连接光伏发电系统、储能系统和直流负载。微电网结构如图 3 所示。

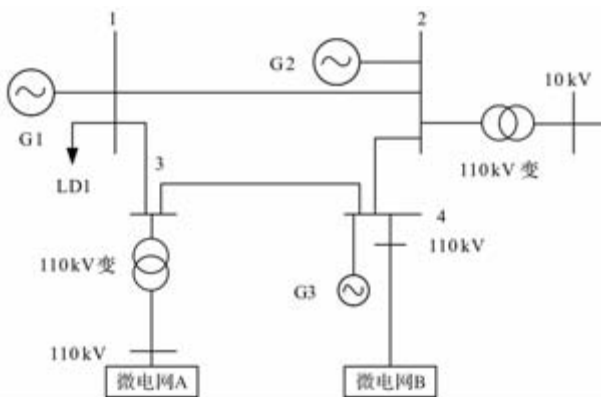


图 3 微电网结构

为实现对比分析，仿真采用 PSCAD 仿真软件针图 3 的微电网进行仿真建模，具体建模参数如表 1 所示。

表 1 微电网建模参数

参数类别	具体参数	数值
	光伏阵列数量/个	20
光伏发	每个光伏阵列功率/kW	400
电系统	MPPT 控制器效率/%	98
	直流-直流变换器效率/%	97

续表 1

参数类别	具体参数	数值
储能系统	电池储能容量/MWh	1.5
	超级电容器储能容量/kWh	50
	电池储能初始 SOC(荷电状态)/%	80
直流微电网	直流母线电压/V	750
	直流负载总功率/MW	4.8
	直流负载功率因数	1.0 (纯阻性负载)
逆变器	逆变器容量/MW	5
	逆变器效率/%	96
	输出电压范围/V	380-420(三相)
	输出频率范围/Hz	49.8-50.2

设定仿真时间步长为 0.01s，仿真总时长为 24h。设置 PSO 算法的粒子数量为 50，平衡计算效率与搜索能力，最大迭代次数为 100，确保收敛，惯性权重设置为 0.7 ~ 0.4，进行线性递减，确保初期全局搜索，后期局部优化，学习因子 $c_1(t)$ 和 $c_2(t)$ 均设置为 2.0，平衡个体与群体经验，确保算法收敛性。设置总需求 80 kW，分为关键负荷 (40 kW) 和非关键负荷 (40 kW)，切负荷优化模型的频率恢复约束 $\geq 0.3\text{Hz}$ ，关键负荷保护最多切除 20 kW 非关键负荷。

为了测试不同方法在不同扰动程度下的切负荷控制效果，设定了小扰动情况和大扰动情况两种仿真场景。其中，小扰动情况模拟微电网在正常运行状态下，由于负荷的微小波动或光照强度的轻微变化而引起的系统状态变化。大扰动情况模拟微电网在极端条件下，如突然增加的负荷需求或急剧下降的光照强度，对系统稳定性造成影响。具体扰动参数如表 2 所示。

表 2 扰动参数

扰动场景	小扰动情况	大扰动情况
初始负荷需求/MW	6.5	6.5
扰动后负荷需求/MW	6.8	9.0
负荷变化量/MW	+0.3	+2.5
初始光照强度/(W/m ²)	800	800
扰动后光照强度/(W/m ²)	780	200
直流母线电压范围/V	745-755	< 730 或 > 770
交流输出电压范围/V	398-402	< 360 或 > 440

在仿真模型中分别引入小扰动情况和大扰动情况，并记录系统的响应情况。为了验证本文采用的

PSO 算法搜索有效性，在大扰动场景下进行迭代搜索，结果如图 4 所示。

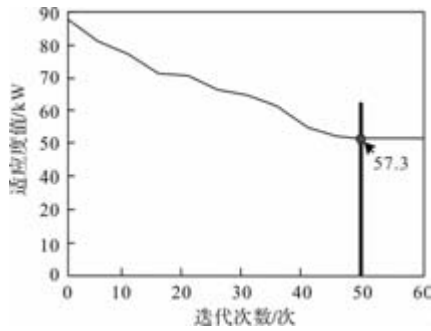


图 4 大扰动场景下 PSO 迭代搜索结果

从图 4 可以看出，在大扰动场景下，初期探索阶段，粒子群进行分散搜索，适应度值逐渐下降，迭代至 20-40 次的收敛阶段时，全局最优解引导粒子向可行域聚集，适应度值逐渐平稳，迭代 50 步后，出现了稳定解，最优切负荷量收敛至 57.3kW，验证了算法有效性。

对微电网的数据中心区域(关键负荷，40kW)划分为分区 1，生产车间区域(非关键负荷，30kW)划分为分区 2，生活区域(可中断负荷，10kW)划分为分区 3，对这三个区域未实施扰动策略的系统稳态频率进行了记录，具体如图 5 所示。

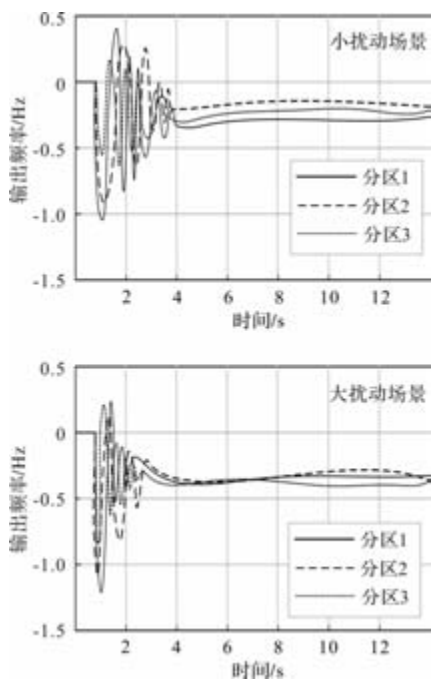


图 5 未实施扰动策略的临界机组的输出频率变化

从图 5 可以看出，未实施扰动策略时，临界机组的输出频率在扰动后波动明显。小扰动场景下，虽最终能趋近稳定，但恢复过程相对较慢；大扰动场景下波动更为剧烈且恢复时间较长。

采用本文方法对临界机组进行识别，并进行切负荷控制，记录控制策略下系统的响应情况，验证本文方法的控制效果，具体如图 6 所示。

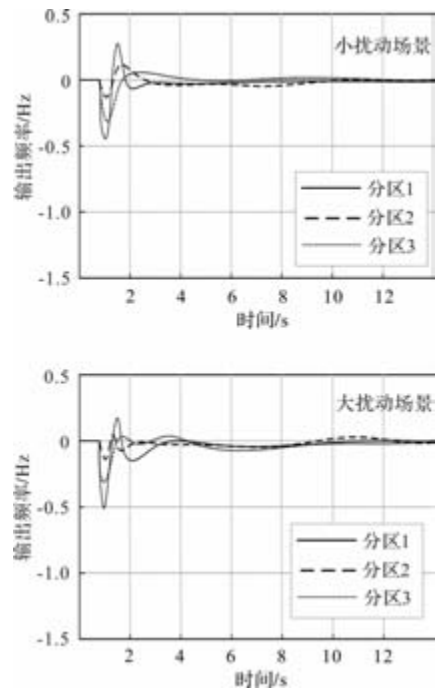


图 6 大、小扰动场景下的临界机组的最优输出频率变化情况

通过图 6 结果可以看出，采用本文提出的策略进行切负荷逻辑控制优化后，大、小扰动场景下的系统输出频率均在 2s 内恢复到临界值，且减少了频率在异常区间的波动，降低了对负荷的不良影响。这表明本文方法能显著加快频率恢复速度，迅速调整系统功率平衡，使频率快速回到稳定范围，相比未实施策略时，极大缩短了频率异常的持续时间，保障了系统的稳定运行。这是因为本文方法通过构建光伏微电网的运行状态图，将系统状态建模为马尔科夫链，区分小扰动和大扰动对应的状态转移路径，针对性优化控制策略。并采用 PSO 算法的群体智能搜索，找到切负荷量与频率稳定的最佳平衡点，快速收敛到最优切负荷方案，缩短响应延迟，避免因过度切除导致频率超调，减少调节振荡。

以文献[4]方法、文献[5]方法和文献[6]方法为对比方法，以过切量作为对比指标，对四种方法的实际控制精度进行对比。过切量是指在执行切负荷操作时，实际切除的负荷量超出为维持系统稳定所需最小切除量的部分。该值越小，代表方法的实际控制精度越高。具体仿真结果如图 7 所示。

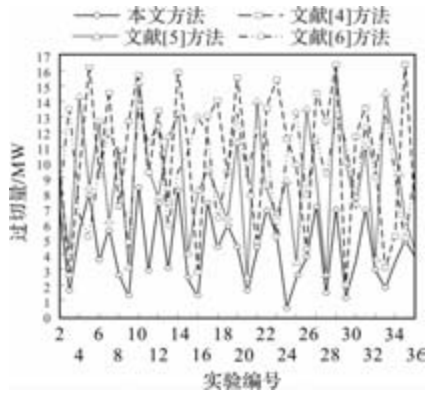


图7 不同方法的过切量对比结果

通过图7结果可以看出,相较于三种文献方法的过切量结果,本文提出的控制方法的最小过切量明显更低,平均过切量为5.75MW。说明本文方法在极端情况下也能较好地控制过切量,不会出现过大的切除负荷超出量。同时从波动程度来看,本文方法的过切量曲线波动相对较为平稳,控制精度较为稳定,能够更精准地控制切负荷操作,减少不必要的负荷切除,提高微电网系统运行的经济性和稳定性。而文献[4]方法的曲线波动幅度较大,在不同仿真编号下过切量变化范围广,表明其控制精度的稳定性较差。文献[5]方法和文献[6]方法的曲线波动程度也相对较大,这两种方法在控制精度的稳定性方面不如本文方法。这主要是由于本文提出的状态图能够有效对微电网运行状态进行捕捉,从而能够更准确地识别并切除对系统频率稳定性影响最大的负荷区域,从而在保证系统稳定的同时,最大限度地减少了负荷损失。

3 结 语

本文所设计的基于状态图的光伏微电网临界机组切负荷逻辑优化控制方法,通过融合马尔科夫链与状态图的先进理论,实现了对光伏微电网中临界机组的精准识别,通过利用马尔科夫链的转移概率特性,深入剖析了光伏微电网的运行状态,准确识别出处于临界状态的机组。并引入改进 PSO 算法,在复杂的优化空间中高效搜索,不断迭代调整切负荷逻辑参数,直至找到满足目标函数的最优切负荷逻辑稳态频率,实现了光伏微电网临界机组的切负荷逻辑优化控制,有效提升了光伏微电网在临界状态下的运行稳定性与可靠性,还有效降低了因切负荷操作不当而引发的负荷损失与能源浪费。

参考文献

- [1] 尹聪聪,王大治,刘博,等. 基于电压补偿的直流微电网 SOC 均衡控制策略 [J]. 供用电, 2025, 42 (01): 34-42.
- [2] Zhang Z, Shi J, Yang W, et al. Deep reinforcement learning based Bi-layer optimal scheduling for microgrids considering flexible load control [J]. CSEE Journal of Power and Energy Systems, 2022, 9(3): 949-962.
- [3] 张建新,邱建,赵青春,等. 基于 POA-GWO-CSO 算法的新能源电力系统精准切负荷控制多目标优化方法 [J]. 可再生能源, 2024, 42 (09): 1262-1270.
- [4] 钱名军,彭飞,夏冰. 智能电网的精准切负荷控制策略 [J]. 电工技术, 2023, (10): 158-160.
- [5] 王强,黄振威. 基于多步自校正 Q 学习的孤岛微电网负荷频率控制策略 [J]. 陕西科技大学学报, 2024, 42 (05): 166-173, 183.
- [6] 胡泽,曾令康,姚伟,等. 电力系统两阶段紧急切负荷控制智能预决策 [J]. 中国电机工程学报, 2024, 44 (4): 1260-1271.
- [7] 柳勇,杨国华,李思维,等. 改进 PSO 算法优化的配电网精准切负荷策略 [J]. 传感器与微系统, 2023, 42 (3): 140-143.
- [8] 王晓帆,刘伟志,蒋威,等. 永磁同步电机传动系统的柔性多目标预测控制 [J]. 电力电子技术, 2024, 58 (05): 15-17, 34.
- [9] 马智强,马胜国,陈亮,等. 基于粒子群算法的新能源微电网局部停电负荷调度研究 [J]. 电网与清洁能源, 2024, 40 (04): 112-117, 126.
- [10] 周洋,王华,刘强,等. 基于 5G 无线虚拟专网的电力精准切负荷控制系统技术研究 [J]. 网络安全和信息化, 2024, (02): 104-106.
- [11] 吴青峰,王毅,于少娟,等. 计及电池储能单元时间约束的微电网储能协调控制方案 [J]. 太阳能学报, 2023, 44 (12): 453-462.
- [12] 钱伟,孙晓彤,费树岷. 可再生能源高渗透下时滞孤岛微电网的负荷频率控制 [J]. 电网技术, 2024, 48 (02): 630-640.
- [13] 邢晓柯,迟耀丹,林广彬,等. 基于改进 SMO 的永磁同步电机无传感器控制 [J]. 电力电子技术, 2025, 59 (06): 15-22.
- [14] 范培潇,杨军,温裕鑫,等. 基于可进化模型预测控制的含电动汽车多微电网智能发电控制策略 [J]. 电工技术学报, 2024, 39 (03): 699-713.
- [15] 刘自发,刘炎. 基于虚拟直流机的直流微电网电压稳定控制策略 [J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51 (04): 62-71.

多扰动抑制下风力发电机组液压变桨距控制

李智灵, 陈艺文, 吴爱炼, 王嘉鑫

(国家电投集团广西兴安风电有限公司, 广西 桂林 541300)

摘要: 多扰动因素会通过叶片的气动特性直接作用于变桨系统, 这种耦合作用增加了风力发电机组液压变桨距控制难度。为此提出多扰动抑制下风力发电机组液压变桨距控制方法。确定大气密度、叶尖速比和风速为核心扰动因素。建立风力发电机组液压变桨距控制模型, 利用线性条件对粒子群算法作出改进, 实现对液压变桨距系统的自适应控制。通过实验证明: 经由所提方法控制后的桨距角与风速平稳状态下的桨距角误差较低, 控制效果较好。

关键词: 多扰动因素; 液压变桨距; 遗传-粒子群算法; 关联矩阵; 控制目标

中图分类号: TM315; TP351 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2026)04-0070-06

Hydraulic Pitch Control of Wind Turbine Under Multi Disturbance Suppression

LI Zhiling, CHEN Yiwen, WU Ailian, WANG Jiabin

(Spic Guangxi Xingan Wind Power Co., LTD., Guilin Guangxi 541300, China)

Abstract: Multiple disturbance factors will directly affect the pitch control system through the aerodynamic characteristics of the blades, and this coupling effect increases the difficulty of hydraulic pitch control for wind turbines. Therefore, a hydraulic pitch control method for wind turbines under multi disturbance suppression was proposed. Determine atmospheric density, blade tip speed ratio, and wind speed as the core disturbance factors. Established a hydraulic pitch control model for wind turbines, improved the particle swarm algorithm using linear conditions, and achieved adaptive control of the hydraulic pitch system. Experimental results have shown that the pitch angle controlled by the proposed method has a lower error compared to the pitch angle under steady wind speed, and the control effect is good.

Key words: multiple disturbance factors; hydraulic pitch control; genetic particle swarm optimization algorithm; correlation matrix; control objectives

0 引言

风力发电机组的液压变桨距系统负责调节叶片角度, 对提升发电效率、保障机组安全运行都具有深远意义。然而, 在实际运行中, 风力发电机组会受到多种扰动因素影响, 如风力的不稳定变化、叶片自身的磨损、环境温度改变以及空气密度变化等, 这些扰动会降低系统性能, 影响发电效率和机组稳定性。目前的控制方法在多扰动环境下无法对复杂多变的扰动因素作出快速精准响应。因此, 研究多扰动因素抑制下的液压变桨距自适应控制十分必要。李斌^[1]等人利用模糊 PID(比例、积分和微分)控制策略对长期处于强扰动工况下的风力发电机组变桨距系统进行控制。先经理论推导与模拟确定适配桨

距角, 分析油缸负荷以掌握机械部件受力, 借助 Fluent 构建流场模型, 获取桨距角动态变化规律。引入关键数据至模糊 PID 策略中, 实现对变桨距系统的有效控制。但是该方法未考虑到风电场中非线性因素的影响, 复杂变化的风速出现的气动扰动与多扰动因素呈现交互作用, 无法按照风速变化进行自适应控制。邓森^[2]等人利用人工蚁群算法(ACO)完成对 PID 控制器参数的优化后, 构建 ACO-PID 控制器, 对海上浮式风机变桨距的转子转速、功率输出以及平台纵摇角参数实现全方位控制。海上环境中, 风浪、海流等因素随机变化, 虽然算法能优化参数, 但由于叶片的气动特性直接作用于变桨系统, 复杂的风速变化会增加桨距角的控制难度, 难以实时快速适应极端或突发环境变化。Yang Guisheng^[3]

收稿日期: 2025-07-21

基金项目: 广西电网公司科技基金资助项目(GHLXK20210386)

作者简介: 李智灵(1993), 男, 本科, 工程师, 研究方向为过程装备与控制工程。

陈艺文(1990), 男, 本科, 研究方向为网络安全, 电气自动化。

吴爱炼(1995), 男, 本科, 研究方向为电气自动化。

王嘉鑫(1991), 男, 本科, 研究方向为安全管理、电气自动化。

等人将双变量抗扰控制策略应用在变桨距系统中,对转子桨距角和变量电机的摆角进行控制,降低速度和转矩波动以及其他干扰因素对风机运行的影响,从而得到平稳的输出功率。但是双变量抗扰控制策略中的控制参数通常是固定的,而风力发电机组的运行条件却是不断变化的。在风速突变、大气密度变化等情况下,固定的控制参数无法适应新的工况,导致控制效果下降。Phung Baolong Nguyen^[4]等人在风电机组惯性控制回路中添加了模糊逻辑控制策略,使其对桨距角在不同风速下的频率进行控制,使其可以始终保持平稳的运行状态。但是模糊逻辑规则的制定高度依赖专家经验和大量现场试验,不同风场的风速特性、机组参数有差异,多个变量的耦合作用增加了风力发电机组液压变桨距控制难度,需反复调整规则和隶属度函数,过程烦琐,且难以保证找到最优规则集合。

在分析了上述方法的优缺点后,提出多扰动因素抑制下风力发电机组液压变桨距自适应控制方法。通过确定影响液压变桨距稳定运行的扰动因素,建立风力发电机组液压变桨距控制模型,并确定模型的控制目标。利用遗传-粒子群算法对控制目标在局部空间中的最优解进行求解,从而实现对风力发电机组的稳定控制。将所提方法与其他方法展开对比实验测试,结果表明,所提方法有效提升了系统抗干扰能力和控制稳定性,实现了更精准、更快速的变桨距控制效果。

1 风力发电机组液压变桨距自适应控制方法

1.1 考虑多扰动因素的数学模型构建

在实际运行中,风力机不仅受到风速随机性、湍流等大气扰动的影响,还面临机械传动非线性、液压系统压力波动等内部干扰。这些扰动会通过叶片的气动特性直接作用于变桨系统,导致输出功率波动甚至结构载荷超标^[5]。因此,在考虑多扰动因素条件下,建立风力机模型、气动模型、变桨距系统模型和传动链模型^[6],耦合液压变桨系统的动力学特性,揭示非线性因素与气动扰动的交互作用机制。

(1) 风力机模型

建立的风力发电机组模型为

$$T_r = \frac{1}{2} \rho \pi R^3 v^2 C_p(\lambda, \beta) \quad (1)$$

式中, T_r 为风轮转矩; ρ 为大气密度; π 为圆周率; R 为风轮半径; v 为轮毂高度处风速; $C_p(\lambda, \beta)$ 为风能

利用系数; λ 为叶尖速比; β 为风机叶片桨距角。其中,

$$\begin{cases} \lambda = \frac{\omega R}{v} \\ C_p(\lambda, \beta) = 0.22 \left(\frac{116}{\lambda_i} - 0.4\beta - 5 \right) e^{-12.5/\lambda_i} \\ \frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \end{cases} \quad (2)$$

式中, ω 为叶轮转速; e 为自然常数; λ_i 为叶片时间速度比。

风力发电机组在采集风能的过程中,是由内部的机械转动带动叶片转动的^[7],机械转动输出的功率 P 为

$$P = \frac{1}{2} \rho v^3 S C_p(\lambda, \beta) \quad (3)$$

式中, S 为风机叶片扫掠面积。

通过上述分析可以看出, P 与 v^3 成正比, $C_p(\lambda, \beta)$ 与 λ 、 β 有着非线性关系。

(2) 气动模型

叶素理论(Blade-element Theory, BEM)通过将叶片离散化为多个微段(叶素),能够精确描述每个叶素在复杂气动环境下的受力状态,从而为多扰动因素的分析提供物理基础。基于叶素理论建立的模型能够量化不同径向位置叶素所受的动态气动力,反映风速空间分布不均匀性和时变特性对整体转矩的耦合影响^[8-9]。气动模型为

$$T_F = \frac{P}{\omega} = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 v^3 \frac{C_p(\lambda, \beta)}{\omega} \quad (4)$$

式中, T_F 为作用在传动链上的气动转矩。

(3) 变桨距系统模型

当风速超过额定风速时,风轮捕获的气动功率可能超过发电机额定容量,此时必须通过液压变桨距系统调整桨叶节距角,以减小攻角、降低气动载荷,从而维持输出功率稳定^[10-11]。然而,由于多扰动因素的耦合作用,传统固定增益控制策略难以适应复杂工况。因此,在多扰动因素抑制的研究中,必须建立高精度的变桨距系统模型。将液压变桨距系统看作是一阶模型^[12-13]为

$$\varphi = \frac{1}{\tau s + 1} \varphi_r \quad (5)$$

式中, φ_r 为理想状态下的桨距角; τ 为时间; s 为复频域变量。

(4) 传动链模型

风速随机性导致气动转矩高频波动,要求变桨系统具备快速响应能力。而传动链作为风电机组的核心动力传递路径,承受着来自气动载荷、机械惯

性以及发电机电磁转矩的耦合作用^[14]。因此需要构建传动链模型,与风力机模型、气动模型、变桨距系统模型耦合^[15],构成完整的机组动态仿真框架。风力发电机组的传动链模型为

$$j\dot{\omega} = T_r - T_e \quad (6)$$

式中, $\dot{\omega}$ 为叶轮转速 ω 对时间的一阶导数; j 为风电机组转动惯量; T_e 为发电机组电磁转矩。

通过四个数学模型,可针对风力发电机运行过程中的扰动因素进行分析。其中,大气密度 ρ 的变化主要来自海拔、温度、湿度变化;轮毂高度处风速 v 的变化主要来自湍流、风剪切、极端阵风,二者均属于外部不可控扰动。而叶尖速比 λ 来自风速 v 变化的控制延迟,属于间接耦合扰动。这三个扰动因素对风力发电机组的气动和控制具有较大影响,因此可将 ρ 、 v 、 λ 作为核心扰动因素,在考虑多扰动因素条件下,实现后续的风力发电机组液压变桨距自适应控制。

1.2 液压变桨距自适应控制目标设定

风力发电机组具有时变性和非线性特征,变桨距控制参数易受多种因素干扰而失准,致使控制效果欠佳,无法保证稳定功率输出。为此,在完成对液压变桨距输出功率的扰动因素的分析后,以动力学理论^[16-17]为基础,将 ρ 、 v 、 λ 等各项扰动因素综合考虑在内,建立风力发电机组液压变桨距控制模型。提取模型中与变桨距控制相关的参数,并分析这些参数之间的关联,进而在抑制扰动因素的前提下,确定液压变桨距自适应控制目标。

变桨距控制参数关联矩阵^[18]为

$$\begin{cases} \mathbf{u} = \{(\beta_1, v_1), (\beta_2, v_2), \dots, (\beta_l, v_l)\} \\ \mathbf{i} = \{(\beta_1, \rho_1), (\beta_2, \rho_2), \dots, (\beta_l, \rho_l)\} \\ \mathbf{g} = \{(\beta_1, \lambda_1), (\beta_2, \lambda_2), \dots, (\beta_l, \lambda_l)\} \end{cases} \quad (7)$$

式中, \mathbf{u} 、 \mathbf{i} 、 \mathbf{g} 分别为 ρ 、 v 、 λ 与风机叶片桨距角 β 之间的关联矩阵; l 为矩阵中的元素数量。

鉴于风力发电机组的特性,当式(7)中的关联矩阵有参数不准确的情况时,会严重影响对液压变桨距系统的控制效果,导致风电机组无法保证稳定功率输出^[19-20]。因此,需对各类扰动因素进行有效抑制。

针对不同扰动情况,设定如下自适应控制目标:当风速 v 突变时,控制目标是快速调整风机叶片桨距角 β 以稳定功率;当叶尖速比 λ 突变时,控制目标是快速调整 β 以恢复最优风能利用系数 C_p ,提升风能捕获效率或避免超速;当大气密度 ρ 突变时,控制目标是快速调整 β 以补偿气动功率变化,维持

额定功率输出。

基于上述目标,从变桨距控制参数关联矩阵 \mathbf{u} 、 \mathbf{i} 、 \mathbf{g} 入手,对风机叶片桨距角 β 进行抑制:

$$\beta = f(u, i, g) + \Delta \quad (8)$$

式中, f 为由BEM理论推导的稳态桨距角计算函数; Δ 为自适应抑制项。

利用遗传-粒子算法建立液压变桨距自适应控制目标函数为

$$E(\beta) = \begin{cases} Y_{\max} - Q(\beta), Q(\beta) < Y_{\max} \\ Q(\beta) - Y_{\min}, Q(\beta) > Y_{\min} \\ 0, & \text{else} \end{cases} \quad (9)$$

式中, $Q(\beta)$ 为目标函数,即衡量控制效果优劣的指标; Y_{\max} 、 Y_{\min} 分别为 $Q(\beta)$ 的最大预估值和最小预估值; $E(\beta)$ 为适应度函数,用于评估不同控制参数组合下系统的适应程度^[21-22]。遗传-粒子算法通过优化适应度函数,寻找最优控制目标。

1.3 变桨距自适应控制实现

为实现高效风能捕获与稳定功率输出,液压变桨距系统需具备高精度控制能力与快速响应速度。在风速突变时,系统需在极短时间内精确调整桨距角,否则发电效率与稳定性将受影响^[23-24]。标准粒子群算法因搜索精度与收敛速度不足,难以满足这一需求,其搜索过程或迟缓或不够精准,导致控制参数调整有误。为此,利用线性条件对粒子群算法作出改进,通过动态调整惯性权重和学习因子等参数,以更好适应系统动态变化,实现控制参数的实时优化,提升系统自适应控制能力,确保系统在复杂多变环境中稳定、高效运行^[25]。

通过求解局部保守值中学习因子的方式,对 $Q(\beta)$ 进行求解,如式(10~11)所示:

$$G' = G_{\max} - \frac{\mu(G_{\max} - G_{\min})}{\mu_{\max}} \quad (10)$$

$$\begin{cases} D_1' = D_1 + (F_1 - F_2) \frac{\mu}{\mu_{\max}} \\ D_2' = D_2 + (F_2 - F_1) \frac{\mu}{\mu_{\max}} \end{cases} \quad (11)$$

式中, G' 为粒子线性递减惯性权重, μ 、 μ_{\max} 分别为当前迭代次数和最大迭代次数, G_{\max} 、 G_{\min} 分别为 G 的最大值和最小值, D_1' 、 D_2' 为更新后的学习因子。

利用粒子线性递减惯性权重 G' 和新的学习因子 D_1' 、 D_2' 对 $Q(\beta)$ 的适应度进行局部搜索,找出其中的最优解以实现对于液压变桨距系统的控制。局部搜索过程如式(12~13)所示:

$$D_{1A}(X) = \frac{\sum_{A=1}^M D_{1A}(H_{\text{pbsst}}^\mu)}{U+1} \quad (12)$$

$$D_{1A}(H_{\text{pbsst}}^\mu) = D_{1A}(\beta) = \sqrt{\sum_{A=1}^M [E_A(\beta) - E_{A+1}(\beta)]^2} \quad (13)$$

式中, $D_{1A}(H_{\text{pbsst}}^\mu)$ 为局部空间 H_{pbsst}^μ 中 W 与最优解之间的欧式距离, $D_{1A}(X)$ 为临界距离, U 为目标适应度的局部求解个数, $A = \{1, 2, \dots, M\}$ 为 H_{pbsst}^μ 中包含最优解的数量, $E_A(\beta)$ 、 $E_{A+1}(\beta)$ 分别为第 A 个、第 $A+1$ 个适应度解。

在对式(12)和式(13)求解时,需将求解的每个控制结果 $D_{1A,A}$ 与 $D_{1A}(X)$ 进行比对。当 $D_{1A,A} < D_{1A}(X)$ 时,应将对应的适应度解删除,直至 $D_{1A,A}$ 和 $D_{1A}(X)$ 完全相等为止。至此,得到液压变桨距自适应控制的最优适应度解,该解对应的控制参数组合可在抑制多项扰动因素的前提下,实现对液压变桨距系统的稳定控制。

2 实验测试

2.1 实验设置

为了验证所提方法在实际应用中是否可以实现对风力发电机组液压变桨距的自适应控制,将引言中提到的基于模糊 PID 的控制方法和基于 ACO-PID 控制器的控制方法作为对比方法,与所提方法共同进行测试。实验设定伺服电机的功率为 4.9kW,额定转速和额定扭矩分别为 2500 r/min、23.5 Nm,液压泵的排量为 6.3 mL/r,油缸规格参数为 60/28-200。实验环境如图 1 所示。



图 1 实验环境图

在实际应用中,风速变化会带动风电机组桨距角发生改变。为了确保风机整体振动最小、功率输出最平稳,针对桨距角控制展开实验验证。在风速平稳的状态下,获取风电机组最佳功率输出、最具稳定性的机组振动数据以及桨距角,具体如表 1 所示。

表 1 风速平稳状态下风电机组运行标准

时间	平均风速 /(m/s)	机组振动 /mm	功率输出 /kW	桨距角 /(°)
0:00	5.0	0.20	1230	10
2:00	5.5	0.30	1360	13
4:00	6.0	0.40	1450	17
6:00	6.5	0.50	1560	20
8:00	6.0	0.30	1670	17
10:00	5.5	0.29	1360	13
12:00	5.0	0.20	1230	9
14:00	4.8	0.18	1100	5
16:00	5.0	0.20	1230	9
18:00	5.3	0.18	1100	5
20:00	5.0	0.20	1230	9
22:00	5.5	0.30	1360	13

2.2 实验对比

2.2.1 桨距角对比

将表 1 中的数据上传至实验平台中,利用所提方法、模糊 PID 控制方法和 ACO-PID 控制器分别对风电机组液压变桨距系统进行控制,并对比三种方法的桨距角控制情况,结果如图 2 所示。

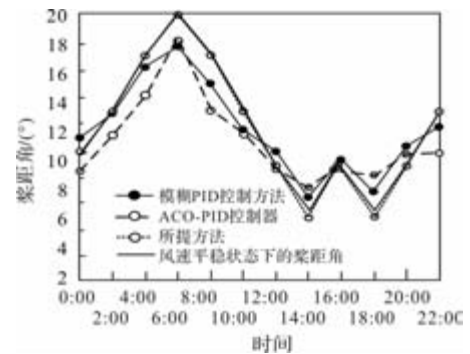


图 2 三种方法控制后桨距角对比图

通过观察图 2 能够明显发现,在三种控制方法中,经所提方法控制后的桨距角与风速平稳状态下的桨距角更为接近,不超过 1.2° ;而另外两种方法均出现了较大的偏差。这充分证明了利用线性条件改进粒子群算法后,所提方法能够迅速调整搜索策略,找到适合当前风速的桨距角控制参数,对风电机组液压变桨距系统进行稳定且精准的控制。

2.2.2 扰动信号抑制

利用所提方法、模糊 PID 控制策略和 ACO-PID 控制器分别对风电机组液压变桨距系统进行控制,并在实验的第 20 秒和第 40 秒分别加入一个扰动信号,验证三种控制方法在遇到扰动信号时的抑制能

力，具体如图 3 所示。

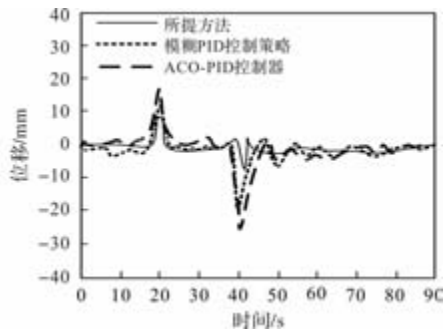


图 3 三种方法扰动信号抑制能力对比图

通过观察图 3 可以很明显地看出，三种方法中，所提方法对于扰动信号的抑制效果最好，使风电机组产生的振动位移是最小的，不超过 $\pm 7\text{mm}$ 。当第 20s 加入扰动信号时，所提方法能够迅速感知系统状态的变化，通过调整参数加快搜索速度或改变搜索方向，促使系统快速恢复到稳定运行状态，有效避免了因扰动引发的过度振动和运行不稳定情况。反观另外两种方法，均出现了较大的位移波动，无法保证风电机组处于平稳的运行状态下。

2.2.3 超调量对比

利用三种方法分别对风电机组液压变桨距系统进行控制，并对比控制后的超调量。超调量指的是桨距角与稳态值形成的最大偏离量、与稳态值的比，通常不会高于 10%，否则就无法保证风机的稳定运行。三种方法超调量对比图如图 4 所示。

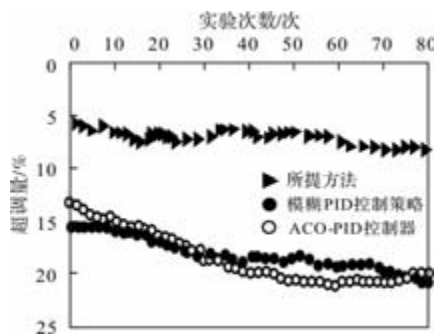


图 4 三种方法超调量对比图

通过观察图 4 可以很明显地看出，三种方法中，只有所提方法的超调量始终低于 10%，而另外两种方法超调量均不稳定，且有高于 10% 的现象。这一结果表明，通过线性条件改进的粒子群算法能够根据当前搜索状态和最优解分布情况，动态调整惯性权重和学习因子等关键参数。这种动态调整机制使算法在系统状态变化时能够快速响应，通过优化搜索策略和调整搜索方向，显著加快了最优控制参数

的收敛速度，从而有效减少了桨距角与稳态值之间的偏离，将超调量控制在理想范围内。该方法在确保风电机组稳定运行的同时，实现了液压变桨距系统的高精度控制，为解决复杂工况下的控制难题提供了有效方案。

3 结 语

风力发电机组在复杂多变的室外环境中运行时，持续受到大气密度、叶尖速比和风速等多扰动因素的显著影响，导致液压变桨距系统控制难度显著增加。为解决这一问题，文章提出了一种多扰动因素抑制下的液压变桨距自适应控制方法。该方法首先通过建立耦合的风力机模型、气动模型、变桨距系统模型和传动链模型，深入分析了非线性因素与气动扰动的交互作用机制。在此基础上，提取变桨距控制参数关联矩阵并设定自适应控制目标，采用改进的粒子群算法动态调整惯性权重和学习因子，结合局部保守值学习机制进行参数优化，最终获得最优控制参数组合。将所提方法与另外两种方法展开对比实验测试，结果表明，经由所提方法控制后的桨距角与风速平稳状态下的桨距角误差不超过 1.2° ，风电机组产生的振动位移不超过 $\pm 7\text{mm}$ ，超调量始终低于 10%，对于液压变桨距的控制效果是最好的，可在有效抑制干扰的前提下，确保桨距角始终保持平稳的运行状态。

参考文献

- [1] 李斌, 张镇麒, 于浩辉, 等. 风力发电机组泵控液压系统变桨距控制研究[J]. 液压与气动, 2023, 47(4): 27-35.
- [2] 邓森, 葛双义, 王锋. 半潜式风机变桨距控制优化研究[J]. 水力发电, 2025, 51(1): 88-92.
- [3] YANG Guisheng, CHEN Lijuan, CAI Pengyang, et al. Adaptive Disturbance Rejection and Power Smoothing Control for Offshore Hydraulic Wind Turbines Based on Pitch and Motor Tilt Angles[J]. energies, 2024, 17(24): 25-43.
- [4] Phung Baolong Nguyen, Wu Yuan-Kang, Pham Manh-Hai. Novel Fuzzy Logic Controls to Enhance Dynamic Frequency Control and Pitch Angle Regulation in Variable-Speed Wind Turbines[J]. energies, 2024, 17(11): 52-59.
- [5] 杨浩, 米永山, 王清飞, 等. 变速变桨风力发电机组的阵风控制策略[J]. 船舶工程, 2023, 45(S2): 143-147.
- [6] 程志江, 袁嘉旺, 陈星志, 等. 海上漂浮式风机变桨

- 距控制策略研究[J]. 振动与冲击, 2023, 42(15): 260-267, 297.
- [7] 周嘉玉, 郝万君. 基于 NMPC-PID 的大型风力机独立变桨控制[J]. 机床与液压, 2023, 51(3): 151-155.
- [8] 何胜华, 黄弘, 范必双, 等. 带自适应模糊神经网络补偿的自耦合 PI 在风力机变桨控制中的应用[J]. 可再生能源, 2023, 41(5): 618-624.
- [9] 张文广, 孙嘉壕, 刘超, 等. 极端风况下双转子风力机降载复合控制策略[J]. 热能动力工程, 2023, 38(11): 158-166.
- [10] 陈玲霜, 李书进, 孔凡. 风浪联合作用下驳船型海上浮式风机的 PTMD 减振控制[J]. 武汉理工大学学报, 2023, 45(8): 88-94, 132.
- [11] 魏宝泽, 杨勇, 张新蕾, 等. 自动变桨距螺旋桨电推进系统能效优化方法[J]. 航空动力学报, 2023, 38(3): 717-727.
- [12] 雷航, 刘河生, 张瑞刚, 等. 基于单纯形法的风电机组独立变桨距控制技术研究及仿真[J]. 热力发电, 2023, 52(3): 144-150.
- [13] 李建华, 曹路, 杨仁炘, 等. 华东沿海风电场群电网主动频率支撑策略[J]. 中国电力, 2023, 56(11): 49-58, 112.
- [14] 姚叶宸, 黄典贵. 大型风电长叶片气动外形的高效低载三维设计[J]. 上海理工大学学报, 2023, 45(6): 584-590.
- [15] 陈建平, 米智楠, 陈杰, 等. 超高钢混风电塔筒液压导向系统研究[J]. 液压气动与密封, 2024, 44(7): 92-95.
- [16] 俞勤新, 彭艳来, 杨晓峰, 等. 基于自适应随机共振方法的轴承故障特征提取[J]. 机械制造与自动化, 2023, 52(05): 92-95.
- [17] 张前, 何山, 黄嵩, 等. 基于 DDPG 算法的风力发电机变桨距控制研究[J]. 科学技术与工程, 2023, 23(18): 7764-7771.
- [18] 李利强, 赵迎春, 彭睿, 等. 基于特征提取的大型风力机械变桨距实时控制方法[J]. 机械与电子, 2023, 41(10): 60-63, 69.
- [19] 徐樾, 贾立, 付轩熠. 基于 Wiener 模型的风力发电系统变桨距控制[J]. 系统仿真学报, 2022, 34(08): 1741-1749.
- [20] 王诗琪, 杜雪松, 朱才朝, 等. 海上浮式风电机组变桨距自抗扰控制策略研究[J]. 重庆大学学报, 2022, 45(10): 25-37.
- [21] 王绍平, 王冰, 沈王平, 等. 风电机组液压变桨距系统 H_∞ 鲁棒控制策略研究[J]. 机床与液压, 2020, 48(13): 34-40.
- [22] 张文华, 尹文良, 张祯滨, 等. 计及叶轮不平衡的差动调速风电机组变桨距控制[J]. 中国机械工程, 2024, 35(10): 1890-1899.
- [23] 郑建锋. 基于卷积神经网络的双馈风电机组独立变桨距优化控制方法[J]. 现代制造技术与装备, 2023, 59(10): 118-120.
- [24] 胡启国, 吴申, 任渝荣, 等. 基于 MISSA-IADRC 的变桨距控制器优化设计[J]. 船舶工程, 2025, 47(04): 67-75.
- [25] 吕万林, 游有鹏. 基于粒子群算法的二维不规则排样[J]. 机械制造与自动化, 2024, 53(04): 165-168, 186.

《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

粗糙集最优解计算下的风电机组变桨多模态软切换 状态识别方法

王凯冉, 马俊鹏, 孔斌, 路晓丽, 韩志杰, 折宝娜

(宁夏回族自治区电力设计院有限公司, 银川 750011)

摘要: 针对风电机组变桨系统在多模态软切换过程中因特征参量冗余导致状态识别准确率低的问题, 提出一种粗糙集最优解计算下的风电机组变桨多模态软切换状态识别方法。利用 SCADA 系统实时采集变桨系统运行数据, 提取多模态软切换相关特征参量, 采用粗糙集理论计算各特征的条件属性熵与属性重要度, 通过粗糙性度量筛选最优特征子集, 并构建状态决策表, 结合支持向量机设计状态分类函数, 实现多模态软切换状态的精准判别。实验结果表明, 该方法对变桨系统多种软切换状态的识别率达到 0.97, 漏识率仅为 0.03, 显著优于对比方法。该方法能够有效识别初始状态、过渡状态及极端工况等多种运行模式, 为风电机组智能运维提供了可靠的技术支撑。

关键词: 粗糙集最优解计算; 风电机组; 变桨系统; 多模态软切换; 状态识别

中图分类号: TM315; TM614 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2026)04-0076-06

Wind Turbine Pitch Multimodal Soft Switching State Identification Method Based on Rough Set Optimal Solution Calculation

WANG Kairan, MA Junpeng, KONG Bin, LU Xiaoli, HAN Zhijie, SHE Baona

(Ningxia Electric Power Engineering Co., LTD., Yinchuan 750011, China)

Abstract: To address the issue of low state recognition accuracy in wind turbine pitch control systems during multimodal soft switching due to redundant feature parameters, this paper proposed a state recognition method for multimodal soft switching in wind turbine pitch control systems based on rough set optimal solution computation. Operational data from the pitch control system is collected in real-time via the SCADA system. Multimodal soft switching-related feature parameters are extracted, and the conditional attribute entropy and attribute importance of each feature are calculated using rough set theory. An optimal feature subset was selected through roughness measurement, and a state decision table was constructed. Combined with a support vector machine, a state classification function was designed to achieve precise identification of multimodal soft switching states. Experimental results demonstrate that this method achieves a recognition rate of 0.97 for multiple soft switching states in the pitch control system, with a false negative rate of only 0.03, significantly outperforming comparison methods. This approach effectively identifies various operational modes, including initial state, transition state, and extreme operating conditions, providing reliable technical support for intelligent operation and maintenance of wind turbines.

Key words: rough set optimal solution calculation; wind turbines; pitch system; multimodal soft switching; state identification

0 引言

变桨系统作为风力发电机组的核心, 其控制性能直接影响机组的功率输出效率与运行安全性, 变

桨系统的安全运行对提升风能利用率和保障电网稳定具有重要研究意义。在风速快速变化或遭遇阵风等复杂工况时, 需要根据实时风速, 实时调整桨叶角度, 以确保风电机组的发电性能最佳。但现有研

收稿日期: 2025-09-09

作者简介: 王凯冉(1994), 男, 学士, 工程师, 研究方向为风能资源应用研究与精细化设计等。

马俊鹏(1989), 男, 硕士, 正高级工程师, 研究方向为新能源工程(风电、光伏、储能、氢能)应用研究与精细化设计等。

孔斌(1984), 男, 学士, 正高级工程师, 研究方向为新能源发展规划及电力系统稳定性研究等。

路晓丽(1987), 女, 学士, 高级工程师, 研究方向为新能源工程(风电、光伏、储能、氢能)电气控制与多能互补研究等。

韩志杰(1998), 男, 学士, 助理工程师, 研究方向为新能源发电资源评估与新能源发电电气等。

折宝娜(1998), 女, 学士, 助理工程师, 研究方向为风电、光伏资源评估精细化研究。

究多依赖于历史经验构建识别模型，导致系统在过渡区容易产生振荡，难以适应动态工况变化，识别准确性较低。

在该研究背景下，针对风电领域，多个研究者提出了相关识别方法。王晓龙等^[1]人收集变桨轴承的振动信号，应用龙格库塔法对 AFMD 的频带数量和滤波器长度进行寻优，应用优化后的 AFMD 对振动信号进行分析，对信号分量进行希尔伯特变换和降噪处理，通过捕捉其包络信号，提取信号中的故障特征，通过对包络信号的突出频率成分，确定轴承损伤类型，实现对变桨系统轴承的损伤识别。该方法在设计过程中可能受到邻近部件的干扰，从而降低识别准确性。武英杰等人^[2]使用加速度传感器实时收集变桨系统的振动信号，将振动信号划分为多种工况，并从中提取包络信号以挖掘振动特征。通过抑制包络信号的脉冲干扰，实现变桨动作的识别。该方法在实际应用中会受到正弦分量的影响，导致方法的识别准确性不高。潘美琪等^[3]人针对风电机组变桨系统的故障情况，应用时序生成对抗网络(TimeGAN)动态跟踪数据的概率分布特征，生成与真实数据相统一的故障样本，再对生成数据进行交叉校验，应用 BP 神经网络，对输入数据进行初步故障筛查，再通过非线性关联，确定故障类型，将其作为诊断结果输出，由此，实现对变桨系统故障类型的诊断。该方法在应用时难以适应多种运行工况，导致方法的诊断准确性不高。江国乾等^[4]人应用多传感器系统，实时收集变桨系统电机信号，对收集的信号进行对齐与分段，再应用卷积自编码器模型，通过设定损失函数及多个卷积参数，从中挖掘出相关性较高的故障特征，通过分析故障特征概率分布情况，计算特征的重构误差，确定故障类型，实现对故障的预警，建立故障类型-位置映射函数，对故障所在位置进行定位。该方法在设计时会采集多模态数据，模态数据之间拟合程度较低，进而影响到方法的预警准确性。

基于此，提出一种粗糙集最优解计算下的风电机组变桨多模态软切换状态识别方法。通过构建变桨系统在多模态软切换过程中的状态类型决策表，确定了变桨系统在多模态软切换过程中的状态类型，基于决策表中提取多条决策规则，筛选出符合阈值要求的决策规则，实现了变桨系统在多模态切换过程中的多种状态进行识别，减少了机械冲击力，提

高了变桨系统在多种工况下的适应性。

1 风电机组变桨多模态软切换状态识别方法设计

1.1 粗糙集最优解计算下的变桨系统多模态软切换状态特征参量约简

应用 SCADA 系统实时收集风电机组变桨系统在多模态软切换过程中的运行数据，其收集的数据包含电流数据、变桨速度、振动信号等，对收集的数据进行数据清洗和标准化，提高数据的质量^[5]。从数据集中挖掘出多个特征参量，这些特征参量能够衡量变桨系统在软切换过程的状态特性，将挖掘到的特征参量用 $X_i = \{x_1, x_2, x_3, \dots, x_i, \dots, x_n\}$ 表示， x_i 表示第 i 个特征参量。以挖掘到的特征参量为基础，应用粗糙集最优解计算方法，对挖掘到与多模态软切换过程状态相关的特征参量进行约简，捕捉到重要性更高的特征参量用于后续研究。

将挖掘到的特征参量 X_i 作为条件属性集，其所在的特征空间作为论域，用 K_m 表示，计算特征参量的条件属性熵^[6]为

$$I(D|X_i) = \sum_{i=1}^n \frac{|x_i|^2}{|U_z|^2} \sum_{j=1}^m \frac{D_j \cap X_i}{|x_i|} (1 - \frac{D_j \cap X_i}{|x_i|}) \quad (1)$$

式中， $I(D|X_i)$ 为变桨系统软切换状态特征参量的条件属性熵， D 为粗糙集的决策属性集合， U_z 为粗糙集的条件属性集合， D_j 为第 j 个决策属性的信息值， m 为决策属性的数量。

基于已确定的软切换状态特征参量条件属性熵，计算特征参量的熵重要度为

$$s(x_i) = I(D|X_i - \{x_i\}) - I(D|X_i) \quad (2)$$

式中， $s(x_i)$ 为软切换状态特征参量的条件属性熵。

计算每个软切换状态特征参量的属性重要度为

$$W(x_i) = \frac{s(x_i) + I(D|\{x_i\})}{\sum_{i=1}^n s(x_i) + I(D|\{x_i\})} \quad (3)$$

式中， $W(x_i)$ 为软切换状态特征参量 x_i 的属性重要度。

根据 $W(x_i)$ ，将软切换状态特征参量按照从大到小的顺序进行排列，选择属性重要度较大的特征参量构建新的特征参量集，构建的特征参量集用 y_i 表示^[7]。将特征参量集进行粗糙性度量，判断其是

否为最优的特征参量约简结果为

$$p_w = \frac{y_i^+}{y_i^-} \tag{4}$$

式中, p_w 为特征参数集的粗糙性度量, y_i^+ 、 y_i^- 分别为与特征参量集相邻的特征参量子集。若计算的 p_w 符合设定值, 则当前特征参量集 y_i 为最优参量集, 反之则需要对特征参量集进行更新, 从而得到最优集^[8]。

在粗糙集理论中, 属性约简的核心原则是在减少属性数量的同时, 尽可能保持其分类能力不变。计算条件属性集 X_i 对决策属性集 D 的支持程度, 度量约简的有效性为

$$\gamma_{X_i(D)} = \frac{POS_{X_i}(D)}{|\bar{U}|} \tag{5}$$

式中, $\gamma_{X_i(D)}$ 为条件属性集 X_i 对决策属性集 D 的依赖度, $POS_{X_i}(D)$ 为 D 的 X_i 正域, $|\bar{U}|$ 是论域中所有对象的总数。分别计算约简前后的依赖度, 若约简后的依赖度等于约简前的依赖度, 则表明约简后的属性集保持了与原始集相同的分类能力。

由此, 在粗糙集最优解计算方法下, 实现对变桨系统软切换状态特征参量的约简。

1.2 变桨系统多模态软切换状态属性决策规则生成

根据约简的软切换特征参量集 y_i , 分析样本中数据不同样本特征参量的状态标签, 构建变桨系统在多模态软切换过程中的状态类型决策表^[9]。变桨系统在多模态软切换过程中的状态决策表如表 1 所示。

表 1 变桨系统在多模态软切换过程中的状态决策表

样本编号	特征 1	特征 2	特征 3	特征 4	状态标签
样本 1	中	低	中	正常	状态 A
样本 2	低	中	高	延迟	状态 B
样本 3	高	高	低	延迟	状态 A
样本 4	低	高	高	波动	状态 C
样本 5	高	低	中	波动	状态 D
样本 6	低	高	中	正常	状态 A
样本 7	高	中	高	延迟	状态 C
.....

如表 1 所示, 在决策表中, 选择 7 个样本作为示例样本, 分析变桨系统在软切换过程中的状态特征参量, 确定变桨系统在多模态软切换过程中的状

态类型^[10]。其中, 特征 1 为“变桨系统电机电流特征”, 特征 2 为“变桨系统油箱温度特征”, 特征 3 为“变桨系统振动信号特征”, 特征 4 为“变桨系统桨距角特征”, 通过对四个特征参量进行分析, 确定变桨系统在多模态切换过程中的多种状态标签。

遍历决策表中的所有决策规则, 将决策规则用 $P_m = \{p_1, p_2, p_3, \dots, p_m, \dots, p_z\}$ 表示^[11-12]。计算每条决策规则的支持度和置信度为

$$S(A_i \rightarrow P_m) = \frac{|K(A_i) \cap K(P_m)|}{N} \tag{6}$$

$$C(A_i \rightarrow P_m) = \frac{|K(A_i) \cap K(P_m)|}{K(A_i)} \tag{7}$$

式中, $S(A_i \rightarrow P_m)$ 为样本特征参量为 A_i 且状态为 P_m 时的支持度, $K(A_i)$ 为样本特征参量为 A_i 的概率, $K(P_m)$ 为样本状态为 P_m 的概率, N 为输入的样本数量, $C(A_i \rightarrow P_m)$ 为样本特征参量为 A_i 且状态为 P_m 时的置信度。

根据决策规则的支持度和置信度, 将其与设定的阈值进行对比, 筛选出符合阈值要求的决策规则, 作为后续变桨系统状态识别的决策依据。在该过程中, 生成的决策规则用 Z_m 表示。

1.3 风电机组变桨多模态软切换状态识别

在对风电机组变桨系统多模态软切换状态识别时, 基于生成的变桨系统状态属性决策规则, 对变桨系统在多模态切换过程中的多种状态进行识别^[13-14]。为保证识别结果的可靠性, 基于决策规则 Z_m , 结合支持向量机算法, 设计核函数, 得到最终的状态分类决策结果为

$$K_m = \exp\left(-\frac{\|r_i - r_j\|^2}{c_r}\right) \tag{8}$$

$$f_z = \text{sign}\left[\rho - \sum_{m=1}^M Z_m \beta_m K_m\right] \tag{9}$$

式中, K_m 为支持向量机的核函数, r_i 、 r_j 分别为核函数的输入变量, c_r 为核函数的宽度, f_z 为变桨系统在多模态软切换过程中的状态分类函数, ρ 为分类误差限, β_m 为状态类型映射参数, M 为迭代次数。

在计算公式中, 根据建立的状态决策分类函数, 需要满足参数 β_m 数值在 $[0, 1]$ 之间。对输入的样本数据进行求解, 确定风电机组变桨在多模态软切换过程中的状态类型。

将变桨系统在多模态软切换过程中的状态划分为初始状态、风速突变初期、过渡状态、中等偏差

状态、接近稳态^[15]、极端工况等，根据识别的实时状态，确定对变桨系统的进一步调整，确保变桨系统的稳定性，提高发电机组的发电效率。

2 实验

实验选择的风电机组额定功率为 6.25MW，风轮直径为 195m，启动风速为 2.5m/s，额定风速为 11.5m/s，输出电压为 1380V，发电机转速为 1800 r/min，轮毂高度为 150m。在该风电机组中，变桨系统作为其核心部件，其有电动机、减速机、电源等多个部分构成。变桨系统的具体结构如图 1 所示。

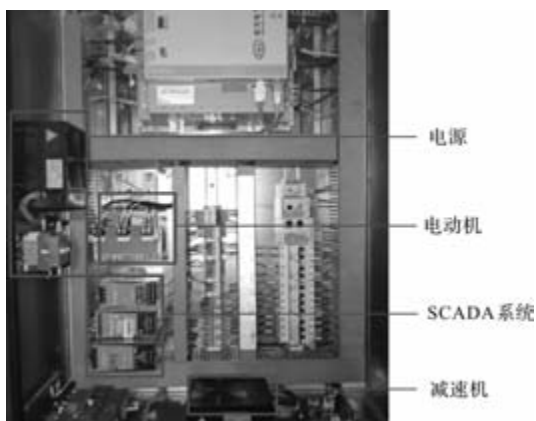


图 1 变桨系统的具体结构

该变桨系统在实际运行过程中，根据外在风速等参数的变化，会对变桨系统的实际运行状态进行软切换，确保风电机组的实时发电量。在该过程中，应用 SCADA 系统实时采集变桨系统软切换过程中的状态数据，其数据采集频率为 200 Hz，状态切换时的响应时间为 250ms。变桨系统的具体参数如表 2 所示。

表 2 变桨系统的具体参数

序号	变桨系统参数	参数数值
1	电动机额定功率 P/kW	5.3
2	电动机额定转速 $n/(\text{r}/\text{min})$	1600
3	电动机额定转矩 T/Nm	20
4	电动机制动力矩 T_b/Nm	100
5	减速机传动比	1:142.6
6	减速机额定输出扭矩 T_{out}/Nm	3131
7	电源容量 $C/(\text{kW} \cdot \text{h})$	2
8	电源放电时间 t/s	5

应用该方法对表 1 所示变桨系统在多模态软切

换过程中的状态进行识别时，需设定该方法的多个参数。其参数设定如下：支持度 $S(A_i \rightarrow P_m)$ 阈值为 0.55，置信度 $C(A_i \rightarrow P_m)$ 阈值为 0.97，核函数宽度 c_r 为 2.00，状态类型映射参数 β_m 为 1.50，迭代次数 M 为 100。

应用该方法对表 1 所示变桨系统在多模态软切换过程中的状态进行识别。识别时，分析 SCADA 系统捕捉到软切换过程的状态数据，对数据进行处理和分析，从中挖掘出多个与软切换状态相关的特征参量，在粗糙集最优解计算方法的作用下，计算软切换状态特征参量的条件属性熵和重要度，对特征参量进行约简。应用的粗糙集最优解计算方法的具体参数如表 3 所示。

表 3 粗糙集最优解计算方法的具体参数

序号	参数	参数值
1	依赖程度	1.00
2	决策属性贡献程度	1.50
3	适应值	0.91003
4	粗糙性度量阈值	1.00
5	迭代次数	100

如表 3 所示，基于设定的参数，对得到的特征参量集进行粗糙性度量，判断该特征集是否为最优集，由此完成对特征参量的约简。

根据软切换状态特征参量约简结果，结合输入的样本数据，构建变桨系统在多模态软切换过程中的多种状态决策表。从决策表中提取多条决策规则，计算每条决策规则的支持度和置信度，筛选出可靠性更高的决策规则。结合支持向量机算法，对变桨系统软切换状态类型进行映射，进而实现对变桨系统在多模态软切换过程中的状态识别。

选择该方法作为方法 1，基于 AFMD 和 SVDD 的风电机组变桨轴承损伤识别作为方法 2，基于 TimeGAN-Stacking 的风电机组变桨系统故障诊断方法作为方法 3。通过对比三种方法的识别结果，验证该方法的有效性。

应用三种方法对变桨系统在多模态软切换过程中的多种状态类型进行识别，将所有识别结果记录下来，计算识别结果的识别率，构建对应混淆矩阵。通过对比三种方法的混淆矩阵，验证该方法的识别准确性。三种方法识别结果的混淆矩阵如图 2 所示。



图2 三种方法识别结果的混淆矩阵

如图2所示，在多次实验中，该方法识别到的变桨系统软切换状态类型与实际结果的状态类型基本吻合，其识别率为0.97，对比组方法2和方法3针对不同状态类型的识别率分别为0.71和0.53，其识别率远低于方法1，且在识别过程中容易出现类型误判。这是因为该方法在设计时引入了粗糙集最优解计算方法，能够实现对软切换状态特征参数的约简，得到更为准确的识别结果。

以漏识率为评价指标，对比三种方法的识别准确性。三种方法的漏识率如图3所示。该方法针对

不同的软切换状态类型漏识率为0.03，方法2和方法3的漏识率分别为0.28和0.26，其数值远高于该方法。这是因为该方法在设计时，应用粗糙集最优解计算方法，筛选出最优的特征参量集，能够全面反映变桨系统在多模态软切换过程中的状态特性，提高了识别结果的准确性。

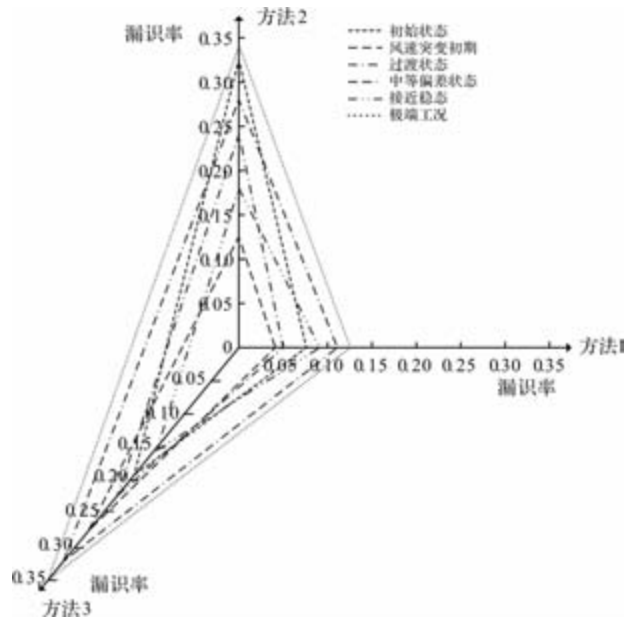


图3 三种方法的漏识率

3 结 语

本研究在粗糙集最优解计算方法的作用下，对变桨系统多模态软切换过程中的特征参量进行约简，构建状态决策规则，结合支持向量机算法，确定状态类型，有效减少机械冲击力，降低功率波动，提高变桨系统在多种工况下的适应性。同时，本研究能够保证风电机组的发电效率，确保电力系统的供电质量。

参考文献

- [1] 王晓龙, 张博文, 金韩微, 等. 基于 AFMD 和 SVDD 的风电机组变桨轴承损伤识别[J]. 太阳能学报, 2025, 46(03): 514-523.
- [2] 武英杰, 代福峰, 田野, 等. 风电变桨减速器振动监测及变桨动作识别[J]. 振动. 测试与诊断, 2024, 44(04): 726-732827, 828.
- [3] 潘美琪, 贺兴. 基于 TimeGAN-Stacking 的风电机组变桨系统故障诊断方法[J]. 太阳能学报, 2025, 46(01): 192-200.
- [4] 江国乾, 白佳荣, 李文悦, 等. 基于卷积自编码器的

- 风电机组变桨轴承故障预警与定位[J]. 可再生能源, 2023, 41(11): 1469-1475.
- [5] 曾祥军, 冯琛, 杨明, 等. 考虑运行状态相似性的风电机组数据异常检测方法[J]. 电力系统自动化, 2022, 46(11): 170-180.
- [6] 王晓龙, 李英晟, 付锐棋, 等. 基于多元精细复合多尺度波动散布熵和累积欧氏距离矩阵测度的风电机组变桨轴承退化状态评估[J]. 动力工程学报, 2024, 44(05): 782-791.
- [7] 马良玉, 程善珍. 基于支持向量数据描述和 XGBoost 的风电机组异常工况预警研究[J]. 电工技术学报, 2022, 37(13): 3241-3249.
- [8] 饶雷, 何璇, 吴沁, 等. 基于改进 DS 证据理论的海上风电机组变桨系统健康状态评估方法[J]. 船舶工程, 2022, 44(S2): 20-26.
- [9] 罗毅, 郝伟琪. 一种基于 SMOTE 的 CNN 风电机组故障诊断方法[J]. 计算机仿真, 2024, 41(2): 91-94.
- [10] 郑毅, 王承民, 刘保良, 等. 基于多层级时空图神经网络的风电机组在线异常检测[J]. 电力系统自动化, 2024, 48(05): 107-119.
- [11] 马良玉, 梁书源, 程东炎, 等. 基于 QM-DBSCAN 与 BiLSTM 的风电机组异常工况预警研究[J]. 计量学报, 2024, 45(09): 1384-1393.
- [12] 张雅洁, 王罗, 刘宇璐, 等. 基于平衡分布自适应迁移学习的多风电机组运行状态监测方法[J]. 可再生能源, 2024, 42(08): 1068-1073.
- [13] 贾洪岩, 亢涵彬, 刘玉龙, 等. 基于 mRMR-GRU 的变速恒频风电机组图像识别算法[J]. 微电机, 2024, 57(9): 56-62.
- [14] 金晓航, 杨宇辰, 喻轩昂. 改进多层自组织映射网络驱动的风电机组状态监测[J]. 仪器仪表学报, 2025, 46(03): 231-241.
- [15] 王晓霞, 郑肖剑, 柳璞, 等. 基于自注意力和域自适应的风电机组异常状态检测[J]. 振动与冲击, 2025, 44(10): 269-277, 310.

(上接第 63 页)

电流矢量等优化参数, 提高空压机变频调速的稳定性与响应速度。将变频调速开关器件的非理想特性考虑在内, 通过补偿死区电流波形失真效应, 调整电流矢量的幅值与相位, 真正意义上提高了空压机的运行效率, 增强设备的稳定性与可靠性。

参考文献

- [1] 李玲玉, 陈洋, 汤方平, 等. 新川沙泵闸大型双向泵装置调速性能及试验[J]. 水电能源科学, 2024, 42(10): 167-170.
- [2] 赵任栋, 孟宪营, 刘永生, 等. 基于粒子群算法的矿山串级排水系统喂水泵调速技术研究[J]. 煤炭工程, 2023, 55(05): 86-90.
- [3] 李智超, 张春光, 刘嘉瑞, 等. 基于模糊逻辑的空冷岛清洗架同步变频控制[J]. 仪表技术与传感器, 2022, (04): 101-107.
- [4] 李旭阳, 黎晓曦, 朱其新, 等. 基于模糊时变滑模的永磁同步电机调速系统设计[J]. 机床与液压, 2024, 52(07): 98-104.
- [5] 李玉东, 段乾超, 王钰, 等. 一种新型输出频率连续的交流变频调速系统[J]. 电源学报, 2024, 22(04): 92-99.
- [6] 王红林. 基于变频调速技术的化工电机控制电路设计——评《化工设备维护与检修》[J]. 化学工程, 2024, 52(09): 97.
- [7] 何川, 赖喜德, 陈小明, 等. 双吸离心泵变频调速过程中叶轮的径向力特性[J]. 排灌机械工程学报, 2024, 42(08): 757-763.
- [8] 孙国栋, 张凌云, 张珍睿, 等. 基于梯度下降法的异步电机离线参数辨识方法[J]. 微电机, 2023, 56(11): 66-73.
- [9] 王悦辰, 王纪章, 茆寒, 等. 基于 DDPG 改进 PID 算法的堆肥翻堆作业反馈控制[J]. 中国农机化学报, 2024, 45(06): 184-190, 200.
- [10] 魏博文, 常山, 栾圣罡, 等. 基于 AHP 方法的行星齿轮箱体阻尼敷设方案评价研究[J]. 热能动力工程, 2024, 39(03): 200-206.
- [11] 高巧玲, 魏丽君, 秦灿华. 多驱带式输送机变频调速控制技术[J]. 微电机, 2023, 56(8): 35-38.
- [12] 王伟伟, 张高阳, 张永刚, 等. 智能跑步机跟随速度自适应控制方法研究[J]. 机械设计与制造, 2024, (01): 195-199.
- [13] 吴琦, 喻俊杰, 李豪, 等. 基于开关振荡的变频电机轴承油脂状态监测[J]. 电力电子技术, 2024, 58(11): 17-20.
- [14] 鲍晓华, 明帅, 陈国玮, 等. 变频驱动下双斜槽转子感应电机径向电磁力特性分析[J]. 电工技术学报, 2023, 38(10): 2613-2624.