

微电机

2026 7

第59卷 第7期
No.7 Jul., 2026

MICROMOTORS

西安微电机研究所有限公司主办

无锡市黄氏电器制造有限公司



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

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



28KTYZ



28KTYZ



50KTYZ



50KTYZ



50KTYZL



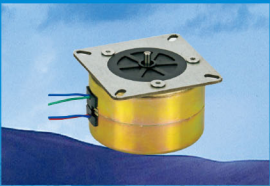
50KTYZLRGB80



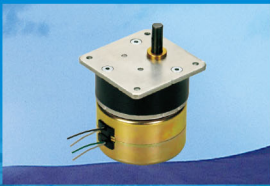
50KTYZ



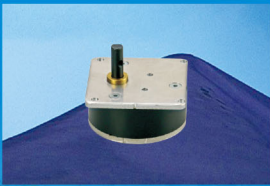
60KTYZ



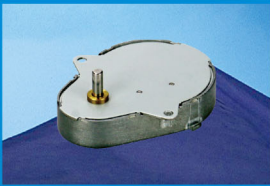
64KTYZ



64KTYZ



FGB64



RGB65

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

微电机

WEI DIAN JI

月刊, 1972 年创刊

第 59 卷 第 7 期(总第 391 期)

2026 年 7 月 28 日出版

中国科技论文统计源期刊

中国学术期刊(光盘版)全文收录期刊

《中国核心期刊(遴选)数据库》收录期刊

《中文科技期刊数据库(全文版)》收录期刊

RCCSE 中国核心(扩展版)学术期刊

美国《乌利希期刊指南》(UPD)收录期刊

美国《剑桥科学文摘(工程技术)》(CSA)来源期刊

英国《科学文摘》(Inspec)检索源期刊

中国机械工业优秀期刊

陕西省优秀期刊

编辑委员会

顾问: 唐任远 赵淳生 莫会成 徐殿国

黄守道 梅雪松 刘卫国

主任委员: 肖 曦

常务副主任委员: 李中军

副主任委员: 沈建新 曲荣海

委员: (按姓氏笔画为序)

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

主管: 陕西科技控股集团有限责任公司

主办: 西安微电机研究所有限公司

协办: 中国电器工业协会微电机分会
中国电工技术学会微特电机专委会

编辑出版: 《微电机》编辑部

主 编: 李中军

副 主 编: 谭 莹 贾 钰

地 址: 西安市高新区上林苑四路 36 号
(710117)

电 话: 86-29-84276641

在线投稿系统: wdj.paperopen.com

E-mail: micromotors@vip.sina.com

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

国外总发行: 中国国际图书贸易总公司
(100044 北京 399 邮箱)

国外代号: M 4228

国内总发行: 陕西省邮政报刊发行局

订 购 处: 全国各地邮局或本刊编辑部

邮 发 代 号: 52-92

刊 号: ISSN 1001-6848
CN 61-1126/TM

国内定价: ¥8.00

国外定价: \$8.00

广告经营许可证: 6101004004005

印 刷: 西安创维印务有限公司

目 次

设计与研究

基于混合模型的表贴式永磁电机退磁分析

..... 刘世锋, 田文婧, 黄鹏程, 等(1)

基于分段磁极的表贴式永磁同步电机极频振动抑制方法研究

..... 狄 伟, 张李娜, 谭 强, 等(7)

空心杯电枢有刷电机多元件绕组反电动势分析

..... 林李健(14)

基于模糊控制器的双通道多对极旋转变压器低频振动抑制

方法 王德文, 尹蓉慧(21)

驱动控制

基于改进复系数扩张状态观测器的无相移 DTP-PMSM 无传感

器控制 王嘉星, 但凤娟, 丁 文, 等(26)

基于新型多电平功率变换器的开关磁阻电机控制策略研究..... 巩胜霞, 李红兵, 杨佳熙, 等(35)

基于物理信息约束的电流传感器故障诊断..... 李亚茹, 王 宸(42)

基于包络法的三相反电势线性化转子位置解算方法..... 张一硕, 郝珂庆, 王志业, 等(49)

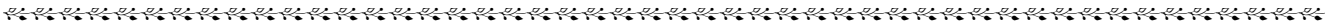
基于微分反馈与前馈补偿的 PMSM 速度环控制策略..... 李 彪, 李 鹏, 李亚芳, 等(54)

基于可切换指令的空冷风机超调振荡低能耗智能控制..... 詹保坡, 尚怡君, 王 玉(62)

风力发电技术

基于压电阻抗技术的风力发电机组叶片结构裂纹智能监测方法..... 顾汉富, 苏 俊(68)

基于改进扰动观测器的风力发电机变桨距安全 SVD 分解控制技术 刘继承(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. 7 (Serial No. 391) Jul. , 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: $\frac{\text{ISSN1001} - 6848}{\text{CN61} - 1126/\text{TM}}$

Foreign Subscription:

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

Overseas Code: M 4228

Price: \$ 8. 00

Annual Price: \$ 96. 00

Publication Date: Jul. 28, 2026

CONTENTS

Demagnetization Analysis of Surface-mounted Permanent-magnet Motor on Hybrid Model	LIU Shifeng, TIAN Wenjing , HUANG Pengcheng, et al(1)
Pole-frequency Vibration Suppression Methods for Surface-mounted Permanent Magnet Synchronous Motors With Segmented Poles	DI Wei, ZHANG Lina, TAN Qiang, et al(7)
Analysis of Back-EMF for Multiple Elements Winding of Coreless Motors	LIN Lijian(14)
Low-frequency Vibration Suppression Method of Dual-channel Multi-pole Resolver Based on Fuzzy Controller	WANG Dewen, YIN Ronghui(21)
Sensorless Control Strategy for DTP-PMSM Without Phase Shifting Based on Complex-coefficient Extended State Observer	WANG Jiaxing, DAN Fengjuan, DING Wen, et al(26)
Research on Control Strategy of Switching Reluctance Motor Based on New Multi-level Power Converter	GONG Shengxia, LI Hongbing, YANG Jiaxi, et al(35)
Current Sensor Fault Diagnosis Based on Physics-informed Constraints	LI Yaru, WANG Chen(42)
Linearized Rotor Position Resolution Method Using Three-phase Back EMF Based on the Envelope Method	ZHANG Yishuo, XI Keqing, WANG Zhiye, et al(49)
PMSM Speed Loop Control Strategy Based on Differential Feedback and Feedforward Compensation	LI Biao, LI Peng, LI Yafang, et al(54)
Low-energy Consumption Intelligent Control of Overshoot Oscillation for Air-cooled Fans Based on Switchable Instructions	ZHAN Baopo, SHANG Yijun, WANG Yu(62)
Intelligent Monitoring Method for Blade Structure Cracks of Wind Turbine Based on Piezoelectric Impedance Technology	GU Hanfu, SU Jun(68)
SVD Decomposition Control Technology for Wind Turbine Pitch Safety Based on Improved Disturbance Observer	LIU Jicheng(76)

基于混合模型的表贴式永磁电机退磁分析

刘世锋¹, 田文婧¹, 黄鹏程², 马吉恩¹, 毛照渝¹, 方攸同¹

(1. 浙江大学 电气工程学院, 杭州 310027; 2. 中车株洲电力机车研究所有限公司, 湖南 株洲 412000)

摘要: 针对表贴式永磁同步电机的退磁故障进行了研究, 建立了解析法与磁网络法相结合的电磁混合模型。通过改变永磁体部分区域的剩余磁化强度来模拟永磁体退磁故障, 同时对存在铁磁材料饱和现象的定子区域进行磁网络法建模, 对永磁体和气隙区域进行解析法建模, 建立了表贴式永磁电机的退磁故障混合模型。针对永磁体不发生退磁、均匀退磁, 部分退磁的情况, 分别计算电机定子饱和时气隙磁密、电磁转矩等性能, 然后建立二维有限元模型, 用有限元计算结果与混合模型计算结果相比较, 验证了所提退磁故障混合模型的有效性, 为分析退磁故障下表贴式永磁电机性能提供了新的方法。

关键词: 表贴式永磁电机; 退磁故障; 解析法; 磁网络法; 混合模型

中图分类号: TM351; TM341

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)07-0001-06

Demagnetization Analysis of Surface-mounted Permanent-magnet Motor on Hybrid Model

LIU Shifeng¹, TIAN Wenjing¹, HUANG Pengcheng², MA Jien¹, MAO Zhaoyu, FANG Youtong¹

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

2. CRRC Zhuzhou Electric Company Limited, Zhuzhou Hunan 412000, China)

Abstract: The surface mounted permanent-magnet motors with demagnetization faults was studied. An electromagnetic hybrid model combining the analytical method and magnetic network method was proposed. Permanent magnet with demagnetization faults was simulated by changing the remanent magnetization in certain regions of the permanent magnet. A magnetic network method was used to model the stator region where the saturation of ferromagnetic materials needs to be considered, and an analytical method was used to model the permanent magnets and the air gap region. The hybrid model of surface mounted permanent-magnet motors with demagnetization faults was established. For the permanent magnet with health, uniform demagnetization and partial demagnetization, the air gap flux density and torque were calculated under motor stator saturation. Then 2-D finite element model was established and the accuracy of the hybrid model on demagnetization faults was verified by comparing the calculation results of the hybrid model and the finite element model, which provided a new method for analyzing the performance of the surface mounted permanent-magnet motors with demagnetization faults.

Key words: surface mounted permanent-magnet motors; demagnetization faults; analytical method; magnetic network method; hybrid model

0 引言

在现代工业中, 永磁同步电机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 以其高效率和高功率密度为特征, 已经在各个领域得到了广泛应用。永磁体作为永磁同步电机中重要部件易受到高温, 潮湿, 机械故障等影响而产生退磁故障。永磁体一旦发生退磁故障, 会导致电机的空载反电动势降低,

为使永磁同步电机维持输出转矩, 需要增加定子电流, 这会使得电机铜耗增大, 发热增加, 进一步加剧永磁体退磁故障, 从而形成恶性循环威胁电机运行安全。因此, 退磁故障分析对于永磁同步电机的运行可靠性十分重要, 为了进行退磁故障分析, 降低电机运行风险, 退磁故障的数学建模有很高的研究意义^[1]。

对于永磁同步电机的退磁故障, 准确建立关于

收稿日期: 2025-11-21

基金项目: 国家重点研发计划(2022YFB4301102); 国家自然科学基金(52293424); 杭州市自然科学基金(2024SZRZDE070001)。

作者简介: 刘世锋(1998), 硕士研究生, 研究方向为永磁同步电机解析计算。

通讯作者: 马吉恩(1979), 博士, 教授, 研究方向为电工理论与新技术、电机与电器。

方攸同(1963), 博士, 教授, 研究方向为电机系统及其控制、高速列车牵引、电机与电工产品可靠性。

退磁故障的数学模型可以分析发生退磁故障的电机的运行性能。通过监测电机实际性能与模型预测性能之间的差异,可以实现永磁电机退磁故障的早期预测和诊断^[2,3]。目前,常用的永磁电机退磁故障建模方法主要有数值法,磁路法,解析法三种^[2]。

数值法一般通过在有限元软件如 ANSYS, COMSOL 中改变永磁体材料的剩余磁通密度、矫顽力或永磁体的体积等方式来建立永磁电机的退磁故障模型^[4],适用于各种类型的永磁电机,并且计算精度高,但需要大量计算时间。

磁路法也用于建立退磁故障模型。通过改变电机磁路模型中的永磁体退磁处的磁动势和退磁永磁体的等效磁通和磁阻^[5],可以计算退磁故障模型中的磁场。文献[5]基于磁路法计算了具有退磁故障的发电机漏磁通。在文献[6]中,磁路模型被用于在线检测永磁同步发电机的退磁故障。磁路法相比有限元法计算时间更短,但由于该方法假设理想情况下磁通在每个磁路中均匀分布,计算精度受限。

解析法假设电机的铁磁材料磁导率无穷大,基于麦克斯韦方程建立退磁故障模型。文献[7]将表贴式永磁电机分为不同区域,并为每个区域确定电磁场方程。通过求解这些方程,获得每个区域的磁矢势。因此,可以通过改变退磁永磁体区域的剩余磁通密度来模拟永磁电机的退磁故障。文献[8,9]提出了一种基于解析法的永磁电机部分退磁故障模型。在文献[10]中,通过在永磁体区域添加等效退磁电流来模拟退磁故障。解析法计算时间较短,并且能够清晰地表示表贴式永磁电机各参数之间的物理关系,但没有考虑铁磁材料的饱和。

为了考虑电机的饱和效应并兼顾计算速度与效率,一些学者将解析法与等效磁网络法或等效磁路法进行结合,提出了混合模型。文献[11]通过结合解析法与等效磁路法,引入等效电流片来考虑定子材料的饱和效应,计算了表贴式永磁电机在空载和负载下的磁场结果。因为等效磁网络法计算速度较快,能够考虑电机的饱和效应来计算定子部分磁场,混合模型兼有磁路法与解析法的优点^[12]。

本文提出了一种适用于表贴式永磁电机的退磁故障混合模型,该模型将解析法与磁网络法相结合,能够考虑电机定子饱和效应,适用于永磁体均匀和局部退磁故障。针对永磁体不发生退磁、均匀退磁和部分退磁的情况,本文分别计算电机定子饱和时的气隙磁密、电磁转矩等性能,然后建立二维有限元模型,并比较了有限元模型与混合模型计算结果,验证了所提混合模型的有效性。

1 永磁同步电机混合模型

1.1 电机求解区域划分

本文研究的永磁电机结构和相关参数如图 1 所示。

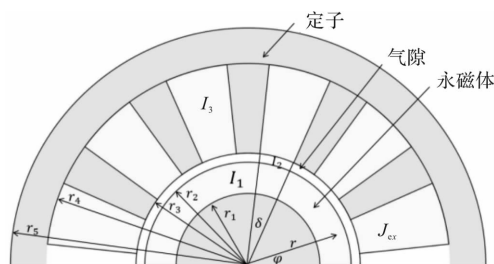


图1 表贴式永磁电机区域划分

在表贴式永磁同步电机中,转子轭部不易饱和,可以近似认为转子铁磁材料磁导率无穷大,同时假设永磁体区域具有均一的磁导率。对转子永磁体区域和气隙采用解析法进行建模,对定子和槽区域采用磁网络法进行建模,在气隙和定子区域交界处,通过傅里叶级数耦合。忽略电机端部效应,整个二维电机平面从内到外可以分为三个求解区域:永磁体(区域 I_1),气隙(区域 I_2),定子(区域 I_3)。

1.2 解析法区域

在解析法区域中,可以使用矢量磁位 A_1, A_2 来计算永磁体和气隙区域中磁场分布,并得到极坐标系下矢量磁位所满足的拉普拉斯方程与泊松方程。

在永磁体区域,矢量磁位满足拉普拉斯方程

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 A_1}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A_1}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A_1}{\partial \varphi^2} \\ = \frac{1}{r} \frac{\partial B_{Rr}}{\partial \varphi} - \frac{1}{r} B_{R\varphi} - \frac{\partial B_{Rr}}{\partial r} \end{aligned} \quad (1)$$

在气隙区域,矢量磁位满足泊松方程

$$\frac{\partial^2 A_2}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A_2}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A_2}{\partial \varphi^2} = 0 \quad (2)$$

式中, A_1, A_2 为永磁体,气隙区域中的矢量磁位, B_{Rr} 为剩余磁通密度的径向分量, $B_{R\varphi}$ 为剩余磁通密度的切向分量。

对永磁体区域和气隙区域,可以获得边界条件。代入式(1)、式(2)中可以获得线性方程组。用傅里叶级数解线性方程组可以得到两个区域中的磁场分布。

1.3 磁网络法区域

电机定子区域的磁网络由绕组等效磁动势源、定子等效漏磁导和定子铁心等效磁导三个部分构成。一对定子齿间的磁网络分布如图2所示,定子轭部、

齿部的径向磁导和切向磁导的计算表达式分别为^[13]

$$\Lambda_r = \frac{\mu l \theta}{\ln \frac{r_4}{r_3}} \quad (3)$$

$$\Lambda_t = \frac{\mu l \ln \frac{r_4}{r_3}}{\theta} \quad (4)$$

式中, μ 为定子铁磁材料磁导率, l 为铁心轴向长度, θ 为一对定子齿所占的角度, r_4, r_3 分别为定子齿的外半径与内半径。

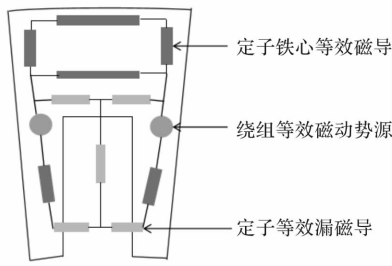


图2 一对定子齿间磁网络模型示意图

绕组等效磁动势源可用安培环路定理计算, 相邻定子齿间的磁动势差为槽内电流之和, 且所有定子槽内的电流代数和为零, 联立方程可得

$$\begin{cases} F_{t1} - F_{tn} = \sum I_{t1} \\ F_{t2} - F_{t1} = \sum I_{t2} \\ \vdots \\ F_{tn} - F_{t(n-1)} = \sum I_{tn} \\ \sum_{i=1}^n \sum I_{ti} = 0 \end{cases} \quad (5)$$

式中, F_{ti} 为第 i 个定子齿的磁动势, $\sum I_{ti}$ 为第 i 个定子槽内的电流安匝数之和。

对定子区域的磁网络, 可以建立节点磁位方程进行求解。根据基尔霍夫定律, 磁路中任意节点在任何时刻流入和流出的总磁通量都为 0, 相应矩阵方程如:

$$A_m \Phi_m = 0 \quad (6)$$

式中, A_m 为节点支路关联矩阵, 对第 i 个节点来说, 第 j 支路的磁通方向为流入该节点, 则矩阵第 i 行第 j 列的值为 1, 反之为 -1。 Φ_m 为支路磁通列向量矩阵。

$$\Phi_m = Y_m U_B \quad (7)$$

$$U_B = A_m^T U_{mn} + U_{ms} \quad (8)$$

式中, Y_m 为支路磁导矩阵, U_{mn} 为节点磁位列向量矩阵, U_{ms} 为支路磁势源列向量矩阵。

1.4 场路耦合

为将磁网络模型和解析法模型进行耦合, 需要将磁网络模型得到的节点磁位转换成傅里叶级数形式。首先将离散的节点磁位序列作为阶跃函数, 再将其拟合为连续函数, 然后对所得的连续函数进行傅里叶变换, 得到各次谐波。

U_N 为场路耦合边界处的磁网络模型的磁位函数, 其傅里叶级数形式为

$$U_N|_{r=r_3} = \sum [C_n \cos(qn\varphi) + S_n \sin(qn\varphi)] \quad (9)$$

式中, C_n, S_n 分别为傅里叶级数的 n 项余弦系数和正弦系数, 其计算如下。

$$\begin{cases} C_n = \frac{q}{\pi} \sum_{i=1}^{n_c} \int_{\varphi_{i1}}^{\varphi_{i2}} U_{Ni} \cos(qn\varphi) d\varphi \\ S_n = \frac{q}{\pi} \sum_{i=1}^{n_c} \int_{\varphi_{i1}}^{\varphi_{i2}} U_{Ni} \sin(qn\varphi) d\varphi \end{cases} \quad (10)$$

式中, $\varphi_{i1}, \varphi_{i2}$ 剖分单元 i 所在的两个位置角。

2 退磁故障分析

本文分析两种情况的表贴式永磁电机退磁情况:

(1) 电机所有永磁体均匀退磁; (2) 电机某一个永磁体整体退磁。电机退磁情况如图 3, 图 4 所示。

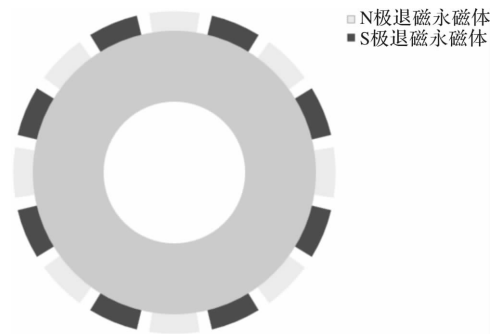


图3 均匀退磁示意图

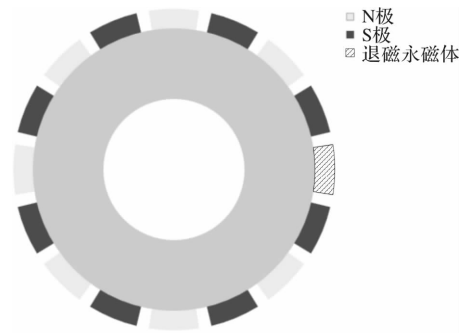


图4 某极退磁示意图

对发生退磁故障的永磁体, 设退磁程度为 k

$$k = \frac{B_R - B_{RD}}{B_R} \times 100\% \quad (11)$$

式中, B_{RD} 为发生退磁故障后永磁体的剩余磁通密度, B_R 为完好永磁体的剩余磁通密度。因此, $k = 0$ 时代表永磁体完好, $k = 1$ 时代表永磁体完全退磁。

当电机第 j 极发生退磁时, $j \in \{0, 1, 2, \dots, 2p - 1\}$, p 为电机极对数。在完好的永磁体和退磁的永

磁体中, 径向磁密分别用 B_{Rr} 和 B_{RrD} 表示。切向磁密分别用 $B_{R\varphi}$ 和 $B_{R\varphi D}$ 表示。

$$\begin{aligned} B_{RrD} &= B_{Rr} - B_{RrDj} \\ B_{R\varphi D} &= B_{R\varphi} - B_{R\varphi Dj} \end{aligned} \quad (12)$$

对 B_{RrD} 和 $B_{R\varphi D}$ 进行傅里叶分解:

$$B_{Rr}(\varphi) = \begin{cases} B_R \cos(\varphi - \varphi_0 - (2i - 2) \frac{\pi}{p}) & \varphi_0 + (2i - 2) \frac{\pi}{p} - \frac{\eta\pi}{2p} \leq \varphi \leq \varphi_0 + (2i - 2) \frac{\pi}{p} + \frac{\eta\pi}{2p} \\ -B_R \cos(\varphi - \varphi_0 - (2i - 1) \frac{\pi}{p}) & \varphi_0 + (2i - 1) \frac{\pi}{p} - \frac{\eta\pi}{2p} \leq \varphi \leq \varphi_0 + (2i - 1) \frac{\pi}{p} + \frac{\eta\pi}{2p} \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (13)$$

$$B_{R\varphi}(\varphi) = \begin{cases} -B_R \sin(\varphi - \varphi_0 - (2i - 2) \frac{\pi}{p}) & \varphi_0 + (2i - 2) \frac{\pi}{p} - \frac{\eta\pi}{2p} \leq \varphi \leq \varphi_0 + (2i - 2) \frac{\pi}{p} + \frac{\eta\pi}{2p} \\ B_R \sin(\varphi - \varphi_0 - (2i - 1) \frac{\pi}{p}) & \varphi_0 + (2i - 1) \frac{\pi}{p} - \frac{\eta\pi}{2p} \leq \varphi \leq \varphi_0 + (2i - 1) \frac{\pi}{p} + \frac{\eta\pi}{2p} \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (14)$$

$$B_{RrDj} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} k B_R F_{mj} e^{-in\varphi_0} \quad (15)$$

$$B_{R\varphi Dj} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} k B_R F_{\varphi nj} e^{-in\varphi_0} \quad (16)$$

在 $|n| = 1$ 时, 有

$$\begin{aligned} F_{mj} &= \frac{-\frac{\eta\pi}{p} + (i \sin(2\varphi_0) - \cos(2\varphi_0)) \sin(\frac{\eta\pi}{p}) e^{2in\varphi_0}}{4\pi} \\ F_{\varphi nj} &= \frac{-\frac{i\eta\pi}{p} + (i \cos(2\varphi_0) + \sin(2\varphi_0)) \sin(\frac{\eta\pi}{p}) e^{2in\varphi_0}}{4\pi} \end{aligned} \quad (17)$$

在 $|n| \neq 1$ 时, 有

$$F_{mj} = \frac{n L_1 K_n - L_n K_1}{\pi(n^2 - 1)} \quad (18)$$

$$F_{\varphi nj} = \frac{-i(n K_1 L_n - K_n L_1)}{\pi(n^2 - 1)}$$

$$L_n = \cos(\frac{\eta n \pi}{2p}) \quad (19)$$

$$K_n = \sin(\frac{\eta n \pi}{2p})$$

当电机均匀退磁时, 可以视为每一极都发生一次退磁故障, 每次的退磁程度 k 相同。将每次退磁故障所得的磁通密度相加取平均值即为均匀退磁后的磁通密度。

3 有限元验证与分析

本文使用 FEMM 软件建立二维有限元模型, 对具有退磁故障的 16 极 18 槽的表贴式永磁电机的电性能进行分析。电机主要参数如表 1 所示。

表 1 表贴式永磁电机主要参数

参数	参数值
转子外径/mm	26
永磁体外径/mm	29.6
定子内径/mm	30.5
槽外径/mm	43
定子外径/mm	47
铁心轴长/mm	19
气隙长度/mm	0.9
永磁体剩余磁密	1.37
永磁体占比	0.8
槽占比	0.55
永磁体相对磁导率	1.021

3.1 不退磁

当永磁电机不退磁, 即所有永磁体都处于健康状态时, 此时退磁程度 $k = 0$ 。通过混合模型和有限元模型分别计算额定负载下电机气隙磁密, 如图 5

~图6所示。通过麦克斯韦张量法计算电机额定转矩,如图7所示。计算混合模型和有限元模型计算下电机转矩误差,如图8所示。

$$T = \mu_0 l r^2 \int_0^{2\pi} H_r H_\varphi d\varphi \quad (20)$$

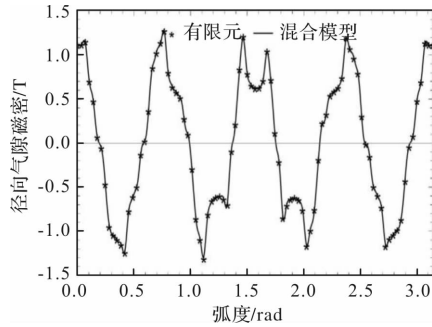


图5 不退磁时径向气隙磁密示意图

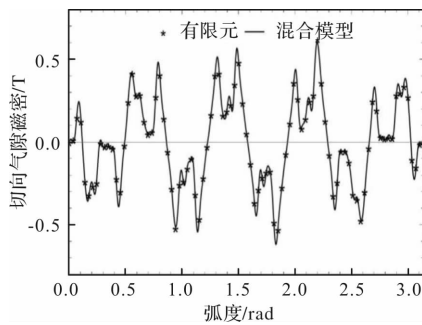


图6 不退磁时切向气隙磁密示意图

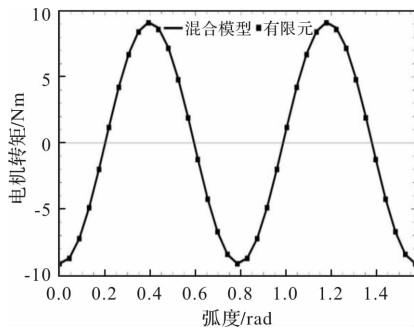


图7 不退磁时电机转矩示意图

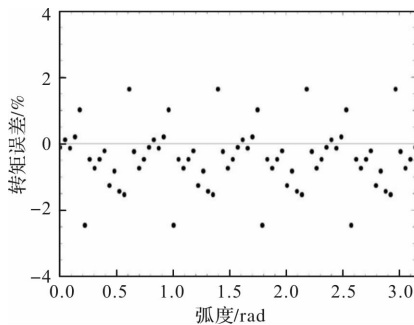


图8 不退磁时转矩误差示意图

在电机不退磁的情况下,混合模型可以准确计算电机的气隙磁密与转矩,将解析模型与有限元模型进行比较时,电机转矩的平均误差为0.77%。

3.2 均匀退磁

当永磁电机所有永磁体均匀退磁时,假定退磁程度 k 分别为 0.3 和 0.5,定子相对磁导率为 100。通过混合模型和有限元模型分别计算不同退磁程度下电机在额定负载时的气隙磁密,如图9~图10所示。通过麦克斯韦张量法计算电机额定转矩,如图11所示。计算不同退磁程度下混合模型与有限元模型所计算的电机转矩误差,如图12~图13所示。

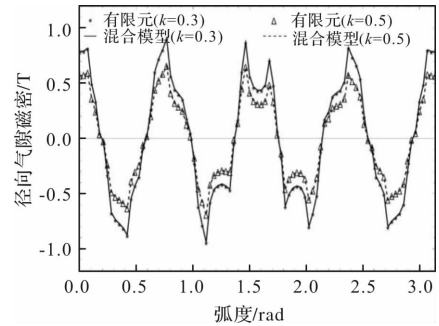


图9 均匀退磁时径向气隙磁密示意图

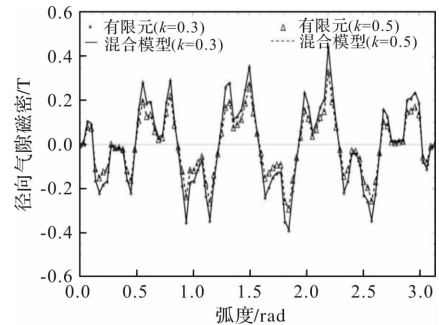


图10 均匀退磁时切向气隙磁密示意图

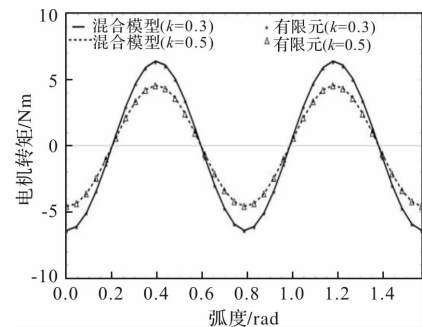


图11 均匀退磁时电机转矩示意图

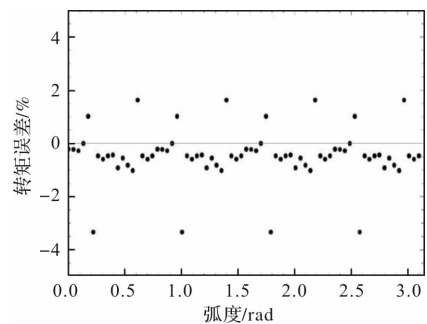
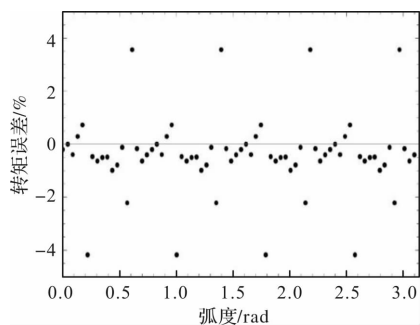


图12 均匀退磁 $k=0.3$ 时转矩误差示意图

图 13 均匀退磁 $k=0.5$ 时转矩误差示意图

在均匀退磁的情况下,混合模型可以准确计算电机的气隙磁密与转矩,将解析模型与有限元模型进行比较时,在退磁程度 $k=0.3$ 时电机转矩的平均误差为 0.92%, $k=0.5$ 时电机转矩的平均误差为 1.07%。

3.3 部分退磁

当永磁电机某一极永磁体退磁时,假定退磁程度 k 分别为 0.3 和 0.5,定子相对磁导率为 100。通过混合模型和有限元模型分别计算不同退磁程度下电机在额定负载时的气隙磁密,如图 14 ~ 图 15 所示。通过麦克斯韦张量法计算电机额定转矩,如图 16 所示。计算不同退磁程度下混合模型与有限元模型所计算的电机转矩误差,如图 17 ~ 图 18 所示。

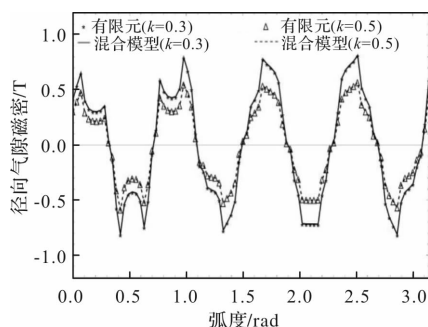


图 14 部分退磁时径向气隙磁密示意图

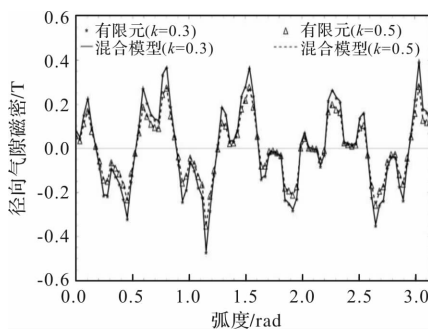


图 15 部分退磁时切向气隙磁密示意图

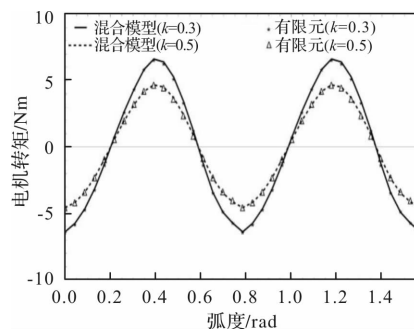
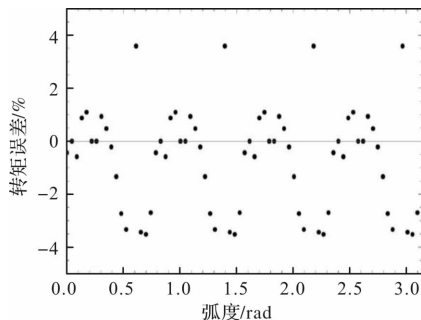
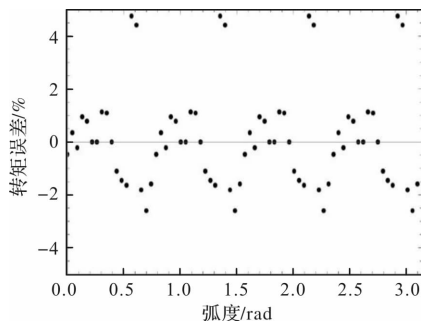


图 16 部分退磁时电机转矩示意图

图 17 部分退磁 $k=0.3$ 时转矩误差示意图图 18 部分退磁 $k=0.5$ 时转矩误差示意图

在部分退磁的情况下,混合模型可以准确计算电机的气隙磁密与转矩,将解析模型与有限元模型进行比较时,在退磁程度 $k=0.3$ 时电机转矩的平均误差为 1.27%, $k=0.5$ 时电机转矩的平均误差为 1.79%。

4 结 论

本文通过改变永磁体部分区域的剩余磁化强度来模拟永磁体退磁故障,并建立了解析法与磁网络法相结合的电磁混合模型,通过混合模型计算了永磁电机在退磁故障下的电磁性能,包括径向气隙磁密,切向气隙磁密,电磁转矩,转矩误差等。该混合模型能够考虑电机定子的饱和,适用于分析表贴式永磁电机的均匀退磁与部分退磁故障,能够准确地计算退磁故障下的电机性能,为永磁电机的故障诊断提供了依据。

(下转第 34 页)

基于分段磁极的表贴式永磁同步电机极频振动抑制方法研究

狄 伟¹, 张李娜¹, 谭 强², 吴冬福¹

(1. 宁波德昌科技有限公司, 浙江 宁波 315400; 2. 南京航空航天大学, 南京 210016)

摘 要: 本文针对表贴式永磁同步电机, 提出一种磁极分段设计方法, 可同步抑制极频振动与转矩脉动。基于麦克斯韦张量法, 分析了永磁磁密谐波的幅值、相位与同频径向力成分之间的内在联系, 确立了通过调控磁密谐波来削弱极频径向力的设计思路。在此基础上, 设计了分段磁极结构, 阐明了其对磁密分布与径向力抑制的作用机理, 并给出了磁极参数设计准则。有限元仿真分析表明, 分段磁极结构在不牺牲永磁体用量的前提下, 能有效降低极频振动并减少转矩脉动。

关键词: 表贴式永磁同步电机 极频振动 调制效应 分段磁极 有限元

中图分类号: TM351; TM341

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)07-0007-07

Pole-frequency Vibration Suppression Methods for Surface-mounted Permanent Magnet Synchronous Motors With Segmented Poles

DI Wei¹, ZHANG Lina¹, TAN Qiang², WU Dongfu¹

(1. Ningbo Dechang Technology Co., LTD., Ningbo Zhejiang 315400, China;

2. Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China)

Abstract: This paper proposed a segmented pole design method for surface-mounted permanent magnet synchronous motors, which can simultaneously suppress pole-frequency vibration and torque ripple. Based on the Maxwell stress tensor method, the relationship between the amplitude and phase of permanent magnet flux density harmonics and the corresponding radial force components was analyzed, establishing a design approach to weaken pole-frequency radial force by regulating the flux density harmonics. On this basis, a segmented pole structure was designed, clarifying its mechanism for influencing flux density distribution and suppressing radial force, and providing design guidelines for the pole parameters. Finite element simulation results demonstrate that the segmented pole structure effectively reduces pole-frequency vibration and torque ripple without increasing the usage of permanent magnet material.

Key words: surface-mounted permanent magnet synchronous motor; pole-frequency vibration; modulation effect; segmented pole; finite element method

0 引 言

国内外已有许多学者对电机振动噪声的进行了研究。电磁振动被认为是电机振动噪声的主要来源, 径向电磁力是产生振动和噪声的主要原因^[1-2]。由乔丹建立的定子圆柱等效模型指出了电机振动与力空间阶数的四次方成反比, 这一理论突出了低阶力在振动中的重要地位。尽管低空间阶次力的幅值相对较小, 早期研究中仍然将低空间阶次的电磁力视做产生振动的主要原因, 最低非零阶径向电磁力阶数

等于极数和槽数的最大公因数^[3]。然而, 近期研究表明高空间阶次的电磁力在定子齿的作用下会被调制为低空间阶次的力, 定子齿的调制效应揭示了这种力会产生显著的振动, 因此这种高阶径向力应该被视为重要的电磁振动源^[4]。这种由永磁体产生的径向力, 它的频率等于极数与电机电频率的乘积, 因而被称为极频振动。

由于极频振动在低频段影响巨大, 近年来科研人员对其做了深入研究。文献[5]研究了永磁体产生的磁密相位关系, 发现了磁密谐波产生的径向电

收稿日期: 2025-11-10

基金项目: 国家科技重大专项课题(2024ZD1600102); 余姚市揭榜挂帅项目(20241JH03010061)。

作者简介: 狄 伟(1985), 男, 本科, 中级工程师, 研究方向为车用永磁电机。

张李娜(1991), 女, 本科, 研究方向为车用永磁电机。

通讯作者: 谭 强(1991), 男, 博士, 副教授, 硕导, 研究方向为特种永磁电机系统。

吴冬福(1984), 男, 本科, 研究方向为车用永磁电机。

磁力能够削弱极频振动。文献[6]混合采用不同牌号的永磁体,增大了 $3p$ 、 $5p$ 等谐波磁密幅值,实现了对极频振动的有效抑制。文献[7-8]使用了轴向分段变极弧系数磁极,来调节磁极过零区域范围,减小了电磁力密度波动幅度,削弱了极频电磁力以及极频振动。文献[8]用力谷解释了极频振动的机理,并将一些辅助磁极填充在N、S磁极之间,以达到填充力谷削弱极频振动的目的。文献[9]提出了一种分段连续斜极转子结构,通过调整磁极倾斜角和分段角,同时抑制了极频振动和槽频振动。然后,上述的研究工作对极频振动产生和抑制机理的阐述仍不够充分,所提出的方案对电机转矩性能影响较大。

本文以一台10极12槽表贴式永磁同步电机为例进行分析,首先研究了不同极弧系数下磁密谐波的相位变化规律,依据磁密谐波的相位建立了极频径向力成分之间的相位关系,发现各极频径向力成分之间可以互相增强或削弱,并提出了改变磁密谐波的幅值和相位来削弱极频径向力的设计思路。然后依据所提思路设计了一种分段磁极结构,仿真结果表明该结构可以有效抑制极频振动,并且在降低转矩脉动的同时还能不牺牲永磁体用量。

1 电磁力解析分析

本文以一台10极12槽表贴式永磁同步电机为例进行分析,电机的截面示意图如图1所示,电机的基本参数如表1所示。

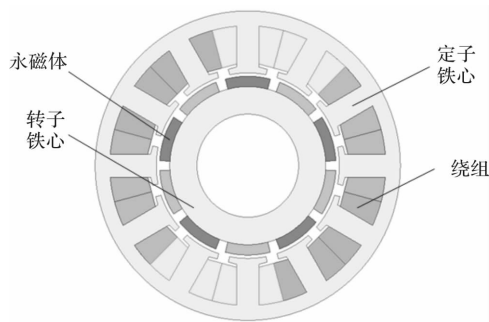


图1 10极12槽电机结构示意图

表1 电机参数表

参数	参数值
定子外径/mm	90
定子内径/mm	54
轭厚/mm	4.3
气隙长度/mm	1
槽口宽/mm	3.4
铁心长度/mm	60

续表1

参数	参数值
极弧系数	0.82
额定转速/(r/min)	1200
永磁体厚度	3

1.1 气隙永磁磁密分析

为了更加精准地分析径向电磁力的特性,需要对气隙磁密进行研究。在空载情况下,永磁体是气隙磁密唯一的激励源,因此,永磁磁密是最主要的研究对象。

永磁电机常采用瓦片形永磁体,忽略定子开槽作用,其永磁磁密波形可以大致等效为方波,如图2所示。

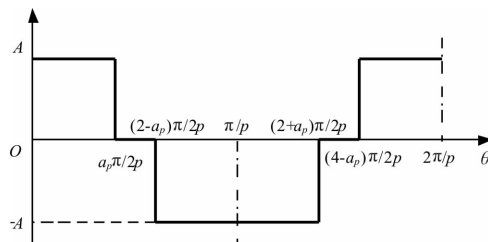


图2 永磁磁密波形示意图

等效磁密方波可以表示为

$$f(\theta) = \begin{cases} A & 0 \leq \theta \leq \frac{\alpha_p \pi}{2p} \\ 0 & \frac{\alpha_p \pi}{2p} < \theta < \frac{(2 - \alpha_p) \pi}{2p} \\ -A & \frac{(2 - \alpha_p) \pi}{2p} \leq \theta \leq \frac{(2 + \alpha_p) \pi}{2p} \\ 0 & \frac{(2 + \alpha_p) \pi}{2p} < \theta < \frac{(4 - \alpha_p) \pi}{2p} \\ A & \frac{(4 - \alpha_p) \pi}{2p} \leq \theta \leq \frac{2\pi}{p} \end{cases} \quad (1)$$

式中, A 为等效磁密方波的幅值, p 为极对数, α_p 为极弧系数, θ 为空间位置角度。该波形具有严格的对称性和周期性,根据傅里叶级数展开原理,等效方波磁密分解为一系列幅值不同,只包含奇次谐波的余弦波,变换结果可以表示为

$$f(\theta) = \sum_{\substack{n=2k+1, \\ k=0,1,2,\dots}} \frac{4A}{n\pi} \sin\left(\frac{n\alpha_p \pi}{2}\right) \cos np\theta \quad (2)$$

各谐波幅值由谐波次数和极弧系数共同决定。各谐波拥有不同的相位。为了简化,令方波的幅值为1来研究磁密相位关系。不同极弧系数下各谐波相位如表2所示,以基波所在相位为零相位,“ $-\pi$ ”表示谐波相位与基波相位相反。

表 2 等效方波的谐波幅值和相位关系

谐波阶次	1	3	5	7	9
0.5	0.902	0.299	0.181(−π)	0.127(−π)	0.101
0.6	1.031	0.130	0.255(−π)	0.057	0.114
0.7	1.135	0.067(−π)	0.180(−π)	0.180	0.065(−π)
0.8	1.211	0.249(−π)	0.000	0.107	0.135(−π)
0.9	1.257	0.378(−π)	0.179	0.082(−π)	0.021
1	1.273	0.424(−π)	0.255	0.182(−π)	0.141

可以看到,各谐波相位随极弧系数的变化而变化。当极弧系数小于 0.7 时,三次谐波的相位与基波相位相同;当极弧系数大于或等于 0.7 时,三次谐波的相位与基波相位相反;当极弧系数小于 0.7 时,五次谐波的相位与基波相位相反;当极弧系数大于或等于 0.7 时,五次谐波的相位与基波相位相同……。总结上述规律,极弧系数会直接影响磁密谐波的幅值和相位关系。

同时,气隙磁密波形不是固定不动,它会随转子的转动而改变,也就是说,该波形会随时间和空间发生变化,可以表示为

$$B_r = \sum_{n=1,3,5\cdots}^{\infty} B_{rn} \cos[2\pi n f_e - np\theta + \varphi_n] \quad (3)$$

式中, B_r 为径向磁密, B_{rn} 为 n 次谐波磁密的幅值, φ_n 为第 n 次谐波磁密相对基波磁密的相位, f_e 为电机

$$f_r = \frac{1}{2\mu_0} \left\{ \sum_{n_1=1,3,5\cdots}^{\infty} B_{rn_1} \cos(2\pi n_1 f_e - n_1 p\theta + \varphi_{n_1}) \cdot \sum_{n_2=1,3,5\cdots}^{\infty} B_{rn_2} \cos(2\pi n_2 f_e - n_2 p\theta + \varphi_{n_2}) \right\} = \frac{1}{2\mu_0} \left\{ \sum_{n=1,3,5\cdots}^{\infty} \frac{1}{2} B_{rn}^2 + \sum_{\substack{n_1=1,3,5\cdots \\ n_2=1,3,5\cdots \\ n_1 \neq n_2}}^{\infty} B_{rn_1} B_{rn_2} \{ \cos[2\pi(n_1 + n_2)f_e - (n_1 + n_2)p\theta + \varphi_{n_1} + \varphi_{n_2}] + \cos[2\pi(n_1 - n_2)f_e - (n_1 - n_2)p\theta + \varphi_{n_1} - \varphi_{n_2}] \} \right\} \quad (5)$$

式中, n_1 和 n_2 为磁密谐波的阶次。

表 3 磁密相位角取值范围

相位角	值	$\cos(\text{相位角})$	值
φ_n	$-\pi, 0, \pi$	$\cos(\varphi_n)$	$-1, 1$
$2\varphi_n$	$-2\pi, 0, 2\pi$	$\cos(2\varphi_n)$	1
$\varphi_{n_1} \pm \varphi_{n_2}$	$-\pi, 0, \pi$	$\cos(\varphi_{n_1} \pm \varphi_{n_2})$	$-1, 1$

$$f_r = \frac{1}{2\mu_0} \left\{ \sum_{n=1,3,5\cdots}^{\infty} \frac{1}{2} B_{rn}^2 + \sum_{n=1,3,5\cdots}^{\infty} \frac{1}{2} B_{rn}^2 \cos(4\pi n f_e - 2np\theta) \underbrace{\cos(2\varphi_n)}_1 + \sum_{\substack{n_1=1,3,5\cdots \\ n_2=1,3,5\cdots \\ n_1 \neq n_2}}^{\infty} B_{rn_1} B_{rn_2} \cos[2\pi(n_1 + n_2)f_e - (n_1 + n_2)p\theta] \underbrace{\cos(\varphi_{n_1} + \varphi_{n_2})}_{\pm 1} + \sum_{\substack{n_1=1,3,5\cdots \\ n_2=1,3,5\cdots \\ n_1 \neq n_2}}^{\infty} B_{rn_1} B_{rn_2} \cos[2\pi(n_1 - n_2)f_e - (n_1 - n_2)p\theta] \underbrace{\cos(\varphi_{n_1} - \varphi_{n_2})}_{\pm 1} \right\} \quad (6)$$

式中,第一项不随时间发生变化,因此不会产生振动;第二项为各谐波磁密自身作用产生的径向电磁力;第三项和第四项为谐波磁密互相作用产生的径

向电磁力。此处规定空间位置角度 θ 为指定子某一位置和某一指定的永磁磁极中心线之间的夹角也就是定转子之间的相对位置角, $\theta=0$ 的位置设定在该磁极的中心线上。

1.2 径向电磁力特性分析

依据 Maxwell 张量法,定子齿表面单位面积受到的径向电磁力为

$$f_r = \frac{B_r^2 - B_t^2}{2\mu_0} \approx \frac{1}{2\mu_0} B_r^2 \quad (4)$$

式中, μ_0 为空气磁导率, B_r 为径向磁密, B_t 为切向磁密。

由于切向磁密远小于径向磁密,本文忽略切向磁密在径向电磁力中的作用。将式(3)带入到式(4),可得

依据上文对磁密的分析,磁密相位 φ_{n_1} 和 φ_{n_2} 有特定的取值范围,如表 3 所示。式(5)中与磁密相位角相关的余弦值为 1 或 -1,因而可以将上式简化为

向电磁力。除第一项外,各项都含有与磁密相位角相关的余弦项,由于磁密相位角有特定的取值范围,该余弦项的值为 ± 1 。虽然各项幅值大小不同,但是

相互之间的相位关系十分明确。若以第二项为参考,在求和过程中,第三项和第四项起着增强或削弱第二项的作用。

四项共同求和得到了径向电磁力。用第二项、第三项和第四项表示径向谐波电磁力。同频率下,第二项、第三项和第四项的相位关系如图3所示。由此可以发现,永磁磁密产生的各径向谐波电磁力之间存在简单的叠加关系。

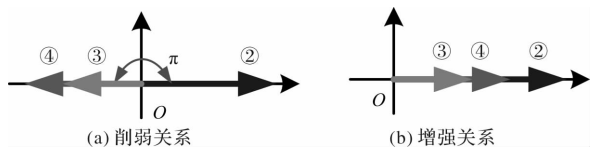


图3 同频率径向谐波电磁力相位关系

对径向电磁力波形做二维傅里叶分解可以获得径向电磁力的时间频率和空间阶次信息,结果如图4所示,其中 $(0, 0f_e)$ 指该径向电磁力的空间阶次为0阶,时间频率为0倍电频率, $(0, 0f_e)$ 不随时间发生变化,因此不会产生振动。在其余径向电磁力里 $(10, 2f_e)$ 的幅值远大于其它成分,说明它是产生振动的最主要因素。

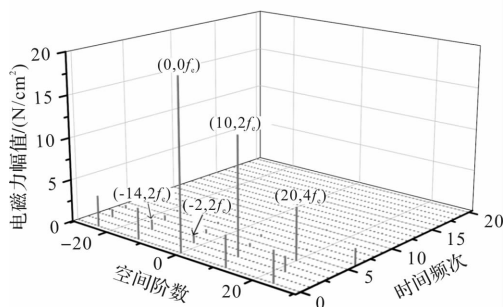


图4 空载径向电磁力波形及二维傅里叶分解

表4 $(10, 2f_e)$ 径向电磁力的组成成分

	n_1				
	1	3	5	7	9
1	√	√			
3			√		
5				√	
7					√

注:用√表示该 n_1 和 n_2 组合能够产生 $(10, 2f_e)$ 径向电磁力。

依据上文对同频率径向谐波电磁力相位关系的论述, $(10, 2f_e)$ 径向电磁力是由诸多径向谐波电磁力叠加而成。由式(6)可以发现,只有第二项和第四项能产生 $(10, 2f_e)$ 径向电磁力。除了磁密基波能够自身作用产生 $(10, 2f_e)$ 径向电磁力之外,其它相邻奇数次磁密谐波之间互相作用也能产生 $(10, 2f_e)$ 径向电磁力。这种由 $(2p, 2f_e)$ 电磁力谐波引起的2

倍频电磁振动又被称为极频振动。

同时这些由不同阶次磁密产生的极频径向电磁力会因为磁密相位角的不同产生相位差异,导致它们之间存在互相增强或削弱的关系。它们之间的相位关系如图5所示。

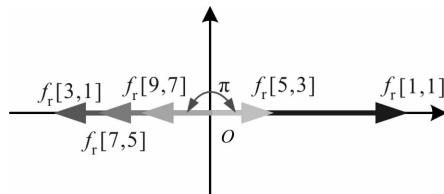


图5 极频径向电磁力成分之间的相位关系

基波磁密自身作用产生的极频径向电磁力幅值最大,它是产生振动的主要因素。由各径向谐波电磁力叠加而成的极频径向电磁力可以表示为

$$f_r = \underbrace{f_r[1,1] + f_r[5,3]}_{\varphi=0} - \underbrace{(f_r[3,1] + f_r[7,5] + f_r[9,7])}_{\varphi=\pi} \quad (7)$$

式中, $f_r[3,1]$ 为该极频径向谐波电磁力由磁密基波和3次磁密谐波相互作用产生。

5次磁密谐波和3次磁密谐波互相作用产生的径向电磁力与基波磁密自身作用产生的径向电磁力同相,起着增大极频径向电磁力的作用;其它相邻奇数次磁密谐波之间互相作用产生径向电磁力都与基波磁密自身作用产生的径向电磁力相位相反,起着削弱极频径向电磁力的作用。由于极频径向电磁力是产生振动的最主要因素。因此,对磁密谐波幅值进行合理的优化可以降低极频径向电磁力幅值达到抑制电机振动的目的。

在磁密谐波中,3次磁密谐波幅值最大,它与基波磁密作用可以抑制极频振动,与5次磁密谐波作用可以增大极频振动。为了充分发挥3次磁密谐波对极频振动的抑制作用,需要综合考量3次和5次磁密谐波。依据上述分析存在两种削弱极频振动的方法:

(1)增大3次磁密谐波的同时降低5次磁密谐波;

(2)增大3次磁密谐波并对5次磁密谐波进行移相,将5次磁密谐波的相位从 π 变为0,使得3次磁密谐波与5次磁密作用产生的极频径向电磁力与基波磁密自身作用产生的极频径向电磁力相位相反,使其产生互相削弱的效果,同时增大5次磁密谐波从而增强它对极频振动的削弱作用。

2 基于分段磁极的极频振动抑制

等效磁密方波的谐波幅值和相位关系会受极弧

系数的影响, 如表 2 所示。随着极弧系数的增大, 3 次磁密谐波幅值逐渐增大, 同时 5 次磁密谐波相位会从 π 变为 0。这种变化规律恰好符合 1.2 小节提出的削弱振动方法: 增大 3 次磁密谐波并对 5 次磁密谐波进行移相。但是, 直接改变极弧系数会极大地影响电机原来的电磁性能, 因此需要探寻其他可行办法来调节气隙磁密谐波。

依据磁密基波、3 次和 5 次磁密谐波的幅值和相位关系(分别为 0、 π 、0)重建磁密波形, 用于探究磁密谐波幅值对总磁密波形的影响, 如图 6 所示, 重建后的磁密波形近似于方波。

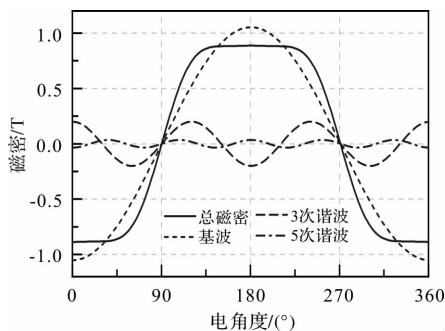


图6 重构气隙磁密波形

当 3 次磁密谐波幅值被单独增大时, 总磁密波形中间部位会出现凹陷, 如图 7 所示; 当 5 次磁密谐波幅值被单独增大时, 总磁密波形两侧对称位置处会出现凹陷, 如图 8 所示, 并且凹陷中心距离磁密波形中心的角为 β 。其中 $\beta = \pi/p$, 在 10 极 12 槽永磁同步电机中 β 对应圆周角度为 7.2° 。

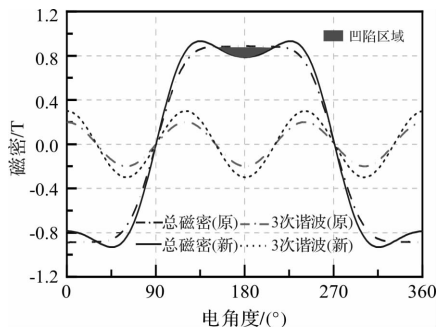


图7 单独增大3次磁密谐波幅值

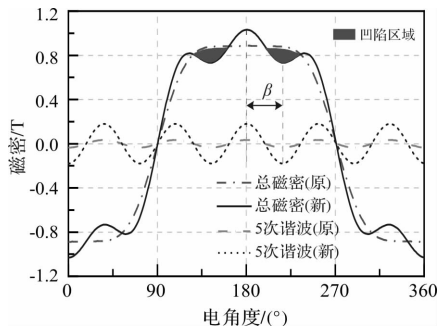


图8 单独增大5次磁密谐波幅值

永磁体形状决定了气隙磁密波形。如果将磁极分成几段或者在表面开槽, 那么磁密波形也会随之改变, 在对应区域出现凹陷。依据这一现象, 可以针对性地改变磁极形状, 以产生所需的磁密波形。

本小节使用磁极分段方法对磁密波形进行整形, 用来降低电机电磁振动。原整块磁极被分段后磁密幅值将在磁极分段空白处降低, 使得磁密波形产生局部凹陷, 从而增大磁密谐波。如图 8 所示, 单独增大 5 次磁密谐波时磁密波形出现了两处凹陷, 整个磁密波形被分成了三个区段。这种磁密波形类似于三段式磁极的磁密波形, 因此将磁极设计为三段, 如图 9 所示。

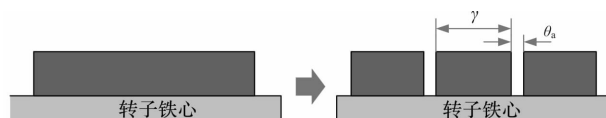
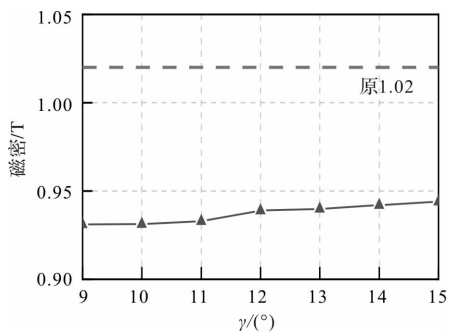
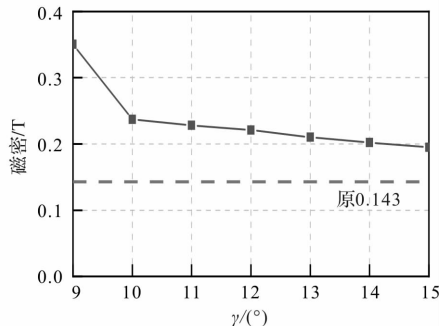


图9 磁极分段示意图

设置分段磁极之间的间隔角 θ_a 为 1° , 中间段磁极宽度对应圆周角为 γ 。为了防止中段磁极或两侧磁极的厚度过薄难以安装, 限定中段磁极宽度 γ 的范围为 9° 至 15° 。磁密谐波随中段磁极宽度的变化趋势如图 10 所示。磁极分段后磁密谐波含量发生了显著变化: 磁密基波幅值随中段磁极宽度的增大而增大, 但都小于分段前; 3 次谐波磁密幅值随着中段磁极宽度的增大而减小, 但都大于分段前; 5 次谐波磁密幅值随着中段磁极宽度的增大而增大, 但都远大于分段前。



(a) 磁密基波



(b) 3次磁密谐波

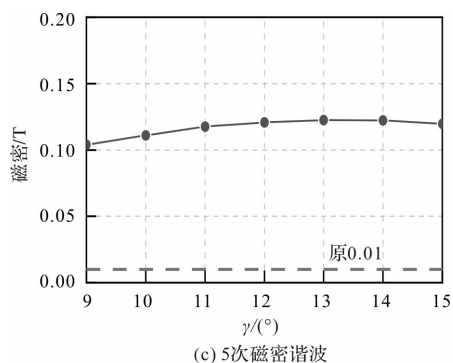


图10 分段磁极磁密谐波幅值变化图

磁极分段后由于基波磁密幅值的降低不可避免会导致电机转矩密度的下降。为了尽量减少转矩损失,并充分发挥磁极分段能够增大磁密谐波的优势,折衷选取中间段磁极的宽度 γ 为 12° ,一对极下气隙磁密波形和频谱如图11所示。三段式磁极不仅实现了同时增大3次和5次磁密谐波幅值,还对5次磁密谐波产生了移相作用。如图5所示,5次谐波相位的改变使 $f_r[5, 3]$ 与 $f_r[1, 1]$ 相位相反,这一改变能起到削弱 $(10, 2f_e)$ 径向电磁力的效果。

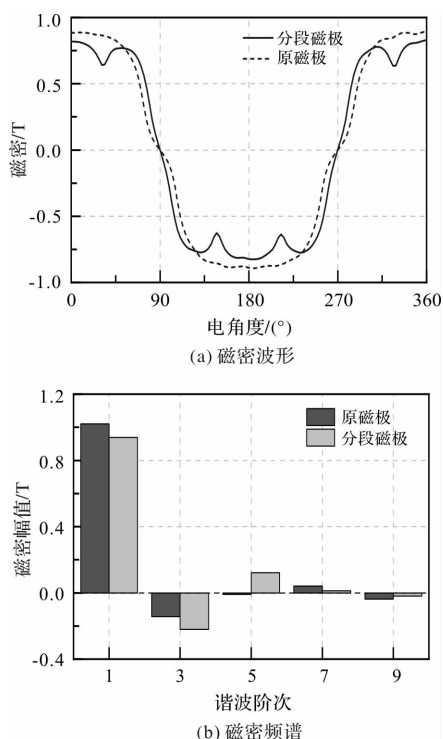


图11 三段式磁极磁密图

采用原磁极与分段磁极的永磁同步电机的气隙径向电磁力二维傅里叶变换结果如图12所示。与原磁极相比,分段磁极的 $(10, 2f_e)$ 径向电磁力幅值从降低 13.59N/cm^2 至 7.82N/cm^2 ,下降了42.5%; $(2, 2f_e)$ 径向电磁力幅值从 0.95N/cm^2 降低至 0.38N/cm^2 ,下降了60%。径向电磁力二维傅里叶变换结果表明磁极分段结构能达到抑制电机极频电

磁振动的设计初衷。

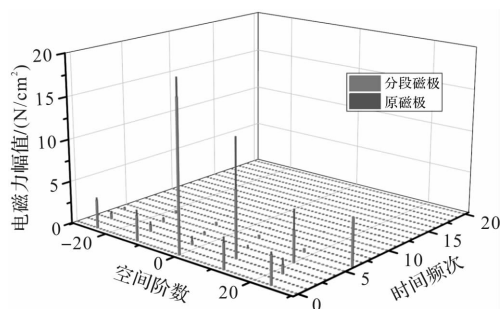


图12 径向电磁力2DFFT分析结果

3 振动与电磁特性仿真验证

3.1 电机模态仿真分析

电机模态分析是振动仿真流程中的重要环节。为了验证分段磁极结构对电机抑制振动的有效性,有限元结构场仿真模型被建立,包含了铁心、机壳、端盖和等效绕组,如图13所示。

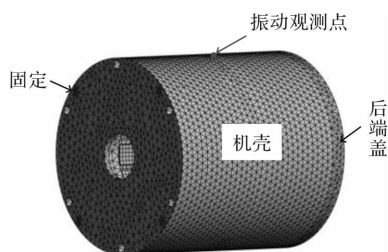


图13 有限元结构场模型

图14展示了电机定子二阶和三阶模态图,定子二阶和三阶模态频率为 3610Hz 和 5232Hz 。上一小节电磁模型计算出的电磁力将被以集中力的形式加载到此结构场模型,进行谐响应仿真,计算电机表面的振动加速度。

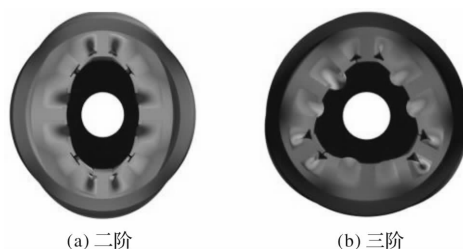


图14 定子模态仿真结果图

3.2 电机振动与转矩特性仿真分析

图15为原整块磁极结构和分段式磁极结构的10极12槽永磁同步电机在 1200r/min 运行速度下空载运行时振动加速度仿真结果。它们都运行在 1200r/min ,相应的电频率 f_e 为 100Hz 。振动加速度频谱波峰出现在 $2f_e$ 处,与上文分析一致。与整块磁极结构相比,分段式结构电机在2倍频处的振动从 338mm/s^2

降低至 168mm/s^2 , 下降了 50.3%, 同时其它频率处的振动加速度也得到不同程度的下降。仿真结果证明, 分段磁极结构能有效降低电机 $2f_e$ 加速度, 同时也验证了本文采用的基于磁密谐波幅值和相位的优化方法来抑制电机极频振动理论的正确性。

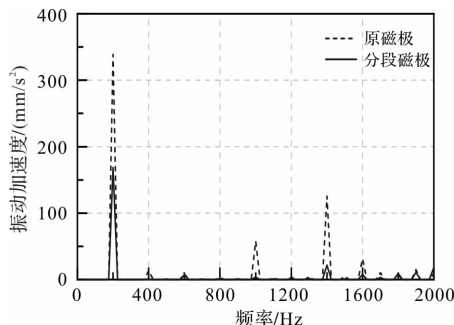


图 15 空载时电机的振动加速度频谱

负载电流为 9A 时分段磁极与原磁极永磁同步电机的转矩波形如图 16 所示。与磁密分析一致, 分段磁极电机由于基波磁密的下降, 致使平均转矩下降, 相较于原电机降低了 6.4%, 但是同时永磁体用量下降 6.68%, 因此若从平均转矩/永磁体用量这一指标衡量, 磁极分段方法并不对带来转矩性能的牺牲。另外, 转矩脉动从 3.4% 降低到 2.1%, 这一性能得到了有效提升。

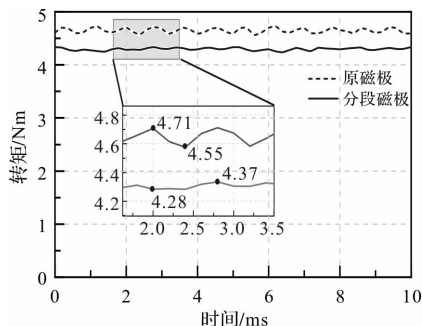


图 16 负载时电机输出的电磁转矩波形

4 结 论

本文研究了表贴式永磁同步电机极频电磁振动的产生机理, 提出了通过优化磁密谐波来抑制电机电磁振动的方法, 并依据上述原理设计了能够有效抑制电机电磁振动的分段磁极结构。具体研究结论如下:

(1) 永磁体基波磁密产生的 $(10, 2f_e)$ 径向电磁力是产生的 2 倍频电磁振动的主要因素。磁密谐波产生的 $(10, 2f_e)$ 径向电磁力能够抑制基波磁密产生的 $(10, 2f_e)$ 径向电磁力, 因此增大磁密谐波能够削弱 $(10, 2f_e)$ 径向电磁力, 改善电机电磁振动性能;

(2) 为了增大谐波磁密对 $(10, 2f_e)$ 径向电磁力的削弱作用, 设计了分段式磁极结构, 该结构能够优化磁密谐波幅值和相位, 从而达到抑制永磁同步电机电磁振动的目的;

(3) 本文设计的分段式磁极结构在抑制电磁振动的同时, 可取得有效抑制电磁转矩波动的效果, 但由于减少了永磁体用量, 导致了平均电磁转矩有一定程度的降低。

参考文献

- [1] 沈启平, 程俊, 周子遥, 等. 分数槽集中绕组永磁同步发电机电磁振动噪声分析[J]. 微电机, 2023, 56(05): 6-12.
- [2] 程明, 赵晨辰, 王玉彬, 等. 电机电磁振动分析方法及抑制技术综述[J]. 电气工程学报, 2025, 20(04): 1-21.
- [3] 吴胜男, 顾少聪, 佟文明. 表贴式高速永磁电机电磁振动抑制方法研究[J]. 电机与控制学报, 2025, 29(08): 70-81.
- [4] 洪剑锋, 王善铭, 孙宇光, 等. 高模数电磁力对永磁电机电磁振动影响[J]. 电工技术学报, 2022, 37(10): 2446-2458.
- [5] S Zhu, W Zhao, J Ji, et al. Investigation of bread-loaf magnet on vibration performance in FSCW PMSM considering force modulation effect [J]. IEEE Trans. Transport. Electrification., 2021, 7(03): 1379-1389.
- [6] W Zhao, S Zhu, J Ji, et al. Analysis and reduction of electromagnetic vibration in fractional-slot concentrated-windings PM machines [J]. IEEE Trans. Ind. Electron., 2022, 69(04): 3357-3367.
- [7] Z Li, J Xia, Z Guo, et al. Analysis and reduction of pole-frequency vibration of surface mounted permanent magnet synchronous machines with fractional slot concentrated winding considering the radial and tangential Forces [J]. IEEE Trans. Transport. Electrification., 2023, 9(02): 2129-2140.
- [8] 武彤, 夏加宽, 朱启升. 基于轴线方向不等宽度磁极结构的表贴式永磁同步电机极频振动的削弱[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(06): 88-97.
- [9] S Wang, J Hong, Y Sun, et al. Filling force valley with interpoles for pole-frequency vibration reduction in surface-mounted pm synchronous machines[J]. IEEE Trans. Ind. Electron., 2020, 67(08): 6709-6720.

空心杯电枢有刷电机多元件绕组反电动势分析

林李健

(惠州市龙德科技有限公司, 广东 惠州 516000)

摘要: 在进行空心杯电枢永磁直流有刷电机设计时, 通常通过计算绕组产生的反电动势值来推算整个电机的性能特性。在给定气隙磁密条件下, 绕组旋转产生的反电动势大小与绕组的设置相关。空心杯电枢永磁直流有刷电机的电枢主要由电机轴、换向器、空心杯线圈组成, 空心杯线圈一般通过胶水粘接的方式固定在换向器上, 其元件数通常设置与换向器片数相等。由于换向器的存在, 永磁体在轴向不能完全覆盖线圈绕组, 因此在进行反电动势分析计算时, 除考虑绕组的类型、形状与绕线参数条件外, 还需要对绕组的元件数以及轴向方向绕组相对永磁体位置进行分析。本文针对通用的菱形和六边形空心杯绕组, 在考虑绕组元件数及其相对永磁体位置条件下, 推导出反电动势计算的解析式, 同时针对使用平行充磁永磁体的微型电机, 给出了计算径向气隙磁密基波幅值的计算方法。

关键词: 空心杯电枢; 反电动势; 元件数; 绕组相对永磁体位置; 平行充磁

中图分类号: TM36 + 1

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)07-0014-07

Analysis of Back – EMF for Multiple Elements Winding of Coreless Motors

LIN Lijian

(Huizhou Loda Techonology Co., LTD., Huizhou Guangdong 516000, China)

Abstract: In the design of permanent magnet DC brushed coreless motors, the performance of the motor are typically inferred by calculating the back electromotive force (back-EMF) generated by the winding. Under a given air gap magnetic flux density, the back-EMF produced by the rotating winding is related to the winding configuration. The armature of a permanent magnet DC brushed coreless motor mainly consists of a motor shaft, commutator, and coreless coil. The coreless coil is generally fixed to the commutator by adhesive bonding, and its number of elements is usually set equal to the number of commutator segments. Due to the presence of the commutator, the permanent magnets cannot fully cover the winding axially. Therefore, when performing back-EMF analysis and calculation, other than considering the type, shape, and parameters of the winding, it is also necessary to analyze the number of elements and the axial position of the winding relative to the permanent magnets. This paper derived analytical expressions for back-EMF calculation for the common-used rhombus and hexagon coreless winding, taking into account the number of elements and the relative position of winding to permanent magnet, meanwhile, for the micro-motors using parallel-magnetized permanent magnets, a calculation method for determining the fundamental amplitude of the radial air-gap magnetic flux density was presented.

Key words: coreless armature; back EMF; elements; relative position of winding to permanent magnet; parallel magnetization

0 引言

空心杯电枢永磁电动机是一种无铁心电枢结构的永磁直流电动机, 属于小惯量类电机^[1], 其具有无齿槽转矩、低转矩脉动、机械特性线性度好、功率密度大、效率高的特点, 但空心杯电枢永磁电机使用铜和永磁体的用量较多^[2], 价格昂贵, 通常在高端应用场合如医疗、航天等领域有较广泛的应用。

空心杯电枢永磁直流有刷电机, 因为其机械特性线性度好的特点, 当气隙磁密设计完成后, 通过

计算绕组的电阻及其产生的反电动势值即可推算出电机的扭力、电流、转速特性曲线。过往文献[3]提出了空心杯电枢永磁直流有刷电机绕组产生反电动势的计算方法, 但是其分析是在假定永磁体轴向完全覆盖绕组, 且元件数目无限多的理想条件下进行的。而实际的产品由于换向器的存在, 永磁体在轴向不能完全覆盖线圈绕组, 且绕组元件的数目也不可能无限多, 因此使用文献[3]内公式进行反电动势计算时, 往往出现计算值比实际值大的情况, 导致实际产品与初始设计性能出现偏差的问题。因此, 研

收稿日期: 2025 - 10 - 12

作者简介: 林李健(1991), 男, 本科, 工程师, 研究方向为微型直流电机设计。

究绕组元件数以及绕组相对永磁体位置对电机反电动势的影响是一个非常重要且具有意义的课题。

空心杯电枢永磁直流有刷电机一般尺寸较小,设计上通常使用烧结钕铁硼磁铁圆环,这类磁铁在加工过程中需要提前取向,受制于工艺,这种磁环通常充磁方式为平行充磁,这种类型的磁环较辐射充磁的磁环成本更低。由于磁环的尺寸小,内外径差大,在计算电机的径向气隙磁密时,需要考虑永磁体内外径差对磁势产生的影响。本文对此也进行了分析并提出了径向气隙磁密基波幅值的计算表达式,以保证电机反电动势计算的准确性。

空心杯绕组的类型有叠绕组,波绕组和蛙绕组,受绕线工艺的限制,其形状通常有六边形绕组,菱形绕组,矩形绕组,斜绕组。矩形绕组能获得较大的反电动势,但因其端部太大,一般工程应用中不选用。叠绕制成的六边形和菱形绕组,因其绕线工艺较为简单而得到广泛的使用且工艺逐步成熟完善。

一个单元电机,换向片数目通常设置为单数以获得更平稳的换向,如3个、5个、7个、9个等等。绕组元件数越多,电机的换向越平稳,线圈合成的反电动势平均值越大,但电枢的制作工艺就越复杂。

本文主要通过对一个单元电机,考虑不同绕组元件数以及绕组相对永磁体位置条件下,针对最常用的六边形和菱形叠绕组,推导出其产生的反电动势计算解析式,并通过实际产品测试来对解析式进行验证。下文的计算在以下假设条件下进行公式的推导:①绕组节距等于极距,以获得较大的反电动势值。②气隙磁密正弦分布。③元件数目等于换向片数目,且为单数。

1 单匝线圈产生的反电动势计算

图1(a)和图1(b)分别为菱形绕组和六边形绕组的线圈示意图,图2(a)和图2(b)分别是他们单匝线圈的展开图形。其中,六边形绕组可以看作菱形绕组和矩形绕组的叠加。因此在后续分析时,只需分析菱形部分与矩形部分的反电动势,叠加后即可得到六边形绕组的反电动势。

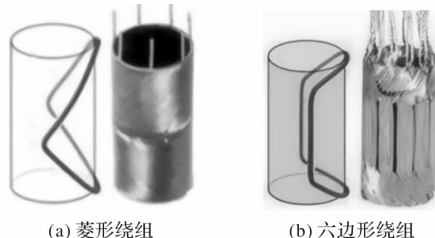


图 1

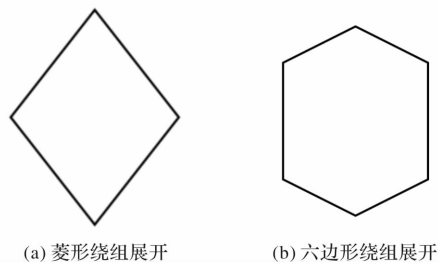


图 2

1.1 菱形绕组单匝线圈产生的反电动势计算

分析当永磁体与空心杯线圈轴向中心重合时的情况,取单一匝菱形线圈分析,线圈围绕着轴心相对于永磁体作匀速旋转运动,设其两侧端点与磁极分界线重合为初始状态如图3所示,此时,线圈内通过的磁通量最大。将图3展开可得到气隙磁密与线圈的关系如图4所示。

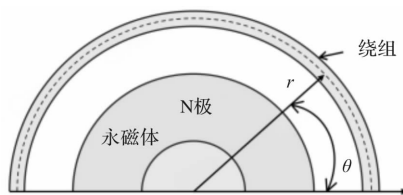


图 3 线圈相对磁极位置

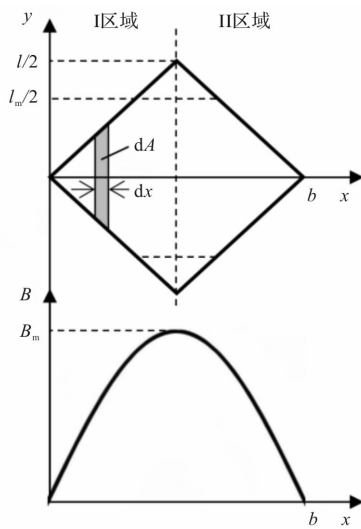


图 4 单匝线圈相对磁密位置

由图4可对线圈建立 y 与 x 的关系式。

在(I)区域有:

$$y = \begin{cases} \frac{l}{b}x, 0 \leq x < \frac{b l_m}{2l} \\ \frac{1}{2} l_m, \frac{b l_m}{2l} < x \leq \frac{b}{2} \end{cases} \quad (1)$$

在(II)区域有:

$$y = \begin{cases} \frac{1}{2} l_m, \frac{b}{2} \leq x < b - \frac{b l_m}{2l} \\ -\frac{l}{b}(x - b), b - \frac{b l_m}{2l} < x \leq b \end{cases} \quad (2)$$

由图 3 有,

$$x = \theta r \quad (3)$$

$$b = \pi r \quad (4)$$

式中, l 为线圈的总高度, b 为线圈的总宽度, l_m 为永磁体的总高度; θ 为线圈相对磁极的角度, r 为绕组的半径。

将式(3)和式(4)代入式(1)和式(2), 可得:

在(I)区域有:

$$y = \begin{cases} \frac{l}{\pi}\theta, 0 \leq \theta < \frac{\pi l_m}{2l} \\ \frac{1}{2} l_m, \frac{\pi l_m}{2l} < \theta \leq \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (5)$$

在(II)区域有:

$$y = \begin{cases} \frac{1}{2} l_m, \frac{\pi}{2} \leq \theta < \pi - \frac{\pi l_m}{2l} \\ -\frac{l}{\pi}(\theta - \pi), \pi - \frac{\pi l_m}{2l} < \theta \leq \pi \end{cases} \quad (6)$$

通过线圈的磁通量为气隙磁密对面积的积分, 结合图 4, 有:

$$\Phi = \int B dA \quad (7)$$

$$dA = 2y dx = 2yr d\theta \quad (8)$$

$$B = B_m \sin\theta \quad (9)$$

式中, Φ 为通过线圈的磁通量, dA 为线圈面积的微分, B_m 为气隙磁密幅值。将式(8), 式(9)代入式(7), 可得:

$$\Phi = 2r B_m \int y \sin\theta d\theta \quad (10)$$

分析(I)区域, 将式(5)代入式(10)得:

$$\Phi_I = \begin{cases} \frac{2}{\pi} l r B_m \int_0^{\frac{\pi l_m}{2l}} \theta \sin\theta d\theta, 0 \leq \theta < \frac{\pi l_m}{2l} \\ l_m r B_m \int_{\frac{\pi l_m}{2l}}^{\frac{\pi}{2}} \sin\theta d\theta, \frac{\pi l_m}{2l} < \theta \leq \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (11)$$

计算式(11)积分结果得(I)区域的磁通:

$$\Phi_{I-1} = \frac{2}{\pi} l r B_m \left[\sin\left(\frac{\pi l_m}{2l}\right) - \frac{\pi l_m}{2l} \cos\left(\frac{\pi l_m}{2l}\right) \right] \quad (12)$$

$$\Phi_{I-2} = l_m r B_m \cos\left(\frac{\pi l_m}{2l}\right) \quad (13)$$

(II)区域与(I)区域对称, 可得菱形绕组单匝线圈总磁通 Φ_t :

$$\Phi_t = \frac{4}{\pi} l r B_m \left[\sin\left(\frac{\pi l_m}{2l}\right) - \frac{\pi l_m}{2l} \cos\left(\frac{\pi l_m}{2l}\right) \right] + 2l_m r B_m \cos\left(\frac{\pi l_m}{2l}\right) \quad (14)$$

Φ_t 为菱形绕组单匝线圈所通过磁通量的幅值。

当永磁体在轴向上完全覆盖绕组时, 即 $l_m = l$ 时, 有:

$$\Phi_t = \frac{4}{\pi} l r B_m, (l_m = l) \quad (15)$$

空心杯有刷电机因为换向器的存在, 通常无法实现 $l_m = l$ 。而空心杯无刷电机使用电子换向, 通常可以使 $l_m = l$ 从而实现绕组利用率最大化。

式(14)中, 线圈内通过的磁通幅值的计算是基于永磁体与空心杯线圈轴向中心重合的条件下进行的。而在实际工程应用中, 通常存在轴向中心不重合的情况, 此时, 可把线圈沿轴中心拆分成上下两半, 单独计算上下部分线圈所通过的磁通量, 再进行相加, 即可获得该条件下, 线圈所通过的总磁通量。

设永磁体在 x 轴上半部分的高度为 l_u , 下半部分的高度为 l_d , $l_m = l_u + l_d$, 可得,

$$\Phi_t = \frac{2}{\pi} l r B_m \left[\sin\left(\frac{\pi l_u}{l}\right) - \frac{\pi l_u}{l} \cos\left(\frac{\pi l_u}{l}\right) \right] + 2l_u r B_m \cos\left(\frac{\pi l_u}{l}\right) + \frac{2}{\pi} l r B_m \left[\sin\left(\frac{\pi l_d}{l}\right) - \frac{\pi l_d}{l} \cos\left(\frac{\pi l_d}{l}\right) \right] + 2l_d r B_m \cos\left(\frac{\pi l_d}{l}\right) \quad (16)$$

当线圈绕着轴心以角速度 ω 匀速旋转时, 磁通量按余弦规律变化, 有:

$$\Phi_s = \Phi_t \cos(\omega t) \quad (17)$$

其产生的反电动势 e_t 为

$$e_t = -\frac{d\Phi_s}{dt} = \omega \Phi_t \sin(\omega t) \quad (18)$$

1.2 六边形绕组单匝线圈产生的反电动势计算

六边形绕组可以看作菱形绕组和矩形绕组的叠加, 以同样的方式分析可得通过矩形绕组单匝线圈的磁通幅值 Φ_r 为

$$\Phi_r = 2l_r r B_m \quad (19)$$

式中, l_r 为绕组直线段的高度, 六边形绕组单匝线圈的磁通幅值 Φ_h 为

$$\Phi_h = \Phi_r + \Phi_t \quad (20)$$

其产生的反电动势 e_h 为

$$e_h = \omega (\Phi_r + \Phi_t) \sin(\omega t) \quad (21)$$

2 不同电枢元件数绕组反电动势计算

取单一元件，其每匝线圈为串联连接，现分析其磁链大小，如图 5 所示，线圈沿圆周方向排布，设单元电机的绕组总匝数为 W ，绕组元件数为 n (n 为奇数)，则单位元件所串联的线圈匝数为 W/n ，其所占区域的角度为 $2\pi/n$ 。单位角度线圈的匝数为 $W/2\pi$ 。

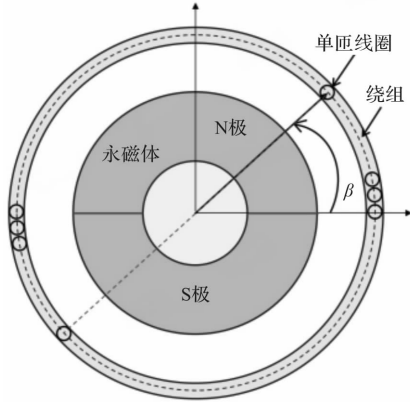


图 5 绕组与磁极

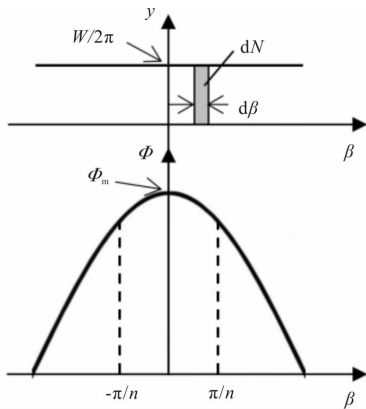


图 6 绕组与磁通量

图 6 为相对永磁体不同角度下线圈所通过的磁通量大小，计算其对线圈匝数的积分，可得单位元件的磁链值。在此计算单位元件所能达到的磁链的最大值，因此积分的区域应为 $-\pi/n \leq \beta \leq \pi/n$ 。设单匝线圈内通过的磁通量幅值为 Φ_m ，有：

$$dN = \frac{W}{2\pi} d\beta \quad (22)$$

$$\psi_s = \int_{-\pi/n}^{\pi/n} \Phi_m \cos \beta dN \quad (23)$$

式中， N 为平均线圈匝数对分布角度的积分， β 为线圈侧面端点相对磁极分界线偏差的角度，将式 (22) 代入式 (23) 可得：

$$\psi_s = \frac{W}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{n}\right) \Phi_m \quad (24)$$

$$\Phi_m = \begin{cases} \Phi_t, & \text{菱形绕组} \\ \Phi_r + \Phi_t, & \text{六边形绕组} \end{cases} \quad (25)$$

当线圈绕着轴心以角速度 ω 匀速旋转时，磁链量按余弦规律变化，对时间求导，可得其产生反电动势的大小 e_s 为

$$e_s = -\frac{d\psi}{dt} = \frac{W}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{n}\right) \omega \Phi_m \sin(\omega t) \quad (26)$$

其中， $E_{sm} = \frac{W}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{n}\right) \omega \Phi_m$ 为单位元件产生反电动势的幅值大小。

图 7 为在多元件数条件下，每个元件产生的反电动势向量图（图中以 5 元件为例），可得整个线圈绕组所合成的反电动势幅值大小 E_c 为

$$E_c = E_{sm} \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2n}\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{n}\right)} \quad (27)$$

在不同元件数下，线圈旋转一周换向的次数为 $2n$ 次。图 8 为经过换向后，整个电枢产生的反电动势波形（以 3 元件为例），分析可得不同元件数下，绕组产生的反电动势平均值大小 E_{avg} 为

$$E_{avg} = \frac{n}{\pi} \int_{-\pi/2n}^{\pi/2n} E_c \cos \alpha d\alpha \quad (28)$$

将式 (27) 代入式 (28)，整理可得：

$$E_{avg} = \frac{2 \sin\left(\frac{\pi}{2n}\right) \cos\left(\frac{\pi}{2n}\right) n}{\pi \sin\left(\frac{\pi}{n}\right)} E_{sm} \quad (29)$$

$$E_{avg} = \frac{2 \sin\left(\frac{\pi}{2n}\right) \cos\left(\frac{\pi}{2n}\right) n W \omega}{\pi^2} \Phi_m \quad (30)$$

可得电机的反电动势常数 k_e 为

$$K_e = E_{avg} / \omega = \frac{2 \sin\left(\frac{\pi}{2n}\right) \cos\left(\frac{\pi}{2n}\right) n W}{\pi^2} \Phi_m \quad (31)$$

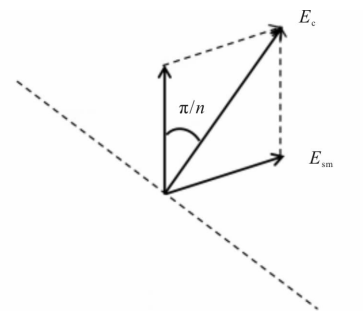


图 7 反电动势向量图

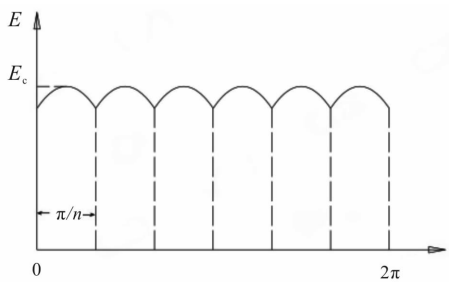


图8 电机反电动势波形

3 径向气隙磁密的计算

由以上推导公式可知,绕组条件确定后,电机反电动势大小与径向气隙磁密的大小直接相关,因此气隙磁密计算的准确性尤为重要。微型空心杯电枢电机通常使用平行充磁的永磁体,使用平行充磁既可提高气隙磁密的正弦分布程度,又能得到较高的磁密峰值^[4]。

下面对使用平行充磁的磁环的空心杯电枢电机的径向气隙磁密进行分析。文献[5]和文献[6]对不同充磁方式下的气隙磁密进行了研究,下文的计算是在此基础上,针对使用小尺寸平行充磁的烧结钕铁硼磁铁圆环的电机,研究其基波气隙磁密大小。图9和图10是一个永磁体磁环的充磁方向示意图及其平行展开图。

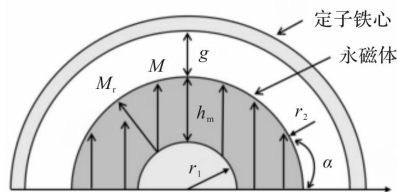


图9 平行充磁示意图

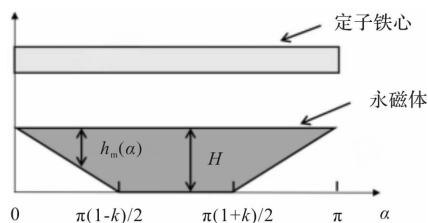


图10 永磁体展开图

径向气隙磁密可用式(32)^[5]进行计算:

$$B(\alpha) = \frac{\mu_0 M_r(\alpha)}{1 + \mu_r \frac{g(\alpha)}{h_m(\alpha)}} = \left[\frac{M_r(\alpha)}{\mu_r} h_m(\alpha) \right] \left[\frac{\mu_0}{g(\alpha) + \frac{h_m(\alpha)}{\mu_r}} \right] = F\Lambda \quad (32)$$

式中, F 为磁势, Λ 为气隙磁导, 有:

$$F = \frac{M_r(\alpha)}{\mu_r} h_m(\alpha) \quad (33)$$

$$\Lambda = \frac{\mu_0}{g(\alpha) + \frac{h_m(\alpha)}{\mu_r}} \quad (34)$$

M_r 为永磁体的磁化强度矢量的径向分量, 对于平行充磁的永磁体有^[6]:

$$M_r(\alpha) = \frac{B_r}{\mu_0} \sin(\alpha) \quad (35)$$

式中, μ_0 为真空磁导率, μ_r 为永磁体的相对磁导率, g 为气隙长度, h_m 为永磁体径向方向的厚度, 由图10展开图可知:

$$h_m = \begin{cases} \frac{2H}{\pi(1-k)}\alpha, & 0 \leq \alpha < \frac{\pi(1-k)}{2} \\ H, & \frac{\pi(1-k)}{2} \leq \alpha < \frac{\pi(1+k)}{2} \\ H - \frac{2H}{\pi(1-k)}\left[\alpha - \frac{\pi(1+k)}{2}\right], & \frac{\pi(1+k)}{2} < \alpha \leq \pi \end{cases} \quad (36)$$

式中, H 为永磁体厚度的幅值, 有 $H = r_1 - r_2$, k 为永磁体内圆半周长与外圆半周长的比值, 可用内外圆半径比来表示, 即 $k = r_1/r_2$ 。

对式(34)气隙磁导进行分析, 由图9可知, 对于内外圆同心的永磁体结构, 气隙磁导在圆周方向应为一个恒定值, 有:

$$\Lambda = \frac{\mu_0}{g + \frac{H}{\mu_r}} \quad (37)$$

将式(35)、(36)、(37)代入式(33), 可得:

$$B(\alpha) = \left[\frac{B_r \sin(\alpha)}{\mu_0 \mu_r} h_m(\alpha) \right] \left(\frac{\mu_0}{g + \frac{H}{\mu_r}} \right) = \frac{B_r}{g \mu_r + H} [\sin(\alpha) h_m(\alpha)] \quad (38)$$

对式(38)进行傅里叶级数展开, 可得径向气隙磁密基波的表达式为

$$B(\alpha) = \frac{B_r}{1 + \mu_r \frac{g}{H}} \left[\frac{1+k}{2} + \frac{\sin(k\pi)}{2\pi} \right] \sin(\alpha) \quad (39)$$

可得径向气隙磁密基波幅值为

$$B_m = \frac{B_r}{1 + \mu_r \frac{g}{H}} \left[\frac{1+k}{2} + \frac{\sin(k\pi)}{2\pi} \right] \quad (40)$$

4 样品测试验证

下面以菱形和六边形绕组形式的空心杯电枢永磁直流有刷电机各一款作为研究对象, 通过比对使

用本文解析式计算的反电动势结果与实际样品的测试结果来验证本文提出的计算方法的准确性。

4.1 空心杯电枢永磁直流有刷电机设计参数

取菱形绕组和六边形绕组形式的空心杯电枢永磁直流有刷电机各一款，菱形绕组形式的电机的性能指标要求如表 1 所示，六边形绕组电机性能指标要求如表 2 所示。根据性能指标要求，设计电机参数分别如表 3，表 4 所示。

表 1 菱形空心杯电枢永磁直流有刷电机性能指标

性能要求	参数值	性能要求	参数值
输入电压/ V	24	额定负载转速/(r/min)	8750
额定扭矩/ Nm	0.0263	额定点电流/ A	<1.25
额定输出功率/ W	24.100	额定点效率/ %	>80

表 2 六边形空心杯电枢永磁直流有刷电机性能指标

性能要求	参数值	性能要求	参数值
输入电压/ V	24	额定负载转速/(r/min)	5000
额定扭矩/ Nm	0.015	额定点电流/ A	<0.44
额定输出功率/ W	7.853	额定点效率/ %	>75

表 3 菱形空心杯电枢永磁直流有刷电机设计参数

定子参数	参数值	电枢参数	参数值
定子铁心外径/ m	0.025	元件数	11 个
定子铁心内径/ m	0.0204	换向器片数	11 片
永磁体极数	2 极	空心杯 线圈类型	叠绕组， 菱形
永磁体材质	N50H	线圈外径/ m	0.0193
永磁体剩磁/ T	1.42	线圈内径/ m	0.0169
永磁体相对磁导率	1.09	线圈总高/ m	0.034
永磁体外径/ m	0.016	线圈直线段高/ m	0
永磁体厚度/ m	0.005	线径/ m	0.24×10^{-3}
永磁体高度/ m	0.028	总匝数	252 匝
气隙长度/ m	0.0022	永磁体轴向 偏移量/ m	0.0006

表 4 六边形空心杯电枢永磁直流有刷电机设计参数

定子参数	参数值	电枢参数	参数值
定子铁心外径/ m	0.032	元件数	13 个
定子铁心内径/ m	0.027	换向器片数	13 片
永磁体极数	2 极	空心杯线圈类型	叠绕组， 六边形
永磁体材质	N38H	线圈外径/ m	0.0247
永磁体剩磁/ T	1.22	线圈内径/ m	0.0234

续表 4

定子参数	参数值	电枢参数	参数值
永磁体相对磁导率	1.102	线圈总高/ m	0.036
永磁体外径/ m	0.0225	线圈直线段高/ m	0.0095
永磁体厚度/ m	0.011	线径/ m	0.11×10^{-3} 双股
永磁体高度/ m	0.030	总匝数	260 匝
气隙长度/ m	0.00225	永磁体轴向 偏移量/ m	0.003

4.2 电机反电动势的计算与测量

以 3000r/min 为基准来计算并测试样机的反电动势。径向气隙磁密和反电动势的计算结果整理如表 5 所示。电机 1 为菱形绕组，电机 2 为六边形绕组。

表 5 两款空心杯电枢永磁直流有刷电机反电动势计算值

电机	电机 1	电机 2
测试转速/(r/min)	3000	3000
径向气隙磁密基波幅值 B_m / T	0.800	0.770
电机反电动势平均 E_{avg} / V	7.482	12.76
电机反电动势常数 K_e /(V/(rad/s))	0.0238	0.0406

在 3000r/min 测试转速下，电机 1 和电机 2 的反电动势波形测试波形及结果如图 11、图 12 所示。

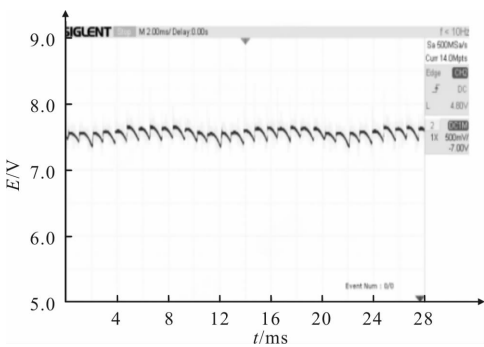


图 11 电机 1 反电动势测试波形图

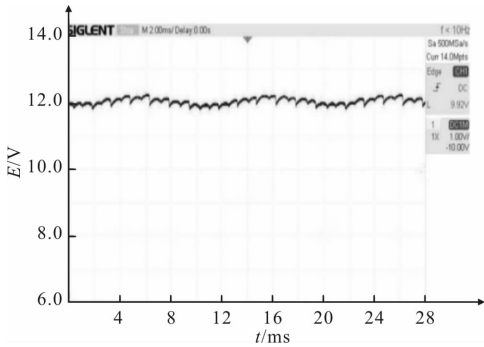


图 12 电机 2 反电动势测试波形图



图 13 样机图片

表 6 3000r/min 样机反电动势测试结果与计算值对比

反电动势值/ V	电机 1	电机 2
计算值	7.48	12.76
实测值	7.55	12.03
误差比率	0.93%	6.10%

由表 6 可以看出,使用本文提供的计算公式得到的电机反电动势计算值与样机实测值接近,误差分别为 0.93% 和 6.10%。

4.3 电机性能指标确认

由于空心杯电枢电机的电感量非常小,在进行性能计算时,为简化计算,可忽略电感对电机性能的影响。电机的性能可以通过下式来进行计算,

空载电流 $I_0 = T_f / K_t$, 式中, T_f 为轴与轴承摩擦阻力, K_t 为电机扭矩常数, $K_t = K_e$ 。

空载转速 $N_0 = (U - I_0 R) / K_e$, 式中, U 为电机输入电压, R 为电机端子间电阻。

负载电流 $I_a = (T_f + T_a) / K_t$, 式中, T_a 为电机额定扭矩。

负载转速 $N_a = (U - I_a R) / K_e$ 。

电机的性能计算值与实测值结果如表 7, 表 8 所示。

表 7 电机 1 性能测试结果与计算值对比

性能指标	指标	计算值	实测值	误差比率
输入电压/ V	24	24	24	/
额定扭矩/ Nm	0.0263	0.0263	0.0263	/
摩擦阻力/ Nm	/	0.0008	0.0008	/
端子电阻/ Ω	/	2.05	2.05	/
电机反电动势常数/ (V/(rad/s))	/	0.0238	0.0240	0.93%
额定点电流/ A	< 1.25	1.139	1.120	1.67%
额定负载转速/(r/min)	8750	8693	8528	1.93%
额定输出功率/ W	24.100	23.94	23.49	1.93%
额定点效率/ %	> 80	87.60	87.37	0.23

表 8 电机 2 性能测试结果与计算值对比

性能指标	指标	计算值	实测值	误差比率
输入电压/ V	24	24	24	/
额定扭矩/ Nm	0.015	0.015	0.015	/
摩擦阻力/ Nm	/	0.0015	0.0015	/
端子电阻/ Ω	/	7.04	7.04	/
电机反电动势常数/ (V/(rad/s))	/	0.0406	0.0383	6.10%
额定点电流/ A	< 0.44	0.406	0.425	4.38%
额定负载转速/(r/min)	5000	4972	4991	0.38%
额定输出功率/ W	7.853	7.809	7.839	0.38%
额定点效率/ %	> 75	80.07	76.86	3.21

表中误差比率为电机性能计算值与实测值之差相对实测值的比率。由表 7 和表 8 可以看出,使用本文提供的计算公式得到的电机性能计算值与样机实测值接近,误差在 5% 以内,且电机性能满足指标要求。

5 结 语

本文对微型空心杯电枢有刷电机的反电动势计算的研究有以下突出点,

(1)对永磁体为平行充磁的电机,考虑了微型电机的永磁体内外圆半径差较大的情况,通过分析磁势与气隙磁导,得到径向气隙磁密的计算解析式和径向气隙磁密基波幅值,此为保证反电动势计算准确性的先决条件。

(2)研究针对在工程应用中较为广泛的绕组形式-菱形和六边形绕组,分析了绕组元件数以及永磁体相对绕组轴向位置对电机反电动势的影响,并推导出了电机反电动势的计算解析式。本文提出的计算思路也可展开到使用不同绕组类型的电机反电动势的计算。

(3)文中对比了两款采用不同形状绕组的电机的反电动势计算值与实测值,误差比率分别为 0.93% 和 6.10%,说明了本文给出的电机反电动势计算解析式的准确性。除本文中给出的两款电机的分析对比外,作者也对其他不同的电机进行了对比分析,得到的计算值与实测值非常接近,对本文的反电动势解析式的准确性作了进一步的支持。

(下转第 75 页)

基于模糊控制器的双通道多对极旋转变压器低频振动抑制方法

王德文¹, 尹蓉慧²

(1. 国网甘肃省电力公司, 甘肃 兰州 730030; 2. 国网甘肃省电力公司金昌供电公司, 甘肃 金昌 737100)

摘要: 针对低频振动抑制响应时间过长、低频振动抑制效果较差等问题, 提出基于模糊控制器的双通道多对极旋转变压器低频振动抑制方法研究。解耦处理旋转变压器双通道信号, 并精准地提取振动信号的幅值、频率与相位差。设计模糊控制器, 其由模糊化接口、规则库、模糊推理与去模糊化接口构成。以振动幅值、频率和相位差为依据, 以设计模糊控制器为工具, 通过输入变量与输出变量模糊化与隶属度函数设计、模糊规则库构建、去模糊化处理, 确定旋转变压器低频振动抑制变量, 通过执行机构即可实现研究目标。实验结果显示: 设计方法通过 18s 将低频振动幅值抑制为 $0\mu\text{m}$; 设计方法应用后振动幅值与振动频率下降幅度更大, 其最小值达到了 $1\mu\text{m}$ 与 2Hz。

关键词: 低频振动抑制; 双通道多对极旋转变压器; 输入变量选择; 模糊控制器; 输出变量定义

中图分类号: TM383.2

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)07-0021-05

Low-frequency Vibration Suppression Method of Dual-channel Multi-pole Resolver Based on Fuzzy Controller

WANG Dewen¹, YIN Ronghui²

(1. State Grid Gansu Electric Power Company, Lanzhou 730030, China;

2. State Grid Gansu Province Electric Power Company Jinchang Power Supply Company, Jinchang Gansu 737100, China)

Abstract: Aiming at the problems of long response time and poor suppression effect of low-frequency vibration, a research on low-frequency vibration suppression method for dual channel multi pole rotary transformer based on fuzzy controller was proposed. Decoupling the dual channel signal of the rotary transformer and accurately extracting the amplitude, frequency, and phase difference of the vibration signal. Designed a fuzzy controller consisting of a fuzzy interface, rule library, fuzzy inference, and deblurring interface. Based on the vibration amplitude, frequency, and phase difference, a fuzzy controller was designed as a tool to determine the low-frequency vibration suppression variables of the rotary transformer through input and output variable fuzzification, membership function design, fuzzy rule library construction, and deblurring processing. The research objectives can be achieved through the execution mechanism. The experimental results show that the design method suppresses the low-frequency vibration amplitude to $0\mu\text{m}$ within 18 seconds. After applying the design method, the vibration amplitude and frequency decrease more significantly, with the minimum values reaching $1\mu\text{m}$ and 2Hz.

Key words: low frequency vibration suppression; dual-channel multi-pole resolver; input variable selection; fuzzy controller; output variable definition

0 引言

双通道多对极旋转变压器是伺服控制领域的核心传感器之一, 由定子和转子构成。其中, 双通道设计指的是旋转变压器拥有两套独立的信号输出通道, 可有效提升其容错能力与可靠性; 多对极结构则使旋转变压器在相同的机械旋转角度下能产生更多电周期信号, 从而更精确地感知转子位置变化,

提升角度测量分辨率, 满足高精度位置检测需求。然而, 在实际应用中, 由于机械振动、电气干扰、环境变化等因素, 旋转变压器易产生低频振动, 进而影响位置检测精度、可靠性和安全性, 阻碍其在高精度伺服系统中的应用与发展。从机械角度出发, 旋转变压器的定子和转子存在一定程度的同轴度偏差与几何误差, 导致转子高速旋转时气隙不均匀, 造成磁场分布发生变化, 引发周期性的电磁力波动,

收稿日期: 2025-09-13

作者简介: 王德文(1988), 男, 工程师, 研究方向为变电一次设备运检技术, 电力工程项目管理, 资产全生命周期管理, 生产成本精益管理。

尹蓉慧(1992), 女, 工程师, 研究方向为变电设备高压试验, 绝缘分析诊断, 电气设备绝缘油、气理化分析等。

进而诱发旋转变压器产生低频振动；从电气角度出发，输出信号处理电路中的干扰与激励绕组中的电流谐波，均可以扰乱旋转变压器内部的电磁场，从而促使旋转变压器产生低频振动。由此可见，深入研究双通道多对极旋转变压器低频振动的抑制方法，对于提高旋转变压器的性能和可靠性具有至关重要的意义。

已有低频振动抑制方法由于应用控制器性能不足、信号解耦精度低等问题的存在，难以满足对双通道多对极旋转变压器的应用需求。其中，文献[1]提出一种双向压电 SSD 方法，其在电压上翻时向压电元件注能，下翻时通过吸能电路回收能量，从而最大化机电转换效率。设计方法需设计独立的注能与吸能电路，增加了硬件实现的难度和成本，降低了设计方法的普遍适用性；文献[2]针对转子系统不平衡振动问题，结合电磁平衡执行器和自修正系数法，引入模糊 PID 算法优化配重盘动作步长。模糊 PID 规则库需依赖专家经验或大量实验数据，参数整定过程繁琐，进而降低了设计方法的实时性；文献[3]针对飞机刹车系统压力振荡问题，建立阀-管路系统非线性模型，揭示其自激振动源于回油反馈形成的正反馈环路。增大回油容腔需重新设计液压回路，可能影响其他子系统性能，而取消回油反馈虽抑制振动，但可能削弱压力控制的动态响应能力，从而无法保障设计方法的应用效果；文献[4]针对谐波减速器、齿皮带等柔性环节引发的机械谐振，建立含变刚度与大减速比的数学模型，提出动态转矩反馈闭环。转矩观测准确性容易受刚度系数变化影响，参数失配会导致估计误差，进而降低振动抑制效果。

由此，提出基于模糊控制器的双通道多对极旋转变压器低频振动抑制方法研究。

1 双通道多对极旋转变压器低频振动抑制方法设计

1.1 双通道信号解耦处理

通常情况下，双通道多对极旋转变压器输出两路信号——正弦通道信号与余弦通道信号，由于安装偏差、制造误差、外部干扰等因素的影响，两路信号存在耦合现象，故需要对其进行解耦处理，并精准地提取振动信号的幅值、频率与相位差，为后续研究奠定坚实的基础。

设定旋转变压器两路耦合信号表达式为

$$\begin{cases} S_m = S + \kappa_{SC} \cdot C \\ C_m = C + \kappa_{CS} \cdot S \end{cases} \quad (1)$$

式中， S_m 与 C_m 为测量得到的正弦通道信号与余弦通道信号； S 与 C 为理想的解耦后信号； κ_{SC} 与 κ_{CS} 为耦合系数。

设计方法通过矩阵方程对理想的正弦通道信号 S 与余弦通道信号 C 进行求解，表达式为

$$\begin{bmatrix} S \\ C \end{bmatrix} = \frac{1}{1 - \kappa_{SC} \cdot \kappa_{CS}} \begin{bmatrix} 1 & -\kappa_{SC} \\ -\kappa_{CS} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_m \\ C_m \end{bmatrix} \quad (2)$$

求解式(2)后，通过矩阵求逆得到 $S = \kappa^{-1} S_m$ ，结合测量得到的有耦合信号反推出理想的无耦合信号，即可获得解耦后的正弦通道信号 S 与余弦通道信号 C ，表达式为

$$\begin{cases} S = A_s \cdot \sin(\omega t + \varphi_s) \\ C = A_c \cdot \sin(\omega t + \varphi_c) \end{cases} \quad (3)$$

式中， A_s 与 A_c 为正弦通道信号与余弦通道信号的幅值； ω 为角频率； φ_s 与 φ_c 为正弦通道信号与余弦通道信号的相位。

以解耦后的双通道信号为基础，提取振动信号幅值，表达式为

$$A = A_0 \sqrt{\sin^2(\omega t + \varphi_s) + \sin^2(\omega t + \varphi_c)} \quad (4)$$

式中， A 为振动信号幅值； A_0 为双通道信号幅值，即 $A_0 = A_s = A_c$ 。

对双通道信号 S 与 C 进行傅里叶变换处理，表达式为

$$\begin{cases} F(\omega') = \int S \cdot e^{-j\omega' t} dt \\ F(\omega') = \int C \cdot e^{-j\omega' t} dt \end{cases} \quad (5)$$

式中， $F(\omega')$ 为双通道信号的频谱函数； ω' 为角频率变量； j 为虚数单位。

在频谱图 $F(\omega')$ 中找到幅值最大频率分量对应的频率，以此为基础，即可获得振动信号频率^[5]，提取公式为

$$f = \frac{\hat{\omega}}{2\pi} \quad (6)$$

式中， f 为振动信号频率； $\hat{\omega}$ 为 $F(\omega')$ 中幅值最大频率分量对应的频率。

设置一个参考正弦信号 $\sin(\omega t)$ 与参考余弦信号 $\cos(\omega t)$ ， ω 为角频率，将解耦后的正弦通道信号 S 、余弦通道信号 C 与参考正弦信号、参考余弦信号相乘，以此为基础，通过与原频参考信号相乘和低通滤波，将信号的相位信息从高频载波中解调出来，变成一个直流或低频变量，从而可以用反正切函数精确计算，表达式为

$$\begin{cases} \hat{\varphi}_s = \arctan\left(\frac{V_{s2}}{V_{s1}}\right) \\ \hat{\varphi}_c = \arctan\left(\frac{V_{c2}}{V_{c1}}\right) \end{cases} \quad (7)$$

式中, $\hat{\varphi}_s$ 与 $\hat{\varphi}_c$ 为双通道信号相位修正结果; V_{s1} 与 V_{c1} 为双通道信号与参考正弦信号相乘结果; V_{s2} 与 V_{c2} 为双通道信号与参考余弦信号相乘结果。

以式(7)输出结果为依据, 提取振动信号对应的相位差, 完成双通道信号解耦, 表达式为

$$\Delta\varphi = \hat{\varphi}_c - \hat{\varphi}_s \quad (8)$$

式中, $\Delta\varphi$ 为振动信号相位差。

式(7)和式(8)中, 完成了双通道多对极旋转变压器双通道信号的解耦处理, 并准确提取振动信号的幅值 A 、频率 f 和相位差 $\Delta\varphi$ 。

1.2 模糊控制器设计

基于双通道多对极旋转变压器低频振动抑制需求, 设计模糊控制器, 结合幅值、频率与相位差, 其能够运用模糊集合理论将低频振动控制经验量化处理, 从而应用计算机实现低频振动的控制。

在低频振动抑制任务中, 模糊控制器具有显著的优势, 例如非线性系统适配能力、多变量协同控制能力、强鲁棒性与容错性等, 其由模糊化接口、规则库、模糊推理与去模糊化接口构成, 模糊控制器结构图如图1所示。

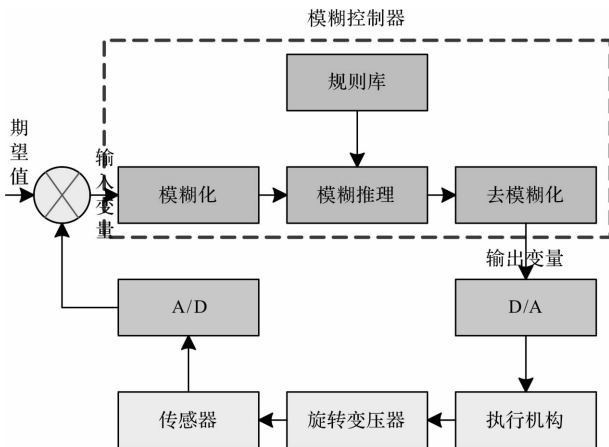


图1 模糊控制器结构图

如图1所示, 设置模糊控制器输入变量为振动幅值 A 、频率 f 和相位差 $\Delta\varphi$, 输出变量为补偿电流 I_r , 其主要用于调整旋转变压器电磁场, 抑制低频振动^[6]。

1.3 旋转变压器低频振动抑制变量确定

以1.1节提取的振动幅值 A 、频率 f 和相位差 $\Delta\varphi$ 为基础, 以1.2节设计的模糊控制器为工具, 从而确定旋转变压器低频振动抑制变量。

步骤一: 输入变量与输出变量模糊化与隶属度函数设计。

模糊化处理主要是将输入变量与输出变量转换为模糊语言变量, 并设计相应的隶属度函数^[7]。其中, 输入变量隶属度函数为

$$A = \begin{cases} A_L & A \leq A_1 \\ A_M & A_1 < A \leq A_2 \\ A_H & A > A_2 \end{cases}, f = \begin{cases} f_L & f \leq f_1 \\ f_M & f_1 < f \leq f_2 \\ f_H & f > f_2 \end{cases}, \Delta\varphi = \begin{cases} \Delta\varphi_L & |\Delta\varphi| \leq \varphi_1 \\ \Delta\varphi_M & \varphi_1 < |\Delta\varphi| \leq \varphi_2 \\ \Delta\varphi_H & |\Delta\varphi| > \varphi_2 \end{cases} \quad (9)$$

式中, A_L 、 A_M 与 A_H 为振动幅值低、中与高; A_1 与 A_2 为幅值阈值; f_L 、 f_M 与 f_H 为振动频率低、中与高; f_1 与 f_2 为频率阈值; $\Delta\varphi_L$ 、 $\Delta\varphi_M$ 与 $\Delta\varphi_H$ 为振动相位差的小、中与大; $|\Delta\varphi|$ 为相位差的绝对值; φ_1 与 φ_2 为相位差阈值。

旋转变压器低频振动抑制变量——输出变量(补偿电流 I_r)隶属度函数为

$$I_r = \begin{cases} I_{r,NB} & I_r \leq I_{r1} \\ I_{r,NM} & I_{r1} < I_r \leq I_{r2} \\ I_{r,ZO} & I_{r2} < I_r \leq I_{r3} \\ I_{r,PM} & I_{r3} < I_r \leq I_{r4} \\ I_{r,PB} & I_r > I_{r4} \end{cases} \quad (10)$$

式中, $I_{r,NB}$ 、 $I_{r,NM}$ 、 $I_{r,ZO}$ 、 $I_{r,PM}$ 与 $I_{r,PB}$ 为补偿电流负大、负中、零、正中与正大; I_{r1} 、 I_{r2} 、 I_{r3} 与 I_{r4} 为补偿电流阈值。

步骤二: 模糊规则库构建。

设计方法采用“如果-则”形式的规则, 例如如果振动幅值高 A_H 且振动频率低 f_L 且相位差大 $\Delta\varphi_H$, 则补偿电流为 $I_{r,PB}$ ^[8]。依据示例构建模糊规则库, 具体如表1所示。

表1 模糊规则库示意表

f_L	$\Delta\varphi_L$	$\Delta\varphi_M$	$\Delta\varphi_H$
A_H	$I_{r,PM}$	$I_{r,PM}$	$I_{r,PB}$
A_M	$I_{r,ZO}$	$I_{r,ZO}$	$I_{r,NM}$
A_L	$I_{r,ZO}$	$I_{r,ZO}$	$I_{r,NB}$

需要注意的是, 由于设计方法研究目标为低频振动抑制, 故输入变量振动频率固定为 f_L 。

步骤三: 去模糊化处理。

去模糊化处理主要是将模糊控制器输出变量转换为精确控制量的过程, 设计方法主要采用重心算法^[9], 其计算公式为

$$I_r = \frac{\sum_{i=1}^n \mu_i \cdot I_{r,i}}{\sum_{i=1}^n \mu_i} \quad (11)$$

式中, n 为模糊规则的总条数, 取值为 9; μ_i 为第 i 条模糊规则的激活强度; $I_{r,i}$ 为第 i 条模糊规则对应的补偿电流值。

将式(11)输出结果 I_r 反馈给执行机构^[10], 即可实现双通道多对极旋转变压器低频振动的有效抑制与控制, 为旋转变压器稳定作业提供有效的助力。

2 实验

选取 RT-2000-D4P8 型号双通道多对极旋转变压器作为实验对象, 联合实验需求共同搭建实验场景, 实验场景示意图如图 2 所示。

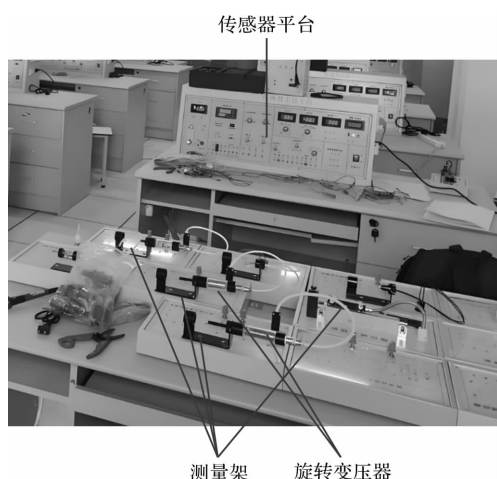


图 2 实验场景示意图

对实验对象——双通道多对极旋转变压器(RT-2000-D4P8)基本参数进行配置, 如下所示:

- 极对数: 4 对极(双通道);
- 额定输入电压: 26V;
- 额定输出电压: 11.8V;
- 工作频率范围: 400Hz ~ 10kHz;
- 精度等级: $\pm 0.1^\circ$;
- 绝缘电阻: $\geq 500\text{M}\Omega$;
- 耐压强度: 1000V;
- 防护等级: IP67;
- 工作温度范围: $-55^\circ\text{C} \sim +125^\circ\text{C}$ 。

实验均采用 RT-2000-D4P8 旋转变压器作为测试对象, 在实验对象允许的工作温度范围内进行, 采取电磁屏蔽措施以排除干扰。采用高精度位移传感器和加速度计测量振动幅值和振动频率, 采样频率为 1 kHz, 原始数据保存供复核。

选取基于正逆压电效应的低频振动抑制方法与

基于自修正系数和模糊 PID 的低频振动抑制方法作为对照方法, 联合设计方法共同进行实验。应用设计方法、基于正逆压电效应的低频振动抑制方法与基于自修正系数和模糊 PID 的低频振动抑制方法对旋转变压器低频振动进行抑制, 响应曲线如图 3 所示。

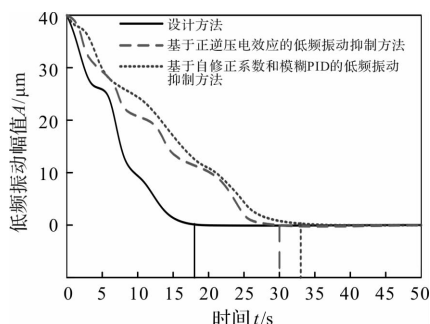


图 3 低频振动抑制响应曲线示意图

如图 3 所示, 设计方法通过 18s 将低频振动幅值抑制为 $0\mu\text{m}$; 基于正逆压电效应的低频振动抑制方法通过 30s 将低频振动幅值抑制为 $0\mu\text{m}$; 基于自修正系数和模糊 PID 的低频振动抑制方法通过 33s 将低频振动幅值抑制为 $0\mu\text{m}$ 。通过数据对比可知: 设计方法低频振动抑制响应时间更短, 这主要是因为设计方法应用了模糊控制器, 凭借其强大的自适应特性与非线性映射能力, 可以根据旋转变压器的实时振动变量(幅值、频率与相位差), 快速而精准地调整低频振动抑制变量, 实现对低频振动的快速且有效抑制, 从而显著提升了设计方法低频振动抑制的响应速度和抑制效果。

应用设计方法、基于正逆压电效应的低频振动抑制方法与基于自修正系数和模糊 PID 的低频振动抑制方法进行对比实验, 记录实验前、后的振动幅值与振动频率, 如图 4 与图 5 所示。

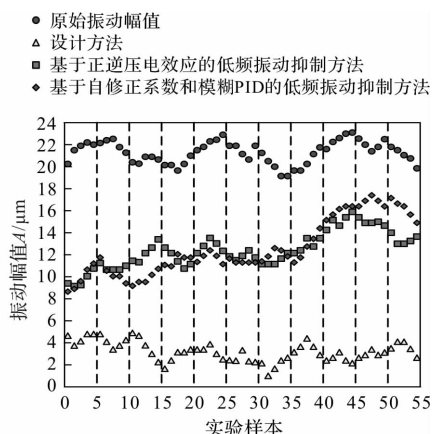


图 4 振动幅值抑制效果

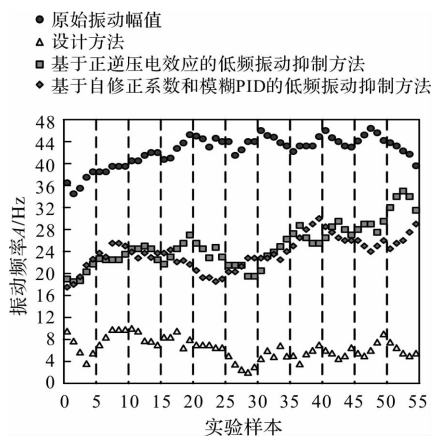


图5 振动频率抑制效果

如图4所示,相较于基于正逆压电效应的低频振动抑制方法与基于自修正系数和模糊PID的低频振动抑制方法来看,设计方法应用后振动幅值下降幅度更大,其最小值达到了 $1\mu\text{m}$,表明其振动幅值抑制效果更佳;如图5所示,设计方法应用后振动频率下降幅度远远大于基于正逆压电效应的低频振动抑制方法与基于自修正系数和模糊PID的低频振动抑制方法,其最小值达到了 2Hz ,表明其振动频率抑制效果更好。这主要是因为设计方法对旋转变压器双通道信号进行了解耦处理,从而有效地提升了振动幅值、频率与相位差的提取精度,为模糊控制器提供了更加精准的输入变量。与此同时,模糊控制器基于低频振动抑制需求,对输入变量与输出变量隶属度函数进行了科学、合理地构造,并联合实际经验构建了模糊规则库,利用去模糊化处理确定了低频振动抑制变量(补偿电流 I_r),从而有效地提升了设计方法的低频振动幅值与频率抑制效果。

施加 $0.5 \sim 5\text{Hz}$ 随机机械振动(振幅 $\leq 0.1\text{mm}$),模拟设备安装平台的现场振动环境。在 $0 \sim 350\text{rad}$ 机械转角范围内,分别测试了频振动抑制方法与基于自修正系数和模糊PID的低频振动抑制方法在机械振动下的角度跟踪误差。得到拟合误差对比图如图6所示。

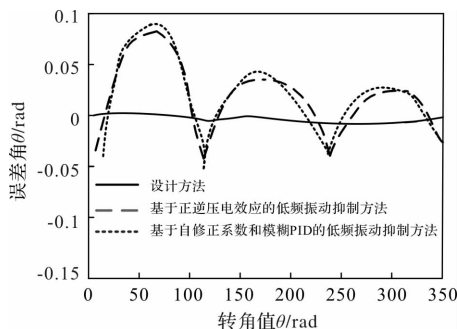


图6 拟合误差对比图

由图6可知,本文方法因模糊控制器对时变振动特征的自适应能力,误差幅值稳定在 $\pm 0.05\text{rad}$ 内;对比方法中,基于正逆压电效应的方法受机械振动耦合影响显著,模糊PID方法因参数固定性导致 $\pm 0.08\text{rad}$ 的周期性波动。有效验证了双通道信号解耦与自适应模糊控制的协同抑振机制,证明了方法在非理想工况下的鲁棒性。

3 结 语

双通道多对极旋转变压器在运行过程中存在着低频振动问题,不仅会影响自身的运行安全性与稳定性,还会间接影响伺服系统的控制精度。因此,提出基于模糊控制器的双通道多对极旋转变压器低频振动抑制方法研究,有效地缩短了旋转变压器低频振动抑制的响应时间,提升了振动幅值与振动频率抑制效果,为相关研究提供一定的借鉴。

参考文献

- [1] 虞丽源, 吴义鹏, 刘轩, 等. 基于正逆压电效应的高能效振动半主动控制方法[J]. 振动工程学报, 2023, 36(4): 996-1004.
- [2] 许聪聪, 潘鑫, 张皓宇, 等. 基于自修正系数和模糊PID的高端装备亚微米级不平衡振动靶向抑制方法[J]. 机械工程学报, 2023, 59(13): 184-192.
- [3] 徐远志, 焦宗夏, 冯昊, 等. 飞机液压刹车系统的自激振动分析与抑制[J]. 机械工程学报, 2024, 60(16): 200-208.
- [4] 李佩颖, 夏加宽, 万成超. 基于动态转矩反馈的机械臂柔性系统振动抑制[J]. 电气传动, 2023, 53(4): 9-14.
- [5] 钱国超, 王山, 张家顺, 等. 基于GRNN-MC的变压器振动信号预测[J]. 电工电能新技术, 2024, 43(3): 41-48.
- [6] 谢璐佳, 张凡, 刘灿东, 等. 基于分步有限元法的110kV变压器振动与噪声研究[J]. 高压电器, 2023, 59(8): 22-34.
- [7] 骆思佳, 廖瑞金, 王有元, 等. 带变权的电力变压器状态模糊综合评判[J]. 高电压技术, 2007, 33(8): 106-110.
- [8] 饶丹青, 翁汉琨, 郭祎达, 等. 分布式能源功率倒送引发变压器过电流保护误动场景及对策[J]. 电力自动化设备, 2023, 43(4): 207-212.
- [9] 阳瑞霖, 莫凡, 金艳, 等. 基于重心平均动态时间规整算法的有载分接开关机械故障诊断[J]. 高电压技术, 2023, 49(4): 1515-1525.
- [10] 董磊, 苏建徽, 施永, 等. 35 kV电网模拟器电压反馈影响及改进方法[J]. 电测与仪表, 2024, 61(8): 166-171.

基于改进复系数扩张状态观测器的无相移 DTP-PMSM 无传感器控制

王嘉星¹, 但凤娟², 丁文¹, 李亚琦¹, 杨俊¹, 曾志毅¹

(1. 西安交通大学 电气工程学院, 西安 710049; 2. 西安航天动力研究所, 西安 710076)

摘要: 无相移的双三相永磁同步电机以其高功率密度、宽调速范围和高能效而备受关注。然而, 由于两套三相绕组间不存在相移, 传统的矢量空间解耦方法无法有效实现转矩分量与谐波分量的解耦, 限制了无传感器控制策略的精度和鲁棒性。为此, 本文提出了一种改进的无相移双三相电机的数学模型, 并在此基础上设计了一种基于复系数扩张状态观测器的无感控制方法, 用于提高转子位置和转速估计精度。所提出的观测器具备频率自适应的带通特性, 能够在不增加额外数字滤波器的情况下实现对反电势的准确估计。与传统反电势观测器相比, 该方法对反电势谐波具有更强的抑制能力, 从而显著降低位置估计误差和转速估计误差。通过稳态和动态实验验证, 结果表明所提出的复系数扩张状态观测器能够有效提升无相移双三相电机的无传感器控制系统的性能, 实验结果验证了该方法的有效性。

关键词: 无相移的双三相电机; 矢量空间解耦; 无位置传感器控制; 复系数扩张状态观测器

中图分类号: TM351; TM341; TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)07-0026-09

Sensorless Control Strategy for DTP-PMSM Without Phase Shifting Based on Complex-coefficient Extended State Observer

WANG Jiaying¹, DAN Fengjuan², DING Wen¹, LI Yaqi¹, YANG Jun¹, ZENG Zhiyi¹

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

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

Abstract: Dual-three-phase permanent magnet synchronous motors (DTP-PMSMs) without phase shifting has attracted considerable attention due to its high power density, wide speed range, and high efficiency. However, since there is no phase shift between the two three-phase windings, the traditional vector space decoupling method cannot effectively separate the torque and harmonic components, limiting the accuracy and robustness of sensorless control strategies. To address this issue, this paper proposed an improved mathematical model of the DTP-PMSMs without phase shifting and, based on this model, designed a sensorless control method using a complex-coefficient extended state observer (CCF-ESO) to enhance rotor position and speed estimation accuracy. The proposed observer featured a frequency-adaptive band-pass characteristic, enabling accurate estimation of back electromotive force without additional digital filters. Compared with conventional back-EMF observers, this method exhibits stronger suppression of back-EMF harmonics, significantly reducing position and speed estimation errors. Steady-state and dynamic experiments demonstrate that the proposed CCF-ESO can effectively improve the performance of the sensorless control system for DTP-PMSM without phase shifting, confirming the effectiveness of the method.

Key words: DTP-PMSM without phase shifting; vector space decomposition; sensorless control; CCF-ESO

0 引言

近年来, 双三相永磁同步电机 (Dual three-phase

permanent magnet synchronous motor, DTP-PMSM) 作为一种多相电机, 具有功率密度大、可靠性高、容错能力强等优点, 因此在航空航天和船舶推进领域

收稿日期: 2026-03-10

作者简介: 王嘉星(2002), 男, 硕士, 研究方向为电机设计与控制。

但凤娟(1984), 女, 本科, 工程师, 研究方向为电机控制。

通讯作者: 丁文(1981), 男, 博士, 副教授, 研究方向为电机设计与控制。

李亚琦(2004), 女, 硕士, 研究方向为电机设计与控制。

杨俊(2000), 男, 硕士, 研究方向为电机设计与控制。

曾志毅(2001), 男, 硕士, 研究方向为电机设计与控制。

得到了广泛的应用。DTP-PMSM 由两套有特定相移的电枢绕组组成, 具有 30° 相移的 DTP-PMSM 是目前应用最为广泛的结构形式之一, 已被广泛研究^[1-3]。相比之下, 无相移的 DTP-PMSM 表现出更高的绕组系数, 并减少了两套绕组之间的电磁耦合, 具有高功率密度、宽调速范围、高能效等优势^[4]。然而现有的研究主要集中在此类电机的本体设计上, 而对驱动和控制策略的研究还相对有限。

矢量空间解耦(VSD)方法能够有效实现电机中转矩分量与谐波分量的解耦控制, 从而提升系统的动态响应性能。该方法已广泛应用于具有 30° 相移的 DTP-PMSM。然而, 传统的矢量空间解耦(VSD)方法并不适用于无相移 DTP-PMSM^[5]。这是因为当两套三相绕组之间不存在相移时, 基波平面与谐波平面重合, 导致基波分量无法从谐波分量中实现有效解耦。因此, 为了实现对无相移 DTP-PMSM 的有效控制, 有必要对传统的 VSD 方法进行相应的改进。

DTP-PMSM 的矢量控制通常依赖于准确的转子位置和转速信息, 因此传统系统往往需要在电机轴端安装机械式位置传感器。但对于双三相电机而言, 由于具有两套三相绕组, 其结构更加紧凑、体积较小, 使得编码器等位置检测装置的安装空间受限。为此, 研究者提出利用无感方法, 通过算法对转子位置进行实时推算, 从而避免使用物理传感器, 在减小硬件的同时提升驱动系统的运行稳定性^[6-8]。

传统的 BEMF 估计主要包括滑模观测器、扩张卡尔曼滤波器、线性扩张状态观测器、磁链观测器^[9]等, 在这些传统的反电动势观测器中, 由于 SMO 中使用了符号函数, 通常采用一阶低通滤波器来提取基波 BEMF^[10], 传统的 EKF 和传统的 LE-SO^[11]表现出二阶低通特性。这些具有低通特性的观测器将导致估计的 BEMF 出现相位延迟。因此, 反电动势产生的稳态位置估计并不准确, 位置误差是不可避免的, 且稳态位置估计误差与电机运行频率正相关, 这就需要相位补偿来提高位置估计精度^[12]。除了稳态位置估计误差之外, 谐波引起的位置估计误差同样会对转子位置估计精度产生不利影响。这类误差通常来源于系统中的非理想因素, 例如逆变器的非线性特性以及电机内部的空间谐波等。在这些谐波分量中, 5 次和 7 次谐波往往占据主要成分, 对位置估计性能影响最为显著^[13-14]。为了解决这个问题, 一种有效的方法是在这些传统的反电

动势观测器之后添加额外的滤波器来抑制谐波。附加滤波器主要包括自适应陷波滤波多个自适应矢量滤波器、二阶广义积分器^[15]、和自适应复系数滤波器^[16]等。虽加滤波器可以有效抑制谐波位置估计误差, 但它们增加了计算成本和参数调整的复杂性。

因此, 设计一种结构简单且具有频率自适应带通特性的观测器, 对于在无需附加数字滤波器的条件下实现对反电势谐波的有效抑制具有重要意义。针对上述问题, 本文提出了一种基于复系数扩张状态观测器(CCF-ESO)的无位置传感器控制策略, 以提高无传感器控制系统中的转子位置与转速估计精度。所提出的观测器具备频率自适应的带通特性, 能够在不引入额外数字滤波器的情况下实现对反电势的有效估计。同时, 与传统反电势观测器相比, 该方法对反电势谐波具有更强的抑制能力, 从而显著降低位置估计误差和转速估计误差。最后, 通过稳态与动态实验对所提出方法进行了验证, 结果表明该观测器能够有效提升无相移 DTP-PMSM 无传感器控制系统的整体性能, 证明了复系数扩张状态观测器方法的有效性。

1 无相移 DTP-PMSM 驱动系统的工作原理

1.1 无相移 DTP-PMSM 数学模型

双三相 PMSM 的物理模型如图 1 所示, 定子绕组由两套 Y 型连接的三相绕组构成, 两套三相绕组的编号分别为 A_1, B_1, C_1 和 A_2, B_2, C_2 相。将第一套三相绕组中相与第二套三相绕组相之间的电角度差定义为双三相永磁同步电机的相移角 α 。本文电机为无相移双三相 PMSM, 两套绕相移 0° 且中性点电气隔离。

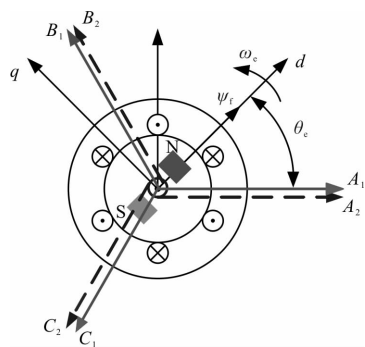


图 1 双三相 PMSM 的物理模型

传统的向量空间分解(VSD)方法是基于 30° 相移设计的。然而, 当相移角为 0° 时, 基波子空间和谐波子空间重合, 导致传统的 VSD 模型失效。因此,

干扰的能力。

在电网中系统中,常用的复系数滤波器(CCF)在中心频率处具有单位增益和零相位,在中心频率外具有衰减,已被广泛引入电网电压控制领域,用于分离基波正、负序分量,并在 PMSM 驱动系统中实现电流谐波的有效抑制。典型的一阶 CCF 的传递函数如下:

$$G_{\text{CCF}}(s) = \frac{\omega_c}{s - j\omega_e + \omega_c} \quad (12)$$

式中, ω_e 为 CCF 的中心频率, ω_c 为滤波器衰减系数。

将所需观测器的传递函数设计为式(12)可以实现所需的频率特性。对于基波分量,将 $s = j\omega_e$ 带入式(12)可得:

$$G_{\text{CCF}}(j\omega_e) = \frac{\omega_c}{\omega_c} = 1 \angle 0^\circ \quad (13)$$

根据式(13), CCF 观测器可以提取基波分量而没有幅度衰减和相移。

对于谐波分量,将 $s = nj\omega_e$ 带入式(12)中可得:

$$G_{\text{CCF}}(nj\omega_e) = \frac{\omega_c}{(n-1)j\omega_e + \omega_c} = \frac{\omega_c}{\sqrt{(n-1)^2\omega_e^2 + \omega_c^2}} \angle \gamma_n \quad (14)$$

式中, $\gamma_n = \arctan[(1-n)\omega_e/\omega_c]$ 。

根据式(14), CCF 观测器可以衰减谐波分量。

为了直观地显示期望观测器的频率特性,不同 ω_c 下的期望观测器的伯德图如图 5 所示,其中 $\omega_e = 300 \text{ Hz}$ 。所需的观测器在中心频率处表现出具有单位增益和零相位的带通特性,并且远离基频时有较深的衰减。因此, CCF 观测器满足期望的频率特性。

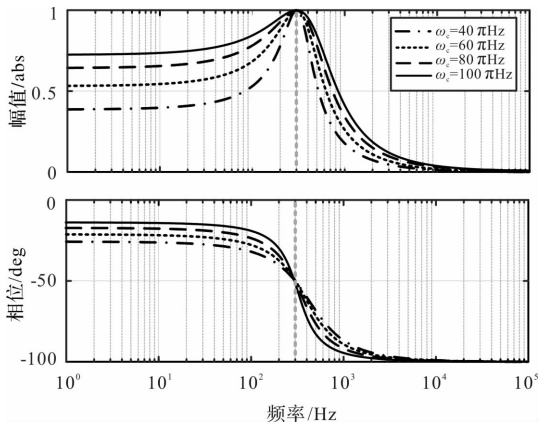


图 5 G_{CCF} 传递函数伯德图

2.2 复系数扩张状态观测器的结构设计

通过改变扩张状态观测器的增益作为增益函数,然后设计增益函数以获得式(12)所示的传递函数,可以实现所需的观测器。

单输入输出的一阶系统可表示为

$$\begin{cases} px_1 = f(x_1, t) + d(t) + bu \\ y = x_1 \end{cases} \quad (15)$$

式中, x_1 为状态变量, $f(x_1, t)$ 为已知扰动, $d(t)$ 为未知扰动, b 为系统参数, u 为系统输入, y 为系统输出

通过引入扩张状态变量 $x_2 = d(t)$, 则式(15)可以表示为

$$\begin{cases} px_1 = f(x_1, t) + d(t) + bu \\ px_2 = pd(t) \\ y = x_1 \end{cases} \quad (16)$$

根据式(16), ESO 可以建模如下:

$$\begin{cases} p\hat{x}_1 = f(\hat{x}_1, t) + \hat{x}_2 - l_1(\hat{x}_1 - x_1) + bu \\ p\hat{x}_2 = -l_2(\hat{x}_1 - x_1) \end{cases} \quad (17)$$

式中, l_1, l_2 为 ESO 的增益。

根据式(9), 无相移 DTP-PMSM 在 $\alpha\beta$ 基波子空间状态方程可以重写为

$$\begin{bmatrix} p\hat{i}_\alpha \\ p\hat{i}_\beta \end{bmatrix} = -\frac{R}{L_d} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} - \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (18)$$

将 DTP-PMSM 的反电动势扩展为新的状态变量, $z_{\alpha\beta} = -e_{\alpha\beta}/L_d$, 则式(18)可以改写为

$$pi_{\alpha\beta} = bu_{\alpha\beta} - ai_{\alpha\beta} + z_{\alpha\beta} \quad (19)$$

式中, $a = R_s/L_d$, $b = 1/L_d$ 。

则其 ESO 可以设计为

$$\begin{cases} p\hat{i}_{\alpha\beta} = bu_{\alpha\beta} - a\hat{i}_{\alpha\beta} + \hat{z}_{\alpha\beta} - l_1(\hat{i}_{\alpha\beta} - i_{\alpha\beta}) \\ p\hat{z}_{\alpha\beta} = -l_2(\hat{i}_{\alpha\beta} - i_{\alpha\beta}) \end{cases} \quad (20)$$

根据式(20), 建立具有时变增益的 ESO 为

$$\begin{cases} p\hat{i}_{\alpha\beta} = bu_{\alpha\beta} - a\hat{i}_{\alpha\beta} + \hat{z}_{\alpha\beta} - l_1 * (\hat{i}_{\alpha\beta} - i_{\alpha\beta}) \\ p\hat{z}_{\alpha\beta} = -l_2 * (\hat{i}_{\alpha\beta} - i_{\alpha\beta}) \end{cases} \quad (21)$$

式中, $l_1(t)$ 和 $l_2(t)$ 为增益函数。

对式(21)中的卷积运算进行拉普拉斯变换, 将其变换到 s 域进行分析得:

$$\begin{cases} \varepsilon_{\alpha\beta}(s) = \hat{i}_{\alpha\beta}(s) - i_{\alpha\beta}(s) \\ s\hat{i}_{\alpha\beta}(s) = bu_{\alpha\beta}(s) - a\hat{i}_{\alpha\beta}(s) + \hat{z}_{\alpha\beta}(s) - L_1(s) * \varepsilon_{\alpha\beta}(s) \\ s\hat{z}_{\alpha\beta}(s) = -L_2(s) * \varepsilon_{\alpha\beta}(s) \end{cases} \quad (22)$$

电流误差方程由式(21)与式(19)做差可得：

$$p\varepsilon_{\alpha\beta} = \hat{z}_{\alpha\beta} - z_{\alpha\beta} - a\varepsilon_{\alpha\beta} - l_1 * \varepsilon_{\alpha\beta} \quad (23)$$

其 s 域形式为

$$s\varepsilon_{\alpha\beta}(s) = \hat{z}_{\alpha\beta}(s) - z_{\alpha\beta}(s) - a\varepsilon_{\alpha\beta}(s) - L_1(s) * \varepsilon_{\alpha\beta}(s) \quad (24)$$

根据式(19)，式(22)和式(24)，从实际反电动势到估计反电动势，其传递函数可以简化为

$$G_{ESO}(s) = \frac{\hat{e}_{\alpha\beta}(s)}{e_{\alpha\beta}(s)} = \frac{L_2(s)}{s^2 + (b + L_1(s))s + L_2(s)} \quad (25)$$

为满足设计要求，将式(25)与式(12)进行对比，从而配置增益函数，通过比较式(25)中的增益函数可以设计为

$$L_1(s) = -j\hat{\omega}_e - b, L_2(s) = \omega_e s \quad (26)$$

此时，提出的 CCF-ESO 的传递函数可以表示为

$$G_{CCF-ESO}(s) = \frac{\omega_e}{s - j\hat{\omega}_e + \omega_e} \quad (27)$$

在无感控制策略中，电机的真实电角频率通常难以直接获取。当观测器达到稳定状态后，估算值 $\hat{\omega}_e$ 与实际值 ω_e 基本一致。因此，在实际控制实现中，可利用估计得到的电角频率来替代真实电角频率参与运算。根据式(27)，当观测器收敛时，CCF-ESO 传递函数可以重写为

$$G_{CCF-ESO}(s) = \frac{\omega_e}{s - j\hat{\omega}_e + \omega_e} \quad (28)$$

根据式(22)和式(26)，提出的 CCF-ESO 在 α 轴上的域表达式为

$$\begin{cases} \varepsilon_{\alpha}(s) = \hat{i}_{\alpha}(s) - i_{\alpha}(s) \\ \hat{i}_{\alpha}(s) = \frac{1}{s} [\hat{z}_{\alpha}(s) + bu_{\alpha}(s) - ai_{\alpha}(s) - \hat{\omega}_e \varepsilon_{\beta}(s)] \\ \hat{z}_{\alpha}(s) = -\omega_e \varepsilon_{\alpha}(s) \end{cases} \quad (29)$$

同样可以在 β 轴上推导出所提出的 CCF-ESO 在 β 轴 s 域表达式为

$$\begin{cases} \beta = \hat{i}_{\beta}(s) - i_{\beta}(s) \\ \hat{i}_{\beta}(s) = \frac{1}{s} [\hat{z}_{\beta}(s) + bu_{\beta}(s) - ai_{\beta}(s) + \hat{\omega}_e \varepsilon_{\alpha}(s)] \\ \hat{z}_{\beta}(s) = -\omega_e \varepsilon_{\beta}(s) \end{cases} \quad (30)$$

如图 6 所示，所提出的 CCF-ESO 仅需要两个积分器。通过 CCF-ESO 观测器得到估计的 $\alpha\beta$ 轴磁链后，直接对其进行归一化处理，无需进行滤波，然后采用正交锁相环获取转子位置和转速的估计值，如图 7 所示。

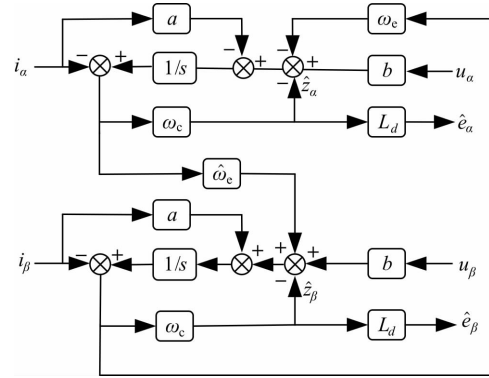


图 6 CCF-ESO 的结构框图

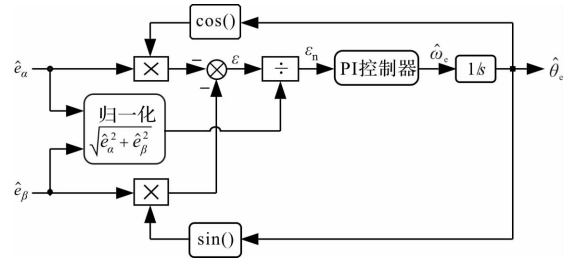


图 7 正交锁相环的结构框图

3 实验结果与分析

为验证所提出的 CCF-ESO 性能，搭建了 1.3kW 的无相移双三相电机实验台，试验台实物如图 8 所示。控制电路采用 TMS32028335 作为主控芯片。无相移 DTP-PMSM 的参数如表 1 所示，实验平台运行在额定转速 9000r/min 空载和 9000r/min、1.2Nm 的额定负载工况下。

表 1 实验平台电机参数

电机参数	参数值
额定转速 $n / (r/min)$	9000
额定转矩 T_e / Nm	1.2
额定电压 U_n / V	270
额定电流 I / A	5
极对数 n_p	2



图8 实验平台实物图

首先,为了验证稳态位置估计误差,无相移 DTP-PMSM 利用旋转编码器用于获取转子的实际位置和速度,用于起动电机,起动后切换至无传感器运行,将实际转子位置和速度与估计的转子位置和速度进行比较,比较了传统 BEMF 观测器和所提出的 CCF-ESO 的性能,其中应用了相同的控制参数和锁相环参数。图9和图10分别显示了传统反电动势观测器和所提出的 CCF-ESO 在 9000r/min 空载转速误差和位置误差。

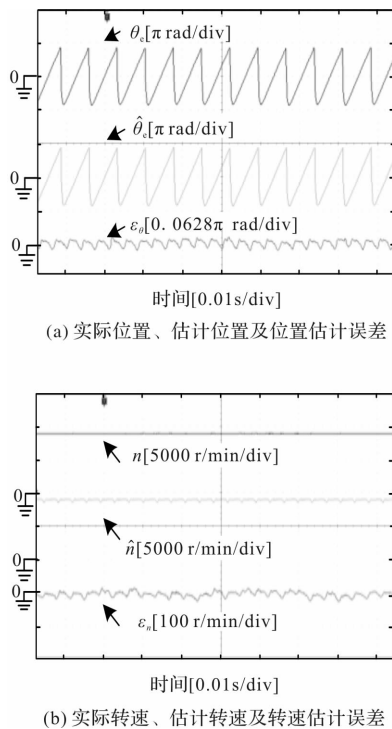


图9 空载工况下,采用传统 BEMF 观测器的实验结果

由图9可以看出,常规控制策略对转子位置与转速的估算精度相对较低,其峰峰值分别达到 0.027rad 和 48 r/min。

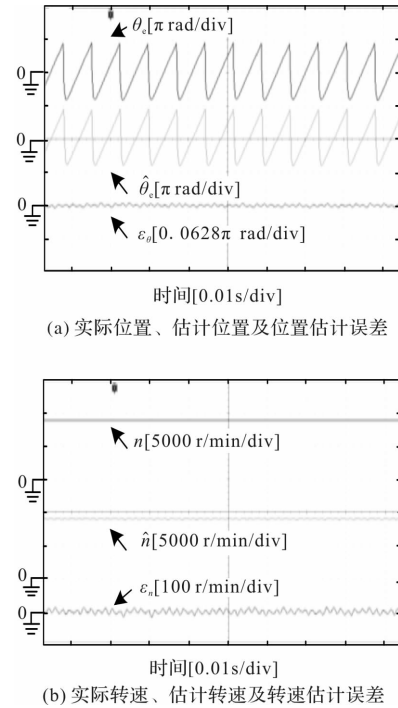


图10 空载工况下,采用 CCF-ESO 观测器的实验结果

由图10所示,在使用所提出控制策略后,位置估计误差的峰峰值降低至 0.0056rad,转速估计误差的峰峰值降低至 21 r/min。

为了验证所提出的 CCF-ESO 控制策略在带载工况下的有效性,令驱动系统运行在 9000r/min、1.2Nm 的额定负载工况下,相应的实验结果图如图11和图12所示。

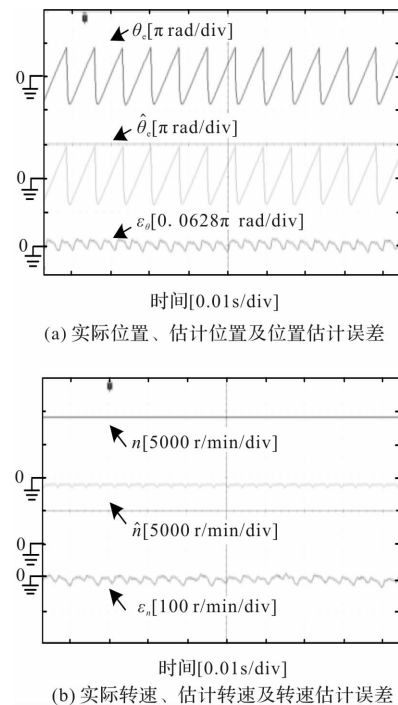
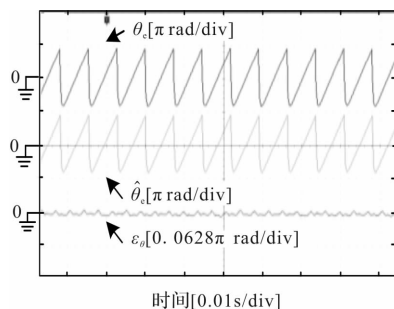
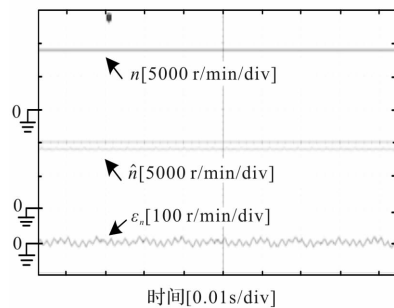


图11 额定负载工况下,采用传统 BEMF 观测器的实验结果



(a) 实际位置、估计位置及位置估计误差



(b) 实际转速、估计转速及转速估计误差

图 12 额定负载工况下, 采用 CCF-ESO 观测器的实验结果

由图 11 可以看出, 在常规控制策略的作用下, 转子位置估计误差的峰峰值为 0.0213rad, 转速估计误差的峰峰值为 50 r/min。由图 12 所示, 使能所提出控制策略后, 转子位置估计误差的峰峰值降至 0.0112rad, 转速估计误差的峰峰值降低至 32r/min。由上述实验结果可以证明, 所提出的方法可精确估计转子位置与速度, 从而提高无感控制性能。

图 13 为额定负载工况下电机转速由 6000r/min 增加到 9000r/min 再降回 6000r/min 的实验结果, 图 14 为负载转矩由 0 突变为 1.2Nm 再突变至 0 的工况下的实验结果。结果表明应用该策略后, 转速和角度估计可以快速跟随实际值。这表明本文所研究的 CCF-ESO 无感策略具有良好的稳态和动态性能。

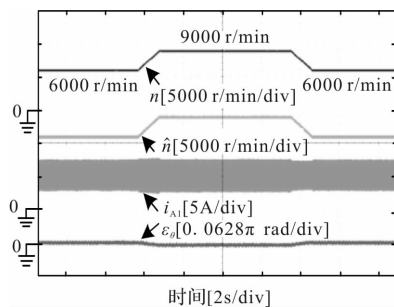


图 13 转速变化工况下的实际转速、估计转速、电流和位置估计误差的动态实验结果

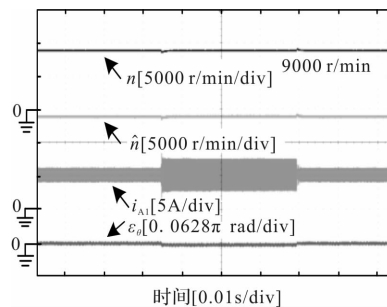


图 14 负载转矩变化工况下的实际转速、估计转速、电流和位置估计误差的动态实验结果

4 结 语

本文基于改进的无相移 DTP-PMSM 数学模型, 提出了一种基于复系数扩张观测器 (CCF-ESO) 的无位置传感器控制策略, 用于减少无感控制中的位置估计误差和转速估计误差。该观测器具有所需的频率自适应带通特性, 能够在不引入额外数字滤波器的情况下实现对反电势的有效估计。与传统的反电势观测器相比, 所提出的 CCF-ESO 对反电势谐波具有更强的抗扰能力, 从而能够获得更高的转子位置和转速估计精度。稳态和动态实验结果表明, 所提出的观测器能够有效提高无相移 DTP-PMSM 无传感器控制系统的性能, 验证了该方法的可行性和有效性。

参考文献

- [1] 陈彬浩, 赵文祥, 陶涛, 等. 基于电压残差的双三相永磁同步电机开路故障定位及容错控制补偿策略 [J/OL]. 中国电机工程学报, 1-12 [2026-03-10].
- [2] 高振慧, 关新, 等. 基于主从虚拟矢量的双三相 PMSM 直接转矩控制 [J]. 微电机, 2026, 59 (01): 22-25, 68.
- [3] 邸琪深, 张志锋. 双三相永磁同步电机合成电压矢量直接转矩控制 [J]. 微电机, 2022, 55 (04): 39-45.
- [4] Demir Y, Aydin M. A Novel Asymmetric and Unconventional Stator Winding Configuration and Placement for a Dual Three-Phase Surface PM Motor [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2017, 53 (11): 1-5.
- [5] 李卓航. 无相移双三相永磁同步电机容错控制及谐波抑制研究 [D]. 杭州: 浙江大学, 2021.
- [6] Marko Hinkkanen, Jorma Luomi. Induction Motor Drives Equipped With Diode Rectifier and Small DC-Link Capacitance [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55 (1): 312-320.
- [7] Hyun-Sam Jung, Seung-Jun Chee, Seung-Ki Sul, et al.

- Control of Three-Phase Inverter for AC Motor Drive With Small DC-Link Capacitor Fed by Single-Phase AC Source [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(2): 1074-1081.
- [8] 唐媛, 赵世伟, 杨向宇, 等. 基于 SOGI-PLL 的 PMSM 无位置传感器控制[J]. 微电机, 2025, 58(10): 31-37, 77.
- [9] 霍鲁杰, 康广庆, 丁文, 等. 基于改进磁链观测器的无电解电容 PMSM 驱动系统无传感器控制策略[J]. 微电机, 2025, 58(08): 30-38.
- [10] Yu Yanjun, Shao Yanzhen, Chai Feng, et al. Static-Errorless Position Estimation for Sensorless PMSM Drives With Enhanced Robustness Against the Full-Frequency Domain Disturbance[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(5): 5884-5897.
- [11] Chen Shuo, Ding Wen, Hu Ruiming, et al. Sensorless Control of PMSM Drives Using Reduced Order Quasi Resonant-Based ESO and Newton - Raphson Method-Based PLL[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(1): 229-244.
- [12] Shao Yanzhen, Yu Yanjun, Chai Feng, et al. A Two-Degree-of-Freedom Structure-Based Backstepping Observer for DC Error Suppression in Sensorless PMSM Drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(11): 10846-10858.
- [13] 余开亮. 计及谐波空间的双三相永磁同步电机高性能控制技术研究[D]. 南京: 东南大学, 2023.
- [14] Zhao Nannan, Wang Gaolin, Ding Dawei, et al. Impedance Based Stabilization Control Method for Reduced DC-Link Capacitance IPMSM Drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(10): 9879-9890.
- [15] 邢云翔, 徐向波, 楚娅妮. 基于 SOGI-FPLL 的 PMSM 无传感器高精度控制 [J]. 微特电机, 2025, 53(12): 40-46.
- [16] 胡勤丰, 张芮嘉. 基于复系数滑模观测器的永磁同步电机位置估计误差抑制 [J]. 电机与控制学报, 2023, 27(12): 41-51.
- [17] 吴政. 双三相永磁同步电机高可靠无位置传感器控制策略研究[D]. 南京: 东南大学, 2024.

(上接第 6 页)

参考文献

- [1] 徐政, 张建忠, 姜永将, 等. 基于高频信号注入的永磁同步电机局部退磁故障诊断研究[J]. 中国电机工程学报, 2025, 45(08): 3205-3214.
- [2] 史涔澈, 彭琳, 张振, 等. 电压源激励下表贴式永磁同步电机退磁故障建模与分析[J]. 电工技术学报, 2025, 40(08): 2430-2440.
- [3] J Faiz, E Mazaheri-Tehrani. Demagnetization Modeling and Fault Diagnosing Techniques in Permanent Magnet Machines Under Stationary and Nonstationary Conditions: An Overview [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 53(3): 2772-2785,.
- [4] 彭琳. 表贴式永磁同步电机退磁故障建模与分析[D]. 杭州: 浙江大学, 2024.
- [5] Usman A, Rajpurohit B S. Modeling and classification of stator inter-turn fault and demagnetization effects in BLDC motor using rotor back-EMF and radial magnetic flux analysis[J]. IEEE Access, 2020, 8: 118030-118049.
- [6] Q Xu, X Liu, W Miao, et al. Online Detecting Magnet Defect Fault in PMSG With Magnetic Sensing [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2021, 7(4): 2775-2786.
- [7] P D Pfister, X Yin, Y Fang. Slotted Permanent-Magnet Machines: General Analytical Model of Magnetic Fields, Torque, Eddy Currents, and Permanent-Magnet Power Losses Including the Diffusion Effect [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2016, 52(5): 1-13,.
- [8] G A Skarmoutsos, M Mueller, K N Gytakis. Analytical Modelling for Surface-inset Permanent magnet Machines Accounting Demagnetization Effects[J]. International Conference on Power Electronics, Machines and Drives, 2023: 218-224.
- [9] X Li, X Wang, W Zhao. Electromagnetic Field Analysis and Diagnosis of Rotor Demagnetization and Eccentricity Faults in SPMSM [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2025, 61(3): 1-13.
- [10] Z Li, X Huang, Y Yu, et al. Nonlinear Analytical Modeling for Surface-Mounted Permanent Magnet Motors With Magnet Defect Fault [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2022, 37(3): 1955-1964.
- [11] Wu L J, Yin H, Wang D, et al. On-Load Field Prediction in SPM Machines by a Subdomain and Magnetic Circuit Hybrid Model [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(9): 7190-7201.
- [12] 陆文彪. 基于混合模型的永磁电机的建模与优化[D]. 杭州: 浙江大学, 2023.
- [13] 陈威, 吴桂初, 方攸同. 基于绕组分布函数理论和动态磁网络的两种内置式永磁牵引电机解析建模方法 [J]. 电工技术学报, 2020, 35(S2): 377-386.

基于新型多电平功率变换器的开关磁阻电机控制策略研究

巩胜霞¹, 李红兵², 杨佳熙², 付倩娆³, 葛乐飞²

(1. 江淮前沿技术协同创新中心, 合肥 230088; 2. 西北工业大学, 西安 710072;

3. 西安建筑科技大学, 西安 710055)

摘要: 新能源电动汽车作为汽车产业绿色发展的重要方向, 开关磁阻电机(SRM)因其结构简单、调速范围宽、效率高等优点, 在新能源电动汽车领域具有广阔的应用前景。然而, 由于开关磁阻电机特殊的双凸极结构, 容易产生大的转矩脉动, 限制了它在工业上进一步推广和应用。针对这一关键问题, 本文提出了一种优化的功率变换器拓扑结构和改进控制方法, 以降低其在低速和起动状态下的转矩脉动。首先建立了开关磁阻电机的非线性本体模型, 然后在现有研究基础上设计一种多电平功率变换电路, 接着对传统电流斩波控制进行改进, 使其适配于多电平输出, 并提出了简化斩波电流补偿方法, 最后建立了开关磁阻电机驱动系统电流斩波控制仿真模型并进行低速仿真实验。实验结果表明在低速状态下, 多电平功率变换器相较于三电平功率变换器在转矩脉动抑制方面更加有效, 也证明了所提出的斩波电流补偿的电流斩波控制方法能够进一步抑制转矩脉动。

关键词: 开关磁阻电机; 双凸极结构; 多电平功率变换器; 电流斩波控制; 斩波电流补偿

中图分类号: TM352; TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)07-0035-07

Research on Control Strategy of Switching Reluctance Motor Based on New Multi-level Power Converter

GONG Shengxia¹, LI Hongbing², YANG Jiayi², FU Qianrao³, GE Lefei²

(1. Jianghuai Advance Technology Center, Hefei 230088, China;

2. School of Automation, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China;

3. Xi'an University of Architecture and Technology, Xi'an 710055, China)

Abstract: As a crucial direction for green development in the automotive industry, new energy electric vehicles have shown promising applications for switched reluctance motors due to their simple structure, wide speed regulation range, and high efficiency. However, the unique dual salient pole design of these motors tends to generate significant torque pulsation, which hinders their industrial adoption. To address this critical challenge, this paper proposed an optimized power converter topology and improved control method to reduce torque pulsation during low-speed operation and starting phases. The research process includes: establishing a nonlinear physical model of the switched reluctance motor; designing a multi-level power conversion circuit based on existing studies; enhancing conventional current chopping control for multi-level output; proposing a simplified chopper current compensation method; and developing a simulation model for current chopping control in switched reluctance motor drive systems with low-speed verification experiments. Experimental results demonstrate that multi-level power converters outperform three-level counterparts in suppressing torque pulsation at low speeds, while the proposed chopper current compensation method further enhances torque pulsation control effectiveness.

Key words: switched reluctance machine; doubly salient structure; multilevel power converter; current chopping control; chopper current compensation

0 引言

为有效缓解能源匮乏和环境污染问题, 并满足人们对于汽车的需求, 新能源电动汽车逐渐进入了

大众的视野。在众多电机类型中, 开关磁阻电机(Switched Reluctance Machine, SRM)因其结构简单、价格低、机械强度与可靠性高、对稀土资源的依赖度较低、调速范围大等优点以及起动转矩大、电流

收稿日期: 2025-10-24

基金项目: 陕西省自然科学基金基础研究计划(2024JC-YBQN-0753); 江淮前沿技术协同创新中心追梦基金课题“机器人关节用高功率密度复合磁通电机设计与控制”(项目编号: 2023-ZM01J001)。

作者简介: 巩胜霞(1986), 女, 硕士, 助理工程师, 研究方向为电机驱动控制。

小的特征,正逐渐在电动汽车领域中发挥着其他电机无法取代的作用。然而,由于 SRM 特殊的双凸极结构,导致其具有瞬时输出转矩脉动大的问题,过大的转矩脉动极大地限制了 SRM 在工业中的应用和推广。因此,可以通过优化功率变换器拓扑结构以及改进控制方法去抑制转矩脉动。

三电平功率变换器是目前研究和应用最为广泛的功率变换器,按拓扑结构主要可以分为:不对称半桥式、裂项式、公共开关式、C-dump 式、双绕组式、电阻耗能式等^[1]。其结构简单,工作性能较好,控制方法也较为多样和简单。但其输出只有 +1, 0, -1 这三种电平状态,对 SRM 的控制不够精确。并且在大功率高速条件下,无法为处于换相时的绕组提供较高的励磁电压以改善励磁和退磁特性^[2]。为解决以上问题,学者们在三电平功率变换器的基础上对其进行了优化研究。例如,戴尚建等人提出了一种中点电压有源调节功率变换器,通过在中点电容裂相式功率变换器的中点引入两个开关管,采用 PWM 控制对绕组星型连接的中点进行有源调节^[3];孙丽华等人不对称半桥功率变换器(Asymmetric Half-bridge Power Converter, AHBPC)的基础上设计了一种用于电动汽车的集成功率变换器,增加了前端电路,通过控制前端电路可以实现电机驱动和电池充电两种工作模式^[4];徐帅等人则在 AHBPC 的基础上,提出了集成式变换器拓扑,进行双极性励磁,有效增强了偶数相开关磁阻电机系统转矩输出能力^[5]。

在常用三电平功率变换器拓扑结构基础上,通过引入额外的电感、电容、电阻、开关器件及二极管,可以设计出多电平功率变换器的拓扑结构。多电平功率变换器的使用在提高控制的灵活性的同时,增加了系统的稳定性,同时也使得输出的谐波畸变率变低。Pires 等人基于 T 型结构提出了一种新型的多电平功率变换器拓扑结构,其特点是减少了功率半导体器件数量,降低了成本、尺寸和重量^[2];Song 等人基于模块化变换器和三电平开关模块提出了一个新型多电平功率变换器^[6];Fernaõ Pires 等人提出了一种基于 NPC 模块化拓扑结构的五电平功率变换器^[7];Pires 等人基于交叉开关配置,提出了一种新型五电平拓扑结构^[8];芦新风则提出一种半桥级联多电平逆变电路拓扑结构,并基于其中的三电平拓扑结构设计一个五电平功率变换器^[9];Chaurasiya 等人提出了一种简化开关器件的多电平功率变换器^[10];汪凤翔等人提出一种由 T 型三电平有源前端和五电平功率变电路级联构成的 AC-DC-DC 结构高

速 SRM 驱动拓扑结构^[11]。

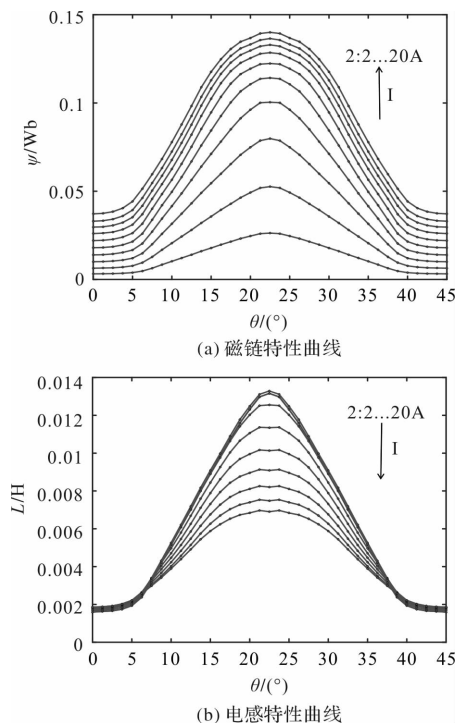
现有的多电平功率变换器所需元件数量较多,在增加控制成本的同时,也增加了控制器尺寸和重量。因此,需要设计一种在输出同等数量电平状态的同时使用更少元件的新型多电平功率变换器,同时针对所设计的新型功率变换器,提出适合的控制策略。针对上述问题,本文提出了一种新型五电平功率变换电路,接着将电流斩波控制(Current Chopper Control, CCC)作为 SRM 的基本控制策略,分析在该控制策略下 SRM 转矩脉动产生原因,并针对该原因提出改进方案。

1 SRM 非线性建模

在实际分析和应用中,由于涡流效应和磁路饱和的影响,需要按照对磁链精度的不同要求,建立 SRM 的线性、准线性和非线性模型。其中线性模型忽略电机磁饱和现象,使用理想化模型避免了复杂的数学推导,常用于表征电机的物理特性;准线性模型部分考虑了线性模型中所忽略的磁饱和现象,通过修正后的模型能较好的反应电机磁链特性;非线性模型是最为准确的模型,能充分表达磁链和电感的非线性特征,精度高但相应的模型复杂度有所增加^[12]。考虑到对 SRM 模型精度的需要,本文利用查表法建立了 SRM 的非线性模型。

1.1 SRM 电磁特性

通过实验测量足够多的电磁特性数据后,利用电磁特性数据绘制磁链、电感和转矩特性曲线,如图 1 所示。



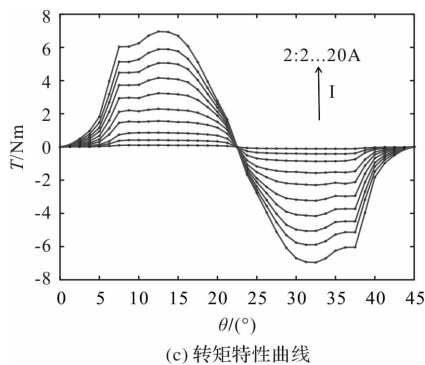


图1 SRM 电磁特性曲线

将定子凸极中心线与转子槽中心线重合位置定义为坐标原点 O ，称为不对齐位置，此处转子位置角 $\theta = 0^\circ$ ；将定、转子凸极中心线完全重合位置定义为对齐位置，此处转子位置角 $\theta = 22.5^\circ$ 。从图 1(a) 和图 1(b) 可以看出，当转子位置角恒定时，磁链随电流增加而上升，而电感随电流增加而下降；当电流恒定时，磁链和电感在不对齐位置最小，在对齐位置最大；在不对齐位置附近，无论相电流如何变化，相电感基本保持不变。同时从图 1(c) 可以看出，在

一个电周期内，各相在对齐位置以前产生正转矩，在对齐位置以后产生负转矩，同时对齐位置和不齐位置产生的相转矩均为 0；另外由于磁路饱和的影响，相转矩并未表现出与电流成平方的关系，但保持转子位置角恒定，在对齐位置以前正的相转矩随电流增加而增加，在对齐位置以后负的相转矩随电流增加而增加。

1.2 SRM 本体非线性建模

根据 SRM 的电路方程建立电机 A 相本体模型如图 2 所示，其中输入的“ R_a ”、“ V_a ”和“Position”分别表示 A 相绕组电阻、相电压和转子位置角，输出的“ L_a ”、“Flux_a”、“Current_a”和“ T_a ”则分别表示 A 相的电感值、磁通量、相电流和相转矩。图中使用二维查表模块存储有限元计算所得数据，并通过“电流计算模块”和“转矩计算模块”分别获取当前相电流和相转矩。电机其余两相除了转子位置角需要进行归算外，其余模型与 A 相类似。在转子位置角归算中，三相 12/8 极 SRM 各相转子位置角之间依次相差 15° 。

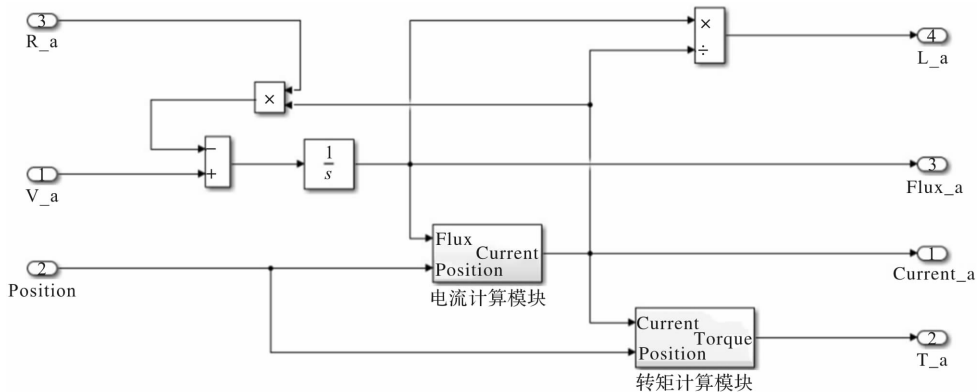


图2 电机 A 相本体模型

建立如图 3 所示的转子位置角计算模块，其中输入“ T_e ”和“ T_L ”分别为总电磁转矩和负载转矩，输出“Speed”表示转子转速，“Theta”则为用角

度制表示的转子位置角。通过转子位置角计算模块和转子位置角归算，将 A、B、C 三相结合起来就成为了 SRM 的本体模型。

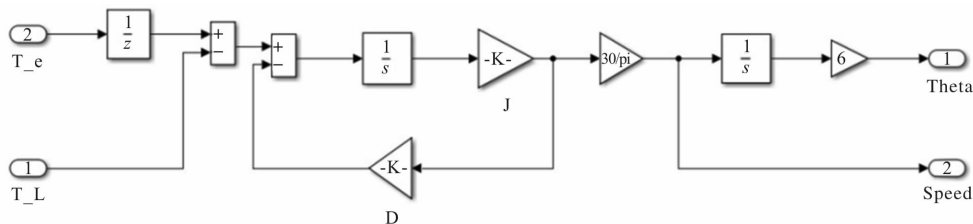


图3 转子位置角计算模块

2 一种新的五电平功率变换器及其控制策略设计

根据上节分析内容，为了克服多电平功率变换

器在控制成本以及控制器尺寸和重量方面存在的问题，本文在现有研究的基础上提出了一种新型五电平功率变换电路及其控制方法。

2.1 一种新型五电平功率变换器设计

传统不对称半桥功率变换器是 SRM 驱动系统中应用最广泛的功率变换器之一, 虽然不对称半桥功率变换器具有结构简单、工作性能好、应用范围广泛等优点, 但其输出只有 1、0 和 -1 三种电平, 可选择性较小, 同时由于变换器功率容量的限制, 其只适用于中小功率的场合^[13]。为有效解决上述问题, Pires 等人在不对称半桥功率变换器基础上, 设计了一种五电平功率变换器拓扑结构^[2], 如图 4 所示。

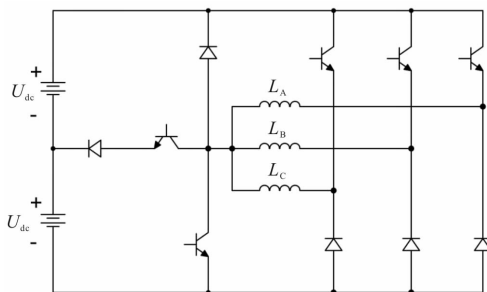


图4 Pires 等人所设计的五电平功率变换器拓扑结构

该结构仅仅使用五个开关器件和五个二极管, 极大地减少了元件的使用, 降低了成本, 但该结构无法实现各相的独立运行。因此, 本文在该结构基础上设计了如图 5 所示的多电平功率变换器。该变换器可以提供 $2U_{dc}$ 、 U_{dc} 、0、 $-U_{dc}$ 和 $-2U_{dc}$ 五种电压, 对应的也有五种工作模式, 即快速励磁模式、励磁模式、零电压续流模式、退磁模式和快速退磁模式。

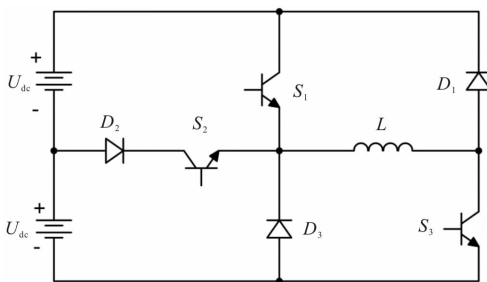


图5 本文所设计的五电平功率变换器拓扑结构

当开关器件 S_1 和 S_3 开通时, 施加在绕组两端的电压为 $2U_{dc}$, 绕组工作在快速励磁模式, 相电流迅速增加, 该工作模式下相电流状态如图 6 所示。

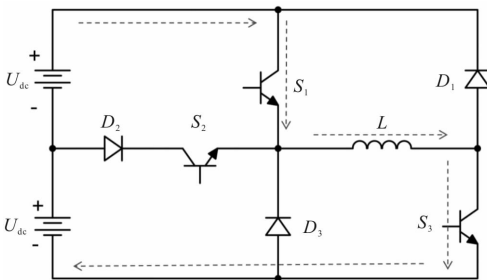


图6 快速励磁模式下相电流状态

当开关器件 S_2 和 S_3 开通时, 施加在绕组两端的电压为 U_{dc} , 绕组则工作在励磁模式, 相电流增加但增加速度较快速励磁工作模式慢, 该工作模式下相电流状态如图 7 所示。

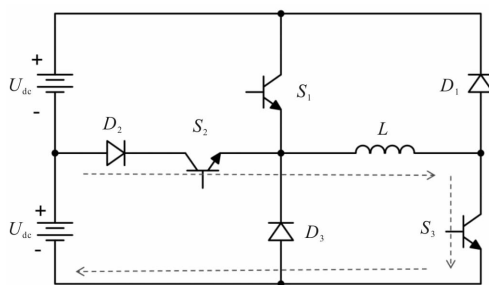


图7 励磁模式下相电流状态

当开关器件 S_1 开通时, 绕组相电流通过导通的 S_1 和 D_1 组成回路, 绕组工作在零电压续流模式, 相电流缓慢下降, 该工作模式下相电流状态如图 8 所示。

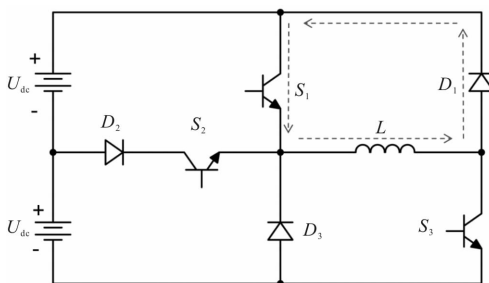


图8 零电压续流模式下相电流状态

当仅有开关器件 S_2 开通时, 由于绕组电感存在, 绕组存储的能量经 D_2 、 S_2 和 D_1 回馈给电源, 绕组两端电压为负电源电压 $-U_{dc}$, 绕组工作在退磁模式, 相电流逐渐下降且下降速度较零压续流模式快, 该工作模式下相电流状态如图 9 所示。

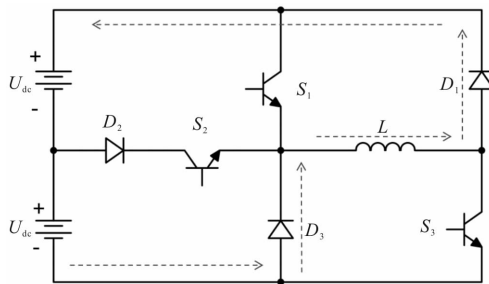


图9 快速退磁模式下相电流状态

相较于传统不对称半桥功率变换器, 所设计的五电平功率变换器虽然增加了开关器件和二极管的数量, 但也增加了输出电平数量, 能够为 SRM 控制提供更多的电压选择, 大大提高了控制精度和自由度。同时也加快了各相绕组的励磁和退磁过程, 降低了开关器件开关频率, 提高了 SRM 驱动系统的工

作效率和动态性能,有利于转矩脉动的抑制。另外,本文按照图 10 的方式将各相绕组与功率变换器连接起来,实现了各相的独立运行。

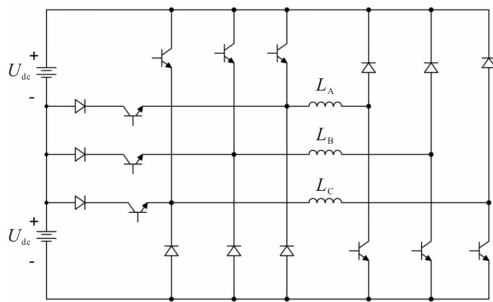


图 10 本文所使用绕组与功率变换器连接方式

2.2 SRM 控制策略

当电机工作在低速状态时,产生的运动电动势较小,使得绕组电流随时间变化较大,为避免因绕组电流过大而降低 SRM 使用寿命,必须对相电流进行限制,因此本文使用电流斩波控制作为 SRM 的基本控制方法。传统 CCC 示意图如图 11 所示,其中 i_{ref} 为参考电流,由速度环给出,电流上限 $i_{max} = i_{ref} + h/2$, 电流下限 $i_{min} = i_{ref} - h/2$, h 为滞环控制器环宽, θ_{on} 和 θ_{off} 则分别表示开通角和关断角。

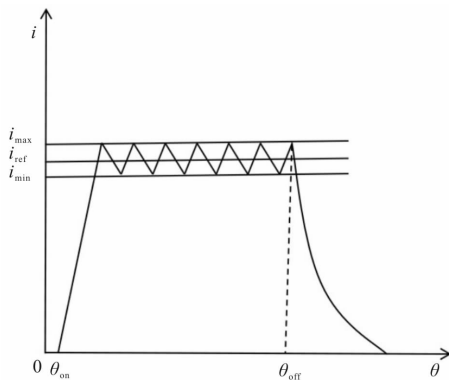


图 11 传统 CCC 示意图

对于采用了本文所设计的多电平功率变换器的 SRM 驱动系统,需要对传统 CCC 进行改进,主要就是重新设计滞环控制器。适配多电平的 CCC 逻辑为:速度环产生的参考电流与实际相电流差值 $i_{ref} - i_m$ 大于或等于 Δi 时,施加在绕组两端的电压为 $2U_{dc}$,此时绕组工作在快速励磁模式,使相电流快速增加;当 $i_{ref} - i_m$ 小于 Δi 且大于或等于 $\Delta i/2$ 时,施加在绕组两端电压为 U_{dc} ,此时绕组工作在励磁模式;当 $i_{ref} - i_m$ 小于 $\Delta i/2$ 且大于或等于 $-\Delta i/2$ 时,绕组工作在零电压续流模式;当 $i_{ref} - i_m$ 小于 $-\Delta i/2$ 且大于或等于 $-\Delta i$ 时,施加在绕组两端电压为 $-U_{dc}$,绕组工作在退磁模式;当 $i_{ref} - i_m$ 小于 $-\Delta i$ 时,施加在绕

组两端电压为 $-2U_{dc}$,绕组则工作在快速退磁模式。适配多电平的改进滞环控制器如图 12 所示。

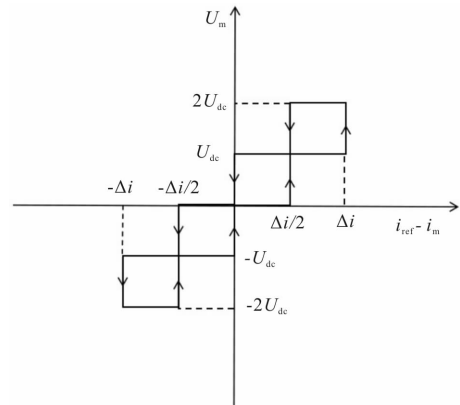
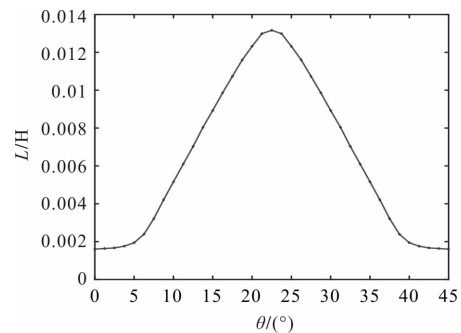
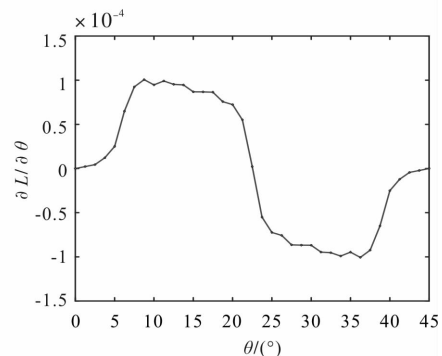


图 12 改进滞环控制器

保持绕组电流 $I = 5A$ 恒定,根据实验测量出的电磁数据绘制电感曲线及对应的 $\partial L/\partial \theta$ 曲线分别如图 13(a) 和图 13(b) 所示。在 $0 - 22.5^\circ$ 区域内,可以将 $\partial L/\partial \theta$ 曲线分为三个区域:小 $\partial L/\partial \theta$ 区、 $\partial L/\partial \theta$ 突变区和 $\partial L/\partial \theta$ 相对稳定区。其中小 $\partial L/\partial \theta$ 区为电机定子凸极与转子槽完全重合区域,此时磁阻最大且基本不变,导致 $\partial L/\partial \theta$ 的值比较小; $\partial L/\partial \theta$ 突变区为定子凸极与转子凸极开始重叠区域,且定子凸极仍与转子槽有一定重叠区域,在这个区域内,磁阻发生剧烈变化,导致 $\partial L/\partial \theta$ 的值剧烈增加; $\partial L/\partial \theta$ 相对稳定区为转子凸极和定子凸极完全重合区域,此时磁阻最小且基本不变,因而 $\partial L/\partial \theta$ 的值保持相对稳定。



(a) 电流 $I=5A$ 时电感曲线



(b) 电流 $I=5A$ 时电感与开通角的偏导曲线

图 13 电流 $I=5A$ 对应的电感及其偏导曲线

SRM 主要在换相区间产生转矩脉动, 且在小 $\partial L/\partial \theta$ 区和 $\partial L/\partial \theta$ 突变区, 传统 CCC 和适配多电平的 CCC 难以保持输出总瞬时转矩的稳定, 需要采取额外的补偿措施。为了在小 $\partial L/\partial \theta$ 区和 $\partial L/\partial \theta$ 突变区使绕组的输出转矩能够达到期望值, 可以增加该相绕组在小 $\partial L/\partial \theta$ 区的参考电流幅值, 并降低该相绕组在 $\partial L/\partial \theta$ 突变区的参考电流幅值。假设 θ_a 是小 $\partial L/\partial \theta$ 区和 $\partial L/\partial \theta$ 突变区的分界点, θ_b 是 $\partial L/\partial \theta$ 突变区和 $\partial L/\partial \theta$ 相对稳定区的分界点, 通过仿真实验求出 θ_a 和 θ_b , 完成对 $\partial L/\partial \theta$ 曲线的分区。然后, 通过仿真实验拟合出“补偿电流—转速—负载”函数, 电机运行时根据转子位置角所处位置, 通过函数实时计算补偿电流值的大小, 并将计算的补偿电流值与转速环产生的参考电流进行叠加^[14]。但是当电机型号发生变化后, θ_a 、 θ_b 和“补偿电流—转速—负载”函数均需要重新求取, 而且“补偿电流—转速—负载”函数的拟合需要许多实验数据, 耗费大量时间,

另外斩波电流补偿的最终目的是降低转矩脉动。因此, 本文提出一种不同于上述方法的简化斩波电流补偿方法。

首先, 在 SRM 驱动系统开始工作并达到稳定后, 测量稳定后一段时间内电磁转矩的平均值 T_{av} , 并将该值与实际的电磁转矩 T_e 做差。在换相区内, 当二者差值大于 ΔT 时, 令补偿电流值 $\Delta i' = 1.5 \text{ A}$; 当差值小于或等于 ΔT 且大于 $\Delta T/2$ 时, 令补偿电流 $\Delta i' = 1 \text{ A}$; 当差值小于或等于 $\Delta T/2$ 且大于 $-\Delta T/2$ 时, 令 $\Delta i' = 0 \text{ A}$; 当差值小于或等于 $-\Delta T/2$ 且大于 $-\Delta T$ 时, 令 $\Delta i' = -1 \text{ A}$; 当差值小于或等于 $-\Delta T$ 时, 令 $\Delta i' = -1.5 \text{ A}$ 。

虽然 SRM 主要在换相区间产生转矩脉动, 但为了简化控制方法, 同时该控制方法允许电磁转矩有一定的波动, 因此在换相阶段和单相导通阶段均按照上述方法进行电流补偿。本节所提到的简化斩波电流补偿的 CCC 框图如图 14 所示。

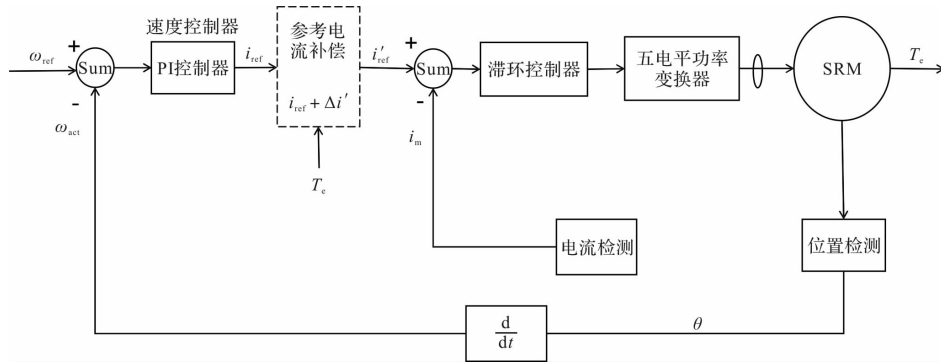


图 14 斩波电流补偿的 CCC 框图

3 仿真分析

本节通过仿真验证所提出的新型五电平功率变换器及其控制策略的可行性。在 Matlab/Simulink 平台上搭建了三相 12/8 极 SRM 电流斩波控制仿真模型。其中 $\Delta i = 1 \text{ A}$, $\Delta T = 0.1 \text{ Nm}$, 定子相绕组电阻 $R_k = 0.22 \Omega$, 转动惯量 $J = 0.00096 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, 动摩擦系数 $D = 0.002 \text{ Ns/m}^2$, 开通角 θ_{on} 和关断角 θ_{off} 分别为 5.4° 和 20.4° , 控制频率为 100 kHz 。为了验证本文所述方法的有效性, 引入转矩脉动系数表征转矩脉动抑制效果, 该值越小说明转矩脉动抑制效果越好, 转矩脉动系数 K_T 表示为

$$K_T = \frac{T_{\max} - T_{\min}}{T_{av}} \quad (1)$$

式中, $T_{\max}$ 为稳态时最大转矩; $T_{\min}$ 为稳态时最小转矩; T_{av} 为稳态时平均转矩。

在参考转速为 250 r/min , 负载转矩为 1 Nm 的工作条件下, 分别在传统 CCC、适配多电平的 CCC 与

斩波电流补偿的 CCC 三种控制方法下进行低速仿真实验得到三相电流、三相转矩和合成转矩波形分别如图 15、图 16、图 17 所示。

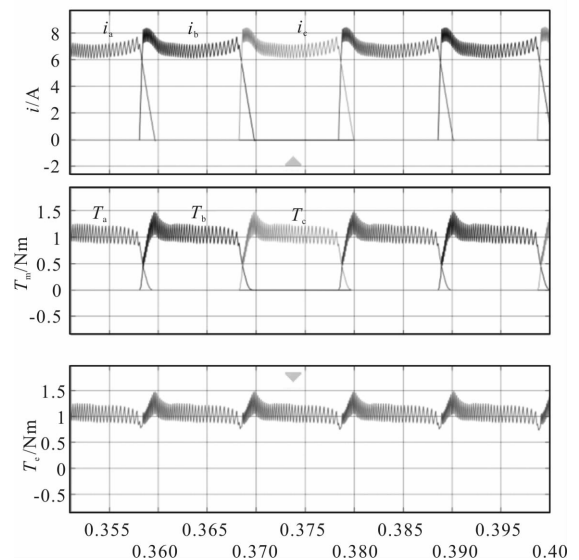


图 15 传统 CCC 控制结果波形图

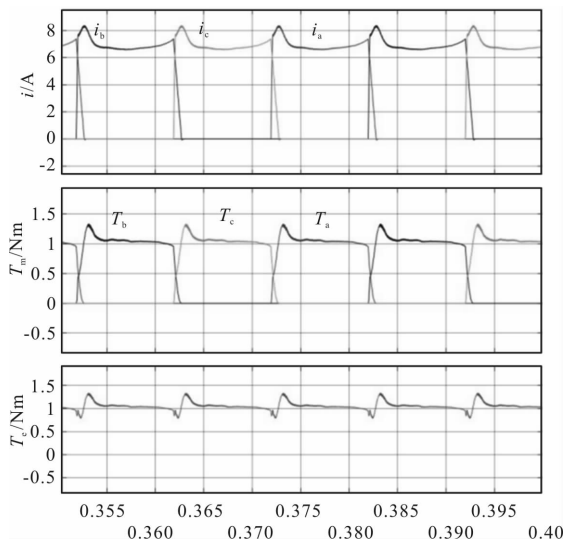


图 16 适配多电平的 CCC 控制结果波形图

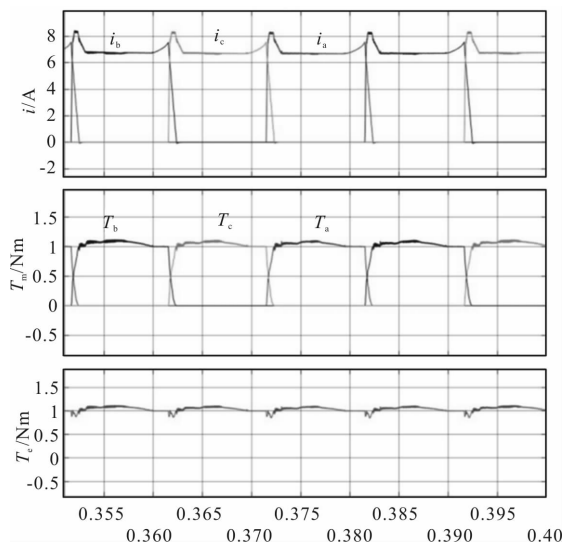


图 17 斩波电流补偿的 CCC 控制结果波形图

根据图 15 所示,传统 CCC 在换相阶段,励磁相转矩增加速度先慢后快并产生峰值,退磁相转矩下降速度先慢后快,使合成转矩发生先变小再变大的变化,且出现过大的峰值和过小的谷值;而在单相导通阶段,合成转矩也在一定范围内波动。

根据图 16 所示,适配于多电平的 CCC 虽然在换相阶段励磁相也会产生一个峰值,但该值明显比传统 CCC 下的峰值小,另外在单相导通阶段,合成转矩也比传统 CCC 下的合成转矩稳定。

根据图 17 可以看出,斩波电流补偿后的 CCC 明显增加了初始换相阶段励磁相参考电流幅值,提升了该阶段励磁相绕组的输出转矩,当电磁转矩逐渐上升至大于参考转矩后,又降低了励磁相参考电流幅值,使其没有出现过大的相转矩峰值,从而使励磁相和退磁相产生的合成转矩没有过大峰值和过小的谷值,有效抑制了换相过程中的转矩脉动;同

时在单相导通阶段,合成转矩也比较稳定。

表 1 给出了传统 CCC、适配多电平的 CCC 和斩波电流补偿的 CCC 在不同工况下的转矩脉动系数的对比。根据表 1 所示可以进一步看出:在低速状态下工作时,相较于传统 CCC,适配多电平的 CCC 使用了多电平功率变换器,有效降低了 SRM 的转矩脉动,同时斩波电流补偿的 CCC 在适配多电平的 CCC 基础上进一步抑制了转矩脉动。

表 1 三种方法的转矩脉动系数比较

转速/ (r/min)	负载转 矩/Nm	传统 CCC (K_T)	适配多电平 的 CCC (K_T)	斩波电流补偿 的 CCC (K_T)
250	1	0.731	0.533	0.290
	2	0.808	0.587	0.409
300	1	0.705	0.484	0.264
	2	0.903	0.604	0.468
400	1	0.679	0.488	0.266
	2	1.030	0.642	0.455
500	1	0.705	0.499	0.270
	2	1.050	0.682	0.466
600	1	0.774	0.503	0.280
	2	0.975	0.740	0.475
750	1	0.668	0.512	0.299
	2	1.330	0.819	0.655
1000	1	1.020	0.543	0.439
	2	1.380	0.858	0.811

4 结 论

本文以三相 12/8 极 SRM 为研究对象,针对其在低速和起动状态时转矩脉动较大的问题,对传统 CCC 进行改进,提出了一种新的五电平功率变换器拓扑结构和改进控制方法,实现了对 SRM 的转矩脉动抑制。通过仿真验证表明,在低速状态下,相较于传统 CCC,适配多电平的 CCC 有效降低了 SRM 的转矩脉动,同时斩波电流补偿的 CCC 在适配多电平的 CCC 基础上进一步抑制了转矩脉动,验证了多电平功率变换器和简化斩波电流补偿的 CCC 方法对于降低转矩脉动的有效性。

参考文献

- [1] 李敏聪. 七相开关磁阻电机新型功率变换器控制系统研究[J]. 中国矿业大学, 2024(05): 98.
- [2] Pires V F, Cordeiro A, Pires A J, et al. A multilevel topology based on the t-type converter for SRM drives[C]. 16th Biennial Baltic Electronics Conference, 2018: 8-10.

(下转第 48 页)

基于物理信息约束的电流传感器故障诊断

李亚茹¹, 王 宸²

(1. 池州工业学校, 安徽 池州 247100; 2. 安徽师范大学 计算机与信息学院(人工智能学院), 安徽 芜湖 241000)

摘要: 针对永磁同步电机(PMSM)电流传感器增益、偏置和断线故障, 提出一种轻量化物理信息约束的多尺度深度可分离因果网络(PI-MSDSC-Net)。该方法采用多尺度因果深度可分离卷积提取电流信号的瞬态与周期特征, 结合轻量化相位注意力机制增强故障特征表征, 并将基尔霍夫电流定律引入训练过程以提升诊断可靠性。900 W PMSM实验结果表明, 在 300 r/min 转速、10 Nm 负载的稳态工况下, 所提方法诊断准确率达到 97.23%, 参数量仅为 0.6310 k, 单次推理时延为 0.5785 ms。

关键词: 永磁同步电机; 电流传感器; 故障诊断; 轻量化网络; 物理信息约束

中图分类号: TM351; TM341; TP272

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)07-0042-07

Current Sensor Fault Diagnosis Based on Physics-informed Constraints

LI Yaru¹, WANG Chen²

(1. Chizhou Industrial School, Chizhou Anhui 247100, China; 2. School of Computer and Information (School of Artificial Intelligence), Anhui Normal University, Wuhu Anhui 241000, China)

Abstract: To address gain, offset, and disconnection faults of current sensors in permanent magnet synchronous motors (PMSMs), a lightweight physics-informed multi-scale depthwise separable causal network, termed PI-MSDSC-Net, was proposed. The proposed method employed multi-scale causal depthwise separable convolutions to extract both transient and periodic features from current signals, incorporated a lightweight phase attention mechanism to enhance fault-related feature representation, and introduced Kirchhoff's current law into the training process to improve diagnostic reliability. Experimental results on a 900 W PMSM platform demonstrate that under the steady-state condition of 300 r/min speed and 10 Nm load, the proposed method achieves a diagnostic accuracy of 97.23%, with only 0.6310 k parameters and an inference latency of 0.5785 ms per sample.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); current sensor; fault diagnosis; lightweight network; physics-informed constraint

0 引言

永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)凭借高功率密度、拓扑紧凑及宽调速范围等优势, 已成为工业机器人、电动汽车及航空航天等精密驱动领域的核心动力源^[1]。然而, 作为磁场定向控制(Field-Oriented Control, FOC)闭环反馈的关键环节, 电流传感器极易受电磁干扰与复杂工况影响而发生增益、偏置或断线故障, 进而引发严重的转矩脉动甚至系统性崩溃, 因此开展高性能的电流传感器故障诊断研究对于保障电机驱动系统的安全可靠运行至关重要。

目前针对电流传感器的故障诊断主要有基于模

型的方法、基于信号的方法以及基于数据驱动的方法三大类。其中, 基于模型的方法通过比较实测值和基于模型的观测值来诊断故障。文献[2]提出了一种基于二阶差分算子的故障识别方法, 通过计算电流传感器输出电流的二次差分 and 周期电流积分识别故障类型。文献[3]利用构造开关管故障定位变量和电流传感器故障识别变量, 实现开关管开路故障的准确定位以及电流传感器故障类型的快速识别。针对基于信号的方法, 文献[4]提出了一种基于 $\alpha\beta$ 坐标系电流信号处理与逻辑判断的故障诊断方法, 通过构造并比较三个故障判断因子来定位故障相, 并针对单相与多相故障分别采用基尔霍夫定律和基于李亚普诺夫稳定性定理的自适应反推观测器进行

收稿日期: 2026-04-07

基金项目: 国家自然科学基金委员会, 专项项目(62541108)

作者简介: 李亚茹(1994), 女, 硕士, 助理讲师, 研究方向为电机故障诊断及驱动控制。

王 宸(1990), 男, 博士, 高级实验师, 研究方向为电机故障诊断、电子电路技术。

容错控制。文献[5]通过对直流偏置故障注入直流信号并观测 dq 轴电流基波分量的幅值与相位变化,以及对增益故障注入高频电压并比较三相高频电流的幅值差异,从而实现故障类型、相位与极性的全面识别。尽管这些方法具有较快的诊断响应速度,但其性能本质上受限于电机参数的准确性,导致实际应用受限。

近年来,数据驱动方法因其不依赖精确物理模型和自动特征提取能力,在故障诊断领域获得广泛关注[6]。文献[7]采用人工神经网络实现了 PMSM 电流传感器断线、白噪声和增益故障诊断,文献[8-9]进一步优化,设计了三种不同的神经网络结构用于电流传感器的故障识别任务,但该研究仅有仿真结果并未进行实验验证。最新研究显示,多通道全局最大池化卷积神经网络^[10]以及注意力机制与双向长短期记忆网络的融合模型^[11]能有效提升复杂工况下的诊断精度。然而,这些方法仍依赖于大量高质量的训练数据,在识别新型故障时表现出一定局限,且高维网络沉重的计算开销仍然是将其部署在资源受限的工业微控制器上的主要障碍。

针对上述问题,本文提出一种轻量化物理信息约束的多尺度深度可分离因果网络(PI-MSDSC-Net),用于 PMSM 电流传感器增益、偏置和断线故障诊断。该方法通过构建多尺度因果深度可分离卷积模块,在保证时序因果性的基础上提取电流信号的瞬态响应与周期特征;结合轻量化相位注意力机制,增强模型对关键故障特征的表征能力;同时将基于基尔霍夫电流定律的物理一致性约束引入训练过程,以提升诊断结果的可靠性与鲁棒性。最后,实验验证了本文所提诊断算法的有效性和鲁棒性。

1 电流传感器故障模型

为便于分析,本文假设故障发生在 A 相电流传感器,其测量值 $i_{a,meas}$ 与真实值 i_a 之间的关系可表示为以下 3 种典型故障模型。

① 增益故障:主要由传感器灵敏度漂移、磁芯特性变化、放大电路增益异常或长期运行引起的参数退化导致。

$$i_{a,meas} = C_a \cdot i_a \quad (1)$$

式中, C_a 为增益系数。此类故障会破坏三相电流矢量的幅值对称性,导致 $\alpha\beta$ 坐标系下的电流轨迹发生椭圆畸变。

② 偏置故障:通常来源于零点漂移、温度变化、运算放大器输入失调、电源纹波或信号采集电路直流偏移。

$$i_{a,meas} = i_a + b \quad (2)$$

式中, b 为直流偏量。此类故障导致电流矢量圆心偏离坐标原点,在控制系统中诱发转矩脉动。

③ 断线故障:多由传感器供电中断、信号线松脱、接插件接触不良或采样通道开路引起。

$$i_{a,meas} = 0 \quad (3)$$

该故障表现为反馈通道的硬失效。由于 FOC 闭环的补偿作用,其余两相电流通常会发生重分配,从而破坏三相电流平衡关系,并进一步加剧系统运行异常。

2 所提网络架构设计

针对永磁同步电机驱动系统中电流传感器故障表现出的瞬态突变与周期性畸变并存的复杂特性,本文设计了 PI-MSDSC-Net,其主要由多尺度因果深度可分离卷积模块、轻量化相位注意力机制以及物理一致性增强策略组成。

2.1 多尺度因果深度可分离卷积模块

电流传感器故障信号通常既包含故障发生时的局部瞬态变化,也包含电机周期运行过程中产生的波形畸变特征。为兼顾不同时间尺度下的特征表达能力,本文设计了多尺度因果深度可分离卷积模块,通过设置不同感受野的并行分支,对输入信号进行多尺度特征提取。

为满足时序建模中的因果性要求,卷积运算采用因果卷积形式,即当前时刻的输出仅与当前及历史时刻的输入有关,而不依赖未来信息。对于输入的三相电流序列,首先采用逐通道因果卷积对各相电流进行局部时域建模,其表达式为

$$y_j(n) = \sum_{m=0}^{k-1} w_j(m) x_j(n-m) \quad (4)$$

式中, $x_j(n)$ 为第 j 个通道在时刻 n 的输入信号, $w_j(m)$ 为第 j 个通道对应的卷积核参数, $y_j(n)$ 为第 j 个通道的卷积输出; k 为卷积核长度。为保证卷积结果严格满足因果关系,卷积前采用长度为 $k-1$ 的单侧左填充。

在完成逐通道特征提取后,进一步利用逐点卷积实现不同尺度特征之间的信息融合,可表示为

$$F = W_p Y + b \quad (5)$$

式中, Y 为多尺度分支输出后的级联特征; W_p 为逐点卷积权重, b 为偏置项; F 为融合后的特征表示。

与传统标准卷积相比,深度可分离卷积将时域特征提取与通道特征融合解耦,在降低参数量和计算量的同时,仍能保持较强的特征学习能力。通过

引入多尺度并行结构,该模块能够同时表征断线故障引起的突变特征,以及增益和偏置故障导致的周期波形畸变,从而为后续故障识别提供更加充分的特征支撑。

2.2 轻量化相位注意力机制

电流传感器故障在不同电气相位下的响应特征存在差异,部分相位区域往往包含更明显的故障判别信息。为增强模型对关键相位特征的感知能力,本文引入轻量化相位注意力模块。

该模块首先沿时间维对输入特征图进行全局平均池化,获得各通道的全局统计量,其表达式为

$$z_c = \frac{1}{T} \sum_{t=1}^T F_c(t) \quad (6)$$

式中, $F_c(t)$ 为第 c 个通道在时刻 t 的特征响应; T 为时间维长度; z_c 为第 c 个通道的全局统计量。

随后,采用两层线性映射学习各通道的权重系数,其表达式为

$$\alpha = \sigma(W_2 \delta(W_1 z)) \quad (7)$$

式中, z 为全局池化后的特征向量; W_1 和 W_2 为两层线性映射的权重参数; $\delta(\cdot)$ 为激活函数; $\sigma(\cdot)$ 为 Sigmoid 激活函数; α 为通道权重向量。

利用权重向量对原始特征进行重标定,可得:

$$F'_c(t) = \alpha_c F_c(t) \quad (8)$$

式中, α_c 为第 c 个通道的权重系数; $F_c(t)$ 为原始输入特征; $F'_c(t)$ 为加权后的输出特征。通过上述机制,模型能够在较低计算代价下突出故障相关的关键相位信息,抑制无关扰动和冗余特征,从而提高复杂工况下对弱故障特征的辨识能力。

2.3 物理一致性增强策略

考虑到永磁同步电机在正常运行及对称条件下应满足基尔霍夫电流定律,即三相定子电流之和近似为零,本文将该物理规律引入训练过程,构建物理一致性增强策略。

根据三相电流零序平衡关系,定义物理一致性损失为

$$L_{\text{phy}} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (i_a^{(n)} + i_b^{(n)} + i_c^{(n)})^2 \quad (9)$$

式中, N 为批次大小。 $i_a^{(n)}$ 、 $i_b^{(n)}$ 、 $i_c^{(n)}$ 分别为第 n 个样本对应的三相电流; L_{phy} 为物理一致性损失。

为了兼顾分类性能和物理约束,将交叉熵损失与物理一致性损失共同构成联合损失函数:

$$L = L_{\text{ce}} + \lambda L_{\text{phy}} \quad (10)$$

式中, L 为总损失; L_{ce} 为交叉熵损失; λ 为物理约束权重系数。通过引入上述约束,网络在学习故障判

别特征的同时,能够兼顾三相电流的物理一致性,从而提高诊断结果的可靠性和鲁棒性。

2.4 模型训练流程

为便于说明所提模型的训练过程,将其归纳为算法流程图,如图 1 所示。

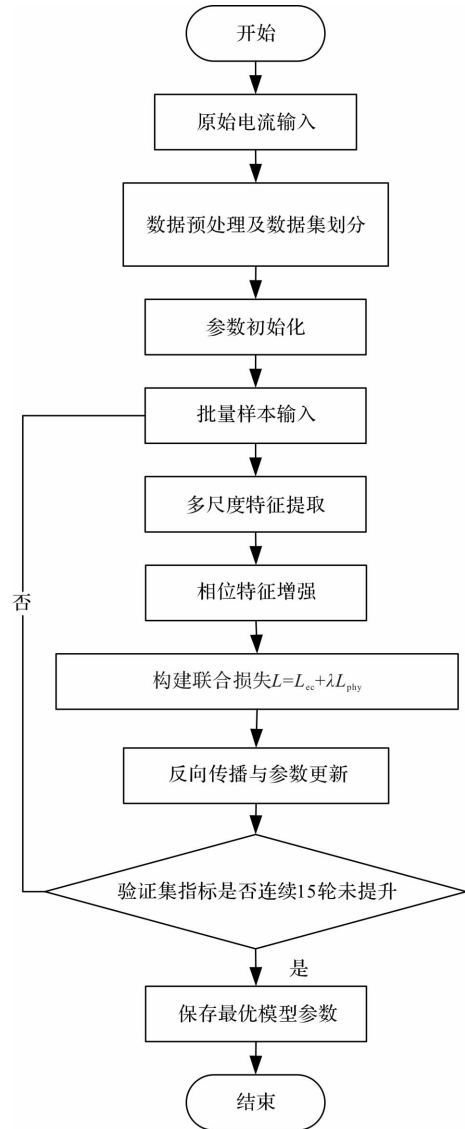


图 1 算法流程图

首先,对采集得到的三相电流原始信号进行归一化和滑动窗口切分,并划分训练集、验证集和测试集。随后,将训练样本输入网络,经多尺度因果深度可分离卷积模块提取多时间尺度特征,再通过轻量化相位注意力模块增强关键相位信息,之后完成特征聚合与故障分类输出。

在模型优化过程中,同时计算交叉熵损失和物理一致性损失,并构建联合损失函数,通过反向传播完成参数更新。训练过程中结合验证集性能进行模型选择,当验证指标连续若干轮不再提升时,停止训练并保存最优模型参数。由此,所提模型能够

在保持较低计算代价的同时，实现对电流传感器故障特征的有效学习。

3 实验与结果分析

3.1 实验平台

为验证所提方法的有效性，搭建了基于表贴式永磁同步电机的实验测试平台。实验对象为一台额定功率为 900 W 的表贴式永磁同步电机，其主要参数如表 1 所示。

表 1 SMPMSM 标称参数

参数	参数值
额定功率 P_N/W	900
额定电流 I/A	26
额定转速 $n_N/(r/min)$	500
额定转矩 T_N/Nm	13
定子电阻 R_s/Ω	0.0957
定子电感 L_s/mH	1
永磁体磁链 ψ_f/Wb	0.027
极对数 p	12
转动惯量 $J/(kg \cdot m^2)$	0.01015
粘性阻尼 B	0.01

模型训练与推理均在同一计算机环境下完成，软件环境为 Windows 10、Python 3.11 和 PyTorch 2.0。为保证不同模型之间比较的公平性，所有对比模型均在相同硬件与软件环境下完成训练与测试。

3.2 数据集构建与预处理

为评估所提模型在复杂动态环境下的诊断性能，本研究设计了涵盖多种工况的实验方案。针对 3 种典型电流器故障，每种工况独立重复实验 5 次。系统采样频率设为 20 kHz，单次采样时间持续 1s，其中，增益故障系数设置为 1.25，偏置故障量设置为 1.5 A。

在数据预处理阶段，首先通过离差标准化将原始电流信号映射至 $[0, 1]$ 区间，以消除不同工况下幅值差异对模型梯度收敛的影响，计算公式为

$$x_{\text{norm}} = \frac{x - x_{\min}}{x_{\max} - x_{\min}} \quad (11)$$

式中， x 为原始采样点， $x_{\max}$ 和 $x_{\min}$ 分别代表该段序列中的最大值和最小值。

随后，采用滑动窗口技术进行样本切分。为平衡样本时域完整性与数据规模，窗口长度设为 512 个采样点，滑动步长为 128 点。每段 20,000 点的原始序列经切分可产生 153 个样本。

为防止数据泄露，本研究按实验批次划分数据集：将每种工况下 5 次重复实验的前 3 次用于训练，第 4 次用于验证，第 5 次作为独立测试集。最终构建的数据库总规模 16065 个样本，其中训练集、验证集与测试集比例为 3:1:1。

3.3 网络结构配置与训练参数设置

本研究构建的诊断模型在设计上统筹考虑了特征表达能力与运算效率，其具体的网络层级配置与关键结构参数如表 2 所示。

表 2 所提模型的结构配置与超参数

模块/层	超参数配置
原始电流信号	窗口大小 512
因果深度可分离卷积	卷积核：15、7 和 3
轻量化相位注意力	压缩率 $r=4$ ；Sigmoid
深度可分离卷积层	卷积核：3；步长 $s=2$
全局平均池化层	时间维特征压缩为单点表示
物理一致性增强策略	物理一致性权重 $\lambda=0.3$
全连接层	偏置、增益、断线

在训练过程中，物理一致性增强策略中的权重系数 λ 用于平衡分类目标与物理约束，本文统一取 $\lambda=0.3$ 。优化算法采用 Adam，初始学习率设为 0.001，批量大小设为 64。为抑制过拟合，在全连接分类层前引入 Dropout，丢弃率设为 0.3。模型最大训练轮数设为 500，并结合验证集性能设置早停机制，当验证集指标在连续 15 轮内不再提升时停止训练，以保存最优模型参数。

3.4 基准对比模型说明

为了全面评估所提算法的诊断性能，本研究选取了 5 种具有代表性的深度学习基准模型进行性能对比：

宽核深度卷积神经网络 (WDCNN)^[12]：该架构的核心特征在于首层采用超大尺寸卷积核，旨在通过宽感受野直接从原始一维时域信号中抑制高频测量噪声，后续由连续的小核卷积与池化层构成深度特征提取链路。

双向长短期记忆网络 (BiLSTM)^[13]：属于递归神经网络变体，通过并行的前向和后向隐藏层同时处理时序序列。模型利用输入门、遗忘门和输出门组成的门控结构动态维护内部状态，实现对序列内部前后向演化规律的捕捉。

一维视觉变换器 (ViT-1D)^[14]：采用纯注意力机制架构，将输入的一维电流信号划分为多个等长的子特征段，并通过线性投影与位置编码注入空间位

置信息。核心由多头自注意力与层归一化组成，建立信号内部的全局长程依赖关系。

深度残差收缩网络(DRSN)^[15]：在残差网络的基础上，引入了自适应软阈值化机制。该架构通过内置的子网络自动学习并剔除特征图中的非关键噪声分量，利用残差连接确保深度网络在训练过程中的梯度稳定性。

混合空时卷积网络(CNN-LSTM)^[16]：采用串行级联结构，利用前端卷积层提取信号的局部空间或模态特征，并将输出的特征流输入后端 LSTM 层进行长期时间相关性建模，实现空时联合特征的深度表征。

为保证比较结果的公平性，所有对比模型均采用相同的数据预处理流程、训练集划分方式及测试条件，并结合原始文献推荐参数或适当调参后进行训练与测试。

3.5 稳态工况下的诊断精度

表 3 给出了 300 r/min 条件下不同负载工况对应的诊断结果。可以看出，在 5 Nm 和 10 Nm 两种稳态负载条件下，所提方法均取得了最优诊断性能。其中，在 5 Nm 工况下，所提方法的诊断准确率达到 96.88%；在 10 Nm 工况下，诊断准确率进一步提升至 97.23%，表明该方法对 3 类电流传感器故障具有较好的识别能力。

表 3 稳态工况下不同诊断模型的性能对比(300 r/min)

工况	模型	Accuracy/%
5 Nm	PI-MSDSC-Net	96.88 ± 0.15
	CNN-LSTM	94.91 ± 0.25
	ViT-1D	93.82 ± 0.31
	DRSN	92.45 ± 0.38
	BiLSTM	91.12 ± 0.44
	WDCNN	89.06 ± 0.52
	PI-MSDSC-Net	97.23 ± 0.12
10 Nm	CNN-LSTM	95.42 ± 0.22
	ViT-1D	94.15 ± 0.28
	DRSN	92.88 ± 0.35
	BiLSTM	91.56 ± 0.41
	WDCNN	89.42 ± 0.48

3.6 瞬变工况下的诊断精度

为了验证诊断模型在动态响应过程中的鲁棒性，本研究设置了两种典型的瞬变工况：(i) 转速瞬变：负载恒定为 5 Nm，电机转速在 100 ms 内从 150 r/min 阶跃至 350 r/min；(ii) 负载瞬变：转速恒定

为 300 r/min，负载转矩从 5 Nm 突增至 10 Nm。由表 4 实验结果所示，PI-MSDSC-Net 在两类动态场景下均保持了 95% 以上的诊断精度，明显优于其他对比架构。对比发现，各模型在转速瞬变下的性能普遍高于负载瞬变工况，这主要是由于负载阶跃引发的电流幅值激增会导致特征空间发生剧烈漂移，从而加大了对传感器微小故障特征的提取难度。

表 4 瞬变工况下不同诊断模型的性能对比

工况	模型	Accuracy /%
150 – 350 r/min with 5 Nm	PI-MSDSC-Net	95.82 ± 0.18
	CNN-LSTM	93.12 ± 0.29
	ViT-1D	92.15 ± 0.35
	DRSN	90.76 ± 0.42
	BiLSTM	89.24 ± 0.51
	WDCNN	87.41 ± 0.60
5 – 10 Nm with 300 r/min	PI-MSDSC-Net	95.14 ± 0.21
	CNN-LSTM	92.46 ± 0.33
	ViT-1D	91.38 ± 0.39
	DRSN	90.04 ± 0.47
	BiLSTM	88.48 ± 0.56
	WDCNN	86.72 ± 0.68

3.7 不同噪声工况下的抗噪性分析

为定量评估 PI-MSDSC-Net 在严苛电磁环境下的特征提取稳定性与诊断鲁棒性，本研究通过在原始电流序列中叠加不同信噪比(Signal-to-Noise Ratio, SNR)的高斯白噪声来模拟真实工况，各模型的对比实验结果如图 2 所示。

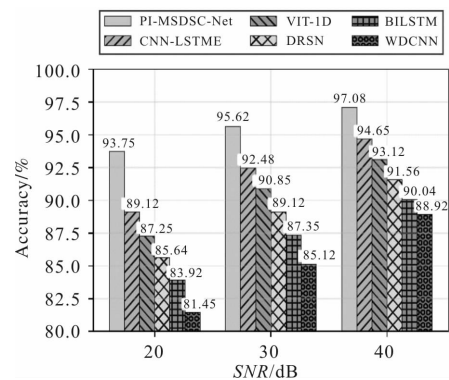


图 2 不同信噪比条件下各诊断模型的准确率对比

实验数据表明，PI-MSDSC-Net 在不同噪声能级下均展现出显著的性能优越性。在 40 dB 的轻微噪声环境下，该模型准确率高达 97.08%；随着噪声增强，在 20 dB 的强干扰背景下，其仍能维持 93.75% 的高水平诊断精度，表现出平缓的性能衰减曲线。相比之下，传统的 CNN-LSTM、ViT-1D 以

及 DRSN 等模型在 20 dB 工况下的分类精度分别跌至 89.12%、87.25% 和 85.64%。尤为显著的是，WDCNN 与 BiLSTM 等纯数据驱动架构在强噪声干扰下出现了剧烈的性能波动，分类精度衰减至 84% 以下。

3.8 模型复杂度与推理开销评估

为进一步评估各模型的部署适应性，本文从参数量 (Params)、浮点运算量 (FLOPs)、单次推理耗时 (Latency) 以及内存占用 (Memory) 4 个方面对不同模型进行了比较，结果如表 5 所示。

表 5 复杂度与推理开销性能对比统计表

模型	Params /K	FLOPs /M
PI-MSDSC-Net	0.6310	0.0664
WDCNN	66.7932	1.6145
CNN-LSTM	251.1348	561.1235
BiLSTM	1661.4256	425.2418
ViT-1D	4132.5510	169.3245
DRSN	6651.8423	354.1256
模型	Latency/ms	Memory /MB
PI-MSDSC-Net	0.5785	319.7578
WDCNN	1.2642	412.3521
CNN-LSTM	6.6184	486.2054
BiLSTM	8.4563	521.6842
ViT-1D	14.7521	895.1236
DRSN	12.3512	445.6218

结果表明，所提方法在参数量和浮点运算量方面均具有明显优势，其参数规模仅为 0.6310 K，浮点运算量为 0.0664 M，显著低于其余对比模型。同时，所提方法的单次推理耗时为 0.5785 ms，也处于较低水平，说明该网络在保持较高诊断精度的同时，具有较低的计算代价。

3.9 基于 t-SNE 的特征分布可视化分析

根据图 3 所示的 t 分布随机邻域嵌入 (t-distributed Stochastic Neighbor Embedding, t-SNE) 可视化结果，所提的 PI-MSDSC-Net 模型表现出显著的类别分离性。具体而言，增益、偏置和断线三个故障类别在特征空间中呈现出明显的分布聚类，且几乎没有类别间的重叠，表明该模型能够有效提取和区分不同故障类型的特征，具有较强的类别辨识能力。相比之下，其他对比模型的特征分布则表现出一定程度的重叠，尤其是在增益和偏置类别之间，导致这些模型在处理某些类别时的区分性能较差。PI-MSD-

SC-Net 模型在特征分布上的优势尤为突出，验证了其在故障诊断任务中出色的分类能力和稳定性。

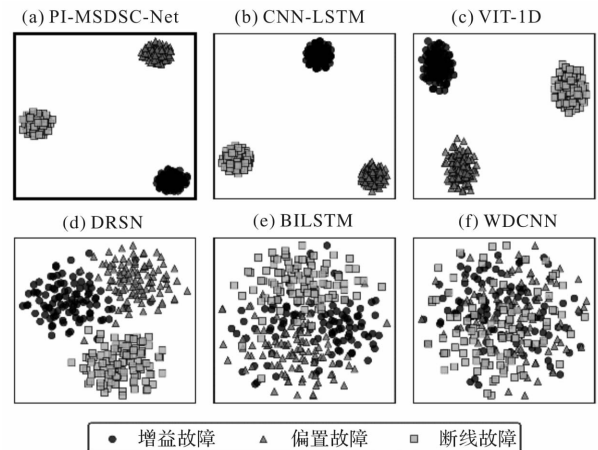


图 3 测试集特征分布的 t-SNE 可视化对比

4 结 语

本文提出的轻量化物理信息约束的多尺度深度可分离因果网络 (PI-MSDSC-Net) 有效化解了永磁同步电机电流传感器故障诊断中物理逻辑缺失与计算资源受限之间的矛盾。该架构在稳态及复杂的动态瞬变场景中均展现出优异诊断性能性，实验结果验证了能够有效诊断增益、偏置以及断线故障。未来研究将致力于多源复合故障解耦机制的探索以及该轻量化架构在工业级微控制器中的长周期实测应用。

参考文献

- [1] 李浩, 帅康. 基于物理-数据双模型的永磁辅助同步磁阻电机多目标优化设计[J]. 微电机, 2025, 58(08): 14-23.
- [2] 张晗, 徐帅, 马光同, 等. 基于二次差分的永磁同步电机电流传感器故障诊断方法[J]. 电机与控制应用, 2022, 49(04): 95-102.
- [3] 许水清, 许晓凡, 何怡刚, 等. 基于自适应滑模观测器的中点钳位型三电平并网逆变器开关管和电流传感器故障诊断[J]. 电工技术学报, 2024, 39(13): 4066-4078.
- [4] 林京京, 沈艳霞. 永磁同步电机电流传感器故障诊断及容错控制[J]. 信息与控制, 2019, 48(03): 354-363, 384.
- [5] Feng X, Wang B, Wang Z, et al. Investigation and Diagnosis of Current Sensor Fault in Permanent Magnet Machine Drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 72(2): 1261-1272.

- [6] Chen H, Jiang B, Ding S X, et al. Data-Driven Fault Diagnosis for Traction Systems in High-Speed Trains: A Survey, Challenges, and Perspectives [J]. IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, 2022, 23(3): 1700-1716.
- [7] Dybkowski M, Klimkowski K. Artificial Neural Network Application for Current Sensors Fault Detection in the Vector Controlled Induction Motor Drive [J]. Sensors, 2019, 19(3): 571-580.
- [8] Jankowska K, Dybkowski M. Design and Analysis of Current Sensor Fault Detection Mechanisms for PMSM Drives Based on Neural Networks [J]. Designs, 2022, 6(1): 18-25.
- [9] Jankowska K, Dybkowski M. Experimental Analysis of the Current Sensor Fault Detection Mechanism Based on Neural Networks in the PMSM Drive System [J]. Electronics, 2023, 12(5): 1170-1180.
- [10] Wu S, Ma G, Yao C, et al. Current Sensor Fault Detection and Identification for PMSM Drives Using Multichannel Global Maximum Pooling CNN [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(8): 10311-10325.
- [11] Chen B, Yang J, Li H, et al. Fault Detection and Identification of PMSM Current Sensor Based on Attention Mechanism and Bidirectional Long Short-Term Memory Network [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2025, 13(5): 6494-6506.
- [12] Xu S, Lei J, Qin C, et al. A Domain-Adversarial Wide-Kernel Convolutional Neural Network for Noisy Domain Adaptive Diesel Engine Misfire Diagnosis [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2024, 73: 3506819-3506832.
- [13] Li C, Tang Y, Lei N, et al. A Wavelet-Enhanced Transformer and BiLSTM Method for Mechanical Fault Diagnosis [J]. IEEE Sensors Journal, 2026, 26(3): 3709-3724.
- [14] Zhou Q, Tang J. Global Feature Integration for Machinery Fault Diagnosis: The ViTransformer Model on Time-Frequency Representation [J]. Procedia CIRP, 2024, 130: 1441-1446.
- [15] Yao W, Gu T, Fu R, et al. A novel pull-out semi-dry electrode with rapid conductive liquid replenishment for EEG acquisition in real driving environment [J]. Sensors and Actuators: A. Physical, 2025, 391: 116671-116678.
- [16] Sharma M, Maity T. Smart and Fault-Tolerant Multisensor Fusion Model for UCM Methane Hazard Monitoring Based on Belief Divergence Backed DS Filter and Hybrid CNN-LSTM Classifier [J]. IEEE Internet of Things Journal, 2024, 11(2): 3264-3273.

(上接第 41 页)

- [3] 戴尚建, 刘闯, 韩守义, 等. 多相开关磁阻电机中点电压有源调节功率变换器的研究[J]. 电工技术学报, 2015, 30(14): 278-285.
- [4] 孙丽华, 张琳, 孙会琴, 等. 电动汽车用开关磁阻电机集成功率变换器设计[J]. 电气传动, 2022, 52(09): 19-25.
- [5] 徐帅, 陶路委, 贾东强, 等. 偶数相开关磁阻电机系统磁路平衡控制策略研究[J]. 电机与控制学报, 2023: 1-10.
- [6] Song S, Peng C, Guo Z, et al. Direct instantaneous torque control of switched reluctance machine based on modular multi-level power converter[C]. 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems, 2019: 11-14.
- [7] Fernao Pires V, Cordeiro Armando, Foito Daniel, et al. A multilevel fault-tolerant power converter for a switched reluctance machine drive[J]. IEEE ACCESS, 2020: 21917-21931.
- [8] Pires V F, Foito D, Pires A J, et al. An 8/6 srm drive with a multilevel topology based on a cross-switched configuration[C]. IEEE 14th International Conference on Compatibility, 2020: 8-10.
- [9] 芦新风. 基于新型五电平功率变换器的 SRM 控制策略研究[D]. 北京: 北京印刷学院, 2021(12).
- [10] Chaurasiya S K, Bhattacharya A, Das S. Reduced switch multilevel converter topology to improve magnetization and demagnetization characteristics of an SRM [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2023, 59(6): 6804-6816.
- [11] 汪凤翔, 陈彦涛, 何英杰, 等. 基于级联式多电平拓扑的高速 SRM 集中功率控制与性能优化[J]. 中国电机工程学报, 2024: 1-11.
- [12] 徐冠群. 开关磁阻电机模型预测控制系统研究[D]. 北京: 中国矿业大学, 2023.
- [13] 易灵芝, 王力雄, 李旺, 等. 开关磁阻电机功率变换器综述[J]. 电机与控制应用, 2020, 47(09): 1-7.
- [14] 陈越, 蒋启龙, 王金锁, 等. 基于电感特征的开关磁阻电机电流斩波控制策略[J]. 北京航空航天大学学报, 2023, 49(03): 647-656.

基于包络法的三相反电势线性化转子位置解算方法

张一硕, 郝珂庆, 王志业, 卜凡, 魏鹏远

(西安航天动力测控技术研究所, 西安 710025)

摘要: 电机驱动无感化的趋势下, 研究一个快速解算转子角度的方法更为迫切, 本文针对无刷直流电机无位置传感器起动过程中三段式起动法易失步的问题, 提出一种基于三相反电势合成三角波解算的转子位置预估方法。通过线性组合三相反电势, 构造出频率与转子电频率相同、幅值放大的三角波, 以消除梯形波平角带来的角度解算盲区; 结合相间电势差实现转子位置象限唯一判别, 从而建立转子位置电角度的全角度解算。为获取解算所需的反电势幅值, 采用三相反电势绝对值之和的低通滤波提取反电势包络, 并引入微分相位补偿来抑制滤波器造成的相位延迟。仿真结果表明, 该方法在反电势较低时即可实现较高精度的位置预估, 对噪声和滤波延时具有良好的鲁棒性, 满足起动阶段对转子位置精度的要求。

关键词: 无刷直流电机; 转子位置预估; 反电势线性化; 包络法

中图分类号: TM36 + 1; TP272

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)07-0049-05

Linearized Rotor Position Resolution Method Using Three-phase Back EMF Based on the Envelope Method

ZHANG Yishuo, XI Keqing, WANG Zhiye, BU Fan, WEI Pengyuan

(Xi'an Aerospace Propulsion Testing Technology Research Institute, Xi'an 710025, China)

Abstract: To address the step-out problem of the conventional three-step starting method for sensorless brushless DC motors during startup, this paper proposed a rotor position estimation method based on a triangular wave synthesized from three-phase back-EMFs. By linearly combining the three-phase back-EMFs, a triangular wave with the same frequency as the rotor electrical frequency and an amplified amplitude was constructed, thereby eliminating the angle estimation dead zone caused by the flat-top region of the trapezoidal back-EMF. The quadrant of the rotor position was uniquely determined by combining the inter-phase potential differences, enabling a complete solution for the rotor electrical angle. To obtain the back-EMF amplitude required for the triangular wave solution, the envelope of the back-EMF was extracted by low-pass filtering the sum of the absolute values of the three-phase back-EMFs, and a differential phase compensation was introduced to counteract the phase delay caused by the filter. Simulation results demonstrate that the proposed method achieves high-precision position estimation even at low back-EMF levels and exhibits good robustness against measurement noise and filter delay, meeting the accuracy requirement for the startup phase.

Key words: brushless DC motor; rotor position estimation; back EMF linearization; envelope method

0 引言

无刷直流电机因其体积小、重量轻、控制方便、可靠性强、功率密度高、效率高等优点, 在工业领域得到广泛应用。近年来, 无刷直流电机的无位置传感器控制一直是国内外的研究热点。无刷直流电机的无感控制中, 过零点检测法应用最为广泛。过

零点检测法通常适用于中高速域, 一般使用三段式起动法待电机达到中高速后切换过零点。使用滑模观测器和卡尔曼滤波器等改进反电势预估可以拓宽过零点法的适用速域^[1-3], 但依然无法从零速直接启动, 需要进行三段式启动。三段式起动法预先设置一个旋转磁场来开环拖动电机, 旋转磁场的设置依赖电机参数和负载, 因此在不同电机和工况下需重

收稿日期: 2026-04-20

作者简介: 张一硕(2002), 男, 硕士研究生, 研究方向为机电系统伺服控制。

通讯作者: 郝珂庆(1977), 男, 硕士, 研究员, 研究方向为微特电机。

王志业(1992), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为电机控制。

卜凡(2002), 男, 硕士, 助理工程师, 研究方向为永磁电机设计。

魏鹏远(2000), 男, 硕士, 助理工程师, 研究方向为机电系统伺服控制。

新设置旋转磁场,且负载突变时容易产生失步,导致起动缓慢甚至起动失败。在起动该过程中加入转子位置反馈可提高起动稳定性,目前有三相谐波检测、高频注入法、端电压采样、反电动势积分法等方法可以在起动过程中进行转子位置预估提高起动成功率^[49]。三次谐波法需要外接电阻网络来得到虚拟中心点。高频注入法依赖电机结构,需要电机为凸极电机时才能使用。端电压采样同样需要设计额外的电路。反电动势积分法需要确定反电动势系数才能使用。通过分析无刷直流电机的理想梯形波三相反电势及其谐波,本文提出一种基于反电势包络提取的三相反电势合成三角波解算进行转子位置预估的方法,提高起动稳定性。

1 三相反电势合成三角波解算转子位置

1.1 合成三角波解算转子位置

无刷直流电机理想三相反电势 E_a 、 E_b 、 E_c 波形为相位互差 120° 的梯形波, A 相的反电势为

$$E_a(\theta) = \begin{cases} E_p, & 0 \leq \theta < \frac{\pi}{3} \\ -E_p \cdot \frac{6}{\pi} \left(\theta - \frac{\pi}{3} \right) + E_p, & \frac{\pi}{3} \leq \theta < \frac{2\pi}{3} \\ -E_p, & \frac{2\pi}{3} \leq \theta < \pi \\ -E_p, & \pi \leq \theta < \frac{4\pi}{3} \\ E_p \cdot \frac{6}{\pi} \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) - E_p, & \frac{4\pi}{3} \leq \theta < \frac{5\pi}{3} \\ E_p, & \frac{5\pi}{3} \leq \theta < 2\pi \end{cases} \quad (1)$$

式中, E_p 为反电势幅值, θ 为转子位置电角度。三相反电势波形示意图如图 1 所示。

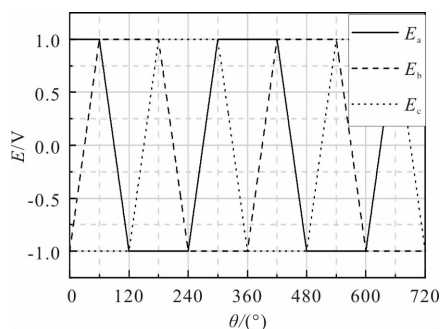


图 1 三相反电势波形示意图

当转子位置电角度 $-60^\circ < \theta < 60^\circ$ 或 $120^\circ < \theta < 240^\circ$ 时,在梯形波为 E_p 或 $-E_p$ 时,无法通过反电势解算转子角度位置。三相正弦波三相和为零,其

任意一相减去其他两相等于该相的两倍,但对于三相梯形波,由于奇次谐波的存在,三相和为高次谐波,任意一相减去其他两相会得到三角波。

A 相反电势减去 B 相和 C 相的反电势如下:

$$E_a - E_b - E_c = \begin{cases} \frac{6E_p}{\pi} \cdot \theta, & 0 \leq \theta < \frac{\pi}{2} \\ \frac{6E_p}{\pi} \cdot (\pi - \theta), & \frac{\pi}{2} \leq \theta < \frac{3\pi}{2} \\ \frac{6E_p}{\pi} \cdot (\theta - 2\pi), & \frac{3\pi}{2} \leq \theta < 2\pi \end{cases} \quad (2)$$

该三角波的峰等于梯形波幅值的三倍,其频率等于转子电频率,合成三角波示意图如图 2 所示。由式(2)可得到转子位置电角度解算公式:

$$\theta = \begin{cases} \frac{\pi(E_a - E_b - E_c)}{6E_p}, & 0 \leq \theta < \frac{\pi}{2} \\ \pi - \frac{\pi(E_a - E_b - E_c)}{6E_p}, & \frac{\pi}{2} \leq \theta < \frac{3\pi}{2} \\ 2\pi + \frac{\pi(E_a - E_b - E_c)}{6E_p}, & \frac{3\pi}{2} \leq \theta < 2\pi \end{cases} \quad (3)$$

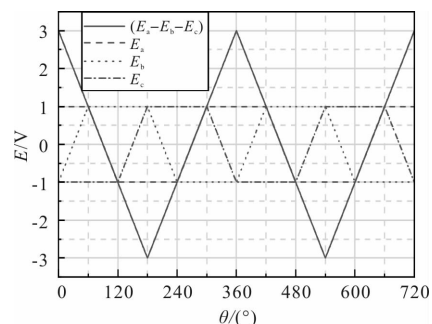


图 2 合成三角波示意图

若要求位置电角度预估误差最大为 $\Delta\theta$, 则对 $E_a - E_b - E_c$ 和 E_p 的观测误差要求为

$$\frac{\pi}{6E_p} e(E_a - E_b - E_c) + \frac{\pi |E_a - E_b - E_c|}{6E_p^2} e(E_p) < \Delta\theta \quad (4)$$

因为

$$|E_a - E_b - E_c| \leq 3E_p \quad (5)$$

当且仅当 $\theta = 90^\circ$ 或 270° 时等号成立

$$e(E_a - E_b - E_c) = 3e(E_p) \quad (6)$$

所以只要满足

$$e(E_a) + e(E_p) < 2 \frac{\Delta\theta}{\pi} E_p \quad (7)$$

则式(4)可满足。

因此 E_p 越大,对反电势和 E_p 观测误差容忍度越高。在规定最大角度误差下,可根据实际反电势观测

误差来计算开始预测时的 E_p 值。理论上保证起动不失步的最大角度误差是 30 度，但为了留够足够的裕度，可以采用 20 度作为最大角度误差。此时若从 E_p 等于 0.03V 时起预测，对反电势观测误差的容忍仅有 0.006V，因此必须使用低通滤波器减少观测误差，考虑到反电势信号的角速度等于转子角速度，低通滤波器的截止频率不能低于额定转速。低通滤波器会引入相位误差，二阶巴特沃斯低通滤波器相位误差为

$$\tau_p(\omega) = \frac{\arctan\left(\frac{\sqrt{2}\omega\omega_c}{\omega_c^2 - \omega^2}\right)}{\omega} \quad (8)$$

式中， ω 为输入信号某频率分量的角频率， ω_c 为滤波器的截止角频率。

由于式(3)仅进行了线性运算，相位补偿较为容易。此外，因为滤波器是对三相反电势信号造成相位延迟，该延迟同时等量作用于 E_p 和三相反电势合成波的观测，所以不会出现相位错配，直接对预测角度进行补偿即可。反电势信号的角速度等于转子电角速度，可做如下补偿

$$\theta_{\text{predict}} = \theta_{\text{filter}} + \arctan\left(\frac{\sqrt{2}\dot{\theta}_{\text{filter}}\omega_c}{\omega_c^2 - \dot{\theta}_{\text{filter}}^2}\right) \quad (9)$$

1.2 转子位置象限判断

仅通过幅值比无法确定转子位置的具体象限，因此需要一个额外变量来确定。

$$E_b - E_c = \begin{cases} -2E_p, & 0 \leq \theta < \frac{\pi}{6} \\ \frac{6E_p}{\pi}\left(\theta - \frac{\pi}{2}\right), & \frac{\pi}{6} \leq \theta < \frac{5\pi}{6} \\ 2E_p, & \frac{5\pi}{6} \leq \theta < \frac{7\pi}{6} \\ \frac{6E_p}{\pi}\left(\frac{3\pi}{2} - \theta\right), & \frac{7\pi}{6} \leq \theta < \frac{11\pi}{6} \\ -2E_p, & \frac{11\pi}{6} \leq \theta < 2\pi \end{cases} \quad (10)$$

由式(3)和式(10)可知，转子位置电角度象限与 $E_b - E_c$ 的关系如

$$\begin{cases} 0 \leq \theta < \frac{\pi}{2}, & E_b - E_c < 0 \text{ 且 } E_a - E_b - E_c > 0 \\ \frac{\pi}{2} \leq \theta < \frac{3\pi}{2}, & E_b - E_c > 0 \\ \frac{3\pi}{2} \leq \theta < 2\pi, & E_b - E_c < 0 \text{ 且 } E_a - E_b - E_c < 0 \end{cases} \quad (11)$$

结合式(3)和式(11)，即可解算出转子位置电角度。

2 包络法提取三相反电势幅值

想要计算转子位置需要知道反电势的幅值，求取幅值可以使用包络法，A 相反电势绝对值的傅里叶分解如：

$$|E_a| = \frac{5E_p}{6} + \sum_{k=1,2,3,\dots}^{\infty} A_k \cos(2k\omega_e t) \quad (12)$$

$$A_k = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} |f(t)| \cos(2k\omega_e t) dt$$

式中， ω_e 为转子电角速度。通过对三相反电势进行低通滤波即可得到三相反电势的包络线，此包络线的值等于反电势幅值的 5/6。包络对于输入反电势的响应速度取决于滤波器的截止频率。低通滤波器的目标是只保留直流分量，该分量与反电势包络成正比。反电势包络为

$$E_p = \omega_e \psi \quad (13)$$

式中， ω_e 为转子电角速度， ψ 为电机磁链。电机起动过程中，转速上升较为缓慢，因此 E_p 的频率较低，则直流分量的相位延迟可近似为

$$\tau_{p-Ep} = \lim_{\omega \rightarrow 0} \frac{\arctan\left(\frac{\sqrt{2}\omega\omega_c}{\omega_c^2 - \omega^2}\right)}{\omega} = \frac{\sqrt{2}}{\omega_c} \quad (14)$$

由于 E_p 的变化较为缓慢，可以根据其微分对相位进行补偿：

$$E_{p_predict} = E_{p_filter} + \frac{\sqrt{2}E_{p_filter}}{\omega_c} \quad (15)$$

即便进行相位补偿，相位延迟也不能过大。因为微分相位补偿的前提是延迟时间内信号近似线性，相位延迟过大会导致延迟时间内信号容易呈现非线性，原因包括且不限于转矩突变、信号本身非线性，进而导致较大的预估误差。为了减少相位延迟，提高响应速度以及反电势幅值估算准确度，需要提高截止频率，但直接提高截至频率会增加谐波。

将三相反电势的绝对值相加并傅里叶分解：

$$|E_a| + |E_b| + |E_c| = \frac{5E_p}{2} + \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4E_p}{(k\pi)^2} \cos(6k\omega_e t) \quad (16)$$

可以看到谐波的频率提高到原本的两倍，放宽了对滤波器截止频率的要求。因此，将三相反电势信号的绝对值和代替单相反电势信号的绝对值进行低通滤波，可以容许低通滤波器使用更高截止频率，进而提高输出包络的响应速度。但是无刷直流电机采用方波驱动会导致转矩波动，进而导致转速波动存在，会有较低频分量，该分量没有三相关系，不

会因为三相相加而抵消,且随转速上升频率提高,但频率依然较低,导致难以通过滤波器滤除,并且被微分计算放大,导致补偿后的包络存在波动。转矩波动在最佳换相点时最小,在三相反电势过零点时最大。而式(3)仅在最佳换相点附近时受 E_p 估算误差影响大,因此可以避免转矩波动的影响。

综上,可以对三相反电势信号进行包络提取后,用合成三角波解算出转子位置,预测流程框图如图3所示。起动时可以通过两次相差 60° 的预定位来强托电机旋转产生反电势,从而锁定转子位置。

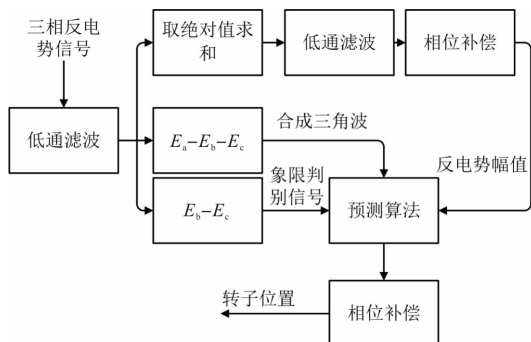


图3 预测流程框图

3 仿真和实验

3.1 仿真结果分析

仿真使用的电机参数如表1所示。

表1 电机仿真参数表

电机仿真参数	参数值
极对数 p / 对	4
电感 L / mH	0.35
电阻 R / Ω	0.18
磁链 ψ / Wb	0.0015
转动惯量 J / ($\text{kg} \cdot \text{m}^2$)	6×10^{-7}

电机采用方波控制,强制定位到 30° 电角度后直接再强制定位到 90° 激起反电势再用预测算法起动,预测算法采用最大转矩控制。电机的反电势由 simu-link 的 PSMS 模型的 Trapezoidal 反电势模式下直接引出,其三相反电势波形如图4所示。

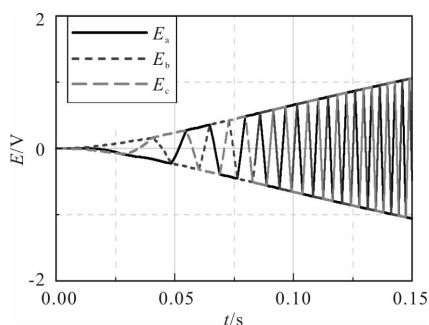


图4 仿真模型输出反电势图

三相反电势合成的三角波如图5所示。可以看到三角波不存在平角,幅值是单相的三倍,更容易从噪声中提取,得到幅值后即可根据该三角波计算转子位置。

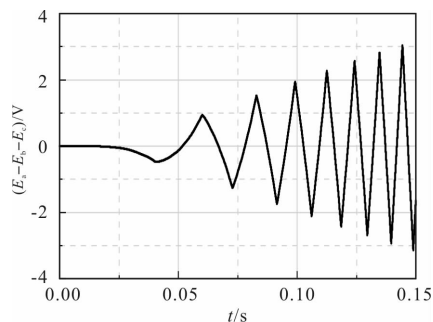


图5 三相反电势合成三角波图

反电势包络提取结果 $E_{p_predict}$ 和实际反电势包络 E_{p_actual} 如图6所示。可以看到包络线存在波动,其高频分量没有完全滤除,并且在 0.27s 有较大的误差,其由强制定位切换预测算法的转矩波动造成。

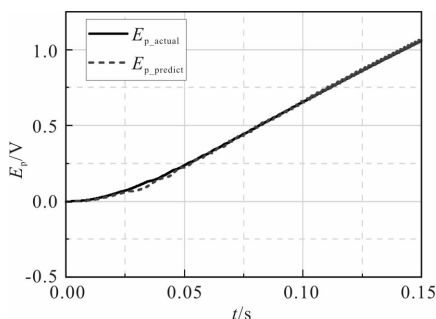


图6 包络提取对比图

从图7中可以看到,存在一个随转速提高且幅值几乎恒定的波动,该波动是微分放大转矩波动导致的,振幅有 0.0175V,但转矩在最佳换相点附近的转矩更平稳,而位置估算算法只在最佳换相点附近的误差较大,因此实际上对位置估算影响很小,可忽略不计。

计算后得到的预估电角度 $\theta_{predict}$ 和实际电角度 θ_{actual} 对比如图8所示,可以看到开始预测时从强制定位切换到预测算法时的转矩波动造成了误差。

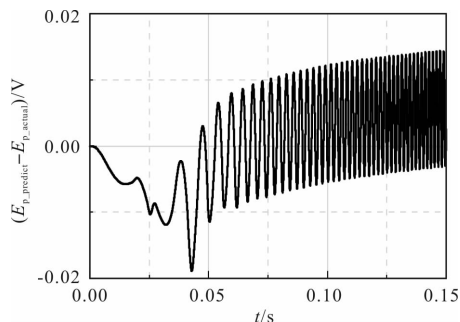


图7 包络提取误差图

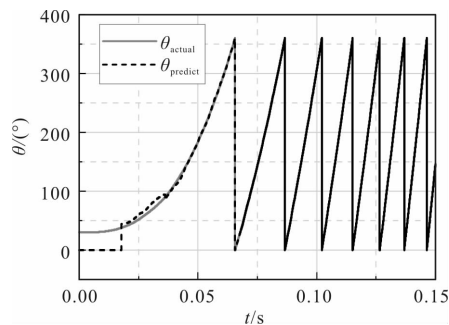


图 8 转子位置电角度对比图

预估误差 $|\theta_{\text{predict}} - \theta_{\text{actual}}|$ 如图 9 所示。从图中可以看到，在反电势较低时就可以做到误差在 5 度左右的位置预估，在反电势幅值超过 0.5V 后，误差小于 2 度，方波控制带来的转矩波动对预估影响很小。

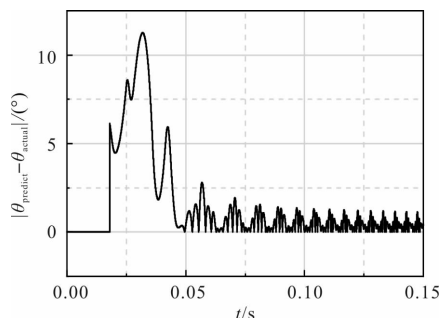


图 9 转子位置电角度误差图

在输入模型输出的三相反电势加入相互独立的噪声，并使用截止频率为 1500Hz 的巴特沃斯二阶低通滤波器后，并进行相位矫正后的预估电角度和实际电角度对比如图 10 所示，可以看出对实际电角度的预测效果较好，并成功起动电机。

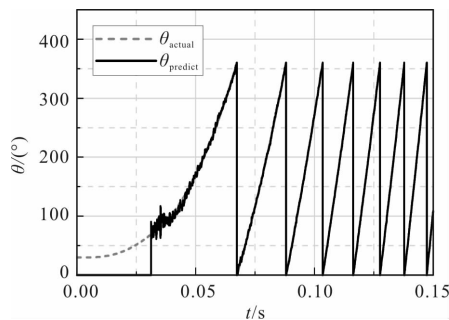


图 10 带噪声转子位置电角度对比图

预估误差如图 11 所示。受低通滤波器的影响，预测开始的时间延迟到了 0.037s，但可以看到矫正是有效的，个别较大幅度的预测误差并未影响电机正常运行，稳态误差小于 5 度。

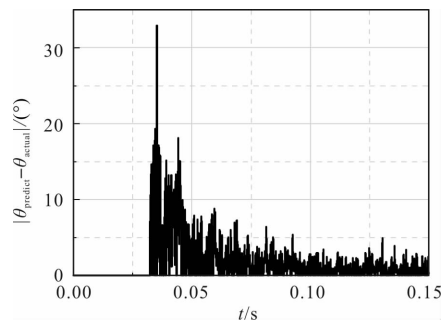


图 11 带噪声转子位置电角度误差图

4 结 语

通过将三相反电势线性组合，可构造出频率与转子电频率相同、幅值为单相三倍的三角波，有效避免了梯形波平角对角度解算造成的盲区；结合相间电势差可唯一确定转子位置象限，从而实现全电角度范围内的位置解算。采用三相反电势绝对值之和的低通滤波提取反电势幅值包络，并引入微分相位补偿，能够在反电势较低时提供较为准确的幅值信息，且对滤波延迟具有良好的补偿效果。

仿真结果表明，该方法在反电势较低时即可实现较高精度的位置预估，对测量噪声和滤波延时具有较好的鲁棒性，预估误差满足无位置传感器起动的要求。

本研究对比普通强拖起动，不需要设计压频曲线，不易失步，可由估算出的全范围电角度获得较大电磁转矩，起动更为简单稳定。线性化的算法使得其容易与其他抗噪方法结合来提高鲁棒性。本方法与高频注入法、三次谐波法等方法相比，本方法不依赖电机凸极性，也无需额外电路，具有较广的适用性和较低的硬件成本。

参考文献

- [1] 王晓远, 傅涛. 基于全局快速终端滑模观测器的无刷直流电机无位置传感器控制[J]. 电工技术学报, 2017, 32(11): 164-172.
- [2] Fakham, H., Djemai, et al. Design and practical implementation of a back-emf sliding-mode observer for a brushless dc motor[J]. IET Electric Power Applications, 2008, Vol. 2(6): 353-361.
- [3] 刘栋良, 崔言飞, 陈镁斌. 无刷直流电机反电动势估计方法[J]. 电工技术学报, 2013, 28(06): 52-58.
- [4] 曹宽, 万彦辉, 王京锋, 等. 一种改进三次谐波法的无刷直流电动机无位置传感器控制[J]. 微特电机, 2013, 41(03): 40-43.

(下转第 75 页)

基于微分反馈与前馈补偿的 PMSM 速度环控制策略

李彪¹, 李鹏¹, 李亚芳², 周世华¹, 王靖宇¹

(1. 西安航天精密机电研究所, 西安 710100; 2. 北京动力机械研究所, 北京 100074)

摘要: 针对永磁同步电机(PMSM)速度环传统 PI 控制存在的超调大、谐振峰高、响应滞后及抗扰能力差等问题, 提出一种引入微分反馈与前馈补偿的复合控制策略。通过引入微分反馈增强系统阻尼, 有效抑制了阶跃响应中的超调与振荡, 并提升系统抗负载扰动能力。为进一步克服引入微分反馈导致系统带宽减小和跟踪连续指令精度降低的问题, 再引入前馈补偿, 通过预测指令变化趋势并补偿电流环指令, 从而提升系统响应的快速性和稳态跟踪精度。分析结果显示速度环采用微分反馈-前馈补偿复合控制策略后, 不仅具有良好的动态特性, 还大幅拓展系统跟踪带宽, 减小响应延迟, 并降低了谐振峰。在 Matlab/Simulink 环境下搭建 PMSM 速度-电流双闭环模型, 通过仿真验证了本文控制策略的有效性。

关键词: 速度环; 动态性能; 跟踪精度; 微分反馈; 前馈补偿

中图分类号: TM341; TM351; TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)07-0054-08

PMSM Speed Loop Control Strategy Based on Differential Feedback and Feedforward Compensation

LI Biao¹, LI Peng¹, LI Yafang², ZHOU Shihua¹, WANG Jingyu¹

(1. Xi'an Aerospace Precision Electromechanical Institute, Xi'an 710100, China;

2. Beijing Institute of Power Machinery, Beijing 100074, China)

Abstract: To address the issues of significant overshoot, high resonance peak, response lag, and poor disturbance rejection in traditional PI control of the permanent magnet synchronous motor (PMSM) speed loop, a composite control strategy incorporating differential feedback and feedforward compensation was proposed. The introduction of differential feedback enhanced system damping, which effectively suppressed overshoot and step-response oscillations, while also improving the system's resistance to load disturbances. To further mitigate the reduction in system bandwidth and the decline in tracking accuracy for continuous commands caused by differential feedback, feedforward compensation was introduced. This approach predicted the trend of command variations and adjusted the current loop reference accordingly, thereby enhancing both the response speed and steady-state tracking accuracy of the system. Analysis results indicated that, with the adoption of the differential feedback-feedforward compensation composite control in the speed loop, the system not only exhibited improved dynamic performance but also achieved a notably broader tracking bandwidth, reduced response delay, and lower resonance peak. A dual closed-loop speed-current model of the PMSM was implemented in the Matlab/Simulink environment, and simulations verified the effectiveness of the proposed control strategy.

Key words: speed loop; dynamic performance; tracking accuracy; derivative feedback; feedforward compensation

0 引言

永磁同步电动机(PMSM)凭借其功率密度高、运行效率高、转矩/惯量比高等性能优势, 在航空航天^[1-2]、智能机器人^[3-4]、新能源电动汽车^[5-6]等领域获得广泛的应用。因此, 开展 PMSM 高性能速度控制策略的研究, 对进一步提升相关设备的整体运行性能具有重要的意义和价值^[7]。虽然近些年提出了多种先进控制算法, 如基于数据驱动的神经网络控

制、基于不确定性智能处理的模糊控制等。但在实际中考虑到控制系统的稳定性、实时性及工程实现复杂度, 速度环多采用结构简单、参数易整定且可靠性高的 PI 控制^[8-9]。

传统速度环 PI 控制虽具备上述工程优势, 但在控制性能上也存在局限, 包括: 难以兼顾响应快速与超调量小; 存在高谐振峰, 输出响应延迟严重; 且面对负载突变等扰动时, 抗干扰能力较弱^[10]。所以需要传统 PI 控制策略进行优化改进, 以提升

收稿日期: 2025-10-27

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

PMSM 速度控制的综合性能。

本文针对 PMSM 速度环高性能控制需求, 首先在传统 PI 控制的基础上引入微分反馈控制, 增大系统等效阻尼, 从而抑制响应中的超调与振荡, 同时提升系统对负载突变扰动的抑制能力。然而, 微分反馈的引入会降低系统带宽和跟踪连续变化指令的精度。对此, 进一步引入前馈补偿, 利用前馈控制的超前调节特性有效提升系统响应的快速性和对连续变化指令的跟踪精度。分析得出, 在 PMSM 速度环 PI 控制中融合前馈-微分反馈复合控制策略后, 不仅对超调、振荡及负载扰动进行了有效抑制, 还大幅拓宽了系统跟踪带宽, 减小了响应滞后, 同时抑制了谐振峰值, 从而实现了多性能指标的综合优化。最后在 Matlab/Simulink 环境下搭建仿真模型, 进行了仿真验证。

1 PMSM 速度环 PI 控制器设计

1.1 PMSM 速度环数学建模

PMSM 磁场定向控制通过坐标变换理论实现了电机磁场、转矩的解耦控制, 当采用 $i_d = 0$ 电流控制方式时, 电磁转矩与 i_q 成线性关系, 从而可以实现对电磁转矩的精确控制。在同步旋转的 dq 坐标系下, PMSM 数学模型包括

1) 电压方程:

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

式中, u_d , u_q , i_d , i_q 分别为电机 d 、 q 轴电压和电流; L_d , L_q 为 d 、 q 轴电感, 对于表贴式 PMSM 有 $L_d = L_q = L$; R 为定子电阻; ψ_f 为永磁体磁链; ω_e 为电机电气角速度。

2) 电磁转矩方程:

$$T_e = k_T i_q \quad (2)$$

式中, T_e 为电磁转矩; k_T 为转矩系数, $k_T = 1.5 p \psi_f$, p 为电机极对数。

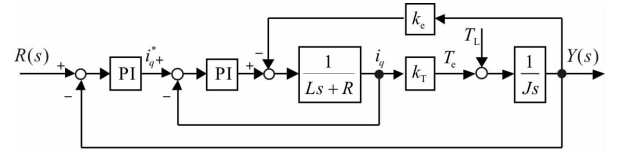
3) 运动方程:

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

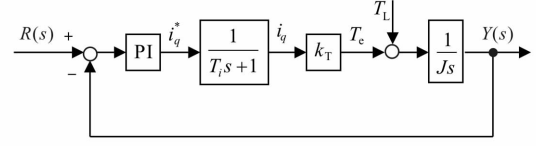
式中, J 为总转动惯量; ω 为电机机械角速度; T_L 为负载转矩; B 为黏滞系数, 常予以忽略。

PMSM 电流环一般采用 PI 调节校正成 I 型系统。速度环一般采用 PI 调节校正成 II 型系统。PMSM 速度-电流双闭环控制框图如图 1(a) 所示, 其中 k_e 为反电动势系数, 有 $k_e = p\psi_f$ 。由于电流环带宽远高于

速度环, 因此在设计速度环时常将电流环等效为时间常数为 T_i 的惯性环节, 简化后速度环控制框图如图 1(b) 所示。



(a) PMSM 速度-电流双闭环控制框图



(b) 简化后 PMSM 速度环控制框图

图 1 PMSM 速度环控制框图

1.2 PMSM 速度环 PI 控制器设计

设速度环 PI 控制器的传递函数为

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

控制器参数, $\tau = k_p/k_i$, 则速度环开环传递函数 $G_o(s)$ 、闭环传递函数 $G_b(s)$ 为

$$\begin{cases} G_o(s) = k_p \frac{\tau s + 1}{\tau s} \frac{1}{T_i s + 1} \frac{k_T}{J s} = \frac{K(\tau s + 1)}{s^2(T_i s + 1)} \\ G_b(s) = \frac{G_o(s)}{1 + G_o(s)} = \frac{K\tau s + K}{T_i s^3 + s^2 + K\tau s + K} \end{cases} \quad (4)$$

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

速度环开环传递函数对数频率特性渐进线如图 2 所示^[11,12]。图中幅频特性渐进线分为低频区、中频区、高频区三段, 三段渐进线斜率分别为 $-40\text{dB/dec} \sim -20\text{dB/dec} \sim -40\text{dB/dec}$, 转折频率分别为 $\omega_1 = 1/\tau$ 、 $\omega_2 = 1/T_i$ 。中频区宽度 h 为 $h = \tau/T_i$ 。

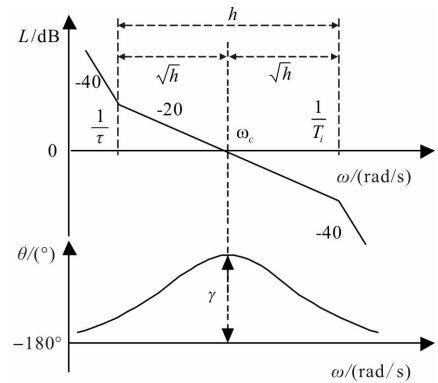


图 2 速度环开环对数频率特性渐进线图

系统动态特性主要受中频区影响, 一般需要确保系统具有足够的相角裕度。系统开环传递函数相

频特性为

$$\theta(\omega) = -180^\circ + \arctan \omega \tau - \arctan \omega T_i \quad (5)$$

因此有

$$\gamma(\omega) = 180^\circ + \theta(\omega) = \arctan \omega \tau - \arctan \omega T_i \quad (6)$$

如果 h 确定, 则 $G_o(s)$ 相频特性曲线确定, 幅频特性曲线的形状也确定。由 $\frac{d\gamma(\omega)}{d\omega} = 0$ 解得, 在中频段的几何中心处 $\gamma(\omega)$ 有最大值 γ_m

$$\gamma_m = \arctan \frac{h-1}{2\sqrt{h}} \quad (7)$$

改变系统的开环增益 K , 相频特性曲线不变, 幅频特性曲线上、下移动, 当使得开环截止频率 ω_c 位于中频区几何中心时, 系统将获得该中频宽 h 下的最大相角裕度, 此时 K 的计算如式(8)所示。PI 控制器参数的确定, 一般先根据相角裕度需求选取 h , 再计算开环增益 K 。

$$K = \frac{1}{h\sqrt{h}T_i^2} \quad (8)$$

对于传统 PI 控制, 系统时域阶跃响应动态特性(上升时间 t_r 、超调量 $\sigma\%$ 、调节时间 t_s)与 h 的关系见表 1。系统闭环频域特性(带宽 ω_b 、谐振频率 ω_r 、谐振峰 M_r)与 h 的关系见表 2。可以看到, 传统速度环 PI 控制在实现快速响应时, 会导致超调量大和谐振峰高, 动态过程也会出现振荡, 反映系统阻尼不足。此外, 为增强系统的抗负载扰动能力, 则需要选取较小的 h , 这也会降低系统的稳定度, 加剧超调、振荡与谐振。

表 1 阶跃响应特性与 h 关系

h	4	5	6	7	8	9	10
t_r/T_i	3.09	3.48	3.84	4.19	4.53	4.85	5.17
$\sigma\%$	43.4	37.3	32.9	29.6	27	24.9	23.2
t_s/T_i	16.6	17.5	15.3	18.1	20.9	23.7	26.3

表 2 闭环频域特性与 h 关系

h	4	5	6	7	8	9	10
ω_b/ω_2	0.585	0.553	0.531	0.514	0.501	0.489	0.48
ω_r/ω_2	0.412	0.34	0.288	0.248	0.217	0.192	0.174
M_r/dB	4.52	3.66	3.12	2.75	2.48	2.27	2.11

2 微分反馈控制及其影响分析

针对速度环传统 PI 控制存在的不足, 在 PI 控制基础上引入微分反馈控制如图 3 所示, 其中 τ_d 为微分反馈系数^[13-14]。微分反馈环节通过对系统施加与输出变化趋势相反的控制量, 增大系统等效阻尼,

从而抑制超调与振荡, 改善系统动态特性。同时, 微分项通过对速度变化趋势的预测, 可实现一定程度的超前调节, 提升系统抑制变化负载扰动的能力。

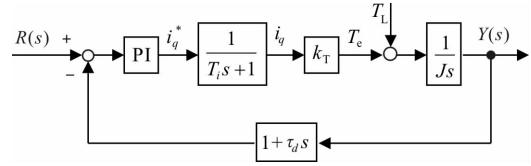


图 3 引入微分反馈后 PMSM 速度环控制框图

下面对引入微分反馈后对系统性能的影响展开分析。为了分析结果具有一般性, 对系统进行归一化, 时域基值取 T_i , 频域基值取 ω_2 ($\omega_2 = 1/T_i$)。电机参数见表 3, 后续分析中采用工程经验中性能较佳的中频宽参数 $h=6$ 。

表 3 电机参数

参数	参数值
定子电阻/ Ω	1.2
定子直轴电感/H	$3e-3$
定子交轴电感/H	$3e-3$
转矩系数/(Nm/A)	0.187
反电势系数/(V · s/rad)	0.1048
转动惯量/(kg · m ²)	$5e-5$

2.1 微分反馈对动态特性影响分析

引入微分反馈后, 输入输出传递函数为

$$G_{bd}(s) = \frac{K\tau s + K}{T_i s^3 + (1 + K\tau\tau_d)s^2 + K(\tau + \tau_d)s + K} \quad (9)$$

可以看到微分反馈的引入不影响原闭环传递函数零点, 但会重新配置系统闭环极点的位置。

控制器按照式(8)取参数值, 并令 $\tau_d = k_d T_i$, 则

$$G_{bd}(s) = \frac{hT_i s + 1}{h\sqrt{h}T_i^3 s^3 + h(\sqrt{h} + k_d)T_i^2 s^2 + (h + k_d)T_i s + 1} \quad (10)$$

采用参数广义根轨迹法分析微分反馈对闭环极点的影响。引入微分反馈后闭环特征方程式为

$$h\sqrt{h}T_i^3 s^3 + h(\sqrt{h} + k_d)T_i^2 s^2 + (h + k_d)T_i s + 1 = 0 \quad (11)$$

令 $p = \frac{s}{\omega_2}$, 得到归一化的闭环特征方程式, 进行整理得到:

$$h\sqrt{h}p^3 + h\sqrt{h}p^2 + hp + 1 + k_d h(p^2 + p) = 0 \quad (12)$$

从而得到归一化后, 分析参数 k_d 广义根轨迹的等效开环传递函数为

$$G_{\text{oequ}} = \frac{k_d h (p^2 + p)}{h \sqrt{h} p^3 + h \sqrt{h} p^2 + h p + 1} \quad (13)$$

由式(13)得到参数 k_d 的根轨迹如图 5 所示。原系统闭环根为一个实根和一对共轭复根, 系统闭环传递函数为一个惯性环节与一个欠阻尼二阶系统级联。当引入微分反馈, 随着微分系数增大, 实根右移, 即惯性环节时间常数增大; 复根与负实轴之间夹角减小, 二阶系统阻尼系数增大, 二者的作用, 都将使闭环系统阶跃响应超调量减小, 并变得平缓。

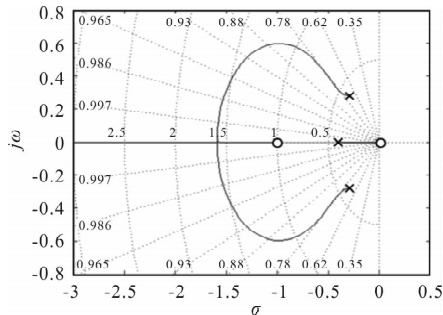


图 4 引入微分反馈后根轨迹图

系统单位阶跃响应曲线如图 5 所示, 引入微分反馈后对阶跃响应的影响与上述广义根轨迹分析结果相符。

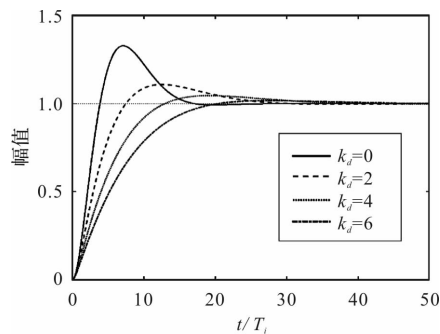


图 5 引入微分反馈后单位阶跃响应

阶跃响应动态性能与系数 k_d 关系如表 4 所示。可以看到随着微分系数的增大, 超调量显著减小。上升时间 t_r (第一次达到稳态值时间) 随着微分系数增大而增大。调节时间 t_s ($\Delta = 2\%$) 开始随着微分系数增大而增大, 但当微分系数增大到一定程度后, 由于对振荡的有效抑制, 响应曲线较早地进入误差带, 从而使得调节时间缩短。如表 4 中所示, $k_d = 5$ 时, $t_s = 30T_i$, 而 $k_d = 6$ 时, $t_s = 18T_i$, 因此引入微分反馈有效抑制了响应的超调和振荡。

表 4 系统动态性能与微分系数关系

k_d	0	1	2	3	4	5	6
$\sigma / \%$	32.9	17.7	10.9	7.09	4.62	2.93	1.78
t_r / T_i	3.84	5.38	7.46	9.98	12.9	16.3	20.4
t_s / T_i	15.3	20.4	24.1	27	29.2	30	18

2.2 微分反馈对抗负载扰动性能影响分析

引入微分反馈后负载输入、转速输出传递函数框图如图 6 所示, 对应传递函数如式(14)所示

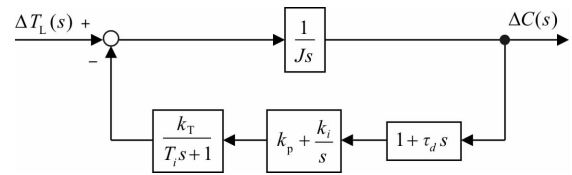


图 6 引入微分反馈后负载输入系统框图

$$G_L(s) = \frac{\Delta C(s)}{\Delta T_L(s)} = -\frac{T_i}{J} \frac{h \sqrt{h} T_i s (T_i s + 1)}{h \sqrt{h} T_i^3 s^3 + h(\sqrt{h} + k_d) T_i^2 s^2 + (h + k_d) T_i s + 1} \quad (14)$$

当突加负载 ΔT_L , 会引起转速跌落然后再恢复, 取转速跌落基值为 $C_b = \Delta T_L T_i / J$ 。根据式(14)得到突加负载时转速跌落曲线如图 7 所示, 可以看到随着微分系数的增大, 转速跌落幅度减小, 转动波动过程变平缓, 系统抗负载扰动能力增强。转速最大跌幅标么值 $\Delta C / C_b$, 最大跌落时间 t_m , 恢复时间 t_{sl} ($\Delta = 2\%$) 与微分系数 k_d 的关系如表 5 所示。

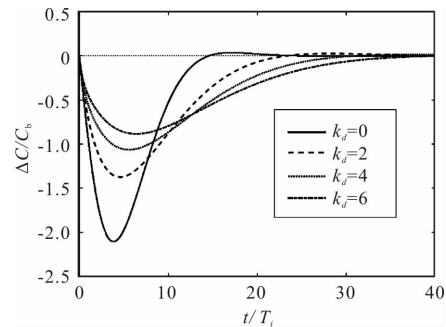


图 7 引入微分反馈后突加载时转速跌落曲线

表 5 抗扰性能与微分系数关系

k_d	0	1	2	3	4	5	6
$\Delta C / C_b$	-2.11	-1.65	-1.37	-1.19	-1.06	-0.96	-0.88
t_m / T_i	3.84	4.14	4.6	5.1	5.58	6.01	6.41
t_{sl} / T_i	13.7	18	21.6	25	28.3	31.7	35.3

负载扰动函数 $(J/T_i) G_L(s)$ 的幅频特性图如图 8 所示, 当 J 、 T_i 确定后, 只需将图向下平移 $20 \lg(J/T_i)$ dB 就可以得到 $G_L(s)$ 的幅频特性。可以看到随着微分系数的增大, 中频段幅值衰减增大, 因此系统对变化负载(如突变负载或周期性波动负载)的抑制能力得到增强。低频段的幅频特性维持不变, 说明系统对恒定负载或缓变负载扰动的稳态抑制能力保

持不变。在高频段,幅值曲线同样衰减,表明系统对高频噪声的敏感度未因微分作用而恶化。

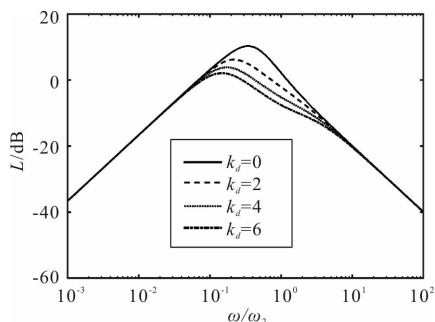


图8 引入微分反馈后闭环幅频特性曲线

2.3 微分反馈对速度环稳定度影响

引入微分反馈后,速度环反馈不再是单位反馈,成为 $H(s) = 1 + \tau_d s$, 因此有开环传递函数

$$\begin{aligned} G_o(s)H(s) &= \frac{1}{h\sqrt{h}T_i^2} \frac{(hT_i s + 1)(k_d T_i s + 1)}{s^2(T_i s + 1)} \\ &= \frac{1}{h\sqrt{h}} \frac{hk_d T_i^2 s^2 + (h + k_d)T_i s + 1}{T_i^2 s^2 (T_i s + 1)} \end{aligned} \quad (15)$$

开环传递函数伯德图如图9所示,由于微分控制的相位超前作用,相角裕度明显增大。相角裕度 γ 和微分系数 k_d 关系如表6所以,随着微分系数增大,相角裕度增大。相角裕度的增大,可以改善系统动态品质,还可以增强系统的环境适应性。

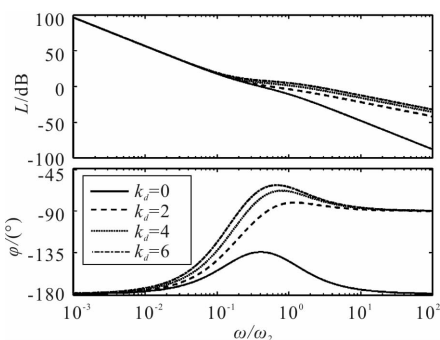


图9 引入微分反馈后系统开环伯德图
表6 相角裕度与微分系数关系

k_d	0	1	2	3	4	5	6
$\gamma/^\circ$	45.6	69.1	92.3	107	109	107	105

2.4 微分反馈对闭环性能影响

式(9)所示为引入微分反馈后的系统闭环传递函数。引入微分反馈后,闭环带宽与微分系数关系如表7所示,可以到随着微分系数的增大,闭环带宽降低。

表7 闭环特性与微分系数关系

k_d	0	1	2	3	4	5	6
ω_b/ω_2	0.689	0.497	0.368	0.288	0.235	0.198	0.17

由式(4)、式(9)所示引入微分反馈前后的系统闭环传递函数,可以得到引入微分反馈前后的跟踪误差传递函数 $G_e(s)$ 、 $G_{ed}(s)$ 为

$$\begin{cases} G_e(s) = \frac{T_i s^3 + s^2}{T_i s^3 + s^2 + K\tau s + K} \\ G_{ed}(s) = \frac{T_i s^3 + (1 + K\tau\tau_d)s^2 + K\tau_d s}{T_i s^3 + (1 + K\tau\tau_d)s^2 + K(\tau + \tau_d)s + K} \end{cases} \quad (16)$$

可以看到引入微分反馈后系统无差度由二阶降为一阶,根据拉普拉斯终值定理可知,系统跟踪连续变化指令的能力降低。

微分反馈的引入,虽然能够改善系统动态特性和抗负载扰动能力,但也会引起系统闭环带宽降低、跟踪连续变化指令的能力降低。

3 前馈补偿

针对引入微分反馈后系统带宽减低、跟踪连续变化指令精度降低的问题,在引入微分反馈基础上,进一步引入前馈补偿环节^[15],如图10所示,图中 $G_c(s)$ 为速度环控制器, $G_H(s)$ 为前馈函数, $G_p(s)$ 为速度环被控对象传递函数。前馈不需要等到跟踪误差出现,可以根据指令直接给出控制作用,因此可以提高系统响应的快速性。通过基于模型的逆设计,前馈可以消除惯性、阻尼等导致的响应滞后。

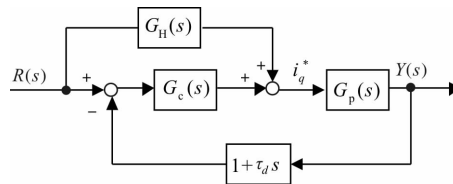


图10 速度环前馈-微分反馈控制框图

由图10可以得到引入前馈-微分反馈后速度环输入输出传递函数为

$$\begin{aligned} \Phi(s) &= \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{G_H(s)G_p(s) + G_c(s)G_p(s)}{1 + G_c(s)G_p(s)(1 + \tau_d s)} \\ &= \frac{G_H k_T s + k_p k_T s + k_i k_T}{J T_i s + (J + k_p k_T \tau_d) s^2 + (k_p k_T + k_i k_T \tau_d) s + k_i k_T} \end{aligned} \quad (17)$$

根据全不变性原理,即 $\Phi(s) = 1$ 可以得到

$$G_H(s) = \frac{JT_i s^2}{k_T} + \left(\frac{J}{k_T} + k_p \tau_d\right)s + k_i \tau_d \quad (18)$$

数字控制时, 前馈函数中两次微分会放大输入中的噪声。实际中根据性能需求可以对系统只进行部分前馈补偿^[16], 因此忽略二次项以降低噪声敏感度, 可得部分补偿前馈函数为

$$G_{H1}(s) = \left(\frac{J}{k_T} + k_p \tau_d\right)s + k_i \tau_d \quad (19)$$

采用 G_{H1} 后, 系统输入输出传递函数为

$$\Phi_1(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{[G_{H1}(s) + G_c(s)]G_p(s)}{1 + G_c(s)G_p(s)(1 + \tau_d s)} = \frac{\left(\frac{J}{k_T} + k_p \tau_d\right)s^2 + (k_p + k_i \tau_d)s + k_i}{\frac{JT_i s^3}{k_T} + \left(\frac{J}{k_T} + k_p \tau_d\right)s^2 + (k_p + k_i \tau_d)s + k_i} \quad (20)$$

对应误差传递函数为

$$\Phi_{e1}(s) = \frac{E(s)}{R(s)} = \frac{R(s) - Y(s)}{R(s)} = 1 - \Phi_1(s) = \frac{\frac{JT_i s^3}{k_T}}{\frac{JT_i s^3}{k_T} + \left(\frac{J}{k_T} + k_p \tau_d\right)s^2 + (k_p + k_i \tau_d)s + k_i} \quad (21)$$

对照只引入微分反馈时的误差传递函数 $G_{ed}(s)$, 由拉普拉斯终值定理可知, 引入前馈补偿后系统无差度由 1 阶提高到 3 阶。同时, 引入前馈控制前后, 系统的闭环极点和负载扰动传递函数保持不变, 因此前馈补偿环节的引入不影响系统的稳定性和抗负载扰动能力。

当速度环 PI 参数采用式(8)取值, 并引入前馈-微分反馈后, 系统输出输出传递函数归一化形式为

$$\Phi_1(p) = \frac{h(\sqrt{h} + k_d)s^2 + (h + k_d)p + 1}{h\sqrt{h}p^3 + h(\sqrt{h} + k_d)p^2 + (h + k_d)p + 1} \quad (22)$$

从而可得引入前馈补偿 G_{H1} 后输入输出传递函数的带宽和谐振频率、谐振峰与微分系数的关系, 如表 8 所示。对于传统 PI 控制, 如表 2 所示, $h=6$ 时, 闭环带宽 $\omega_b = 0.531\omega_2$, 谐振频率 $\omega_r = 0.288\omega_2$, $M_r = 3.12\text{dB}$ 。只引入微分反馈后, 如表 7 所示闭环带宽降低, 当为 $k_d=6$ 时带宽为 $0.17\omega_2$ 。

在微分反馈基础上进行前馈补偿后如表 8 所示, 带宽大幅扩展, 同时相对传统 PI 控制谐振频率增大, 谐振峰降低。 $h=6$ 、 $k_d=6$ 时, $\omega_b = 3.667\omega_2$,

$\omega_r = 0.41\omega_2$, $M_r = 0.509\text{dB}$ 。

表 8 引入前馈补偿后系统频域特性与微分系数关系

k_d	0	1	2	3	4	5	6
ω_b/ω_2	1.352	1.714	2.095	2.482	2.880	3.277	3.677
ω_r/ω_2	0.441	0.415	0.402	0.398	0.397	0.403	0.41
M_r	2.89	1.76	1.22	0.919	0.729	0.601	0.509

$h=6$ 时, 传统 PI 控制、引入微分反馈($k_d=6$)、引入前馈-微分反馈($k_d=6$)三种情况的输入输出传递函数伯德图如图 11 所示。可以看到传统 PI 控制存在明显谐振峰; 引入微分反馈后抑制了谐振, 但带宽减小, 中、低频段相位滞后增大。采用前馈-微分反馈复合控制后, 系统带宽大幅扩展, 整个频段内相位滞后明显减小, 相对传统 PI 控制谐振峰也减小。实际中速度环工作频带小于电流环, 采用前馈-微分反馈控制策略后, 在速度环工作频带范围内, 系统将对连续变化指令将具有良好的跟踪精度。

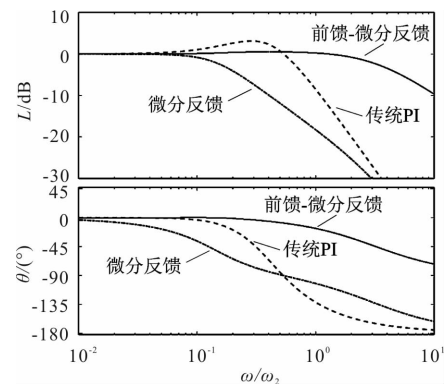


图 11 输入输出传递函数伯德图

为了使得前馈环节的引入不影响系统阶跃响应的动态特性, 可以根据指令信号特征自适应前馈补偿。以指令变化率作为判断条件, 软件中设置一个阈值 M , 当指令变化率绝对值大于零且小于 M 时即认为是连续变化指令, 使能前馈补偿环节; 当指令变化率绝对值大于 M 或着为零时, 即认为是阶跃指令, 不使能前馈补偿环节。

4 仿真研究

在 Matlab/Simulink 环境下搭建 dq 坐标系下 PMSM 速度-电流双闭环控制仿真模型, 控制器采用在传统 PI 基础上引入自适应前馈-微分反馈的控制策略, 如图 12 所示。直流供电母线电压为 270V, 电机参数见表 3, 电流环带宽设计为 500Hz, 速度环取 $h=6$, $k_d=6.5$, 前馈函数采用式(19)形式。PMSM 电机参数见表 3。

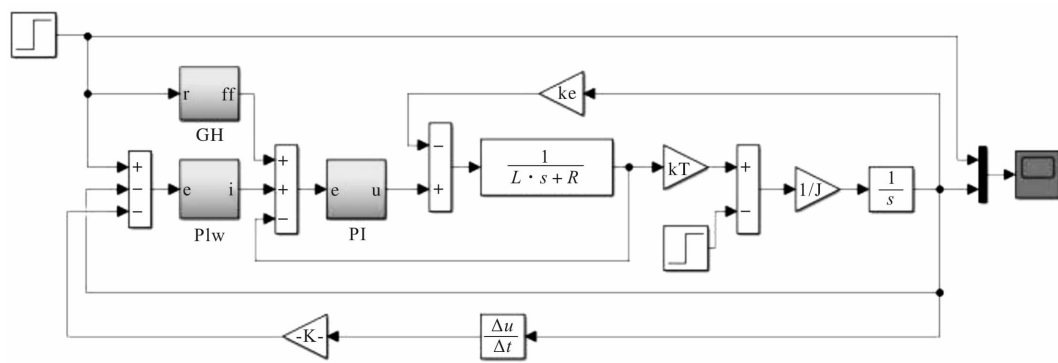


图 12 PMSM 速度-电流双闭环仿真模型

空载情况下给定转速阶跃指令 1000r/min, 系统响应曲线如图 13 所示, 传统 PI 控制超调量为 36.411%, 调节时间($\Delta=2\%$)为 108.46ms。引入自适应前馈-微分反馈后, 超调量为 1.715%, 调节时间为 106.13ms。控制策略优化后, 超调量减小了 95.29%, 调节时间也减小了 2.33ms, 动态调节过程品质得到改善。

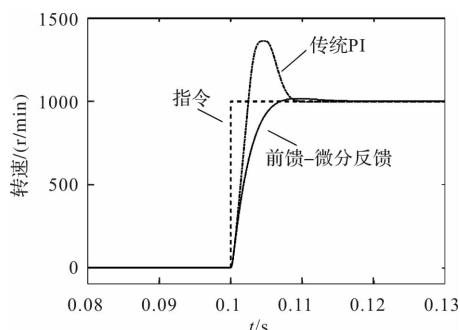


图 13 转速阶跃响应曲线

在 1000r/min 时, 突加负载 2Nm, 转速跌落曲线如图 14 所示, 传统 PI 控制转速跌落 210.798r/min, 恢复时间($\Delta=2\%$)为 3.88ms, 引入自适应前馈-微分反馈后, 转速跌落 86.125r/min, 恢复时间为 7.59ms。控制策略优化后转速跌落幅度减小了 59.14%。

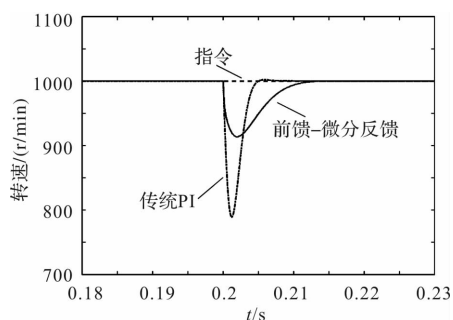
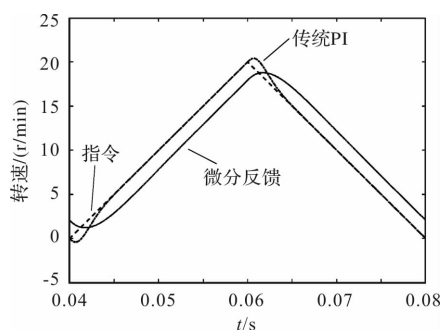


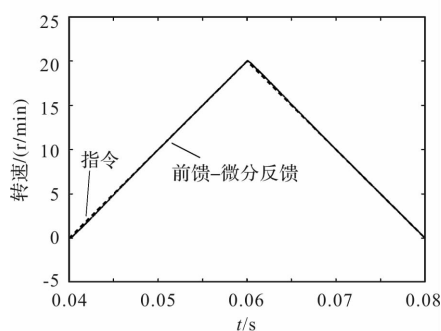
图 14 突加载时转速跌落曲线

空载情况下, 三角波指令响应曲线如图 15 所示。图 15(a)为传统 PI 控制和引入微分反馈后的响

应曲线, 传统 PI 控制有明显的瞬态过程, 但稳态误差为零。引入微分反馈后由于系统无差度降低, 跟踪斜坡指令出现稳态误差。图 15(b)为在 PI 基础上引入自适应前馈-微分反馈后的响应曲线, 由于系统跟踪无差度和响应快速性的提升, 对斜坡指令跟踪稳态误差为零, 且瞬态过程也较短。



(a) 传统PI控制及引入微分反馈后响应曲线



(b) 引入前馈-微分反馈后响应曲线

图 15 三角波指令响应曲线

空载情况下, 正弦指令(幅值 20r/min、频率 100Hz)的响应曲线如图 16 所示。图 16(a)为传统 PI 控制和引入微分反馈后的响应曲线, 传统 PI 控制时出现谐振, 响应幅值增大 2.4748dB, 相位滞后 -20.16° 。引入微分反馈后, 幅值衰减 -4.6687dB , 相位滞后 -65.52° 。图 16(b)为在 PI 基础上引入自适应前馈-微分反馈后的响应曲线, 响应幅值衰减 -0.004dB , 相位滞后 -5.4° , 跟踪精度明显提升。

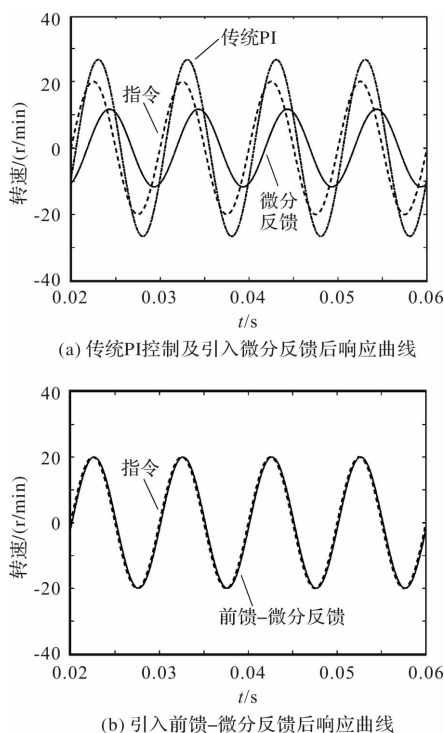


图 16 100Hz 正弦指令响应曲线

5 结 语

本文针对 PMSM 速度环传统 PI 控制存在的超调大、谐振峰高、响应滞后及抗扰能力差等问题,提出一种在传统 PI 控制基础上,引入微分反馈与自适应前馈补偿的复合控制策略。

(1)引入微分反馈后,能够有效抑制阶跃响应的超调与振荡,降低谐振峰,并增强系统抗负载扰动能力。然而,微分反馈的引入会降低系统的跟踪带宽和对连续变化指令的跟踪精度。

(2)在微分反馈基础上进一步引入自适应前馈补偿,可以在保持系统动态性能与抗负载扰动能力不受影响的前提下,有效提升系统响应的快速性和跟踪无差度,从而大幅拓展系统的跟踪带宽,提升系统对连续变化指令的跟踪精度,减小响应滞后。

参考文献

[1] 张新华,黄建,张兆凯,等. 大功率高性能航天伺服系统发展综述[J]. 导航定位与授时, 2017, 4(1): 14-19.

[2] 吕定翀,赵守军,曾思,等. 高性能伺服电机泵关键技术及挑战[J]. 航空学报, 2024, 45(15): 9-33, 3.

[3] 莫为,莫会成,顾苗苗,等. 一种四足机器人伺服电机设计与优化[J]. 微电机, 2019, 52(10): 1-6.

[4] 史婷娜,徐奕扬,谭本慷,等. 机器人关节用伺服电机关键技术与展望[J]. 电工技术学报, 2025, 40(19): 6192-6212.

[5] 罗森桥,王金玉. 电动汽车用 PMSM 电磁设计及其转矩控制[J]. 微电机, 2022, 55(05): 30-35.

[6] 王旭. 永磁同步电机在电动汽车应用的策略研究[J]. 防爆电机, 2025, 60(05): 54-57.

[7] 林珂,高海燕,陈智超. 永磁同步电机调速系统的复合控制策略研究[J]. 制造技术与机床, 2024(8): 120-126, 142.

[8] 董恒,王辉,黄科元. 永磁同步电动机驱动系统数字 PI 调节器参数设计[J]. 电气传动, 2009, 39(1): 7-10.

[9] 王莉娜,朱鸿悦,杨宗军. 永磁同步电动机调速系统 PI 控制器参数整定方法[J]. 电工技术学报, 2014, 29(05): 104-117.

[10] 李方俊,王生捷. 伺服系统速度环控制器参数的自整定及优化[J]. 现代防御技术, 2022, 50(1): 102-108.

[11] 廖晓钟,刘向东. 控制系统分析与设计[M]. 北京: 清华大学出版社, 2008.

[12] 李彪,李鲜莉. PMSM 速度环相角裕度最大控制研究[J]. 微电机, 2025, 58(03): 68-75.

[13] 张丹,张政权,王邦继,等. 永磁同步电机控制系统建模及微分负反馈优化[J]. 微电机, 2017, 50(10): 45-48, 52.

[14] 黄科元,周滔滔,黄守道,等. 永磁伺服系统基于微分自适应补偿的快速无超调控制策略[J]. 电工技术学报, 2014, 29(9): 137-144.

[15] 李宏胜,孙权,张建华,等. 基于前馈控制的数控机床进给运动轮廓误差分析[J]. 组合机床与自动化加工技术, 2010, (02): 9-11, 15.

[16] 李彪,李璐,李佳雨,等. 引入前馈的航天机电伺服系统复合控制技术[J]. 航天控制, 2024, 42(05): 23-29.

基于可切换指令的空冷风机超调振荡低能耗智能控制

詹保坡¹, 尚怡君², 王 玉³

(1. 河南省省直机关后勤保障中心 省政府保障部, 郑州 450000; 2. 河南农业职业学院 信息工程学院, 郑州 451450; 3. 河南省省直机关后勤保障中心 省政府保障部, 郑州 450000)

摘要: 在空冷风机运行控制中, 传统控制方法因控制模式单一导致动态工况下调节滞后与超调振荡, 且固定参数策略难以应对非线性时变特性, 造成稳态精度低与能耗过高。针对上述问题, 提出基于滑模切换的空冷风机多模态智能稳压节能控制方法。通过建立 LS-SVR 背压预测模型, 实现高精度前馈补偿, 为控制系统提供超前调节信号, 有效克服调节滞后问题; 以此预测信号为基础, 设计滑模切换函数, 利用背压预测值与实际值的偏差及其变化率作为输入变量, 实时判断系统运行状态并生成模式切换指令, 突破控制模式单一局限, 解决超调振荡问题; 基于该切换指令, 构建神经 PID 与模糊 PID 协同的多模态控制架构: 当系统处于平稳工况时启用神经 PID 进行精确参数整定, 当检测到动态扰动时切换至模糊 PID 进行规则补偿, 攻克固定参数策略缺陷, 显著提升稳态精度并降低运行能耗。实验结果表明, 所提方法 LS-SVR 背压预测模型预测精度高(平均相对误差 0.021、均方根误差 0.38kPa、决定系数 R^2 达 0.974), 在转速阶跃响应中响应快、超调小(约 2%), 且 24 小时运行功率消耗低(平均约 405kW)。

关键词: 滑模切换; 多模态控制; 背压预测; LS-SVR; 智能控制; 节能优化

中图分类号: TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)07-0062-06

Low-energy Consumption Intelligent Control of Overshoot Oscillation for Air-cooled Fans Based on Switchable Instructions

ZHAN Baopo¹, SHANG Yijun², WANG Yu³

(1. Department of Provincial Government Security, Logistics Support Center of Provincial Government Agencies of Henan Province, Zhengzhou 450000, China; 2. Department of Information Engineering, Henan Vocational College of Agriculture, Zhengzhou 451450, China; 3. Department of Provincial Government Security, Logistics Support Center of Provincial Government Agencies of Henan Province, Zhengzhou 450000, China)

Abstract: In the operation control of air-cooled fans, the traditional control method leads to regulation lag and overshoot oscillation under dynamic conditions due to the single control mode, and the fixed parameter strategy is difficult to deal with the non-linear time-varying characteristics, resulting in low steady-state accuracy and high energy consumption. To solve the above problems, a multimodal intelligent voltage stabilization and energy saving control method for air cooling fan based on sliding mode switching was proposed. By establishing the LS-SVR back pressure prediction model, the high-precision feedforward compensation was realized, which provided the leading regulation signal for the control system and effectively overcomes the regulation lag problem; Based on the predicted signal, the sliding mode switching function was designed, and the deviation between the predicted value and the actual value of back pressure and its change rate were used as input variables to judge the system operation status in real time and generate mode switching instructions, which broke through the limitation of single control mode and solves the problem of overshoot and oscillation; Based on the switching instruction, a multimodal control architecture of neural PID and fuzzy PID coordination was constructed; when the system was in a stable working condition, the neural PID was enabled for precise parameter setting, and when dynamic disturbance is detected, it is switched to fuzzy PID for rule compensation, which overcame the defects of fixed parameter strategy, significantly improved the steady-state accuracy and reduces the operation energy consumption. The experimental results show that the proposed LS-SVR back pressure prediction model has high prediction accuracy (average relative error 0.021, root mean square error 0.38kpa, determination coefficient R^2 up to 0.974), fast response in speed step response, small overshoot (about 2%), and low 24-hour power consumption (average about 405kw).

Key words: sliding mode switching; multimodal control; back pressure prediction; LS-SVR; intelligent control; energy saving optimization

收稿日期: 2025-09-30

基金项目: 2024 年河南省科技攻关项目: 基于数字孪生的无人机飞行品质评估技术研究(242102220050)

作者简介: 詹保坡(1982), 男, 本科, 高级工程师, 研究方向为大数据、智能控制。

尚怡君(1983), 女, 硕士, 副教授, 研究方向为智能控制、计算机。

王 玉(1994), 女, 本科, 工程师, 研究方向为计算机、智能控制。

0 引言

空冷风机作为工业生产中实现高效热交换的关键设备,其控制性能直接影响整个系统的能源效率与运行稳定性^[1]。在冶金、化工及电站空冷系统等复杂工业环境中,负荷与环境条件的频繁变化导致系统呈现显著的非线性和时变特性。传统 PID 控制等方法因结构单一、参数固定,难以应对此类动态工况,易引发系统调节滞后、超调振荡等问题,不仅影响稳态精度,更造成不必要的能源消耗^[2]。因此,研究一种能够智能适应不同运行状态、具备快速模式切换能力的控制方法,对提升空冷风机运行效率与控制品质具有重要意义。

现有研究围绕风机高性能控制已开展了诸多有益的探索。例如,孙东阳等人^[3]结合自适应准谐振控制器与反步控制器,有效抑制了双馈感应发电机的次同步振荡,展示了多策略融合潜力;Liu Y 等人^[4]基于贝尔曼方程设计的数据驱动鲁棒值迭代控制器,在处理训练数据覆盖的工况时表现出良好的控制效果;Jokar H 等人^[5]采用的扰动观测器边界控制方法,为估计并补偿系统外部扰动提供了有效思路;蔡佳浩等人^[6]则通过建立切换动态模型并利用模型预测控制(MPC)算法,实现了风量优化控制。然而,这些方法在控制模式的实时、智能切换方面仍存在局限性:或是在工况剧变时模式切换存在延迟^[3],或是过于依赖历史数据而在新工况下切换指令生成能力不足^[4],或是对复杂非线性扰动估计不准导致切换决策偏差^[5],亦或因模型依赖性强而在参数失配时切换机制自适应能力下降^[6]。其核心问题在于未能构建一个响应迅速、决策精准的可切换指令机制,以实时适配最优控制模式。

针对上述控制模式切换中的不足,本文提出一种基于可切换指令的空冷风机多模态智能稳压节能控制方法。核心创新在于构建了一个由前馈预测驱动的滑模切换决策机制,能够实时生成精准的模式切换指令。通过建立 LS-SVR 背压预测模型为系统提供超前状态信息;以此为基础设计滑模切换函数,动态判断系统运行状态并生成切换指令;最终构建神经 PID 与模糊 PID 协同的多模态控制器,执行切换指令,实现平稳工况下的精确整定与动态扰动下的鲁棒补偿。该方法旨在从根本上解决现有方法在模式切换延迟、指令适应性差等方面的缺陷,显著提升系统动态响应速度、稳态精度与能效水平。

1 基于 LS-SVR 的空冷风机背压前馈预测

在空冷风机控制系统中,背压是衡量系统运行状态的关键参数,其稳定性直接影响到汽轮机的出力 and 整个系统的能耗。传统反馈控制方法由于存在测量延迟和系统惯性,往往产生调节滞后,导致控制品质下降。为解决这一问题,提出基于最小二乘支持向量回归(LS-SVR)的背压前馈预测方法,通过建立高精度预测模型,为控制系统提供超前调节信号,有效克服调节滞后,提升系统动态响应性能。

LS-SVR 背压预测模型以空冷风机历史运行数据为基础^[7-8],通过对数据特征的学习,建立从运行参数到背压的准确映射关系。定义训练数据集为 $\{x_i, y_i\}_{i=1}^N$, 其中 $x_i = [x_{i1}, x_{i2}, \dots, x_{id}]^T$ 表示第 i 个样本的 d 维运行参数向量,包括风机转速、环境温度、风速等关键参数; y_i 为对应的背压实测值。基于该数据集,建立 LS-SVR 回归模型:

$$y(x) = \omega^T \varphi(x) + b \quad (1)$$

式中, $\varphi(x)$ 为非线性函数,将输入数据从原始空间映射到高维特征空间,有效提取运行参数与背压间的复杂非线性关系; ω 为权值向量; b 为偏置项。

为进一步优化模型性能,采用结构风险最小化准则,将回归问题转化为如下约束优化问题^[9]:

$$\begin{cases} \min_{\omega, b, e} J(\omega, e) = \frac{\omega^T \omega}{2} + \frac{\gamma}{2} \sum_{i=1}^N e_i^2 \\ \text{s. t. } y_i = \omega^T \varphi(x_i) + b + e_i, i = 1, 2, \dots, N \end{cases} \quad (2)$$

式中,第一项 $\frac{\omega^T \omega}{2}$ 控制模型复杂度,防止过拟合;

第二项 $\frac{\gamma}{2} \sum_{i=1}^N e_i^2$ 为经验风险项,通过惩罚因子 γ 平衡模型复杂度与训练误差; e_i 为第 i 个样本的预测误差。该优化问题的求解采用拉格朗日乘子法,构建拉格朗日函数:

$$L(\omega, b, e, \alpha) = J(\omega, e) - \sum_{i=1}^N \alpha_i [\omega^T \varphi(x_i) + b + e_i - y_i] \quad (3)$$

式中, α_i 为拉格朗日乘子。

遵循 KKT 条件,通过求解对偶问题得到模型参数:

$$\begin{bmatrix} 0 & I^T \\ I & \Omega + \gamma^{-1} I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b \\ \alpha \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ Y \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中, I 为全 1 向量; $Y = [y_1, y_2, \dots, y_N]^T$ 为输出向量; Ω 为核矩阵,其元素 $\Omega_{ij} = K(x_i, x_j) = \varphi(x_i)^T \varphi(x_j)$ 。选用高斯径向基函数作为核函数:

$$k(x_i, x_j) = \exp\left(-\frac{\|x_i - x_j\|^2}{2\sigma^2}\right) \quad (5)$$

式中,核参数 σ 控制函数映射的复杂程度。最终得到 LS-SVR 预测模型的显式表达式:

$$y_i(x) = \sum_{i=1}^N \alpha_i K(x, x_i) + b \quad (6)$$

将该模型应用于空冷风机背压预测,将空冷风机运行数据 x_i 输入上述模型中,获得风机背压预测结果 y_i 。此预测值作为前馈补偿信号提前送入控制系统,使控制器能够基于预测的未来状态提前调节风机运行参数,有效克服了传统反馈控制因测量延迟和系统惯性造成的调节滞后问题。

2 空冷风机多模态智能稳压节能控制

2.1 基于背压偏差的滑模切换决策

为实现空冷风机在不同工况下的最优控制,克服单一控制模式适应性差、易引发超调震荡的问题,以 LS-SVR 模型输出的背压预测信号为基础,设计滑模切换函数,构建智能决策机制。该机制以背压预测值与实际值的偏差及其变化率为输入,实时判断系统运行状态,并生成相应的模式切换指令,从而突破传统控制模式单一的局限,有效抑制系统超调与震荡。

根据背压预测结果与背压设定值定义背压控制偏差 $e(t)$ 及其变化率 $e_c(t)$ 为滑模切换函数的输入变量:

$$e(t) = P_{\text{set}} - y_i(t), e_c(t) = \frac{de(t)}{dt} \quad (7)$$

其中, P_{set} 为背压设定值。通过引入预测信息,系统能够提前感知背压变化趋势,为切换决策提供前瞻性判断依据。

设计滑模切换函数 $s(x)$ 如:

$$s(x) = \lambda_1 e(t) + \lambda_2 e_c(t) \quad (8)$$

式中, λ_1 和 λ_2 为滑模面参数,用于调节偏差与变化率在决策中的权重。该函数综合反映了系统当前的动态特性:当 $|s(x)|$ 较大时,表明系统处于动态过程或扰动较大的工况,需采用抗扰性强的控制模式;当 $|s(x)|$ 较小时,表明系统处于平稳工况,可采用精度高的控制模式。

基于滑模切换函数 $s(x)$ 的取值,设计如下切换规则来生成模式切换指令 $\text{Mode}(t)$:

$$\text{Mode}(t) = \begin{cases} 0 & \text{if } |s(x)| \leq \delta \\ 1 & \text{if } |s(x)| > \delta \end{cases} \quad (9)$$

式中, $\delta > 0$ 为预设的切换阈值。 $\text{Mode}(t) = 0$ 为系统处于平稳工况,触发神经 PID 控制模式; $\text{Mode}(t) = 1$ 为系统处于动态或扰动工况,触发模糊 PID 控制模式。

该滑模切换决策机制通过实时监测 $e(t)$ 和 $e_c(t)$ 动态调整控制模式,具备以下优势:首先,利用预测偏差信息实现了前馈式的决策,克服了传统方法响应滞后的问题;其次,通过滑模面参数 λ_1 、 λ_2 和阈值 δ 的灵活配置,可精确调节切换灵敏度,避免模式频繁切换引起的震荡;最后,该机制有效解决了单一控制模式难以同时满足动态响应速度与稳态精度的矛盾,为后续多模态控制的实现提供了可靠的决策依据。

2.2 基于切换指令的智能稳压节能控制

基于滑模切换决策模块产生的模式指令 $\text{Mode}(t)$,构建神经 PID 与模糊 PID 协同工作的多模态控制架构^[10-11],通过智能切换与协同补偿机制,攻克固定参数 PID 策略难以适应工况变化的缺陷,显著提升系统稳态精度并降低运行能耗。

(1) 控制架构与模式切换

多模态控制器的最终输出 $u(t)$ 由切换指令 $\text{Mode}(t)$ 决定:

$$u(t) = \begin{cases} u_{\text{NPID}}(t) & \text{if Mode}(t) = 0 \\ u_{\text{FPID}}(t) & \text{if Mode}(t) = 1 \end{cases} \quad (10)$$

该切换机制确保了系统总能选择最适合当前工况的控制策略,从根本上解决了单一控制模式适应性不足的问题。

(2) 神经 PID 精确整定模式

当系统处于平稳工况($\text{Mode}(t) = 0$)时,采用神经 PID 控制实现参数的精确在线整定。神经 PID 控制器的输出为

$$u_{\text{NPID}}(t) = K_p(e)e(t) + K_i(e) \int e(t) dt + K_d(e) \frac{de(t)}{dt} \quad (11)$$

式中, $K_p(e)$ 、 $K_i(e)$ 、 $K_d(e)$ 为通过神经网络实时调整的比例、积分、微分系数,克服了传统 PID 参数固定的缺陷。

神经网络采用三层 BP 结构,输入为系统状态向量 $X = [e(t), e_c(t), \int e(t) dt, u(t-1)]^T$,通过前向传播计算参数调整量:

$$\begin{aligned} K_p(e) &= K_{p0} + \Delta K_p \\ K_i(e) &= K_{i0} + \Delta K_i \\ K_d(e) &= K_{d0} + \Delta K_d \end{aligned} \quad (12)$$

式中, ΔK_p 、 ΔK_i 、 ΔK_d 为神经网络输出。通过梯度下降法^[12-13]最小化性能指标 $J = \frac{1}{2} (P_{\text{set}} - P_{\text{actual}})^2$ 实时优化网络权重, 确保参数始终处于最优状态, 显著提升稳态控制精度。

(3) 模糊 PID 规则补偿模式

当检测到动态扰动 ($\text{Mode}(t) = 1$) 时, 切换至模糊 PID 控制模式^[14-15], 利用模糊规则的强鲁棒性应对系统非线性与扰动。模糊 PID 控制器的输出为

$$u_{\text{FPID}}(t) = K_p^* e(t) + K_i^* \int (t) dt + K_d^* \frac{de(t)}{dt} \quad (13)$$

式中, K_p^* 、 K_i^* 、 K_d^* 为经过模糊规则调整后的参数。

模糊系统以偏差 $e(t)$ 和变化率 $e_c(t)$ 为输入, 对应的模糊子集为 $\{\text{NB}, \text{NM}, \text{NS}, \text{ZO}, \text{PS}, \text{PM}, \text{PB}\}$, 集合中元素分别表示负大、负中、负小、零、正小、正中、正大。通过如下模糊规则(图1)实时调整 PID 参数:

e_c	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
e							
NB	PB	PB	PM	PM	PS	ZO	ZO
NM	PB	PB	PM	PS	PS	ZO	NS
NS	PM	PM	PM	PS	ZO	NS	NS
ZO	PM	PM	PS	ZO	NS	NM	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

(a) K_p 模糊规则

e_c	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
e							
NB	NB	NB	NM	NM	NS	ZO	ZO
NM	NB	NB	NM	NS	NS	ZO	ZO
NS	NB	NM	NS	NS	ZO	PS	PS
ZO	NM	NM	NS	ZP	PS	PM	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

(b) K_i 模糊规则

e_c	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
e							
NB	PS	NS	NB	NB	NB	NM	NS
NM	PS	NS	NB	NM	NM	NS	ZO
NS	ZO	NS	NM	NM	NS	NS	ZO
ZO	ZO	NS	NS	NS	NS	NS	ZO
PS	ZO	ZO	ZO	ZO	ZO	ZO	ZO
PM	PB	NS	PS	PS	PS	PS	PB
PB	PB	PM	PM	PM	PS	PS	PB

(c) K_d 模糊规则

图1 模糊规则

采用重心法解模糊化, 得到参数补偿量:

$$\begin{aligned} K_p^* &= K_{p0} + \Delta K_p(e, e_c) \\ K_i^* &= K_{i0} + \Delta K_i(e, e_c) \\ K_d^* &= K_{d0} + \Delta K_d(e, e_c) \end{aligned} \quad (14)$$

这种基于规则的参数补偿机制使控制器能够快速响应系统动态变化, 有效抑制扰动引起的超调与震荡^[16-17], 同时减少不必要的控制动作, 降低系统能耗, 以此实现空冷风机多模态智能稳压节能控制。

3 实验与分析

3.1 实验平台搭建

为了验证基于滑模切换的空冷风机多模态智能稳压节能控制方法的有效性, 搭建了空冷风机综合实验平台, 如图2所示。



图2 实验平台

实验平台主要由以下部分组成:

(1) 硬件平台:

- 空冷风机系统: 采用 GDF 型离心式空冷风机, 额定风量 $10000 \text{ m}^3/\text{h}$, 额定功率 45 kW

- 驱动系统: ABB ACS880 系列变频器(额定功率 55 kW), 驱动西门子 1LE0 系列三相异步电机

- 控制系统: 基于 TI TMS320F28377D DSP 的核心控制器, 采样频率 10 kHz

· 传感检测系统:

- 1) 背压测量: Rosemount 3051S 型压力变送器(精度 $\pm 0.075\%$)

- 2) 流量测量: E + H Proline Promass 83 型 Coriolis 流量计(精度 $\pm 0.1\%$)

- 3) 温度测量: PT100 铂电阻温度传感器(精度 $\pm 0.1^\circ\text{C}$)

- 4) 功率测量: HIOKI PW3390 功率分析仪(精度 $\pm 0.1\%$)

- 数据采集: NI PXIe-8840 控制器配合 PXIe-4309 模拟输入模块

(2) 软件环境:

- 控制算法开发: MATLAB/Simulink R2022a
- 实时控制: TI Code Composer Studio v12.0
- 数据记录与分析: NI LabVIEW 2021 + DA-

dem 2021

3.2 背压预测性能测试

基于搭建的实验平台, 首先对 LS-SVR 背压预测模型的准确性进行测试。将实时采集的空冷风机运行数据输入预测模型, 得到背压预测结果如图 3 所示。

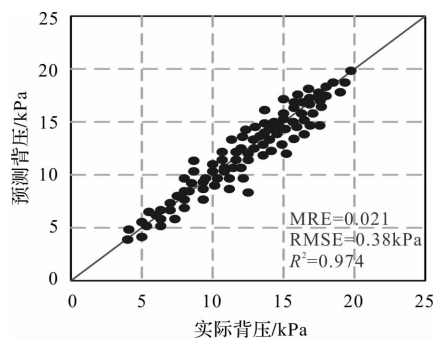


图3 背压预测结果

分析图 3 可知, 建立的 LS-SVR 背压预测模型能够准确跟踪背压实际值的变化趋势, 预测曲线与实际曲线具有高度一致性。经量化计算, 该预测模型的平均相对误差 (MRE) 为 0.021, 均方根误差 (RMSE) 为 0.38kPa, 决定系数 R^2 达到 0.974, 表明模型具有较高的预测精度和可靠性, 能够为控制系统提供准确的前馈信号。

3.3 控制性能对比分析

为验证提出的滑模切换多模态控制方法的有效性, 测试选取反步自适应准谐振控制方法和鲁棒 VI 结构控制器作为对比方法, 重点评估各方法在动态阶跃响应和稳态运行能耗两个方面的性能表现。动态性能测试通过记录转速设定值在 $T = 5S$ 时由 800R/MIN 阶跃至 1200R/MIN 的响应过程实现; 能耗测试则通过记录 24 小时连续运行过程中的功率消耗进行分析。所有测试均在环境温度 $25 \pm 2^\circ C$ 、相对湿度 $50 \pm 5\%$ 的相同条件下进行, 确保对比的公平性。

(1) 转速控制性能对比分析

为定量评估各控制方法的动态性能, 给出了阶跃响应测试中三种方法在关键时间点的转速数据, 图 4 展示了相应的响应曲线。

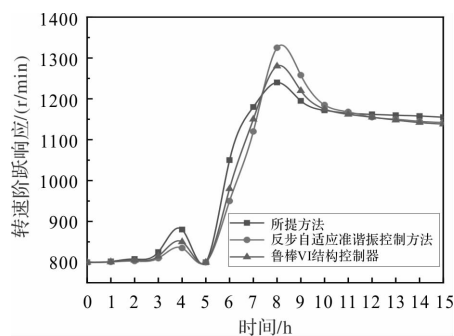


图4 转速阶跃响应曲线

图 4 转速阶跃响应曲线显示, 在转速设定值由 800r/min 阶跃至 1200r/min 的响应过程中, 所提方法展现出卓越的动态性能。具体而言, 所提方法从阶跃开始到转速基本稳定在设定值附近 (如达到 1180r/min - 1220r/min 区间视为稳定), 仅需约 6 秒, 超调量约为 2%; 反步自适应准谐振控制方法达到类似稳定状态耗时约 10 秒, 超调量约为 10%; 鲁棒 VI 结构控制器稳定耗时约 8 秒, 超调量约为 5%。由此可见, 所提方法响应速度更快, 超调量更小, 能更迅速且精准地实现转速调节, 动态性能优势显著。

(2) 运行能耗对比分析

为进一步评估各控制方法的经济性, 记录了 24 小时运行测试中三种方法的功率消耗数据, 图 5 展示了相应的功率变化趋势。

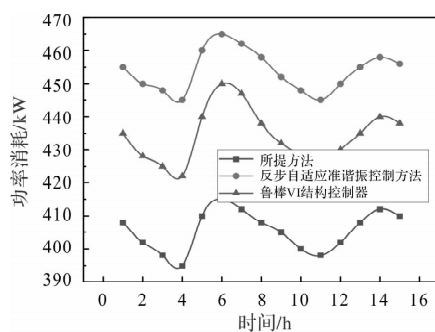


图5 功率消耗对比曲线

图 5 功率消耗对比曲线表明, 在 24 小时运行测试中, 所提方法的功率消耗优势明显。所提方法 24 小时平均功率约为 405kW, 反步自适应准谐振控制方法平均功率约为 450kW, 鲁棒 VI 结构控制器平均功率约为 430kW。以 24 小时计算, 所提方法相较于反步自适应准谐振控制方法, 预计可节省电能约 $(450 - 405) \times 24 = 1080 \text{ kW} \cdot \text{h}$; 相较于鲁棒 VI 结构控制器, 预计可节省电能约 $(430 - 405) \times 24 = 600 \text{ kW} \cdot \text{h}$ 。这充分说明所提方法在运行能耗方面具

有突出的经济性,能有效降低空冷风机运行成本。

综上所述,提出的基于滑模切换的多模态智能控制方法通过前馈预测、智能决策和多模态协同控制,有效解决了空冷风机控制中动态响应与稳态精度、控制性能与运行能耗之间的矛盾,为工业空冷系统的优化控制提供了有效的技术方案。

4 结 语

本文针对空冷风机在动态工况下因控制模式单一及参数固定导致的调节滞后、超调振荡与高能耗问题,提出了一种基于可切换指令的多模态智能稳压节能控制方法。该方法的核心在于构建了一个响应快速、决策精准的可切换指令生成与执行架构。

首先,通过建立高精度的 LS-SVR 背压预测模型,实现了对系统关键状态的前馈预测,为超前控制提供了信息基础。其次,设计了基于滑模理论的切换决策函数,利用背压偏差及其变化率实时生成控制模式切换指令,确保了系统总能根据当前动态特性选择最优控制策略,有效克服了传统方法切换延迟与决策不准的弊端。最后,构建了神经 PID 与模糊 PID 协同的多模态控制器,通过执行切换指令,分别应对平稳工况与动态扰动工况,实现了控制参数的自适应整定与规则补偿,攻克了固定参数策略的缺陷。

实验结果表明,所提方法在背压预测精度、转速阶跃响应速度、超调抑制以及运行能耗等方面均优于对比方法,显著提升了系统的综合控制性能。本研究为解决空冷风机乃至类似工业过程的智能控制问题,提供了一种以可切换指令为核心的有效技术途径,具有良好的工程应用与推广价值。

参考文献

- [1] 罗智凌,姚琦,刘吉臻. 直接空冷系统风机群入口流量特性实验研究[J]. 动力工程学报, 2023, 43(10): 1294-1302.
- [2] 丁灵,朱介北,陈彬彬,等. 基于多能量场景谐振域构建的风机控制器参数优化方案[J]. 电力系统自动化, 2024, 48(9): 86-96.
- [3] 孙东阳,孟繁易,王南,等. 基于反步自适应准谐振控制的双馈风机次同步振荡抑制策略[J]. 电工技术学报, 2023, 38(9): 2375-2390, 2434.
- [4] Liu Y, Jiang Z, Hao L, et al. Data-driven robust value iteration control with application to wind turbine pitch control[J]. Optimal Control Applications and Methods, 2023, 44(2): 637-646.
- [5] Jokar H, Vatankhah R, Mahzoon M. Active vibration control of horizontal-axis wind turbine blades using disturbance observer-based boundary control approach[J]. Engineering structures, 2023, 275: 115323. 1-115323. 14.
- [6] 蔡佳浩,王前进,辅小荣,等. 矿井主要通风机切换过程供给风量优化控制研究[J]. 工矿自动化, 2023, 49(1): 140-145, 161.
- [7] 胡锴洋,孟祥印,李召鑫,等. 一种改进灰狼算法优化 LSSVR 的混凝土泵车砼活塞剩余寿命预测方法研究[J]. 机械科学与技术, 2023, 42(2): 246-251.
- [8] 崔峰,何仕凤,来兴平,等. 基于 LSSVR 与灰色理论的急倾斜巨厚煤层群开采冒落高度与时滞特征研究[J]. 岩石力学与工程学报, 2024, 43(4): 822-837.
- [9] 冯齐全,乔宗良,司凤琪. 基于 GMM-LSSVR 模型的脱硫出口 SO₂ 浓度预测方法研究[J]. 热能动力工程, 2023, 38(10): 79-85.
- [10] 张红月,郑鹏. 基于模糊 PI 全电动工业平缝缝机多电机同步控制方法研究[J]. 微电机, 2024, 57(11): 50-56.
- [11] 李景景,谢鹏. 基于模糊 PID 算法的电动汽车再生制动控制仿真[J]. 计算机仿真, 2024, 41(10): 101-105.
- [12] 王益明,张雪锋,高龙将,等. 基于变增益最速梯度下降法的表贴式永磁同步电机位置修正策略[J]. 电工技术学报, 2024, 39(3): 617-627, 671.
- [13] 庄陵,郝汉杰. 基于梯度下降的可变分数时延滤波器优化方法[J]. 通信学报, 2025, 46(4): 121-128.
- [14] 李升顾,段倩倩,曾令员,等. 基于自适应模糊 PID 算法的绷带压力补偿[J]. 电子设计工程, 2024, 32(12): 27-31.
- [15] 曾方正,高秀晶,袁志群,等. 基于实车调参的自动驾驶模糊 PID 纵向控制算法[J]. 中国测试, 2025, 51(06): 179-188.
- [16] 袁敞,毕嘉亮,陈虎,等. 多虚拟同步机系统的自适应滑模变结构控制方法[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(8): 26-36.
- [17] 孙庆国,朱晓磊,牛峰,等. 基于改进型积分滑模观测器的 PMSM 无位置传感器控制[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(8): 3269-3278.

基于压电阻抗技术的风力发电机组叶片结构裂纹智能监测方法

顾汉富, 苏俊

(国家电投集团江苏新能源有限公司, 南京 210000)

摘要: 风力发电机组叶片结构运行时受多种载荷综合影响, 受力状况难以明确, 导致无法掌握其不同工作条件下的振动特性及结构机械阻抗的变化规律, 无法准确监测其裂纹状态。为此, 提出基于压电阻抗技术的风力发电机组叶片结构裂纹智能监测方法。先建立叶片空气动力载荷模型, 明确结构的应力、应变特性, 获得叶片受力状况; 然后构建叶片动力学表达式, 求解叶片固有频率和振型变化, 分析叶片在不同条件下的振动特性; 最后建立一维压电阻抗模型, 推导压电片阻抗与叶片结构机械阻抗的关系, 判断叶片结构是否出现裂纹, 实现其状态的智能监测。实验结果表明, 所提方法能实现风力发电机组叶片结构裂纹智能监测, 且灵敏度与准确性较高, 应用效果较好。

关键词: 压电阻抗技术; 风力发电机组; 叶片结构; 裂纹智能监测; 机械阻抗

中图分类号: TM315

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)07-0068-08

Intelligent Monitoring Method for Blade Structure Cracks of Wind Turbine Based on Piezoelectric Impedance Technology

GU Hanfu, SU Jun

(State Power Investment Corporation Jiangsu New Energy Co., LTD., Nanjing 210000 China)

Abstract: The blade structure of wind turbines is subjected to various loads during operation, making it difficult to determine the stress conditions. This results in the inability to grasp the vibration characteristics and changes in the mechanical impedance of the structure under different working conditions, and to accurately monitor its crack state. Therefore, an intelligent monitoring method for structural cracks in wind turbine blades based on piezoelectric impedance technology was proposed. Firstly, established an aerodynamic load model for the blades, clarified the stress and strain characteristics of the structure, and obtained the stress status of the blades; Then constructed the expression of blade dynamics, solved for the natural frequency and vibration mode changes of the blade, and analyzed the vibration characteristics of the blade under different conditions; Finally, a one-dimensional piezoelectric impedance model was established to derive the relationship between the impedance of the piezoelectric sheet and the mechanical impedance of the blade structure, to determine whether there were cracks in the blade structure and achieve intelligent monitoring of its state. The experimental results show that the proposed method can achieve intelligent monitoring of structural cracks in wind turbine blades, with high sensitivity and accuracy, and good application effects.

Key words: piezoelectric impedance technology; wind turbine; leaf structure; intelligent crack monitoring; mechanical impedance

0 引言

在人类对能源需求日益增加的今天, 风力发电已成为全球研究热点之一^[1]。随着风力发电技术的发展, 其单机容量越来越大, 长度也越来越长, 这对风力发电机组的设计、制造以及运行维护提出了更高要求^[2]。尤其是对于大型风力发电机组而言, 其叶片长期暴露于复杂的自然环境中, 承受着风速变化、温度波动、湿度影响等多重考验^[3]。在这种

情况下, 叶片结构裂纹的出现已经成为影响风机性能和寿命的关键因素之一。而人工检测难以发现早期细微裂纹, 且在恶劣天气条件下进行检测作业风险较大。因此, 如何有效地对风力发电机组叶片进行实时监控^[4], 并及时准确地识别出潜在结构裂纹问题, 已经成为提高风力发电可靠性和经济效益的重要课题。

目前, 众多学者开展研究, 并已经取得较好成果。如 Pacheco-Cherrez J^[5]等人提出了一种利用运行

收稿日期: 2025-08-10

基金项目: 江苏电网电力系统科技创新课题项目(2021042659)

作者简介: 顾汉富(1988), 男, 本科, 工程师, 研究方向为电气工程及其自动化。

苏俊(1983), 男, 本科, 高级工程师, 研究方向为电气工程及其自动化。

模态分析检测和量化叶片裂纹监测方法。该方法通过流入风场的旋转采样湍流谱获得叶片振动激励,选择 30 个叶片位置进行加速度采样,结合运行模态分析重建振型,构建裂纹长度和中心位置的校准曲线,完成叶片裂纹监测。该方法并未对叶片结构运行过程中受到的多种载荷进行分析,受力状态并不明确,导致振动响应谱存在高频成分丢失,对早期微裂纹检测的灵敏度不足。再如董俊超^[6]等提出了一种利用光频域反射的叶片损伤监测方法,其不同风速条件下,通过快速傅里叶变换和基波频率的变化,得到叶片表面应变分布,确定叶片损伤位置、长度和宽度,建立应变损伤等级判别方程,实现叶片损伤监测。但该方法仅通过快速傅里叶变换和基波频率变化获取叶片表面应变分布,无法全面反映叶片在多种载荷综合作用下的实际应变情况,难以准确识别叶片结构机械阻抗的微小变化,容易出现漏报或误报的情况。吴宇辉^[7]等以 5MW 风电机组为研究对象,利用工作模式分析,提取叶片损伤的特征,建立传递率叶片模态参数在线检测方法,结合叶片振动信号、模态参数以及机组工作状态等多源信息,采用 LightGBM 方法完成叶片裂纹监测。该方法基于传感器获取结构裂纹信息,但未考虑结构的受力状态,提取的损伤特征不够全面和准确,无法精准反映叶片在不同工作条件下的实际损伤状态,进而影响对叶片动态响应特性和结构机械阻抗变化规律的掌握,监测结果不佳。沈君贤^[8]等提出了一种利用可解释选择性集成框架的叶片裂纹监测方法,其通过 Alexnet 提取深层特征与可解释性统计特征,并引入注意力加权机制,建立多视图基网,结合声学信号时频图像构造二阶张量,利用 Grad-CAM 算法计算各深度特征的有效映射区域,得到网络可信度,构造可解释性的 Diversity Pick LIME (DP-LIME) 模型,基于特征加权分布可视化基网络判决逻辑与可信度指数,实现叶片裂纹监测。该方法同样未对叶片结构运行时受到的多种载荷复合影响进行分析,结构受力状态不明确,且采用二阶张量无法充分捕捉信号中的动态变化、非线性特征等,限制了模型对叶片裂纹特征的准确提取,监测结果不佳。

在该背景下,提出了一种基于压电阻抗技术的风力发电机组叶片结构裂纹智能监测方法,其分析风力发电机组叶片受力与应力应变,利用拉格朗日方程求解其固有频率和振型变化,通过压电阻抗技术监测振动响应和机械阻抗变化,实现裂纹智能监测。

1 风力发电机组叶片载荷分析

叶片在运行过程中会受到各种载荷因素影响,如空气动力载荷、重力载荷、惯性力、其他载荷等。这些载荷会导致叶片材料内部产生应力和应变,从而影响其结构完整性^[9]。为对叶片结构损伤状态进行精准监测,需对其叶片载荷进行精确分析,了解叶片在不同工作条件下的受力状况,具体分析如下:

(1) 空气动力载荷是发电机组主要的动力源^[10]。本次应用动量和叶素原理求出作用在叶片上的载荷。先求出断面空气动力表达式为

$$q_{xa} = \frac{1}{2} \rho W^2 L C_m = \frac{1}{2} \rho W^2 L (C_l \cos \beta + C_b \sin \beta) \quad (1)$$

$$q_{ya} = \frac{1}{2} \rho W^2 L C_n = \frac{1}{2} \rho W^2 L (C_l \sin \beta + C_b \cos \beta) \quad (2)$$

式中, ρ 为空气密度; W 为相对速度; L 为截面弦长; β 为来流角; C_m 、 C_n 为法向力系数^[11]、切向力系数; C_l 、 C_b 为升力、阻力系数; a 为轴向干扰系数, x 、 y 为两个不同方向。根据式(1)、式(2)可得,空气动力剪切力表达式为

$$Q_{xa} = \int_r^R q_{xa} dr \quad (3)$$

$$Q_{ya} = \int_r^R q_{ya} dr \quad (4)$$

式中, R 为风轮的直径, r 为风力发电机组叶片根部的半径。

空气动力弯矩表达式为

$$N_{xa} = \int_r^R (r' - r) q_{ya} dr \quad (5)$$

$$N_{ya} = \int_r^R (r' - r) q_{xa} dr \quad (6)$$

式中, r' 为积分变量。

气动力转矩表达式为

$$N_{ka} = - \left[\int_r^R (x_p - x_o) q_{ya} dr + \int_r^R (y_p - y_o) q_{xa} dr \right] \quad (7)$$

式中, N_{ka} 为 OZ 轴的负值, p 为断面压力重心, o 为转矩中心。

(2) 重力载荷会令叶片在摆振方向上出现弯矩,并随其方位而发生周期变化。假设 $\rho_0 F_0 = \sum_j \rho_j F_j$, 其中 ρ_0 、 F_0 指代换算后的密度、面积, ρ_j 、 F_j 指代各断面的密度、面积,由此可得每段重力为

$$q_{yw} = - \rho_0 F_0 g \cos \delta \quad (8)$$

$$q_{RW} = -\rho_0 F_0 g \sin \delta \quad (9)$$

式中, δ 为风力发电机组叶片方位角, g 为重力加速度。

重力拉力表达式为

$$Z_{RW} = - \left(\int_r^R \rho_0 F_0 g dr' \right) \sin \delta \quad (10)$$

重力剪切力表达式为

$$Z_{yW} = - \left(\int_r^R \rho_0 F_0 g dr' \right) \cos \delta \quad (11)$$

重力弯矩表达式为

$$N_{xW} = - \left[\int_r^R (r_1 - r) \rho_0 F_0 g dr' \right] \cos \delta \quad (12)$$

重力力矩表达式为

$$N_{kW} = \int_r^R \rho_0 F_0 H(x_p - x_g) dr' \quad (13)$$

式中, H 为风力发电机组叶片重心。

(3) 惯性力载荷是通过风轮绕主轴旋转得到的, 该载荷作用在叶片断面中心。这种载荷与重力载荷的相互作用, 使得叶片受到较大的作用力, 所以在计算应予以考虑。惯性力离心力表达式为

$$q_{Rp} = \rho_0 \varphi^2 F_0 r \quad (14)$$

$$q_{yp} = \rho_0 \varphi^2 F_0 G \quad (15)$$

式中, φ 为风力发电机组转动速度, G 为动量叶素。

惯性力离心拉力表达式为

$$P_{Rp} = \int_r^R \rho_0 \varphi^2 F_0 r' dr' \quad (16)$$

惯性力离心剪切力表达式为

$$Q_{yp} = \int_r^R \rho_0 \varphi^2 F_0 G dr' \quad (17)$$

惯性力离心力弯矩表达式为

$$N_{xp} = \int_r^R \rho_0 \varphi^2 F_0 G(r) r' dr' - \int_r^R \rho_0 \varphi^2 F_0 G(r') r dr' \quad (18)$$

$$N_{yp} = \int_r^R [G(r) - G(r')] \rho_0 \varphi^2 F_0 r' dr' \quad (19)$$

惯性力离心力表达式为

$$N_{kp} = \int_r^R \rho_0 \varphi^2 F_0 G(r') [G(r) - G(r_1)] dr' - \int_r^R \rho_0 \varphi^2 F_0 G(r') [G(r) - G(r')] dr' \quad (20)$$

式中, $G(r)$, $G(r')$, $G(r_1)$ 分别为在 r 、 r' 、 r_1 处的单位长度重力分布。

综上, 通过对风机叶片结构所受空气动力载荷、

重力载荷和惯性力载荷的详细分析, 准确掌握了叶片在不同工作条件下所承受的气动力、重力和惯性力等复合载荷分布特征。这一分析结果为后续叶片振动特性分析提供坚实的数据基础和理论依据, 有助于实现对叶片结构损伤位置和程度的准确评估。

2 风力发电机组叶片振动特性分析

完成风机叶片结构载荷分析后, 可准确掌握叶片在运行过程中所承受的气动力、重力和惯性力等复合载荷分布特征。以此为基础, 建立叶片动力学模型, 以进一步完成风力发电机组叶片的振动特性分析, 以通过实时监测叶片的振动特性变化, 及时捕捉结构中的异常响应信号, 进而实现对损伤位置和程度的准确评估。本次将叶片等效为悬臂梁, 采用拉格朗日方程法, 构建叶片动力学表达式为

$$E = \frac{d}{dt} \left(\frac{\delta T}{\delta v_j} \right) - \frac{\delta T}{\delta v_j} + \frac{\delta V}{\delta v_j} = M \quad (21)$$

式中, T 为动能, V 为势能, v_j 为 j 个自由度位移^[12], M 为空气动力载荷、重力载荷、惯性力、其他载荷, 其可表示为

$$M = \alpha (\sqrt{Q_{xa}^2 + Q_{ya}^2} + \sqrt{N_{xa}^2 + N_{ya}^2}) + N_{ka} + Z_{RW} + Z_{yW} + N_{xW} + N_{kW} + \beta (P_{Rp} + Q_{yp} + \sqrt{N_{xp}^2 + N_{yp}^2} + N_{kp}) \quad (22)$$

式中, α, β 为权重参数。由此, 得到风电发电机组叶片振动表达式为

$$f(t)_E = [A](\ddot{\psi}(t)) + [B](\dot{\psi}(t)) + [D](\psi(t)) \quad (23)$$

式中, $[A]$ 、 $[B]$ 、 $[D]$ 为质量矩阵、阻尼矩阵以及刚度矩阵; $f(t)$ 为激励力^[13]; $(\ddot{\psi}(t))$ 、 $(\dot{\psi}(t))$ 、 $(\psi(t))$ 为加速度响应、速度响应、位移响应。通过式(23)的拉普拉斯变换, 可获得位移传递函数矩阵表达式为

$$K_d(s) = f(t)_E ([A]s^2 + [B]s + [D])^{-1} \quad (24)$$

式中, s 为风电发电机组叶片数据。

设置风电发电机组叶片振动为粘滞比例阻尼系统, 表达式为

$$[B] = \chi[A] + \eta[D] \quad (25)$$

式中, χ 、 η 为比例常数, 并且从振动模型的正交性可以得到:

$$\begin{cases} \text{Diag}(A_j) = [\mu]^T [A] [\mu] \\ \text{Diag}(B_j) = [\mu]^T [B] [\mu] \\ \text{Diag}(D_j) = [\mu]^T [D] [\mu] \end{cases} \quad (26)$$

式中, $[\mu]$ 为每一阶振动模型向量 μ_j 的振动矩阵, A_j 为第 j ($k = 1, 2, \dots, J$) 阶模态模量, B_j 为模态阻尼, D_j 为模态刚度。

式(23)可以由式(25)解耦^[14], 并进一步得到位移传递函数矩阵表达式为

$$K_d(s) = \sum_{j=1}^J \frac{(\mu_j)(\mu_j)^T}{A_j(s^2 + 2\theta_j\vartheta_j s + \vartheta_j^2)} \quad (27)$$

式中, ϑ_j 为 j 阶模态固有频率, θ_j 为 j 阶模态阻尼比。对于 σ 点激励, λ 点频率响应函数 $K_d^{\lambda\sigma}(s)$ 能够表达为

$$K_d^{\lambda\sigma}(s) = \sum_{j=1}^J \frac{\mu_{\lambda j} \mu_{\sigma j}}{A_j(\vartheta_j^2 - \vartheta^2 + 2\theta_j\vartheta_j\vartheta)} \quad (28)$$

从式(28)可知, 不同点对 λ 点的激励是不同的, 并且 λ 点的响应将是不同的。对叶片来说, 振动情况的不同, 会导致其振动信号中包含较多的噪声。当叶片受损时, 其刚度及振动模型将发生改变。当叶片产生裂纹, 将导致局部刚度发生改变, 从而改变叶片的固有频率、阻尼比和模态振型等关键动力学参数, 这些参数的变化会引起振动响应中的不稳定信号, 如频率漂移、振幅异常或模态振型畸变等, 以此为基础, 完成叶片结构裂纹智能监测。

3 基于压电阻抗技术的叶片结构裂纹智能监测

当叶片受损时, 其刚度和振动特性会发生显著变化, 导致产生不稳定振动信号。通过振动特性分析, 可以准确识别叶片的固有频率、阻尼比和模态振型等关键动力学参数, 这些参数能够全面反映叶片的振动特性。基于这些参数的变化, 能够有效捕捉叶片结构中的异常信号, 及时发现潜在损伤问题。

本次在准确掌握叶片振动特性的基础上, 采集叶片产生裂纹时结构的不稳定信号。同时, 结合压电阻抗技术开展叶片结构裂纹智能监测工作。先基于压电片与风力发电机组叶片结构组成一个单自由度-质量-阻尼机械(SMD)系统, 假设不存在粘结层的影响, 采用一维压电阻抗模型进行描述, 一维压电阻抗模型结构如图1所示。利用该模型, 通过分析压电片的阻抗变化来反映叶片结构机械阻抗的变化。由于振动特性分析结果有助于理解叶片结构机械阻抗与振动特性之间的关系, 因此当压电片的阻抗值偏离基于健康叶片振动特性分析得到的历史阻抗值时, 就能够证明叶片结构出现裂纹, 从而实现智能监测。

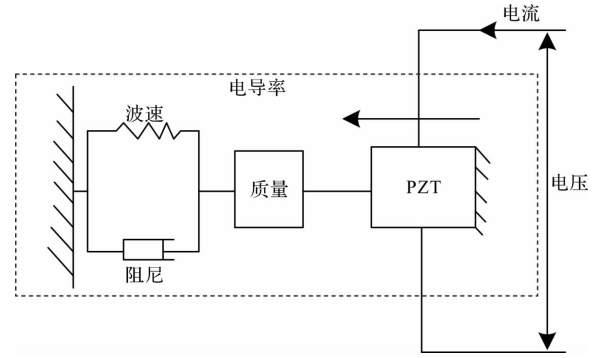


图1 一维压电阻抗模型

当叶片处于正常运行状态时, 其刚度和振动特性保持相对稳定, 压电片与风力发电机组叶片结构组成的单自由度-质量-阻尼机械(SMD)系统也处于稳定状态。当叶片受损时, 其刚度和振动特性会发生显著变化, 导致产生不稳定振动信号^[15]。当沿着 Z 方向对压电片施加交变电压时, 该系统在 x 方向会引发振动响应。在这种情况下, 压电应变矩阵仅包含单一分量 d_1 , 则压电表达式为

$$D_3 = d_1 T_1 + \varepsilon_1^T E_1 \quad (29)$$

$$S_1 = s_1^T T_1 + d_1 \quad (30)$$

式中, S_1 为压电片的应变, D_3 为压电片的电位移, T_1 为压电片轴向应力, E_1 为电场强度, d_1 为压电应变常数, ε_1^T 、 s_1^T 为不变应力条件下压电片复介电常数和复柔度常数。

x 方向的压电片不受约束的振动表达式为

$$v^2 \frac{\partial u(x,t)}{\partial x^2} K_d^{\lambda\sigma}(s) = \frac{\partial u(x,t)}{\partial t^2} K_d^{\lambda\sigma}(s) D_3 S_1 \quad (31)$$

式中, u 为压电片的 x 方向位移, v 为压电片的 x 方向速度, σ 为响应时间。

振动求解为

$$u(x,t) = \bar{u} e^{j\omega t} \quad (32)$$

式中, $\bar{u}$ 为空间分量, ω 为激励角频率。

假设叶片结构机械阻抗是 Z_s , 并且压电片固定在 SMD 系统上, 则叶片结构之间的平衡协调表达式为

$$T_1|_{x=l_{PZT}} = -j\omega \frac{Z_s \bar{u}|_{x=l_{PZT}}}{w_{PZT} h_{PZT}} e^{j\omega t} \quad (33)$$

式中, l_{PZT} 为压电片长度, w_{PZT} 为压电片宽度, h_{PZT} 为压电片高度。

本次将式(33)作为式(31)的边界条件, 则另一个边界条件电耦合系统模型表达式为

$$\bar{u}|_{x=0} = 0 \quad (34)$$

将其代入到式(32), 可得到 $B = 0$ 。将式(30)

代入到式(32), 得到应变表达式为

$$\bar{S}_1 = \frac{d\bar{u}}{dx} \Big|_{x=l_{PZT}} = -j\omega \frac{s_1^E Z_S \bar{u} \Big|_{x=l_{PZT}}}{w_{PZT} h_{PZT}} d_1 E_1 \quad (35)$$

结合压电片机械阻抗, 在外加交流电场 $E_1 = \bar{E}_1 e^{j\omega t}$ 的作用下, 可获得压电片自由端位移表达式为

$$u_\kappa = l_{PZT} d_1 E_1 = l_{PZT} d_1 \bar{E}_1 e^{j\omega t} \quad (36)$$

因此, 自由侧的等效激励表达式为

$$F_{PZT} = \bar{K}_{PZT} u_\kappa \bar{S}_1 \quad (37)$$

在压电片是自由的情况下, 即 $Z_S = 0$, 压电片振动位移表达式为

$$u_{PZT} = \frac{d_1 E_1 F_{PZT}}{k(\cos kl_{PZT})} \sin(kl_{PZT}) e^{j\omega t} \quad (38)$$

式中, k 为波速。

此时, 压电片机械阻抗表达式为

$$Z_{PZT} = \frac{\bar{K}_{PZT} u_{PZT}}{j\omega \tan kl_{PZT}} \quad (39)$$

式中, $\bar{K}_{PZT}$ 为压电片的复静态刚度。

$$\bar{K}_{PZT} = \frac{c_1^E w_{PZT} h_{PZT}}{l_{PZT}} \quad (40)$$

式中, c_1^E 为压电片复杨氏模量。

由此, 得到压电片的应变表达式为

$$S_1 = \frac{\partial \bar{u}}{\partial x} = \frac{Z_{PZT} d_1 E_1 \cos(kx)}{Z_{PZT} + Z_S \cos(kl_{PZT})} \quad (41)$$

将式(41)代入到压电逆表达式中, 可得:

$$\bar{T}_1 = \left[\frac{S_1 Z_{PZT}}{Z_{PZT} + Z_S \cos(kl_{PZT})} - 1 \right] d_1 c_1^E E_1 S_1 \quad (42)$$

可用数学方法对电极面电荷进行积分, 其表达式为

$$U = \int_0^{l_{PZT}} \int_0^{w_{PZT}} \bar{T}_1 D_1 dx dy \quad (43)$$

因为电流表达式为

$$i = i_0 \omega U \quad (44)$$

同时设定电流 $i = \bar{i} e^{j\omega t}$, 则:

$$\bar{i} = j\omega \bar{E}_1 w_{PZT} l_{PZT} \left(\frac{d_1 c_1^E Z_{PZT}}{Z_{PZT} + Z_S} \frac{\tan(kl_{PZT})}{kl_{PZT}} + \varepsilon_1^T - d_1 c_1^E \right) \quad (45)$$

从电学公式 $E = \frac{U}{d}$, 可以得到电场强度 $\bar{E}_1 =$

$\frac{\bar{V}}{h_{PZT}}$, 同时电导纳 $O = \frac{i}{U}$ 。则能推导出电导纳表达式为

$$O = j\omega \frac{w_{PZT} l_{PZT}}{h_{PZT}} \left(\frac{d_1 c_1^E Z_{PZT}}{Z_{PZT} + Z_S} \frac{\tan(kl_{PZT})}{kl_{PZT}} + \varepsilon_1^T - d_1 c_1^E \right) \quad (46)$$

由此, 获得电阻抗表达式为

$$Z = \frac{1}{O} = \frac{-j \frac{h_{PZT}}{w_{PZT} l_{PZT}}}{\left(\varepsilon_1^T - \frac{Z_S}{Z_{PZT} + Z_S} d_1 c_1^E \right)} \quad (47)$$

由式(47)可知, 当其他参数相同时, Z 方向输出仅依赖于风力发电机组叶片结构机械阻抗 Z_S 。由于叶片受损时其刚度和振动特性改变, 会导致叶片结构机械阻抗发生变化, 进而使压电片的阻抗值发生改变。因此, 可通过阻抗 Z_S 的大小反映压电阻抗变化。根据健康叶片历史数据, 当压电片的阻抗值 Z 偏离历史阻抗值, 则证明风力发电机组叶片结构出现裂纹, 由此实现智能监测。综上, 完成风力发电机组叶片结构裂纹智能监测设计, 其基于压电阻抗对结构刚度变化的敏感性, 不仅对早期微裂纹具有高灵敏度检测能力, 还能通过阻抗值的连续监测来跟踪裂纹的扩展过程, 可对中后期裂纹发展进行监测。

4 叶片结构裂纹智能监测实验

为证明所提方法在叶片结构裂纹监测方面的应用效果, 开展实验研究。本次实验选择的研究对象如图2所示。

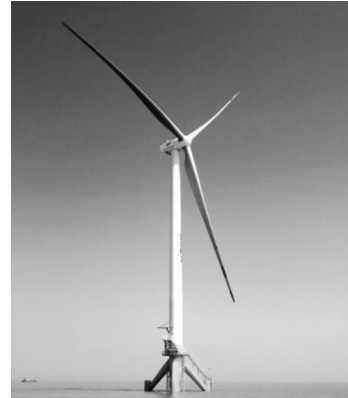


图2 研究对象

研究对象相关参数信息如表1所示。

表1 实验参数

参数	参数值
叶片长度 / m	5
弹性模量 / GPa	80
密度 / (g · cm ⁻³)	2.0
桨距角 / °	10
叶根处压力 / Pa	-2000
叶尖处压力 / Pa	-500
叶片应力 / MPa	100
功率输出 / kW	500

应用所提方法开展叶片裂纹监测，布设的压电片如图 3 所示。

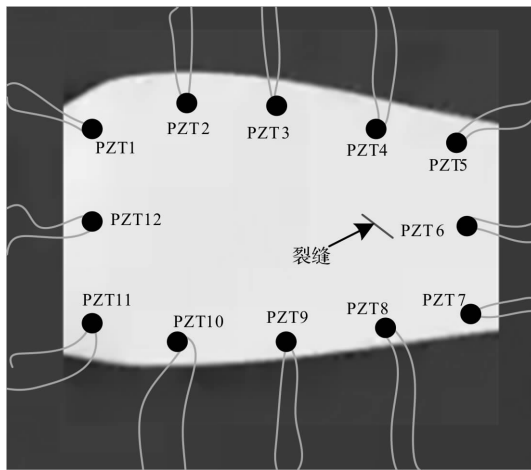


图 3 风力发电机组叶片裂纹监测

如图 3 所示，该叶片由玻璃纤维增强复合材料构成，并布置了 12 块压电片。

应用所提方法得出裂纹检测阵列定位结果如图 4 所示。

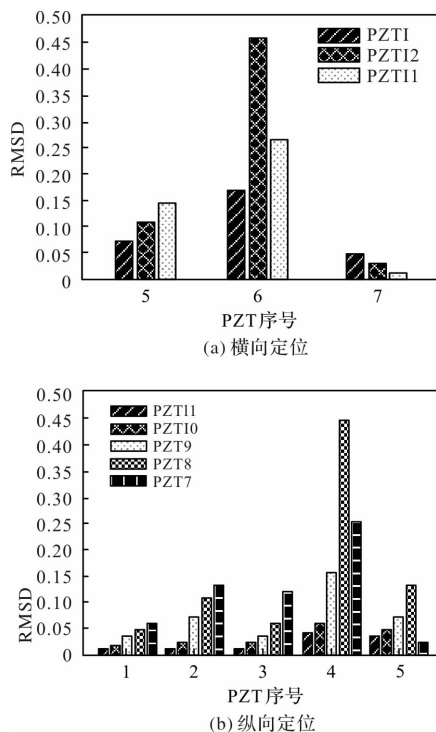


图 4 阵列定位

通过对图 4(a) 和 (b) 的系统性分析可以清楚地观察到，在横向检测路径上，当选择 PZT6 作为激励源而 PZT12 作为接收器时，其 RMSD 指标显著高于其他压电传感器组合；同样在纵向检测路径上，PZT4-PZT8 组合也呈现出最大的 RMSD 响应值。这一关键现象表明这两个特定的激励-接收组合对损伤位置具有最高的敏感度。基于这一发现，采用了正

交交叉定位方法，将 PZT6-PZT12 连接线作为横向检测基准，PZT4-PZT8 连接线作为纵向检测基准，通过两条路径 RMSD 峰值的交汇点实现了损伤的精准定位。这一定位结果与图 3 中预设的裂纹位置完全吻合，误差范围在可接受的工程精度之内。这一成功的验证不仅充分证明了基于压电阻抗技术的 RMSD 分析方法的有效性，也体现了该检测系统在实际工程应用中的可靠性。

应用所提方法开展监测，得到裂纹电阻抗结果如图 5 所示。

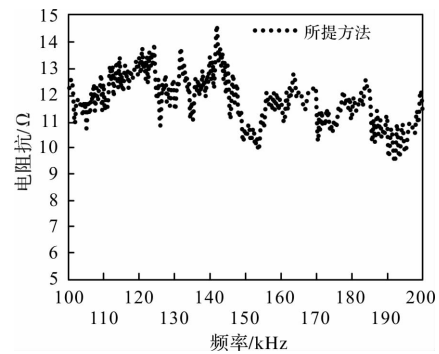


图 5 裂纹电阻抗监测结果

通过图 5 可以明显看出，采用本文提出的压电阻抗监测方法所获取的电阻抗值较高，说明该方法能够更加敏锐地捕捉到由于叶片裂纹引发的结构机械阻抗变化特征。在裂纹发展的不同阶段，电阻抗值的变化幅度与裂纹扩展程度呈现出清晰的对应关系，这种强相关性使得裂纹导致的电学特征信号在检测过程中表现得更为突出和明确。特别值得注意的是，该方法通过对压电阻抗特性的精确测量和分析，有效地放大了裂纹引发的微小阻抗变化，从而显著提升了监测系统对早期裂纹的识别能力。从工程应用的角度来看，这种高灵敏度的检测特性使得系统能够在裂纹萌生阶段就及时发出预警，为风力发电机组的预防性维护提供了宝贵的时间窗口。实验数据充分验证了该方法在叶片结构健康监测中的优越性能，其不仅能够准确识别裂纹的存在，还能通过电阻抗值的变化特征对裂纹的严重程度进行定量评估。这种高精度的监测能力主要得益于压电阻抗技术对结构局部刚度变化的敏感性，以及本文提出的信号处理算法对微弱特征信号的有效提取。在实际运行环境中，该方法展现出了良好的抗干扰能力和稳定性，能够有效区分由裂纹引起的阻抗变化和环境因素造成的背景噪声。

为所提方法的先进性，选取文献[5]运行模态分析方法和文献[6]光频域反射方法作为对比方法，

开展对比实验,得到裂纹监测协方差结果如图6所示。

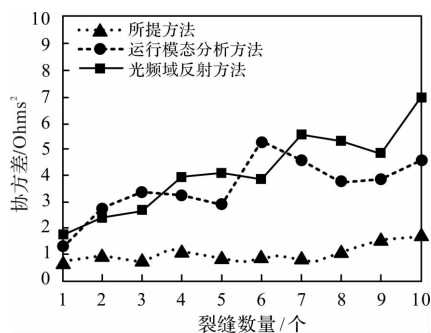


图6 裂纹检测协方差对比

通过图6可知,运行模态分析方法和光频域反射方法的协方差较大,这意味着这两种方法在监测叶片结构裂纹时,数据离散性大,监测结果不稳定且不可靠。而所提方法的协方差明显较小,说明监测数据在不同裂纹数量下的波动较小,监测结果的一致性和准确性较高。该方法通过较大的电阻抗值变化提高了监测的灵敏度,能够更早、更敏锐地察觉到叶片结构中微小的裂纹变化。在裂纹监测过程中,即便裂纹处于早期阶段,引起的叶片结构机械阻抗变化较小,也能通过电阻抗值的显著变化捕捉到相关信息,从而及时发现裂纹,避免裂纹在未被察觉的情况下进一步扩展。综上所述,所提方法的叶片结构裂纹监测效果较佳,能准确获得裂纹的位置和程度,从而避免裂纹的进一步扩展,应用结果较好。

5 结 语

风力发电机组叶片长期置身于复杂恶劣的运行环境中,承受着多重载荷的交互作用,极易萌生结构裂纹,这不仅会显著降低发电效率,更对设备的安全稳定运行构成重大隐患。鉴于此,本研究针对风力发电机组叶片结构裂纹监测难题,提出一种基于压电阻抗技术的智能监测方法。该方法首先基于动量-叶素理论建立了精确的叶片气动载荷计算模型,通过求解法向力和切向力分量,全面考虑了轴向干扰系数、相对风速和截面几何参数的影响;同时建立了包含重力载荷和惯性力载荷的多物理场耦合分析模型,实现了对不同转速和方位角下叶片受力状态的精准描述。在振动特性分析方面,采用拉格朗日方法建立了叶片的动力学模型,通过求解质量矩阵、刚度矩阵和阻尼矩阵的特征值问题,获得了反映叶片结构状态的固有频率和振型参数。在

此基础上构建了压电片-叶片耦合系统的单自由度阻抗模型,通过严格的数学推导建立了压电阻抗与结构机械阻抗之间的定量映射关系,设计了一套完整的信号采集、特征提取和状态评估算法流程。该方法充分利用压电材料的双向机电耦合特性,以阻抗变化作为结构损伤的敏感指标,实现了对微小裂纹的早期识别。通过实验室模拟和现场测试验证表明,该监测系统能及时捕捉叶片刚度和阻尼特性的微小变化,对裂纹扩展具有极高的敏感性,为风力发电机组的安全运行提供了可靠的技术保障,在新能源装备状态监测领域具有广阔的工程应用前景。

参考文献

- [1] 王道累,肖佳威,刘易腾,等. 风电机组叶片损伤检测技术与进展[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(12): 4614-4631.
- [2] 王晨,顾永强. 小型风力发电机叶片的红外无损检测研究[J]. 中国测试, 2023, 49(7): 35-40.
- [3] 武园园,孙文磊,曹莉,等. 旋转状态下风力发电机叶片表面应变检测方法研究[J]. 机械设计与制造, 2023, (11): 164-168.
- [4] 何宇豪,曹学国,刘信良,等. 基于SW-YOLO模型的航空发动机叶片损伤实时检测[J]. 推进技术, 2024, 45(2): 197-203.
- [5] Pacheco-Cherrez J, Delgado-Gutierrez A, Probst O, et al. Operational modal analysis for damage detection in a rotating wind turbine blade in the presence of measurement noise[J]. Composite structures, 2023, 321: 1.1-1.12.
- [6] 董俊超,罗明明,刘剑飞,等. 基于光频域反射技术的风机叶片损伤识别方法研究[J]. 激光与光电子学进展, 2024, 61(9): 241-250.
- [7] 吴宇辉,张扬帆,高峰,等. 基于工作模态分析的风电机组叶片裂纹损伤在线监测研究[J]. 中国电力, 2023, 56(10): 106-114.
- [8] 沈君贤,马天池,宋狄,等. 基于可解释选择性集成框架的离心风机叶片裂纹损伤检测[J]. 机械工程学报, 2024, 60(12): 183-193.
- [9] 徐建新,赵树杰,马超,等. 基于EWT-熵值方法的发动机风扇叶片损伤监控[J]. 航空动力学报, 2023, 38(1): 23-31.
- [10] 孙仕林,王天杨,褚福磊. 基于振动及声学测量的风电叶片结构健康监测研究综述[J]. 机械工程学报, 2024, 60(7): 79-92.
- [11] 宋庭新,黎晶丽. 基于光纤光栅应变监测的风机叶片损伤识别及预警[J]. 机床与液压, 2024, 52(2): 209-215.

- [12] 李冰, 白云山, 赵宽, 等. 基于 HSCA-YOLOv7 的风电机组叶片表面缺陷检测算法[J]. 中国电力, 2023, 56(10): 43-52.
- [13] 宋晔, 吴一全. 基于无人机航拍的风力发电机叶片表面缺陷检测综述[J]. 仪器仪表学报, 2024, 45(10): 1-25.
- [14] 邹龙洲, 王文韞, 郭迎福, 等. 基于改进 YOLOv4 的风力机叶片损伤检测方法[J]. 太阳能学报, 2024, 45(7): 718-723.
- [15] 冯宇哲, 钱盾, 王展宏, 等. 转子扫频阻抗检测方法研究[J]. 微电机, 2025, 58(07): 26-31, 37.

(上接第 20 页)

参考文献

- [1] 莫会成, 等. 微特电机[M]. 北京: 中国电力出版社, 2015: 205.
- [2] D E Hesmondhalgh, D Tipping. Slotless construction for small synchronous motors using samarium cobalt magnets [J]. IEE Proceedings B (Electric Power Applications), 1982, 129(5): 251-261.
- [3] 叶金虎. 精密直流永磁电动机[M]. 北京: 科学出版社, 2017: 49-60.
- [4] 李延升, 窦满峰, 骆光照. 不同充磁方式的对转永磁电机气隙磁场性能研究[J]. 四川大学学报(工程科学版)2014, 46(1): 140-146.
- [5] Z Q Zhu, D Howe. Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet DC motors. III. Effect of stator slotting [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1993, 29(1): 143-151.
- [6] Z Q Zhu, David 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): 228-238.
- [7] 李延升, 窦满峰, 骆光照. 不同充磁方式的对转永磁

(上接第 53 页)

- [5] 陆永平, 杨贵杰. 对“三次谐波检测法”的错误的辨正[J]. 微电机(伺服技术), 2006, (03): 106-109.
- [6] 方洲. 基于高频注入和滑模观测器的无刷直流电机无感复合观测方法研究[D]. 深圳: 深圳大学, 2023.
- [7] 任志斌, 温路佳, 许斌, 等. 无刷直流电机无位置传感器控制新方法与实践[J]. 微电机, 2019, 52(03): 26-30, 36.
- [8] 金光哲, 徐殿国, 高强, 等. 高频注入电压预估同步电机转子位置检测方法[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(09): 1376-1383.
- [9] A AttarCA1, 2, J Bouchnaif, et al. Control of Brushless DC motors using sensorless Back-EMF integration method [J]. Materials Today: Proceedings, 2021, 45(8): 7438-7443.

《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

基于改进扰动观测器的风力发电机变桨距安全 SVD 分解控制技术

刘继承

(中卫新能源公司, 宁夏 中卫 755000)

摘要: 针对风力发电机变桨距在高风速工况下受到严重抖振影响, 导致控制效果不稳定的问题, 提出了基于改进扰动观测器的安全奇异值分解 (Singular Value Decomposition, SVD) 控制技术。通过引入中间变量, 融合系统状态与控制输入, 构建改进的扰动观测器结构。这能够增强对慢时变抖振的估计精度与收敛性, 避免因估计发散导致的控制失稳。将 SVD 特征解析技术引入变桨距控制, 通过对桨距角传递函数矩阵进行奇异值分解, 能够精准提取抖振主导频率与空间分布特征, 实现多扰动源下的动态解耦与靶向抑制。本文设计基于前馈补偿的 PID 调节律, 结合 SVD 分解提供的右奇异向量确定补偿方向, 实现对抖振扰动的前馈抵消, 提升控制的实时性与鲁棒性。稳定性实验结果表明, 该技术控制的抖振幅值在 -8Hz 至 8Hz 范围内波动, 最接近理想控制效果, 桨距角最大值为 0.5° , 能够达到理想控制效果, 较现有方法具有更窄的波动范围和更高的安全性能。

关键词: 改进扰动观测器; 风力发电机; 变桨距; 安全 SVD 分解; 控制抖振

中图分类号: TM351

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2026)07-0076-05

SVD Decomposition Control Technology for Wind Turbine Pitch Safety Based on Improved Disturbance Observer

LIU Jicheng

(Zhongwei New Energy, Zhongwei Ningxia 75500, China)

Abstract: A safety singular value decomposition (SVD) control technique based on an improved disturbance observer was proposed to address the problem of unstable control performance caused by severe vibration of wind turbine pitch control under high wind speed conditions. By introducing intermediate variables and integrating system state and control inputs, an improved disturbance observer structure was constructed. This can enhance the estimation accuracy and convergence of slow time-varying oscillations, avoiding control instability caused by estimation divergence. Introducing SVD feature analysis technology into variable pitch control, by performing singular value decomposition on the pitch angle transfer function matrix, it is possible to accurately extract the dominant frequency and spatial distribution characteristics of chattering, achieving dynamic decoupling and targeted suppression under multiple disturbance sources. This article designed a PID control law based on feedforward compensation, combined with the right singular vector provided by SVD decomposition to determine the compensation direction, to achieve feedforward cancellation of chattering disturbances and improve the real-time and robustness of control. The stability experiment results show that the vibration amplitude controlled by this technology fluctuates within the range of -8Hz to 8Hz , which is closest to the ideal control effect. The maximum pitch angle is 0.5° , which can achieve the ideal control effect. Compared with existing methods, it has a narrower fluctuation range and higher safety performance.

Key words: improved disturbance observer; wind power generator; variable pitch; secure SVD decomposition; control vibration

0 引言

当风机发电机所处环境风速超过额定风速时, 变桨距控制目的在于限制风能的捕获, 让风机的出力维持在规定水平。风力发电机变桨距控制是目前

风力发电机最常见的一种方式, 其特点是在高风速下调节叶片节距角进而改变风机所获取的气动力矩, 实现风力发电机稳定输出。随着并网风力发电机容量不断增加, 风机叶片重量已经达到了几吨, 在运行过程中很难保持快速响应^[1]。因此, 变桨距控制

收稿日期: 2025-10-20

作者简介: 刘继承(1983), 男, 本科, 高级工程师, 研究方向为研究电力系统的运行与控制。

成为了目前大型风力发电机控制领域关键问题。

张前等人^[2]提出了基于深度确定性策略梯度(DeepDeterministicPolicyGradient, DDPG)算法的控制方法,该方法只需要与外界进行交互的特点,利用风机模型来仿真真实的工作环境,以保持功率在安全区间内稳定为目标,俯仰角为输出变量。结合深层神经网络构建 Actor-Critic 单元,并对其进行持续的训练和优化,从而获得最优的桨距控制策略。但在实际应用中,此方法特征分解不准确,影响对环境状态的精准感知,降低控制效果与安全性;周嘉玉等人^[3]提出了基于非线性模型预测控制-比例积分微分(NonlinearModelPredictiveControl-ProportionalIntegralDerivative, NMPC-PID)的控制方法,非线性模型预测控制(NMPC)能依据实时工况迅速精准调整风机桨叶桨距角,采用 PID 控制技术,可以有效地抑制塔器抖振对系统的不良影响,保证了系统的稳定性。利用机理法构建风力发电机的仿真模型,对其进行验证。不过,该方法若特征分解不准确,会导致对系统动态特性把握失误,影响 NMPC 的预测精度和 PID 的调节效果,降低变桨距安全控制性能;马毓敏等人^[4]提出了非奇异终端滑模控制方法,借助扰动观测器精准获取风力发电机转矩变化情况,并以此对控制器实施前馈补偿,有效应对外部干扰。采用非奇异快速终端滑模面,显著提升了控制器的动态响应性能。然而,若特征分解不理想,会导致对系统动态特性分析不准确,影响扰动观测精度和滑模面设计,降低控制效果与安全性;李生虎等人^[5]提出了双馈风力发电机控制方法,从抑制功率角振荡入手,以双馈异步发电机速度为输入,建立风电接入电网的动力学模型。通过引入中间变量,将状态变量敏感性进行解耦,并将其与传统的雅可比矩阵相结合获得相应的梯度信息,实现对变桨距的最优控制。但该方法受到特征分解不佳影响,无法精准把握系统动态特性,干扰轨迹灵敏度计算,降低控制精度与安全性。

针对现有方法在特征分解不准确时导致的系统动态特性辨识与控制性能下降问题,提出一种结合改进扰动观测器与奇异值分解(SVD)的变桨距安全控制方法。SVD 能够解决多扰动耦合下关键模态难以分离的问题,因此利用 SVD 对桨距角动态传递函数进行特征分解,能够提取主导扰动频率与空间分布特征,解决传统控制策略在复杂工况下调节滞后与鲁棒性不足的问题。

1 基于动态解耦扰动观测器的变桨距抖振溯源估计

风力发电机变桨距系统在运行中受风速波动、桨叶气动载荷变化等干扰,易产生抖振,影响设备寿命。为了精准估计抖振特性,建立风力发电机时域微分方程:

$$\dot{x}(t) = Aa + Bb + Ce \quad (1)$$

式中, A 为风力发电机变桨距系统自身固有动态特性的系数矩阵^[6]; B 为变桨距控制指令对系统状态影响的系数矩阵^[7]; C 为抖振等扰动量对系统状态干扰作用的系数矩阵; a 为包含风力发电机的桨叶节距角、转速、输出功率等与变桨距控制相关的状态变量; b 为变桨驱动信号^[8]; e 为由风速突变、桨叶气动载荷波动等引起的扰动量,该扰动量通常呈现变化迟缓的特性,可近似认为抖振 e 的导数,其动态变化对系统的瞬时影响可忽略^[9]。结合抖振的“慢时变、有界”特性,证明观测器能稳定工作,避免抖振估计发散导致变桨控制失稳。

基于时域微分方程构建了改进的扰动观测器模型,通过引入中间变量 λ , 可得到改进后的风力发电机变桨距抖振观测模型:

$$\dot{G} = -ZC[\lambda + Zx(t)] - Z(Aa + Bb) \quad (2)$$

式中, Z 为改进观测器增益矩阵^[10]。中间变量 λ 融合了系统状态的动态信息和控制输入的作用,通过设计观测器增益,让 λ 与抖振形成数学关联。根据改进观测器的工作原理,构建抖振估计框图如图 1 所示。

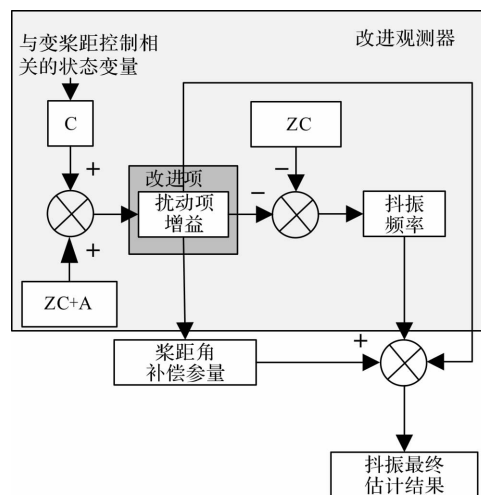


图1 变桨距抖振溯源估计框图

基于图1的估计框图可知,这种不平衡抖振会通过传动系统传递到叶片上,与叶片的气动力相互作用。当桨距角处于某些特定角度时,可能会加剧

这种力的耦合作用,导致叶片抖振^[11]。风力发电机变桨距抖振产生的桨距角最终估计结果,可通过以下方式推导:

$$\theta = k \cdot e \cdot G \cdot \eta + \theta_a \quad (3)$$

式中, $e \cdot G$ 为经系统传递后,实际影响桨叶位置的有效抖振^[12]; k 为比例系数(由桨叶长度、材料刚度等机械参数确定),反映抖振强度与位置的映射关系^[13]; η 表示抖振频率; θ_a 为桨距角补偿参量。当系统稳定时,由观测器的收敛性可知,估计误差 e 趋近于 0,因此 θ 可逼近真实抖振位置,提升抖振估计的实时性。

2 SVD 特征解析的变桨距抖振桨距角靶向抑制控制

风力发电机的桨距角是反映变桨系统动态特性的核心变量,其具有多源扰动叠加、强耦合性、时变特性,传统控制方法难以从复杂的桨距角信号中分离出关键扰动分量,导致控制策略针对性不足,难以精准抑制抖振。而奇异值分解 SVD 作为一种强大的矩阵分解工具,可将复杂的多变量动态特性分解为相互独立的特征分量,通过提取对系统影响最大的关键分量,为精准控制提供依据,因此成为处理桨距角复杂特性的有效手段。假设风力发电机变桨距系统的桨距角 θ 的动态特性可通过多输入多输出传递函数矩阵对其进行 SVD 分解:

$$F(\theta) = Y(\theta) \sum (\theta) H^T(\theta) \quad (4)$$

式中, $Y(\theta)$ 为 n 阶酉矩阵,其列向量反映桨距角 θ 中不同输出分量的能观性,可描述 θ 在不同观测点的动态分布特征^[14]; $H^T(\theta)$ 为 $n-m$ 阶酉矩阵,其列向量反映不同输入扰动对桨距角 θ 的能控性,可量化各扰动源对桨距角 θ 的影响程度; $\sum (\theta)$ 为对角矩阵,其表达式为

$$\sum (\theta) = \text{diag}[\varphi_1(\theta), \varphi_2(\theta) \cdots \varphi_n(\theta)] \quad (5)$$

式中, $\varphi_n(\theta)$ 为 n 个奇异值按降序排列,表征对应奇异向量方向上的增益,奇异值越大,该方向的分量对 θ 的整体变化贡献越显著。

对于抖振主导的变桨距系统,在抖振频率点 μ 处,最大奇异值远大于其他奇异值,因此桨距角 θ 的变化可近似由该分量主导:

$$\Delta\theta \cong \varphi_1(\theta) Y_1(\theta) H_1^T(\theta) \Delta\gamma(\theta) \quad (6)$$

式中, $\Delta\gamma(\theta)$ 为抖振扰动量的复频域。 $\Delta\theta$ 的频率特性由左奇异向量 $Y_1(\theta)$ 和右奇异向量 $H_1^T(\theta)$ 共同决定,其峰值频率与抖振源频率一致,可直接定位抖振在 θ 中的主导频率^[15];通过跟踪 $\Delta\theta$ 的相位变化,

可判断抖振在叶片上的传播方向,为针对性抑制提供空间分布依据。

通过 SVD 分解提取 $\Delta\theta$ 对应的主导分量,将其作为主要抑制目标,基于设计动态调节率:

在 $d-q$ 同步旋转坐标系下,变桨执行机构的控制信号可通过电流闭环实现精细化调节。借鉴定子电流控制的思路,将 $\Delta\theta$ 作为反馈,设计调节律:

$$\xi = k_p \cdot \Delta\theta + k_i \cdot \int \Delta\theta dt + k_d \cdot \Delta\theta \quad (7)$$

式中, k_p 为比例系数,用于快速响应桨距角的估计误差; k_i 为积分系数,用于消除桨距角调节过程中的稳态误差; k_d 为微分系数,主要针对桨距角误差的变化率进行调节。通过优化比例-积分-微分系数,使误差快速收敛至零。

结合改进扰动观测器得到的抖振估计结果,对调节律进行前馈补偿,抵消抖振对 $\Delta\theta$ 的扰动:

$$\psi = \xi + \vartheta \cdot \theta \quad (8)$$

式中, ϑ 为补偿系数,由 SVD 分解得到的右奇异向量 $H_1^T(\theta)$ 确定,由此确保补偿方向与抖振影响方向一致。通过上述抖振抑制闭环策略,可实现对桨距角的精准分离-靶向调节,既保证稳态时桨距角跟踪功率稳定需求,又能实时抑制抖振引发的高频波,最终提升变桨系统的稳定性与安全性。

3 实验

实验模拟了一条 220KV 架空线路,长度 50KM,并配备分布式光伏电源的场景,通过电网动态模拟系统调控线路负荷:14:10-14:15:线路负荷从 100MW 迅速攀升至 180MW,模拟光伏出力骤增叠加工业负荷投入;14:15-14:20:负荷骤降至 60MW,模拟光伏出力突降叠加工业负荷切除。

在此过程中,线路电流、电压呈现剧烈非稳态变化,触发以下现象:因负荷骤升,光纤接头氧化导致的损耗突增至 3.2dB,超过保护装置光功率接收阈值($\geq 3\text{dB}$),纵差保护报文出现 1-2ms 的延迟波动;负荷骤降时,采样回路端子接触不良导致合并单元采样值出现瞬时畸变,保护装置计算的差流异常波动,最大偏差 0.3A,但未达到跳闸阈值,未发生误动,但已偏离正常运行状态。

为满足风力发电机变桨距抖振实验中对抖振加速度信号、桨叶节距角动态变化信号采集的需求,选用了 Dytran 3053B 系列加速度传感器、RON 785 系列高精度角度编码器,实物图如图 2 所示。

主体设备相关参数,如表 1 所示。

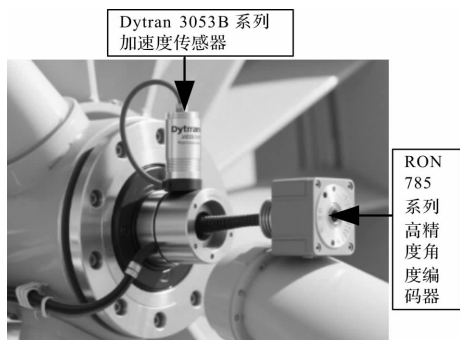


图2 实验主体设备实物图

表1 主体设备相关参数

加速度传感器	详细参数	角度编码器	详细参数
测量范围/(m/s ²)	5000	转子转动惯量/kgm ²	1.05×10^{-3}
灵敏度/(mV/g)	10	轴尺寸/mm	直径为 $\varnothing 50$
频率响应/Hz	1.1 ~ 5k	接口类型	1Vpp 接口
温度范围/℃	-50 ~ 120	截止频率/Hz	180k
共振频率/Hz	30k	无负载时电流/mA	150

加速度传感器负责采集抖振加速度信号, 分析抖振频率与幅值; 高精度角度编码器通过实时采集桨叶节距角动态变化, 记录抖振导致的角度偏差。

稳定性控制指标主要有两个, 分别是抖振幅值和桨距角, 其中抖振幅值是指风力发电机在运行过程中, 其结构部件偏离平衡位置的最大距离或最大角度, 它直观地反映了抖振的强度大小; 桨距角控制效果是指风力发电机变桨距控制系统通过调节桨叶的节距角, 实现对发电机输出功率、转速等参数的精确控制, 以满足不同风速条件下的运行要求。实际工况下的抖振幅值和桨距角, 如图3所示。

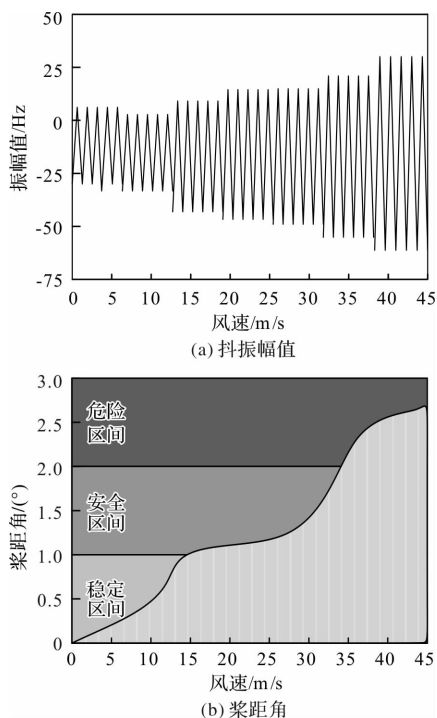


图3 实际工况下的抖振幅值和桨距角

由图3(a)可知, 实际工况下的抖振幅值在 $[-65\text{Hz} - 30\text{Hz}]$ 范围内波动, 理想情况下的抖振幅值控制在 0Hz 附近波动。

由图3(b)可知, 实际工况下的桨距角随着风速增加而逐渐变大, 最大值达到了 2.7° , 此时的变桨距处于危险转动区间, 即 $[2.0^\circ - 3.0^\circ]$ 。针对此工况, 理想桨距角控制范围应在稳定区间内, 即 $[0^\circ - 1.0^\circ]$, 其中安全区间是 $[1.0^\circ - 2.0^\circ]$ 。

使用基于深度确定性策略梯度算法、基于非线性模型预测控制-比例积分微分控制方法、非奇异终端滑模控制方法、双馈风力发电机控制方法、基于改进扰动观测器的控制技术, 对比分析抖振幅值控制效果, 结果如图4所示。

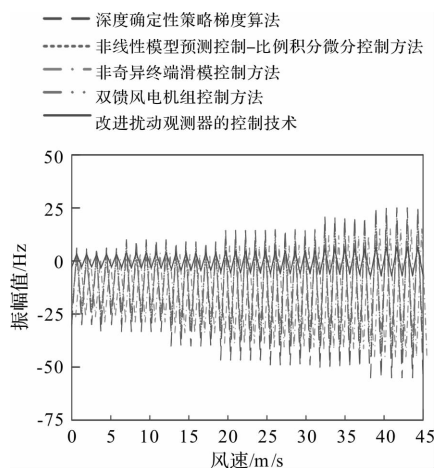


图4 不同方法抖振幅值控制效果对比分析

由图4可知, 基于深度确定性策略梯度算法控制的抖振幅值在 $[-55\text{Hz} - 25\text{Hz}]$ 波动, 该方法无法精准分离多源扰动, 导致特征感知与策略训练偏离实际抖振特性, 控制波动范围最大; 基于非线性模型预测控制-比例积分微分控制方法控制的抖振幅值在 $[-45\text{Hz} - 20\text{Hz}]$ 波动, 其特征分解仅依赖机理模型, 导致预测与调节的动态匹配度不足; 非奇异终端滑模控制方法控制的抖振幅值在 $[-40\text{Hz} - 15\text{Hz}]$ 波动, 因滑模面设计未针对抖振主导频率优化, 抑制针对性弱; 双馈风力发电机控制方法控制的抖振幅值在 $[-35\text{Hz} - 10\text{Hz}]$ 波动, 其特征分解未分离抖振与功率角振荡的耦合分量, 干扰了控制量的精准分配; 以上方法均未达到理想控制效果; 而使用基于改进扰动观测器的控制技术控制的抖振幅值在 $[-8\text{Hz} - 8\text{Hz}]$ 范围内波动, 最接近理想控制效果。

使用不同方法对比分析桨距角控制效果, 结果如图5所示。

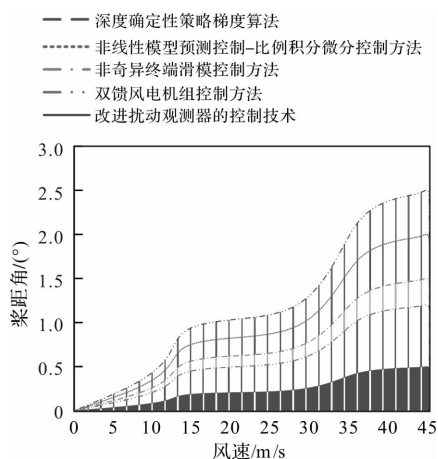


图5 不同方法桨距角控制效果对比分析

由图5可知,基于深度确定性策略梯度算法控制的桨距角最大值为 2.5° ,因特征分解不准确,无法快速适配最优控制策略,超出安全区间,未达到理想控制效果;基于非线性模型预测控制-比例积分微分控制方法的桨距角最大值为 2.0° ,预测控制计算量较大,实时性受到影响,未达到理想控制效果;非奇异终端滑模控制方法的桨距角最大值为 1.5° ,因特征分解不足导致扰动观测精度受限,滑模面参数未匹配抖振特性,未达到理想控制效果;双馈风力发电机控制方法的桨距角最大值为 1.2° ,因复杂风况和系统不确定性时可能存在局限性,未达到理想控制效果;使用基于改进扰动观测器的控制技术的桨距角最大值为 0.5° ,可以有效地提高系统对扰动的抑制能力,使桨距角始终保持在较小的波动范围内,能够达到理想控制效果。

4 结 语

提出的结合改进扰动观测器与奇异值分解(SVD)的变桨距安全控制方法,通过逐步解决风力发电机变桨距控制系统中的若干关键问题,实现了抖振的有效抑制与系统稳定性的显著提升。设计了改进扰动观测器结构,提升了观测器的收敛性与鲁棒性。利用SVD对特征分解技术,解决了多源扰动耦合下关键模态识别困难的问题,将抖振幅值控制在 $\pm 8\text{Hz}$ 以内,桨距角最大值降至 0.5° ,证实了其在复杂风况下的有效性与安全性。

参考文献

[1] 余淋淋,胡书举,孟岩峰,等.双风轮风电机组过渡

区两段式变桨距优化协调控制策略[J].电力自动化设备,2025,45(03):72-77.

- [2] 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.
- [3] 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.
- [4] 马毓敏,赵南南,刘金颂,等.永磁直驱风力发电机非奇异终端滑模控制[J].电机与控制应用,2024,51(3):86-94.
- [5] 李生虎,张亚海,叶剑桥,等.基于双馈风电机组控制参数优化的电网功角振荡控制[J].电工技术学报,2023,38(5):1325-1338.
- [6] 韩海洋,李战龙,王海云,等.一种基于并充串放电变换的新型直流风电机组及其控制技术[J].电网技术,2024,48(4):1487-1497.
- [7] 李鑫,孙洋,杨桢,等.基于混合势函数的永磁同步风力发电机暂态稳定性分析[J].电子测量与仪器学报,2024,38(1):168-177.
- [8] 朱茂林,刘灏,毕天姝.考虑风电场量测相关性的双馈风力发电机鲁棒动态状态估计[J].电工技术学报,2023,38(3):726-740.
- [9] 赵洪山,林诗雨,孙承妍,等.考虑多时间尺度信息的风力发电机滚动轴承故障预测[J].中国电机工程学报,2024,44(22):8908-8919.
- [10] 焦浩然,金萧,许国东,等.暂态谐波电网下双馈风力发电机建模与控制技术[J].电力系统自动化,2024,48(3):82-92.
- [11] 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.
- [12] 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.
- [13] 张琳,刘旭东,常佳飞,等.水平轴风力机气动转矩模型优化研究[J].液压与气动,2024,48(3):60-69.
- [14] 黄再玉,武家辉,姚磊,等.基于换流器电容存储能量的DFIG虚拟电容控制[J].计算机仿真,2023,40(3):75-78.
- [15] 苏卫江,王鹏,姚凌峰.基于奇异值分解的含新能源电力系统状态自动化监测系统[J].电子设计工程,2025,33(16):173-177.