

微电机

2025 9

第58卷 第9期

No.9 Sep, 2025

MICROMOTORS

西安微电机研究所有限公司主办

无锡市黄氏电器制造有限公司



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

无锡市黄氏电器
制造有限公司（原
无锡市剑清微电机有
限责任公司）为爪极式



28KTYZ



28KTYZ



50KTYZ



50KTYZ



50KTYZL



50KTYZLRGB80



50KTYZ



60KTYZ



64KTYZ



64KTYZ



FGB64



RGB65

地址：无锡市钱桥工业园钱洛路6-8号

电话：0510-88089988

传真：0510-88089900

微电机

WEI DIAN JI

月刊, 1972 年创刊
第 58 卷 第 9 期(总第 381 期)
2025 年 9 月 28 日出版

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

编辑委员会

顾问: 唐任远 赵淳生 莫会成 徐殿国
黄守道 梅雪松 刘卫国

主任委员: 肖曦

常务副主任委员: 李中军

副主任委员: 沈建新 曲荣海

委员: (按姓氏笔画为序)

弋英民 王晓远 王健 甘宝平
卢琴芬 毕超 任雷 刘刚
刘品宽 刘景林 安忠良 孙向东
花为 严伟灿 杨向宇 杨明
李红梅 李祥林 时运来 吴玉新
吴红星 沈桂霞 卓亮 周奇勋
郝双晖 骆光照 顾菊平 柴凤
柴建云 徐金全 徐衍亮 高鹏
郭宏 郭新华 黄允凯 黄晓艳
梁得亮 程明 温旭辉 窦满峰

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

编辑出版: 《微电机》编辑部

主编: 李中军

副主编: 谭莹 贾钰

地址: 西安市高新区上林苑四路 36 号
(710117)

电话: 86-29-84276641

在线投稿系统: wdj.paperopen.com

E-mail: micromotors@vip.sina.com

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

国外总发行: 中国国际图书贸易总公司
(100044 北京 399 信箱)

国外代号: M 4228

国内总发行: 陕西省邮政报刊发行局

订购处: 全国各地邮局或本刊编辑部

邮发代号: 52-92

刊号: ISSN 1001-6848
CN 61-1126/TM

国内定价: ¥8.00

国外定价: \$8.00

广告经营许可证: 6101004004005

印刷: 西安创维印务有限公司

目次

驱动控制

基于模糊 PI-MRAS 的 PMSM 速度观测策略
..... 张攀, 赵世伟, 杨向宇(1)

基于改进超螺旋转矩观测器的 PMSM 无差拍预测转速控制 ...
..... 高世诚, 刘锐, 高剑, 等(8)

电梯永磁同步驱动系统控制策略技术研究
..... 章仕明, 邱红伟(15)

高压断路器驱动电机三项模型预测电流控制
..... 苏毅, 高磊, 芦宇峰, 等(20)

基于自锁互锁原理对电动机综合保护的电路设计
..... 邱永松, 张方阳, 黄薪(27)

电力消防机器人无刷直流电机转速自抗扰控制算法
..... 王文政, 钟亮民, 杨明鑫, 等(31)

基于内模控制器的神经网络多模型控制方法研究…………… 唐 军, 张 皓, 陈伟军(38)

直线电机技术

双三相横向磁通永磁同步直线电机 SVPWM 调制算法研究…………… 徐 楠, 张昆仑, 马 亨, 等(46)

定子分段式永磁直线同步电机协同供电控制…………… 王运坤, 赵寿华, 孙大南, 等(53)

设计与研究

一种偏心不等宽磁极结构 PMSM 反电势优化方法…………… 朱文龙, 李全武, 李万钊, 等(60)

洗衣机 BLDC 电机振噪优化分析…………… 贾世方, 朱传辉, 梅从立, 等(70)

综述

线控制动系统永磁电机电流控制器设计综述…………… 刘旭辉, 张金良, 王铂尧(77)



《微电机》(月刊)

全年 12 期, 读者可到当地邮局订阅, 本刊亦可破订、零购。

欢迎投稿! 欢迎订阅! 欢迎刊登广告!

国内刊号: CN61-1126/TM

在线投稿系统: wdj.paperopen.com

地 址: 高新区上林苑四路 36 号(710117)

邮发代号: 52-92

订价: 8 元/期

年价: 96 元/年

编辑部邮购(含快递费): 300 元/年

国际刊号: ISSN 1001-6848

电话: 029-84276641



MICROMOTORS

Founded 1972 • Monthly • Public Publication
Vol. 58 No. 9 (Serial No. 381) Sep., 2025

Authorities: Shaanxi Science and Technology
Holding Group

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

Edited & Published: MICROMOTORS
Editorial Department

Chief Editor: LI Zhongjun

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

Tel.: 86-29-84276641

Online Submission System: wdj.paperopen.com

E-mail: micromotors@vip.sina.com

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

Distributor: Xi'an Newspapers and Periodicals
Publish Office

Domestic Subscription: Local Post Office &
MICROMOTORS Editorial Department

Periodical Code: 52-92

Journal Code: ISSN1001-6848
CN61-1126/TM

Foreign Subscription:

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

Overseas Code: M 4228

Price: \$ 8.00

Annual Price: \$ 96.00

Publication Date: Sep. 28, 2025

CONTENTS

A Speed Observation Strategy for PMSM Based on Fuzzy PI-MRAS	
..... ZHANG Pan, ZHAO Shiwei, YANG Xiangyu(1)	
Deadbeat Predictive Speed Control for PMSM Based on Improved Super-twisting Torque Ob- server	GAO Shicheng, GAO Jian, LIU Kun, et al(8)
Research on Control Strategy Technology of Elevator Permanent Magnet Synchronous Drive System	QIN Shiming, QIU Hongwei(15)
Three-terms Model Predictive Current Control of High Voltage Circuit Breaker Driven Motor	SU Yi, GAO Lei, LU Yufeng, et al(20)
Circuit Design of Motor Comprehensive Protection Based on Self-locking Interlocking Principle	QIU Yongsong, ZHANG Fangyang, Huang Xin(27)
Automatic Disturbance Rejection Control Algorithm for Brushless DC Motor Speed of Electric Firefighting Robot	
..... WANG Wenzheng, ZHONG Liangmin, YANG Mingxin, et al(31)	
Research on Neural Network Multi-model Control Method Based on Internal Model Controller	TANG Jun, ZHANG Hao, CHEN Wei Jun (38)
Research on SVPWM Modulation Algorithm of Double Three-phase Transverse Flux Perma- nent Magnet Synchronous Linear Motor	
..... XU Nan, ZHANG Kunlun, MA Heng, et al(46)	
Cooperative Power Supply Control of Stator Segmented Permanent Magnet Synchronous Linear Motor	WANG Yunkun, ZHAO Shouhua, SUN Danan, et al(53)
An Optimization Method for Back Electromotive Force of PMSM with an Eccentric Unequal- Width Magnetic Pole Structure ...	ZHU Wenlong, LI Quanwu, LI Wanzhao, et al(60)
Vibration and Noise Optimization Analysis of Washing Machine BLDC Motor	
..... JIA Shifang, ZHU Chuanhui, MEI Congli, et al(70)	
Overview of the Design of Permanent Magnet Motor Current Controller Built into Wire Con- trolled Braking System	LIU Xuhui, ZHANG Jinliang, WANG Boyao(77)

基于模糊 PI-MRAS 的 PMSM 速度观测策略

张攀, 赵世伟, 杨向宇

(华南理工大学 电力学院, 广州 510640)

摘要: 为了提高传统模型参考自适应系统 (MRAS) 转速估计策略的观测准确性, 拓宽 MRAS 观测器的调速范围, 提出一种基于模糊 PI 参数自适应律的 MRAS 观测器转速估计策略, 使得永磁同步电机无传感器系统在不同的转速下都有良好的运行效果。首先, 利用 Popov 超稳定性定理, 构建在同步旋转坐标系下基于定子电流的模型参考自适应观测器, 保证观测器的稳定性。其次, 针对传统 PI 自适应律无法在宽转速范围内实现准确观测的问题, 引入模糊推理的方法, 将电流误差及其变化率的绝对值作为输入, 实时调节 MRAS 观测器自适应律 PI 参数, 实现转速误差最小化。最后, 仿真与实验结果表明, 在全速域范围内, 该方法都能够准确快速观测转速, 有效地拓宽了电机运行的转速范围。

关键词: 永磁同步电机; 模型参考自适应观测器; Popov 超稳定性; 模糊控制

中图分类号: TM351; TM341; TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2025)09-0001-07

A Speed Observation Strategy for PMSM Based on Fuzzy PI-MRAS

ZHANG Pan, ZHAO Shiwei, YANG Xiangyu

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

Abstract: To improve the observation accuracy of the traditional model reference adaptive system (MRAS) speed estimation method and extend its operational speed range, this paper proposed a novel MRAS observer-based speed estimation strategy that employed a fuzzy PI parameter adaptive law. This approach aims to achieve high-performance operation for sensorless permanent magnet synchronous motor (PMSM) systems across a broad speed spectrum. Firstly, the Popov hyperstability theorem was applied to design an MRAS observer using stator currents in the synchronous rotating coordinate system, ensuring robust stability. Secondly, to overcome the limitation of traditional PI adaptive laws, which struggle with accurate observation over wide speed ranges, a fuzzy logic reasoning mechanism was integrated. By using the absolute values of current error and its rate of change as inputs, this method dynamically adjusted the PI parameters of the MRAS observer in real-time, thereby minimizing speed estimation errors. Finally, simulation and experimental results demonstrated that this proposed method could provide precise and rapid speed estimation across the entire operational speed range, effectively expanding the motor's operational speed capabilities.

Key words: permanent magnet synchronous motor; model reference adaptive observer; popov hyperstability; fuzzy control

0 引言

永磁同步电机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 具有运行稳定、体积小、功率密度高等优点, 在新能源汽车、轨道交通、工业自动化等相关领域发挥着重要作用^[1]。转子转速和位置是永磁同步电机磁场定向控制策略中最重要的信息, 一般是通过机械式传感器来获取, 但是安装传感器会给系统带来一系列问题, 如成本提高、抗扰能力变差等, 因此, 在对成本敏感、环境条件较

为恶劣, 或是需要提供冗余控制方案的应用场景中, 无速度传感器控制技术便突显出其极大的优势^[2]。

目前, 无传感器控制技术大体上可以分为基于凸极效应方案和基于电磁关系方案^[1-2]。基于凸极效应的方案如开环 I/F 法、开环 V/F 法、高频信号注入法等, 在零低速段具有较好的控制效果; 基于电磁关系的方案的核心思想是利用电机对基频电压激励的响应来估计转子速度信息, 包括滑模观测器法^[3-4]、扩展卡尔曼滤波法^[5-6]、模型参考自适应观

收稿日期: 2025-01-15

作者简介: 张攀 (2002), 女, 硕士研究生, 研究方向为电机驱动控制。

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

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

测器法 (Model Reference Adaptive System, MRAS)^[7] 等。采用滑模观测器的优势是对负载扰动和电机参数摄动具有较高的鲁棒性, 但是开关切换过程固有的抖振会引入高频噪声^[3-4]; 文献[5-6]使用扩展卡尔曼滤波状态观测器来实现速度和角度的获取, 优点是系统产生的噪声对状态估计没有影响, 缺点是需要进行迭代运算, 计算量大。模型参考自适应观测器有着算法简单, 在数字控制系统中实现的难度不大的优势, 对于计算性能有限的低成本应用来说是一个更好的选择^[7]。

国内最早由清华大学的李永东团队将 MRAS 法应用于永磁同步电机的转速观测中^[8]。传统 MRAS 观测器常采用 PI 参数自适应律来实现转速观测, MRAS 系统作为一个典型的非线性系统, 自适应律 PI 参数的整定通常是一个较为复杂, 受到多个因素综合影响的过程^[11,14-15], 一般依靠于经验值来选取, 并需要在实验过程中根据观测结果进行调整, 较为繁琐费时, 并且, 传统 PI 参数自适应律的 MRAS 观测器往往只能保证在一定的速度范围内具有良好的性能^[16]。当转速变化时, 传统 MRAS 算法的估计精度也会受到影响, 无法满足电机在较宽范围内调速的需求^[9,16]。

为了获得更好的 MRAS 观测器估计性能, 一些学者尝试对传统 MRAS 方案进行改进。文献[9]针对电机参数变化导致观测转速只能在一定的负载范围内较为准确的问题, 提出基于分段 PI 的 MRAS 系统, 采用“实验-微调-实验”的方法对 PI 参数进行整定。文献[10]中采用滑模算法来替代 PI 环节, 在此基础上, 文献[11]进一步提出模糊变结构 MARS 观测器, 结合模糊控制实时调节滑模增益, 用以替代传统 MRAS 中的 PI 调节控制。文献[12]采用 MRAS 和单神经元自适应比例积分算法在线修正 MRAS 的自适应规律, 克服传统 PI-MRAS 磁链观测器在机器参数变化时观测精度低的不足。

针对传统 PI 自适应律 MRAS 算法中同一参数下转速估计误差对速度敏感的问题, 本文提出一种基于模糊推理 PI 参数自适应律的 MRAS 观测器。首先构建传统的 MRAS 观测器, 利用 Popov 超稳定性定理讨论观测器的稳定性, 然后针对单一自适应律 PI 参数难以满足宽转速范围的问题, 采用基于模糊推理的方法设计 MRAS 观测器, 选用电流误差及其变化率的绝对值作为模糊控制器的输入量, 实时调整自适应律 PI 参数, 从而减小在各个速度范围内的观测误差, 提高观测器性能。

1 PMSM 模型与 MRAS 速度观测器设计

1.1 永磁同步电机数学模型

表贴式 PMSM 在 dq 坐标系下的定子电流方程表示为

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

将上述电流方程作为参考模型, 为后续推导方便, 作等效变换可得:

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} i_d' \\ \frac{d}{dt} i_q' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega_e \\ -\omega_e & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d' \\ i_q' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d' \\ u_q' \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中, u_d 、 u_q 、 i_d 、 i_q 分别为 dq 轴定子电压和电流, R_s 为定子电阻, L_s 为定子电感, ψ_f 为永磁体磁链, ω_e 为转速值, θ_e 为角度值。等效变换后, $i_d' = i_d + \psi_f/L_s$, $u_d' = u_d + R_s \psi_f/L_s$, $u_q' = u_q$, $i_q' = i_q$ 。

将参考模型中的状态量用估计值表示, 作为可调模型, 可得:

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} \hat{i}_d' \\ \frac{d}{dt} \hat{i}_q' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \hat{\omega}_e \\ -\hat{\omega}_e & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d' \\ \hat{i}_q' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d' \\ u_q' \end{bmatrix} \quad (3)$$

定义误差 $e = i' - \hat{i}'$, 得到状态方程为

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} e_d \\ \frac{d}{dt} e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega_e \\ -\omega_e & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} (\omega_e - \hat{\omega}_e) \begin{bmatrix} \hat{i}_d' \\ \hat{i}_q' \end{bmatrix} \quad (4)$$

1.2 自适应律的确定和稳定性分析

MRAS 经典控制算法模型中, 自适应律通常选择 Popov 超稳定性理论来进行设计, 将 MRAS 转化为线性时不变前馈方框和非线性时变反馈方框组成的等效模型, 用一个非线性时变反馈通路来表示输出量 v 和反馈量 W 之间的关系^[13], 可得:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} e = Ae - E(\omega_e - \hat{\omega}_e) \hat{i}_s' = Ae - W \\ v = Ce \end{cases} \quad (5)$$

式中, $A = \begin{bmatrix} -R_s/L_s & \omega_e \\ -\omega_e & -R_s/L_s \end{bmatrix}$, $E = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$ 。

等效非线性反馈系统结构框图如图 1 所示。

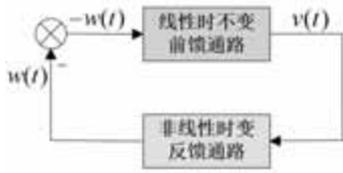


图 1 等效非线性反馈系统结构框图

根据 Popov 超稳定性理论，为使图 1 系统渐进稳定，需要满足两个条件：①线性前向通路的传递函数矩阵 $C(sI - A)^{-1}$ 为严格正实矩阵；②非线性反馈通路满足 Popov 积分不等式。

取 C 为单位矩阵，由正实引理即可得证条件 1。

对于条件 2，将 $v = Ce$ 和 $W = E(\hat{\omega}_e - \omega_e)\hat{i}_s'$ 代入 Popov 积分不等式，得到：

$$\eta(0, t_1) = \int_0^{t_1} W^T v dt = \int_0^{t_1} (\hat{\omega}_e - \omega_e) (E\hat{i}_s')^T C e dt \quad (6)$$

采用 PI 形式的自适应律， $\hat{\omega}_e$ 表示为

$$\hat{\omega}_e = \int_0^t F_1(y, t, \tau) d\tau + F_2(y, t) + \hat{\omega}_e(0) \quad (7)$$

式中， $\hat{\omega}_e(0)$ 为估算转速初始值。将式(7)代入式(6)，可以解得：

$$F_1(y, t, \tau) = K_i (E\hat{i}_s')^T C e \quad (K_i > 0) \quad (8)$$

$$F_2(y, t) = K_p (E\hat{i}_s')^T C e \quad (K_p > 0) \quad (9)$$

可得转速估算公式为

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_e &= \int_0^t K_i (E\hat{i}_s')^T C e d\tau + K_p (E\hat{i}_s')^T C e + \hat{\omega}_e(0) = \\ & \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \left[i_d \hat{i}_q - \hat{i}_d i_q + \frac{\psi_f}{L_s} (\hat{i}_q - i_q) \right] + \hat{\omega}_e(0) \end{aligned} \quad (10)$$

对转速进行积分，即可得到电角度的表达式为

$$\hat{\theta}_e = \int \hat{\omega}_e dt \quad (11)$$

至此，MRAS 观测器初步设计完成，通过参考电流与可调电流的误差，即可实现对转速的估计。结合上述自适应律的设计过程，得到误差系统结构框图如图 2 所示。

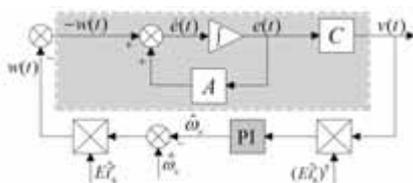


图 2 误差系统结构框图

MRAS 观测器准确估算的关键是确定自适应律使得系统稳定收敛，而自适应律中 PI 参数的选取对

观测性能起到十分重要的作用。

2 模糊 PI-MRAS 观测器设计

模糊控制作为一种以专家经验为基础的智能控制算法，其特点是在无需建立准确的被控对象数学模型的情况下，不论对于线性还是非线性的被控对象都具有较好的鲁棒性和适应性。

模糊 PI 参数自适应律 MRAS 观测器是指基于模糊逻辑的推理方法，将输入变量映射到模糊集合中，应用模糊规则进行推理，得出 PI 参数输出结果，将模糊推理的输出结果运用在 MRAS 观测器的自适应律中。模糊 PI-MRAS 观测器结构框图如图 3 所示。

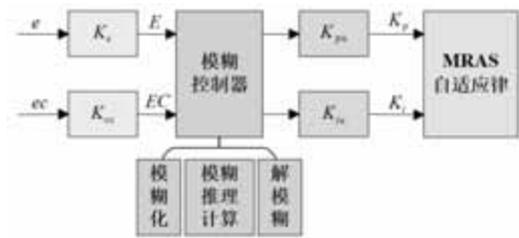


图 3 模糊 MRAS 观测器结构框图

对于模糊控制器输入量，一般综合考虑输入量提取的难易程度、输入输出量之间的模糊规则是否明晰，以及对比实际效果来进行选择。文献[17]采用 dq 轴电流与观测电流的叉乘量作为输入量，其模糊规则较难构建，本文根据 MRAS 观测器系统中电流误差与 PI 参数之间的关系，将 q 轴电流误差及其变化率的绝对值作为模糊控制器的输入量，自适应律 PI 参数作为输出量进行调整，以最小化电流误差，达到较好观测性能。模糊控制器的输入可表示为

$$e = |i_q - \hat{i}_q| \quad (12)$$

$$ec = de/dt \quad (13)$$

K_e 和 K_{ec} 为量化因子， K_{pu} 和 K_{iu} 为比例因子，分别根据输入和输出的基本论域和模糊子集论域之间的关系确定。定义输入和输出相对应的论域范围为 $[0, 6]$ ，将实际输入值和输出值映射到论域范围内，取量化因子和比例因子为

$$K_e = 6/e_{\max} \quad (14)$$

$$K_{ec} = 6/ec_{\max} \quad (15)$$

$$K_{pu} = K_{p\max}/6 \quad (16)$$

$$K_{iu} = K_{i\max}/6 \quad (17)$$

式中， e_{\max} 和 ec_{\max} 分别为 e 和 ec 的最大值， $K_{p\max}$ 和 $K_{i\max}$ 分别为 K_p 和 K_i 的最大值。

定义模糊语言 NB 为负大，NM 为负中，NS 为负小，ZE 为零，PS 为正小，PM 为正中，PB 为正

大, 则模糊语言子集为

$$E、EC = \{NB, NM, NS, ZE, PS, PM, PB\} \quad (18)$$

本文的输入输出变量隶属度函数选择运算简单的三角形隶属函数, 分别如图 4 和图 5 所示。

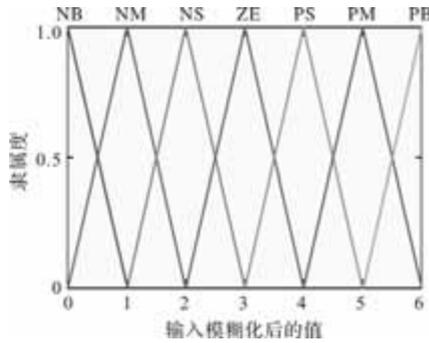


图 4 输入变量隶属度函数

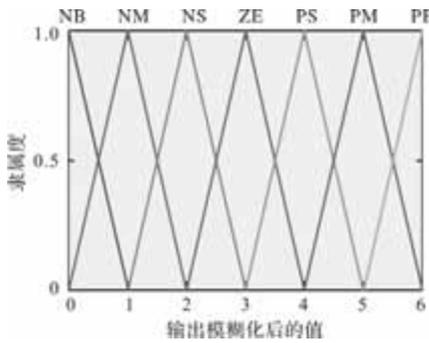


图 5 输出变量隶属度函数

表 1 K_p 的模糊控制规则

K_p	ERROR RATE OF CHANGE						
	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
NB	NB	NB	NM	NS	NS	ZE	ZE
NM	NB	NB	NM	NS	ZE	ZE	ZE
NS	NM	NM	NS	NS	ZE	PS	PS
ERROR	ZE	NS	NS	NS	ZE	PS	PS
PS	NS	NS	ZE	PS	PS	PM	PM
PM	NS	ZE	ZE	PS	PM	PB	PB
PB	ZE	ZE	PS	PS	PM	PB	PB

表 2 K_i 的模糊控制规则

K_i	ERROR RATE OF CHANGE						
	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
NB	NB	NB	NB	NB	NM	NS	ZE
NM	NB	NB	NB	NM	NS	ZE	PS
NS	NB	NB	NM	NS	ZE	PS	PM
ERROR	ZE	NB	NM	NS	ZE	PS	PB
PS	NM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB
PM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB	PB
PB	ZE	PS	PM	PB	PB	PB	PB

根据基础知识和专家经验, 结合多次实验验证, 得到模糊控制规则如表 1 所示。图 6 为由上述输入输出变量隶属度函数及其模糊推理规则得出的模糊控制器输入输出三维图。从图 6 可以看出, 模糊控制器根据系统输入偏差及其变化率的绝对值来实时调节自适应律 PI 参数。

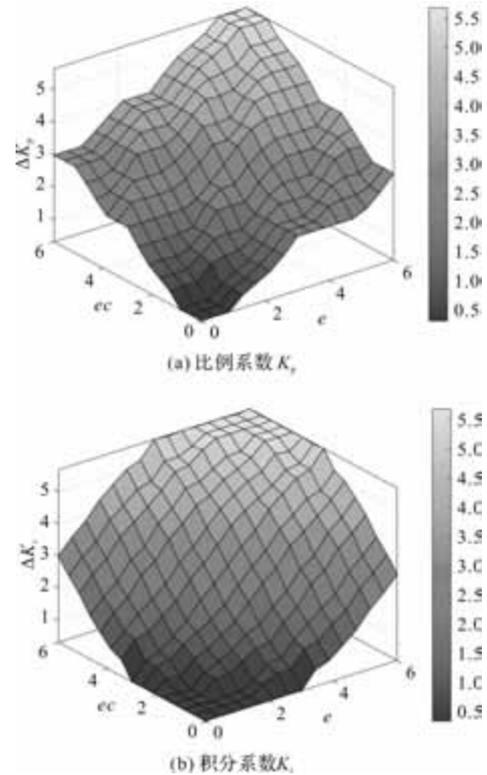


图 6 模糊控制器输入输出三维图

为了降低软件实现难度, 推理决策逻辑部分采用 Mamdani Max-Min 组合推理方法, 即对于某一个输出模糊语言, 其隶属度取两个输入模糊语言隶属度中的最小值; 在输出模糊子集内, 若有相同的模糊语言, 其隶属度函数取相同输出模糊语言的隶属度的最大值。

最后, 模糊推理出的结果是模糊语言及其隶属度的集合, 在实际应用中还需要将模糊量转换为精确的数字量, 本文采用重心法 (Centroid Method) 的解模糊方法, 可表示为

$$\text{Output} = \frac{\sum_{k=1}^N i \mu_{c(k)}(i)}{\sum_{k=1}^N \mu_{c(k)}(i)} \quad (19)$$

式中, N 为模糊规则的数量, $\mu_{c(k)}(i)$ 为输出模糊语言子集中每一个输出模糊语言各自所对应的隶属度。

经过模糊推理, 根据电流误差及其变化率的绝对值, 实时调整自适应律 PI 参数, 使得电流误差最小化, 达到在较宽的转速范围内都能准确观测的目的。

3 仿真与实验

3.1 仿真分析

为了进一步分析该策略的可行性，将 MRAS 观测器观测的速度引入到系统速度反馈中，利用 MATLAB/Simulink 搭建仿真模型，仿真中使用的 PMSM 电机参数如表 3 所示。控制系统仿真模型如图 7 所示。

表 3 仿真电机参数

电机参数	参数值
电源电压/V	48
开关频率/kHz	10
每相定子电阻/ Ω	0.3
交直流电感/mH	0.7
永磁体磁链/Wb	0.0186
电机磁对数	4

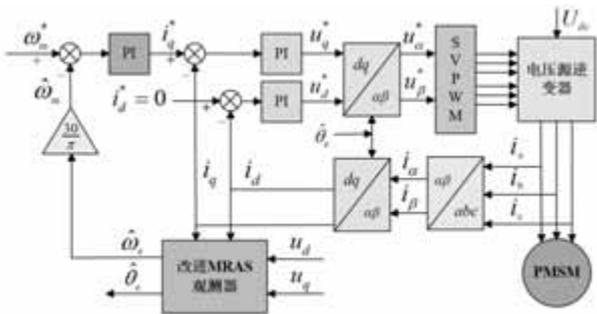
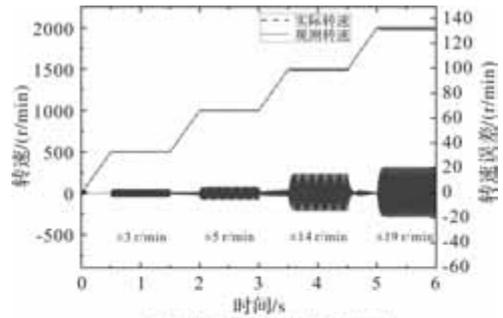


图 7 基于改进 MRAS 观测器的仿真模型

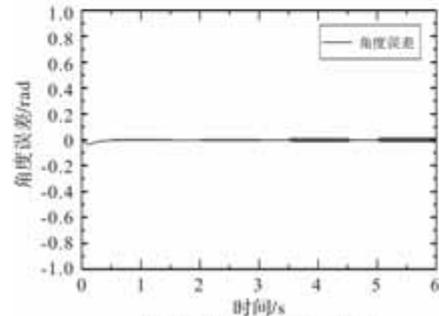
为了对比电机在全速域范围内传统 PI 参数和模糊 PI 参数的 MRAS 观测器性能，给定转速按照 500、1000、1500、2000 r/min 四个转速段以 16.67 r/s^2 的加速度逐步增加。首先将 MRAS 观测器自适应律 PI 参数设置为固定值，仿真得到转速、转速估算误差、转子角度估算误差如图 8 所示。

图 8(a)中虚线表示实际转速，实线表示观测转速。可以看出，传统 MRAS 观测器可以准确观测不同转速，四个转速段内均存在一定的转速观测误差分别为 ± 3 、 ± 5 、 ± 14 、 $\pm 19 \text{ r/min}$ 。在同一组 PI 参数自适应律下，不同转速段的转速观测误差幅值各不相同，随着转速增大转速观测误差也相应增大。图 8(b)中，电机转子角度观测误差的波动随着转速的增大也会略微增大。

图 9 为 MRAS 观测器采用模糊 PI 自适应律时的

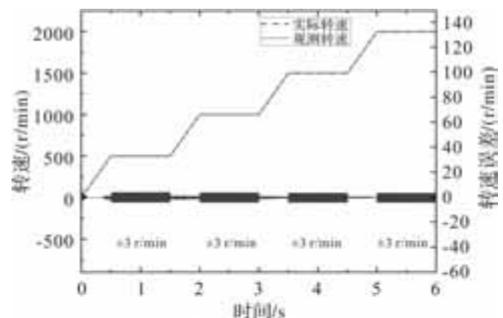


(a) 电机转速波形及转速观测误差

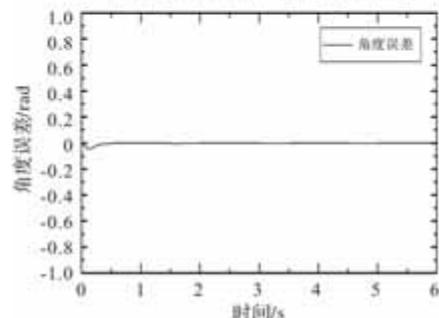


(b) 电机转子角度观测误差

图 8 基于传统 MRAS 观测器的仿真波形



(a) 电机转速波形及转速观测误差



(b) 电机转子角度观测误差

图 9 基于模糊 PI-MRAS 观测器的仿真波形

仿真结果。稳态运行时，实际转速与观测转速几乎重合，转速观测误差在 $\pm 2 \text{ r/min}$ 以内，角度误差也在零附近，波动较传统 PI 自适应律有所减小。仿真结果验证了基于模糊 PI 自适应律的 MRAS 观测器可以在 PMSM 无传感器系统中实现宽速度范围内静态无差调速，不同给定速度信号下的估计转速都能更加接近电机实际转速，具有良好的观测性能。

3.2 实验验证

图 10 为永磁同步电机实验平台，包括被控对象 PMSM、驱动器、数字电源、扭矩传感器、磁滞制动器以及上位机。实际被控电机参数与仿真中的被控电机参数相同。实际转速和实际转子角度由编码器计算得到，实验平台的编码器仅用于对比观测转速效果，并未参与闭环控制。

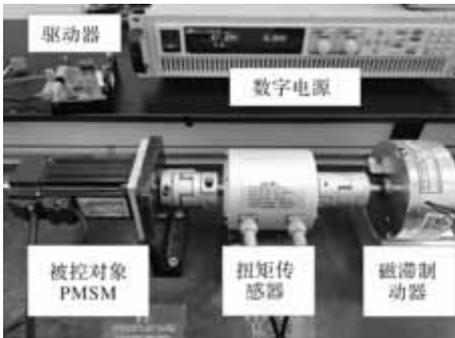


图 10 实验平台

图 11 和图 12 是电机在不同转速下，分别采用传统 PI 参数与模糊 PI 参数自适应律 MRAS 观测器得到的转速和转子角度观测实验结果对比。

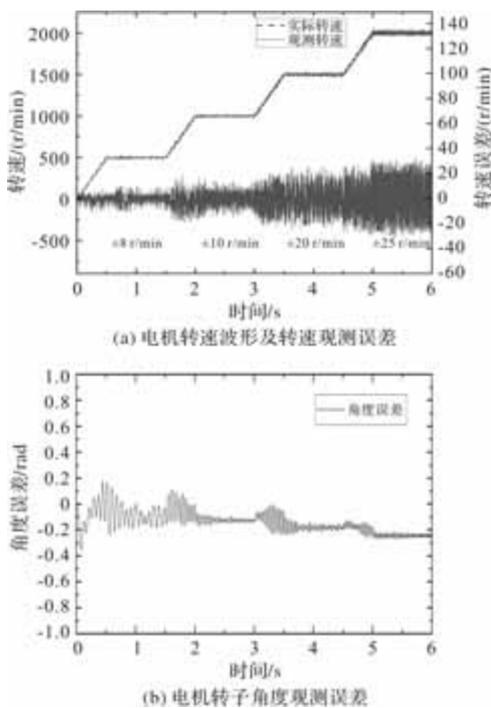
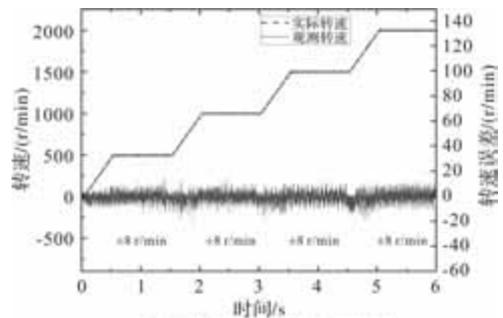


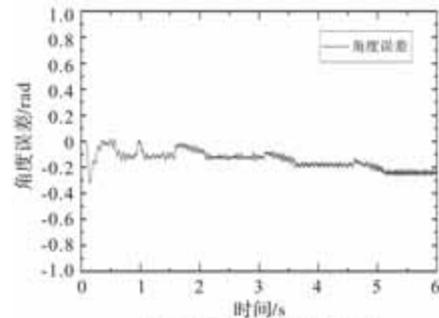
图 11 基于传统 PI-MRAS 观测器的实验波形

由图 11(a) 可以看到，实验结果与仿真结果相近，固定 PI 参数时传统 MRAS 观测器的转速观测误差对电机转速较为敏感。传统 MRAS 观测器可以准确观测不同转速，在 500 r/min 时转速观测误差为 ± 8 r/min、1000 r/min 时为 ± 10 r/min、1500 r/min 时

为 ± 20 r/min、2000 r/min 时为 ± 25 r/min。由于受到实验中采样噪声和逆变器非线性等各种非理想因素的影响，实际转速观测误差略大于相应的仿真值。但是从整体趋势上看，实验结果与仿真结果是比较相符的。



(a) 电机转速波形及转速观测误差



(b) 电机转子角度观测误差

图 12 基于模糊 PI-MRAS 观测器的实验波形

由图 12 可以看到，基于模糊 PI 的 MRAS 观测器在各个转速段的转速观测误差均在 ± 8 r/min 以内，在模糊推理方法的实时修正下，不同的转速段的 PI 自适应律参数均能将转速误差减小，从而得到较好的观测效果，角度观测误差波动也随之变小，电机运行平稳。由改进前后 MRAS 观测器的实验结果对比波形可知，采用模糊 PI 参数自适应律的 MRAS 观测器能够在宽转速范围内对转速和位置进行更为准确的观测，具有良好的动静态性能。

4 结 语

针对传统 PI 自适应律 MRAS 观测器适用转速范围有限的问题，本文设计了基于模糊 PI 参数自适应律的 MRAS 观测器，并进行了仿真和实验分析，可以得出以下结论：

- (1) 提出一种基于模糊 PI 参数自适应律的 MRAS 无传感器控制算法，根据 MRAS 系统中电流误差与 PI 参数之间的关系，选取电流误差及其变化率的绝对值作为模糊推理的输入量，实时调整自适应律 PI 参数，使得电流误差最小化。

(2)采用该算法降低了转速估计误差波动幅值对速度的敏感性,可以减小 MRAS 观测器在不同速度范围内的转速误差,具有良好的估计效果,使电机在宽转速范围内都能稳定运行。

参考文献

- [1] 张国强,王高林,徐殿国,等. 基于自适应陷波滤波器的内置式永磁电机转子位置观测方法[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(09): 2521-2527.
- [2] 刘计龙,肖飞,沈洋,等. 永磁同步电机无位置传感器控制技术研究综述[J]. 电工技术学报, 2017, 32(16): 76-88.
- [3] 陶方方,赵世伟. 基于改进滑模观测器的无刷直流电机无位置传感器矢量控制[J]. 微电机, 2017, 50(11): 30-34.
- [4] 杨贲玮,赵世伟,杨向宇,等. 基于超螺旋观测器的 SPMSM 无传感器控制[J]. 微特电机, 2023, 51(10): 52-57.
- [5] S Bolognani, R Oboe, M Zigliotto. Sensorless full-digital PMSM drive with EKF estimation of speed and rotor position [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1999, 46(1): 184-191.
- [6] 李冉,赵光宙,徐绍娟. 基于扩展滑模观测器的永磁同步电动机无传感器控制[J]. 电工技术学报, 2012, 27(03): 79-85.
- [7] 吴伟,杜昭平. 改进 MRAS 的永磁同步电机无速度传感器控制策略[J]. 微电机, 2019, 52(12): 53-58.
- [8] 李永东,张猛,肖曦,等. 永磁同步电机模型参考自适应无速度传感器控制方法[C]. 第 12 届全国电气自动化与电控系统学术年会论文集, 2004: 5.
- [9] 钟臻峰,金孟加,沈建新. 基于分段 PI 调节器的模型参考自适应永磁同步电动机全转速范围无传感器控制[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(04): 1203-1211, 1297.
- [10] 朱瑛,程明,花为,等. 基于滑模变结构模型参考自适应的电气无级变速器无传感器控制[J]. 电工技术学报, 2015, 30(02): 64-72.
- [11] 柯希彪,鲁怀伟,李鹏飞. 基于模糊变结构模型参考自适应观测器的永磁同步电机控制[J]. 电机与控制应用, 2016, 43(12): 24-30.
- [12] Z Li, X Yang, S Zhao. Flux Linkage Observation Using an Improved MRAS Observer in Case of Uniform Demagnetization of IPMSM [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2024, 73: 1-10.
- [13] I Landau. A generalization of the hyperstability conditions for model reference adaptive systems [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1972, 17(2): 246-247.
- [14] 朱雅,贺昱曜,许宇豪,等. 基于级联 MRAS 的 PMSM 参数在线辨识算法[J]. 西北工业大学学报, 2017, 35(03): 486-493.
- [15] 朱瑞杰,陶春荣,杜仁慧,等. 考虑动态特性的模型参考自适应 PMSM 无位置传感器控制[J]. 微电机, 2019, 52(10): 86-91.
- [16] 张洪帅,王平,韩邦成. 基于模糊 PI 模型参考自适应的高速永磁同步电机转子位置检测[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(12): 1889-1896.
- [17] 徐静,段芳,江天炎. 模糊 MRAS 方法在永磁同步电机无速度传感器控制系统中的应用[J]. 电机与控制应用, 2015, 42(12): 55-58, 63.

《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

基于改进超螺旋转矩观测器的 PMSM 无差拍预测转速控制

高世诚, 刘 锐, 高 剑, 龙凤杰

(湖南大学 电气与信息工程学院, 长沙 410082)

摘要: 为提高永磁同步电机系统的负载扰动抑制能力并减小由负载扰动造成的转速波动, 提出一种基于改进超螺旋转矩观测器的无差拍预测转速控制策略。首先, 基于状态观测理论和改进超螺旋算法构建了滑模观测器, 对负载转矩及其扰动进行观测, 并削弱了系统抖振的影响。然后, 根据无差拍控制原理对速度环进行设计, 实现转速环的快速精准调节。最后, 通过仿真试验对提出的方法进行验证。仿真结果表明, 提出的控制策略在提高电机系统的转速控制精度的同时, 可加快系统的动态响应速度, 且控制系统在参数失配条件下也具有较高的鲁棒性。

关键词: 永磁同步电机; 改进超螺旋滑模观测器; 无差拍转速预测控制; 转速波动

中图分类号: TM341; TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2025)09-0008-07

Deadbeat Predictive Speed Control for PMSM Based on Improved Super-twisting Torque Observer

GAO Shicheng, LIU Kun, GAO Jian, LONG Fengjie

(School of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha 410082, China)

Abstract: To enhance the anti-load disturbance capability of permanent magnet synchronous motor (PMSM) systems and reduce speed fluctuations caused by load disturbances, a deadbeat predictive speed control strategy based on an improved super-twisting torque observer was proposed. First, a sliding mode observer was constructed using state observation theory and the improved super-twisting algorithm to estimate the load torque and its disturbances while mitigating system chattering. Then, the speed loop was designed based on the deadbeat control principle to achieve fast and precise speed regulation. Finally, simulation experiments were conducted to validate the proposed method. The results demonstrate that the proposed control strategy improves steady-state control accuracy, accelerates dynamic response, and maintains high robustness under parameter mismatch conditions.

Key words: permanent magnet synchronous motor; improved super-twisting sliding mode observer; deadbeat predictive speed control; speed fluctuation

0 引言

永磁同步电机(PMSM)驱动系统因具有显著的效能与力能优势,具体体现为高功率密度、高可靠性、高适应性、高精度、低排放和多功能复合等^[1],被广泛应用于交通运输、高端制造、风力发电等场合。电机作为机电能量转换装置,转速环无疑是永磁同步电机控制的重要环路,其控制精度是电机系统评价稳态性能的关键。

但永磁同步电机在实际应用中会不可避免地遇到各种负载扰动,而导致电机转速出现波动:在家

用变频空调系统中,由于其固有非对称性结构的影响,单转子式压缩机运行时气腔内存在气压脉动而引起负载转矩随转子位置做周期性剧烈波动,进一步可造成转速波动,导致噪声与振动等问题,易加速机械疲劳,影响用户体验^[2];风电系统中,风速随机变化和叶轮质量不平衡故障会引起叶轮转速以及叶轮机械转矩产生波动,通过传动链将能量传递到发电机时,造成风力发电机组的瞬时转速同时含有随机波动和周期性波动成分,进而影响发电机的电气特性,对维持输出电压稳定以及发电量最优提出了挑战^{[3][4]}。因此在诸如空调用压缩机、风力发

收稿日期: 2025-06-12

基金项目: 国家重点研发计划(2022YFF1400202)

作者简介: 高世诚(2002),男,硕士研究生,研究方向为永磁电机驱动控制。

刘 锐(1998),男,博士研究生,研究方向为永磁电机驱动控制。

通讯作者: 高 剑(1979),男,教授,博士生导师,研究方向为电机设计与控制。

龙凤杰(2001),男,硕士研究生,研究方向为永磁电机驱动控制。

电、电动汽车等对 PMSM 转速平稳性有较高要求的场所,传统电力拖动控制方案已不再满足要求,有必要采用新型控制策略抑制负载转矩扰动造成的转速波动。

为提高 PMSM 输出转速的控制精度,可以在电机控制系统的前向通道上主动抑制负载转矩扰动。文献[5]在速度 PI 控制环基础上并入重复控制器,可实现对周期性扰动信号的跟踪来抑制转速脉动,但对非周期扰动信号的抑制效果不佳。文献[6]分析了压缩机用 PMSM 转速脉动产生机理,采用谐振控制器补偿转矩电流信号,但该策略需要分析出扰动规律,以实现零稳态误差补偿控制,而对未知扰动不能起到较好的效果。文献[7]将转速波动信号输入至 PI 调节器中调节处理得到引起电机转速波动的扭矩扰动量,并将该扰动量反馈至目标转矩作为补偿,从而抑制转速波动。文献[8]针对周期性扰动,通过查表、估计的方法,在 q 轴电流中加入补偿分量以产生与扰动相抵的电磁转矩来抑制转速波动。文献[9]针对 q 轴电流补偿分量解析困难、查表失效的问题,以转速脉动幅度为依据构建了实施补偿相位相关的四个扇区,通过二分法迭代查找出所需补偿电流的相位大小。

另一类抑制负载扰动的方法是采用观测器进行前馈控制。文献[10]用转速脉动量估计转矩脉动,对于 k 次谐波分量可通过与之同速旋转的坐标变换将其化为直流量,而其余谐波分量为交流量故可以通过低通滤波器滤除,以此类推,可将各谐波分量求和实现负载转矩观测。自抗扰控制通过构建扩张状态观测器对参数误差、干扰信号、未建模信号等组成的总扰动进行观测,再通过控制反馈率使误差趋近于 0,近年来应用广泛。文献[11]提出一种新型非线性自抗扰控制,通过引入非线性函数和级联非线性扩张状态观测器,可实现对宽范围扰动的高精度估计。文献[12]采用一种模糊参数整定的自抗扰控制器与有限集模型预测控制复合的控制策略,简化参数整定复杂度的同时,提升了系统的鲁棒性。文献[13]采用基于卡尔曼滤波器的自抗扰控制策略,可提高大负载扰动下观测精度。自抗扰控制具有强抗扰性与无模型性的优势,但也存在控制结构较为复杂、参数整定困难的问题。与之相比,文献[14]通过滑模观测器实时观测系统全参数,并设计了无权重成本函数的模型预测控制器。文献[15]利用滑模观测算法对传统自抗扰控制优化设计,提出了改

进滑模线性自抗扰控制策略,具备较好的抗扰和动态性能。滑模观测算法结构简单,抗干扰能力强,鲁棒性好,易于工程实现,但需要选择合适的控制结构和参数,否则组成滑模变结构控制系统的趋近模态与滑动模态都难以达到良好效果,造成系统收敛慢、抖振大,使系统性能下降。此外,随着计算机技术与信息处理技术的发展,越来越多的智能算法应用于 PMSM 的扰动抑制中^[16],其不依赖模型,可实现多目标优化但训练时间长、成本高,尚不能推广应用。

综上所述,已有研究普遍存在扰动抑制范围与控制器设计难度之间的矛盾。对此,本文针对 PMSM 驱动系统提出了一种带有负载转矩观测的预测控制策略来抑制转速波动,相较于已有的相关文献,本文所阐述的控制策略具有以下特点:①针对传统滑模观测器高抖振、收敛慢的问题,采用改进超螺旋算法改善观测器性能,将观测器应用至控制环路中可实时观测负载转矩以及各种类型的扰动;②根据 PMSM 离散数学模型和无差拍控制原理,设计转速环预测控制器,无差拍预测转速外环根据负载转矩的实时观测值可准确地跟踪参考信号。新型控制策略在保证系统转速控制精度的同时,也提升了系统的动态性能,且系统具有结构简单、鲁棒性高的优点。通过理论与仿真试验相结合,验证了所提算法的有效性。

1 负载转矩观测器设计

1.1 传统滑模观测器

本文研究对象为表贴式 PMSM (SPMSM),因此转速状态方程可以表示为

$$\frac{d\omega_m}{dt} = -\frac{B}{J}\omega_m + \frac{3p_n}{2J}\psi_f i_q - \frac{1}{J}T_L \quad (1)$$

为了获得负载转矩的估计值,对此系统设计滑模观测器(SMO)如下

$$\frac{d\hat{\omega}_m}{dt} = -\frac{B}{J}\hat{\omega}_m + \frac{3p_n}{2J}\psi_f i_q + h\text{sign}(e) \quad (2)$$

式中, $\hat{\omega}_m$ 为 ω_m 的观测值; $\text{sign}(\cdot)$ 为符号函数; h 为待设计矩阵。选取 $e = \omega_m - \hat{\omega}_m$ 为滑模面,结合式(1)和式(2),可得观测器误差方程为

$$\frac{de}{dt} = -\frac{B}{J} \cdot e - \frac{1}{J}T_L - h\text{sign}(e) \quad (3)$$

当选择适当的 h 时,由式(3)确定的观测器误差方程将收敛到零。

观测器收敛性证明如下,选取如下正定函数作

为 Lyapunov 函数, 即

$$V = \frac{1}{2}e^2 \quad (4)$$

对式(4)求导, 并将式(3)代入得

$$\frac{dV}{dt} = e \left[-\frac{B}{J}e - \frac{1}{J}T_L - h \operatorname{sign}(e) \right] \quad (5)$$

当设计 $h \geq (\frac{B}{J}|e| + \frac{1}{J}T_L)$ 时, 则 $dV/dt \leq 0$ 。

考虑实际工程的物理意义, 负载转矩 T_L 有界, 故 h 存在。由 Lyapunov 稳定性理论可知: 所设计的观测器式(2)是渐进稳定的。

由于预测控制算法在离散系统中运行, 故采用向前欧拉法对式(2)进行离散处理如下

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_m(n+1) &= (1 + \frac{BT_{sp}}{J})\hat{\omega}_m(n) + \\ &\frac{3p_n T_{sp}}{2J}\psi_{i_q}(k) + hT_{sp}\operatorname{sign}(e(n)) \end{aligned} \quad (6)$$

式中, $\hat{\omega}_m(n+1)$ 为 $n+1$ 时刻的转子机械角速度观测值, T_{sp} 为转速采样周期。当系统状态到达滑模面, 根据滑模等值控制原理, $de/dt = e = 0$, 故由式(3)可得

$$\hat{T}_L(n) = -Jh\operatorname{sign}(e(n)) \quad (7)$$

由于滑模观测器中符号函数的不连续性, 故由上式得到的负载转矩观测值中含有高频噪声, 会导致系统的抖振, 不仅降低系统的控制精度和鲁棒性, 还可能会引起系统的不稳定。

1.2 基于超螺旋算法的负载转矩观测器

将一阶滑模控制中的固有抖振转移到高阶导数中可实现抖振抑制, 通过引入超螺旋算法, 构建超螺旋滑模(STSM)观测器^[17], 将传统滑模控制的滑动模态改为超螺旋运动模态, 能够进一步提升滑模观测器的观测精度。

STSM 的算法可表示为^[18]

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = -K_1|x_1 - x_1^*|^{1/2}\operatorname{sign}(x_1 - x_1^*) + x_2 \\ \frac{dx_2}{dt} = -K_2\operatorname{sign}(x_1 - x_1^*) \end{cases} \quad (8)$$

式中, x_i 为状态变量; x_i^* 为给定状态变量; K_i 为滑模增益 ($i = 1, 2$)。STSM 算法中积分项的引入近似等效于将观测器的不连续控制切换信号进行了滤波处理, 可产生平滑的控制信号。因此可以在保留原有一阶滑模观测器鲁棒性的基础上, 有效减小固有抖振, 优化系统性能。

根据式(1)重新构建滑模观测器如:

$$\frac{d\hat{\omega}_m}{dt} = -\frac{B}{J}\hat{\omega}_m + \frac{3p_n}{2J}\psi_{i_q}i_q - \frac{1}{J}T_x \quad (9)$$

根据式(9)与式(1), 可得转子机械角速度的误差方程如式(10), 机械角速度的观测误差 e 定义同前所述。

$$\frac{de}{dt} = -\frac{B}{J}e - \frac{1}{J}(T_L - T_x) \quad (10)$$

根据 STSM 算法设计滑模控制律如下式, 由公式可以看出控制律包括不连续的符号函数项和经积分处理后的连续函数项。

$$T_x = -K_1|e|^{1/2}\operatorname{sign}(e) - \int K_2\operatorname{sign}(e) \quad (11)$$

仍选取机械角速度的观测误差作为滑模面, 则滑模面的一阶导数

$$\frac{de}{dt} = \frac{1}{J} \left[-K_1|e|^{1/2}\operatorname{sign}(e) - \int K_2\operatorname{sign}(e) \right] - \frac{B}{J}e - \frac{1}{J}T_L \quad (12)$$

当负载转矩观测器的状态变量达到滑模面和辅助滑模面时, 即 $e = 0$ 且 $de/dt = 0$, 此时的控制量 T_x 可等效于负载转矩的观测值 \hat{T}_L , 即

$$\hat{T}_L = T_x = -K_1|e|^{1/2}\operatorname{sign}(e) - \int K_2\operatorname{sign}(e) \quad (13)$$

与传统滑模观测器表达式(2)相比, 式(13)中的积分项的引入使得控制信号在滑模面附近具有连续性, 避免了传统滑模控制中符号函数的高频切换, 这种连续性可有效减小抖振。

1.3 基于改进超螺旋算法的负载转矩观测器

超螺旋滑模控制虽然能够有效减小抖振, 但在其趋近阶段收敛时间较长。为加快 STSMO 的收敛速度, 可在其原有结构上增加观测误差的线性项, 构建线性超螺旋滑模观测器, 其算法公式为

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = -K_1|x_1 - x_1^*|^{1/2}\operatorname{sign}(x_1 - x_1^*) + K_3x_1 + x_2 \\ \frac{dx_2}{dt} = -K_2\operatorname{sign}(x_1 - x_1^*) \end{cases} \quad (14)$$

式中, K_3 为增益矩阵。类似前述推导, 增加线性校正项后, 负载转矩观测值修正为

$$\hat{T}_L = T_x = -K_1|e|^{1/2}\operatorname{sign}(e) - \int K_2\operatorname{sign}(e) + K_3e \quad (15)$$

可以观察到, 式(15)中负载转矩观测值由三部分组成。虽然状态变量积分项可以减小系统抖振, 但观测值第一项仍含有不连续的切换函数。为进一步降低系统抖振的影响, 可以使用一种连续函数代替符号函数, 选取连续函数:

$$\text{sig}(x) = \frac{2}{1 + e^{-ax}} - 1 \quad (16)$$

式中, a 为函数待设定系数。 a 取不同值时的 sig 函数与符号函数图像如图 1 所示。从图中可以看出相比于符号函数, 新选用函数在滑模面附近更具有连续性, 故可以有效减小抖振。

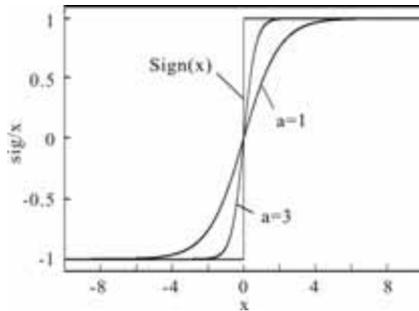


图 1 sig 函数与符号函数图像

综上所述, 采用改进算法构建的改进线性超螺旋滑模 (ILSTSM) 负载转矩观测值为

$$\hat{T}_L = T_x = -K_1 |e|^{1/2} \text{sig}(e) - [K_2 \text{sig}(e) + K_3 e] \quad (17)$$

相应地, 在控制系统中将负载转矩观测值离散化得

$$\hat{T}_L(n) = -K_1 |e(n)|^{1/2} \text{sig}(e(n)) - [K_2 \text{sig}(e(n)) + K_3 e(n)] \quad (18)$$

实际系统中, 传感器噪声、外部干扰或系统未建模动态仍可能引入高频成分。这些高频噪声可能会通过控制回路传播, 影响系统的输出性能。加入输出滤波器 (如低通滤波器) 可以滤除这些高频成分, 从而获得更精确的连续等效负载转矩信号 \hat{T}_{L1} 。滤波器采用零阶保持法离散, 并转为如下差分方程形式:

$$i_q^*(k) = \left[\frac{J}{T_{sp}} (w_m^*(n) - w_m(n)) + T_L(n) + Bw_m(n) \right] \frac{2}{3p_n \psi_f} \quad (21)$$

将式中 $T_L(n)$ 用前述负载转矩观测器观测值 $\hat{T}_{L1}(n)$ 代替, 便可构建考虑负载转矩的无差拍转速预测控制器, 从而动态调节控制器输出的转矩电流, 进而实现平稳的转速输出。

3 仿真实验

进行转速脉动抑制研究的永磁同步电机采用 $i_d = 0$ 矢量控制方案, 控制系统包括无差拍转速预测控制模块、PI 电流控制模块、逆变器和负载转矩观测器模块等。系统组成如图 2 所示, 仿真采用 MAT-

$$\hat{T}_{L1}(n+1) = e^{-\omega_c T_{sp}} \hat{T}_{L1}(n) + (1 - e^{-\omega_c T_{sp}}) \hat{T}_L(n) \quad (19)$$

式中, ω_c 为低通滤波器的截止频率。

2 无差拍预测转速控制器设计

无差拍预测控制通过电机的离散时间模型直接对所需电压进行计算, 其控制目标单一, 不需要对复杂而繁琐的价值函数进行优化, 因此设计简单且具有良好的动态性能与稳态跟踪效果。但无差拍预测控制更多依赖于电机模型的参数准确性, 当发生电机参数与控制器参数失配时, 会严重影响控制性能^[19]。因此, 本文在速度环上采用基于离散模型设计的无差拍预测转速控制 (DPSC) 方法, 而在电流控制环路上采用对参数变化不敏感的 PI 控制, 而摒弃使用无差拍预测电流控制 (DPCC), 一方面减小了参数失配对电机控制性能的影响, 另一方面由于速度环路预测控制的作用, 可以在抑制负载转矩扰动的同时提高转速环的动态响应, 实现良好的转速跟踪效果。

根据式 (1), 基于前向欧拉差分可得 PMSM 机械方程的离散化数学表达为

$$\omega_m(n+1) = \omega_m(n) + \frac{1.5p_n \psi_f i_q(k+1) T_{sp}}{J} - \frac{T_{sp}}{J} (T_L(n) + B\omega_m(n)) \quad (20)$$

式中, $\omega_m(n+1)$ 为 $n+1$ 时刻的转子机械角速度, $\omega_m(n)$ 为 n 时刻的转子机械角速度, $i_q(k+1)$ 为 $k+1$ 时刻的 q 轴电流值。为实现 $n+1$ 时刻的转子转速跟随给定值, 即在式 (20) 中满足等式 $\omega_m(n+1) = w_m^*(n)$, 式中上标 * 代表为给定量, 则 k 时刻 q 轴电流给定参考值 $i_q^*(k)$ 应为

LAB/Simulink 软件, 其中所用电机参数如表 1 所示。

表 1 选用永磁同步电机参数

参数	参数值
dq 轴电感 L_s / mH	2.25
定子电阻 R_s / Ω	1.135
转动惯量 $J / \text{kg} \cdot \text{m}^2$	0.008
阻尼系数 $B / \text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}$	0.002
极对数 P_n	4
永磁磁链 ψ_f / Wb	0.177

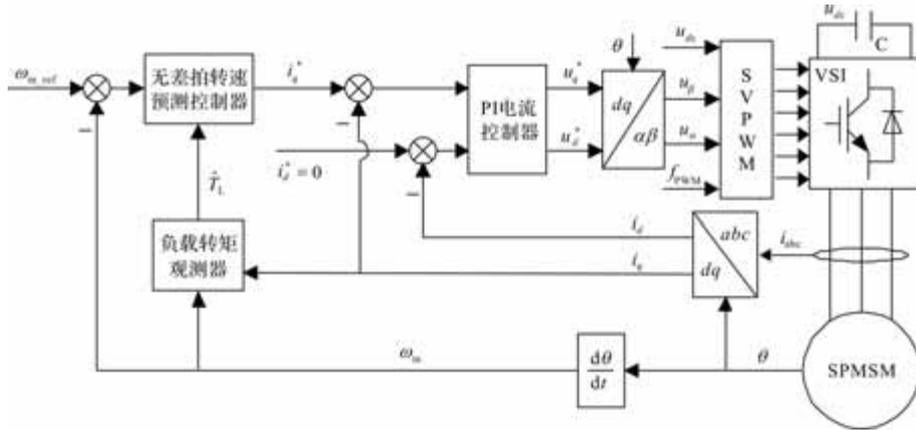


图2 DPSC + ILSTSMO 控制策略下的系统控制框图

为了验证本文所设计的控制方法的优越性和可行性，将其分别与基于传统滑模观测器的观测方法和传统双PI控制器级联的控制方法完成了实验对比。实验主要包括三个部分：第一部分是负载转矩观测器性能对比实验；第二部分是电机稳定运行时，转速跟踪性能对比实验；第三部分是电机在参数失配条件下不同控制策略的性能对比实验。

3.1 负载转矩观测性能分析

首先，为了验证改进线性超螺旋滑模观测器对永磁同步电机的阶跃性负载转矩观测性能，设定PMSM初始负载转矩为5 Nm，0.5 s时突增为10 Nm，并分别用SMO、STSMO、ILSTSMO进行观测。它们的负载转矩观测曲线如图3(a)所示，从观测结果可以看出超螺旋滑模负载转矩观测器相较于传统滑模观测器响应速度更快，观测误差更小，可以稳定跟随阶跃变化的负载转矩扰动，且几乎没有超调，性能优于传统滑模负载转矩观测器。而改进后的滑模观测器由于线性项的加入，其响应速度得到进一步提高，且在新型切换函数作用下，系统抖振进一步缩减。

为体现所设计的负载转矩超螺旋滑模观测器的普适性，现以受负载转矩扰动明显的压缩机用永磁同步电机与风力发电用永磁同步电机为例进行负载转矩的观测验证。如引言中所述，非对称性结构的单转子式压缩机具有随转子位置呈周期性变化的负载转矩；而在风力发电机传动系统中，风速时空分布的随机性导致电机端机械转矩也具有随风速变化的随机性。某型号压缩机用PMSM负载转矩实测曲线与观测曲线如图3(b)所示，从观测结果可以看出改进超螺旋滑模负载转矩观测器具有更高的辨识精度。图3(c)为模拟的风电系统用PMSM机械转矩的给定与观测曲线，可见在随机负载扰动下，改进负

载观测器仍能维持较小的观测误差。

综合三类负载扰动下三种负载转矩观测器的观测结果可知，ILSTSMO观测精度高、响应速度快，观测效果最优，为实现永磁同步电机输出转速的高精度控制提供了有利条件。

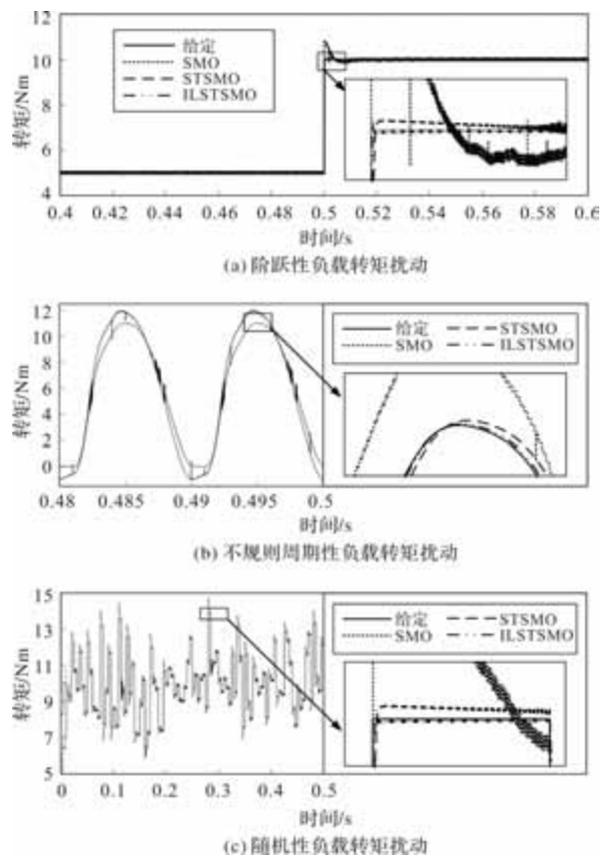


图3 三种负载转矩观测器性能对比

3.2 抗扰性能分析

为了进一步评估所提出的DPSC + ILSTSMO控制策略在不同负载扰动下的转速波动抑制性能，又分别采用PI控制与PI + 前馈控制策略搭建试验电路，在相同实验条件下对三种控制策略的控制效果进行

了比较。其中 PI 控制的速度环和电流环均已调至最优；而 PI + 前馈控制环路的搭建参考文献[20]方案，具体为：在原有 PI 控制基础上，将负载转矩观测值乘以增益系数，化为补偿电流引入控制系统的输入端，从而补偿扰动的影响。

图 4 为系统在阶跃性负载转矩扰动下采用不同控制策略时的转速仿真波形对比。采用 PI 控制时，系统在负载突变时实际转速偏离给定转速的最大误差为 35 r/min，约 0.1 s 后实际转速与给定转速间的误差得到消除。采用 PI + 前馈控制时，系统在负载突变情况下实际转速偏离给定转速的最大误差为 11 r/min，0.06 s 后实际转速与给定转速间的误差得到消除。采用 PI + ILSTSMO 控制时，转速误差最大为 4.5 r/min，且很快(0.01 s 内)恢复至稳定状态。

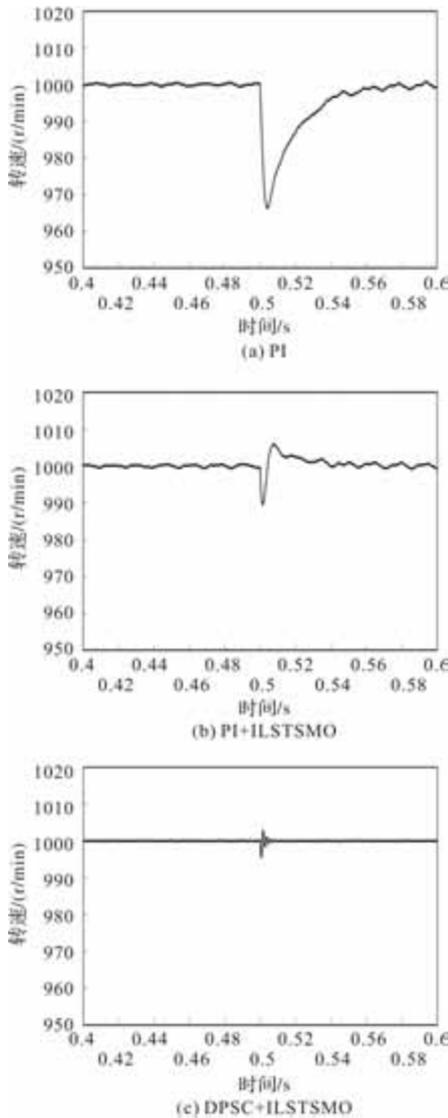


图 4 阶跃性负载扰动下转速波形对比

图 5 为 PMSM 带周期性脉动负载时在采用不同控制策略下的转速波形对比。为突显负载转矩对转速脉动的影响，设置 PMSM 运行在低速范围内，给

定转速为 600 r/min。可以看出，采用传统的级联式 PI 控制时，由于受限于控制器自身的线性时不变特性与带宽约束，无法抑制由高频脉动负载引起的速度脉动，致使 PMSM 输出转速较参考值波动大，转速脉动量(定义为转速最大值与最小值之差)为 80 r/min，且速度脉动周期与转子的机械周期相同。采用 PI + 前馈控制时，PMSM 输出转速波动相较于未加前馈补偿时有所减小，但转速脉动量仍达 46r/min。采用 DPSC + ILSTSMO 控制策略后，速度脉动幅度降低为无观测器时脉动幅值的 3% 左右，转速跟踪效果明显得到改善。

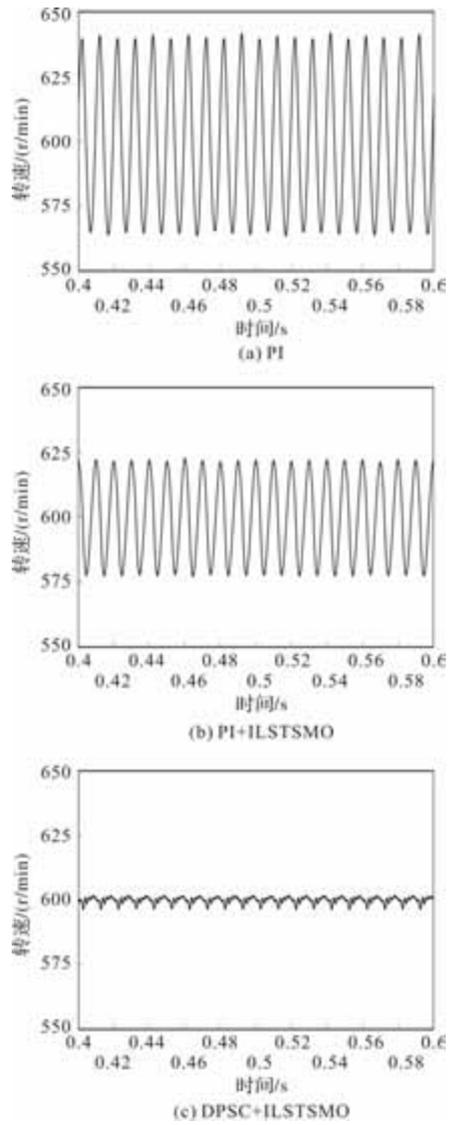


图 5 周期性脉动负载扰动下转速波形对比

图 6 为 PMSM 带随机性扰动负载时在采用不同控制策略下的转速波形对比。传统 PI 在随机性负载扰动下，转速脉动量约为 47 r/min；PI + 前馈控制在随机性负载扰动下的转速脉动量约为 23 r/min；DPSC + ILSTSMO 控制在随机性负载扰动下的转速脉动量为 8.2 r/min。

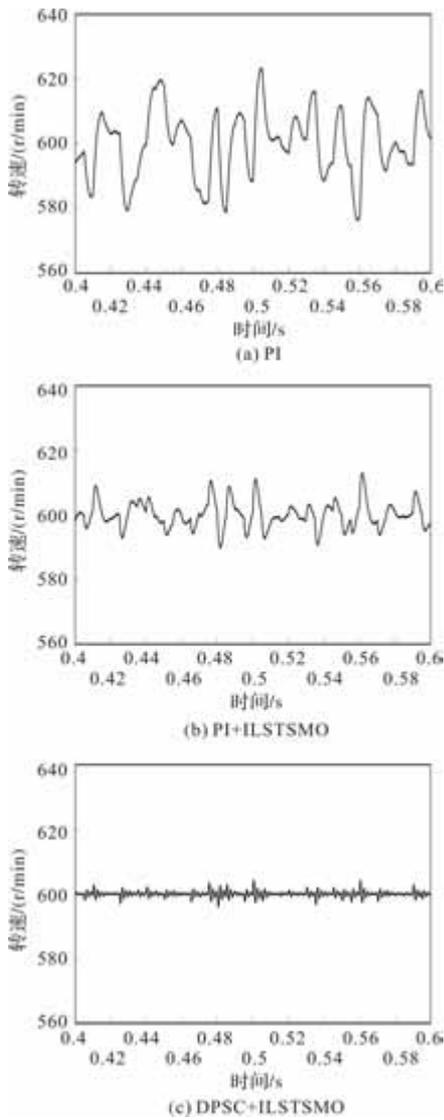


图 6 随机性负载扰动下转速波形对比

对上述负载扰动实验分析可知，相较于 PI 控制、PI + 前馈控制，所提出的 DPSC + ILSTSMO 策略具有更好的负载扰动抑制能力与转速控制精度。

3.3 参数鲁棒性分析

无差拍预测控制技术依赖于精确的电机方程，而在实际工程系统中，电机参数会因运行时间、温度变化、制造误差等发生偏移进而影响控制精度。因此本文在控制策略上采用无差拍预测控制转速外环、PI 控制电流内环以减少参数摄动的影响。为说明此方案的有效性，设计仿真实验分别采用三种不同控制策略 (PI、DPSC + DPCC、DPSC + PI)，观测 PMSM 在各类参数失配情况下的 dq 轴电流跟踪情况，并用跟踪误差的均方根值量化控制系统的鲁棒性。

为模拟 PMSM 实际运行过程中可能出现的磁饱和、高温工况及负载惯量变化，分别设计交直流电感 -30% 失配、定子电阻 +40% 失配以及永磁磁链

-20% 失配、转动惯量 +100% 失配两种复合参数失配情况。电流跟踪均方根误差量化结果如图 7 所示。从图表可以看出，在两种参数失配情况下，采用 PI 与 DPSC + PI 控制策略时 dq 轴电流跟踪误差均方根值远小于采用 DPSC + DPCC 控制策略时的均方根误差，说明本文采用的 DPSC + PI 控制策略可保证电机在参数摄动下的高性能控制。

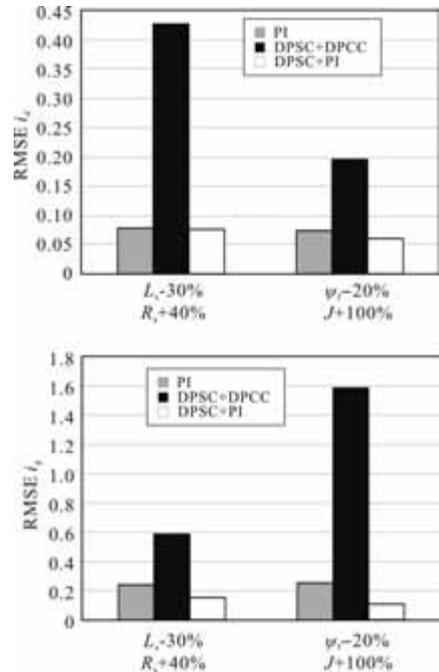


图 7 不同参数失配下电流跟踪均方根误差对比

4 结 论

永磁同步电机在实际应用中存在负载变化多样性、频繁性和普遍性的问题，为使控制系统能够快速、准确地响应负载变化，以维持电机的稳定运行，本文提出在永磁同步电机控制环路上采用一种无差拍控制和负载转矩改进超螺旋滑模观测相结合的新型复合控制方案。该策略集成了 PI 控制和无差拍控制的特点，且具有结构简单、鲁棒性高等优点，使系统得到了较高的稳态精度和动态响应速度。仿真试验结果表明，本文提出的新型复合控制策略能有效地调节转矩电流来降低永磁同步电机低速运行时速度脉动，从而抑制负载转矩的阶跃扰动、周期性扰动以及随机扰动的影响，且受系统参数变化影响较小。因此，该策略可确保永磁同步电机在驱动过程中维持平稳的转速运行，提升电机驱动系统的性能。

参考文献

[1] 马伟明. 关于电工学科前沿技术发展的若干思考[J]. 电工技术学报, 2021, 36(22): 4627- 4636.

电梯永磁同步驱动系统控制策略技术研究

覃仕明, 邱红伟

(广西壮族自治区特种设备检验研究院, 南宁 530200)

摘要: 电梯永磁同步驱动结构的抖振现象明显, 产生不确定状态变量, 扰动负载转矩, 为提高电梯永磁同步驱动系统的抗干扰能力, 提出了一种电梯永磁同步驱动系统控制策略技术。依据电梯永磁同步驱动系统运行机理和速度环运行特性, 设计由非线性微分跟踪器、扩展滑模扰动观测器及分数阶 PID 控制器三部分组成的改进自抗扰控制器, 对永磁同步电机机械角速度进行控制; 以永磁同步电机机械角速度期望值为输入, 通过非线性微分跟踪器获取该输入的微分结果; 扩展滑模扰动观测器以机械角速度输出值为依据估计其状态变量, 通过扩展滑模扰动观测器的控制律控制状态变量, 计算控制误差; 将控制器输出结果输入分数阶 PID 控制器中, 结合控制误差, 控制速度环, 降低负载转矩的影响。实验结果表明, PID 控制器的比例、积分、微分三个参数取值均别为 0.45 时, 该方法控制后电梯永磁同步电机转速误差范围缩小至 ± 50 r/min 的范围内; 当负载转矩产生扰动时, 电梯永磁同步驱动系统能够在 0.1 s 内立刻达到额定转速。

关键词: 永磁同步电机; 电梯; 永磁同步驱动; 系统控制; 自抗扰控制器; 速度跟踪误差

中图分类号: TM341; TM351; TP273 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-6848(2025)09-0015-05

Research on Control Strategy Technology of Elevator Permanent Magnet Synchronous Drive System

QIN Shiming, QIU Hongwei

(Guangxi Special Equipment Inspection and Research Institute, Nanning 530200, China)

Abstract: The chattering phenomenon of the elevator permanent magnet synchronous drive structure is obvious, generating uncertain state variables and disturbing load torque. To improve the anti-interference ability of the elevator permanent magnet synchronous drive system, a control strategy technology for the elevator permanent magnet synchronous drive system was proposed. Based on the operating mechanism and speed loop characteristics of the elevator permanent magnet synchronous drive system, an improved self disturbance rejection controller consisting of a nonlinear differential tracker, an extended sliding mode disturbance observer, and a fractional order PID controller was designed to control the mechanical angular velocity of the permanent magnet synchronous motor; Using the expected mechanical angular velocity of a permanent magnet synchronous motor as input, obtained the differential result of the input through a nonlinear differential tracker; The extended sliding mode disturbance observer estimated its state variables based on the mechanical angular velocity output value, and calculated the control error by controlling the state variables through the control law of the extended sliding mode disturbance observer; Input the output result of the controller into the Fractional Order PID controller, optimize its control parameters, and combined calculation error to control the speed loop, reducing the impact of load torque. The experimental results show that when the proportional, integral and differential parameters of the PID controller are all 0.45, respectively, the speed error range of the elevator permanent magnet synchronous motor controlled by this method is reduced to within ± 50 r/min; When the load torque is disturbed, the elevator permanent magnet synchronous drive system can immediately reach the rated speed within 0.1 seconds.

Key words: ermanent magnet synchronous motor; elevator; permanent magnet synchronous drive; system control; self disturbance rejection controller; speed tracking error

收稿日期: 2024-12-05

基金项目: 广西壮族自治区科技计划项目(桂科 AB20159008): 新型节能高效 H 型施工升降机的关键技术与装备

作者简介: 覃仕明(1987), 男, 高级工程师, 研究方向为机电类特种设备安全技术检测检验及安全风险评估。

邱红伟(1979), 男, 高级工程师, 研究方向为机电类特种设备安全技术检测检验及安全风险评估。

0 引言

电梯永磁同步驱动系统因其高效率、低噪音和长寿命等优点,已成为当前电梯驱动系统的主流选择^[1]。然而,在实际运行过程中,电梯系统会面临各种工况下的扰动,如负载变化、转速突变等,这些扰动会直接影响电梯的平稳性和乘坐舒适性。因此,如何提高电梯永磁同步驱动系统的抗干扰能力,保证电梯在各种不同情况下的稳定运行,成为当前研究的热点和难点问题^[2,3]。

国内外研究者们提出了多种控制策略来优化电梯永磁同步驱动系统的性能。石荣亮等人采用 VSR-VSI 双 PWM 变换器结合 PI 双闭环控制结构,通过 PI+谐振调节器优化电流内环控制,实现对电机驱动有效控制^[4],但该方法对电网造成干扰,需有额外的保护措施来确保电网稳定;董恩源等人采用参数自调节滑模算法,通过估算电机多级负载下的空载反电动势来评估永磁同步电机的退磁状态,实现对电机的控制评估^[5];但该方法依赖于精确电机驱动参量进行估算和调节,对最终结果精度有很大影响;张国政等人采用改进不确定性扰动估计策略,结合高增益延时滤波器抑制电流谐波,实现永磁同步电机的电流谐波抑制和平滑过渡^[6],但策略不适用于所有类型的电机或应用场景,在某些特定情况下,如电机驱动参量未知或变化较大时,该策略的控制效果不如预期;Brosch, A. 等人采用基于转子各向异性的内部永磁同步电机无传感器控制方案,结合有限控制集模型预测电流控制器与数据驱动的电机模型在线识别,实现电机驱动器控制^[7],但该方法动态变化的适应性不佳,使得电机驱动参量无法随温度、负载等条件发生变化。

为避免上述问题,提出能够实时估计并补偿系统扰动的自抗扰控制策略。本文设计了一种由非线性微分跟踪器、扩展滑模扰动观测器及分数阶 PID 控制器三部分组成的改进自抗扰控制器(Active Disturbance Rejection Controller, ADRC),并应用于电梯永磁同步驱动系统的控制策略中。显著提高电梯永磁同步驱动系统的抗干扰能力,提高乘客乘坐电梯的舒适性和安全性。

1 永磁同步驱动系统控制策略

1.1 永磁同步驱动系统期望状态分析

永磁同步电机的驱动控制系统通过采集相电流反馈、计算电流指令和电压指令、利用空间矢量脉宽调制生成 PWM 脉冲序列,驱动电机按照期望的速度和位置

运行^[8]。永磁同步电机驱动控制系统如图 1 所示。

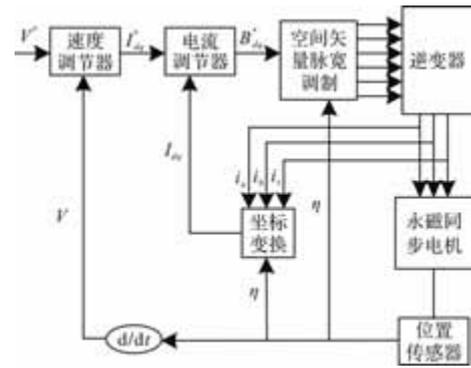


图1 永磁同步电机驱动系统

图中, i_a 、 i_b 、 i_c 为永磁同步电机各相的电流反馈, d/dt 表示速度变化率, V^* 为永磁同步电机机械角速度期望值; $I_{dq}^* = (i_d^*, i_q^*)^T$ 和 $I_{dq} = (i_d, i_q)^T$ 为电流指令和电流反馈两种矢量,且两者均位于同步旋转坐标系中; η 为位置反馈。

设定负载转矩为 T_L , 电磁转矩为 T_e , 库伦摩擦转矩为 T_c , 计算永磁同步电机机械运动方程:

$$T_e = T_L + G \frac{dV}{dt} + DV + T_c \operatorname{sgn}(V) \quad (1)$$

式中, G 为电机轴系惯量; D 为粘滞摩擦系数; V 为机械角速度输出值; $\operatorname{sgn}(\cdot)$ 为符号函数。

惯性转矩 T_c 及粘滞摩擦转矩 T_b 表示为

$$T_c = G \frac{dV}{dt} \quad (2)$$

$$T_b = DV \quad (3)$$

负载转矩为 T_L 直接影响永磁系统速度环的库伦摩擦转矩 T_c , 因为当负载转矩增大时, 电机需要更大的电磁转矩, 克服阻力矩, 导致电机发热、磨损加剧等现象^[9], 从而影响摩擦面的状态和库伦摩擦转矩的大小。

1.2 基于改进 ADRC 的永磁电机速度环控制

负载转矩 T_L 影响永磁系统速度环的库伦摩擦转矩 T_c , 电机运行速度与负载转矩存在反比关系, 即速度增加时, 负载转矩会减小; 反之, 当电机速度减小时, 负载转矩会增大。基于此, 控制永磁驱动系统的速度环, 结合永磁同步驱动电动机运行机理和速度环运动特性^[10-11], 为满足永磁同步电机非线性、强耦合的控制需求, 引入二自由度优化分数阶 PID 控制器, 以此实时估计和补偿永磁同步驱动系统速度环系统内外扰动, 从而有效应对永磁同步电机的非线性特性和扰动影响。改进自抗扰控制器结构由图 2 所示。图中, V_1 、 V_2 为非线性微分跟踪器的微分器输出结果, e_1 为转速观测误差, e_2 为系统未知部分的观测误差, C_1 、 C_2 、 C_3 为输入信号的跟踪信

号、微分信号和系统扰动的观测信号。

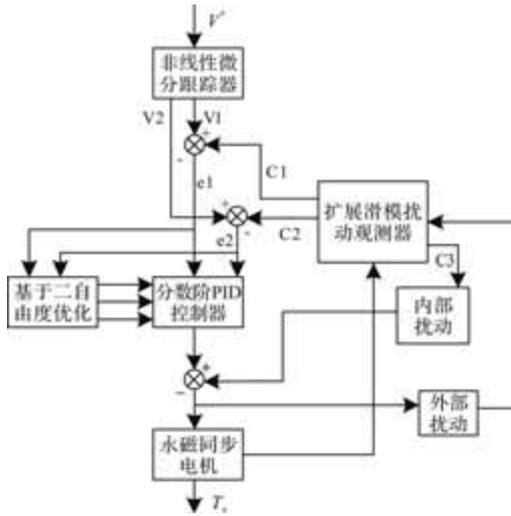


图2 改进自抗扰控制器结构

非线性微分跟踪器实时跟踪输入的永磁同步电机机械角速度信号 V ，以此抑制在控制过程中发生突变和超调，降低超调量；扩展滑模扰动观测器监测永磁同步驱动系统内部的动态状况^[12]，同时评估并预测系统中的不确定的状态变量，并依据反馈机制的反馈结果计算速度环观测误差；分数阶PID控制器通过非线性的方式将非线性微分跟踪器和扩展滑模扰动观测器的输出结合，针对驱动系统中的扰动进行调整，确保输出信号的稳定性。

非线性微分跟踪器是以跟踪微分器为执行器，以输入的磁同步电机机械角速度期望值 V^* 为基础，引入非线性函数进行处理，获取其微分结果 V_1 、 V_2 。设积分步长为 s ，跟踪因子为 λ ，则非线性微分跟踪器的公式为

$$\begin{cases} V_1(t+s) = V_1 + sV_2(t) \\ V_2(t+s) = V_2 + sf(V_2(t) - V(t), V_2(t), \lambda, s) \end{cases} \quad (4)$$

式中， t 为时间； $f(\cdot)$ 为非线性函数。

非线性微分跟踪器凭借输入信号的跟踪与滤波能力，有效地减轻由设定值突然变化所带来的输出突变及超调现象，进而在确保响应速度的同时，降低超调量。

扩展滑模扰动观测器通过设计特定的滑模面和滑模控制律实时估计系统中的扰动量，包括由转动惯量、摩擦系数变化引起的内部扰动以及负载变化引起的外部扰动。将扰动量作为前馈信号输入到控制系统中，控制系统根据输入的扰动量进行相应调整，实现对永磁同步电机转速的精确控制^[13-14]。将电梯永磁同步驱动系统中未知扰动设定为待估计的状态变量 H ，设计扩展滑模扰动观测器实现精确估计：

$$\begin{cases} \frac{dV}{dt} = ai_q + bV + H \\ \frac{dH}{dt} = \theta \end{cases} \quad (5)$$

式中， a 为电流增益； b 为系统状态增量， θ 为未知变化率。

设定永磁同步电机机械角速度的估计值为 \hat{V} ，器增益 $l > 0$ ，扩展滑模扰动观测器为

$$\begin{cases} \frac{d\hat{V}}{dt} = ai_q + b\hat{V} + \hat{H} + u \\ \frac{d\hat{H}}{dt} = l \times u \end{cases} \quad (6)$$

式中， u 为待设计的滑模函数。则转速观测误差 e_1 和系统未知部分的观测误差 e_2 表示为

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = be_1 + e_2 + u \\ \dot{e}_2 = l \times u - \theta \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} e_1 = \hat{V} - V \\ e_2 = \hat{H} - H \end{cases} \quad (8)$$

式中， \hat{H} 为状态变量估计值。

将 e_2 作为 u 的扰动，得到滑模函数：

$$u = -be_1 - \varepsilon_3 \text{sgn}(e_1) - k_4 e_1 \quad (9)$$

式中， ε_3 和 k_4 分别为开关增益和指数系数。

依据 u 确定扩展滑模扰动观测器的控制律：

$$I^* = \frac{-FbV + \hat{V} + u}{a} \quad (10)$$

式中， F 为未知扰动部分。

分数阶PID控制通过引入分数阶微积分算子，在一定程度上能抑制抖振现象，能够更精确地补偿系统中的扰动，使得改进后的自抗扰控制器能够更有效地应对各种内外扰动。将转速观测误差 e_1 和系统未知部分的观测误差 e_2 作为分数阶PID控制器的输入值， e_{h1} 、 e_{h2} 分别作为 e_1 和 e_2 的输出值， P_p 、 P_i 、 P_d 作为分数阶PID控制器的比例、积分、微分增益系数分数阶PID控制器的传递函数表示为

$$E(h) = P_p + \frac{P_i}{h^\eta} + P_d h^\delta \quad (11)$$

为使电梯的永磁同步驱动控制系统能够精准地追踪设定值，并且在面临干扰时展现出出色的抑制能力，保证控制系统的稳定性，将分数阶PID控制器传递函数进行基于二自由度调速优化。

电梯永磁同步驱动系统在负载转矩发生阶跃变化时，传递函数 $E(h)$ 的输出在稳态时为零，设：

$$P_i(h) + P_d(h) = \frac{b_1(\sigma T_L h + 1)(T_L h + 1)}{h} \quad (12)$$

则 $a_1 + a_2 = b_1(1 + \sigma)T_L, b_2 = b_1\sigma T_L^2$ ，此时，传递函数可简化为

$$E(h) = -\frac{h}{h^2 + Kb_1(\sigma T_L h + 1)} \times \frac{1}{G} \quad (13)$$

为保证电梯永磁同步驱动系统在面对负载转矩扰动时，能保持电梯轿厢位移无超调，通过优化系统阻尼比至接近或等于 1 的状态，确保响应平稳性和准确性^[15]，从而彻底消除负载扰动带来的任何不利影响，则转速跟踪误差为

$$e_1(h) = V(h) - \frac{K[(a_1 + a_3)h + b_1 + b_3h^2]V(h)}{h^2(T_L h + 1) + Kb_1(\sigma T_L h + 1)(T_L h + 1)} \quad (14)$$

为确保电梯永磁同步驱动控制系统能够精确跟踪给定的电机机械角转速，要求转速指令为抛物线和斜坡两种条件下，都能实现转速的快速响应和无静差跟踪，即 $e_1(h) = 0$ ，则：

$$\lim_{h \rightarrow 0} \frac{1}{h^3} \left\{ 1 - \frac{K[(a_1 + a_3)h + b_1 + b_3h^2]}{h^2(T_L h + 1) + Kb_1(\sigma T_L h + 1)} \right\} = 0 \quad (15)$$

由式(15)可得：

$$a_1 + a_3 = b_1(1 + \sigma)T_L \quad (16)$$

$$b_3 = 1/K + b_1\sigma T_L^2 \quad (17)$$

为保证二自由度优化的分数阶 PID 控制器中 $P_p(h)$ 达到预期值， $a_1 = b_1\sigma T_L, a_2 = a_3 = b_1 T_L$ ，至此，分数阶 PID 控制器传递函数参数已成功调优，依据式(14)的误差进行速度控制。

3 实验

实验对象为采用型号为西门子 S7-300 的可编程控制器(PLC)和 Matlab 软件搭建的电梯永磁同步驱动电机实验台。电梯实验台控制结构如图 3 所示。

电梯实验台参数、实验台永磁同步电机驱动参数如表 1、表 2 所示。

表 1 电梯实验台参数

项目	参数
支架高度/cm	350
电梯轿厢高度/cm	60
电梯轿厢宽度/cm	40
电梯轿厢深度/cm	40
电梯轿厢重量/kg	60
减速器重量/kg	2.6
减速器减速比	50

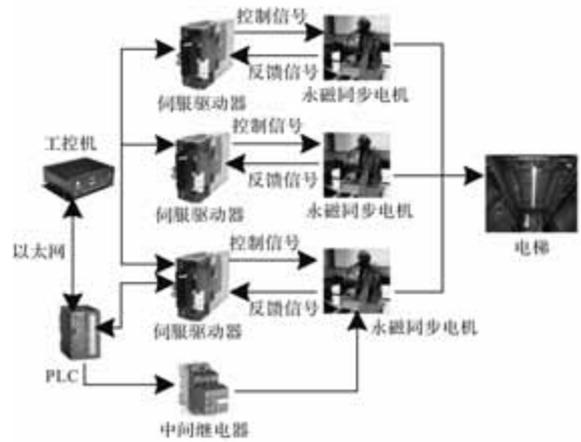


图 3 电梯实验台控制器结构

摩擦轮直径/mm 85

表 2 实验台永磁同步电机驱动参数

项目	参数
额定电压/V	220
额定功率/W	500
额定转速/(r/min)	1500
额定电流/A	5
电机效率/%	95
额定力矩/Nm	0.8
峰值扭矩/Nm	2
重量/kg	1.5
转动惯量/kg·m ²	0.18 × 10 ⁻⁴

为在分数阶 PID 控制器中选择最优的比例、积分和微分增益参数值，用于后续的实验，测试在不同的增益参数取值下，转速跟踪误差值大小。由于三个增益参数的取值范围在 (0,1) 之间，选择转速跟踪误差最小时的参数取值为最优增益参数，PID 控制器的比例、积分、微分增益系数取值情况如表 3 所示。

表 3 PID 控制器的比例、积分、微分增益系数取值

参数取值	转速跟踪误差/(r/min)		
	比例	积分	微分
0.05	22	27	26
0.15	35	37	35
0.25	23	28	29
0.35	12	31	15
0.45	15	33	14
0.55	26	29	22
0.65	58	11	47
0.75	22	26	29
0.85	46	43	46
0.95	66	57	58

由表 3 可见，当速度跟踪误差最小时，比例增

益参数值为 0.45, 微分增益参数也为 0.45, 积分增益参数值为 0.35, 但当积分增益参数为 0.45 时, 速度误差值仅与 0.35 时相差 1, 因此, 综合考虑选择 0.45 为本文策略分数阶 PID 控制中比例、积分和微分的最优增益参数值, 用于后续实验。

为了准确地响应并跟踪预设的控制目标, 同时在面临外部干扰时能够保持系统的稳定性和准确性, 测试使用本文策略对电梯永磁同步驱动系统控制前和控制后的电机转速跟踪误差范围, 结果如图 4 所示。

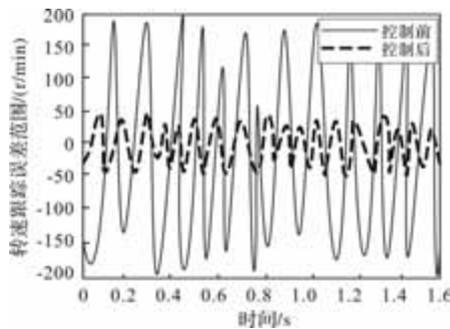


图4 转速跟踪误差范围对比

图4可见, 在执行本文策略对电梯永磁同步驱动系统控制前, 电机转速误差变化范围较大, 在 $-180 \text{ r/min} \sim +200 \text{ r/min}$ 之间, 波动范围较大, 即电机运行速度不稳定; 运用本文策略对电梯永磁同步驱动系统控制后, 电机转速跟踪误差波动范围较小, 仅在 $-50 \text{ r/min} \sim +50 \text{ r/min}$ 之间, 表明通过本文策略实施对电梯永磁同步驱动系统有效的控制后, 系统能够显著抑制扰动, 提高电梯运行的平稳性和稳定性。

设定在电梯空载时, 永磁同步电机转速变化率为 5% 和 20% 两种条件; 在电梯负载时, 电梯负载比例为 20% 和 100% 两种条件, 分别验证电机的动态响应。同时, 在 0.5s 时, 设定永磁同步电机负载转矩产生扰动现象, 观察空载和负载时, 不同转速变化率和不同负载条件下经本文策略控制的永磁同步驱动系统能否保持稳定加速性能。实验结果如图 5、图 6 所示。

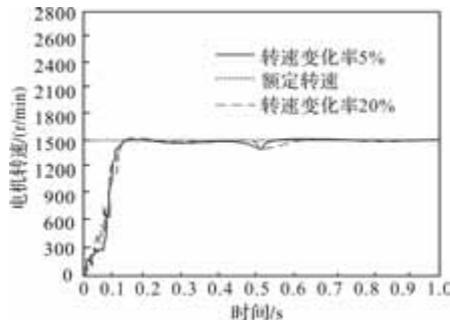


图5 电梯空载情况下转速变化

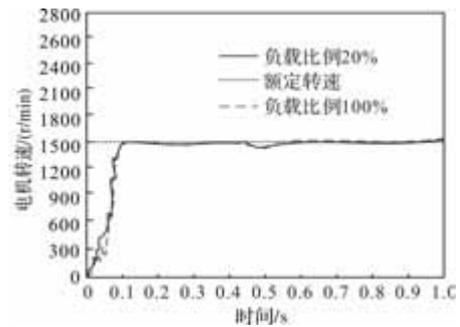


图6 电梯负载情况下转速变化

由图5和图6可以看到: 无论是电梯空载还是负载、无论转速变化率为 5% 还是 20%、无论负载比例为 20% 还是 100%, 永磁同步电机的转速都能能在 0.1 s 内迅速达到额定转速, 说明系统能够准确地根据设定的转速变化率和负载程度调整电机的转速, 确保电机在极短的时间内达到额定转速。另外, 无论是空载还是负载条件下, 当 0.5s 负载转矩产生扰动时, 虽然电机转速产生一小段下降, 但在不到 0.1s 内立刻回到额定转速, 验证本文策略能够确保电梯在不同转速变化率和不同负载下稳定运行。

4 结论

本文在对电梯永磁同步驱动系统控制中, 研究设计了改进的自抗扰控制器策略, 该策略的核心优势在于设计非线性微分跟踪器、扩展滑模扰动观测器和分数阶 PID 控制器, 共同提升系统的控制性能和稳定性: 非线性微分跟踪器能够更准确地跟踪目标信号, 同时减小跟踪过程中的超调和抖动, 能够确保电梯在启动、加速、减速和停止等关键阶段都能平稳、准确地运行, 以提高乘客的舒适度和安全性; 扩展滑模扰动观测器能够实时、准确地估计和补偿电梯内外部扰动, 保持电梯稳定的运行状态; 分数阶 PID 控制器能够根据系统的实际运行状态, 自动调整控制参数, 从而实现对电梯永磁同步驱动系统的精确控制。

参考文献

- [1] 刘成源, 韩震宇. 电梯实验台的陪试电机加载算法研究与仿真[J]. 计算机仿真, 2023, 40(09): 509-513.
- [2] 张家瑞, 李海鹰, 苗建瑞, 等. 电梯群控系统调度模型及其改进 ADMM 分解算法[J]. 控制与决策, 2023, 38(01): 39-48.
- [3] 彭云建, 杜艺聪, 仲兆峰. 基于等间隔运行模式的群组电梯系统优化调度方法[J]. 控制理论与应用, 2023, 40(05): 949-956.

(下转第 26 页)

高压断路器驱动电机三项模型预测电流控制

苏毅, 高磊, 芦宇峰, 李宝锋, 黄炜, 饶夏锦

(广西电力装备智能控制与运维重点实验室 广西电网有限责任公司电力科学研究院, 南宁 530023)

摘要: 永磁同步电机驱动高压断路器开关操作具有结构简单、可靠性高和操作过程可控等优点。为了获得永磁同步电机驱动机构快速准确的转矩响应和提升永磁同步电机参数鲁棒性, 提出了三项模型预测电流控制方法。该方法将电流预测误差项、控制电压输出项和不确定参数估计项综合考虑来选择成本函数, 所设计的预测电流控制律可以降低永磁同步电机参数不确定性对电流预测准确性的影响。通过仿真和实验验证了所提出的高压断路器驱动电机三项模型预测电流控制方法的有效性, 结果说明所提出的方法可以确保永磁同步电机驱动高压断路器移动触点开合操作的快速性和准确性。

关键词: 永磁同步电机; 高压断路器; 模型预测电流控制; 不确定性; 准确性

中图分类号: TM351; TM341; TP273 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-6848(2025)09-0020-07

Three-terms Model Predictive Current Control of High Voltage Circuit Breaker Driven Motor

SU Yi, GAO Lei, LU Yufeng, LI Baofeng, HUANG Wei, RAO Xiajin

(Guangxi Key Laboratory of Intelligent Control and Maintenance of Power Equipment, Electric Power Research Institute of Guangxi Power Grid Co., LTD., Nanning 530023, China)

Abstract: The operation of high voltage circuit breaker driven by permanent magnet synchronous motor has the advantages of simple structure, high reliability and controllable operation process. In order to obtain fast and accurate torque response of PMSM drive mechanism and improve the parameter robustness of PMSM, a novel three-terms model predictive current control method was proposed. The current prediction error term, control voltage output term and uncertain parameter estimation term were considered comprehensively to select the cost function, and the designed predictive current control law can reduce the influence of parameter uncertainty on the accuracy of current prediction. Through simulation and experiment, the validity of the proposed method was verified. The results show that the proposed method can ensure the speed and accuracy of the operation of the high voltage circuit breaker driven by permanent magnet synchronous motor.

Key words: permanent magnet synchronous motor; high voltage circuit breaker; model predictive current control; uncertainty; accuracy

0 引言

高压断路器是电力系统中非常重要的控制和保护设备, 其操动机构能够在电力系统发生故障时快速跳闸来断开故障线路。目前高压断路器中使用的操作机构有电机驱动机构、电磁操作机构、弹簧操作机构、气动操作机构和液压操作机构。与其他操动机构相比, 电机驱动机构结构简单, 没有跳闸机

构和缓冲器, 运行特性稳定且操作过程可控^[1]。考虑到永磁同步电动机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)因具有效率高、功率因数高、转矩密度大等特点, 采用 PMSM 驱动高压断路器可以获得快速准确的转矩响应, 以便于高压断路器实现智能开合操作。但 PMSM 驱动系统是一个耦合的非线性系统, 并且容易受外部干扰、参数摄动等不确定性因素影响, 采用传统的矢量控制方案很难获得理想

收稿日期: 2025-01-13

基金项目: 中国南方电网公司科技项目(GXKJXM20222163)

作者简介: 苏毅(1988), 男, 硕士, 高级工程师, 研究方向为高压开关设备智能化。

高磊(1985), 男, 硕士, 高级工程师, 研究方向为高压开关设备智能化。

芦宇峰(1982), 男, 工学博士, 高级工程师, 研究方向为高压开关设备智能化。

李宝锋(1983), 男, 学士, 高级工程师, 研究方向为高压开关设备智能化。

黄炜(1996), 男, 硕士, 高级工程师, 研究方向为高压开关设备智能化。

饶夏锦(1992), 男, 工学博士, 高级工程师, 研究方向为高压开关设备智能化。

的控制效果^[2]。

PMSM 模型预测电流控制 (Model Predictive Current Control, MPCC) 以其动态性能好、优化方便、结构简单而备受青睐。MPCC 以 PMSM 电流作为控制目标, 根据 PMSM 数学模型对下一周期的电流进行预测, 通过成本函数的滚动优化, 使得预测电流与参考电流之间的误差最小。MPCC 在 PMSM 控制领域的控制行为可分为两个分支: 有限控制集 MPCC 和连续控制集 MPCC^[4-5]。在有限控制集 MPCC 中可以通过求解优化问题来获得电压输出, 不需要复杂的调制过程。但是, MPCC 依赖于 PMSM 数学模型的参数精度, 电机参数不确定性会影响 MPCC 的控制性能^[6]。然而受温升、磁饱和等因素影响, 高压断路器 PMSM 驱动系统的参数会发生变化, 需要改进已有的 MPCC 方法来降低 PMSM 参数不确定性对电流预测准确性的影响。

目前, 针对 PMSM 参数变化引起 MPCC 性能下降的问题的解决方法主要有参数辨识^[7]、状态观测器^{[8][9]}和无模型预测控制^[10]等方法。例如, 文献[7]将参数辨识算法和 MPCC 结合, 利用参数辨识算法对预测模型中的参数进行修正, 以消除 PMSM 参数变化对 MPCC 的影响; 文献[8]将积分滑模观测器用于辅助 MPCC, 利用观测器来获取 PMSM 模型内的补充参数, 以消除 PMSM 参数不确定性对 MPCC 的影响; 文献[8]提出无模型预测电流控制方法, 利用有限控制集 MPCC 离散开关的固有激励对预测方程的系数进行估计, 以提高 PMSM 参数不确定时的鲁棒性。

本文提出一种三项 MPCC 方法。首先, 将 dq 轴电流模型重构得到含 PMSM 不确定参数电流预测方程; 然后, 将电流预测误差项、控制电压输出项和不确定参数估计项综合考虑来选择成本函数; 最后, 通过求解成本函数对不确定参数矩阵的偏导数, 获得估计不确定参数的更新律和预测电流控制律。通过仿真和实验验证了所提出方法的有效性。

1 PMSM 数学模型及控制原理

1.1 PMSM 数学模型

在同步旋转参考坐标系下, 建立表贴式 PMSM 电压方程如下:

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

式中, u_d 和 u_q 分别为定子直轴和交轴分量电压; i_d 和 i_q 分别为定子直轴和交轴分量电流; L_s 为定子直轴和交轴分量电感; ω_e 为电机同步角速度; ψ_f 为电机永磁体磁链; R_s 表示定子电阻。

PMSM 运动方程和电磁转矩方程如下:

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - B\omega_r - T_L \quad (2)$$

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

式中, n_p 为电机极对数; J 为系统转动惯量; ω_r 为转子的转速; B 为阻尼系数; T_L 为负载转矩, T_e 为电磁转矩。

高压断路器动触头位移与 PMSM 的转速之间的关系:

$$\frac{ds}{dt} = K_m \omega_r \quad (4)$$

式中, s 为高压断路器动触头位移; K_m 为高压断路器动触头驱动机构传动系数。

1.2 PMSM 驱动系统控制原理

高压断路器中使用的 PMSM 驱动系统由供电电压、逆变电路、机械传动机构、PMSM 及其控制器组成。PMSM 驱动高压断路器移动触点工作原理如图 1 所示。PMSM 控制器由内环电流控制器和外环位移控制器组成。其中, 外环位移控制器通过指令跟踪的方式实现, 内环电流控制器采用了三项 MPCC 方法来实现。

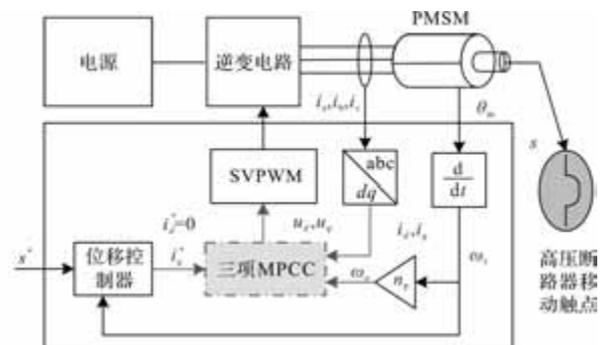


图 1 PMSM 驱动系统控制原理

位移控制器工作原理是在位移控制器中将位移和转速统一到一起进行控制, 首先选取位移 s 和转子的转速 ω_r 作为状态变量, 然后利用转速表达式(2)和位移表达式(4)来获得相应的状态空间方程, 最后, 根据预设的参考模型设计前馈和反馈控制器。根据式(2)~式(4)可以得到位移控制器模型:

$$\dot{x}_0 = A_0 x_0 + B_0 u_0 + d_0 \quad (5)$$

其中, $x_0 = \begin{bmatrix} \omega_r \\ s \end{bmatrix}$, $u_0 = i_q^*$, $d_0 = -\frac{T_L}{J}$,

$$\mathbf{A}_0 = \begin{bmatrix} -\frac{B}{J} & 0 \\ K_m & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{B}_0 = \begin{bmatrix} \frac{3n_p\psi_f}{2J} \\ 0 \end{bmatrix}, \text{假设 } \mathbf{B}_0^\dagger \text{ 是 } \mathbf{B}_0 \text{ 的伪}$$

逆矩阵, 满足 $\mathbf{B}_0\mathbf{B}_0^\dagger = \mathbf{I}$ 。

假设高压断路器移动触点位移指令 s^* 期望的动态响应描述为

$$\dot{\mathbf{x}}_{om} = \mathbf{A}_{om}\mathbf{x}_{om} + \mathbf{B}_{om}r \quad (6)$$

其中, $\mathbf{x}_{om} = \begin{bmatrix} \omega_{rm} \\ s_m \end{bmatrix}$ 为状态向量 \mathbf{x}_{om} 的参考向量; $r =$

s^* 为参考输入; \mathbf{A}_{om} 和 \mathbf{B}_{om} 分别为参考状态矩阵和参考控制矩阵。

为了达到期望的控制效果, 设计如下控制器:

$$u_o = \mathbf{K}_x\mathbf{x}_o + \mathbf{K}_r r + d^* \quad (7)$$

式中, \mathbf{K}_x 为状态向量 \mathbf{x}_o 的反馈矩阵; \mathbf{K}_r 为参考输入 r 的前馈矩阵, d^* 为干扰转矩 d_o 的补偿输入。

根据状态方程的匹配关系, 即

$$\begin{cases} \mathbf{A}_{om} = \mathbf{A}_o + \mathbf{B}_o\mathbf{K}_x \\ \mathbf{B}_{om} = \mathbf{B}_o\mathbf{K}_r \\ d^* = \mathbf{B}_o^\dagger T_L J^{-1} \end{cases} \quad (8)$$

可以求得:

$$u_o = \mathbf{B}_o^\dagger (\mathbf{A}_{om} - \mathbf{A}_o)\mathbf{x}_o + \mathbf{B}_o^\dagger \mathbf{B}_{om}r + \mathbf{B}_o^\dagger T_L J^{-1} \quad (9)$$

2 三项 MPCC

三项 MPCC 方法利用一个电流预测模型来估计下一个控制周期的电流, 已补偿控制器工作产生的差拍; 同时选用不确定参数自适应律来修正电流预测模型, 以便于补偿伺服电机参数不确定性, 通过抑制由于参数不确定关系导致的不利影响。具体实现过程包括电流预测模型的建立, 综合误差项、控制电压输出项和不确定参数估计项等三项的价值函

$$\begin{cases} \tilde{i}_d(k) = \frac{T_s}{L_{s0}} [-R_{s0}i_d(k) + L_{s0}\omega_e i_q(k) + u_d(k)] + \varepsilon_d(k) \\ \tilde{i}_q(k) = \frac{T_s}{L_{s0}} [-R_{s0}i_q(k) + L_{s0}\omega_e i_d(k) - \omega_e\psi_f + u_q(k)] + \varepsilon_q(k) \end{cases} \quad (13)$$

式中, ε_d 和 ε_q 表示参数失配导致的不确定值, 描述如下:

$$\begin{cases} \varepsilon_d(k) = \frac{T_s}{L_{s0}L_s} [(-R_{s0}\Delta L_s + L_{s0}\Delta R_s)i_d(k) + \Delta L_s u_d(k)] \\ \varepsilon_q(k) = \frac{T_s}{L_{s0}L_s} [(-R_{s0}\Delta L_s + L_{s0}\Delta R_s)i_q(k) + \Delta L_s\omega_e\psi_f + \Delta L_s u_q(k)] \end{cases} \quad (14)$$

$$\mathbf{i}_{dq}(k) = \begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix}, \mathbf{u}_{dq}(k) = \begin{bmatrix} u_d(k) \\ u_q(k) - \omega_e\psi_f \end{bmatrix},$$

$$\tilde{\mathbf{i}}_{dq}(k) = \begin{bmatrix} \tilde{i}_d(k) \\ \tilde{i}_q(k) \end{bmatrix}, \mathbf{i}_{dq}^* = \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix}, \boldsymbol{\varepsilon}_{dq}(k) = \begin{bmatrix} \varepsilon_d(k) \\ \varepsilon_q(k) \end{bmatrix},$$

数, 以及参数更新。

2.1 电流预测模型

采用前向欧拉离散法对电流进行延时补偿, 即将 kT_s 时刻计算得到的 $(k+1)T_s$ 周期作用的预测电流模型, 可得:

$$\begin{cases} \hat{i}_d(k+1) = i_d(k) + \tilde{i}_d \\ \hat{i}_q(k+1) = i_q(k) + \tilde{i}_q \end{cases} \quad (10)$$

其中,

$$\begin{cases} \tilde{i}_d(k) = \frac{T_s}{L_s} [-R_s i_d(k) + L_s \omega_e i_q(k) + u_d(k)] \\ \tilde{i}_q(k) = \frac{T_s}{L_s} [-R_s i_q(k) - L_s \omega_e i_d(k) - \omega_e \psi_f + u_q(k)] \end{cases} \quad (11)$$

式中, T_s 为采样周期; \tilde{i}_d 和 \tilde{i}_q 分别表示直轴和交轴电流分量的延时补偿量。

MPCC 是一种对电机参数敏感的方法。参数不匹配会导致预测结果的变化, 从而影响系统控制性能。在电机实际运行过程中, 需要考虑电机电感和电阻等参数失配对预测模型的影响, 即实际参数值由标称参数值和参数值变化量两部分组成, 如:

$$\begin{cases} L_s = L_{s0} + \Delta L_s \\ R_s = R_{s0} + \Delta R_s \end{cases} \quad (12)$$

式中, L_{s0} 为定子电感标称值; ΔL_s 为定子电感失配情况下的变化量; R_{s0} 为定子电阻标称值; ΔR_s 为定子电阻失配情况下的变化量。

考虑参数失配, 电流预测模型的补偿量被修正为

$$\mathbf{A} = T_s \begin{bmatrix} -R_{s0}L_{s0}^{-1} & \omega_e \\ -\omega_e & -R_{s0}L_{s0}^{-1} \end{bmatrix}, \mathbf{B} = T_s \begin{bmatrix} L_{s0}^{-1} & 0 \\ 0 & L_{s0}^{-1} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{E} = \begin{bmatrix} a_1 & 0 \\ 0 & a_1 \end{bmatrix}, \mathbf{F} = \begin{bmatrix} b_1 & 0 \\ 0 & b_1 \end{bmatrix},$$

$a_1 = \frac{T_s(L_{s0}\Delta R_s - R_{s0}\Delta L_s)}{L_{s0}L_s}$, $b_1 = \frac{T_s\Delta L}{L_{s0}L_s}$ 。式(13)和式(14)可以简化为

$$\tilde{\mathbf{i}}_{dq}(k) = \mathbf{A}\mathbf{i}_{dq}(k) + \mathbf{B}\mathbf{u}_{dq}(k) + \boldsymbol{\varepsilon}_{dq}(k) \quad (15)$$

$$\boldsymbol{\varepsilon}_{dq}(k) = \mathbf{E}\mathbf{i}_{dq}(k) + \mathbf{F}\mathbf{u}_{dq}(k) \quad (16)$$

2.2 价值函数

价值函数选取为

$$J_c = \min \frac{1}{2}(J_1 + J_2 + \lambda J_3) \quad (17)$$

$$\text{s. t. } u_{d,\min} \leq u_d(k) \leq u_{d,\max}$$

$$u_{q,\min} \leq u_q(k) \leq u_{q,\max}$$

其中, $J_1 = |\hat{i}_d(k+1) - i_d^*|^2 + |\hat{i}_q(k+1) - i_q^*|^2$

$$(18)$$

$$J_2 = [u_d(k) - u_d^{\text{opt}}(k)]^2 + [u_q(k) - u_q^{\text{opt}}(k)]^2 \quad (19)$$

$$J_3 = \|\mathbf{E}(k) - \mathbf{E}(k-1)\|_2^2 + \|\mathbf{F}(k) - \mathbf{F}(k-1)\|_2^2 \quad (20)$$

式中, $u_d^{\text{opt}}(k)$ 和 $u_q^{\text{opt}}(k)$ 分别为 kT_s 时刻 dq 轴电压的最优值; $\mathbf{E}(k)$ 和 $\mathbf{F}(k)$ 分别为 \mathbf{E} 和 \mathbf{F} 在 kT_s 周期的估计值; 符号 $\|\cdot\|_2$ 定义为矩阵的 2 范数, λ 为常数。

将式(10)、式(15)和式(16)代入成本函数 J_1 , 可得:

$$J_1 = \|\mathbf{I} + \mathbf{A}_1\mathbf{i}_{dq}(k) + \mathbf{B}_1\mathbf{u}_{dq}(k) - \mathbf{i}_{dq}^*\|_2^2 \quad (21)$$

其中, $\mathbf{A}_1 = \mathbf{A} + \mathbf{E}(k-1)$, $\mathbf{B}_1 = \mathbf{B} + \mathbf{F}(k-1)$ 。

目标函数 J_1 对 $\mathbf{u}_{dq}(k)$ 求偏导, 并求得使 J_1 最小的 dq 轴电压, 即:

$$\frac{\partial J_1}{\partial \mathbf{u}_{dq}(k)} = -2\mathbf{B}_1^T \mathbf{i}_{dq}^* + 2\mathbf{B}_1^T \mathbf{B}_1 \mathbf{u}_{dq}(k) + 2\mathbf{B}_1^T [\mathbf{I} + \mathbf{A}_1] \mathbf{i}_{dq}(k) = 0 \quad (22)$$

可得 kT_s 时刻无约束条件下理想最优电压:

$$\mathbf{u}_{dq}^{\text{opt}}(k) = \mathbf{B}_1^{-1} [\mathbf{i}_{dq}^* - (\mathbf{I} + \mathbf{A}_1) \mathbf{i}_{dq}(k)] \quad (23)$$

其中, $\mathbf{u}_{dq}^{\text{opt}}(k) = [u_d^{\text{opt}}(k) \quad u_q^{\text{opt}}(k)]^T$ 。

因此, 成本函数 J_2 可以描述为

$$J_2 = \|\mathbf{B}_1^{-1} [\mathbf{i}_{dq}^* - (\mathbf{I} + \mathbf{A}_1) \mathbf{i}_{dq}(k)] - \mathbf{u}_{dq}(k)\|_2^2 \quad (24)$$

设计控制规律的目标是找到使 J_c 最小的 \mathbf{E} 和 \mathbf{F} , 关于 \mathbf{E} 和 \mathbf{F} 的控制律 J_c 的偏导数如:

$$\begin{aligned} \frac{\partial J_c}{\partial \mathbf{E}(k-1)} &= \mathbf{i}_{dq}(k) [(\mathbf{I} + \mathbf{A}_1) \mathbf{i}_{dq}(k) + \mathbf{B}_1 \mathbf{u}_{dq}(k) - \\ &\quad \mathbf{i}_{dq}^*] + \mathbf{i}_{dq}(k) \mathbf{B}_1^{-1} [\mathbf{B}_1^{-1} [\mathbf{i}_{dq}^* - (\mathbf{I} + \\ &\quad \mathbf{A}_1) \mathbf{i}_{dq}(k)] - \mathbf{u}_{dq}(k)] + \\ &\quad \lambda [\mathbf{E}(k) - \mathbf{E}(k-1)] \end{aligned} \quad (25)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial J_c}{\partial \mathbf{F}(k-1)} &= \mathbf{u}_{dq}(k) [(\mathbf{I} + \mathbf{A}_1) \mathbf{i}_{dq}(k) + \mathbf{B}_1 \mathbf{u}_{dq}(k) - \\ &\quad \mathbf{i}_{dq}^*] + \mathbf{B}_1^{-1} [\mathbf{i}_{dq}^* - (\mathbf{I} + \mathbf{A}_1) \mathbf{i}_{dq}(k)] \\ &\quad [[\mathbf{i}_{dq}^* - (\mathbf{I} + \mathbf{A}_1) \mathbf{i}_{dq}(k)] - \\ &\quad \mathbf{u}_{dq}(k)] \mathbf{B}_1^{-1} + \lambda [\mathbf{F}(k) - \mathbf{F}(k-1)] \end{aligned} \quad (26)$$

令 $\frac{\partial J_c}{\partial \mathbf{E}(k-1)} = 0$, $\frac{\partial J_c}{\partial \mathbf{F}(k-1)} = 0$, 可得到矩阵 \mathbf{E} 和 \mathbf{F} 在 kT_s 周期的估计值, 即

$$\begin{aligned} \mathbf{E}(k) &= \mathbf{E}(k-1) - \frac{1}{\lambda} \mathbf{i}_{dq}(k) [(\mathbf{I} + \mathbf{A}_1) \mathbf{i}_{dq}(k) + \\ &\quad \mathbf{B}_1 \mathbf{u}_{dq}(k) - \mathbf{i}_{dq}^*] - \frac{1}{\lambda} \mathbf{i}_{dq}(k) \mathbf{B}_1^{-1} [\mathbf{B}_1^{-1} [\mathbf{i}_{dq}^* - \\ &\quad (\mathbf{I} + \mathbf{A}_1) \mathbf{i}_{dq}(k)] - \mathbf{u}_{dq}(k)] \end{aligned} \quad (27)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{F}(k) &= \mathbf{F}(k-1) - \frac{1}{\lambda} \mathbf{u}_{dq}(k) [(\mathbf{I} + \mathbf{A}_1) \mathbf{i}_{dq}(k) + \\ &\quad \mathbf{B}_1 \mathbf{u}_{dq}(k) - \mathbf{i}_{dq}^*] - \frac{1}{\lambda} \mathbf{B}_1^{-1} [\mathbf{i}_{dq}^* - (\mathbf{I} + \mathbf{A}_1) \\ &\quad \mathbf{i}_{dq}(k)] [[\mathbf{i}_{dq}^* - (\mathbf{I} + \mathbf{A}_1) \mathbf{i}_{dq}(k)] - \\ &\quad \mathbf{u}_{dq}(k)] \mathbf{B}_1^{-1} \end{aligned} \quad (28)$$

获取矩阵 \mathbf{E} 和 \mathbf{F} 的估计值要考虑权重因子 λ 的选取。 λ 的取值过大可以使矩阵 \mathbf{E} 和 \mathbf{F} 的估计值快速逼近实际值, 但是容易引起估计值在实际值附近振荡; λ 的取值过小, 又存在矩阵 \mathbf{E} 和 \mathbf{F} 的估计值逼近实际值的过程慢的问题。因此, 在实际过程中需要根据实验结果调整权重因子 λ 的取值, 本文中 λ 取 0.1。

3 实验验证

为了验证本研究中提出的用于高压断路器的 PMSM 驱动系统三项 MPCC 方法的可行性和有效性, 首先, 根据高压断路器 PMSM 驱动系统的参数建立了仿真模型进行了测试, 然后, 基于 ST 公司的控制芯片 STM32F407 设计了一个硬件控制器, 利用实验室中 PMSM 驱动系统测试了提出的方法。

3.1 仿真实验

利用 Matlab/Simulink 构建仿真平台涉及的主要参数如表 1 所示。

另外, 假设仿真电机模型给定的定子电阻参数小于实际值, ΔR_s 摄动为 +40%; 仿真电机模型给定的定子电感参数大于实际值, ΔL_s 摄动为 -20%。构建了一个仿真平台, 对所提出的三项 MPCC 方法、传统的 MPCC 进行比较。仿真结果对比如图 2 ~ 图 5 所示。图 2 为高压断路器移动触点位移对比结果, 在 0.1s 发出跳闸指令后, 与传统的 MPCC 相比较,

基于三项 MPCC 设计的控制器具有更快的响应速度；图 3 为 PMSM 转速对比结果，在发出跳闸指令后，与传统的 MPCC 相比较，基于三项 MPCC 设计的控制器能够使 PMSM 更快达到给定转速(1000 r/min)。

表 1 仿真参数表

参数	参数值
电源电压/V	380
额定功率/kW	180
最大扭矩/Nm	2100
额定转速/(r/min)	1000
相电感 L_s /mH	$2 \pm 20\%$
相电阻 R_s / Ω	$0.14 \pm 40\%$
永磁体磁通 ψ_f /Wb	0.1481
极对数 n_p	4
传动系统惯性系数 J /Kg · m ²	0.00466
额定负载转矩 T_L /Nm	1800
传动系数 K_m / (mm/°)	0.45
阻尼系数 B /N · m · s	0.0068
移动触点行程 s^* /mm	85

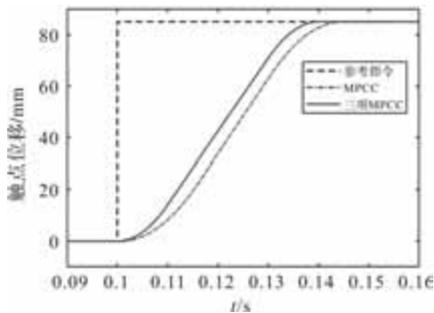


图 2 高压断路器移动触点位移对比图

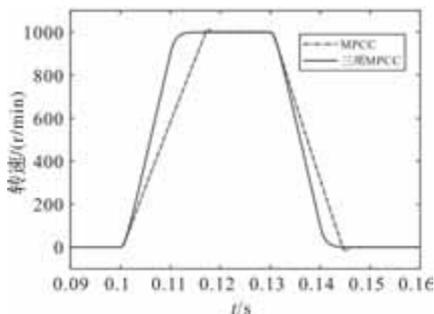
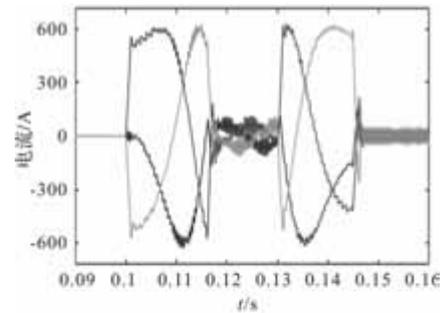
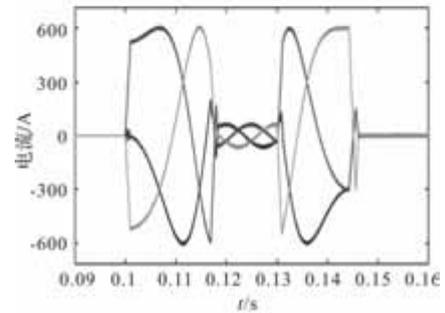


图 3 PMSM 转速对比图

图 4 为 PMSM 电流对比结果，与传统的 MPCC 相比较，采用三项 MPCC 设计的控制器抑制了电感和电阻不确定性对 PMSM 电流的干扰。图 5 为采用三项 MPCC 对 PMSM 定子电阻和定子电感参数失配情况下预测模型矩阵 E 和 F 的辨识结果，以及代价函数 J_c 的变化曲线。图 5(b)和图 5(c)中的实线为

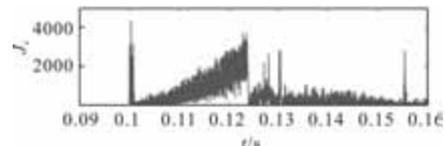


(a) MPCC方法PMSM电流

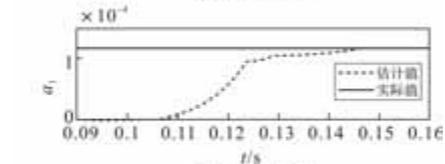


(b) 三项MPCC方法PMSM电流

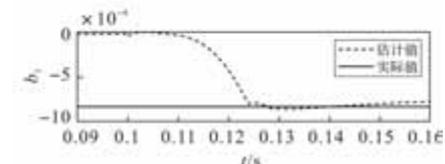
图 4 PMSM 电流对比图



(a) 代价函数



(b) 矩阵E的参数



(b) 矩阵E的参数

图 5 代价函数 J_c 和矩阵 E 和 F 参数估计曲线

根据仿真预设条件获得的矩阵 E 和 F 包含参数的实际值，虚线为利用三项 MPCC 获得的矩阵 E 和 F 包含参数的估计值。从图 5 可以看出，设计的三项 MPCC 可以利用 PMSM 的工作电流估计出定子电阻和定子电感失配对 PMSM 电流预测准确性的影响。综上分析，电阻和电感的不确定性对传统的 MPCC 的控制性能产生了不利影响，而三项 MPCC 则补偿了不确定参数对系统控制性能的不利影响。与传统的 MPCC 方相比，所提出的三项 MPCC 方法在参数不确定情况下表现出更好的控制效果。

3.2 实验验证

为进一步分析所提算法的可行性，通过实验进行验证。Rtunit 公司的控制柜驱动一个 5.5 kW 的 PMSM 来验证本文提出的三项 MPCC 方法。考虑到高压断路器 PMSM 驱动机构的负荷转矩在实验室难以模拟。实验在 PMSM 对应拖动台后增加电子负载来增加 PMSM 的负载力矩。设计的控制算法通过网线连接到 Rtunit 公司控制柜的方式来实现。实验平台如图 2 所示，PMSM 电机的主要参数如表 2 所示。



图 6 实验平台图

表 2 实验参数表

参数	参数值
电源电压/V	220
额定功率/kW	5.5
最大扭矩/Nm	36.5
额定转速/(r/min)	1200
相电感 L_s /mH	3.1
相电阻 R_s / Ω	0.65
反电势系数/(V/k r/min)	12.81
极对数 n_p	4
传动系统惯性系数 J /Kg·m ²	0.00233
额定负载转矩 T_L /Nm	10
阻尼系数 B /N·m·s	0.218
角位移/(°)	190

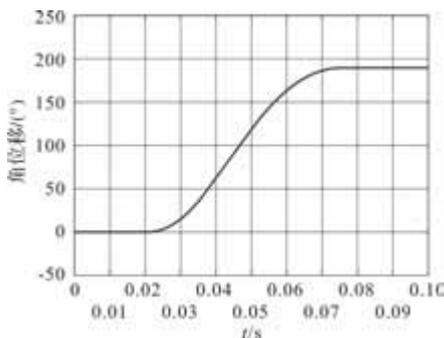


图 7 PMSM 角位移测试结果

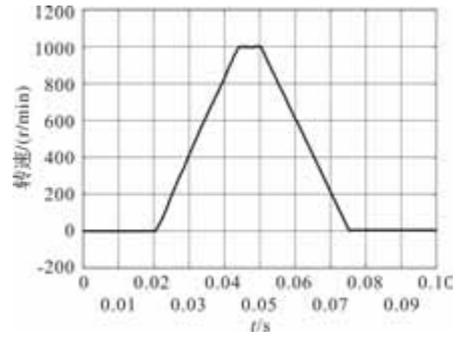


图 8 PMSM 转速测试结果

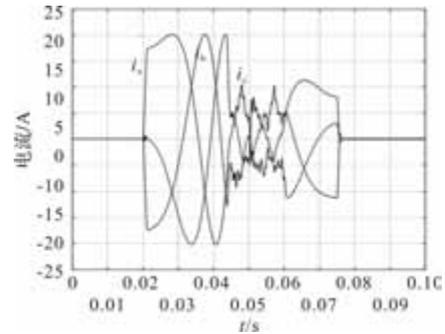


图 9 PMSM 电流测试结果

因为难以像仿真模型一样将参数不确定性植入到 PMSM 控制系统中。将所提出的三项 MPCC 方法在实验平台运行结果如图 7 ~ 图 9 所示。图 7 为模拟高压断路器移动触点位移的 PMSM 角位移测试结果，在 0.02 s 发出跳闸指令后，基于三项 MPCC 设计的控制器能够快速响应，在 55 ms 完成 190° 的转动；图 8 为 PMSM 转速测试结果，在发出跳闸指令后，PMSM 在 25 ms 后达到给定转速 (1000 r/min)，在 1000 r/min 运行 5 ms 后，开始减速，25 ms 后停止转动；图 9 为 PMSM 电流测试结果，PMSM 在起动的加速阶段的电流较大，恒转速阶段电流谐波明显。综上分析，所提出的三项 MPCC 方法能够实现对 PMSM 的快速响应。

将仿真结果和实验结果进行比较，发现仿真结果能够更快速的响应高压断路器的跳闸指令。仿真结果完成触点移动的时间约为 40 ms，而实验结果显示约为 55 ms，这是由于实验电机模型的参数限制了 PMSM 转速增加的速度造成的。另外仿真结果中 PMSM 电流波形更接近正弦波，谐波含量少。实验结果中 PMSM 电流明显含有谐波，这是由于仿真过程中负载转矩是恒定的，而实验过程中加到 PMSM 上的负载转矩是变化的。综合而言，所提出的三项 MPCC 方法能够很好地实现对 PMSM 的位置控制。

4 结 语

为了消除预测模型中参数不确定性对高压断路

器 PMSM 驱动系统的影响, 提出一种三项 MPCC 方法, 该方法将 dq 轴电流模型重构得到含 PMSM 不确定参数电流预测方程; 然后把电流预测误差项、控制电压输出项和不确定参数估计项综合考虑来选择成本函数; 来获得估计不确定参数的更新律和预测电流控制律。根据仿真和实验结果, 可以发现与传统的 MPCC 方法相比, 电阻和电感的不确定性对传统的 MPCC 的控制性能产生了不利影响, 而三项 MPCC 则补偿了不确定参数对系统控制性能的不利影响。所提出的三项 MPCC 方法在参数不确定情况下表现出良好的控制效果。

参考文献

- [1] Huang Yulong, Wang Jingjun, Zhang Wenchao, et al. A Motor-Drive-Based Operating Mechanism for High-Voltage Circuit Breaker[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2013, 28(4): 2602-2609.
- [2] 秦艳忠, 阎彦, 陈炜, 等. 永磁同步电机参数误差补偿-三矢量模型预测电流控制[J]. 电工技术学报, 2020, 35(2): 255-265.
- [3] 柳志飞, 杜贵平, 杜发达. 有限集模型预测控制在电力电子系统中的研究现状和发展趋势[J]. 电工技术学报, 2017, 32(22): 58-69.
- [4] T Geyer, G Papafotiou, M Morari. Model predictive direct torque control--Part I: Concept, algorithm, and analysis [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(6): 1894-1905.
- [5] 林顺, 衣得武, 王志强. 基于备选矢量优化的永磁同步电机系统快速预测位置控制[J]. 微电机, 2023, 56(12): 25-30.
- [6] Varatharajan A, Pescetto P, Pellegrino G. Sensorless synchronous reluctance motor drives: a full-speed scheme using finite-control-set MPC in a projection vector framework [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2020, 56(4): 3809-3818.
- [7] 史婷娜, 刘华, 陈炜. 考虑逆变器非线性因素的表贴式永磁同步电机参数辨识[J]. 电工技术学报, 2017, 32(7): 77-83.
- [8] F Wang, L He. FPGA-based predictive speed control for PMSM system using integral sliding-mode disturbance observer [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(2): 972-981.
- [9] X Sun, J Cao, G Lei, et al. A robust deadbeat predictive controller with delay compensation based on composite sliding-mode observer for PMSMs [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 36(9): 10742-10752.
- [10] 杨帆, 赵希梅, 金鸿雁, 等. 基于无参数 PMSM 的自适应有限集模型预测控制 [J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(22): 8935-8943.
- [4] 石荣亮, 邓臣权, 黄冀, 等. 基于 VSR-VSI 的电梯能量回馈系统建模与控制 [J]. 桂林理工大学学报, 2023, 43(01): 148-154.
- [5] 董恩源, 王鹤锡, 张传龙, 等. 采用多级负载评估电梯永磁同步电机的退磁 [J]. 电机与控制学报, 2023, 27(04): 111-118.
- [6] 张国政, 张明明, 李新旻, 等. 基于不确定及扰动估计算法的永磁电机控制方法 [J]. 天津工业大学学报, 2021, 40(03): 68-76.
- [7] Brosch A, Tinazzi F, Wallscheid O, et al. Finite set sensorless control with minimum a priori knowledge and tuning effort for interior permanent-magnet synchronous motors [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(10): 12508-12519.
- [8] 宋战锋, 毛丰羽, 崔严谨, 等. 参考跟踪和扰动抑制解耦的双三相永磁同步电机容错控制策略 [J]. 电工技术学报, 2023, 38(02): 435-450.
- [9] 金爱娟, 孙治鑫, 李少龙. 基于自适应交互式多模型的永磁同步电机无感控制 [J]. 包装工程, 2024, 45(11): 183-190.
- [10] 齐昕, 徐德明, 苏涛, 等. 改进圆形边界限定的永磁同步电机预测控制 [J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(05): 2001-2011.
- [11] 魏尧, 柯栋梁, 黄东晓, 等. 基于时间序列的永磁同步电机连续控制集无模型预测电流控制 [J]. 电工技术学报, 2023, 38(22): 6027-6038.
- [12] 沈晓龙, 马继先, 董挥, 等. 基于滑膜观测器的永磁同步电机控制研究 [J]. 计算机与数字工程, 2024, 52(05): 1582-1586.
- [13] 周立, 薛孟娅, 金焯旭, 等. 基于 TOPSIS 优化永磁同步电机预测控制成本函数 [J]. 电工电能新技术, 2024, 43(03): 22-30.
- [14] 唐俊龙, 龚源浩, 杨晟熙, 等. 永磁同步电机矢量控制专用集成电路的设计 [J]. 现代电子技术, 2024, 47(20): 13-19.
- [15] 付国伟, 朱虎. 基于负载转矩滑模观测器的永磁同步电机转速复合 PI 控制 [J]. 微电机, 2023, 56(11): 60-65.

(上接第 19 页)

基于自锁互锁原理对电动机综合保护的电路设计

邱永松, 张方阳, 黄 薪

(惠州城市职业学院, 惠州 516025)

摘要: 电动机是国民生产生活最重要的动力来源设备, 但在使用过程中, 常因电机绕组短路、电源不稳定、机械传动系统故障、负载过重等各种原因造成电机故障或损坏, 同时, 电动机控制回路电源为任选三相电源中一相, 当其他两相电源电压发生故障, 控制回路电源正常时, 接触器正常吸合, 而电动机三相电源不平衡导致电动机烧毁, 目前, 电动机保护装置功能单一, 为避免造成重大的经济损失及人员伤害, 需设计出一种电动机综合保护装置, 基于此, 本研究提出一种基于自锁互锁原理对电动机综合保护的电路设计策略, 以解决因三相电源不平衡导致电动机的烧毁, 和电动机在运行过程中, 因超载、短路、过流、机械磨损、运行中缺相等原因造成电动机的损坏问题, 实施结果证明本设计的电路能确保电动机的三相平衡, 对电动机能进行实时联动的综合保护, 能确保电动机长久稳定安全可靠地运行。

关键词: 电动机; 自锁; 互锁; 电源不平衡; 综合保护

中图分类号: TM32; TP272

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2025)09-0027-04

Circuit Design of Motor Comprehensive Protection Based on Self-locking Interlocking Principle

QIU Yongsong, ZHANG Fangyang, HUANG Xin

(City College of Huizhou, Huizhou 516025, China)

Abstract: Motor is the most important power source equipment for national production and life, but in the process of use, often due to motor winding short circuit, power supply instability, mechanical transmission system failure, heavy load and other reasons caused by motor failure or damage, at the same time, the motor control loop power supply for optional three-phase power supply one phase, when the other two-phase power supply voltage failure, When the control loop power supply is normal, the contactor is normally drawn, and the motor's three-phase power supply imbalance leads to the motor burning. At present, the motor protection device has a single function. In order to avoid causing major economic losses and personnel injuries, a motor comprehensive protection device needs to be designed. This study proposed a circuit design strategy for motor comprehensive protection based on self-locking interlocking principle to solve the problem of motor burnout caused by unbalanced three-phase power supply and motor damage caused by overload, short circuit, overcurrent, mechanical wear and lack of equality during operation. The implementation results show that the designed circuit can ensure the three-phase balance of the motor. The real-time integrated protection of the motor can ensure the long-term stable, safe and reliable operation of the motor.

Key words: electric motor; self-locking; interlock; power supply imbalance; comprehensive protection

0 引言

电动机是将电能转换成机械能并被广泛应用在国民生产生活的各个领域的动力设备, 小到手持设备大到重型设备, 电动机的普及与使用遍及各个领域, 是我们生产生活重要的动力来源。

但在使用运行过程中, 常因各种原因造成电机故

障, 比如电机绕组短路、电源不稳定、机械传动系统故障、负载过重等原因, 同时, 电动机控制回路电源为任选三相电源中一相, 当其他两相电源电压发生故障, 控制回路电源正常时, 接触器正常吸合, 而电动机三相电源不平衡导致电动机烧毁, 如此, 可能造成重大的经济损失及人员伤害。目前, 电动机保护装置功能单一, 且由于电动机经常故障或烧坏而导致频繁

收稿日期: 2024-12-13

基金项目: 新能源智能制造技术研究与转化创新团队资助项目(2022KCXTD062); 亿纬新能源产业学院(2022CJPT022)。

作者简介: 邱永松(1977), 男, 本科, 研究方向为机电与材料。

张方阳(1975), 男, 博士, 研究方向为装备制造。

黄 薪(1997), 女, 硕士研究生, 研究方向为机电一体化。

停修，为避免造成重大的经济损失及人员伤亡，需设计出一种电动机综合保护装置^[1-16]。

基于此，本研究提出一种基于自锁互锁原理对三相电动机综合保护电路的设计策略，以解决运行过程中产生故障导致事故发生的问题、电源不平衡的问题。

1 电路设计思路和方法

保持电动机三相电源平衡对延长电机寿命，确保电动机长久稳定安全可靠运行意义重大，同时，在电动机运行中，造成电动机损坏的原因有超载、短路、过流、机械磨损、运行中缺相等多种原因，因此，功能单一的保护装置很难适应市场的发展需要，对此，需要设计一种在保持电动机三相电源平衡保护的基础上，将能对电动机进行综合保护的策略，从而使电动机更安全可靠地运行。

电路设计主要思路是：电源经断路器引入后，分四路经过接触器，前三路汇与后经另一接触器连接电动机，且汇与另一接触器后需在电动机的 U、V、W 端反接回三根电源线作为自锁电源，且彼此间是互锁联动关系，另一路经接触器按钮开关后与 N 线连接作为启动电路用，如此，在三相电源任何一根无电压电流通过时，可确保其中任何一个接触器断电都能切断电动机运行的供电电源，再加上断路器和热继电器的保护，从而使电路具有缺相失电、短路、过载过流的保护作用；在电动机控制回路电源的其他两相电源上与 N 线间串联中间继电器，通过中间继电器的触点控制电动机的控制回路相线，如此，在其他两相电源上出现故障时其连接的中间继电器断电，与第三相线连接的中间继电器触点也断开，三相电同时断电，确保电动机的三相电源保持平衡，以达到对电动机的保护。

电路设计主要方法是：利用接触器和继电器自锁和互锁的原理。

2 电路设计

2.1 具有缺相失电、短路、过载过流的保护电路

其思路是：三相电源 L1、L2、L3 经断路器后分成四条支路，其中的三条支路分别经接触器 KM1、KM2、KM3 的主触点后，汇与接触器 KM4 的主触点后，经热继电器 FR 后与电动机连接；第四条支路经接触器 KM5 主触点后，经按钮开关后与 N 线连接，并作为 KM1、KM2、KM3、KM4 的启动开关，为 KM1、KM2、KM3、KM4 吸合提供吸合电源。其电路结构如图 1 所示，图 1 为具有缺相失电、短路、过载过流的保护电路图。

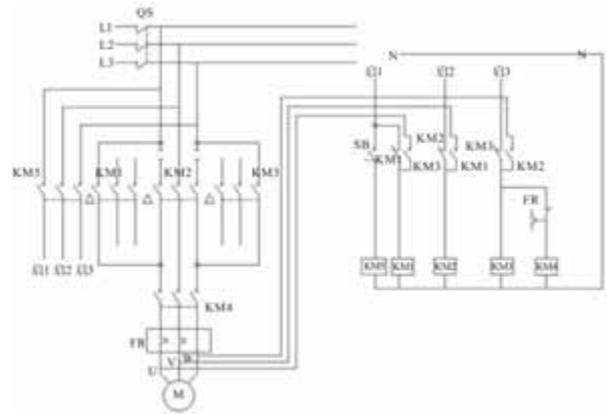


图 1 具有缺相失电、短路、过载过流的保护电路图

正常工作时：按下按钮开关，KM5 线圈吸合主触点闭合，电源 L1 相经 KM1 常闭触点、KM1 线圈与 N 线连接，电源 L2 相经 KM2 常闭辅助触点、KM2 线圈与 N 线连接，电源 L3 相经 KM3 常闭辅助触点、KM3 线圈与 N 线连接，与此同时，线圈 KM1、KM2、KM3 得电吸合主触点闭合，此时，热继电器常闭触点的 L3 相给 KM4 线圈得电吸合，KM4 的主触点闭合，电动机工作运行。同时，由电动机的 U、V、W 端反接回的三根电源线，把电源 U 相经 KM3 常开辅助触点、KM1 线圈后与 N 线连接，并作为接触器 KM1 线圈的自锁电源。把电源 V 相经 KM1 常开辅助触点、KM2 线圈后与 N 线连接，并作为接触器 KM2 线圈的自锁电源。把电源 W 相经 KM2 常开辅助触点、KM3 线圈后与 N 线连接，并作为接触器 KM3 线圈的自锁工作电源。维持 KM1、KM2、KM3 线圈吸合，就能保持接触器 KM4 吸合使电动机得电正常运行。

2.2 具有保持电源平衡的保护电路

其思路是：在原有电动机的电源 U 相线与 N 线间和电源 V 相线与 N 线间串联中间继电器，通过中间继电器的触点控制电动机的 W 相线，如此，在 U 相和 V 相出现故障时其连接的中间继电器断电，与第三相线连接的中间继电器触点也断开，三相电同时断电，确保电动机的三相电源保持平衡，以达到对电动机的保护，保障电动机长久稳定安全可靠的运行。

保持电动机三相电源平衡的保护电路包括电动机 11、热过载保护器 12、接触器 19、断路器 13、启动与停止开关、中间继电器等，其中，电动机通过热过载保护器 12、接触器触点 19-1、断路器 13 与电源 14 连接形成主回路；电动机的 U 相线通过中间继电器 20 与电动机的 N 线连接，电动机的 V 相通过中间继电器 21 与电动机的 N 线连接，且两个中间继电器线圈均连接在断路器 13 和电源 14 之间；熔断器 15、急停开关 16、中间继电器触点 20-1、中间继电器触点 21-1、停止开关 17、启动开关 18、热过载

保护器触点 12-2 与接触器线圈 19 依次串联在控制回路的 W 相线上，与电动机 11 的 N 线连接，接触器 19 上的接触器触点 19-2 与启动开关 18 并联连接形成控制回路。其电路结构如图 2 所示，图 2 为具有保持电动机三相电源平衡的保护电路图。

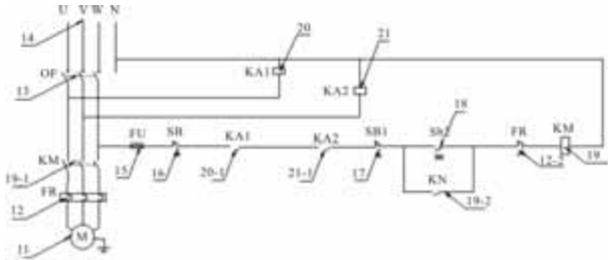


图 2 具有保持电动机三相电源平衡的保护电路图

2.3 综合保护电路的设计策略

在电动机运行中，造成电动机损坏的原因有超载、短路、过流、机械磨损、运行中缺相等多种原因，具有缺相失电、短路、过载过流的保护电路能确保电动机安全可靠地运行，但要确保电动机长久稳定安全可靠运行，功能单一的保护装置很难适应市场的发展需要，对此，需要设计一种在具有缺相失电、短路、过载过流保护电路的同时，还具有能保持电动机三相电源平衡的保护电路，将电动机进行综合保护的策略，从而对延长电机寿命，使电动机更长久稳定安全可靠地运行。综合保护电路图结合了图 1 和图 2 的功能结构，其电路结构图如图 3 所示。

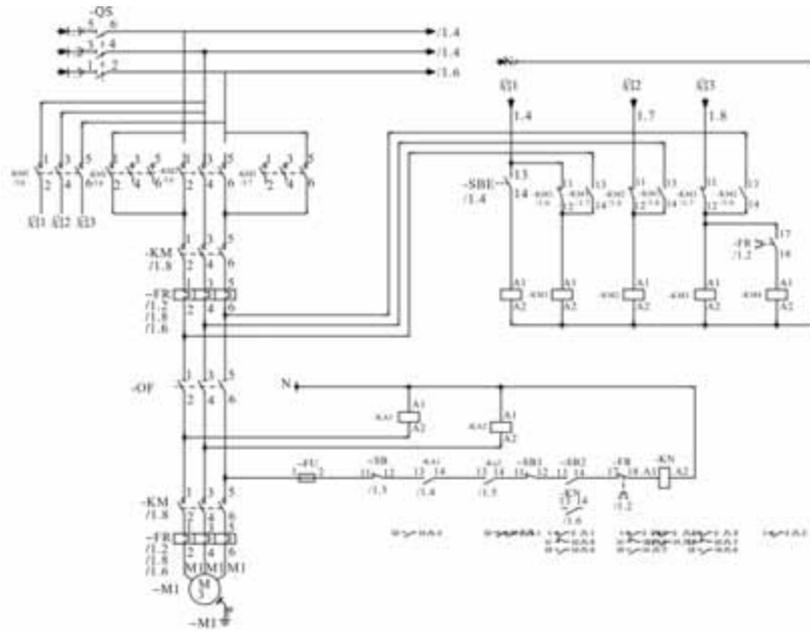


图 3 综合保护电路图

3 电路工作原理

3.1 具有缺相失电、短路、过载过流保护电路的工作原理

保护运行时：由电动机的 U、V、W 端反接回的三相电源线 L1、L2、L3 中的任何一根无电压电流通过时，能使对应的接触器线圈失电，并使接触器的主触点断开，由于接触器 KM1、KM2、KM3、KM4 是互锁联动关系，其中任何一个接触器断电都能切断电动机运行的供电电源，从而停止运行保护电动机。保护装置中的断路器在检测到运行状态下有短路故障时能瞬间动作，切断电源以保护电动机。电路中有过流过载时，保护装置中的热继电器 FR 将动作，切断 KM4 线圈电源，以停止电动机的

供电，反接回的三相电源线也同时失电，线圈 KM1、KM2、KM3 也同时停止工作，切断电源从而保护电动机。

3.2 具有保持电动机三相电源平衡电路的工作原理

正常工作时：断路器 13 闭合，中间继电器 20 和中间继电器 21 通电，其中间继电器的触点 20-1 和 21-1 闭合；启动时，启动开关 18 闭合，接触器线圈 19 吸合，接触器触点 19-2 与启动开关 18 构成并联自锁，接触器触点 19-1 闭合，电动机运行；停止时，按下停止开关 17，切断接触器 19 的控制回路电源，接触器 19 的三相触点 19-1 也断开，切断主回路电源，电动机停止工作。

出现故障时：在电动机的 U 相和/或 V 相出现故障时，其相应的相路上的中间继电器断电，与之

配对的中间继电器触点也断开，即电动机的控制回路 W 相也断电，三相电源同时断电，可确保电动机的三相平衡，以达到对电动机的保护，防止电动机烧损。

3.3 综合保护电路的工作原理

其工作原理为：按下按钮开关 SB，使电路处于具有缺相失电、短路、过载过流保护状态，按下工作启动开关 18，可以让电路进入具有缺相失电、短路、过载过流保护和具有保持电动机三相电源平衡的综合保护工作状态。

4 结 论

本设计将电源不平衡、短路、缺相、过流过载保护融合到一个电路上，并保持电动机三相电源平衡，将电动机进行综合保护，工作原理和电路结构验证了本电路中任何一保护器件一旦检测到运行电路中发生其对应的故障问题时都能实时联动切断整个运行电源，从而保护电动机，确保电动机长久稳定安全可靠地运行。综合保护电路融合了具有缺相失电、短路、过载过流的保护电路和具有能保持电动机三相电源平衡的保护电路，将电动机进行综合保护的设计策略，对电动机的保护更全面更安全可靠，简单实用，对电动机的保养和保护及推广应用将起到积极的实际意义。

参考文献

[1] 任浩天, 甘醇, 曲荣海, 等. 基于电流转矩协同控制的开关磁阻电机新型直接瞬时转矩控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(19): 7794-7806.

[2] 张治东, 刘兴辉, 阮昊, 等. 高精度电流采样电路设计[J]. 传感器与微系统, 2023, 42(10): 107-110.

[3] 翁卢晖, 姚太克, 张玄, 等. 分布式电推进飞机双永磁电动机系统控制策略[J]. 航空动力学报, 2023, 38(05): 1259-1269.

[4] 来智浩, 高钰琛, 翟常营, 等. 基于信号路径跟踪算法与并发分层架构的热过载保护装置自动校验方法研究[J]. 高压电器, 2022, 58(11): 121-127.

[5] 侯向阳, 许镇宇. 地铁车辆牵引系统电机过压及过流故障的原因分析及改进措施[J]. 城市轨道交通研究, 2022, 25(04): 174-176, 228.

[6] 钟志旺, 陈建译. 基于多联锁共享的道岔控制切换电路设计[J]. 铁道工程学报, 2022, 39(03): 101-106.

[7] 邹德东. 一种具有自锁功能的矿用蓄电池组低静态电流放电保护电路[J]. 煤矿安全, 2024, 55(11): 201-209.

[8] 张槟鑫, 许志红. 基于单极开关的并联型接触器同步控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(16): 5352-5363.

[9] 杨帆, 陈江. 矿用组合开关控制保护技术现状及发展趋势[J]. 工矿自动化, 2019, 45(08): 79-82.

[10] 孔武斌, 刘迪, 范兴纲, 等. 航空发动机多电控制系统源-网-荷架构与关键技术综述[J]. 航空学报, 2025, 46(02): 6-44.

[11] 卢刚菊, 胡天友, 张子英, 等. 基于互锁驱动方式的光电互补系统[J]. 实验室研究与探索, 2015, 34(05): 52-54, 247.

[12] 周满, 李冬辉, 王立献, 等. 电动舵机单闭环控制系统研究与设计[J]. 微电机, 2023, 56(08): 16-20 + 42. DOI: 10. 15934/j. cnki. micromotors. 2023. 08. 012.

[13] 张冬冬, 赵海森, 赵伟波, 等. 供电电源包含谐波及不平衡共存时感应电机损耗特性[J]. 电机与控制应用, 2016, 43(07): 45-50.

[14] 张天鹏, 翟亚芳, 郝申军. 低压电动机热过载保护装置的研究与设计[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(13): 125-129.

[15] 张显亮. 一种低成本的小型电动机内置缺相过载保护技术[J]. 电机与控制应用, 2014, 41(08): 61-63.

[16] 苗瑞, 袁倩倩, 张朝晖, 等. 泵用电驱动系统 EMC 问题造成系统母线电流跳变分析与思考[J]. 微电机, 2024, 57(09): 76-80.

《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

电力消防机器人无刷直流电机转速自抗扰控制算法

王文政^{1,2}, 钟亮民^{1,2}, 杨明鑫^{1,2}, 黄镇杰^{1,2}

(1. 深圳南瑞科技有限公司, 深圳 518000; 2. 南瑞集团(国网电力科学研究院)有限公司, 南京 211106)

摘要: 电力消防机器人传感器的控制指令经总线传输至电机驱动器的信号存在传输延迟, 导致闭环系统出现时滞效应, 而难以精确补偿动态扰动, 影响转速稳定性。为此, 提出电力消防机器人无刷直流电机转速自抗扰控制算法。量化时滞效应对转速动态特性的耦合影响, 提取电机扰动因子。通过扩张状态观测器将时滞扰动因子整合为可观测的总扰动; 构建转速扰动一阶对象, 获取扰动动态特性。利用获得的扰动动态特性实时计算最优控制增益系数。采用转速环-电流环的双层抗扰控制结构, 将计算得到的最优增益系数应用于自适应时滞扰动与电流扰动的协同抑制。实验结果表明, 所提算法在突加负载工况下, 转速跌落量由 400 r/min 降至 230 r/min, 转速恢复时间缩短, 电流波形稳定性提高。

关键词: 电力消防机器人; 无刷直流电机; 转速自抗扰控制; 非线性模型; 估计量

中图分类号: TM36 + 1; TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2025)09-0031-07

Automatic Disturbance Rejection Control Algorithm for Brushless DC Motor Speed of Electric Firefighting Robot

WANG Wenzheng^{1,2}, ZHONG Liangmin^{1,2}, YANG Mingxin^{1,2}, HUANG Zhenjie^{1,2}

(1. Shenzhen NARI Technologies Co. LTD., Shenzhen Guangdong 518000, China;

2. NARI Group Corporation (State Grid Electric Power Research Institute), Nanjing 211106, China)

Abstract: The control instructions of the power fire-fighting robot sensor transmitted to the motor driver via the bus have transmission delays, resulting in a time lag effect in the closed-loop system. It is difficult to precisely compensate for dynamic disturbances and affects the stability of the rotational speed. To this end, an active disturbance rejection control algorithm for the speed of brushless DC motors of power fire-fighting robots was proposed. Quantify the coupling influence of the time-delay effect on the dynamic characteristics of rotational speed and extract the motor disturbance factor. The time-delay perturbation factors are integrated into the observable total perturbation through the extended state observer. Construct the first-order object of rotational speed disturbance and obtain the dynamic characteristics of the disturbance. The optimal control gain coefficient was calculated in real time by using the obtained disturbance dynamic characteristics. The double-layer anti-disturbance control structure of the rotational speed loop-current loop was adopted, and the calculated optimal gain coefficient was applied to the cooperative suppression of adaptive time-delay disturbances and current disturbances. The experimental results show that under the condition of sudden load addition, the rotational speed drop of the proposed algorithm is reduced from 400 r/min to 230 r/min, the rotational speed recovery time is shortened, and the stability of the current waveform is improved.

Key words: electric fire fighting robot; brushless DC motor; speed self disturbance rejection control; nonlinear model; estimator

0 引言

电力设施在运行过程中, 面临着火灾等安全隐患, 一旦发生火灾, 不仅会造成巨大的经济损失, 还会危及人员生命安全。电力消防机器人作为消防救援装备的核心载体, 其动力系统性能直接决定火场任务执行效能。无刷直流电机 (Brushless Direct Current, BLDC) 因具备功率密度高、动态响应快等

优势, 成为此类机器人主驱动单元的标准配置, 其转速控制的精准度直接关系到机器人的运动性能和执行任务的能力。然而, 电力消防机器人传感器的控制指令经总线传输至电机驱动器时存在传输延迟, 这使得闭环系统出现时滞效应。时滞效应会干扰系统对动态扰动的精确补偿, 进而影响无刷直流电机的转速稳定性, 给电力消防机器人的可靠运行带来挑战, 因此, 研究无刷直流电机转速自抗扰控制具

收稿日期: 2025-05-17

基金项目: 国电南瑞科技项目资助(52460H230002)

作者简介: 王文政(1985), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为消防机器人、电力机器人。

有重要的现实意义。

目前,国内外学者在电力消防机器人无刷直流电机转速自抗扰控制方面已经开展了一定的研究工作。在控制策略上,一些先进的控制方法如改进 Rao-Blackwellized 粒子滤波(Rao-Blackwellised particle filter, RBPF)算法、比例-积分-微分(Proportional Integral Derivative, PID)鲁棒控制算法、深度学习等逐渐被引入。例如,李韬^[1]等人提出基于改进 RBPF 算法的灭火机器人自主控制方法。该方法通过改进 RBPF 动态优化粒子分布与权重,降低粒子退化率,并结合动态窗口法实时调整轨迹,以适应火场突发障碍,提高响应速度。同时,采用非线性动态自适应惯性权重改进粒子群优化,调整机器人动作参数。但该方法缺少转速环-电流环的协同抗扰设计,难以实现高精度的动态转速调节,导致控制精准度欠佳。吴雪刚^[2]等人提出移动消防机器人协同包围控制方法。构建领导-跟随模型,结合 PID 鲁棒控制算法与邻近通信机制,通过稳定性分析推导系统收敛条件,实现多机器人对火源的动态包围与精准灭火。但邻近通信机制可能引入额外的通信延迟,加剧已有的时滞问题,进而影响控制效果。国外研究则更注重先进技术在控制参数优化中的应用。Pandian D S^[3]等人采用基于深度学习的消防移动机器人控制方法。采用深度确定性策略梯度,训练机器人根据火场态势动态规划路径,通过元学习加速新场景的适应过程,在线更新模型参数以应对火场变化进行参数调整,实现机器人合理控制。但元学习机制主要用于适应环境变化,未针对控制回路的时滞问题设计补偿算法,导致控制性能不佳。Raut Divya Rangnath^[4]等人提出基于物联网的旋转消防半自主机器人控制方法。通过物联网技术实现远程监控与指令传输,结合机器人本体旋转结构与半自主决策能力。基于物联网平台实现远程控制中心与机器人的双向通信,集成灭火剂量监测模块,通过灭火阈值对比实现机器人控制。但该方法没有针对时滞问题采取有效的补偿措施,在复杂电磁干扰与高温作业环境下,时滞效应会严重影响电机转速控制精度和稳定性。

尽管现有研究方法在电机转速控制方面取得了一定的进展,但在存在时滞的情况下,难以实现对动态扰动的补偿。基于此,本研究提出一种电力消防机器人无刷直流电机转速自抗扰控制算法,重点解决时滞扰动补偿和双环协同控制等关键技术难题。该方法将时滞效应量化为可观测的扰动因子,实现

了时延与电机动态特性的精准分离;基于扰动特性实时优化控制增益,构建了具有自适应能力的双环协同抗扰架构,显著提升了系统的抗干扰性能。

1 基于时滞状态空间建模的电机扰动因子提取

在电力消防机器人所处的复杂电磁干扰与高温环境下,传感器节点至中央控制器的有线、无线通信时延 τ_k^c , 以及控制指令经总线传输至电机驱动器的执行时延 τ_k^a , 致使闭环控制系统总时延较高,严重影响无刷直流电机的转速控制精度^[5]。而电机运行过程中,时滞效应会耦合影响转速特性,为准确把握这种影响并实现高精度控制,需建立考虑时滞效应的动态响应模型,对抗扰参数进行时域动态特性解析,提取转速响应特征参数与抗扰性能的映射关系,为自抗扰控制器提供支持。

设 U 为直流侧电压, M 为绕组电感, $L_1 = L - M$ 为绕组间互感^[6], 其中, L 为电感自相关系数, i_x 为电流三相反电动势; a 、 b 、 c 为电机三相频率、电压、电流的传递系数, ($x = a, b, c$)。

相电压是无刷直流电动机运行状态的关键表征量,其变化直接关联着电机内部电磁过程,从而为准确提取受时滞影响的电机扰动因子提供基础数据。无刷直流电动机的相电压遵循如下方程:

$$U_x = Ri_x + L_1 dt di_x + e_x \quad (1)$$

式中, U_x 为相电压; R 为相电阻; e_x 为电压三相反电动势。

电流子系统方程能反映电机电气侧动态特性,结合时滞状态空间建模,可从中解析出因时滞等因素引发的电流相关扰动因子。而转速子系统方程体现电机机械运动特性,能在时滞建模框架下提取影响转速稳定的扰动因子。由此,将无刷直流电动机的电流子系统与转速子系统方程表示为

$$\dot{i}_x = -Ri_x/L_1 + L_1 U_x - L_1 e_x \quad (2)$$

$$\dot{\omega} = -D\omega/J + e_i/\omega J - T_1/J \quad (3)$$

式中, $\dot{\omega}$ 为角速度; J 为转动惯量^[7]; e_i 为电磁转矩。

在提取电机扰动因子过程中,需将复杂的电机方程进行简化与变换,将相电压、反电动势等物理量进行整合,以新参数构建更简洁且便于分析的电流表达式,从而更清晰地分离和识别因时滞等因素产生的扰动因子,为后续准确提取受时滞影响的电机扰动因子奠定基础。因此,将相电压方程、电流子系统方程整理为

$$\begin{cases} c = U_x/L_1 - e_x/L_1 \\ b = -R/L_1 \\ \dot{i}_x = c + bi_x \end{cases} \quad (4)$$

通过式(4)的推导结果可知, 设控制回路总时延^[8]为 $\tau_k = \tau_k^c + \tau_k^a$ 且 $0 \leq \tau_k < T$ (T 为控制周期)。电力消防机器人传感系统通常采用时间驱动机制, 其控制架构以固定采样周期对无刷直流电机运行状态进行周期性数据采集。基于该采样方式建立的被控对象传递函数可表示为

$$\frac{N(s)}{U(s)} = \frac{b}{s^2 + as + c} \quad (5)$$

其中, $a = \frac{r}{L - M}$ 、 $b = \frac{30K_e}{J(L - M)_\pi}$ 、 $c = \frac{2K_e^2}{J(L - M)}$ 。

$N(s)$ 为拉普拉斯变换函数^[9]; $U(s)$ 为变换后的环境

$$\begin{cases} x_1(k+1) = x_1(k) + Tx_2(k) \\ x_2(k+1) = e^{-aT}x_2(k) - \frac{b}{a}(e^{-a(T-\tau_k)} - 1)u(k) - \frac{b}{a}(e^{-aT} - e^{-a(T-\tau_k)}) \\ u(k-1) + \frac{c}{a}e^{-aT}x_1(k) \end{cases} \quad (8)$$

式中, $x_1(k)$ 为离散时刻下第一个状态变量; $x_1(k+1)$ 为初始状态; e^{-aT} 为电机初始转速; $e^{-a(T-\tau_k)}$ 为离散后电机时延转速; $u(k)$ 、 $u(k-1)$ 为当下时刻和下一时刻状态扩张系数^[11]。

给出包含扩张状态的新电机转速状态模型为

$$\begin{cases} x_1(k+1) = x_1(k) + Tx_2(k) \\ x_2(k+1) = x_2(k) + T\left(x_3(k) + \frac{b}{Ta}u(k)\right) \\ x_3(k+1) = x_3(k) + T\omega(k) \end{cases} \quad (9)$$

式中, $\omega(k)$ 由时延效应引起的系统扰动分量。

通过建立的包含时延系数的电机状态空间模型, 精确量化通信时延与总线传输时延对转速动态特性的耦合影响, 提取电机扰动因子:

$$\begin{cases} e(k) = z(k) - v(k), fe = fel(e(k), 0.5, \delta) \\ fel = fal(e(k), 0.25, \delta) \\ \omega_1(k) = z_1(k) + h(z_2(k) - \beta_{01}e(k)) \\ \omega_2(k) = z_2(k) + h(z_3(k) - \beta_{02}fe + b_0u(k)) \\ \omega_3(k) = z_3(k) + h(-\beta_{03}fel) \end{cases} \quad (10)$$

式中, $fel()$ 为非线性函数; $z_1(k)$ 、 $z_2(k)$ 、 $z_3(k)$ 为扰动增益系数^[12]; β_{01} 、 β_{02} 、 β_{03} 为更新系数; h 为离散化步长; δ 为调节系数^[13]; $\omega_1(k)$ 、 $\omega_2(k)$ 、 $\omega_3(k)$ 为三相扰动因子。

通过上述基于时滞状态空间建模的方式, 可对抗扰参数进行时域动态特性解析, 提取转速响应特征参数与抗扰性能的映射关系, 为自抗扰控制器提

采集数据; s^2 为复变量算子; K_e 、 K 为电动势系数。

将式(5)改写为电机的状态空间模型:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -cx_1 - ax_2 + bu \end{cases} \quad (6)$$

式中, \dot{x}_1 为直流电机的转速变量; \dot{x}_2 为加速度变量; u 为时延系数。

给出电力消防机器人采集现场数据的传输时序 $u(t)$ 为

$$u(t) = \begin{cases} u_{k-1}, t_k \leq t \leq t_k + \tau_k \\ u_{k-1}, t_k + \tau_k \leq t \leq t_k + T \end{cases} \quad (7)$$

式中, u_{k-1} 为包含时延的离散系数^[10]。

建立考虑时延影响的机器人动力系数采集模型如下:

供支持, 进而实现无刷直流电机的高精度自抗扰控制。

2 电力消防机器人无刷直流电机转速自抗扰控制

在完成基于时滞状态空间建模的电机扰动因子提取后, 虽明确了时滞效应对电机转速动态特性的耦合影响并提取出扰动因子, 但这些扰动因子仍会干扰电机转速控制。由于时变时滞与复杂扰动的动态耦合特性难以直接补偿, 为进一步消除干扰、保障电机在复杂电磁干扰与高温等恶劣工况下稳定精确运行, 需进行电力消防机器人无刷直流电机转速自抗扰控制。利用扩张状态观测器将时滞扰动等整合为可观测总量, 构建转速扰动一阶模型以实现动态表征; 同时设计自适应补偿机制, 基于观测结果实时优化控制增益; 最终通过转速-电流双环控制结构, 对时滞扰动进行闭环补偿, 从而完成高精度自抗扰控制, 提高电机转速控制精度和稳定性, 确保电力消防机器人执行任务时的可靠性和有效性。

设计扩张状态观测器 (Extended State Observer, ESO)^[14] 将时滞扰动整合为总扰动, 表达式如下:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 + \omega_1(k)\beta_1(y - z_1) \\ \dot{z}_2 = z_3 + \omega_2(k)\beta_2(y - z_1) + b_0u \\ \dot{z}_3 = \beta_3\omega_3(k)(y - z_1) \end{cases} \quad (11)$$

式中, z_3 为总扰动估计量, β_1 、 β_2 、 β_3 为观测器增益

系数。

为实现对转速扰动的动态表征, 构建转速扰动一阶对象 dy/dt , 其方程为

$$dy/dt = f(\dot{z}_1, \dot{z}_2, \dot{z}_3) + bu \quad (12)$$

式中, f 为扰动对象状态估计量; b 为补偿估计。

基于 ESO 的输出结果, 实时计算最优控制增益。引入线性函数计算 b 的最适应系数:

$$\begin{cases} v_1' = -Rfal(v_1 - v, \alpha_0, \delta_0) \\ \varepsilon = z_1 - y \\ z_1' = z_2 - \beta_1 fal(\varepsilon, \alpha_0, \delta_0) + b_0 u \\ z_2' = -\beta_2 fal(\varepsilon, \alpha_0, \delta_0) \\ \varepsilon_1 = v_1 - z_1 \\ u_0 = \beta_3 fal(\varepsilon, \alpha_0, \delta_0) \\ u = u_0 - z_2/b_0 \end{cases} \quad (13)$$

式中, α_0 为误差量; δ_0 为电流环扰动项; ε 、 ε_1 为转速扰动控制系数; b_0 为补偿增益系数^[15]; v_1' 、 v_1 为机器人速度的状态变量; β_1 、 β_2 、 β_3 为控制增益系数; u 、 u_0 为电压控制量。

将式(13)与提取电机扰动因子的式(10)进行深度耦合, 将补偿估计参数动态注入到控制公式中。通过补偿估计量与控制增益系数的对应, 在转速-电流双环中实现分层补偿, 计算最稳定转速控制量为

$$\frac{di}{dt} = -\frac{Ri}{L-M} + \omega_1(t) + \frac{u}{2(L-M)} \quad (14)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = -\frac{B\omega}{J} + \omega_2(t) + \frac{2k_c p_i}{J} \quad (15)$$

式中, k_c 为持续变化状态增长量^[16]。

基于上述过程, 给出电力消防机器人无刷直流电机转速自抗扰控制算法。实现流程如下:

(1) 计算电机转速扰动一阶对象, 并引入扰动对象状态估计量。

(2) 引入线性函数计算最适应系数, 计算转速控制增益系数。

(3) 求得最稳定转速控制量以速度环-电流环-无刷电流机, 按照转速所需控制增益系数, 在速度环-电流环-无刷直流电机的控制结构中进行补偿控制, 完成对电机转速的高精度自抗扰控制, 保障电机在复杂电磁干扰与高温等恶劣工况下稳定精确运行。

3 性能测试

3.1 测试环境

为测试电力消防机器人无刷直流电机转速自抗扰控制算法的实际应用性能。设置一套完整的实验模拟平台, 转速信号采集系统采用光电编码器作为

前端传感器, 经单片机进行脉冲时序解码与位置增量计算, 获得实时转速数据后通过数模转换接口输出至示波器, 形成转速-时间波形。对外环非线性状态误差反馈律与扩张状态观测器的增益系数实施迭代优化, 而电流内环控制器参数保持不变。实验参数如表 1 所示。实验环境结构如图 1 所示。图 2 中 A、B、C 为三相交流负载; Q1 ~ Q6 为晶体管; DC+ 为电源正极; DC- 为电源负极。

表 1 实验相关详细参数示意

参数	参数值
额定电压/V	56
额定转矩/Nm	0.6
额定转速/(r/min)	0 ~ 440
相电阻/ Ω	0.68
有效电感/ $kg \cdot m^2$	1.58×10^{-6}
反电势系数/(Vrad/s)	0.08
转动惯量	0.05
跟踪因子	0.1
滤波因子	0.5

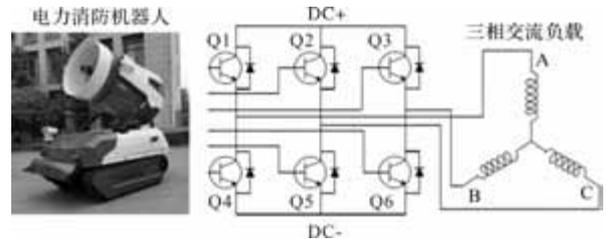
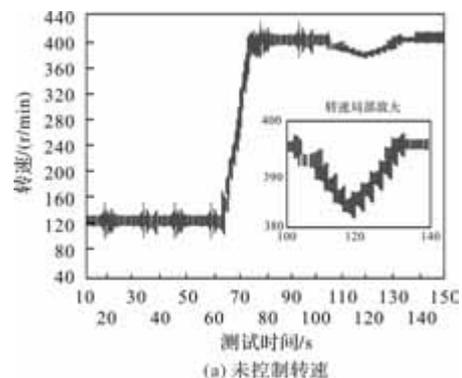


图 1 电力消防机器人无刷直流电机转速结构

3.2 无刷直流电机转速自抗扰控制结果对比分析

给出电力消防机器人无刷直流电机转速控制前后的局部放大图, 通过电机转速的加载幅值和走势情况来验证所提方法自抗扰控制能力。为模拟干扰环境在其中引入突加负载量, 并与基于改进粒子 RBPF 算法的灭火机器人自主控制方法、移动消防机器人协同包围控制方法进行对比分析, 得到实验结果如图 2 所示。



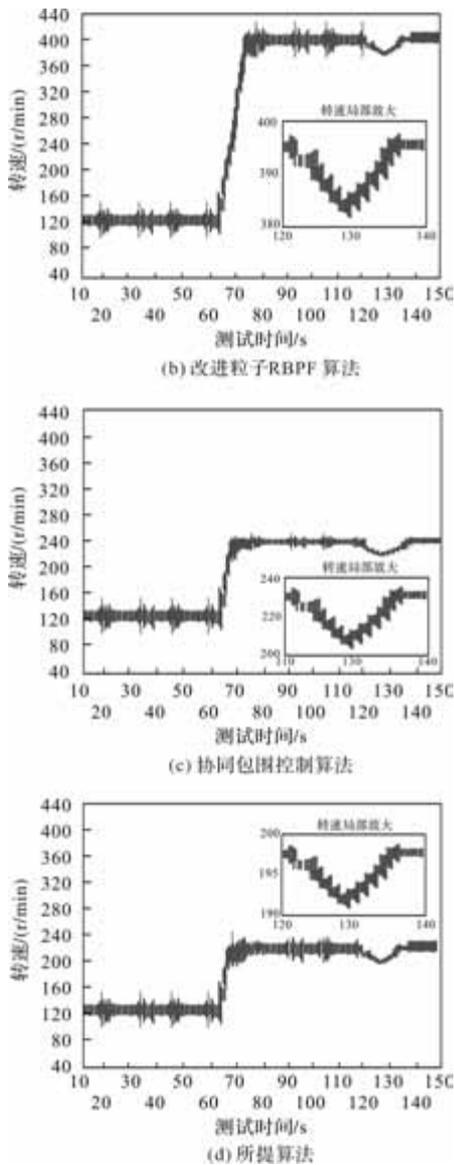


图2 三种算法机器人无刷直流转速自抗扰控制结果

如图2(a)所示，在未施加任何控制方法时，电机在突加负载的瞬间，转速出现大幅跌落，从正常转速迅速下降到较低水平，且恢复时间较长。这表明电机在面对负载扰动时，自身无法有效抵抗干扰，转速稳定性极差，无法满足电力消防机器人在复杂工况下对转速精度的要求。如图2(b)所示，相较于未控制情况，该算法在一定程度上减小了突加负载瞬态转速跌落量，但跌落幅度仍然较大。并且，在转速恢复过程中，存在明显的波动，恢复时间也较长。这说明该算法虽然对负载扰动有一定的抑制作用，但控制效果不够理想，无法快速、稳定地将电机转速恢复到预期值，在应对复杂工况下的负载变化时，仍存在较大局限性。如图2(c)所示，该方法在突加负载时，转速跌落情况与改进粒子RBPF算法类似，跌落幅度也较大。在转速恢复阶段，同样

存在明显的转速波动，且恢复速度较慢。这表明该算法在抑制负载扰动、提高转速稳定性方面表现不佳，难以有效应对电机运行过程中的各种干扰因素，无法为电力消防机器人提供稳定的转速控制。如图2(d)所示，经过所提算法控制后，突加负载瞬态转速跌落量显著降低，由400 r/min降至230 r/min，降低幅度达42.5%，充分表明所提算法有效提高了无刷直流电机的转速控制精度(突加负载瞬态转速跌落量大幅降低)和稳定性(转速波动小)。这是因为所提算法通过自抗扰控制技术，实时估计并补偿了电机运行过程中的各种扰动，使电机能够按照预期的转速要求精确运行，为电力消防机器人在复杂电磁干扰与高温等恶劣工况下稳定、精确地执行任务提供了有力保障。

3.3 基于转子位置信号的自抗扰控制结果对比分析

转子位置信号是电机控制尤其是无刷直流电机中的关键参数，用于实时感知转子角度、实现精确换相、矢量控制及高效能运行。以转子位置信号是否满足正态分布为指标，给出三种算法的控制对比结果如图3所示。

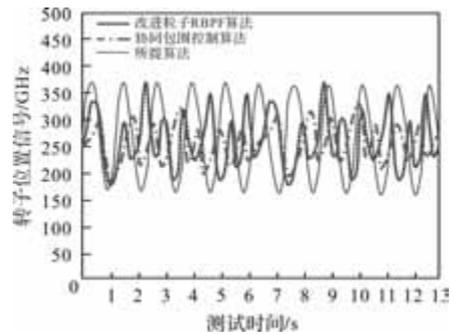


图3 三种算法转子位置信号波形变化

从图3中可以看出，改进粒子RBPF算法和协同包围控制方法，这两种算法控制下的转子位置信号波形偏离正态分布，偏度较大。这意味着转子位置信号存在较大的波动和不确定性，无法准确反映转子的实际位置。这可能导致电机在换相和矢量控制过程中出现误差，影响电机的运行效率和稳定性，进而降低电力消防机器人的工作性能。基于所提算法调控的转子位置波形呈现显著的正态分布特征，偏度较小。这表明所提算法通过线性补偿，能够有效减小转子位置信号的波动和不确定性，使转子位置信号更加准确地反映转子的实际位置。这有助于实现电机的精确换相和矢量控制，提高电机的运行效率和稳定性，为电力消防机器人的精确运行提供

了重要支持。

3.4 控制前后机器人无刷直流电机电流波形控制结果

当机器人无刷直流电机转速受到干扰时,内部电流波形会存在紊乱波动,基于控制前后电机电流波形变化进行实验测试,三种算法的控制结果如图4所示。

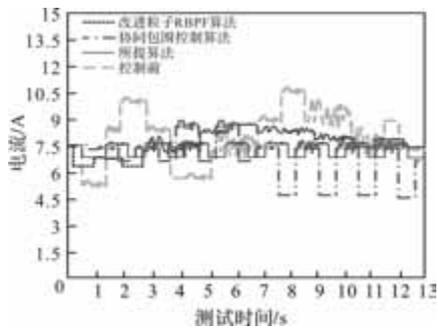


图4 三种算法控制前后电机电流波形对比

从图4中可以看出,未施加控制时,电机电流波形存在明显的周期性畸变,且在负载突变工况下,高频分量与低频基波的幅值波动比较大,呈现显著的幅频耦合紊乱现象。这表明电机在面对负载扰动时,电流无法保持稳定,不仅会影响电机的正常运行,还可能导致电机发热、效率降低等问题,严重时甚至会损坏电机,影响电力消防机器人的可靠性和安全性。改进粒子RBPF算法和协同包围控制方法控制下,电机电流波形虽然在一定程度上有所改善,但仍然存在明显的低频脉动现象,且对高频开关噪声的衰减能力不足。这说明这两种算法在抑制电流谐波和保证电流动态稳定性方面效果有限,无法有效消除电机运行过程中的各种干扰对电流的影响,难以满足电力消防机器人对电机电流稳定性的要求。相比之下,所提算法对电机电流谐波抑制与动态稳定性的改善效果最为显著。控制后,电机电流波形基本保持稳定,有效改善了未控制前电流的不稳定性和高低频转换紊乱情况。这表明所提算法能够实时估计并补偿电机运行过程中的各种扰动,对电流进行精确控制,确保电机在复杂工况下能够稳定、高效地运行,为电力消防机器人的可靠执行任务提供了有力保障。

4 结论

本研究针对电力消防机器人在复杂电磁干扰与

高温环境下的电机控制问题,提出基于自抗扰控制的无刷直流电机转速控制算法。具体内容如下:

(1)通过建立含时延系数的状态空间模型,量化通信和总线时滞对转速的影响,并采用扩张状态观测器(ESO)将其整合为可观测的总扰动。

(2)设计基于LESO的自适应补偿机制,结合转速环-电流环双环抗扰控制结构,实现对时滞扰动的闭环补偿。

(3)该算法使突加负载工况下的转速跌落量从400 r/min降至230 r/min,提升转速恢复平稳性,并有效抑制电流谐波,为极端环境下的机器人运动控制提供有效解决方案,具有推广至其他特种作业机器人的潜力。

参考文献

- [1] 李韬,郑恩让. 基于改进粒子RBPF算法的室内自主导航灭火机器人[J]. 实验室研究与探索, 2023, 42(1): 89-93.
- [2] 吴雪刚. 变电站自主移动消防机器人集群的协同包围控制[J]. 科技与创新, 2025, (4): 53-55.
- [3] Pandian D S. Optimized deep learning approach for automated fault diagnosis in mobile robot used for fire-fighting application[J]. Evolving Systems, 2025, 16(2): 1-17.
- [4] Raut Divya Rangnath, Godhane Dhanraj Umesh, Padvi Vaishali Shivaji, et al. IoT-based Rotating Firefighting Semi-autonomous Robot[J]. Semiconductor Devices & Circuits, 2023, 10(1): 37-43.
- [5] 张玉,杨宏万,王鹏. 自适应遗传模糊双闭环控制的微电网母线稳压[J]. 计算机仿真, 2023, 40(01): 107-111.
- [6] 张延庆,李永志,尹忠刚. 基于变增益滑模观测器的无刷直流电机无传感器控制[J]. 电力电子技术, 2025, 59(07): 125-133.
- [7] 刘宇恒,章国宝,刘文景. 管桩自动焊接机器人双电机转速协同控制[J]. 控制工程, 2025, 32(02): 273-279.
- [8] 刘刚,张红,王晓磊,等. 末端速度操控的重载冗余机械臂运动学分析与仿真验证[J]. 液压与气动, 2023, 47(6): 11-18.
- [9] 杨东冉,张彬,郑庆功,等. 船用蛇形机器人的蜿蜒运动偏移机理及矫正[J]. 大连海事大学学报, 2024, 50(2): 67-74, 80.
- [10] 杜传胜,高焕兵,侯宇翔,等. 基于改进双向A*算

- 法的消防机器人路径规划[J]. 计算机与现代化, 2023, (4): 15-19, 25.
- [11] 王斌, 冯爽, 陈祥. 基于 Arduino 单片机与 LabVIEW 的消防机器人设计[J]. 机械制造与自动化, 2024, 53(5): 213-217.
- [12] 钟琳, 蒋旭东. 地震救援机器人的地理环境动态觉察功能优化设计[J]. 自动化技术与应用, 2023, 42(10): 10-13, 57.
- [13] 李昊楠, 毛剑琳, 张凯翔, 等. 一种基于安全区间的多机器人路径 k 鲁棒规划算法[J]. 仪器仪表学报, 2023, 44(10): 274-282.
- [14] 段超, 刘亚静, 孙章军, 等. 基于线性扩张状态观测器的电流谐波抑制[J]. 微电机, 2022, 55(02): 51-55, 75.
- [15] 殷生晶, 王晓琳, 张艳. 基于扰动观测器补偿的高速永磁同步发电机稳压控制策略[J]. 电工技术学报, 2023, 38(14): 3800-3811.
- [16] 岳凡, 艾尔肯·亥木都拉, 郑威强. 基于多策略改进的 SMC-GTO 电机速度跟踪控制[J]. 现代电子技术, 2024, 47(16): 69-75.
- (上接第 14 页)
- [2] 张荣婷, 张金圈, 宋启峰, 等. 滚动转子压缩机摩擦噪声数值模拟及试验研究[J]. 噪声与振动控制, 2022, 42(02): 29-33, 66.
- [3] 万书亭, 张伯麟, 赵晓艳, 等. 基于振动信号的风力发电机组瞬时转速波动特性提取方法研究[J]. 太阳能学报, 2024, 45(11): 439-446.
- [4] 王莹. 考虑转速波动的风力发电机组机电故障特性分析与诊断[D]. 北京: 华北电力大学, 2024.
- [5] 储剑波, 胡育文, 黄文新, 等. 一种抑制永磁同步电机转速脉动的方法[J]. 电工技术学报, 2009, 24(12): 43-49.
- [6] 张文娟, 黄守道, 高剑, 等. 压缩机用永磁同步电机转速脉动的抑制[J]. 控制理论与应用, 2013, 30(11): 1422-1428.
- [7] 高丽真, 廉廷雷, 谭二雷. 一种基于前馈补偿的电机转速波动抑制算法[C]. 第十九届河南省汽车工程科技学术研讨会论文集, 2022: 138-141.
- [8] 童怀, 陈坚波, 朱骁, 等. 负载周期波动永磁同步电动机前馈补偿控制[J]. 微特电机, 2018, 46(08): 52-56.
- [9] 郑仕达, 邓镞峰, 古汤汤, 等. 基于二分法的 PMSM 压缩机转速脉动抑制方法[J]. 电工技术, 2020, (17): 138-142.
- [10] 雷旭东, 孙旭东, 柴建云. 基于负载转矩观测的永磁同步电机抑制转速脉动控制方法[J]. 微电机, 2021, 54(10): 49-53.
- [11] L. Zhu, G Zhang, R Jing, et al. Nonlinear Active Disturbance Rejection Control Strategy for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2022, 37(3): 2119-2129.
- [12] 方圣龙, 樊继东. 一种基于自抗扰的永磁同步电机复合控制策略[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(10): 62-69.
- [13] 朱德明, 张军, 白晨光. 基于卡尔曼滤波器的永磁同步电机自抗扰控制[J]. 微特电机, 2022, 50(05): 62-67.
- [14] X Zhang, Y He. Robust Model Predictive Direct Speed Control for SPMSM Drives Based on Full Parameters and Load Observer[C]. Proceedings of the IEEE International Symposium on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics, Quanzhou, China, 2019: 1-5.
- [15] 马雨新, 雷子奇, 顾萍萍, 等. 基于改进型超螺旋滑模线性自抗扰的永磁同步电机速度控制研究[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(09): 103-112.
- [16] C Yang, B Song, Y Xie, et al. Adaptive Identification of Nonlinear Friction and Load Torque for PMSM Drives via a Parallel-Observer-Based Network With Model Compensation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(5): 5875-5897.
- [17] D Z Wang, J J Liu, S Miao, et al. Rotor position estimation method for permanent magnet synchronous motor based on super-twisting sliding mode observer[C]. 37th Chinese Control Conference(CCC). Wuhan, 2018: 5634-5638.
- [18] 唐娟娟, 周骅, 张正平, 等. 搭载超螺旋滑模观测器的永磁同步电机无传感器控制策略[J]. 探测与控制学报, 2023, 45(02): 115-121.
- [19] 章回炫, 范涛, 边元均, 等. 永磁同步电机高性能电流预测控制[J]. 电工技术学报, 2022, 37(17): 4335-4345.
- [20] 张子灵, 张峰, 姚虹阳, 等. 基于负载观测器的永磁同步电机二自由度控制[J]. 微特电机, 2024, 52(10): 43-47, 53.

基于内模控制器的神经网络多模型控制方法研究

唐 军¹, 张 皓², 陈伟军³

(1. 宜宾职业技术学院 电子信息与人工智能学院, 四川 宜宾 644000; 2. 雅安职业技术学院 智能制造与信息工程学院, 四川 雅安 625100; 3. 岭南师范学院 电子与电气工程学院, 广东 湛江 524048)

摘要: 由于内模控制具有结构清晰、原理简单、控制参数少, 易于整定和扩展等优点, 能够根据偏差信号的变化, 仅调节一个参数就能达到较为满意的控制效果。因此, 本文以控制不同阶次及参数的直流电机模型为应用背景, 利用整定好控制参数的多个内模控制器, 在线采集每个控制器的输入输出数据集, 并对数据集进行优化处理后, 送入神经网络进行离线训练, 并将训练好的网络作为多个直流电机模型的通用控制器。Matlab 仿真表明: 当控制多个直流电机模型时, 该控制方法与多个内模控制器相比, 无超调量, 且最长调节时间、上升时间、延迟时间分别为 0.707 s、0.449 s、0.218 s, 不仅具备每个内模控制器的单模型控制能力, 而且响应速度更快、超调量更小。

关键词: 内模控制; 神经网络; 多模型控制器; 离线训练

中图分类号: TM381; TP273+.3; TP273+.4 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2025)09-0038-08

Research on Neural Network Multi-model Control Method Based on Internal Model Controller

TANG Jun¹, ZHANG Hao², CHEN Weijun³

(1. School of Electronic Information and Artificial Intelligence, Sichuan Yibin Vocational And Technical College, Yibin Sichuan 644000, China; 2. School of Intelligent Manufacturing and Information Engineering, Ya'an Polytechnic College, Ya'an Sichuan 625100, China; 3. School of Electronics and Electrical Engineering, Lingnan Normal University, Zhanjiang Guangdong 524048, China)

Abstract: Because internal model control has the advantages of clear structure, simple principle, few control parameters, easy adjustment and expansion, it can achieve a relatively satisfactory control effect by adjusting only one parameter according to the change of the deviation signal. Therefore, this paper took the DC motor model with different orders and parameters as the application background, and used multiple internal model controllers with adjusted control parameters to collect the input and output data sets of each controller online. After optimizing the data sets, they were sent to the neural network for offline training, and the trained network was used as a universal controller for multiple DC motor models. Matlab simulation shows that when controlling multiple DC motor models, this control method has no overshoot compared with multiple internal model controllers, and the longest adjustment time, rise time and delay time are 0.707s, 0.449s and 0.218s respectively. It not only has the single model control capability of each internal model controller, but also has faster response speed and smaller overshoot.

Key words: internal model control; neural network; multiple model controller; off-line training

0 引言

由于经典控制算法比例积分微分(Proportion Integral Differential, PID)的结构较为清晰, 原理相对简单, 工程化实现也比较容易, 已经长期广泛应用于各类自动控制系统中^[1-3]。自从1942年, John Ziegler 和 Nathaniel Nichols 就针对 PID 控制器参数调节

问题, 提出著名的 Z-N 参数整定法并给出 PID 参数的经验计算公式后, 使得工业界相当多的控制问题都能用 PID 算法来解决^[4]。但是 PID 算法本身还存在着诸多缺陷, 在实际应用时, 如果没有丰富的控制经验与参数调试经验, 以及没有对被控对象的动力学模型有所了解, 和对系统运行工况有所把握等诸多前提条件, 很难达到想要的控制效果^[5-8]。例

收稿日期: 2025-03-12

基金项目: 宜宾职业技术学院 2024 年科研项目(小规模农业环境下低成本农业物联网的应用研究 24ZRYB-08)

作者简介: 唐 军(1981), 男, 硕士, 研究方向为物联网技术。

通讯作者: 张 皓(1992), 男, 硕士, 研究方向为人工智能与先进控制。

陈伟军(1979), 男, 博士, 研究方向为电磁场与天线技术。

如，在整定 PID 控制参数时，利用 Z-N 整定法中的经验计算公式，将算出的参数用于控制时，往往不能直接满足生产工艺所需的控制要求，还需要进一步进行细调、微调，并且由于 PID 算法有三个参数需要调节，这使得调参工作变得十分复杂繁琐^[9-11]。

内模控制 (Internal model Control, IMC) 是 Smith 预估补偿控制器的一种扩展，与 PID 算法相比，控制参数更少只有一个参数，整定更为方便，大大降低了参数调节的难度，并且同样具有结构简单、易于实现等特点，被大量应用于各种控制场合^[12-16]。文献[17]针对不稳定的二阶时滞系统，设计 IMC 算法，减少参数调节数量，整定出满足生物反应器温度控制要求的控制参数。文献[18]针对电烤箱的非精确数学模型，调节 IMC 滤波参数，有效改善了被控对象模型失配对系统的影响。文献[19]采用 IMC 控制器，实现机器人磨削恒力控制。文献[20]提出基于 IMC 的电液位置力复合阻抗控制策略，实现位置和力的平滑切换。文献[21]针对永磁同步电机的电流环控制，提出了一种二自由度 IMC 控制策略，解决了电机动态响应性能变差的问题。文献[22]以温度控制系统为例，根据对象数学模型设计 IMC 控制算法，实现了较好的控制效果。文献[17-22]中的 IMC 控制器都是根据对象的数学模型，设计了合适的控制参数，如果对象结构或者参数出现了大范围的变化，则控制性能会显著降低，甚至出现系统振荡，影响稳定性。为了保证在控制性能不衰减的前提下，实现多模型控制。文献[23]提出基于分数阶 PID 控制器的神经网络多模型控制策略，并应用于温度控制系统中，取得了较为满意的效果，但分数阶 PID 具有五个控制参数，相对传统 PID 而言虽然控制自由度更加灵活，但大大增加了调参难度，间接使得该控制策略中“样本控制器”优质数据的采集过程变得极为繁琐和困难。

本文采用只有一个控制参数，整定更为简便的 IMC 控制器获取优质数据，并在神经网络模型中进行训练，将训练好的基于内模控制的神经网络多模型控制器 (Internal model Control Neural Network, IMC-NN) 同时替换多个单模型“IMC 样本控制器”，并控制多个具有不同阶次及参数的直流电机模型，再与“IMC 样本控制器”共同仿真分析及性能指标的比较，充分展示 IMC-NN 的优越性，既可以实现多个直流电机对象的控制，还比单模型“IMC 样本控制器”的性能指标更强。

1 多模型训练与控制系统

IMC 单模型控制系统结构如图 1 所示。

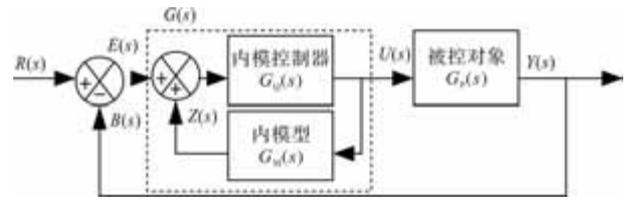


图 1 IMC 单模型控制系统

由图 1 可知，在 IMC 单模型控制系统中，“IMC 样本控制器”的等效反馈控制器 $G_C(s)$ 的表达式为

$$G_C(s) = \frac{G_Q(s)}{1 - G_Q(s)G_M(s)} \quad (1)$$

将式中的 $G_M(s)$ 分解为

$$G_M(s) = G_{M-}(s)G_{M+}(s) \quad (2)$$

式中， $G_{M-}(s)$ 为最小相位部分即可逆部分； $G_{M+}(s)$ 为纯滞后及不稳定的零点部分。

再引入低通滤波器：

$$f(s) = \frac{1}{(1 + ns)^r} \quad (3)$$

式中， n 为滤波系数， r 为相对阶次， s 为复变量，与 $G_{M-}(s)$ 相除得：

$$G_Q(s) = \frac{f(s)}{G_{M-}(s)} = f(s)G_{M-}^{-1}(s) \quad (4)$$

将式(4)代入式(1)得：

$$G_C(s) = \frac{f(s)G_{M-}^{-1}(s)}{1 - f(s)G_{M-}^{-1}(s)G_{M+}(s)} \quad (5)$$

在工业自动化生产中，直流电机作为生产设备与传动系统的关键部件，常常决定着产品制造与加工的精度、效率，以及其它工艺参数，而对于不同产品的加工制造以及不同要求的工艺参数，使用的直流电机也不同，其相应的传递函数模型也存在着差异。

本文将文献[24]、文献[25]，以及文献[26]中的实际直流电机模型设为：三个被控对象 $G_{p1}(s)$ 、 $G_{p2}(s)$ 、 $G_{p3}(s)$ ，并分别设计出三个“IMC 样本控制器”即： $G_{c1}(s)$ 、 $G_{c2}(s)$ 、 $G_{c3}(s)$ ，再分别搭建出三条通道下的 IMC-NN 数据采集系统，如图 2 所示。图中， $G_{p1}(s)$ 、 $G_{p2}(s)$ 、 $G_{p3}(s)$ 的结构参数分别为^[24-26]

$$G_{p1}(s) = \frac{K}{T_s s + 1} = \frac{1.59}{0.02s + 1} \quad (6)$$

$$G_{p2}(s) = \frac{K}{(T_1s + 1)(T_2s + 1)} = \frac{1}{(0.017s + 1)(0.04s + 1)} \quad (7)$$

$$G_{p3}(s) = \frac{K}{T_1s^2 + T_2s + 1} = \frac{1}{0.00624s^2 + 0.172s + 1} \quad (8)$$

式中, K 为静态增益, T 、 T_1 、 T_2 为时间常数, s 为复变量。

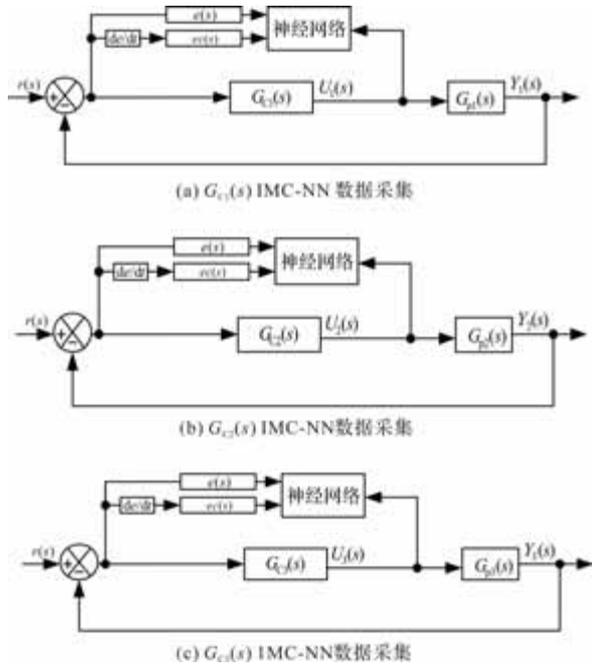


图2 IMC-NN 三通道数据采集系统

为了简化“IMC 样本控制器”设计, 根据式(6)~式(8), 设 $G_{M1}(s) = G_{p1}(s)$ 、 $G_{M2}(s) = G_{p2}(s)$ 、 $G_{M3}(s) = G_{p3}(s)$ 由式(2)将 $G_{M1}(s)$ 、 $G_{M2}(s)$ 、 $G_{M3}(s)$ 分解为

$$G_{M1-}(s) = \frac{K}{Ts + 1} \quad (9)$$

$$G_{M2-}(s) = \frac{K}{(T_1s + 1)(T_2s + 1)} \quad (10)$$

$$G_{M3-}(s) = \frac{K}{T_1s^2 + T_2s + 1} \quad (11)$$

$$G_{M1+}(s) = G_{M2+}(s) = G_{M3+}(s) = 1 \quad (12)$$

为了使式(4)中内模控制器 $G_Q(s)$ 的传递函数为复变量 s 的有理真分式函数^[27], 则式(3)中低通滤波器参数 r 的取值应有 $r \geq 1$, 采用一阶低通滤波器取 $r = 1$, 并将式(3)~式(4), 式(6)~式(12)代入式(5)得:

$$G_{C1}(s) = \frac{Ts + 1}{Kn_1s} = \frac{0.02s + 1}{1.59n_1s} \quad (13)$$

$$G_{C2}(s) = \frac{(T_1s + 1)(T_2s + 1)}{Kn_2s} = \frac{(0.017s + 1)(0.04s + 1)}{n_2s} \quad (14)$$

$$G_{C3}(s) = \frac{T_1s^2 + T_2s + 1}{K(n_3s + 1)} = \frac{0.00624s^2 + 0.172s + 1}{n_3s + 1} \quad (15)$$

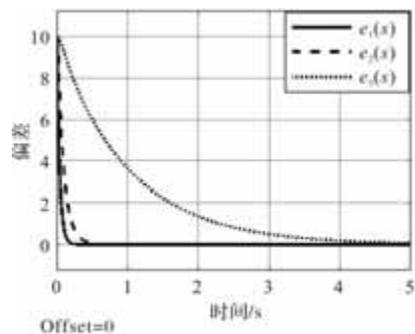
由式(13)~式(15)可知, 三个“IMC 样本控制器”的等效反馈控制器 $G_{C1}(s)$ 、 $G_{C2}(s)$ 、 $G_{C3}(s)$ 均只需调节一个控制参数 n_1 、 n_2 、 n_3 , 便能优化直流电机控制系统性能。

根据图2所示, 本文首先搭建由 $G_{C1}(s)$ 控制 $G_{p1}(s)$ 、 $G_{C2}(s)$ 控制 $G_{p2}(s)$ 、 $G_{C3}(s)$ 控制 $G_{p3}(s)$ 的IMC-NN 三通道数据采集系统, 再将 $G_{C1}(s)$ 、 $G_{C2}(s)$ 、 $G_{C3}(s)$ 的控制参数 n_1 、 n_2 、 n_3 设计为能够使每个直流电机对象都具有优越性能指标的数值。

其次, 为了保证有足够的训练样本, 能映射出每个“IMC 样本控制器”整个输入输出空间的前提下, 本文以0s为起点, 选取全局仿真时间为10s, 采样周期为0.01s, 分别采集1001组三个直流电机模型 $G_{p1}(s)$ 、 $G_{p2}(s)$ 、 $G_{p3}(s)$ 的速度偏差 $e_1(s)$ 、 $e_2(s)$ 、 $e_3(s)$ 和速度变化率 $ec_1(s)$ 、 $ec_2(s)$ 、 $ec_3(s)$, 以及 $G_{C1}(s)$ 、 $G_{C2}(s)$ 、 $G_{C3}(s)$ 分别输出的控制量 $U_1(s)$ 、 $U_2(s)$ 、 $U_3(s)$ 。

最后, 根据文献[23]中的数据划分方法, 将每个“IMC 样本控制器”数据集的其中701组作为训练集, 剩下300组数据一半作为测试集, 另一半作为验证集, 并随机分类, 最终输入到一个三层神经网络中。

为了更好的观察三个“IMC 样本控制器”的数据变化趋势, 本文分别展示了局部5s的偏差变化曲线、局部1s的偏差变化率曲线, 以及全局10s的控制量变化曲线, 如图3所示。



(a) 局部5s偏差 $e_1(s)$ 、 $e_2(s)$ 、 $e_3(s)$ 的变化曲线

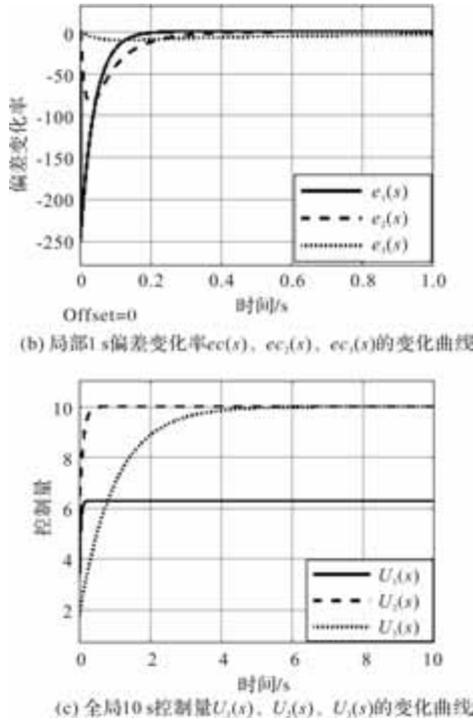


图3 三个“IMC 样本控制器”数据集曲线变化趋势

根据多次反复训练与验证所得的模型性能，采用6-24-3结构的神经网络作为训练模型，将偏差 $e_1(s)$ 、 $e_2(s)$ 、 $e_3(s)$ ，偏差变化率 $ec_1(s)$ 、 $ec_2(s)$ 、 $ec_3(s)$ ，6个变量作为输入层，24个 $O^{[2]}$ 节点作为隐藏层，3个 $O^{[3]}$ 作为输出层，如图4所示。

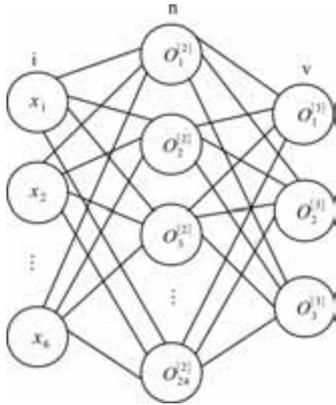


图4 6-24-3结构的3层神经网络

由图4所示，输入层、隐藏层、输出层中，所有节点都使用双曲正切函数作为激活函数，故隐藏层的计算为

$$\begin{cases} z_n^{[2]} = \sum_{i=1}^6 w_{ni}^{[2]} x_i \\ (n = 1, 2, \dots, 24) \\ o_n^{[2]} = \frac{e^{z_n^{[2]}} - e^{-z_n^{[2]}}}{e^{z_n^{[2]}} + e^{-z_n^{[2]}}} \end{cases} \quad (16)$$

式中， $z_n^{[2]}$ 是隐藏层第 n 个节点的权值输入， $o_n^{[2]}$ 是隐

藏层第 n 个节点的输出， $w_{ni}^{[2]}$ 为输入层第 i 个节点连接到隐藏层第 n 个节点的权值， $[\]$ 表示网络层数。

输出层的计算为

$$\begin{cases} z_v^{[3]} = \sum_{n=1}^{24} w_{vn}^{[3]} o_n^{[2]} \\ (v = 1, 2, 3) \\ o_v^{[3]} = \frac{e^{z_v^{[3]}} - e^{-z_v^{[3]}}}{e^{z_v^{[3]}} + e^{-z_v^{[3]}}} \end{cases} \quad (17)$$

式中， $z_v^{[3]}$ 、 $o_v^{[3]}$ ，以及 $w_{nv}^{[3]}$ 与式(16)同理。

设误差函数为

$$E = \frac{1}{2M} \sum_{t=1}^{M=701} [u(t)_v - o(t)_v^{[3]}]^2 \quad (18)$$

式中， t 为每个训练数据， $u(t)_v$ 为第 t 个数据的目标值， $o(t)_v^{[3]}$ 为第 t 个数据的实际值， $M = 701$ 是总数据集。

本文采用文献[23]中的算法，训练“IMC 样本控制器”的输入输出数据对。输出层的权重变化量为

$$\begin{cases} \Delta w_{vn}^{[3]}(j) = -\eta \frac{\partial E}{\partial w_{vn}^{[3]}} + \alpha \Delta w_{vn}^{[3]}(j-1) \\ w_{vn}^{[3]}(j+1) = w_{vn}^{[3]}(j) + \Delta w_{vn}^{[3]}(j) \end{cases} \quad (19)$$

式中， η 为学习参数， α 为惯性因子。输出层的链式计算为

$$\begin{cases} \frac{\partial E}{\partial w_{vn}^{[3]}} = \frac{\partial E}{\partial o(t)_v^{[3]}} \cdot \frac{\partial o(t)_v^{[3]}}{\partial z_v^{[3]}} \cdot \frac{\partial z_v^{[3]}}{\partial w_{vn}^{[3]}} \\ \frac{\partial z_v^{[3]}}{\partial w_{vn}^{[3]}} = o_n^{[2]} \\ \frac{\partial o(t)_v^{[3]}}{\partial z_v^{[3]}} = (o(\cdot))' \\ \frac{\partial E}{\partial o(t)_v^{[3]}} = \frac{1}{M} \sum_{t=1}^{M=701} [o(t)_v^{[3]} - u(t)_v]^2 \\ \delta_v^{[3]} = \frac{\partial E}{\partial z_v^{[3]}} = (o(\cdot))' \cdot \frac{1}{M} \sum_{t=1}^{M=701} [o(t)_v^{[3]} - u(t)_v]^2 \end{cases} \quad (20)$$

式中， $\delta_v^{[3]}$ 为输出层误差，联立式(20)与式(19)计算：

$$\Delta w_{vn}^{[3]}(j) = -\eta \delta_v^{[3]} o_n^{[2]} + \alpha \Delta w_{vn}^{[3]}(j-1) \quad (21)$$

隐藏层权重变化量为

$$\begin{cases} \Delta w_{ni}^{[2]}(j) = -\eta \frac{\partial E}{\partial w_{ni}^{[2]}} + \alpha \Delta w_{ni}^{[2]}(j-1) \\ w_{ni}^{[2]}(j+1) = w_{ni}^{[2]}(j) + \Delta w_{ni}^{[2]}(j) \end{cases} \quad (22)$$

隐藏层链式计算为

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{\partial E}{\partial w_{ni}^{[2]}} &= \frac{\partial E}{\partial o(t)_v^{[3]}} \cdot \frac{\partial o(t)_v^{[3]}}{\partial z_v^{[3]}} \cdot \frac{\partial z_v^{[3]}}{\partial o_n^{[2]}} \cdot \frac{\partial o_n^{[2]}}{\partial z_n^{[2]}} \cdot \frac{\partial z_n^{[2]}}{\partial w_{ni}^{[2]}} \\ \frac{\partial z_n^{[2]}}{\partial w_{ni}^{[2]}} &= x_i \\ \frac{\partial o_n^{[2]}}{\partial z_n^{[2]}} &= (o_n^{[2]})' \\ \frac{\partial z_v^{[3]}}{\partial o_n^{[2]}} &= w_{vn}^{[3]} \\ \delta_n^{[2]} &= \frac{\partial E}{\partial z_n^{[2]}} = \sum_v^3 \delta_v^{[3]} \cdot (o_n^{[2]})' \cdot w_{vn}^{[3]} \end{aligned} \right. \quad (23)$$

式中, $\delta_n^{[2]}$ 为隐藏层误差, 联立式(22)与式(23)计算:

$$\Delta w_{ni}^{[2]}(j) = -\eta \delta_n^{[2]} x_i + \alpha \Delta w_{ni}^{[2]}(j-1) \quad (24)$$

根据式(16)~式(24)的训练算法, 并根据多次反复训练和验证所得的模型性能, 设置学习参数为 $\eta = 0.01$, 动量因子 $\alpha = 0.01$, 在 42375 次训练后, 模型误差如图 5 所示, 收敛梯度如图 6 所示。

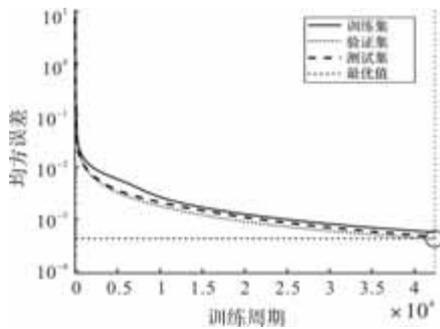


图 5 网络实际均方误差

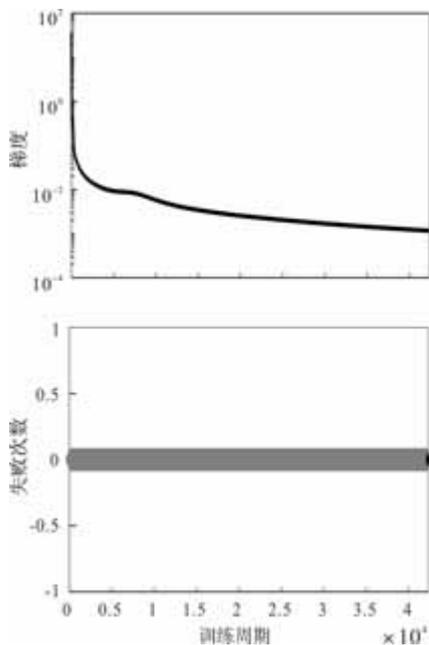


图 6 网络收敛梯度

如图 5 和图 6 所示, IMC-NN 的均方误差为 0.00041449, 收敛梯度为 0.0011667, 回归值如图 7 所示。

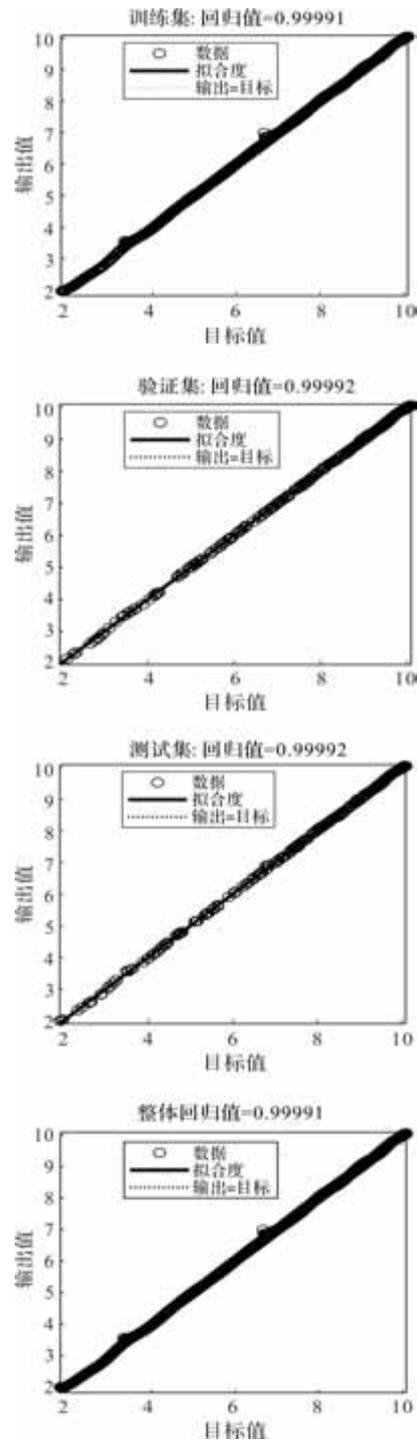


图 7 网络回归值

如图 7 所示, 全局回归 = 0.99991, 验证回归 = 0.99992, 训练回归 = 0.99991, 测试回归 = 0.99992, 说明模型学习效果好, 数据拟合度较高。

将训练好的网络 IMC-NN 作为多个直流电机模型的通用控制器, 替代每个“IMC 样本控制器”, 实现一个控制器控制多个不同模型的直流电机如图 8

所示。

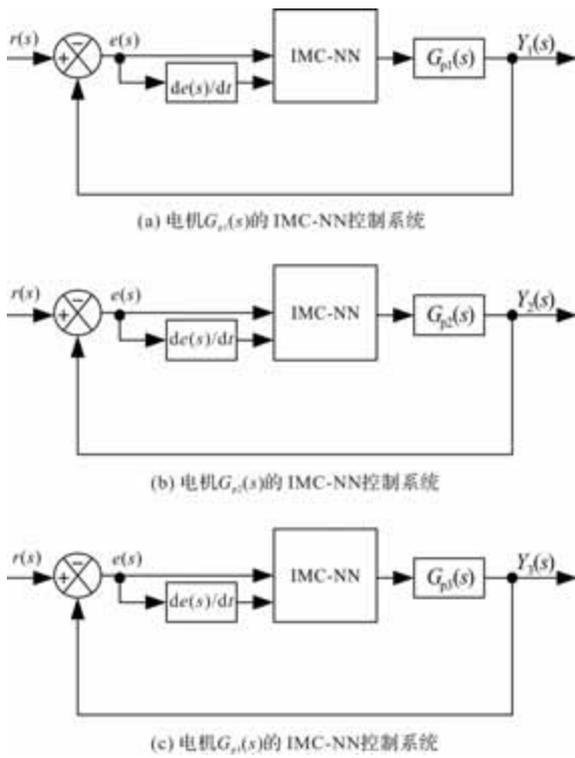


图 8 IMC-NN 多模型控制系统

2 仿真分析

设幅值为 10 的转速阶跃信号为目标值，控制精度为 ±0.01，并根据图 2 所示，使用采集数据时，分别整定好的 IMC1、IMC2、IMC3“样本控制器”参数如表 1 所示。

表 1 每个“IMC 样本控制器”参数

IMC1	IMC2	IMC3
$n_1 = 0.04$	$n_2 = 0.1$	$n_3 = 1$

将表 1 中三个“IMC 样本控制器”，与训练好的 IMC-NN 控制器共同控制 $G_{p1}(s)$ 、 $G_{p2}(s)$ 、 $G_{p3}(s)$ 并仿真分析。为了更好的显示四个控制器之间的性能指标差异，本文以 1.2 节中，采集三个“IMC 样本控制器”数据时的 10s 全局时间，以及分别选取 0.4s、0.5s、5s，三段便于观察曲线的局部时间，作为控制系统的动态响应仿真时间。

当共同控制文献[23]中的直流电机模型 $G_{p1}(s)$ 时，如图 9 所示，IMC-NN 与每个 IMC 输出的 10s 全局曲线与 0.4s 局部曲线。

当直流电机模型为 $G_{p1}(s)$ 时，根据图 9 可知，四个控制系统的性能指标如表 2 所示。

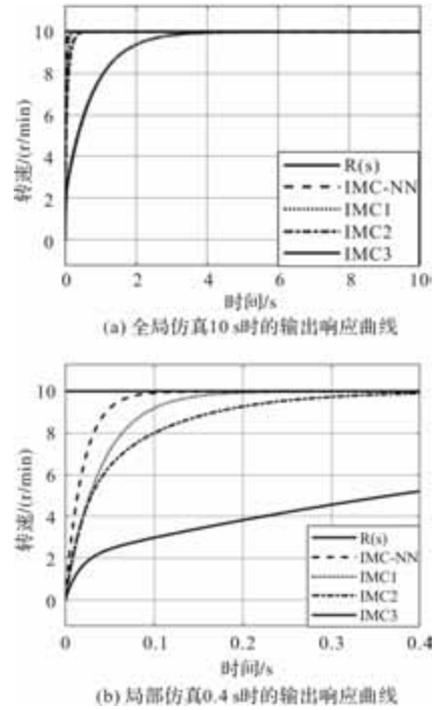


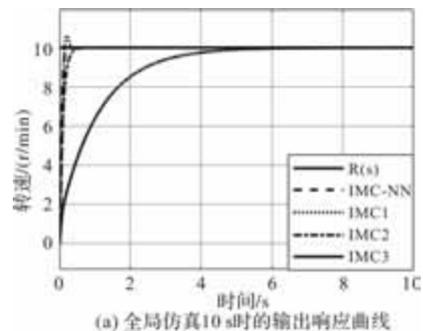
图 9 直流电机模型 $G_{p1}(s)$ 的输出响应曲线

表 2 共同控制直流电机模型 $G_{p1}(s)$ 的性能指标

控制系统	IMC-NN	IMC1	IMC2	IMC3
σ	0	0	0	0
t_s/s	0.079	0.157	0.331	2.891
t_d/s	0.014	0.028	0.030	0.366
t_r/s	0.045	0.088	0.165	1.620
e_{ss}	< 0.01	0	0	0

根据表 2 可知，当控制 $G_{p1}(s)$ 时，IMC-NN 控制器与“样本控制器 IMC1”整定为控制参数 $n_1 = 0.04$ 时的控制性能相比，除了存在极小的稳态误差 e_{ss} ，调节时间 t_s 、延迟时间 t_d 、上升时间 t_r 都更短，说明其响应速度更快，控制性能更好。IMC2 和 IMC3 控制器相较于 IMC-NN，动态响应均较为缓慢，难以满足直流电机控制系统中的快速响应条件。

当共同控制文献[24]中的直流电机模型 $G_{p2}(s)$ 时，如图 10 所示，IMC-NN 与每个 IMC 输出的 10s 全局曲线与 0.5s 局部曲线。



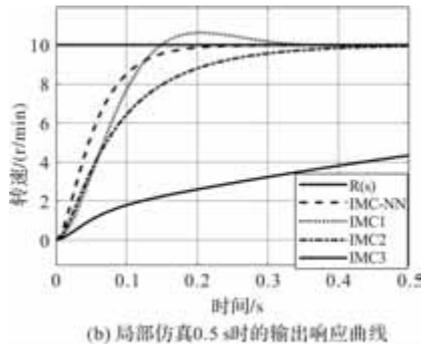


图 10 直流电机模型 $G_{p2}(s)$ 的输出响应曲线

当直流电机模型为 $G_{p2}(s)$ 时, 根据图 10 可知, 四个控制系统的性能指标如表 3 所示。

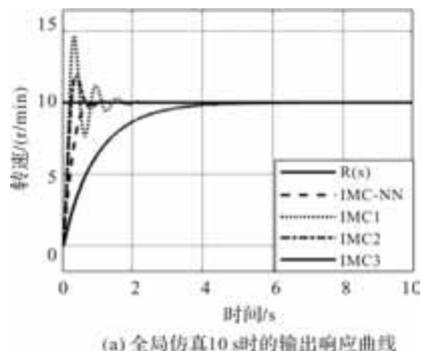
表 3 共同控制直流电机模型 $G_{p2}(s)$ 的性能指标

控制系统	IMC-NN	IMC1	IMC2	IMC3
σ	0	11.6%	0	0
t_s/s	0.183	0.296	0.377	4.251
t_d/s	0.047	0.067	0.071	0.642
t_r/s	0.103	0.149	0.199	2.397
e_{ss}	< 0.01	0	0	0

根据表 3 可知, 当控制 $G_{p2}(s)$ 时, IMC-NN 控制器与“样本控制器 IMC2”整定为控制参数 $n_2 = 0.1$ 时的控制性能相比, 除了存在极小的 e_{ss} , t_s 、 t_d 、以及 t_r 都更短, 整体性能指标更强。IMC1 控制器存在一定超调量, IMC3 控制器响应速度极为缓慢, 两者相较于 IMC-NN, 模型自适应能力较差。

当共同控制文献[25]中的直流电机模型 $G_{p3}(s)$ 时, 如图 11 所示, IMC-NN 与每个 IMC 输出的 10s 全局曲线与 5s 局部曲线。

当直流电机模型为 $G_{p3}(s)$ 时, 根据图 11 可知, 四个控制系统的性能指标如表 4 所示。



(a) 全局仿真 10 s 时的输出响应曲线

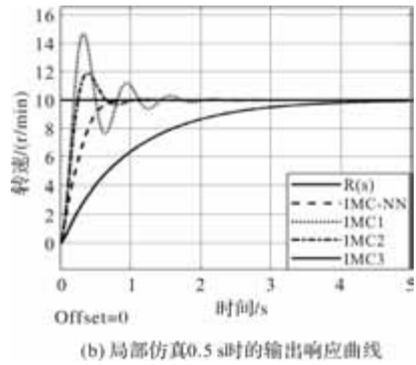


图 11 直流电机模型 $G_{p3}(s)$ 的输出响应曲线

表 4 共同控制直流电机模型 $G_{p3}(s)$ 的性能指标

控制系统	IMC-NN	IMC1	IMC2	IMC3
σ	0	46.8%	18.88%	0
t_s/s	0.707	1.653	0.918	3.918
t_d/s	0.218	0.128	0.138	0.682
t_r/s	0.449	0.199	0.255	2.177
e_{ss}	< 0.01	0	0	0

根据表 4 可知, 当控制 $G_{p3}(s)$ 时, IMC-NN 控制器与“样本控制器 IMC3”整定为控制参数 $n_3 = 1$ 时的控制性能相比, 除了存在极小的稳态误差 e_{ss} , t_s 、 t_d 、 t_r 都大大缩短, 控制性能指标得到了显著提升。IMC2 和 IMC3 控制器都存在较大超调量, 无法避免模型失配对系统的影响。

3 结 语

本文以控制不同阶次及参数的直流电机模型为应用背景, 引入只有一个控制参数的内模控制器作为采集数据时的“样本控制器”, 大大降低了参数整定难度, 使得优质的控制器样本数据更加容易获得, 并且训练出的神经网络多模型控制器比每个内模控制器的性能更优, 因此在一定程度上, 即: 在电机工况长时间不变或变化可知且有限的情况下, 有潜在的应用前景。

参考文献

[1] 宋安然, 周德廉, 刘艳梨. 基于增量式 PID 控制的锅炉温控系统设计[J]. 电子测量技术, 2021, 44(06): 11-16.

[2] ZHUO Q L, JIA Z Y. PID control of chocolate 3D printer heating system[C]. Proceedings of 2018 5th International Conference on Electrical & Electronics Engineering and Computer Science (ICEECS 2018), 2018: 310-313.

[3] ZHANG J. PID control realization of drying system of the

- finishing line based on MCGS and PLC [C]. Proceedings of 2020 2nd International Conference on Applied Machine Learning and Data Science (ICAMLDS 2020), 2020: 105-111.
- [4] ZIEGLER J G, NICHOLS N B. Optimum settings for automatic controllers[J]. Transactions of the American society of mechanical engineers, 1942, 64(8): 759-765.
- [5] 张皓, 涂雅培, 高瑜翔, 等. 基于多重模糊神经网络的 PID 温度控制算法[J]. 西华大学学报(自然科学版), 2023, 42(4): 58-65, 81.
- [6] FAN X, MENG H. Research on Maximum Power Control of Direct-Drive Wave Power Generation Device Based on BP Neural Network PID Method [J]. Actuators, 2024, 13(5): 159.
- [7] 张皓, 高瑜翔. 前馈反馈 Smith 预估模糊 PID 组合温度控制算法 [J]. 中国测试, 2020, 46(11): 132-138, 168.
- [8] 张皓, 高瑜翔, 唐军, 等. 基于 Sugeno 型模糊神经网络的双模控制器设计[J]. 中国测试, 2021, 47(10): 129-136.
- [9] ADESANYA A M, OBASEKORE H, RABIU A. et al. Deep reinforcement learning for PID parameter tuning in greenhouse HVAC system energy Optimization: A TRNSYS-Python cosimulation approach[J]. Expert Systems with Applications, 2024, 252: 124126.
- [10] SANTANU M, UJJWAL M. MRAC based intelligent PID controller design technique for a class of dynamical systems [J]. Sādhanā, 2024, 49(2): 166.
- [11] Ding C, Li X, ZHOU H, et al. A Temperature Control Method of Lysozyme Fermentation Based on LRWOA-LSTM-PID[J]. Processes, 2024, 12(5): 866.
- [12] 张皓, 高瑜翔, 曹远杰, 等. 基于变论域模糊控制的 Taylor 逼近型内模 PID 算法[J]. 成都信息工程大学学报, 2021, 36(06): 602-609.
- [13] 龙再萌. 基于 IMC-PID 控制的采煤机自动调高系统研究[J]. 煤炭工程, 2019, 51(08): 169-172.
- [14] 张皓, 高瑜翔, 唐军, 等. 基于 T-S 型模糊神经网络的内模自适应 PID 算法研究[J]. 工业仪表与自动化装置, 2021(06): 118-124.
- [15] 谢清来, 潘森. 无刷直流电机调速系统的 IMC-PID 抗饱和和控制[J]. 微电机, 2021, 54(09): 96-100.
- [16] 唐京川, 陈小平, 樊明迪, 等. 基于 IMC 的永磁同步电机 PI 参数整定研究[J]. 微电机, 2020, 53(03): 38-43, 54.
- [17] KUMAR M, PRASAD D, GIRI B S, et al. Temperature control of fermentation bioreactor for ethanol production using IMC-PID controller[J]. Biotechnology Reports, 2019, 22: e00319.
- [18] 刘丽华. 基于 OPC 技术的电烤箱温度内模 PID 控制 [J]. 工业控制计算机, 2018, 31(12): 72-74.
- [19] WANG T, MIAO H B, SHI S Y, et al. A Method of Robot Grinding Force Control Based on Internal Model Control Principle [J]. Journal of Physics: Conference Series, 2021, 1748(2): 022026.
- [20] 郑翠琼, 柏艳红. 基于内模的电液位置力复合阻抗控制策略[J]. 机械工程与自动化, 2024(02): 7-9.
- [21] 黄博, 潘盛辉, 刘星宇. 永磁同步电机电流环的二自由度内模控制 [J]. 广西科技大学学报, 2024, 35(04): 76-83.
- [22] 吴葛, 姚鸿泰, 周妙言. Arduino 与 Matlab 相融合的自控实验平台[J]. 实验室研究与探索, 2024, 43(01): 102-106, 151.
- [23] 唐军, 张皓, 陈伟军. 基于分数阶 PID 控制器的多模型神经网络控制策略[J]. 计算技术与自动化, 2025, 44(02): 99-105.
- [24] 丁亮, 袁小平. 基于 PID 控制的小型直流电机控制系统设计 [J]. 科技创新与应用, 2023, 13(15): 109-112.
- [25] 罗娜, 朱江, 李燕. 基于智能 PID 的直流电机控制算法仿真分析[J]. 红外技术, 2020, 42(03): 218-222.
- [26] 张宇, 赵志诚, 刘宁, 等. 一种新的直流调速系统分数阶内模 PID 控制方法[J]. 火力与指挥控制, 2025, 50(03): 56-61, 70.
- [27] 张皓, 唐军, 唐翠微, 等. 基于 STM32 的高性能温度控制器算法研究与实现 [J]. 自动化技术与应用, 2025, 44(04): 1-6.

双三相横向磁通永磁同步直线电机 SVPWM 调制算法研究

徐楠^{1,2}, 张昆仑^{1,2}, 马亨^{1,2}, 张慧娴^{1,2}

(1. 西南交通大学 磁浮技术与磁浮列车教育部重点实验室, 成都 611756; 2. 西南交通大学 电气工程学院, 成都 611756)

摘要: 针对双三相横向磁通永磁同步直线电机(dual three-phase transverse flux permanent magnet synchronous linear motor, DT-TFPMSLM)共模电压较大的问题, 提出了一种新的电压空间矢量脉宽调制(SVPWM)开关序列切换方法。首先在 α - β 空间用同一个方向的大电压矢量和中电压矢量, 以 $z1$ - $z2$ 空间合成矢量为零作为约束条件来合成参考电压矢量。然后为了抑制共模电压幅值大小和减小 α - β 空间电流谐波含量, 在 α - β 空间中用作用时间相同的两个方向相反的小电压矢量来代替零电压矢量。并且所选取的电压矢量在切换时能避免两套绕组内部不同桥臂上的开关同时动作、使 PWM 波形对称。最后通过实验对比分析了所提方法和现已有的两种 SVPWM 调制方法, 验证了所提方法的有效性和适用性。

关键词: 横向磁通电机; 双三相电机; 空间矢量脉宽调制; 共模电压

中图分类号: TM351; TM341; TM359.4; TP272 文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2025)09-0046-07

Research on SVPWM Modulation Algorithm of Double Three-phase Transverse Flux Permanent Magnet Synchronous Linear Motor

XU Nan^{1,2}, ZHANG Kunlun^{1,2}, MA Heng^{1,2}, ZHANG Huixian^{1,2}

(1. Key Laboratory of Magnetic Suspension Technology and Maglev Vehicle, Ministry of Education, Southwest Jiaotong University, Chengdu 611756, China;

2. School of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu 611756, China)

Abstract: For the problem of large common mode voltage of dual three-phase transverse flux permanent magnet synchronous linear motor (DT-TFPMSLM), a new switching method for voltage space vector pulse width modulation (SVPWM) switching sequence was proposed. Firstly, the large voltage vector and the medium voltage vector in the same direction were used in the α - β space, and the reference voltage vector was synthesized with the zero synthesis vector in the $z1$ - $z2$ space as the constraint condition. Second, in order to suppress the amplitude of the common mode voltage and reduce the current harmonic content in the α - β space, two small voltage vectors with the same action time and opposite directions were used to replace the zero voltage vector in the α - β space. And the selected voltage vector can avoid the simultaneous action of the switches on different bridge arms in the two sets of windings during switching, so that the PWM waveform was symmetrical. Finally, the effectiveness and feasibility of the proposed strategy were verified by comparisons with two existing SVPWM methods.

Key words: transverse flux motor; double three-phase motor; space vector pulse width modulation; common mode voltage

0 引言

近年来, 业界对于特种电机的研究一直持续不断, 一方面对于电机结构的研究^[1], 由于横向磁通电机磁通的流通路径垂直于其运动方向, 解决了齿与槽在空间上竞争同一个平面的问题, 使其相较于传统纵向磁通电机, 有更大的推力密度和更高的可靠性而备受关注^[2-3]。另一方面对于多相电机的研究, 其中双三相电机相较于三相电机容错能力强, 转矩脉动低、低电压大功率等优点也备受关注^[4]。

结合这两方面的优势, 本文提出一种新型电机结构, 即双三相横向磁通永磁同步直线电机(dual three-phase transverse flux permanent magnet synchronous linear motor, DT-TFPMSLM), 其在磁悬浮列车、电磁弹射等大功率场合具有广阔的应用前景^[5-6]。

空间矢量脉宽调制(Spatial vector pulse-width modulation, SVPWM)技术凭借以直接追求在空间生成圆形旋转磁场为目标、直流母线电压利用率高、数字控制器易于实现等优点被广泛应用于在交流电机调速中。由于双三相电机相较于传统三相电机具

收稿日期: 2025-02-08

基金项目: 国家自然科学基金(52432012)

作者简介: 徐楠(1999), 男, 硕士研究生, 研究方向为横向磁通直线电机牵引控制。

通讯作者: 张昆仑(1964), 男, 博士、教授, 研究方向为电磁吸力悬浮和永磁混合悬浮理论与控制。

有更多的电压矢量资源, 因此其 SVPWM 电压矢量的选择和切换顺序存在很多种组合。其主要目标是为了提高直流电压利用率、减小谐波含量、降低开关频率、数字电路容易实现等^[7-11]。文献[7]提出了邻近最大四矢量 SVPWM 算法, 即在 α - β 空间中选距离参考电压矢量距离最近的四个大矢量来合成参考电压同时抑制谐波电流。文献[8]提出一种新的过调制技术来提高直流电压利用率。文献[9]通过随机分配零电压矢量的作用时间和变延时 SVPWM 将谐波分散到指定频域范围, 来降低电流的谐波幅值。文献[10]通过改变开关序列来降低电流纹波以及谐波含量。文献[11]通过将扇区进行细分并根据调制比的不同建立了不同的优化模型, 从而减小了电压电流的谐波畸变率。

另外, 由于双三相电机定子绕组存在两个相互隔离星形结点, 共模电压问题也较为突出, 较大的共模电压会使电机产生不良的机械振动以及电磁干扰, 从而缩短电机的使用寿命和影响周围电气设备的正常运行等^[12]。上述文献并没有讨论如何通过调制策略来抑制共模电压。因此在最大化满足上述主要目标后如何抑制共模电压也成为了新的研究热点, 其中最简单有效的方法是避免零电压矢量的使用^[13-17]。文献[13]针对五相电机提出了 3 种抑制共模电压的方法并分析了各种方法的优缺点。文献[14]所提的方法有效的抑制了共模电压幅值和频率, 但其直流电压利用率较低, 为了提高直流电压利用率必须采用过调制技术。文献[15]和文献[16]所提的方法为了减小共模电压, 其合成矢量在 $z1$ - $z2$ 空间并不为零, 因此无法有效的抑制谐波电流。文献[17](后文实验中的 N-SVPWM)所提的方法用两个方向相反的大电压矢量来代替零电压矢量有效的减小共模电压的幅值。但会在 α - β 空间产生较多的谐波分量, 进而影响推力稳定。

本文首先推导了 DT-TFPMSLM 的数学模型, 提出了一种新的虚拟电压矢量 SVPWM 构建方法和开关切换顺序(简称虚拟电压矢量 SVPWM)。即在 α - β 空间中用同一个方向的大电压矢量和中电压矢量两个电压矢量来构建虚拟电压矢量, 然后通过虚拟电压矢量来合成参考电压, 接着用两个方向相反的小电压矢量来代替零电压矢量减小共模电压同时减小了 α - β 空间的谐波含量。该方法计算更加简单, 便于理解。最后通过实验对比分析了两矢量 SVPWM 算法、邻近最大四矢量 SVPWM 算法、虚拟电压矢量 SVPWM 算法, 验证了本文提出方法的有效性。

1 DT-TFPMSLM 数学模型

1.1 DT-TFPMSLM 结构

DT-TFPMSLM 结构如图 1 所示, 其永磁体的 N-S 极在横向与纵向方向上两两相互交错。由于动子采用块状结构, 其沿纵向方向不连续, 所以磁通的回路路径沿着横向方向闭合, 并且各相绕组之间不存在互感。为提高空载反电动势的正弦度, 本电机采用的是 5/6 集中绕组分数槽电机结构, 即 5 个动子块距离对应 6 个定子齿槽距离。

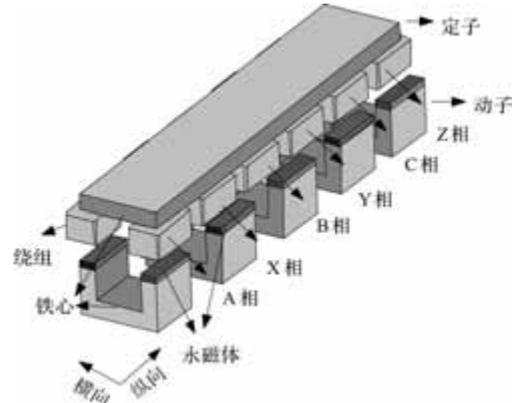


图 1 DT-TFPMSLM 结构示意图

1.2 DT-TFPMSLM 在 ABC 坐标系下的方程

在 ABC 坐标系下电压方程为

$$\mathbf{u}_s = R_s \mathbf{i}_s + \frac{d\boldsymbol{\psi}_s}{dt} \quad (1)$$

式中, \mathbf{u}_s 是定子相电压矢量矩阵, $\mathbf{u}_s = [u_A \ u_B \ u_C \ u_X \ u_Y \ u_Z]^T$; \mathbf{i}_s 是定子相电流矢量矩阵, $\mathbf{i}_s = [i_A \ i_B \ i_C \ i_X \ i_Y \ i_Z]^T$; $\boldsymbol{\psi}_s$ 是定子相电流矢量矩阵, $\boldsymbol{\psi}_s = [\psi_A \ \psi_B \ \psi_C \ \psi_X \ \psi_Y \ \psi_Z]^T$, 单位是 WB; R_s 是定子电阻。

磁链方程为

$$\boldsymbol{\psi}_s = L_s \mathbf{i}_s + \boldsymbol{\psi}_f \quad (2)$$

假设电感随位置是按正弦规律变化, 则有:

$$L_s = \begin{bmatrix} L_A \\ L_B \\ L_C \\ L_X \\ L_Y \\ L_Z \end{bmatrix} = (L_s + L_0) \mathbf{I}_6 + \Delta L \mathbf{I}_6 \begin{bmatrix} \cos 2\theta \\ \cos 2(\theta + \frac{\pi}{3}) \\ \cos 2(\theta - \frac{\pi}{3}) \\ \cos 2(\theta - \frac{\pi}{6}) \\ \cos 2(\theta + \frac{\pi}{6}) \\ \cos 2(\theta - \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中, L_s 为定子绕组的漏自感, \mathbf{I}_6 为六阶单位阵, L_0 为 d - q 轴主自感的平均值, ΔL 为 d - q 轴主自感的半

差值。关系式如下：

$$\begin{cases} L_0 = \frac{1}{2}(L_{ad} + L_{aq}) \\ \Delta L = \frac{1}{2}(L_{ad} - L_{aq}) \end{cases} \quad (4)$$

L_{ad} 和 L_{aq} 分别为 d 轴和 q 轴主自感。定子每一相绕组与永磁体交链的磁链可以表示为式(5)， ψ_{fd} 为永磁体与每相绕组交链所产生的磁链幅值。

$$\psi_f = \begin{bmatrix} \psi_{fA} \\ \psi_{fB} \\ \psi_{fC} \\ \psi_{fX} \\ \psi_{fY} \\ \psi_{fZ} \end{bmatrix} = \psi_{fd} \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{\pi}{6}) \\ \cos(\theta - \frac{5\pi}{6}) \\ \cos(\theta + \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} \quad (5)$$

1.3 基于矢量空间解耦的数学模型

参考双三相永磁同步电机(DT-PMSM)矢量空间解耦的方法，其双三相 clark 变换矩阵为

$$T_s = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (6)$$

该变换矩阵具有如下性质：

(1)式中矩阵前两行为 α - β 子空间。电机变量中基波和 $12k \pm 1(k=1, 2, 3, \dots)$ 次谐波都被映射到这个子空间中，在电机运行过程中形成旋转磁动势，参与机电能量转换。

(2)中间两行对应 $z1$ - $z2$ 子空间， $6k \pm 1(k=1, 3, 5, \dots)$ 次谐波被映射到这个子空间中，它们不形成旋转磁势，与电机的机电能量转换无关。

(3)最后两行对应 $o1$ - $o2$ 子空间， $6k \pm 3(k=1, 3, 5, \dots)$ 次谐波被映射到这个子空间中，它们在电机中不形成旋转磁势，与电机的机电能量转换无关，属于零序分量。

由于只有 α - β 子空间参与机电能量转换，只需

要对 α - β 子空间进行 park 变换。其 park 变换阵为

$$T_r = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 0 \\ -\sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & I_4 \end{bmatrix} \quad (7)$$

式(6)与式(7)相乘后代入到式(1)中经计算和化简，去除零序分量，可以得到新的电压方程为

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_{z1} \\ u_{z2} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_{z1} \\ i_{z2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_{z1} \\ \psi_{z2} \end{bmatrix} + w_e \begin{bmatrix} -\psi_q \\ \psi_d \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

磁链方程分别为

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_{z1} \\ \psi_{z2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_q + \Delta L \cos^2\theta & -\frac{1}{2}\Delta L \sin 2\theta \\ 0 & 0 & -\frac{1}{2}\Delta L \sin 2\theta & L_d - \Delta L \cos^2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_{z1} \\ i_{z2} \end{bmatrix} + [1 \ 0 \ 0 \ 0]^T \psi_{fd} \quad (9)$$

式中， L_d 为 d 轴电感， $L_d = L_\delta + 0.75L_{ad} + 0.25L_{aq}$ ； L_q 为 q 轴电感， $L_q = L_\delta + 0.25L_{ad} + 0.75L_{aq}$ 。式(8)后两行的 $z1$ - $z2$ 空间的电压方程与运动反电动势无关，所以在运行过程中不参与机电能量转换。该空间产生的电流属于谐波电流，其大小主要与定子电阻和 d - q 轴电感有关，只会增加定子绕组损耗，应当在运行中尽量抑制该电流的大小。

电磁推力方程为

$$F_e = \frac{3\pi}{2\tau} [(L_d - L_q)i_d i_q + \psi_{fd} i_q] \quad (10)$$

式中， τ 为定子极距。

2 虚拟电压矢量 SVPWM

2.1 空间电压矢量

DT-TFPMSTM 的主电路如图 2 所示，共有 64 组开关状态，每组开关状态在 α - β 与 $z1$ - $z2$ 空间所对应的电压矢量分布如图 3 所示，共分为 12 个扇区。图中的每一个电压矢量用一个八进制数表示，与八进制数相对应的二进制数代表了逆变器的开关状态，其中二进制的 1 代表上桥臂开通、0 代表下桥臂开通，从高位到低位依次为(ABCXYZ)，例如 V_{44} 表示为 V_{100100} 。根据电压矢量的幅值可将其分为四组，以 α - β 空间的第 1

扇区为例, V_{40} 、 V_{47} 为基本电压矢量幅值为

$$V_{base} = \frac{1}{3}u_{dc} \approx 0.333u_{dc} \quad (11)$$

式中, V_{44} 、 V_{45} 为大矢量, 幅值为

$$V_{max} = \frac{2}{3}u_{dc} \cos \frac{\pi}{12} \approx 0.644u_{dc} \quad (12)$$

V_{65} 、 V_{54} 为中矢量, 幅值为

$$V_{mid} = \frac{2}{3}u_{dc} \cos \frac{\pi}{4} \approx 0.417u_{dc} \quad (13)$$

V_{56} 、 V_{61} 为小矢量, 幅值为

$$V_{mid} = \frac{2}{3}u_{dc} \cos \frac{5\pi}{12} \approx 0.173u_{dc} \quad (14)$$

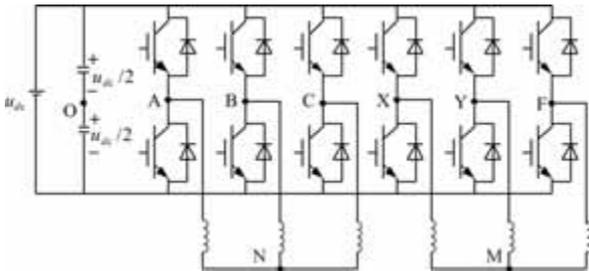


图2 六相全桥逆变电路拓扑结构

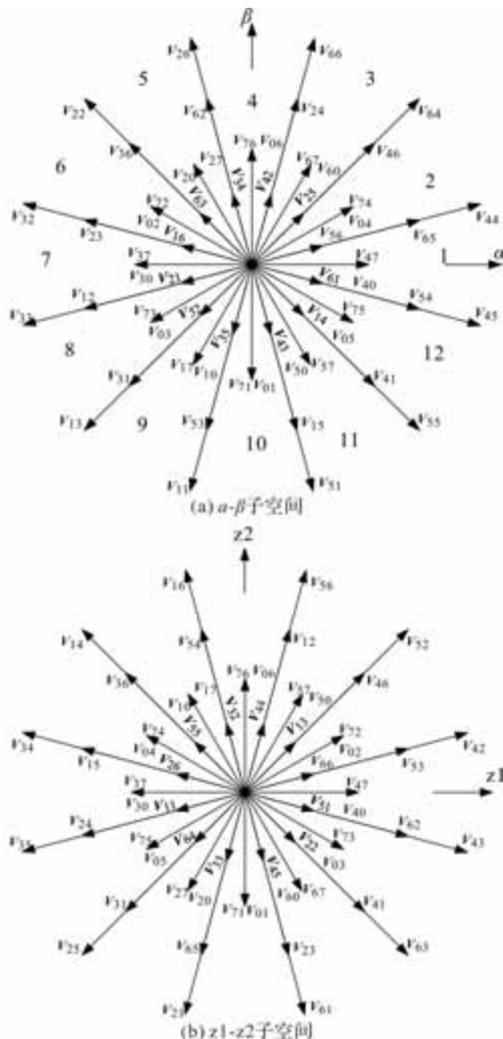


图3 α-β 子空间和 z1-z2 子空间电压矢量分布

2.2 共模电压

共模电压被定义为中性点 N 点或 M 点与直流侧电压中点 O 点之间的电压, 对于对称的三相负载, 可以表示为

$$\begin{cases} u_{NO} = \frac{1}{3}(u_{NO} + u_{BO} + u_{CO}) \\ u_{MO} = \frac{1}{3}(u_{XO} + u_{YO} + u_{ZO}) \end{cases} \quad (15)$$

经计算可以得到零电压矢量 V_{00} 、 V_{07} 、 V_{70} 、 V_{77} 的共模电压 u_{NO} 、 u_{MO} 的幅值都为 $u_{dc}/2$, 而对于非零电压矢量 $V_{ij}(i, j \neq 0, 7)$ 的共模电压 u_{NO} 、 u_{MO} 的幅值都为 $u_{dc}/6$ 。由此可见, 在进行调制时, 引入零电压矢量会产生较大的共模电压。而对于双三相电机来说, 由于其电压矢量资源较多, 因此可以采用相同作用时间下, 大小相等方向相反的两个电压矢量作为等效零电压矢量来代替零电压矢量, 从而减小共模电压幅值, 进而减小共模电压带来的影响。

2.3 参考电压矢量的合成与开关切换顺序

由图3可见, 在 α - β 平面中, 同一方向上的大矢量和中矢量在 z_1 - z_2 平面对应的是方向相反的小矢量和中矢量, 因此可以选择在 α - β 平面中同一方向上的大矢量和中矢量以 z_1 - z_2 平面合成矢量等于零为目标来构建虚拟电压矢量, 其在 z_1 - z_2 平面应满足:

$$u_{dc}(0.173\eta - 0.471(1 - \eta)) = 0 \quad (16)$$

η 为 z_1 - z_2 平面内小电压矢量的作用时间, 经计算 $\eta = 0.731$ 。所构建的虚拟电压矢量在 α - β 平面幅值为

$$V_{vir} = u_{dc}(0.644\eta + 0.471(1 - \eta)) = 0.598u_{dc} \quad (17)$$

所构建的虚拟电压矢量在空间的分布如图4所示。虚拟电压矢量 SVPWM 的最大线性调制范围可以达到虚拟电压矢量所构成的正十二边形的内切圆, 所以参考电压矢量 u_{ref} 的幅值应满足:

$$u_{ref} \leq \frac{VV_k}{\cos \frac{\pi}{12}} = 0.577u_{dc} \quad (18)$$

定义调制系数 m 为

$$m = \frac{\sqrt{3}u_{ref}}{u_{dc}} \quad (19)$$

为了不发生调制， m 应满足 $0 < m < 1$ 。

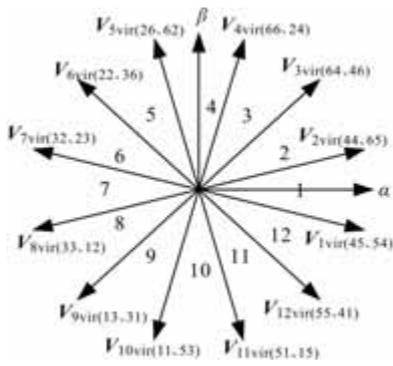


图 4 虚拟电压矢量 SVPWM 的虚拟矢量分布

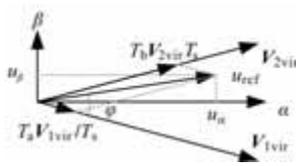


图 5 参考电压矢量的合成

参考电压矢量可通过虚拟电压矢量和零矢量来进行合成，以第 1 扇区为例，参考电压矢量的合成如图 5 所示。根据伏秒平衡原理有：

$$\begin{cases} T_a = T_s \frac{2u_{ref} \sin(30^\circ - \varphi)}{V_{vir}} \\ T_b = T_s \frac{2u_{ref} \sin\varphi}{V_{vir}} \end{cases} \quad (20)$$

式中， T_a 、 T_b 表示虚拟电压矢量 V_{1vir} 和 V_{2vir} 的作用时间，则各原始电压矢量的作用时间为

$$\begin{cases} T_0 = T_s - T_a - T_b \\ T_1 = T_a(1 - \eta) \\ T_2 = T_b\eta \\ T_3 = T_a\eta \\ T_4 = T_b(1 - \eta) \end{cases} \quad (21)$$

式中， T_0 为零电压矢量作用时间， T_1 、 T_2 、 T_3 、 T_4 分别为 V_{54} 、 V_{44} 、 V_{45} 、 V_{65} 作用时间。

为了减小共模电压，通过采用等效零电压矢量来代替零电压矢量作用。等效零电压矢量的选取是以 PWM 波形对称、避免两套绕组内部不同桥臂上的开关同时动作为原则来进行选取，最终选取的矢量为小电压矢量 V_{56} 、 V_{21} 来代替零电压矢量。其开关切换顺序如图 6 所示，可以看到其 PWM 波形对称，一个周期内 ABC 绕组或者 XYZ 绕组内部在开关切换点不存在同时切换现象。

将第 1 扇区的开关切换顺序推广到其他扇区，得到 12 个扇区的开关切换顺序如表 1 所示。

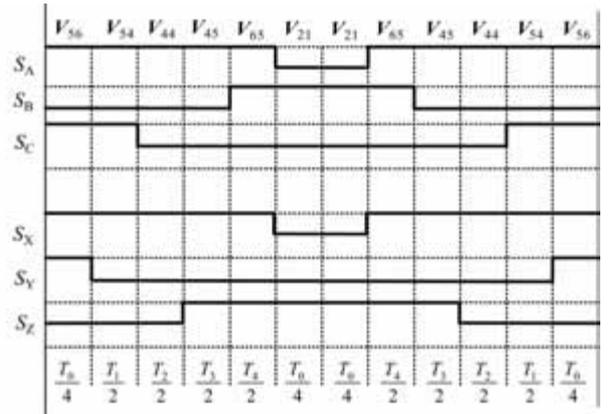


图 6 虚拟电压矢量 SVPWM 在第 1 扇区的开关切换顺序

表 1 虚拟电压矢量 SVPWM 开关切换顺序

扇区编号	矢量切换顺序
S1	$V_{56} - V_{54} - V_{44} - V_{45} - V_{65} - V_{21} - V_{21} - V_{65} - V_{45} - V_{44} - V_{54} - V_{56}$
S2	$V_{52} - V_{46} - V_{44} - V_{64} - V_{65} - V_{25} - V_{25} - V_{65} - V_{64} - V_{44} - V_{46} - V_{52}$
S3	$V_{42} - V_{46} - V_{66} - V_{64} - V_{24} - V_{35} - V_{35} - V_{24} - V_{64} - V_{66} - V_{46} - V_{42}$
S4	$V_{43} - V_{62} - V_{66} - V_{26} - V_{24} - V_{34} - V_{34} - V_{24} - V_{26} - V_{66} - V_{62} - V_{43}$
S5	$V_{63} - V_{62} - V_{22} - V_{26} - V_{36} - V_{14} - V_{14} - V_{36} - V_{26} - V_{22} - V_{62} - V_{63}$
S6	$V_{61} - V_{23} - V_{22} - V_{32} - V_{36} - V_{16} - V_{16} - V_{36} - V_{32} - V_{22} - V_{23} - V_{61}$
S7	$V_{21} - V_{23} - V_{33} - V_{32} - V_{12} - V_{56} - V_{56} - V_{12} - V_{32} - V_{33} - V_{23} - V_{21}$
S8	$V_{25} - V_{31} - V_{33} - V_{13} - V_{12} - V_{52} - V_{52} - V_{12} - V_{13} - V_{33} - V_{31} - V_{25}$
S9	$V_{35} - V_{31} - V_{11} - V_{13} - V_{53} - V_{42} - V_{42} - V_{53} - V_{13} - V_{11} - V_{31} - V_{35}$
S10	$V_{34} - V_{15} - V_{11} - V_{51} - V_{53} - V_{43} - V_{43} - V_{53} - V_{51} - V_{11} - V_{15} - V_{34}$
S11	$V_{14} - V_{15} - V_{55} - V_{51} - V_{41} - V_{63} - V_{63} - V_{41} - V_{51} - V_{55} - V_{15} - V_{14}$
S12	$V_{16} - V_{54} - V_{55} - V_{45} - V_{41} - V_{61} - V_{61} - V_{41} - V_{45} - V_{55} - V_{54} - V_{16}$

3 实验验证

为了验证本文所提方法的有效性，搭建了以

TMS320F28335 为主控芯片的 DT-TFPM SLM 实验平台, 如图 7 所示。其中直流侧电压 $u_{dc} = 48V$, PWM 频率为 5kHz。硬件控制电路为实验室所研制, 通过 CAN 通信完成数据的采集并发送给上位机。DT-TF-PMSLM 的主要参数如表 2 所示。

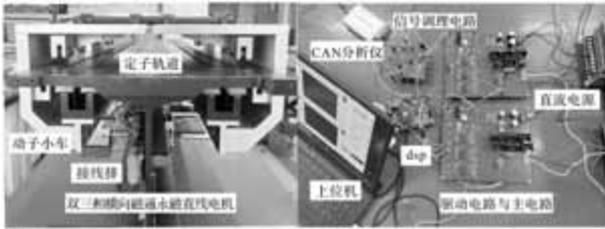


图 7 实验平台

表 2 DT-TFPM SLM 主要参数

参数	参数值
定子电阻 R_s/Ω	4.2
d 轴电感 L_d/mH	10.8
q 轴电感 L_q/mH	10.2
定子磁链 ψ_f/WB	0.12
动子质量 m/kg	45
动子极距 τ/mm	48
线圈匝数	80

实验 1 采用恒压频比开环控制方法, 同时挡住动子小车使其在运行过程中保持静止, 从而消除运动过程中速度不稳定导致反电动势变化对电流波形的影响, 将电机等效为一个 RL 负载。分别对两矢量 SVPWM、邻近最大四矢量 SVPWM、虚拟电压矢量 SVPWM 进行了实验对比。首先对比了在给定参考电压频率 $f = 10\text{ Hz}$ 、调制系数 m 为 0.2 时, 三种调制方法下共模电压大小, 如图 8 所示。可以看到三种不同方法下共模电压的频率都相同, 但两矢量 SVPWM 和邻近最大四矢量 SVPWM 的共模电压幅值为 24V, 即 $u_{dc}/2$ 。而虚拟电压矢量 SVPWM 的共模电压幅值为 8V, 即 $u_{dc}/6$ 。理论分析一致, 进一步证明了用相同作用时间方向相反的电压矢量来代替零电压矢量可以有效的减小共模电压幅值, 进而减小共模电压带来的危害。

接着对比了调制系数 m 分别为 0.2 和 0.8 时, 不同调制方法下的电流波形如图 9 和图 10 所示。由图 9 可以看出, 在低调制比下邻近最大四矢量 SVPWM 的 A 相电流的 THD、 $z_1 - z_2$ 空间的谐波电流最小、其次是虚拟电压矢量 SVPWM, 最后是两矢量 SVPWM。

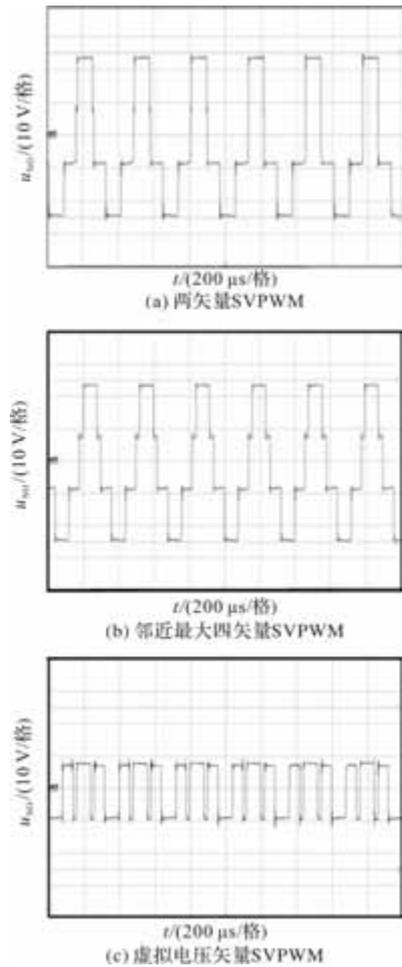


图 8 不同调制方法下的共模电压

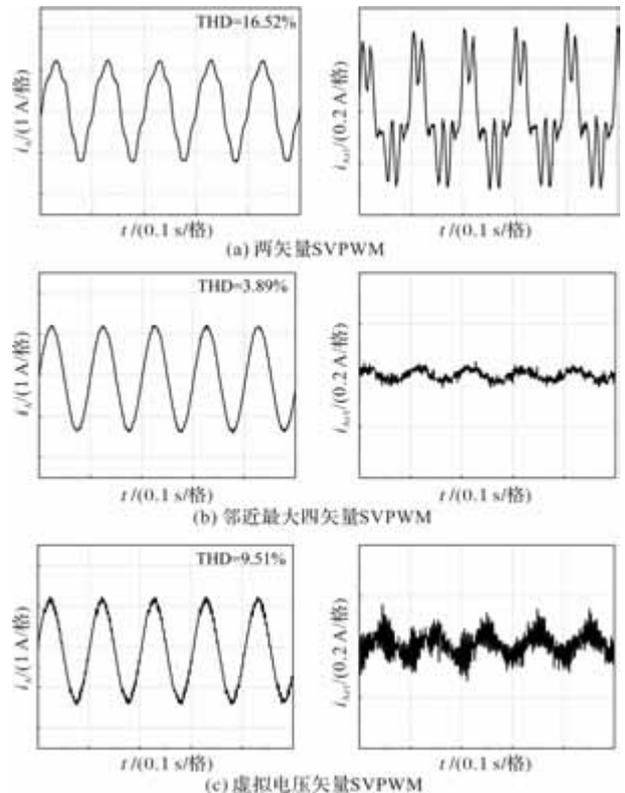


图 9 $m = 0.2$ 时不同调制方法下的电流

由图 10 可以看出,随着调制比的增大,虚拟电压矢量 SVPWM 的电流波形的畸变率在减小,与邻近最大四矢量 SVPWM 的 A 相电流的 THD、 $z_1 - z_2$ 空间的谐波电流基本相同,主要原因是因为选择等效零电压矢量来代替零电压矢量作用时会产生部分谐波电流,但随着调制比的增加,等效零电压矢量作用时间越来越短,其产生的谐波电流也越来越小。而两矢量 SVPWM 由于没有对 $z_1 - z_2$ 空间的谐波电流进行抑制,其 A 相电流的 THD、 $z_1 - z_2$ 空间的谐波电流随着调制比的增大而显著增加,远远大于另外两种算法。

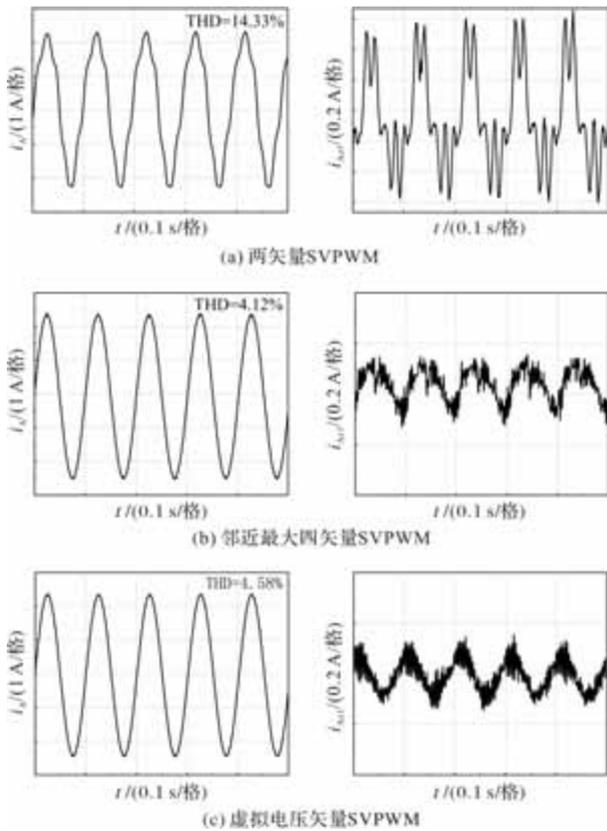


图 10 $m = 0.8$ 时不同调制方法下的电流

实验 2 采用闭环实验,设置参考速度为 $v = 0.2$ m/s 空载启动。三种调制方法下的实验结果如图 11 所示。由于外界扰动等非线性因素的影响,实际相电流波形并非完全按照正弦规律变化,因此不能从相电流的 THD 来判断不同调制算法的优劣,所以没有给出相电流的波形。从图中可以看到三种不同调制算法下的速度波动差别不大。但两矢量 SVPWM 算法下的谐波电流要明显大于另外两种算法,尤其是在电机启动阶段(启动相电流幅值约为 2.1 A,稳态相电流幅值约为 0.8 A)。而虚拟电压矢量 SVPWM 的谐波电流略大于邻近最大四矢量 SVPWM 算法。

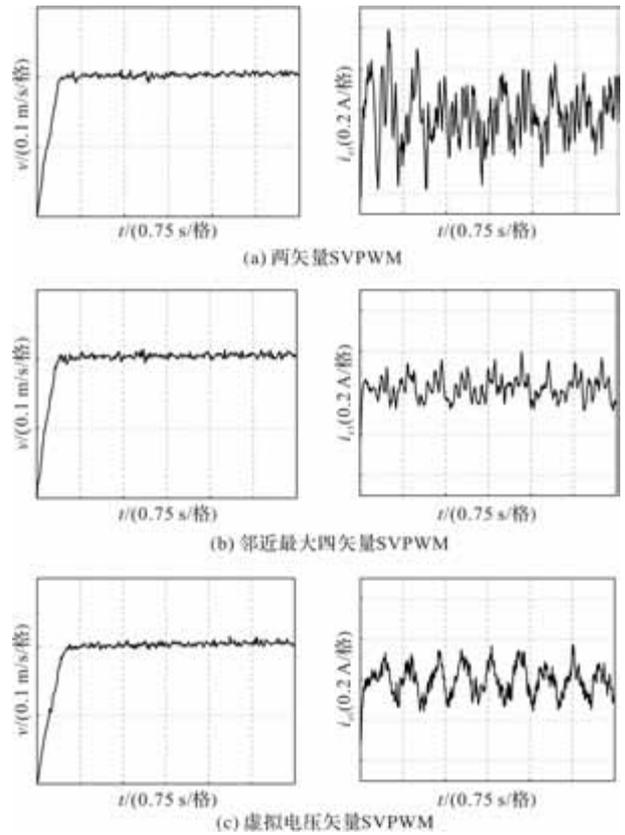


图 11 闭环空载启动实验波形

4 结论

本文以 DT-TFPMSLM 为研究对象结合其特点提出了一种新的 SVPWM 的开关序列切换方法,简称虚拟电压矢量 SVPWM。该方法能够有效地减小了共模电压幅值,并且其开关序列能避免两套绕组内部不同桥臂上的开关同时动作、使 PWM 波形对称。通过实验与现有的两种方法做了对比得出以下结论:

(1) 虚拟电压矢量 SVPWM 与两矢量 SVPWM、邻近最大四矢量 SVPWM 相比,可以有效地将共模电压幅值从原本的 1/2 降低到 1/6。

(2) 采用等效零电压矢量来代替零电压矢量作用时会使输出电流波形会发生畸变。但随着调制比的增加,畸变率会逐渐变小。

(3) 由于 DT-TFPMSLM 各相之间无互感的特点,使得 $z_1 - z_2$ 空间的阻抗相对于传统双三相永磁同步电机较大,在考虑对谐波电流抑制的同时应兼顾共模电压的影响。综合分析虚拟电压矢量 SVPWM 相比于另外两种方法更加适合作为 DT-TFPMSLM 的调制方法。

(下转第 69 页)

定子分段式永磁直线同步电机协同供电控制

王运坤, 赵寿华, 孙大南, 李 钢

(中车株洲电机有限公司, 湖南 株洲 412000)

摘要: 多电源供电的定子分段式直线电机能够有效减小设备容量和提高效率, 实际运用中经济性好。本文给出了长定子和短定子直线电机在定子分段情况下的供电切换控制和电磁推力合成的一般计算方法, 可保证电机工作时电磁弹射推力的稳定性。在准确获取动子位置的前提下, 该方法对于分段定子无缝拼接还是有间隙拼接的直线电机供电切换控制具有通用性。最后, 文章在 36 段定子分段式三相永磁直线同步电机控制下对算法进行了验证。

关键词: 设备容量; 永磁直线同步电机; 定子分段; 电磁弹射; 供电切换

中图分类号: TM351; TM341; TM359.4; TP273 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-6848(2025)09-0053-07

Cooperative Power Supply Control of Stator Segmented Permanent Magnet Synchronous Linear Motor

WANG Yunkun, ZHAO Shouhua, SUN Danan, LI Gang
(CRRC Zhuzhou Electric Co., LTD., Zhuzhou Hunan 412000, China)

Abstract: The stator segmented linear motor powered by multiple power supplies can effectively reduce the equipment capacity and improve the efficiency, demonstrating good economic feasibility in practical applications. This paper proposed general calculation methods for power supply switching control and electromagnetic thrust synthesis in both long-stator and short-stator linear motors under stator segmentation. These methods ensure stable electromagnetic ejection thrust during motor operation. By accurately tracking the mover position, the proposed approach was universally applicable to power supply switching control in linear motors, regardless of whether segmented stators were seamlessly spliced or spliced with gaps. Finally, the algorithm was experimentally validated using a 36-segment stator-segmented three-phase permanent magnet linear synchronous motor control system.

Key words: device capacity; permanent magnet synchronous linear motor; stator segmentation; electromagnetic catapult; power switching

0 引言

直线电机可运用于矿井提升、轨道牵引、舰载弹射等场合, 由于无传动机构, 传动效率高; 电机结构可做成扁平式、U 型、圆筒型、盘型等结构, 应用场合灵活^[1-2]。开放式的电机初级与次级, 散热好, 可提高功率的上限^[3-4]。对于长行程、大功率的直线电机如磁悬浮直线电机、舰载弹射电机、电梯用直线电机等, 为减少损耗、提高效率, 定子侧可做成分段式结构, 按需求拼接成特定长度^[5-7]。根据需要, 单段动子长度也可灵活设计, 动子与定子的耦合长度及磁极对数决定了定子的供电方式和电机的推力^[8-10], 但未明确的给出电枢端的供电方法。从经济方面考虑, 定子分段可减少电机功率损耗,

这个损耗主要来源于漏磁和热损耗(线圈的铜损及铁损)两方面; 另外, 分段供电可降低了供电设备的性能要求, 有效降低设备制造成本^[11-12]。文献[13]给出了短动子分段供电, 利用两个定子绕组的电流之差来控制推力波动。但这种方法在有待在长动子电机以及多电源供电的直线电机中验证。

文献[14]基于磁共能理论提出悬浮系统影响的分布参数建模方法, 并在长动子电机中取得验证。磁悬浮机车牵引的直线电机属于长定子电机, 在此工况下, 文献[15]使用矢量控制和弱磁控制弱化区间换步的推力衰减。文献[16]对于长动子直线电机, 专利给出了一种基于位置计算调节因子的方法, 该因子参与闭环调节器对电机的控制。其他文章和专利分别给出了各种结构的分段式直线电机结构和供

收稿日期: 2025-03-11

作者简介: 王运坤(1992), 男, 硕士, 助理工程师, 研究方向为电机控制与变流系统设计。

赵寿华(1986), 男, 博士, 高级工程师, 研究电机控制及变流系统设计。

孙大南(1986), 男, 博士, 高级工程师, 研究电机控制及变流系统设计。

李 钢(1995), 男, 硕士, 研究方向为结构与硬件散热设计。

电方法^[17-20]，但只是在算法上优化了损耗，方法不是最优，且没有做到供电方式的统一。

本文综合考虑动子与定子长度关系(不论是长定子还是短定子)，提出一种定子供电分段切换方法。若不考虑经济成本和逆变器容量问题，最少可选择一个逆变器供电，最多可选择与定子总段数相等的逆变器供电。为减少定子漏磁和降低对电源性能的要求，又能满足直线电机工作需要，本文选择逆变器的个数与动子耦合的最大定子段数相等。按照这种供电方式，既保证了同一时刻单台变流器不会同时给多段定子供电，有效降低设备容量和变流器的制造成本，又提高了电机的工作效率。

1 直线电机模型和供电拓扑

1.1 电机模型

假设如下：

- 定子绕组为 Y 连接且三相对称；
- 定子槽内线圈匝数相等，不计磁路饱和和端部效应；
- 忽略涡流与磁滞带来的损耗。

电机数学模型如下^[20]：

(1) 电压方程

$$u = R_s i + \frac{d}{dt}(Li + \psi_f) \quad (1)$$

式中，电压 $u = [u_a \ u_b \ u_c]$ ；电流 $i =$

$$[i_a \ i_b \ i_c]^T; \text{ 电感 } L = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & L_{13} \\ L_{21} & L_{22} & L_{23} \\ L_{31} & L_{32} & L_{33} \end{bmatrix}; \text{ 磁链 } \psi_f$$

$$= \psi_m \left[\cos\theta_e \quad \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \quad \cos\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \right]^T, \psi_m$$

为永磁体磁链幅值， θ_e 为电角度。

(2) 推力方程

$$F = \frac{P}{v} = \frac{(e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c)}{v} \quad (2)$$

式中， F 为电磁推力； P 为电机输出机械功率； v 为动子线速度； e_a, e_b, e_c 为定子反电势， $e = -\frac{d}{dt}\psi_f$ 。

(3) 运动方程

$$M \frac{dv}{dt} = F - B\omega_m - F_L \quad (3)$$

式中， M 为动子质量， B 为阻尼系数； ω_m 为动子机械角速度； F_L 为负载推力。另外有， $\omega_m = \frac{\pi \tau}{v}$ ， $\omega_e =$

$p\omega_m$ ， $\theta_e = \frac{d}{dt}\omega_e$ ，其中 p 为磁极对数。

1.2 供电拓扑

定子通过开关与逆变器连接，如图 1 三步法供电，按控制需求在特定时刻打开和关断某段定子电源供电开关，从而达到对定子切换供电的目的。

如图 1，定子为无缝拼接，动子长度介于一段定子和两段定子总长度之间，动子最大耦合三段定子，三个同等容量的逆变器可实现对定子平滑供电控制。

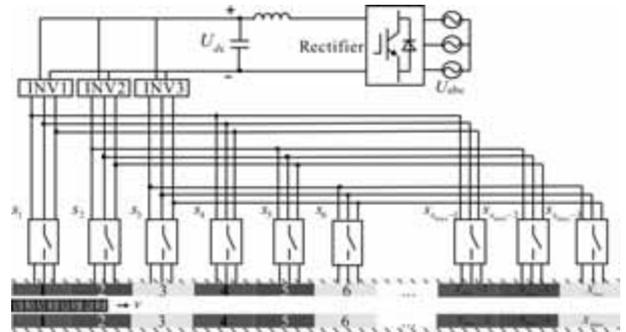


图 1 分段定子供电拓扑

2 电磁推力和供电控制

本文协同供电策略设定：a. 定子无缝衔接；b. 逆变器供电开关通断状态是理想的(无死区)。

表 1 动子和定子的结构参数

极距/m	动子 长度/m	动子 极对数	定子 长度/m	定子 极对数
τ	x_m	p_m	x_s	p_s

如表 1 为动子和定子结构参数，上述参数满足： x_m, x_s 分是 τ 的 $2p_m, 2p_s$ 倍。

(1) 长定子、短动子的直线电机，动子最少一对磁极且满足 $0 < x_m < x_s$ ；

(2) 短定子、长动子的直线电机，满足 $Mx_s < x_m < (M+1)x_s, (M \in N^+ \text{ 且 } M \geq 1)$ ；

(3) 动子与定子的长度关系还有 $x_m = Mx_s, (M \geq 1)$ 。

本文将(1)描述为短动子直线电机，(2)和(3)描述为长动子直线电机。

2.1 推力合成

由于定子分段，在行进过程中的动子与一段或多段定子耦合，动子所受推力由各段定子对动子推力叠加合成。所以合成推力有

$$F = \sum_1^n p_c(n) F_c; (n = 1, 2, 3 \dots) \quad (4)$$

式中， F 为动子总推力； F_c 为动子与单段定子全耦合时的推力； n 为动子耦合的最多定子段数； $p_c(n)$ 为

耦合系数, 可以理解为定子段供电时, 该段定子与动子耦合部分的电磁推力在合成推力的占比, 满足 $\sum_{n=1}^n p_c(n) = 1, (n = 1, 2, 3 \dots)$, 耦合系数随动子位置的变化而变化, 它们决定了各段定子对动子的推力大小。

2.2 耦合系数和供电信号计算

因为力是不能突变的, 为更好模拟直线电机实际推力, 选择 sigmoid 函数计算耦合系数。sigmoid 函数为 $y = 1/(1 + e^{-x})$, x 和 y 分别表示动子位置和电磁推力耦合系数。

2.2.1 耦合系数计算

根据不同的动子与定子长度关系, 可选择一个或数个逆变器对定子切换供电。为降低逆变器的生产成本和性能要求, 本文选择逆变器的个数与动子耦合的最大定子段数相等。依据动子位置, 变流器对动子耦合的定子分时供电。无论何种供电方式, 前提是精确获取准确的动子位置, 只要定子与某段定子存在耦合, 该段定子就需要供电, 在动子运动过程中, 耦合系数连续计算, 按照这个规律下面给出耦合系数的通用计算方法。

总结一般规律, 计算耦合系数的计算存在如下通式:

$$y(t) = \frac{1}{2p_s} \sum_{i=1}^{2p_s} \frac{1}{1 + e^{-k(x(t) - x_n(t) - (i-0.5)\tau)}} \quad (5)$$

式中, $x(t)$ 为动子位置(头部位置), 是一个时间函数(速度的积分), 初值 $x(0) = x_m$ 。

$x_n(t)$ 是动子在不同状态下其头部的位置, 其取值是离散的, 它的值与定子长度、动子长度以及动子当前时刻位置有关, 初值 $x_n(0) = x_m$ 。 k 表示 $y(t)$ 变化的斜率, 在实际运用中, 可根据动子速度的大小凑试选取, 是一个常值。

动子在运动过程中, $y(t)$ 连续计算, 再由 $y(t)$ 计算出 $p_c(n), (n = 1, 2, 3 \dots)$ 。如定子头部进入下一段定子, 尾部脱离上一段定子, 推力 $F_1 = p_c(1)F_c$ 逐渐减小, $F_2 = p_c(2)F_c$ 逐渐增加, 合成推力仍然保持在系统所系统需要的推力的上。动子在行进过程中, 最小以一个极距 τ 的前进距离为单元, 计算耦合系数。即动子与多段定子耦合时, 推力波动最小单元是以动子前进一个 τ 的距离来衡量的。

为方便描述, 引入中间变量 N_c , N_c 的取值与动子和定子的长度决定, 取值如下:

$$N_c = \begin{cases} M & x_m = Mx_s, (M \in N^+ \text{ 且 } M \geq 1) \\ M + 1 & Mx_s < x_m < (M + 1)x_s, \\ & (M \in N^+ \text{ 且 } M \geq 0) \end{cases} \quad (6)$$

当 $0 < x_m < x_s$, 即短动子电机时 $N_c = 1$ 。无论动子与定子长度处于何种关系, 动子与定子耦合的最大段数为 $N_c + 1$ 段, 则在任意时刻都要同时计算 $N_c + 1$ 个耦合系数, 也即分别有 $N_c + 1$ 个逆变器和开关信号(供电信号)。这种供电方式称为 $N_c + 1$ 步供电法。此时有 $p_c(n), (n = 1, 2, 3 \dots N_c + 1)$ 。

设这 $N_c + 1$ 个逆变器编号为 1#、2#、3#、 \dots 、 N_c #、 $(N_c + 1)$ # 逆变器依次连接的定子编号为 $[i(N_c + 1) - N_c]$ #、 $[i(N_c + 1) - N_c + 1]$ #、 $[i(N_c + 1) - N_c + 2]$ # \dots $[i(N_c + 1) - 1]$ #、 $[i(N_c + 1)]$ # 的定子, 其中 $i = 1, 2, 3 \dots X_{\max}$, X_{\max} 为定子的最大段数。

(1) 长动子电机耦合系数

此时有 $x_m = Mx_s$ 或者 $Mx_s < x_m < (M + 1)x_s$, 其中 $M \geq 1$ 。动子运动过程中, 以动子头部位置计为动子位置, 初始时刻, $x(0) = x_m$ 。此时, $p_c(n)$ 初值按如下:

当 $x_m = Mx_s, (M \in N^+ \text{ 且 } M \geq 1)$ 时, 有

$$\begin{cases} p_{c0}(n) = \frac{P_s}{P_m}, (n = 1, 2, 3 \dots N_c) \\ p_{c0}(N_c + 1) = 0 \end{cases} \quad (7)$$

当 $Mx_s < x_m < (M + 1)x_s, (M \in N^+)$ 时, 有

$$\begin{cases} p_{c0}(n) = \frac{P_s}{P_m}, (n = 1, 2, 3 \dots N_c - 1) \\ p_{c0}(n) = 1 - \sum_{n=1}^{N_c-1} p_{c0}(n) \\ p_{c0}(N_c + 1) = 0 \end{cases} \quad (8)$$

为不失一般性, 可将动子的运动分为四个状态: 动子进入某段定子、动子脱离某段定子、动子与定子稳定耦合、动子与定子无耦合。动子在某一时刻所处状态可以是上述一种和多种状态的组合, 如进入和脱离状态同时发生。另外, 引入中间变量 $T_{\text{emp}} = iN_c, (i = 0, 1, 2, 3 \dots)$, 动子在前进过程中 T_{emp} 取值与动子当前所处状态有关, 每当 T_{emp} 发生一次更新后, 则需要更新 $N_c + 1$ 个耦合系数 $p_c(n)$ 。

具体计算过程如下 ($n = 1, 2, 3 \dots N_c + 1$):

状态 1: 动子进入定子。此时有 $(T_{\text{emp}} + n - 1)x_s < x \leq (T_{\text{emp}} + n)x_s$ 耦合系数为,

$$p_c(n) = \frac{P_s}{P_m} y(t) \Big|_{x(n) = (T_{\text{emp}} + n - 1)x_s} \quad (9)$$

状态 2: 动子脱离定子。此时有 $(T_{emp} + n - 1)x_s + x_m < x \leq (T_{emp} + n)x_s + x_m$, 耦合系数为

$$p_c(n) = \frac{p_s}{p_m} [1 - y(t) |_{x(n) = (T_{emp} + n - 1)x_s + x_m}] \quad (10)$$

状态 3: 动子与定子稳定耦合。此时有 $(T_{emp} + n)x_s < x \leq (T_{emp} + n - 1)x_s + x_m$, 耦合系数为

$$p_c(n) = \frac{p_s}{p_m} \quad (11)$$

状态 4: 动子与定子无耦合。此时有 $(T_{emp} +$

$$\begin{cases} p_c(1) = y(t) |_{x(n) = T_{emp}x_s} & T_{emp}x_s < x \leq T_{emp}x_s + x_m \\ p_c(2) = y(t) |_{x(n) = (T_{emp} + 1)x_s} & (T_{emp} + 1)x_s < x \leq (T_{emp} + 1)x_s + x_m \end{cases} \quad (13)$$

状态 2: 动子脱离定子。此时有,

$$\begin{cases} p_c(1) = 1 - y(t) |_{x(n) = (T_{emp} + 1)x_s - x_m} & (T_{emp} + 1)x_s - x_m < x \leq (T_{emp} + 1)x_s \\ p_c(2) = 1 - y(t) |_{x(n) = (T_{emp} + 2)x_s - x_m} & (T_{emp} + 2)x_s - x_m < x \leq (T_{emp} + 2)x_s \end{cases} \quad (14)$$

状态 3: 全耦合。此时有,

$$\begin{cases} p_c(2) = 0 \\ p_c(2) = 1 \end{cases}, (T_{emp}x_s + x_m < x \leq (T_{emp} + 1)x_s - x_m) \quad (15)$$

状态 4: 无耦合。此时有,

$$\begin{cases} p_c(2) = 0 \\ p_c(2) = 1 \end{cases}, ((T_{emp} + 1)x_s + x_m < x \leq (T_{emp} + 2)x_s + x_m) \quad (16)$$

2.2.2 供电信号计算

无论是长动子还是短动子, 只要动子与某段定子耦合, 该段定子即为供电状态, 否则不供电。

$s_c(n)$ 计算如下:

$$s_c(n) = \begin{cases} 1 & p_c(n) \neq 0 \\ 0 & p_c(n) = 0 \end{cases}, (n = 1, 2 \dots N_c + 1) \quad (17)$$

另外, 运行过程中还要加入保护条件, 若动子不在定子范围内, 令耦合系数和供电信号均为零, 即当 $x \leq 0$ 或 $x \geq X_{max}x_s + x_m$ 时有 $p_c(n) = s_c(n) = 0$ 。

综上, 阐述了无缝隙定子分段时 $p_c(n)$ 和 $s_c(n)$ 计算, 通用供电切换流程如图 2 所示。

如图 2, 只要电机处于工作状态, 动子位置 x 每连续变化 $2(N_c + 1)p_s \tau + x_m$ 时, 离散值 $x_c(n)$ 就要重新赋值。 $x_c(n)$ 每更新一次, 对应分别计算 n 个 $p_c(n)$ 和 $s_c(n)$, 上述计算过程为一个完整的循环周期。

另外, 对于速度和推力要求不严格的运用场合, 考虑到成本, 可以选择有缝隙的定子分段直线电机如图 3 上述提出的方法依旧具有通用性。只需要在判断 N_c 值和离散值 $x(n)$ 加入间隙长度 $\pm \Delta x$ 即可,

$n)x_s + x_m < x \leq (T_{emp} + N_c + n)x_s + x_m$, 耦合系数为:

$$p_c(n) = 0 \quad (12)$$

(2)短动子电机耦合系数

此时, $T_{emp} = iN_c |_{N_c=1}, (i = 1, 2, 3 \dots) 0 < x_m < x_s$, 初值 $p_{c0}(1) = 1$ 、 $p_{c0}(2) = 0$ 。

状态 1: 动子进入定子。此时有,

$(T_{emp} + 1)x_s - x_m < x \leq (T_{emp} + 1)x_s$

$(T_{emp} + 2)x_s - x_m < x \leq (T_{emp} + 2)x_s$

它们共同决定子供电时刻及供电区间, 如有间隙的定子分段, 在动子离开上一分段且未到达下一分段的间隙时, 下一段定子供电信号将会延迟。考虑到供电开关的死区, 上述切换方法也可以做到提前供电和延迟断电, 以提高直线电机的性能。

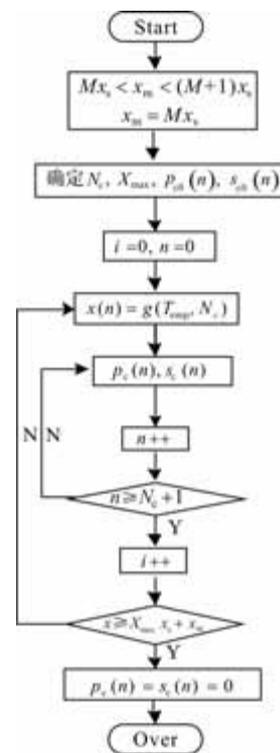


图 2 通用切换供电流程



图 3 定子有缝隙的长动子与短动子直线电机

在满足表 1 所述的前提下，下面给出不同定子、动子长度组合下的耦合系数和供电信号波形，以验证理论的正确性。

耦合系数与供电信号仿真验证时，给定速度如表 2 所示。

表 2 速度设定

时刻/s	0.0	2.2	2.4	3.0	5.0
$v/(m/s)$	0.0	5.5	0.0	-4.0	0.0

令 $x_m = hx_s$ ，按结构参数 h 取值可将电机运行分为以下三种工况 (X_{max} 为定子段数)。

(1) 工况 1, $0 < h < 1$ (短定子)，具体结构参数如表 3 所示。

表 3 工况 1 的动子和定子的参数

τ	x_m	p_m	x_s	p_s	X_{max}
0.2	1.6	4.0	2.0	5.0	5.0

表 3 对应的耦合系数与供电信号如图 4 所示。

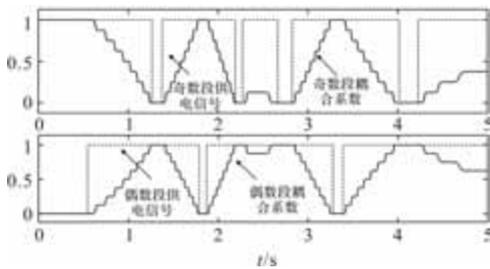


图 4 $h = 0.8$ 时耦合系数(实线)与供电信号(虚线)

如图 4 所示，因为动子长度小于单段定子长度，所以存在全耦合阶段。

(2) 工况 2, $h = k, (k = 1, 2, 3, \dots)$ (长定子)，具体结构参数如表 4 所示。

表 4 工况 2 的动子和定子的参数

τ	x_m	p_m	x_s	p_s	X_{max}
0.2	1.6	4.0	1.6	4.0	7.0

表 4 对应的耦合系数与供电信号如图 5 所示。

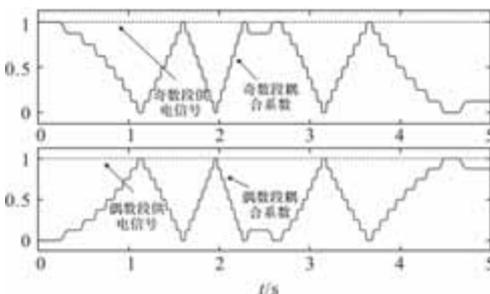


图 5 $h = 1$ 时耦合系数(实线)与供电信号(虚线)

如图 5 所示，因为动子长度等于单段定子长度，定子为无缝衔接，所以两个逆变器供电信号始终存在。

(3) 工况 3, $k < h < k + 1, (k = 1, 2, 3, \dots)$ (长定子)，具体结构参数如表 5。

表 5 工况 3 的动子和定子的参数

τ	x_m	p_m	x_s	p_s	X_{max}
0.2	2.4	6.0	1.6	4.0	7.0

表 5 对应的耦合系数与供电信号如图 6 所示。

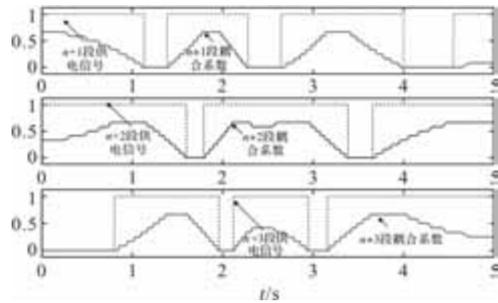


图 6 $h = 1.5$ 时耦合系数(实线)与供电信号(虚线)

如图 6 所示，因为动子长度大于一段定子长度小于两段定子长度，所以三个逆变器中至少两个同时供电，任意时刻存在两个及以上的供电信号。

3 仿真实验

3.1 电机参数设定

本文选择的电机，结构参数如表 6 所示。

表 6 动子和定子的结构参数

τ	x_m	p_m	x_s	p_s	X_{max}
0.05	2.2	22	1.4	14	36

由上表知 $x_s < x_m < 2x_s$ ，则需要计算 3 个耦合系数，逆变器采用三步法供电，变流器 1、2、3 连接 $3k - 2, 3k - 1, 3k (k = 1, 2, 3, \dots)$ 段定子。

电机电气参数如下：电阻为 $R_s = 0.01 \Omega$ ；电

感为 $L = \begin{bmatrix} 0.04 & -0.016 & -0.016 \\ -0.016 & 0.04 & -0.016 \\ -0.016 & -0.016 & 0.04 \end{bmatrix} \text{mH}$ ；基波

磁链幅值为 $\psi_m = 0.021 \text{ Wb}$ ；动子质量 300 kg，货物 2000 kg；母线电压为 2000 V。控制采用 $i_d = 0$ 的矢量控制。

如表 7，直线电机的动子在速度最高时将携带货物抛出后，然后动子返回，实现弹射过程。动子携带 2000 kg 货物，在线速度达到最大 35 m/s 时 ($t = 2.2 \text{ s}$) 将货物抛出，进入制动状态，速度降为 0 m/s。然后，动子加速返回，当线速度达到反向最大 -30 m/s 时，进入制动状态，最后返回速度降为零，回到起点。

表 7 速度设定

时刻/s	0.0	2.2	2.4	3.0	5.0
$v/(m/s)$	0.0	35.0	0.0	30	30

3.2 波形分析

(1) 耦合系数与供电信号

如图 7，取 $y(t)|_{k=500}$ 计算 $p_c(n)$ ， $p_c(n)$ 决定

了各段定子对动子的推力大小且 $\sum_1^3 p_c(n) = 1$ 。

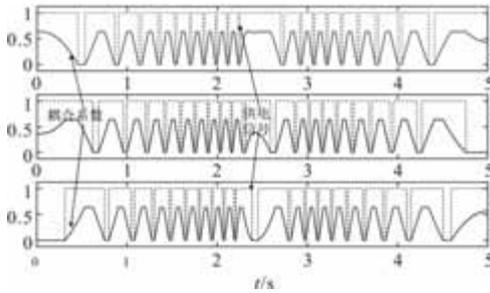


图 7 耦合系数(实线)和供电信号(虚线)

(2) dq 轴电流

如图 8， d 轴和 q 轴实际电流较好的跟踪理论计算值，稳态 q 轴电流误差为 4.4%，符合控制要求。

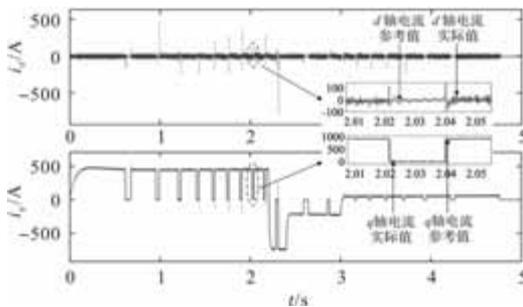


图 8 第 3k - 1 段定子的 dq 轴电流 ($i_d = 0$ 控制)

(3) 速度

如图 9，速度跟踪误差在制动段较大，瞬态误差最大不超过 2.5 m/s，为最大速度的 7.1%，但持续时间不超过 0.25 s，满足控制要求。

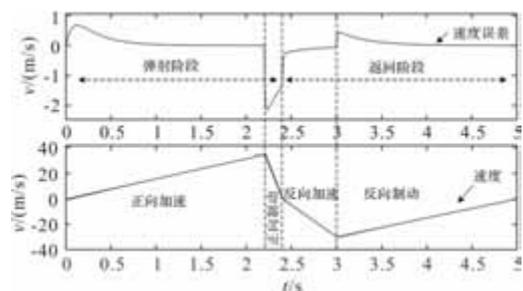


图 9 速度及其误差

(4) 电磁推力

如图 10，动子所受总推力由 $3k - 2$ 、 $3k - 1$ 、 $3k$

($k = 1, 2, 3, \dots$) 段定子施加推力合成。根据动子最大质量及加速度，理论最大推力为 $6.3 \times 10^4 \text{ Nm}$ ，加速过程中推力超调量为所需理论推力的 10%。推力的波动与推力耦合系数和供电信号强相关，由波形可看出推力平滑，证明了定子协同供电策略的正确性。

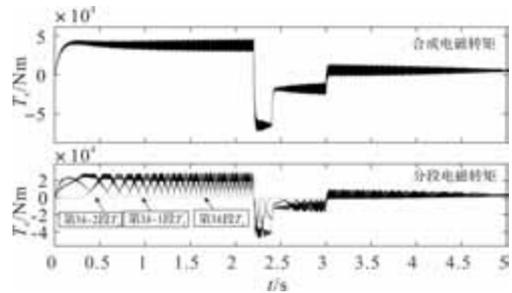


图 10 推力合成

(5) abc 相绕组电流

如图 11，以可关断高功率碳化硅模块为分段定子供电开关触点对应的分段定子绕组电流 i_{abc} ，绕组相电流的在供电信号 $s_c(n) = 1$ 时间区间存在。单段定子供电由 6 只碳化硅模块两两反并联后，串接在电机的三相供电电路中，构成高压电开关模块，该模块可实现段间快速供电切换，具有过流能力强，开关时间短的优点。动子最高速度为 35 m/s， τ 为 0.05 m，推力波动最小单元是以动子前进一个 τ 的距离来衡量的，即切换瞬间推力波动最小更新时间为 1.4 ms。由电流波形分析得开关模块的关断时间为 65 μs ，开通时间为 85 μs ，模块的分段时间远小于 1.4 ms，供电切换时间符合控制要求。

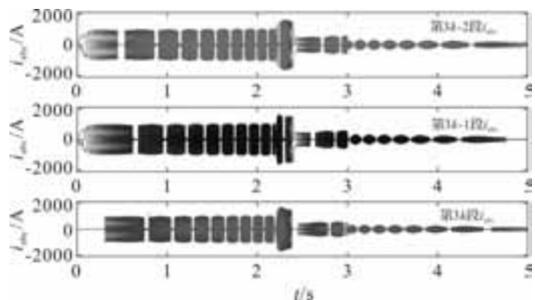


图 11 绕组电流

(6) 反电势

如图 12，各段定子的反电势在动子进入定子时 e_{abc} 逐渐增大，在动子脱离定子时 e_{abc} 逐渐减小。定子反电势增大与减小的趋势与耦合系数变化一致。当动子完全脱离该段或者未进入该段定子，则该段反电势不存在，反电势存在与否与供电信号有无保持一致。但在动子运动期间，电机整体的反电势始终存在，对比图 12 的整体合成反电势与图 9 动子速

度可知，电机整体反电势与动子速度成正比，符合理论设计要求。

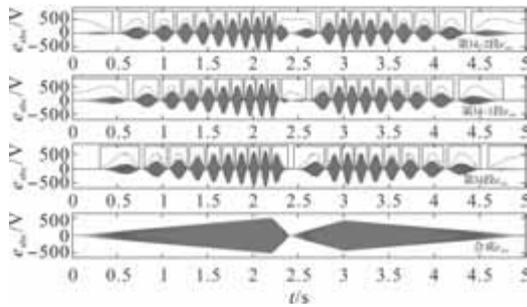


图 12 定子反电势

4 结 语

文章给出了无缝隙定子分段式永磁直线同步电机的电磁推力合成与供电控制。从经济成本、设备性能、功耗三方面考虑，提出 $N_c + 1$ 步供电法。该方法适用于任何长度的定子与动子组合，其耦合系数计算和供电信号方法对于有缝隙拼接的定子分段直线电机具有通用性；同时，该供电方法可兼顾开关器件的性能（开通与关断时间），做到精确供电，以保证推力的平滑性。最后，运用三步供电法，仿真了长动子、36 段定子的直线电机弹射过程。所验证的工况中，由分析可知：(a) 电机总机械功率为 1.29 MW，电流稳态误差为 4.4%，速度最大误差为 7.1%；推力超调量为 10%，在切换过程无抖动，波形平滑，速度和推力是电机外特性的综合体现，说明电机性能优秀。(b) 另外，碳化硅模块开通与关断时间最大值为推力波动最小更新时间的 6%。满足控制需求。(c) 同时，电机定子的反电势与耦合系数、供电信号、速度在逻辑分析上保持了一致性。综合分析，说明文中所提出的协同供电控制方法是科学的。

本文忽略了直线电机各种损耗和定子端部效应，在理想情况下进行了分析，与实际情况仍存在差距。在大功率和高线速度的弹射工作环境，对损耗的减小和电磁推力的优化是后续工作的研究重点^[21,22]。

参考文献

[1] 张明元, 马伟明. 长初级直线电动机分段供电技术综述[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(27): 96-104, 14.

[2] 张宏伟. 绕组分段永磁直线同步电机提升系统稳定运行控制[D]. 河南 焦作: 河南理工大学, 2014.

[3] 陈威克. 混合型次级直线感应电机设计及性能分析[D]. 沈阳: 沈阳工业大学, 2023.

[4] 上官璇峰, 励庆孚. 多段初级永磁直线同步电动机驱

动系统整体建模和仿真[J]. 电工技术学报, 2006(03): 52-57.

[5] 王明义, 李立毅等. 高端装备制造中精密直线电机电磁力分析及控制技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2022.

[6] 鲁军勇, 柳应全. 电磁发射用直线电机及其控制技术综述[J]. 电工技术学报, 2024, 39(19): 5899-5913.

[7] 焦留成, 程志平. 永磁直线同步电动机特性及控制[M]. 北京: 科学出版社, 2014.

[8] 郭科宇, 李耀华等. 电枢分段供电永磁直线同步电机的非线性数学模型[J]. 电工技术学报, 2021, 36(06): 1126-1137.

[9] 郭科宇, 史黎明等. 双三相分段供电永磁直线同步电机电感分析与不平衡抑制[J]. 导航与控制, 2021, 20(05): 89-104.

[10] 辛忠有. 初级绕组分段永磁直线同步电机无传感器技术研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2016.

[11] 肖凤. 初级错位双边直线磁通切换永磁电机及控制研究[D]. 江苏 镇江: 江苏大学, 2020.

[12] 杨永康. 定子分段式永磁同步直线电机的控制方案及其在门控系统应用研究[D]. 济南: 山东大学, 2022.

[13] 刘进海, 史黎明, 郭科宇, 等. 直线电机分段供电协同控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(07): 2861-2871.

[14] 康劲松, 丁浩, 倪菲, 等. 计及悬浮系统影响的高速磁浮直线同步电机建模方法[J]. 西南交通大学学报: 2024, 59(04): 729-736.

[15] 赵牧天, 葛琼璇等. 中速磁悬浮列车分段式长定子永磁直线同步电机牵引控制策略[J]. 电工技术学报, 2022, 37(10): 2491-2502.

[16] 徐飞, 李耀华, 李子欣, 等. 分段供电长定子直线电机切换电流扰动抑制方法及系统: 202211440374.6 [P]. 2023-03-07.

[17] 马志勋, 刘思明, 林国斌, 等. 一种长定子分段直线电机的动子切换控制系统及方法: 202211181642.7 [P]. 2022-12-02.

[18] 李承连, 全国军, 蒋海, 等. 一种高速磁浮以梁为分段的定子绕组安装方法: 202110627033.9 [P]. 2022-08-05.

[19] 张明远, 史黎明, 范满义, 等. 长初级双边直线感应电动机分段推力协同控制和测速算法[J]. 电工技术学报, 2023, 38(3): 659-669.

[20] 白聪. 永磁同步直线电机驱动系统扰动抑制方法研究[D]. 西安: 西安理工大学, 2024.

[21] 李冠醇. 超高速大推力直线电机及其控制方法研究[D]. 长沙: 国防科技大学, 2020.

[22] 冯亚南, 余强国, 黄旭, 等. 基于逆变器补偿的半开绕组直线电机直接推力控制[J]. 信息与控制, 2023(06): 725-735.

一种偏心不等宽磁极结构 PMSM 反电势优化方法

朱文龙, 李全武, 李万钊, 王海岩, 王静轩

(西北农林科技大学 水利与建筑工程学院, 陕西 咸阳 712100)

摘要: 针对永磁同步电机反电势谐波含量较高及转矩脉动严重的问题, 提出一种偏心不等宽磁极结构优化方法, 通过调整相邻磁极的宽度比例与径向厚度, 改善反电势波形并削弱齿槽转矩。通过分析磁极不等宽比与偏心距对气隙磁密的影响, 推导了优化结构的气隙磁密傅里叶解析式, 采用非支配多目标遗传算法对不等宽比和偏心距进行联合优化, 获得最佳参数组合, 并构建对称等宽、不等宽、偏心圆弧及偏心不等宽等四种磁极结构进行有限元仿真, 计算并对比了其反电势畸变率与齿槽转矩。结果表明, 同工况下所提磁极结构的优化效果最佳, 相比优化前的对称等宽磁极结构, 所提优化结构的反电势畸变率降低 28.129%, 齿槽转矩幅值下降 82.329%, 转矩波动率下降 29.143%, 永磁体用量减少 1.207%。该优化方法可降低反电势谐波含量, 同时能够有效抑制齿槽转矩和转矩波动。

关键词: 永磁同步电机; 反电势; 总谐波畸变率; 不等宽磁极; 偏心圆弧磁极

中图分类号: TM351; TM341

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2025)09-0060-10

An Optimization Method for Back Electromotive Force of PMSM With an Eccentric Unequal-width Magnetic Pole Structure

ZHU Wenlong, LI Quanwu, LI Wanzhao, WANG Haiyan, WANG Jingxuan

(College of Water Resources and Architectural Engineering, Northwest A&F University, Xianyang Shaanxi 712100, China)

Abstract: To address the issues of high harmonic content in the back electromotive force (EMF) and severe torque ripple in permanent magnet synchronous motors (PMSMs), an optimized eccentric unequal-width magnetic pole structure was proposed. By adjusting the width ratio and radial thickness of adjacent magnetic poles, this method enhanced the sinusoidal quality of the back EMF waveform and reduces cogging torque. An analysis of the effects of the unequal-width ratio and eccentricity on the air-gap magnetic flux density was conducted, leading to the derivation of the Fourier analytical expression for the air-gap flux density of the proposed optimized structure. Subsequently, the unequal-width ratio and eccentricity were jointly optimized using the Non-dominated Sorting Genetic Algorithm II (NSGA-II) to obtain the optimal parameter combination. Finite element models for four magnetic pole structures symmetric equal-width, unequal-width, eccentric arc, and eccentric unequal-width were constructed to calculate and compare their back electromotive force (EMF) distortion rates and cogging torque, thereby validating the effectiveness of the proposed magnetic pole optimization method. The results indicate that, under identical operating conditions, the proposed eccentric unequal-width magnetic pole structure achieves the most favorable optimization outcomes. Specifically, compared to the pre-optimization symmetric equal-width magnetic pole structure, the back electromotive force (EMF) total harmonic distortion (THD) is reduced by 28.129%, the cogging torque amplitude decreases by 82.329%, the torque ripple is diminished by 29.143%, and the permanent magnet material usage is reduced by 1.2%. This optimization approach effectively lowers the harmonic content of the back EMF while concurrently suppressing cogging torque and torque ripple, thereby enhancing overall motor performance.

Key words: permanent magnet synchronous motors; back EMF; total harmonic distortion; unequal width poles; eccentric arc poles

0 引言

永磁同步电机在方波驱动下易产生较高的反电

势谐波成分, 引发振动与噪声问题。而正弦波驱动可形成平滑的反电势波形, 并能有效降低谐波引起的转矩脉动^[1]。

收稿日期: 2025-03-26

基金项目: 国家自然科学基金(51809218); 陕西省自然科学基金基础研究计划(2019JM-357)

作者简介: 朱文龙(2001), 男, 硕士研究生, 研究方向为永磁电机设计与优化。

通讯作者: 李全武(1986), 男, 博士, 讲师, 研究方向为永磁电机理论与设计。

国内外针对反电势优化和齿槽转矩削弱的研究主要集中于定转子结构、永磁体形状及绕组设计等方面。文献[2]采用不对称转子设计,调整了相邻磁极的极弧系数,并建立了转矩脉动的理论模型,能够有效抑制反电势谐波与转矩脉动,并保持反电势和转矩的幅值稳定。文献[3]采用正弦脉宽调制(SPWM)形状的表贴式转子,提高感应电动势正弦度并减少了稀土磁体用量。文献[4]基于遗传算法优化了表贴式、带导磁块表贴式、辐条式三种低速大转矩转子结构,优化后三种结构的气隙磁密畸变率和齿槽转矩幅值均得以降低,相比之下,辐条式转子在容错运行下可降低永磁体退磁风险。

文献[5]通过优化 V 型永磁体的宽度与夹角角度,降低气隙磁密谐波,改善反电势波形并削弱了齿槽转矩。文献[6]考虑定子开槽与永磁体相对磁导率的影响,分析了面包型磁极的极弧系数和偏心距对电机径向气隙磁密的影响规律。文献[7]提出不完全偏心永磁体结构,相较于传统偏心及削角磁极,其反电势畸变率和转矩波动率显著降低。文献[8]结合偏心圆弧法与组合磁极法,改善了气隙磁密分布及空载反电势波形。文献[9]将偏心磁极与瓦片磁极结合,提高了反电势的正弦性,同时降低了齿槽转矩和负载转矩脉动。文献[10]通过调整磁极偏心距与转子斜极块数,实现气隙磁场的复合优化,使空载电势基波幅值提升,畸变率和转矩脉动显著降低。文献[11]提出了新型双并列转子结构,通过调整磁极偏心距,优化了气隙磁密分布,同时降低齿槽转矩。

传统磁极优化方法侧重于改善反电势波形或抑制齿槽转矩,但也存在一定局限。例如,采用组合拼接与削角磁极会受制于结构强度与制造精度;而脉宽调制等控制方法又难以从根本上优化气隙磁密分布。相比之下,偏心不等宽磁极结构通过调控磁极宽度和偏心距,具有设计方便、成本较低和控制简单等优势。

目前针对结合不等宽与偏心圆弧结构的优化方法研究较为稀缺,亟待进一步探索与验证。本文以表贴式永磁同步电机为研究对象,设计并分析了偏心不等宽磁极结构。首先,通过分析气隙磁密与反电势波形的关系,比较磁极宽度比例和偏心距对气隙磁密分布的影响,推导出该结构的气隙磁密傅里叶解析式。其次,采用非支配多目标遗传算法对不等宽比和偏心距进行联合优化,获得最佳参数组合。最后,构建不等宽、偏心圆弧及偏心不等宽三种磁极结构模型,并进行有限元仿真验证,进而对比计

算各磁极结构在降低反电势畸变率和削弱齿槽转矩方面的优化效果,验证所提出磁极优化方法的有效性。

1 磁极结构与气隙磁密分析

本文以 24 槽 8 极永磁同步电机为例说明该磁极结构优化方法。模型主要参数如表 1 所示。

表 1 电机主要参数

参数	参数值
槽/极数	24/8
定子外径/mm	90
定子内径/mm	56
永磁材料	NdFeB N42EH
充磁方向	径向充磁
额定转速/(r/min)	10000

1.1 偏心不等宽磁极结构

保持永磁体极弧系数不变,调整转子相邻磁极的宽度比例和径向充磁厚度,使磁极的内外径不相等且不同心。图 1 为优化前后的转子磁极结构对比。

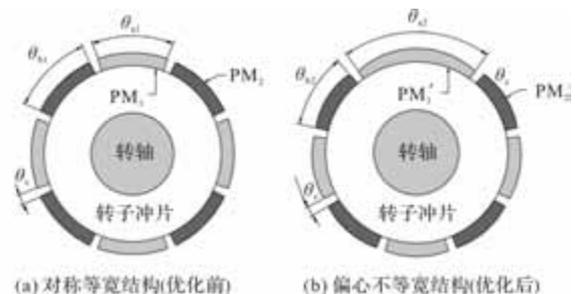


图 1 优化前后磁极结构对比

优化前磁极均匀对称分布,其中 θ 为沿定子内圆或转子外圆表面的实际物理位置角,范围为 $0 \sim 2\pi$ 。初始磁钢张角 $\theta_{a1} = \theta_{b1}$,磁钢的间隔张角为 θ 。定义磁钢 PM_1 为主磁钢,以 PM_2 为代表的其余 7 块相同磁钢为副磁钢,保持磁极间隔张角不变,即磁钢间气隙总长度不变,转子关于主磁钢的中心线左右对称。在相同工况下,表面式不等磁极结构的主要优势在于转矩脉动较小,此设计在平均转矩仅略微降低的情况下,显著减少了转矩脉动的谐波幅值,并降低了转矩脉动的主要谐波阶次^[12]。此外,单一主磁钢的设计有利于简化磁路结构,减少磁钢拼接误差和磁阻不均问题,提高整体磁路的利用率。但非对称磁极结构的损耗会略微增加,可在单主磁钢的基础上,于其机械角度 180° 位置增设另一主磁钢,以减小对电机其他特性造成的不利影响^[13]。

将主磁钢张角由 θ_{a1} 调整至 θ_{a2} ,其余 7 块副磁

钢张角由 θ_{b1} 调整至 θ_{b2} ，为表征磁极变化程度，将 θ_{a2} 与 θ_{b2} 的比值记为不等宽比 k ，即：

$$k = \frac{\theta_{a2}}{\theta_{b2}} \quad (1)$$

基于磁极不等宽结构，引入偏心圆弧设计，即可改变磁极的径向厚度。磁钢内层半径固定，保持磁钢径向最大厚度 h_m 不变，改变磁钢外层半径则可获得不同偏心距的磁钢。优化后的偏心圆弧磁极结构参数如图 2 所示。

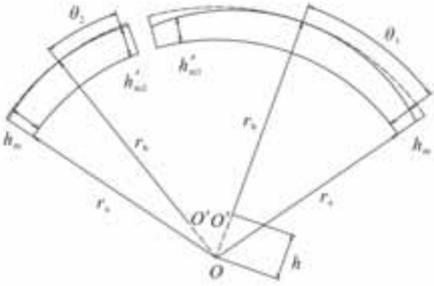


图 2 偏心不等宽磁极结构示意图

优化后的磁钢内层半径记为 r_a ，外层半径记为 r_b ，将磁钢的内外半径之差与其径向最大厚度之和记为磁钢偏心距 h ，即 $h = r_a - r_b + h_m$ 。本文仅考虑正偏心距，即 $r_a > r_b$ 的情况。

当偏心距固定时，磁钢充磁方向厚度 $h_m(\theta)$ 随磁钢位置角 θ 变化而不同，导致气隙径向厚度改变，进而实现精细调控气隙分布的效果，进而改善反电势波形并削弱齿槽转矩。

1.2 气隙磁密分析

空载气隙磁密波形的形状直接决定了定子绕组中感应电动势的时空分布。在理想情况下，若气隙磁密波形呈现纯正弦形，其产生的反电势亦将近似于理想正弦波。反之，若磁密波形存在谐波成分，则相应谐波将引入反电势，进而引发扭矩脉动，故分析不同 k 值与 h 值对气隙磁密的影响。

气隙磁密波形会受到转子磁极分布的影响，当磁极均匀分布时，每个磁极所产生的磁场是周期性的，则气隙磁密也呈周期性。

为便于推导，规定各磁极的中心位置(以机械位置角计)均匀分布，即：

$$\theta_i = (i - 1)\Delta\theta \quad (2)$$

本例电机的极对数 $p = 4$ ，故 $i = 1, 2, \dots, 8$ 。则磁极的极化符号 p_i 可按顺序交替记为

$$p_i = (-1)^{i-1} \quad (3)$$

假设每一极弧区的气隙磁密分布理想均匀，且永磁

体沿转子表面均匀产生磁密，其幅值为 B_m ，其余区域(即磁极间隙部分)的磁密为零。此时可将磁极区内的气隙磁密沿转子表面分布表示为一个周期函数，即气隙磁密径向分量 $B_r(\theta)$ ，则在第 i 个磁极区内有：

$$B_r(\theta) = p_i B_m \quad (4)$$

区间为 $[\theta_i - \gamma_i, \theta_i + \gamma_i]$ ，其中， $\gamma_1 = \theta_{a1}$ ， $\gamma_2 = \theta_{b2}$ 。则不等宽磁极结构下气隙磁密径向分量 $B_r(\theta)$ 可通过傅里叶级数展开为多个正弦波谐波的叠加，若忽略谐波的初相位，该函数的傅里叶级数表达式为

$$B_r(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} B_n \cos(n\theta) \quad (5)$$

式中， B_n 为第 n 次谐波分量的幅值，即傅里叶系数； n 为谐波的次数。由于 $B_r(\theta)$ 在各磁极区内非零，其积分可分解为各磁极贡献的叠加，则 B_n 可表示为

$$\begin{aligned} B_n &= \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} B_r(\theta) \cos(n\theta) d\theta \\ &= \frac{1}{\pi} \sum_{i=1}^8 \int_{\theta_i - \gamma_i/2}^{\theta_i + \gamma_i/2} p_i B_m \cos(n\theta) d\theta \end{aligned} \quad (6)$$

利用积分公式，对于以 θ_i 为中心、宽度为 γ_i 的区间，有：

$$\int_{\theta_i - \gamma_i/2}^{\theta_i + \gamma_i/2} \cos(n\theta) d\theta = \frac{2 \sin(\frac{n\gamma_i}{2})}{n} \cos(n\theta_i) \quad (7)$$

因此，各磁极贡献为

$$I_i = \frac{2p_i B_m}{n} \sin(\frac{n\gamma_i}{2}) \cos(n\theta_i) \quad (8)$$

将式(8)代入式(6)，得到：

$$\begin{aligned} B_n &= \frac{1}{\pi} \sum_{i=1}^8 \frac{2p_i B_m}{n} \sin(\frac{n\gamma_i}{2}) \cos(n\theta_i) \\ &= \frac{2B_m}{\pi n} \left[p_1 \sin(\frac{n\theta_{a2}}{2}) + \sum_{i=2}^8 p_i \sin(\frac{n\theta_{b2}}{2}) \cos(n\theta_i) \right] \end{aligned} \quad (9)$$

定义辅助求和项 $S(n)$ 为

$$\begin{aligned} S(n) &= \sum_{i=2}^8 p_i \cos(n\theta_i) \\ &= \sum_{i=2}^8 (-1)^{i-1} \cos\left(n \frac{(i-1)\pi}{4}\right) \end{aligned} \quad (10)$$

因此，傅里叶系数 B_n 可以写为

$$B_n = \frac{2B_m}{\pi n} \left[\sin(\frac{n\theta_{a2}}{2}) + \sin(\frac{n\theta_{b2}}{2}) S(n) \right] \quad (11)$$

将式(11)代入式(5)，由傅里叶展开，即采用

不等宽磁极结构时的气隙磁密径向分量表达式为

$$B_r(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2B_m}{\pi n} \left[\sin\left(\frac{n\theta_{a2}}{2}\right) + \sin\left(\frac{n\theta_{b2}}{2}\right) S(n) \right] \cos(n\theta) \quad (12)$$

本例磁极结构由 1 个主磁极(角宽 θ_{a2})和 7 个副磁极(角宽 θ_{b2})组成,则可拆分求和:

$$B_n = \frac{2B_m}{\pi n} \left[\sin\left(\frac{n\theta_{a2}}{2}\right) + 7\sin\left(\frac{n\theta_{b2}}{2}\right) \right] \quad (13)$$

将式(1)代入式(13),根据磁路计算可得,不同极性磁极下的气隙磁密幅值 B_1 与 B_2 的关系为

$$B_1 = B_2 \left[1 + \frac{\sin\left(\frac{k\theta_{b2}}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\theta_{b2}}{2}\right)} \right] \quad (14)$$

通常,高频次的谐波幅值较小,故分析幅值较大的 5、7、9、11、13 次谐波,将式(14)代入式(13)并作出气隙磁密谐波幅值与 k 值的关系曲线,如图 3 所示。

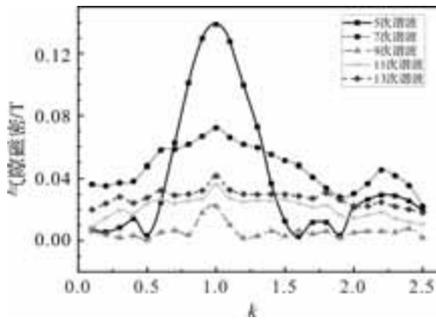


图 3 气隙磁密谐波幅值与不等宽比 k 的关系曲线

由图 3 可知,当不等宽比 $k = 1$ 时,即优化前对称等宽磁极结构的气隙磁密谐波幅值最大,且各次谐波幅值随 k 值变化而变化,说明通过合理调整主副磁钢的比例 k 的值,可以有效地削弱特定频次的谐波,降低气隙磁密的谐波含量。

此外,磁钢径向厚度的变化也会对空载气隙磁密波形产生显著影响。表贴式转子的磁极通常内外径相等、呈同心分布,各磁极宽度相同且气隙分布均匀,导致空载气隙磁密波形的谐波含量较大。

当采用偏心圆弧磁极结构时,忽略齿槽效应的影响,根据麦克斯韦方程组,可知气隙磁密的分布主要受气隙长度变化的影响。在磁钢偏心结构下,转子磁势 F_r 和气隙磁导 Λ_g 的关系为

$$B_r(\theta) = \mu_0 \cdot F_r(\theta) \Lambda_g(\theta) \quad (15)$$

式中, μ_0 为真空磁导率,气隙磁导的影响可表示为

$$\Lambda_g(\theta) \approx \frac{1}{g_0 + h \cos(p\theta)} \quad (16)$$

由于磁极偏心,气隙长度在空间上呈现余弦分布。根据磁路理论,气隙磁密与气隙磁导成正比,而气隙磁导与气隙长度成反比。因此,偏心圆弧磁极结构的局部气隙磁密随气隙长度变化的关系为

$$B_r(\theta) = B_m \frac{g_0}{g_0 + h \cos(p\theta)} \quad (17)$$

式中, g_0 为气隙长度平均值。假设 $h/g_0 \ll 1$,忽略高阶项时,利用泰勒展开得:

$$B_r(\theta) \approx B_m \left(1 - \frac{h}{g_0} \cos(p\theta) + o\left(\frac{h^2}{g_0^2}\right) \right) \approx B_m - B_p \cos(np\theta) + B_{2p} \cos(2p\theta) - B_{3p} \cos(3p\theta) + \dots \quad (18)$$

此时,气隙基波成分 $B_1 = B_m$,则 n 倍极对数谐波分量 B_{np} 为

$$B_{np} \approx (-1)^n B_m \cdot \left(\frac{h}{g}\right)^{n-1} \quad (19)$$

由式(18)与式(19)可知, n 倍极对数谐波分量随着 n 增大而迅速衰减,当 h/g_0 很小时,高阶 np 次谐波的影响较弱,可以近似忽略。磁极的偏心设计导致气隙长度在电角度 $p\theta$ 方向上不对称变化,因此, p 次谐波分量相对于基波的相位发生了 180° 的偏移,故分布在 p 次谐波频率下的气隙磁密产生的相位偏移通常为负值。绘制出气隙磁密谐波幅值随偏心距变化的曲线如图 4 所示。

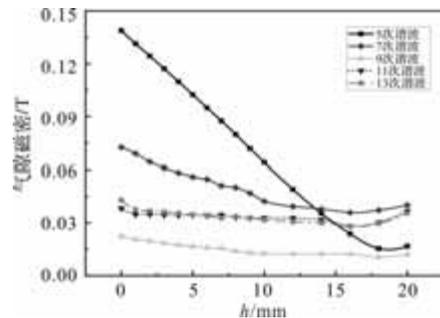


图 4 气隙磁密各次谐波幅值与偏心距 h 的关系曲线

图中气隙磁密谐波幅值与偏心距的关系曲线表明,通过合理调整磁极的偏心距 h ,可有效降低气隙磁密中谐波成分的含量。

因此,通过优化磁极的宽度比例和径向充磁厚度,可以优化气隙磁密分布,从而能降低谐波含量。同时,在磁极偏心设计中,由于偏心效应会引入 p 次谐波分量,适当选择偏心距 h 有助于削弱特定谐波的影响。基于磁密分布均匀且忽略齿槽效应的假

设, 结合不等宽磁极傅里叶展开与偏心气隙效应, 将式(17)和式(18)代入式(12), 可推导出偏心不等宽磁极结构下气隙磁密径向分量的表达式为

$$B_r(\theta) \approx \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2B_m}{\pi n} \left[\sin\left(\frac{n\theta_{a2}}{2}\right) + 7\sin\left(\frac{n\theta_{b2}}{2}\right) \right] \cos(n\theta) \right\} \times \left(1 - \frac{h}{g_0} \cos(p\theta) \right) \quad (20)$$

气隙磁密的空间分布直接决定了磁能的变化, 而齿槽转矩正是由这种磁能随转子位置的变化引起的。理论上, 磁能 W_m 可由下式表示:

$$W_m(\theta) = \frac{1}{2\mu_0} \int_{A_g} B_r^2(\theta) dA \quad (21)$$

式中, A_g 为气隙有效面积。齿槽转矩 T_{cog} 则与磁能对转子位置角 θ 的变化率相关, 即:

$$T_{cog} = - \frac{dW_m}{d\theta} \quad (22)$$

磁能中各次谐波的贡献大致与 B_n^2 成正比, 而齿槽转矩的幅值可近似认为与各次谐波分量乘以其次数 n 的平方和相关, 即:

$$T_{cog} \propto \sum_{n=1}^{\infty} nB_n^2 \quad (23)$$

由上式可知, 当气隙磁密分布趋于纯正弦, 即 B_1 较大, B_n 显著减小时, 磁能的空间变化将更加平滑, 从而导致齿槽转矩显著降低。

在不等宽与偏心磁极结构中, 通过调整磁极的不等宽比 k 和偏心距 h , 可以有效抑制气隙磁密中的高次谐波分量 B_n , 使得磁密分布更加接近理想的正弦波形。而高次谐波的降低也将使得总谐波失真率(THD)减小, 同时削弱由谐波引起的齿槽转矩。这为后续通过优化磁极的不等宽比 k 和偏心距 h 来改善反电势波形正弦性和降低齿槽转矩提供了理论依据。

2 磁极尺寸优化

为评估优化方法对反电势谐波的抑制效果及其波形的接近正弦程度, 使用电压波形的总谐波失真率(THD)作为衡量指标, 其定义为所有谐波分量的均方根值之和与基频分量均方根值的比率, 通常以百分比表示。

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^{\infty} E_i^2}}{E_1} \quad (24)$$

式中, E_i 为电机反电势 i 次谐波幅值; E_1 为反电势基波幅值; 较高的 THD 表明波形中含有更多谐波, 即会导致与理想正弦波的偏差增大。

以该 10 kW 永磁同步电机为例进行有限元分析, 首先, 建立不等宽、偏心圆弧和偏心不等宽三种磁极优化结构, 计算三种磁极结构的反电势畸变率和齿槽转矩幅值, 并分别与优化前对称等宽磁极结构的结果进行对比分析。

表 2 三种磁极结构参数

磁极结构优化	变量	取值
单一不等宽	不等宽比 k	0.1 ~ 2.5
单一偏心圆弧	偏心距 h/mm	0 ~ 20
偏心不等宽	偏心距 h/mm	0 ~ 10

2.1 不等宽磁极结构优化

当磁极的不等宽比 $k \neq 1$, 即磁钢的宽度不相等时, 主副磁钢对气隙磁密的贡献不对等, 使得气隙磁密波形不再对称, 导致其中谐波的含量与幅值改变。通过选取不同的不等宽比 k , 同时结合有限元仿真, 利用傅里叶分解法, 求得反电势的总谐波失真率和齿槽转矩幅值, 并绘制出不等宽磁极结构的总谐波失真率 THD 和齿槽转矩幅值与不等宽比的关系曲线如图 5 所示。

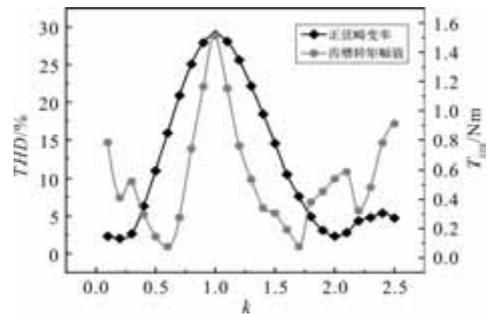


图 5 不等宽磁极结构的 THD 和 T_{cog} 与 k 的关系曲线

优化前 ($k = 1$ 时), 电机反电势波形的正弦畸变率(29.381%)和齿槽转矩幅值(1.511 Nm)均达到最高水平。随着不等宽比 k 的取值降低至 0.2 或增加至 2, 反电势波形的畸变率显著下降。其中 $k = 0.2$ 时, 畸变率降至最低值, 齿槽转矩幅值则在 k 值取 0.6 或 1.7 时达到局部低点。

不等宽磁极结构的反电势波形畸变率的拟合曲线如图 6 所示, 此时, 其 THD 与不等宽比 k 之间可以采用如下函数进行拟合:

$$\begin{aligned} \text{THD} = & -25.971k^5 + 182.706k^4 - 449.618k^3 + \\ & 438.812k^2 - 130.097k + 12.397 \end{aligned} \quad (25)$$

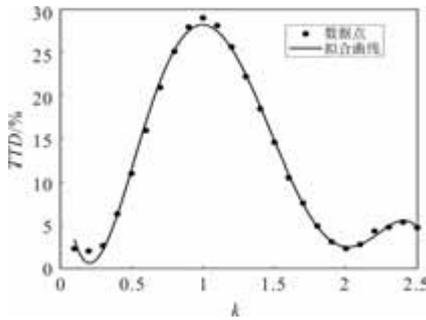


图 6 不等宽磁极结构的 THD 与不等宽比 k 的拟合曲线

基于式(25)的拟合结果，该函数的拟合优度 R^2 值为 0.9969，标准误差为 0.6068，表明该模型具有良好的拟合效果和较强的预测能力。

通过求解拟合函数可得， $k = 0.197$ 时，其拟合的 THD 达到最小值，齿槽转矩幅值为 0.540 Nm。此时不等宽磁极结构的反电势波形接近正弦，齿槽转矩幅值也明显降低。

2.2 偏心圆弧磁极结构优化

引入偏心圆弧设计可改善反电势波形的正弦程度，并削弱齿槽转矩，通过调整外层半径，则可得到不同偏心距的磁极。对不同偏心距的磁极结构进行有限元仿真分析，同样采用傅里叶分解法计算反电势畸变率，并绘制出其总谐波失真率和齿槽转矩幅值与偏心距的关系曲线，如图 7 所示。

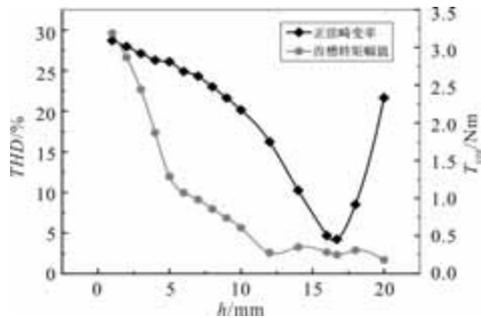


图 7 偏心圆弧磁极结构的 THD 及 T_{cog} 与 h 的关系曲线

此时，偏心圆弧磁极结构的反电势畸变率的拟合曲线如图 8 所示，其畸变率与偏心距之间可以采用如下函数进行拟合：

$$\begin{aligned} \text{THD} = & -0.005h^4 + 0.049h^3 \\ & -0.164h^2 - 0.623h + 29.502 \end{aligned} \quad (26)$$

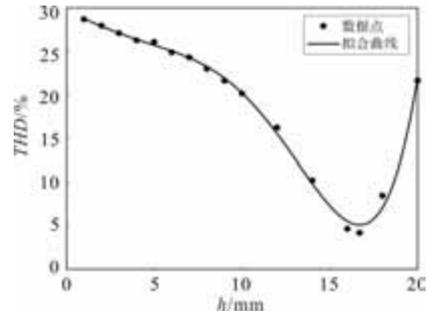


图 8 偏心圆弧磁极结构 THD 与偏心距 h 的拟合曲线

拟合结果的拟合优度 R^2 值为 0.9957，标准误差为 0.674，表明模型拟合效果优良。求解结果显示，在 $h = 16.737$ mm 时，THD 降至 5.124% (实际仿真值约为 4.2341%)，齿槽转矩幅值为 0.251 Nm。此时，偏心圆弧磁极结构的反电势畸变率达到最低，反电势波形趋于正弦，且齿槽转矩幅值显著下降。

2.3 偏心不等宽磁极结构优化

单纯调整磁极的不等宽比难以实现反电势畸变率的最优效果，因此，本研究在不等宽磁极结构的基础上引入偏心圆弧设计，从而更精细化地调控气隙磁场分布。但过大的偏心距可能引起电磁力分布不均，且当 $h = 11.21$ mm 时，磁钢边缘厚度趋近于零，为兼顾磁钢利用率与优化效果，本研究限制偏心距 $h < 10$ mm，以确保结构合理性与可制造性。

本研究采用非支配多目标遗传算法 (NSGA-II) 对电机的不等宽比 k 和偏心距 h 进行优化。NSGA-II 的基本思想在于利用非支配排序对种群个体进行分层，从而识别各层次解的优劣^{[14][15]}，经过多代进化最终获得涵盖 Pareto 前沿的均衡解集，实现多目标间的有效权衡。

首先构建偏心不等宽磁极结构的数学模型，明确优化目标与约束条件；在确保电磁性能稳定的前提下，以反电势波形畸变率为主目标、齿槽转矩为辅目标。随后，对关键参数进行多目标敏感性分析，并利用 COP 矩阵量化其影响。最后，通过 MATLAB 实现 NSGA-II 算法，对设计变量进行全局优化，确定最优参数，并利用有限元仿真验证优化结果。偏心不等宽磁极结构的设计流程图如图 9 所示。

首先构建优化所需目标函数，假设每个磁极磁密可以近似为余弦分布，则有：

$$B_r(\theta) = \sum_{i=1}^8 B_m(i) \cos[p(\theta - \theta_i)] \cdot G_i(\theta) \quad (27)$$

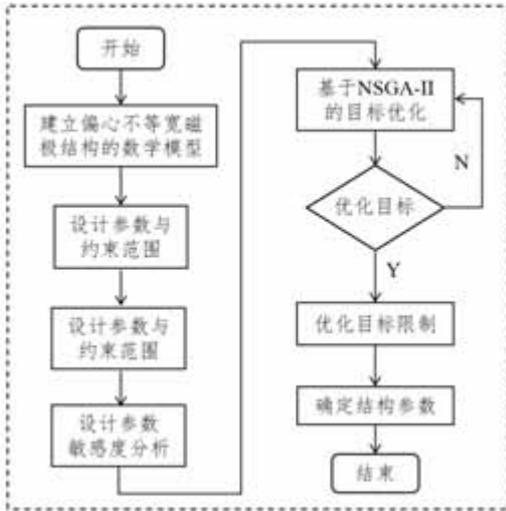


图9 偏心不等宽磁极结构的设计流程
此处峰值磁密受偏心结构影响, 近似为

$$B_m(i) \approx \frac{\mu_0 M_r}{g(\theta, h)} \quad (28)$$

式中, $B_m(i)$ 为第 i 块磁钢的峰值磁密; $G_i(\theta)$ 为门函数, 表示磁钢覆盖区域; M_r 为永磁体的径向剩磁化强度。

反电动势为气隙磁密和绕组函数的卷积, 并考虑绕组匝数, 则其解析式为

$$e(\theta) = \omega_e \cdot N \cdot \int_{\theta-\tau}^{\theta+\tau} B_r(\theta') \cdot f_\omega(\theta') d\theta' \quad (29)$$

式中, N 为每相有效匝数; $f_\omega(\theta')$ 为绕组分布函数, τ 为线圈有效角宽。

而齿槽转矩来源于磁势能周期性变化, 常通过 Maxwell 张量推导为

$$T_{\text{cog}}(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} T_n \cdot \cos(nZ_s \cdot \theta) \quad (30)$$

式中, Z_s 为槽数; T_n 由磁密谐波与几何边界共同决定, 偏心和不等宽比会引入高阶谐波。

对于每个目标函数 $f_i(i = 1, 2)$, 对设计变量 $x_j(j = 1, 2)$, 进行局部扰动 (例如采用小幅增量 Δx_j), 通过有限差分法计算相对变化率, 得到目标 f_i 对变量 x_j 的敏感度, 其敏感度系数为

$$S_{ij} = \frac{\Delta f_i / f_i}{\Delta x_j / x_j} \quad (31)$$

对于每个目标 f_i , 将各变量的绝对敏感度归一化, 并计算贡献百分比:

$$COP_{ij} = \frac{|S_{ij}|}{\sum_{j=1}^n |S_{ij}|} \quad (32)$$

对反电势正弦畸变率 (及齿槽转矩) 的敏感度求

导与归一化处理后, 得出 k 与 h 对于主要目标 f_i (反电势正弦畸变率) 的影响权重分别是 0.65 和 0.35, 表明在该多目标优化问题中, 不等宽比 k 对目标函数的影响更为显著, 而偏心量 h 起到次要的调控作用。

通过多次试验, 明确偏心不等宽磁极结构的优化设计步骤。其它参数不变, 其约束表达式为:

$$\begin{cases} T_{\text{avg}}(k, h) \geq 0.9T_{\text{base}} \\ T_{\text{rip}}(k, h) \leq 10\% \\ k \in (0.1, 2.5), h \in (0.1, 10) \end{cases} \quad (33)$$

式中, T_{avg} 为平均输出转矩; T_{rip} 为转矩脉动。则基于 NSGA-II 算法的多目标优化参数如下表所示:

表3 多目标优化参数

转子拓扑结构	偏心不等宽磁极
优化目标	(1)反电势畸变率 (2)齿槽转矩
优化变量	k, h
初始种群	100
遗传代数	50
变量交叉概率	80%
变量突变概率	1%

经过非支配多目标遗传算法 (NSGA-II) 的寻优, 获得了不等宽比与偏心距的 Pareto 前沿解集。其 Pareto 前沿解集结果如图 10 所示。

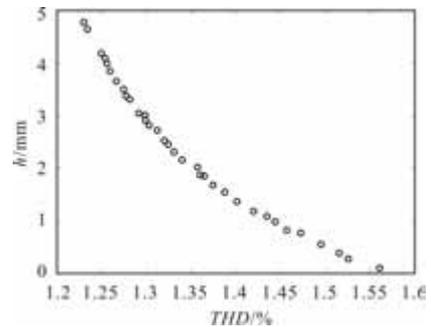


图10 NSGA-II 优化的 Pareto 前沿解集

从 Pareto 解集中可以看出, 为兼顾反电势正弦畸变率与齿槽转矩要求, 各参数组合之间存在明显折中效应。综合比较各 Pareto 解的性能指标后, 确定在满足电磁特性稳定性与约束条件下的最优设计参数, 即 $(k, h) = (1.992, 4.781)$, 此时偏心不等宽磁极结构的反电势畸变率算法寻优值为 1.229%, 齿槽转矩幅值为 0.271 Nm。

考虑工程可行性, 取 $(k, h) = (2, 4.8)$, 并通

过有限元仿真与傅里叶计算，得到此时偏心不等宽磁极结构的反电势畸变率为 1.252%，齿槽转矩幅值仿真值为 0.267 Nm。为验证结果可靠性，图 11 绘制了 $k = 2$ 时该结构总谐波失真率及齿槽转矩幅值随偏心距变化的关系曲线，而图 12 给出了 THD 与偏心距的拟合曲线，拟合函数如下：

$$THD = -0.005h^4 + 0.062h^3 - 0.274h^2 + 0.331h + 1.569 \quad (34)$$

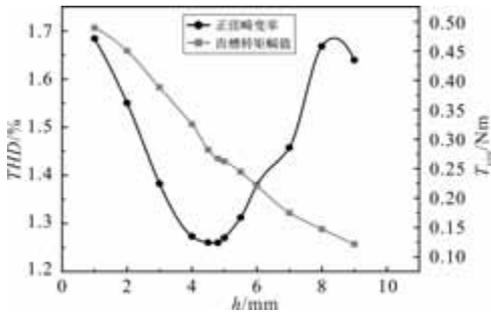


图 11 偏心不等宽磁极结构 THD 及 T_{cog} 与 h 的关系曲线

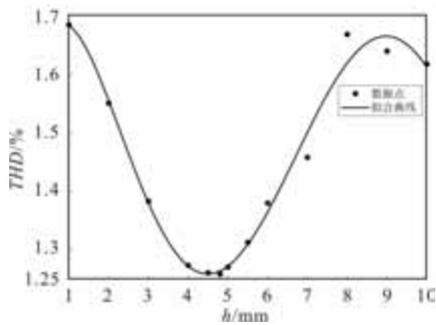


图 12 偏心不等宽磁极结构 THD 与偏心距 h 的拟合曲线

关系曲线表明，反电势波形畸变率随偏心距 h 变化，当 $h = 4.8 \text{ mm}$ 时，THD 达到最低值 (1.252%)，对应的齿槽转矩幅值为 0.267 Nm。此外，图 12 的拟合结果表明，该模型的拟合优度 $R^2 = 0.9826$ ，标准误差为 0.0295，表明拟合精度较高。进一步求解拟合函数得到 THD 最小值为 1.262%，与算法寻优值的误差率仅为 0.799%，验证了该优化方法的有效性。相比前两种磁极优化结构，此时偏心不等宽磁极结构的反电势波形更趋于理想正弦，且齿槽转矩幅值也显著降低。

3 磁极优化结果与对比分析

不等宽磁极结构主要通过调整不等宽比 k 来优化磁密分布；偏心圆弧磁极结构则通过引入偏心距

h 改善磁极表面的磁通密度分布，减少局部磁通饱和；而偏心不等宽磁极结构结合了两者的优势，通过优化磁极的不等宽比 k 与偏心距 h ，可以实现精细的气隙磁密分布，使磁密变化更加平滑。

图 13 中各方案气隙磁密波形对比结果显示，偏心不等宽磁极结构的气隙磁密波形的平滑度远优于其他三种磁极结构，波形的正弦程度最高。

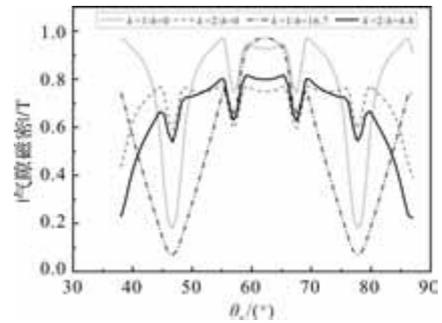


图 13 各方案气隙磁密波形对比

各方案的反电势波形对比如图 14 所示。相较于单独采用不等宽或偏心圆弧磁极结构，所提出的偏心不等宽磁极结构不仅更有效地削弱了低次谐波，而且通过高阶谐波的相互抵消和移相效应降低了特定谐波成分对基波的干扰，从而使反电势更趋于正弦。图 15 的频谱对比进一步表明，该结构显著降低了高次谐波成分，改善了波形质量，验证了其相较于传统设计方法的优势。

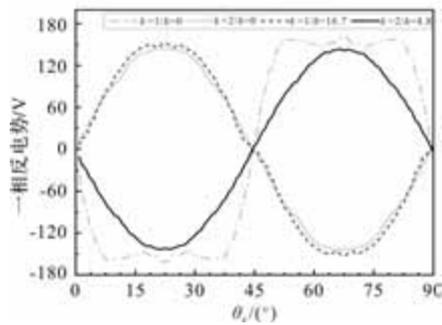


图 14 各方案反电势波形优化对比

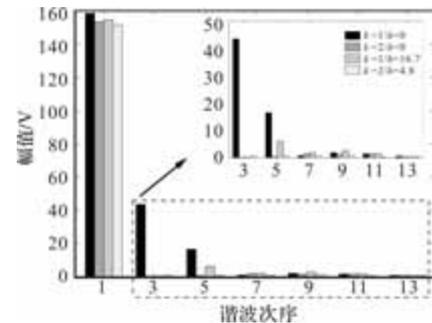


图 15 各方案反电势谐波含量对比

图 16 显示，各优化方案的齿槽转矩幅值均明显低于优化前的对称等宽磁极结构，所提出的磁极结构在抑制齿槽转矩方面优于单一不等宽磁极结构，也表明该方法对齿槽转矩具有较好的抑制效果。图 17 的频谱分析进一步验证了偏心不等宽磁极结构的抑制有效性。

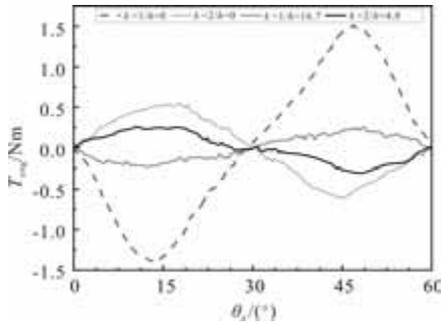


图 16 各方案齿槽转矩波形对比

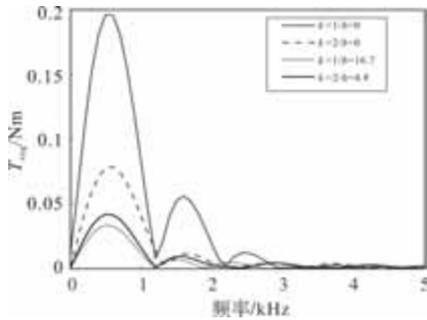


图 17 各方案齿槽转矩频谱分析对比曲线

图 18 中的输出转矩结果显示，与优化前的对称等宽磁极结构相比，偏心不等宽磁极结构的转矩波动率降低了 29.143%，显著提升了运行平稳性。尽管平均输出转矩略降 9.69%，但仍在可接受范围内，表明该优化结构在降低波动的同时兼顾了输出性能。

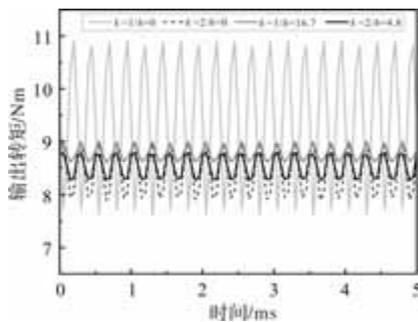


图 18 相同电流激励条件下各磁极结构的输出转矩性能

优化结果基于有限元仿真，各磁极结构的结果如表 4 所示，相比于优化前的对称等宽磁极结构，偏心不等宽磁极结构的反电势畸变率和齿槽转矩幅值均显著降低，且转矩波动得以改善。

表 4 结果对比

优化方案	THD / %	T_{cog} / Nm	T_{avg} / Nm
对称等宽结构	29.381	1.511	9.422
不等宽结构	2.022	0.540	8.458
偏心圆弧结构	4.234	0.251	8.768
偏心不等宽结构	1.252	0.267	8.531

具体来说，偏心不等宽磁极结构的反电势波形正弦畸变率降低了 28.129%，这一改善效果优于仅采用不等宽磁极结构(降低 27.359%)和单独采用偏心圆弧磁极结构(降低 25.147%)；同时，其齿槽转矩幅值降低了 82.329%，略逊于偏心圆弧磁极结构(降低 83.388%)，但远优于不等宽磁极结构(降低 64.262%)，验证了所提出的磁极结构改善反电势波形和抑制齿槽转矩的有效性。

综上，不等宽磁极结构在降低反电势畸变率方面表现出色，但其齿槽转矩抑制效果有限；而偏心圆弧磁极结构在抑制齿槽转矩上更为优秀，但改善反电势波形的能力不足。偏心不等宽磁极结构则融合了二者优势，通过调控磁极宽度并引入偏心圆弧特性，实现了气隙磁密分布的均衡优化，不仅改善了反电势波形，还显著抑制了齿槽转矩并降低转矩波动。

4 结 语

本文提出了一种偏心不等宽磁极结构，用于改善永磁同步电机的反电势波形与抑制齿槽转矩。基于该结构，推导了气隙磁密傅里叶解析式，并采用非支配多目标遗传算法对磁极不等宽比和偏心距进行联合优化，获得了最优参数，并通过有限元仿真加以验证。对比分析表明，优化结构在反电势畸变率、齿槽转矩幅值和输出转矩波动率上均显著优于对称等宽磁极结构，同时比传统的不等宽和偏心圆弧磁极结构表现更佳，且在节约永磁材料方面具有优势。综上，该结构融合了不等宽和偏心设计的优点，实现了气隙磁密分布的均衡优化，在改善反电势波形和抑制齿槽转矩方面具有一定优势。

参考文献

[1] Özçiflikçi E O, Koç M. Comparison of Interior Mounted Permanent Magnet Synchronous Motor Drives with Sinusoidal, Third Harmonic Injection, and Space Vector Pulse Width Modulation Strategies with particular attention to Current Distortions and Torque Ripples [J]. ELECTRICA, 2023, 23(2): 151-159.

[2] 王晓远, 王力新, 高鹏, 等. 电动汽车不对称转子永磁电机转矩脉动抑制 [J]. 电机与控制学报, 2024, 28

- (10): 46-54.
- [3] Pien Y, Tsan M P. A Surface-Mounted Permanent-Magnet Motor With Sinusoidal Pulsewidth-Modulation-Shaped Magnets [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2019, 55(1): 1-8.
- [4] 甘宝平, 刘杰, 冯岗, 等. 低速大转矩模块化容错永磁电机不同转子结构分析 [J]. 微电机, 2024, 57(11): 1-11.
- [5] 陈丽香, 王灿, 张超, 等. 一种内置 V 型永磁同步电机齿槽转矩的削弱方法 [J]. 微电机, 2021, 54(05): 1-4, 61.
- [6] 何洲红. 面包型偏心磁极永磁电机磁极优化设计 [J]. 微电机, 2020, 53(08): 27-32.
- [7] 唐先全. 基于 Maxwell 2D 的永磁同步电动机磁极优化设计 [J]. 微电机, 2018, 51(05): 22-24, 42.
- [8] 张炳义, 贾宇琪, 李凯, 等. 一种表贴式永磁电机磁极结构优化研究 [J]. 电机与控制学报, 2014, 18(05): 43-48.
- [9] 何志瞧, 麻建中, 杨敏, 等. 改进型偏心磁极对表贴式永磁电机性能影响研究 [J]. 微电机, 2021, 54(10): 38-44.
- [10] 戈宝军, 商海洋, 林鹏. 螺杆机用并轴双转子永磁电机齿槽力矩机理分析与抑制 [J]. 电机与控制学报, 2024, 28(07): 101-111.
- [11] 陶大军, 陈阳, 李凌霄, 等. MW 级双并列转子低速永磁直驱电机设计方法与性能分析 [J]. 电机与控制学报, 2023, 27(09): 82-90.
- [12] 贡剑虹, 娄幸媛, 梁爽. 表贴式永磁同步电机磁极不对称化齿槽转矩削弱方法 [J]. 水利与建筑工程学报, 2020, 18(04): 247-251.
- [13] 夏鹏澎, 于慎波, 窦汝桐, 等. 磁极非对称型表面式永磁同步电机磁场解析计算和特性研究 [J]. 机床与液压, 2024, 52(18): 85-94.
- [14] 巫远昆, 马昌喜. 基于多目标遗传算法的机场巴士发车时刻表优化 [J]. 兰州交通大学学报, 2022, 41(04): 35-41.
- [15] 赵璇, 缪仲翠, 毛元. 分布式四驱电动汽车多目标优化转矩分配策略 [J]. 兰州交通大学学报, 2023, 42(04): 73-79, 90.

(上接第 52 页)

参考文献

- [1] 卢琴芬, 沈焱明, 叶云岳. 永磁直线电动机结构及研究发展综述 [J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(9): 2575-2587.
- [2] 赵玫, 邹继斌, 苏明煜, 等. 横向磁通永磁直线电机研究与发展 [J]. 电气工程学报, 2016, 11(02): 1-9.
- [3] 赵玫, 左思承, 魏尧, 等. 横向磁通永磁直线电机结构及其关键问题综述 [J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(22): 7806-7821.
- [4] 刘自程, 李永东, 郑泽东. 多相电机控制驱动技术研究综述 [J]. 电工技术学报, 2017, 32(24): 17-29.
- [5] 马伟明, 鲁军. 电磁发射技术的研究现状与挑战 [J]. 电工技术学报, 2023, 38(15): 3943-3959.
- [6] 吕刚. 直线电机在轨道交通中的应用与关键技术综述 [J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(17): 5665-5675.
- [7] Zhao Y, Lipo T A. Space vector PWM control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1995, 31(5): 1100-1108.
- [8] 周长攀, 苏健勇, 杨贵杰. 双三相永磁同步电机全调制比范围空间矢量脉宽调制 [J]. 电工技术学报, 2015, 30(10): 90-100.
- [9] 赵文祥, 李亮, 吉敬华, 等. 双三相 PMSM 锯齿载波双随机 SVPWM 策略 [J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(09): 3412-3422.
- [10] 吉敬华, 钱渊方, 赵文祥, 等. 低载波比下的双三相永磁电机低电流纹波变开关序列调制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(23): 9422-9431.
- [11] 黄守道, 赵礼, 郑剑, 等. 基于扇区细分六相电压源逆变器全调制范围的空间矢量脉宽调制方法 [J]. 电工技术学报, 2019, 34(24): 5070-5083.
- [12] Yafei Ma, Dong Jiang, Zicheng Liu, et al. Common-Mode Voltage Elimination of Dual Three-Phase Motor with Different Angular Displacements [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(6): 5431-5442.
- [13] Lu Fangke, Lu Haifeng, Li Yongdong, et al. A Modulation Method to Eliminate Common-mode Voltage of Dual Three-Phase Motor [C]. IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), Detroit, MI, USA, 2019: 1-5.
- [14] 郑剑, 荣飞, 黄守道, 等. 基于共模电压抑制的双 Y 移 30° 六相 SVPWM 方法 [J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(24): 7338.
- [15] 张志锋, 吴雪松, 刘晓东. 低共模干扰的双三相永磁同步电机 SVPWM 控制 [J]. 电工技术学报, 2018, 33(S1): 58.
- [16] Mario J. Durán, Joel Prieto, Federico Barrero, et al. Space-vector PWM with reduced common-mode voltage for five-phase induction motor drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 60(10): 4159.
- [17] 孙全增, 张志锋, 刘伽. 一种新型双三相电机空间矢量脉宽调制方法 [J]. 电机与控制学报, 2023, 27(07): 86-97.

洗衣机 BLDC 电机振噪优化分析

贾世方^{1,2,3}, 朱传辉^{2,3}, 梅从立², 王颖¹, 彭涛², 蔡柯皓²

(1. 中国计量大学, 杭州 310018; 2. 浙江水利水电学院, 杭州 310018;

3. 湖州南浔新龙电机有限公司, 浙江湖州 313009)

摘要: 随着无刷直流电机(BLDC)在家电领域,尤其是洗衣机中的广泛应用,优化电机的振噪性能变得尤为重要。文章针对洗衣机中使用的无刷直流电机(BLDC),通过优化定子槽形状和数量以降低振动和噪声,提升电机的振噪性能。采用 8 极、36 槽单 V 内置式结构,通过对矩形槽、梯形槽、梨形槽定子槽形状进行系统的电磁力仿真分析。仿真结果显示,梯形槽设计在空载和额定条件下的径向电磁力分别为 459.49 N 和 500.37 N,最大齿槽转矩为 3.847 Nm 有效改善了电机的运行平稳性和噪声性能。满足洗衣机电机高效、低噪的设计需求。研究结果可为 BLDC 电机在家电领域的应用提供了理论依据和设计参考。

关键词: BLDC; 洗衣机; 振噪性能; 有限元分析

中图分类号: TM36 + 1

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2025)09-0070-07

Vibration and Noise Optimization Analysis of Washing Machine BLDC Motor

JIA Shifang^{1,2,3}, ZHU Chuanhui^{2,3}, MEI Congli², WANG Ying¹, PENG Tao², CAI Kehao²

(1. China Jiliang University, Hangzhou 310018, China; 2. Zhejiang University of Water Resources and Electric

Power, Hangzhou 310018, China; 3. Huzhou Nanxun Xinlong Electric Motor Co., LTD., Huzhou Zhejiang 313029, China)

Abstract: With the increasing application of brushless direct current (BLDC) motors in home appliances, particularly washing machines, optimizing the electromagnetic properties of these motors to reduce vibration and noise is crucial. This paper aimed to improve the performance of brushless direct current motor (BLDC) used in washing machine by optimizing the shape and number of stator slots to reduce vibration and noise. A 36-slot, 8-pole single-V internal structure was adopted. The electromagnetic force simulation of rectangular slot, trapezoidal slot and pear slot was carried out. The simulation results show that the radial electromagnetic force of trapezoidal groove design is 459.49N and 500.37N respectively under no-load and rated conditions, and the maximum groove torque is 3.847Nm, which effectively improves the running stability and noise performance of the motor. This configuration meets high-efficiency, low-noise design requirements for washing machine motors and provides a theoretical foundation for BLDC applications in home appliances.

Key words: BLDC; washing machine; radial electromagnetic force; finite element analysis

0 引言

随着家电行业的快速发展,洗衣机的性能需求不断提高。无刷直流电机(BLDC)因其高效、低噪声、长寿命和易于控制等优点,在洗衣机中的应用越来越广泛。BLDC 电机相比传统的有刷电机,因其消除了电刷磨损的问题,具有更高的可靠性和效率。然而, BLDC 电机在运行过程中产生的电磁力会导致振动和噪音,影响洗衣机的用户体验和电机的使用寿命^[1]。电磁力是电机内部产生的主要激振力,它由定子绕组中的电流与转子磁场相互作用产生,极

槽比会影响电机内部的谐波成分,不同的极槽比会导致不同频率和幅值的电磁力谐波,从而影响径向电磁力的分布和峰值,槽宽、槽深、槽口宽度等参数直接影响定子齿的磁密分布,从而影响径向电磁力的大小和分布^[2]。合理优化电机设计可以显著减少振动和噪音,提高电机的整体性能和用户满意度。近年来,随着仿真技术的发展,通过有限元仿真分析 BLDC 的电磁力分布,并进行优化设计,已成为一种重要的研究手段^[3]。

赵南南^[4]对电动汽车用内置式永磁同步电动机(IPMSM)进行了优化设计,重点研究了永磁体的拓

收稿日期: 2025-01-11

基金项目: 湖州市科技计划项目(2023ZD2020); 南浔青年学者项目(RC2022020999)

作者简介: 贾世方(2001), 男, 硕士研究生, 研究方向为电机传动。

通讯作者: 朱传辉(1988), 男, 博士, 讲师, 研究方向为电机设计及其热管理。

扑结构和反电势波形的优化。通过有限元分析和遗传算法,优化了电机的隔磁槽结构,减少了漏磁现象,并提高了气隙磁密。研究还通过转子斜极的方法,降低了反电势的谐波含量,改善了气隙磁场的正弦度。最终,通过遗传算法优化了永磁体的体积,在满足额定转矩的前提下,减少了永磁体的用量,降低了电机的生产成本。李远卓^[5]等人针对内置式永磁同步电机,提出了通过转子斜极和定子齿开辅助槽抑制电机振动噪声的方法。通过电磁场有限元仿真法计算电机径向电磁力的时间频率谐波和空间阶次谐波,并通过对电机的振动噪声进行有限元仿真方法和样机实验,验证了优化方法的有效性。王光晨^[6]等研究了内置式永磁同步电机的高效区间分布,分析了铁心损耗和绕组损耗对电机效率的影响。通过有限元电磁模型,研究了不同铁心材料和绕组温度对高效区间的影响,并通过实验验证了仿真结果的准确性。研究发现,选择薄片厚度小、比总损耗低的铁心材料可以有效提高电机的最高效率和高效区间的面积占比。王宇等^[7]研究了永磁同步电机中电磁力作为电磁噪声的主要激励源,分析了 12 槽 4 极永磁同步电机的径向电磁力分布及其谐波成分,研究了不同定子槽口宽度和磁体宽度对电磁力分布及谐波幅值的影响,为电机电磁噪声的进一步研究和优化设计提供了依据。彭志华等^[8]针对商场和酒店大功率洗衣机的低振动,高功率密度需求,研究了永磁同步电机,使用 Ansoft 软件进行铁心磁场分析和空载转矩计算,仿真结果与实验数据对比,验证了仿真的准确性,为大功率洗衣机用永磁同步电机的优化设计提供了理论指导。赵海霞等^[9]对洗衣机电机噪声进行了系统实验研究,采用有限元法进行模态计算,找出结构上的薄弱环节,通过实际洗衣机噪声实验验证了结构改进对降噪的效果,优化了电机的设计方案。柳瑞锋等^[10]解决电磁力仿真缺乏统一标准的问题,建立了电磁力仿真标准模型,得到气隙磁场三维分布,制定了 3DFFT 处理流程,通过两款电机的电磁力仿真和测试,验证了方法的准确性,并在新开发电机上应用此方法,通过优化设计,实现了电机在 2 倍电频下的电磁振动下降 53%,证明了本方法的有效性和实用性。刘文飞等^[11]分析了内置式永磁同步电机的电磁激振力对振动噪声的影响。使用 ANSYS Maxwell 电磁仿真软件,在额定工况下分析了不同极槽配合、槽口宽度和斜极对电机径向电磁力的影响。仿真结果表明,合理的极槽配合、槽口宽度和斜极可以改善电机的振动噪声。确定了优化后的电机结构参数,为降低电机

振动噪声提供了依据。卜凡^[12]等人研究了表贴式永磁电机在转子偏心情况下的齿槽转矩问题。通过建立基于子域法的磁场解析模型,分析了转子偏心对气隙磁场和齿槽转矩的影响。研究发现,转子偏心会导致气隙磁场畸变,进而影响齿槽转矩的分布。通过有限元法和实验验证,证明了该模型的准确性,并指出在低偏心比下,齿槽转矩的提升与偏心比呈正相关。C. Kamal, 等^[13]通过粒子群算法调谐模糊逻辑控制器,优化了 BLDC 电机的驱动性能,提升了电机的效率和稳定性。

本研究专注于无刷直流电机(BLDC)在洗衣机中的应用,特别针对 8 极 36 槽单 V 型内置式梯形槽电机的电磁力优化。通过比较不同定子槽型(梯形槽、矩形槽、梨形槽)和极槽比对径向电磁力的影响,进行了系统的仿真分析和实验验证。这项工作旨在优化电机的径向电磁力分布,以降低由电磁力引起的振动和噪声,从而提高电机的整体性能和稳定性。尽管减少齿槽转矩和电磁力引起的振动和噪音是电机设计的共性问题,我们的研究通过特定的定子槽型和极槽比优化,提供了新的见解和解决方案。这些发现不仅有助于优化洗衣机中 BLDC 电机的设计,还为电机设计和应用提供了理论和实践支持,特别是在提升电机运行平稳性和噪声性能方面。

1 数学模型

1.1 电磁力的基础理论

在无刷直流电机(BLDC)中,振动和噪声主要来源于电机内部的磁场相互作用产生的电磁力。BLDC 主要由定子和转子组成,定子上有绕组,转子上安装有永磁体。当定子绕组通电后,会产生一个旋转磁场,该磁场与转子上的永磁体产生相互作用,从而产生电磁力,推动转子旋转。电磁力在 BLDC 中主要包括以下几种力:

(1)径向电磁力:作用在定子和转子之间的径向方向,是产生电磁噪声和振动的主要因素。径向电磁力的大小和分布直接影响电机的机械噪声和振动特性^[14-16]。

(2)切向电磁力:作用在转子旋转方向上的力,是驱动转子旋转的主要力,直接决定了电机的输出扭矩。

(3)轴向电磁力:作用在转子的轴向方向上的力,一般情况下较小,对电机性能影响较小,但在特定情况下也需考虑。

电磁力的计算主要通过麦克斯韦应力张量法进

行。麦克斯韦应力张量法是基于电磁场理论的一种计算电磁力的方法,其基本原理是通过计算磁场中的电磁能量密度来获得电磁力,电机内部的电磁力可以通过电磁应力张量来计算^[17]。在气隙磁场中,由于径向气隙磁密远超过切向气隙磁密,因此在计算径向电磁力时,可以忽略切向气隙磁密的影响。而电磁应力张量 T 在无损耗的电磁场中可以定义为式(1),在气隙中,电机的径向电磁力密度如式(2),为了计算作用在整个气隙表面上的总径向电磁力,需要对整个气隙表面进行积分如式(3)^[18]:

$$T = \frac{1}{\mu_0} \left(B \cdot H - \frac{1}{2} (B \cdot H) I \right) \quad (1)$$

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

$$F_r = \int S f_r dA \quad (3)$$

式中, μ_0 为真空磁导率($4\pi \times 10^{-7}$ H/m), B 为磁感应强度; H 为磁场强度; I 为单位矩阵,在大多数情况中,尤其是在气隙区域, H 可以表示为 B/μ_0 。 f_r 为径向电磁力密度; B_r 为径向气隙磁密, B_t 为切向气隙磁密; F_r 为径向电磁力, S 为气隙表面。

在实际应用中,通常通过有限元方法(FEM)进行电磁场仿真,从而计算电磁力分布和大小。

1.2 电机参数和结构设计

通过对比不同极槽组合以及不同的定子槽形状,考虑到加工成本以及刚性问题的情况下,最终选择 8 极 36 槽单 V 内置式电机作为振噪优化仿真模型^[11],表 1 为该电机主要结构参数。图 1 所示为建立的电机仿真模型拓补结构。

表 1 直流无刷电机主要参数表

技术参数	数据	技术参数	数据
定子槽数	36	绕组层数	2
转子极数	8	匝数	20
斜极	0	节距	4
定子外径/mm	130	槽满率	0.7
定子内径/mm	80	永磁体长/mm	18
槽深/mm	16	电机长度/mm	100
定子槽肩高/mm	0.4	转轴直径	25
槽口宽度/mm	1	转速/(r/min)	3600
定子材料	M250-35A	转子材料	M250-35A
永磁体	N38UH	绕组材料	Copper

1.3 有限元模型建立

利用有限元分析方法,借助 ANSYS 软件建立无

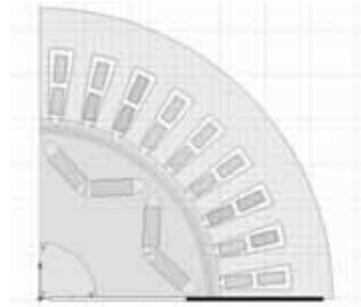


图 1 1/4 8 极 36 槽电机拓补结构

刷直流电机模型,对其极/槽比和定子槽型进行详细研究,以优化电机的振噪性能。通过仿真求解获得有限元分析结果。较大的径向电磁力会导致电机的振动和噪声增加,这会影响电机的运行平稳性和使用寿命。而齿槽转矩会导致电机在低速时出现转矩脉动,影响电机的平稳运行。转矩脉动还会引起电机振动和噪声,降低电机的运行质量^[19-21]。基于图 6 图 9 所示的仿真结果,分析不同槽极组合对电机径向电磁力与齿槽转矩的影响,评估其对电机性能的综合影响,对比得到 36 槽 8 极式 BLDC 的空载运行下最大径向电磁力为 459.49 N 且额定负载时最大值为 500.37 N,齿槽转矩最大值为 3.847 Nm。最终确定 8 极 36 槽和梯形槽槽型。

1.4 仿真设置

为了提高计算速度和精度,我们将电机模型网格细化:定子和转子网格尺寸为 3 毫米,绕组和永磁体网格尺寸为 2 毫米,气隙网格尺寸为 1 毫米,并在气隙处采用三层网格加密处理^[2,22]。整个模型被一个空气域包围,设置为零向量边界条件。一个完整的电机周期如式(4)所示,步长的选择与电机的运行频率和所需精度有关。步长应该足够小,以捕捉电机的快速动态变化,特别是在分析电磁力和齿槽转矩时。

$$T_{\text{cycle}} = \frac{60}{N \cdot p} \quad (4)$$

式中, T_{cycle} 为电机周期, N 为电机转速, p 为极对数。

故仿真时间设为 0.05 秒,仿真步长为 0.25 毫秒,以便在额定工况下得到电机的时间和空间电磁力仿真结果。

2 优化策略

2.1 优化目标

为了降低 BLDC 电机的振动和噪声。振动和噪声是影响电机运行平稳性和用户舒适度的关键因素,通过最小化径向电磁力,可以减少电机的振动和噪

声，从而提高电机的整体性能。为了达到优化目标，我们提出了以下优化方案：

(1)极/槽比的优化：分析不同的极/槽组合对径向电磁力的影响，选择能够最小化径向电磁力的最佳极/槽组合。具体组合包括常见的极槽比，如 8 极 36 槽、10 极 30 槽等，通过有限元仿真对比各组合的径向电磁力分布。

(2)定子槽型优化：探讨不同定子槽型(如梯形槽、矩形槽等)对径向电磁力的影响。通过仿真分析不同定子槽型在相同极/槽组合下的径向电磁力分布，确定最佳槽型。

(3)绕组布置优化：研究不同绕组布置方式(如分布式绕组、集中式绕组)对径向电磁力的影响。优化绕组布置，减少绕组电流对径向电磁力的贡献。

(4)磁极形状优化：研究不同磁极形状(如圆弧形、平行六边形等)对径向电磁力的影响。优化磁极形状，提高磁通分布的均匀性，减少径向电磁力波动。

2.2 优化变量

在上述优化方案中，我们确定以下优化变量，如表 2 所示：

表 2 优化方案选择

优化变量	选项	目标
极槽组合	8 极 24 槽、8 极 36 槽、 8 极 48 槽	选择最小化径向电磁力极槽组合
定子槽型	梯形槽、矩形槽、 梨形槽	选择最小化径向电磁力最佳槽型

通过以上优化方案和优化变量的设定，我们将在 ANSYS 软件中进行仿真分析，逐步优化 BLDC 电机的设计参数，最终实现降低径向电磁力的目标，提高电机的运行平稳性和整体性能。

3 仿真结果与分析

3.1 电磁力分布

径向电磁力的最大值对电机的振动和噪声有最直接的影响。较大的径向电磁力会导致定子和转子之间更大的相对运动，引起显著的振动和噪声，电机的性能往往受限于一一些关键参数的极限值。径向电磁力的最大值是一个重要的设计瓶颈，直接影响电机的可靠性和寿命。最大值更小的径向电磁力意味着对电机的影响就越小。图 2 直观展示不同槽数电机在空载和额定工作状态下的电磁力对比，X 轴

为电机的不同配置，如 24 槽、36 槽和 48 槽；Y 轴则表示电磁力的大小，单位为 N，具体数值如下：8 极 24 槽电机分别为 468.37 N 和 491.27 N；8 极 36 槽电机的空载和额定电磁力分别为 459.49 N 和 500.37 N；8 极 48 槽电机分别为 460 N 和 537.46 N。图 3 所示为 8 极 36 槽不同槽型电机在空载和额定工作状态下的电磁力对比，在这张图中，X 轴为电机的不同配置，如矩形槽、梯形槽、梨形槽；Y 轴则表示电磁力的大小，单位为 N，具体数值如下：矩形槽电机分别为 459.38 N 和 500.2 N；梯形槽电机分别为 459.49 N 和 500.37 N；梨形槽电机分别为 459.72 N 和 710.37 N。图 4 与图 5 则是反映空载工况下径向电磁力频域分析。

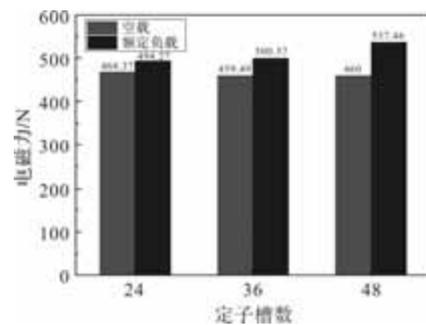


图 2 不同槽数下径向电磁力对比

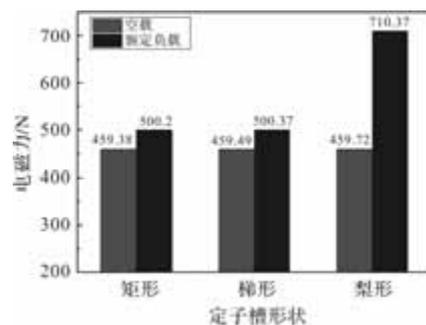


图 3 不同槽型下径向电磁力对比

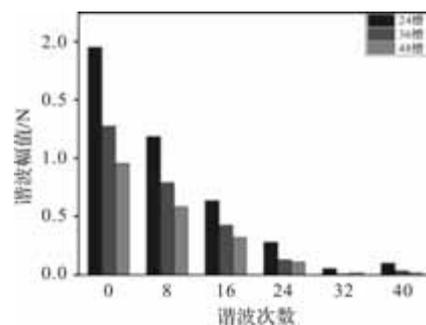


图 4 空载工况下径向电磁力频域分析

从图 3 中可以看出，8 极 36 槽电机在空载和额定条件下的径向电磁力最大值分别为 459.49 N 和 500.37 N，图 4 显示了在空载条件下，不同槽数电机的电磁力谐波幅值分布。从图中可以看出，

36 槽电机在 0 次谐波下的谐波幅值最大，达到 1.276 N，这表明在空载条件下，36 槽电机的主要谐波成分较为集中。此外，0 次、8 次、16 次等谐波频率是径向电磁力的主要分布频率，这些谐波成分对电机的振动和噪声有着直接的影响。图 5 进一步展示了在带载条件下，36 槽电机在 24 次、32 次和 40 次谐波频率下的谐波幅值明显较小，这表明在带载条件下，36 槽电机的谐波分布更为均匀，从而提升了电磁力的稳定性。这种均匀的谐波分布有助于减少电机运行中的振动和噪声，提高电机的运行平稳性。这表明 36 槽电机在带载条件下的谐波分布更为均匀，进一步提升了电磁力的稳定性。仿真结果图如图 6 所示。相较于其他极槽比电机，最大径向电磁力较低。相比之下，8 极 24 槽和 8 极 48 槽电机的径向电磁力最大值在空载和额定条件下分别为 468.37 N、491.27 N 和 460 N、537.46 N。8 极 36 槽电机表现出较好的径向电磁力控制效果。梨形槽和矩形槽电机在空载和额定条件下的径向电磁力最大值分别为 459.72 N、710.37 N 和 459.38 N、500.2 N。可以看出，梯形槽电机的额定径向电磁力最大值明显低于梨形槽(710.37 N)，略高于矩形槽(500.2 N)，但综合考虑空载和额定条件下的性能，梯形槽电机表现出更为均衡和优秀的径向电磁力控制效果。

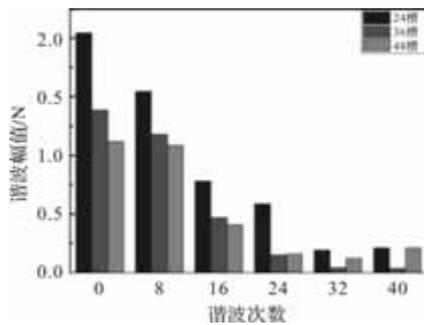
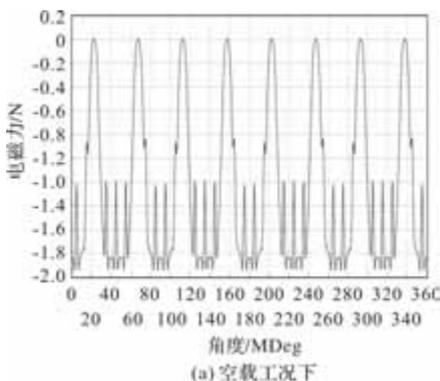
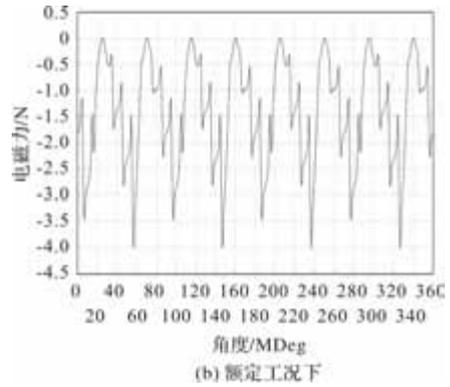


图 5 带载工况下径向电磁力频域分析



(a) 空载工况下



(b) 额定工况下

图 6 8 极 36 槽空载与额定径向电磁力图

3.2 齿槽转矩分析

齿槽转矩的最大值直接影响电机在低速运行时的平稳性。较大的齿槽转矩会导致电机在低速时出现明显的转矩脉动，影响运行平稳性，是电机振动和噪声的重要来源之一。图 7 直观展示不同槽数电机在额定工作状态下的齿槽转矩对比，X 轴为电机的不同配置，如 24 槽、36 槽和 48 槽；Y 轴则表示齿槽转矩的大小，单位为 Nm，具体数值如下：8 极 24 槽电机齿槽转矩为 2.8134 Nm；8 极 36 槽电机的齿槽转矩为 3.847 Nm；8 极 48 槽电机齿槽转矩为 5.2733 Nm。而对于 8 极 36 槽不同槽型电机在额定工作状态下的齿槽转矩如图 8 所示，在这张图中，X 轴为电机的不同配置，如梯形槽、矩形槽、梨形槽；Y 轴则表示齿槽转矩的大小，单位为 Nm，具体数值如下：梯形槽电机为 3.8451 Nm；矩形槽电机分别为 3.847 Nm；梨形槽电机分别为 4.1153 Nm。

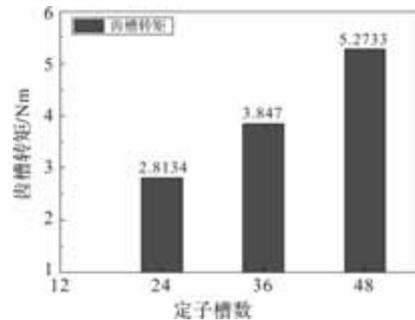


图 7 不同槽数齿槽转矩对比

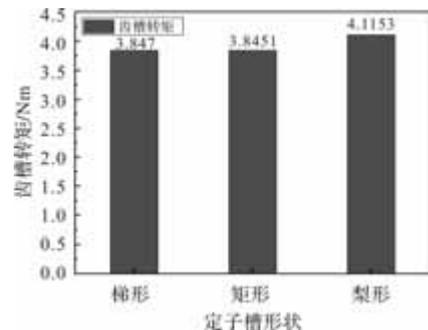


图 8 不同槽型齿槽转矩对比

表 3 8 极 24 槽与 8 极 36 槽不同槽型齿槽转矩对比

极槽组合	槽型	齿槽转矩/ Nm	与 36 槽同槽 型变化率
8 极 24 槽	矩形槽	2.801	-27.2%
	梯形槽	2.785	-27.6%
	梨形槽	3.012	-21.07%
8 极 36 槽	矩形槽	3.847	
	梯形槽	3.845	
	梨形槽	4.115	

8 极 24 槽各槽型的齿槽转矩均显著低于 36 槽对应槽型，其中梯形槽表现最优。然而结合电磁力谐波特性分析发现：24 槽梯形槽虽在齿槽转矩方面具有优势，但其额定工况下 12 次电磁力谐波幅值达 1.85 N，较 36 槽 24 次谐波升高 44.5%，这种谐波集中现象易引发特定频率的电磁噪声；反观 8 极 36 槽梯形槽设计，尽管齿槽转矩略高，但其通过优化的槽型结构实现了更均匀的磁场分布：一方面，梯形槽设计使磁通线在定子中的分布更加均匀，有效减少了磁通在齿部和槽部的局部集中，从而降低了磁场不均匀引起的电磁力波动；另一方面，36 槽结构产生的电磁力谐波能量分布更为分散（图 5），在额定工况下表现出更优的稳定性，综合性能显著优于 24 槽梯形槽和梨形槽。因此，从电磁设计整体考量，8 极 36 槽梯形槽电机在电磁力特性和运行平稳性方面展现出更优越的综合性能，更适合洗衣机电机对宽转速范围内低噪声和稳定运行的要求。图 9 与图 10 所示为梯形槽与矩形槽电机的磁密分布图。此外，梯形槽减少了齿槽效应，即由于定子槽形状引起的磁场畸变，这有助于降低电机运行中的振动和噪声，提高运行平稳性。与 8 极 48 槽电机相比，36 槽电机的齿槽转矩显著降低，更有利于降低电机运行中的振动和噪声。梨形槽和矩形槽在齿槽转矩方面表现接近于梯形槽，但其径向电磁力表现不如梯形槽电机。8 极 36 槽梯形槽电机综合考虑了径向电磁力和齿槽转矩两方面的性能，体现出更优的综合性能，图 11 所示为 8 极 36 槽梯形槽在额定工况下齿槽转矩图。综上所述，8 极 36 槽梯形槽电机在径向电磁力和齿槽转矩方面表现出最佳的综合性能，能够更好地满足 BLDC 电机在实际应用中的需求。

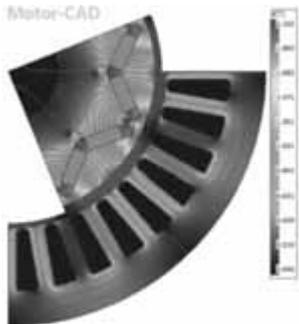


图 9 梯形槽磁密分布云图

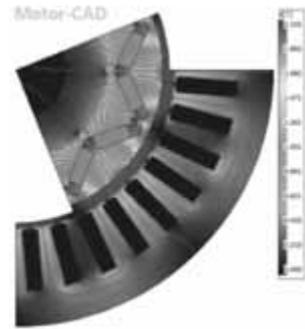


图 10 矩形槽磁密分布云图

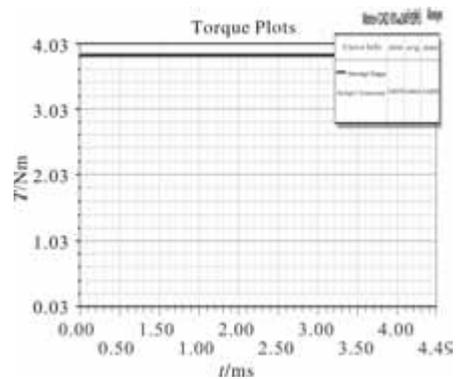


图 11 8 极 36 槽梯形槽齿槽转矩图

4 结 语

本研究通过深入分析定子槽极数和定子槽型对 BLDC 电机性能的影响，揭示了特定定子槽型和极槽比对径向电磁力和齿槽转矩的显著影响。得到了如下结论：

(1) 8 极 36 槽电机的空载径向电磁力为 459.49 N，额定径向电磁力为 500.37 N，齿槽转矩最大值为 3.847 Nm，在径向电磁力和齿槽转矩方面表现较好。

(2) 对梨形槽、矩形槽和梯形槽进行了对比分析，结果显示梯形槽电机的空载径向电磁力为 459.49 N，额定径向电磁力为 500.37 N，齿槽转矩最大值为 3.847 Nm，与其他槽型相比具有显著优势，在优化径向电磁力和齿槽转矩方面效果较好。

(3) 8 极 24 槽梯形槽的齿槽转矩较 36 槽降低 27.6%，但其额定电磁力谐波幅值与梨形槽的电磁力恶化限制了其应用。而 8 极 36 槽梯形槽凭借均衡的电磁力分布和稳定的全工况性能，成为最优解。

参考文献

- [1] ISLAM R, HUSAIN I. Analytical Model for Predicting Noise and Vibration in Permanent-Magnet Synchronous Motors [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2010, 46(6): 2346-2354.

[2] CHO S, JEON K, LEE K-D, et al. Electromagnetic Force Induced Structural Vibration Analysis and Experiment of Brushless Direct Current Motors for Operating Speed Range [J]. Applied Sciences, 2022, 12(17).

[3] 赵春芳, 周杰, 赵洪森. 无刷直流电机的设计及优化[J]. 机电信息, 2022, (15): 30-36.

[4] 赵南南, 史诺, 杨延忠, 等. 电动汽车用内置式永磁同步电动机的优化[J]. 微电机, 2022, 55 (04): 1-4, 33.

[5] 李远卓, 吴胜男. 内置式永磁同步电机振动噪声抑制方法[J]. 微特电机, 2024, 52 (11): 25-29.

[6] 王光晨, 于冰, 董小艳. 内置式永磁同步电机高效区间研究[J]. 微电机, 2022, 55 (08): 38-41, 91.

[7] 王宇, 郝志勇, 郑康, 等. 基于多向电磁力的永磁同步电机电磁噪声分析[J]. 浙江大学学报(工学版), 2020, 54(12): 2286-2293, 2404.

[8] 彭志华, 尹进田, 林立, 等. 大功率波轮洗衣机用永磁同步电机铁心磁场分析与空载转矩计算[J]. 工业控制计算机, 2022, 35(08): 159-160.

[9] 赵海霞, 孙立杰. 洗衣机电机降噪的实验研究与 AN-SYS 模态分析[J]. 噪声与振动控制, 2013, 33(03): 84-86.

[10] 柳瑞锋, 吴越虹, 冯国平, 等. 一种滚筒 BLDC 电机电磁仿真分析方法研究及应用[J]. 家电科技, 2021, (S1): 381-384.

[11] 刘文飞, 高伟, 邓召文, 等. 永磁同步电机电磁力仿真分析[J]. 拖拉机与农用运输车, 2023, 50 (06): 44-49.

[12] 卜凡, 郝珂庆, 胡博. 表贴式永磁电机转子偏心下齿槽转矩研究[J]. 微电机, 2024, 57 (10): 26-31.

[13] KAMAL C, THYAGARAJAN T, KALPANA D. Optimization Techniques for Cogging Torque Reduction and Thermal Characterization in Brushless DC Motor [J]. Iranian Journal of Science and Technology, Transactions of Electrical Engineering, 2024, 48 (2): 889-909.

[14] 曹晴, 周石, 阎阳. 异步起动永磁同步电机径向电磁力优化分析[J]. 防爆电机, 2024, 59(03): 7-10, 22.

[15] 龚海清, 方程, 黄敏, 等. 一种径向电磁力相位变换的振动噪声优化方法[C]. 2023 中国汽车工程学会年会论文集(4), 2023: 42-49.

[16] 王秀平, 纪彦伟, 曲春雨. 转子极数对无刷双馈电机径向电磁力的影响[J]. 水电能源科学, 2019, 37 (10): 120-123, 128.

[17] 王宇, 郝志勇. 基于电磁力分析的永磁同步电机研究及优化[J]. 现代机械, 2020, (02): 27-31.

[18] 朱庭辉. 内置式永磁同步电机径向电磁力优化设计与振噪特性研究[D]. 江苏 镇江: 江苏大学, 2021.

[19] 申合彪. 车用水泵永磁无刷直流电机电磁设计与噪声优化研究[D]. 上海: 上海电机学院, 2022.

[20] 马霖, 陈学军. 定子槽结构的永磁同步电机振动噪声优化[J]. 福州大学学报(自然科学版), 2024, 52 (02): 198-206.

[21] 阮博, 谷爱昱, 刘海, 等. 分数槽永磁同步电机径向电磁力研究[J]. 电机技术, 2019, (02): 12-16.

[22] GUO Y D, WANG K, SUN H Y. Influence of Magnet Field Harmonics on Radial Force of Fractional-Slot PM Machines Considering Slot/Pole Combinations [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2023, 59(11): 1-6.

《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

线控制动系统永磁电机电流控制器设计综述

刘旭辉, 张金良, 王铂尧

(广东技术师范大学 自动化学院, 广州 510450)

摘要: 汽车线控制动器(E-booster)作为新能源汽车线控制动系统中的关键执行机构,其性能高度依赖于永磁同步电机的高精度电流控制策略。本文综述了永磁同步电机在 E-booster 系统中的主流控制方法,包括矢量控制、直接转矩控制与电流滞环控制,重点分析了电流环控制的体系结构及其关键技术。针对 PID 控制、滞环控制与预测控制等常见策略,从动态响应特性、稳态误差与抗扰性能等多个维度进行对比评估。进一步探讨了滑模自抗扰控制(IASMC)在系统鲁棒性与精度提升方面的研究进展,涵盖其控制器设计、扩展状态观测器构建及参数整定方法。最后,总结了当前 E-booster 电流控制在工程应用中面临的挑战,并对未来融合智能优化与高性能计算平台的发展趋势进行展望。

关键词: E-booster; 永磁同步电机; 滑模控制器; 扩展状态观测器; 电流控制

中图分类号: TM351; TM341; TP273 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-6848(2025)09-0077-06

Overview of the Design of Permanent Magnet Motor Current Controller Built Into Wire Controlled Braking System

LIU Xuhui, ZHANG Jinliang, WANG Boyao

(Department of Electrical Engineering, Guangdong Normal University, Guangzhou 510450, Guangdong)

Abstract: As a key actuator in the brake-by-wire system of new energy vehicles, the performance of the automotive electro-hydraulic booster (E-booster) relies heavily on the high-precision current control of the permanent magnet synchronous motor. This paper reviewed the mainstream PMSM control strategies applied in E-booster systems, including vector control, direct torque control, and hysteresis current control, with a focus on the architecture and core technologies of current loop control. Common control strategies such as PID control, hysteresis control, and predictive control were comparatively evaluated from the perspectives of dynamic response, steady-state error, and disturbance rejection capability. Furthermore, the paper discussed recent advances in the design and modeling of the intelligent adaptive sliding mode control (IASMC), covering controller design, extended state observer construction, and parameter tuning methods. Finally, it summarized the current engineering challenges of current control in E-booster applications and provides an outlook on future developments, particularly the integration of intelligent optimization techniques and high-performance computing platforms.

Key words: e-booster; permanent magnet synchronous motor; sliding mode controller; extended state observer; current control

0 引言

随着智能化与电动化技术的快速发展,汽车行业正向高效、安全、环保及智能网联化方向发展。线控制动系统作为智能网联汽车的重要组成部分,以其全电子化控制特性提升了制动系统的响应速度和安全性^[1]。线控制动系统主要包括电子机械制动(EMB)与电子液压制动(EHB),其中 EHB 凭借其高可靠性与环境适应性,在智能电动车辆中应用更为广泛^[2]。

E-Booster^[3]与电子稳定控制器(ESC)是线控制动系统的核心组件。其中,E-Booster 通过永磁同步电机(PMSM)实现高精度液压控制,是保障电动汽车制动性能的关键。同时,永磁同步电机的电流环控制是系统性能优化的关键环节。电流环控制直接决定制动液压的响应速度与控制精度。

1 永磁同步电机控制策略

随着科技的发展,电子液压刹车系统(EHB)对电机的控制性能要求越来越高,永磁同步电机因其

收稿日期: 2024-12-19

作者简介: 刘旭辉(1999),男,硕士研究生,研究方向为永磁同步电机滑模自抗扰电流环控制。

作者简介: 张金良(1985),男,博士,高级工程师,研究方向为无感电机驱动系统研究。

王铂尧(2001),男,硕士研究生,研究方向为永磁同步电机无感驱动系统研究。

结构简单、质量体积小、后期维修方便和能量转化效率高等特点，被广泛应用于 E-Booster 系统中。

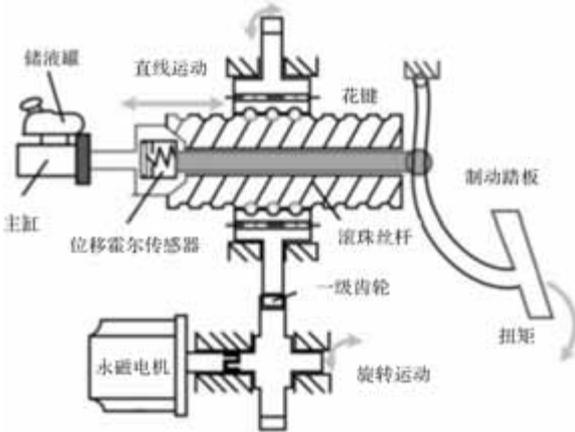


图1 EHB 剖面示意图

虽然永磁同步电机在其结构、可靠性等方面有很大的优势，但其弱磁能力比较差，且调速范围很小不容易实现电机的精准控制。通过对永磁同步电机控制策略的研究，可以大大提高其控制性能。

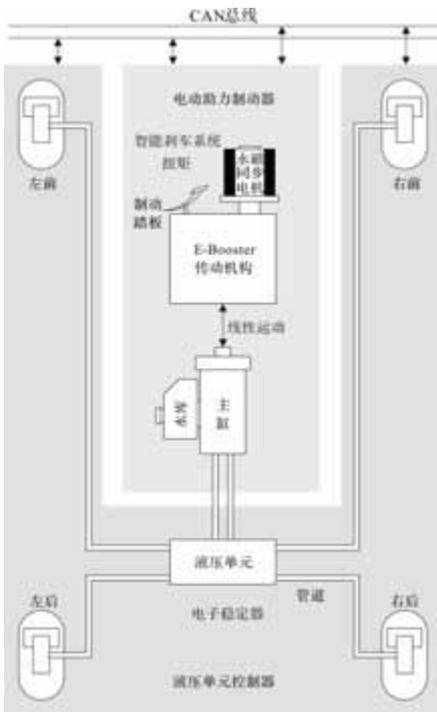


图2 EHB 线控底盘示意图

1.1 恒压频比控制

恒压频比控制策略^[4](VVVF)，又称恒磁通控制，是一种基于转速开环的电机控制方法。此方法因其简单的结构和较低的制造成本，通常用于对电机控制性能要求不高的场合。原理是在电源供电频率变化时，调节逆变器输出电压以维持电机磁通恒定。

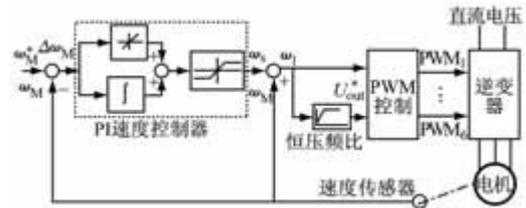


图3 恒压频比控制框图^[4]

然而，该控制方法的动态性能较差，仅能调节电机的气隙磁通，无法对电机转矩精准实时控制，容易导致转子振荡或失步，难以满足高精度电机控制的需求。

1.2 直接转矩控制

直接转矩控制^[5](DTC)通过直接控制电机的转矩和磁通，实现快速动态响应和高效控制。

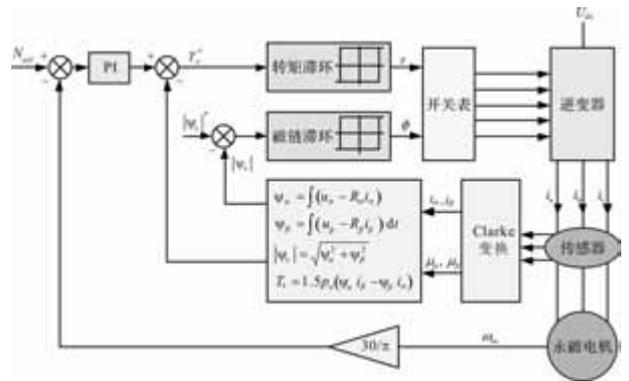


图4 直接转矩控制框图

相比之下，直接转矩控制具备高效的转矩与磁链控制能力，但因采用滞环控制，对参数变化敏感，低速时易产生较大扭矩波动与谐波。DTC 计算复杂，对硬件性能要求较高，促使矢量控制研究的发展。

1.3 矢量控制

矢量控制^[6]，又称磁场定向控制，是一种能够简化永磁同步电机控制的技术。永磁同步电机在输入交流电时，会因电磁转矩和耦合磁场的产生而带来运行问题和控制难点。

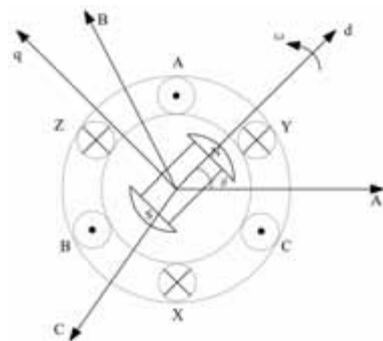


图5 永磁电机物理模型

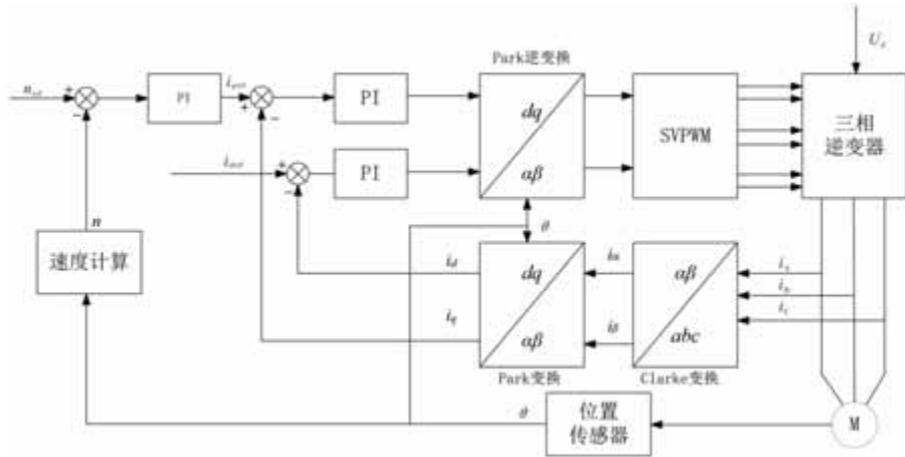


图6 永磁同步电机矢量控制基本框图

为进一步提升矢量控制性能并解决电机运行稳定性问题，可以改进电流环控制算法并与数字化自动电压调整器控制技术相结合，用于电机控制。

2 永磁同步电机电流控制策略

2.1 概述

永磁同步电机控制关键在于电流环的控制。然而，永磁同步电机电流环控制性能受耦合、时滞等因素影响，其控制效果直接关系到系统的动态响应与稳态精度。

电流环常用控制器为 PID 控制器^[7]，其通过调整电流和电压来实现电机的精确控制，主要优点包括实现简便、计算效率高。然而，在需要精确控制扭矩和电机电流的 E-Booster 系统中，传统 PID 控制器仍存在一定的局限性。例如在面对非线性和强耦合特性明显的系统时，其控制性能易受限制。

2.2 模糊神经网络控制

模糊神经网络控制^[8]在 PMSM 矢量电流环控制中，用于处理非线性和复杂工况下的控制问题。

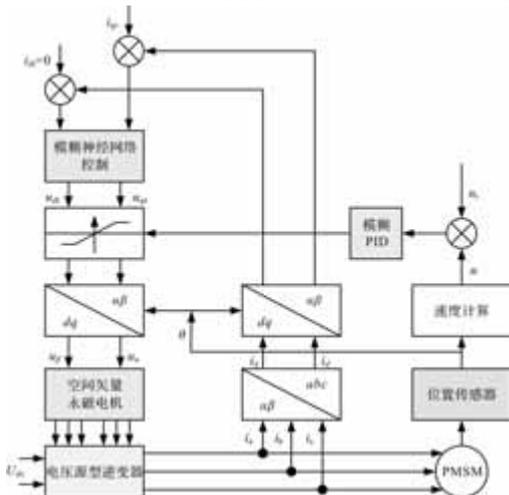


图7 模糊神经网络控制框图

但是模糊神经网络控制的缺点主要体现在其规则库设计的复杂性和调整困难，导致系统的运算和存储需求较高，且对网络结构和超参数的选择较为敏感。

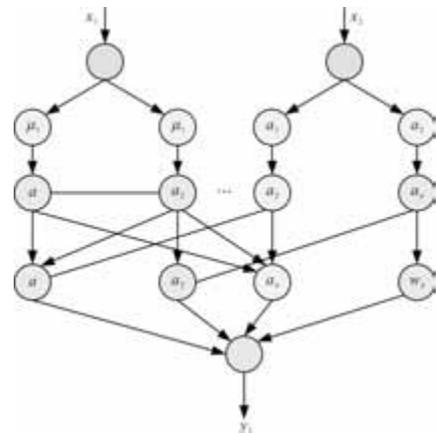


图8 神经网络拓扑结构

2.3 电流环预测控制

预测控制技术^[9] (MPC) 是当今比较成熟的一种电流环控制方式。核心是控制矢量形式^[10]来控制开关频率。从而控制 PWM 脉冲生成三相电流。通过优化矢量的选择方式以及零矢量的选取来优化其开关频率候选电压矢量中选取最优矢量^[11]，使得系统开关频率得以降低。下图是模型预测控制电流环模型：

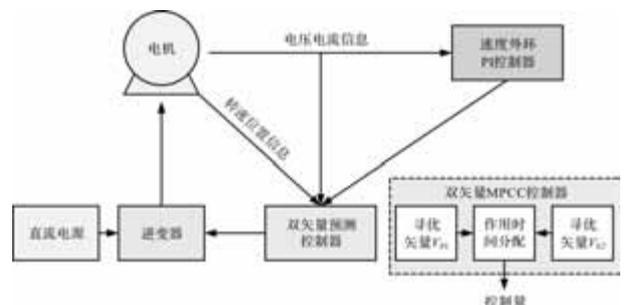


图9 模型预测控制框图

预测控制^[12]的缺点是计算复杂度高，尤其在多变量系统中需要实时求解优化问题，对控制器的运算能力和模型精度提出较高要求。若模型不准确，可能导致控制效果不理想。

2.4 自抗扰控制

自抗扰控制 (ADRC) 无需依赖精确模型，能通过跟踪微分器与扩展状态观测器 (ESO) 实时估计并补偿系统总扰动，结合非线性反馈控制器实现对永磁同步电机 (PMSM) 的高性能控制。该方法具备较强鲁棒性，能够有效应对系统参数不确定性及外部干扰，提升矢量控制系统的动态响应与控制精度，尤其适用于复杂和不确定环境下的控制任务。

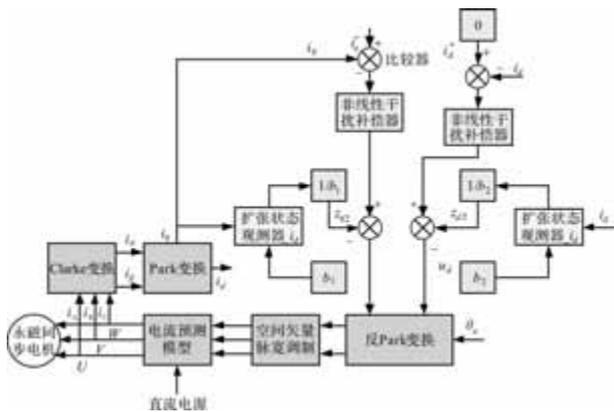


图 10 电流环 ADRC 控制框图^[12]

但是，自抗扰控制依赖于扰动估计，而估计的精度直接影响控制效果。若扰动估计不准确，会导致系统性能下降，甚至出现不稳定。对于高阶系统而言，自抗扰控制的设计和调节较为复杂。

2.5 滑模控制

滑模控制^[13]其优势在于其对系统参数变化和外部扰动具有强大的鲁棒性，能够保证系统的稳定性和精度。有效抑制系统的非线性和建模误差。不足之处是存在抖振，尤其在高频控制时影响控制精度和系统响应。

滑模控制 dq 轴电流误差中， x_{ref} 为系统期望输出， x 为系统实际输出， e 为差值。滑模控制器^[14]会使系统控制量一直在滑模面附近移动，缩小了误差范围，通过设计合适的控制输入，使系统状态能够快速收敛到滑模面上，并沿着滑模面滑动到平衡点。

总体而言，滑模控制在处理具有不确定性和非线性的系统时表现出色，但需要克服抖振现象以及合理选择滑模面以达到最佳控制效果。

2.6 积分自适应滑模自抗扰控制

尽管滑模控制具备良好的抗扰能力和参数鲁棒性，但其固有的抖振问题需通过滤波或自抗扰滑模策略加以抑制。为此，可将滑模控制与扩展状态观测器 (ESO) 相结合^[15]，构建 ESO-SMC 电流环控制器^[16]。该方法利用 ESO 实时估计系统总扰动，补偿非线性和不确定性因素，在减小抖振的同时提升响应速度与控制精度。此外在滑模控制的基础上增加自适应算法。对存在扰动时确保准确地追踪到指定的电流值。在电流环引入自适应律，在线估计系统内部参数摄动，同时设计二阶扩张观测器预测系统的电流扰动，来减小滑模控制增益。得到积分自适应滑模控制 (ESO-IASMC) 该控制策略显著降低了对系统模型精度的依赖，增强了参数失配^[17]下的鲁棒性。

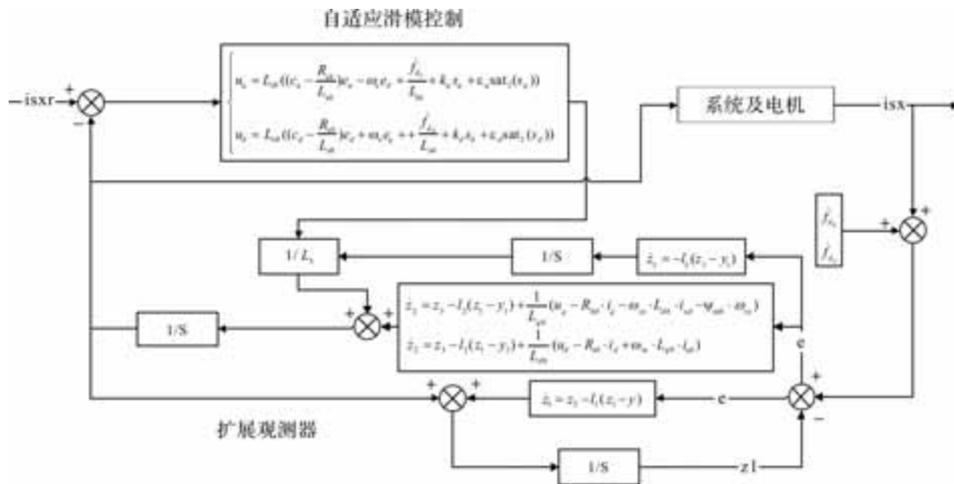


图 11 ESO 控制框图

为设计 ESO-IASMC 电流环，首先对电机的电流参数进行分析。在考虑参数变化的前提下，在 $d-q$ 参考系中建立永磁同步电机的数学模型。将电流环

的自带扰动^[18]进行设计，设计和搭建 ESO 扰动模型^[20]，因此得出最终的积分自适应滑模控制器：

$$\begin{cases} u_q^* = L_{s0} \left(\left(c_1 - \frac{R_{s0}}{L_{s0}} \right) e_q - p\omega e_d + \frac{\hat{f}_q}{L_{s0}} + g_q \operatorname{sign}(s_q) \right) \\ u_d^* = L_{s0} \left(\left(c_2 - \frac{R_{s0}}{L_{s0}} \right) e_d - p\omega e_q + \frac{\hat{f}_d}{L_{s0}} + g_d \operatorname{sign}(s_d) \right) \end{cases} \quad (1)$$

式中, $\Delta R_s = R_s - R_{s0}$; $\Delta \psi_m = \psi_m - \psi_{m0}$; R_s 、 L_d 、 L_q 和 ψ_m 为实际参数值。

2.7 扩展状态观测器设定与参数整定

通过合理的参数整定^[19], 可以优化 ESO 的性能, 确保系统的稳定性和快速响应。故采取扩展状态观测器设定与参数整定。

ESO 扩展状态控制方式是通过电流状态方程并

引入扩展状态量, 设计电流方程扰动为扩展状态量, 引入 ESO 增益^[20], 消除状态误差。

ESO 的参数设计可以确保系统在期望的带宽下稳定运行。其表达式为: \tanh 为双曲正切函数;

$$g(\lambda) = |\lambda E - A_e| = \lambda^3 + l_1 \lambda^2 + l_2 \lambda + l_3 = (\lambda + \omega_0)^3$$

$$l_1 = 3\omega_0, l_2 = 3\omega_0^2, l_3 = \omega_0^3 \quad (2)$$

式中, ω_0 被视为 ESO 的带宽^[21] 并足够大, 以确保 ESO 的动态响应足够快, 以能够跟踪内部扰动的变化。因此, 滑模控制结合扩展状态观测器的设计可以实现快速收敛、强抗扰的综合效果, 是对传统滑模方法的有效改进方向。

表 1 各电流环控制方式优缺点

模型	优势	劣势
PI 控制	算法简单, 易于理解和实施	抗外部干扰能力弱, 对参数变化敏感
模糊神经网络	通过训练不断优化自身, 提高预测和分类的准确性	需要大量实验和经验来调整网络结构和超参数, 以达到最佳性能
自抗扰控制 (ADRC)	能实时估计和补偿干扰, 提高系统稳定性	实时估计和补偿干扰需要较高的计算能力, 需要长时间到达稳定状态
预测控制	可以适应非线性和时变系统, 适用范围广	系统参数的变化较敏感, 需要精确的模型参数
滑模控制 (ESO)	具有很强的鲁棒性, 能够快速达到稳定状态	存在高频抖振现象, 可能引起系统不稳定和磨损
积分自适应滑模自抗扰控制 (ESO-IASMC)	沿袭了滑模控制的优点, 并且有效减少系统抖振	扩展状态观测器增加了计算量, 对处理器性能要求较高

表 2 各电流环控制方式性能对比

性能	PI 控制	模糊神经网络	预测控制	自抗扰控制 (ADRC)	滑模控制 (ESO)	积分自适应滑模自抗扰控制 (ESO-IASMC)
抗扰能力	弱	中等	中等	强	强	很强
鲁棒性	差	中	中	强	强	很强
控制精度	中	中高	高	高	高	很高
动态响应速度	一般	中	中	快	快	很快
计算复杂度	低	高	很高	中高	中	高
实时性	高	一般	差	中	高	中等
易实现性	高	低	低	中	中	低
抖振现象	无	小	无	小	显著	极小
非线性适应性	弱	强	中	强	强	很强

3 研究的难点与展望

尽管多种控制策略已在 E-Booster 系统中得到分析与优化, 永磁同步电机 (PMSM) 电流控制在实际应用中仍面临诸多挑战。首先, 多控制策略融合导致控制律复杂, 模块间动态耦合难以建模, 影响系

统稳定性。其次, 控制参数整定依赖经验, 缺乏具备收敛性与实时性的系统性优化方法。复杂控制算法如 MPC 与 ESO-IASMC 虽提升控制精度, 但在嵌入式平台上实现实时性受限, 资源约束成为关键瓶颈。此外, 现有控制策略多忽略 PMSM 运行中的多物理耦合效应, 如机械摩擦与液压滞后, 导致输出

偏差。现有复合控制器结构复杂、可解释性差, 工程调试困难, 难以实现跨平台迁移部署。未来研究应聚焦于多物理域建模与协同控制、控制器结构透明化、控制策略与硬件平台协同优化, 以及数据驱动与模型驱动融合的智能控制方法, 以提升系统适应性、可扩展性与工程实用性。

4 结 语

本文围绕 E-Booster 系统中永磁同步电机电流控制问题, 系统梳理了当前主流控制策略, 包括 PI 控制、模糊神经网络控制、模型预测控制、自抗扰控制、滑模控制及其复合改进形式——积分自适应滑模自抗扰控制(ESO-IASMC)。通过对比分析, 各种方法在抗扰性、鲁棒性、控制精度、响应速度等方面表现各异, 传统方法在非线性系统与动态扰动工况下仍存在明显不足, 而复合控制策略在提升控制性能的同时也引入了结构复杂度与实现难度。

针对现有控制方法中存在的局限性, 本文总结出当前 PMSM 电流环控制在理论研究与工程应用中尚存的五大难点, 涵盖控制结构间协同关系、参数整定机制、模型适应性、嵌入式实现效率及控制器可解释性等方面。为解决这些问题, 未来应在融合建模、模块解耦、算法轻量化及工程调试友好性方向持续优化控制框架, 推动复合控制技术向更高性能、更高集成度及更强工程适应能力演进。

综上所述, 基于 ESO-IASMC 的电流控制^[22]策略为提升 E-Booster 系统的动态性能与抗扰稳定性提供了理论支撑和工程可行路径。随着控制算法与嵌入式硬件技术的不断发展, 该类复合控制方法在智能新能源汽车制动系统中的应用前景广阔, 有望在驱动控制、能量管理与车辆主动安全等领域发挥更大作用。

参考文献

- [1] 李昂. 浅谈汽车线控制动技术与发展[J]. 电子技术与软件工程, 2014(5): 118.
- [2] 林逸, 沈沉, 王军, 等. 汽车线控制动技术及发展[J]. 汽车技术, 2005(12): 1-3, 43.
- [3] 余卓平, 徐松云, 熊璐, 等. 集成式电子液压制动系统鲁棒性液压力控制[J]. 机械工程学报, 2015, 51(16): 22-28.
- [4] 叶成平, 张兴华. 基于 DSP 的异步电动机的恒压频比控制[J]. 中小型电机, 2004, 31(1): 28-32.
- [5] 韩冬冬. 永磁同步电机直接转矩控制策略优化[J]. 农业装备与车辆工程, 2024, 62(7): 96-101.
- [6] 孟祥伟. 基于主轴 PID 参数整定的永磁同步电机三环遗传控制[J]. 机械管理开发, 2024, 39(8): 50-51, 58.
- [7] 曲萍萍, 韩俊杰, 姚橹, 等. 永磁同步电机自整定分数阶 PID 速度控制[J]. 北华大学学报(自然科学版), 2025, 26(2): 273-280.
- [8] 梁国伟, 康忠健. 永磁同步电机变结构模糊神经网络控制策略[J]. 组合机床与自动化加工技术, 2024(7): 83-88.
- [9] 吴震. 永磁同步电机高性能预测控制技术研究[D]. 北京: 北方工业大学, 2024.
- [10] Deur J, Assadian F, Hancock M. Parameter optimization of PID class of yaw rate controllers[C]. UKACC International Conference on Control 2010. Piscataway: IEEE, 2010: 1-6.
- [11] 王涛, 王爱元, 孙健, 等. 基于模型预测电流控制的六相永磁同步电机缺相容错控制研究[J]. 微电机, 2020, 53(5): 73-77, 104.
- [12] 傅子俊. 永磁同步电机自抗扰控制策略研究[D]. 杭州: 浙江工业大学, 2020.
- [13] 史心怡, 朱妹妹, 潘志伟. 基于改进滑模自抗扰结构的永磁同步电机伺服控制[J]. 飞控与探测, 2023, 6(6): 68-74.
- [14] 陈俊龙, 谭家万, 严浪涛. 基于改进型滑模的永磁同步电机控制[J]. 船电技术, 2024, 44(07): 1-5, 16.
- [15] 温超, 邱楠. 基于新型趋近律和扰动补偿的永磁同步电机滑模调速系统[J]. 微电机, 2024, 57(4): 18-23.
- [16] 范珂, 李世振, 刘延俊. 基于扩展干扰观测器的主动升沉补偿系统自适应鲁棒控制[J]. 液压与气动, 2020(7): 22-27.
- [17] 贺志浩, 于海生. 基于自抗扰与观测器的环形耦合多电机协调滑模控制[J]. 微电机, 2021, 54(4): 48-55.
- [18] 郭亮, 梁状, 杨阳. 基于自适应滑模电流控制算法的仿真研究[J]. 计算机仿真, 2021, 38(11): 207-214.
- [19] 夏亮, 孙天夫, 李鑫宇, 等. 基于线性自抗扰控制技术的伺服控制系统研究[J]. 电气工程学报, 2023, 18(4): 43-49.
- [20] 岳坤明, 钱炜, 沈伟, 等. 基于 ESO 的电液位置伺服系统自适应反步滑模控制[J]. 机床与液压, 2023, 51(12): 30-38.
- [21] 王翔, 吴益飞, 高阳, 等. 基于扩展状态观测器的伺服系统特征建模和自适应滑模控制[J]. 南京理工大学学报, 2019, 43(03): 261-268, 274.
- [22] 任金霞, 何明晏, 姚广辉. 基于改进 ESO 和分数阶滑模的 PMSM 转速控制[J]. 组合机床与自动化加工技术, 2023, (12): 137-141.