

# 微电机

# 2025 11

第58卷 第11期  
No.11 Nov., 2025

MICROMOTORS

西安微电机研究所有限公司主办

## 无锡市黄氏电器制造有限公司



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

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



28KTYZ



28KTYZ



50KTYZ



50KTYZ



50KTYZL



50KTYZLRGB80



50KTYZ



60KTYZ



64KTYZ



64KTYZ



FGB64



RGB65

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

# 微电机

WEI DIAN JI

月刊, 1972 年创刊

第 58 卷 第 11 期(总第 383 期)

2025 年 11 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 FTESO 的永磁同步电机电流解耦控制.....

..... 吴澳梦, 赵世伟( 1 )

基于定子电流模糊自适应反馈的振荡抑制策略 .....

..... 彭仁勇, 王昭苏, 唐其鹏, 等( 7 )

基于逆变器非线性电压补偿的永磁同步电机电感辨识算法 ...

..... 何俊鹏, 徐亚美, 巩凤珺, 等( 14 )

基于 DAB 的开关磁阻发电机电压纹波抑制策略 .....

..... 王 玺, 任虹霞, 赵文利, 等( 21 )

GE 燃机恒无功励磁调节器优化控制技术 .....

..... 臧 刚, 李玉秋, 冯丛丛, 等( 26 )

一种新型伺服驱动高压隔离开关及其机械状态评估方法 .....

..... 张明慧, 段晓辉, 何大伟, 等( 31 )

基于 SVPWM 算法的含分布式光伏电源配网逆变器无差拍控制 ..... 李庆熙, 宋卓然, 姜世公, 等( 37 )

**设计与研究**

基于转子冲片形状的永磁同步电机齿槽转矩优化设计..... 李智明, 赵桂书, 丁树业, 等( 42 )

一种新型双定子永磁球形电机二维截面的初步设计..... 陈 晴( 47 )

电机转子铁心强度设计及优化方法..... 丁 翀, 师宝安, 闫 琪, 等( 56 )

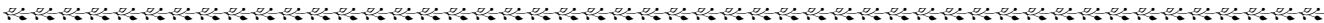
**风力发电技术**

风力发电机轮毂无人机巡检图像分割方法研究..... 刘洋广, 赖如辉, 刘博韬, 等( 62 )

深度神经网络下风力发电机组参与系统动态潮流计算方法..... 李 鹏, 黄文琦, 侯佳莹, 等( 67 )

**综述**

多三相永磁电机系统控制技术综述..... 赵小鹏, 王东辉, 李嘉豪( 73 )



**《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](http://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. 11 (Serial No. 383) Nov. , 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:** Nov. 28, 2025

## CONTENTS

Decoupling Current Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on FTESO .....	WU Aomeng, ZHAO Shiwei( 1 )
Vibration Suppression Strategy Based on Stator Current Fuzzy Adaptive Feedback .....	PENG Renyong, WANG Zhaosu, TANG Qipeng, et al( 7 )
Inductance Identification Algorithm of PMSM Based on Inverter Nonlinear Voltage Compensation .....	HE Junpeng, XU Yamei, GONG Fengjun, et al( 14 )
A DAB-based Voltage Ripple Suppression Strategy for Switched Reluctance Generators .....	WANG Xi, REN Hongxia, ZHAO Wenli, et al( 21 )
Optimization Control Technology of Constant Reactive Excitation Regulator for GE Combustion Engine .....	ZANG Gang, LI Yuqiu, FENG Congcong, et al( 26 )
A Novel Servo-drive High Voltage Disconnecter and the Mechanical State Evaluation Method .....	ZHANG Minghui, DUAN Xiaohui, HE Dawei, et al( 31 )
Non Beat Control of Distributed Photovoltaic Power Distribution Network Inverters Based on SVPWM Algorithm .....	LI Qingxi, SONG Zhuoran, JIANG Shigong, et al( 37 )
Optimization Design of Cogging Torque for Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Rotor Punch Shape .....	LI Zhiming, ZHAO Guishu, DING Shuye, et al( 42 )
Preliminary Design of 2-D Cross-section of a New Type of Double Stator Permanent Magnet Spherical Motor .....	CHEN Qing( 47 )
Design and Optimization Method of Rotor Core Strength .....	DING Chong, SHI Baoan, YAN Qi, et al( 56 )
Research on Image Segmentation Method for Wind Turbine Wheel Hub Unmanned Aerial Vehicle Inspection .....	LIU Yangguang, LAI Ruhui, LIU Botao, et al( 62 )
Dynamic Power Flow Calculation Method for Wind Turbine Generators Participating in the System Under Deep Neural Networks .....	LI Peng, HUANG Wenqi, HOU Jiaxuan, et al( 67 )
Review of Control Technology for Multi-three-phase Permanent Magnet Motor System .....	ZHAO Xiaopeng, WANG Donghui, LI Jiahao( 73 )



# 基于 FTESO 的永磁同步电机电流解耦控制

吴澳梦, 赵世伟

(华南理工大学 电力学院, 广州 510640)

**摘要:** 针对永磁同步电机在运行过程中电感参数受到温度、电流等影响发生变化导致电流解耦控制效果下降问题, 提出一种基于有限时间扩张状态观测器 (FTESO) 的永磁同步电机电流解耦控制方法。首先, 建立永磁同步电机的数学模型, 基于此详细分析了 LESO 的不足, 并提出采用 FTESO 方法观测以耦合电压为主的集总扰动, 以实现电流环的解耦控制, 提高系统的动态解耦性能。基于有限时间收敛定理证明了 FTESO 的有限时间收敛性能。最后通过仿真验证了所提方法与 LESO 相比具有更好的解耦效果。

**关键词:** 永磁同步电机; 电流解耦; 有限时间收敛性; 扩张状态观测器

中图分类号: TM351; TM341; TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2025)11-0001-06

## Decoupling Current Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on FTESO

WU Aomeng, ZHAO Shiwei

(School of Electric Power, South China University of Technology, Guangzhou 510641, China)

**Abstract:** In order to solve the problem that the inductance parameters of the permanent magnet synchronous motor are affected by temperature and current during operation, the current decoupling control effect decreases, a current decoupling control method for permanent magnet synchronous motors based on finite-time extended observer (FTESO) was proposed. Firstly, established the mathematical model of the permanent magnet synchronous motor (PMSM). Based on this, the shortcomings of linear expansion state observer (LESO) were analyzed in detail, and the FTESO method was proposed to observe the lump disturbance mainly based on the coupling voltage, in order to achieve decoupling control of the current loop and improve the dynamic decoupling performance of the system. The finite-time convergence performance of FTESO was proved based on the finite-time convergence theorem. Finally, the simulation verified that the proposed method has a better decoupling effect compared with LESO.

**Key words:** permanent magnet synchronous motor; current decoupling; finite-time stability; extended state observer

## 0 引言

永磁同步电机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 因其结构简单、体积小和功率密度高等优势广泛应用于压缩机、新能源汽车和飞轮储能等工业领域<sup>[1]</sup>。PMSM 是一个多变量、强耦合的非线性系统, 在同步旋转坐标系下, 可将定子电流分解为励磁分量和转矩分量, 实现交直轴独立控制。在电机高加速减速过程中或在大功率应用场合,  $d$ - $q$  轴间的耦合加深, 其中一轴上的电流给定发生变化会使另一轴上的电流产生一个瞬时误差, 影响电机的动态性能和  $d$ - $q$  电流的控制精度<sup>[2]</sup>。在实际运行时, 电机电感参数受温度和电流饱和的影响会发生变化,

交叉耦合项具有较强的不确定性<sup>[3]</sup>。

近年来, 众多学者对解耦控制算法进行了大量的研究, 这些方法可以分对角化解耦、抗干扰解耦和逆系统解耦三类<sup>[4]</sup>。对角化解耦分为标量解耦和复矢量解耦, 标量解耦分为反馈解耦、前馈解耦、偏差解耦和内模解耦<sup>[5,6]</sup>, 其本质均是通过补偿电流环内部的耦合项, 实现闭环传递函数矩阵的对角化。当电机运行过程中实际参数偏离标称参数时, 基于标称参数计算得到的耦合项不能准确表征实际系统的耦合项, 无法实现完全解耦。复矢量解耦与使用标量模型没有本质区别, 仅在数学形式不同, 复矢量解耦旨在降低系统维度, 便于理论分析<sup>[7]</sup>。抗干扰解耦将耦合项视为未知扰动, 通过构建观测器,

收稿日期: 2025-07-06

作者简介: 吴澳梦 (1999), 女, 硕士研究生, 研究方向为电机控制。

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控制等。

实现外部环境干扰、受控系统的不确定性和未建模部分等的扰动估计,并将该估计值进行前馈补偿,这种方法降低了控制对象数学模型的准确度。目前,扰动和不确定性估计及补偿算法的典型和主流方案为扰动观测器(Disturbance Observer, DOB)和扩张状态观测器(Extended State Observer, ESO)。DOB 方案采用标称逆模型和低通滤波器串联结构,其观测性能依赖内置低通滤波器的参数,耦合项的高频成分无法准确观测,因此实际应用中 DOB 的非理想滤波器使得解耦性能对模型参数依然具有一定的依赖性<sup>[8,9]</sup>。而 ESO 方案是采用非线性状态反馈,利用系统的输入控制量和系统模型的阶次信息实现状态的闭环观测。ESO 相比 DOB 进一步提升了观测器的鲁棒性,减少了模型不确定对控制的影响。逆系统解耦方法通过解析或数据驱动算法构造被控对象的逆模型,并采用串联动态补偿技术实现输入输出的线性化控制,这种方法虽然不依赖控制对象的精确数学模型,但其内部工作机理不明确,算法复杂度高,实用性较差。

20 世纪 90 年代,中国学者韩京清提出了扩张状态观测器的概念<sup>[10]</sup>,将估计不确定、未建模扰动和外部扰动等视为集总扰动。2020 年杨淑英等人提出了一种改进的增益误差函数的 ESO,使增益函数在实数域内连续可导,避免了切换点的判断问题,但其小误差区域内误差渐近收敛<sup>[11]</sup>。ESO 解耦策略显著降低了对模型的依赖性,电机参数失配下扰动估计具有强鲁棒性。传统 ESO 主要适用于恒定扰动或者缓慢时变扰动的观测,其动态响应带宽难以满足快速变化扰动的精确观测。针对这一局限性,许多学者基于有限时间收敛定理,提出了有限时间扩张状态观测器(Finite-Time Extended State Observer, FTESO),显著提升了扰动观测的收敛速度与观测精度。由于 FTESO 的有限时间收敛性能,这类观测器在两级式储能变流器<sup>[12]</sup>和双电机<sup>[13]</sup>的控制中应用广泛。吴栋对比了传统线性 ESO、非线性 ESO 以及 FTESO 在时变扰动下的性能,结果显示,FTESO 的收敛速度优于传统 ESO<sup>[14]</sup>。文献[15]针对伺服系统中以摩擦为主的集总扰动,提出了一种基于有限时间扩张状态观测器的补偿策略,实现了对这类扰动的快速补偿。该研究给出了 LESO 的无限时间收敛和 FTESO 的有限时间收敛证明。实验结果表明,相较于 LESO,有限时间扩张状态观测器具有更快的收敛速度<sup>[15]</sup>。

针对永磁同步电机运行中电感参数变化和未建模扰动的影响,本文将 FTESO 应用于电流解耦控制

领域,提出一种基于 FTESO 的电流解耦补偿策略,有效提高了对以耦合电压为主的集总扰动的观测补偿性能,提高了在负载突变下  $d$  轴和  $q$  轴电流的跟踪效果,同时改善了传统 ESO 解耦方法在负载突变下的转速跌落现象,并严格证明了 FTESO 的有限时间收敛性能。最后,通过仿真验证了所提算法的有效性。

## 1 PMSM 数学模型和 ESO 设计

### 1.1 PMSM 数学模型

在同步旋转坐标系下,不考虑电机的铁心的磁滞损耗、涡流损耗和饱和效应,PMSM 在  $dq$  坐标系下的电压方程可表示为

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

式中, $i_d$ 、 $i_q$  为  $d$ 、 $q$  轴电流; $u_d$ 、 $u_q$  为  $d$ 、 $q$  轴的电压; $L_d$ 、 $L_q$  为  $d$ 、 $q$  轴实际电感; $R_s$  为实际定子电阻; $\omega_e$  为转子电角速度; $\psi_f$  为电机的实际永磁体磁链; $-\omega_e L_q i_q$  为  $d$  轴耦合电压; $\omega_e (L_d i_d + \psi_f)$  为  $q$  轴耦合电压。当电机速度较高或者重载时, $d-q$  轴耦合项不可忽略。

### 1.2 LESO 设计

考虑参数不确定的条件下,PMSM 的电压方程为

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L'_d} u_d + f_d \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L'_q} u_q + f_q \end{cases} \quad (2)$$

式中, $L'_d$ 、 $L'_q$  为  $d$  轴、 $q$  轴标称电感; $f_d$  和  $f_q$  为  $d$ 、 $q$  轴的集总扰动。其表达式为

$$\begin{cases} f_d = d_d/L'_d \\ f_q = d_q/L'_q \\ d_d = \omega_e L_q i_q - R_s i_d - \Delta L_d di_d/dt - M_d \\ d_q = -\omega_e L_d i_d - \omega_e \psi_f - R_s i_q - \Delta L_q di_q/dt - M_q \end{cases} \quad (3)$$

式中, $M_d$  和  $M_q$  为  $d$ 、 $q$  轴中的未建模扰动; $d_d$  和  $d_q$  为  $d$ 、 $q$  轴中的不确定项; $\Delta L_d$  和  $\Delta L_q$  为  $d$  轴、 $q$  轴电感实际值与标称值之差。

式(2)的  $d$  轴和  $q$  轴扩张状态表达式可写为

$$\begin{cases} \dot{i}_d = f_d + u_d/L'_d \\ \dot{f}_d = \chi_d \\ y = i_d \end{cases} \quad (4)$$

$$\begin{cases} \dot{i}_q = f_q + u_q/L'_q \\ \dot{f}_q = \chi_q \\ y = i_q \end{cases} \quad (5)$$

式中,  $\chi_d$  为  $d$  轴的扰动变化率;  $\chi_q$  为  $q$  轴的扰动变化率。上述扩张状态系统构建 LESO 如下:

$$\begin{cases} e_{di} = \hat{i}_d - i_d \\ \dot{\hat{i}}_d = \hat{f}_d - k_{11}e_{di} + u_d/L'_d \\ \dot{\hat{f}}_d = -k_{12}e_{di} \end{cases} \quad (6)$$

$$\begin{cases} e_{qi} = \hat{i}_q - i_q \\ \dot{\hat{i}}_q = \hat{f}_q - k_{21}e_{qi} + u_q/L'_q \\ \dot{\hat{f}}_q = -k_{22}e_{qi} \end{cases} \quad (7)$$

式中,  $\hat{i}_d$  和  $\hat{i}_q$  分别为  $d$  轴和  $q$  轴的电流观测值;  $\hat{f}_d$  和  $\hat{f}_q$  分别为  $d$  轴和  $q$  轴的扰动观测值;  $\dot{\hat{f}}_d$  和  $\dot{\hat{f}}_q$  分别为  $d$  轴和  $q$  轴的扰动观测值的变化率;  $e_{di}$  和  $e_{qi}$  分别为  $d$  轴和  $q$  轴的电流观测误差;  $k_{ij}$  ( $i=1, 2, j=1, 2$ ) 为输出误差的增益。

以  $d$  轴为例, 根据式(4)和式(6)得到  $d$  轴电流的 FTESO 观测器的误差方程:

$$\begin{cases} \dot{e}_{di} = e_{di} - k_{11}e_{di} \\ \dot{e}_{df} = -k_{12}e_{di} - \chi_d \end{cases} \quad (8)$$

式中,  $e_{df} = \hat{f}_d - f_d$ , 将式(8)整理为

$$\dot{e}_d = A e_d + B \chi_d \quad (9)$$

式中:  $A = \begin{bmatrix} -k_{11} & 1 \\ -k_{12} & 0 \end{bmatrix}$ ,  $B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$ 。

解算式(9)可以得到:

$$e_d = e^{At} e_d(0) + \int_0^t e^{A(t-\tau)} B \chi_d d\tau \quad (10)$$

从式(10)可以看出, 当  $f_d$  为常值扰动, 即  $\chi_d$  为 0 时, 误差可以无限时间收敛到 0。当  $f_d$  为时变扰动, 即  $\chi_d$  不为 0 时, 则误差无法收敛到 0。若  $\chi_d$  为有界变量时, 即  $|\chi_d| \leq k$ , 则:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \|e_d(t)\| = \|A^{-1}B\| k \neq 0 \quad (11)$$

因此, LESO 可以观测恒定的扰动, 但在应对快速变化的扰动时, 其观测性能存在局限性。

## 2 永磁同步电机电流环 FTESO 设计

### 2.1 有限时间扩张状态观测器设计

由上述分析可知, ESO 观测常值扰动需要无限

时间收敛到准确值, 且对于快速变化的非线性扰动具有一定的局限性。

为观测快速变化的非线性扰动, 基于式(4)和式(5)可设计 FTESO 观测器为

$$\begin{cases} e_{di} = \hat{i}_d - i_d \\ \dot{\hat{i}}_d = \hat{f}_d - \beta_{11}\varphi(e_{di}) |e_{di}|^{\alpha_1} + u_d/L'_d \\ \dot{\hat{f}}_d = -\beta_{12}\varphi(e_{di}) |e_{di}|^{\alpha_2} \end{cases} \quad (12)$$

$$\begin{cases} e_{qi} = \hat{i}_q - i_q \\ \dot{\hat{i}}_q = \hat{f}_q - \beta_{22}\varphi(e_{qi}) |e_{qi}|^{\alpha_1} + u_q/L'_q \\ \dot{\hat{f}}_q = -\beta_{21}\varphi(e_{qi}) |e_{qi}|^{\alpha_2} \end{cases} \quad (13)$$

式中,  $\alpha_i = i\alpha - (i-1)$  ( $i=1, 2$ ), 且  $\alpha \in (0.5, 1)$ ,  $\beta_{ij}$  ( $i=1, 2, j=1, 2$ ) 为 FTESO 的增益系数,  $\varphi(\cdot)$  为符号函数  $\text{sign}(\cdot)$ 。FTESO 的电流环解耦控制框图如图 1 所示。

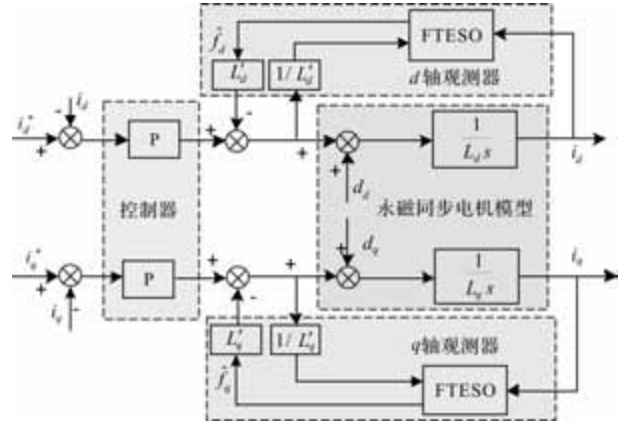


图 1 FTESO 的电流环解耦控制框图

### 2.2 FTESO 的稳定性分析

考虑非线性系统:

$$\dot{x} = f(x), f(0) = 0 \quad (14)$$

式中,  $x \in R^n$ , 则该系统满足 Lipschitz 连续条件。

定义 1<sup>[14]</sup>: 对向量函数  $f(x): R_n \rightarrow R_n$ , 且对于任意  $\lambda > 0$ , 存在权  $(r_1, r_2, \dots, r_n) \in R_n > 0$  使得  $f(x)$  满足:

$$f_i(\lambda^{r_1}x_1, \dots, \lambda^{r_n}x_n) = \lambda^{r_i+m}f_i(x_1, \dots, x_n) \quad (15)$$

式中,  $f_i$  ( $i=1, 2, \dots, n$ ) 为  $f(x)$  中的第  $i$  个分量, 那么称系统  $f(x)$  关于权  $(r_1, r_2, \dots, r_n)$  具有齐次度  $m$ 。

引理 1<sup>[14]</sup>: 若非线性系统  $f(x)$  渐近稳定, 系统的齐次度小于 0, 则该系统满足全局有限时间稳定。

为了分析 FTESO 的稳定性, 根据式(4)和式(12), 可以得出  $d$  轴观测器的误差方程为

$$\begin{cases} e_{di} = \hat{i}_d - i_d, e_{df} = \hat{f}_d(t) - f_d(t) \\ \dot{e}_{di} = e_{df} - \beta_{11} \varphi(e_{di}) |e_{di}|^{\alpha_1} \\ \dot{e}_{df} = -\beta_{12} \varphi(e_{di}) |e_{di}|^{\alpha_2} - \chi_d \end{cases} \quad (16)$$

记式(16)中部分公式为

$$\text{sig}(e_{di})^{\alpha_i} = \varphi(e_{di}) |e_{di}|^{\alpha_i} \quad (17)$$

考虑式(16)的误差方程如下部分:

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_{di} \\ \dot{e}_{df} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{df} - \beta_{11} \text{sig}(e_{di})^{\alpha_1} \\ -\beta_{12} \text{sig}(e_{di})^{\alpha_2} \end{bmatrix} \quad (18)$$

根据齐次性理论可知, 式(18)关于权重  $(1, \alpha)$  具有齐次度  $\alpha - 1$ 。

将式(16)的部分式子记为

$$\begin{cases} \beta_{ij} \varphi(e_{di}) |e_{di}|^{\alpha_i} = g_{ij} (\hat{i}_d - i_d) \\ g_{ij} = \frac{\beta_{ij} \varphi(e_{di}) |e_{di}|^{\alpha_i}}{e_{di}} \end{cases} \quad (19)$$

式中,  $g_{ij}$  为误差系数且易证式中,  $g_{ij} > 0$  ( $i = 1, 2, j = 1, 2$ ) 恒成立。将式(18)写成如下矩阵形式。

$$\dot{e} = -A(e)e \quad (20)$$

式中, 矩阵  $A$  为

$$A(e) = \begin{bmatrix} g_{11} & -1 \\ g_{12} & 0 \end{bmatrix} \quad (21)$$

根据引理 2<sup>[16]</sup>, 若存在主对角元均为正的矩阵  $M$ , 使得  $MA(e)$  为正定对称矩阵, 则式(20)满足李雅普诺夫渐近稳定。其中  $M$  为

$$M = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} \\ -m_{12} & m_{22} \end{bmatrix} \quad (22)$$

可得矩阵  $MA$  为

$$MA = \begin{bmatrix} m_{11}g_{11} + m_{12}g_{12} & -m_{11} \\ -m_{12}g_{11} + m_{22}g_{12} & m_{12} \end{bmatrix} \quad (23)$$

矩阵  $MA$  正定对称的条件为

$$m_{11}g_{11} + m_{12}g_{12} > 0 \quad (24)$$

$$m_{11} = m_{12}g_{11} - m_{22}g_{12} \quad (25)$$

$$\begin{vmatrix} m_{11}g_{11} + m_{12}g_{12} & -m_{11} \\ -m_{12}g_{11} + m_{22}g_{12} & m_{12} \end{vmatrix} > 0 \quad (26)$$

令  $m_{11} = 1, m_{22} = \varepsilon$ , 为一个无限小的正数, 结合式(22)和式(24)可得:

$$m_{11}g_{11} + m_{12}g_{12} = g_{11} + \frac{\varepsilon g_{22}^2}{g_{11}} + \frac{g_{22}}{g_{11}} > 0 \quad (27)$$

根据式(25)和式(27)可得式(22)中  $MA$  的行列

式为

$$|MA| = \varepsilon g_{22} + \frac{\varepsilon g_{22}^2 (\varepsilon g_{22} + 2)}{g_{11}^2} + \frac{g_{22}}{g_{11}^2} > 0 \quad (28)$$

根据上述分析可知。存在矩阵  $M$  使  $MA$  矩阵正定对称, 故式(18)的解是李雅普诺夫渐近稳定的。

根据文献[17]引理可知, 上述非线性系统渐近稳定, 且系统的齐次度小于 0, 则该系统全局有限时间收敛。

### 3 仿真验证

为了验证本文所提电流解耦控制算法的有效性, 在 Matlab 中搭建了 LESO 和 FTESO 的电流解耦控制策略仿真模型, 如图 2 所示。仿真采用了转速电流双闭环控制, 电流控制策略为  $i_d = 0$  控制。为了更合理对比两种观测器的观测和解耦性能, 仿真中的转速环和电流环控制器分别采用 PI 控制器和 P 控制器。仿真中 PMSM 的电气参数如表 1 所示。

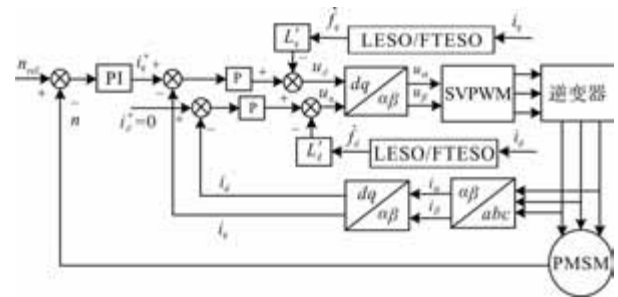


图 2 基于 LESO/FTESO 的 PMSM 双闭环控制框图

表 1 PMSM 参数

参数	参数值
定子电阻 $R_s/\Omega$	0.3
直轴电感 $L_d/\text{mH}$	0.7
交轴电感 $L_q/\text{mH}$	0.7
转子磁链 $\psi_f/\text{Wb}$	0.0186
极对数 $p_n$	4
转动惯量 $J_m/\text{kg} \cdot \text{m}^2$	0.00035
母线电压 $U_{dc}/\text{V}$	48

设置空载转速在 1.5 s 内按照斜坡指令上升到 2000 r/min, 转速达到稳定后, 在 2 s 时突加 0.6 N 的负载, 速度达到稳定后, 在 3.5 s 时将负载突减为 0 N, 观察当 ESO 中所用电感参数为其标称电感的 0.5 倍、1 倍和 1.5 倍时, LESO 和 FTESO 的扰动电压观测值、 $d$ - $q$  电流响应以及转速响应。

图 3 为 FTESO 观测器在三组不同的电感参数下



的扰动观测值, 由于系统的外部干扰和内部的不确定性干扰  $M_q$  无法直接计算得到, 为了对比 FTESO 在三组电感参数下的电压观测性能, 故扰动计算值约等于  $-\omega_e L_d i_d - \omega_e \psi_f - R_s i_q - \Delta L_q di_q/dt$ , 扰动观测值电压为  $-\hat{f}_q L_q$ 。

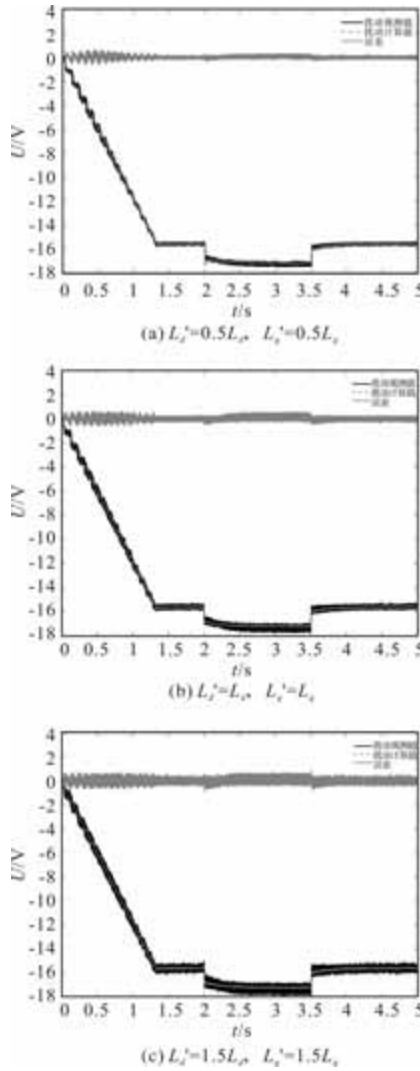


图3 FTESO 突加减速负载时的集总扰动观测曲线

从图3可以看出, 在三组电感参数下, FTESO 在空载加速过程和负载突变过程均能实现对集总扰动较为准确的实时观测, 说明 FTESO 对电感参数变化具有较强的鲁棒性。

对比图4突加减速负载的  $d$  轴和  $q$  轴电流响应曲线可以发现, 当 ESO 电感为 0.5 倍的标称电感、1 倍的标称电感和 1.5 倍的标称电感时,  $d$ 、 $q$  轴电流在负载突变的情况下, LESO 和 FTESO 均能实现稳态完全解耦。从  $q$  轴电流波形来看, LESO 和 FTESO 在负载突变时均能更快速收敛到目标值。当 ESO 电感为 0.5 倍的标称电感和 1 倍的标称电感时, 可以明显看出 FTESO 的  $q$  轴电流收敛速度略快于 LESO。

由于观测器带宽的限制, 两种方法动态过程无法实现完全解耦。LESO 和 FTESO 在负载突变的动态过程中,  $d$  轴电流受  $q$  轴电流阶跃影响均会出现较小的电流尖峰, 但 FTESO 的  $d$  轴电流在加减速动态过程中电流尖峰更小, 更快收敛到指定值, 对参数变化的鲁棒性更强。

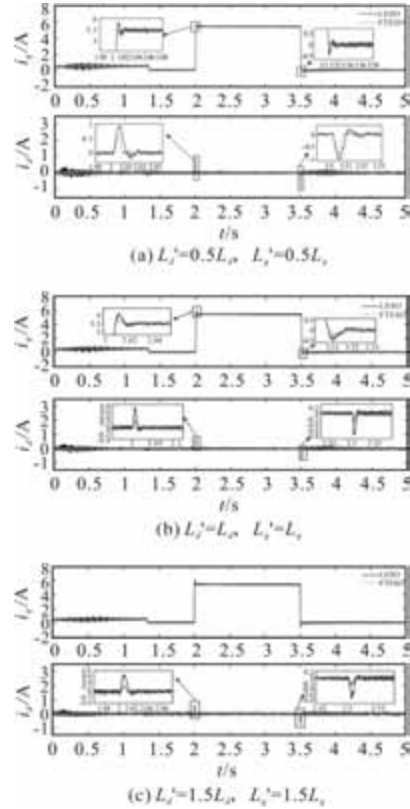
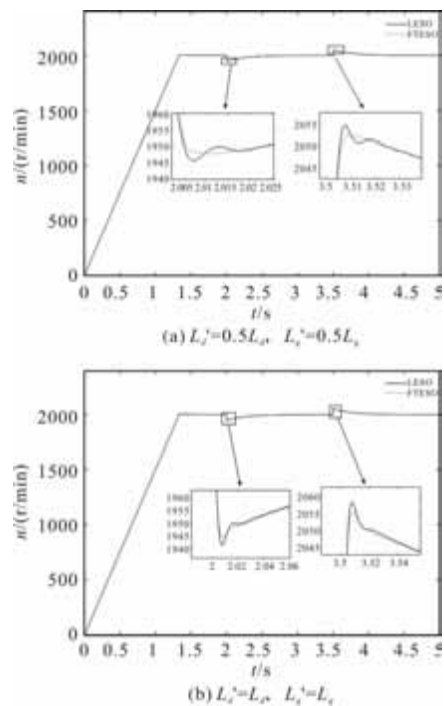


图4 突加减速负载时的电流响应曲线



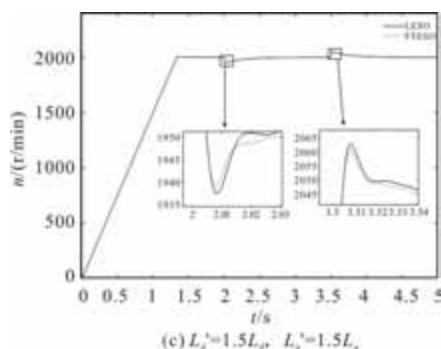


图5 FTESO 的速度响应曲线

图5 为在电感参数为标称值的0.5倍、1倍和1.5倍时的转速响应波形。由图5可知,转速受交叉耦合项的影响而变化,在突加减负载时,转速跌落受 $q$ 轴电流影响也会发生变化。从图5中可以看出FTESO的转速恢复速度略快于LESO,FTESO具有更好的转速鲁棒性。

## 4 结 语

考虑一定的电感误差条件,本文提出了一种有限时间扩张状态观测器来实现以耦合电压为主的集总扰动的观测和补偿。论文对FTESO观测器进行了设计分析和收敛性证明,并通过仿真将其与传统的LESO进行了对比分析,可以得到以下结论:

(1)从观测准确性看,FTESO可以在一定的电感误差条件下准确地观测耦合电压为主的集总扰动。

(2)从解耦效果看,LESO和FTESO均能较好的实现电流环的稳态解耦。在负载突变时,FTESO的暂态解耦效果优于LESO。且相比于LESO,FTESO在负载突变时的转速变化更小,鲁棒性更强。

## 参考文献

- [1] 赵超阳. 高速永磁同步电机驱动技术研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2022.
- [2] 王天培. 永磁同步电机低载波比工况控制系统研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2023.
- [3] 周华伟, 温旭辉, 赵峰, 等. 基于内模的永磁同步电机滑模电流解耦控制[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(15): 91-99, 10.

- [4] 付兴贺, 顾胜东, 熊嘉鑫. 永磁同步电机交直流电流解耦控制方法综述[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(01): 314-332.
- [5] HARNETFORS L, NEE H P. Model-based Current Control of AC Machines Using the Internal Model Control Method[J]. IEEE Transaction on Industry Applications, 1998, 34(1): 133-141.
- [6] 王冉珺, 刘恩海. 小惯量永磁同步电机电流环内模动态解耦[J]. 微电机, 2012, 45(10): 79-82.
- [7] 顾思芸, 沈建新. 高速永磁同步电机解耦控制—复矢量解耦及参数灵敏度分析[J]. 微电机, 2023, 56(12): 17-24.
- [8] SARIYILDIZ E, OBOE R, OHNISHI K. DisturbanceObserver-based Robust Control and its Applications: 35th Anniversary Overview[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(3): 2042-2053.
- [9] 顾胜东. 永磁同步电机驱动系统电流环解耦方法研究[D]. 南京: 东南大学, 2023.
- [10] 韩京清. 从PID技术到“自抗扰控制”技术[J]. 控制工程, 2002(03): 13-18.
- [11] 杨淑英, 王玉柱, 储昭晗, 等. 基于增益连续扩张状态观测器的永磁同步电机电流解耦控制[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(06): 1985-1997.
- [12] 黄红杰, 皇金锋, 周杰. 基于有限时间观测器的两级式储能变流器改进滑模自抗扰控制[J]. 电工技术学报, 2025, 40(01): 178-189.
- [13] 丁嘉成, 王树波. 基于有限时间扩张状态观测器的双电机跟踪与同步控制[J/OL]. 控制工程, 1-10. [2025-11-17]. <https://doi.org/10.14107/j.cnki.kzgc.20230715>.
- [14] 吴栋. 有限时间扩张状态观测器及其应用[D]. 天津: 天津大学, 2017.
- [15] 郭秀文, 赵世伟, 杨向宇. 基于CFTESO的伺服系统摩擦补偿研究[J]. 微电机, 2025, 58(04): 1-6.
- [16] 封志鹏, 李白雅, 张宇祥. 自抗扰ESO改进及其在PMSM控制中的应用[J]. 微电机, 2022, 55(03): 47-51.
- [17] ANDREA B, LIONEL R. Liapunov Functions and Stability in Control Theory[M]. Springer London; Springer, London: 2007.

# 基于定子电流模糊自适应反馈的振荡抑制策略

彭仁勇<sup>1</sup>, 王昭苏<sup>1</sup>, 唐其鹏<sup>2</sup>, 贺一诺<sup>2</sup>

(1. 中国核动力研究设计院核反应堆技术全国重点实验室, 成都 610213; 2. 华中科技大学, 武汉 430074)

**摘要:** 针对三相感应电动机在 VF 控制轻载工况下易出现中低频振荡的问题, 提出一种基于定子电流模糊自适应反馈的振荡抑制策略。该策略采用七级模糊变量集设计模糊控制器, 以定子有功电流振荡分量及其误差变化量为输入, 动态调节比例和微分系数, 并结合二阶巴特沃斯滤波器提升电流信号提取精度。仿真结果表明, 所提策略显著抑制了转速和转矩波动, 超调量降低至传统 PD 控制的 20% 以下, 且在空载至 15% 负载变化等不同工况下表现出良好的鲁棒性。研究结果验证了模糊自适应反馈与二阶滤波结合对感应电动机 VF 控制振荡抑制的有效性, 为优化系统稳定性提供了可行方案。

**关键词:** 三相感应电动机; VF 控制; 振荡抑制; 模糊控制

中图分类号: TM346; TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2025)11-0007-07

## Vibration Suppression Strategy Based on Stator Current Fuzzy Adaptive Feedback

PENG Renyong<sup>1</sup>, WANG Zhaosu<sup>1</sup>, TANG Qipeng<sup>2</sup>, HE Yinuo<sup>2</sup>

(1. National Key Laboratory of Nuclear Reactor Technology, Nuclear Power Institute of China, Chengdu 610213, China;

2. Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China)

**Abstract:** A oscillation suppression strategy based on stator current fuzzy adaptive feedback was proposed to address the problem of mid to low frequency oscillations in three-phase induction motors under VF controlled light load conditions. This strategy adopted a seven level fuzzy variable set to design a fuzzy controller, taking the stator active current oscillation component and its error variation as inputs, dynamically adjusting the proportion and differential coefficient, and combining with a second-order Butterworth filter to improve the accuracy of current signal extraction. The simulation results show that the proposed strategy significantly suppresses speed and torque fluctuations, reduces overshoot to less than 20% of traditional PD control, and exhibits good robustness under different operating conditions such as no load to 15% load variation. The research results have verified the effectiveness of combining fuzzy adaptive feedback with second-order filtering for suppressing oscillation in VF control of induction motors, providing a feasible solution for optimizing system stability.

**Key words:** three phase induction motor; VF control; oscillation suppression; fuzzy control

## 0 引言

在现代工业体系中, 三相感应电动机因独特的技术性和经济性, 广泛应用于制造业、交通运输及日常生活等领域。据国际能源署数据, 全球工业电机系统中感应电动机占比超 70%, 在风机、泵类、压缩机等通用机械负载中应用比例甚至达 85% 以上。在实际应用中, VF 控制调速方法对电机参数依赖小, 适用于性能要求不高的调速系统, 但三相感应电动机空载或轻载运行时, VF 控制的电机在中低

频段易出现振荡现象<sup>[1]</sup>, 不利于工业系统连续稳定生产。

针对感应电动机 VF 控制的轻载振荡问题, 已有研究表明, 振荡现象与驱动系统的非线性特性有关。Lipo 等人认为系统参数与电机运行的不稳定区域密切相关, 电机的电阻、电感和变频器的电抗等均会影响系统稳定性<sup>[2,3]</sup>。H. Chen 等人基于感应电动机 VF 控制状态空间方程的线性化模型, 通过评估特征方程特征值分析系统稳定性, 分析电机参数在一定范围内变化时对系统的影响<sup>[4]</sup>。还有部分学者认为

收稿日期: 2025-06-21

作者简介: 彭仁勇(1990), 男, 硕士, 高级工程师, 研究方向为反应堆仪表与控制。

王昭苏(1997), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为反应堆仪表与控制。

唐其鹏(1990), 男, 博士, 副教授, 研究方向为电力电子与电力传动。

贺一诺(2003), 女, 本科, 研究方向为电力电子与电力传动。

感应电动机 VF 控制系统的振荡现象可能与逆变器和电机的能量交换部分有关。Lockwood 指出逆变器与感应电动机组合的固有不稳定性源于能量交换不平衡<sup>[5]</sup>。Mutoh 等人指出调制频率过高时, 逆变器因无功能量交换时间短促而紊乱, 导致电机运行不稳定并产生振荡<sup>[6]</sup>。此外, 死区效应也可能导致感应电动机 VF 控制系统振荡, 死区时间是防止逆变器上下桥臂同时导通而在开关切换时设置的上下桥臂均不导通的时间<sup>[7]</sup>。死区时间越长, 输出信号基波成分幅值降低、谐波成分增多, 电压电流波形畸变, 影响系统性能与效率。Leggate 等人指出死区效应会影响系统稳定性, 导致电流、转矩等变量发生脉动<sup>[8]</sup>; Ueda 等人指出, 死区时间是 PWM 逆变器驱动感应电动机系统中导致振荡的主要不稳定因素<sup>[9]</sup>。

近年来, 研究者从优化系统控制策略、PWM 控制策略、参数配置及闭环反馈等方面解决感应电动机 VF 控制系统轻载振荡问题。H. Chen 等人针对电机参数变化导致的不稳定运行区间, 提出优化参数配置可提高稳定性的观点<sup>[4]</sup>, 但实际工况中参数调节易受环境影响, 该方法操作难度大。Mutoh 等人从逆变器与电机能量交换不平衡角度, 提出通过控制逆变器输入电流负分量在振荡周期内保持功率方向恒定的抑振方法<sup>[6]</sup>。Suzuki 等人提出基于直流母线电流反馈补偿的策略<sup>[10]</sup>。

在系统控制策略优化方面, 梁信信提取系统的定子有功电流, 将其振荡分量反馈补偿给输入电压的控制策略, 以此抑制系统振荡<sup>[11]</sup>。Uddin 等人提出同时调节定子电压和频率的新型 VF 控制策略以提高电机运行稳定性<sup>[12]</sup>。Y. Q. Xiang 利用动态 PI 补偿器, 根据电流矢量波动调整逆变器电压和频率, 并实验验证策略有效性与鲁棒性<sup>[13]</sup>; 韩焦采用无功电流反馈补偿给输入电压的控制策略, 并提出一种死区补偿技术<sup>[14]</sup>。

针对死区对感应电动机 VF 控制系统振荡的影响, 国内外已提出多种有效补偿方法<sup>[15-17]</sup>, 但部分工况下死区补偿后仍存在振荡, 死区对振荡的具体影响机制及单纯死区补偿的有效性需进一步研究。目前, 感应电动机 VF 控制轻载振荡研究已取得成果, 但现有抑振方法复杂度高、依赖高性能硬件, 工业推广受限, 且部分策略鲁棒性不足, 参数或环境变化时抑振效果易受影响。为了解决感应电动机 VF 控制时存在的系统振荡问题, 提高系统性能, 本文深入研究三相感应电动机 VF 控制轻载振荡的原因和有效抑制策略。

## 1 基于定子电流模糊自适应反馈的振荡抑制策略

针对 VF 控制振荡抑制问题, 现有研究多采用变量反馈及 PID 调节器参数优化等方法, 但 PID 控制器依赖精确数学模型, 对非线性负载或参数漂移调节效果有限, 缺乏对复杂工况下非线性特性的有效处理, 为此引入模糊控制。传统控制策略滤波环节多采用幅频特性不佳的一阶低通滤波器, 针对一阶滤波器的缺陷, 引入二阶巴特沃斯滤波器取代传统一阶低通滤波器, 提高滤波精度。

### 1.1 基于定子电流模糊自适应反馈的振荡抑制策略

针对感应电动机 VF 控制的振荡抑制研究中, 目前主流的反馈补偿策略大多采用 PD 控制器对反馈量进行调节<sup>[11,14]</sup>, 当系统面临参数漂移或非线性负载时, PD 控制器的参数固定, 缺乏自适应调整能力, 难以灵活改变控制参数, 无法适应对系统稳定性要求高的场合。而模糊控制能动态调节非线性系统, 特别适用于解决感应电动机参数时变、负载扰动等引发的控制问题, 可快速响应系统变化, 及时调整控制策略, 有效抑制振荡, 具有良好的鲁棒性和自适应性。

#### 1.1.1 模糊控制的基本原理和构成

模糊控制是基于模糊推理, 从行为上模仿人的思维方式, 对被控对象实施控制的一种智能控制方法<sup>[18,19]</sup>。模糊控制原理如图 1 所示, 模糊控制是把操作人员实践经验或专家知识总结成模糊规则, 传感器获取的实时信号被模糊化处理作为模糊规则的输入, 执行模糊推理, 推理得出的输出结果经过解模糊操作后传输给执行机构, 调节被控对象。



图1 模糊控制原理框图

模糊控制器构成如图 2 所示, 包括模糊化接口、解模糊接口和知识库, 其中知识库由数据库和规则库组成。

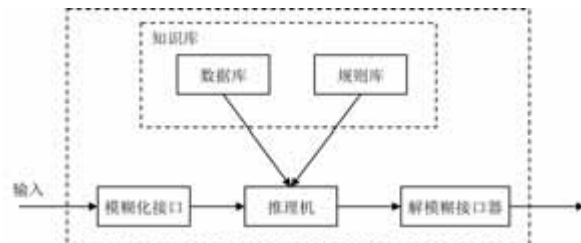


图2 模糊控制器的组成框图



### 1.1.2 基于定子电流振荡分量的模糊控制器设计

#### 1.1.2.1 模糊化

在模糊控制系统中,传感器信号需先经模糊化处理,才能被模糊控制器使用。在振荡抑制策略中的模糊控制器取定子有功电流振荡分量为输入变量  $e$ , 它的误差变化量为另一个输入变量  $ec$ , 输出变量为比例系数  $K_p$  和微分系数  $K_d$ , 如图 3 所示, 输入变量经过模糊化后参与模糊推理, 解模糊后得到输出变量, 比例调节量和微分调节量相加得到定子电压补偿量。模糊控制器采用典型的七级模糊变量集, 如误差变量集划分为

$$e = \{NB, NM, NS, Z, PS, PM, PB\} \quad (1)$$

式中, NB、NM、NS 为负大, 负中, 负小; Z 为零; PS、PM、PB 为正小, 正中, 正大。“负”为小于设定值, “正”为大于设定值, “大/中/小”为偏差程度, 用于指导控制措施的强弱。

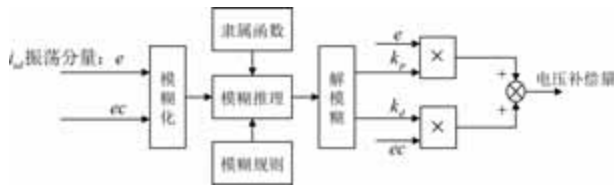


图3 模糊控制逻辑图

模糊控制变量  $e$ 、 $ec$ 、 $K_p$ 、 $K_d$  集合均定义为式(1)的形式。依仿真确定  $e$ 、 $ec$  论域, 依响应曲线效果定  $K_p$ 、 $K_d$  论域,  $e$  论域为  $[-45, 45]$ ,  $ec$  论域为  $[-0.5, 0.5]$ ,  $K_p$  论域为  $[0, 17]$ ,  $K_d$  论域为  $[0, 150]$ 。可按需求调整  $K_p$ 、 $K_d$  论域, 调节控制系统的动态特性。

#### 1.1.2.2 设计隶属函数与建立模糊规则

知识库由数据库和规则库构成。数据库存储输入输出变量模糊子集隶属度数值。离散变量记录各等级隶属度, 连续变量记录隶属度函数。隶属函数分线性、非线性, 如三角形、梯形为线性, 广义钟形、高斯型等为非线性, 可灵活表达模糊概念。本研究中 4 个模糊变量集合均采用如下隶属函数配置: NB 采用 Z 形隶属函数, NM、NS、Z、PS、PM 采用三角形隶属函数, PB 采用 S 状隶属函数, 如图 4 所示。Z 形隶属函数可精准描述“负大”这一极端负向状态; S 形隶属函数有效刻画“正大”这一极端正向状态, 使得边界模糊集的语义表达贴合实际需求。三角形隶属函数结构简单、计算量小, 用于中间状态可提升推理效率。该配置兼顾准确与实时性, 平衡模型表达与运算效率。

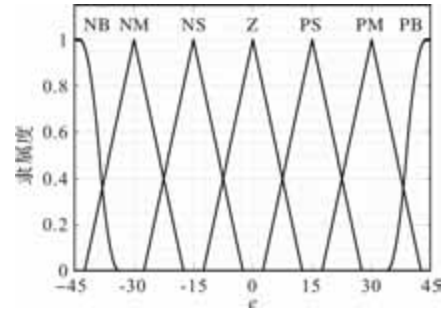


图4 误差的七级隶属函数

规则库源于专家知识与实践经验。模糊规则由 if-then、and 等连接词组合, 其标准形式为 If A and B then C, 这里的 A 和 B 分别代表各个输入变量的隶属范围, A 的论域为  $U$ , B 的论域为  $V$ , 由模糊规则得到控制决策表 R, 则模糊控制输出变量可以由下式给出:

$$C = (A \times B) \circ R \quad (2)$$

式中,  $\times$  为模糊直积运算;  $\circ$  为模糊合成运算。

规则数量与模糊变量分级有关, 本文选择模糊集合 7 级, 可制定 49 条规则。比例环节影响响应速度, 误差  $e$  和误差变化量  $ec$  同号时增大  $K_p$  以加大调节力度, 异号时减小  $K_p$  以抑制超调, 且相邻规则输出跨度不宜太大。微分环节影响动态特性, 同号时增大  $K_d$  以加快调节, 异号时减小  $K_d$  以减小超调, 同样控制输出跨度。

#### 1.1.2.3 模糊推理

在模糊控制系统里, 推理是利用模糊规则和输入变量的模糊集合获得输出变量的模糊集合, Mamdani 推理和 Sugeno 推理是模糊控制中两种主要的推理方法。

本文控制方案中的模糊控制器采用 Mamdani 型模糊推理系统, 在模糊逻辑运算参数设置上, “与”(And)方法选用 MIN 法, “或”(Or)方法采用 MAX 法, 蕴含方法同样采用 MIN 法, 聚合方法使用 MAX 法, 这些参数共同定义了该模糊推理系统的逻辑运算与输出处理方式。MIN 法防止控制量突变, MAX 法避免规则冲突, 增强系统对非线性特性的鲁棒性。

#### 1.1.2.4 解模糊

模糊推理完成后得到输出变量隶属函数, 因模糊结果不能直接调节被控对象, 需进行解模糊处理。MATLAB 提供面积重心法、面积等分法、最大隶属度平均法、最大隶属度取最小法、最大隶属度取最大法五种将模糊结果转化为输出控制量的方式。本文采用面积重心法, 在感应电动机 VF 控制

中, 系统对控制量连续性和精度要求高, 该方法“全局平均”特性可避免输出控制量突变, 提升动态调节平稳性。

## 1.2 基于二阶巴特沃斯滤波器的定子电流分量提取

为了达到更好的滤波效果但又不希望有太大的相位延迟, 采用二阶巴特沃斯滤波器, 对二阶、三阶巴特沃斯滤波器和一阶低通滤波器的波特图进行

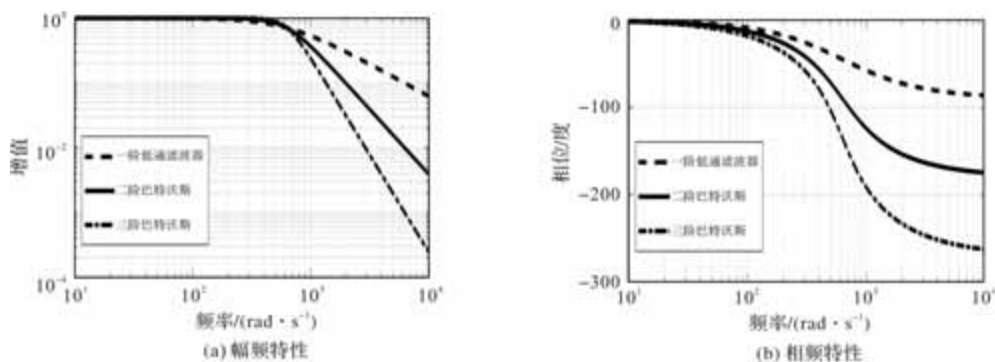


图5 一阶低通滤波器与二阶、三阶巴特沃斯滤波器波特图

## 2 感应电动机 V/F 控制仿真系统的搭建及研究

### 2.1 感应电动机 VF 控制仿真系统设计

在 MATLAB/Simulink 中, 依据系统结构搭建感应电动机 VF 控制系统仿真模型, 涵盖电源、VF 控制、感应电动机、SVPWM 生成、三相逆变器 (IGBT 构成)、死区补偿、电压电流坐标变换、反馈补偿调节器等模块。反馈补偿调节器可在传统 PD 控制与模糊控制间切换, 方便对比。此模型实现电机控制全流程, 为评估死区补偿效果、对比控制策略及分析抗扰性能提供可视化平台。

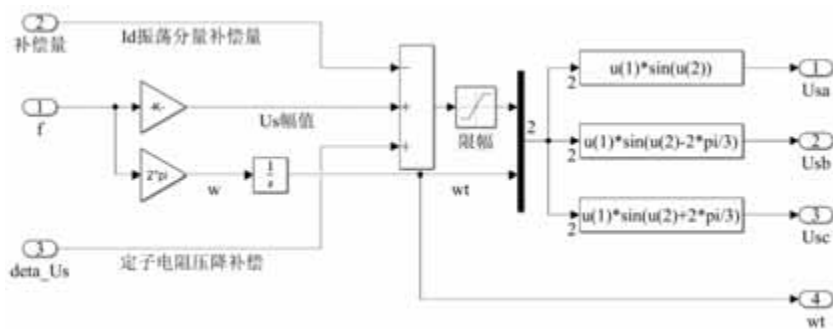


图6 VF 控制模块

#### 2.1.2 反馈补偿调节器

基于定子有功振荡分量的反馈补偿调节器模块, 设置手动切换开关, 可在传统 PD 控制器和模糊控制器间切换, 便于在同一仿真条件下对比二者控制效果, 避免反复修改模型结构。模块的输入接的是滤

分析, 如图 5 所示, 三个滤波器的截至频率都是 100 Hz, 之后二阶和三阶巴特沃斯滤波器的幅频特性衰减得更快, 滤波效果更好。但是从相频特性图中可以看出巴特沃斯滤波器的阶数越高, 相位滞后越大, 所以权衡滤波效果和实时性后, 对定子电流分量  $i_{sd}$ 、 $i_{sq}$  滤波时使用二阶巴特沃斯滤波器, 以得到更精准的电流信号参与反馈。

#### 2.1.1 VF 控制模块

在感应电动机 VF 控制系统中, 输入定子电压频率, 基频以下按电压幅值与频率正比例原则计算三相定子电压幅值, 再加上定子电阻压降补偿量、减去反馈补偿量, 经限幅处理, 确保在电机额定值和功率器件耐压范围内得最终幅值。由输入频率生成角频率, 经积分得相位信号, 据此合成三相对称正弦电压信号。模块输出三相定子电压信号和定子电压相位信号, 为后续环节提供角度参考, 构成从频率输入到电压输出及电流反馈的完整流程, 是 VF 控制系统实现电压与频率协调的关键, 如图 6 所示。

波得到的定子有功电流的振荡分量, 输出则反馈到 VF 控制模块的定子电压幅值, 形成闭环调节。反馈补偿调节器模块如图 7 所示, 后续控制策略对比实验将通过该模块切换不同控制器方案。

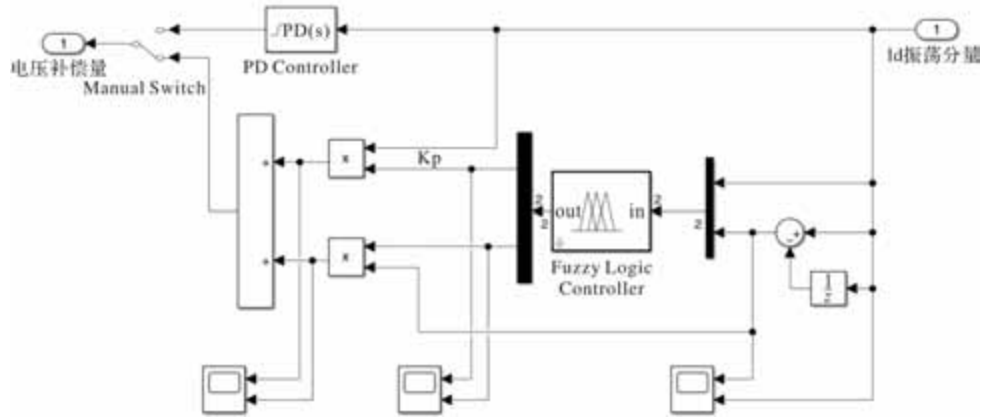


图7 反馈补偿调节器模块

### 2.1.3 基于定子电压定向的坐标变换模块

定子三相电流坐标变换模块如图8所示，基于定子电压矢量定向原理，实现定子三相电流坐标变换。模块输入为电机定子三相电流检测值  $i_{sa}$ 、 $i_{sb}$ 、 $i_{sc}$ ，输出为  $d$ 、 $q$  轴电流分量  $i_{sd}$  和  $i_{sq}$ 。变换时引入定子电压相位  $\omega_1 t$ ，通过 Clarke 和 Park 坐标变换矩阵，实现从三相静止坐标系到  $\alpha\beta$  坐标系再到  $dq$  正交坐标系的信号转换，为反馈补偿控制策略和定子电阻压降补偿提供电流反馈信号。

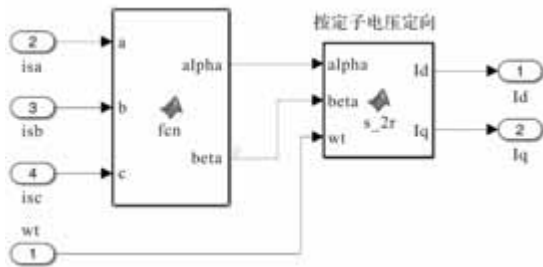


图8 基于定子电压定向的坐标变换模块

### 2.1.4 电流滤波与运算模块

该模块以之前坐标变换所得到的  $i_{sd}$  和  $i_{sq}$  作为输入，进行滤波和运算等操作得到  $i_{sd}$  的振荡分量、定子电流与定子电压的夹角  $\theta_i$  和定子电阻压降补偿量，如图9所示。对于定子有功电流分量  $i_{sd}$ ，采用两个低通滤波器处理，一个滤除高频噪声，另一个滤除高频噪声与振荡分量得到直流分量，二者结果相减得到定子有功电流的振荡分量。

$i_{sd}$  和  $i_{sq}$  经过滤波器处理后得到对应的直流分量，经反正切运算得定子电流与定子电压夹角  $\theta_i$ ，这个夹角会被应用于死区补偿模块计算定子电流矢量角。定子电流和定子电阻一起参与运算，从而得到定子电阻压降补偿量，以此来优化系统的性能。

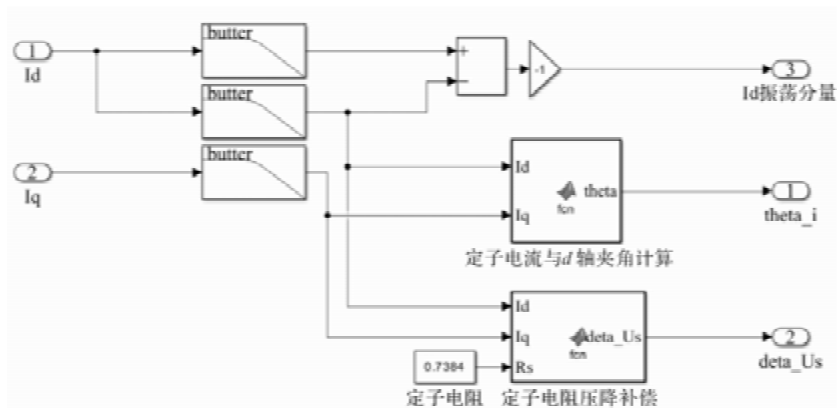


图9 电流滤波与运算模块

## 2.2 传统PD控制和模糊控制仿真结果及抗扰性能分析

为研究模糊控制的效果和系统的抗扰性能，分

别采取传统PD调节器和模糊控制器对定子有功电流的振荡分量进行调节并补偿给定子电压，让系统从空载到15%轻载变化和从15%轻载到空载变化，记录

系统的输入跟随指标和抗扰动指标。从空载到 15% 负载运行后系统的转速、转矩、A 相定子电流响应曲线如图 10 所示, 从 15% 负载到空载运行后系统的转速、转矩、A 相定子电流响应曲线如图 11 所示。

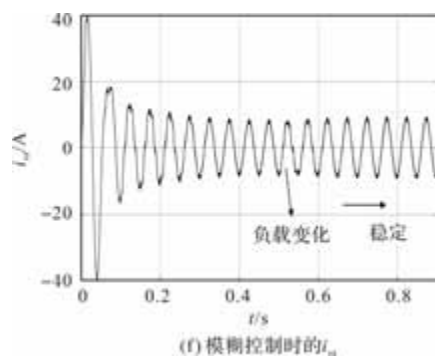
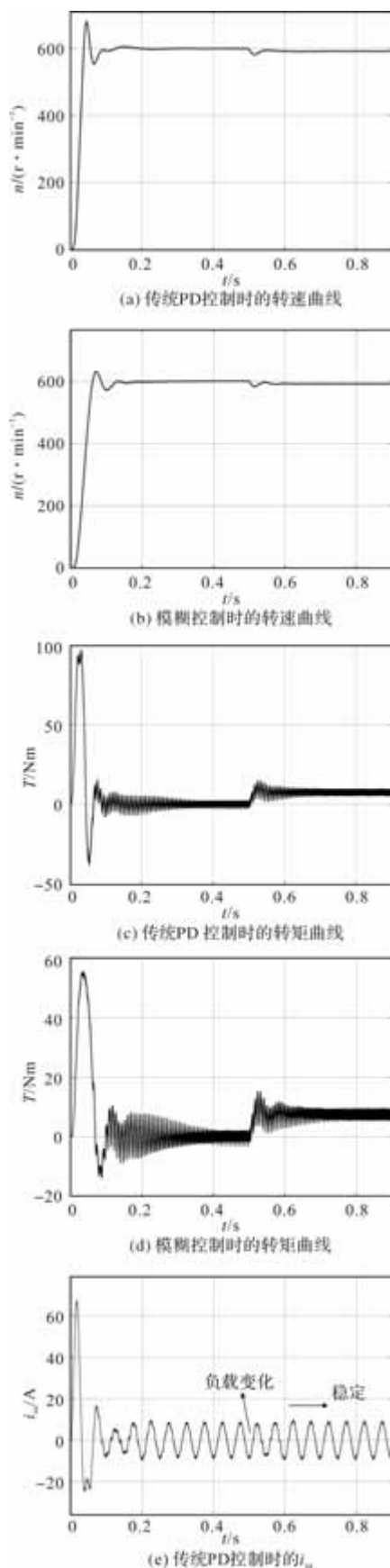
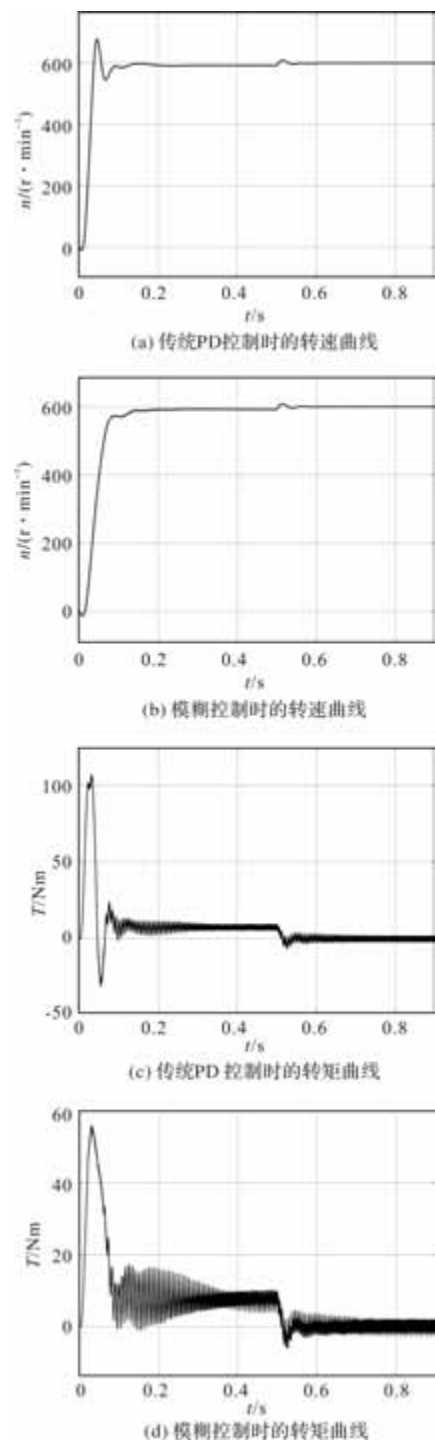


图 10 传统 PD 控制和模糊控制空载到 15% 负载变化时系统响应结果





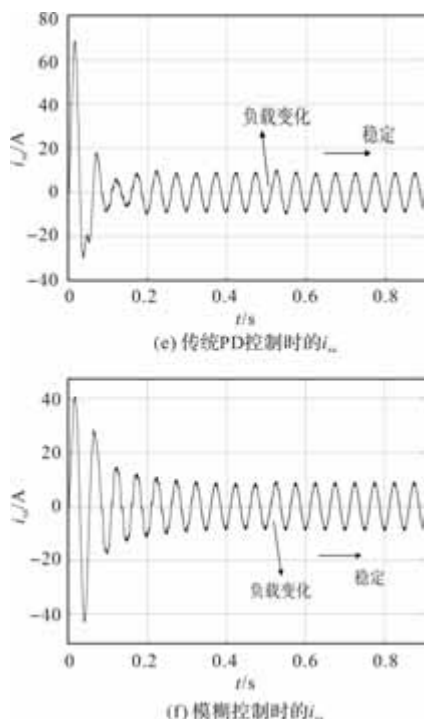


图 11 传统 PD 控制和模糊控制 15%

负载到空载变化时系统响应结果

表 1 起动和变载性能指标

实验条件	控制方案	输入跟随指标				抗扰动指标
		$\sigma_p$ %	$t_p$ /ms	$t_s$ /ms ( $\pm 2\%$ )	$t_r$ /ms	$\Delta C_m$ %
空载零速起动及空载	PD	13.43	44	84	37	3.10
变为 15% 负载	模糊控制	2.76	77	118	69	2.93
15% 负载零速起动及	PD	14.45	45	83	37	2.94
15% 负载变为空载	模糊控制	0	—	123	178	2.72

### 3 结 语

本研究提出了一种创新的振荡抑制策略，旨在解决三相感应电动机在 VF 控制轻载条件下的中低频振荡问题。通过设计基于定子电流的模糊自适应反馈控制器，并结合二阶巴特沃斯滤波器，本策略实现了对电流信号的精确提取和控制参数的动态优化。仿真实验结果表明，与传统的 PD 控制策略相比，所提出的模糊控制策略在抑制振荡、减少超调和提高系统动态性能方面具有显著优势。这不仅验证了策略的有效性，也为感应电动机 VF 控制系统的设计提供了新的思路和方法。

### 参考文献

- [1] 李红梅, 李忠杰, 刘良成, 等. 逆变器供电下异步电动机低频振荡现象的研究 [J]. 电工技术学报, 2000, (03): 16-19.
- [2] Lipo T A, Krause P C. Stability Analysis of a Rectifier-Inverter Induction Motor Drive [J]. IEEE Transactions on

系统按上述条件运行时, 记录转速响应曲线的输入跟随指标和抗扰动指标, 如表 1 所示, 从整体性能上看, 尽管在峰值时间、调节时间等部分时间指标上, 模糊控制稍逊于 PD 控制, 但模糊控制在超调抑制上表现突出, 更适合对稳定性要求严苛的场合, 可以继续精修模糊规则, 以达到更好的性能指标。

仿真结果表明, 单纯的死区补偿在某些工况下, 不能完全抑制系统振荡。与一阶低通滤波器进行的对比实验, 验证二阶巴特沃斯滤波器有更好的滤波效果, 更快地促进系统稳定运行。与传统 PD 控制进行起动和变载的对比实验, 验证了模糊控制策略对振荡抑制的良好效果和抗扰性能, 通过仿真实验直观地验证了前文所提方法的可行性和有效性。

Power Apparatus and Systems, 1969, PAS-88(1): 55-66.

- [3] Ueda R, Sonoda T, Koga K, et al. Stability Analysis in Induction Motor Driven by V/f Controlled General-purpose Inverter [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1992, 28(2): 472-481.
- [4] Chen H, Bai H, Zhang Y W, et al. Stability and Damping Performance Analysis of Induction Motor [C]. 8th International Conference on Advances in Power System Control, Operation and Management (APSCOM 2009). Hong Kong, China, 2009: 1-6.
- [5] Lockwood M. Simulation of Unstable Oscillations in PWM Variable-speed Drives [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1988, 24(1): 137-141.
- [6] Mutoh N, Ueda A, Sakai K, et al. Stabilizing Control Method for Suppressing Oscillations of Induction Motors Driven by PWM Inverters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1990, 37(1): 48-56.
- [7] 蒋国栋, 韦忠朝, 钟运平, 等. 基于 Matlab 对 AC/DC/AC 电源的死区效应的谐波分析及仿真 [J]. 通信电源技术, 2005, 22(2): 4.

(下转第 72 页)

# 基于逆变器非线性电压补偿的永磁同步电机电感辨识算法

何俊鹏, 徐亚美, 巩凤珺, 杜华溢, 窦发

(潍柴动力股份有限公司, 山东 潍坊 261000)

**摘要:** 永磁同步电机(PMSM)的电感辨识过程中, 逆变器的死区、功率器件的开关特性等非线性因素会很大程度影响辨识精度。针对这一问题, 提出了一种基于逆变器非线性电压补偿的永磁同步电机电感辨识算法。该算法在 $dq$ 坐标系下注入高频方波电压, 通过定量分析逆变器非线性电压对电感辨识的影响, 建立了电压、电流、电感以及逆变器非线性电压之间精确的数学模型, 并根据该模型精准辨识出电感参数。最后, 通过两款不同电机的辨识实验, 验证了所提出算法的有效性和可行性。

**关键词:** 永磁同步电机; 电感辨识; 方波注入; 非线性补偿

中图分类号: TM351; TM341; TP272

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2025)11-0014-07

## Inductance Identification Algorithm of PMSM Based on Inverter Nonlinear Voltage Compensation

HE Junpeng, XU Yamei, GONG Fengjun, DU Huayi, DOU Fa

(Weichai Power Co., LTD., Weifang Shandong 261000, China)

**Abstract:** Nonlinear factors of the inverter such as dead time and switching characteristics of power devices can greatly affect the identification accuracy while identifying inductance of permanent magnet synchronous motors (PMSM). To address this issue, an inductance identification algorithm of PMSM based on inverter nonlinear voltage compensation was proposed. This algorithm's high-frequency square wave voltage in  $dq$  coordinate system was injected, and an accurate mathematical model between voltage, current, inductance, and nonlinear voltage of the inverter was established by quantitatively analyzing the impact of inverter nonlinear voltage on inductance identification. Then accurate inductance parameters can be identified with the mathematical model. Finally, the effectiveness and feasibility of proposed algorithm were verified through identification experiments of three different motors.

**Key words:** PMSM; inductance identification; square wave injection; nonlinear compensation

## 0 引言

永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Machine, PMSM)因具有高效率、高功率密度和高可靠性的特点而被广泛应用于工业、农业、军事以及家用等领域<sup>[1-3]</sup>。在无速度传感器的永磁同步驱动系统中, 无感控制、弱磁控制和损耗控制等控制策略的控制性能都严重依赖于电机定子电阻、 $dq$ 轴电感、转子磁链等参数的准确性, 但这些参数往往无法直接获取, 尤其是精确获取 $dq$ 轴电感参数的难度较大。因此, 为了实现永磁同步电机高性能控制, 准确辨识电感参数具有重要意义<sup>[4]</sup>。

近几年, 电机控制相关专家和学者们纷纷提出了各种电机离线和在线参数辨识方案。文献[5]、

文献[6]给出了一种基于负载和阻抗的测量方法, 但该方法需要借助外部设备或其他额外电路实现测量, 操作较为繁琐。文献[7]、文献[8]提出了模型参考自适应、遗传算法等在线辨识方法, 但这类算法计算量大、难以在工程实际应用上真正落地。

基于高频信号注入的电感辨识方法, 以其实现简单的优势得到广泛的应用。文献[9]通过注入高频旋转正弦电压, 对响应电流进行滤波处理, 有效地同步辨识出 $dq$ 轴电感; 但该方法需要复杂的滤波算法, 以提取高频信号, 且滤波器的引入将带来数据失真, 影响辨识精度。文献[10]通过方波注入的方法, 去除高频正弦注入法中复杂的滤波器, 进一步提高了辨识精度。

然而, 逆变器的非线性特性使得注入信号发生

收稿日期: 2025-04-13

作者简介: 何俊鹏(1992), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为永磁同步电机控制策略。

失真,在进行辨识时不可避免地需要考虑逆变非线性带来的辨识误差。同时,由于注入的方波频率与开关频率为同一量级,传统的非线性补偿方法已经无法使用。文献[11]通过提取高频信号的谐波成分,进行逆变器非线性电压补偿;该方法需要提取谐波成分,计算量复杂。文献[12]在高频方波注入的基础上,提出通过自适应的改变注入电压幅值,以削弱逆变器非线性影响;但其并没有定量分析逆变器非线性电压的影响,且其在实际应用中设计难度较高。

综上所述,为了消除逆变器非线性特性对电感辨识精度的影响,本文提出一种基于逆变器非线性电压补偿的永磁同步电机电感辨识算法。在高频方波注入的条件下,通过建  $dq$  电压、电流、电感以及逆变器非线性电压之间精确的数学模型,定量地分析了逆变器非线性电压对电感辨识的影响,并据此给予非线性补偿方法。最后,通过两款不同电机辨识实验结果,验证了所提出算法的有效性和可行性。

## 1 高频方波注入电感辨识原理

### 1.1 理想状态下电压电流分析

图1为忽略定子电阻条件下的永磁同步电机主电路等效原理图,其中  $Q_1 \sim Q_6$  为 IGBT,  $D_1 \sim D_6$  为其体二极管,  $U_{dc}$  为直流母线电压。

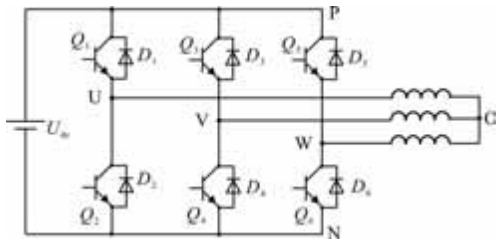


图1 永磁同步电机主电路原理图

相电压可以根据如下式计算:

$$U_{X0} = U_{XN} - U_{ON} \quad (1)$$

式中,  $U_{X0}$  为某一相电压,  $X$  取  $U$ 、 $V$ 、 $W$ ;  $U_{XN}$  为某一相对负母线电压;  $U_{ON}$  为中性点对负母线电压。根据三相电压对称可知:

$$U_{U0} + U_{V0} + U_{W0} = 0 \quad (2)$$

将式(1)代入式(2)可得  $U_{ON}$  为

$$U_{ON} = \frac{1}{3}(U_{UN} + U_{VN} + U_{WN}) \quad (3)$$

将式(3)代入式(1)可得三相相电压为

$$\begin{cases} U_{U0} = \frac{2}{3}U_{UN} - \frac{1}{3}(U_{VN} + U_{WN}) \\ U_{V0} = \frac{2}{3}U_{VN} - \frac{1}{3}(U_{UN} + U_{WN}) \\ U_{W0} = \frac{2}{3}U_{WN} - \frac{1}{3}(U_{UN} + U_{VN}) \end{cases} \quad (4)$$

假设电机初始角度为  $0$  度,并且电机在注入方波过程始终保持静止状态。则  $dq$  轴电压  $U_d$ 、 $U_q$  可以表示为

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{U0} \\ U_{V0} \\ U_{W0} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} U_{U0} \\ \frac{U_{V0} - U_{W0}}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5)$$

同理,角度为  $0$  时,电机  $dq$  轴电流  $I_d$ 、 $I_q$  可表示为

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_U \\ \frac{I_V - I_W}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \quad (6)$$

$U_{XN}$  电压可以分如下几种情况讨论,以  $U$  相为例:当相电流流经  $Q_1$  时,  $U_{XN} = U_{dc} - U_{igbt}$ ;当相电流流经  $D_1$  时,  $U_{XN} = U_{dc} + U_{diode}$ ;当相电流流经  $Q_2$  时,  $U_{XN} = U_{igbt}$ ;当相电流流经  $D_2$  时,  $U_{XN} = -U_{diode}$ 。其中  $U_{igbt}$  和  $U_{diode}$  分别为 IGBT 和其体二极管的压降。

### 1.2 考虑非线性的 $d$ 轴方波注入原理分析

设注入的方波频率为开关频率的一半,当向电机  $d$  轴注入高频方波时,根据式(5)、式(6)可知  $d$  轴电压电流与  $U$  相电压电流相等,因此  $d$  轴电感可以通过  $U$  相电压电流计算得到。三相上管理论导通时间  $T_U$ 、 $T_V$ 、 $T_W$ 、 $U$  相电流  $I_U$ 、 $U$  相电压  $U_U$  时序波形如图2所示。下面对各模态的  $U$  相电压电流进行分析:

模态1  $[0 \sim t_1]$ :  $0$  时刻为一个开关周期的初始时刻,此时开始注入  $u_{dh}$ ,且控制器在此处开始采样,得到电流  $I_U(0)$ ,  $t_1$  时刻  $Q_2$  关断时刻。此阶段,  $I_U$  小于  $0$ ,  $I_V$  和  $I_W$  均大于  $0$ ,电流流经  $Q_2$ 、 $D_4$ 、 $D_6$ ,等效电路如图3(a)所示。该阶段  $U_{UN}$ 、 $U_{VN}$ 、 $U_{WN}$  可表示为

$$U_{UN} = U_{igbt}, U_{VN} = U_{WN} = -U_{diode} \quad (7)$$

将式(7)代入式(4)可得模态1的  $U$  相电压  $U_{U0M1}$  为

$$U_{UOM1} = \frac{2}{3}(U_{igbt} + U_{diode}) \quad (8)$$

该阶段持续时间  $\Delta t_{M1}$  为

$$\Delta t_{M1} = \frac{T_s - T_U}{2} + T_{offly} \quad (9)$$

式中,  $T_s$  为开关周期,  $T_{offly}$  为 IGBT 关断延时。

模态 2 [ $t_1 \sim t_3$ ]:  $t_2$  时刻,  $Q_1$  开通,  $t_3$  时刻  $I_U$  降为 0, 该阶段持续时间为  $\Delta t_{M2}$ 。此阶段电流流经  $D_1$ 、 $D_4$ 、 $D_6$ , 等效电路如图 3(b) 所示。该阶段 U 相电压  $U_{UOM2}$  可表示为

$$U_{UOM2} = \frac{2}{3}U_{dc} + \frac{4}{3}U_{diode} \quad (10)$$

模态 3 [ $t_3 \sim t_4$ ]:  $t_4$  时刻  $Q_4$ 、 $Q_6$  关断, 该阶段持续时间为  $\Delta t_{M3}$ 。此阶段  $I_U$  大于 0,  $I_V$  和  $I_W$  均小于 0, 电流流经  $Q_1$ 、 $Q_4$ 、 $Q_6$ , 等效电路如图 3(c) 所示。该阶段 U 相电压  $U_{UOM3}$  可表示为

$$U_{UOM3} = \frac{2}{3}U_{dc} - \frac{4}{3}U_{igbt} \quad (11)$$

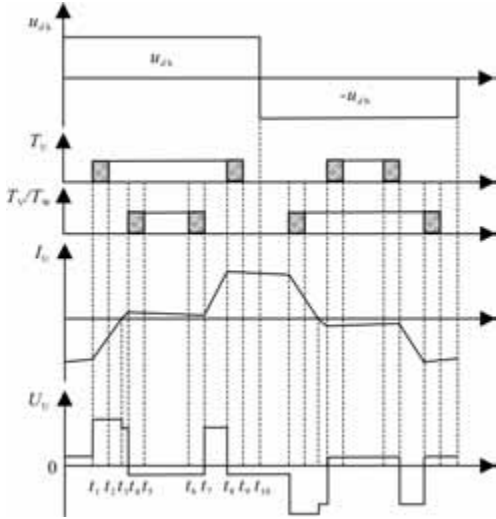


图 2 d 轴注入高频方波的时序波形图

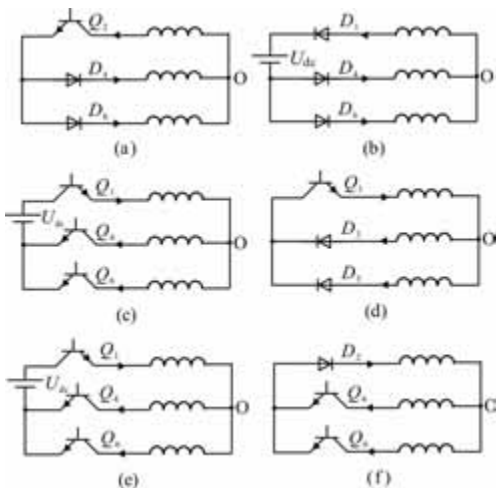


图 3 d 轴注入高频方波的模态等效电路图

模态 4 [ $t_4 \sim t_7$ ]:  $t_5$  时刻  $Q_3$ 、 $Q_5$  开通,  $t_6$  时刻  $Q_3$ 、 $Q_5$  关断,  $t_7$  时刻  $Q_4$ 、 $Q_6$  开通。此阶段电流流经  $Q_1$ 、 $D_3$ 、 $D_5$ , 等效电路如图 3(d) 所示。该阶段 U 相电压  $U_{UOM4}$  可表示为

$$U_{UOM4} = -\frac{2}{3}(U_{igbt} + U_{diode}) \quad (12)$$

该阶段持续时间  $\Delta t_{M4}$  为

$$\Delta t_{M4} = T_v + T_d + T_{ondly} - T_{offly} \quad (13)$$

式中,  $T_d$  为死区时间,  $T_{ondly}$  为 IGBT 开通延时。

模态 5 [ $t_7 \sim t_8$ ]:  $t_8$  时刻  $Q_1$  关断。此阶段电流流经  $Q_1$ 、 $Q_4$ 、 $Q_6$ , 等效电路如图 3(e) 所示。该阶段 U 相电压  $U_{UOM5}$  可表示为

$$U_{UOM5} = \frac{2}{3}U_{dc} - \frac{4}{3}U_{igbt} \quad (14)$$

该阶段持续时间  $\Delta t_{M5}$  为

$$\Delta t_{M5} = \frac{T_U - T_v}{2} - T_d - T_{ondly} + T_{offly} \quad (15)$$

模态 6 [ $t_8 \sim t_{10}$ ]:  $t_9$  时刻  $Q_2$  开通,  $t_{10}$  时刻为下一个开关周期的初始时刻, 此时开始注入  $-u_{dh}$ , 且控制器在此处开始采样, 得到电流  $I_U(t_{10})$ 。此阶段电流流经  $D_2$ 、 $Q_4$ 、 $Q_6$ , 等效电路如图 3(f) 所示。该阶段 U 相电压  $U_{UOM6}$  可表示为

$$U_{UOM6} = -\frac{2}{3}(U_{igbt} + U_{diode}) \quad (16)$$

该阶段持续时间  $\Delta t_{M6}$  为

$$\Delta t_{M6} = \frac{T_s - T_U}{2} - T_{offly} \quad (17)$$

负半周分析方法相似, 不再赘述。

根据前文的分析, 可以列出各模态的电感 VS 平衡方程, 如下:

$$\begin{cases} L_d[I_U(t_1) - I_U(0)] = U_{UOM1}\Delta t_{M1} \\ L_d[0 - I_U(t_1)] = U_{UOM2}\Delta t_{M2} \end{cases} \quad (18)$$

$$\begin{cases} L_d[I_U(t_4) - 0] = U_{UOM3}\Delta t_{M3} \\ L_d[I_U(t_7) - I_U(t_4)] = U_{UOM4}\Delta t_{M4} \\ L_d[I_U(t_8) - I_U(t_7)] = U_{UOM5}\Delta t_{M5} \\ L_d[I_U(t_{10}) - I_U(t_8)] = U_{UOM6}\Delta t_{M6} \end{cases} \quad (19)$$

式中,  $L_d$  为 d 轴电感。分别将式(18)和式(19)等式两侧相加, 得到新的方程组如下:

$$\begin{cases} L_d[0 - I_U(0)] = U_{UOM1}\Delta t_{M1} + U_{UOM2}\Delta t_{M2} \\ L_d[I_U(t_{10}) - 0] = U_{UOM3}\Delta t_{M3} + U_{UOM4}\Delta t_{M4} \\ \quad + U_{UOM5}\Delta t_{M5} + U_{UOM6}\Delta t_{M6} \end{cases} \quad (20)$$



根据时序图分析可知,  $\Delta t_{M2}$  与  $\Delta t_{M3}$  之和  $\Delta t_{M23}$  可以表示为

$$\Delta t_{M23} = \Delta t_{M2} + \Delta t_{M3} = \frac{T_U - T_V}{2} \quad (21)$$

联立式(20)和式(21)可求出  $d$  轴电感为

$$L_d = \frac{U_{UOM3} (\frac{1}{2} U_{UOM2} \Delta t_{M23} + U_{UOM1} \Delta t_{M1})}{U_{UOM2} I_U(t_{10}) - U_{UOM3} I_U(0)} + \frac{U_{UOM2} (U_{UOM4} \Delta t_{M4} + U_{UOM5} \Delta t_{M5} + U_{UOM6} \Delta t_{M6} + \frac{1}{2} U_{UOM3} \Delta t_{M23})}{U_{UOM2} I_U(t_{10}) - U_{UOM3} I_U(0)} \quad (22)$$

式(22)即为  $d$  轴电感辨识解析式, 可根据式(8)~式(17)、式(21)代入求解, 其中  $U_{dc}$ 、 $I_U(0)$ 、 $I_U(t_{10})$  可通过控制器采样得到;  $U_{igbt}$ 、 $U_{diode}$ 、 $T_{ondly}$ 、 $T_{offdly}$  可通过器件手册获取;  $T_s$ 、 $T_d$  为软件设置值;  $T_U$ 、 $T_V$ 、 $T_W$  通过软件算法计算得到。

### 1.3 考虑非线性 $q$ 轴方波注入原理分析

$q$  轴的分析与  $d$  轴相同。当向电机  $q$  轴注入高频方波时, 可近似认为  $U$  相电流为零,  $VW$  相电流互为相反数。将式(4)代入式(5)可得到  $q$  轴电压表达式为

$$U_q = \frac{U_{VN} - U_{WN}}{\sqrt{3}} = \frac{U_{VW}}{\sqrt{3}} \quad (23)$$

式中,  $U_{VW}$  为  $VW$  线电压。因此  $q$  轴电感可以通过  $VW$  相电流、 $VW$  线电压计算得到。  $T_V$ 、 $T_W$ 、 $I_V$ 、 $U_{VW}$  时序波形如图4所示。下面对各模态的电压电流进行分析:

模态1 [ $0 \sim t_1$ ]:  $0$  时刻开始注入  $u_{qh}$ , 且控制器在此处开始采样, 得到电流  $I_V(0)$ 、 $I_W(0)$ ,  $t_1$  时刻  $Q_4$  关断时刻。此阶段  $I_V$  小于  $0$ ,  $I_W$  大于  $0$ , 电流流经  $Q_4$ 、 $D_6$ , 等效电路如图5(a)所示。该阶段  $VW$  电压  $U_{VWM1}$  为

$$U_{VWM1} = U_{igbt} + U_{diode} \quad (24)$$

该阶段持续时间  $\Delta t_{M1}$  为

$$\Delta t_{M1} = \frac{T_V - T_W}{2} + T_{offdly} \quad (25)$$

模态2 [ $t_1 \sim t_3$ ]:  $t_2$  时刻,  $Q_3$  开通,  $t_3$  时刻  $I_V$  降为  $0$ , 该阶段持续时间为  $\Delta t_{M2}$ 。此阶段电流流经  $D_3$ 、 $D_6$ , 等效电路如图5(b)所示。该阶段  $VW$  线电压  $U_{VWM2}$  可表示为

$$U_{VWM2} = U_{dc} + 2U_{diode} \quad (26)$$

模态3 [ $t_3 \sim t_4$ ]:  $t_4$  时刻  $Q_6$  关断, 该阶段持续时间为  $\Delta t_{M3}$ 。此阶段  $I_V$  大于  $0$ ,  $I_W$  小于  $0$ , 电流流经

$Q_3$ 、 $Q_6$ , 等效电路如图5(c)所示。该阶段  $VW$  线电压  $U_{VWM3}$  可表示为

$$U_{VWM3} = U_{dc} - 2U_{igbt} \quad (27)$$

模态4 [ $t_4 \sim t_7$ ]:  $t_5$  时刻  $Q_5$  开通,  $t_6$  时刻  $Q_5$  关断,  $t_7$  时刻  $Q_6$  开通。此阶段电流流经  $Q_3$ 、 $D_5$ , 等效电路如图5(d)所示。该阶段  $VW$  线电压  $U_{VWM4}$  可表示为

$$U_{VWM4} = -(U_{igbt} + U_{diode}) \quad (28)$$

该阶段持续时间  $\Delta t_{M4}$  为

$$\Delta t_{M4} = T_W + T_d + T_{ondly} - T_{offdly} \quad (29)$$

模态5 [ $t_7 \sim t_8$ ]:  $t_8$  时刻  $Q_3$  关断。此阶段电流流经  $Q_3$ 、 $Q_6$ , 等效电路如图5(e)所示。该阶段  $VW$  线电压  $U_{VWM5}$  可表示为

$$U_{VWM5} = U_{dc} - 2U_{igbt} \quad (30)$$

该阶段持续时间  $\Delta t_{M5}$  为

$$\Delta t_{M5} = \frac{T_V - T_W}{2} - T_d - T_{ondly} + T_{offdly} \quad (31)$$

模态6 [ $t_8 \sim t_{10}$ ]:  $t_9$  时刻  $Q_4$  开通,  $t_{10}$  时刻开始注入  $-u_{qh}$ , 且控制器在此处开始采样, 得到电流  $I_U(t_{10})$ 、 $I_W(t_{10})$ 。此阶段电流流经  $D_4$ 、 $Q_6$ , 等效电路如图5(f)所示。该阶段  $VW$  线电压  $U_{VWM6}$  可表示为

$$U_{VWM6} = -(U_{igbt} + U_{diode}) \quad (32)$$

该阶段持续时间  $\Delta t_{M6}$  为

$$\Delta t_{M6} = \frac{T_s - T_V}{2} - T_{offdly} \quad (33)$$

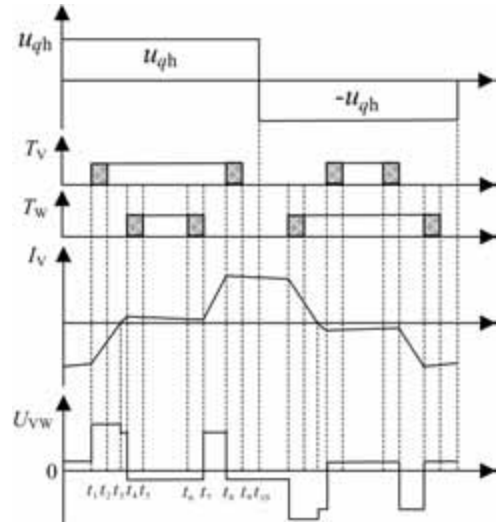
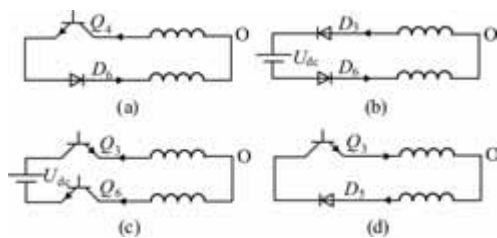
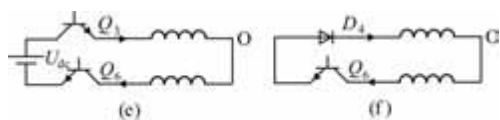


图4  $q$  轴注入高频方波的时序波形图



图5  $q$  轴注入高频方波的模式等效电路图

负半周分析方法相似,不再赘述。列出各模式的电感 VS 平衡方程,如下:

$$\begin{cases} L_q [I_V(t_1) - I_W(t_1) - I_V(0) + I_W(0)] = U_{VWM1} \Delta t_{M1} \\ L_q [0 - I_V(t_1) + I_W(t_1)] = U_{VWM2} \Delta t_{M2} \end{cases} \quad (34)$$

$$\begin{cases} L_q [I_V(t_4) - I_W(t_4) - 0] = U_{VWM3} \Delta t_{M3} \\ L_q [I_V(t_7) - I_W(t_7) - I_V(t_4) + I_W(t_4)] = U_{VWM4} \Delta t_{M4} \\ L_q [I_V(t_8) - I_W(t_8) - I_V(t_7) + I_W(t_7)] = U_{VWM5} \Delta t_{M5} \\ L_q [I_V(t_{10}) - I_W(t_{10}) - I_V(t_8) + I_W(t_8)] = U_{VWM6} \Delta t_{M6} \end{cases} \quad (35)$$

式中,  $L_q$  为  $q$  轴电感。分别将式(34)和式(35)等式两侧相加,得到新的方程组如下:

$$\begin{cases} L_q [0 - I_V(0) + I_W(0)] = U_{VWM1} \Delta t_{M1} + U_{VWM2} \Delta t_{M2} \\ L_q [I_V(t_{10}) - I_W(t_{10}) - 0] = U_{VWM3} \Delta t_{M3} + U_{VWM4} \Delta t_{M4} \\ \quad + U_{VWM5} \Delta t_{M5} + U_{VWM6} \Delta t_{M6} \end{cases} \quad (36)$$

根据时序图分析可知,  $\Delta t_{M2}$  与  $\Delta t_{M3}$  之和  $\Delta t_{M23}$  可以表示为

$$\Delta t_{M23} = \Delta t_{M2} + \Delta t_{M3} = \frac{T_V - T_W}{2} \quad (37)$$

联立式(36)和式(37)可求出  $q$  轴电感为

$$L_q = \frac{U_{VWM3} (\frac{1}{2} U_{VWM2} \Delta t_{M23} + U_{VWM1} \Delta t_{M1})}{U_{VWM2} [I_V(t_{10}) - I_W(t_{10})] - U_{VWM3} [I_V(0) - I_W(0)]} + \frac{U_{VWM2} (U_{VWM4} \Delta t_{M4} + U_{VWM5} \Delta t_{M5} + U_{VWM6} \Delta t_{M6} + \frac{1}{2} U_{VWM3} \Delta t_{M23})}{U_{VWM2} [I_V(t_{10}) - I_W(t_{10})] - U_{VWM3} [I_V(0) - I_W(0)]} \quad (38)$$

式(38)即为  $q$  轴电感辨识解析式,可根据式(24)~式(33)、式(37)代入求解,其中  $I_V(0)$ 、 $I_V(t_{10})$ 、 $I_W(0)$ 、 $I_W(t_{10})$  可通过控制器采样得到,其余参数获取与  $d$  轴辨识相同。

## 2 电感辨识系统设计

### 2.1 方波注入幅值选取

注入方波幅值的选取可参考如下规则:

(1) 注入较高的高频电压,尽量保证三相电流的采样值在 20% 额定电流以上,以防采样电流过小

导致信噪比过低,影响辨识结果;在辨识  $d$  轴时,尽可能保证  $I_U(0) = I_{th} = (20\% \sim 40\%) I_{rate}$ ;在辨识  $q$  轴时,尽可能保证  $I_V(0) = I_{th} = (20\% \sim 40\%) I_{rate}$ ;其中  $I_{rate}$  为电机额定电流值,  $I_{th}$  为辨识电流阈值。

(2) 为了防止过调制的发生,还需要保证注入的高频电压不能超过 SVPWM 调制的内切圆,即满足:

$$u_h \leq \frac{U_{dc}}{\sqrt{3}} \quad (39)$$

(3) 注入的电压幅值不宜过大,辨识过程应尽可能避免母线电压抖动。

### 2.2 电感辨识算法流程设计

根据前文分析,电流采样的精确度对辨识结果的准确性影响较大,为了确保采样数据的可靠性,对采样得到的  $I_U(0)$ 、 $I_U(t_{10})$ 、 $I_V(0)$ 、 $I_V(t_{10})$ 、 $I_W(0)$ 、 $I_W(t_{10})$  进行了多次计算平均处理,具体操作为:等待电流稳定,记录连续采样 20 次的  $I_U(0)$ 、 $I_U(t_{10})$ 、 $I_V(0)$ 、 $I_V(t_{10})$ 、 $I_W(0)$ 、 $I_W(t_{10})$ ,分别从小到大排序,取中间的 10 个数据进行平均值计算,采用该值进行电感参数的辨识计算。

下面给出电感辨识算法的流程设计步骤:

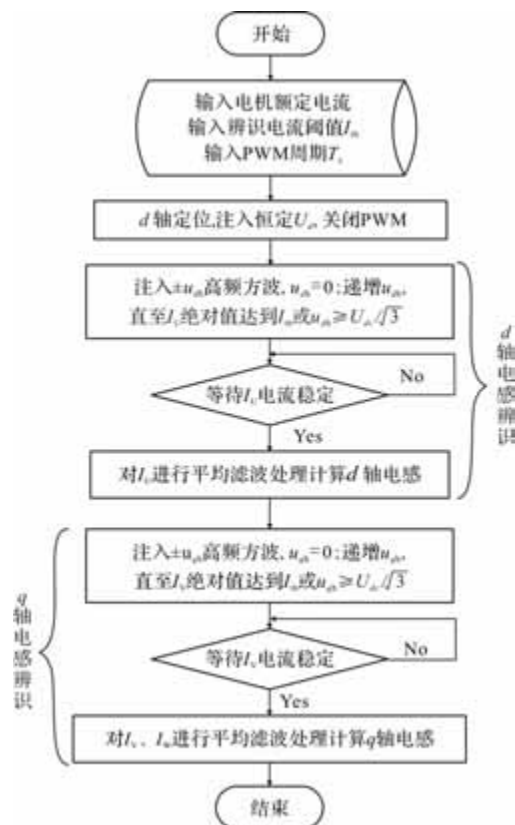


图6 电感辨识算法流程框图

(1) 确定电机额定电流、辨识电流阈值以及 PWM 开关频率；

(2) 根据定子电阻向  $d$  轴给定  $U_d$  电压，将电机初始角度控为 0，稳定后关闭 PWM 波；

(4)  $d$  轴注入  $\pm u_{dh}$ ， $q$  轴为 0；缓慢增大  $u_{dh}$ ，直至  $I_U$  绝对值达到  $I_{th}$  或  $u_{dh}$  不满足式(39)；

(5) 等待  $I_U$  稳定后，对其进行平均滤波处理，根据式(22)计算  $d$  轴电感值；

(6)  $q$  轴注入  $\pm u_{qh}$ ， $d$  轴为 0；缓慢增大  $u_{qh}$ ，直至  $I_V$  绝对值达到  $I_{th}$  或  $u_{qh}$  不满足式(39)；

(7) 等待  $I_V$  稳定，对  $I_V$  和  $I_W$  进行平均滤波处理，根据式(38)计算  $q$  轴电感值。

### 3 实验结果与分析

根据前文的理论分析，本小节通过搭建小功率实验样机，如图 7 所示，针对两款不同参数的电机进行辨识验证。

表 1 为系统的电气参数。

表 1 系统电气参数表

参数	参数值
输入电压 $U_{dc}/V$	311
开关频率 $f_{sw}/kHz$	6
方波注入频率 $f_{inj}/kHz$	3
方波注入频率 $f_{inj}/kHz$	3
死区时间 $T_d/\mu s$	5
IGBT 导通延时 $T_{ondly}/ns$	480
IGBT 关断延时 $T_{offdly}/ns$	780
IGBT 通态压降 $U_{igt}/V$	2.8
二极管通态压降 $U_{diode}/V$	2.8



图 7 本文搭建的小功率电机参数辨识试验台

#### 3.1 辨识 PMSM I

对 PMSM I 进行辨识，电机 1 铭牌如图 8 所示。



图 8 电机 1 铭牌图

相关参数如表 2 所示。

表 2 PMSM I 参数表

参数	参数值
LCR 测量 $d$ 轴电感 $L_{d1}/mH$	203
LCR 测量 $q$ 轴电感 $L_{q1}/mH$	208
额定电流 $I_{rated}/A$	0.18
注入 $d$ 轴电压 $u_{dhl}/V$	100
注入 $q$ 轴电压 $u_{qhl}/V$	102

采用本文提出的算法进行 PMSM I  $dq$  轴电感辨识，辨识过程电流如图 9、图 10 所示。由图 9 可知， $I_U(0)$  为  $-40$  mA， $I_U(t_{10})$  为  $40$  mA，根据表 1、表 2 的数据，可计算出  $d$  轴电感值为  $L_{d1hat}$  为  $209$  mH。由图 10 可知， $I_V(0)$  为  $-35$  mA， $I_V(t_{10})$  为  $35$  mA， $I_W(0)$  为  $35$  mA， $I_W(t_{10})$  为  $-35$  mA，根据表 1、表 2 的数据，可计算出  $q$  轴电感值为  $L_{q1hat}$  为  $211$  mH。

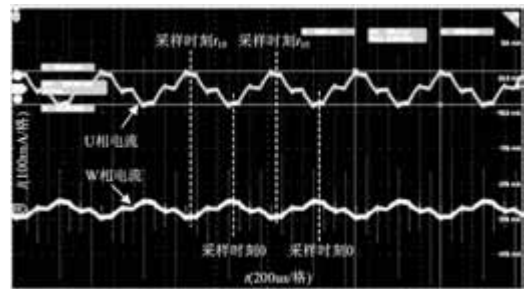


图 9 辨识 PMSM I  $d$  轴电感的  $I_U I_W$  实验波形图

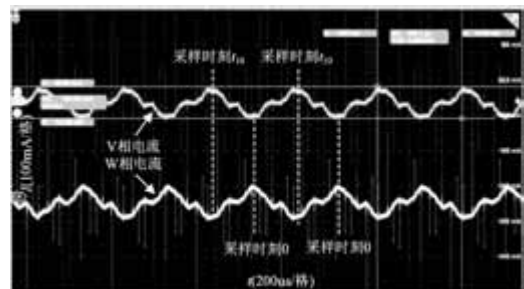


图 10 辨识 PMSM I  $q$  轴电感的  $I_V I_W$  实验波形图

### 3.2 辨识 PMSM II

对 PMSM II 进行辨识, 电机 2 铭牌如图 11 所示。



图 11 电机 2 铭牌图

相关参数如表 3 所示。

表 3 PMSM II 参数表

参数	参数值
LCR 测量 $d$ 轴电感 $L_{d2}/\text{mH}$	49
LCR 测量 $q$ 轴电感 $L_{q2}/\text{mH}$	58
额定电流 $I_{\text{rate}2}/\text{A}$	0.67
注入 $d$ 轴电压 $u_{dh2}/\text{V}$	100
注入 $q$ 轴电压 $u_{qh2}/\text{V}$	92

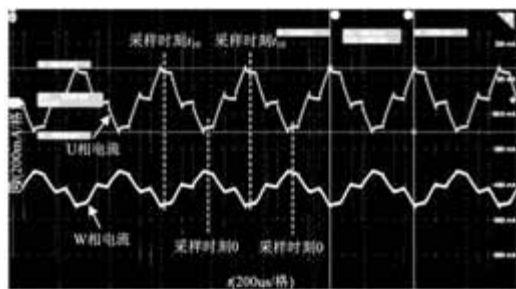


图 12 辨识 PMSM II  $d$  轴电感的  $I_d I_w$  实验波形图

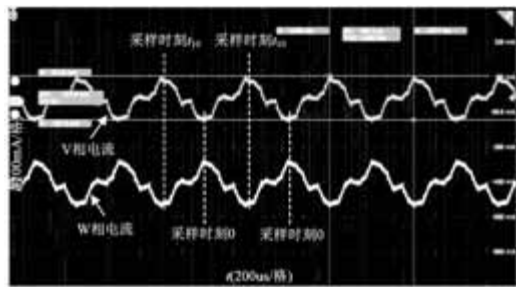


图 13 辨识 PMSM II  $q$  轴电感的  $I_q I_w$  实验波形图

同理, 图 12、图 13 为辨识 PMSM II  $dq$  轴电感的电流波形图。由图 9 可知,  $I_d(0)$  为  $-168 \text{ mA}$ ,  $I_d(t_{10})$  为  $168 \text{ mA}$ , 可计算出  $d$  轴电感值为  $L_{d2\text{hat}}$  为  $49 \text{ mH}$ 。

由图 8 可知,  $I_v(0)$  为  $-112 \text{ mA}$ ,  $I_v(t_{10})$  为  $112 \text{ mA}$ ,  $I_w(0)$  为  $112 \text{ mA}$ ,  $I_w(t_{10})$  为  $-112 \text{ mA}$ , 可计算出  $q$  轴电感值为  $L_{q2\text{hat}}$  为  $59 \text{ mH}$ 。

### 3.3 辨识小结

对两款不同参数电机的辨识结果进行总结, 如表 4 所示。

表 4 辨识结果表

电机类型	参数	LCR 测量值	辨识值	误差
PMSM I	$L_{d1}/\text{mH}$	203	209(本文)	2.9%
			219(传统)	7.9%
	$L_{q1}/\text{mH}$	208	211(本文)	1.4%
			223(传统)	7.2%
PMSM II	$L_{d2}/\text{mH}$	48	49(本文)	2.1%
			53(传统)	10.4%
	$L_{q2}/\text{mH}$	58	59(本文)	1.7%
			67(传统)	15.5%

由表 4 可知, 针对两款参数差异较大的永磁同步电机, 采用传统的方法辨识  $dq$  轴电感, 最大误差高达 15% 以上; 采用本文提出的算法进行  $dq$  轴电感辨识, 辨识结果精度较高, 误差  $<5\%$ , 实验结果验证了理论分析的正确性。

## 4 结 语

本文针对逆变器非线性特性对永磁同步电机电感辨识过程的精度影响问题, 提出了一种基于逆变器非线性电压补偿的永磁同步电机电感辨识算法。实验结果表明: 该辨识算法通过补偿逆变器非线性电压, 可以精准的辨识出永磁同步电机的  $dq$  电感值, 辨识结果误差在 5% 以内, 具有较大的工程应用价值。

## 参考文献

- [1] 王凡一, 石一馨, 孙国强, 等. 基于 SVPWM 的永磁同步电机矢量控制方法研究 [J]. 微电机, 2024, 57(9): 14-21.
- [2] 鲍晓华, 刘佳伟, 孙跃, 等. 低速大转矩永磁直驱电机研究综述与展望 [J]. 电工技术学报, 2019, 34(6): 1148-1160.
- [3] 唐 斌, 游林儒, 黄招彬. 一种改进的静止型永磁同步电机离线参数辨识方法 [J]. 微电机, 2014, 47(4): 49-54.
- [4] 章金晶, 汤宁平. 永磁同步电机电感参数测量的研究综述 [J]. 电气技术, 2018, 19(2): 1-5.

(下转第 41 页)

# 基于 DAB 的开关磁阻发电机电压纹波抑制策略

王 玺<sup>1</sup>, 任虹霞<sup>1</sup>, 赵文利<sup>1</sup>, 常 娟<sup>1</sup>, 付倩尧<sup>2</sup>

(1. 西安微电机研究所有限公司, 西安 710077; 2. 西安建筑科技大学, 西安 710055)

**摘 要:** 开关磁阻发电机(SRG)由于其低成本、高效率且因其简单而坚固的结构而能够直接与高转速的燃气轮机耦合用于机电转换而越来越受到汽车行业的关注。但是, 来自 SRG 的输出电流具有高速的脉动波形, 从而导致直流母线电压发生振荡。故需要相对较大的直流母线电容, 以满足有关直流母线电压和电流纹波的要求。通过对源电流进行有源滤波可以有效减小直流链路电容。本文提出了一种基于双有源桥式转换器的电隔离滤波器(DAB), 在充电电池的直流母线和逆变器的直流母线之间考虑使用, 减少了 SRG 的电流纹波, 进而导致母线电压和电流纹波减小。由于这一特性, 尽管 DC-DC 转换器中存在额外的损耗, 但电气传动系统的总效率几乎保持不变。利用所提出的控制方案, 满足了汽车供电系统的电压要求。本文以开关磁阻电机的基本结构与发电运行原理为基础, 给出了电机的励磁方式和数学模型, 并利用转子位置、相电流、电感以及磁链之间的关系曲线, 建立了开关磁阻电机的非线性模型, 利用该模型, 搭建了开关磁阻电机发电系统模型, 对 DAB 的滤波效果以及母线电压的减小状况进行了仿真分析。研究表明, 有源滤波器能够将直流链路电容降低 80%。

**关键词:** 开关磁阻电机; 双向有源整流桥; 有源滤波器; 电动汽车

中图分类号: TM352; TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2025)11-0021-05

## A DAB-based Voltage Ripple Suppression Strategy for Switched Reluctance Generators

WANG Xi<sup>1</sup>, REN Hongxia<sup>1</sup>, ZHAO Wenli<sup>1</sup>, CHANG Juan<sup>1</sup>, FU Qianrao<sup>2</sup>

(1. Xi'an Micromotor Research Institute Co., LTD., Xi'an 710077, China;

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

**Abstract:** Switched reluctance motors (SRG) have attracted more and more attention from the automotive industry due to their cost efficiency, and because of their simple and robust structure, they can be directly coupled with high-speed gas turbines for electromechanical conversion. However, the output current from the SRG has a high-speed pulsating waveform, which causes the DC bus voltage to oscillate. Therefore, a relatively large DC bus capacitor is needed to meet the requirements of the DC bus voltage and current ripple. Larger DC link capacitors increase the size, weight and cost of machine inverters. However, active filtering of the source current can effectively reduce the DC link capacitance. This paper proposed an electrically isolated filter based on a Dual Active Bridge (DAB) converter, intended for application between the DC bus of the rechargeable battery and the inverter's DC bus. This filter attenuated the current ripple from the SRG, consequently reducing the bus voltage ripple. Due to this feature, despite the additional losses in the DC-DC converter, the overall efficiency of the electric drive system remains almost unchanged. Using the proposed control scheme, the voltage requirements of the automotive power supply system are met. Therefore, based on the basic structure of the switched reluctance motor and the principle of power generation operation, this paper gave the excitation method and mathematical model of the motor, and used the relationship curve between the rotor position, phase current, inductance and flux linkage to establish a switched magnetic. The non-linear model of the resistance motor, using this model, a model of the switched reluctance motor power generation system was built, and the filtering effect of DAB and the reduction of the bus voltage were simulated and analyzed. Studies show that active filters can reduce the DC link capacitance by 80%.

**Key words:** switched reluctance machines; dual-active bridge converter; active filter; electric vehicles

收稿日期: 2025-10-10

基金项目: 陕西省自然科学基金基础研究计划(2024JC-YBQN-0753)

作者简介: 王 玺(1983), 男, 工程师, 研究方向为电机控制和电气系统集成。

通讯作者: 任虹霞(1975), 女, 高级工程师, 研究方向为电机控制。

## 0 引言

随着全球对气候变化和环境问题的关注日益增加,汽车领域的绿色化发展成为必然趋势。开关磁阻发电机作为电动汽车的重要发展方向之一,正受到越来越多的关注。在众多适用于电动汽车发电机的电机类型中,开关磁阻发电机(Switched Reluctance Generator, SRG)凭借其高可靠性、耐高温能力以及宽调速范围等独特优势,成为该领域极具竞争力的候选者之一。然而,SRG 的缺点之一是需要较大的直流链路电容器来平滑直流链路电压,这是由于直流链路电容器和机器之间产生大量的磁化能量而引起的<sup>[1]</sup>。同时,直流母线的电压升高也增加了半导体两端过电压的风险。此外,当直流母线电容器直接连接到电压源(例如电池)时,直流母线电压上的纹波会导致较大的电源电流纹波,会导致流入电池的脉冲电流很大,从而导致欧姆损耗,进而缩短电池的使用寿命。

与此同时,电池充电所需的电流曲线具有确定的幅度和频率。因此必须对 SRG 的输出电流进行调控。现有解决方案各存局限:增大直流母线电容虽能抑制电流脉动,但会导致发电机单元的尺寸、重量及成本显著增加;文献[2]提出最小直流链路电容的 SRG 控制方案;文献[3]采用辅助绕组来缓冲去磁能,虽换向周期短且能量通过磁耦合在电机内使用,但额外的绕组会影响成本并改变机器设计。文献[4]采用辅助绕组和电容器来缓冲和消散磁通能量。在该方案中,一部分去磁能被辅助绕组和电容器而不是直流母线电容器吸收。转换器电路经过专门设计,可应对额外的绕组和辅助电容器。文献[5]使用主动控制的前端转换器或功率因数校正器(PFC)来减小 SR 机器驱动器中的直流链路电容。但是,额外的功率转换/PFC 电路会增加系统成本并损害系统效率。文献[6]通过控制相电流的占空比,以平衡输出相和输入相之间的功率传输;文献[7]将直流母线电容器两端的电压控制在滞带带内,这种技术仅在直流电源来自二极管整流器且直流电源和直流母线电容器之间没有电感成分时,才有效降低峰峰值直流母线电压纹波。

后续研究提出的相位切换技术旨在减 SRG 总电流纹波。文献[8]提出直流链路电流集成控制(DL-CIC)技术,通过保持电源与 H 桥转换器间恒定功率传输、维持开关周期内平均直流链路电流稳定,实

现直流链路电容最小化;文献[9]将“开关周期内平均直流母线电流恒定”的功率平衡策略应用于实验室演示器;文献[10]在其基础上优化,抑制了换向频率整数倍处的谐波,提升了电能质量;文献[11-14]开关技术则通过将一相存储的磁化能量转移至下一个有效相实现优化,但需依赖 SRG 相电流重叠的前提,仅适用于三相及以上且电流可控的 SRG,无法适配两相 SRG 或单脉冲操作模式下的 SRG。

针对带二极管整流器的 SRG 逆变器,直流链电容最小化的相关研究较为匮乏。现有方案中,采用特殊转换器拓扑虽能减小电容容量,但直流母线仍存在较大电压过冲;部分研究通过降低三相交-直-交转换器的电网谐波优化输出性能,其耦合控制策略可平衡各采样时刻的直流母线功率,但仅适用于带有源整流器的转换器,且需满足反向功率流入电网的条件。文献[15]首次提出将有源滤波器(双向升压 DC-DC 转换器)应用于开关磁阻驱动器,通过主动控制直流链路电容器与电压源间的电流,减小源电流纹波,为直流链路电容最小化提供了新思路。

针对带二极管整流器的 SRG 逆变器,现有减小直流链电容的方案存在电压过冲或适用范围受限等问题。而单脉冲操作与少相数是提升 SRG 效率的关键,相关直流链路电容最小化方案仍存空白,该问题亟待解决。为此,本课题采用有源直流电源滤波器,以实现 SRG 驱动器直流链路电容的最小化。

## 1 双向有源整流桥

### 1.1 DAB 基本结构

本文使用基于电隔离 DAB 的有源滤波器。单相 DAB 转换器由连接到电源变压器的两个全桥拓扑组成,三相 DAB 转换器在电源变压器的每一侧均由三个半桥组成。三相拓扑结构于 1988 年首次引入<sup>[16]</sup>。两种 DAB 拓扑均利用变压器杂散电感  $L_s$  来避免额外的电感器线圈。在本文的应用研究中,假设具有对称杂散电感且无半导体死区时间的理想 DAB 转换器,并采用与 12/8 极开关磁阻发电机相性较高的三相 DAB。所有次级侧变压器的数量都通过变压器比率  $n_T$  转换到初级侧。

一个三相 DAB 转换器由两个连接到一个电力变压器的三相全桥拓扑结构组成。三相 DAB 转换器的等效电路连接到开关磁阻驱动器,如图 1 所示。为了简化目的,仅显示一个 SRG 相及其逆变器。所有半导体开关均表示为 IGBT。

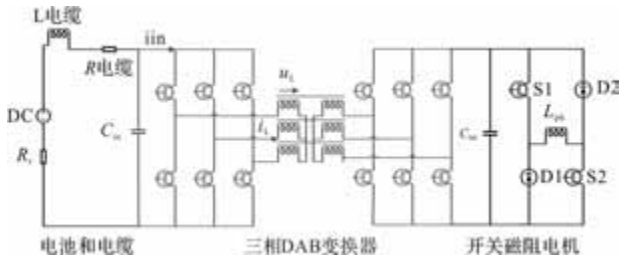


图1 三相 DAB 滤波等效电路

## 1.2 DAB 设计方法

在确保平滑的电流基础上,以电压波动为指标调节 DAB 控制器,最终选出最优的控制方案,图 2 为三相 DAB 设计流程图。

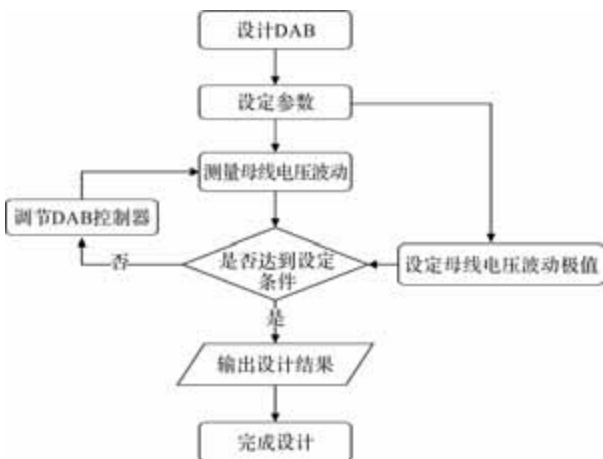


图2 三相 DAB 设计流程图

## 1.3 DAB 工作原理

三相 DAB 由两个三相电桥和一个连接在 Y-Y 中的三相变压器组成。电桥以恒定频率以六步模式运行。通过在输入和输出电桥之间施加相移,可以控制功率流动。因为转换器从输入到输出是对称的,所以双向功率流动也是可能的。变压器漏感被用作电流传输元件,故可认为是隔离式的滤波器。如果忽略了励磁电感  $L_m$ ,则可以使用等效电路进行分析。

三相 DAB 工作时,原边两侧各相桥臂的上下开关管交替交替导通,同一边的三相开关管之间的相位差为  $120^\circ$ 。例如,三相开关管工作波形 a, b 和 c 的相角 P1, P3 和 P5 为  $0^\circ$ ,  $-120^\circ$  和  $-240^\circ$ 。同时,二次侧开关管的相位在初级侧的后面或前面,相移角为  $\varphi$  弧度。比如 S1 以  $\varphi$  弧度位于开关管 P1 的后面。通过调节相移角可以实现平滑切换和调节输出电压和功率的目的。可以使用数字处理器芯片(例如 DSP 和 FPGA)对传导波形进行编程。

单相转换(SPS)调制将占空比  $d = 0.5$  应用于单相 DAB 的两个全桥,从而产生矩形电压  $u_1$  和  $u_{02}$ 。一个 PWM 周期  $\tau_{\text{pwm}} = 1/f_{\text{pwm}}$  的电压轨迹如图 3 所示。将  $x$  轴归一化为  $\theta_{\text{pwm}} = 2\pi f_{\text{pwm}} t$ 。

另外,如图 3 为 DAB 的 SPS 调制波形图。该图描绘了在 DAB 中的漏电感电压  $u_L$  和漏电感电流  $i_L$ ,以及所得到的瞬时电流  $i_{\text{in}}$  和平均电流。由于 SRG 为发电机状态,故本课题仅研究负功率流  $P < 0$  的情况。在矩形电压  $u_1$  和  $u_{02}$  之间施加的相移  $0 < \varphi_{\text{DAB1}} < \pi/2$  由传递的功率参考  $P^*$  定义:

$$\varphi_{\text{DAB}} = \frac{2}{3}\pi - \sqrt{\frac{4\pi^2}{9} + \frac{4\pi^2 f_{\text{pwm}} L_s P^*}{u_{\text{in}} u_{\text{DC}}}}$$

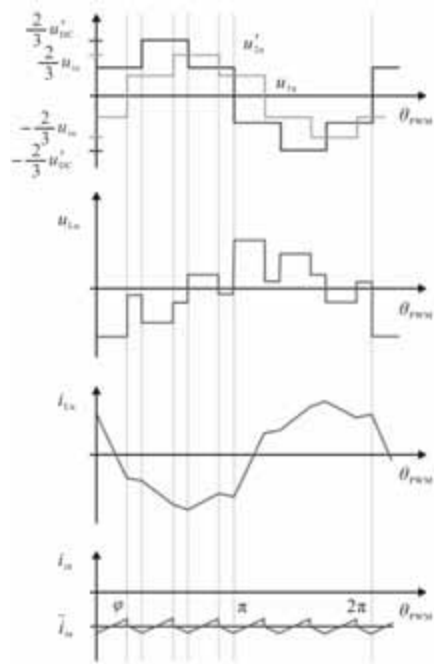


图3 DAB 的 SPS 调制波形图

## 2 基于 DAB 的 SRG 电压纹波抑制方法

### 2.1 三相 DAB 仿真

本文在 MATLAB/Simulink 平台研究了基于三相 DAB 的 SRG 母线电压波动抑制仿真,且针对不同负载进行仿真研究,由仿真结果证明 DAB 滤波的有效性以及优越性,实现母线电容的减小。

仿真参数设定变压器变比  $n_T$  为 1,电感  $L$  为 0.6 mH,器件开关频率  $f = 1$  kHz。接下来通过 Simulink 仿真验证 DAB 作为滤波器可实现减小波动的正确性。在上述模型的基础上,图 4 和图 5 描绘了在 DAB 中的漏电感电流  $i_L$  和母线电流  $i_{\text{in}}$  及其平均值。



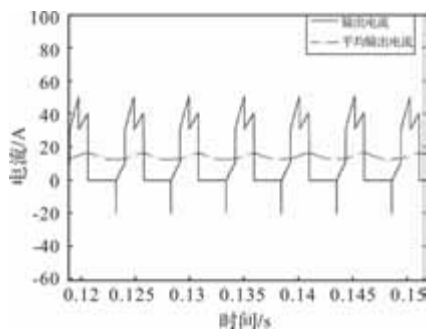


图4 输出电流波形

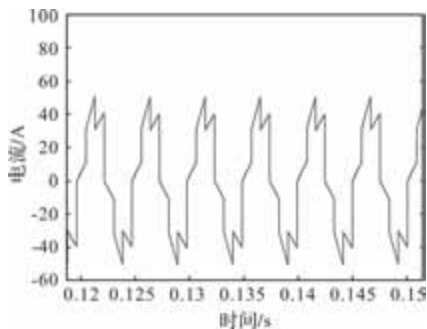


图5 一相变压器电流波形

## 2.2 基于 DAB 的 SRG 电压纹波抑制

以 96 V 恒压电池为目标充电电池, 对三相 DAB 的滤波性能进行模拟仿真, 模拟电池内阻为  $0.1 \Omega$ , 电缆电感为  $1 \mu\text{H}$ 。结果如图 6 和图 7 所示。

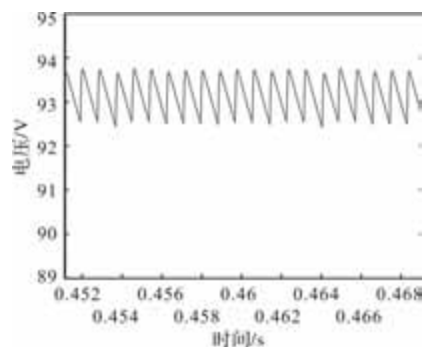


图6 输出母线电压

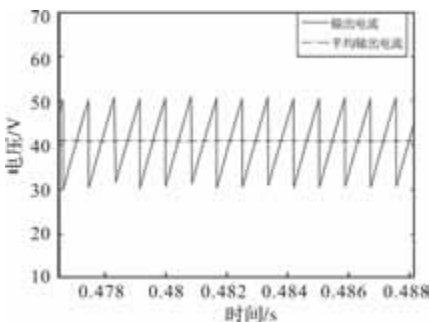


图7 输出母线电流

选用  $50 \Omega$  的功率电阻, 对 DAB 滤波性能进行评判, 其滤波结果如图 8 所示。

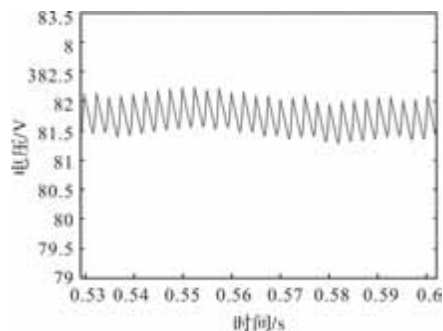


图8 功率负载的滤波波形

选用  $60 \Omega$   $100 \mu\text{H}$  的阻感负载, 对 DAB 滤波性能进行评判, 滤波情况如图 9 所示。

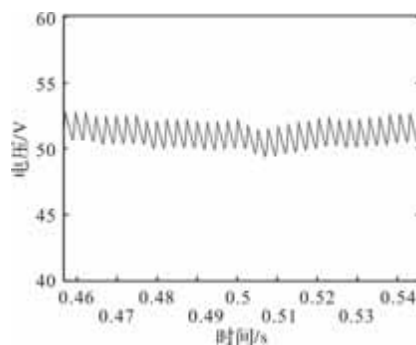


图9 电容负载的滤波波形

## 2.3 滤波结果分析

三相 DAB 转换器在使用单相 DAB 时的可观测振荡频率是振荡频率的三倍。此外, 按预期抑制输入电流的零交叉。三相 DAB 转换器可以实现几乎恒定的电池电流。因此, 如果都以相同的开关频率工作, 则三相 DAB 转换器较单相转换器的滤波器能力要好得多。如果增加开关频率, 可以提高三相 DAB 转换器的滤波器性能。

由计算可得, 无 DAB 滤波时母线电压波动值为 6.10%, 经 DAB 的滤波后, 母线电压波动降低为 1.42%, DAB 滤波有效性得以验证。

研究表明, 用三相 DAB 转换器过滤总 SRG 电流是可能的。且三相 DAB 变换器由于抑制输入电流的变化, 对负载电池是有利的。此外, 在单相 DAB 的情况下, 尽管相同的半导体开关频率会使电池电流更平滑, 但有效的输入电流振荡频率还是更高的。

为了直接比较基于三相 DAB 的滤波器与基于来自文献[16]的升压转换器的滤波器的性能, 假设高压电池和变压器比为  $n_T = 1$ 。直流链路电压参考设置为  $u_{DC} = 96 \text{ V}$ , 并将  $f_{\text{pwm}} = 1 \text{ kHz}$  的 PWM 频率应用于两种转换器拓扑。对于这两种拓扑结构, 电池电流上剩余的波纹都是相似的。

DAB 拓扑的半导体损耗与 450 ~ 600 W 功率范围内的工况相关。采用 SiC 器件时, 其开关损耗因低开关电荷特性显著降低, 且传导损耗并未“相应增加”; DAB 拓扑的实际半导体损耗并非升压转换器拓扑的四倍, 而是约为其 1.1 ~ 1.5 倍。计入变压器的可控损耗后, 基于 DAB 拓扑的变换器整体效率约为 96.5% ~ 97.5%。

事实证明, 三相 DAB 转换器的滤波器性能可与升压转换器的滤波器性能相媲美。两种拓扑结构都可以完全抑制交流 SRG 电流向电池的传输。与抑制交流电传输的无源滤波器拓扑结构相比, 直流链路电容降低了 80%。

### 3 结 论

本文的研究表明, 由于串联阻尼电阻的存在, 具有最大直流链路电容的最新无源滤波器是一种能够在不增加损耗的情况下对直流功率进行滤波的无源滤波器。与用于基于感应电机或同步电机的常规三相变频器的逆变器相比, 较大的直流链路电容会增加 SRG 逆变器的尺寸, 重量和成本。

在相位数量少的 SRG 单脉冲操作期间, 其他替代方法(例如特殊的相位切换技术)不适用于最小化直流链路电容。由此, 本文使用了一种有源直流电源滤波器(DAB), 以最小化开关磁阻驱动器的直流链路电容。

由于电流隔离和可调节的电压转换比, 如果将研究的 SRG 范围扩展器之一与 96V 电池系统结合使用, 则 DAB 转换器将非常有优势。为 DC-DC 升压转换器提供的平均 DC 链路电压控制方法可转换为 DAB 控制。达到与升压转换器相同的直流链路电容减小 80% 的效果。且该概念已针对稳态操作进行了仿真验证。

实验效率评价表明, 通过 DAB 转换器增加直流链路电压可实现的 SRG 损失降低几乎与直流转换器的附加损失水平相同。因此, 直流电转换器不会对直流传动系统的总效率产生负面影响。在某些操作点中, 总驱动效率甚至会提高。

这项工作将有助于改进开关磁阻驱动器的应用。引入的有源滤波器可以利用相位数量少, 效率高的 SRG 进行搭配使用。借助提出的滤波方法, 可以降低高速开关磁阻电机中的母线电容以有效减小开关磁阻电机系统的体积。

### 参考文献

- [1] NEUHAUS C R, FUENGWARODSAKUL N H, DE DONCKER R W. Control Scheme for Switched Reluctance Drives with Minimized Dc-link Capacitance [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 23 (5): 2557-2564.
- [2] WU H, WINTERBORNE D, MA M, et al. DC Link Capacitors for Traction SRG Drives in high Temperature Automotive Environments: A Review of Current Issues and Solutions [C]. IEEE International Conference on Hybrid Electric Vehicles (ICHEV). Greenville, USA: IEEE, 2012: 1-6.
- [3] NEUHAUS C R, FUENGWARODSAKUL N H, DE DONCKER R W. Control Scheme for Switched Reluctance Drives with Minimized DC-link Capacitance [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23 (5): 2557-2564.
- [4] JAEHYUCK K, KRISHNAN R. Single-controllable-switch-based Switched Reluctance Motor Drive for Low-cost variable-speed Applications [C]. Piscataway: Proc. Energy Conversion Congress and Exposition, IEEE, 2009: 2535-2542.
- [5] STALEY A M, KRISHNAN R. Single Controllable Switch Power Converter for SRG Drive Systems [C]. Piscataway: Proc. Industrial Electronics Society, 31st Annual Conference of IEEE, 2005: 1-6.
- [6] FENG L, YUEFENG L, LIPO T A. A New Variable Reluctance Motor Utilizing an Auxiliary Commutation Winding [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1994, 30: 423-432.
- [7] CHAI J Y, LIAW C M. Development of a Switched-reluctance Motor Drive with PFC Front End [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2009, 24: 30-42.
- [8] REINERT J, SCHRODER S. Power-factor Correction for Switched Reluctance Drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, 49: 54-57.
- [9] NEUHAUS C R, DE DONCKER R W. DC-link Voltage Control for Switched Reluctance Drives with Reduced DC-link Capacitance [C]. Piscataway: Proc. Energy Conversion Congress and Exposition, IEEE, 2010: 4192-4198.
- [10] SUPPHARANGSAN W, WANG J. A New Wwitching Technique for DC-link Capacitor Minimisation in Switched Reluctance Machine Drives [C]. London: 5th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives, IET, 2010: 1-6.

# GE 燃机恒无功励磁调节器优化控制技术

臧 刚<sup>1</sup>, 李玉秋<sup>2</sup>, 冯丛丛<sup>3</sup>, 邵 玮<sup>1</sup>, 丁国栋<sup>1</sup>

(1. 国投吉能(舟山)燃气发电有限公司, 浙江 舟山 316000; 2. 哈尔滨电机厂有限责任公司, 黑龙江 哈尔滨 150040;  
3. 国投电力控股股份有限公司, 北京, 100034)

**摘 要:** 为了在 GE 燃机恒无功励磁调节器受到负荷突变冲击的条件下提升控制精度, 研究了 GE 燃机恒无功励磁调节器优化控制技术。基于比例-积分-导数 (Proportional-Integral-Derivative, PID) 控制机制构建 GE 燃机恒无功励磁调节器控制方程。应用频繁项集挖掘算法筛选频繁出现的特征组合, 建立优化变量与励磁调节器控制参数之间的映射关系。选取 GE 燃机无功功率偏差和电压波动标准差作为主要性能指标, 结合天鹰优化算法迭代更新优化变量, 实现 GE 燃机恒无功励磁调节器优化控制。实例仿真结果表明, 该方法在负荷快速变化条件下仍能控制励磁电流波形保持稳定; 在最大训练集规模下, 频繁项集法的超调量稳定在约 1% 左右, 具备较为理想的控制精度。

**关键词:** 频繁项集; GE 燃机; 无功功率偏差; 励磁调节器; 优化控制

中图分类号: TM31 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2025)11-0026-05

## Optimization Control Technology of Constant Reactive Excitation Regulator for GE Combustion Engine

ZANG Gang<sup>1</sup>, LI Yuqiu<sup>2</sup>, FENG Congcong<sup>3</sup>, TAI Wei<sup>1</sup>, DING Guodong<sup>1</sup>

(1. SDIC Jineng (Zhoushan) Gas Power Co., LTD., Zhoushan Zhejiang 316000, China;

2. Harbin Electric Machinery Co., LTD., Harbin 150040, China;

3. SDIC Power Holdings Co., LTD., Beijing 100034, China)

**Abstract:** In order to improve the control accuracy of GE gas turbine constant reactive power excitation regulator under the condition of sudden load impact, the optimization control technology of GE gas turbine constant reactive power excitation regulator was studied. Construct the control equation for the constant reactive power excitation regulator of GE gas turbine based on the Proportional Integral Derivative (PID) control mechanism. Applied frequent itemset mining algorithms to screen frequently occurring feature combinations and established a mapping relationship between optimization variables and excitation regulator control parameters. Selecting the reactive power deviation and voltage fluctuation standard deviation of GE gas turbine as the main performance indicators, and combining with the Tianying optimization algorithm to iteratively update the optimization variables, the optimization control of GE gas turbine constant reactive power excitation regulator was achieved. The experimental results show that this method can still control the excitation current waveform to remain stable under conditions of rapid load changes; At the maximum training set size, the overshoot of the frequent itemset method remains stable at around 1%, indicating a relatively ideal control accuracy.

**Key words:** frequent item set; GE combustion engine; reactive power deviation; excitation regulator; optimal control

## 0 引 言

励磁调节器作为发电机的重要组件, 负责控制和调节发电机的电压和无功功率输出, 对电力系统的稳定运行具有重要意义。特别是在燃气轮机(燃

机)发电领域, 励磁调节器的性能直接影响到整个发电系统的效率和可靠性<sup>[1]</sup>。因此, 对基于频繁项集的 GE 燃机恒无功励磁调节器优化控制技术的研

究, 不仅具有重要的理论意义, 还具备广泛的实际应用价值。

收稿日期: 2025-03-29

作者简介: 臧 刚(1976), 男, 学士, 高级工程师, 研究方向为电力项目建设管理、生产技术管理。

李玉秋(1980), 男, 学士, 高级工程师, 研究方向为大型发电机组控制产品研发、设计和项目管理工作。

冯丛丛(1982), 女, 硕士, 高级经济师, 研究方向为电力项目建设管理、造价控制和概预算管理。

邵 玮(1982), 男, 硕士, 高级工程师, 研究方向为继电保护与自动远动、动力工程。

丁国栋(1976), 男, 学士, 高级工程师, 研究方向为电力项目建设管理、生产技术管理。

在电力系统励磁调节器控制领域, 传统的研究主要集中在 PID 控制、模糊控制等经典控制策略上。例如, 文献[2]设计了一种通过调整直流母线电压来实现励磁电流精确控制的策略。通过动态调整母线电压, 提高励磁系统的响应速度和精度。但该方法的局限性在于, 当电力系统负荷变化较大时, 直流母线电压的调整可能不够迅速, 导致励磁电流的控制精度有所下降, 尤其是在快速变化的工况下, 系统的稳定性与响应速度面临挑战。文献[3]通过对发电机运行状态的实时监测和历史数据的分析, 建立预测模型, 预测未来一段时间内的励磁需求。根据预测结果, 将励磁控制过程划分为多个阶梯阶段, 每个阶段设定不同的控制目标和策略。但在实际应用中, 由于预测模型的误差和负荷变化的复杂性, 阶梯式控制的精确性受到一定影响, 尤其是在极端工况下, 控制精度可能难以满足实际需求。文献[4]通过训练神经网络, 使其能够预测并调整励磁电流, 以实现发电机电压的稳定控制。神经网络的输出直接控制励磁系统的调节器, 从而动态调整励磁电流。但由于发电机运行状态的复杂性和不确定性, 神经网络的训练效果可能受到影响, 导致在某些工况下, 励磁系统的控制精度不够理想, 尤其是在发电机负荷急剧变化时, 系统的响应速度和稳定性有待提升。文献[5]提出采用剩磁和负载电流产生的磁场实现自励感应发电机的励磁控制。但在负载变化时, 励磁电流的控制精度较差, 这是由于剩磁和负载电流的变化难以精确预测和控制。

本文将频繁项集挖掘技术应用于电力系统励磁调节器的优化控制中, 通过挖掘发电机运行数据中的频繁项集, 发现其中的规律和模式, 为励磁调节器的优化控制提供新的思路和方法。

## 1 GE 燃机恒无功励磁调节器优化控制技术

### 1.1 GE 燃机恒无功励磁调节器控制方程构建

在运行过程中, GE 燃机恒无功励磁调节器会受到多种外部因素的影响, 如电网电压波动、负载变化等<sup>[6]</sup>。这些因素会导致励磁调节器的运行状态发生动态变化, 因此为了捕捉这种动态行为, 根据电力系统的基本原理和 GE 燃机的特性, 建立描述系统动态行为的微分方程。

假设 GE 燃机发电机端电压以及电网电压分别为  $V_t(t)$  和  $V_g(t)$ , 通过考虑发电机的电气特性, 构建发电机电压与磁场强度  $H(t)$  方程<sup>[7]</sup>, 表达式为

$$V_t(t) = V_g(t) - I_L(t) \cdot (R_g + jX_g) + j\omega L_m \cdot I_f(t) \quad (1)$$

式中,  $I_L(t)$  为负载电流,  $R_g$  和  $X_g$  分别为发电机的电阻和电抗,  $L_m$  为发电机与励磁绕组之间的互感,  $\omega$  为电网角频率,  $I_f(t)$  为 GE 燃机励磁电流在  $t$  时刻的瞬时值<sup>[8]</sup>。磁场强度与励磁电流的关系为

$$\frac{dH(t)}{dt} = \frac{I_f(t) - I_{f,l}(t)}{L_f} \quad (2)$$

式中,  $L_f$  为励磁绕组的自感,  $I_{f,l}(t)$  为励磁电流中的损耗部分。在 GE 燃机恒无功励磁调节器中, 无功功率  $Q(t)$  是需要保持恒定的目标变量, 因此为了描述无功功率与发电机端电压  $V_t(t)$  和负载电流之间  $I_L(t)$  的相位差之间的动态关系, 构建无功功率方程<sup>[9]</sup>为

$$Q(t) = V_t(t) \cdot I_L(t) \cdot \sin\varphi(t) \quad (3)$$

式中,  $\varphi(t)$  为功率因数角。在式(3)基础上, 构建励磁调节器控制方程。该方程通常基于 PID 控制机制, 用于调节励磁电流, 以维持 GE 燃机无功功率的恒定<sup>[10]</sup>为

$$\begin{aligned} I_{f,r}(t) = & I_{f,r}(t) + K_p \cdot |Q_s - Q(t)| \\ & + K_i \cdot \int_0^t [Q_s - Q(\tau)] d\tau \\ & + K_d \cdot \frac{d}{dt} [Q_s - Q(t)] \end{aligned} \quad (4)$$

式中,  $I_{f,r}(t)$  为励磁电流的参考值,  $Q_s$  为设定的恒定 GE 燃机无功功率值,  $K_p$ 、 $K_i$ 、 $K_d$  分别为比例/积分/微分增益。

### 1.2 基于频繁项集挖掘算法的励磁调节器优化变量与控制参数映射

上节单纯基于励磁电流进行调节器控制, 忽略了调节器的其他影响因素特征, 因此构建 GE 燃机恒无功励磁调节器控制方程后, 通过频繁项集挖掘, 筛选出励磁调节器运行数据中频繁出现的特征组合。将这些显著特征组合映射为优化变量, 并建立与优化目标(恒无功功率调节)之间的映射关系。

根据励磁调节器的控制目标和运行特性, 确定需要优化的特征集合, 具体包括 GE 燃机发电机端的电压  $V_t(t)$ 、电流  $I_L(t)$ 、无功功率  $Q(t)$ 、励磁电流  $I_f(t)$  等关键参数<sup>[11]</sup>。假设特征集合为  $F = \{f_1, f_2, \dots, f_n\}$ , 其中  $f_i$  代表第  $i$  个特征。应用频繁项集挖掘算法, 在特征集合中寻找频繁出现的特征组合。这些特征组合可能代表了励磁调节器运行过程中的某些重要模式或规律<sup>[12]</sup>。

对于包含  $k$  个特征的频繁项集  $I_k = \{f_{i1}, f_{i2}, \dots,$

$f_{ik}$ }, 其对应的支持度  $S(I_k)$  为

$$S(I_k) = \frac{N(I_k)}{N_s} \quad (5)$$

式中,  $N(I_k)$  为包含  $I_k$  的事务数,  $N_s$  为总事务数。事务数是指励磁调节器运行数据中的样本数量。结合  $S(I_k)$  的挖掘标准, 可以筛选出对励磁调节器性能影响显著的特征组合<sup>[13]</sup>。将筛选出的显著特征组合映射为励磁调节器的优化变量。这些优化变量可能代表了励磁调节器控制参数中的某些关键调整点或优化方向。假设优化变量集合为  $V = \{v_1, v_2, \dots, v_m\}$ , 其中代表第  $j$  个优化变量, 且  $v_j$  是由某个显著特征组合  $I_{kj}$  映射而来。根据频繁项集挖掘的结果, 建立优化变量与励磁调节器控制参数之间的映射关系。设励磁调节器的控制参数集合为  $P = \{p_1, p_2, \dots, p_L\}$ , 则优化变量  $v_j$  与控制参数  $p_i$  之间的映射关系如:

$$V_j = \gamma_j(p_{i1}, p_{i2}, \dots, p_{ik}) \quad (6)$$

其中,  $\gamma_j(\cdot)$  为第  $j$  个变量的非线性映射函数。

### 1.3 考虑无功功率偏差以及电压波动标准差的 GE 燃机恒无功励磁调节器优化控制

将上节挖掘出的励磁调节器优化变量组合作为控制参数映射编码为个体, 利用天鹰优化算法的个体选择以及交叉变异操作, 对优化变量个体进行迭代更新, 对励磁控制器参数进行寻优, 从而实现 GE 燃机恒无功励磁调节器优化控制。控制逻辑框图如图 1 所示。

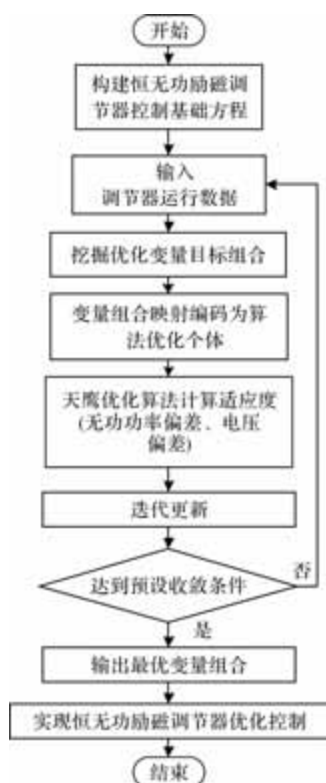


图 1 控制逻辑框图

生成初始种群  $S_0 = \{X_1, X_2, \dots, X_N\}$ , 其中  $X_i = \{v_1^i, v_2^i, \dots, v_n^i\}$  代表第  $i$  个个体的优化变量取值。构建适应度函数, 评估每一组励磁控制器参数在特定任务(恒无功功率调节)中的性能<sup>[14]</sup>。对此, 选取 GE 燃机无功功率偏差以及电压波动标准差作为主要性能指标, 构建出的适应度函数  $\zeta(X_i)$  表达式如下所示。

$$\zeta(X_i) = w_1 \cdot \frac{|\Delta Q_i|}{Q_r} + w_2 \cdot \frac{\sigma_V}{V_r} \quad (7)$$

式中,  $\Delta Q_i$  为优化变量  $X_i$  对应的励磁控制器参数下, 系统的无功功率偏差,  $\sigma_V$  为电压波动标准差,  $Q_r$  和  $V_r$  分别为无功功率和电压的基准值,  $w_1$ 、 $w_2$  为对应的权重系数。根据  $\zeta(X_i)$  的评估结果, 选择若干父代个体进行交叉以及变异操作。假设选择的父代个体分别为  $X_1 = \{v_1^1, v_2^1, \dots, v_n^1\}$  和  $X_2 = \{v_1^2, v_2^2, \dots, v_n^2\}$ , 该个体代表  $\zeta(X_i)$  较优的一批励磁控制器参数组合, 则对应的交叉操作为

$$X_3 = \{v_1^1, v_2^1, \dots, v_c^1, v_{c+1}^2, \dots, v_n^2\} \quad (8)$$

$$X_4 = \{v_1^2, v_2^2, \dots, v_c^2, v_{c+1}^1, \dots, v_n^1\} \quad (9)$$

其中,  $X_3$ 、 $X_4$  为交叉得到的子代个体,  $c$  为交叉点。对其进行变异操作, 具体为

$$X_3' = \{v_1^3 + \Delta v_i \cdot \text{rand}(\cdot)\} \quad (10)$$

式中,  $\text{rand}(\cdot)$  为随机数,  $\Delta v_i$  为变量,  $X_3'$  为变异后生成的励磁控制器新参数组合。对励磁控制器参数的优化变量个体进行不断迭代更新, 直到算法达到预设的收敛条件<sup>[15]</sup>。选择  $\zeta(X_i)$  最优的变量作为最优解, 将最优解对应的励磁控制器参数应用到 GE 燃机励磁调节系统中, 实现恒无功励磁调节器的优化控制。将本节内容与 1.1 和 1.2 节中提到的控制方程以及优化变量与控制参数映射等相关内容进行结合, 至此, 基于频繁项集的 GE 燃机恒无功励磁调节器优化控制技术设计完成。

## 2 实例仿真

实例仿真选取的实例对象 GE 燃机型号为 9F.06, 是一款 50 Hz 的 F 级燃气轮机, 具体结构包括压气机、燃烧室、透平以及控制系统。透平部分采用高效的叶片设计和优化的气流通流道, 能够将热能转化为机械能, 驱动发电机发电。在单循环工况下, 9F.06 燃机的出力达到 342 MW, 效率超过 41%。在联合循环工况下, 其效率可进一步提升至超过 61%, 提供更低的电力成本。励磁系统主要包括励磁电源、励磁变压器。可控硅整流单元以及励磁调节器。其中, 励磁电源采用三相全控桥式整流电路, 输入电压为 380 V AC, 输出电压范围为 0 ~

500 V DC。励磁变压器额定功率为 100 kVA，用于将发电机端电压降低到可控硅整流器所要求的输入电压范围。可控硅整流单元包含 24 个可控硅元件，分为 6 组并联，每组 4 个串联。励磁控制器具体性能参数如表 1 所示。

表 1 励磁控制器性能参数

励磁控制器结构性能参数	数值/描述
输入电压范围	380 V AC ±10%
输出电压范围	0 ~ 500 V DC
额定输出电流	3000 A
整流效率	98.2%
响应时间	< 45 ms
调节精度	±0.8%（在额定工况下）
过载能力	1.2 倍额定电流，持续 10 分钟

针对上述调节器，部署基于频繁项集的优化控制算法，同时保留原励磁调节器作为对照组。为了全面评估优化控制算法的性能，除了正常运行工况以外，实例仿真设计了两种不同的负荷波动场景，分别为负荷阶跃增加场景（场景 2）以及负荷渐变增加场景（场景 3）。设定场景 2 的负荷变化类型为瞬间增加负荷至 75% 额定功率，并需要在 7 s 内完成负荷调整。设定场景 3 的负荷变化类型为负荷从 50% 逐渐增加到 100% 额定功率，持续时间为 6 s，变化速率为变化速率：线性增加，每 1 s 增加 10% 负荷。

在采用本文提出的基于频繁项集的方法进行调节器控制优化时，需要结合频繁项集的挖掘结果，筛选出励磁调节器运行数据中频繁出现的特征组合。并建立优化变量与励磁调节器控制参数之间的映射关系，频繁项集挖掘结果如表 2 所示。

表 2 励磁调节器频繁项集挖掘结果

频繁项集	支持度/%
{ 电压波动, 电流变化 }	85
{ 功率因数, 温度变化 }	78
{ 励磁电压, 励磁电流 }	92
{ 负载变化, 电压波动 }	65
{ 励磁电压, 负载变化 }	70
{ 温度变化, 励磁电流 }	60
{ 功率因数, 电压波动, 电流变化 }	55
{ 励磁电压, 励磁电流, 负载变化 }	80
{ 电压波动, 电流变化, 温度变化 }	50
{ 功率因数, 电压波动, 励磁电压 }	68

基于表 2 筛选出的频繁项集支持度最高的特征组合 { 励磁电压, 励磁电流 }，结合非线性映射关系映射为优化变量，采用天鹰优化算法对优化变量进行迭代更新，测试励磁电压、励磁电流不同优化变量组合 { 200 V, 3 kA }、{ 400 V, 4 kA }、{ 600 V, 5 kA } 下的无功功率调节精度，从而得到调节效果最优的励磁调节器的最优控制参数。天鹰算法优化迭代优化结果如图 2 所示。

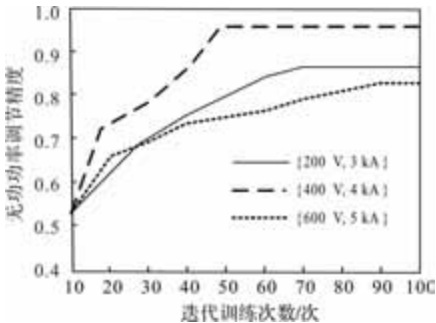


图 2 天鹰算法优化迭代优化结果

由图 2 曲线可知，励磁电压、励磁电流采用 { 400 V, 4 kA } 的组合，获得的调节效果最优，因此作为励磁调节器的最优控制参数。

实例仿真选取了基于神经网络控制算法的励磁系统以及基于模糊 RBF 神经网络的双馈风机励磁控制方法作为实例仿真对照组。将励磁调节器频繁项集挖掘结果代入到励磁调节器模型中，对 GE 燃机进行恒无功功率控制。分别采用三种方法对励磁调节器进行优化控制，并对比不同控制方法下的 GE 燃机恒无功功率控制效果。

采用本文方法对励磁调节器进行优化控制后，调节器输出的励磁电流的前后对比结果如图 3 所示。

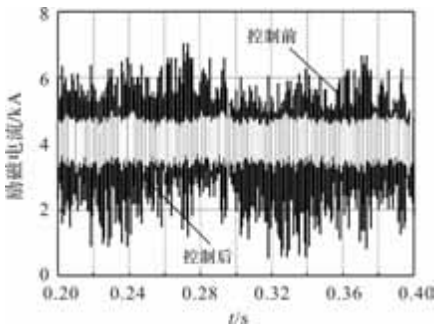


图 3 励磁电流控制前后的波形对比

通过对比优化前后的励磁电流波形，可以明显看出本文提出的基于频繁项集挖掘的优化控制方法对于励磁调节器的性能提升具有显著效果。经过优化控制后，励磁电流波形变得更为平稳，即使在负荷快速变化时，波形也能迅速调整并保持稳定，显

示出优化控制算法对于负荷变化的快速响应和稳定调节能力。

将常规方法对照组 2 种励磁控制方法与本文方法在场景 2 和场景 3 条件下对无功功率进行优化控制, 三种方法优化下的无功功率曲线如图 4 所示。

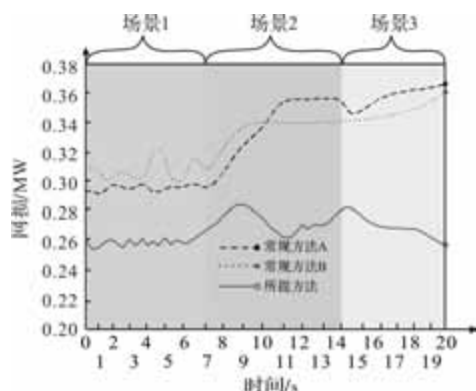


图4 三种方法优化下的无功功率曲线

由图4可知, 经过本文方法优化后, 无功功率始终保持在较低水平, 在工况场景变化, 负载增加后, 无功短暂增加又很快恢复到平稳的较低状态。而其他两种方法优化控制后, 无功仍较高, 且波动幅度较大, 受负载变化影响较大。

实例仿真以不同控制方法的超调量作为对比指标, 对 GE 燃机恒无功励磁调节器优化控制的实际控制精度进行衡量。计算不同方法优化控制后的无功曲线与理想优化目标数值的比值, 得到超调量。超调量越小, 说明该方法的调节过程更为平稳, 对系统的冲击更小, 因此控制精度更高, 实例仿真结果如图5所示。

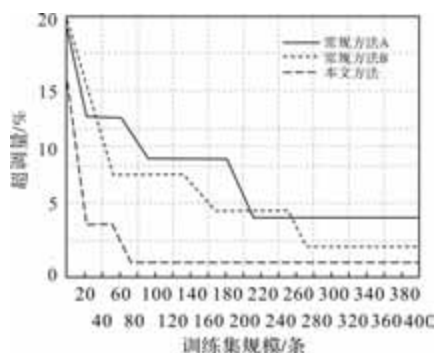


图5 不同方法下的超调量迭代结果

由图5可知, 随着训练集规模的增加, 超调量迅速降低, 且降低的速度远快于其他两种方法。在最大训练集规模下, 频繁项集法的超调量稳定在约1%左右, 明显优于神经网络法和模糊 RBF 法。这得益于频繁项集挖掘技术能够准确捕捉数据中的频繁特征组合, 从而构建出更为精确的控制模型。

### 3 结 论

本文所研究的基于频繁项集的 GE 燃机恒无功励磁调节器优化控制技术。

(1)通过引入频繁项集这一数据挖掘领域的先进方法, 有效识别并提取了励磁调节器运行过程中的关键特征变量, 并进行特征优化变量的高效映射, 获得控制优化目标参数。

(2)利用天鹰优化算法对控制优化目标参数进行了全面寻优, 通过不断迭代与优化, 使得励磁调节器能够适应实际运行场景变化, 及时调节参数, 从而实现了 GE 燃机的高效稳定运行。

(3)该方法不仅显著提升了 GE 燃机的运行稳定性, 还有效降低了无功损耗, 为大型燃机的节能减排与智能化运行提供了有力的技术支撑。

### 参考文献

- [1] 温旭东. 基于模糊 RBF 神经网络的双馈风机励磁控制方法研究 [J]. 自动化应用, 2024, 65 (21): 17-19.
- [2] 林贤宏, 黄东晓, 洪泽全, 等. 基于变直流母线电压的磁耦合式励磁系统控制策略研究 [J]. 微特电机, 2024, 52 (10): 31-36.
- [3] 张荣斌, 郑阳, 张海库. 水电机励磁系统阶梯式预测控制方法 [J]. 大电机技术, 2024, (05): 105-110.
- [4] 丰显忠. 基于神经网络控制算法的励磁系统研究 [J]. 电工技术, 2024, (13): 32-36, 39.
- [5] Krishna V B M, Sandeep V, Murthy S S, et al. Experimental Investigation on Performance Comparison of Self-Excited Induction Generator and Permanent Magnet Synchronous Generator for Small Scale Renewable Energy Applications [J]. Renewable Energy, 2022, 195: 431-441.
- [6] 刘斌, 叶林. 基于改进灰狼优化算法的同步发电机交流励磁控制方法 [J]. 电器工业, 2024, (09): 17-21.
- [7] 黄俊民, 肖翔. 基于 PLC 的水轮发电机励磁调节控制系统改造 [J]. 装备制造技术, 2024, (06): 132-134, 145.
- [8] 王瑞清, 肖权, 刘钰琦, 等. 基于龙芯 2K1000LA 分布式励磁控制器硬件平台的关键技术 [J]. 水电与新能源, 2024, 38 (05): 28-31.
- [9] 李宗霖, 陈昊, 戚湧, 等. 基于自抗扰滑模控制的开关磁阻电机转矩分配控制策略 [J]. 电工技术学报, 2024, 39 (18): 5639-5656.
- [10] 胡志帅, 任永峰, 孟庆天, 等. 双馈虚拟同步机快速励磁控制和功角补偿策略 [J]. 太阳能学报, 2024, 45 (01): 134-142.

(下转第 36 页)



# 一种新型伺服驱动高压隔离开关及其机械状态评估方法

张明慧, 段晓辉, 何大伟, 何保营, 许家源, 惠勇峰, 仝少聪, 马 琰

(河南平高电气股份有限公司, 河南 平顶山 467001)

**摘 要:** 为提高高压隔离开关安全可靠性以及状态评估能力, 本文提出了一种伺服电机驱动的高压隔离开关, 采用闭环伺服系统实现对隔离开关的精确控制, 同时, 伺服系统能够对运动过程进行实时监测, 以监测得到的电机转角和电流信号为对象, 本文提出了基于动态时间规整算法 (DTW) 和电流积分算法的隔离开关机械状态综合评估方法, 可以对正常动作、动作不到位、卡涩和伺服系统异常等进行识别, 结果验证了该评估方法的有效性。

**关键词:** 伺服驱动器; 高压断路器; 状态评估; 动态时间规整 (DTW)

中图分类号: TM351; TM341; TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2025)11-0031-06

## A Novel Servo-drive High Voltage Disconnecter and the Mechanical State Evaluation Method

ZHANG Minghui, DUAN Xiaohui, HE Dawei, HE Baoying, XU Jiayuan,

HUI Yongfeng, TONG Shaocong, MA Yan

(Henan Pinggao Electric Co., LTD., Pingdingshan Henan 467001, China)

**Abstract:** High voltage isolation switch is one of the important electrical equipment in power system, and there are a large number of them, the installation, commissioning and maintenance workload is large, and the failure rate is high. In order to improve the safety, reliability and status evaluation ability of the high voltage isolation switch, this paper proposed a new type of servo drive high voltage isolation switch and mechanical status evaluation method. The new servo drive mechanism adopted a closed-loop servo control system to realize efficient drive and accurate control. At the same time, the servo system can also monitor the angle and current signal during the movement, which is conducive to the evaluation of mechanical status. On this basis, a comprehensive evaluation method of mechanical state based on dynamic time warping (DTW) and current integration algorithm was proposed, and the mechanism state set consisting of normal, blocked, inactive and servo system anomalies was studied. Experimental results show the effectiveness of the proposed method.

**Key words:** servo drive; high voltage disconnecter; state assessment; dynamic time warping (DTW)

## 0 引 言

近年来, 随着电力系统规模的不断扩大, 电力设备的安全性、可靠性和易维护性已成为电力系统建设与发展的重要指标<sup>[1,2]</sup>。高压隔离开关是电力系统重要设备之一, 其可靠安全性至关重要, 但其故障也时有发生。为了准确识别高压隔离开关的工作状态防止事故的发生, 有必要对隔离开关的状态进行监测和评估。大量研究表明, 机械操动系统是开关设备中故障率最高的部位<sup>[3]</sup>, 因此, 迫切需要研究一种能够实时评估机械状态的新型高压隔离开关。传统的高压隔离开关通常采用异步电动机和圆柱凸轮结构来驱动和控制隔离开关的动作, 此操作需要

机械传动系统和控制系统的精确配合。传统的操动机构运动部件多, 机械传动结构十分复杂, 因此安装维护困难, 动作分散性大。本文提出的新型伺服驱动高压隔离开关采用伺服驱动操动机构, 利用闭环伺服系统来驱动和控制隔离开关的运动, 并可实时监测动作过程中的信号。其伺服驱动操动机构在文献[4, 5]中有介绍, 控制策略在文献[6, 7]中有研究。

目前, 隔离开关的状态监测物理量一般包括机电流、转角、转矩等, 许多学者从不同的角度对其监测方法进行了研究。文献[8]对隔离开关的机械状态进行了测试, 并研制了测试设备。文献[9, 10]提出了以电流幅值和相关时间点为特征量的隔离

收稿日期: 2025-02-11

作者简介: 张明慧(1997), 女, 硕士, 助理工程师, 研究方向为高压开关设备及智能驱动设备研制。

开关卡涩故障诊断流程。文献[11]通过采集分合闸过程中驱动电机的输出功率,结合隔离开关典型机械缺陷模拟试验,验证该状态量能有效判断隔离开关的机械状态。但传统的隔离开关监测方法都有一个共同的弊端,即需要额外增加传感器,不仅现场安装时比较麻烦,而且额外的传感器本身也存在损坏的风险。

针对目前的问题,本文提出了一种新型伺服驱动高压隔离开关,有利于克服传统隔离开关机械故障频发的问题,并针对新型伺服驱动隔离开关机械状态评估方法进行了研究。首先,介绍了伺服驱动隔离开关的原理、结构和数学模型;然后对隔离开关机械系统常见故障类型进行了分析,并搭建了800kV 伺服驱动隔离开关实验平台,进行了正常状态、动作不到位、卡涩等工况模拟实验;之后,提出了以 DTW 相似度计算和电流积分为基础的新型伺服驱动隔离开关状态评估方法,并通过实验数据对此进行了验证,达到了预期的评估效果。

## 1 新型伺服驱动隔离开关

### 1.1 原理与结构

新型伺服驱动高压隔离开关由伺服驱动操动机构和隔离开关本体组成,其结构如图1所示。伺服驱动操动机构是新型隔离开关的驱动装置,主要包括驱动器、伺服电机和减速机。驱动器控制并驱动伺服电机,保证伺服电机按照预期的规律运动和动力输出,也是新型操动机构的控制和状态监测装置;伺服电机是操动机构的动力部件,直接驱动机械传动装置;减速机则负责运动和功率的转换。由于伺服电机的转速远高于隔离开关的需求,而其驱动力矩又是不足的,通过减速机进行运动变换,可以很好的获得伺服电机与隔离开关之间的匹配关系,实现伺服系统稳定高效的工作。隔离开关本体是承受高电压和大电流的部分,与传统的隔离开关本体一致。

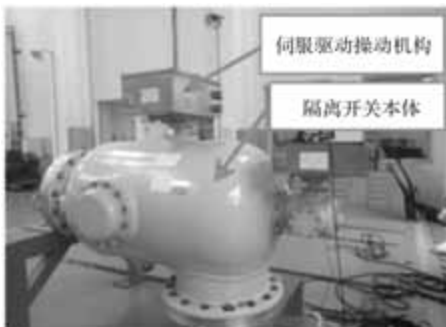


图1 新型伺服驱动高压隔离开关

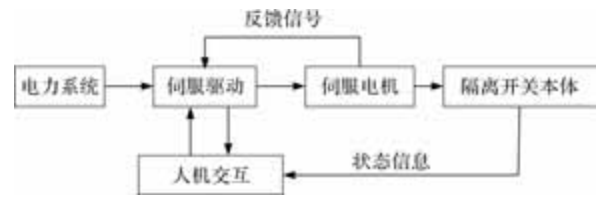


图2 伺服驱动操动机构示意图

伺服驱动操动机构原理框图如图2所示,人机交互上位机接收用户指令,同时向伺服驱动器发送动作指令,伺服驱动器接收到指令后,按照预先设计的运动规律驱动伺服电机进行运动输出,同时伺服电机的转角信号实时反馈给伺服驱动器,形成闭环控制系统。在隔离开关动作过程中,伺服驱动器实时监测动作数据,如电流、电压、行程、速度等,并上传给上位机,上位机通过对监测数据的分析,对伺服系统和机械传动系统的状态进行判断。

伺服驱动高压隔离开关采用精确、高效的伺服驱动系统实现了操动机构的运动控制,取代了传统的机械装置,实现了机械结构简单、控制精度高的性能。另外,通过伺服驱动器内置的程序调整输出运动规律,可以适应不同的负载。因此,新型伺服驱动操动机构无需改变机械结构,即可驱动不同的负载。

### 1.2 数学模型

伺服驱动操动机构采用 PMSM 作为驱动单元,也是控制对象,为了达到理想的控制性能,建立监测数据与系统性能之间的关系,需要对其原理进行研究,因此需要建立系统的数学模型。

矢量空间中的磁链-电流关系如下:

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + \psi_f \\ \psi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (1)$$

电压方程为

$$\begin{cases} u_d = \frac{d\psi_d}{dt} - \omega_e \psi_q + R_s i_d \\ u_q = \frac{d\psi_q}{dt} - \omega_e \psi_d + R_s i_q \end{cases} \quad (2)$$

式中,  $L_d$  为  $d$  轴的电感分量,  $L_q$  为  $q$  轴的电感分量,  $\psi_d$  为  $d$  轴的磁链分量,  $\psi_q$  为  $q$  轴的磁链分量,  $i_d$  为  $d$  轴的电流分量,  $i_q$  为  $q$  轴的电流分量,  $u_d$  为  $d$  轴的电压分量,  $u_q$  为  $q$  轴的电压分量。  $\psi_f$  为永磁体磁链,  $\omega_e$  为电角速度,  $R_s$  为电枢绕组电阻。

在稳定工况下,式(2)可简化为

$$\begin{cases} u_d = -\omega_e L_q i_q \\ u_q = \omega_e (L_d i_d + \psi_f) \end{cases} \quad (3)$$

电机三相电流根据功率等效原理可变换到矢量

空间, 即

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta_e & \cos(\theta_e - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta_e - \frac{4}{3}\pi) \\ -\sin\theta_e & -\sin(\theta_e - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta_e - \frac{4}{3}\pi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中,  $\theta_e$  为转子角度,  $\theta_0$  为初始角度, 即

$$\theta_e = \int \omega_e dt + \theta_0 \quad (5)$$

系统的电磁转矩为

$$T_e = 1.5p(\psi_d i_q - \psi_q i_d) = 1.5p[\psi_f i_q + (L_d - L_q)i_d i_q] \quad (6)$$

式中,  $p$  为极对数。由式(6)可以看出, 内置式 PMSM 的电磁转矩由两部分组成: 一部分是永磁转矩, 另一部分是磁阻转矩。为了便于计算, 本文采用  $i_d = 0$  的控制策略, 则系统的电磁转矩可简化为

$$T_e = 1.5p\psi_f i_q \quad (7)$$

由式(7)可看出电机电流与电磁转矩之间的线性关系, 也为进一步的分析提供了基础。

## 2 控制策略

永磁同步电机作为伺服驱动高压隔离开关的驱动部件, 也是伺服控制的主要对象。该伺服控制系统采用位置环、速度环、电流环三闭环伺服控制策略。如图 3 所示, 位置控制为直接控制目标, 根据隔离开关本体的技术要求, 设计理想位置曲线, 将通过旋转编码器测得的伺服电机角度信号作为位置环的反馈, 位置环进行 PI 调节后, 作为速度环的给定信号。同样通过编码器测得电机的转速信号作为速度环的反馈, 速度环经过 PI 调节后作为电流环的给定信号, 采用矢量控制技术, 在矢量空间实现电流环的 PI 调节, 本文采用  $i_d = 0$  的控制策略, 可以实现伺服系统的简单、高效控制, 此时, 电机电流和电磁转矩之间的关系简单明确, 电机电流变化可以更直接反映负载转矩的变化。

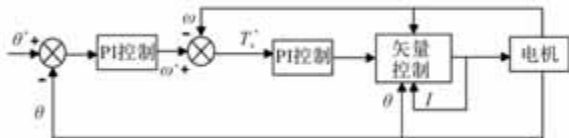


图 3 三闭环控制策略控制示意图

伺服驱动操动机构与隔离开关本体进行调试前, 应根据隔离开关本体的技术要求, 以控制目标为设计理想的电机转角曲线, 同时根据隔离开关运动过程中电机负载情况, 优化位置环、速度环的 PI 调节参数, 最终使隔离开关按预期的机械特性进行分合闸。

## 3 机械故障类型及模拟

伺服驱动高压隔离开关的机械故障类型主要包括分合闸动作不到位、传动系统卡涩和伺服系统异常。分析各类故障发生原理, 制定有针对性的监测和分析策略是保证其安全可靠运行的关键。

分闸不到位主要表现为动触头没有运动到预期的位置, 可能是机械传动系统卡死、伺服驱动系统故障或二次回路故障造成。分合闸不到位是高压隔离开关严重的故障类型, 合闸不到位会造成开关触头接触电阻过大, 通流能力降低。分闸不到位会造成断口击穿, 带来安全隐患。伺服驱动隔离开关可以实时监测动作过程中电机的转角信号, 根据电机转动角度大小是否满足要求可进行分合闸是否到位的判断。

传动系统卡涩一般是由于润滑失效或传动系统连接松动而引起的, 会造成隔离开关的动作不能按照预期的机械特性进行, 如果不及时发现并处理, 缺陷程度进一步恶化, 会造成传动系统失效, 进而引起隔离开关不能有效分合闸的故障。根据伺服驱动隔离开关动作过程中电机转角曲线与标准转角曲线之间的相似度, 可进行正常状态与卡涩状态的区分和判断。

伺服系统异常是系统可能存在的故障类型, 具体表现为驱动器的输出电流没有按照预期规律输出, 造成操动系统动力不足, 进而引起隔离开关动作异常。此种故障可以通过监测和分析电机电流来进行判断。

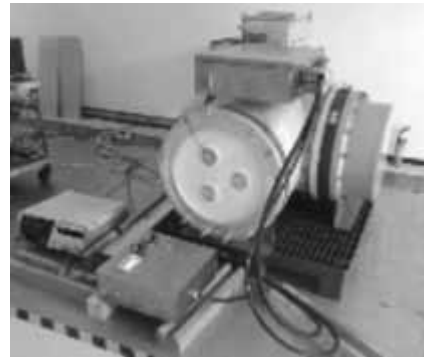


图 4 伺服驱动隔离开关实验平台

动作不到位的故障模拟方法是移动微动开关位置, 使其提前切断二次回路, 造成电机提前停止运动。卡涩的故障模拟方法是在转动轴承附近粘贴绝缘胶带来增大运动阻力。这两种故障工况和正常工况的合闸电机转角曲线如图, 合闸电机电流曲线如图。分别如图 5、图 6 所示。分闸电机转角曲线如

图, 分闸电机电流曲线分别如图 7、图 8 所示。

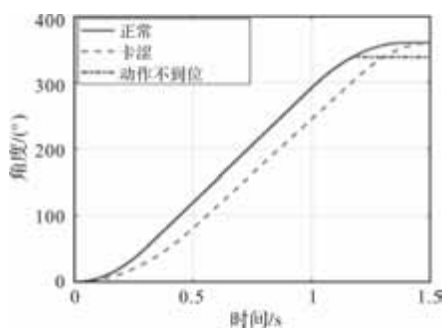


图 5 合闸过程角度曲线

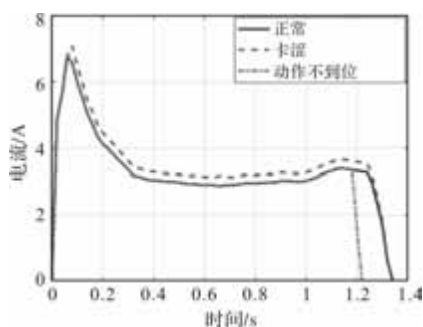


图 6 合闸过程电流曲线

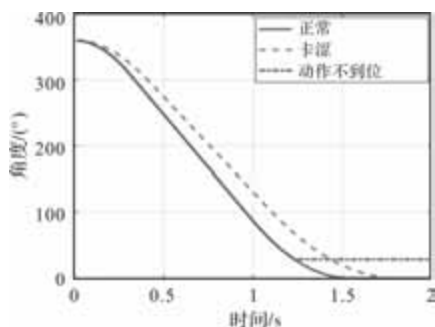


图 7 分闸过程中的角度曲线

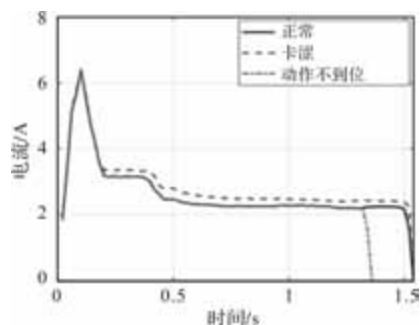


图 8 分闸过程中的电流曲线

从图 5~图 8 可以看出: 分合闸不到位故障只能通过电机转动总角度来进行判断, 卡涩故障需要通过测试角度曲线与标准角度曲线的相似度来判断。如果计算出的相似度大于设定值, 则说明该动作异常。此时应结合电机电流曲线, 以区分卡死缺陷与伺服系统异常。

## 4 机械状况评估方法

### 4.1 基本思想

新型伺服驱动高压隔离开关的主要优势之一是能够实时感知动作过程中的关键信息, 电机转动角度和电机电流是最典型的物理量, 也是本文用来对隔离开关机械状态进行评估的监测物理量。

电机转角是通过旋转编码器测量得到的, 也是实现位置闭环的前提。电机转角与隔离开关动触头之间的运动关系是确定的, 因此对电机转角进行监测和分析, 可以得到动触头的运动特性。电机转动总角度可以用来判断动作是否到位, 电机转角曲线的形态可以用来判断运动过程是否正常, 本文利用 DTW 法计算待诊断曲线与标准转角曲线的相似度, 通过相似度判断曲线形态是否超出要求。

电机电流是伺服控制系统实现闭环控制过程中已经被测量的物理量。由 PMSM 的数学模型可知, 在本文所研究的控制策略下, 电机电流与电磁转矩成正比关系, 因此通过电机电流可以感知机械传动系统的变化情况。

### 4.2 动态时间规整

伺服驱动高压隔离开关的电机转角曲线直观的表征了其机械特性, 对其动作过程中电机转角曲线形态分析可以较准确的区分出动作是否正常。动态时间规整算法 (DTW) 已被证明在信号序列的相似度分析方面表现良好, 本文采用 DTW 法对电机转角曲线进行形态分析, 从而对其机械状态正常与否做出判断。

伺服驱动隔离开关正常动作的转角序列为  $X$ , 序列长度为  $M$ , 待测试动作过程的电机转角序列为  $Y$ , 序列长度为  $N$ 。

$$\begin{aligned} X &= [x_1, x_2, \dots, x_M] \\ Y &= [y_1, y_2, \dots, y_N] \end{aligned} \quad (8)$$

序列  $X$  和  $Y$  的长度可以不相等, 对于本文所研究的高压隔离开关转角信号来说, 其时间序列都是 1 维的, 两个序列的匹配路径定义如下: 匹配路径  $W = [w_1, w_2, \dots, w_L]$  用来描述序列  $X$  与  $Y$  元素之间的匹配关系。  $W$  为一个  $L \times 2$  矩阵, 其第一列是序列  $X$  元素的索引, 第二列是序列  $Y$  元素的索引。  $W$  中的每个行向量表示一对匹配元素的索引, 即  $w_i = (i_1, j_1)$  表示序列  $X$  中的元素  $X_{i_1}$  与序列  $Y$  中的元素  $Y_{j_1}$  匹配。

匹配路径  $w$  满足  $L = \min\{M, N\}$  的个数。

定义序列  $X$  和  $Y$  之间所有匹配路径的集合为

$W_{MN}$ 。定义匹配距离  $d_w(X, Y)$  为序列  $X$  和  $Y$  在匹配路径  $w$  下的累积距离，即所有匹配元素的距离之和：

$$d_w(X, Y) = \sum_{l=1}^L d(x_{il}, y_{jl}) \quad (9)$$

式中， $d(*, *)$  为序列元素之间的距离。即

$$d(x_i, y_j) = (x_i - y_j)^2 \quad (10)$$

定义  $D_{DTW}$  距离为序列  $X$  与序列  $Y$  在匹配路径约束下的最小匹配距离，即

$$D_{DTW}(X, Y) = \sqrt{d_{w^*}(X, Y)} = \min \sqrt{d_w(X, Y)} \quad (11)$$

最小匹配距离对应的匹配路径  $W^*$  称为最优匹配路径。DTW 算法的计算可以分为两个步骤。首先计算两个序列之间的累积匹配距离矩阵计算为

$$D_{i,j} = d(x_i, y_j) + \min(D_{i-1,j-1}, D_{i-1,j}, D_{i,j-1}) \quad (12)$$

根据  $D_{DTW}$  距离和累积匹配距离的定义，序列  $X$  和  $Y$  的  $D_{DTW}$  距离为

$$D_{DTW}(X, Y) = D_{M,N} \quad (13)$$

之后用回溯法在累积匹配矩阵中找到最优匹配路径。

$D_{DTW}$  距离是一个非负数。该值越小表明两个序列之间的相似度越大，该值越大表明两个序列之间的相似度越小。通常相似度计算公式如：

$$S_{X,Y} = \frac{1}{1 + D_{DTW}(X, Y)} \quad (14)$$

高压隔离开关动作具有一定的离散性，DTW 算法可以很好的解决具有分散性的两个动作之间的信号匹配问题。

### 4.3 评价方法及应用

本文通过电机转角和电机电流信号来对伺服驱动隔离开关的机械状态进行评估，在状态评估之前，需要采集该隔离开关正常动作的转角和电流信号，作为基准信号。

状态评估流程图如图 9 所示。首先根据电机转动总角度是否满足技术要求判断动作是否到位，若动作不到位，则输出评估结果，若动作到位，则进入下一环节。计算待评估转角曲线与标准转角曲线的相似度，若相似度大于规定值，则动作正常，输出评估结果，若小于规定值，则说明存在故障，进入下一环节。依据如式(15)计算电流曲线对时间的积分，若该积分值超出规定值则判断机械卡涩，若小于规定值，则判断伺服系统故障。

$$P = \sum_{k=1}^{n-1} i(k) (t(k+1) - t(k)) \quad (15)$$

式中， $i(k)$  为电机电流信号序列， $t(k)$  为时间序列， $n$  为序列长度， $P$  为电流对时间积分的结果。在驱动

电压一定的情况下，该物理量可表征驱动功率的大小。对伺服系统来说，驱动功率随负载的大小变化而变化，所以该物理量也可表征负载的变化。

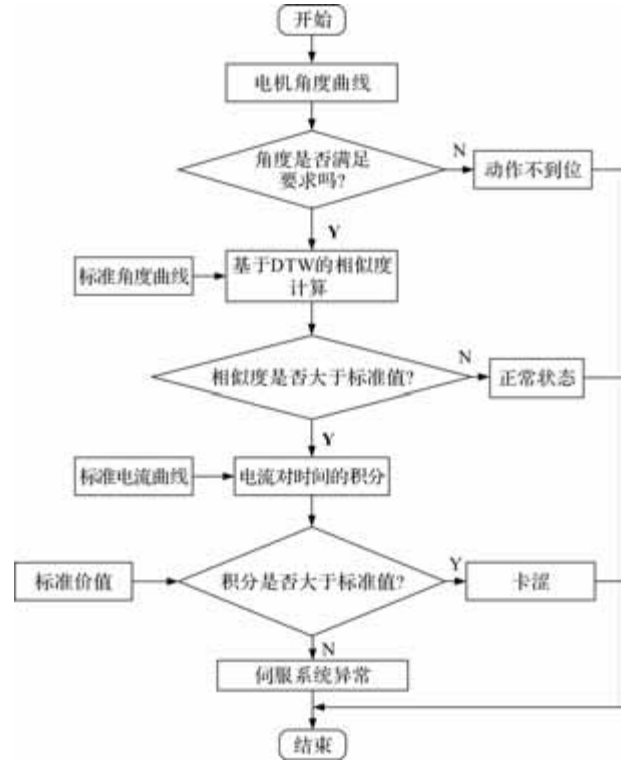


图9 状态评估流程图

以故障模拟实验的合闸过程为例，首先根据电机转动总角度识别出分闸不到位的故障；然后，采用 DTW 算法计算转角曲线与标准转角曲线的相似度，两者的匹配路径如图 10 所示，相似度计算结果为 92.0%，小于标准值的 96%，说明本次动作异常。然后计算电机电流对时间的积分值为 4.80，大于正常运行时的积分值 4.46，说明此次动作中驱动系统的输出功率明显增大，异常动作为卡涩故障。

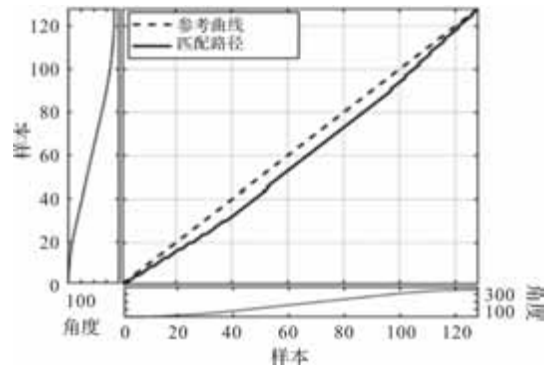


图10 合闸过程中的角度匹配路径

对于故障模拟实验的分闸过程，采用卡涩缺陷的电机转角曲线与标准转角曲线的匹配路径如图 11 所示，二者相似度计算结果为 93.1%。卡涩缺陷的

电机电流对时间的积分值为 4.36, 而正常的合闸动作电流积分值为 4.05, 确认了异常动作为卡涩故障。

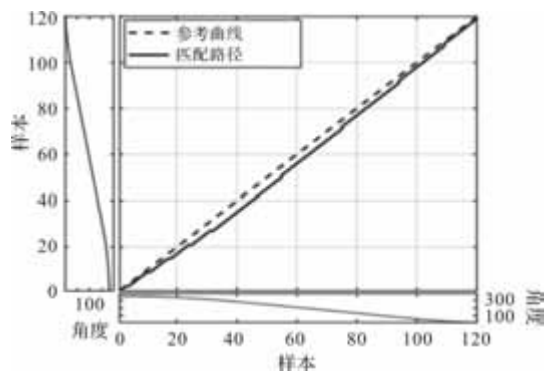


图 11 分闸过程中的角度匹配路径

## 5 结 语

提出一种新型伺服驱动高压隔离开关, 采用闭环伺服控制系统, 实现高效驱动和精确控制。同时, 通过伺服系统对运动过程中的转角和电流信号进行监测, 有助于机械状态的评估。通过基于 DTW 和电流积分算法的机械状态综合评估方法, 研究了由正常、卡涩、分合闸不到位和伺服系统异常等组成的机构状态集。同时基于转角曲线的 DTW 相似度计算可以识别正常运动和异常运动, 用电流积分算法可以识别卡涩和伺服系统异常状态, 实验结果验证了方法的有效性。

## 参考文献

[1] Jan Henning Jürgensen, Anna Lilly Brodersson, et al. Impact Assessment of Remote Control and Preventive Maintenance on the Failure Rate of a Disconnecter Population[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2018, 33(4): 1501-1509.

[2] Magne Runde. Failure Frequencies for High-voltage Circuit Breakers, Disconnectors, Earthing Wwitches, Instrument Transformers, and Gas-insulated Switchgear [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2013, 28(1): 529-530

[3] Final Report of 2004-2007 International Enquiry on Reliability of High Voltage Equipment, Part 2: Reliability of high voltage SF<sub>6</sub> circuit-breakers: CIGRE Technical Brochure 510[R]. Paris: CIGRE, 2012.

[4] A Bosma, Franz-Josef Koerber, et al. Motor Drive with Electronic Control for HVAC Circuit-Breakers [C]. Paris, France: CIGRE Sessio, 2002: 13-203.

[5] WANG X, GUO Y, XIAO X, et al. Research on Direct Drive Operation Mechanism of 126 kV High-voltage Vacuum Circuit Breaker[C]. 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems, 2019: 1-5.

[6] 王潇. 高压真空断路器电机直驱操动机构控制策略研究[D]. 湘潭: 湘潭大学, 2019.

[7] HE B, HAN S, et al. A Motor-driven Actuator Servo Controller Current Loop Optimization Scheme[C]. International Conference on Advanced Electrical Equipment and Reliable Operation, 2021: 1-6.

[8] 张跃峰, 宋庆林, 王立, 等. 隔离开关电动操作机构动作特性分析装置的研究与设计[J]. 科技创新与应用, 2021, 11(16): 101-103.

[9] QIU Z, RUAN J, HUANG D, et al. Mechanical Fault Diagnosis of High Voltage Outdoor Disconnecter Based on Motor Current Signal Analysis[C]. International Conference on Power System Technology, 2014: 1193-1198.

[10] ZHOU T, RUAN J, LIU Y, et al. Defect Diagnosis of Disconnecter Based on Wireless Communication and Support Vector Machine [J]. IEEE Access, 2020, 8: 30198-30209.

(上接第 30 页)

[11] 李尚, 蓝益鹏. 基于 SESO 的可控励磁直线同步电动机电流预测控制的研究 [J]. 制造技术与机床, 2023, (10): 169-176.

[12] 史建宇, 张宇飞, 郭子韬, 等. 多电辅助动力装置用双绕组感应发电机变频交流发电系统励磁控制技术 [J]. 航空动力学报, 2024, 39(10): 490-498.

[13] 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.

[14] 夏永洪, 郭浩然, 周童, 等. 基于双谐波绕组的混合励磁发电机励磁控制系统 [J]. 电子测量技术, 2022, 45(21): 25-30.

[15] 王瑛杰, 蓝益鹏. 可控励磁直线同步电动机的自适应神经网络模糊控制的研究 [J]. 制造技术与机床, 2022, (10): 146-151.

# 基于 SVPWM 算法的含分布式光伏电源配网逆变器无差拍控制

李庆熙<sup>1</sup>, 宋卓然<sup>2</sup>, 姜世公<sup>1</sup>, 窦文雷<sup>2</sup>, 王 宇<sup>2</sup>, 刘忠健<sup>1</sup>

(1. 国网经济技术研究院有限公司, 北京 102209; 2. 国网辽宁省电力有限公司, 沈阳 110006)

**摘 要:** 配网逆变器输出电压波动性较大, 对此, 提出基于 SVPWM 算法的含分布式光伏电源配网逆变器无差拍控制方法。针对含分布式光伏电源配网逆变器运行特性, 分析输出功率, 建立逆变器本体函数, 利用 SVPWM 算法, 确定含分布式光伏电源配网逆变器的电压矢量, 合成电压矢量, 分析逆变器运行状态方程, 引入传递函数, 对逆变器运行状态进行调整。在无差拍控制器的作用下, 对逆变器运行状态进行离散化处理, 完成含分布式光伏电源配网逆变器无差拍控制。实验结果表明, 该方法在实际应用中总谐波失真值为 0.04%, 其能够有效控制逆变器输出电压的波动。

**关键词:** SVPWM 算法; 分布式光伏电源; 逆变器; 无差拍控制; 控制器; 离散化处理

中图分类号: TM464

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2025)11-0037-05

## Non Beat Control of Distributed Photovoltaic Power Distribution Network Inverters Based on SVPWM Algorithm

LI Qingxi<sup>1</sup>, SONG Zhuoran<sup>2</sup>, JIANG Shigong<sup>1</sup>, DOU Wenlei<sup>2</sup>, WANG Yu<sup>2</sup>, LIU Zhongjian<sup>1</sup>

(1. State Economic and Technological Research Institute Co., LTD., Beijing 102209, China;

2. State Grid Liaoning Electric Power Supply Co., LTD., Shenyang 110006, China)

**Abstract:** The output voltage fluctuation of distribution network inverters is significant. To address this, a distributed photovoltaic power distribution network inverter deadbeat control method based on SVPWM algorithm was proposed. Based on the operating characteristics of inverters in distributed photovoltaic power distribution networks, analyze the output power, established the inverter body function, used SVPWM algorithm to determine the voltage vector of inverters in distributed photovoltaic power distribution networks, synthesized the voltage vector, analyzed the operating state equation of inverters, introduced the transfer function, and adjusted the operating state of inverters. Under the action of the deadbeat controller, the operating status of the inverter was discretized to achieve deadbeat control of inverters in distributed photovoltaic power distribution networks. The experimental results show that the total harmonic distortion value of this method is 0.04% in practical applications, and it can effectively control the fluctuation of the inverter output voltage.

**Key words:** SVPWM algorithm; distributed photovoltaic power source; inverter; no beat control; controller; discrete processing

## 0 引 言

光伏逆变并网系统不仅能够将直流电转换为交流电, 还能确保转换后的电能与电网顺利连接, 实现高效、稳定的电能供给<sup>[1]</sup>。逆变器作为并网系统中极为关键的装置, 其自身状态关系到并网系统的运行情况。现有的控制算法在一定程度上存在调制

误差大、谐波含量高等问题, 难以满足光伏逆变并网系统对高质量电能的要求。这些问题不仅影响了系统的运行效率, 还会导致电网出现谐波污染, 进而影响到电网的供电质量。

在该研究背景下, 不少研究学者针对逆变器控制展开了研究, 并给出了自己的观点。文献[2]将配网原本的单一方向潮流转换为双向, 基于 IEC

收稿日期: 2025-02-21

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(U22B20107)

作者简介: 李庆熙(1995), 男, 硕士, 中级工程师, 研究方向为配电网规划、交直流配电网、微电网、配电网防灾抗灾。

宋卓然(1985), 男, 硕士, 高级工程师, 研究方向为分布式电源管理, 配网规划。

姜世公(1983), 男, 博士, 高级工程师, 研究方向为城网规划、直流配电网、微电网。

窦文雷(1979), 男, 本科, 高级工程师, 研究方向为电网规划。

王 宇(1989), 男, 硕士, 中级工程师, 研究方向为配电网规划。

刘忠健(1991), 男, 博士, 高级工程师, 研究方向为电网规划、配电网防灾抗灾。



61499 标准,设计功能模块,对并网进行分布式控制,对计算其下垂控制参数及层级控制参数,构建通信模块,实现对并网信息的实时互换。该方法选择的 IEC 61499 标准虽然应用较为广泛,但其兼容性会受到一定限制,进而导致方法的控制精度较差。文献[3]分析光伏系统并网的运行特性,设计滑模面参数、比例积分参数等多个参数,分析其在不同工况下的运行状态,引入反馈机制,实时监测系统状态,由此设计逆变器控制策略,引入电能质量监测模块,实时监测电网稳定性,并根据监测结果调整控制策略。该方法过于依赖电网实时状态,若电网状态信息存在延迟,将会导致方法的控制结果存在偏差。文献[4]对风电并网逆变器进行数学建模,分析并网的实时电能质量,以提高风电并网逆变器的动态响应速度为控制目标,计算干扰值,设计二阶 LADRC 控制器,在考虑并网电流无静差跟踪的前提下,设计 PR 控制器,在此基础上,调整两个控制器参数,使其能够协调控制,由此输出控制结果。该方法对参数的选择较为敏感,若参数选择不当,将会导致方法的控制精度变差。文献[5]在非线性负载下,计算逆变器的输出功率曲线,确定逆变器输出电压的质量差,根据逆变器电压谐波的构造方法,对其进行解耦处理,输出多个电压谐波 dp 分量,由此建立电压谐波控制环路本体函数。该方法涉及到多个控制环路和控制参数,其参数整定过程较为复杂,若参数设定不当,将会导致方法的控制精度较差。

在以往研究的基础上,本文设计了基于 SVPWM 算法的含分布式光伏电源配网逆变器无差拍控制方法。该方法可以丰富电力电子学和控制理论的研究内容,推动相关学科的发展,还可以显著提高系统的运行效率和电能质量,降低谐波含量,增强系统的稳定性和可靠性。这对于促进光伏发电技术的广泛应用和推动能源结构的优化升级具有重要意义。

## 1 含分布式光伏电源配网逆变器无差拍控制方法设计

### 1.1 含分布式光伏电源配网逆变器本体函数构建

含分布式光伏电源配网逆变器结构包含多个部分,如光伏阵列、滤波电路、单片机等,基于这些结构,分析逆变器的运行状态,构建本体函数。

分析逆变器在运行过程中的电压变化,确定其电压动态方程<sup>[6]</sup>为

$$U_n = \begin{bmatrix} -\frac{R_n}{L_n} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_n}{L_n} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_n}{L_n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_n}(u_a - e_a) \\ \frac{1}{L_n}(u_b - e_b) \\ \frac{1}{L_n}(u_c - e_c) \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中,  $U_n$  为电压动态方程,  $R_n$  为电阻值,  $L_n$  为电容值,  $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$  分别为逆变器在不同相位(a、b、c)上的电流值,  $u_a$ 、 $u_b$ 、 $u_c$  分别为逆变器在不同相位上的电压值,  $e_a$ 、 $e_b$ 、 $e_c$  分别为逆变器在不同相位上的电感值。

计算输出功率,由此完成对逆变器本体函数的构建<sup>[7]</sup>为

$$P_z = \delta_y (U_n^d i_d + U_n^q i_q) + \delta_w P_w \quad (2)$$

式中,  $P_z$  为实际输出功率,  $U_n^d$ 、 $U_n^q$  为两阶段电压分量,  $i_d$ 、 $i_q$  分别两阶段电流分量,  $P_w$  为无功功率,  $\delta_y$  为有功功率输出系数,  $\delta_w$  为无功功率输出系数。

建立逆变器本体函数,为后续分析逆变器运行状态,并对其进行状态调整奠定基础。

### 1.2 基于 SVPWM 算法的配网逆变器运行状态调整

基于逆变器本体函数,利用 SVPWM 算法,对逆变器运行状态进行调整<sup>[8]</sup>。SVPWM 算法作为一种调制技术,能够控制逆变器的开关状态,产生调制电压,使其能够按照固定速度运行<sup>[9]</sup>,有效地控制谐波,提高电压利用率。

将其应用到逆变器运行状态调整中,能够通过合成电压矢量,分析逆变器的开关状态,设定传递函数,对状态进行调整<sup>[10]</sup>为

$$V_s = \frac{U_n^\alpha + k_s U_n^\beta}{P_z} \quad (3)$$

$$V_h = \sum_{s=1}^h V_s \times p_s \quad (4)$$

式中,  $V_s$  为电压矢量,  $U_n^\alpha$  为逆变器在 SVPWM 算法下的电压指令值,  $U_n^\beta$  为实际电压值,  $k_s$  为逆变器电压波动系数,  $V_h$  为逆变器电压矢量的合成结果,  $p_s$  为逆变器不同电压矢量的作用,  $h$  为逆变器电压矢量的数量。

基于合成电压矢量,分析运行状态<sup>[11]</sup>,得状态方程为

$$Z_t = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C_k} I_t \\ \frac{1}{L_s} I_t & \frac{r_c}{L_s} I_t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_t \\ i_t \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C_k} I_t \\ \frac{1}{L_s} I_t & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_h \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中,  $Z_t$  为状态方程,  $C_k$  为电抗值,  $U_t$  为配网标准电压值,  $i_t$  为配网额定电流值,  $I_t$  为逆变器电流变化函数,  $i_0$  为逆变器初始电流值。

设定传递函数, 由此逆变器运行状态进行调整<sup>[12]</sup>为

$$D_c = Q_c \times \left( \frac{1 - e_p}{s_c} \times \frac{1}{s_c L_n} \right) \quad (6)$$

$$T_z = Z_t \times D_c \times \left( 1 - \frac{1}{h_c} \right) + y_z \quad (7)$$

式中,  $D_c$  为传递函数,  $Q_c$  为逆变器电流变化跟踪函数,  $e_p$  为传递参数,  $s_c$  为采用周期,  $T_z$  为逆状态调制函数,  $h_c$  为逆状态误差,  $y_z$  为状态误差。

### 1.3 含分布式光伏电源配网逆变器无差拍控制器设计

基于逆变器本体函数和逆状态调制函数, 在无差拍控制器的作用下, 设计逆变器控制器。

对逆状态调制函数进行离散化处理<sup>[13]</sup>为

$$u_k = \frac{1}{m_k} (r_{k+1} - g_c u_c - g_b I_k - m_z i_k + \kappa_m T_z) \quad (8)$$

式中,  $u_k$  为离散化处理结果,  $m_k$  为离散化参数,  $r_{k+1}$  为初始状态函数,  $u_c$  为电压变化函数,  $g_c$  为电压变化参数,  $I_k$  为瞬时电流变化函数,  $g_b$  为电流变化参数,  $m_z$  为并网电流变化参数,  $i_k$  为并网电流变化函数,  $\kappa_m$  为运行状态离散化系数。

基于离散化函数, 对逆变器运行状态进行分析, 由此设计逆变器控制器<sup>[14]</sup>, 得控制器如下所示:

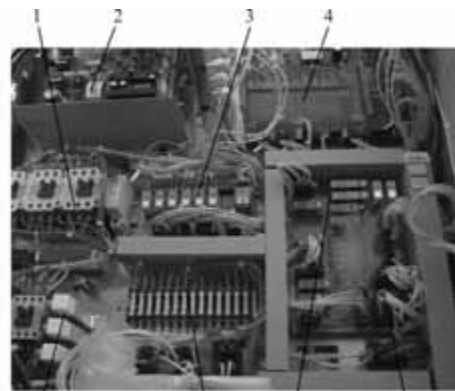
$$Q_k = g_f(f_0 + k_u q_u) + g_u(U_z - k_r P_f) + g_m u_k + h_w \quad (9)$$

式中,  $Q_k$  为逆变器控制器,  $f_0$  为滤波参数,  $q_u$  为逆变器运行时的截止频率,  $U_z$  为逆变器的瞬时电压,  $P_f$  为逆状态反馈函数,  $k_u$ 、 $k_r$  分别为下垂特性系数,  $g_f$ 、 $g_u$  分别为闭环控制系数和下垂控制系数,  $g_m$  为复合控制系数,  $h_w$  为逆变器的控制误差。

基于该控制器, 实现运行状态控制, 即有效控制逆变器在运行时的谐波量和电压波动幅度, 确保电压的平衡性, 保证含分布式光伏电源配网逆变器的稳定运行<sup>[15]</sup>。

## 2 实验

以某并网逆变器为实验对象, 设置实验平台, 如图 1 所示。



1-光伏电池板 2-配网逆变器 3-负载系统 4-并网电流输出  
5-滤波电感 6-主电路 7-数据采集卡 8-驱动板

图 1 实验平台

如图 1 所示, 分布式光伏电源为光伏电池板, 其直流输入电压为 450 V, 输出功率为 20 kW。为更好地分析逆变器的运行情况, 设置逆变器具体结构如图 2 所示。

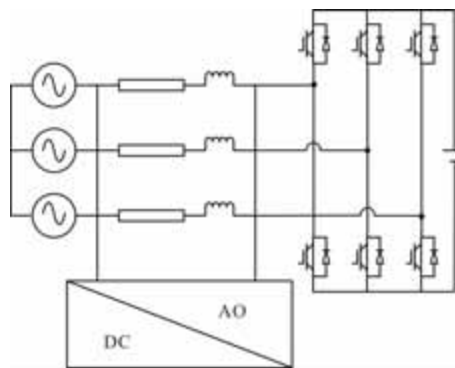


图 2 逆变器具体结构

如图 2 所示, 额定功率为 10 kW, 开关频率为 10 kHz。功率范围为 5 kW, 采样频率为 10 kHz。

利用 SVPWM 算法, 设定逆变器运行状态调整函数, 实现对逆变器运行状态的实时控制。SVPWM 算法参数如表 1 所示。

表 1 SVPWM 算法参数

序号	算法参数	参数值
1	载波频率/Hz	100
2	采样周期/s	1
3	调制比	0.4
4	开关频率/kHz	10
5	扇区数量	6
6	参考电压系数 $k_s$	0.44
7	传递系数 $e_p$	1.36
8	状态调整系数 $h_c$	2.12

如表 1 所示, 设定调整函数, 在无差拍控制器的作用下, 先对逆变器运行状态进行离散化处理,

由此设计逆变器控制器,对逆变器运行状态进行实时调整。

设置对照组,和本文方法进行对比。对照组包括基于 IEC 61499 标准的分布式配网光伏逆变器层级控制与联合仿真实现和基于 LADRC 和准 PR 控制的风电并网逆变器控制策略两种,分别为对照组 1 和对照组 2。

统计控制前后逆变器运行时的谐波含量,统计结果如图 3 所示。

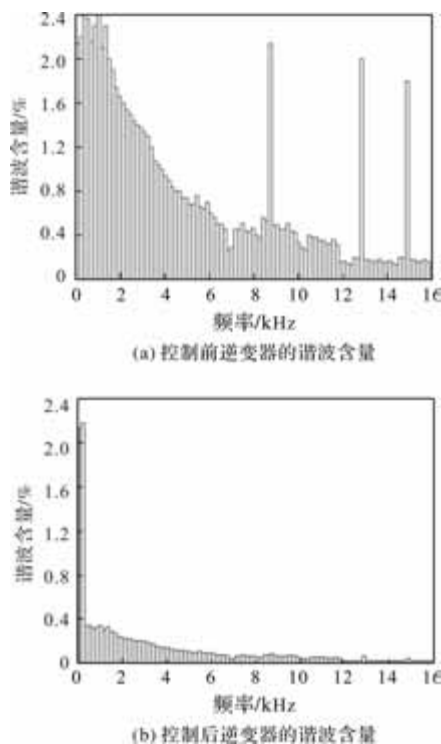


图3 控制前后逆变器的谐波含量

如图 2 所示,利用本文方法对逆变器进行控制后,逆变器运行时的谐波含量明显降低。谐波含量越少,说明该方法输出电压波动越小。因此,该方法能够有效控制逆变器输出电压波动情况。

以电压利用率为评价指标,对比三种方法应用效果。电压利用率能够衡量逆变器输出电压的波动情况,其数值越高,说明该方法控制效果越好,控制结果如表 2 所示。

表 2 三种方法的电压波动率/%

实验次数	本文方法	对照组 1	对照组 2
1	0.25	5.62	12.23
2	0.36	5.34	10.25
3	0.44	5.87	13.25
4	0.54	5.12	11.25
5	0.26	5.96	14.15
6	0.35	5.24	12.26
7	0.45	5.12	13.25

如表 2 所示,本文方法的电压波动率较低,均值为 0.41%,对照组两种方法的电压波动率分别为 5.44%、11.26%,远高于本文方法,能够有效控制逆变器输出电压的波动。

为进一步验证三种方法的应用效果,以方法的总谐波失真值为评价指标,对比三种方法的控制性能,控制结果如图 4 所示。

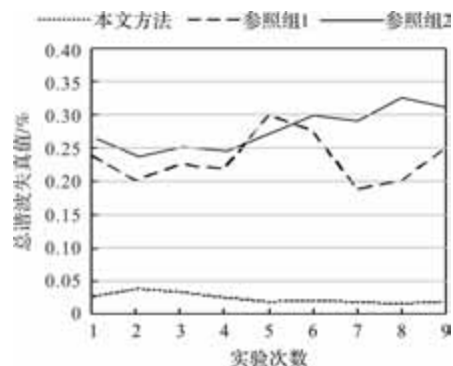


图4 三种方法的总谐波失真值

如图 4 所示,本文方法的总谐波失真值为 0.04%,其数值远低于标准值的 0.1%,能够有效控制逆变器输出结果的谐波含量,其控制效果较好。

### 3 结 语

该研究通过空间矢量脉宽调制技术,精确控制逆变器输出,使其能够高效、稳定地将分布式光伏电源产生的电能注入电网。同时,结合无差拍控制策略,实现了对逆变器输出的快速、准确跟踪,有效应对了电网负荷的波动和光伏电源输出的不稳定性。

### 参考文献

- [1] 姜汉周,潘欢,纳春宁.混合负载下基于虚拟振荡器控制的离网逆变器控制策略研究[J].电力系统保护与控制,2023,51(09):88-96.
- [2] 许泰峰,王彦波,孙一鸣,等.基于 IEC 61499 标准的分布式配网光伏逆变器层级控制与联合仿真实现[J].南方电网技术,2022,16(08):150-157.
- [3] Elangovan P, Mohanty N K. An Adaptive Grid-Tied Inverter Control Scheme for Power Quality Enrichment in Photovoltaic System[J]. Iranian Journal of Science and Technology, Transactions of Electrical Engineering, 2024, 48(1): 303-315.
- [4] 冉华军,王新权,王灿,等.基于 LADRC 和准 PR 控制的风电并网逆变器控制策略[J].三峡大学学报(自然科学版),2024,46(05):76-84.
- [5] 董德智,周松林,朱云国,等.适用于非线性负载的逆变器多电压谐波控制策略[J].南方电网技术,

- 2024, 18(08): 152-166.
- [6] 胡存刚, 孙晓磊, 张悦, 等. 并网逆变器最优开关序列模型预测电流控制 [J]. 电机与控制学报, 2024, 28(08): 135-142.
- [7] 王键, 钱瞳, 唐文虎, 等. 基于动态调节下垂曲线的光伏逆变器两阶段协调控制策略 [J]. 广东电力, 2024, 37(02): 33-46.
- [8] 陈薇, 徐佳红, 张亚丽, 等. 基于改进虚拟同步发电机的构网型并联储能逆变器控制研究 [J]. 热力发电, 2024, 53(08): 77-84.
- [9] 王新环, 姚冠宇, 李元昊. 弱电网下考虑数字控制延时的 LCL 并网逆变器改进 WAC 控制策略 [J]. 现代电子技术, 2024, 47(13): 108-116.
- [10] 周立, 侯立杨, 王慧玲, 等. 低电压穿越条件下并网逆变器多矢量模型预测功率控制研究 [J]. 电气工程学报, 2024, 19(02): 83-91.
- [11] 曾瑶, 徐玉韬, 熊炜, 等. 计及 DSTATCOM 和并网逆变器协同的高比例分布式光伏配电网鲁棒控制策略 [J]. 广东电力, 2024, 37(06): 1-10.
- [12] 于佳强, 吴绍朋, 杜博超, 等. 电流源逆变器复矢量解耦与前馈解耦联合降阶控制策略研究 [J]. 西安交通大学学报, 2024, 58(08): 28-37.
- [13] 杨士杰, 郑萍, 佟诚德, 等. 基于电流源型逆变器驱动的五相永磁同步电机控制策略研究 [J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(07): 2843-2853.
- [14] 葛晓露, 潘尚智, 党兴华, 等. 模块化三相光伏逆变器及其分布式自适应升压控制策略 [J]. 太阳能学报, 2024, 45(03): 533-541.
- [15] 杨清, 黄景涛, 关海平. 基于 SVPWM 补偿优化的三电平 NPC 并网逆变器容错控制 [J]. 电力工程技术, 2024, 43(02): 199-209.

(上接第 20 页)

- [5] Yamamoto S, Hirahara H, Tanaka A, et al. Universal Sensorless Vector Control of Induction and Permanent-magnet Synchronous Motors Considering Equivalent Iron Loss Resistance [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2015, 51(2): 1259-1267.
- [6] 刘金海, 陈为, 胡金高. 永磁同步电机 dq 电感参数新实验获取法 [J]. 电工技术学报, 2014, 29(7): 97-103.
- [7] 刘慧博, 黄前柱. 基于模型预测控制的永磁同步电机参数辨识 [J]. 微电机, 2021, 54(9): 70-77.
- [8] 孙坤迪, 董腾辉, 张希, 等. 基于遗传算法的车用永磁同步电机在线热模型参数辨识方法 [J]. 微电机, 2021, 54(6): 55-64.
- [9] 武四辈, 吴志红, 朱元. 车用内置式永磁同步电机电感参数辨识方法 [J]. 农业机械学报, 2013, 44(8): 27-32.
- [10] Xu Dianguo, Wang Bo, Zhang Guoqiang, et al. A Review of Sensorless Control Methods for AC Motor Drives [J]. CES Transactions on Electrical Machines and Systems, 2018, 2(1): 104-115.
- [11] Wang Gaolin, Wang Ying, Ding Li, et al. Harmonic Analysis of the Effects of Inverter Nonlinearity on the Offline Inductance Identification of PMSMs Using High Frequency Signal Injection [J]. Power Electronics, 2015, 15(6): 1567-1576.
- [12] 邓国发, 王辉, 吴轩, 等. 一种可抑制逆变器非线性影响的永磁同步电机无位置传感器控制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(24): 7381-7390.

(上接第 25 页)

- [11] SUPPHARANGSAN W, WANG J. Experimental Validation of a New Switching Technique for DC-link Capacitor Minimization in Switched Reluctance Machine Drives [C]. IEEE International Electric Machines & Drives Conference, 2013: 1031-1036.
- [12] SUPPHARANGSAN W, WANG J. Switching Technique for Minimisation of DC-link Capacitance in Switched Reluctance Machine Drives [J]. IET Electrical Systems in Transportation, 2015, 5(4): 185-193.
- [13] KLEIN-HESSLING A, BURKHART B, DE DONCKER R W. Active Source Current Filtering to Minimize the DC-link Capacitor in Switched Reluctance Drives [C]. Aachen: 2nd Annual Southern Power Electronics Conference, IEEE, 2016: 1-7.
- [14] 江华. 基于 Rmxprt 与 Maxwell2D 的开关磁阻电机特性仿真 [J]. 防爆电机, 2015, 49(6): 24-28.
- [15] DE DONCKER R W, DIVAN D M, KHERALUWALA M H. A Three-phase Soft-switched high Power Density DC/DC Converter for High Power Applications [C]. Piscataway: Conference Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, IEEE, 1988: 796-805.
- [16] KLEIN-HESSLING A. Active DC-power Filters for Switched Reluctance Drives During Single-pulse Operation [D]. Aachen: RWTH Aachen University, Germany, 2018.

# 基于转子冲片形状的永磁同步电机齿槽转矩优化设计

李智明<sup>1</sup>, 赵桂书<sup>1</sup>, 丁树业<sup>1</sup>, 马正鹏<sup>2</sup>, 曾程伟<sup>1</sup>, 杨仁龙<sup>1</sup>

(1. 南京师范大学 电气与自动化工程学院, 南京 210023; 2. 江苏中奕和创智能科技有限公司, 江苏 泰州 225300)

**摘要:** 永磁同步电机因其良好的动态响应能力、控制精度以及宽调速范围广泛应用于伺服领域, 但其产生的齿槽转矩会影响伺服控制精度, 本文提出一种优化转子冲片形状尺寸进而降低齿槽转矩的优化方法。先采用能量法解析了齿槽转矩的产生原理, 从原理上分析了该方法的可行性。然后针对一台12槽10极辐式永磁同步电机, 通过有限元法定量研究了转子冲片多个结构尺寸参数对齿槽转矩的影响规律。最后进行多参数优化确定最佳的尺寸参数。结果表明, 该方法能够显著降低电机齿槽转矩, 同时对电机的空载电动势影响甚微。

**关键词:** 齿槽转矩; 转子冲片; 辐式永磁同步电机; 有限元法; 多参数

中图分类号: TM351; TM341

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2025)11-0042-05

## Optimization Design of Cogging Torque for Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Rotor Punch Shape

LI Zhiming<sup>1</sup>, ZHAO Guishu<sup>1</sup>, DING Shuye<sup>1</sup>, MA Zhengpeng<sup>2</sup>, ZENG Chengwei<sup>1</sup>, YANG Renlong<sup>1</sup>

(1. School of Electrical and Automation Engineering, Nanjing Normal University, Nanjing 210023, China;

2. Jiangsu Zhongyi Hechuang Intelligent Technology Co., LTD., Taizhou Jiangsu 225300, China)

**Abstract:** Owing to its outstanding dynamic response, high control precision, and broad speed adjustment range, the permanent magnet synchronous motor has been extensively applied in the servo domain. However, the cogging torque it generate can affect the control accuracy of the servo. This paper proposed an optimization method to reduce the cogging torque from the perspective of the shape and size of the rotor lamination. Firstly, the principle of cogging torque generation was analyzed by the energy method, and the feasibility of this method was analyzed from the principle. Then, for a 12-slot 10-pole spoke-type permanent magnet synchronous motor, the influence laws of multiple structural size parameters of the rotor lamination on the cogging torque were quantitatively studied by the finite element method. Finally, multi-parameter optimization was carried out to determine the optimal size parameters. The results show that this method can significantly reduce the cogging torque of the motor without affecting the no-load voltage of the motor.

**Key words:** cogging torque; rotor lamination; spoke-type permanent magnet synchronous motor; finite element method; multi-parameter

## 0 引言

永磁同步电机具备良好的动态响应能力、控制精度以及宽调速范围, 因此被广泛应用于伺服电机领域, 尤其是在高端制造和精密控制场景<sup>[1]</sup>。伺服电机的核心价值在于其精准的运动控制能力, 控制精度直接影响系统性能、产品质量和生产效率。而永磁同步电机因定子铁心开槽与永磁体磁场相互作用引起的齿槽转矩, 势必会对伺服系统的控制精度产生影响, 因此在电机设计过程中, 要尽可能降低

电机因本体结构特征产生的齿槽转矩。

目前国内外学者已经从电机本体结构方面对降低永磁电机齿槽转矩做了大量研究。主要是对永磁体极弧系数、永磁体偏心距、定转子表面开辅助槽、转子斜极、定子斜槽、定子槽口尺寸、转子磁障以及磁极形状等方面进行优化, 从而对电机齿槽转矩进行削弱<sup>[2-6]</sup>。

文献[7]研究发现, 保持永磁体用量不变, 表贴式永磁同步电机的磁极厚度与齿槽转矩有关, 采用分块不等厚永磁体能削弱电机齿槽转矩。文献

收稿日期: 2025-05-26

基金项目: 国家自然科学基金项目(52377060)

作者简介: 李智明(1999), 男, 硕士研究生, 研究方向为电机本体结构设计。

赵桂书(1989), 男, 副教授, 研究方向为电动汽车电机系统研究。

丁树业(1978), 男, 教授, 研究方向为电机内综合物理场数值分析及新型电机理论研究。

[8]对一台 12 槽 10 极轮辐式永磁同步电机进行了研究, 将矩形磁钢替换成梯形磁钢, 同时优化了转子表面形状, 有效降低电机齿槽转矩。文献[9]研究分析了表贴式永磁同步电机两种充磁方式下的齿槽转矩, 得出平行充磁方式下的齿槽转矩相较于径向充磁方式更小。文献[10]将一块永磁体分成多块, 研究了磁极分块数和磁极间隔与齿槽转矩之间的关系, 利用有限元软件确定了最佳磁极分块数和磁极间隔。文献[11]同样将永磁体分块, 保持分块永磁体宽度不变, 改变其厚度, 利用等宽不等高磁极调制气隙磁场, 削弱了齿槽转矩。文献[12]采用解析法推到了分段磁极结构的齿槽转矩表达式, 将最佳磁极极弧系数和倾斜角度配合, 有效削弱了电机的齿槽转矩。以上对分块永磁体厚度、宽度以及极弧系数方面的研究, 大部分是针对表贴式永磁同步电机, 而轮辐式永磁同步电机的永磁体镶嵌在转子内部, 研究其永磁体形状的文献较少。对比这两种电机结构和磁通路径, 可以将轮辐式永磁同步电机的转子冲片等效于表贴式永磁同步电机的永磁体。因此, 基于表贴式永磁同步电机永磁体形状尺寸优化的研究方法与结论, 可将其研究思路拓展应用于轮辐式永磁同步电机转子冲片结构的拓扑优化与参数化设计研究。基于以上分析, 本文针对轮辐式永磁同步电机, 从优化转子冲片结构尺寸角度提出一种新的削弱齿槽转矩的本体优化方法。

本文首先利用解析法推导了齿槽转矩的表达式, 分析了优化转子冲片形状尺寸对削弱齿槽转矩的有效性。然后采用有限元法对一台 12 槽 10 极轮辐式永磁同步电机进行参数化建模仿真分析, 定量研究了转子冲片结构尺寸对齿槽转矩的影响规律, 最后采用多参数优化确定了转子冲片的最佳结构参数。结果表明, 该方法能显著降低齿槽转矩。本文所提方法为电机齿槽转矩本体优化提供了新思路。

## 1 齿槽转矩的理论分析

永磁同步电机的齿槽转矩( $T_{\text{cog}}$ )是由定子铁心开槽与永磁体磁场相互作用引起的周期性转矩波动, 其本质是磁阻变化导致的能量梯度<sup>[1]</sup>。永磁同步电机定子相对位置示意图如图 1 所示。

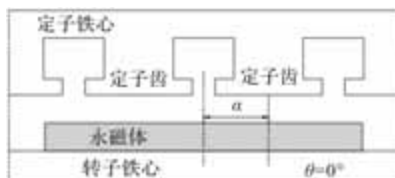


图 1 永磁同步电机定子相对位置示意图

如图所示,  $\theta$  为  $0^\circ$  时, 永磁体中心恰好与定子槽口中心对齐,  $\alpha$  为定转子的相对位置, 气隙磁密分布函数  $B(\theta, \alpha)$  可表示为

$$B(\theta, \alpha) = \frac{\mu_0}{h_c + \delta(\theta, \alpha)} F(\theta) \quad (1)$$

式中,  $\mu_0$ 、 $h_c$ 、 $\delta(\theta, \alpha)$ 、 $F(\theta)$  分别为真空磁导率、永磁充磁方向长度、有效气隙长度沿圆周方向的分布以及气隙磁动势分布。则不通电时电机内磁场能量为

$$W = \frac{1}{2\mu_0} \int_V B^2(\theta, \alpha) dV \quad (2)$$

式中,  $V$  为包括永磁体和气隙的积分区域, 将式(1)代入(2)可得

$$W = \frac{\mu_0}{2} \int_V F^2(\theta) \left[ \frac{1}{h_c + \delta(\theta, \alpha)} \right]^2 dV \quad (3)$$

齿槽转矩可表示为不通电时电机内磁场能量相对  $\alpha$  的负导数<sup>[1]</sup>, 即

$$T_{\text{cog}} = - \frac{\partial W}{\partial \alpha} \quad (4)$$

$F^2(\theta)$  的傅里叶展开式为

$$F^2(\theta) = F_0 + \sum_{n=1}^{\infty} F_n \cos 2np\theta \quad (5)$$

式中,  $F_0 = \alpha_p F^2$ ,  $F_n = \frac{2}{n\pi} F^2 \sin n\alpha_p$ ,  $F = \frac{B_r h_c}{\mu_0}$ ,  $p$  为电机极对数,  $\alpha_p$  为永磁体极弧系数,  $B_r$  为永磁体剩磁密度。

$\left[ \frac{1}{h_c + \delta(\theta, \alpha)} \right]^2$  的傅里叶展开式为

$$\left[ \frac{1}{h_c + \delta(\theta, \alpha)} \right]^2 = G_0 + \sum_{k=1}^{\infty} G_k \cos kz(\theta + \alpha) \quad (6)$$

式中,  $z$  为定子槽数, 将式(5)和式(6)代入(3), 再将结果代入(4)可得

$$T_{\text{cog}} = \frac{\mu_0 \pi z L_a}{4} (R_2^2 - R_1^2) \sum_{k=1}^{\infty} k G_k F_n \sin kz\alpha \quad (7)$$

式中,  $L_a$ 、 $R_1$  和  $R_2$  分别为电枢长度、转子铁心外径和定子铁心的内径。 $k$  和  $n$  为正整数, 同时满足  $n = kz/2p$ 。

由式(5)和式(7)可知, 改变电机气隙磁动势分布会影响齿槽转矩的大小, 而电机气隙磁动势由永磁体的极弧系数和厚度决定, 永磁体越厚, 其产生的磁动势越大, 因此通过优化永磁体的厚度、宽度和极弧系数, 减小  $F_n$ , 能起到削弱齿槽转矩的效果。而轮辐式电机的转子冲片可等效为永磁体, 改变转子冲片的结构尺寸, 尤其是靠近气隙部分的转子冲片部位, 同样能起到削弱齿槽转矩的作用。因此, 本文提出一种优化转子冲片形状尺寸进而降低

齿槽转矩的优化方法。

## 2 转子冲片对齿槽转矩的影响

本文采用 Ansoft Maxwell 软件对一台 12 槽 10 极的轮辐式永磁同步电机进行参数化建模, 电机特征参数如表 1 所示。

表 1 电机主要参数

参数	参数值	参数	参数值
额定功率/kW	75	定子外径/mm	180
额定转速/(r/min)	5000	转子外径/mm	108
额定转矩/Nm	143	铁心长度/mm	180
定子内径/mm	110	气隙/mm	1

本文在不改变永磁体用量的前提下, 针对轮辐式永磁同步电机的转子冲片形状尺寸进行定量研究, 转子冲片与永磁体紧密嵌合, 因此改变转子冲片形状一定会影响永磁体形状。考虑电机制造难度和结构的合理性, 本文在参数化建模时将永磁体分成三部分考虑, 如图 2 所示, 为了保证电机运行时的强度要求, 靠近转子支撑件部位的永磁体厚度保持不变, 即不改变  $h_1$  大小。靠近气隙的永磁体厚度和长度均可以调整, 由于永磁体总体用量控制不变, 中间部分的永磁体尺寸会随其他两部分永磁体尺寸的变化而变化。以上既是对永磁体尺寸的描述, 同时也是对相应位置转子冲片结构尺寸的描述。本文还考虑了转子冲片齿部厚度  $l_3$  以及转子冲片外圆弧度  $\theta$  对齿槽转矩的影响。轮辐式电机整体结构拓扑图如图 3 所示。

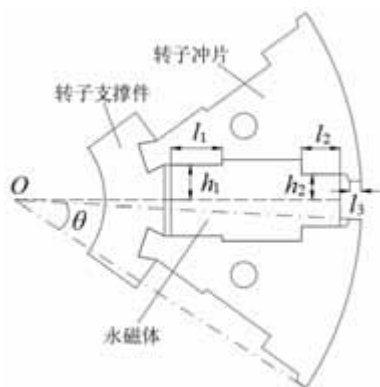


图 2 转子冲片示意图

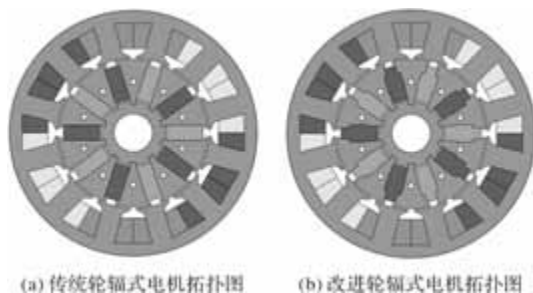


图 3 两种轮辐式电机拓扑图

电机模型建立后, 经过初步仿真分析, 转子冲片  $l_1$  对齿槽转矩的影响很小, 因此本文最后确定了转子冲片的四个关键变量  $\theta$ 、 $h_2$ 、 $l_2$  以及  $l_3$ , 针对这四个变量, 先进行单一变量的定量研究分析, 最后进行多参数优化, 确定最佳的转子冲片结构参数。

本文样机的永磁体长度为 26.5 mm, 充磁方向厚度为 11 mm, 参数化模型转子冲片结构参数  $l_1$  和  $l_2$  先设置成 8 mm,  $h_1$  保持 5.5 mm 不变。

### 2.1 转子冲片外圆弧度 $\theta$ 的影响

改变转子冲片外圆弧度  $\theta$ , 电机的极弧系数也会随之改变, 由前文分析可知, 极弧系数对电机的齿槽转矩影响很大, 电机在其最佳极弧系数下的齿槽转矩最小, 本文样机的转子冲片外圆弧度为  $28.6^\circ$ , 不改变转子冲片其他结构尺寸参数, 仅改变转子冲片外圆弧度  $\theta$ , 参数范围设置为  $28^\circ \sim 29.8^\circ$ , 间隔  $0.2^\circ$  采样进行参数扫描, 得到齿槽转矩与转子冲片外圆弧度  $\theta$  的变化关系, 如图 4 所示。

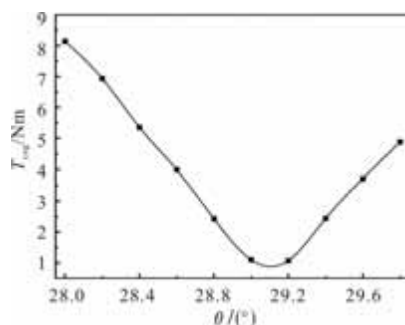


图 4 齿槽转矩与转子冲片外圆弧度  $\theta$  的变化关系

由图 4 可知, 在采样范围内, 电机的齿槽转矩随转子冲片外圆弧度  $\theta$  的增加先减小后增大, 峰值在  $\theta$  为  $29.2^\circ$  时取到最小值 1.08 Nm。

### 2.2 转子冲片结构参数 $h_2$ 的影响

仅改变参数  $h_2$  的大小, 参数范围设置为 3.5 ~ 7.5 mm, 间隔 0.5 mm 采样进行参数扫描, 得到齿槽转矩与转子冲片结构参数  $h_2$  的变化关系, 如图 5 所示。

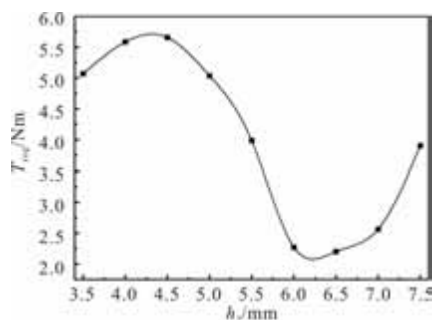


图 5 齿槽转矩与  $h_2$  的变化关系



由图 5 可知, 在采样范围内, 随着转子冲片结构参数  $h_2$  的增加, 电机的齿槽转矩先增大后减小, 再增大。峰峰值在  $h_2$  为 6.5 mm 时取到最小值 2.2 Nm。

### 2.3 转子冲片结构参数 $l_2$ 的影响

仅改变参数  $l_2$  的大小, 参数范围设置为 1 ~ 10 mm, 间隔 1 mm 采样进行参数扫描, 得到齿槽转矩与转子冲片结构参数  $l_2$  的变化关系, 如图 6 所示。

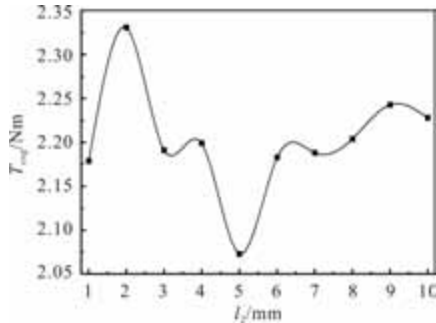


图6 齿槽转矩与  $l_2$  的变化关系

由图 6 可知, 在采样范围内, 随着转子冲片结构参数  $l_2$  的增加, 电机的齿槽转矩整体呈现先增大后减小, 再增大的趋势。峰峰值在  $l_2$  为 5 mm 时取到最小值 2.07 Nm。

### 2.4 转子冲片结构参数 $l_3$ 的影响

仅改变参数  $l_3$  的大小, 考虑电机运行时的强度要求, 参数范围设置为 1.7 ~ 2.1 mm, 间隔 0.05 mm 采样进行参数扫描, 得到齿槽转矩与转子冲片结构参数  $l_3$  的变化关系。如图 7 所示。

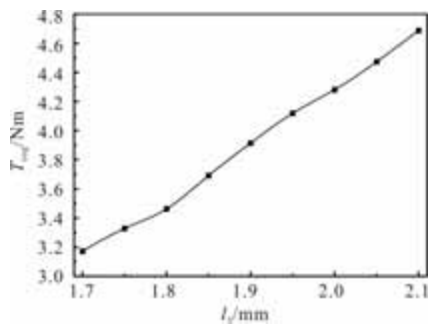


图7 齿槽转矩与  $l_3$  的变化关系

由图 7 可知, 在采样范围内, 电机的齿槽转矩随转子冲片结构参数  $l_3$  的增大而增大, 峰峰值在  $l_3$  为 1.7 mm 时取到最小值 3.17 Nm。

以上研究是对转子冲片结构尺寸的单一变量分析, 从仿真结果可得, 本文研究的转子冲片结构参数均与电机齿槽转矩关系密切, 但这四个变量对齿槽转矩的影响并不是独立的, 四个变量之间也存在关联, 因此要确定最佳的转子冲片结构参数, 进一

步降低齿槽转矩, 需要对四个变量进行多参数优化。

## 3 多参数优化

本文采用 Maxwell 软件依次对转子冲片的四个结构参数进行参数扫描, 先确定最小齿槽转矩下的第一个参数值, 然后依次确定剩余参数最小齿槽转矩下的数值, 从上文仿真结果可知, 齿槽转矩对转子冲片外圆弧度  $\theta$  的敏感度最高, 因此先确定  $\theta$  的最佳值, 即  $\theta$  为  $29.2^\circ$ , 接着确定  $h_2$  的数值, 仅改变参数  $h_2$  的大小, 间隔 0.5 mm 采样进行参数扫描, 得到齿槽转矩与转子冲片结构参数  $h_2$  的变化关系, 如图 8 所示。

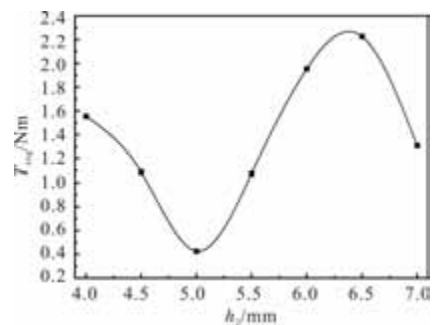


图8 齿槽转矩与  $h_2$  的变化关系

由图 8 可知,  $\theta$  为  $29.2^\circ$  时,  $h_2$  取 5 mm 时, 齿槽转矩峰峰值取到最小值 0.43 Nm, 可以得出在最佳极弧系数下时, 改变转子冲片结构参数  $h_2$  能进一步降低电机的齿槽转矩。

然后确定转子冲片结构参数  $l_2$ ,  $\theta$  取  $29.2^\circ$ ,  $h_2$  取 5 mm, 仅改变参数  $l_2$  的大小, 间隔 1 mm 采样进行参数扫描, 得到齿槽转矩与转子冲片结构参数  $l_2$  的变化关系, 如图 9 所示。

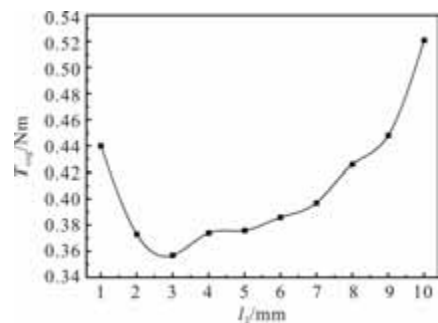
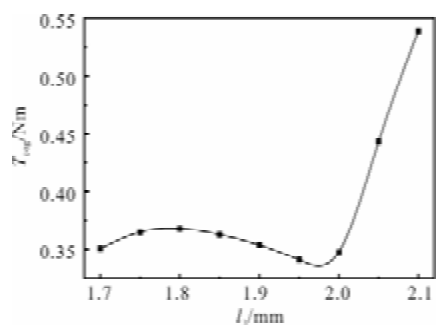


图9 齿槽转矩与  $l_2$  的变化关系

由图 9 可知,  $l_2$  取 3 mm 时, 齿槽转矩得到进一步优化, 齿槽转矩峰峰值取到最小值 0.35 Nm。

最后确定转子冲片结构参数  $l_3$ ,  $\theta$  取  $29.2^\circ$ ,  $h_2$  取 5 mm,  $l_2$  取 3 mm, 仅改变参数  $l_3$  的大小, 间隔 0.05 mm 采样进行参数扫描, 得到齿槽转矩与转子冲片结构参数  $l_3$  的变化关系, 如图 10 所示。

图 10 齿槽转矩与  $l_3$  的变化关系

由图 10 可知,  $l_3$  取 1.95 mm 时, 齿槽转矩得到进一步优化, 齿槽转矩峰峰值取到最小值 0.34 Nm。

通过对转子冲片的多参数优化, 最终确定四个关键参数的数值, 如表 2 所示。

表 2 优化前后转子冲片各项结构参数对比

参数	$\theta/^\circ$	$h_2/\text{mm}$	$l_2/\text{mm}$	$l_3/\text{mm}$
前	28.6	5.5	8	1.9
后	29.2	5	3	1.95

#### 4 优化结果分析

对比优化前后转子冲片各项结构参数值, 可以发现适当增大靠近气隙部位的转子冲片面积, 减小该部位永磁体用量, 可以有效削弱齿槽转矩。对优化前后的转子冲片参数分别进行有限元仿真, 得到优化前与改进转子冲片后的齿槽转矩、空载电动势以及空载电动势谐波的对比图, 如图 11、图 12 和图 13 所示。

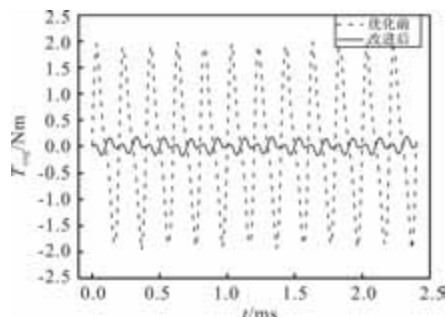


图 11 优化前与改进转子冲片后齿槽转矩对比

由图 11 可知, 该方法优化后的转子冲片对电机齿槽转矩的削弱效果显著, 由原来的 3.95 Nm 降低到 0.34 Nm, 降幅为 91.4%。

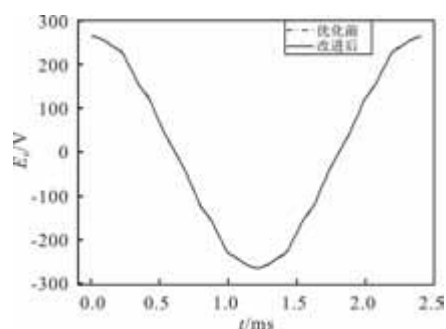


图 12 优化前与改进转子冲片后空载电动势对比

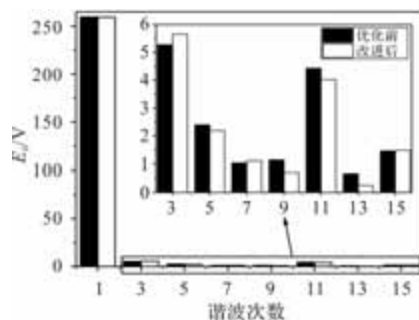


图 13 优化前与改进转子冲片后空载电动势谐波对比

由图 12 和图 13 可知, 优化前和改进转子冲片后的电机空载电动势曲线基本重合, 空载电动势基波基本无变化, 说明该方法在显著改善电机齿槽转矩的同时, 对电机的空载电动势影响甚微, 体现该方法的优越性。

#### 5 结 语

本文提出一种新的降低齿槽转矩的本体结构优化方法, 从转子冲片形状尺寸角度出发, 保持永磁体用量不变, 通过优化转子冲片形状尺寸改变电机的气隙磁动势分布, 能够有效降低轮辐式永磁同步电机的齿槽转矩。本文针对一台 12 槽 10 极轮辐式永磁同步电机, 首先通过对单一变量与齿槽转矩关系的有限元分析, 得出转子冲片各结构参数对齿槽转矩的影响规律。然后采用多参数优化确定转子冲片结构参数的最佳值。结果表明, 该方法能够明显降低电机齿槽转矩, 同时对电机的空载电动势影响甚微。

#### 参考文献

- [1] 唐任远. 现代永磁电机: 理论与设计[M]. 北京: 机械工业出版社, 1997.
- [2] 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.
- [3] 张衍军, 叶乾杰, 赵新超, 等. 基于定子结构优化的永磁电机齿槽转矩抑制方法[J]. 微电机, 2024, 57(04): 6-9, 17.
- [4] 叶小奔, 吴帮超. 内置式永磁同步电机齿槽转矩优化设计[J]. 微电机, 2019, 52(04): 12-14, 51.
- [5] 高霆, 张学义, 刘国栋, 等. 基于辅助槽的切向永磁电机齿槽转矩削弱方法[J]. 微电机, 2021, 54(10): 32-37.
- [6] Seung-Won Lee, In-Jun Yang, Won-Ho Kim. A Study on Reducing Cogging Torque of IPMSM Applying Rotating Tapering[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2022, 58(8): 1-5.

(下转第 78 页)

# 一种新型双定子永磁球形电机二维截面的初步设计

陈 晴

(广州城市职业学院, 广州 511370)

**摘 要:** 提出一种新型的双定子多自由度永磁球形电机(DS-PMSM), 其通过旋转电机和六个弧形永磁直线电机阵列的联合作用实现连续改变旋转轴方向的螺旋运动, 可应用于工业机器人, 航空航天, 卫星通讯等需要多自由度运动的领域。所提出的球形电机由两个定子和一个内外表面贴有永磁体的空心转子组成。考虑到该新型电机的几何结构为球体, 球体结构在周向和轴向上都有曲率, 可看成圆柱形电机在轴向上多一个曲率, 其中, 周向上有曲率对应二维截面的初步设计, 轴向上有曲率对应三维模型的精确计算。球形电机三维精确计算是建立在二维截面的初步设计基础之上, 因此二维截面的初步设计至关重要, 尤其是对于带铁心的球形电机。首先, 详细阐述了球形电机的结构和工作原理; 其次, 对旋转部分和偏转部分的二维截面进行初步设计; 最后, 根据以上 2D 模型仿真结果, 对球形电机进行了理想的 3D 建模与仿真计算。研究结果为后续电机三维模型的精确计算奠定了基础, 也对此类球形电机的设计提供了一定的参考价值。

**关键词:** 二维截面; 初步设计; 球形电机; 永磁; 曲率

中图分类号: TM351

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2025)11-0047-09

## Preliminary Design of 2-D Cross-section of a New Type of Double Stator Permanent Magnet Spherical Motor

CHEN Qing

(Guangzhou City Polytechnic, Guangzhou 511370, China)

**Abstract:** A new type of double stator multi-DOF permanent magnet spherical motor (DS-PMSM) was proposed, which consisted of two stators and a hollow rotor with PMs attached to its inner and outer surfaces. Through the joint action of the rotating motor and six arc shaped permanent magnet linear motor arrays, it can realize the helical motion of continuously changing the direction of the rotating shaft, and can be applied to fields requiring multi-DOF motion such as industrial robots, aerospace, satellite communication. Considering that the spherical structure of the new motor has curvature in the circumferential direction and the axial direction, the curvature in the circumferential direction corresponds to the preliminary design of the 2D cross-section, and the curvature in the axial direction corresponds to the accurate calculation of the 3D model. The 3D accurate calculation of spherical motor is based on the preliminary design of 2D cross-section, so the preliminary design of 2D cross-section is very important, especially for spherical motor with iron core. Firstly, the structure and working principle of spherical motor were expounded in detail. Secondly, the 2D cross-section of the rotating part and the deflecting part were preliminarily designed; Finally, according to the simulation results of the above 2D model, the ideal 3D modeling and simulation calculation of the spherical motor were carried out. The research results lay a foundation for the accurate calculation of the 3D model of the subsequent motor, and provide some reference value for the design of this kind of spherical motor.

**Key words:** 2D cross-section; preliminary design; spherical motor; PM; curvature

## 0 引 言

球形电机以其集成度高、机械传动简单和动态性能好等优点, 在现代工业驱动控制领域具有非常好的应用前景, 有望取代传统的多自由度运动系统。将球形电机应用在工业机器人领域, 能够极大程度

省却工业机器人传动系统复杂的机械结构。球形电机以滚动的运动形式, 可独立地一次性完成多自由度运动。目前国内外学者关于球形电机的结构设计多种多样, 相关的理论分析也做了很多工作<sup>[1-5]</sup>。

按照球形电机转矩的输出能力, 球形电机可分为空心线圈<sup>[6-8]</sup>和有铁心线圈<sup>[9-11]</sup>两种类型。针对球

收稿日期: 2025-10-11

基金项目: 产教科创融合专项(KYCJ2025015)

作者简介: 陈 晴(1992), 女, 博士, 讲师, 研究方向为永磁电机设计与控制。

形电机的定子结构来说,可以分为分层式定子<sup>[12-14]</sup>、嵌套式定子<sup>[15-17]</sup>、爪形式定子<sup>[18]</sup>、和轮形式定子<sup>[19-20]</sup>等四种类型。

严亮研究了一种空心线圈型分层式永磁球形电机<sup>[12]</sup>,该电机采用双层定子、单层转子永磁体。电机定子轴向分为2层,分别沿赤道两侧均匀分布,每层有12个空心线圈,定子通直流电。样机定子球壳外径为224 mm,内径为168 mm。转子在赤道表面均匀分布一层N、S交替排列的球面永磁体,共8个。最大旋转转矩为4 Nm,最大偏转转矩为0.8 Nm。Hirata K研究团队提出了有铁心分层式永磁球形电机<sup>[14]</sup>,电机由一个带有4个内置式永磁体的鼓形转子铁心和两层沿Z轴布置圆环形定子。每层圆环形定子带有6个可独立控制的定子线圈,圆环形定子外径为90 mm,两层定子在轴向之间的距离为5.5 mm,定子高度为17.5 mm,鼓形转子外径为30 mm,高度为20 mm。最大输出转矩为0.055 Nm,偏转范围可达 $\pm 10^\circ$ 。

Park H在2013年提出一种空心线圈型嵌套式定子永磁球形电机<sup>[15]</sup>,其独特之处在于由大线圈里面嵌套小线圈组成一个定子线圈组,多个定子线圈组围绕转子赤道周向均匀排布。旋转线圈呈口字型,其里面竖直排列两个倾斜线圈,两个倾斜线圈呈8字型。定子外径为147 mm,转子外球径为119 mm。最大偏转转矩可达0.45 Nm,最大偏转角度可达 $15^\circ$ 。钟冠鸣等人积累前人的经验,于2022年研究了一种带铁心型嵌套式永磁球形电机<sup>[17]</sup>,克服了因无铁心导致永磁球形电机输出转矩能力弱的缺点。该电机将偏转定子铁心嵌套入中空的自转定子铁心中构成1个定子铁心组。每个定子铁心组均由三相集中式旋转绕组和偏转绕组组成。球形转子周向表贴10个N、S交替排列的旋转永磁体。周向上N极和S极的间隙处表贴偏转永磁体,该偏转永磁体沿着纵向交替分布4个N、S极永磁体。电机定子外径为130 mm,定子内径为70 mm,转子外径为67 mm,转子内径为48 mm。最大旋转转矩为0.9 Nm,最大偏转转矩为0.11 Nm,最大偏转范围为 $5^\circ$ 。

李争等人于2016年创新性地提出一种用于机器人仿生眼的液质悬浮式爪型定子三自由度永磁球形电机<sup>[18]</sup>。该电机的独特之处在于永磁球形电机的电磁结构又是支撑结构。转子球壳内表面沿周向表贴4极N、S交替排列的瓦状永磁体,尾部设有圆盘状永磁体。在定子球壳外围沿周向分布4个爪形定子

线圈组,每个爪形线圈组由两个沿周向分布的旋转线圈和两个沿轴向分布的偏转线圈组成,四个线圈由十字形的定子铁心连接固定。周向瓦状永磁体与周向爪形定子完成自转运动和偏转运动等大范围运动。定子球壳尾部设计有一个含有5个线圈的爪形定子铁心,用来配合尾部圆盘状永磁体完成小范围精细位置调节。

Tsukano M及其研究团队于2016年提出一种轮形式定子永磁球形电机<sup>[19-20]</sup>。该研究团队将外转子同步电机的结构应用于球形电机。该外转子结构的球形电机由一个转子和一个轮形式定子组成。转子球壳外表面安装有球面永磁体。定子呈轮形,有24个电磁极。定子磁极以均匀的间隔排列,两个定子齿在经度方向上均匀间隔 $60^\circ$ ,在纬度方向上均匀间隔 $30^\circ$ 。该电机最大输出转矩为1.6 Nm,偏转范围可达 $\pm 10^\circ$ 。

上述球形电机分别是有铁心、无铁心永磁球形电机,采用无铁心定子结构,没有齿槽效应,可获得线性转矩特性,可以实现高精度地稳定运行,但存在转矩能力较低,磁铁的用量较大,导致成本也较高的问题。采用有铁心定子结构的球形电机可以应用于需要强动力的场合同时还节约成本。相比分层式定子,嵌套式定子,爪型式定子以及轮形式定子的结构相对紧凑,占用电机空间小。

综上所述,可以发现上述球形电机,从电磁结构设计来说,大多数文章直接给出球形电机的三维模型,而关于球形电机从初始的二维到最终的三维等这一套完整的参数设计理论的相关内容较少。

基于球形电机在轴向和周向都有曲率,从而形成了滚动的运动形式,因此球形电机的设计需要在周向上进行二维截面的初步设计和在轴向上进行三维精确计算相结合的方式,以缩短整个电机设计的周期,降低三维结构设计的难度。新型球形电机的二维截面的初步设计对整个三维模型的精确计算至关重要。

针对上述球形电机研究中存在的问题,提出一种双定子永磁球形电机,详细对旋转部分和偏转部分的二维截面进行初步设计。根据2D模型仿真结果,对球形电机电磁结构进行3D电磁仿真计算。

## 1 球形电机结构和工作原理

### 1.1 电机结构

新型双定子永磁球形电机结构如图1(a)所示,

包括电磁结构和机械支撑结构。图 1(b) 为电磁结构, 由内、外定子和一个中空转子构成。外定子铁心为弧形, 沿球形转子周向均匀分布。内定子铁心为鼓形, 由一定数量的不同内径的环形硅钢片叠压而成。中空转子内、外表面贴有永磁体。内永磁体为圆柱形磁极, 其沿转子不同经度 N、S 极交替排布。外永磁体由多个梯形磁极拼接而成, 其沿转子不同纬度 N、S 极交替排布, 同一纬度层梯形磁极的极性相同。为了梯形永磁体能更好地粘贴固定在转子外表面, 将转子外球面进行多面体划分。内永磁体与内定子构成 10 极/12 槽组合的内电机, 以完成旋转运动。外永磁体与外定子构成 4 极/6 槽组合的外电机, 以完成偏转运动。通过一定频率地切换外定子通电电流的方向, 使转子的受力方向来回变化, 从而驱使球形电机实现摆动状态。在此基础上对电机内定子通电, 内、外定子及转子联合作用即可实现螺旋运动。将该球形电机的应用场合扩展至炮塔、陀螺仪、全景摄像云台等需要完成旋转的同时还进行“点头”的周期性运动的场合。

从电磁角度来讲电机的定子和转子之间并不相互接触, 而是通过气隙磁场接触, 以完成电磁运动。从机械角度来讲电机的定子和转子之间通过机械支撑结构间接接触以实现机械运动。电机的机械支撑结构同样分为固定部分和转动部分。机械支撑结构的转动部分与电磁结构的转子同轴心连接, 机械支撑结构的固定部分与电磁结构的定子同轴心连接, 以组成电机的运动副。

图 1(c) 为电机的机械支撑结构示意图。从外到里看, 由十字卡套将上、下机壳连接固定, 电机外定子同轴心固定在机壳上。电机转子通过法兰盘与输出轴同轴心相连接。电机的鼓形内定子中间切掉一个圆柱体, 为轴承安装预留空间。轴承的上、下端盖与内定子同轴心连接。关节轴承安装固定在上、下端盖中。关节轴承的内圈与转子输出轴同轴心相连接。轴承固定轴与电机底座同轴心相连接。机盖、机壳、外定子、转子、内定子和轴承需保持同一球心, 以确保电机稳定运行。轴承的外圈内表面和内圈外表面均为光滑球面, 在两球面之间充满粘性润滑油, 由于轴承表面为球面, 有三个方向的自由度即可以承受径向负荷、轴向负荷和径向及轴向同时存在的联合负荷, 以支撑电机转子实现无束缚状态下的自转运动、偏转运动、往复摆动和螺旋运动。

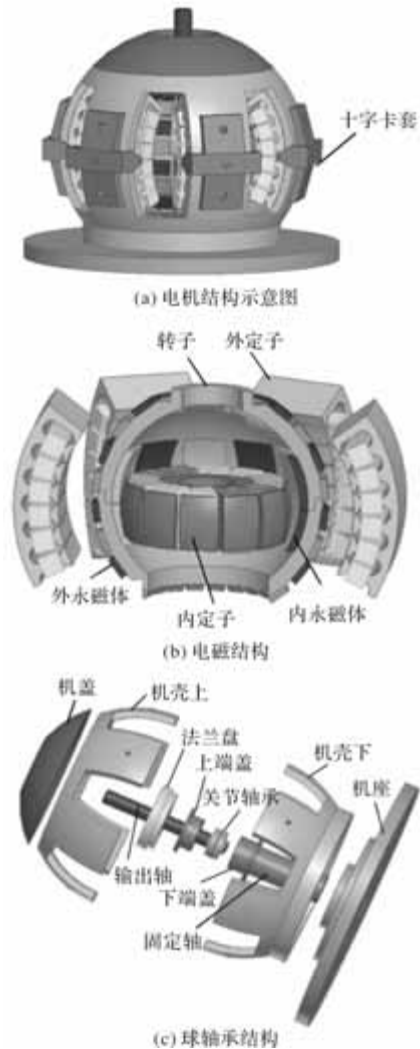


图 1 电机的电磁结构和轴承结构示意图

## 1.2 工作原理

DS-PMSM 要实现自转运动, 需要对内定子线圈激励三相交流电。沿不同经度方向排布的内永磁体与内定子形成沿纬度方向的磁通路径, 产生旋转磁场和转矩, 使电机完成自转运动, 如图 2(a) 所示。DS-PMSM 要实现绕  $y$  轴偏转运动时, 对垂直于  $y$  轴的平面上的线圈添加激励。沿不同纬度方向排布的外永磁体与外定子形成沿经度方向的磁通路径, 产生偏转转矩, 驱动电机绕  $y$  轴偏转运动, 如图 2(b) 所示。DS-PMSM 要实现绕  $x$  轴偏转运动时, 相对于绕  $y$  轴偏转, 在垂直于  $x$  轴的平面上没有线圈。因此考虑与  $x$  轴夹角为  $60^\circ$  的两个平面, 如图 2(c) 所示。在这两个平面上, 磁极的配置方式与绕  $y$  轴偏转的方式相同, 因此当线圈添加三相交流激励时, 转子由于在垂直于各自平面的轴线上的联合转矩而沿  $x$  轴偏转运动, 从而可实现三自由度运动。按照一定频率改变外定子通电方向同时对内定子通电, 两种磁场同时产生旋转转矩和摆动转矩, 驱动电机完成螺旋运动。

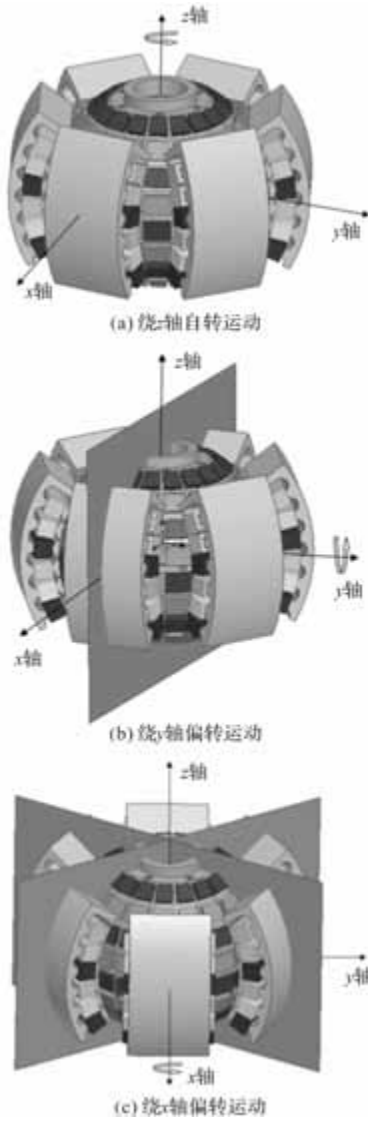


图2 三自由度运动示意图

## 2 DS-PMSM 的主要参数确定

球形电机的旋转运动部分和偏转运动部分的计算功率为  $P_r'$  和  $P_s'$  分别为

$$\begin{cases} P_r' = mE_r I_r \\ P_s' = mE_s I_s \end{cases} \quad (1)$$

其中,  $m$  为相数,  $I_r$  和  $I_s$  为旋转运动部分和偏转运动部分电枢绕组的相电流有效值,  $E_r$  和  $E_s$  为旋转运动部分和偏转运动部分反电动势的幅值, 由式(2)计算:

$$\begin{cases} E_r = 4K_{Nm} K_{dpr} f_r N_r \Phi_r \\ E_s = 4K_{Nm} K_{dps} f_s N_s \Phi_s \end{cases} \quad (2)$$

其中,  $K_{Nm}$  为气隙磁场波形系数,  $K_{dpr}$  和  $K_{dps}$  为旋转运动部分和偏转运动部分电枢绕组系数, 旋转运动部分的频率  $f_r = n_r p_r / 60$ , 偏转运动部分的频率  $f_s = n_s p_s / 60$ ,  $\Phi_r$  和  $\Phi_s$  分别为旋转运动部分和偏转运动部分的磁通的幅值, 其表达式:

$$\begin{cases} \Phi_r = B_{\delta r} \alpha_{pr}' \frac{\pi D_r L_r}{2p_r} \\ \Phi_s = B_{\delta s} \alpha_{ps}' \frac{\pi D_s L_s}{2p_s} \end{cases} \quad (3)$$

其中,  $B_{\delta r}$  和  $B_{\delta s}$  分别为旋转运动部分和偏转运动部分的气隙磁通密度的最大值,  $\alpha_{pr}'$  和  $\alpha_{ps}'$  分别为旋转运动部分和偏转运动部分的计算极弧系数,  $D_r$  为内定子外径,  $D_s$  为外定子内径,  $L_r$  和  $L_s$  分别为内定子和外定子电枢的计算长度,  $p_r$  和  $p_s$  分别为内永磁体和外永磁体的极对数。

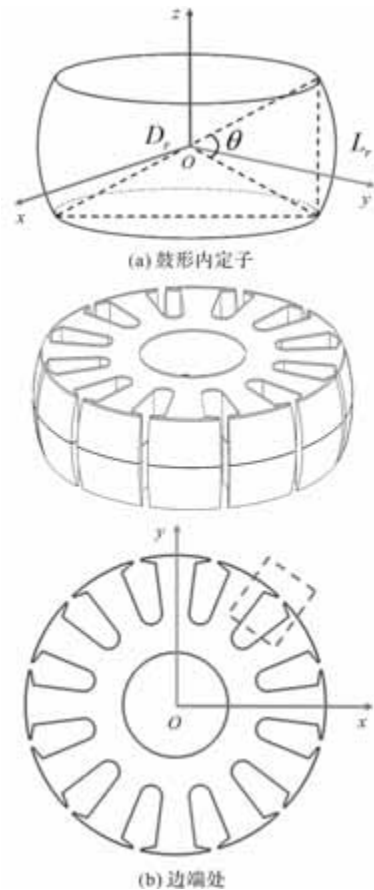
偏转运动的外定子为圆柱形, 其线负荷的计算与普通圆柱形永磁同步电机相同, 即:

$$A_s = \frac{2mN_s I_s}{\pi D_s} \quad (4)$$

不同于普通圆柱形永磁同步电机, 该球形电机的旋转运动部分的定子为鼓形, 图3(a)为内定子结构示意图。图3(b)和图3(c)分别为两极边端处和赤道处定子的截面, 明显看出由于轴向上有曲率导致两极边端处的电枢直径小于赤道处。边端处的齿靴相比赤道处较尖。内定子外直径为  $D_r$  和轴向有效长度为  $L_r$ , 其比值可以表示为

$$\frac{L_r}{D_s} = \sin \frac{\theta}{2} \quad (5)$$

其中,  $\theta$  为内定子的圆心角。



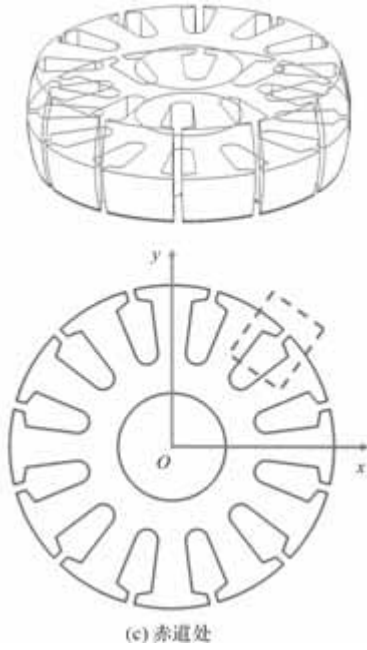


图3 内定子结构图

在几何上,球形电机内定子可以等效成无数个厚度为  $dl$ , 电枢直径为  $d(l)$  的圆柱形电机微元, 每个电机微元的线负荷为

$$A_r(l) = \frac{2mN_r}{\pi d(l)} I_r \quad (6)$$

通过积分估算法, 定义旋转运动部分的线负荷  $A_R$  为等效的圆柱形电机的平均线负荷。则有:

$$A_R = \frac{2}{L_r} \int_0^{\frac{L_r}{2}} A_r(l) dl = \frac{mN_r \theta}{\pi D_r \sin \frac{\theta}{2}} I_r \quad (7)$$

考虑上述关系式可得:

$$\frac{D_r^2 L_r n_r C_R}{P_r'} = \frac{6.1}{A_R B_{\delta r} K_{Nm} K_{dpr} \alpha_{pr}'} \quad (8)$$

$$\frac{D_s^2 L_s n_s}{P_s'} = \frac{6.1}{A_s B_{\delta s} K_{Nm} K_{dps} \alpha_{ps}'}$$

式中,  $C_R = 2 \frac{\sin \frac{\theta}{2}}{\theta}$  为球形电机等效系数。

由式(8)设计球形电机主要尺寸时, 首先要选择合适的电磁负荷  $A$ 、 $B_{\delta}$ , 由式(7)可知, 电机内定子每槽绕组匝数相同, 通电流大小也相同, 线负荷与电枢直径成反比例。不同层的定子的线负荷不同, 定子赤道处的线负荷较小, 定子边端处的线负荷较大, 容易使定子铁心饱和。线负荷过高还会导致电机过热, 影响电机的寿命和使用性能。因此应保证边端处的磁通密度在合适的范围内。较高的磁负荷会使电动机的基本铁耗变大, 温升升高, 效率下降。

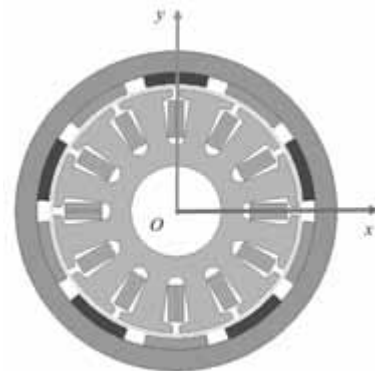
综合考虑, DS-PMSM 旋转运动部分的气隙磁通密度  $B_{\delta r} = 0.8 \text{ T}$ , 线负荷  $A_R = 86 \text{ A/cm}$ , 偏转运动部分的气隙磁通密度  $B_{\delta s} = 0.5 \text{ T}$ , 线负荷  $A_s = 90 \text{ A/cm}$ 。在确定了气隙体积后, 利用长径比  $\lambda$  体现电机的整体外形。值得注意的是, 由于球形永磁同步电机采用短粗形的形状, 其内定子为鼓形, 考虑到随着轴向长度增加, 线负荷减小, 电机体积减小, 转矩也会减小。因此在合适的范围内, 定子的叠长应尽量小, 旋转运动部分的长径比  $\lambda_r = \sin \frac{\theta}{2} = 0.32$ , 偏转运动部分的长径比  $\lambda_s = 0.39$ , 得到内定子外径  $D_r \approx 108 \text{ mm}$ , 内定子轴向有效长度  $L_r \approx 34.2 \text{ mm}$ , 外定子内径  $D_s \approx 154.6 \text{ mm}$ , 外定子轴向有效长度  $L_s \approx 60 \text{ mm}$ 。

DS-PMSM 的内、外定子绕组、铁心和内、外永磁体参数的获取与永磁同步电机的设计流程相似。根据设计经验赋予各个参数比较合理的初始值, 利用计算速度较快的二维电磁场仿真软件得到最理想的结果。

### 3 DS-PMSM 的 2D 初步建模

#### 3.1 DS-PMSM 旋转运动部分的 2D 初步建模

DS-PMSM 旋转运动部分的 2D 建模与永磁同步电机相同, 如图 4(a) 所示利用有限元仿真软件对电机旋转运动部分的空载情况和额定负载状态进行 2D 建模, 分别从空载气隙磁密、反电势、齿槽转矩、电磁转矩四个方面对旋转运动部分的电磁特性进行分析。图 4(b) 为电机旋转运动部分的磁力线分布图, 磁力线分布基本合理, 可以明显看到主磁通和漏磁通的路径。图 4(c) 为旋转运动部分的磁通密度云图, 从图中可以看出, 定子齿部的磁通密度较大, 最大值为  $1.805 \text{ T}$ , 定子铁心未出现明显饱和现象。



(a) 旋转运动部分 2D 模型

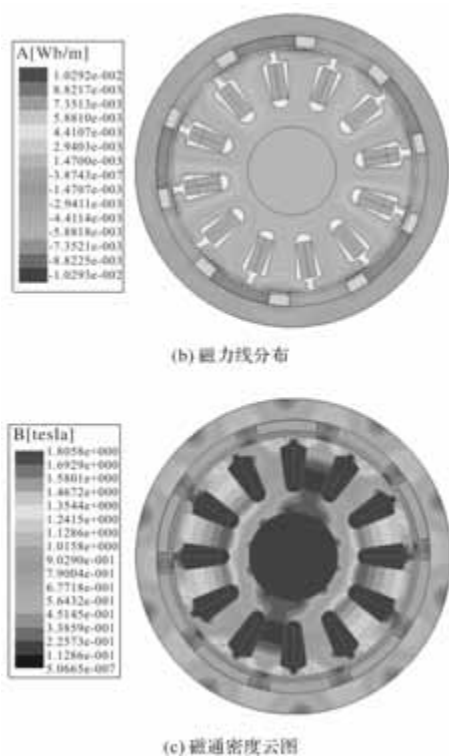


图4 旋转运动部分 2D 模型磁场分布

图 5 (a) 为空载气隙磁通密度分布, 可以看出其波形具有良好的正弦性, 峰值达到了 0.85 T。图 5 (b) 为空载反电动势波形图, 反电动势三相对称, 接近理想正弦波, 峰值约为 178 V。图 5 (c) 为齿槽转矩波形图, 最大值为 55 mNm。图 5 (d) 为额定负载转矩波形图, 平均值为 2.3 Nm, 齿槽转矩远远小于输出转矩。通过 2D 仿真结果验证了电机旋转运动部分结构参数的合理性。

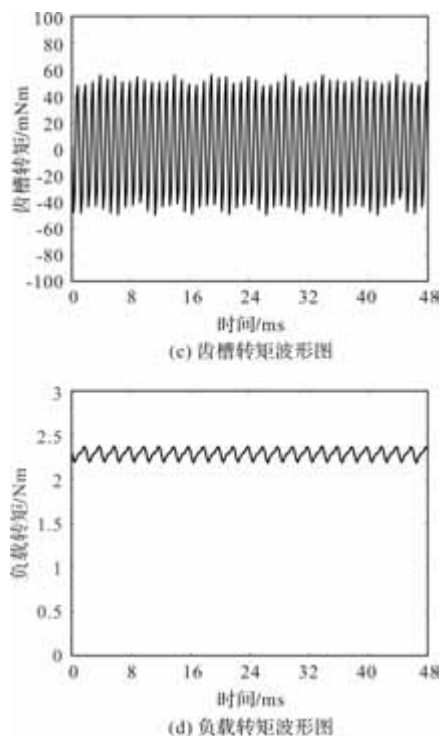
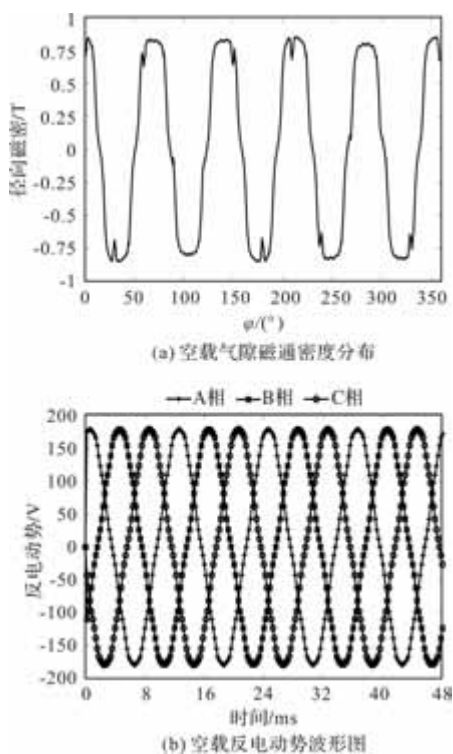


图5 旋转运动部分 2D 电磁性能分析

### 3.2 DS-PMSM 偏转运动部分的 2D 初步建模

DS-PMSM 偏转部分的电磁结构采用了弧形永磁直线同步电机的结构, 该种电机同时具备旋转电机和直线电机的双重特点。本文采用化零为整的思路, 先设计整台电机结构, 再将整台电机分割为偶数块单元电机, 选择对称的两块进行串行拼接。设计一台标准的旋转电机进行快速的 2D 电磁仿真计算, 得到最佳的结果。如图 6 (a) 所示, 24 极 36 槽的完整电机分割成 6 个 4 极 6 槽的单元电机。6 块定子分别与对应的永磁体构成 6 个单元电机。

值得注意的是, 由图 6 (a) 可以观察到沿  $y$  轴对称的永磁体极性相反, 如实线框中所示。然而, 由于球形电机偏转运动部分 3D 模型中梯形永磁体表贴于转子外表面, 其沿同一纬度的永磁体极性相同, 因此在 2D 模型中整台电机与单元电机的永磁体排列是不同的。如图 6 (b) 所示, 单元电机的定子 2 所对应的永磁体与图 6 (a) 完整电机定子 2 对应的永磁体的极性方向是相反的。DS-PMSM 偏转运动部分单元电机 2 要想获得与单元电机 1 相同方向的出力, 此时, 定子 1 与定子 2 的绕组通电也要相差  $180^\circ$ , 以保证 DS-PMSM 实现偏转运动。根据以上分析可以得到偏转部分定子 1 的电流表达式为

$$\begin{cases} i_{oU1} = I_o \cdot \sin(\omega t + \theta_0) \\ i_{oV1} = I_o \cdot \sin\left(\omega t + \theta_0 + \frac{2}{3}\pi\right) \\ i_{oW1} = I_o \cdot \sin\left(\omega t + \theta_0 - \frac{2}{3}\pi\right) \end{cases} \quad (9)$$



偏转部分定子 2 的电流表达式为

$$\begin{cases} i_{oU3} = I_o \cdot \sin(\omega t + \theta_0 + \pi) \\ i_{oV3} = I_o \cdot \sin\left(\omega t + \theta_0 + \frac{2}{3}\pi + \pi\right) \\ i_{oW3} = I_o \cdot \sin\left(\omega t + \theta_0 - \frac{2}{3}\pi + \pi\right) \end{cases} \quad (10)$$

式中,  $I_o$  为偏转运动下的相电流幅值;  $\omega$  为频率;  $\theta_0$  为相电流的初始相位。

考虑到单元电机定子铁心开断会影响电机的气隙磁通密度、空载齿槽转矩和负载转矩等电磁性能。对定子齿增加辅助槽, 通过合理选择辅助槽的尺寸, 可实现削弱永磁同步电机齿槽转矩, 减小转矩波动的作用。如图 6 (c) 所示, 在定子 1 和定子 2 上分别增加 5.6 mm 的辅助槽 1 和辅助槽 2。

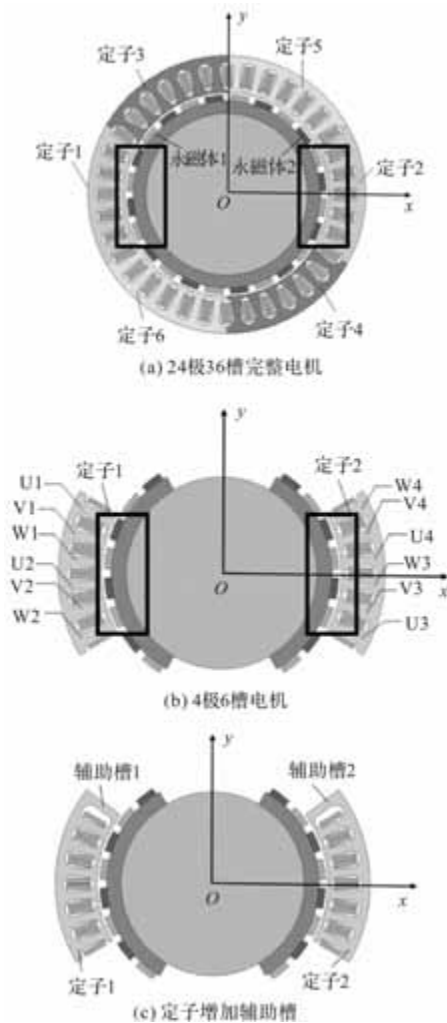


图 6 偏转运动部分 2D 模型

借助有限元仿真软件分析其可行性, 图 7 为电机偏转运动部分的 2D 磁场仿真分析, 可以发现定子齿部的磁通密度较大, 最大值为 1.513 T, 未饱和, 定子铁心工作在线性区。

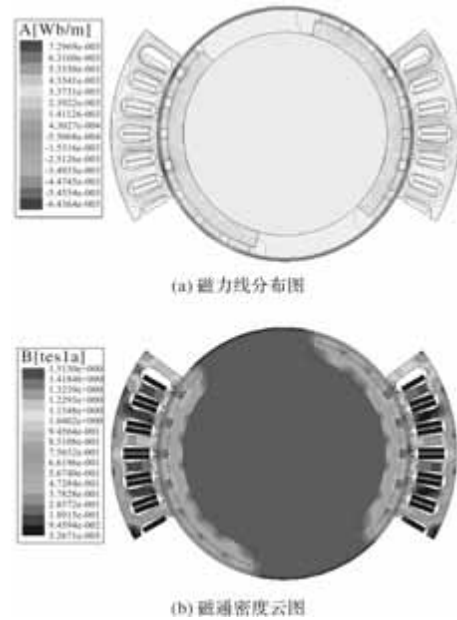
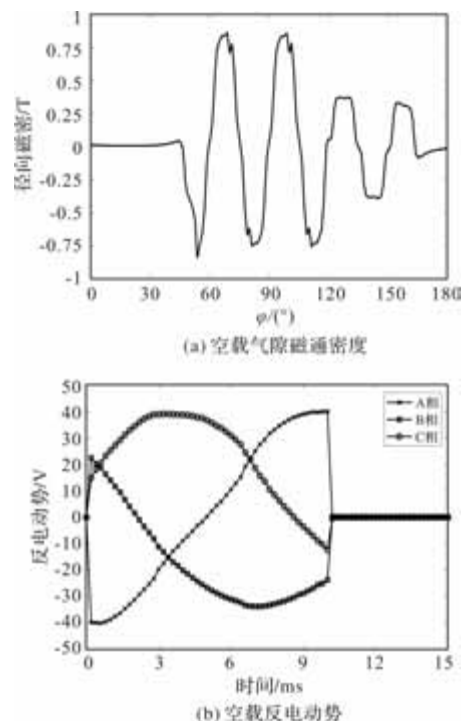


图 7 偏转运动部分 2D 磁场建模

图 8 为电机偏转运动部分的空载情况和额定负载状态。电机空载气隙磁通密度波形分布与转子的运动位置有关, 如图 8 (a) 所示, 波形的前两个波峰幅值大于后两个波峰幅值, 这是因为前 5 个永磁体与定子铁心形成主磁通回路, 后 3 个永磁体正对着空气产生漏磁通。由图 8 (b) 可以看出, 空载反电动势幅值为 40 V, 电机运行 10 ms 后降为 0。由图 8 (c) 可知, 电机运行的前 10 ms, 偏转转矩平均值为 1.5 Nm, 运行 10 ms 后, 偏转转矩也有明显的下降趋势, 这主要是由于随着偏转角度增大, 外定子与永磁体正对角度越小, 产生的漏磁越多, 主磁通较少。通过 2D 仿真结果验证了电机偏转运动部分结构参数的合理性。



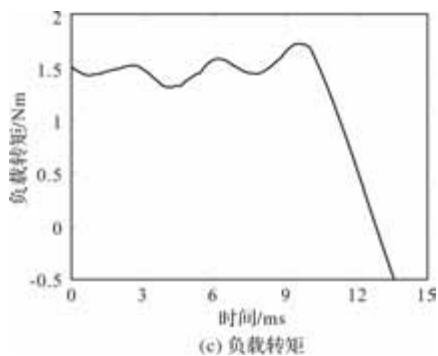


图8 偏转运动部分2D模型电磁性能分析

## 4 DS-PMSM 的3D建模与仿真

### 4.1 DS-PMSM 的3D建模

根据上一节 DS-PMSM 的2D模型仿真结果,对球形电机电磁结构进行3D初步理想化建模,如图9所示。DS-PMSM 转子为表面光滑的中空球形结构,内永磁体为瓦形球面永磁体,外永磁体为环形球面永磁体,内、外球面永磁体均表贴在转子内、外球面上,保证了内、外气隙均为球面轮廓。内定子设计为鼓形结构,外定子设计为弧形结构。

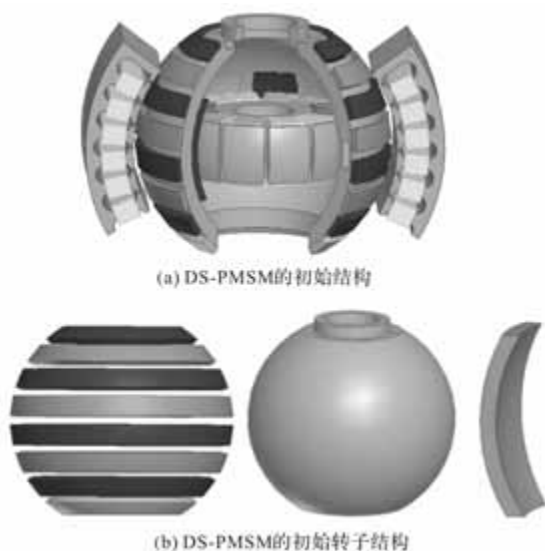


图9 DS-PMSM 初步理想化的3D建模

### 4.2 DS-PMSM 的3D仿真计算

为了获取空载气隙磁通密度在球坐标系下三个方向的分量,采用坐标变换原理,推导出球坐标系下沿  $r, \theta, \varphi$  方向的分量与直角坐标系下沿  $x, y, z$  方向的分量之间的关系式。在仿真软件后处理中输入球坐标系下气隙磁通密度的计算公式,其表达式为

$$\begin{cases} B_r = (B_x \cos\varphi + B_y \sin\varphi) \sin\theta + B_z \cos\theta \\ B_\theta = (B_x \cos\varphi + B_y \sin\varphi) \cos\theta - B_z \sin\theta \\ B_\varphi = -B_x \sin\varphi + B_y \cos\varphi \end{cases} \quad (11)$$

式中,  $B_r$  为沿  $r$  方向的径向气隙磁通密度;  $B_\theta$  沿  $\theta$  方向的切向气隙磁通密度;  $B_\varphi$  为沿  $\varphi$  方向的切向气隙磁通密度。

通过式(11)由仿真软件的场计算器得到的旋转运动部分空载气隙磁通密度在距离球心 55.5 mm 处沿  $r, \theta, \varphi$  方向的径向分量和切向分量,图10为其随空间角度  $\theta$  和  $\varphi$  变化的分布图。从图中可以看出,沿  $r$  方向的气隙磁通密度径向分量含有谐波,但波形大体近似正弦,幅值达到 0.88 T,与2D模型的径向气隙磁通密度幅值接近。沿  $\varphi$  方向的磁通密度幅值较小,最大幅值为 0.25 T,沿  $\theta$  方向的磁通密度几乎为 0,忽略不计,由此得出结论,电机运行产生的电磁力主要由沿  $r$  方向的气隙磁通密度产生的,  $B_\theta$  幅值几乎为 0。

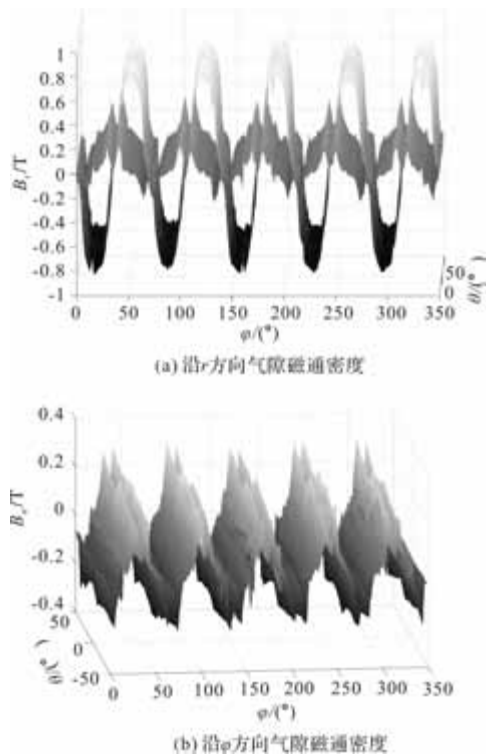


图10 旋转运动部分空载气隙3D磁通密度分布图

同样对电机偏转运动部分进行仿真,通过场计算器得到沿  $y$  轴偏转运动时外气隙磁通密度在距离球心 75.525 mm 处沿  $r, \theta, \varphi$  方向的径向分量和切向分量,如图11所示。可以看出,沿  $r$  方向的径向磁通密度波形较为正弦,但中间波形幅值偏大,峰值为 0.6 T,两侧波形幅值偏小,峰值为 0.2 T。沿  $\theta$  方向的切向磁通密度分量谐波较明显,波形呈尖顶

波, 相反其中间波形幅值偏小, 峰值为 0.2 T, 两侧波形幅值却偏大, 峰值为 0.1 T。沿  $\varphi$  方向的切向磁通密度幅值几乎为 0, 忽略不计。

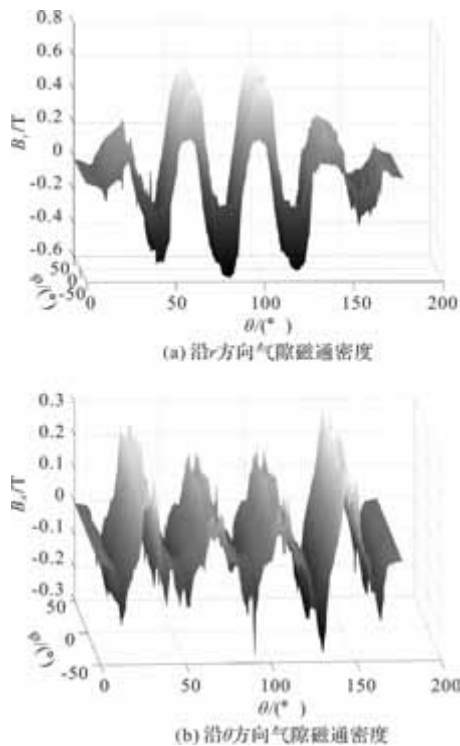


图 11 DS-PMSM 偏转运动部分空载气隙磁通密度分布图

## 5 结 论

本文提出并研究了一种新型的带铁心双定子多自由度永磁球形电机 (DS-PMSM), 可实现旋转运动, 偏转运动以及连续改变旋转轴方向的螺旋运动。对电机的设计过程、电磁性能进行了深入研究, 得出结论:

(1) 该电机大量使用定子铁心且其几何结构为球体, 兼具永磁同步电机转矩输出能力大和球形电机多自由度运动的优点。

(2) 球体结构在周向和轴向上都有曲率, 也可看成圆柱形电机在轴向上多一个曲率, 其中, 周向上有曲率对应二维截面的初步设计, 轴向上有曲率对应三维模型的精确计算。

(3) 通过积分估算法和化零为整法获得的电机主要尺寸参数, 来进行电机的二维截面设计。根据以上 2D 模型仿真结果, 对球形电机进行了初步的 3D 建模与仿真计算。

(4) 新型球形电机的二维截面的初步设计为下文整个三维模型的精确计算起了关键作用。

## 参考文献

- [1] Z Li. Robust Control of PM Spherical Stepper Motor Based on Neural Networks [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(8): 2945-2954.
- [2] J F P Fernandes, P J C Branco. The shell-like spherical induction motor for low-speed traction: electromagnetic design, analysis, and experimental tests [J]. IEEE Trans. Ind. Electron., 2016, 63(7): 4325-4335.
- [3] J H Sim, et al. 3-D equivalent magnetic circuit network for precise and fast analysis of PM-assisted claw-pole synchronous motor [C]. Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo., 2016: 1-8.
- [4] Zhou R, Li G, Wang Q, et al. Drive Current Calculation and Analysis of Permanent Magnet Spherical Motor Based on Torque Analytical Model and Particle Swarm Optimization [J]. IEEE Access, 2020, 99: 1-1.
- [5] Gan L, Pei Y, Chai F. Tilting Torque Calculation of a Novel Tiered Type Permanent Magnet Spherical Motor [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 56(7): 421-431.
- [6] BIN LI, RUJIAN YU, HUA LI, et al. Design Considerations of a Permanent Magnetic Spherical Motor Using Spherical Harmonics [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2014, 50(8): 1-9.
- [7] Li B, Zhang S, Li G, et al. Synthesis Strategy for Stator Magnetic Field of Permanent Magnet Spherical Motor [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2018(10): 1-5.
- [8] Li Z, Chen Q, Guo P, et al. Vibration Mode Analysis of Multi-degree-of-freedom Permanent Magnet Synchronous Motor [J]. Vibroengineering, 2018, 20(8): 2966-2977.
- [9] KUMAGAI M, HOLLIS R L. Development and Control of a Three DOF Spherical Induction Motor [C]. IEEE International Conference on Robotics and Automation, 2013: 1528-1533.
- [10] BHATIA A, KUMAGAI M, HOLLIS R. Six-Stator Spherical Induction Motor for Balancing Mobile Robots [C]. IEEE International Conference on Robotics and Automation, 2015: 226-231.
- [11] Li Z, Yu X, Qian Z, et al. Generation Characteristics Analysis of Deflection Type Double Stator Switched Reluctance Generator [J]. IEEE Access, 2020 (8): 196175-196186.

(下转第 78 页)

# 电机转子铁心强度设计及优化方法

丁 翀<sup>1</sup>, 师宝安<sup>2</sup>, 闫 琪<sup>2</sup>, 苏 森<sup>3</sup>, 彭 龙<sup>3</sup>

(1. 广州恒运储能科技有限公司, 广州 510663; 2. 中国能源建设集团广东省电力设计研究院有限公司, 广州 510000; 3. 华驰动能北京科技有限公司, 北京 101111)

**摘要:** 针对飞轮储能系统中电机转子铁心的强度设计与优化问题, 提出了一种基于参数化建模、联合仿真分析与多目标优化的综合方法。通过建立 1/8 对称有限元模型, 结合静力学仿真与疲劳寿命预测, 系统研究了电机转子在高应力、高频次工况下的力学性能。利用敏感性分析识别关键结构参数后, 采用响应面法构建性能预测模型, 并借助多目标遗传算法对铁心圆角  $R_1$ 、 $R_2$  及夹角  $A$  等变量进行优化。结果表明, 优化方案使转子铁心的最大等效应力降低约 100 MPa, 疲劳寿命提升至原始值的 5 倍, 安全系数提高 32%。该研究为飞轮储能等旋转机械关键部件的多目标优化提供了设计参考依据。

**关键词:** 电机转子铁心; 强度设计; 优化方法; 敏感性分析; 响应面

中图分类号: TM351

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2025)11-0056-06

## Design and Optimization Method of Rotor Core Strength

DING Chong<sup>1</sup>, SHI Baoan<sup>2</sup>, YAN Qi<sup>2</sup>, SU Sen<sup>3</sup>, PENG Long<sup>3</sup>

(1. Guangzhou Hengyun Energy Storage Technology Co., LTD., Guangzhou 510663, China;

2. China Energy Engineering Group Guangdong Electric Power Design & Research Institute Co., LTD., Guangzhou 510000, China; 3. Huachi Kinetic Energy Beijing Technology Co., LTD., Beijing 101111, China)

**Abstract:** A comprehensive method based on parametric modeling, co-simulation analysis, and multi-objective optimization was proposed for the strength design and optimization of the rotor core in flywheel energy storage systems. By establishing a 1/8 symmetrical finite element model and combining statics simulation with fatigue life prediction, the mechanical performance of the motor rotor under high-stress and high-frequency conditions was systematically studied. After identifying the key structural parameters through sensitivity analysis, a performance prediction model was constructed using the response surface method, and the variables such as the fillet radii  $R_1$  and  $R_2$  and the included angle  $A$  of the rotor core were optimized with the aid of a multi-objective genetic algorithm. The results show that the optimized scheme reduces the maximum equivalent stress of the rotor core by approximately 100 MPa, increases the fatigue life to five times the original value, and raises the safety factor by 32%. This study provided a design reference for the multi-objective optimization of key components in rotating machinery such as flywheel energy storage systems.

**Key words:** motor rotor core; strength design; optimization method; sensitivity analysis; response surface

## 0 引言

在当前全球能源结构调整和气候变化的大背景下, 实现能源的可持续发展是一个共同面临的挑战。特别是针对中国的“双碳”目标, 电力能源结构的转型尤为重要, 其中, 储能技术发挥了关键作用。飞轮储能作为一种高效的物理储能方式, 因其能显著提高可再生能源如风能、太阳能的利用率, 并确保电网的稳定性与可靠性, 而受到广泛关注<sup>[1]</sup>。

飞轮储能系统通过将电能转换成旋转动能来进行能量存储, 具有瞬时功率大、响应速度快、使用

寿命长、效率高等特点, 非常适合应用于电力系统中, 以应对短时高频大功率的需求。飞轮储能系统的高效运行离不开电机的双向变速运行, 尤其是永磁同步电机的应用, 其高速性能优越、效率高、体积小、结构简单等优点, 使其成为飞轮储能系统的首选<sup>[2-3]</sup>。飞轮储能系统在运行过程中, 由于其短时高频的工作特性, 使得飞轮本体及电机等旋转部件频繁承受应力变化, 这对其结构强度和疲劳寿命提出了更高的要求<sup>[4]</sup>。因此, 如何在设计阶段对电机转子等关键部件进行精准的仿真分析, 评估其应力状态, 并寻找合适的结构形式以优化其强度特性,

收稿日期: 2025-08-07

作者简介: 丁 翀(1982), 男, 本科, 中级工程师, 研究方向为电气研发设计、电气工程及其自动化等。

对于确保飞轮储能系统的安全可靠运行至关重要<sup>[5]</sup>。

本文的目的是探讨电机转子铁心的强度设计及优化方法。通过科学的设计方法和优化手段，满足电机在长寿命、高频次工况下的疲劳强度性能要求，以达到最优的应力强度状态。通过对转子铁心强度特性的深入研究和优化，本文期望为飞轮储能技术的发展提供理论支持和技术指导，进一步推动电力系统向清洁低碳方向的转型。

## 1 电机转子强度设计

在大功率储能飞轮系统中，电机转子铁心的强度特性是设计中的关键点之一。由于飞轮储能系统需长期持续运作，面对高功率高频次的输入输出需求，转子铁心在整个过程中承受着极大的机械载荷。更为关键的是，随着高速旋转时的线速度提高，以及充放电频次的增加，这些因素共同作用于转子铁心，导致铁心应力增大，疲劳寿命缩短。因此，确保电机转子铁心具有足够的强度和疲劳寿命是至关重要的，以避免过早的疲劳失效影响系统的稳定性和安全性<sup>[6-9]</sup>。

为了满足电机转子铁心强度和疲劳寿命的要求，本文采用的设计优化方法，如图 1 所示。首先，根据电机转子的具体结构，建立参数化有限元模型，这样能够在计算机上模拟和分析不同尺寸的电机转子在不同工况下的表现。然后，根据电机运行的实际工况，对电机转子进行了静力学仿真分析，以评估其在常规运行条件下的机械强度。考虑到储能飞轮在实际操作中的极限工况，针对转子铁心进行了疲劳寿命仿真分析，以预测其最低疲劳寿命。对参数化模型中的尺寸参数进行了敏感性分析，以识别哪些参数对转子铁心的强度和疲劳寿命有显著影响，以确定了重点优化参数尺寸。

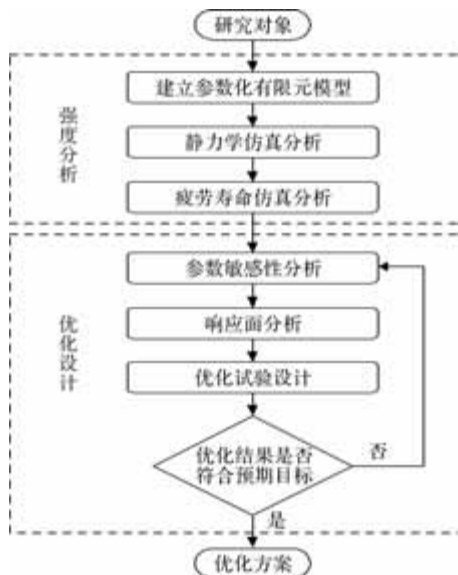


图 1 电机转子铁心强度设计流程图

基于敏感性分析的结果，设计优化试验，并通过试验仿真数据对响应面进行了分析，以了解不同参数配置如何影响性能。据此，建立了一个优化约束的数学模型，并对其进行了详细的设计和调整。最终，通过仿真验证优化设计的结果，确保其满足预设的性能和安全目标。

## 2 强度仿真分析

### 2.1 电机转子铁心参数化建模

本文设计的电机功率为 500 kW，额定转速为 3000 r/min，采用四对极的轴对称结构。为了有效地模拟和分析电机转子的性能，采用了参数化建模的方法。通过创建 1/8 对称模型，能够准确地表达出整个电机转子的结构参数。如图 2 所示的模型图中，电机转子的关键参数符号及其对应的参数值，详见表 1。参数化建模技术显著提升了建模效率，并有效支持设计优化和敏感性分析。此外，该技术能快速适应设计变更，增强了设计的灵活性和适应性。

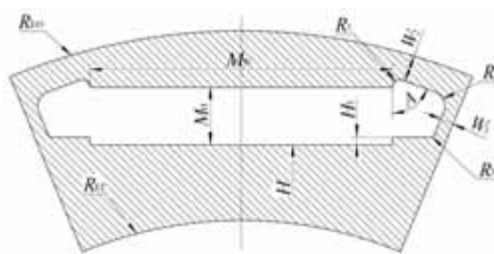


图 2 电机转子结构及尺寸参数变量

表 1 电机转子结构参数

参数	参数值
磁钢槽宽度 $M_w/\text{mm}$	160
磁钢槽高度 $M_h/\text{mm}$	30
磁钢槽凸台高度 $H_T/\text{mm}$	4
磁钢槽到圆心距离 $H/\text{mm}$	262
转子铁心内径(半径) $R_{EI}/\text{mm}$	200
转子铁心外径(半径) $R_{EO}/\text{mm}$	320
隔磁圆角 $R_1/\text{mm}$	2
隔磁圆角 $R_2/\text{mm}$	10
隔磁圆角 $R_3/\text{mm}$	3
隔磁夹角 $A/^\circ$	65
筋宽度 $W_1/\text{mm}$	4
隔磁桥宽度 $W_2/\text{mm}$	14.70

为了确保电机转子的磁性能保持一致，隔磁桥的尺寸在设计过程中必须保持不变。如图 2 所示，隔磁桥的具体位置被标记为  $W_1$  和  $W_2$ ，其中  $W_2$  是通过公式(1)计算确定的。这种设计策略保证了在对

电机转子进行任何优化或调整时,其磁性能不会受到影响,从而确保电机能够高效且稳定地运行。

$$W_2 = R_{EO} - R_2 - \sqrt{(H + M_H)^2 + \left(\frac{M_W}{2} + R_2\right)^2} \quad (1)$$

## 2.2 电机转子铁心力学强度仿真

电机转子铁心材料直接决定转子强度和刚度等力学性能,铁心所选材质为 35SWYS600,力学性能如表 2 所示。

表 2 电机转子铁心材料参数

材料名称	密度/ $\text{kg} \cdot \text{m}^3$	泊松比	弹性 模量/ GPa	屈服 强度/ MPa	抗拉 强度/ MPa
35SWYS600	7650	0.25	200	620	660

在电机转子铁心的力学分析中,对其左右对称面施加对称约束,考虑到实际运行条件,对整体施加额定转速为 3000 r/min 的旋转惯性载荷,并在磁钢槽内的上表面施加了一个等效磁钢的压力载荷。



图 3 电机转子铁心等效应力云图

通过有限元仿真分析,可以得到电机转子铁心在额定转速状态下的等效应力分布情况。如图 3 所示,转子铁心在额定转速时的最大应力为 484 MPa,低于其材料的屈服强度 620 MPa,对应的安全系数为 1.28。

## 2.3 电机转子铁心疲劳寿命仿真

本文研究的电机转子额定转速为 3000 r/min。其极限设计工况是转子在 1500 ~ 3000 r/min 之间进行的不间断对称循环。在此循环过程中,转子的转速从 1500 r/min 升至 3000 r/min,然后再降至 1500 r/min,这个过程作为一个基本循环周期<sup>[10]</sup>。电机转子设计循环次数不低于  $3 \times 10^7$ 。



图 4 电机转子铁心极限循环下疲劳寿命云图

在完成静力学数据分析的基础上,对电机转子铁心进行了疲劳寿命仿真分析,结果如图 4 所示。转子铁心的最低疲劳寿命为 1.656 千万次,据此可推断在该周期次数后,转子可能发生疲劳破坏。

## 3 优化设计

### 3.1 参数敏感性分析

结构灵敏度是反映结构性能指标对其某些结构参数的变化梯度<sup>[11]</sup>。基于电机转子的参数化模型和有限元分析结果,定义设计变量的取值范围,采用了最佳空间填充设计抽样方法进行试验设计。在电机转子结构参数中,电机转子的内外径及磁钢槽尺寸为定值。为了保持铁心的磁性能不变,筋宽度  $W_1$  与隔磁桥宽度  $W_2$  也需要为定值。通过公式(1)可以明确  $R_1$  与  $H$  之间的依赖关系,因此,选定结构参数  $R_1$ 、 $R_2$ 、 $R_3$ 、 $A$  和  $H_T$  进行敏感性分析。获得了关于电机转子尺寸参数对额定转速下最大等效应力( $P_1$ )和极限工况下疲劳寿命( $P_2$ )的局部灵敏度图谱,如图 5 所示。

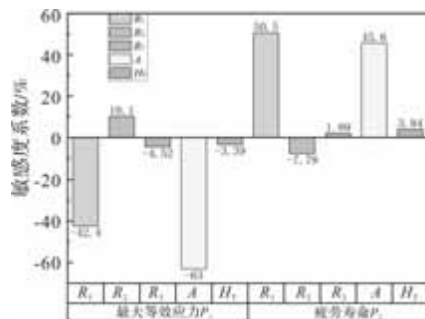


图 5 电机转子尺寸参数灵敏度图谱

图 5 的灵敏度分析结果显示,电机转子的不同尺寸参数对最大等效应力  $P_1$  和疲劳寿命  $P_2$  的影响存在显著差异。特别是结构尺寸参数  $R_1$ 、 $R_2$  和  $A$  对电机转子铁心的最大等效应力与疲劳寿命有较大影响。具体来说,输入参数  $A$  对最大等效应力的影响最为显著,其灵敏度值为 -63;而输入参数  $R_1$  对疲劳寿命的影响最大,灵敏度值为 50.3。基于这些分析结果,选择  $R_1$ 、 $R_2$  和  $A$  这三个对性能指标影响较大的尺寸参数作为设计变量,进行进一步的设计优化。

### 3.2 响应面分析

响应面分析(Response Surface Methodology, 简称 RSM)是一种统计和数学方法,用于建立因素与响应值之间的数学模型,并通过实验设计优化多个变量对响应值的影响。

在电机转子铁心的多目标优化设计过程中,面

对目标函数与设计变量之间的非线性关系, 采用基于有限元软件的优化工具进行灵敏度分析, 确定了 3 个对铁心最大等效应力与疲劳寿命性能影响较大的尺寸参数变量:  $R_1$ 、 $R_2$  和  $A$ 。通过构建多项式逼近的响应面模型, 生成了尺寸参数变量对最大等效应力/疲劳寿命影响的响应面, 如图 6 ~ 图 11 所示。三维响应曲面图可更加直观地看出两个因素的影响情况, 图形中曲线的弯曲程度反映了研究因素对结果的影响大小。曲线越弯曲, 说明研究因素对结果的影响越大。等高线的形状可以表明研究因素之间的交互作用情况。明暗变化的快慢表明了坡度的大小, 明暗变化越快, 表明对结果的影响更为显著。

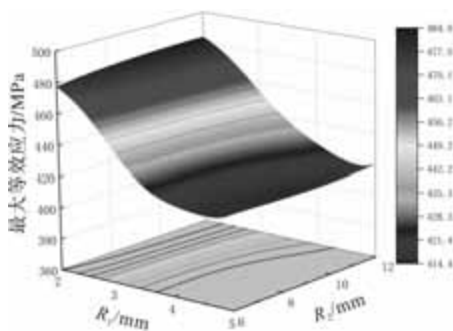


图 6  $R_1$  和  $R_2$  对最大等效应力的响应面

图 6 中, 随着  $R_1$ 、 $R_2$  的增大, 最大等效应力呈现出减小的趋势。特别是  $R_1$  的变化对结果影响较大, 这可以从其变化曲率的明显性看出。而等高线基本呈直线状态, 表明  $R_1$  与  $R_2$  之间的交互作用不显著。

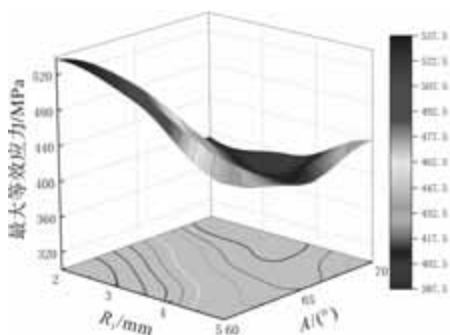


图 7  $R_1$  和  $A$  对最大等效应力的响应面

图 7 中, 随着  $R_1$  的增加, 最大等效应力整体呈现减小的趋势。参数  $A$  的变化在不同  $R_1$  水平区域表现出不同的趋势: 在  $R_1$  的低水平区域,  $A$  的增大导致最大等效应力减小; 而在  $R_1$  的高水平区域,  $A$  的增大首先导致最大等效应力减小, 之后又开始增大。底部区域的等高线呈现出明显的弧形, 这表明在  $R_1$  与  $A$  的交互作用在此区域是显著的。

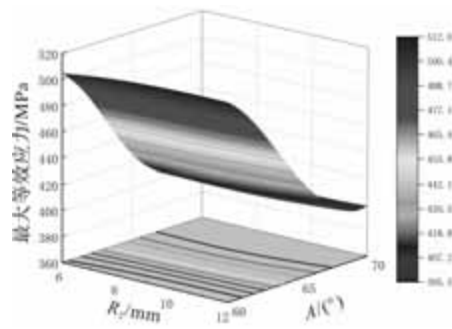


图 8  $R_2$  和  $A$  对最大等效应力的响应面

图 8 中, 随着  $A$  的增大, 最大等效应力呈现明显的减小趋势。等高线基本呈垂直于  $A$  的直线, 表明  $R_2$  的变化对结果影响不大, 且  $R_2$  与  $A$  之间的没有交互作用。

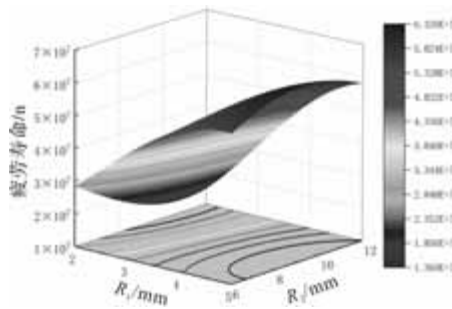


图 9  $R_1$  和  $R_2$  对疲劳寿命的响应面

图 9 中, 随着  $R_1$  的增大, 疲劳寿命显著增加。对于  $R_2$ , 在  $R_1$  较低水平时, 疲劳寿命随  $R_2$  增加而减少; 而在  $R_1$  较高水平时, 疲劳寿命随  $R_2$  先减少后增加。等高线的弧形表明  $R_1$  与  $R_2$  之间存在明显的交互作用。

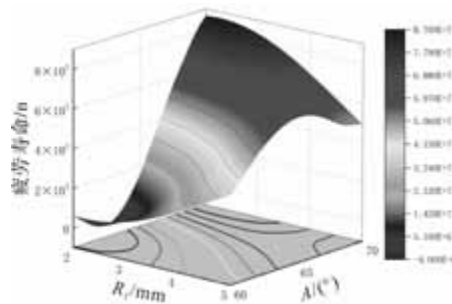


图 10  $R_1$  和  $A$  对疲劳寿命的响应面

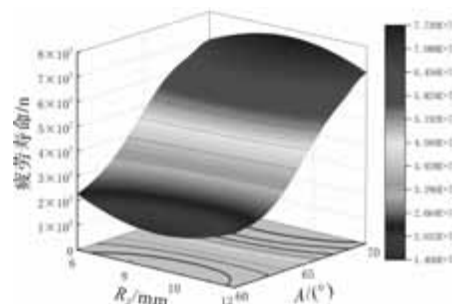


图 11  $R_2$  和  $A$  对疲劳寿命的响应面

图 10 中,随着  $R_1$ 、 $A$  的增大,疲劳寿命都呈现出增大的趋势。从等高线的分布情况可以看出,  $R_1$  与  $A$  之间存在明显的交互作用。

图 11 中,随着  $A$  的增大,疲劳寿命增加趋势明显。但  $R_2$  的变化对疲劳寿命的影响并不大。

通过响应面分析,能够更好地了解各个设计变量对电机转子铁心性能的影响,以及这些变量之间的相互作用,为进一步的设计优化提供了重要的理论依据和方向指导。

### 3.1 优化试验设计

本文采用多目标优化(MOGA)算法对电机转子铁心进行优化设计。根据设计变量、约束条件和目标函数,建立电机转子铁心多目标响应面优化数学模型:

$$\begin{cases} F_{\min}(X) = F(x_1, x_2, x_3) \\ L_{\min}(X) = L(x_1, x_2, x_3) \\ L_{\min}(X) \geq 3 \times 10^7 \\ x_k^L \leq x_k \leq x_k^U (k = 1, 2, 3) \end{cases} \quad (2)$$

式中,  $F_{\min}(X)$  为最大等效应力最小值的目标函数;  $L_{\min}(X)$  为疲劳寿命最小值的目标函数;  $x_1, x_2, x_3$  为影响电机转子铁心性能的 3 个尺寸参数的设计变量;  $x_k^L$  为设计变量的下限值;  $x_k^U$  为设计变量的上限值。

在电机转子铁心的多目标响应面优化设计中,目标是在保持隔磁桥距离不变的情况下,确保疲劳寿命不低于 300 万次,实现最大等效应力值的最小化。

### 3.3 优化结果分析

按照响应面分析设定的优化目标,使用有限元软件进行优化计算,根据分析结果得到了 6 个权衡图,如图 12 ~ 图 17 所示。权衡图是 2D 的散点图,表示生成的目标驱动优化样本点,这些样本点的对比度代表它们所属的帕累托前沿,由浅色向深色过渡,浅色表示最差,深色表示最好。

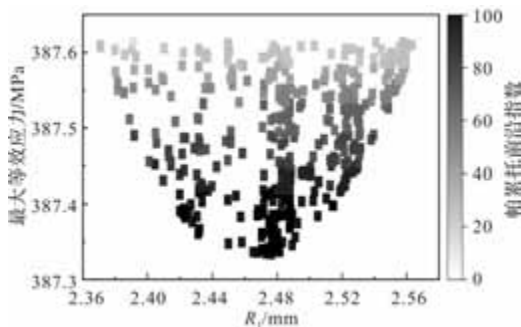


图 12  $R_1$  对最大等效应力的权衡图

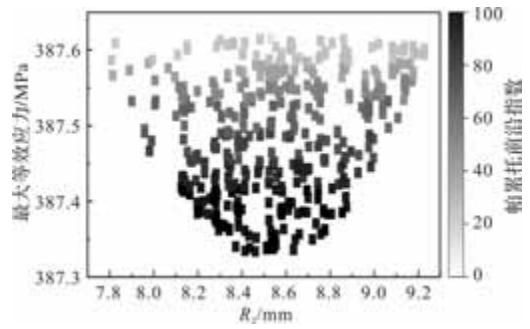


图 13  $R_2$  对最大等效应力的权衡图

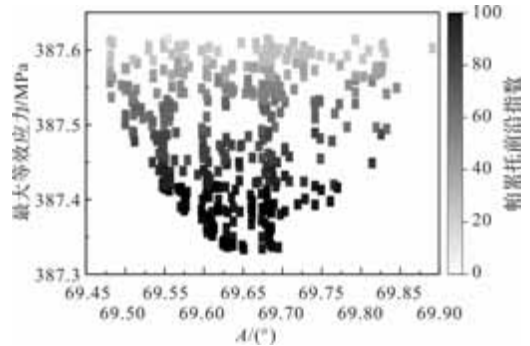


图 14  $A$  对最大等效应力的权衡图

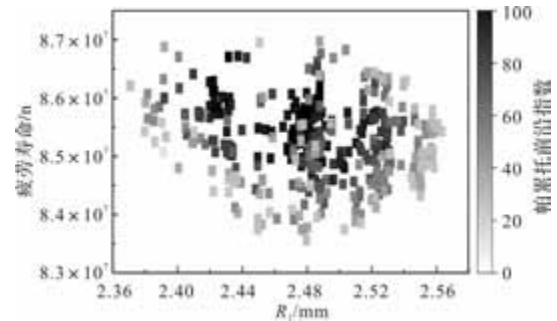


图 15  $R_1$  对疲劳寿命的权衡图

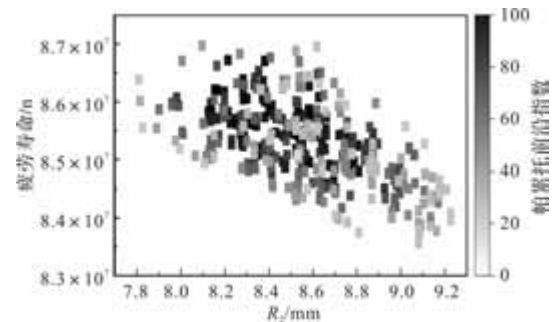


图 16  $R_2$  对疲劳寿命的的权衡图

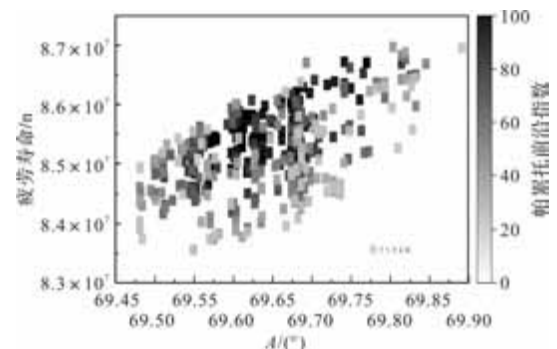


图 17  $A$  对疲劳寿命的的权衡图



对这些候选点按照拟合度进行排序，并选择拟合度最高的前 3 个候选点进行分析。提取优化后的 3 个候选点的数据，并与优化前的原始数据进行对比，如表 3 所示。

表 3 优化前后的数据对比

名称	优化后			优化前的数据
	候选点 1	候选点 2	候选点 3	
R1/mm	2.47	2.46	2.48	2
R2/mm	8.46	8.63	8.54	10
A/(°)	69.65	69.69	69.68	65
最大等效应力/MPa	387.33	387.34	387.34	484.17
疲劳寿命	$8.569 \times 10^7$	$8.571 \times 10^7$	$8.578 \times 10^7$	$1.6557 \times 10^7$

从表 3 中可以看出，候选点 1、2、3 的尺寸参数较为接近，并且它们的最大等效应力和疲劳寿命值也相似，表明这三个候选点都接近于一个最优的参数方案。对比优化前后的数据，我们注意到优化后的三个候选点的疲劳寿命都超过了 300 万次。与优化前相比，电机转子铁心的最小疲劳寿命从原来的  $1.6557 \times 10^7$  次提高到了  $8.571 \times 10^7$  次，提升了大约 5 倍；同时，最大等效应力值从原来的 484.17 MPa 降低到了 387.34 MPa，减少了大约 100 MPa，安全系数提高了 32%。

## 4 结 语

本研究采用参数化建模方法，结合静力学与疲劳寿命仿真分析、敏感性分析及响应面优化技术，对飞轮储能系统电机转子铁心展开系统研究。研究结果表明，经优化设计后的电机转子铁心在高应力工况下的疲劳寿命得到大幅提升，最大等效应力显著降低，系统的可靠性与安全性得以增强。通过敏感性分析，精准定位了对性能表现具有关键影响的结构性参数。优化方案通过响应面法和多目标优化

算法调整关键参数，实现了应力最小化和寿命最大化的目标，使电机转子铁心的疲劳寿命提高了约 5 倍，最大等效应力降低了约 100 MPa，安全系数提升了 32%。该研究为飞轮储能技术及其相关领域中高频次、长寿命关键部件的设计提供了重要的参考和指导。

## 参考文献

- [1] 戴兴建, 魏鲲鹏, 张小章, 等. 飞轮储能技术研究五十年评述[J]. 储能科学与技术, 2018, 7(05): 765-782.
- [2] 徐帆, 戴兴建, 王又珑, 等. 飞轮储能用永磁电机研究进展[J]. 储能科学与技术, 2024, 13(10): 3423-3441.
- [3] 鲍海静, 梁培鑫, 柴凤. 飞轮储能用高速永磁同步电机技术综述[J]. 微电机, 2014, 47(02): 64-72.
- [4] 黄漪帅, 梁志宏, 李飞, 等. 大功率永磁盘式电机转子结构强度研究[J]. 微电机, 2024, 57(03): 14-18, 34.
- [5] 胡东旭, 朱少飞, 魏晓钢, 等. MW 级大储能飞轮轴系结构力学及动力学研究[J]. 储能科学与技术, 2024, 13(05): 1542-1550.
- [6] 黄漪帅, 梁志宏, 李飞, 等. 基于强度和磁密的永磁电机转子结构优化[J]. 微电机, 2024, 57(02): 13-17, 49.
- [7] 刘武旭. 高速永磁电机转子结构安全性技术研究[D]. 沈阳: 沈阳工业大学, 2023.
- [8] 秦雪飞. 大功率高速永磁电机多物理场综合设计[D]. 杭州: 浙江大学, 2023.
- [9] 王可. 高速大功率永磁电机转子结构强度分析与优化[D]. 哈尔滨: 哈尔滨理工大学, 2023.
- [10] 崔月儿. 车用永磁同步电机转子强度与疲劳特性分析[D]. 上海: 上海交通大学, 2021.
- [11] 欧栋, 王建梅, 宁可, 等. 基于响应面分析的风力发电机主轴优化设计[J]. 机械设计, 2024, 41(04): 110-116.

## 《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

# 风力发电机轮毂无人机巡检图像分割方法研究

刘洋广, 赖如辉, 刘博韬, 郭强, 张家铭

(大唐可再生能源试验研究院有限公司, 北京 100052)

**摘要:** 风力发电机轮毂在运维过程中, 可能存在微小的裂纹、腐蚀等缺陷, 这些缺陷对运维人员的视觉检查难度较高。直接使用无人机巡检图像定位目标也会因无法准确获取图像空间位置和通道信息, 导致分割性能不佳。因此, 为更好地应对无人机获取风力发电机巡检图像分割难问题, 提出面向风力发电机轮毂运维的无人机巡检图像目标分割方法。构建基于改进 BiSeNet V2 的图像目标分割模型, 采用包括细节分支与语义分支的双分支结构平衡图像目标分割精度与效率, 同时融入混合注意力模块增强细微特征捕捉能力, 借助双边引导聚合层实现深浅层特征高效融合, 结合动态阈值损失函数提升小目标识别能力。实验结果表明, 该方法能够清晰分离出轮毂主体结构及其细节特征, 边界定位精确, 具备复杂场景适应性强优势。消融实验和对比实验进一步验证了各改进组件的有效性和模型的优越性, 目标分割 mIoU 达 83.2%, F1-score 达 88.6%。

**关键词:** 风力发电机轮毂; 无人机; 巡检图像; 目标分割; 损失函数; 特征提取

中图分类号: TM315

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2025)11-0062-05

## Research on Image Segmentation Method for Wind Turbine Wheel Hub Unmanned Aerial Vehicle Inspection

LIU Yangguang, LAI Ruhui, LIU Botao, GUO Qiang, ZHANG Jiaming

(Datang Renewable Energy Experimental Research Institute Co., LTD., Beijing 100052, China)

**Abstract:** During the operation and maintenance of wind turbine hubs, there may be minor defects such as cracks and corrosion, which pose a high difficulty for visual inspection by maintenance personnel. Directly using drones to inspect images and locate targets can also result in poor segmentation performance due to the inability to accurately obtain spatial position and channel information of the images. Therefore, in order to better address the difficulty of segmenting inspection images of wind turbines obtained by drones, a target segmentation method for drone inspection images for wind turbine hub maintenance was proposed. Build an image object segmentation model based on improved BiSeNet V2, using a dual branch structure including detail and semantic branches to balance the accuracy and efficiency of image object segmentation. At the same time, integrated a hybrid attention module to enhance the ability to capture subtle features, and used a bilateral guided aggregation layer to achieve efficient fusion of deep and shallow features. Combined with a dynamic threshold loss function, improved the ability to recognize small objects. The experimental results show that this method can clearly separate the main structure and its detailed features of the wheel hub, accurately locate the boundaries, and has the advantage of strong adaptability to complex scenes. The ablation experiment and comparative experiment further verified the effectiveness of each improved component and the superiority of the model, with a target segmentation mIoU of 83.2% and F1 score of 88.6%.

**Key words:** wind turbine hub; UAV; inspection images; target segmentation; loss function; feature extraction

## 0 引言

风力发电机作为全球可再生能源快速发展下的一种清洁能源的核心装备, 其安全稳定运行至关重要。风力发电机轮毂可以有效连接叶片与主轴, 其

在长时间运行过程中容易出现裂纹、腐蚀等结构损伤<sup>[1-3]</sup>。这些故障若不及时发现和处理, 可能会导致严重的安全事故和经济损失。传统人工巡检存在效率低、风险高、盲区多等痛点, 而无人机(UAV)搭载视觉传感器可快速获取高分辨率图像, 成为轮毂

收稿日期: 2025-04-21

作者简介: 刘洋广(1985), 男, 本科, 副高级工程师, 研究方向为电力电子与电力传动。

赖如辉(1983), 男, 本科, 副高级工程师, 研究方向为电力系统及其自动化。

刘博韬(1996), 男, 硕士, 中级工程师, 研究方向为信息网络安全。

郭强(1992), 男, 硕士, 中级工程师, 研究方向为信息网络安全。

张家铭(1996), 男, 硕士, 中级工程师, 研究方向为信息网络安全。

智能运维的主流方案<sup>[4]</sup>。然而, 无人机巡检图像的分割任务面临复杂背景干扰(如塔筒、植被)、微小缺陷特征弱(如亚毫米级裂纹)、光照不均以及机械部件遮挡等挑战<sup>[5]</sup>, 亟需高精度、高效率的目标分割方法支撑自动化缺陷诊断。

针对风力发电机轮毂运维中的无人机巡检图像目标分割任务, 唐晓芳等<sup>[6]</sup>运用两步边界优化策略, 生成了轮廓清晰且形状紧凑的超像素区域, 提取这些区域的光谱特征, 并利用重缩放密度峰值算法自动确定聚类数量, 融合超像素的光谱信息与隐式马尔可夫随机场理论, 对模糊聚类算法进行优化, 实现了超像素的精确合并, 获取目标分割结果。超像素的生成和合并主要基于光谱特征和隐式马尔可夫随机场理论, 这些方法可能更侧重于区域的整体特征, 而忽视了像素级别的空间位置和通道信息, 从而在细节分割上表现不佳。王红星等<sup>[7]</sup>结合 Mask R-CNN 和高斯模型, 实现风力发电机轮毂运维图像目标检测, 该模型可直接融入现有的检测与分割模型中。Mask R-CNN 主要依赖于卷积神经网络提取特征, 但在某些情况下, 网络可能无法充分学习到图像中的空间位置和通道信息, 特别是在目标较小或背景复杂时, 这会影响分割性能。张焕龙等<sup>[8]</sup>采用了一种创新的基于掩码记忆的目标分割技术。该技术结合 L2 匹配分割与智能记忆更新策略, 优化了复杂场景下目标形态变化大的分割效果, 并将其融入跟踪框架, 实现了风力发电机轮毂目标分割跟踪的稳健性, 显著提升了无人机巡检的精确度。掩码记忆技术可能更侧重于记忆和更新目标的历史信息, 而在实时获取和处理图像的空间位置和通道信息方面存在不足, 这会影响分割的准确性和稳健性。李静等<sup>[9]</sup>提出的目标分割方法, 首先采用引导滤波技术减少图像噪声; 随后利用 SLIC 算法生成初始超像素区域; 最后基于相似性度量将微小超像素与相邻区域合并, 以降低噪声干扰并减轻过分割问题。引导滤波和 SLIC 算法主要关注于图像的平滑和超像素的生成, 可能在一定程度上牺牲了图像的空间位置和通道信息, 特别是在处理复杂场景或目标边缘模糊时, 这会影响分割性能。深度学习技术的出现为图像目标分割提供了新的思路和方法。深度学习模型能够自动学习图像的特征表示, 具有强大的特征提取和分类能力, 在图像分割领域取得了显著的成果。其中, 语义分割网络在图像目标分割任务中表现出了优异的性能<sup>[10-11]</sup>。BiSeNet V2 作为一种轻量

级的语义分割网络, 具有较高的分割精度和较快的推理速度, 能够在保证分割效果的同时满足实时性要求。因此为了提高风力发电机轮毂运维的无人机巡检图像目标分割的准确性和效率, 本文有效利用 BiSeNet V2 的深度学习目标分割的优势, 提出了一种面向风力发电机轮毂运维的无人机巡检图像目标分割方法, 为风力发电机轮毂的运维检测提供更加可靠的技术支持, 推动风力发电行业的智能化发展。

## 1 无人机巡检风力发电机轮毂运维图像目标分割

本文构建基于改进 BiSeNet V2 的风力发电机轮毂运维图像目标分割模型。其结构如图 1 所示。

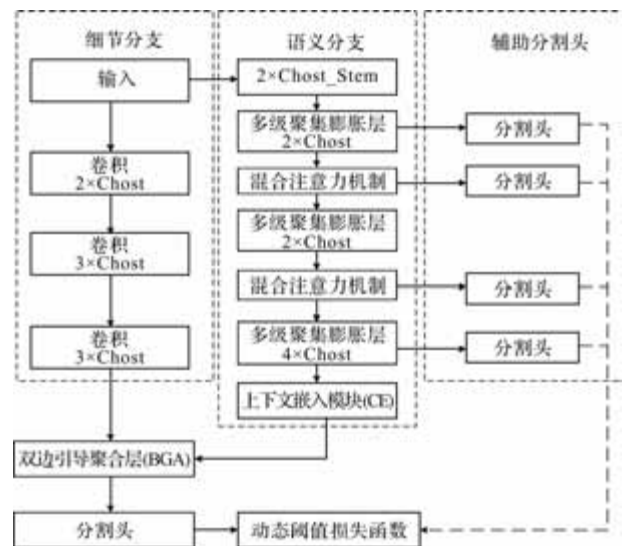


图1 基于改进 BiSeNet V2 的目标分割模型

BiSeNet V2 算法由 BiSeNet 算法优化演进获取, 该算法组建的风力发电机轮毂运维图像目标分割模型, 可以通过由细节分支与语义分支组建的双分支结构均衡分割精度与分割效率两项指标。

细节分支旨在解决特征提取中空间信息流失问题, 由若干  $3 \times 3$  大小的树状卷积层组建, 能够获取多样化的空间细节特征; 语义分支侧重处理风力发电机轮毂图像上下文信息缺失难题, 借助茎模块迅速执行下采样操作, 并在多级聚集膨胀层(GE)的级联作用下进行深层语义特征提取, 并在该分支最后的上下文嵌入模块(CE)作用下执行融合操作。

辅助分割头针对双分支的中间特征实施多层次监督。在细节分支与语义分支的不同层级输出阶段, 辅助分割头介入, 对各层级特征进行分割监督。这一设计不仅在训练中引导模型更好地保留轮毂图像的细节与语义信息, 还强化了复杂背景下对目标的

分割能力, 确保双分支提取的特征在各层级均能被高效利用, 提升整体分割精度。最后在双边引导聚合层(BGA)作用下, 对双分支获取的信息进行加权融合。

针对风力发电机轮毂运维的无人机巡检图像, 其呈现背景复杂、目标微小且数量多的特性。为适配此类图像的分割需求, 将混合注意力模型添加到特征提取过程中<sup>[12]</sup>, 提升模型对轮毂图像局部细节的特征提取水平; 采用动态阈值损失函数, 强化模型对小目标样本的识别能力。

### 1.1 混合注意力模块

为提升风力发电机轮毂运维图像中目标分割效果, 本文设计混合注意力模块, 该模块的加入可以有效避免风力发电机轮毂运维图像中目标占比小, 导致的采样过程目标区域响应不显著问题<sup>[13]</sup>, 同时混合注意力模块的加入能够充分融合网络深层获取的高级语义信息和浅层网络中的图像轮廓与位置信息。

#### 1.1.1 空间注意力(SA)模块

针对双分支提取到的低维度特征, SA 模块求解其在通道维度的均值与极大值, 实现不同通道处于同一空间位置的特征融合, 得到该空间位置的语义信息。表达式为

$$x_a = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N X_L[n, :, :] \quad (1)$$

$$x_x = \max(X_L[n, :, :]) \quad (2)$$

其中,  $N$  为通道数目;  $X_L$  为输入的低维特征参数;  $\max$  为执行最大值操作;  $x_a$ 、 $x_x$  为均值和最大值操作结果。

并将不同通道的语义信息进行拼接, 输入至卷积层中得到输出  $S$  :

$$S = \theta[(7 \times 7) * D(x_a, x_x)] \quad (3)$$

其中,  $D$  为不同通道的级联操作;  $\theta$  为 Sigmoid 激活函数;  $*$  为卷积操作。在  $7 \times 7$  卷积作用下可以显著增加感受野, 找到浅层级网络局部响应幅值部分, 精准定位轮毂目标在特征图中的空间位置信息。

#### 1.1.2 通道注意力(CA)模块

为解决风力发电机轮毂目标在采样过程中特征响应值丢失问题, 设计 CA 模块, 对双分支高维度特征图  $X_H$  执行两步操作。第一步执行池化操作, 得到通道内软耦合了  $X_H$  全局信息的两个差异化三维特征  $x_i (i = 1, 2)$  :

$$x_1 = \frac{1}{H \times W} \sum_{w=H=1}^{H,W} X_H[:, 1, 1] \quad (4)$$

$$x_2 = \max(X_H[:, W, H]) \quad (5)$$

其中,  $x_1$ 、 $x_2$  分别为通过全局平均、最大池化获取的特征;  $W$ 、 $H$  分别为特征图的宽、高;  $X_H$  为高维度特征。

第二步, 利用  $1 \times 1$  卷积估计各个通道的重要程度, 得到权重。最终输出  $C$  :

$$C = \theta \sum_{i \in \{1, 2\}} (1 \times 1) * \{\sigma[(1 \times 1) * (x_i)]\} \quad (6)$$

其中,  $\sigma$  为 ReLU 激活函数。

最后, 融合 CA 与 SA 模块, 实现高低层通道间信息交互。将输出结果与输入特征执行乘法运算, 计算融合结果, 得到输出:

$$\text{CAM}(X_H, X_L) = \omega[(X_H \times S) + (X_L \times C)] \quad (7)$$

其中,  $\omega$  为实现轮毂目标定向增强的特征表示。

混合注意力模块的加入, 可以显著提升特征图利用率, 强化模型对轮毂图像细微目标的捕捉能力。

### 1.2 双边引导聚合层

针对风力发电机轮毂运维图像, 浅层特征保留丰富空间细节但语义抽象性不足, 深层特征具备强语义信息却分辨率较低。传统逐元素相加或通道维度合并的特征融合方式, 因未在深浅层特征间建立有效联系, 导致融合效率受限。为此在模型中引入双边引导聚合层(BGA), 用于融合细节分支的浅层特征与语义分支的深层特征。BGA 结构如图 2 所示。

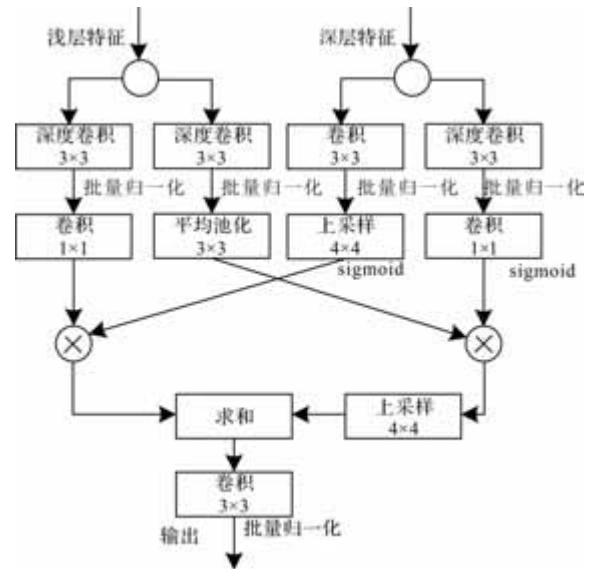


图2 BGA 模块结构

BGA 模块包含两类输入: 一是细节分支输出的浅层特征, 二是语义分支处理后的深层特征。模块内部通过左右分支分别处理: 左侧分支对浅层特征, 先在深度可分离卷积与  $1 \times 1$  普通卷积作用下, 保障

特征图尺寸不变；再借助特定卷积与平均池化操作进行下采样，使特征尺寸与深层特征匹配。右侧分支针对深层特征，通过卷积、下采样等操作调整特征尺寸。随后，左右分支输出的特征图交叉融合，经逐元素相加与卷积运算，实现深浅层特征的高效交互<sup>[14]</sup>。此融合方式依托多尺度特征的交叉引导，不仅整合了浅层空间细节与深层语义信息，还通过深浅层语义的相互引导，提升特征利用效率，更精准地分割轮毂微小目标，强化模型在复杂背景下的分割性能。

### 1.3 动态阈值损失函数

在轮毂目标分割任务中，传统损失函数难以兼顾定位精度与置信度判断，因此本函数由定位损失  $L_{\text{reg}}$  和置信度损失  $L_{\text{obj}}$  构成，表达式为

$$\text{Loss} = \frac{\lambda L_{\text{reg}} + L_{\text{obj}}}{N_{\text{pos}}} \quad (8)$$

其中， $\lambda$ 、 $N_{\text{pos}}$  分别为平衡系数、锚点数量。 $L_{\text{obj}}$  采用二分类交叉熵损失 (BCE loss)，确保数值稳定性，精准判断轮毂目标区域的置信度； $L_{\text{reg}}$  的表达式为

$$\begin{aligned} L_{\text{reg}} &= L_{\text{IOU}} + L_{\text{dis}} + L_{\text{asp}} \\ &= 1 - \text{IOU} + \frac{\rho^2(b, b^{\text{gt}})}{c^2} + \frac{\rho^2(W, W^{\text{gt}})}{c_W^2} + \\ &\quad \frac{\rho^2(H, H^{\text{gt}})}{c_H^2} \end{aligned} \quad (9)$$

式中， $L_{\text{IOU}}$ 、 $L_{\text{dis}}$ 、 $L_{\text{asp}}$  分别为重叠、中心距离、宽高损失； $c$ 、 $c_W$ 、 $c_H$  分别为预测框与真实框对角线长度的最大值、预测框与真实框宽度、高度的最大值； $b$ 、 $b^{\text{gt}}$  分别为预测边界框和真实边界框的中心点坐标； $W$ 、 $W^{\text{gt}}$  和  $H$ 、 $H^{\text{gt}}$  分别为预测边界框的宽、高和真实边界框的宽、高。

通过上述动态阈值损失函数，模型在训练中可更精准识别风力发电机轮毂运维图像中的微小目标，提升模型目标分割性能。

## 2 实验分析

以某大型风力发电厂为实验场所，厂内配置的 3 MW 级风力发电机。该风力发电机轮毂采用 Q345 高强度合金钢材质，直径 4.2 m，由 6 组精密连接结构与叶片装配，在额定风速 (12 m/s) 下需承受超 10 MPa 的循环机械应力。本次实验采用大疆 Matrice 300 RTK 无人机，搭载禅思 H20T 视觉传感器，针对该风力发电机轮毂开展运维图像采集。传感器具备 2000 万像素可见光镜头，支持 20 倍光学变焦，可清晰捕捉风力发电机组轮毂细节信息，实验环境如图 3 所示。



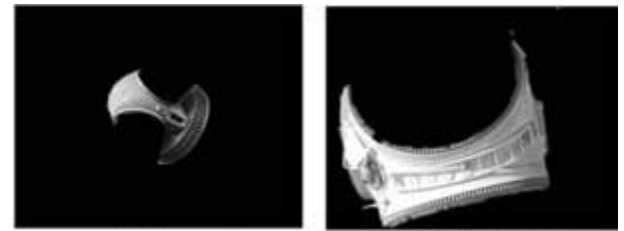
图 3 实验环境

实验过程中，采用基于改进 BiSeNet V2 的图像目标分割模型，其中细节分支使用 3 个卷积层，每个卷积层后跟随一个批归一化层和 ReLU 激活函数，卷积核大小设置为  $3 \times 3$ ，通道数分别为 64、128 和 256；语义分支则使用预训练的 ResNet-18 作为骨干网络，并取其最后四个阶段的特征图。混合注意力模块中，通道注意力采用全局平均池化和全连接层实现，空间注意力则通过卷积层生成注意力图。双边引导聚合层中，深浅层特征的融合权重通过  $1 \times 1$  卷积层学习得到。动态阈值损失函数中，初始阈值设置为 0.5，并根据训练过程中的损失变化动态调整。优化器选用 Adam，学习率设置为 0.001，批处理大小设置为 8，训练轮数设置为 100 轮。完成上述设置后，随机选取两张无人机采集的风力发电机轮毂巡检图像，如图 4 所示。应用本文方法进行巡检图像的目标分割，得到的结果见图 5。



(a) 巡检图像1 (b) 巡检图像2

图 4 风力发电机轮毂巡检图像



(a) 巡检图像1分割结果 (b) 巡检图像2分割结果

图 5 本文方法目标分割结果

从图 5 所示的实验结果可知，本文方法能够清晰分离出轮毂主体结构，包括叶片连接部位、螺栓组件等细节，即使在复杂背景 (如塔筒、设备附属部

件)干扰下,仍能准确勾勒轮毂轮廓,保留螺栓缝隙、金属表面纹理等细微特征。对比图4原始图像发现,分割结果完整保留轮毂关键结构的空问信息,边界定位精确,无明显欠分割或过分割现象。例如,图4(b)中轮毂密封部件的褶皱细节,在图5(b)分割结果中仍清晰可辨,验证了方法对复杂结构的细节捕捉能力。同时具备复杂场景适应性强优势,针对不同角度、光照条件下的轮毂图像,本文方法均能有效区分目标与背景,尤其在轮毂与塔筒衔接等易混淆区域,通过语义与空问特征融合,实现了目标的完整分割。因此本文方法在风力发电机轮毂运维的无人机巡检图像场景中,具备可靠的目标分割能力,能够为后续轮毂运维的缺陷识别提供高质量的目标分割结果。

为验证本文方法应用改进 BiSeNet V2 进行风力发电机轮毂运维图像目标分割的优势,设计消融实验,选取平均交并比(mIoU)和 F1-score 作为评价指标,分析不同模型组成部分下,图像的目标分割效果,并将本文模型的分割结果与模糊聚类分割法<sup>[6]</sup>和离线高斯模型方法<sup>[7]</sup>的分割结果进行对比,实验结果见表1。

表1 消融及对比实验结果

实验类型	方法名称	mIoU/%	F1-score/%
消融实验	BiSeNet V2 基础模型	72.3	78.5
	基础模型+混合注意力模块	76.8	82.1
	基础模型+双边引导聚合层	78.1	83.4
	基础模型+动态阈值损失函数	79.5	84.7
	本文完整改进模型(全模块)	83.2	88.6
对比实验	模糊聚类分割法	75.1	80.2
	离线高斯模型方法	77.3	81.9

分析表1数据,消融实验层面,随着混合注意力模块、双边引导聚合层、动态阈值损失函数逐步融入基础模型,mIoU与F1-score指标持续提升。当完整集成所有改进模块时,本文模型的mIoU达83.2%,F1-score达88.6%,验证各改进组件对提升轮毂图像目标分割性能的有效性,且模块间存在协同优化作用。对比实验层面:相较于模糊聚类分割法和离线高斯模型方法,本文改进 BiSeNet V2 模型的mIoU与F1-score均显著更优。这表明在风力发电机轮毂运维图像的复杂场景中,本文方法对微小目标的分割精度、类别识别综合性能更具优势,能更精准地分离轮毂目标与背景,为后续缺陷分析提供更可靠的分割结果。

### 3 结 语

本文有效利用深度学习中的改进 BiSeNet V2 算法,设计面向风力发电机轮毂运维的无人机巡检图像目标分割方法,通过对 BiSeNet V2 模型进行优化,引入混合注意力模块、双边引导聚合以及动态阈值损失函数,有效解决了风力发电机轮毂运维图像中复杂背景干扰、光照不均以及机械部件遮挡等挑战。实验结果表明,本文方法能够清晰分离出轮毂主体结构及其细节,即使在复杂背景下仍能准确勾勒轮毂轮廓,保留细微特征。相较于已有方法,本文方法在平均交并比(mIoU)和 F1-score 等评价指标上均表现出显著优势。消融实验进一步验证了各改进组件对提升轮毂图像目标分割性能的有效性及其协同优化作用。因此,本文提出的基于改进 BiSeNet V2 的风力发电机轮毂运维图像目标分割方法,具备可靠的目标分割能力,能够为后续轮毂运维的缺陷识别提供高质量的目标分割结果,助力风力发电运维工作顺利开展。

### 参考文献

- [1] 宋晔,吴一全.基于无人机航拍的风力发电机叶片表面缺陷检测综述[J].仪器仪表学报,2024,45(10):1-25.
- [2] 李冰,白云山,赵宽,等.基于HSCA-YOLOv7的风电机组叶片表面缺陷检测算法[J].中国电力,2023,56(10):43-52.
- [3] 贾洪岩,亢涵彬,刘玉龙,等.基于mRMR-GRU的变速恒频风电机组图像识别算法[J].微电机,2024,57(9):56-62.
- [4] 杨宇龙,张银胜,段修贤,等.基于轻量级卷积网络的风力发电机表面缺陷检测研究[J].电子测量与仪器学报,2024,38(8):36-45.
- [5] 范玉莹,何赞泽,孙高森,等.无人机图像风力发电机轮毂中心检测与跟踪[J].中国测试,2022,48(7):90-96.
- [6] 唐晓芳,詹总谦,丁久婕,等.顾及超像素光谱特征的无人机影像自动模糊聚类分割法[J].测绘学报,2022,51(5):677-690.
- [7] 王红星,陈玉权,张欣,等.基于离线高斯模型的输电线路无人机巡检缺陷智能识别方法研究[J].电测与仪表,2022,59(3):92-99.
- [8] 张焕龙,周珂燕,王延峰,等.基于掩码记忆的无人机电力设备分割跟踪方法研究[J].电力系统保护与控制,2024,52(21):140-150.

(下转第78页)

# 深度神经网络下风力发电机组参与系统动态潮流计算方法

李 鹏<sup>1</sup>, 黄文琦<sup>2</sup>, 侯佳莹<sup>2</sup>, 余盛灿<sup>2</sup>, 张博文<sup>2</sup>, 张 擎<sup>2</sup>

(1. 中国南方电网有限责任公司, 广州 510000; 2. 南方电网新型电力系统(北京)研究院有限公司, 北京 10000)

**摘 要:** 风电出力的时空不确定性会破坏传统潮流计算中“源-网-荷”的确定性平衡关系, 这导致电压稳定、频率调节等关键动态行为发生质变, 导致潮流计算具有极大难度。为此, 在深度神经网络下, 设计了一种风力发电机组参与系统动态潮流计算方法。考虑风向随机性的风电机组偏航动态控制参数计算, 基于二阶滑模控制器处理风力发电机变桨系统, 使得风力机组具备响应风况变化的调节能力。基于此, 改进深度神经网络, 以此实现动态电力负荷预测。将负荷预测结果作为混合遗传算法的输入项, 实现风力发电机组参与系统动态潮流计算。测试结果表明: 本文方法在提升风力发电机组参与系统稳定性方面的效果卓越。且该方法应用后, 电力系统的电压幅值曲线展现出更为平稳的特性, 波动显著减少。这验证了所提方法能够改善风电机组的随机波动, 展现了其在提升电网对可再生能源接纳能力方面的实用价值。

**关键词:** 深度神经网络; 风力发电机组; 电力系统; 动态潮流计算

**中图分类号:** TM315 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-6848(2025)11-0067-06

## Dynamic Power Flow Calculation Method for Wind Turbine Generators Participating in the System Under Deep Neural Networks

LI Peng<sup>1</sup>, HUANG Wenqi<sup>2</sup>, HOU Jiaxuan<sup>2</sup>, YU Shengcan<sup>2</sup>, ZHANG Bowen<sup>2</sup>, ZHANG Qing<sup>2</sup>

(1. China Southern Power Grid Co., LTD., Guangzhou 510000, China;

2. Southern Power Grid New Power System (Beijing) Research Institute Co., LTD., Beijing 100000, China)

**Abstract:** The spatio-temporal uncertainty of wind power output can disrupt the deterministic balance relationship of “source-grid-load” in traditional power flow calculation, which leads to qualitative changes in key dynamic behaviors such as voltage stability and frequency regulation, making power flow calculation extremely difficult. Therefore, under the deep neural network, a calculation method for the dynamic power flow of the wind turbine participating system was designed. The calculation of dynamic control parameters for yaw of wind turbine units considering the randomness of wind direction, and the processing of the pitch system of wind turbine units based on the second-order sliding mode controller, enabled the wind turbine units to have the regulation ability in response to changes in wind conditions. Based on this, the deep neural network was improved to achieve dynamic power load forecasting. The load forecasting results were taken as the input items of the hybrid genetic algorithm to realize the participation of wind turbine generators in the dynamic power flow calculation of the system. The test results show that the method proposed in this paper has an outstanding effect in improving the stability of the wind turbine participating system. Moreover, after the application of this method, the voltage amplitude curve of the power system shows a more stable characteristic, and the fluctuation is significantly reduced. This verified that the proposed method could improve the random fluctuations of wind turbine units and demonstrates its practical value in enhancing the grid's capacity to accommodate renewable energy.

**Key words:** deep neural network; wind turbine generator set; power system; dynamic power flow calculation

收稿日期: 2025-06-20

基金项目: 中国南方电网有限责任公司科技项目(ZBKJXM20240030)

作者简介: 李 鹏(1973), 男, 博士, 教授级高级工程师, 研究方向为电网数字化、智能化。

黄文琦(1988), 女, 博士, 教授级高级工程师, 研究方向为电力人工智能技术、电力系统智能调度。

侯佳莹(1995), 女, 硕士, 工程师, 研究方向为面向调度运行的电力人工智能研究。

余盛灿(1997), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为面向调度运行的电力人工智能研究。

张博文(1991), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为面向调度运行的电力人工智能研究。

张 擎(1990), 男, 博士, 工程师, 研究方向为面向调度运行的电力人工智能研究。



## 0 引言

随着“双碳”目标的推进,风电在电力系统中的渗透率持续攀升,其随机性、间歇性和低惯量特性对传统电力系统动态行为产生了深刻影响。传统动态潮流计算基于同步机主导的确定性模型,假设系统惯量充足且电源出力可控,而高比例风电并网后,系统动态过程呈现强时变性、多时间尺度耦合等新特征,导致传统方法在分析频率响应、电压稳定、功角振荡等动态问题时面临理论局限<sup>[1-2]</sup>。风电并网改变了系统动态响应的物理基础。同步发电机通过转子动能提供惯量支撑,而风电机组依赖电力电子变流器并网,其惯量响应能力与控制策略强相关,可能加剧系统频率失稳风险。在此背景下,研究风力发电机组参与系统动态潮流计算的核心在于解决新型电力系统“双高”(高比例可再生能源、高比例电力电子设备)特性带来的理论挑战,为电网安全运行、调度决策提供更精确的动态分析工具,支撑新型电力系统的稳定规划和实时控制<sup>[3-4]</sup>。

在交直流混合配电网的潮流计算研究中,李国庆等学者提出了一种基于多场景分析的支路潮流建模方法<sup>[5]</sup>,通过建立统一的功率平衡方程,并采用改进的牛顿-拉夫逊算法进行求解。该方法的核心思想是在不同运行场景下对网络参数进行动态调整,以提高潮流计算的适应性。然而,由于多场景建模需综合考虑负荷波动、分布式电源出力变化以及网络拓扑调整等多种因素,模型复杂度显著增加,可能导致计算效率降低,甚至影响最终结果的精度。

另一方面,针对配电网三相不平衡问题,李钰洋等研究者提出了基于高斯积分点估计法的概率潮流计算方法<sup>[6]</sup>。该方法通过对三相不平衡系统的随机变量进行概率建模,并利用高斯积分点近似计算其统计特性,从而评估不确定性因素对系统潮流分布的影响。然而,当电网结构高度复杂或分布式电源渗透率较高时,该方法可能面临计算负担加重、收敛性下降等问题,限制了其在大型不平衡配电网中的适用性。

基于此,考虑到风电出力的时空不确定性会破坏传统潮流计算中“源-网-荷”的确定性平衡关系,这导致电压稳定、频率调节等关键动态行为发生质变,导致潮流计算具有极大难度。为此,在深度神经网络下,设计了一种风力发电机组参与系统动态潮流计算方法。考虑风向随机性的风电机组偏航动态控制参数计算,基于二阶滑模控制器处理风力发电机变桨系统,使得风力机组具备响应风况变化的

调节能力。基于此,改进深度神经网络,以此实现动态电力负荷预测。将负荷预测结果作为混合遗传算法的输入项,实现风力发电机组参与系统动态潮流计算。

## 1 风力发电机组参与系统动态潮流计算方法

### 1.1 考虑风向随机性的风电机组偏航动态控制参数计算

在风电机组动态潮流计算中,风向的随机性直接影响机组的气动特性,进而改变其输出功率特性。由于风轮对风向变化存在动态响应过程,若忽略偏航系统的动态调节特性,将导致机组有功出力计算值与实际值出现显著偏差。这种偏差在系统暂态过程中会被进一步放大,影响动态潮流的计算精度<sup>[7]</sup>。因此,在建立风电机组动态模型时,需首先考虑风向随机性对偏航控制的影响,准确描述偏航角动态变化过程,才能确保后续功率计算环节的准确性,为系统动态分析提供可靠的输入数据。

在风电机组运行过程中,外界环境的风向始终处于动态变化状态,这种随机性会直接影响风轮的气动特性与功率输出效率。为了确保机组始终以最佳迎风角度捕获风能,必须准确捕捉风向变化的响应信号,并据此计算合理的偏航动态控制参数。利用风玫瑰图统计分析历史风向数据,识别不同方位风况的出现频率及强度分布规律,为偏航控制提供概率依据;通过旋转风速测量装置实时监测风向变化,获取动态风速分量,从而建立风向-偏航角的动态响应关系<sup>[8]</sup>。这种基于风玫瑰图与实时测量的综合分析方法,能够有效降低风向随机性带来的不确定性,使计算得到的偏航控制参数既符合当地风资源特性,又能快速响应实时风向波动。计算此时的风速  $v$  如下所示。

$$v = q + a \cdot B + \chi \cdot B \quad (1)$$

式中,  $q$  为风电机组运行阻力常量,  $a$  为外界风速系数,  $\chi$  为风速与风杯的关系系数,  $B$  为风杯在单位范围的转动数量。

基于风速  $v$  计算此时风电机组风速极大值概率  $v'$ , 如下所示。

$$v' = 1 - \exp \left[ - \left( \frac{v_{\max}}{p \cdot v} \right)^2 \right] \quad (2)$$

式中,  $v_{\max}$  为风速最大值,  $p$  为概率分布参数。

为了降低风电场控制偏离风险,需要对随机风波动状态进行分布式处理,结合基本风、阵风、渐变风、随机噪声风成分得到的控制风向样本数据  $V$



如下所示。

$$V = \bar{V} + V_{WG} + V_{WR} + V_{WS} \quad (3)$$

式中,  $\bar{V}$  为原始基础风速,  $V_{WG}$  为风速突发时变后的阵风风速,  $V_{WR}$  为呈渐变状态的风速,  $V_{WS}$  为包含随机噪声的风速

风向的随机变化会导致偏航系统面临不同特性的控制事件, 只有按照不同控制事件出现的概率进行归一化调整<sup>[9-10]</sup>, 才能合理量化各类工况的出现概率, 从而确定风电机组偏航动态控制参数  $\eta$  如下所示。

$$\eta = (P_{\max} - P_{\min}) \cdot P' / V \quad (4)$$

式中,  $P_{\max}$  为风曲线最大功率值,  $P_{\min}$  为风曲线最小功率值,  $P'$  为风电机组控制输出功率, 使用上述偏航动态控制参数可以进行控制风向精细划分, 为生成后续的风电机组偏航动态响应控制策略作参考。

## 1.2 基于二阶滑模控制器的风力发电机变桨系统处理

尽管偏航控制能够确保风轮始终对准风向, 但仅靠偏航系统无法完全适应风速随机变化对机组功率输出的影响。变桨系统的动态调节是保证风电机组安全稳定运行的另一关键环节, 当风速超过额定值时, 变桨系统通过调节桨距角限制风能捕获, 防止机组超速。基于滑模控制的变桨系统能够在有限时间内快速到达稳定状态, 这种快速响应特性对维持机组在动态潮流计算中的功率平衡至关重要。因此, 本节通过二阶滑模控制器来完成风力发电机变桨系统处理。

定义的二阶滑模面  $e$  表达式如:

$$e = g' + \varphi \cdot g \quad (5)$$

式中,  $g'$  为误差导数,  $g$  为风力发电机变桨系统的输出与参考输出之间的误差,  $\varphi$  为随机调节参数, 用于调节滑模面的收敛速度。

基于此, 采用超扭曲算法对控制器进行设计, 由此得到的二阶滑模控制器表达式如:

$$F = -s_1 |e|^{1/2} \text{sign}(e) - s_2 \int_0^t \text{sign}(e) de \quad (6)$$

式中,  $s_1, s_2$  为两个不同的增益参数, 用于调节控制器的增益,  $F$  为控制器的控制输出结果看,  $t$  为时间。

上述控制器可以保证风力发电机变桨控制系统能够在有限的时间里到滑模面, 并在滑模面上保持滑动。通过上述步骤即可完成对于二阶滑模控制器的有效设计。通过对滑模面进行定义, 并结合超扭曲算法, 构建出控制输出结果与控制器参数之间的关系。

## 1.3 基于改进深度神经网络的动态电力负荷预测

在完成风电机组偏航动态控制参数计算和变桨系统处理后, 虽然机组已具备响应风况变化的调节能力, 但动态潮流计算仍需负荷预测。电力系统的功率平衡是实时动态过程, 风电机组的最终出力必须与电网实际负荷需求相匹配。偏航和变桨控制仅优化了机组从风能到机械能的转换效率, 而发电机输出的电能仍需服从调度指令参与全网潮流分配。若缺乏准确的负荷预测, 即使风电机组自身控制参数计算精确, 其并网功率仍可能因与系统需求不匹配而导致频率偏差或电压越限。

但是, 由于风电出力具有显著的间歇性和波动性, 若不能准确预判负荷变化趋势, 系统将无法合理分配风电机组的动态调节容量。当实际负荷与预测值出现偏差时, 不仅会导致常规机组的调频压力骤增, 更会造成风电机组在潮流计算中的参考功率设定失准, 使得整个系统的电压分布和支路潮流偏离真实运行状态。特别是在高风电渗透率系统中, 负荷预测误差会通过风电机组的功率反调作用被进一步放大, 严重影响动态潮流计算对系统暂态过程的模拟精度。因此, 基于改进深度神经网络的负荷预测, 实质上是为风电机组参与系统调节提供前瞻性的功率平衡基准, 这是构建准确动态潮流模型的必要条件。

改进深度神经网络模型结构如图 1 所示。

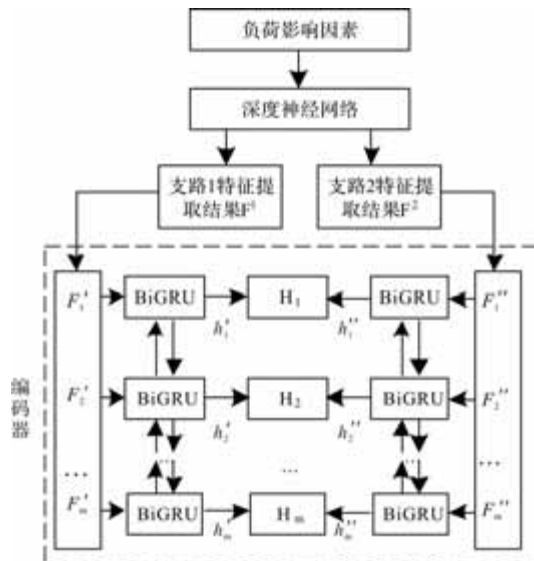


图 1 改进深度神经网络模型

基于改进深度神经网络的动态电力负荷预测主要通过三个门机制(遗忘门、输入门、输出门)共同实现。遗忘门负责确定新输入的与动态电力负荷各影响因素相关的信息(用  $x_T$  表示  $T$  时刻新输入的信

息)以及  $t-1$  时刻的输出信息(用  $h_{t-1}$  表示)中各因素的哪些信息需要被丢弃。其本质将  $x_t$  和  $h_{t-1}$  这两个信息共同输入到本门控机制进行运算,得出输出信息  $F_t$ 。

记忆门负责决定  $x_t$  和  $t-1$  时刻的  $h_{t-1}$  中哪些信息将会被保留下来。

输出门可将输入与  $x_t$  和  $t-1$  时刻的  $h_{t-1}$  经过一个 sigmoid 神经网络层  $K$ , 同时将处理后的细胞状态  $Q_t$  经过一个 tanh 函数得到当前时刻  $T$  的关于动态电力负荷预测结果。

#### 1.4 基于混合遗传算法的风力发电机组参与系统动态潮流计算

基于混合遗传算法的风力发电机组参与系统动态潮流计算的原理,是通过智能优化与传统数值计算的协同融合来实现高效求解。该算法首先采用二进制编码(1/0 表示机组投切状态)生成初始种群,结合动态潮流方程构建适应度函数(通常以网损最小或电压偏差最优为目标);然后通过改进的遗传算子在全局搜索过程中保持种群多样性,算法的具体步骤如:

##### (1) 二进制编码方案

采用单比特二进制编码表示风电机组在动态潮流计算中的状态:比特置 1 表示该机组被纳入当前潮流计算模型,置 0 则表示排除。这种简洁的编码方式有效实现了计算资源的动态分配。

##### (2) 精英保留的竞争机制

在遗传算法迭代过程中,采用优胜劣汰策略保持种群进化效率:

每代产生  $n$  个新个体(即风电机组组合的新可行解)。

将新个体与当代种群中适应度(反映解的质量指标)排名末位的个体进行竞争对比。

强制淘汰适应度最低的个体,确保种群规模恒定。

##### (3) 新个体生成方式

在该混合遗传算法中,新个体的生成融合了多种进化机制与电力系统物理特性。算法首先基于适应度值对父代个体进行概率筛选,优先保留目标函数表现优异的候选解;随后通过动态调整的交叉操作,在解空间内重组不同个体的有效基因片段。特别针对风力发电特点,设计了与气象条件联动的变异规则:当风资源状况发生显著变化时,算法会智能调整相关发电单元的启停状态组合,例如在风能供应不足的区域自动激活备用机组的参与标志。这

种生成方式既继承了传统遗传算法的全局探索优势,又通过嵌入电力系统运行约束,显著提升了可行解的产生效率。

潮流计算过程聚集体如:

步骤 1: 通过混合遗传算法计算出预估解  $A$ , 该解被选定为风力发电机组参与系统动态潮流计算进化过程的起点种群(第 0 代)中的一个个体  $Q_n = A$ 。

步骤 2: 初始化: 随机生成  $n$  个个体  $Q_1, Q_2, \dots, Q_n$ , 与  $Q_n = A$  一起构成风力发电机组参与系统动态潮流初始解。

步骤 3: 种群排序: 依据个体编码(即风力发电机组参与系统动态潮流目标函数<sup>[11-12]</sup>计算过程中设施输出变量取值的不同), 利用式(7)对个体进行排序, 如式(7)所示:

$$Q_{\text{best}} = \text{argbetter}(Q_i, Q) \quad (7)$$

步骤 4: 生成  $m$  个新个体  $Q'_1, Q'_2, \dots, Q'_m$ : 当风力发电机组参与系统动态潮流计算中第  $t$  代已生成的新个体数小于设定要生成的新个体数  $m$  时, 选择多父体杂交生成一个或两个新个体。将生成的新个体加入到第  $t$  代新个体集合中<sup>[13-14]</sup>。

步骤 5: 对生成的  $m$  个风力发电机组参与系统动态潮流解新个体排序<sup>[15]</sup>:  $Q'_{\text{best}} = \text{argbetter}(Q'_i, Q')$ ,  $i = 1, 2, \dots, m$ 。

步骤 6: 替换: 如果  $\text{better}(Q'_{\text{best}}, Q_{\text{worst}})$  成立, 则  $Q_{\text{worst}} = Q'_{\text{best}}$ 。

步骤 7: 贪心修正: 如  $Q_n = A$  优于个体  $Q_{\text{worst}}$ , 则  $Q_{\text{worst}} = Q_n = A$ ,

步骤 8: 达到终止条件, 进行下一步, 否则转入步骤 3。

步骤 9: 输出风力发电机组参与系统短时潮流最优解  $Q_{\text{best}}$ , 即为风力发电机组参与系统短时潮流最优解  $Q_{\text{best}}$ 。

## 2 实验设计

为了验证风力发电机组参与系统动态潮流计算方法的有效性, 可选取一个包含风电和常规电源的典型区域电网作为测试环境。该实验系统采用 220 kV 电压等级, 包含 200 MW 风电场(40 台 5 MW 机组)和 300 MW 火电机组, 通过 110 kV 线路向 450 MW 基准负荷供电。风电机组配置双馈感应发电机, 惯性时间常数 4.5 秒, 变流器响应时间 50 毫秒, 具备  $\pm 0.95$  功率因数调节能力。系统设置  $\pm 50$  MVar STATCOM 维持并网点电压 1.02 pu, 频率允许偏差  $\pm 0.2$  Hz。在该环境中, 利用研究方法得到的机组

偏航动态控制风向分布参数结果如图 2 所示。

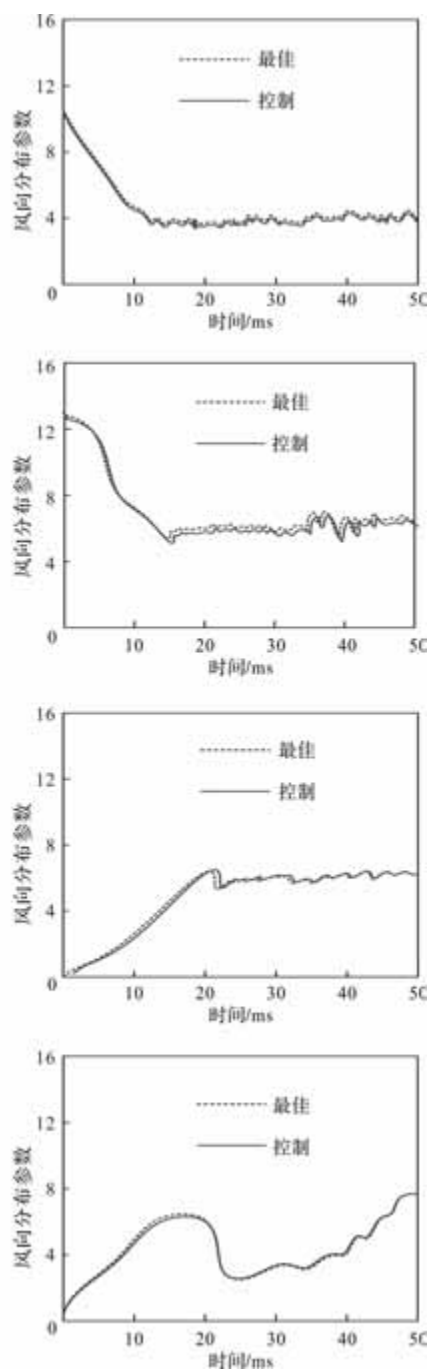


图 2 偏航动态响应控制风向分布参数结果

对比图 2 中 0 MIN ~ 16 MIN 短时间内电力系统初始运行状态下的电压幅值和最优潮流电压幅值可知偏航动态响应控制结果与最佳控制效果具有较高一致性，机组偏航动态控制风向分布参数的控制误差始终小于 0.5，证明本文方法在提升风力发电机组参与系统稳定性方面的效果卓越。

考虑到在初始运行状态下，系统电压受风电随机波动影响呈现自然变化特性；而最优潮流电压幅值则反映了在考虑风电机组动态调节能力（包括偏航控制、变桨调节和变流器响应）后，系统所能达到的

最佳电压分布状态。通过计算这两个电压序列的偏差，既能评估风电机组动态控制参数的有效性，又能验证所提方法对平抑风电波动、维持节点电压稳定的实际作用效果，从而证明风电机组参与系统动态潮流计算对提升电网稳定性的技术价值。结果如图 3 所示。

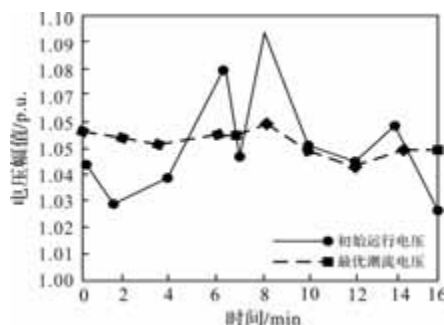


图 3 最优潮流电压幅值特性

通过图 3 可知，在初始运行状态下，系统电压幅值随时间呈现较为明显的波动，在 2 min 时约为 1.03 p. u.，到 4 min 时恢复至初始值约 1.04 p. u.，后续也在一定范围内上下波动，在 6 min 和 8 min 分别达到较大值 1.08 p. u. 和 1.09 p. u.。这体现了风电随机波动对系统电压自然变化的影响。而最优潮流电压幅值曲线相对更为平稳，其数值大致稳定在 1.04 p. u. ~ 1.05 p. u. 左右，波动幅度明显小于初始运行状态下的电压幅值。这表明在考虑风电机组动态调节能力后，系统能够达到相对稳定且最佳的电压分布状态。由此可得，风电机组的动态控制参数有效，所提方法对平抑风电波动、维持节点电压稳定具有显著的实际作用效果，充分证明了风电机组参与系统动态潮流计算对提升电网稳定性的重要技术价值。

### 3 结 语

本研究通过融合深度神经网络与先进控制理论，创新性地解决了风电机组参与系统动态潮流计算的关键技术难题。所提出的方法不仅有效协调了风电机组偏航与变桨系统的动态响应特性，更通过智能预测与优化算法的有机结合，实现了风电出力与系统负荷的精准匹配。实验结果显示，机组偏航动态控制风向分布参数的控制误差始终小于 0.5，最优潮流电压幅值可稳定在 1.04 p. u. ~ 1.05 p. u.，证明了研究方法显著提升了含高比例风电电力系统的运行稳定性，为可再生能源大规模并网提供了可靠的技术支撑。该方法的实际价值在于，它既保留了现有电网基础设施，又通过算法创新充分挖掘了风电

机组的调节潜力,为构建新型电力系统探索出一条经济可行的技术路径,对推动能源结构绿色转型具有重要的工程实践意义。

## 参考文献

- [1] 何长民. 风力发电机组原理及实践应用阐释[J]. 太阳能学报, 2024, 45(03): 611.
- [2] 崔鹤松, 李雪萍, 黄晟, 等. 模块化多相永磁风力发电机串并联直流海上风电场电压协调控制[J]. 电工技术学报, 2023, 38(04): 925-935.
- [3] 贾孟硕, 曹仟妮, 许偲轩, 等. 考虑机组调频容量约束的输电网概率潮流解析算法[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(22): 8592-8602.
- [4] 管恩齐, 何晋, 骆通. 适用于双极直流电网最优潮流控制的双鱼群算法[J]. 电网与清洁能源, 2022, 38(10): 35-43, 50.
- [5] 李国庆, 赵妍辉, 成龙. 基于支路模型的交直流混合配电网统一潮流计算[J]. 电网技术, 2023, 47(10): 4302-4313.
- [6] 李钰洋, 王增平. 基于高斯求积的智能配电网三相概率潮流点估计法[J]. 电网技术, 2022, 46(02): 709-717.
- [7] 冯卓诚, 姜彤, 万凯遥, 等. 基于节点电压方程拆解的交替迭代潮流算法[J]. 电网技术, 2023, 47(04): 1675-1681.
- [8] 张忠会, 雷大勇, 李俊, 等. 基于自适应  $\varepsilon$ -支配多目标粒子群算法的含 SOP 的主动配电网源-网-荷-储双层协同规划模型[J]. 电网技术, 2022, 46(06): 2199-2212.
- [9] 刘石川, 雷轲, 刘紫玉, 等. 基于静态安全域的含新能源输电网随机最优潮流[J]. 电力系统及其自动化学报, 2023, 35(03): 94-101.
- [10] 王士兴, 陈树恒, 刘群英, 等. 基于高斯混合随机性模型的多风电场配电网概率潮流计算[J]. 电力自动化设备, 2022, 42(11): 64-69, 91.
- [11] 李亚辉, 孙媛媛, 王庆岩, 等. 基于源荷谐波耦合模型的数据驱动概率谐波潮流计算[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(11): 4323-4335.
- [12] 陈刚, 刘万彬, 杨悦荣, 等. 考虑新能源不确定波动的交直流混联电网静态电压稳定裕度区间计算[J]. 电网技术, 2023, 47(03): 1127-1137.
- [13] 柳影, 田君杨, 李佩杰, 等. 求解最优潮流全局最优解的二阶半定规划方法[J]. 重庆师范大学学报(自然科学版), 2022, 39(02): 22-30.
- [14] 周淳, 姜彤. 基于矢量指令集的三相潮流并行计算方法[J]. 电网技术, 2023, 47(03): 1151-1158.
- [15] 徐永海, 薛超凡, 陶顺, 等. 电力系统谐波潮流计算方法综述[J]. 电测与仪表, 2023, 60(12): 1-10.

(上接第 13 页)

- [8] Leggate D, Kerkman R J. Pulse-based Dead-time Compensator for PWM Voltage Inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1997, 44(2): 191-197.
- [9] Ueda R, Sonoda T, Takata S, et al. Experimental Results and Their Simplified Analysis on Instability Problems in PWM Inverter Induction Motor Drives[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1989, 25(1): 86-95.
- [10] Suzuki K, Saito S, Kudor T, et al. Stability Improvement of V/F Controlled Large Capacity Voltage-Source Inverter Fed Induction Motor[C]. Conference Record of the 2006 IEEE Industry Applications Conference Forty-First IAS Annual Meeting, 2006: 90-95.
- [11] 梁信信. 感应电动机变频驱动系统轻载振荡抑制策略研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2011.
- [12] Uddin M B, Pramanik M N, Reza S A. Low Frequency Stability Study of a Three-phase Induction Motor[C]. 7th International Conference on Power Electronics, 2007: 1115-1120.
- [13] Xiang Y Q. Instability Compensation of V/Hz PWM Inverter-fed Induction Motor Drives[C]. IAS'97 Conference Record of the 1997 IEEE Industry Applications Conference Thirty-Second IAS Annual Meeting, 1997: 613-620.
- [14] 韩焦. 通用变频器调速系统关键技术研究[D]. 南京: 南京理工大学, 2014.
- [15] Murai Y, Watanabe T, Iwasaki H. Waveform Distortion and Correction Circuit for PWM Inverters with Switching Lag-Times[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1987, IA-23(5): 881-886.
- [16] Choi J W, Sul S K. Inverter Output Voltage Synthesis Using Novel Dead Time Compensation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1996, 11(2): 221-227.
- [17] Sepe R B, Lang J H. Inverter Nonlinearities and Discrete-time Vector Current Control[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1994, 30(1): 62-70.
- [18] 胡丽萍. 变速恒频风电系统最大风能追踪控制研究[D]. 北京: 华北电力大学, 2010.
- [19] 刘向杰, 周孝信, 柴天佑. 模糊控制研究的现状与发展[J]. 信息与控制, 1999, 28(4): 283-292.

# 多三相永磁电机系统控制技术综述

赵小鹏, 王东辉, 李嘉豪

(中国航空工业集团公司西安飞行自动控制研究所, 西安 710076)

**摘要:** 针对航空航天等领域对高可靠、强容错电机系统的需求, 分析了多三相永磁电机容错拓扑、控制技术, 重点研究了电机强短路电流抑制技术、多单元电机间的高效协同控制技术、强鲁棒故障诊断与归一化容错控制技术, 对电机本体被动容错设计技术、电机系统故障后主动容错控制技术进行了探讨, 兼顾了多三相永磁电机系统正常工作、容错运行两种模式下的架构及性能, 并对电机系统多目标优化、变工况故障诊断及复合容错控制技术进行了展望, 支撑多三相永磁电机系统的优化设计。

**关键词:** 多三相; 短路电流抑制; 协同控制; 故障诊断; 容错控制

中图分类号: TM351; TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2025)11-0073-06

## Review of Control Technology for Multi-three-phase Permanent Magnet Motor System

ZHAO Xiaopeng, WANG Donghui, LI Jiahao

(AVIC Xi'an Flight Automatic Control Research Institute, Xi'an 710076, China)

**Abstract:** In response to the demand for high reliable and strong fault-tolerant motor system for aerospace and other fields, this paper analyzed the fault-tolerant topology and control technology of multi-three-phase permanent magnet motor. It focused on the research of key technology such as strong short-circuit current suppression, efficient cooperative control among multi-unit motor, strong robust fault diagnosis and normalized fault-tolerant control technology. Additionally, the motor passive fault-tolerant design and active fault-tolerant control technology were discussed. The unified architecture and high performance model for the multi-three-phase permanent magnet motor system under both normal operation and fault-tolerant operation are considered. Furthermore, the prospect of multi-objective optimization for the motor, fault diagnosis under variable condition and composite fault-tolerant control technology was presented, which could support the optimal design for the multi-three-phase permanent magnet motor system.

**Key words:** multi-three-phase; short-circuit current suppression; cooperative control; fault diagnosis; fault-tolerant control

## 0 引言

多相永磁电机系统相比三相永磁电机系统, 具有大功率、强容错、低脉动、控制灵活等突出优势, 成为航空航天、舰船推进、新能源等高安全领域运动执行系统的首选。但随着相数的增加, 多相永磁电机系统的硬件越来越复杂, 正常运行时存在谐波电流空间, 同时对故障诊断的覆盖率、准确率要求更加严格, 且容错运行时往往存在相间电流不对称等难题。多三相永磁电机可以认为是多个三相电机单元的叠加, 正常工作时无谐波空间电流, 同时可以继承三相电机的控制技术, 从而成为多相永磁电机系统中应用最为广泛的电机, 在现代国防装备建

设中扮演着十分重要的角色, 也是国内外研究的热点前沿技术。

本文围绕多三相永磁电机系统, 首先分析了电机强隔离、抗短路容错拓扑, 其次研究了单元电机间的协同控制策略, 并探讨了故障诊断与容错控制技术, 最后对多三相永磁电机系统控制技术进行了展望。

## 1 多三相永磁电机容错拓扑

随着航空、电动汽车等领域电压体制及功率等级的不断提高, 电机控制系统的电应力、温度应力越来越高, 且由于运行工况复杂、环境多变, 导致电机绝缘老化、SiC 性能退化明显加速, 成为电机短路失效的主要原因, 而大功率电机短路故障往往会

收稿日期: 2025-08-29

作者简介: 赵小鹏(1986), 男, 高级工程师, 研究方向为航空永磁电机设计及控制。

王东辉(1969), 男, 研究员, 研究方向为飞行控制技术。

李嘉豪(1998), 男, 工程师, 研究方向为电推进系统设计。

引起重大事故,因此国内外针对多三相永磁电机,重点从短路电流抑制、单元电机之间的强隔离、相绕组之间的物理隔离技术方面开展了研究。

文献[1]针对18槽/16极分数槽集中绕组电机,设计了双三相单双层混合绕制相绕组模块化结构,实现了各相绕组之间、两个三相绕组之间的物理隔离,如图1所示,重点研究了齿靴偏移对电机磁动势谐波、短路电流、齿槽转矩的影响,仿真及实验结果表明,齿靴偏移后,互感/自感由7.7%降低至0.47%,实现了绕组之间的磁隔离,相绕组短路电流幅值由14A降低至10A,极大地提高了电机容错能力。

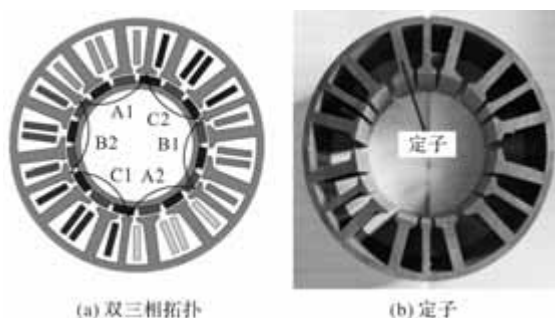


图1 双三相齿靴偏移容错电机

文献[2]将3个12槽/2极电机布置于单个定子铁心,实现了三三相绕组通道间的有效隔离,如图2所示,研究表明,由于三套绕组星型连接时无法抵消零序磁链,匝间短路电流较大,改为三角形连接时,匝间短路电流由151A降低至113A,因此三角形连接是一种无需额外成本即可降低匝间短路电流的有效方案。

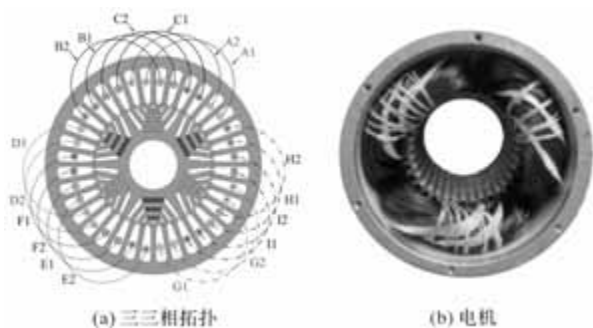


图2 三三相内嵌式磁钢容错电机

增加短路阻抗有效抑制了短路电流,但是牺牲了正常工作时的效率、动态响应性能,文献[3]提出了一种新型可变阻抗永磁电机,如图3所示,通过在绕组端部附加导磁式容错环,正常工作时与传统电机一致,呈现低阻抗,在发生匝间短路时,利用容错环漏磁通形成大阻抗,从而实现故障前后电机从低阻抗至高阻抗状态的自动切换,研究了考虑铁心饱和效应的匝间短路模型,表明可变阻抗电机的短路电流和转

矩脉动显著低于传统电机,还揭示了容错环的尺寸与抗短路性能之间存在正比关系,当容错环的重量增加比例达到40%时,短路电流抑制效果会趋于饱和,兼顾了电机的功重比及短路容错性能。

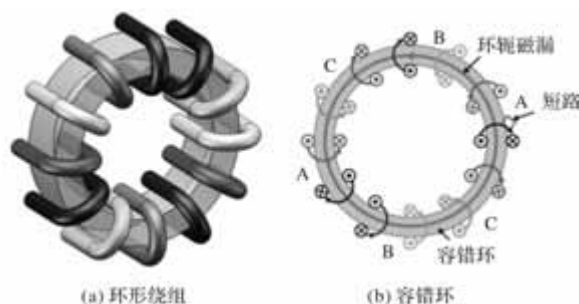


图3 分离容错环变阻抗永磁电机

与容错环漏磁通变阻抗原理类似,文献[4]通过特殊的闭合分裂齿结构实现齿部环形漏磁的自动调节,从而显著抑制短路电流和转矩脉动,如图4所示,电机采用双三相绕组配置,研究了闭合分裂齿结构齿宽、槽高等关键参数对性能的影响,实验结果表明电机兼具优异的电磁性能,以及高转矩密度、高功率因数和高效率,为容错电机变阻抗设计提供了一种新的思路。

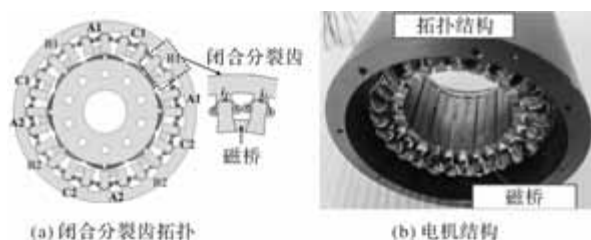


图4 闭合分裂齿变阻抗容错电机

轴向磁场电机采用双转子、单定子结构时,可以省略定子磁轭,有效提升电机转矩密度,文献[5]针对无定子轭轴向磁通永磁电机,提出了一种新型整数槽分布式独立绕组,两组单层绕组以交替方式绕制在定子铁心的两侧,如图5所示,通过这种方式,定子两侧的绕组无需额外的隔离结构,就能按照电机的极对数自行形成分离状态,实现了两套绕组之间的物理隔离、磁隔离,同时为双绕组设置内置冷却通道创造了有利条件,提高了电机的可靠性。

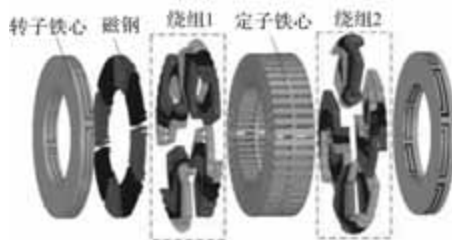


图5 双绕组自然隔离轴向磁通电机

文献[6]将三相绕组分别绕制于轴向串联的三个不同的定子铁心,并相应地采用轴向串联式三段磁钢,如图6所示,进一步通过物理结构彻底实现了三相绕组之间的磁隔离、热隔离,大幅提升了电机可靠性,有效抑制了相绕组短路时的故障蔓延,研究表明,轴向分相永磁同步电机具备宽恒功率区、宽高效区运行特性。

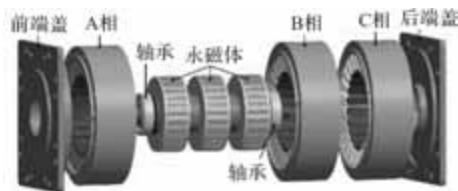


图6 轴向分相永磁同步电机

## 2 多三相永磁电机控制技术

多三相永磁同步电机主要有两种控制方法,一种按照多单元三相电机建模,研究集中于多单元电

机之间的协同控制,另外一种按照多相电机进行整体建模,研究集中于多维空间电流的优化策略,以及绕组开路、短路等的故障诊断与容错控制技术,相对而言,工程上采用多单元电机控制方式较多,而理论研究以整体建模多维空间电流控制技术为主。

### 2.1 单元电机间的协同控制技术

文献[7]建立了九相永磁同步电机切除单元电机时的数学模型,分析了不同单元数电机运行时的槽漏感,研究了基于三  $d-q$  模型的九相永磁同步电机控制策略,如图7所示,并以电机系统全转矩范围内损耗最小为约束条件,分析了不同单元数电机运行时电机铜损、逆变器损耗随负载率的变化关系,仿真结果表明,负载率小于0.33时,1个单元电机运行方式最优;负载率为0.33~0.66时,2个单元电机运行方式最优;负载率为0.66~1时,3个单元电机全部投入运行最优。

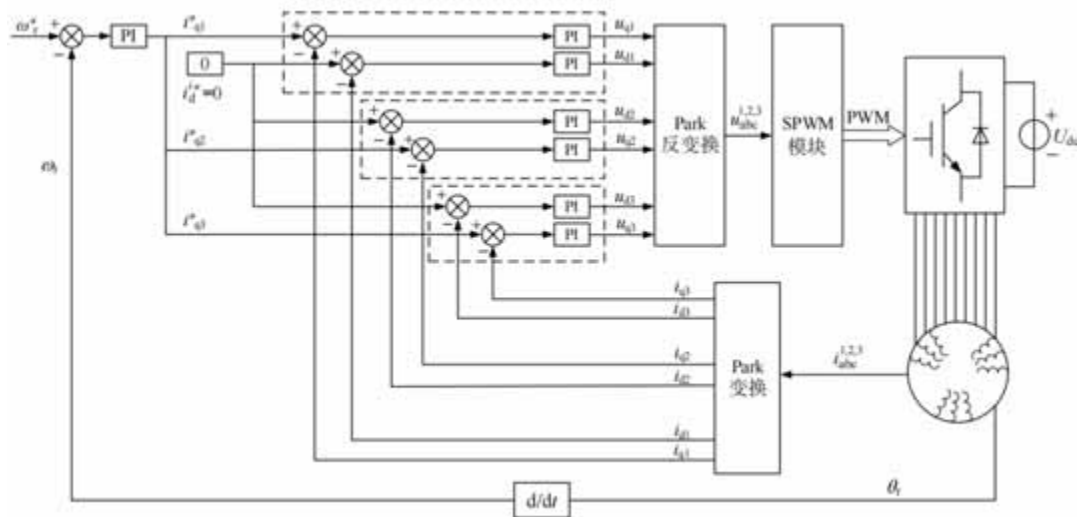


图7 基于三  $d-q$  模型的九相永磁同步电机控制框图

针对4单元模块化十二相永磁电机,文献[8]分析了PWM斩波对系统振动和共模电流的影响机理,将该电机的四个三相模块分为相邻两组或非相邻两组,对两组三相模块采用共模抵消脉宽调制进行控制,理论上可将电机总的共模电压抑制至零,对另外两组模块采用载波移相脉宽调制,可进一步抵消特定开关谐波,从而抑制电机的转矩脉动和振动,如图8所示,实验结果表明,该方法实现了四模块电机之间的协同控制,可显著提升系统在高频领域的可靠性。

文献[9]针对零相移双三相永磁同步电机两套绕组之间存在磁路耦合导致动态性能降低的问题,提出了一种基于虚拟电流环的双三相永磁同步电机

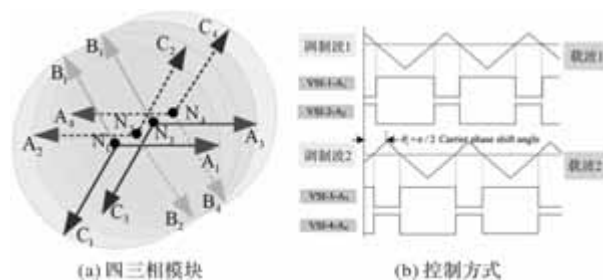


图8 模块电机共模电流抑制 PWM 调制策略

解耦模型,如图9所示,设计了虚拟电流环调节器以消除耦合影响,实现了双三相永磁同步电机的独立电流控制,改善了其动态性能和稳定裕度,开展了热备份实验,大幅提升了双三相永磁同步电机的可靠性。



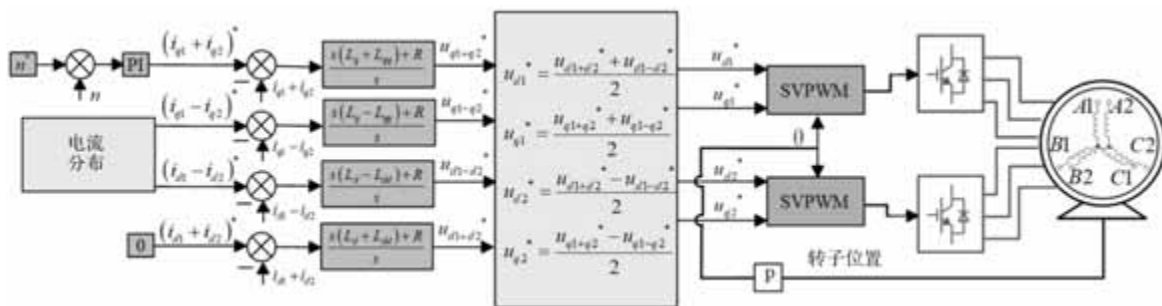


图9 基于虚拟电流环的双三相电机解耦控制框图

## 2.2 故障诊断与容错控制技术

电机系统的主要故障包含绕组、磁钢、轴承、功率管、传感器等故障，多三相永磁同步电机相对传统三相电机，其可靠性提升主要是通过绕组的备份实现的，因此其技术研究主要集中于绕组故障诊断与容错控制。

文献[10]利用双三相永磁同步电机所特有的谐波子平面，由故障前后谐波子平面电流矢量的幅值变化进行开路故障检测，再结合谐波子平面电流矢量相角准确定位故障相绕组，如图10所示。实验结果表明，所提出的谐波子平面归一化电流矢量诊断策略有效提升了绕组开路故障诊断的准确性与鲁棒性。

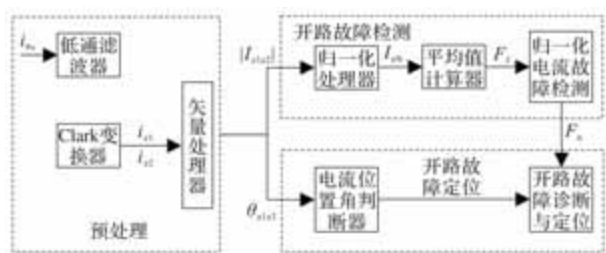


图10 谐波子平面归一化开路故障诊断策略

文献[11]在双三相电机绕组内，放置两个跨距

为一个极距的探测线圈，且2个探测线圈互差180°电角度，如图11所示，当电机正常运行时，电机内部气隙磁场对称，探测线圈的端口电压为0V，当发生匝间短路故障时，探测线圈端口电压中会出现明显的奇数次谐波，并采用联合仿真验证了匝间短路故障检测的有效性。

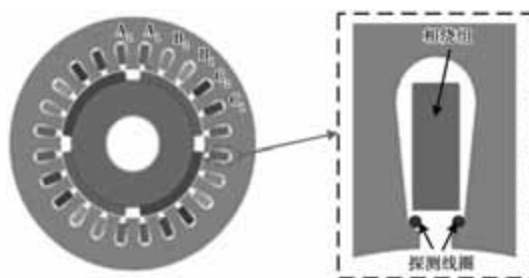


图11 跨极式探测线圈

双三相电机绕组开路故障发生后，采用缺相降维解耦控制策略时，需要调整控制框架、数学模型，导致容错控制较为复杂，文献[12]构建了虚拟健全系统，采用重复控制器实现非常规容错控制参考电流的有效精确跟踪，如图12所示，提出的简易容错控制方法，统一了电机正常工作、绕组开路容错运行时的控制架构，仅需改变参考电流即可实现正常、故障模式切换，降低了控制复杂度。

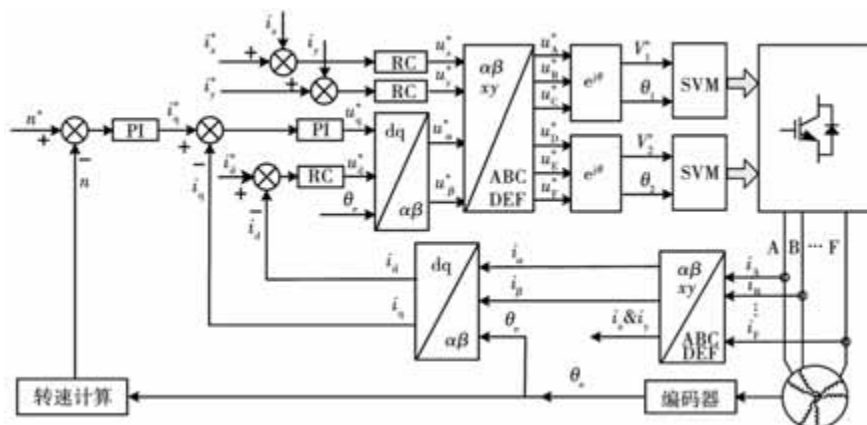


图12 双三相永磁同步电机容错控制统一框架

电机开路故障容错运行时，谐波电流引起的转矩脉动难以满足使用需求，文献[13]针对三三相永

磁同步电机，提出一种无需故障定位和算法切换的电流自适应容错控制策略，通过分离出谐波平面电



流的故障参考角得到各个谐波平面的电流参考通式,并引入改进型重复-准比例谐振控制器对故障前后的谐波电流进行精准跟踪,如图 13 所示,试验结果表

明,转矩脉动相比传统方法降低了 30%,相电流总谐波含量降低了 15.8%。

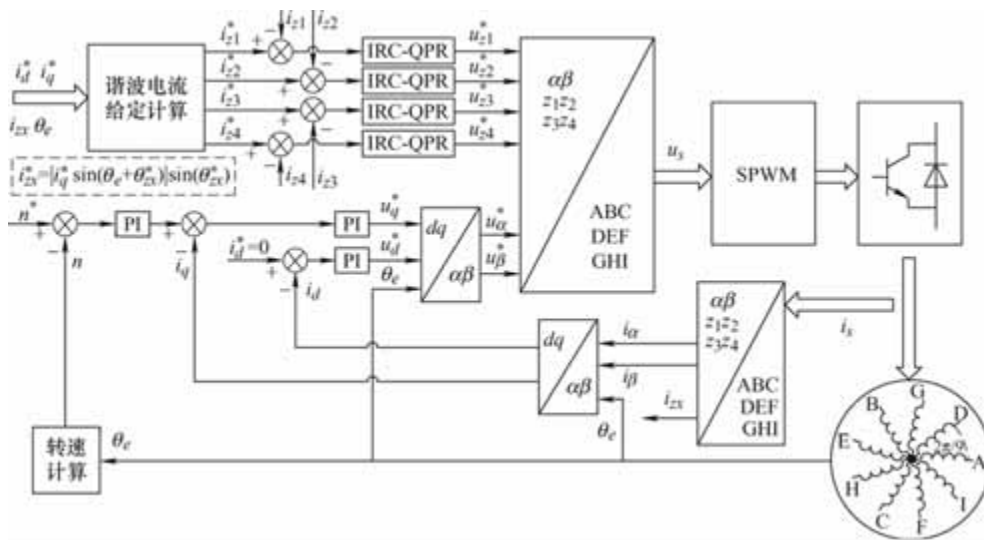


图 13 基于电流自适应的三三相永磁电机开路容错控制框图

### 3 结 语

针对多三相永磁同步电机系统,从电机容错拓扑、单元电机协同控制、故障诊断与容错控制技术三个方面进行了现状分析,随着航空动力、伺服等应用场合对电机系统功重比、可靠性要求的进一步提升,还需要从以下几个方面开展深入研究:

(1) 兼顾电机功重比、短路电流抑制的多目标优化技术:采用强短路电流抑制拓扑时,往往会附加电机的重量,因此以电机输出功率最大、短路电流最小为优化目标,对电机关键尺寸开展电磁、结构耦合寻优迭代,可以兼顾电机的容错性能及功重比。

(2) 复杂工况强鲁棒故障诊断与复合容错控制技术:航空运行工况复杂多变,对故障诊断的阈值具有直接影响,开展归一化、智能化故障诊断技术能够为容错算法的切入提供有效支撑,考虑电机系统运行环境恶劣,存在绕组/功率管、位置传感器、电流传感器等多部件同时故障的风险,需要持续开展复合容错控制技术。

### 参考文献

- [1] Li Lei, Zhao Wenxiang, Zhao Xiaopeng, et al. Phase winding module design of fault-tolerant permanent-magnet machine with reduced torque ripple[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2024, 39(3): 1804-1917.
- [2] Wang Bo, Zha Chencheng, Xu Yuwen, et al. Comparative study on fault-tolerant triple three-phase PM machine drive with five modular windings[J]. IEEE Transactions on In-

dustrial Electronics, 2023, 70(10): 9720-9730.

- [3] Wang Runyu, Liang Ziyi, Fan Xinggang, et al. A novel variable impedance PM machine with separated fault tolerant ring[J]. IEEE Transactions on Industrial Applications, 2025, 61(2): 2947-2960.
- [4] Wang Runyu, Li Dawei, Fan Xinggang, et al. A novel variable impedance PM fault-tolerant machine for ultrahigh-reliability applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(7): 6852-6862.
- [5] Geng Weiwei, Fu Yu, Gu Yunshuo, et al. Analysis and implementation of an enclosed yokeless stator for axial flux PM motor with new integer-slot distributed independent winding[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2025, 40(2): 1504-1516.
- [6] Geng Lina, Chai Feng, Pei Yulong, et al. An axial split phase permanent magnet synchronous motor with wide constant power speed range and high efficiency range[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2025, 72(4): 4019-4029.
- [7] 翟自斌, 郑晓钦, 李修东. 九相永磁同步推进电机系统主动切套运行控制策略[J]. 大电机技术, 2021, 1(1): 14-19, 47.
- [8] Jiang Dong, Liu Kang, Liu Zicheng, et al. Four-module three-phase PMSM drive for suppressing vibration and common-mode current[J]. IEEE Transactions on Industrial Applications, 2021, 57(5): 4874-4883.
- [9] Wang Shuai, Su Jianyong, Lu Guangxu, et al. Decoupling control for aviation dual-redundancy permanent magnet synchronous motor with 0° phase shift[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2023, 38(4): 2929-2937.

- [10] 王爽, 谢圣宝, 张秦一. 双三相永磁同步电机绕组开路故障诊断方法[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(5): 108-116.
- [11] 杭俊, 孙无双, 赖江龙, 等. 基于跨极式探测线圈的双三相永磁同步电机故障诊断方法[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(7): 163-173.
- [12] 石鹏川, 王学庆, 贺明智, 等. 双三相永磁同步电机驱动系统简易容错控制方法研究[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(12): 117-126.
- [13] 林潇锐, 和阳, 赵文祥, 等. 基于电流自适应的九相永磁同步电机开路容错控制[J]. 电气工程学报, 2025, 21(1): 26-36.

---

(上接第 46 页)

- [7] 倪有源, 王磊, 王群京. 凸形不等厚磁极永磁电机建模与分析[J]. 电工技术学报, 2020, 35(11): 2406-2414.
- [8] 王晓光, 赵萌, 文益雪, 等. 切向内置式高速永磁电动机转子结构优化研究[J]. 微特电机, 2020, 48(04): 18-20, 25.
- [9] 周凤争, 孟庆霖, 孟峥峥, 等. 高速永磁无刷直流电机转子优化设计与试验研究[J]. 微电机, 2019, 52(03): 5-8.
- [10] 马成虎, 徐余法, 孙明伦, 等. 基于磁极分块与转子开槽削弱永磁电机齿槽转矩[J]. 微电机, 2022, 55(02): 42-45.
- [11] 朱一听, 张高峰, 钱新. 基于等宽极厚调制的永磁电机优化设计[J]. 微电机, 2019, 52(12): 34-38, 48.
- [12] 邢泽智, 王秀和, 赵文良. 基于不同极弧系数组合分段倾斜磁极的表贴式永磁同步电机齿槽转矩削弱措施研究[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(16): 5737-5748.

---

(上接第 55 页)

- [12] Yan L, Chen I M, Yang G, et al. Analytical and Experimental Investigation on the Magnetic Field and Torque of a Permanent Magnet Spherical Actuator[J]. Rock & Soil Mechanics, 2006, 11(4): 409-419.
- [13] Yan L, I. -M. Chen, H. Son, C. K. Lim, and G. Yang. Analysis of Pole Configurations of Permanent-Magnet Spherical Actuators[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2010, 15(6): 986-989.
- [14] Ikejiri S, Hirata K, Maeda S. Proposal of Electromagnetic Spherical Actuator with 3-DOF[J]. COMPEL-The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic engineering, 2009, 29(4): 994-1003.
- [15] Park H J, Lee H J, Cho S Y, et al. A Performance Study on a Permanent Magnet Spherical Motor[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2013, 49(5): 2307-2310.
- [16] Cho S Y, Lim J S, Oh Y J, et al. A Study on Output Characteristics of the Spherical Multi-DOF Motor According to the Number of Phases and Pole Pitch Angles[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2018, 54(11): 1-5.
- [17] 曹江华, 钟冠鸣, 陈晴, 等. 新型多自由度永磁球形电机的设计与分析[J]. 微特电机, 2022, 50(03).
- [18] Zheng Li, Qing Chen, Qunjing Wang. Analysis of Multi-Physics Coupling Field of Multi-Degree-of-Freedom Permanent Magnet Spherical Motor[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2019, 55(26).
- [19] MASAHITO TSUKANO, et al. Analysis of 2-Degree of Freedom Outer Rotor Spherical Actuator Employing 3-D Finite Element Method[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2013, 49(5): 2233-2236.
- [20] TSUKANO, MASAHITO, HIRATA, et al. Development of Control Method for Outer-Rotor Spherical Actuator[J]. Electrical Engineering in Japan, 2016, 194(2): 54-63.

---

(上接第 66 页)

- [9] 李静. 基于 NMI 特征的遥感影像线性迭代聚类超像素分割算法[J]. 光学精密工程, 2022, 30(6): 734-742.
- [10] 冒国韬, 邓天民, 于楠晶. 基于多尺度分割注意力的无人机航拍图像目标检测算法[J]. 航空学报, 2023, 44(5): 273-283.
- [11] 陈杰, 安之焕, 唐占元, 等. 基于改进 YOLOv4 模型的无人机巡检图像杆塔缺陷检测方法研究[J]. 电测与仪表, 2023, 60(10): 155-160.
- [12] 王传云, 姜福宏, 王田, 等. 一种融合注意力机制的无人机目标分割算法[J]. 空间控制技术与应用, 2023, 49(6): 17-27.
- [13] 祁雷, 李宁, 梁伟, 等. 基于注意力机制的 U-Net 叶片缺陷图像分割[J]. 中国安全科学学报, 2024, 34(5): 139-146.
- [14] 朱振军, 曾佳佳, 邓睿, 等. 基于边缘 AI 计算架构的风力发电机组传动链故障预警算法[J]. 微电机, 2024, 57(6): 51-54, 68.