

# 微电机

2024 8

MICROMOTORS

第37卷 第4期  
Vol. 37, No. 4, 2024  
西安微电机研究所微电机杂志社

## 高精度4通道同步/旋变仿真/测量模块

— 采用VXI总线结构 —

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



最高精度:  $\pm 0.005^\circ$

自带双路励磁电源

频率范围: 47Hz-20000Hz

湖南米艾西测控技术有限公司

www.smartbrx.com

☎ 400-1881-575

🌐 www.smartbrx.com

# 微电机

WEI DIAN JI

月刊, 1972 年创刊  
第 57 卷 第 8 期(总第 368 期)  
2024 年 8 月 28 日出版

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

## 编辑委员会

顾问: 唐任远(院士) 赵淳生(院士)

王宗培 陆永平 程树康 谭建成

主任委员: 莫会成

副主任委员: 谭顺乐 荆仁旺

委员: (按姓氏笔画为序)

王健 王建乔 王晓远 王维俊  
任雷 刘刚 刘卫国 刘树林  
刘景林 贡俊 严伟灿 李红梅  
杨向宇 肖曦 吴玉新 闵琳  
沈建新 张卫 郝双晖 顾菊平  
柴凤 柴建云 徐衍亮 郭宏  
黄守道 黄声华 梁得亮 程明  
温旭辉 廖勇

主管: 西安微电机研究所有限公司  
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

一种基于 MFAC 策略的异步电机电流控制器 .....  
..... 张淮舸, 章玮(1)

基于虚拟时滞主轴的主动式多轴同步策略 .....  
..... 徐志全, 刘轶, 盛明钢, 等(8)

基于 CCSFF-FPLL 的 PMSM 位置估算误差抑制 .....  
..... 曹江华, 苏金章, 赵世伟(13)

基于改进 Stribeck 模型的伺服系统摩擦补偿研究 .....  
..... 齐智斌, 郭联龙, 兰帅航, 等(20)

基于 PID 控制器的无轴承异步电机控制策略研究 .....  
..... 曾明杰, 高运昌, 吴亚鹏(26)

### 设计与研究

一种宇航轴向电涡流阻尼器的研究设计与试验 .....  
..... 简晓书, 张亚欣(31)

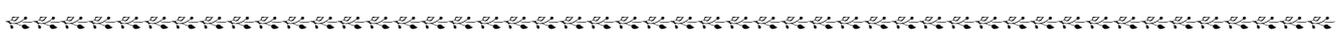
双层凸极型 PCB 定子 AFPM 设计优化 ..... 拜文衍, 孙 彦( 38 )  
基于奥氏体不锈钢磁钢护套对电机电磁性能影响的分析 ..... 崔广慧( 43 )

## 牵引电机技术

基于磁 - 热双向耦合的牵引电机温度场分析 ..... 李 闯, 陈永艳, 宋 力, 等( 48 )  
牵引电机空载声品质预测模型研究 ..... 张 伟, 庞 聪, 于 泳, 等( 56 )  
异步牵引电机全速域转子磁场定向校正策略及应用 ..... 何 雄( 61 )

## 应用技术与经验交流

铁心材料的选用对电动机性能的影响 ..... 王爱仙, 吴振东( 66 )  
不同夹具对振动试验加速度的影响 ..... 吴小刚, 姚 刚, 王 峰, 等( 70 )



# 《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

邮 箱: micromotors @ vip. sina. 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. 57 No. 8 (Serial No. 368) Jul., 2024

**Authorities:** Xi'an Micromotor Research Institute  
Co., LTD.

**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:** Jul. 28, 2024

## CONTENTS

An Asynchronous Motor Current Controller Based on Model-free Adaptive Control Strategy .....	ZHANG Huaige, ZHANG Wei( 1 )
Active Multi-axis Synchronization Strategy Based on Virtual Time Delayed Spindle .....	
.....	XU Zhiquan <sup>1</sup> , LIU Yi <sup>2</sup> , SHENG Minggang, et al( 8 )
Error Suppression of PMSM Position Estimation Based on CCSFF-FPLL .....	
.....	CAO Jianghua, SU Jinzhang, ZHAO Shiwei( 13 )
Research on Friction Compensation of Servo System Based on Modified Stribeck Model .....	QI Zhibin, GUO Lianlong, LAN Shuaihang, et al( 20 )
Research on Control Strategy of Bearingless Asynchronous Motor Based on PID Controller .....	ZENG Mingjie, GAO Yunchang, WU Yapeng( 26 )
Research, Design and Experiment of an Aerospace Axial Eddy Current Damper .....	
.....	JIAN Xiaoshu, ZHANG Yaxin( 31 )
Design and Optimization of Double-layer and Salient-Pole Type Axial Flux Permanent Magnet Machine With PCD Stator .....	BAI Wenyang, SUN Yan( 38 )
Analysis of Influence of Austenitic Stainless Steel Magnetic Steel Sheath on Electromagnetic Properties of Motor .....	CUI Guanghui( 43 )
Temperature Field Analysis of Traction Motor Based on Magnetic-thermal bidirectional Cou- pling .....	LI Chuang, CHEN Yongyan, SONG Li, et al( 48 )
Research on the Prediction Model for Sound Quality of Unloaded Traction Motor .....	
.....	ZHANG Wei, PANG Cong, YU Yong, et al( 56 )
Strategy and Application of Rotor Field Orientation Correction for Asynchronous Traction Mo- tors in the Full Speed Domain .....	HE Xiong( 61 )
Influence of Selection of Iron Core Materials on Performance of Electric Motors .....	
.....	WANG Aixian, WU Zhendong( 66 )
Influence of Different Fixtures on Acceleration of Vibration Test .....	
.....	WU Xiaogang, YAO Gang, WANG Feng, et al( 70 )

# 一种基于 MFAC 策略的异步电机电流控制器

张淮舸, 章 玮

(浙江大学 电气工程学院, 杭州 310027)

**摘要:** 由于异步电机是一个多变量强耦合非线性系统, 传统的控制方法对受控电机参数较为敏感、鲁棒性不足。而无模型自适应控制策略作为一种数据驱动控制策略, 只需要被控对象的实时输入输出数据即可实现高水平控制。本文设计了一种基于无模型自适应控制策略的异步电机电流控制器, 仿真和实验表明, 基于无模型自适应控制方法设计的异步电机电流控制器具备可行性与良好的鲁棒性, 且相比于传统的电流控制策略性能更加优越。

**关键词:** 异步电机; 鲁棒控制; 电流控制; 无模型自适应控制

中图分类号: TM342; TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2024)08-0001-07

## An Asynchronous Motor Current Controller Based on Model-free Adaptive Control Strategy

ZHANG Huaige, ZHANG Wei

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

**Abstract:** Due to the fact that the asynchronous motor control system is a multivariable strongly coupled nonlinear system, traditional control methods suffer from sensitivity to the parameters of the controlled motor and insufficient robustness. As a data-driven control strategy, model-free adaptive control only requires the real-time input and output data of the controlled object to achieve high-level control. This article designed an asynchronous motor current controller based on MFAC strategy. Simulation and experiment show that the asynchronous motor current controller designed based on model-free adaptive control strategy is feasible, and has robustness and performs better compared to traditional current control strategies.

**Key words:** asynchronous motor; robust control; current control; model-free adaptive control

## 0 引言

异步电动机尤其是鼠笼型异步电动机作为电动机中消耗电能总量最大的类型, 凭借其较高的可靠性和低廉的制作成本, 已在工业工程、国防装备、交通运输等方面得到了非常广泛的应用。随着“双碳”战略的提出, 对异步电机实现高性能控制这一需求也在蓬勃增长。

旨在实现异步电机的高性能控制, 的相关研究方向主要为改善控制系统动静态性能、增强控制系统鲁棒性、提高交轴电流与直轴电流的解耦程度等方法。文献[1]提出的电流解耦控制提高了交轴电流与直轴电流的解耦程度, 但需要忽略反电动势耦合项才可实现。文献[2]提出一种通过建立异步电机损耗模型的效率优化策略, 但损耗模型忽略了转

子的漏感, 并且许多不可控损耗无法建模。文献[3]提出了一种智能优化算法即鸡群优化算法来提高控制系统性能, 但需要反复迭代运行。文献[4]提出一种预测电流鲁棒控制的异步电机控制策略, 但需忽略转子磁链和反电动势等干扰项。文献[5]提出一种基于转子位置预测的车用异步电机控制算法, 但需对负载转矩和转动惯量进行在线辨识。

无模型自适应控制是一种数据驱动控制方法。相比于传统的基于被控对象数学模型的控制, 该方法不需要进行参数辨识或近似假设以使得控制策略具备可行性。无模型自适应控制方案具备不需要对被控对象进行建模、参数辨识、近似处理或添加解耦算法等优越性, 并已在储能系统电源管理<sup>[6]</sup>、抛光机器人<sup>[7]</sup>、永磁直线电机控制<sup>[8]</sup>等领域获得了广泛的应用。

本文设计了一种基于无模型自适应控制方法的

收稿日期: 2024-03-22

作者简介: 张淮舸(1999), 男, 硕士研究生, 研究方向为电机及其控制。

章 玮(1967), 女, 博士, 副教授, 研究方向为电机及其控制。

异步电机电流控制器，并通过仿真与实验手段将其与传统的控制器进行比较，展现了该方法相比于传统电流控制方法的优越性。

## 1 异步电机矢量控制系统

在交流电机控制中，使用转子磁场定向控制可以将定子电流中的转矩分量与励磁分理解耦，当磁链值维持不变时，电机的电磁转矩只与定子电流的交轴分量所决定，这使得异步电机的转矩或转速控制与磁链控制可各自独立进行。

根据是否对磁链的大小和位置进行观测，异步电机矢量控制系统可分为直接矢量控制系统和间接矢量控制系统<sup>[9]</sup>。直接矢量控制系统需要估计出转子磁链的大小，从而实现磁链的负反馈控制<sup>[10]</sup>。典型的异步电机直接矢量控制框图如图 1 所示。

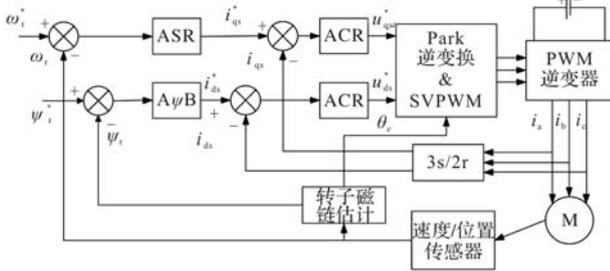


图 1 异步电机直接矢量控制框图

间接矢量控制系统只需要对磁链实现开环控制。其整体控制策略相对简单，但对电机参数的依赖性较大，鲁棒性不足。考虑到对鲁棒性的要求，本次研究采用直接矢量控制，并使用电流型磁链观测器。

## 2 基于电流无模型自适应控制策略的异步电机控制方案

### 2.1 电流状态方程的动态线性化模型

在设计基于无模型自适应控制 (Model-free Adaptive Control, MFAC) 的异步电机电流控制器之前，需要构建异步电机电流的动态线性化模型<sup>[11]</sup>。

本文采用同步旋转正交坐标系下的异步电机数学模型<sup>[12]</sup>。理想状态下，采用磁场定向控制方法的鼠笼型异步电机在同步旋转坐标系下的电流状态方程：

$$\begin{cases} \frac{di_{sq}}{dt} = \frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_m} \psi_r - \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} i_{sq} - \omega_e i_{sd} + \frac{u_{sq}}{\sigma L_s} \\ \frac{di_{sd}}{dt} = \frac{L_m}{\sigma L_s L_m T_r} \psi_r - \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} i_{sd} + \omega_e i_{sq} + \frac{u_{sd}}{\sigma L_s} \end{cases} \quad (1)$$

式中， $i_{sd}$ 、 $i_{sq}$  分别为定子电流的直轴与交轴分量，即励磁分量与转矩分量； $L_m$ 、 $L_r$ 、 $L_s$  分别为定转子互感，转子电感，定子电感； $\psi_r$  为电机磁链； $R_s$ 、 $R_r$  分

别为电机的定子电阻与转子电阻； $u_{sd}$ 、 $u_{sq}$  分别为定子电压的直轴与交轴分量； $\omega_e$ 、 $\omega_r$  为异步电机同步电角速度与转子电角速度； $T_r$  为转子的电气时间常数； $\sigma$  为电机漏磁系数，表达式为

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s} \quad (2)$$

将式(1)离散化，可得：

$$\mathbf{I}(k) = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \mathbf{I}(k-1) + \mathbf{B} \mathbf{U}(k-1) + \mathbf{C} \quad (3)$$

式中， $a_{11}$ 、 $a_{12}$  的表达式为

$$a_{11} = a_{22} = 1 - \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} T_s \quad (4)$$

$a_{12}$ 、 $a_{21}$  的表达式为

$$a_{12} = -a_{21} = T_s \omega_e \quad (5)$$

矩阵  $\mathbf{B}$  的表达式为

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{T_s}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{\sigma L_s} \end{bmatrix} \quad (6)$$

向量  $\mathbf{C}$  的表达式为

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} \frac{L_m \psi_r}{\sigma L_s L_r T_r} \\ -\frac{L_m \omega_e \psi_r}{\sigma L_s L_r} \end{bmatrix} \quad (7)$$

向量  $\mathbf{I}(k)$  的表达式为

$$\mathbf{I}(k) = [i_{sd}(k) \quad i_{sq}(k)]^T \quad (8)$$

向量  $\mathbf{U}(k)$  的表达式为

$$\mathbf{U}(k) = [u_{sd}(k) \quad u_{sq}(k)]^T \quad (9)$$

式中， $T_s$  为算法采样周期。一般情况下，在一个采样周期内，同步角速度  $\omega_e$  变化较小，因此可视其为一个恒定值。

考虑到异步电机是一个高阶多变量强耦合非线性系统，若考虑其诸多未建模动态及其他因素，其一般化系统模型可写为

$$\mathbf{U}(k+1) = \mathbf{f}(\mathbf{I}(k), \mathbf{U}(k)) \quad (10)$$

式中， $\mathbf{f}$  为一未知的非线性向量值函数。

异步电机电流模型是一个离散的、多输入多输出且输入输出值均具有可观性与可控性的非线性离散系统，且该模型满足如下假设：

(1) 在整个定义域上，该向量函数对输入输出每个变量的  $d$  轴与  $q$  轴分量均具有连续的偏导数。

2) 该系统满足广义 Lipschitz 条件：

$$\|\mathbf{I}(k_1+1) - \mathbf{I}(k_2+1)\| = m \|\mathbf{U}(k_1) - \mathbf{U}(k_2)\| \quad (11)$$

其中,  $k_1$  与  $k_2$  不相等, 且该式不等于零。此处  $m$  为一大于零常数。式(11)意味着有界的电压变化不会导致无界的电流变化。因此, 存在一个有界的时变矩阵  $\Phi_c(k)$ , 使得式(11)可表示为

$$\Delta \mathbf{I}(k+1) = \Phi_c(k) \mathbf{U}(k) \quad (12)$$

如果现有电机模型完全理想,  $\Phi_c(k)$  与式(6)中矩阵  $\mathbf{B}$  相等。矩阵  $\Phi_c(k)$  称为伪雅各比矩阵。

## 2.2 基于 MFAC 的电流控制器设计

异步电机电流控制器的设计旨在提供合适的电压参考值使得被控电流较好地跟随给定参考值。与此同时, 考虑到控制系统的稳定性, 设计如下的电压参考准则函数:

$$J(\mathbf{U}(k)) = \|\mathbf{I}^*(k+1) - \mathbf{I}(k+1)\|^2 + \lambda \|\mathbf{U}(k) - \mathbf{U}(k-1)\|^2 \quad (13)$$

式中,  $\mathbf{I}^*(k+1)$  为参考的电流向量,  $\lambda$  为准则函数的权重因子, 是一个大于零的常数, 限制了控制器输出的波动以保证电压参考值变化相对比较平滑, 从而确保了控制系统的稳定性。

将式(12)代入式(13), 并取该准则函数的极值点, 得输入控制算法:

$$\mathbf{U}(k) = \mathbf{U}(k-1) + \frac{\rho \Phi_c^T(k) [\mathbf{I}^*(k+1) - \mathbf{I}(k)]}{\lambda + \|\Phi_c^T(k)\|^2} \quad (14)$$

式中,  $\rho$  是一个大于 0 小于等于 1 的数, 可使得控制器的设计更具有一般意义, 该参数称为步长因子。

一般认为,  $\lambda$  越大, 系统的稳定性越高, 但响应速度相应变慢。为确保电流控制地灵敏性,  $\lambda$  常取较小值。

与此同时, 考虑到伪雅各比矩阵  $\Phi_c(k)$  为一时变量, 需要同时利用输入输出数据来在线估计伪雅各比矩阵, 并且考虑其重置机制。此处设计伪雅各比矩阵在线估计的准则函数:

$$J(\Phi_c(k)) = [\mathbf{I}(k) - \mathbf{I}(k-1) - \Phi_c(k) \Delta \mathbf{U}(k-1)]^2 + \mu \|\Phi_c(k) - \Phi_c(k-1)\|^2 \quad (15)$$

式中,  $\mu$  为准则函数的权重因子, 是一个大于零的常数, 用以限制伪雅各比矩阵估计值的波动。

根据极值条件, 得伪雅各比矩阵的迭代算法:

$$\hat{\Phi}_c(k) = \hat{\Phi}_c(k-1) + \frac{\eta [\mathbf{I}(k) - \hat{\Phi}_c(k-1) \Delta \mathbf{U}(k-1)] \Delta \mathbf{U}(k-1)}{\mu + \|\Delta \mathbf{U}(k-1)\|^2} \quad (16)$$

同样, 考虑算法的通用性, 引入步长因子  $\eta$ 。

一般采用数值较大的  $\mu$  以确保系统的稳定以避免伪雅各比矩阵变化过大引发的系统失稳问题。

为保证伪雅各比矩阵运行在正常的区间范围内, 避免算法的发散, 伪雅各比矩阵的在线估计需要引入重置机制, 当满足重置条件时, 将该元素的初值赋给它本身。具体做法如下:

(1) 对于对角线元素:

$$\text{若 } |\Phi_{c[i,i]}(k)| < b \text{ 或 } |\Phi_{c[i,i]}(k)| > c$$

$$\text{或 } \text{sign}(\Phi_{c[i,i]}(k)) \neq \text{sign}(\Phi_{c[i,i]}(1)) \quad (17)$$

$$\Phi_{c[i,i]}(k) = \Phi_{c[i,i]}(1), i = 1, 2$$

(2) 对于非对角线元素:

$$\text{若 } |\Phi_{c[i,j]}(k)| > a$$

$$\text{或 } \text{sign}(\Phi_{c[i,j]}(k)) \neq \text{sign}(\Phi_{c[i,j]}(1))$$

$$\Phi_{c[i,j]}(k) = \Phi_{c[i,j]}(1), i, j = 1, 2 \text{ 且 } i \neq j$$

(18)

$i, j$  分别为伪雅各比矩阵的行号与列号。上式中参数  $a$  给出了非对角线元素的上边界, 而参数  $b$  与  $c$  分别给出了对角线元素的下边界和上边界。

具体的基于无模型自适应控制的电流控制器结构如图 2 所示。

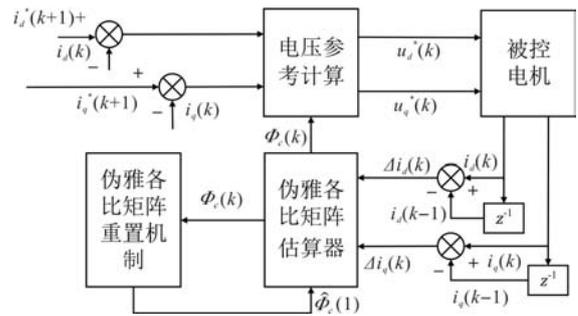


图 2 基于无模型自适应控制的电流控制器结构

该控制方法不依赖于被控异步电机的结构和参数, 这使得该算法对于电机时变参数与其他未建模动态不敏感, 很大程度上增强了控制系统的鲁棒性。与此同时, 该控制策略也能更好地实现异步电机直轴电流分量与交轴电流分量的解耦控制。

## 3 仿真分析

### 3.1 仿真环境介绍

本次仿真由 Simulink 程序来验证 MFAC 策略的可行性、优越性和鲁棒性。仿真系统的参数如表 1 所示。

表 1 仿真系统参数

参数	参数值
母线电压/V	36
PWM 频率/kHz	10
采样时间/s	0.0001
极对数	2
额定功率/W	200
定子电阻/ $\Omega$	0.56
转子电阻/ $\Omega$	0.085
定转子漏感/mH	0.65
互感/mH	12.4
转动惯量/ $\text{kgm}^2$	0.0008
额定电流/A	4.8
最大电流/A	7.2
额定励磁电流/A	5.1

仿真分析模型电机参数数值与实际电机相同。最大电流取额定电流的 1.5 倍，额定励磁电流选取最大电流的 0.7 倍左右。对照组模型和实验组模型所使用的 PI 速度控制器数值相同，而对对照组模型的直轴与交轴电流控制器均为 PI 控制器，实验组模型的电流控制器为双输入双输出的 MFAC 控制器。速度 PI 控制器的参数设置  $K_p=3.3$ ,  $K_i=330$ , 输出值的上下限分别为 7A 和 -7A, 对照组电流 PI 控制器的参数设置为  $K_p=3.3$ ,  $K_i=330$  实验组电流 MFAC 控制器的参数设置为  $a=0.001$ ,  $b=0.01$ ,  $c=1$ ,  $\mu=10000$ ,  $\rho=1$ ,  $\lambda=0.001$ ,  $\eta=0.1$ 。PJM 的初始值如下:

$$\Phi_c(1) = \begin{bmatrix} 0.0793 & 0 \\ 0 & 0.0793 \end{bmatrix} \quad (19)$$

下面给出 MFAC 控制器参数选取的理由:

2.1 节中有一论断: 若现有电机模型完全理想, 伪雅各比矩阵与式(6)中矩阵  $B$  相等。故伪雅各比矩阵对角线元素初值取该仿真条件下  $T_s/(\sigma L_s)$  的值, 即 0.0793, 非对角线元素初值取 0。同时, 对角线元素的上界  $c$  与下界  $b$  分别为 1 与 0.01, 非对角线的上界  $a$  取 0.001。

为提高系统的响应速度, 步长因子  $\rho$  取最大值 1,  $\lambda$  取较小值 0.001。为保证系统的稳定, 步长因子  $\eta$  取较小值 0.1,  $\mu$  取较大值 10000。

### 3.2 仿真结果

在仿真过程中, 0~3s 参考速度为 600 r/min, 3s~5s 时间内参考速度为 1200 r/min, 0~2s 时间内转矩负载为 0, 2s~5s 时间内转矩负载为 0.1Nm。

图 3 分别为对照组(采用 PI 电流控制器)与实验组(采用 MFAC 电流控制器)在 0.8s 到 2.4s 和 3.63s

到 3.68s 的转速波形。

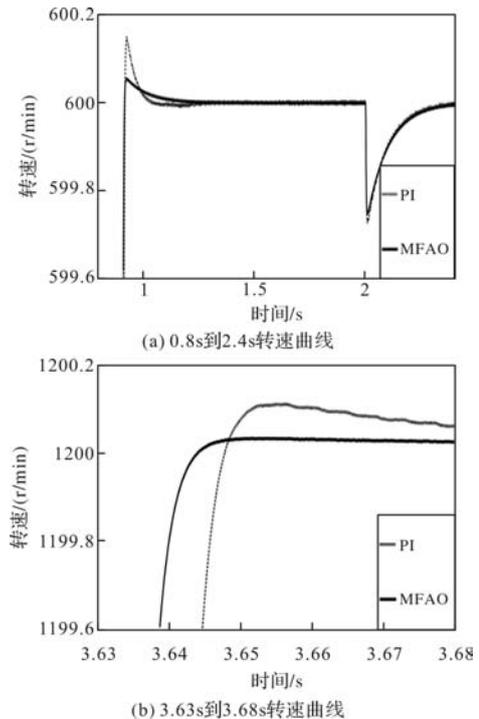


图 3 控制性能测试转速波形放大图

图 3 显示, 在 0.92s 和 3.64s 左右, 实验组的响应时间更短, 超调更小; 在 2s 突加负载时可见, 实验组抗扰动能力更强。

图 4 为对照组(采用 PI 电流控制器)与实验组(采用 MFAC 电流控制器)的直轴与交轴电流波形。图例中  $i_d$  与  $i_q$  代表直轴与交轴的实际电流值,  $i_d^*$  与  $i_q^*$  代表直轴与交轴电流参考值。

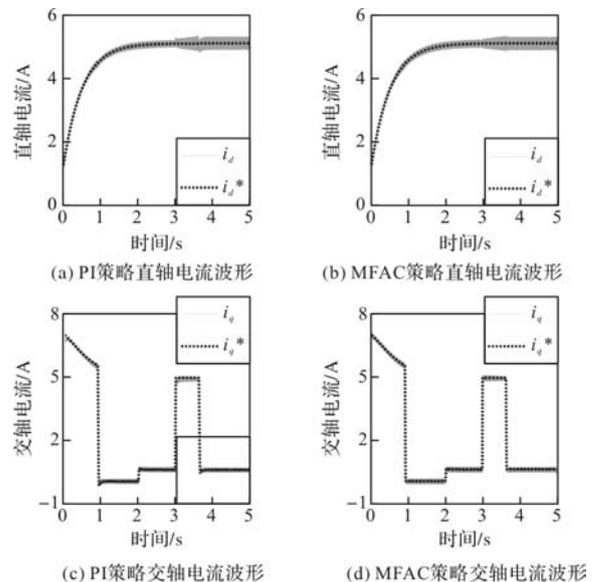


图 4 PI 电流控制策略(左)与 MFAC 电流控制策略(右)控制性能测试直轴电流、交轴电流波形

图 5 为对照组(采用 PI 电流控制器)与实验组(采用 MFAC 电流控制器)的直轴与交轴电流纵向的

放大图。直轴电流放大区域为 4.5A 到 5.5A，交轴电流放大区域为 -0.5A 到 1A。

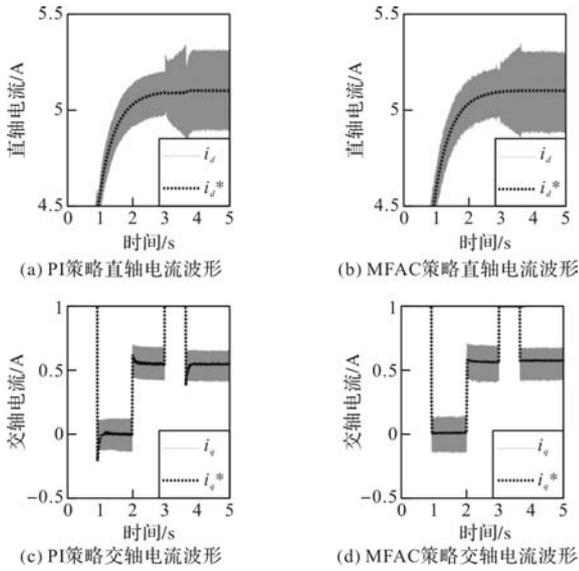


图 5 PI 电流控制策略(左)与 MFAC 电流控制策略(右)控制性能测试直轴电流、交轴电流波形放大图

图 5 表明，与对照组相比，实验组很好地解决了直轴电流的抖动问题，更好地实现了交直流电流的解耦控制。与此同时，图 0.92s 左右和 3.65s 左右转速超过参考转速时，以及于 2s 处突加负载时实验组交轴实际电流值及参考值的动态响应速度也快于对照组，这也解释了图 3 中实验组的转速表现出更佳动态性能这一现象。

表 2 给出了采用 PI 电流控制策略与 MFAC 电流控制策略的仿真过程中各自转速、交轴电流、直轴电流的误差绝对值积分。这进一步印证了，与 PI 电流控制策略相比，采用 MFAC 电流控制策略可使得交轴电流与直轴电流跟随性能更好，转速与其参考值误差更小，具备更好的动态与静态性能。

表 2 控制性能测试转速、交直流电流误差绝对值积分

控制策略	转速	交轴电流	直轴电流
PI	531.3	0.2956	0.1996
MFAC	527.3	0.2562	0.1939

长期运行时，受控异步电机的参数会发生变化，其中定子电阻和转子电阻会由于温度上升而增加，漏感与互感值随着磁场饱和而减小，同时转动惯量也会增加。令转动惯量、定子电阻和转子电阻增加到原来的 1.2 倍，漏感和互感值减小到原来的 0.8 倍，其他参数与环境条件保持不变，进行鲁棒性能对比测试。图 6 为对照组(采用 PI 电流控制器)与实验组(采用 MFAC 电流控制器)在 1.15s 到 1.45s、1.99s 到 2.15s 和 4.1s 到 4.3s 的的转速波形

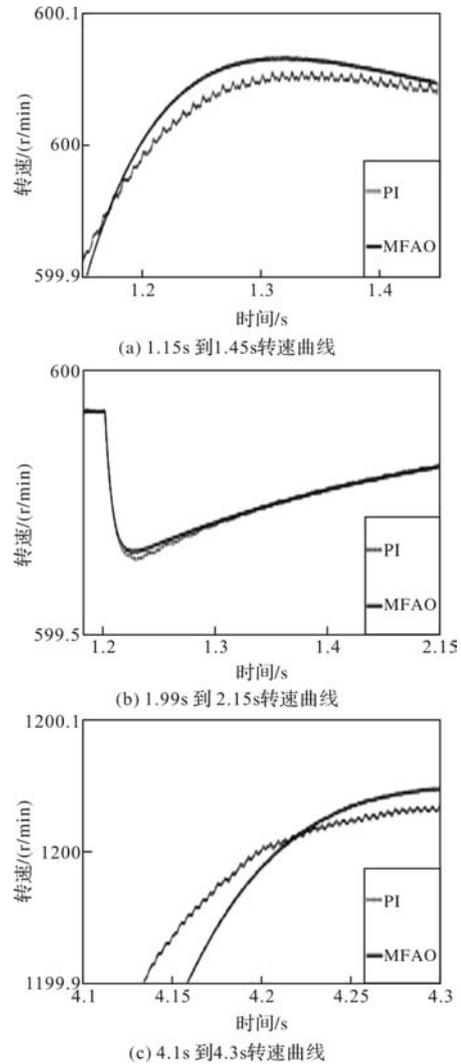
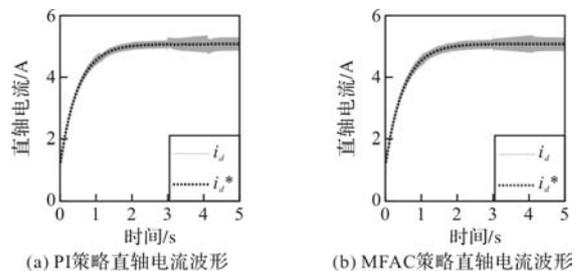


图 6 鲁棒性能测试转速波形放大图

图 6 显示，在 1.2s 左右和 4.2s 左右，实验组的响应更为平缓，而对照组的转速有一定程度的波动；在 2s 突加负载时可见，实验组抗扰动能力更强。可见 MFAC 策略同时具备较好的鲁棒性能。

图 7 分别为对照组(采用 PI 电流控制器)与实验组(采用 MFAC 电流控制器)的直轴与交轴电流波形。

图 8 为对照组(采用 PI 电流控制器)与实验组(采用 MFAC 电流控制器)的直轴与交轴电流纵向的放大图。直轴电流放大区域为 4A 到 6A，交轴电流放大区域为 -0.5A 到 1.5A。



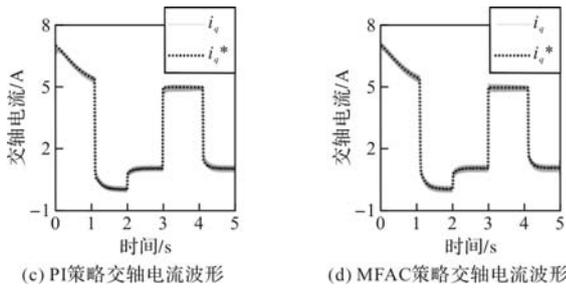


图7 PI 电流控制策略(左)与 MFAC 电流控制策略(右)鲁棒性能测试直轴电流、交轴电流波形

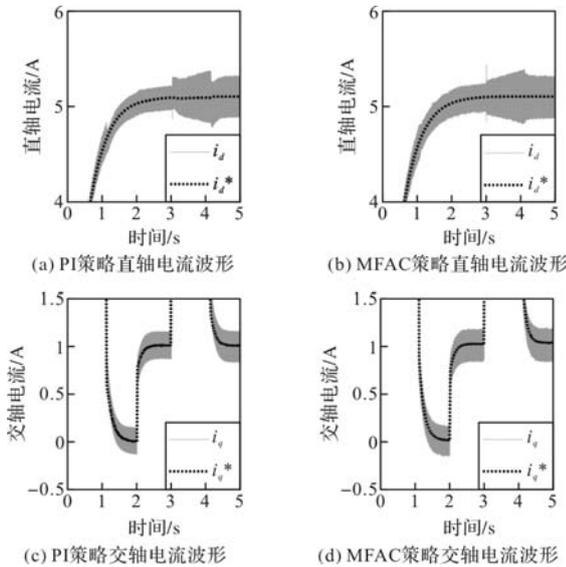


图8 PI 电流控制策略(左)与 MFAC 电流控制策略(右)鲁棒性能测试直轴电流、交轴电流波形放大图

图8直轴电流波形图表明,在参数条件变化时,实验组仍能实现较好的解耦控制,并且保持了其较好的控制性能。交轴电流波形图对比不明显,但根据表3给出的参数变化条件下采用PI电流控制策略与MFAC电流控制策略仿真过程中各自转速、交轴电流、直轴电流的误差绝对值积分值,可以认为,与PI电流控制策略相比,MFAC电流控制器具备良好的鲁棒性与更好的动态与静态性能。

表3 鲁棒性能测试转速、交直轴电流误差绝对值积分

控制策略	转速	交轴电流	直轴电流
PI	623.9	0.3561	0.2251
MFAC	604.3	0.2861	0.1991

## 4 实验验证

### 4.1 实验环境介绍

图9为实验平台。该系统以STM32G431RB为控制板,STEVAl-IPM15B为驱动板,使用Keil v5软件将程序烧写入控制芯片。

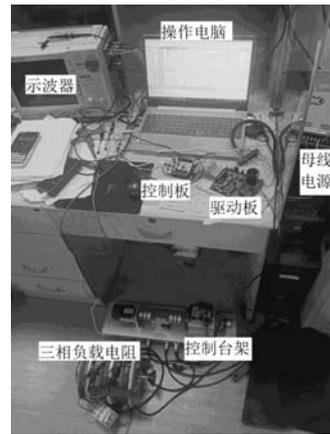


图9 实验平台

图10为控制台架。受控异步电机与一个永磁同步电机连轴,其中永磁同步电机的三相端子与星形三相负载电阻通过三相空气开关相连接。当永磁同步电机随被控异步电机转动,其三相定子中会出现感应电动势。当转速恒定时,闭合三相空气开关,此时电机转速波动幅度与转速的绝对大小相比较小,因此永磁同步电机三相定子端口的反电动势大小波动较小,可视为突增恒定负载转矩。

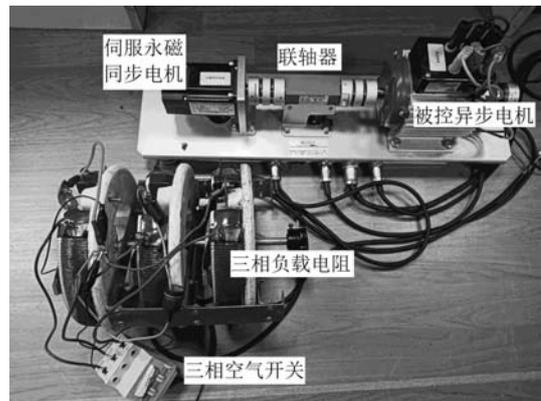


图10 控制台架

### 4.2 实验结果

使用恒压频比开环控制方法将电机拖动至750 r/min,20 s时参考转速阶跃至1450 r/min。25 s左右,突加0.1375 Nm负载。

图9分别为对照组(采用PI电流控制器)与实验组(采用MFAC电流控制器)的转速及其参考值变化波形。在20 s时,对照组转速超调量为75.5 r/min,实验组转速超调量为72.9 r/min。25 s左右突加负载后,对照组转速突减41.9 r/min,后产生64.2 r/min调,而实验组转速突减40.5 r/min,后产生62.9 r/min超调。整体来看,两组转速动态性能近似,实验组的转速动态性能略佳。

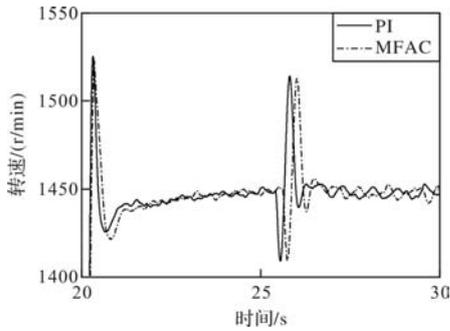


图 11 PI 电流控制策略与 MFAC 电流控制策略控制性能实验转速波形

图 12 分别为对照组(采用 PI 电流控制器)与实验组(采用 MFAC 电流控制器)的直轴与交轴电流变化波形。整体来看, MFAC 电流控制策略下电流波动幅度略小于 PI 电流控制策略, 据此可知电流 MFAC 控制策略相比电流 PI 控制策略具有更佳的控制性能。

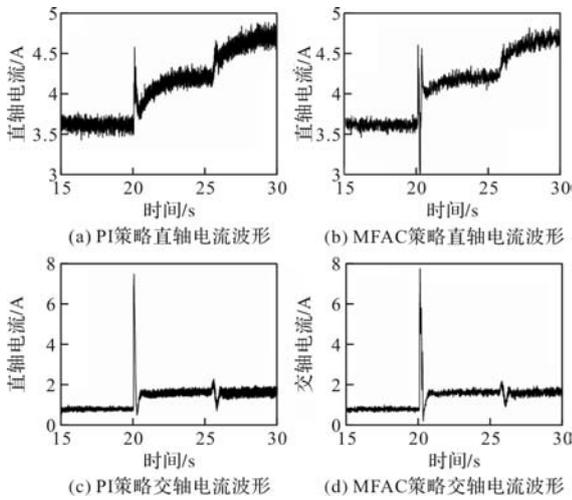


图 12 PI 电流控制策略(左)与 MFAC 电流控制策略(右)控制性能实验直轴与交轴电流波形

### 5 结 语

本文提出了一种基于 MFAC 策略的异步电机电流控制器。针对鼠笼式异步电机所提出的异步电机电流控制器可行, 且与传统的电流控制器相比, 具

备更好的动态、静态性能和较强的抗扰动能力与鲁棒性。与此同时, 该控制器还能很好地解决交直轴电流解耦不彻底的问题, 从而更好地满足磁场定向控制的基本原则。

仿真及实验结果表明: 基于 MFAC 策略的异步电机电流控制器相比基于 PI 策略的异步电机电流控制器具有更佳的控制性能、更好的解耦效果和更高的鲁棒性。

### 参考文献

[1] 毕鹏飞. 交流异步电机电流解耦控制[D]. 吉林: 吉林大学, 2019: 25-34.

[2] 刘思琦. 基于三相异步电机损耗模型的效率优化[D]. 重庆: 重庆大学, 2022: 16-48.

[3] 姚忠元. 基于改进鸡群优化算法的三相异步电机控制策略研究[D]. 南昌: 南昌大学, 2023: 13-30.

[4] 孙伟, 于泳, 王高林, 等. 基于矢量控制的异步电机预测电流控制算法[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(21): 3448-3455.

[5] 刘亚男, 马钧华. 基于转子位置角预测的车用异步电机控制算法[J]. 轻工机械, 2020, 38(02): 51-57.

[6] W Zhang, D Xu, X Lou, et al. Power Management of Battery Energy Storage System Using Model Free Adaptive Control[C]. Data Driven Control and Learning Systems Conference, 2018: 798-801.

[7] B Gao, R Cao, Z Hou, et al. Model-free Adaptive MIMO Control Algorithm Application in Polishing Robot[J]. Data Driven Control and Learning Systems, 2017: 135-140.

[8] J Shangtai, H Zhongsheng, W Weihong. Model-free Adaptive Control Used in Permanent Magnet Linear Motor[C]. Chinese Control Conference, 2007: 748-751.

[9] A Boulmane, Y Zidani, D Belkhat. Comparative Study of Direct and Indirect Field Oriented Control[C]. International Renewable and Sustainable Energy Conference, 2017: 1-6.

[10] 张海防. 电动车用感应电机控制器的设计及其关键问题研究[D]. 济南: 山东大学, 2015: 17-18.

[11] 徐小增, 李叶松, 秦忆. 矢量控制感应电机参数变化的影响研究[J]. 华中科技大学学报(自然科学版), 2003, (07): 43-45.

[12] 刘乐, 高杰, 刘鹏, 等. 基于滑模观测器的交流异步电机预设性能位置跟踪控制[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(09): 3432-3443.

# 基于虚拟时滞主轴的主动式多轴同步策略

徐志全<sup>1</sup>, 刘 轶<sup>2</sup>, 盛明钢<sup>1</sup>, 王春蕾<sup>3</sup>, 刘依依<sup>3</sup>, 王治鹏<sup>3</sup>, 郑 杰<sup>3</sup>

(1. 华中科技大学 人工智能与自动化学院, 武汉 430074;

2. 海装北京局驻北京地区第六军代表室, 北京 100000;

3. 中国核动力研究设计院, 成都 610213)

**摘要:** 虚拟主轴法和交叉耦合法是目前应用较多的多轴同步控制策略。虚拟主轴法需各轴间具有固有同步性才能构建虚拟主轴, 交叉耦合法会随着轴数增加产生庞大计算量。本文拟提出一种基于虚拟时滞主轴的多轴同步控制策略。研究单轴误差-时滞时间的估算方法, 探索反映系统各轴运行曲线跟踪效果的虚拟时滞主轴构建方式, 形成结构简单、适用性强的基于虚拟时滞主轴的主动式多轴协调控制策略。此方案克服了传统虚拟主轴方案依赖于固有同步性构建虚拟轴的局限性, 仅需估算本轴的时滞时间和耦合补偿值, 方案复杂度与系统轴数无关。最后设计仿真实验, 实验结果表明该策略能够获得良好的多轴同步控制效果, 具有良好的稳态和动态性能。

**关键词:** 多轴设备; 轨迹跟踪; 多轴同步控制; 虚拟时滞主轴

中图分类号: TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2024)08-0008-05

## Active Multi-axis Synchronization Strategy Based on Virtual Time Delayed Spindle

XU Zhiquan<sup>1</sup>, LIU Yi<sup>2</sup>, SHENG Minggang<sup>1</sup>, WANG Chunlei<sup>3</sup>, LIU Yiyi<sup>3</sup>, WANG Zhipeng<sup>3</sup>, ZHENG Jie<sup>3</sup>

(1. School of Artificial Intelligence and Automation, Huazhong University of Science and Technology,

Wuhan 430074, China; 2. Representative Office of the Sixth Army of Haizhuang Beijing Bureau in Beijing

Area, Beijing 100000, China; 3. Nuclear Power Institute of China, Chengdu 610213, China)

**Abstract:** Virtual spindle method and cross coupling method are currently widely used multi-axis synchronous control strategies. The virtual spindle method requires inherent synchronization between each axis to construct a virtual spindle, while the cross coupling method generates a huge computational load as the number of axes increases. This article proposed a multi-axis synchronous control strategy based on virtual time delayed spindles. Researched on the estimation method of single axis error time delay, explored the construction method of virtual time delay spindles that reflect the tracking effect of the system's operating curves on each axis, and formed an active multi-axis coordinated control strategy based on virtual time delay spindles with simple structure and strong applicability. This scheme overcame the limitations of traditional virtual spindle schemes that rely on inherent synchronization to construct virtual axes. It only required estimation of the delay time and coupling compensation value of this axis, and the complexity of the scheme was independent of the number of system axes. Finally, a simulation experiment was designed, and the experimental results showed that the strategy can achieve good multi-axis synchronization control effect, with good steady-state and dynamic performance.

**Key words:** multi-axis equipment; trajectory tracking; multi-axis synchronous control; virtual time delay spindle

收稿日期: 2024-1-05

作者简介: 徐志全(1999), 男, 硕士研究生, 研究方向为多轴控制系统。

刘 轶(1983), 女, 工程师, 研究方向为自动控制。

盛明钢(1993), 男, 博士研究生, 研究方向为永磁同步电机控制系统。

王春蕾(1987), 男, 工程师, 研究方向为反应堆仪控电气。

刘依依(1993), 女, 工程师, 研究方向为反应堆仪控电气。

王治鹏(1997), 女, 工程师, 研究方向为反应堆仪控电气。

郑 杰(1998), 女, 工程师, 研究方向为反应堆仪控电气。

## 0 引言

随着近年来工控行业的快速发展,多轴同步控制系统<sup>[1]</sup>得到了日益广泛的应用。多轴同步控制技术涉及到多个学科,综合性强,决定了多轴设备的运动性能,是运动控制领域的重要课题之一。

常见多轴设备一般由控制器、各轴驱动器以及机械终端构成,其中控制器起到决定性作用。然而,由于对设备效率的要求越来越高以及设备各轴性能、负载状况以及工作环境的差异性引发同步问题,导致设备性能下降。因此,开发高效的控制器同步算法去主动均衡各轴性能,实现多轴设备主动同步控制具有重要意义,这些对控制器同步性能的要求也导致了这一领域广泛的研究活动。

在过去的几十年里,多轴同步控制得到了广泛地研究,这大大提高了加工速度和加工精度<sup>[2]</sup>,并带来了良好的经济效益。对于多轴同步控制,传统的同步控制方案是主从控制<sup>[3]</sup>、虚拟主轴控制和交叉耦合控制<sup>[4-8]</sup>。主从控制方法比较简单,控制器将主轴的输出作为从轴输入,即当主轴的进给量发生改变时,其后全部从轴的进给量均会相应发生改变,从而在稳态时能保证良好的同步性能。虚拟主轴控制在主从式同步的基础上进行改进,控制器将从轴驱动力矩反馈至主轴控制回路中,实现了主轴与从轴之间控制信号的耦合反馈。虚拟主轴控制策略计算简单,便于实现,但是需要各轴间具有固有同步性才能构建虚拟轴,存在一定局限性。交叉耦合控制方法中控制器把所有运动轴之间的偏差值作为补偿输入量,保证了每个轴都可得到足够的同步误差信息,使得各轴均能够根据自身及其它轴的运动情况进行同步调节,具有较好的同步性能。交叉耦合控制由于其自身的优点,备受学者关注,成为了当前多轴同步控制领域研究的一个主要方向。

## 1 基于交叉耦合控制的多轴同步控制策略

交叉耦合控制在其他同步控制方式的基础上,增加了轴与轴之间的反馈控制网络,主要是对相关联的轴之间输出信号的控制调节器<sup>[9]</sup>,其控制结构如图1所示。控制器利用交叉耦合控制策略直接对多轴之间的位置同步误差进行反馈控制,在保证单轴控制系统跟随性能的条件下,进一步提高多轴协同运动精度。将耦合控制运用于多轴速度同步控制时,可以明显提高系统的动态响应性能、系统稳态

性能以及抗干扰性能。

交叉耦合控制在相关轴之间增加了控制反馈网络,通过从轴输出信号的反馈,轴的同步运动状态不仅与本轴的输入给定信号相关,同时还受耦合轴运动情况的影响,从而可实现运动轴之间协调运动,最终实现多轴同步控制。

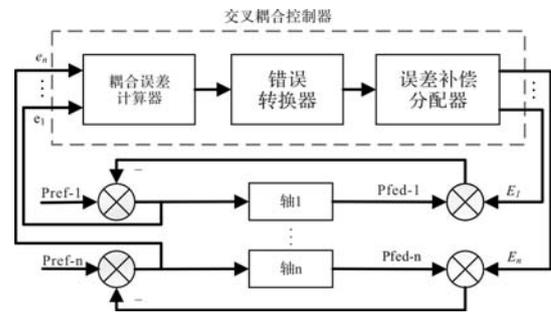


图1 交叉耦合同步控制方法结构图

在多轴同步系统中,同步误差  $\varepsilon$  由该电机与其他电机跟踪误差差值的加权和得到,以轴1为例,同步误差表示为

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_1 \\ \vdots \\ \varepsilon_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_{12} + \dots + k_{1n} & \dots & -k_{1n} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ -k_{n1} & \dots & k_{n1} + \dots + k_{n(n-1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ \vdots \\ e_n \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\varepsilon = T e$$

式中,  $\varepsilon$  为同步误差矩阵;  $T$  为关系矩阵;  $e$  为位置误差矩阵。定义耦合位置误差为

$$E = e + \alpha \varepsilon \quad (2)$$

式中,  $\alpha$  为对称正定增益矩阵,影响同步控制效果。

在交叉耦合控制策略中,每根轴根据与其它各轴的位置误差  $e$  进行计算得到耦合位置误差  $E$ 。当各轴耦合位置误差  $E_1 \sim E_i$  均趋于零即  $E \approx 0$  时,位置误差和同步误差也将趋于零,达到良好的多轴同步效果。

但是该控制方法存在两大问题,一个是随着轴数的增加,关系矩阵  $T$  的在线计算量会越来越大,使控制系统复杂程度急剧增大,变得不易实现;一个是当各轴之间的位置进给量差别较大时,会存在各轴 PI 调节器参数大小不一的情况,可能导致跟随误差较小的轴调节过度以及跟随误差较大的轴调节缓慢,进而系统同步性较差。

针对以上存在的问题,研究者往往需要计算复杂的误差补偿分配器用以适配不同的多轴系统,但

控制效果无法确定，不具备普适性。对此，可采用相邻交叉耦合控制策略<sup>[10]</sup>，即将同步误差定义为每根轴与其相邻两根轴在两个方向上的微分位置误差，可以有效解决全耦合带来的计算量过大问题，但是随着轴数上升，相邻交叉耦合控制策略的同步控制效果会存在一定程度上的滞后。

## 2 基于虚拟时滞主轴的主动式多轴同步控制策略

### 2.1 方案阐述

在多轴控制系统中，控制器在每个控制周期依照各轴预定的位置给定轨迹发送控制指令，每根轴的位置命令均可视为与时间相关的函数，也即是各轴位置曲线上的任意一点的各轴坐标都可以用时间变量  $t$  表示，随着  $t$  在某一范围内移动便可得到各轴位置曲线的所有点。以 5 轴系统为例， $x, y, z, a, c$  轴的轨迹参数方程，如下式所示：

$$\begin{cases} x = f_x(t) \\ y = f_y(t) \\ z = f_z(t) \\ a = f_a(t) \\ c = f_c(t) \end{cases} \quad (3)$$

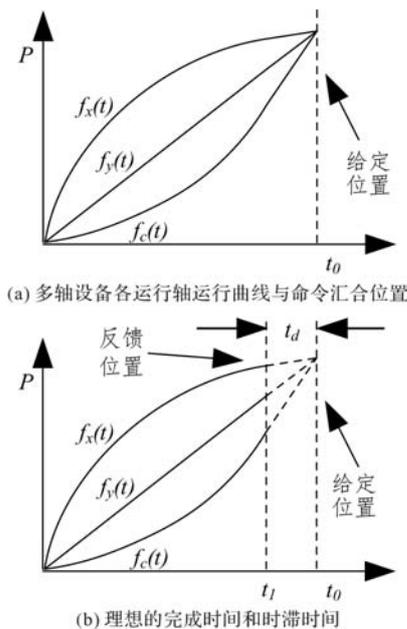


图2 时滞时间定义

图 2(a) 所示设备各轴运行曲线分别为  $f_x(t), f_y(t), f_z(t), f_a(t)$  和  $f_c(t)$ ，图形简化  $z$  轴和  $a$  轴曲线未显示。假设当前时刻为  $t_0$ ，则各轴的同步位置，也即是命令位置为  $f(t_0) = \{f_x(t_0), f_y(t_0), f_z(t_0), f_a(t_0), f_c(t_0)\}$ 。但是在实际应用过程中，

$t_0$  时刻的各轴实际到达位置和命令同步位置之间必定存在跟踪误差，如图 2(b) 所示。以  $x$  轴为例，如果  $x$  轴的电机按照预定轨迹运行，需要  $t_d$  时间才能到达  $t_0$  时刻的命令同步位置，则可等效认为  $x$  轴实际位置和命令同步位置之间存在  $t_d$  时长的时滞，实际完成位置  $x = f_x(t_1), t_1 = t_0 - t_d$ 。因此，如图 2(b) 所示，若  $t_0$  时刻各轴实际完成位置和命令同步位置之间的时滞均为  $t_d$ ，各轴实际到达的位置为  $f(t_1) = \{f_x(t_1), f_y(t_1), f_z(t_1), f_a(t_1), f_c(t_1)\}$ ，此点仍旧在期望的同步位置上。如果可以在任意时刻都保证各轴的时滞时间一致，则认为各轴同步效果良好。

但是，如图 3(a) 所示，在实际应用中各轴的响应特性不匹配与各轴运动不协调导致时滞时间各不相等，各轴时滞时间为  $t_{dx}, t_{dy}, t_{dz}, t_{da}, t_{dc}$ ， $t_0$  时刻实际完成位置的各轴坐标为  $\{f_x(t_x), f_y(t_y), f_z(t_z), f_a(t_a), f_c(t_c)\}$ ，此点与命令同步位置存在偏差。

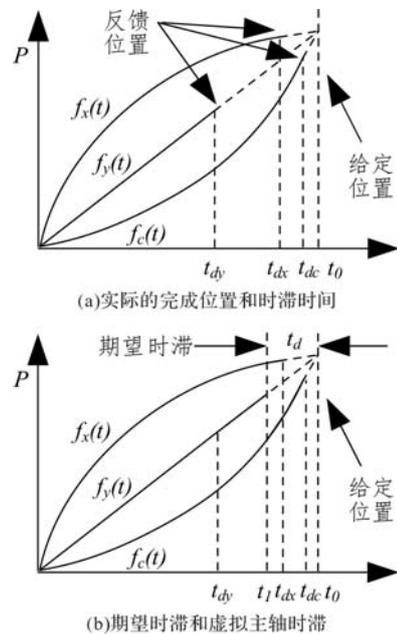


图3 虚拟时滞主轴的定义

不考虑轴间耦合补偿情况下，时滞时间与单轴响应特性及负载状态有关：单轴动态响应高或负载突然减小时则时滞时间小，反之亦然。若加入轴间耦合调节，系统应控制时滞大的轴增加脉冲的给定输出量，呈追赶状态；而时滞小的轴减少给定输出量，呈等待状态，最终保证各轴的时滞时间相等，使三轴同时到达命令同步位置处。如图 3(b) 所示，以一定规律得到期望时滞时间  $t_d$ ，如各轴时滞时间的均值等，并定义期望时滞时间对应的时间轴为虚拟时滞主轴。以图 3(b) 为例， $x$  轴当前时滞为  $t_{dx}$ ，则  $x$  轴减少脉冲的给定输出量，沿黑色粗实曲线增大  $x$  轴时滞至  $t_d$ ； $y$  轴

的当前时滞为  $t_{dy}$ , 则  $y$  轴减少脉冲的给定输出量, 沿黑色粗实曲线增大  $y$  轴时滞至  $t_d$ ;  $c$  轴当前时滞为  $t_{dc}$ , 则  $c$  轴增加脉冲的给定输出量, 沿黑色粗实曲线减小  $c$  轴时滞至  $t_d$ 。最终调整实际完成位置  $\{f_x(t_1), f_y(t_1), f_z(t_1), f_a(t_1), f_c(t_1)\}$ 。

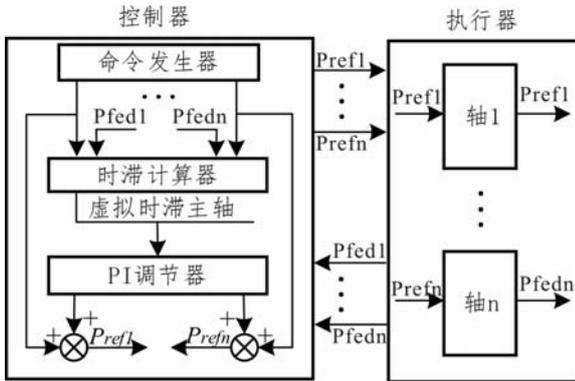


图4 基于虚拟时滞主轴的多轴协调控制策略框图

各轴根据与虚拟时滞主轴之间的时间误差实现同步控制, 构建基于虚拟时滞主轴的多轴协调控制策略框图如图4所示。以图4中轴1为例,  $P_{fed1}$ 、 $P_{ref1}$  分别表示轴1位置反馈、位置给定;  $t_{d1}$  为轴1经过时滞计算器计算得到的时滞时间, 各轴时滞时间进行平均计算得到期望的时滞时间  $t_d$ , 经过PI调节器生成轴1补偿时滞  $t_{add1}$ , 然后生成轴1位置补偿, 实现多轴同步补偿控制。

## 2.2 时滞时间的计算

此方案中, 单轴时滞时间的计算至关重要。实际位置收敛至命令同步位置的过程可近似等效为匀速过程, 并且匀速过程的速度可以近似等于上一个控制周期的平均速度。设当前  $x$  轴的位置误差  $P_{err}$ , 以当前速度  $V_1$  和加速度  $A_1$  完成位置误差所需要的时间  $t_{d1}$  可通过下式求得:

$$P_{err} = \frac{1}{2}A_1 t_{d1}^2 + V_x t_{d1} \quad (4)$$

以此方式估算时滞时间  $t_{d1}$  需要解决两点问题。其一是时滞时间的符号, 时滞时间为正表示当前实际位置滞后于命令位置。同时时滞时间也可负, 表示当前实际位置超前于命令位置, 也即是位置跟踪超调。此外, 式(4)存在无实数解的可能, 比如异常状态下出现不期望的位置超调, 速度和加速度均为正但是位置误差为负, 实际位置不可能跟踪至给定位置, 无法求取正确的时滞时间, 对于这种情况需要进行特殊处理。

对不同状态下的时滞解进行分析: 由于各轴目标曲线和当前实际位置已知, 所以对各轴来讲, 我

们已知时间  $t$ 、实际位置  $P_{fed}$ 、实际速度  $V_{fed}$ 、实际加速度  $A_{fed}$ 。

对不同状态下  $\frac{1}{2}A_{fed}t_d^2 + V_{fed}t_d + P_{err} = 0$  的时滞解

进行分析: 对于两个正实数解的情况, 选取较小解; 对于两个负实数解的情况, 选取较大解; 计算出一正一负两个解, 需根据目标速度  $V_{ref}$  进行分析, 选取合适符号对应的解; 对于无解的情况, 即  $V_{fed}^2 + 2A_{fed}P_{err} < 0$ , 可知  $A_{fed}$  和  $P_{err}$  一定符号相反, 且存在  $A_{fed}$  过大或  $P_{err}$  过大的情况, 导致无解, 故此我们采取临界条件  $V_{fed}^2 + 2A_{fed}P_{err} = 0$ , 即取  $x$  轴时滞为  $-V_{fed}/A$  作为最合适的时滞估算。

## 3 仿真实验

在 Simulink 中搭建五轴仿真模型, 模型中包含伺服电机、伺服驱动器以及加入多轴同步算法的上位机控制器。本文将开展提出方案与基于相邻交叉耦合多轴同步控制策略的对比仿真实验, 包括模拟带载运行实验和单轴突加负载扰动实验。本文选择了5种加速度变化率不同的典型曲线。具体各轴给定曲线如下:

$$\begin{cases} y_1 = 2\sin \frac{t}{4} \\ y_2 = \sqrt{t} \\ y_3 = -t \\ y_4 = t^2 \\ y_5 = t^3 \end{cases} \quad (5)$$

(1) 实验1为模拟带载五轴同步运行仿真实验。为模拟实际工况并体现差异, 仿真中各轴负载选择在驱动电机额定负载的20%~50%。仿真采集各轴两种同步控制策略下的反馈位置, 并基于反馈位置得出单轴跟随误差和总体同步误差。最终仿真结果如图5所示, 由于五个轴的效果相似, 这里只列出轴1的跟踪误差以及多轴系统的同步误差。

由仿真结果得出, 模拟带载情况下, 虚拟时滞主轴策略的各轴跟随误差和总体同步误差更小, 误差调节速度更快。即模拟带载情况下, 虚拟时滞主轴策略具备更强的多轴同步性能。

(2) 实验2为单轴突加载同步运行仿真实验, 即在模拟带载仿真的进行的0.5s时对轴1突加5Nm负载。实验用以验证正常带载运行遭遇突加载时两种同步策略的同步性能。最终仿真结果如图6所示。

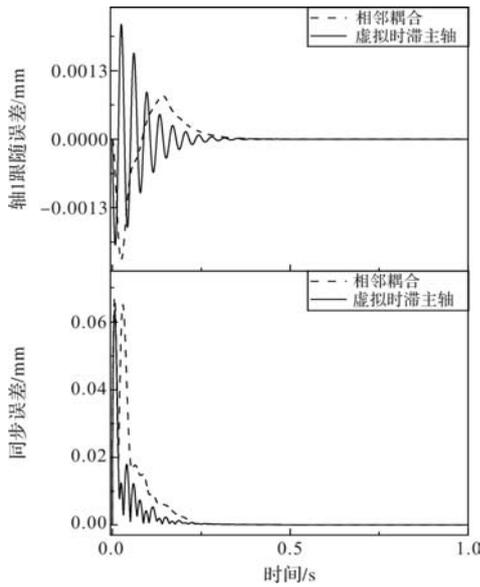


图5 轴1跟随误差和五轴系统同步误差(模拟带载)

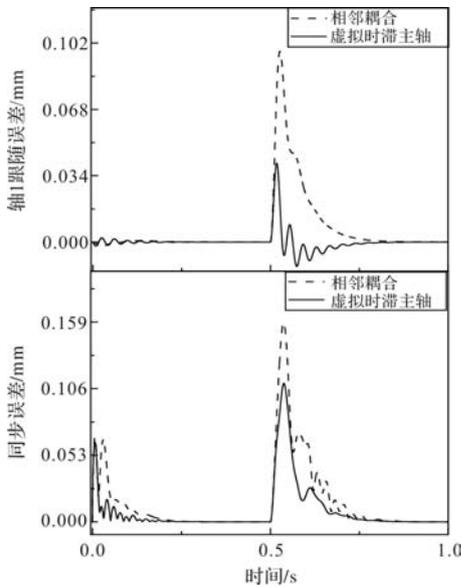


图6 轴1跟随误差和系统同步误差(突加载)

由仿真结果得出,单轴突加载情况下,虚拟时滞主轴策略的各轴跟随误差和总体同步误差更小,误差调节速度更快。即模拟带载情况下,虚拟时滞主轴策略具备更强的多轴同步性能。

### 4 结 语

针对常见同步控制方案中存在的问题,提出一种基于虚拟时滞主轴的多轴协调控制策略,核心思

想是以各轴“时滞”(响应特性)一致为目标构建虚拟时滞主轴,然后实现各轴与虚拟时滞轴的耦合补偿。方案克服了传统虚拟主轴方案中控制器依赖于固有同步性构建虚拟轴的局限性;在实际应用时,控制器仅需估算各轴的时滞时间和耦合补偿值,方案复杂度与系统轴数无关。最后利用仿真实验验证了基于虚拟时滞主轴的多轴同步控制策略具备更强的同步性。

### 参考文献

[1] 顾强. 基于 SoC 的多轴运动控制系统及其同步控制研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2016.

[2] W Cheng. Study on High-Speed and Smooth Transfer of Robot Motion Trajectory Based on Modified S-Shaped Acceleration/Deceleration Algorithm[J]. IEEE Access, 2020: 199747-199758.

[3] Pengwei Shi, Weichao Sun, Xuebo Yang, et al. Master-Slave Synchronous Control of Dual-Drive Gantry Stage With Cogging Force Compensation[J]. IEEE Transactions on Systems, 2023, 53(1): 216-224.

[4] Chun Zhao, Cungui Yu, Jianyong Yao. Dynamic Decoupling Based Robust Synchronous Control for a Hydraulic Parallel Manipulator [J]. IEEE Access, 2019: 30548-30561.

[5] Zhitai Liu, Weiyang Lin, Xinghu Yu, et al. Approximation-Free Robust Synchronization Control for Dual-Linear-Motors-Driven Systems With Uncertainties and Disturbances[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(10): 10500-10508.

[6] Minlin Wang. Cascade Optimal Control for Tracking and Synchronization of a Multimotor Driving System [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2019, 27(3): 1376-1383.

[7] Zhong G, Shao Z, Deng H, et al. Precise Position SynchronoNus Control for Multi-Axis Servo Systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(5): 3707-3717.

[8] Yao-Wei Wang, Wen-An Zhang, Li Yu. GESO-Based Position Synchronization Control of Networked Multi-axis Motion System[J]. IEEE Transactions on Industrial Information, 2020, 16(1): 248-256.

[9] Yoram, Koren. Cross-Coupled Biaxial Computer Control for Manufacturing Systems[J]. Dynamic Systems, Measurement, and Control, 1980, 102(4): 265-272.

[10] Dong Sun, Xiaoyin Shao, Gang Feng. A Model-Free CrossCoupled Control for Position Synchronization of Multi-Axis Motions: Theory and Experiments[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2007, 15(2): 306-314.

# 基于 CCSFF-FPLL 的 PMSM 位置估算误差抑制

曹江华, 苏金章, 赵世伟  
(华南理工大学 电力学院, 广州 510640)

**摘要:** 在基于滑模观测器的无位置传感器控制系统中, 低通滤波器的使用会使反电动势产生相位延迟, 在加减速工况下锁相环位置估计的动态性能较差, 二者都会造成较大的位置估算误差。针对这两个问题, 该文提出了一种基于 CCSFF-FPLL 的转子位置估算方法。该方法采用复系数同步频率滤波器 (CCSFF) 对反电动势进行滤波, 利用其在中心频率处没有相位延迟和幅值衰减的特性来实现反电动势的准确提取; 同时, 在传统锁相环的基础上增加了转速前馈的路径, 设计了一种前馈锁相环 (FPLL) 来提取反电动势中的位置信息。仿真与实验结果表明, 该文所提的方法能够有效抑制转子位置估算误差, 提高估算精度。

**关键词:** 永磁同步电机; 位置估算误差抑制; 滑模观测器; 复系数同步频率滤波器; 前馈锁相环

**中图分类号:** TM351; TM341; TP272 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-6848(2024)08-0013-07

## Error Suppression of PMSM Position Estimation Based on CCSFF-FPLL

CAO Jianghua, SU Jinzhang, ZHAO Shiwei  
(School of Electric Power, South China University of Technology, Guangzhou 510641, China)

**Abstract:** In the sensorless control system based on sliding mode observer, the use of low-pass filter will cause phase delay of back electromotive force, and PLL has a poor dynamic performance of position estimation under acceleration and deceleration conditions, both of which will cause large position estimation errors. To solve these two problems, a rotor position estimation method based on CCSFF-FPLL was proposed in this paper. The method used a complex coefficient synchronous frequency filter (CCSFF) to filter the back electromotive force, and realized the accurate extraction of the back electromotive force by its characteristic of no phase delay and amplitude attenuation at the center frequency. At the same time, a feedforward PLL (FPLL) was designed to extract the position information of the back electromotive force by adding a speed feed-forward path to the traditional PLL. The experimental results show that the proposed method can effectively suppress the error of rotor position estimation and improve the estimation accuracy.

**Key words:** permanent magnet synchronous motor; position estimation error suppression; sliding mode observer; complex coefficient synchronous frequency filter (CCSFF); feedforward PLL (FPLL)

## 0 引言

永磁同步电机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 具有结构简单、功率密度高、调速范围宽和动态响应快等诸多优点, 现已广泛应用于家用电器、工业生产、电动汽车等诸多领域<sup>[1-2]</sup>。矢量控制是应用最为广泛的 PMSM 控制策略, 控制过程中所需的转子位置信息一般通过位置传感器来获取, 但是位置传感器的使用会增加系统的成本和体积,

在部分恶劣工况下传感器可靠性降低, 面临失效风险。因此, 研究无位置传感器控制技术具有重要的实际意义, 目前已经成为电机控制领域的研究热点之一<sup>[3]</sup>。

PMSM 无位置传感器控制技术根据转速适用范围的不同, 大体可以分为两大类: 一类是适用于零、低速范围的基于电机凸极特性的高频信号注入法<sup>[4-6]</sup>; 另一类是适用于中、高速范围的基于反电动势的各类算法, 例如模型参考自适应法<sup>[7]</sup>、扩展卡

收稿日期: 2024-02-27

基金项目: 广东省自然科学基金 (2018A0303130221)

作者简介: 苏金章 (1999), 男, 硕士研究生, 研究方向为电机驱动控制。

赵世伟 (1977), 男, 副教授, 研究方向为电机设计及其驱动控制、直流微网控制。

曹江华 (1982), 女, 讲师, 研究方向为特种电机的设计及控制。

尔曼滤波器<sup>[8]</sup>、龙伯格观测器<sup>[9]</sup>以及滑模观测器<sup>[10]</sup>等。在这些方法中,滑模观测器法具有算法简单,计算量小,易于实现,对参数变化及负载扰动不敏感等优点<sup>[11]</sup>,在实际工程中被广泛应用于 PMSM 无位置传感器控制系统中。

在基于滑模观测器的无位置传感器控制系统中,观测器得到的反电动势具有大量的谐波分量,传统方法一般采用低通滤波器(Low Pass Filter, LPF)对其进行滤波,然后再通过锁相环(Phase Locked Loop, PLL)提取反电动势中的位置和转速信息。但是 LPF 的使用会带来相位延迟与位置补偿问题;传统 PLL 在加减速工况下无法实现位置的零稳态误差跟踪,动态性能欠佳,二者都会造成较大的位置估算误差。为了提高位置估算精度,一些学者针对上述的两个问题进行研究并提出了一些改进方法。文献[12]中引入了比例谐振滤波器来滤除反电动势的谐波分量,消除了相位延迟现象,无需进行位置补偿就能得到较高的位置估算精度。文献[13]采用多个二阶广义积分器构成的谐波解耦网络对反电动势进行滤波,不会产生相位延迟并且可以选择性地消除各次谐波。文献[14]采用结构更加简单的一阶复系数滤波器对反电动势进行滤波,能够不失真地提取出反电动势信息。文献[15-16]则主要侧重于解决 PLL 的动态性能较差的问题。文献[15]将两个 PLL 嵌套在一起,设计了一种四阶双 PLL,其动态性能良好,在加减速工况下能够准确地提取出位置信息。文献[16]提出了一种基于扩张状态观测器的高阶 PLL,在电机转速或负载发生变化时,相较传统 PLL 能够显著提高转速估计的动态性能。由以上分析可知,文献[12-16]单独针对 LPF 相位延迟或 PLL 动态性能较差的问题给出了不同的解决方案并取得了较好的效果,但是在这些研究中较少综合考虑二者共同作用对于位置估算误差带来的影响,尤其在加减速工况下 LPF 因相位延迟带来的估算误差与传统 PLL 产生的稳态估算误差共同叠加会导致总的位置估算误差进一步增大。

为此,本文提出了一种基于 CCSFF-FPLL 的转子位置估算方法。首先,为了避免 LPF 带来的相位延迟,设计了复系数同步频率滤波器(complex coefficient synchronous frequency filter, CCSFF)对反电动势进行滤波,其结构简单且只有一个控制参数。然后,为了进一步提高加减速工况下的估算性能,在传统 PLL 的基础上设计了一种前馈锁相环(feedforward PLL, FPLL)来获取反电动势中的位置信息。最后,

通过仿真和实验验证了本文所提方法的可行性与有效性。

## 1 构建滑模观测器

### 1.1 PMSM 数学模型

表贴式 PMSM 气隙磁场均匀,交轴电感和直轴电感差异很小,可视为隐极电机,则表贴式 PMSM 在  $\alpha - \beta$  坐标系下的数学模型可表示为

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

式中,  $u_\alpha$ 、 $u_\beta$  和  $i_\alpha$ 、 $i_\beta$  分别为  $\alpha$ 、 $\beta$  轴的定子电压和定子电流;  $R_s$  为定子电阻;  $L_s$  为定子电感;  $e_\alpha$  和  $e_\beta$  分别为  $\alpha$ 、 $\beta$  轴的反电动势,可以表示为

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

式中,  $\omega_e$  为电角速度;  $\theta_e$  为电角度;  $\psi_f$  为永磁体磁链。

### 1.2 滑模观测器设计

基于式(1)的数学模型,构建滑模电流观测器如下:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} = \frac{R_s}{L_s} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} - \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} Z_\alpha \\ Z_\beta \end{bmatrix} \quad (3)$$

其中,  $\begin{bmatrix} Z_\alpha \\ Z_\beta \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} H(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ H(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{bmatrix}$ ;  $\hat{i}_\alpha$  和  $\hat{i}_\beta$  为定子电流观测值;  $K$  为增益系数,  $H(s)$  为滑模切换函数。

将电流观测误差设置为滑模面:

$$S = \begin{bmatrix} S_\alpha \\ S_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha - i_\alpha \\ \hat{i}_\beta - i_\beta \end{bmatrix} \quad (4)$$

将式(3)与式(1)作差得到电流误差方程:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} e_\alpha - Z_\alpha \\ e_\beta - Z_\beta \end{bmatrix} \quad (5)$$

其中,  $\tilde{i}_\alpha = \hat{i}_\alpha - i_\alpha$ ,  $\tilde{i}_\beta = \hat{i}_\beta - i_\beta$ 。当观测器的状态变量到达滑模面,此时  $\tilde{i}_\alpha = \tilde{i}_\beta = 0$ ,由式(5)可得:

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_\alpha \\ Z_\beta \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} H(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ H(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{bmatrix} \quad (6)$$

为了减小滑模抖振带来的影响,更好地对比本文所提方法和基于 LPF-PLL 的传统方法的估算效果,二者的滑模观测器都采用具有光滑连续特性的双曲正切函数作为滑模切换函数,即  $H(s) = \tanh(s)$ 。只要满足  $K > \max(|e_\alpha|, |e_\beta|)$ ,就能保证滑模观测器的渐进稳定<sup>[17]</sup>。

在滑模观测器得到等效反电动势  $Z_\alpha$  和  $Z_\beta$  之后,采用 CCSFF 代替 LPF 滤除  $Z_\alpha$  和  $Z_\beta$  的谐波分量,同

时设计了 FPLL 代替传统 PLL 来提取反电动势中的位置信息。本文所提的基于 CCSFF-FPLL 位置估算的原理框图如图 1 所示。

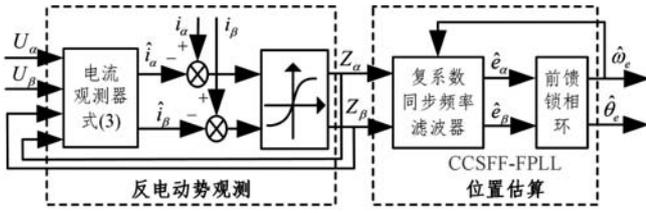


图 1 基于 CCSFF-LPF 的位置估算原理框图

图中的  $\hat{e}_\alpha$  和  $\hat{e}_\beta$  为滤波后的观测反电动势,  $\hat{\omega}_e$  和  $\hat{\theta}_e$  分别代表转速和位置的估算值。

## 2 复系数同步频率滤波器设计

采用 LPF 滤除  $Z_\alpha$  和  $Z_\beta$  的谐波分量, 滤波后的观测反电动势可以表示为

$$\begin{bmatrix} \hat{e}_\alpha \\ \hat{e}_\beta \end{bmatrix} = \frac{\omega_{c1}}{s + \omega_{c1}} \begin{bmatrix} Z_\alpha \\ Z_\beta \end{bmatrix} \quad (7)$$

式中,  $\omega_{c1}$  为 LPF 的截止频率。但是 LPF 的使用会使  $\hat{e}_\alpha$  和  $\hat{e}_\beta$  产生相位延迟, 进而造成转子位置的估算值滞后于实际值。

本文采用复系数滤波器对  $Z_\alpha$  和  $Z_\beta$  进行滤波, 滤波后的观测反电动势与  $Z_\alpha$  和  $Z_\beta$  之间的关系可以用下式表示:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{e}_\alpha}{dt} = \omega_{c2}(Z_\alpha - \hat{e}_\alpha) - \omega_0\hat{e}_\beta \\ \frac{d\hat{e}_\beta}{dt} = \omega_{c2}(Z_\beta - \hat{e}_\beta) + \omega_0\hat{e}_\alpha \end{cases} \quad (8)$$

式中,  $\omega_{c2}$  和  $\omega_0$  分别为复系数滤波器的截止频率与中心频率。将式(8)进行拉氏变换并将  $\hat{e}_\alpha$ 、 $\hat{e}_\beta$  与  $Z_\alpha$ 、 $Z_\beta$  写成复数形式, 可以得到:

$$\begin{bmatrix} \hat{e}_\alpha \\ \hat{e}_\beta \end{bmatrix} = \frac{\omega_{c2}}{s - j\omega_0 + \omega_{c2}} \begin{bmatrix} Z_\alpha \\ Z_\beta \end{bmatrix} \quad (9)$$

复系数滤波器在中心频率  $\omega_0$  处具有单位增益与零相移的特性, 为了使滤波之后的反电动势不产生相移, 滤波器的中心频率  $\omega_0$  应该与反电动势的基波频率保持同步变化。同时, 为了有效滤除谐波分量, 截止频率  $\omega_{c2}$  也应该自适应于反电动势基波频率的变化。而反电动势的基波频率与电机转速一致, 因此将估算转速  $\hat{\omega}_e$  反馈回复系数滤波器, 并将复系数滤波器的  $\omega_0$  与  $\omega_{c2}$  设置为

$$\begin{cases} \omega_0 = \hat{\omega}_e \\ \omega_{c2} = k_c \hat{\omega}_e \end{cases} \quad (10)$$

式中:  $k_c$  为截止频率系数, 联立式(9)与式(10)可以

得到 CCSFF 的幅频特性与相频特性:

$$\begin{cases} |CCSFF(j\omega)| = \frac{k_c}{\sqrt{(\omega/\hat{\omega}_e - 1)^2 + k_c^2}} \\ \angle CCSFF(j\omega) = -\arctan\left(\frac{\omega - \hat{\omega}_e}{k_c \hat{\omega}_e}\right) \end{cases} \quad (11)$$

若通过滤波器的反电动势的基波频率为 100Hz ( $\hat{\omega}_e = 628\text{rad/s}$ ), LPF 的截止频率  $\omega_c$  与 CCSFF 的截止频率系数  $k_c$  分别取不同值, 根据式(7)与式(11)可以分别得到 LPF 与 CCSFF 的伯德图如图 2 与图 3 所示。

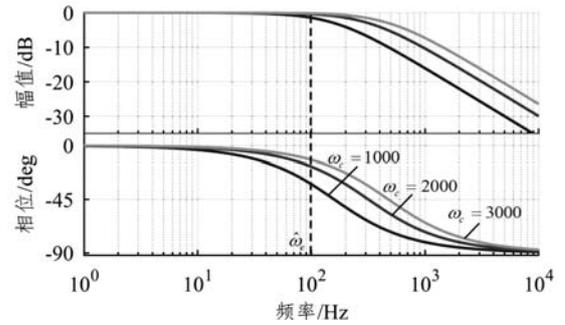


图 2 LPF 在不同  $\omega_c$  下的伯德图

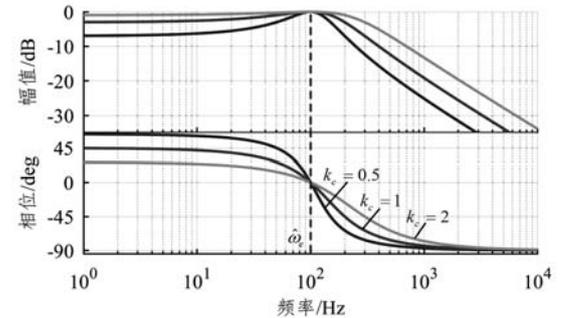


图 3 CCSFF 在不同  $k_c$  下的伯德图

从图 2 可以看出, 在不同截止频率下, LPF 在  $\hat{\omega}_e$  处均有不同程度的相位延迟, 截止频率越小, 相位延迟越大; 当  $\hat{\omega}_e$  继续增大时, 相位延迟也会随之增大。从图 3 可以看出, 当截止频率系数分别取不同值时, CCSFF 在  $\hat{\omega}_e$  处始终无幅值衰减与相位延迟; 当  $\hat{\omega}_e$  继续增大时, CCSFF 的中心频率  $\omega_0$  会随之同步变化, 依然不会产生相位延迟。

由此可见, 采用 CCSFF 替代 LPF 进行滤波, 理论上可以实现反电动势基波成分的无相移提取。CCSFF 对其他谐波分量的抑制效果则取决于  $k_c$  的大小,  $k_c$  越小, CCSFF 滤波效果越好, 反之滤波效果越差。但是  $k_c$  的取值也不宜过小, 过小的  $k_c$  会影响 CCSFF 的带宽进而导致滤波器的动态响应变慢。

采用 CCSFF 进行滤波时,  $Z_\alpha$ 、 $Z_\beta$  与  $\hat{e}_\alpha$ 、 $\hat{e}_\beta$  在基波成分上等效(等幅值, 同相位), 因此可以将式

(8) 中的  $\omega_0 \hat{e}_\alpha$ 、 $\omega_0 \hat{e}_\beta$  用  $\omega_0 Z_\alpha$ 、 $\omega_0 Z_\beta$  替代进而加快 CCSFF 的动态响应。结合式(8)与式(10)，本文所提 CCSFF 的结构框图如图 4 所示。

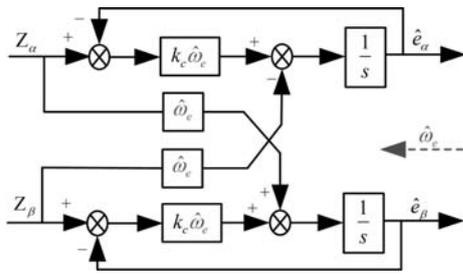


图 4 CCSFF 结构框图

### 3 前馈锁相环设计

反电动势经过滤波之后，可以通过 PLL 提取反电动势中的转速和位置信号，由式(2)可得：

$$-\hat{e}_\alpha \cos \hat{\theta}_e - \hat{e}_\beta \sin \hat{\theta}_e = K \sin(\theta_e - \hat{\theta}_e) \quad (12)$$

其中， $K = \hat{\omega}_e \psi_f$ ，当  $|\theta_e - \hat{\theta}_e| < \pi/6$  时，可以近似认为  $\sin(\theta_e - \hat{\theta}_e) \approx (\theta_e - \hat{\theta}_e) = \Delta\theta_e$ 。由于系数  $K$  中包含电机转速，PLL 的带宽会受到转速变化的影响，进而影响 PLL 的估算性能，所以在  $K\Delta\theta_e$  引入 PI 控制器之前通常会对其做如下的归一化处理：

$$\frac{K\Delta\theta_e}{\sqrt{\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2}} = \frac{K\Delta\theta_e}{\hat{\omega}_e \psi_f} = \Delta\theta_e \quad (13)$$

经过归一化处理的 PLL 的等效框图可以简化为图 5 所示。

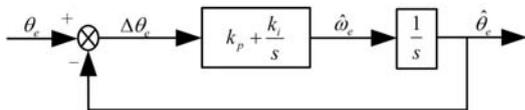


图 5 归一化处理后 PLL 等效框图

根据图 5 所示的等效框图可以得到归一化 PLL 的误差传递函数：

$$G_{er}(s) = \frac{\Delta\theta_e(s)}{\theta_e(s)} = \frac{s^2}{s^2 + k_p s + k_i} \quad (14)$$

当电机加速或减速时，转速为斜坡信号，而转子位置近似为抛物线输入，可以表示为

$$\theta_e(t) = \frac{1}{2} a t^2 \quad \theta_e(s) = \frac{a}{s^3} \quad (15)$$

式中， $a$  为电机转速的加速度，由式(14)与式(15)根据终值定理可得：

$$\Delta\theta_e = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s^2}{s^2 + k_p s + k_i} \frac{a}{s^3} = \frac{a}{k_i} \quad (16)$$

从式(16)可以看出在加减速工况下，归一化 PLL 无法实现转子位置的零稳态误差跟踪，动态性能欠佳。当 PLL 的  $k_i$  参数确定后，其位置估计误差

与转速加速度的大小成正比。

为了消除 PLL 在加减速工况下的估算偏差，在归一化 PLL 的基础上引入了一条前馈路径，先通过反电动势计算出电机转速信息，再将该转速经过低通滤波器滤波后前馈到 PLL 的积分环节之前以加快 PLL 的动态响应。前馈锁相环(FPLL)位置估算的原理框图如图 6 所示。

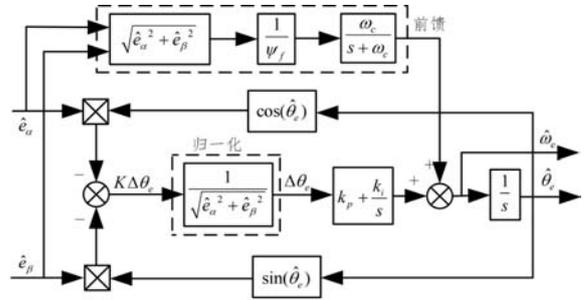


图 6 FPLL 估算原理框图

图 6 可以进一步简化为图 7 所示的等效框图：

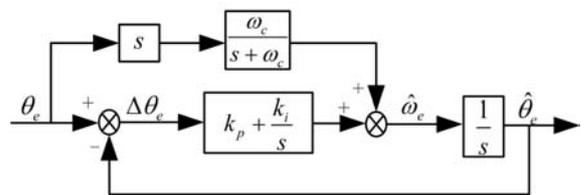


图 7 FPLL 等效框图

由图 7 可以得到 FPLL 的误差传递函数为

$$H_{er}(s) = \frac{\Delta\theta_e(s)}{\theta_e(s)} = \frac{s^3}{(s + \omega_c)(s^2 + k_p s + k_i)} \quad (17)$$

式中， $\omega_c$  为低通滤波器的截止频率。

当电机转速稳定不变时，转子位置近似为斜坡输入，可以表示为

$$\theta_e(t) = \omega_e t \quad \theta_e(s) = \frac{\omega_e}{s^2} \quad (18)$$

由式(17)与式(18)根据终值定理可得：

$$\Delta\theta_{e1} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s^3}{(s + \omega_c)(s^2 + k_p s + k_i)} \frac{\omega_e}{s^2} = 0 \quad (19)$$

当电机加速或减速时，由式(15)与式(17)根据终值定理可得：

$$\Delta\theta_{e2} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s^3}{(s + \omega_c)(s^2 + k_p s + k_i)} \frac{a}{s^3} = 0 \quad (20)$$

从式(19)和式(20)可知当电机处于恒速工况与加减速工况时，FPLL 位置估算的稳态误差都为零。只要合理地配置 FPLL 的相关参数，理论上在恒速与

加减速工况下都可以实现转子位置的零稳态误差提取。

## 4 仿真与实验

### 4.1 仿真分析

基于前文的理论分析，为了验证本文所提的基于 CCSFF-FPLL 的位置估算方法的有效性，利用 Matlab 搭建如图 8 所示的仿真模型进行分析。

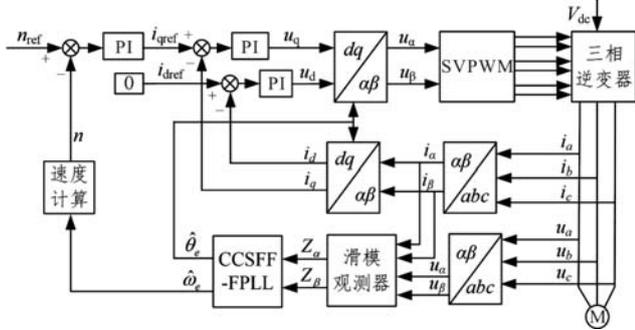


图 8 仿真模型结构框图

仿真中所用电机的参数如表 1 所示。

表 1 PMSM 参数

参数	参数值
额定电压/V	48
极对数 $p_n$	4
定子电阻 $R_s/\Omega$	0.25
d 轴电感 $L_d/\text{mH}$	1.2
q 轴电感 $L_q/\text{mH}$	1.2
永磁体磁链 $\psi_r/\text{Wb}$	0.0186
转动惯量 $J/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	$1 \times 10^{-4}$

图 9 是电机在不同转速下，分别采用 LPF 与 CCSFF 滤波得到的  $\alpha$  轴观测反电动势与实际反电动势的仿真结果对比。LPF 的截止频率  $\omega_c$  设置为 2000 rad/s，CCSFF 的截止频率系数  $k_c$  设置为 1。图中  $\hat{e}_{\alpha 1}$  与  $\hat{e}_{\alpha 2}$  分别代表采用 LPF 与 CCSFF 滤波得到的观测反电动势， $e_\alpha$  代表实际反电动势，由仿真中电机输出的转子位置与转速计算得到。

由图 9 可知：当电机转速从 500 r/min 上升到 1250 r/min，采用 LPF 滤波得到的  $\hat{e}_{\alpha 1}$  相较于  $e_\alpha$  都有不同程度的相位延迟，相位延迟由  $5.9^\circ$  增大到  $15^\circ$ ，转速越高相位延迟现象越严重；而采用 CCSFF 滤波得到的  $\hat{e}_{\alpha 2}$  在不同转速下与  $e_\alpha$  的波形都基本重合，能够实现反电动势的无相移提取。

图 10 是电机在恒速与加减速工况下进行仿真得到的估算转速和位置估算误差。仿真过程中电机负载设置为  $0.5 \text{ Nm}$ ，2s 时切入无传感器控制模式，此后无传感器算法估算出的转速和位置信息将用于

电机的闭环控制。从 4s 到 8s 时，先控制电机以  $20 \text{ r/s}^2$  的加速度从 750 r/min 加速到 1250 r/min，稳定运行一段时间后再以相同加速度减速到 750 r/min。图 10(a) 为基于 LPF-PLL 的传统方法的估算结果；图 10(b) 为基于 CCSFF-PLL 的估算结果；图 10(c) 为本文提出的基于 CCSFF-FPLL 的估算结果。

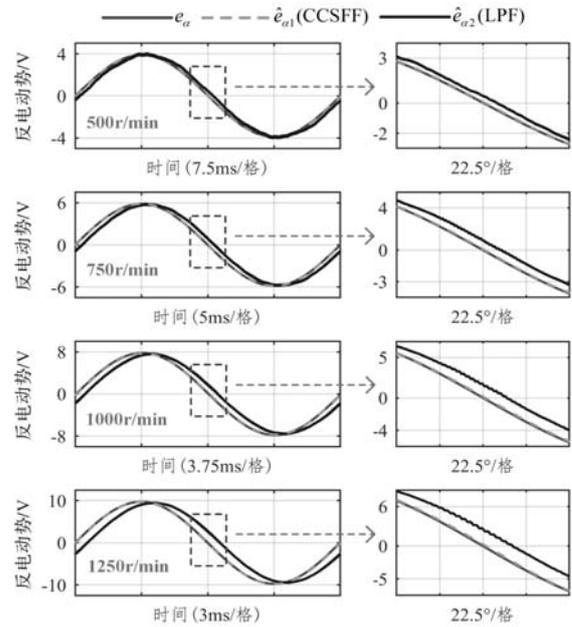
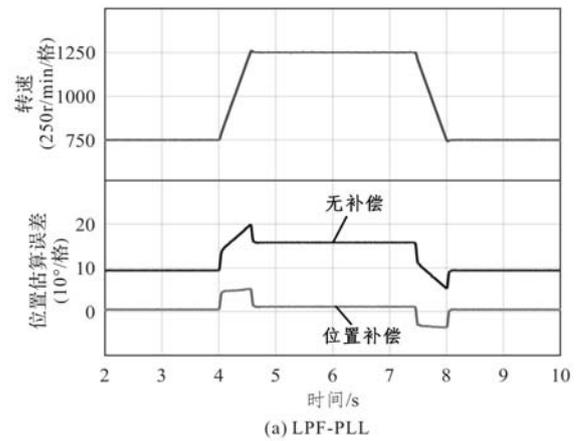
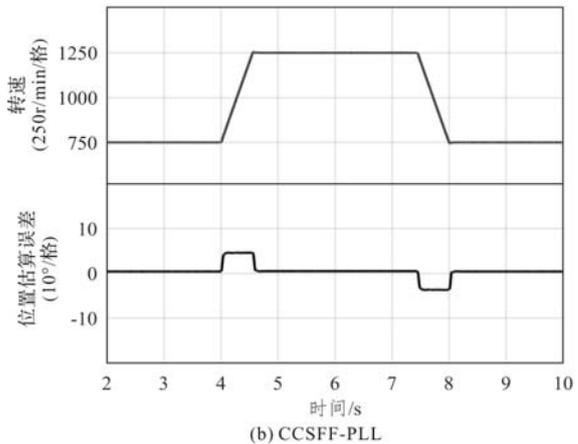


图 9  $\alpha$  轴观测反电动势与实际反电动势仿真结果对比



(a) LPF-PLL



(b) CCSFF-PLL

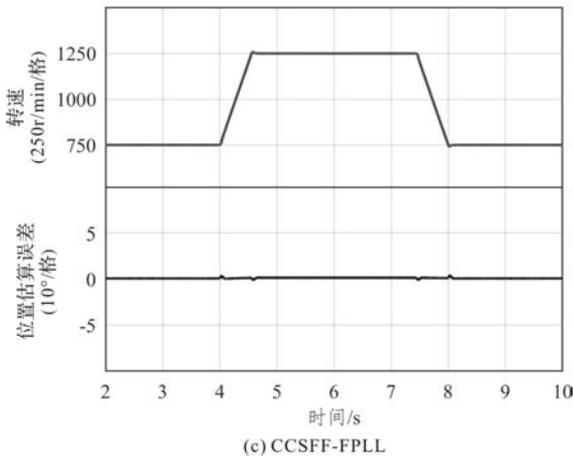


图 10 恒速与加减速工况：估算转速与位置估算误差仿真结果对比

图 10 中三种不同估算方法在恒速工况与加减速工况下的位置估算误差整理如表 2 所示。

表 2 恒速与加减速工况的位置估算误差 (仿真)

工况	指标	LPF-PLL		CCSFF	CCSFF
		无补偿	补偿	-PLL	-FPLL
750 r/min	平均误差	9.4°	0.4°	0.2°	0.2°
1250 r/min	平均误差	15.8°	1°	0.3°	0.3°
加减速	最大误差	19.8°	5.5°	4.4°	0.6°

结合图 10 和表 2 中的数据分析可知，在恒速工况下，采用 CCSFF 代替 LPF 对反电动势进行滤波无需进行额外的位置补偿就能显著提高位置估算精度。当电机处于加减速工况时，采用 CCSFF 进行滤波能够较好地避免因相位延迟带来的位置估算误差，但是如果此时采用传统 PLL 估算转子位置仍然会存在较大的估算误差，而采用本文所提的 FPLL 估算转子位置在加减速工况下的稳态估算误差接近 0°，最大误差主要产生在加减速的开始与结束阶段，进一步提高了该工况的估算精度。

### 4.2 实验分析

根据前文的仿真分析，在图 11 所示的实验平台上对本文所提方法的有效性进行了实验验证。图中电机的参数和表 1 相同，电机转子的实际位置与转速由编码器获得，通过串口将数据传给上位机。

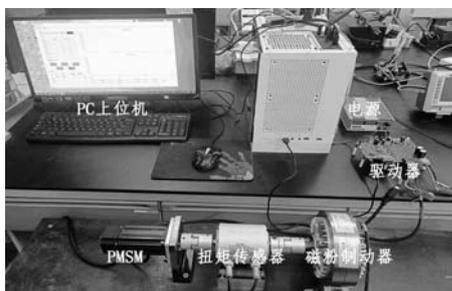


图 11 仿真实验原理框图

图 12 是电机在不同转速下，分别采用 LPF 与 CCSFF 滤波得到的  $\alpha$  轴观测反电动势与实际电动势的实验结果对比。滤波器参数设置与仿真一致，实际反电动势  $e_\alpha$  由电机编码器获得的转子位置与转速计算得到。

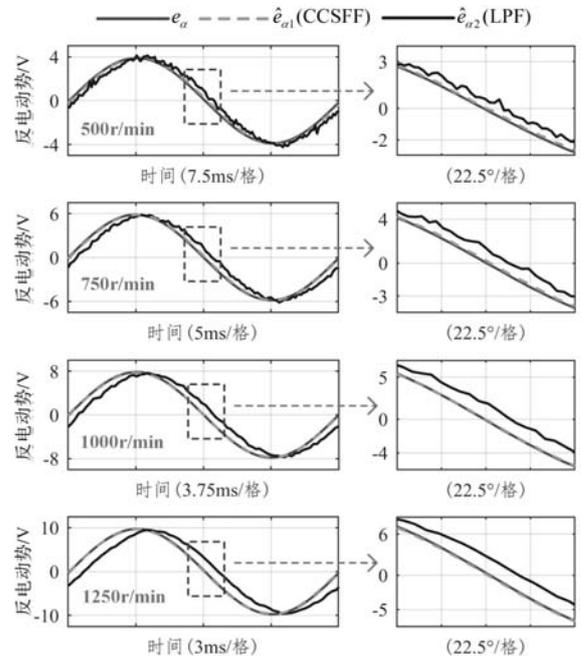
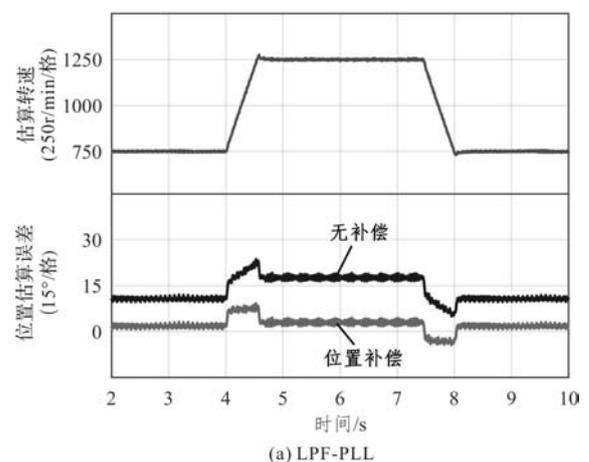


图 12  $\alpha$  轴观测反电动势与实际反电动势实验结果对比

由图 12 可知，在实验中采取 LPF 对反电动势进行滤波得到的  $\hat{e}_{\alpha 1}$  随着转速的升高同样有不同程度的相位延迟，相位延迟由 7.6° 增大到 18°，略大于仿真中的数值。而采用 CCSFF 对反电动势进行滤波得到的  $\hat{e}_{\alpha 2}$  则没有明显的相位延迟现象，能够更加准确的提取出反电动势信息。

图 13 是三种不同估算方法在恒速与加减速工况下的估算转速和位置估算误差实验结果对比，实验条件设置与仿真一致。



(a) LPF-PLL

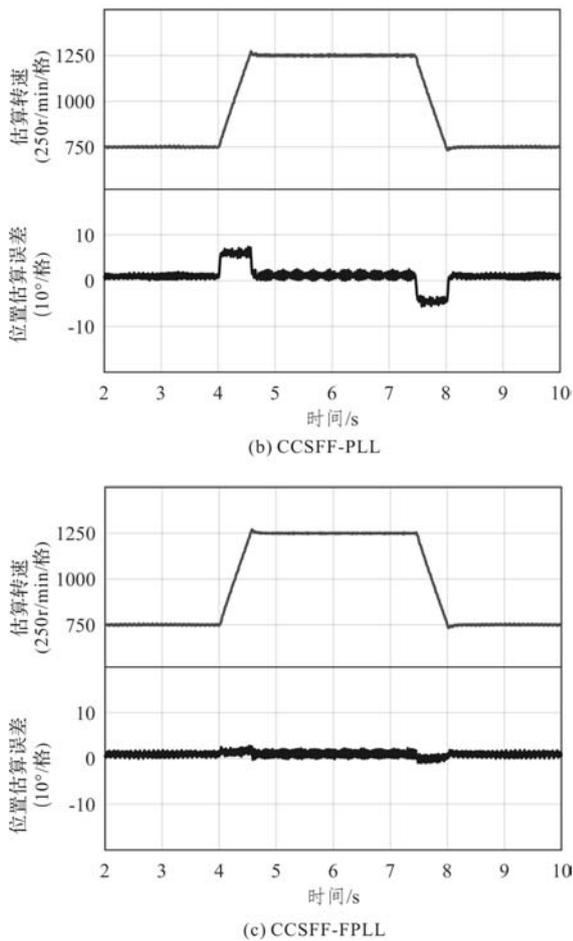


图 13 恒速与加减速工况：估算转速与位置估算误差实验结果对比

实验中三种估算方法在恒速工况与加减速工况下的位置估算误差的具体数值整理如表 3 所示。

表 3 恒速与加减速工况的位置估算误差(实验)

工况	指标	LPF-PLL		CCSFF	CCSFF
		无补偿	补偿	-PLL	-FPLL
750 r/min	平均误差	11.8°	2.2°	1.4°	1.4°
1250 r/min	平均误差	18.4°	3.2°	1.7°	1.6°
加减速	最大误差	23.6°	9.2°	7.4°	2.8°

结合图 13 中的误差波形和表 3 中的数据分析可以看出：本文所提出的基于 CCSFF\_FPLL 的位置估算方法相较于基于 LPF\_PLL 的传统估算方法在恒速工况与加减速工况下都能够明显减小位置估算误差，提高估算精度。在基于 LPF\_PLL 的传统估算方法经过位置补偿之后，本文所提的改进方法在加减速工况下对于位置估算误差的抑制也明显有更好的表现。

## 5 结 语

本文对滑模观测器后续的反电动势滤波与位置信息提取环节进行了改进，提出了一种基于 CCSFF-FPLL 的位置估算方法。在理论分析的基础上，通过

仿真和实验验证了本文所提方法具有以下优点：

(1) 采用 CCSFF 对反电动势进行滤波能够在不同转速下准确地提取出反电动势信息，无需进行额外的位置补偿就能获得比传统方法更高的位置估算精度。

(2) FPLL 通过转速前馈的方式弥补了传统 PLL 在加减速工况下动态性能较差的不足，进一步提高了加减速工况下的位置估算精度。

(3) 该方法结构简单，易于实现，在无位置传感器控制系统中的闭环运行效果良好，具有一定的工程应用价值。

## 参考文献

- [1] 张国强, 王高林, 徐殿国, 等. 基于自适应陷波滤波器的内置式永磁电机转子位置观测方法[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(09): 2521-2527.
- [2] 吴春, 傅子俊, 孙明轩, 等. 基于扩张状态观测器负载转矩补偿的永磁同步电机全速范围无位置传感器控制[J]. 电工技术学报, 2020, 35(S1): 172-181.
- [3] 刘计龙, 肖飞, 沈洋, 等. 永磁同步电机无位置传感器控制技术综述[J]. 电工技术学报, 2017, 32(16): 76-88.
- [4] 于艳君, 柴凤, 欧景, 等. 基于旋转高频信号法的 IPMSM 无位置传感器控制[J]. 电工技术学报, 2013, 28(07): 26-31.
- [5] 郭增冰, 臧珂, 胡勤丰. 采用滑动平均低通滤波的脉振高频信号注入法在表贴式永磁同步电机无位置传感器控制中的应用[J]. 微电机, 2020, 53(04): 45-49, 76.
- [6] 刘琳, 崔巍. 一种降低噪声的高频方波注入 PMSM 无传感器控制[J]. 微电机, 2019, 52(04): 32-37, 63.
- [7] 廖自力, 解建一, 赵其进, 等. 基于改进型 MRAS 的永磁同步电机无位置传感器控制方法研究[J]. 微电机, 2020, 53(11): 100-105, 119.
- [8] 王宽, 陈龙森, 肖鑫, 等. 基于速度环扩展卡尔曼滤波的无位置传感器电机控制[J]. 微电机, 2023, 56(01): 58-64.
- [9] 肖盼盼, 赵世伟, 邱小华. 基于自适应龙伯格观测器的 PMSM 无位置传感器研究[J]. 微特电机, 2023, 51(06): 45-50.
- [10] 纪艳华, 李杰, 宋文祥, 等. 基于自适应滑模观测器的无位置传感器控制[J]. 微电机, 2023, 56(05): 58-66.
- [11] 陶方方, 赵世伟. 基于改进滑模观测器的无刷直流电机无位置传感器矢量控制[J]. 微电机, 2017, 50(11): 30-34.
- [12] 姜燕, 李博文, 吴轩, 等. 基于比例谐振滤波的改进永磁同步电机转子位置观测器[J]. 电工技术学报, 2020, 35(17): 3619-3630.
- [13] Wang G, et al. Enhanced Position Observer Using Second Order Generalized Integrator for Sensorless Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drives[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2014, 29(2): 486-495.
- [14] 虞发鹏, 夏都, 张芮嘉, 等. 基于复系数滤波反电势观测器的永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 微电机, 2022, 55(08): 48-54.

(下转第 37 页)

# 基于改进 Stribeck 模型的伺服系统摩擦补偿研究

齐智斌, 郭联龙, 兰帅航, 桑 勇

(大连理工大学 机械工程学院, 辽宁 大连 116024)

**摘要:** 电动伺服加载系统中非线性摩擦的存在是不可避免的, 具有较强非线性的摩擦干扰严重影响系统的加载精度。针对电动伺服加载系统中摩擦扰动问题, 首先提出一种改进 Stribeck 摩擦模型对加载系统摩擦特性进行描述; 其次基于反步控制理论设计控制器抑制非线性摩擦扰动; 最后针对摩擦模型参数易受系统内外部环境变化影响的问题, 结合自适应控制对参数变化的摩擦干扰进一步抑制。根据仿真结果表明: 相比于传统 PID 控制, 采用自适应反步控制器的系统扭矩误差降低了 80.2%, 有效抑制了系统中的非线性摩擦扰动, 提升了加载系统控制精度。

**关键词:** 伺服加载系统; 非线性摩擦; 改进 Stribeck 摩擦模型; 自适应反步控制

**中图分类号:** TP272 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-6848(2024)08-0020-06

## Research on Friction Compensation of Servo System Based on Modified Stribeck Model

QI Zhibin, GUO Lianlong, LAN Shuaihang, SANG Yong

(School of Mechanical Engineering, Dalian University of Technology, Dalian Liaoning 116024, China)

**Abstract:** The existence of nonlinear friction in electric servo loading system is inevitable, the friction disturbance with strong nonlinearity seriously affects the loading accuracy of the system. Firstly, aiming at the problem of friction disturbance in electric servo loading system, a modified Stribeck friction model was proposed to describe the friction characteristics of the loading system; Secondly, the controller was designed to suppress the nonlinear friction disturbance based on the backstepping control theory. Finally, aiming at the problem that the parameters of the friction model were easily affected by the changes of the internal and external environment of the system, the adaptive control was used to further suppress the friction interference of the parameter changes. According to the simulation results: compared to the traditional PID control, the torque error of the system using the adaptive backstepping controller was reduced by 80.2%, which effectively suppresses the nonlinear friction disturbance in the system and improves the control accuracy of the loading system.

**Key words:** servo loading system; nonlinear friction; modify of Stribeck friction model; adaptive backstepping control

## 0 引言

电动伺服加载装置在航空航天领域应用广泛, 在一些零件测试工作中, 经常需要对负载实现精准的扭矩加载, 然而伺服系统中存在的摩擦干扰问题不可避免。摩擦具有较强非线性<sup>[1-3]</sup>, 当系统启动或者换向时会出现输出死区、波形失真等问题, 严重影响系统加载精度<sup>[4]</sup>。因此对伺服加载系统中的非线性摩擦干扰进行补偿至关重要。

摩擦模型的准确度是实现系统摩擦补偿的关键因素, 众多学者根据摩擦特性提出了不同的摩擦模型, 主要分为静态模型与动态模型。静态模型如静摩擦、库仑摩擦、粘性摩擦、Stribeck 摩擦<sup>[5]</sup>等, 动态模型如 LuGre 模型、Dahl 模型<sup>[6]</sup>等。静态摩擦模型认为静摩擦阶段物体之间形变量为零且完全处于相对静止状态。曾培江<sup>[7]</sup>采用“库仑+粘性”摩擦模型对机器人系统中存在的摩擦力矩进行了有效补偿, 提升了机器人关节位置跟踪精度。Lu Z<sup>[8]</sup>等针对双

收稿日期: 2024-01-05

作者简介: 齐智斌(1999), 男, 硕士研究生, 研究方向为电动伺服系统控制。

郭联龙(1997), 男, 博士研究生, 研究方向为伺服控制。

驱动微进给系统中存在的非线性摩擦干扰，基于 Stribeck 模型设计了带有摩擦前馈的位置控制器，实现了精准的位置控制。而动态摩擦模型从微观层面出发，将物体与接触面之间的接触视为可发生形变的弹性鬃毛<sup>[9]</sup>。郑文颖<sup>[10]</sup>等基于 LuGre 模型对卫星跟踪转台系统进行摩擦补偿，有效的减少了系统的稳态误差，提高了控制系统的快速性与稳定性。刘晓琳<sup>[11]</sup>等针对非线性摩擦扰动导致的飞机舵机伺服系统控制性能降低这一问题，基于 LuGre 模型进行摩擦补偿，显著提升了系统的控制精度。

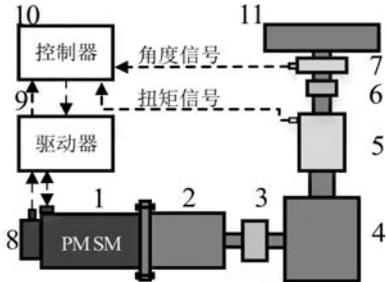
随着设备的长时间运行，设备内部可能发生磨损、老化等问题，某些不确定变化导致摩擦模型参数发生未知变化<sup>[12-13]</sup>。针对上述问题，Ciliz M K<sup>[14]</sup>基于人工神经网络对机械臂系统中的摩擦力矩进行补偿，提高了系统的跟踪性能。Nam Y<sup>[15]</sup>等针对主动杆机械结构中存在的摩擦扰动，设计摩擦观测器对摩擦力实时观测并补偿，显著提升了控制系统加载精度。

本文结合摩擦模型准确度以及计算复杂度，提出一种非对称的改进 Stribeck 模型全面描述系统摩擦，并针对由于系统内外部环境造成的摩擦参数时变问题，设计自适应反步控制器抑制系统中存在的非线性摩擦干扰。

## 1 系统描述

### 1.1 系统总体方案

图 1 为电动伺服加载系统总体方案示意图，主要由永磁同步电机(PMSM)、减速器、联轴器、扭矩传感器、角度传感器组成。其中 PMSM 作为加载电机输出驱动扭矩；减速器放大加载系统的输出扭矩；扭矩传感器用于测量施加于被控对象的扭矩；空心轴式增量编码器实时监测整个系统输出角度。控制器采集角度传感器、扭矩传感器以及伺服电机的反馈信号，实现扭矩闭环控制。



1-PMSM；2-减速器 1；3-联轴器 1；4-直角减速器 2；  
5-扭矩传感器；6-联轴器 2；7-角度传感器；  
8-编码器；9-驱动器；10-控制器；11-承载对象

图 1 系统总体方案示意图

### 1.2 电动伺服加载控制系统数学模型

本文选用的表贴式永磁同步电机(PMSM)具有响应快、稳定性高、转动惯量小等优势，广泛应用于电动加载系统装置中。首先在  $d-q$  同步旋转标系下建立 PMSM 电压方程：

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

式中， $u_d$ 、 $u_q$ 、 $i_d$ 、 $i_q$ 、 $L_d$ 、 $L_q$  分别为  $d-q$  坐标系下电压、电流、电感， $R$  为定子电阻， $\omega_e$  为电机角速度， $\psi_f$  为永磁体磁链。此外 PMSM 电磁转矩方程可表示为

$$T_e = \frac{3}{2} p i_q (\psi_f + (L_d - L_q) i_d) \quad (2)$$

式中， $T_e$  为 PMSM 电磁转矩， $p$  为极对数。由于本文采用的为表贴式永磁同步电机，则  $L_d = L_q$ 。同时本文采用  $i_d = 0$  矢量控制策略对  $d-q$  坐标系下的电压方程解耦。则式(1)和式(2)可表示为

$$\begin{cases} u_d = -\omega_e L_q i_q \\ u_q = Ri_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e \psi_f \\ T_e = \frac{3}{2} p \psi_f i_q \end{cases} \quad (3)$$

由牛顿第二定律可知，PMSM 所产生的电磁转矩为其输出轴转矩总和，则控制系统动力学模型为

$$J \dot{\omega}_m = T_e - B \omega_m - T_L - T_f \quad (4)$$

式中， $J$  为系统等效至 PMSM 输出轴端转动惯量， $B$  为系统等效至 PMSM 输出轴端阻尼系数， $\omega_m$  为电机机械角速度， $T_L$  为负载转矩， $T_f$  为系统中存在的非线性摩擦。

上述建立了 PMSM 在  $d-q$  同步旋转标系下的数学模型，其传递函数模型如图 2 所示。

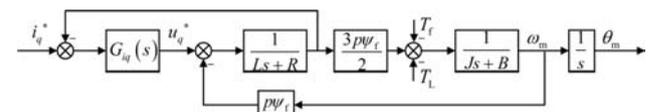


图 2 永磁同步电机传递函数模型

减速器提高了电动伺服加载系统输出扭矩，由于减速器以及联轴器具有高刚度，因此可视为理想刚性元件。依据减速器的工作原理，可将减速器的数学模型表示为

$$\begin{cases} \theta_i = \frac{\theta_m}{i} \\ T = \eta i T_L \end{cases} \quad (5)$$

式中， $\theta_m$  为 PMSM 输出角度， $\theta_i$  为减速器端的输出角度， $i$  为减速比， $\eta$  为减速器力传递效率， $T$  为加载扭矩。

根据扭矩传感器的工作原理, 扭矩传感器可视为刚度较大的理想弹性元件, 即满足胡克定律, 数学模型可表示为

$$T = K(\theta_i - \theta_n) \quad (6)$$

式中,  $K$  为扭矩传感器刚度,  $\theta_n$  为负载端角度变化。

通过上述 PMSM 及各传动机构的数学模型, 可建立如下所示的伺服加载系统状态空间表达式:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = \frac{3p\psi_f}{2J}u - \frac{B}{J}x_2 - \frac{K}{J\eta i^2}(x_1 - ix_3) - \frac{T_f}{J} \\ y = \frac{K}{i}(x_1 - ix_3) \end{cases} \quad (7)$$

式中,  $x_1 = \theta_m$ ,  $x_2 = \omega_m$ ,  $x_3 = \theta_n$ ,  $u = i_q$ ,  $y$  为施加于被控对象的加载扭矩。

## 2 摩擦模型的建立与辨识

### 2.1 改进 Stribeck 模型的建立

本文根据实际工程需求, 在对众多摩擦模型充

$$T_f = \begin{cases} F_c^+ + (F_s^+ - F_c^+)e^{-(v/v_s^+)^2} + \alpha_1^+vh(v) + \alpha_2^+(1 - e^{-\alpha_3^+v})(1 - h(v))(v \geq 0^+) \\ F_c^- + (F_s^- - F_c^-)e^{-(v/v_s^-)^2} + \alpha_1^-vh(v) + \alpha_2^-(1 - e^{-\alpha_3^-v})(1 - h(v))(v \leq 0^-) \end{cases} \quad (9)$$

式中,  $\alpha_1$  为粘性摩擦系数,  $\alpha_2$  为高速下摩擦比例因子,  $\alpha_3$  为摩擦随着速度增长变缓趋势,  $h(v)$  将摩擦模型分段, 其表达式为

$$h(v) = \begin{cases} 1 & (v \leq v_1 \cup v \geq v_2) \\ 0 & (\text{其他}) \end{cases} \quad (10)$$

式中,  $v_1$  为正运动方向的分段速度,  $v_2$  为逆运动方向的分段速度。

图 3 为加入改进 Stribeck 摩擦模型后的系统模型示意图。

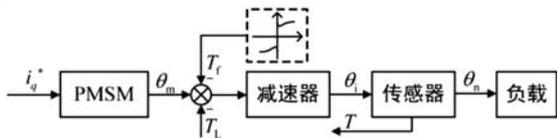


图 3 结合改进 Stribeck 摩擦模型的系统示意图

### 2.2 摩擦参数辨识

首先对伺服加载系统进行摩擦扭矩数据采集实验。实验原理为: 在负载为零的情况下, 使得系统匀速运动, 采集 PMSM 输出轴的扭矩值可视为克服系统的摩擦扭矩, 记为  $T_{fj}^*$ 。令加载系统正向运动, 控制 PMSM 速度从 0 逐渐增加至 1200 r/min, 经减速器后输出端速度范围转化为 0 至 0.105 rad/s, 记录 PMSM 扭矩输出值, 不断重复 20 组实验。

本文采用萤火虫算法对摩擦模型参数进行离线

分调研后, 结合模型计算复杂度、准确度等因素, 采用改进 Stribeck 摩擦模型描述加载系统中存在的非线性摩擦扰动。该模型既能描述出低速状态下摩擦力随速度下降的 Stribeck 效应, 又能描述出高速状态下摩擦随速度增加的粘性摩擦作用, 传统的 Stribeck 模型表示如下:

$$T_f = F_c + (F_s - F_c)e^{-(v/v_s)^\delta} + \sigma v \quad (8)$$

式中,  $F_s$  为静摩擦,  $F_c$  为库仑摩擦,  $v_s$  为 Stribeck 速度,  $\sigma$  为粘性摩擦系数,  $v$  为系统输出端速度,  $\delta$  为摩擦经验系数, 一般取值为 1.5 ~ 2。

本文在对加载系统摩擦实际测量过程中, 发现在高速状态下, 摩擦扭矩大小表现出随着速度增大摩擦扭矩增长变缓的趋势, 并且系统所存在的摩擦干扰在系统正、逆方向运行状态中非对称, 甚至具有较大差异。因此本文对传统的 Stribeck 模型进行改进。低速段采用 Stribeck 模型进行描述, 高速段采用增长趋势变缓的非线性函数表示, 改进后的摩擦模型为

辨识。萤火虫算法本质上等同于一种随机搜索算法, 依据萤火虫根据自身发光亮度相互吸引这一群体现象, 可求得模型参数最优解, 由前文所述, 需辨识参数为  $[F_s, F_c, v_s, a_1, a_2, a_3]$ , 设计目标函数:

$$J_m = \frac{1}{2} \sum_1^j (T_{fj}^* - T_{fj})^2 \quad (11)$$

式中,  $J_m$  为目标函数值,  $T_{fj}^*$  为实验测量值,  $T_{fj}$  为理论摩擦模型计算值。

萤火虫算法流程图如图 4 所示, 本文参数设置如下: 设置萤火虫数目为 10; 设置萤火虫最大吸引度为 2; 设置亮光吸收因子为 0.8; 设置步长因子为 0.08; 设置决策半径为 0.85; 设置最大迭代次数为 500; 设置搜索精度为 0.05。

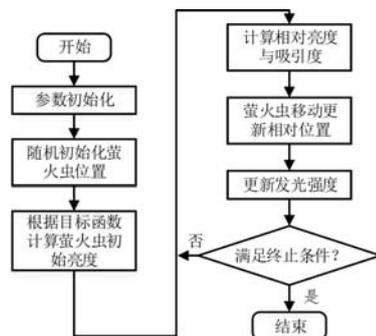


图 4 萤火虫算法流程图

经过多组实验测量，采用萤火虫算法分别对改进 Stribeck 模型高速段与低速端进行参数寻优，辨识参数如表 1 所示

表 1 萤火虫算法参数辨识结果

参数	参数值	参数	参数值
$F_s^+$	1.425	$F_s^-$	-1.21
$F_c^+$	0.94	$F_c^-$	-0.74
$v_s^+$	0.0011	$v_s^-$	-0.001
$\alpha_1^+$	2.31	$\alpha_1^-$	-1.89
$\alpha_2^+$	24.96	$\alpha_2^-$	-27.05
$\alpha_3^+$	35.03	$\alpha_3^-$	34.1

如图 5 所示，为通过萤火虫算法辨识得到的改进 Stribeck 模型对实验测量摩擦值的拟合结果。由图可知，本文采用的改进 Stribeck 模型较为全面的描述了系统摩擦扭矩，并且采用萤火虫算法所辨识的模型参数精度较高，拟合效果良好。

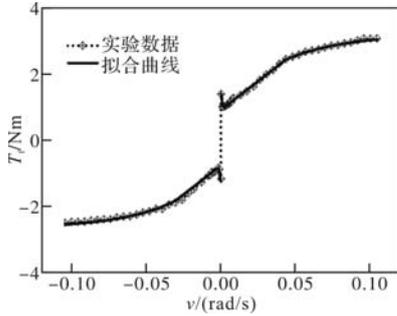


图 5 摩擦拟合曲线

### 3 自适应摩擦补偿

#### 3.1 反步控制器设计

本文首先基于反步控制理论设计控制器，抑制摩擦的非线性对系统造成的平顶、滞后问题。其次针对存在的非线性摩擦参数易受环境影响而造成的摩擦模型精度降低问题，设计自适应控制律估计摩擦参数，进一步的抑制非线性摩擦干扰。定义系统误差：

$$z_1 = T_r - T \quad (12)$$

式中， $T_r$  为期望加载扭矩， $z_1$  为期望加载扭矩与实际输出扭矩误差。根据式(7)和式(12)，可将  $z_1$  重新表示为

$$\begin{cases} z_1 = T_r - \frac{K}{i}(x_1 - ix_3) \\ \dot{z}_1 = \dot{T}_r - \frac{K}{i}(\dot{x}_1 - i\dot{x}_3) \end{cases} \quad (13)$$

根据 Lyapunov 第二方法设计控制器，定义第一个 Lyapunov 函数：

$$V_1(z_1) = \frac{1}{2}z_1^2 \quad (14)$$

将上述式(14)两端求导得：

$$\dot{V}_1 = z_1 \dot{z}_1 = z_1 \left( \dot{T}_r - \frac{K}{i}(\dot{x}_1 - i\dot{x}_3) \right) \quad (15)$$

根据 Lyapunov 定理，若使得系统稳定，则  $\dot{V}_1 \leq 0$ 。当  $t \rightarrow \infty$ ，系统跟踪误差  $z_1$  趋近于零。依据上述条件设计虚拟控制率，令：

$$\dot{x}_{1q} = i \left( \frac{1}{K}(\dot{T}_r + h_1 z_1) + \dot{x}_3 \right) \quad (16)$$

式中， $\dot{x}_{1q}$  为所设计的虚拟控制率，表示期望的电机机械角速度， $h_1$  为增益调节因子。根据式(15)和式(16)可知，若  $\dot{x}_1 \rightarrow \dot{x}_{1q}$ ，则  $\dot{V}_1 \leq 0$ ，因此定义误差：

$$z_2 = \dot{x}_{1q} - \dot{x}_1 \quad (17)$$

式中， $z_2$  为虚拟控制率与实际电机机械角速度误差，根据式(15)~式(17)得：

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 = z_1 \left( \dot{T}_r - \frac{K}{i} \left( i \left( \frac{1}{K}(\dot{T}_r + h_1 z_1) + \dot{x}_3 \right) - z_2 - i\dot{x}_3 \right) \right) = \\ - h_1 z_1^2 + \frac{K}{i} z_1 z_2 \end{aligned} \quad (18)$$

将式(17)等号两端分别求导可得：

$$\dot{z}_2 = \ddot{x}_{1q} - \ddot{x}_1 = i \left( \frac{1}{K}(\ddot{T}_r + h_1 \dot{z}_1) + \ddot{x}_3 \right) - \ddot{x}_1 \quad (19)$$

定义第二个 Lyapunov 函数：

$$V_2(z_1, z_2) = \frac{1}{2}z_1^2 + \frac{1}{2}z_2^2 \quad (20)$$

将上述式(20)两端求导得：

$$\dot{V}_2 = -h_1 z_1^2 + \frac{K}{i} z_1 z_2 + z_2 \left( i \left( \frac{1}{K}(\ddot{T}_r + h_1 \dot{z}_1) + \ddot{x}_3 \right) - \ddot{x}_1 \right) \quad (21)$$

结合控制系统动力学方程，根据式(7)、式(9)、式(21)可得：

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = -h_1 z_1^2 + \frac{K}{i} z_1 z_2 + z_2 \left( i \left( \frac{1}{K}(\ddot{T}_r + h_1 \dot{z}_1) + \ddot{x}_3 \right) - \right. \\ \left. \frac{1}{J} \left[ \frac{3p\psi_f}{2} u - Bx_2 - \frac{K}{\eta i^2} (x_1 - ix_3) - F_c - \right. \right. \\ \left. \left. (F_s - F_c) e^{-(x_2/v_s)^2} - \frac{\alpha_1 x_2}{i} h(v) - \right. \right. \\ \left. \left. \alpha_2 (1 - e^{-\alpha_3 x_2^2/i}) (1 - h(v)) \right] \right) \end{aligned} \quad (22)$$

如上式所示，若  $\dot{V}_2 \leq 0$ ，则第二个 Lyapunov 系统渐进稳定，则系统跟踪误差  $z_1$ 、以及虚拟控制率  $z_2$  趋近于零。根据上述条件，设计控制率  $u$  为

$$u = \frac{2J}{3p\psi_f} \left( i \left( \frac{1}{K} (\ddot{T}_r + h_1 \dot{z}_1) + \ddot{x}_3 \right) + \frac{1}{J} \left( \frac{K}{\eta^2} (x_1 - ix_3) + Bx_2 + F_c + \right. \right. \\ \left. \left. (F_s - F_c) e^{-\zeta x_2 / i v_s^2} + \frac{\alpha_1 x_2}{i} h(v) + \alpha_2 (1 - e^{-\alpha_3 x_2 / i}) (1 - h(v)) \right) + \frac{K}{i} z_1 + h_2 z_2 \right) \quad (23)$$

式中,  $h_2$  为增益调节因子, 根据式(22)和式(23)得:

$$\dot{V}_2 = -h_1 z_1^2 - h_2 z_2^2 \leq 0 \quad (24)$$

根据 Lyapunov 稳定性定理,  $V_2$  正定,  $\dot{V}_2$  负定, 即系统渐进稳定, 则系统跟踪误差  $z_1$ 、以及虚拟控制误差  $z_2$  趋近于零。

### 3.2 自适应控制律设计

本节针对摩擦模型参数易受环境因素影响设计自适应控制律, 抑制非线性摩擦参数变化对系统摩擦补偿造成的干扰。若将摩擦参数的变化考虑在系统误差当中, 则式(19)可转化为

$$\dot{z}_2 = i \left( \frac{1}{K} (\ddot{T}_r + h_1 \dot{z}_1) + \ddot{x}_3 \right) - \frac{1}{J} \left( \frac{3p\psi_f}{2} u - Bx_2 - \right. \\ \left. \frac{K}{\eta^2} (x_1 - ix_3) - \lambda (F_c + (F_s - F_c) e^{-(x_2 / i v_s)^2}) - \right. \\ \left. \beta \left( \frac{\alpha_1 x_2}{i} h(v) + \alpha_2 (1 - e^{-\alpha_3 x_2 / i}) (1 - h(v)) \right) \right) \quad (25)$$

式中,  $\lambda$ 、 $\beta$  为系统中反映摩擦参数变化因子的实际值。接着对上一节设计的控制率  $u$  进行改进:

$$u = \frac{2J}{3p\psi_f} \left( i \left( \frac{1}{K} (\ddot{T}_r + h_1 \dot{z}_1) + x_3 \right) + \frac{1}{J} \left( \frac{K}{\eta^2} (x_1 - ix_3) + \right. \right. \\ \left. \left. Bx_2 + \hat{\lambda} (F_c + (F_s - F_c) e^{-(x_2 / i v_s)^2}) + \hat{\beta} \left( \frac{\alpha_1 x_2}{i} h(v) + \right. \right. \right. \\ \left. \left. \left. \alpha_2 (1 - e^{-\alpha_3 x_2 / i}) (1 - h(v)) \right) \right) + \frac{K}{i} z_1 + h_2 z_2 \right) \quad (26)$$

式中,  $\hat{\lambda}$  表示低速状况下, 摩擦参数变化导致的系统摩擦扭矩变化程度。 $\hat{\beta}$  表示高速状况下, 系统摩擦扭矩变化程度, 定义误差:

$$\begin{cases} \varepsilon_1 = \lambda - \hat{\lambda} \\ \varepsilon_2 = \beta - \hat{\beta} \end{cases} \quad (27)$$

式中,  $\varepsilon_1$ 、 $\varepsilon_2$  表示  $\lambda$ 、 $\beta$  的估计误差。将式(27)两端求导可得:

$$\begin{cases} \dot{\varepsilon}_1 = -\dot{\hat{\lambda}} \\ \dot{\varepsilon}_2 = -\dot{\hat{\beta}} \end{cases} \quad (28)$$

定义第三个 Lyapunov 函数:

$$V_3(z_1, z_2, \varepsilon_1, \varepsilon_2) = \frac{1}{2} z_1^2 + \frac{1}{2} z_2^2 + \frac{1}{2\mu_1} \varepsilon_1^2 + \frac{1}{2\mu_2} \varepsilon_2^2 \quad (29)$$

式中,  $\mu_1$ 、 $\mu_2$  为增益调节因子, 将式(29)两端求导可得:

$$\dot{V}_3 = -h_1 z_1^2 + \frac{K}{i} z_1 z_2 + z_2 \dot{z}_2 + \frac{1}{\mu_1} \varepsilon_1 \dot{\varepsilon}_1 + \frac{1}{\mu_2} \varepsilon_2 \dot{\varepsilon}_2 \quad (30)$$

根据式(25)~式(28), 式(30)可转化为

$$\dot{V}_3 = -h_1 z_1^2 - h_2 z_2^2 + \varepsilon_1 \left( \frac{z_2}{J} (F_c + (F_s - F_c) e^{-(x_2 / i v_s)^2}) - \right. \\ \left. \frac{1}{\mu_1} \dot{\hat{\lambda}} \right) + \varepsilon_2 \left( \frac{z_2}{J} \left( \frac{\alpha_1 x_2}{i} h(v) + \alpha_2 (1 - e^{-\alpha_3 x_2 / i}) \right. \right. \\ \left. \left. (1 - h(v)) \right) - \frac{1}{\mu_2} \dot{\hat{\beta}} \right) \quad (31)$$

根据 Lyapunov 稳定性定理, 若  $\dot{V}_3 \leq 0$ , 则使得系统渐进稳定, 因此可根据式(31)设计自适应控制律:

$$\begin{cases} \dot{\hat{\lambda}} = \frac{\mu_1 z_2}{J} (F_c + (F_s - F_c) e^{-(x_2 / i v_s)^2}) \\ \dot{\hat{\beta}} = \frac{\mu_2 z_2}{J} \left( \frac{\alpha_1 x_2}{i} h(v) + \alpha_2 (1 - e^{-\alpha_3 x_2 / i}) (1 - h(v)) \right) \end{cases} \quad (32)$$

## 4 系统仿真分析

图6为基于自适应反步控制进行系统非线性摩擦补偿控制的流程框图。并结合前文所述, 基于 Matlab/Simulink 环境下建立包含 PMSM、传动机构、改进 Stribeck 摩擦等模型进行系统仿真。

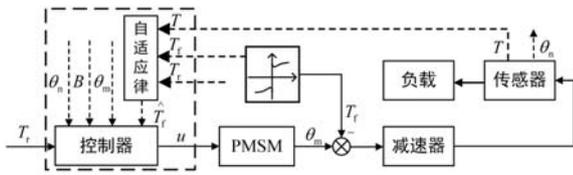


图 6 自适应反步控制流程图

### 4.1 固定摩擦参数仿真分析

首先针对摩擦模型参数未随环境发生变化的工况下进行仿真验证，设置系统仿真参数为  $J = 2.14 \times 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ ， $B = 0.018 \text{ Nm} \cdot \text{s}/\text{rad}$ ，增益调节因子  $h_1 = 1200$ ， $h_2 = 900$ 。系统输入为幅值 60 Nm，频率 0.2 Hz 的理想正弦信号，分别采用传统 PID 控制器、反步控制器进行仿真验证。

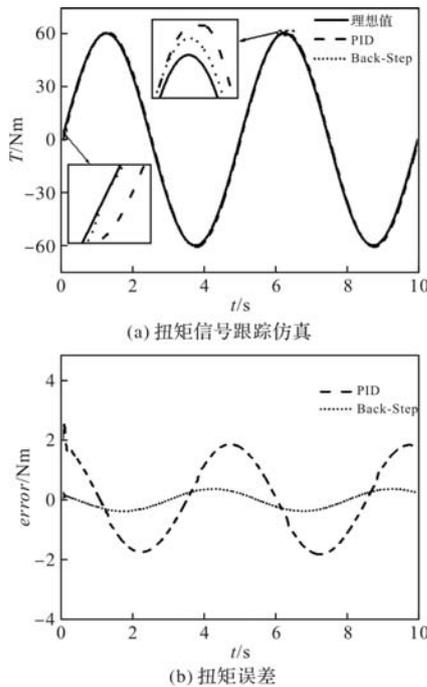


图 7 正弦扭矩信号跟踪仿真

从图 7(a) 可知，本文所设计的反步控制器与传统 PID 控制相比，减小了由非线性摩擦所导致的系统滞后现象，提高了扭矩跟随的快速性。此外，针对电机换向时由摩擦所引起的平顶现象，相比传统 PID 控制，反步控制的抑制效果相对明显。另一方面，由图 7(b) 扭矩误差仿真图可知，传统 PID 控制最大跟踪误差为 2.59 Nm，稳态跟踪误差幅值为 1.87 Nm。而反步控制最大跟踪误差为 0.52 Nm，稳态跟踪误差幅值为 0.37 Nm，较为明显的提高了系统控制精度。

### 4.2 变摩擦参数仿真分析

实际工程系统内外部环境变化可能导致摩擦参数发生改变，即式(25)中  $\lambda$ 、 $\beta$  发生变化。因此将系统输入为幅值 60 Nm，频率 0.2 Hz 的理想正弦信号，

改变  $\lambda$ 、 $\beta$  值并采用传统 PID 控制器、自适应反步控制器分别进行仿真实验验证。

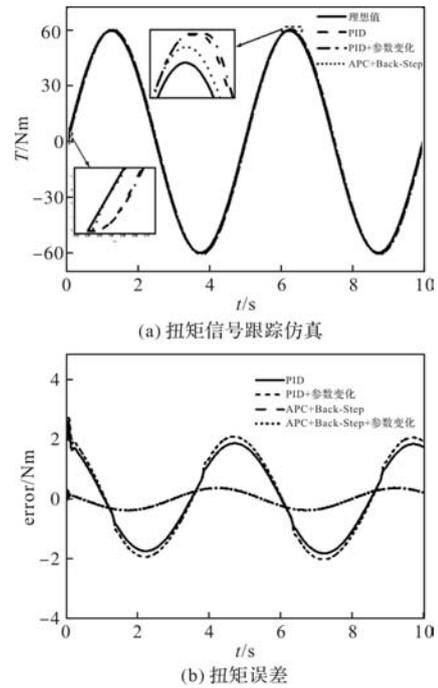


图 8 变摩擦参数扭矩信号跟踪仿真

从图 8(a) 可知，当摩擦参数发生改变时，采用传统 PID 控制器导致加载过程中存在的相位滞后、平顶问题进一步扩大，而本文所设计的自适应反步控制器较好的抑制了该现象。由图 8(b) 也可得出，当摩擦参数发生改变，特别在系统起动时刻以及电机换向时刻，传统 PID 控制方法误差增大，较为明显的降低了系统加载精度。而采用自适应反步控制误差变化不明显，保证了加载系统的稳定性。

## 5 结论

在本文所述的电动伺服加载系统中，根据理论研究及仿真结果可知，改进 Stribeck 模型能够较为全面的描述加载系统存在的非线性摩擦干扰。相比于传统 PID 控制，所设计的自适应反步控制器对摩擦扰动的抑制效果更好，较为明显的提高了加载系统的控制精度。并且针对摩擦参数受环境影响的问题，所设计的自适应控制律使得系统稳定性更高，具有较强的鲁棒性。

## 参考文献

[1] 王康昊, 王儒昊. 考虑摩擦的电动舵机控制问题研究[J]. 微电机, 2023, 56(10): 39-42.  
 [2] 王瑞娟, 梅志千, 李向国, 等. 机电伺服系统非线性摩擦自适应补偿的研究[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(36): 123-129.

# 基于 PID 控制器的无轴承异步电机控制策略研究

曾明杰, 高运昌, 吴亚鹏

(国网江苏省电力有限公司涟水县供电分公司, 江苏 涟水 223400)

**摘要:** 无轴承异步电机 (Bearingless Induction Motor, BIM) 具有摩擦小、无需润滑、运转速度高等优点, 具有重要的研究和应用价值。但是相对于传统异步电机, 无轴承异步电机的数学模型是一个强耦合、多变量、非线性的高阶函数, 导致其控制策略相对复杂。为此, 本文研究了一种基于 PID 控制器的无轴承异步电机气隙磁场定向控制策略, 对其控制原理和实现方法进行了详细的论述, 采用 Matlab 仿真软件对其有效性进行了验证, 并基于 TMS320F28335 搭建了实验平台, 对控制效果进行了验证。

**关键词:** 无轴承异步电机; PID 控制器; 气隙磁场定向控制; 实验研究

中图分类号: TP273 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848 (2024)08-0026-05

## Research on Control Strategy of Bearingless Asynchronous Motor Based on PID Controller

ZENG Mingjie, GAO Yunchang, WU Yapeng

(State Grid Jiangsu Electric Power Co., LTD., Lianshui County Power Supply Branch, Lianshui Jiangsu 223400, China)

**Abstract:** Bearingless Induction Motor (BIM) has important research and application value due to its advantages of low friction, no need for lubrication, and high operating speed. However, compared to traditional asynchronous motors, the mathematical model of BIM is a strongly coupled, multivariate, and nonlinear high-order function, resulting in relatively complex control strategies. Therefore, this article studied a BIM air gap magnetic field orientation control strategy based on PID controller, and discussed its control principle and implementation method in detail. Its effectiveness was verified using Matlab simulation software, and an experimental platform was built based on TMS320F28335 to verify the control effect.

**Key words:** bearingless induction motor; PID controller; air gap magnetic field orientation control; experimental study

## 0 引言

由于无轴承异步电机 (Bearingless Induction Motor, BIM) 的数学模型相对比较复杂, 导致 BIM 的控制难度和控制精度都高于传统异步电机, 因此对其控制策略进行研究具有重要的意义。目前, 对其控制策略的研究热点, 一般基于现代控制理论, 采用先进的智能控制算法进行控制, 例如神经网络控制<sup>[1-2]</sup>、遗传算法控制<sup>[3]</sup>、模型预测控制<sup>[4]</sup>以及自抗扰控制<sup>[5]</sup>等。但是, 以上算法均具有其自身不可避免的缺陷, 例如, 神经网络控制算法需要大量的模型数据进行训练; 模型预测控制需要对 BIM 建立精确的数学模型, 对硬件

要求较高。另外, 智能控制算法对控制器软硬件性能的要求较高, 一般在实际的应用中难度较大。相较于智能控制策略, PID 控制策略具有原理简单、静态误差小、鲁棒性强等优点, 综合性价比相对较高, 在工业控制中应用广泛, 因此本文基于 PID 控制器对 BIM 气隙磁场定向控制策略进行研究, 并对其控制效果进行了仿真和实验验证。

## 1 BIM 的结构和工作原理

### 1.1 BIM 的结构

世界首台无轴承电机是由瑞士的学者 J. Bichsel 于 1989 制造的, 其有效地克服了传统电机轴承摩擦

收稿日期: 2023-10-31

作者简介: 曾明杰 (1991), 男, 硕士研究生, 研究方向为无轴承异步电机控制。

高运昌 (1995), 男, 大学本科, 研究方向为无轴承异步电机设计。

吴亚鹏 (1999), 男, 大学本科, 研究方向为无轴承异步电机控制。

产生的问题。无轴承电机结合了磁轴承与普通电机的优点, 将控制转子旋转的转矩绕组和控制转子悬浮的悬浮绕组分别嵌入到定子内, 结构如图 1 所示。

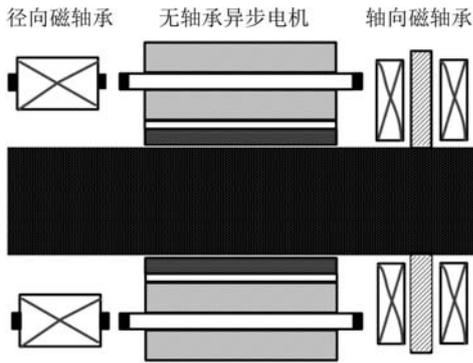


图 1 无轴承电机结构图

相对于传统的电机, BIM 没有摩擦损耗, 可以提高电机的运行效率, 降低电机本体的发热。另外, BIM 仅需要一套逆变器就能够实现电机转子的旋转控制和悬浮控制, 不需要额外的励磁电源, 因此可以有效降低控制系统的硬件成本。

## 1.2 BIM 工作原理

BIM 主要存在两种电磁力, 分别为洛伦茨力和麦克斯韦磁张力, 其中洛伦茨力是由载流导体通过运动切割旋转磁场产生的, 可以让转子产生自旋转; 而麦克斯韦磁张力是在磁路中不同磁导率介质边界上产生的, 可以让转子产生自悬浮。假设转子的转矩绕组和悬浮绕组极对数分别为  $P_1$  和  $P_2$ , 对应的旋转角频率分别为  $\omega_1$  和  $\omega_2$ , 则转子悬浮的条件为:  $P_1 = P_2 \pm 1$ ,  $\omega_1 = \omega_2$ , 其原理如图 2 所示

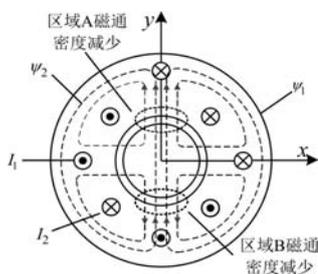


图 2 径向力产生原理图

由图 2 可见, BIM 的定子中嵌入了两对极的转矩绕组和一对极的悬浮绕组, 在对应的绕组中分别通入转矩励磁电流  $I_M$  和悬浮励磁电流  $I_S$ , 则可以产生四极磁链  $\psi_M$  和两极磁链  $\psi_S$ 。两组磁链共同作用, 将会打破气隙磁场的均匀性, 进而产生径向力, 使转子自悬浮, 通过对励磁电流  $I_M$  和  $I_S$  的大小和相位进行调节, 就可以对径向力的大小和方向进行调节, 进而对 BIM 的悬浮和旋转状态进行调节和控制。

## 2 无轴承异步电机数学模型

建立精确的数学模型, 是对 BIM 本体进行设计和控制的基础, 但是由于 BIM 具有参数变量多、耦合性强、非线性等特点, 导致其模型相对复杂, 为了降低其复杂程度, 在建立其数学模型时作如下假设<sup>[6]</sup>:

(1) 忽略高次谐波的影响, 假设 BIM 所有绕组产生的磁动势均为三相对称分布的正弦波。

(2) 忽略磁饱和等因素影响。

(3) 忽略 BIM 的铁心损耗和涡流损耗, 并且认为电机参数是恒定不变的。

### 2.1 旋转部分数学模型

BIM 的转矩是由转矩绕组和悬浮绕组两者产生的力矩矢量相互叠加得到的。本文所选用的 BIM 为固定极转子结构, 因此转子转矩和电流分别为转矩绕组感应产生的力矩和电流<sup>[7]</sup>。进而可得其在  $d-q$  坐标系下的气隙磁链方程、转子电压方程和转矩方程分别如式(1)、式(2)和式(3)所示。

$$\begin{cases} \psi_{1sd} = L_{1s}(i_{1sd} + i_{1rd}) \\ \psi_{1sq} = L_{1s}(i_{1sq} + i_{1rq}) \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} U_{1rd} = R_{1r}i_{1rd} + p\psi_{1rd} - (\psi_{1q} + L_{1rl}i_{1rq})(\omega_1 - \omega_r) = 0 \\ U_{1rq} = R_{1r}i_{1rq} + p\psi_{1rq} + (\psi_{1d} + L_{1rl}i_{1rd})(\omega_1 - \omega_r) = 0 \end{cases} \quad (2)$$

$$T_e = P_1(i_{1sq}\psi_{1d} - i_{1sd}\psi_{1q}) \quad (3)$$

式中,  $\psi_{1sd}$  和  $\psi_{1sq}$  为  $d-q$  坐标系下的气隙磁链;  $U_{1rd}$  与  $U_{1rq}$  为  $d-q$  坐标系下产生的电压;  $i_{1sd}$  和  $i_{1sq}$  为  $d-q$  坐标系下的定子电流;  $i_{1rd}$  和  $i_{1rq}$  为  $d-q$  坐标系下转矩绕组的转子电流;  $\omega_1$  和  $\omega_r$  分别为气隙磁场和转子的旋转角频率;  $T_e$  为电机的电磁转矩;  $L_{1s}$  为转矩绕组间的互感;  $L_{1rl}$  为转子的漏感;  $R_{1r}$  为转子的电阻;  $p$  为微分算子。

### 2.2 悬浮部分数学模型

文献[8]对 BIM 的洛伦茨力和麦克斯韦磁张力相关的知识进行了详细的分析, 通过查找相关的参考文献可知, 如果  $P_1 = P_2 - 1$ , 则此时二力同向; 如果  $P_1 = P_2 + 1$ , 则此时二力反向。令麦克斯韦磁张力为  $F_M$ 、洛伦茨力为  $F_L$ , 则径向力  $F = F_M + F_L$ , 可知:

如果  $P_1 = P_2 + 1$ , 则:

$$\begin{cases} F_x = K(i_{s2d}\psi_{1d} - i_{s2q}\psi_{1q}) \\ F_y = K(i_{s2q}\psi_{1d} + i_{s2d}\psi_{1q}) \end{cases} \quad (4)$$

如果  $P_1 = P_2 - 1$ , 则:

$$\begin{cases} F_x = K(i_{s2d}\psi_{1d} + i_{s2q}\psi_{1q}) \\ F_y = K(i_{s2q}\psi_{1d} - i_{s2d}\psi_{1q}) \end{cases} \quad (5)$$

式中,  $K = K_M + K_L$ , 其中  $K_M$ 、 $K_L$  分别代表麦克斯韦磁张力系数、洛伦兹力系数。根据文献[8]可知,  $K_M = \frac{\pi P_1 P_2 L_{2m}}{18lr\mu_0 N_1 N_2}$ ,  $K_L = \frac{P_1 N_2}{2rN_1}$ ; 其中  $N_1$  和  $N_2$  分别代表电机转矩和悬浮绕组的匝数。

另外, 如果转子发生偏移, 此时的不平衡磁拉力为

$$\begin{cases} F_{sx} = k_s x \\ F_{sy} = k_s y \end{cases} \quad (6)$$

式中,  $k_s = k \frac{\pi r l B_1^2}{2\mu_0 g_0}$ 。

通过分析可知, 为了使 BIM 能够得到最大的悬浮力, 应该使这两种力同向, 因此  $P_2 = P_1 + 1$ 。

### 2.3 悬浮部分运动方程

跟据牛顿定律可得 BIM 的转子运动方程:

$$\begin{cases} F_{zx} + F_{sx} - F_x = m\ddot{x} \\ F_{zy} + F_{sy} - F_y = m\ddot{y} \\ T_e - T_L = \frac{J}{P_1} \frac{d\omega_r}{dt} \end{cases} \quad (7)$$

式中,  $m$  为转子的质量;  $J$  为转动惯量;  $T_L$  为负载转矩;  $F_{zx}$  和  $F_{zy}$  为外部干扰力在  $x - y$  坐标系下的分量。

## 3 BIM 气隙磁场定向控制系统设计

根据气隙磁场定向控制理论, 假设:

$$\begin{cases} \psi_{1sd} = \psi_1 \\ \psi_{1sq} = 0 \end{cases} \quad (8)$$

结合式(1)和式(8)可知转矩绕组产生的转子感应电流如:

$$\begin{cases} i_{1rd} = \psi_1 / L_{1s} - i_{1sd} \\ i_{1rq} = -i_{1sq} \end{cases} \quad (9)$$

再结合式(2)可得:

$$\omega_s = \omega_1 - \omega_r = \frac{(1 + T_{1rl}p)i_{1sq}}{T_{1r}\psi_1/L_{1s} - T_{1rl}i_{1sd}} \quad (10)$$

$$i_{1sd} = \frac{1}{1 + T_{1rl}p} [(1 + T_{1r}p)\psi_1/L_{1s} + \omega_s T_{1rl}i_{1sq}] \quad (11)$$

其中,  $T_{1r} = L_{1r}/R_{1r}$ ,  $T_{1rl} = L_{1rl}/R_{1r}$ 。

另外, 由式(3)和式(8)可得电磁转矩方程如:

$$T_e = P_1 \psi_1 i_{1sq} \quad (12)$$

进而可得:

$$i_{1sq} = T_e / P_1 \psi_1 \quad (13)$$

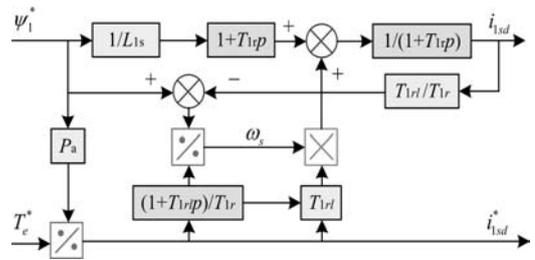


图3 气隙磁场定向解耦控制系统框图

根据式(11)~式(13)可得 BIM 气隙磁场定向解耦控制系统框图如图3所示<sup>[9]</sup>。

选取  $P_1 = P_2 - 1$ , 联立式(5)和式(8)可得:

$$\begin{cases} F_x = Ki_{2sd}\psi_1 \\ F_y = Ki_{2sq}\psi_1 \end{cases} \quad (14)$$

根据式(12)~式(14)可知, 通过对 BIM 转矩绕组和悬浮绕组的电流分别控制, 即可对其电磁转矩与径向力进行控制的目的, 实现对气隙磁场定向解耦的控制。进而可得基于 PID 控制器的 BIM 气隙磁场定向解耦控制的系统框图<sup>[10]</sup>如图4所示。

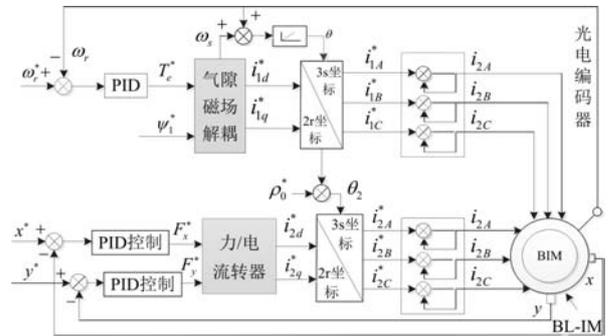


图4 BIM 气隙磁场定向控制框图

BIM 气隙磁场定向控制系统可以分为两个部分, 分别为转矩控制系统和悬浮控制系统。其中, 转矩控制系统的原理: 首先通过光电编码器对 BIM 的转子转速进行测量, 得到其旋转角频率  $\omega_r$ , 并与给定转速  $\omega_r^*$  进行比较, 再经 PID 控制器的调节就能够得到电磁转矩  $T_e^*$  然后再根据式(12)和式(14), 求得转矩控制的电流为  $i_{1sd}^*$  和  $i_{1sq}^*$ , 经过 park 逆变换后可得三相电流给定值为  $i_{1A}^*$ 、 $i_{1B}^*$  和  $i_{1C}^*$ , 最后经 CRPWM 调制控制后就可以得到转矩绕组三相电流  $i_{1A}$ 、 $i_{1B}$  和  $i_{1C}$ 。

悬浮控制系统的原理: 首先, 利用电涡流传感器测出转子在  $xy$  坐标系下的径向位移, 分别与  $x$  轴和  $y$  轴的给定位移  $x^*$  和  $y^*$  进行比较, 通过 PID 控制器进行调节后可得径向悬浮力  $F_x^*$  和  $F_y^*$ , 然后结合式(14)可得悬浮系统的控制电流  $i_{2sd}^*$  和  $i_{2sq}^*$ , 经过 park 逆变换后可得三相电流给定值  $i_{2A}^*$ 、 $i_{2B}^*$  和  $i_{2C}^*$ , 最后通过 CRPWM 调制控制后可得转矩绕组三相电流分别为  $i_{2A}$ 、 $i_{2B}$  和  $i_{2C}$ 。

### 4 仿真结果分析

为了验证基于 PID 控制器的 BIM 气隙磁场定向控制策略的控制效果，本文基于 Matlab 仿真软件搭建了 BIM 控制系统的仿真模型，仿真参数如表 1 所示。仿真总时长设定为 0.6 s，起始转速给定值为 2700 r/min，0.3 s 后将转速给定值提高到 3600 r/min，仿真结果如图 5 ~ 图 7 所示。

表 1 BIM 仿真参数

参数	转矩绕组	悬浮力绕组
额定电流/A	2.84	2.84
定子电阻/ $\Omega$	2.03	1.05
转子电阻/ $\Omega$	11.39	0.071
定、转子互感	158.52	9.31
定子漏感/mH	4.49	2.61
转子漏感/mH	9.18	5.39
转动惯量	0.00755	0.00755
转子重量/kg	2.81	2.81
转子外径/mm	97.23	97.23
铁心长度/mm	104.5	104.5
极对数	2	1

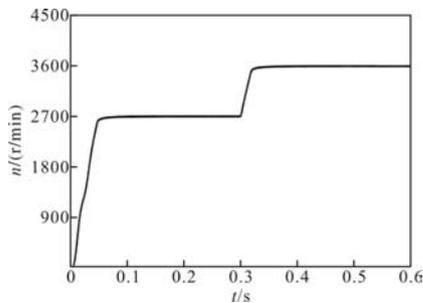


图 5 转速响应曲线

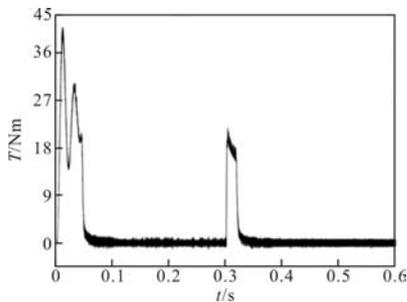


图 6 转矩响应曲线

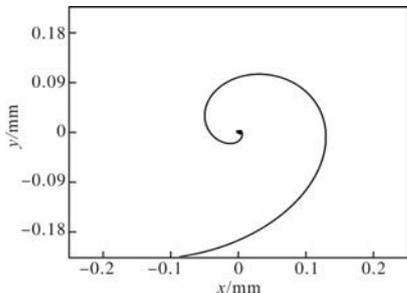


图 7 转子运动轨迹

图 5 为 BIM 的转速响应曲线，通过观察分析可知，在  $t=0.05\text{ s}$  时转速可以达到  $2700\text{ r/min}$ ，并快速的达到稳定状态，在  $t=0.3\text{ s}$ ，转速给定值增加至  $3600\text{ r/min}$  后，BIM 能够快速根据给定值的变换，将转速升高至  $3600\text{ r/min}$ ，波动较小。可见，该方法能够对 BIM 转速进行良好的控制，响应速度较快、转速超调波动小。图 6 为 BIM 的转矩响应曲线，可见起动转矩的振荡幅度相对较大，但是能够快速的趋于稳定，在  $t=0.3\text{ s}$  转速发生变化时，转矩也会发生变化，但是仍然能够快速趋于稳定，可见该控制方法的转矩特性较好。图 7 为转子的运动轨迹，转子的起始坐标为  $(-0.08\text{ mm}, -0.22\text{ mm})$ ，通过对运行轨迹进行分析可知，转子的位置在不断向中心位置进行移动，具有良好的悬浮控制效果。

### 5 实验验证

相对于传统的异步电机，BIM 的结构特殊，控制相对比较，因而在实际应用中，对其控制系统的硬件要求相对较高。本文采用型号为 TMS320F28335 的 DSP 作为中央处理器和型号为 PS21265 的智能功率变换模块作为逆变模块搭建了 BIM 控制系统的实验平台，其主电路结构如图 8 所示。

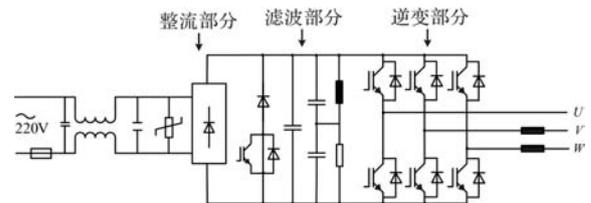
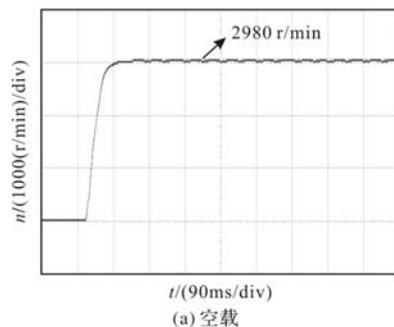


图 8 BIM 控制实验平台主电路结构图

为了对 BIM 的控制效果进行验证，分别在空载和多工况条件下进行实验验证，实验结果如图 9 和图 10 所示。

图 9 为在不同工况下的转速，图 10 为在不同工况下转子运行轨迹图。



(a) 空载

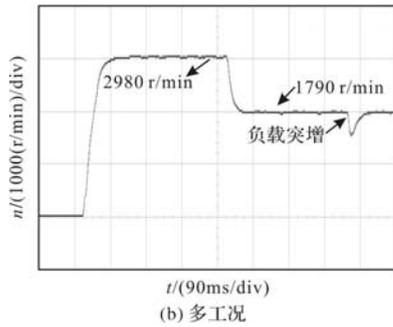


图9 转速响应曲线

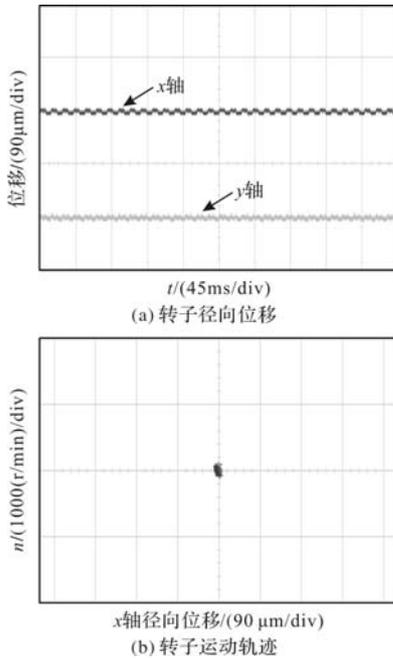


图10 转子旋转运行情况

可见，不论是在空载还是带负载运行时，BIM 都能够快速的稳定在给定转速附近，波动较小、响应速度较快。另外整个实验过程中，转子在  $x$  轴和  $y$  轴上的偏移量能够控制在  $15\mu\text{m}$  以内，这表明 BIM 具有良好的悬浮控制性能。因此本文所研究的控制策略能够满足控制需求，具有良好的控制效果。

## 6 结 语

本文研究了一种基于 PID 控制器的 BIM 气隙磁场定向控制策略，并搭建了仿真模型和实验平台，对该策略的有效性进行了验证。由于采用气隙磁场解耦控制，转矩控制和悬浮控制可以实现独立控制，大大的简化了系统的设计难度，相对于其他算法该方法具有易于实现、稳定性好等优点，对于 BIM 的工业化应用以及控制策略的深入研究具有重要意义。

## 参考文献

- [1] 朱焯秋, 颜磊, 刁小燕. 基于 BP 神经网络左逆的无轴承永磁同步电机无位移传感器运行控制[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(11): 3673-3681.
- [2] 贾晶荆. 无轴承异步电机增强型线性自抗扰控制及其模糊自适应带宽设计研究[D]. 镇江: 江苏大学, 2022.
- [3] Z Hao, X Cao, X Deng, et al. Novel Bearingless Switched Reluctance Motor With Wide Flat Inductance Region to Simplify the Control of Torque and Levitation Force[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2021, 35(3): 78-88.
- [4] 杨泽斌, 许婷. 基于 BPNN 的无轴承异步电机传感器故障诊断及容错控制[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(11): 18-27.
- [5] 詹立新, 周凯. 无轴承异步电机转子电阻自适应在线辨识[J]. 清华大学学报(自然科学版), 2021, 55(10): 1072-1078.
- [6] 朱明祥, 孙红艳, 姚伟星. 无轴承异步电机自抗扰控制系统[J]. 微电机, 2018, 51(03): 43-46.
- [7] 张晓峰, 卜文绍, 陈有鹏. 基于高频注入法的无轴承异步电机转子位移观测[J]. 电测与仪表, 2020, 55(23): 77-81, 95.
- [8] 汪伟, 谭论农, 杨泽斌, 等. 无轴承异步电机 BP 神经网络 PID 控制[J]. 电力电子技术, 2021, 52(11): 26-29.
- [9] 孙宇新, 沈启康, 施凯, 等. 基于新型卡尔曼滤波器的无轴承异步电机无速度传感器控制[J]. 电工技术学报, 2018, 33(13): 2946-2955.
- [10] 孙宇新, 唐敬伟, 施凯, 等. 基于改进型 MRAS 无轴承异步电机矢量控制系统转速辨识研究[J]. 电机与控制应用, 2018, 45(03): 51-58.

# 《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

邮 箱: micromotors@vip.sina.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

# 一种宇航轴向电涡流阻尼器的研究设计与试验

简晓书<sup>1,2</sup>, 张亚欣<sup>1,2</sup>

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

**摘要:** 相比于传统阻尼器, 电涡流阻尼器具有结构简单、寿命长、非接触、无摩擦、无磨损等优点<sup>[1]</sup>, 在振动控制领域未来具有很好的应用前景。在电涡流阻尼器设计时, 最关键的阻尼器特性需要在永磁体厚度、导体材料及导体长度等体积和重量约束条件下不断优化迭代获得的最优结果才有意义。本文针对某宇航领域使用的阻尼器任务需求, 采用 Ansoft 软件二维瞬态磁场分析和结构约束条件, 提出一种空间结构紧凑的双弹簧片结构电涡流阻尼器方案, 并重点分析对永磁体厚度、导体材料、导体长度以及铜磁间隙等相关参数与阻尼系数之间的变化规律, 获得阻尼系数最优的阻尼器, 同时进行了弹簧片形状和刚度设计。最后, 根据相关理论分析和设计后采用半功率带宽法获得阻尼器的阻尼比、一阶固有频率和阻尼系数, 并通过了刚度试验和寿命试验, 最终符合任务要求。

**关键词:** 电涡流阻尼器; 阻尼系数; 双弹簧片; 刚度; 阻尼比

中图分类号: V475 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2024)08-0031-07

## Research, Design and Experiment of an Aerospace Axial Eddy Current Damper

JIAN Xiaoshu<sup>1,2</sup>, ZHANG Yaxin<sup>1,2</sup>

(1. Guizhou Aerospace Linquan Motor Co., LTD., Guiyang 550003, China; 2. National Engineering Research Center for Small and Special Precision Motors, Guiyang 550008, China)

**Abstract:** Compared with traditional dampers, eddy current dampers have the advantages of non-contact, friction free, wear free, long service life, pollution-free, and simple structure, and making them widely applicable in the field of vibration control. In the design of eddy current dampers, the most critical damper characteristics need to be continuously optimized and iterated under the limit of certain size and weight in order to obtain meaningful optimal results. According to the requirements of damper used in aerospace field, this article presented a scheme of double-spring-plate structure eddy current damper with compact spatial structure by using the analysis method of transient magnetic field and the structural constraints. The variation law between key parameters (such as the thickness of permanent magnet, the conductor material, the conductor length, the gap of copper cup and permanent magnet) and damping coefficient were analyzed in detail, and the optimal damping coefficient was obtained, simultaneously designed the shape and stiffness of the spring-plate. Finally, the damper was manufactured based on relevant theoretical analysis and structural design, the damper was obtained the damping ratio, first-order natural frequency, and damping coefficient by using the half-power bandwidth method, and rigidity and life tests of the damper were completed on the testing platform, then the designed eddy current damper meets the design requirements.

**Key words:** eddy current damper; damping coefficient; double-spring-plate; stiffness; damping ratio

## 0 引言

随着我国载人航天以及卫星产业的不断发展, 空间光学载荷以及其他载荷对空间分辨率、时间分辨率要求越来越高, 而航天器上搭载的各种振动设

备(低温制冷机、反作用轮、太阳帆板的展开等)对光学敏感载荷成像质量和指向稳定性能影响较大; 所以需要采用隔振、抑制的方法来减小航天器上各种扰动源对对地遥感、精密光学仪器分辨等载荷的振动干扰<sup>[2]</sup>, 而隔振抑制的方法常使用阻尼

收稿日期: 2024-01-16

作者简介: 简晓书(1987), 男, 高级工程师, 研究方向为宇航微特电机及风机研究与设计。

张亚欣(1996), 女, 工程师, 研究方向为宇航微特电机研究与设计。

器,因此,各种形式的减振吸振器被应用于航天领域。

传统动力吸振器的阻尼部分一般采用摩擦阻尼、橡胶材料、油阻尼等形式,但由于传统阻尼材料在实际使用中容易出现各种问题,在常规行业以及宇航领域中受到一定的限制<sup>[3]</sup>。相比于传统阻尼器,电涡流阻尼器无需外加能源和机械摩擦,具有结构简单,阻尼稳定性好、无耗能以及运动更顺畅且耐久性等特点,目前已在工程领域和航天领域逐渐广泛应用<sup>[4]</sup>。哈尔滨工程大学的崔世明研制出一种具有一定的应用前景的电涡流阻尼器<sup>[5]</sup>,在带宽为 5.5~8.0 Hz 范围具有良好的吸振效果。Kienholtz 提出了一种由两块永磁体和一个铜板串联而成的桶状电涡流阻尼器,其减振效果在哈勃望远镜中的精密光学仪器中得到了有效验证<sup>[6]</sup>。

为了满足某航天器内部空间结构限制,阻尼特性指标以及能耗等各方面的要求,本文设计了一种新结构电涡流阻尼器,并对阻尼器阻尼特性和寿命进行相关研究与试验验证,结果满足设计要求。

## 1 阻尼器理论研究

### 1.1 数学模型

按照楞次定律,当永磁体与导体之间发生相对运动时,导体内的磁通将发生改变,并在在导体内产生电涡流。导体电涡流又产生了与永磁体磁场相反的磁场,两个磁场相互作用产生了与运动方向相反的阻尼力<sup>[2]</sup>。假设外部的磁场磁密为  $B$ ,电涡流密度  $J$  的表达式为

$$J = \sigma(v \times B) \quad (1)$$

式中,  $\sigma$  为磁场中运动的导体电导率;  $v$  为导体在永磁体产生的磁场中的运动速度。

电涡流产生的阻碍相互运动产生的磁场力表达式为

$$F = \int_{\Gamma} J \times B d\Gamma \quad (2)$$

式中,  $\Gamma$  为磁场中运动导体的体积;  $J$  为运动导体的电涡流密度;  $B$  为运动导体所在空间的磁场强度。

根据式(1)和式(2)的表达可知,阻尼力与导体体积,导体电导率、运动速度以及永磁体在运动导体处产生的磁感应强度均有直接的关系。

### 1.2 电涡流阻尼器阻尼计算

通过上文理论分析可以得到,与常规结构阻尼

器的黏性阻尼力特性相同,即阻尼与运动导体的运动方向相反,与速度大小成正比。

为了提高阻尼力和运动过程中阻尼力的稳定性,电涡流阻尼器采用圆环导体在圆柱形永磁体内运动的设计,如图 1 所示。当圆环导体与圆柱形永磁体发生相对运动时,在导体内产生阻碍运动的电磁阻尼力。

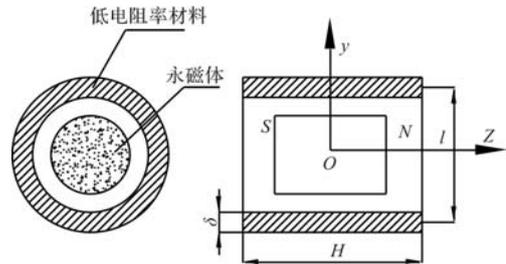


图 1 电涡流阻尼器运动布局

当圆环导体沿  $Z$  轴正反方向以速度  $v$  运动,圆柱形永磁体阻碍运动的反方向制动力表达式为

$$F = 2\pi\sigma v \delta l \int_{-\frac{H}{2}}^{\frac{H}{2}} B_r^2 dz \quad (3)$$

式中,  $l$  为运动导体中径;  $H$  为运动导体长度;  $\delta$  为运动导体厚度;  $B_r$  为圆柱永磁体穿过导体内任意一点的径向磁密。

通过式(3)得到电涡流产生的阻尼力与导电材料在永磁体磁场内的运动速度呈线性关系,将式(3)两侧同时除以运动速度即可得到阻尼系数:

$$c = 2\pi\sigma \delta l \int_{-\frac{H}{2}}^{\frac{H}{2}} B_r^2 dz \quad (4)$$

从式(4)可以看出,阻尼系数与材料的电导率、导体体积、永磁体的剩磁有关系,与运动速度无关。

从图 1 和式(4)可以看出,永磁体的长度大于导体长度时,则式(4)中  $l$  决定于导体垂直于轴向运动速度  $v$  方向上的尺寸,当导体长度  $l$  越长阻尼系数也就越大;反之,永磁体长度小于导体长度时,永磁体长度越长阻尼系数越大。

## 2 阻尼器结构与参数设计

### 2.1 阻尼器设计需求

根据某卫星对光学系统稳定性的需求,需要在光学系统与振动源之间增加微振动分系统,采用阻尼隔离减振的方式降低对光学系统的影响,且需具有在轨温差补偿的功能,所以对微振动分系统中的电涡流阻尼器提出了具体指标如表 1 所示。

表 1 阻尼器设计需求

参数	参数值	备注
常温阻尼系数 $c/(N \cdot s/m)$	$160 \times (1 \pm 10\%)$	配重 3.6 kg $\pm 0.6$ kg
常温刚度 $k/(N/mm)$	$40 \times (1 \pm 10\%)$	
运动行程/mm	-1.5 ~ +1.5	
寿命次数/次	$\geq 4 \times 10^7$	

## 2.2 阻尼器构型

电涡流阻尼器具有多种构型：单个涡流板在两互斥的永磁体之间上下运动的构型；双涡流板在一永磁体两侧上下运动的构型；单涡流板在单永磁体与导磁体形成的空间横向移动的构型等。根据某型号任务对能耗、空间结构、重量以及阻尼系数的约束，对相关基本构型的选择与变形，本设计采用一种圆筒形结构的单磁体-环形涡流板的电涡流阻尼器，结构参数如图 2 所示。利用 Ansoft 分析软件对阻尼器进行磁路系统的设计，通过磁路优化和结构参数设计确定合理的材料、中径  $l$ 、铜杯高度  $H$ 、 $\delta$  为铜杯厚度、永磁体在线圈中径处的径向磁场强度  $B_r$ ，以期在满足给定技术指标的基础上，提高阻尼系数、减小体积和重量。

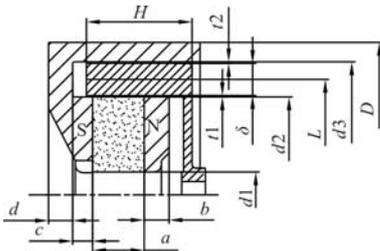


图 2 阻尼器结构参数

## 2.3 阻尼器的参数设计与研究

根据阻尼器结构参数和阻尼系数影响参数，采用 Ansoft 分析软件对图 2 的阻尼系数影响参数进行分析和优化，确定阻尼器结构参数。

通过式(4)可知，在结构一定的条件下，阻尼系数与永磁体在铜杯中径处的径向磁场强度  $B_r$  二次方成正比，为此在永磁体材料的选取上，需要考虑高性能永磁体，同时又需要考虑永磁体温度特性、最高使用温度和居里温度、耐真空性等，所以阻尼器选取了钕铁硼永磁体 N40UH，该材料剩磁  $B_r$  为  $1.29 \pm 0.03$  T；磁感顽力  $H_{cb}$  为  $939 \pm 48$  kA/m。

针对阻尼器的技术指标和参数，对其建立电磁场有限元仿真。由于阻尼器模型为圆柱对称结构，只需进行二维模型即可进行电磁仿真，如图 3 所示。

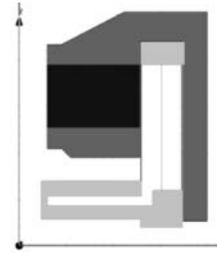


图 3 阻尼器电磁仿真模型

该电涡流阻尼器要求轴向双向运动 1.5 mm，属于微振动范畴。根据式(4)可知，电涡流阻尼器系数与速度无关，为此本文进行参数优化与研究时，采用 1 mm/s 速度下阻尼力进行分析，永磁体采用铁硼永磁体 N40UH。

### (1) 导体材料对阻尼系数影响分析

对于导体材料，材料导电率越大阻尼力越大。为分析不同导体材料对阻尼系数的影响，采用了两种导电率较大的材料和钛合金进行分析对比，三种材料的导电率如表 2 所示。

表 2 三种材料导电率对比 (25°C)

材料	导电率/(s/m)
Cu	$5.8 \times 10^7$
Al	$1.734 \times 10^7$
Ti	$6.3 \times 10^6$

通过相关设置和仿真，在其他参数不变的条件下，得到三种不同金属导体的阻尼力，如图 4 所示。从图可以看出阻尼力与材料金属导电率相关，随着导电率增加阻尼器的输出阻尼力增加，导体为铜时最大为 111.8 mN，按式(4)可知阻尼系数为  $111.8 N \cdot s/m$ ，所以该设计采用铜作为导体材料。同时可从图 4 可以看出不同材料阻尼系数与电导率非严格的正比关系，这是由于理论公式未考虑边界条件和相关因素影响导致。

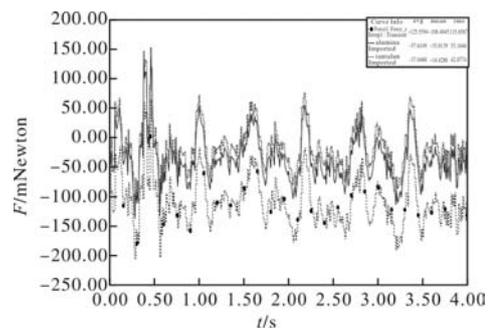


图 4 不同材料与阻尼力的关系

### (2) 永磁体厚度对阻尼系数影响分析

通过式(4)可知  $B_r$  对阻尼系数影响非常大，呈平方关系，而  $B_r$  不仅与永磁体材料有关系，而且与

永磁体厚度有关系。为了分析永磁体厚度与阻尼器阻尼系数之间的关系，在永磁体材料和结构不变的情况下最大程度提高整机阻尼系数，采用不同厚度的永磁体进行阻尼系数仿真结果如图 5 所示。从图 5 可以看出，永磁体厚度由 Z 轴的 36 mm 增加到 39 mm 时，阻尼系数由 93.136 Ns/m 增加 115.7187 Ns/m，阻尼系数与永磁体厚度的关系与理论相符，且变化趋势相同。但实际设计过程中有重量和体积等相关限制，不可能无限增加永磁体厚度。通过结构、限位和运动位移的设计以及参数比较，最终确定永磁体厚度为 13.5 mm 的方案。

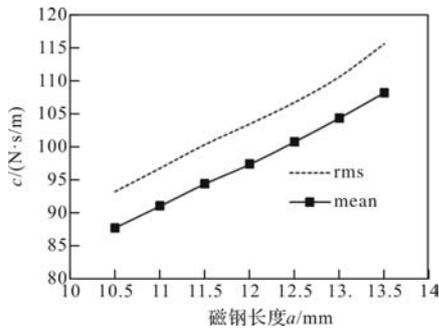
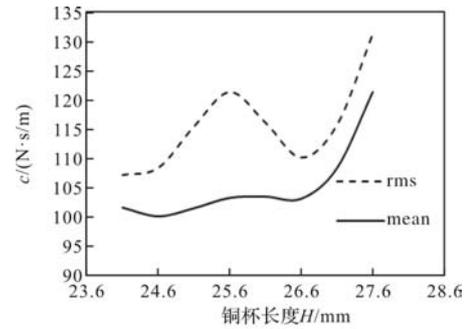


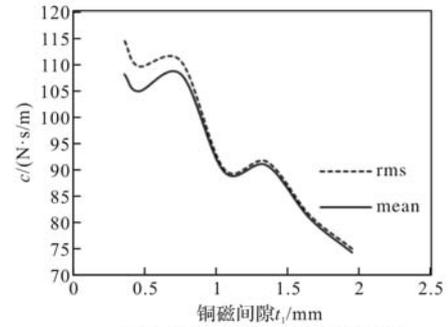
图 5 永磁体厚度与阻尼系数关系

(3) 铜杯体积对阻尼系数影响分析

而从式(4)可以看出阻尼系数为铜杯切割径向磁场长度方向磁场强度平方的积分，在永磁体参数确定的情况下长度方向上的磁密已确定，所以增加导体长度 H 可以有效提高阻尼系数。通过式(2)可以看出，增大切割永磁体的铜杯体积可以有效增加电涡流产生的磁场力。为此对通过导体长度和径向两个方向变化对阻尼系数的影响分析，可得到最佳阻尼器导体设计参数，长度和径向两个方向的尺寸与电涡流阻尼器阻尼系数的关系如图 6 所示。从图 6 (a)可以看出，随着铜杯长度 H 增加，阻尼系数有效值呈驼峰状，增加到一定程度后单调增加；而平均值则基本呈现单调增加。通过分析有效值与平均值，铜杯厚度应在后半段的单调增加段选取，结合阻尼器结构设计，最终铜杯长度选择 27.1 mm。而铜杯与永磁体间隙  $t_1$  变化与阻尼器阻尼系数之间的变化关系如图 6(b)，阻尼系数随着铜磁间隙的减小而增加，且在 0.7 mm ~ 1 mm 之间快速增加。通过仿真分析可知，铜杯与永磁体之间的间隙非常关键，在一定体积重量条件下可很大程度上提高阻尼系数，减小铜磁间隙的目的实际上即为提高运动铜杯内部的径向磁密提高阻尼系数。实际工程中不可能无穷接近于 0，需要在阻尼系数最优与结构可靠性之间分析设计，为此本设计的铜磁间隙按 0.5 mm 设计。



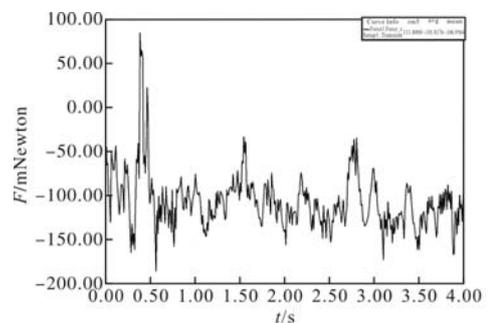
(a) 铜杯长度H与阻尼系数之间关系



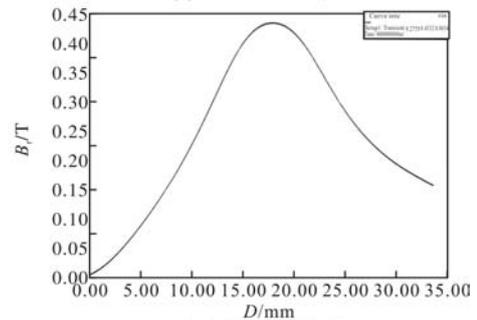
(b) 铜磁间隙与阻尼系数之间关系

图 6 铜杯体积与阻尼系数关系

本文通过对导体材料、永磁体厚度和铜杯长度以及铜磁间隙的仿真和优化，开展了电涡流阻尼器结构参数与阻尼系数变化规律的分析，与式(4)的理论一致。根据结构要求确定了影响阻尼系数的相关结构参数，并据此进行的电磁仿真，阻尼系数和铜杯中径处径向磁密仿真结果如图 7 所示。从图 7 可以看出阻尼系数为 111.8 Ns/m，铜杯中间处的径向磁密最大值为 0.4332 T，有效值为 0.2756 T，并按仿真最优参数对阻尼器进行结构设计。



(a) 阻尼器阻尼系数



(b) 铜杯中径处径向磁密

图 7 阻尼器阻尼系数与径向磁密

### 2.4 弹簧片的刚度设计与仿真

弹簧片是阻尼器的重要组成部分，能起到卸载重力的作用<sup>[7]</sup>，为动子提供恢复力和在轨温度补偿作用和保证动子沿轴向方向运动，同时决定了阻尼器的寿命。阻尼器左右两端布置各一弹簧片的结构可极大增强其径向刚度、限制阻尼器动子轴向径向偏移和确保动子轴严格轴向运动。弹簧片的轴向刚度和径向刚度直接影响阻尼器的运动能力和结构可靠性，而弹簧片的轴向刚度和径向刚度与簧片形状、材料的弹性模量、泊松比、屈服强度、抗拉强度、伸长率等材料参数有关，且与材料的热处理方法也有较大关系，同时弹簧片材料、形状尺寸和热处理参数也会直接影响其寿命。

通过理论分析，整机的双弹簧片刚度等于单弹簧片刚度的 2 倍，在阻尼器上设置一定距离的双簧片可以快速、有效地提高刚度，所以单弹簧片实际设计时只需按照整机刚度的一半进行，考虑到弹簧片应该具有合适的轴向刚度和较长寿命；同时弹簧片设计需要尽可能提高径向刚度/轴向刚度的比例来保证阻尼器只能在轴向上运动。针对相关要求，我们采用多层环绕式花纹，如图 8 所示，该弹簧片直径 78 mm，厚度 0.6 mm，材料选用美军标的铍青铜。



图 8 弹簧片的结构

采用 Ansys 有限元分析方法分别对弹簧片轴向和径向施加 21N 的静载荷，在设定相同静载荷下的变形量如图 9 和图 10 所示。

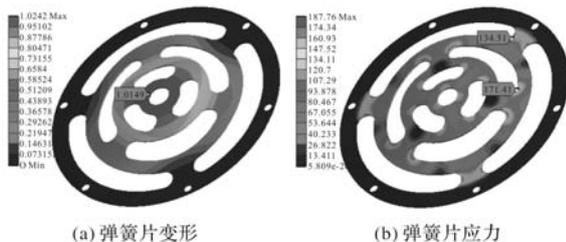


图 9 弹簧片轴向施加 21N 时变形与应力

通过计算(静载荷/位移量)得到单弹簧片的轴向刚度为得 20.5 N/mm，径向刚度为 6377.94 N/mm。由此可知，该弹簧片径向刚度/轴向刚度的比例 311.12，满足了设计上尽可能提高比例的要求。同时变形产生的应力值远小于铍青铜屈服强度 1035 MPa

的极限，所以在使用过程中簧片不会产生塑性变形。

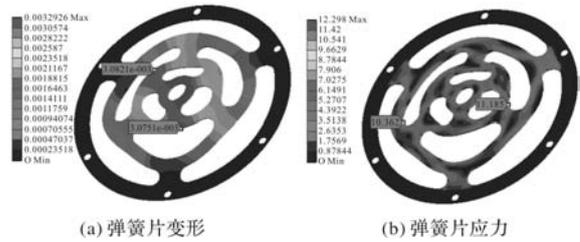
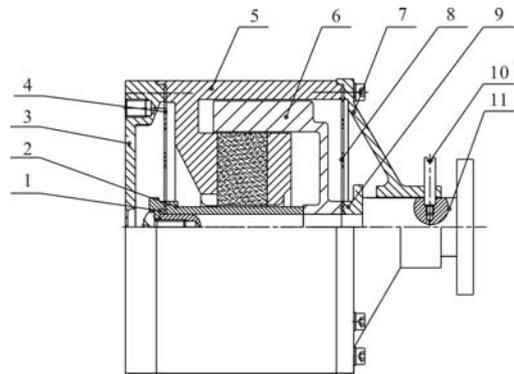


图 10 弹簧片径向施加 21N 时变形与应力

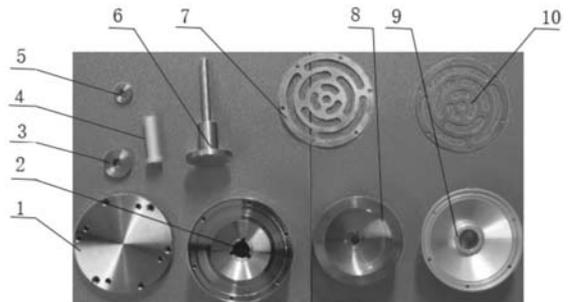
### 2.5 阻尼器结构

通过建立阻尼器电磁仿真模型对重要参数进行研究和优化，确定其电磁参数，再根据任务要求的轴向刚度要求设计优化弹簧片，同时在限位、外形和重量限制的限制下，确定的阻尼器结构如图 11 所示，主要由定子、铜杯、弹簧片 I、弹簧片 II、动子轴、底座、前端盖和定位销等组成，其中定子由机壳、磁极、永磁体等组成。在阻尼器两端通过设计的垫块与底座结构和挡圈与前端盖结构来保证阻尼器动子轴移动范围，防止超量程工作带来簧片的损坏；同时输出轴端增加有定位销可以避免地面装配试验过程中过载荷导致设备损伤，实物如图 12 所示。



1—垫块；2—轴套；3—底座；4—弹簧片 I；5—定子；6—铜杯；7—前端盖；8—弹簧片 II；9—挡圈；10—定位销；11—动子轴。

图 11 阻尼器结构图



1—底座；2—定子；3—挡圈；4—轴套；5—垫块；6—动子轴；7—弹簧片 I；8—铜杯；9—前端盖；10—弹簧片 II。

图 12 阻尼器实物

### 3 阻尼器试验

#### 3.1 弹簧片刚度及寿命试验

阻尼器整机轴向刚度试验和寿命试验采用微机控制电子伺服动静试验机进行，如图 13 所示。试验时以位移 0.1 mm 为增量，记录阻尼器动子轴在轴向上力的变化量即可计算出整机刚度，试验结果如图 14 所示，通过线性拟合可得整机轴向刚度为 41.51 N/mm，满足设计要求；同时从拟合的曲线可以看出，直线过零点且刚度线性度非常好。将图 14 的整机刚度测试结果和单簧片有限元仿真结果的 2 倍值对比可得误差为 1.23%，结果基本吻合，进一步验证了单簧片与双簧片刚度之间的理论关系和仿真准确性。

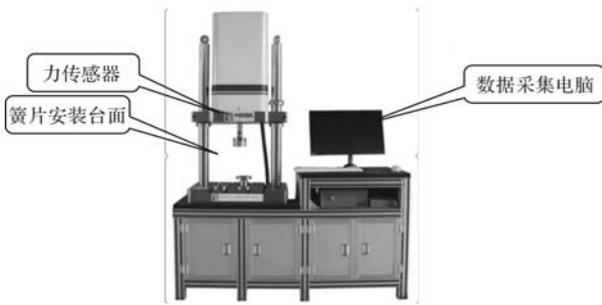


图 13 簧片刚度测试系统

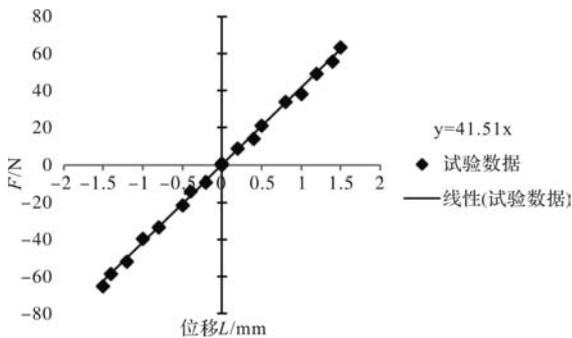


图 14 整机刚度测试结果

由于卫星微振动分系统减震结构的寿命决定于阻尼器寿命，而阻尼器寿命又受制于弹簧片寿命，为此需开展整机弹簧片疲劳寿命试验。采用微机控制电子伺服动静试验机疲劳寿命试验模块进行寿命试验，随机抽取 2 件产品均完成了 850 万次的寿命试验。试验时每隔 50 万次寿命试验测试一次刚度，试验过程中刚度变化情况如图 15 所示，从图中可以看出刚度在 39.537 N/mm ~ 43.128 N/mm 之间变化，试验前后刚度变化率为 2.5%，变化非常小，说明了设计的弹簧片可以满足任务指标的寿命要求。通过计算，寿命试验后的刚度与试验前的刚度偏差为 2.0%，说明了弹簧片的抗疲劳性能优异和结构设计

的合理性。

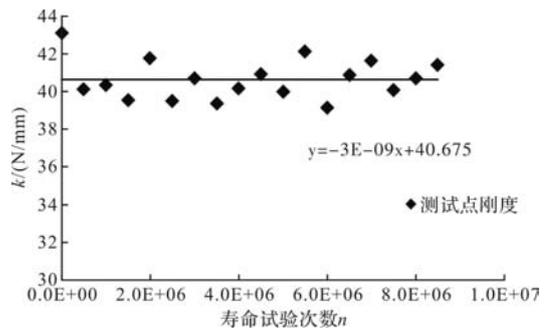


图 15 整机寿命试验过程中刚度变化情况

#### 3.2 阻尼器比与阻尼系数试验

阻尼器的阻尼系数通常难以直接测试得到，需要采用中间参数通过理论公式计算。本文则采用半功率带宽法获得阻尼比，再通过对应参数和公式计算获得。具体是在电磁振动台扫频可以得到阻尼器的加速度自功率谱密度曲线<sup>[1]</sup>，阻尼比  $\xi$  表达为

$$\xi = \frac{f_2 - f_1}{2f_m} \tag{5}$$

式中， $f_m$  为共振频率； $f_2$  为峰值右端共振频率  $f_m$  幅值 0.707 倍对应频率； $f_1$  为峰值左端共振频率  $f_m$  幅值对应频率。

根据计算得到的阻尼器比，可得阻尼系数  $c$  为

$$c = 2\xi \sqrt{km} \tag{6}$$

式中， $k$  为阻尼器刚度，3.1 方法测试得到； $m$  为动子部分配重，单位 kg。

通过刚度、阻尼系数测试和计算即可得到阻尼器的相关性能参数。

试验时将阻尼器安装在电磁振动台上进行模态阻尼比测试，如图 16 所示。

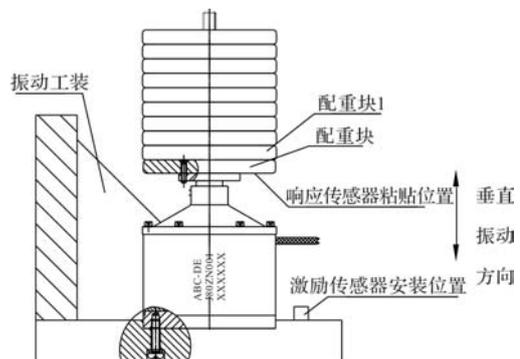


图 16 振动测试方法

测试时振动台设置扫频频率范围为 5 Hz ~ 100 Hz，量级为 0.1 g，通过传感器获得阻尼器一阶固有模态，由式(5)可计算得到阻尼器的阻尼比，再按式(6)即可得到阻尼系数。从式(6)可以看出，阻尼

系数与重量  $m$  开方成正比。为此，试验时测试了不同配重状态下的阻尼系数如表 3 所示，从表可以看出在配重不断增加过程中，阻尼器的一阶固有频率和阻尼比逐渐降低；而阻尼系数则随着配重增加而快速增加，当配重增加到一定程度后阻尼系数基本不再变化。

表 3 阻尼系数试验结果

一阶频率 $f_m/\text{Hz}$	阻尼比	重量/kg	阻尼系数 $c/(\text{N} \cdot \text{s}/\text{m})$
33.834	0.261	1.1982	112.93
29.932	0.251	1.5435	123.273
26.767	0.24	1.8885	130.17
24.594	0.235	2.2333	138.592
22.233	0.243	2.5782	154.282
21.292	0.227	2.9234	153.371
20.135	0.214	3.2681	152.611
19.317	0.206	3.6133	154.339
18.567	0.2	3.9582	157.078

根据表 3 绘制动子轴配重与阻尼系数关系的曲线，如图 17 所示，从图中可以看出，动子轴配重大于 2.6 kg 后，阻尼系数基本维持稳定状态；配重小于 2.6 kg 时阻尼系数与配重基本呈线性关系。由于阻尼器动子轴和工装本身具有一定重量，所以无法直接测试无配重时的阻尼系数，但是可以根据图 17 中线性段的关系，得到无配重阻尼系数为 84.6 N·s/m。

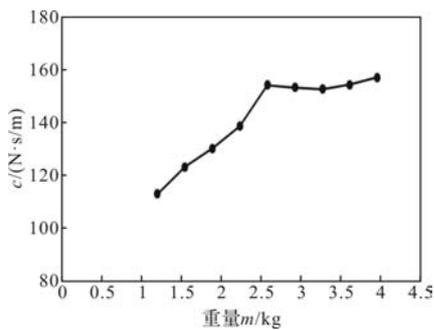


图 17 配重与阻尼系数的关系

图 7(a) 中电磁仿真结果 111.8 N·s/m 是配重 3.6 kg 的阻尼系数，与图 17 和表 3 中的 154.339 N·s/m 相比，差距为 42.539 N·s/m，经过分析仿真与实测差异一方面试验过程中阻尼器双弹簧产生了一部分阻尼系数，另一方面电磁仿真可能存在误差。

## 4 结 论

本文从电涡流原理出发，根据某宇航领域阻尼器任务要求，设计了一种电涡流阻尼器，并从电磁仿真、阻尼系数影响因素分析与优化、弹簧片的设计仿真与优化；最后通过弹簧片刚度试验与寿命试验、阻尼系数试验，得到了满足使用要求的阻尼器，并得到如下结论：

(1) 文中电涡流阻尼的理论预测与试验结果比较吻合，对相关电涡流阻尼器初步设计具有重要参考价值。

(2) 阻尼系数随着导磁材料电导率、永磁体厚度、导体体积和铜磁间隙的增加而增加，与理论相符；但是由于边界条件差异等因素影响，未严格与相关公式呈对应比例变化。

(3) 优化后的电涡流阻尼器阻尼系数为 154.339 N·s/m，一阶固有频率为 19.317 Hz，满足了任务要求，并随系统完成稳定平台的微振动试验，试验取得了良好效果。

(4) 通过设计仿真和修正材料相关参数，得到弹簧片设计理论刚度与测试结果非常接近，且完成了 850 万次的疲劳寿命，试验后刚度仍满足要求，对相同材料的弹簧片设计具有参考意义。

## 参考文献

- [1] 袁东. 电涡流阻尼器的阻尼特性研究及其设计[D]. 武汉: 华中科技大学, 2017.
- [2] 王昊, 游进, 张志成. 电涡流阻尼器构型比较与阻尼特性研究[J]. 载人航天, 2017, 23(2): 197-201.
- [3] 赵亚平, 徐振邦. 空间航天器用动力吸振器设计与试验验证[J]. 江苏大学学报, 2018(4).
- [4] 简晓书, 朱志能. 一种轴向双簧片结构电涡流阻尼器: 中国, CN202110698602.9[P]. 2022-08-19.
- [5] 崔世明. 阻尼可调式电磁吸振器的研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2012.
- [6] 肖登红, 潘强, 何田. 一种新型电涡流阻尼器及阻尼性能研究[J]. 噪声与振动控制, 2014, 34(06): 197-201.
- [7] 王晓明. 基于六维并联机构的空载光学载荷微振动环境模拟及指向稳定技术研究[D]. 长春: 中国科学院大学, 2019.

(上接第 19 页)

- [15] Chen Z, Dawara A A, Zhang X, et al. Adaptive Sliding Mode Observer-Based Sensorless Control for SPMSM Employing a Dual-PLL[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 8(1): 1267-1277.
- [16] 王明辉, 徐永向, 邹继斌. 基于 ESO-PLL 的永磁同步电机无位

置传感器控制[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(20): 7599-7608.

- [17] 寻志伟, 王鑫明, 刘向辰, 等. 基于优化型滑模观测器的 PMSM 换相控制研究[J]. 微特电机, 2019, 47(10): 52-55.

# 双层凸极型 PCB 定子 AFPM 设计优化

拜文衍, 孙彦

(上海电机学院 电气学院, 上海 201306)

**摘要:** AFPM 是当前研究热点, 本文将一种新型的凸极型 Halbach 永磁阵列应用于该电机中, 阐述了其结构与优点。借助三维有限元软件建立初步的参数化模型, 进一步联合 Workbench 与 Optislang 仿真, 通过 GA 进行全局多目标优化得到最优设计方案。优化后的新型永磁体阵列与相同尺寸的常规 Halbach 结构相比, 减少了永磁体用量, 降低了电机生产成本, 提高了单位永磁体产生的基波磁密幅值和气隙磁密波形的正弦性。在保证理想的气隙磁场磁密大小情况下加入价格低廉的软磁材料降低了电机成本, 为轴向磁通永磁电机的设计提供一定的参考。

**关键词:** 轴向磁通电机; PCB 定子; 遗传算法; 有限元分析; Halbach 阵列

中图分类号: TM301; TM351 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2024)08-0038-05

## Design and Optimization of Double-layer and Salient-Pole Type Axial Flux Permanent Magnet Machine With PCB Stator

BAI Wenyan, SUN Yan

(School of Electrical Engineering, Shanghai Dianji University, Shanghai 201306, China)

**Abstract:** AFPM is a research focus recently, in this paper, a new type of salient pole Halbach permanent magnet array was applied to the motor, and its structure and advantages were described. A preliminary parametric model was established with the help of 3D finite element software, and the simulation was further carried out by Workbench and Optislang, and the optimal design scheme was obtained by global multi-objective optimization through GA. Compared with the conventional Halbach structure of the same size, the optimized new permanent magnet array reduced the amount of permanent magnet, reduced the production cost of the motor, and improved the sine of the fundamental magnetic density amplitude and the air gap magnetic density waveform generated per unit of permanent magnet. In order to ensure the ideal air-gap magnetic field density, the cost of the motor was reduced by adding low-cost soft magnetic material, which provided a certain reference for the design of axial flux permanent magnet motor.

**Key words:** axial flux motor; PCB stator; genetic algorithm; finite element analysis; Halbach array

## 0 引言

轴向磁通电机 (AFPM) 又称为盘式电机, 与径向磁通电机不同, 它的气隙呈平面形。因其具有较短的轴向尺寸、较大功率密度和高转动惯量/质量比等特点, 在一些安装空间要求特殊的场合如电动汽车、风力发电等领域的应用越来越广泛<sup>[1-3]</sup>。基于印制电路板 (Print Circuit Board, PCB) 技术的盘式电机具有诸多优点, 将定子绕组印制于 PCB 板上, 消除了定子铁耗, 无齿槽转矩, 但有效气隙长度变大, 气隙磁密变低导致转矩密度下降<sup>[4-7]</sup>。

为了提高气隙磁密幅值, 永磁电机的设计中已

广泛应用 Halbach 永磁体阵列<sup>[8-13]</sup>。其具有单边聚磁功能, 通过合理布局可获得比同体积的常规磁钢结构更高的气隙磁密基波幅值以及更接近正弦的分布波形。文献[8]采用了特殊的永磁体排列方式, 需要在磁钢的两侧开槽以插入螺钉, 虽然改善了气隙磁场分布, 但给永磁体的制造和装配带来了难度。文献[13]提出非均匀极弧比例的 45° Halbach 阵列结构, 优化后的永磁体主副磁极极弧系数比例为 5: 2: 1: 2, 提高了磁密基波幅值, 但过小的磁极尺寸会给加工带来困难, 势必提高了永磁体的制造成本。文献[14]采用改变永磁体边缘形状方法将 90° Halbach 型永磁体阵列优化为内圆型以改善电机的气隙

收稿日期: 2024-02-29

作者简介: 拜文衍(1998), 男, 硕士研究生, 研究方向为 PCB 定子盘式电机设计。

磁密波形, 但谐波电压畸变率略大且磁钢的削切难度大、成本高。文献[15]提出一种楔形气隙结构, 可以增大气隙磁密基波幅值、降低漏磁系数, 但是永磁体盘的制作工艺较复杂。可见, Halbach 结构能够提升气隙磁密, 但因稀土永磁材料用量较大、制造工艺不足导致该类电机成本普遍较高。

为了降低电机制作成本, 结合 Halbach 阵列和磁极组合技术的特点, 本文提出一种新型的双层凸极型 halbach 结构。以提升气隙磁密波形的正弦性和基波幅值为目标, 通过 Maxwell&Workbench&OPTislang 联合仿真建立三维仿真模型, 运用遗传算法(GA)进行全局多目标优化得到最佳设计。并通过相关有限元仿真试验与常规型 Halbach 结构对比分析, 验证了电机性能, 提高了永磁体的利用率。

## 1 电机基本结构与特点

本文所设计的无铁芯轴向磁通永磁同步电机是在常规 Halbach 阵列的基础之上进行的改进, 将其设为双层并与软磁材料相结合, 其基本结构如图 1 所示。该电机为 TORUS(单定子双转子)结构, 包括无铁芯 PCB 定子绕组盘、位于 PCB 定子绕组盘两侧的对称的永磁体粘贴在硅钢片表面。PCB 定子盘由 6 层构成, 采用非重叠集中绕组。转子盘由两种不同充磁方向的永磁体和软磁材料构成组合型磁极阵列。选用高磁能积的钕铁硼材料作为永磁体, 选用价格低廉的硅钢片作为软磁材料。

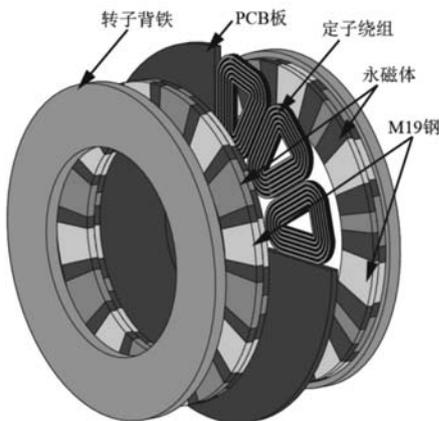


图 1 电机结构图

磁场由一侧的轴向充磁的主磁极出发, 通过气隙经过定子绕组, 再到另一侧的软磁材料, 经过切向充磁辅助磁极、轴向充磁的主磁极, 最后再次通过气隙、定子绕组回到这一侧的软磁材料, 辅助磁极、主磁极, 从而形成一个闭合的磁路。将半数作为主磁极的永磁体用钢替代, 能够满足磁路要求, 同时减少了永磁体使用量, 降低了成本。

## 2 设计与分析

### 2.1 设计方案

本方案与常规轴向磁通电机的不同主要在于转子结构, 借助 halbach 结构的单边聚磁效应, 用软磁材料交错替换半数的轴向充磁的主磁极。因转子结构对于气隙磁密的波形以及幅值影响很大, 并且减少永磁体的使用量对于降低电机成本很有必要。所以本设计主要工作在于优化设计永磁体和软磁材料的尺寸, 以更低的成本达到波形更接近正弦且幅值较大的气隙磁密。以同体积的常规轴向磁通电机为原型, 提出电机参数的初步方案, 再以提高单位体积永磁体所产生的转矩和气隙磁密波形的正弦性为目标, 将永磁体和软磁材料的尺寸参数化, 从而便于优化设计方案。主要设计参数列于表 1 中。

表 1 设计参数

参数	参数值	参数	参数值
额定功率/W	200	额定转速/(r/min)	1500
气隙长度/mm	2.4	线圈数	12
极对数	8	PCB 板厚度/mm	1.4
磁极外径/mm	77	单边永磁体厚度/mm	3.6
磁极内径/mm	53	背铁厚度/mm	3
软磁材料型号	M19	永磁体型号	N35

### 2.2 电磁转矩分析

由于盘式电机的尺寸是关于半径的函数, 极距也是关于半径的函数, 即

$$\tau(r) = \frac{2\pi r}{2p} = \frac{\pi r}{p} \quad (1)$$

假设电机中气隙轴向磁密为正弦分布,  $B_{avg}$  是一个极距下的气隙磁密平均值, 它与磁密基波幅值  $B_{mg}^{(1)}$  之间的关系为

$$\alpha_i = \frac{B_{avg}}{B_{mg}^{(1)}} \quad (2)$$

线圈为非重叠集中式绕组, 其绕组系数为

$$k_{w1} = k_d k_p = \frac{\sin(\pi/2m_1)}{q \sin[\pi/(2m_1q)]} \sin\left(\beta \frac{\pi}{2}\right) \quad (3)$$

式中,  $k_d$  为分布系数,  $k_p$  为短距系数,  $m_1$  为相数,  $q$  为每极每相槽数,  $\beta$  为半径  $r$  处线圈节距与极距的比值。

线电流密度峰值关于半径  $r$  的函数为

$$A_m(r) = \frac{m_1 \sqrt{2} N_1 I_a}{p \tau(r)} = \frac{m_1 \sqrt{2} N_1 I_a}{\pi r} \quad (4)$$

式中,  $N_1$  为每相串联匝数,  $I_a$  为相电流有效值。

则可由安培方程计算出作用在圆盘上的切向力

$$dF_x = 2\pi \alpha_i k_{w1} A(r) B_{mg}^{(1)} r dr \quad (5)$$

式中,  $A(r) = A_m(r) / \sqrt{2}$ , 则由式(4)和式(5)可推出电磁转矩为

$$dT_e = r dF_x = 2\alpha_i m_1 I_a N_1 k_{w1} B_{mg}^{(1)} r dr \quad (6)$$

对上式从  $D_{in}/2$  到  $D_{out}/2$  积分, 则平均电磁转矩为

$$T_e = \frac{1}{4} \alpha_i m_1 N_1 k_{w1} B_{mg}^{(1)} D_{out}^2 (1 - k_d^2) I_a \quad (7)$$

式中,  $k_d$  为内径与外径的比值,  $k_d = D_{in} / D_{out}$ 。

因永磁体材料价格昂贵, 提升单位体积永磁体产生的电磁转矩具有重要的意义, 本文中提出的电机所用永磁体体积为

$$V_{PM} = \frac{\pi}{4} (D_{out}^2 - D_{in}^2) [H_1(2 - K_3) + H_2(2 - K_4)] \quad (8)$$

式中,  $K_3$  为靠近背铁侧软磁材料的极弧系数,  $K_4$  为靠近气隙侧软磁材料的极弧系数。  $H_1$  为靠近背铁侧的永磁体厚度,  $H_2$  为靠近气隙侧的永磁体厚度。

由式(7)可知, 当电机的尺寸以及定子绕组确定后, 电磁转矩的输出值与气隙磁密基波幅值成正比。因此, 提升单位永磁体产生的气隙磁密基波幅值就能提升单位永磁体的输出转矩, 为提高优化效率, 将对转矩的评价函数转换为对磁密基波幅值的评价函数。

### 2.3 基于EA优化设计

如图2所示, 双转子的永磁体关于PCB定子轴向对称, 由于轴向磁通电机的气隙磁密是三维分布的, 不易等效成二维分析, 而气隙磁密靠近径向半径中点出的值最大<sup>[14]</sup>, 所以本文直接对半径中点处的气隙磁密进行研究, 为了简化研究, 只取1/4模型<sup>[11]</sup>。图3为模型的优化参数, 将靠近背铁侧的主磁极、软磁材料和靠近气隙侧的主磁极、软磁材料分别定义不同的极弧系数参数和磁极厚度参数。

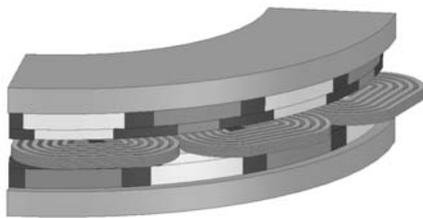


图2 有限元分析模型

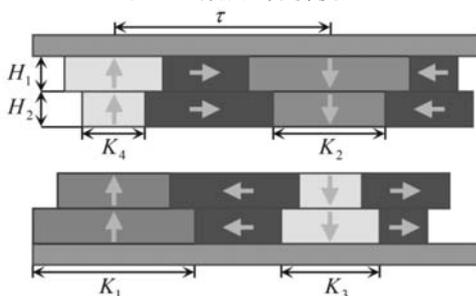


图3 转子磁极结构参数

为降低无铁芯盘式电机的制造成本、提高单位永磁体的利用率, 同时降低谐波, 本文以式(9)作为优化目标,  $K_1$ 、 $K_2$ 、 $K_3$ 、 $K_4$  以及  $H_1$ 、 $H_2$  作为优化变量。其中  $K_1$  为靠近背铁侧永磁体的极弧系数,  $K_2$  为靠近气隙侧永磁的极弧系数。

$$\begin{cases} F_1 = \max \frac{B_{mg}^{(1)}}{V_{PM}} \\ F_2 = \min \sqrt{\sum_{i=1}^5 \left( \frac{B_{mg}^{(2i+1)}}{B_{mg}^{(1)}} \right)^2} \end{cases} \quad (9)$$

对于6个参数化输入变量和2个输出变量的优化设计, 利用有限元分析的多参数优化需要大量的计算时间。因此将maxwell模型与workbench和optislang联合, 进行基于响应面的优化。为了更高效的寻找多输入变量和多输出优化目标的全局最优解集, 先进行DOE(确定性实验设计)扫描以便于全局灵敏度分析, 其中采样方法选择Advanced Latin Hypercube Sampling最佳预测元模型自适应取样, 取样数设置为200。再利用收敛速度快、精度高的遗传算法寻找最优解。初始种群为20个, 最大迭代次数为25次, 突变率设置为31%, 有利于其突破局部最优解。GA优化流程如图4所示。

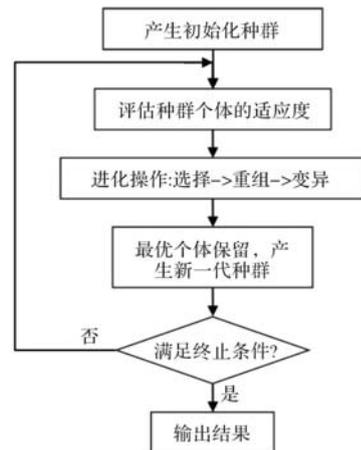


图4 遗传算法优化流程

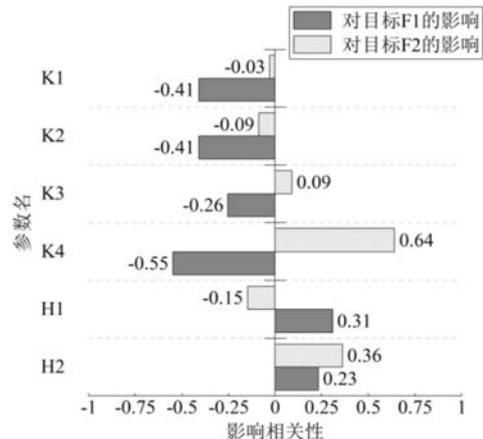


图5 敏感性分析

由图 5 灵敏度分析可知，在其他参数条件固定的情况下，软磁材料极弧系数  $K_4$  对于气隙磁密基波幅值和正弦性的影响较大。

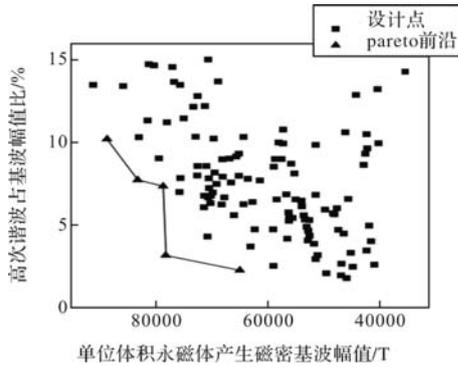


图 6 pareto 最优解集

优化结果以 pareto 2D 方式呈现，如图 6 所示。中数据点分别表示不同输入变量的种群，三角形点代表 pareto 前沿，一共得到 5 个符合优化要求的解，具体结果如表 2 所示。考虑单位永磁体要产生较大的基波幅值同时磁密波形正弦性要好，因此选定第 2 个解为全局最优解。表 3 所示为最优解对应电机参数，符合电机实际结构尺寸要求。

表 2 最优解集

序号	F1	F2
1	65007	2.27
2	78213	3.15
3	78675	7.36
4	83221	7.74
5	88662	10.2

表 3 最优解对应电机参数

参数	参数值
$K_1$	0.75
$K_2$	0.36
$K_3$	0.79
$K_4$	0.61
$H_1 / \text{mm}$	2.3
$H_2 / \text{mm}$	1.2

### 3 电磁性能分析

为了验证本文设计的电机达到优化目标，本文进一步仿真了常规  $90^\circ$  Halbach 结构的无铁芯盘式电机进行对比，通常其主磁极取 0.8 极弧系数以取得最佳气隙磁密<sup>[11]</sup>。保持电机其他参数不变，常规 Halbach 结构单位永磁体产生的基波磁密为  $66637 \text{ T/m}^3$ ，本文设计的改进型 Halbach 结构与其相比，永磁体用量减少 36%，单位永磁体产生的基波磁密达到  $78213 \text{ T/m}^3$ ，提升了 14.8%，即单位体

积永磁体所产生的电磁转矩增大 14.8%。其磁密基波谐波分布如图 7 所示。

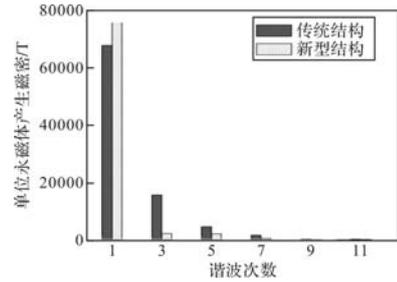


图 7 气隙磁密谐波分析

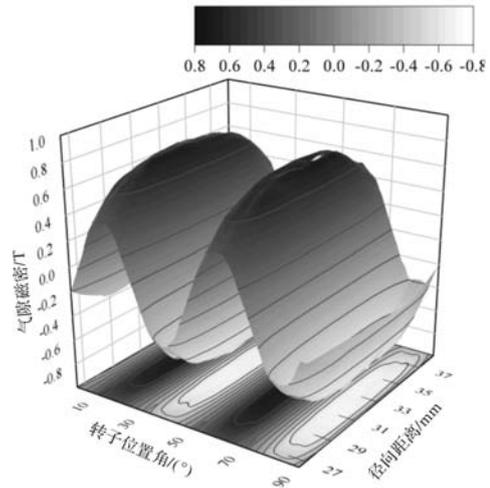


图 8 三维气隙磁密分布

对优化后电机的三维空载气隙磁密进行验证，如图 8 所示。气隙磁密不仅在径向有变化，在周向也有变化。在径向上，靠近平均半径的地方磁密较高，磁场更加集中，靠近内外径处，由于边缘效应的影 响，气隙磁密的幅值会下降。磁密分布呈现出平顶波形态。在周向上，气隙磁密呈正弦分布。

### 4 结 论

针对定子无铁芯盘式电机，本文系统的提出了一种基于遗传算法的优化方法，减少了半数主磁极的永磁体用量。并通过有限元仿真验证了电机性能符合设计要求，得到以下结论：

(1) 在传统的 Halbach 结构中，用软磁材料交错代替双转子单定子盘式电机的半数主磁极，可以大幅降低电机成本，提升 14.8% 单位永磁体产生的基波幅值，同时还保证了磁密波形的正弦性。

(2) 通过 Maxwell&Workbench&Optislang 联合仿真能够有效提升电机多目标优化的效率。

### 参考文献

[1] Federico M, Giulio D D, Giulii F C, et al. Direct OilCooling of End-Windings in Torus-Type Axial-Flux Permanent-Magnet Machines

- [J]. IEEE Transactions On Industry Applications, 2021, 57(3).
- [2] 邓秋玲, 廖宇琦, 艾文豪, 等. 8kW 盘式永磁电机齿槽转矩分析与优化[J]. 湖南工程学院学报(自然科学版), 2022, 32(02): 13-18.
- [3] 唐任远. 现代永磁电机: 理论与设计[M]. 北京: 机械工业出版社, 2016: 308-338.
- [4] J F Gieras, I A Gieras. Performance Analysis of a Coreless Permanent Magnet Brushless Motor [C]. Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference, 2002: 2477-2482.
- [5] Amin S, Madanzadeh S, Khan S, et al. Effect of the Magnet Shape on the Performance of Coreless Axial Flux Permanent Magnet Synchronous Generator[J]. Electrical Engineering, 2021, 104(2).
- [6] B Xia, J X. Shen, P C-K Luk, et al. Comparative Study of Air-Cored Axial-Flux Permanent-Magnet Machines With Different Stator Winding Configurations [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 2: 846-856.
- [7] 赵纪龙, 逯卓林, 韩青峰, 等. 轴向磁通永磁电机系统及关键技术前沿发展综述[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(07): 2744-2765.
- [8] Z Zhang, C Wang, W Geng. Design and Optimization of Halbach-Array PM Rotor for High-Speed Axial-Flux Permanent Magnet Machine With Ironless Stator [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020(9): 7269-7279.
- [9] O G. Ubani, M. A. Mueller, J. Chick, et al. Analysis of an air-cored axial flux permanent magnet machine with Halbach array [C]. 8th IET International Conference on Power Electronics, 2016: 1-6.
- [10] J Lai, J Li. Analytical Analysis of Axial Flux Permanent Magnet Machines with Air-Gap Winding [C]. IEEE International Electric Machines & Drives Conference, 2019.
- [11] 曹永娟, 黄允凯, 金龙, 等. 磁极组合型轴向磁场无铁心永磁电机的设计与分析[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(06): 903-909.
- [12] A Aghili, M R Besmi Mohammad Adib Ghadamyari. A Novel Structure for Axial Flux Permanent Magnet Machines with Internal Stator [C]. 3rd Power Electronics and Drive Systems Technology, 2012: 68-73.
- [13] 李玉彬, 杨宗霄. 非均匀磁极盘式无铁心永磁 ISG 电机设计与分析[J]. 河南科技大学学报(自然科学版), 2018, 39(04): 28-33, 6.
- [14] 李桂丹, 于海峰, 王晓远, 等. 基于 Halbach 阵列的盘式无铁心永磁同步电机磁钢优化[J]. 微电机, 2015, 48(02): 1-6, 43.
- [15] 王晓远, 唐任远, 杜静娟, 等. 基于 Halbach 阵列盘式无铁心永磁同步电机优化设计——楔形气隙结构电机[J]. 电工技术学报, 2007(03): 2-5.

(上接第 25 页)

- [3] 吴旭, 张倩, 王群京, 等. 基于摩擦补偿的伺服转台自抗扰控制策略研究[J]. 微电机, 2021, 54(5): 62-66, 85.
- [4] 晋超琼, 张葆, 李贤涛, 等. 基于扰动观测器的光电稳定平台摩擦补偿策略[J]. 吉林大学学报(工学版), 2017, 47(6): 1876-1885.
- [5] Garagi cD, Srinivasan K. Adaptive Friction Compensation for Precision Machine Tool Drive[J]. Control Engineering Practice, 2004, 12(11): 1451-1464.
- [6] 姚建勇, 焦宗夏. 改进型 LuGre 模型的负载模拟器摩擦补偿[J]. 北京航空航天大学学报, 2010, 36(7): 812-815, 820.
- [7] 曾培江. 机器人系统的摩擦补偿控制方法研究[D]. 成都: 西华大学, 2022.
- [8] Lu Z, Feng X, Su Z, et al. Friction Parameters Dynamic Change and Compensation for a Novel Dual-Drive Micro-Feeding System [C]. Actuators. MDPI, 2022, 11(8): 236.
- [9] 叶超, 崔宁豪, 马正雷, 等. 基于 LuGre 模型的伺服系统摩擦补偿策略研究[J]. 微电机, 2019, 52(5): 53-56.
- [10] 郑文颖, 许吉敏, 王伟. 摩擦力矩特性对卫星跟踪转台运动性能的影响研究[J]. 合肥工业大学学报(自然科学版), 2021, 44(10): 1327-1332.
- [11] 刘晓琳, 谢孟岑. 飞机舵机电伺服系统的摩擦补偿控制策略[J]. 组合机床与自动化加工技术, 2022(5): 45-50.
- [12] 曹大伟. 电动伺服加载系统干扰力矩抑制及性能优化研究[D]. 南京: 南京理工大学, 2021.
- [13] 张宇. 交流伺服系统摩擦建模及先进控制算法研究[D]. 南京: 东南大学, 2017.
- [14] Ciliz M K. Adaptive Control of Robot Manipulators with Neural Network Based Compensation of Frictional Uncertainties[J]. Robotica, 2005, 23(2): 159-167.
- [15] Nam Y, Hong S K. Active Stick Control Using Frictional Torque Compensation[J]. Sensors and Actuators A: Physical, 2005, 117(2): 194-202.

# 基于奥氏体不锈钢磁钢护套对电机电磁性能影响的分析

崔广慧

(西安航天精密机电研究所, 西安 710100)

**摘要:** 磁钢护套不仅对高频磁场起到屏蔽作用, 而且对磁钢具有加固、保护和良好的散热功效, 同时有助于电机装配工艺流程。由于非导磁性的磁钢护套不影响电机的电气隙尺寸和输出特性, 因此无磁性的奥氏体不锈钢被广泛的应用于磁钢护套中。但不锈钢原材料在冶炼或锻压过程中材料成分的偏稀或热处理不当, 使奥氏体中会出现少量铁素体或马氏体组织, 导致磁钢护套呈现弱磁性, 从而影响电机的电磁输出特性。本文分别以一台分装式有刷直流力矩电机和一台组装式无刷直流力矩电机为例, 基于 Flux 建立有刷直流力矩电机和 Ansys 建立无刷直流力矩电机的二维有限元仿真物理模型求解域, 分析奥氏体不锈钢磁钢护套对力矩电机的电磁性能影响, 最后通过研制工程样机, 进行仿真数据与实测数据对比分析, 明确了应用奥氏体不锈钢磁钢护套电机的精确设计裕量, 为电机方案研制初期阶段提供了一定的工程设计意义和理论依据。

**关键词:** 磁钢护套; 奥氏体不锈钢; 力矩电机; 电磁性能

中图分类号: TM359.6; TM301.4

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2024)08-0043-05

## Analysis of Influence of Austenitic Stainless Steel Magnetic Steel Sheath on Electromagnetic Properties of Motor

CUI Guanghui

(Xi'an Aerospace Precision Electromechanical Institute, Xi'an 710100, China)

**Abstract:** Magnetic steel sheath not only plays a shielding role in high-frequency magnetic field, but also has a strengthening, protection and good heat dissipation effect on magnetic steel, and helps the motor assembly process. Since the non-magnetic magnetic steel sheath does not affect the electrical gap and output characteristics of the motor, non-magnetic austenitic stainless steel is widely used in the magnetic steel sheath. However, the thin material composition or improper heat treatment of stainless steel raw materials in the process of smelting or forging, so that a small amount of ferrite or martensitic organization will appear in austenite, resulting in weak magnetism of the magnetic steel sheath, thus affecting the electromagnetic output characteristics of the motor. In this paper, a distributed brushless DC torque motor and a packaged brushless DC torque motor were respectively taken as examples. The solution domain of the two-dimensional finite element simulation physical model of the brushless DC torque motor was established based on Flux and Ansys, and the influence of austenitic stainless steel magnetic steel sheath on the electromagnetic properties of the torque motor was analyzed. Finally, an engineering prototype was developed. By comparing the simulation data with the measured data, the precise design margin of austenitic magnetic steel sheathed torque motor was defined, which provided a certain engineering design significance and theoretical basis for the initial stage of the motor project development.

**Key words:** magnetic steel sheath; austenitic stainless steel; torque motor; electromagnetic properties

## 0 引言

力矩电机是一种由伺服电机和驱动电机相结合而形成的电机, 其优点是在有限空间内可以低转速

甚至堵转运行, 并输出稳定的大转矩, 同时消除了齿轮减速器带来的齿隙误差, 进而提高伺服系统的耦合精度, 因此被广泛应用于航空、航天、兵器、中电、船舶等军用装备高精位置伺服系统和速度

收稿日期: 2023-05-24

作者简介: 崔广慧(1989), 女, 硕士, 研究方向为特种电机的设计与控制。

伺服系统中。力矩电机为了在一定的体积和电压下具有响应速度快、力矩波动小、低速平稳性高、机械特性和调节特性线性度好等优点，通常做成多极、多槽的扁平式结构。

力矩电机通常在恶劣的环境中工作，应具有抗强振动和强冲击等抗环境能力，因此在磁钢表面设置磁钢护套，磁钢护套一般选用非导磁的奥氏体不锈钢材料，具有屏蔽高频磁场、保护磁钢、提高磁钢粘接强度和散热的作用，且机械加工中不应出现形变、起皮、回粘等现象，同时不应影响电机的电磁输出特性<sup>[1-3]</sup>。因此，分析奥氏体不锈钢磁钢护套对力矩电机电磁性能影响具有一定的必要性。

本文分别以一台有刷直流力矩电机和一台无刷直流力矩电机为例，基于 FLUX 建立有刷直流力矩电机二维仿真物理模型和 ANSYS 建立无刷直流力矩电机的二维仿真物理模型，分析奥氏体不锈钢磁钢护套对力矩电机输出性能的影响，最后通过研制工程样机将实测数据与仿真数据进行对比分析，数据偏差能够很好的吻合，验证了奥氏体不锈钢磁钢护套对力矩电机电磁性能影响的准确性，为力矩电机方案研制初期阶段提供了一定的工程设计意义和理论依据。

### 1 模型确定及仿真分析

本文研究一台分装式有刷直流力矩电机和一台组装式无刷直流力矩电机，分别根据两款电机的技术指标及的结构特点，分析奥氏体不锈钢磁钢护套对力矩电机电磁输出性能的影响。

有刷直流力矩电机定子组件包括定子壳体、磁钢和奥氏体不锈钢磁钢护套，如图 1 所示。

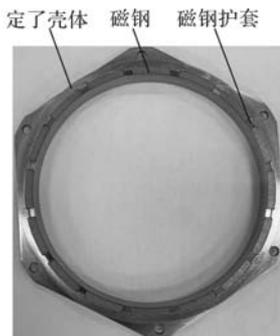


图 1 有刷直流力矩电机定子组件

无刷直流力矩电机转子组件包括转子铁心、磁钢和奥氏体不锈钢磁钢护套，外形如图 2 所示。

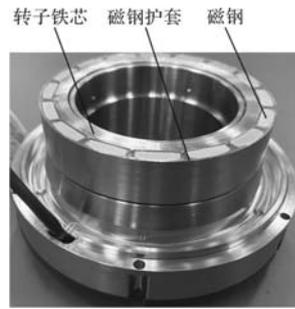


图 2 无刷直流力矩电机转子组件

#### 1.1 数学模型

针对力矩电机电磁场进行数值研究<sup>[6-7]</sup>，电机输出力矩  $M$  的表达式为

$$M = \frac{\pi L \alpha}{2} D^2 A B_g \tag{1}$$

式中， $D$  为转子外径； $L$  为电枢长度； $\alpha$  为极弧系数； $A$  为线负荷； $B_g$  为气隙磁密。

电机输出转速  $n$  的表达式为

$$n = \frac{60 \rho k \Delta 10^4}{B_g \alpha L \pi K_e} \tag{2}$$

式中， $\rho$  为铜在常温(20℃)时的电阻系数； $k$  为绕组长度系数； $\Delta$  为电流密度； $B_g$  为气隙磁密； $\alpha$  为极弧系数； $L$  为铁心长度； $K_e$  为反电势系数。

#### 1.2 物理模型

基于电磁场基本原理，结合电机实际尺寸及结构特征，在给定基本假设和边界条件基础上，确定求解域为电机整个圆周，建立外部包裹有空气域的二维磁路耦合求解域模型，采用有限元法仿真分析弱磁性磁钢护套对力矩电机内的磁场分布影响，如图 3 和图 4 所示。

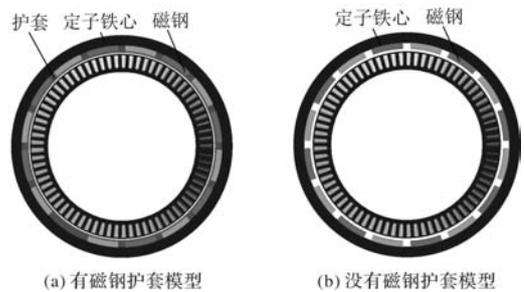


图 3 有刷直流力矩电机求解域物理模型

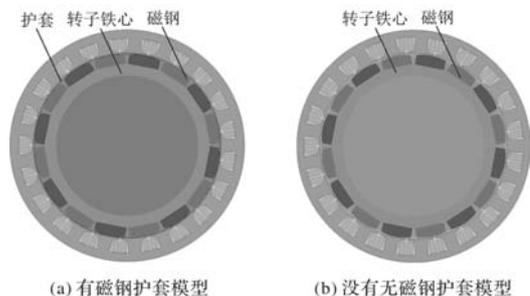


图 4 无刷直流力矩电机求解域物理模型

## 2 求解域仿真及结果分析

由于奥氏体不锈钢材料在组件组合加工后会产生弱磁性，进而影响电机的电气性能。

### 2.1 有刷直流力矩电机仿真

分别对有刷直流力矩电机组合加工后带有弱磁性奥氏体不锈钢磁钢护套和没有磁钢护套的物理模型求解域进行磁路耦合分析，得出电机的转矩和转速输出特性结果，如图 5 所示。

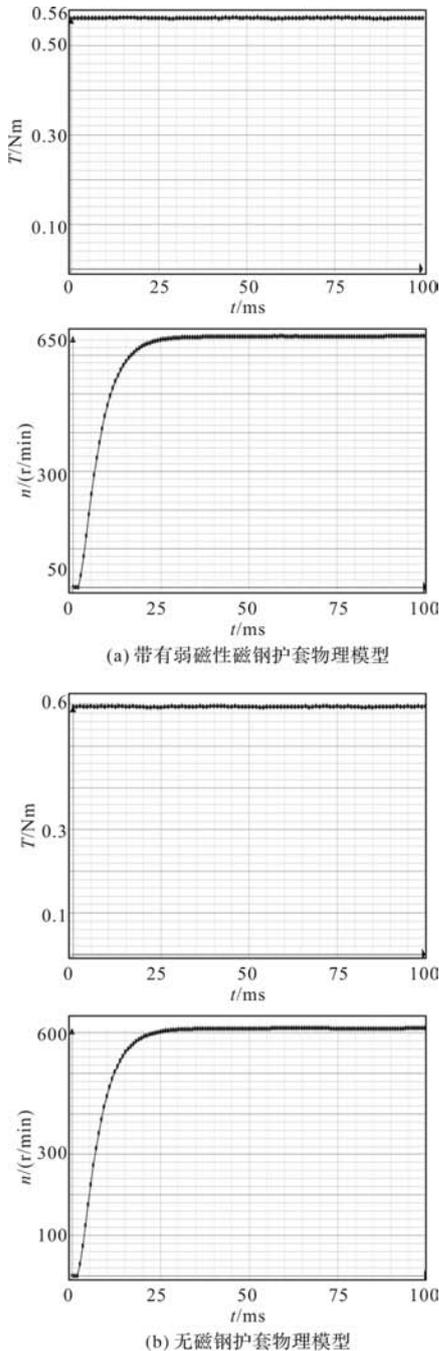


图 5 有刷直流力矩电机电磁仿真结果

### 2.2 无刷直流力矩电机仿真

分别对无刷直流力矩电机组合加工后带有弱磁

性奥氏体不锈钢磁钢护套和没有磁钢护套的物理模型求解域进行磁路耦合分析，得出电机的转矩和转速输出特性结果，如图 6 所示。

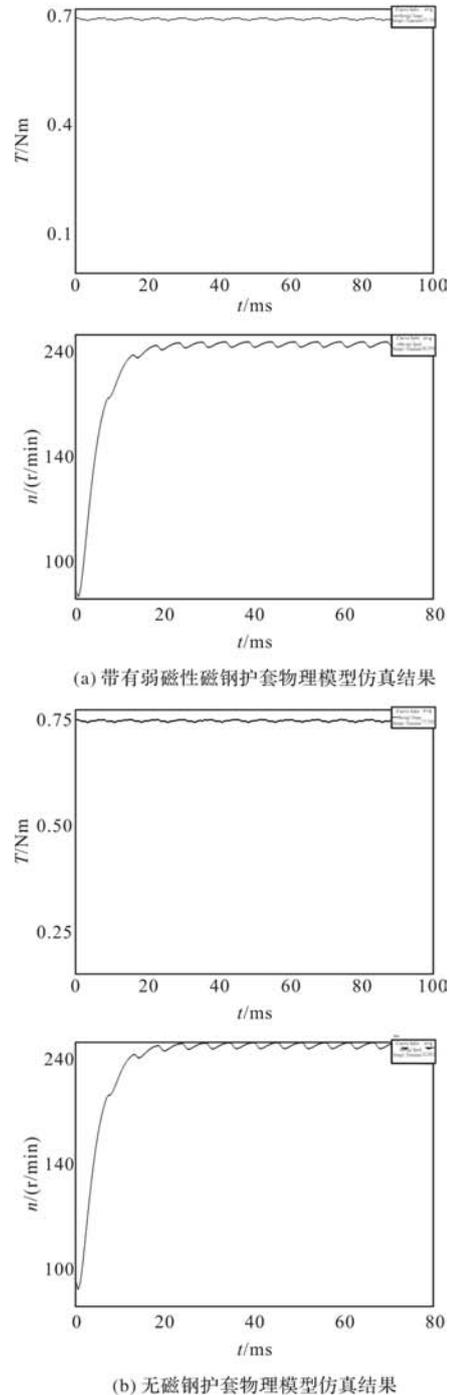


图 6 无刷直流力矩电机电磁仿真结果

### 2.3 仿真结果对比

基于 FLUX 2D 仿真分析有刷直流力矩电机物理模型和 ANSYS 2D 仿真分析无刷直流力矩电机求解域物理模型的仿真结果，给出带有弱磁性奥氏体不锈钢磁钢护套和没有磁钢护套力矩电机的仿真数据，如表 1 所示。

表 1 仿真数据对比

技术指标	有刷力矩电机		无刷力矩电机	
	有弱磁性	无	有弱磁性	无
气隙磁密/T	0.740	0.783	0.713	0.754
峰值堵转电压/V	28	28	28	28
峰值堵转电流/A	2.6	2.6	1	1
峰值堵转转矩/Nm	0.565	0.601	0.671	0.712
最大空载转速/(r/min)	648	610	244	230
气隙磁密上升比/%	5.5		5.4	
转矩上升比/%	6.0		5.8	
转速下降比/%	5.9		5.7	

通过表 2 仿真数据分析可知:

(1) 弱磁性磁钢护套影响电机的有效电气隙, 进而影响气隙磁密大小, 有弱磁性磁钢护套电机的气隙磁密小于无磁钢护套电机的气隙磁密;

(2) 在相同输入电流下, 有弱磁性磁钢护套的电机比没有磁钢护套的电机输出转矩小约 6% ;

(3) 在相同输入电压下, 有弱磁性磁钢护套的电机比没有磁钢护套的电机输出转速高约 6% 。

根据公式 1 和公式 2 得出结论, 当电机其它参数不变的情况下, 气隙磁密大小正比于输出转矩, 反比于输出转速, 与仿真数据分析吻合。

### 3 实验平台搭建

本文以上述仿真分析的无刷直流力矩电机为例, 研制工程样机, 电机的基本参数如表 2 所示。

表 2 无刷直流力矩电机基本参数

电机性能参数	参数值
极槽配合	16/21
机壳厚度/mm	2.1
定子铁心厚度/mm	12.2
定子轭部高/mm	3
定子齿宽/mm	4.65
气隙/mm	0.45
磁钢护套厚度/mm	0.2
永磁体材料	钕铁硼 N40UH
磁钢径向高度/mm	4
极弧系数	0.85
转子轭部高/mm	4
并联支路数	1
每槽导体数	100
定子电阻/ $\Omega$	22.3
定子电感/mH	4.2

通过对有弱磁性奥氏体不锈钢磁钢护套和没有磁钢护套的无刷直流力矩电机进行测试, 分析奥氏体不锈钢磁钢护套对力矩电机输出性能指标的影响。

### 3.1 测试平台及原理

无刷直流力矩电机的测试平台主要由电机、直流电源、驱动器、上位机、转台、力矩杆、电子称和数据采集电缆组成。

将电机安装在转台上, 保证电机轴伸水平安装, 且与力矩杆固定并堵转, 电机三相输入端与驱动器输出端相连接, 如图 7 所示。直流电源给驱动器通入电流, 在电机转轴三个不同的位置通过上位机给驱动器发送启动指令, 记录相应的输出力矩和输入电压, 输出力矩为峰值堵转转矩, 输入电压即为峰值堵转电压, 电机正、反转各测量一次<sup>[8]</sup>。

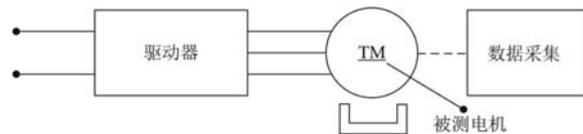


图 7 电机测试接线示意图

### 3.2 测试结果对比

根据电机测试原理, 搭建测试平台, 分别给有无磁钢护套的无刷直流力矩电机通入相同电流 1 A, 测试电机的堵转力矩; 再给电机通入相同的电压 28 V, 测试电机的空载转速, 测试平台如图 8 所示。



图 8 工程样机测试平台

通过对工程样机测试, 得到有无奥氏体不锈钢磁钢护套无刷直流力矩电机的测试结果, 如表 3 所示。

表 3 工程样机实测结果

技术指标	有磁钢护套电机	无磁钢护套电机
空载电压/V	28	28
堵转电流/A	1	1
堵转转矩/Nm	0.673	0.716
空载转速/(r/min)	247.5	233.1
转矩上升比/%		6.0
转速下降比/%		5.82

通过表 4 实测数据分析可知：

(1) 在相同输入电流下，有磁钢护套的力矩电机比无磁钢护套的力矩电机的堵转转矩小 6%；

(2) 在相同输入电压下，有磁钢护套的力矩电机比无磁钢护套的力矩电机的空载转速高 5.82%。

表 4 电机仿真结果与实测结果

技术指标	有磁钢护套电机			无磁钢护套电机		
	仿真结果	实测结果	偏差/%	仿真结果	实测结果	偏差/%
堵转转矩/Nm	0.671	0.673	0.30	0.712	0.716	0.56
空载转速/(r/min)	244	247.5	1.41	230	233.1	1.35

## 5 磁钢护套对力矩电机电磁特性的影响

力矩电机为平台系统中的旋转执行元件，其主要功能是与控制系统完成自标定、自对准和自检测，因此对电机的安装精度要求极高。由于力矩电机大多数为多极多槽的分装式结构，在定、转子装配过程中会产生非常大的磁拉力，存在使转子吸偏，进而导致磁钢受损的风险，因此需要在磁钢表面增加磁钢护套装置。

基于电机电磁特性、加工性和经济性分析，磁钢护套一般选用无磁性的奥氏体不锈钢，既不会影响电机的电气特性，且在固溶态下具有良好的塑形、韧性和冷加工性，在氧化性酸和大气、水、蒸汽等介质中具有优秀的耐腐蚀性，冷却加工后具有高强度和韧性，适用于对腐蚀性高和承受冲击载荷大的薄截面尺寸零件中，因此适用于电机磁钢护套的薄壁结构<sup>[9-11]</sup>。

通过研究分析得出无磁性的奥氏体不锈钢护套影响电机的电气性能原因如下：

(1) 当奥氏体不锈钢在冶炼或锻压过程中材料成分的偏稀或热处理不当时，奥氏体中会出现少量铁素体或马氏体组织，使其出现弱磁性。

(2) 不锈钢磁钢护套在零件加工过程中通过高温固溶处理来恢复奥氏体组织消去磁性。但在电机组件中磁钢护套厚度仅为 0.2 mm 的薄壁件，当组合加工磁钢组件时，加工应力使不锈钢磁钢护套的变形量变大，奥氏体内部出现铁素体或马氏体组织，导致奥氏体不锈钢磁钢护套呈现弱磁性。

基于以上原因使电机的磁钢护套呈现弱磁性，降低了电机的气隙磁密，进而减小电机堵转力矩，并提高空载转速，影响电机的电磁输出性能。

## 4 仿真数据和实测数据对比

根据表 1 中无刷直流力矩电机的有限元仿真数据和表 3 工程样机实测数据进行对比，结果如表 4 所示。从表 4 可以看出，电机的计算结果与实测结果偏差很小，能够很好的吻合。

## 6 结 语

本文针对奥氏体不锈钢磁钢护套对力矩电机电磁性能的影响进行了分析，指出了无磁性奥氏体不锈钢磁钢护套使电机电磁输出性能下降的根本原因。并通过对有奥氏体不锈钢磁钢护套和没有磁钢护套的物理模型求解域有限元仿真数据和工程样机实测数据分析对比，得到以下结论：

(1) 奥氏体不锈钢磁钢护套装置使力矩电机磁性性能下降约 6%，因此在方案研制初期应提高转矩设计裕量。

(2) 无设计裕量的高转矩密度力矩电机，可选用钛合金等非铁磁性材料作为磁钢护套装置<sup>[12]</sup>。

## 参考文献

- [1] 盛海荣. 高速永磁电机转子工艺及护套材料选取[J]. 电机技术, 2021(4): 55-59.
- [2] 沈建新, 郝鹤, 袁承. 高速永磁无刷电机转子护套周向开槽的有限元分析[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(36): 53-60.
- [3] 钟志贤, 廖家蒙. 永磁同步电机转子中永磁体与护套的过盈量分析[J]. 装备制造技术, 2016(5): 5-7.
- [4] 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.
- [5] 夏长亮. 无刷直流电机控制系统[M]. 北京: 科学出版社, 2009.
- [6] 陈世坤. 电机设计[M]. 北京: 机械工业出版社, 2000.
- [7] 谭建成. 永磁无刷直流电机技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2011.
- [8] 中国电子技术标准化研究所. GJB 971A-1999 永磁式直流力矩电动机通用规范[S]. 北京: 总装备部军标出版发行部, 1999.
- [9] 中国电子科技集团公司第二十一研究所. 微特电机设计手册[M]. 上海: 上海科学技术出版社, 2017.
- [10] 史勤衣, 颜余仁, 赵先锐, 等. 304 奥氏体不锈钢的热处理工艺研究[J]. 科技技术与工程, 2011, 11(24): 39-42.
- [11] 尹富斌. 奥氏体不锈钢铣削加工工艺分析[J]. 工业技术, 2017(10): 109-112.
- [12] 朱知寿. 航空结构用新型高性能钛合金材料技术研究与发展[J]. 航空科学技术, 2012(1): 5-9.

# 基于磁 - 热双向耦合的牵引电机温度场分析

李 闯<sup>1</sup>, 陈永艳<sup>1,2</sup>, 宋 力<sup>1,2</sup>, 董志明<sup>3</sup>, 郭海全<sup>3</sup>, 魏晓钢<sup>4</sup>

(1. 内蒙古工业大学能源与动力工程学院, 呼和浩特 010051; 2. 风能太阳能利用技术教育部重点实验室, 呼和浩特 010051; 3. 内蒙古北方重型汽车有限公司, 内蒙古 包头 014060; 4. 中海油新能源二连浩特风电有限公司, 内蒙古 二连浩特 011199)

**摘要:** 为探究牵引电机温升问题, 本文以某大型矿用电动车轮边牵引电机为研究对象, 建立电机三维流动与传热耦合求解的有限元模型; 并给出基本假设与相应的边界条件, 采用磁 - 热双向耦合方法模拟计算电机的电磁场和温度场, 在此基础上, 分析该电机在低速满载工况下的温度场分布特性。采用这种分析方法可以实现对电机温度场特性的准确分析而且有助于电机冷却系统设计, 为更大功率的电机综合物理场的准确计算提供了理论依据。

**关键词:** 牵引电机; 磁热双向耦合; 温度分布

中图分类号: TM922; TD52 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2024)08-0048-08

## Temperature Field Analysis of Traction Motor Based on Magnetic-thermal bidirectional Coupling

LI Chuang<sup>1</sup>, CHEN Yongyan<sup>1,2</sup>, SONG Li<sup>1,2</sup>, DONG Zhiming<sup>3</sup>, GUO Haiquan<sup>3</sup>, WEI Xiaogang<sup>4</sup>

(1. School of Energy and Power Engineering, Inner Mongolia University of Technology, Hohhot 010051, China; 2. Key Laboratory of Wind and Solar Energy Utilization Technology, Ministry of Education, Hohhot 010051, China; 3. Inner Mongolia North Heavy Duty Truck Co., LTD., Baotou Inner Mongolia 014060, China; 4. CNOOC New Energy Erenhot Wind Power Co., LTD., Erenhot Inner Mongolia 011199, China)

**Abstract:** In order to explore the temperature rise of traction motor, this paper took a large mine electric wheel traction motor as the research object, and established a finite element model of three-dimensional flow and heat transfer coupling solution of the motor. The basic assumptions and corresponding boundary conditions were given. The magnetic-thermal bidirectional coupling method was used to simulate the electromagnetic field and temperature field of the motor. On this basis, the temperature field distribution characteristics of the motor under low-speed full-load conditions were analyzed. The accurate analysis of the temperature field characteristics of the motor can be realized by using this analysis method, which is helpful to the reasonable design of the cooling system of the motor, and provides a theoretical basis for the accurate calculation of the comprehensive physical field of the higher power motor.

**Key words:** traction motor; magnetic-thermal bidirectional coupling; temperature distribution

## 0 引言

科技的不断进步给人们生活水平的提高带来了巨大的便利, 与此同时能源需求也随之增加, 在环境问题的推动下, 可再生能源和清洁能源逐渐崭露头角。风能和太阳能等可再生能源的利用日益广泛, 新能源汽车也在全球范围内迅速普及, 成为能源革命的一部分。在这一背景下, 牵引电机作为电动车

的动力输出部件, 其重要性日益凸显。

电机系统的复杂性涉及多个领域, 包括工程、物理学和材料科学等<sup>[1]</sup>。在众多电机类型中, 低速大功率电机在大型电车等领域中扮演着关键角色, 为了满足高功率需求, 低速大功率电机需要具备优异的密封性能, 以确保其正常运行。然而, 过强的密封性可能影响散热效果, 从而导致电机温升过高, 这样不仅会影响电机的性能, 还可能引发永磁体退磁等问题。为了解决这些问题, 针对不同类

收稿日期: 2024-03-13

基金项目: 内蒙古自治区科技计划项目(2021GG0228); 内蒙古自治区科技重大专项(2020ZD0017)

作者简介: 李 闯(1999), 男, 硕士研究生, 研究方向为电机水冷系统设计。

通讯作者: 陈永艳(1976), 女, 副教授, 研究方向为动力机械设计优化。

型的电机设计不同的冷却系统成为解决问题的关键，以便于提高电机的散热效果<sup>[2-4]</sup>。通过合理设计冷却系统并分析温度场的分布规律<sup>[5-8]</sup>，可以有效地分析电机装配冷却系统的情况下其内部温度的分布，确保电机在安全温度范围内运行，从而保障电机运行的安全性和稳定性，为探究牵引电机温升问题，本文以某大型矿用电动车轮牵引电机为研究对象，分析该电机在低速满载工况下的温度场分布特性。

## 1 模型和假设

本文将研究一台额定功率为 570 kW 的低转速大功率牵引电机，进行电机参数化建模以及水冷系统建模，采用磁-热双向耦合的研究方法，在充分考虑电磁场和温度场之间相互影响的前提下，得到相对准确的电机损耗分布并对电机整体温度场分布特性进行分析。

### 1.1 模型建立

本文所研究的电机整体结构如图 1 所示，基本参数如表 1 所示。考虑到冷却液在水道中流动的阻力问题，在机壳表面采用了单螺旋式结构的水冷系统其冷却结构如图 2 所示(右侧为冷却水入口，左侧冷却水为出口)，以确保水流在电机内部均匀流动，提高散热效率。水冷管路具体尺寸如表 2 所示。

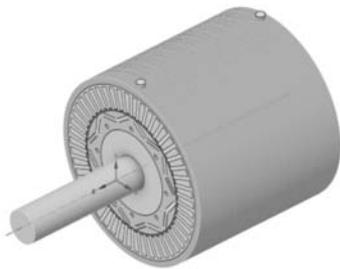


图 1 电机整体结构



图 2 电机冷却系统结构  
电机各部分物理学参数如表 1 所示。

表 1 电机基本参数

参数	参数值
永磁体厚度/mm	20
气隙长度/mm	2
定子外径/mm	920
转轴外径/mm	445
额定转速/(r/min)	520
定子槽数/个	48
定子内径/mm	655
转子铁心长/mm	900

表 2 水冷管套参数

参数	参数值
水套外径/mm	990
水套内径/mm	920
水套长度/mm	900
水道个数/个	10
肋片个数/个	9
湍流强度/%	4
水道高度/mm	25
水道宽度/mm	50
入口水速/ $m \cdot s^{-1}$	0.7
水温/ $^{\circ}C$	45

### 1.2 电机求解域模型建立

在本文中，针对牵引电机研究设计了一种水循环散热冷却系统，建立一个三维耦合场模型，用以模拟电机在发热状态下的热量交换和流动特性，在该模型中，将全电机结构作为计算区域如图 3 所示，考虑了电机各个部分的热交换过程和流体流动过程。



图 3 求解域整体视图

### 1.3 基本假设与边界条件

为了合理地简化求解，给出下列基本假设：

(1)将电机绕组、绝缘层和槽楔的热性能视为等同，并运用等效绕组模型，排除其集肤效应的影响。

(2)结合绕组线径和端部的长度，对定子端部股线进行集线融合端部处理。

(3)将冷却水视为不可压缩的流体。

(4)在电机内部各部件的装配中，假定完全接触，但不考虑壳体与定子、定子与绕组之间的相互影响。

温度场与流场求解的边界条件为:

(1)考虑不同损耗来源产生的热量,包括永磁体的涡流损耗、定子铁心损耗、转子的涡流损耗和绕组的铜损耗。将所有损耗转化为热能进行处理。

(2)在模拟开始时,水的初始温度在出口和入口处均为 45℃。

(3)将冷却水管道的进口视为速度入口,设定流速为 0.7 m/s。

(4)冷却水管道的出口处维持 1 个标准大气压的压力。

(5)定子和转子铁心以及定子绕组都被视为热源。这些部件通过彼此的接触面进行耦合传热,其主要形式为热传导,研究中忽略电机外壳与空气之间的换热过程。

### 2 基于磁-热双向耦合的损耗计算

电机损耗直接影响着电机的运行效率、能源节约以及内部温升分布情况。另外,电机损耗值与电机温度的变化密切相关,这种变化会直接影响电机各个部件的材料物性,进而影响电磁场的分布情况,最终使电机运行时产生的损耗发生变化。

#### 2.1 工况选取

本文选取 570 kW 矿用电机的低速满载工况进行研究,在该工况下电机的转矩为额定转矩的 2 倍。电机运行工况选取参数如表 3 所示。

表 3 低速满载工况下电机运行参数

运行参数	参数值
转速/(r/min)	260
轴转矩/Nm	20000
轴功率/kW	569.6
效率/%	96.85

#### 2.2 磁-热双向耦合理论分析

在矿用牵引电机中,电磁损耗是一个重要的因素,它会导致电机内部温度升高。当电磁材料的性能受温升影响而改变时,这会对电机的整体性能产生影响。

磁-热双向耦合方法的数学模型描述如:

$$\begin{cases} G_A(A, T_{bi}') = 0 \\ G_T(A', T_{bi}) = 0 \end{cases} \quad (1)$$

其中,  $G_A$  是矢量磁势函数;  $T_{bi}$  是温度;  $T_{bi}'$  是  $G_A$  中与温度有关的项;  $G_T$  是温度控制方程;  $A'$  是温度场控制方程中与  $A$  有关的项。

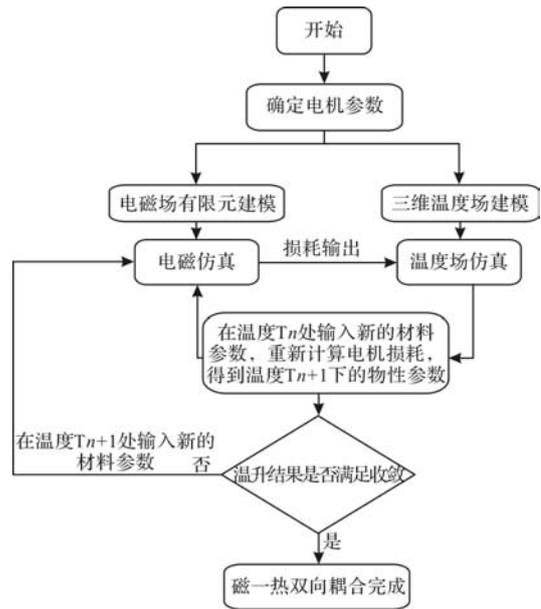


图 4 电磁-热双向耦合分析流程

如图 4 所示,显示了电磁-热双向耦合方法的流程图,三维网格模型被用于 Fluent 温度场分析。电磁场模块结果连接到 Fluent 分析模块,同时在电磁场模块和 Fluent 分析模块之间增加反馈迭代模块,用于迭代收敛。当迭代误差  $T_{n+1} - T_n$  小于迭代误差时,电机温度场趋于稳定。

##### 2.2.1 电机铁心损耗分析与计算

电机铁损计算常用 Bertotti 铁耗分离公式,适用于电机铁损的计算和分析,计算单位体积铁损公式表达为

$$P_{Fe} = P_c + P_h + P_e \quad (2)$$

式中,  $P_h$  为磁滞损耗(W);  $P_c$  为涡流损耗(W);  $P_e$  为异常损耗(W)。

当硅钢片受交变磁场影响时,铁耗公式可以展开整理如:

$$P_{Fe} = k_h f B_m^2 + k_c f^2 B_m^2 + k_e f^{1.5} B_m^{1.5} \quad (3)$$

式中,  $k_h$  为磁滞损耗系数  $k_c$  为涡流损耗系数;  $k_e$  为异常损耗系数;  $B_m$  为磁密幅值。

在实际情况下,电机定子铁心的旋转磁场并不是严格的正弦变化,而上述的经典铁耗理论只适用于正弦变化磁场,因此采用修正后的磁滞损耗和涡流损耗的齿部与轭部损耗计算公式。

$$\begin{cases} P_{ht} = K_h \omega B_{th}^\beta \\ P_{hy} = K_h \omega B_{yk}^\beta \\ P_{et} = \frac{12q_1 K_q K_c K_e (\omega B_{th})^2}{\pi^2} \\ P_{ey} = \frac{8K_e K_r \omega^2 B_c^2}{\alpha \pi^2} \end{cases} \quad (4)$$

式中,  $\omega$  为角速度,  $\alpha$  为磁钢覆盖度,  $B_c$  为轴向磁密幅值,  $q_1$  为每极每相槽数,  $K$  为校正系数,  $B_{th}$ 、 $B_{yk}$  为铁心的齿磁密和轭磁密。

采用有限元方法, 对低速大转矩永磁同步电机的铁耗进行计算。其铁耗波形如图 5 所示在电机稳定运行状态下, 平均铁耗约为 3.42 kW。该数值与改进后的损耗模型计算结果 (3.39 kW) 相当接近, 从而验证了仿真计算与理论分析的一致性。

考虑温度对铁心材料性能的影响, 计算不同温度下的铁耗, 如图 6 所示。

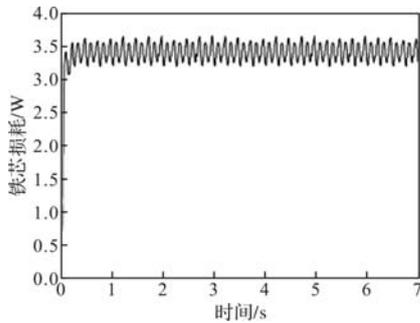


图 5 铁心损耗

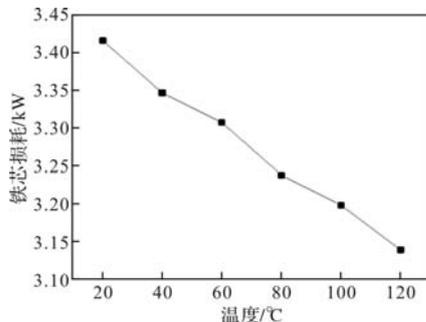


图 6 铁耗随温度变化曲线

### 2.2.2 电机绕组铜耗分析与计算

电动机绕组损耗也称为电气损耗, 当在电动机的绕组中流过工作电流时, 由于其电阻引起的焦耳热, 永磁电机采用永磁体励磁。绕组铜耗计算如:

$$P_{cu} = mI^2R \quad (5)$$

其中,  $m$  为电机绕组相数,  $R$  为绕组电阻,  $I$  为通过定子绕组一个周期的相电流有效值, 计算得:

$$I = \sqrt{\frac{\int_0^T i^2 dt}{T}} \quad (6)$$

电机的温度上升对绕组的铜耗有一定的影响, 电阻计算如:

$$\begin{cases} R = \rho \frac{l}{s} \\ \rho = \rho_0 [1 + \alpha(t - t_0)] \end{cases} \quad (7)$$

式中,  $\rho$  为铜的电阻率 ( $\Omega \cdot m$ );  $l$  为绕组导线长度

(m);  $s$  为绕组导线截面积 ( $m^2$ )。  $\rho_0$  为初始时刻电阻率,  $\alpha$  为导体的温度系数

通过 Maxwell 有限元分析软件求解出的电机负载状态下的铜耗, 平均值为 24.03 kW。

在研究中, 充分考虑温度对绕组铜线电阻率的影响, 计算了在不同温度下的电机铜耗, 如图 7 所示。

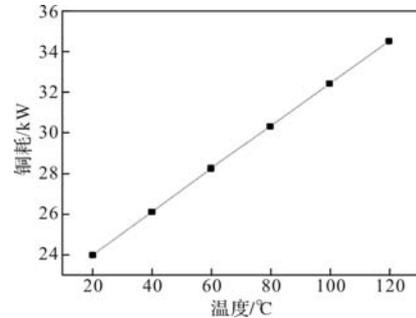


图 7 铜耗随温度变化曲线

研究发现铜耗与温度呈正相关, 随着温度的升高, 铜耗也呈逐渐增加的趋势。

### 2.2.3 电机永磁体涡流损耗分析与计算

研究发现, 永磁体的涡流损耗受多个因素影响, 其中涵盖绕组电流的时间谐波、气隙磁场的空间谐波, 以及由定子齿槽效应引发的磁路磁阻变化。逆变器输出电流中存在高次谐波, 致使分数槽绕组的磁动势包含多数谐波分量, 在永磁体内会引发大量感应涡流, 进而增加涡流损耗。可通过公式 (7) 表达。

$$P_{Eddy} = \int_v E \cdot J dV = \int_v \rho J^2 dV \quad (8)$$

式中,  $E$  为磁极内电场强度 ( $N/C$ ),  $J$  为涡流密度 ( $A/m^2$ ),  $\rho$  为磁体电阻率 ( $\Omega \cdot m$ ),  $V$  为磁体体积 ( $m^3$ )。

根据式 (8) 所示的法拉第电磁感应定律:

$$\oint_l J dl = \frac{1}{\rho} \oint_l E dl = - \frac{1}{\rho} \frac{d}{dt} \iint_s B dS \quad (9)$$

式中,  $l$  表示涡流路径长度 (m),  $S$  表示涡流回路面积 ( $m^2$ ),  $B$  表示磁通密度。

利用 Maxwell 有限元软件求解出的永磁体涡流损耗如图 8 所示, 可以看出受谐波干扰, 涡流损耗波形振动幅度较大, 图中定子涡流损耗平均值为 99.97 W。

考虑永磁体磁性能和电阻率在不同温度下的变化对永磁体涡流损耗的影响, 并进行了相应的仿真计算, 如图 9 所示。

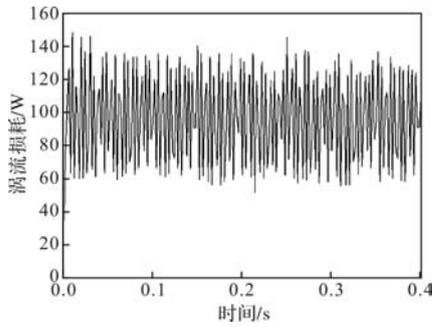


图8 涡流损耗

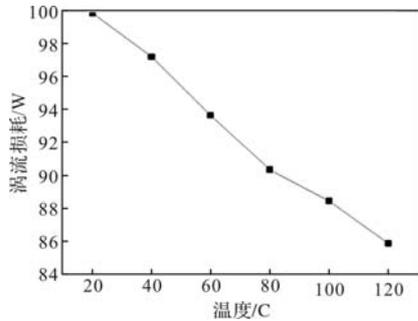


图9 涡流损耗随温度变化曲线

### 2.2.4 磁-热双向耦合可行性分析

在磁-热单向耦合场计算模型之下，对车企提供的轴向通风冷却系统的牵引电机进行仿真模拟计算，选取电机内部最热剖面 and 电机绕组部分进行温度监测，得温度云图如图 10 和图 11 所示。

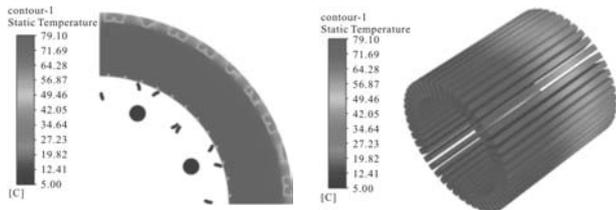


图10 单向耦合最热剖面云图

图11 单向耦合绕组温度分布云图

从图 10 和图 11 看出在绕组部分温度分布不均匀，通过风冷散热后最终电机温度达到 79.1 °C 并趋于稳定，这是由于冷却空气进入电机内先通过冷却电机端部，随即进入轴向通风道及气隙，定子区域及绕组发热较大，主要由外壳定子通风道与气隙旋转处带走热量，热量传递主要从绕组向定子外壳及气隙处，其自身冷却能力较差。可以看到绕组其最大温度区域分布在其轴向 3/4，温度沿轴向逐渐增大后减小，这是由于空气在前端由于温差较大对流换热显著，沿轴向向后，其换热温差越来越小，换热效果减退。

通过电机最热面剖面可以看出电机温度场分布

与前文计算的损耗映射情况极为相似，这也证实了磁-热耦合在温度场计算上的准确性。在磁-热双向耦合场计算模型之下，在计算过程中对上述两部分进行温度监测，得温度云图如图 12 和图 13 所示。

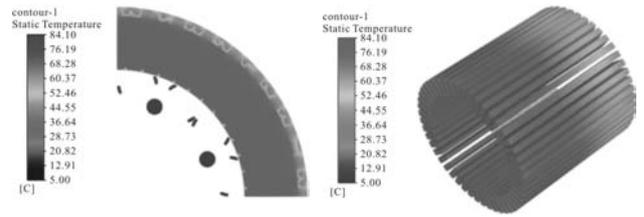


图12 双向耦合最热剖面云图

图13 双向耦合绕组温度分布云图

从图 15 和图 16 看出考虑温度变化对损耗影响，利用磁-热双向耦合场计算模型对车企所提供的轴向通风冷却系统牵引电机再次进行计算，最终计算得出的温度场分布情况与单向耦合模型计算结果基本一致，但电机最热剖面以及电机绕组部分的整体温度要高于单向耦合场的计算结果，通过风冷散热后最终电机温度最高达到 84.1 °C 并趋于稳定。

本研究来源于内蒙古工业大学与内蒙古某车企签订的横向合作项目，研究对象为在研的 220 - 400 吨级电动轮矿用牵引电机，研究内容主要为牵引电机冷却系统的研究与开发，达到监控电机超温失效及冷却系统节能的目的，车企方通过对电机布置温度传感器等监测设备，对该矿用车在实际运行工况下进行温度监测，最终测出该矿用车牵引电机部分在运行过程中，利用轴向通风冷却系统对电机进行散热冷却，最终电机部分最高温度达到 85 °C 并趋于稳定。

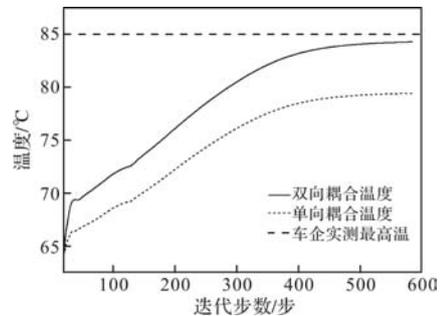


图14 磁-热双向耦合模拟结果对比图

图 14 为磁-热单、双向耦合电机绕组部位温度监测曲线，对于本研究所研究的低速大转矩矿用牵引电机，主要的损耗来源于定子绕组，在电机内部，绕组部分为温升最高的部件，由图可以看出，双向耦合场计算模型下监测出的绕组温升曲线比较单向耦合场计算模型下监测出的温升曲线，斜率更大，温升更快，最终达到的温度更高，其中双向耦合模型

的最高温达到  $84.14\text{ }^{\circ}\text{C}$ ，单向耦合模型的最高温度达到  $79.12\text{ }^{\circ}\text{C}$ ，从仿真结果可以看出，磁-热双向耦合计算模型的计算结果更贴近车企实验所测出的  $85\text{ }^{\circ}\text{C}$ ，通过电机温升试验与计算结果对比分析，证实了使用电磁场与温度场双向耦合分析方法研究矿用牵引电机动态温升问题的可行性和准确性。

### 3 温度场计算结果分析

通过对采用冷却水循环系统的电机进行温度场特性分析，得出电机整体的温度以及各个部件的具体温度分布情况，进而揭示电机在运行过程中温升的分布规律，防止高温而引发的绝缘损坏和寿命缩短。

#### 3.1 温度场整体计算结果

电机温度场模拟计算采用 Maxwell 和 Fluent 双向耦合方式进行仿真模拟，环境温度设置为  $25\text{ }^{\circ}\text{C}$ ，入口为速度入口，水冷系统入口流速为  $0.7\text{ m/s}$ ，冷却液温度为  $45\text{ }^{\circ}\text{C}$ ，出口为压力出口，压力为一个标准大气压，模拟计算完成后，电机整体三维温度场分布如图 15 所示。



图 15 电机整体表面温度分布云图

由图 15 可知，电机的最高温度达到了  $78.5\text{ }^{\circ}\text{C}$ ，而且在整个求解域内温度分布不均匀，主要的温度分布规律与冷却水道的排布方式相关，即电机的定子和绕组部位贴近水冷外壳可以获得较好的冷却效果，而转子和永磁体区域由于远离水冷外壳而且与定子之间存在气隙故而热量传递较为缓慢，冷却水由入口进入流经螺旋水道再从出口排出从而带走热量，所以冷却水的整体温度呈逐步上升趋势。

#### 3.2 电机径向温度分布分析

本研究针对采用水冷却循环冷却系统的矿用牵引电机展开研究，为分析水冷系统电机中的热量传递过程，现对电机的径向温度场分布进行分析，电机整体径向温度分布云图如图、绕组部分局部径向温度分布如图所示。可作为电机温升的参考指标，

又因为本研究将定子绕组和水冷外壳视为直接接触无缝隙，所以热量主要由热传导和热对流效果被冷却水带走。

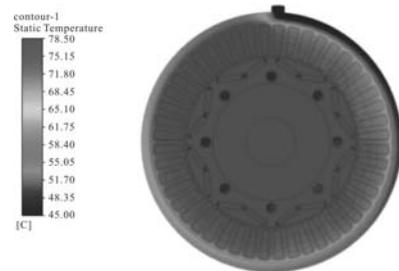


图 16 电机整体径向温度分布云图

图 16 显示了电机整体的径向温度场分布情况，由图显示，热量传导趋势是由电机内部向外传递，电机的定子和绕组部分热量传递的效果最为明显，温度由内向外呈递减趋势，而电机转子部分的温度分布由于有着气隙的隔热，所以温度场分布比较均匀，热量向外传递过程稳定。

由于电机采用水冷系统，所以散热方式主要以表面散热为主，从径向方向上来看，温度分布规律符合传热规律，在绕组部分产生了较多的温度梯度也进一步展示了热量向外传导并由冷却水带走的传递规律。

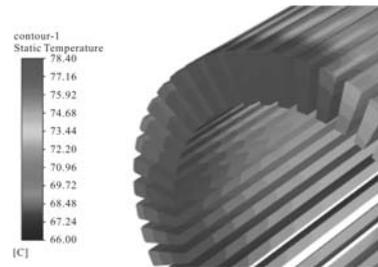


图 17 绕组径向温度分布云图

图 17 显示了绕组的径向温度场分布，绕组作为本研究所研究的牵引电机损耗最大，温升最高的部位，对其进行散热设计尤为重要，由温度分布云图可知，该部分所产生的热量由内部向外传递给水冷外壳，散热效果较好。

这一部分最高温度达到  $78.4\text{ }^{\circ}\text{C}$ ，并没有超过电机的绝缘等级限制温度和安全运行的最高温度，进一步证明了本研究所设计的水冷系统可以达到较好的散热效果。

#### 3.3 定子绕组温度场分析

电机在正常运行条件下，发电机内部各元件的温升高低的指标将直接影响电机的能否安全稳定运行，为求得准确发热情况，特对各部件进行轴向温

度场分析。图 18 为绕组轴向温度分布云图，图 19 为定子部分温度分布云图，从仿真结果来看，定子及绕组区域其温度分布主要是沿着水冷管路的冷却水流动方向逐步升高，最高温度出现在两侧没有排布水道的位置上，数值为 78.4 °C。

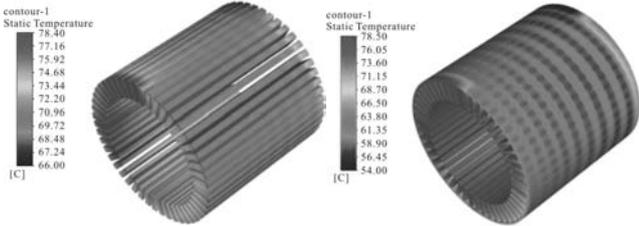


图 18 绕组温度分布

图 19 定子温度分布

74.4 °C 和 75.9 °C，温度分布情况与绕组和定子部分基本相同，都与冷却水道的排布相关联，排布了冷却水道的部位温度较低，最高温度均出现在没有排布水道的位置。

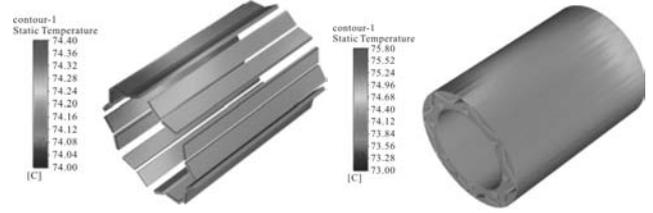


图 22 永磁体温度分布

图 23 转子温度分布

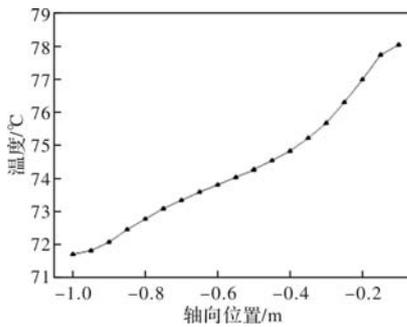


图 20 绕组轴向温度曲线

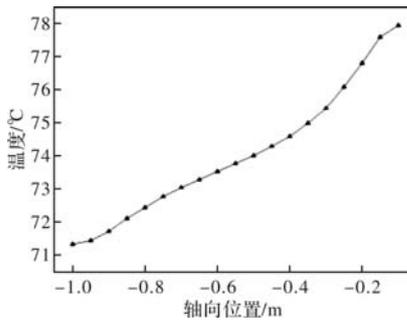


图 21 定子轴向温度曲线

为了更好地描述各部件轴向温度分布通过对绕组和定子部分的轴向温度分布曲线输出如图 20 和图 21 所示。温度分布均呈现出由水冷管路入口部位到出口部位递增的趋势。且由这组温度曲线可知，温度曲线的斜率沿电机轴向逐渐增大，从 -1 处(入水口侧)到 -0.1 处(出水口侧)产生 7 °C 左右的温差。绕组与定子的温度基本一致相差不到 1 °C。

### 3.4 转子部分温度场分析

转子铁心及永磁体的温度分布如图 22 和图 23 所示，转子铁心和绕组分布在电机内部，虽然电机在低速满载工况时该部分的损耗远低于绕组损耗，但是在热量传递的作用下该部分的最高温度达到了

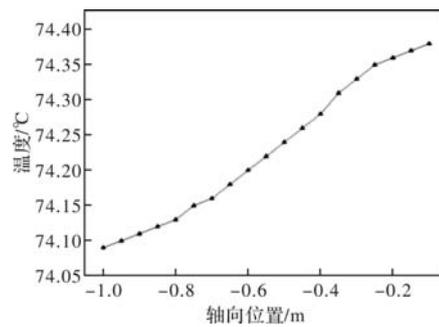


图 24 永磁体轴向温度曲线

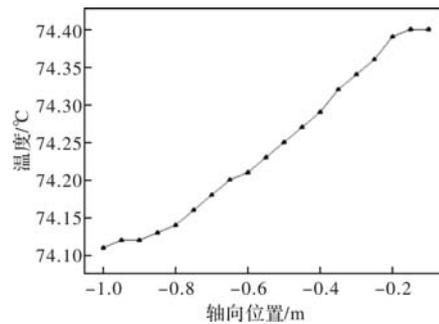


图 25 转子轴向温度曲线

永磁体和转子部分的轴向温度分布曲线输出如图 24 和图 25 所示，温度分布与绕组和定子基本相同，均呈现出由水冷管路入口部位到出口部位递增的趋势。由轴向温度曲线可知，永磁体和转子的温度分布在轴向上较为均匀，部件两端的温差不超过 0.3 °C，这是由于这两个部件在电机内部且不直接接触水冷外壳，所以温度梯度较小。

### 3.5 电机各工况温升情况分析

为了更好地描述各部件轴向温度分布通过对 3 种工况下各部件轴向温度分布曲线输出如图所示。

3 种工况下电机温度分布均呈现出由水冷电机冷却水入口位置到出口位置递增的趋势。且由 3 组温度曲线可知，曲线最值或斜率随着损耗的增加，

逐渐向增大，这是由于冷却水与发热体间的换热温差越来越大，单位长度对流换热效果加强，降低了定子与绕组温度，而定子铁心轭部的温度随损耗的加大，其温度逐渐趋近于定转子的最大温度，各部件轴向温升逐渐降升高，由于端部入口处冷却水的作用效果，各工况均表现出在电机出口端各部件温度达到最大值的情况。

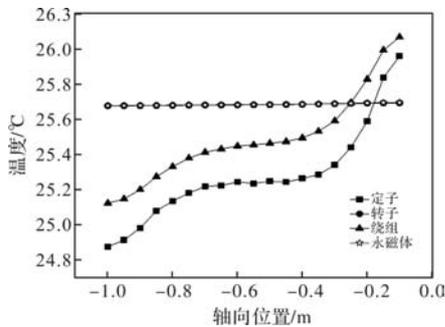


图 26 低速空载工况各部件轴向温度分布曲线

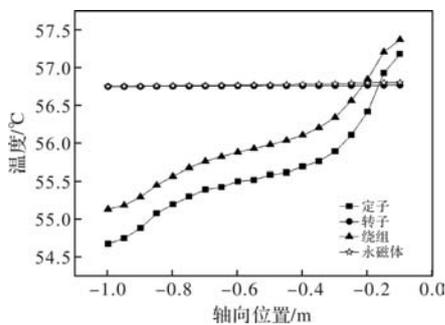


图 27 额定工况各部件轴向温度分布曲线

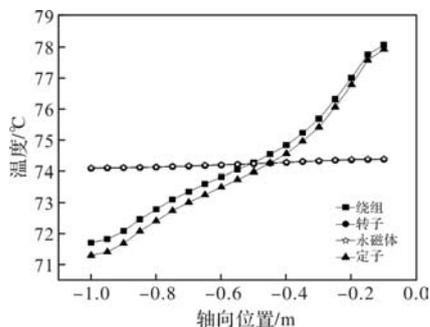


图 28 低速满载工况各部件轴向温度分布曲线

从图 26 ~ 图 28 可以看出水冷系统电机温度场分布是不均匀的，由于转子铁心部分不与水冷外壳直接接触且有缝隙，所以在轴向上温度变化较小，绕组和定子部分轴向温度变化梯度较大，同时绕组端部温度较低，这说明水冷系统散热效果仍以表面有

效散热为主。虽然内部绕组及其他部件温度分布不均，但由于最热点温度未超过温度限度，证明本研究所设计的电机水冷散热系统的正确性和合理性。

## 4 结 论

本文采用电磁-热双向耦合的方法，对具有水冷系统散热结构的 570 kW 矿用牵引电机进行流-固共轭换热模拟，得出以下结论：

(1) 利用磁-热双向耦合的计算方法可以更加准确地计算电机的温升特性，得到更加与实际相符的电机温度场分布规律。

(2) 电机温度分布与损耗分布一致，整体温度分布不均匀与水冷管套的排布方式相关，电机整体会在轴向上产生一定的温度梯度，但电机内部的部件，如：永磁体和转子铁心的轴向温度梯度很小可忽略不计。

(3) 电机各部分材料特性会随着电机的温升而发生改变进而影响电机的损耗产生，铜耗与温度呈正相关，铁心损耗与涡流损耗与温度呈负相关。

(4) 本文采用 Maxwell-fluent 双向耦合的分析方法，通过流固共轭传热方式，准确地模拟了矿用牵引电机在低速满载工况下水循环冷却系统的散热效果。

## 参考文献

- [1] 龚京凤, 刘帅. 基于双向螺旋水套永磁同步电机散热特性研究[J]. 武汉科技大学学报, 2022, 45(02): 142-148.
- [2] 仵程程. 200 kW 高速永磁同步电机流热耦合研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨理工大学. 2019.
- [3] Wang X, Li T. A 3-D Electromagnetic Thermal Coupled Analysis of Permanent Magnet Brushless DC Motor[J]. IEEE Computer Society, 2011.
- [4] 江从喜, 赵兰萍, 杨志刚. 电动汽车用外转子轮毂电机热性能仿真研究[C]. 中国汽车工程学会年会论文集, 2016.
- [5] 丁树业, 申淑锋, 杨智, 等. 高速永磁同步电机流固耦合仿真与性能分析[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(10): 112-121.
- [6] 孙若兰, 彭辉灯, 杨都, 等. 基于磁热双向耦合的永磁电机损耗和温升分析[J]. 微电机, 2022, 55(05): 23-29, 39.
- [7] 梁培鑫. 永磁同步轮毂电机发热及散热问题的研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2013.
- [8] 师蔚, 滕鸿达. 基于耦合场的永磁电机损耗及温升分析[J]. 微电机, 2020, 53(8): 33-39.

# 牵引电机空载声品质预测模型研究

张伟<sup>1</sup>, 庞聪<sup>1</sup>, 于泳<sup>2</sup>, 朱一乔<sup>1</sup>, 邱毅<sup>2</sup>, 郑旭<sup>2</sup>

(1. 中车永济电机有限公司, 西安 710016; 2. 浙江大学 能源工程学院, 杭州 310000)

**摘要:** 为建立一款牵引电机空载条件下的声品质预测模型, 首先开展了电机空载时多个转速下不同位置处的噪声测试, 获得了响度、尖锐度、粗糙度和抖动度等声品质客观参数, 并分析了各声品质客观参数随转速的变化规律; 然后采用等级评分法对 40 个声样本开展了主观评价, 采用箱线图剔除异常数据, 获得各个声样本主观评价平均分; 最后分别采用多元线性回归法和代理模型法建立了电机声品质预测模型。后者相比前者预测精度更高, 该方法和研究结果可以为后续电机声品质优化工作提供参考。

**关键词:** 牵引电机; 声品质; 听审测试; 代理模型

中图分类号: TM343; TM922; V266

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2024)08-0056-05

## Research on the Prediction Model for Sound Quality of Unloaded Traction Motor

ZHANG Wei<sup>1</sup>, PANG Cong<sup>1</sup>, YU Yong<sup>2</sup>, ZHU Yiqiao<sup>1</sup>, QIU Yi<sup>2</sup>, ZHENG Xu<sup>2</sup>

(1. CRRC Yongji Electric Co., LTD., Xi'an 710016, China;

2. College of Energy Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310000, China)

**Abstract:** To establish a sound quality prediction model for traction motors under no-load conditions, noise tests were conducted at different positions at multiple rotational speeds. Objective parameters of sound quality, such as loudness, sharpness, roughness, and fluctuation strength, were obtained, and the variation patterns of each objective parameter with rotational speed were analyzed; Jury test was conducted on 40 sound samples using a rating system, and abnormal data was removed using a box plot to obtain the average subjective evaluation for each sound sample; Finally, multiple linear regression and surrogate model methods were used to establish motor sound quality prediction models. The latter has higher prediction accuracy compared to the former. This method and research results can provide reference for subsequent optimization of motor sound quality.

**Key words:** traction motor; sound quality; jury test; surrogate model

## 0 引言

为营造一个舒适的动车、地铁车厢环境, 对牵引电机噪声的控制要求越来越高。以往的研究集中在牵引电机电磁噪声<sup>[1-2]</sup>、气动噪声<sup>[3-4]</sup>的降噪优化方面, 主要控制指标为 A 计权声压级。该指标虽是评估噪声最常用的指标, 但其不足以真正反映人对声音的主观感受, 声品质评价与其相比更加符合人对于声音信号的主观感受<sup>[5]</sup>。在噪声声品质研究方面, 国内外学者对声品质预测模型的建立进行了较多研究, 主要集中在汽车、高速列车以及家电方面。

在汽车声品质模型研究方面, 邱子楨等<sup>[6]</sup>针对电动汽车驱动电机建立了基于响度、尖锐度、粗糙度、抖动度与语义清晰度的客观心理声学指标评价体系, 利用多元线性回归法, 建立声品质主客观预测模型; 刘哲等<sup>[7]</sup>采用神经网络和多元线性回归方法分别建立了电动汽车关门声品质预测模型, 发现基于遗传-反向传播(GA-BP)神经网络的预测精度要优于多元线性回归模型。

在高速列车研究方面, 贾尚帅等<sup>[8]</sup>基于卷积神经网络建立了高速列车的声品质主客观预测模型, 发现响度是影响主观评价最大的因素; Qian 等<sup>[9]</sup>测

收稿日期: 2024-03-22

基金项目: 中国中车重点科研项目(2020CYB064)

作者简介: 张伟(1993), 男, 硕士, 高级工程师, 研究方向为牵引电机噪声的数值分析和试验研究。

量了高速列车司机室内的声压级、响度、尖锐度、粗糙度和纯音度等参数并进行听审测试, 采用线性回归方法建立声品质预测模型。

在家电声品质模型研究方面, Moravec 等<sup>[10]</sup>采用多元线性回归法针对自动洗衣机建立了声品质主客观预测模型, 发现不同工作状态下, 客观参数与主观评分的相关系数差异较大; Loreto 等<sup>[11]</sup>在模拟厨房环境下, 通过声压级、响度和尖锐度等客观参数测试以及主观评价测试采用多元线性回归方法建立了吸油烟机的声品质主客观评价模型。Yu 等<sup>[12]</sup>通过对吹风机的声品质预测模型研究发现, 响度是吹风机噪声不适感的主要来源。

可以发现, 在电机领域, 现有文献研究对象多为新能源汽车电机, 对轨道牵引电机的声品质研究较少; 无论是汽车领域还是家电领域, 在研究方法方面, 主观评价多采用等级评分法和语义细分法, 模型建立方法常采用多元线性回归和神经网络法。因此, 本文选择一款牵引电机开展声品质预测模型研究, 首先对电机周围四个位置 10 个转速下的声品质客观参数进行了测试, 包括响度、尖锐度、粗糙度和抖动度; 然后组织 30 位人员基于等级评分法对电机噪声进行了听审测试; 最后分别采用多元线性回归法和代理模型法建立了牵引电机声品质的预测模型。

## 1 噪声样本采集与主观评价

### 1.1 噪声样本采集

牵引电机的基本参数如表 1 所示。

表 1 牵引电机基本参数

参数	参数值
额定转速/(r/min)	4100
最高转速/(r/min)	5600
额定电压/V	2750
额定功率/kW	625

为分析电机噪声主观特性, 使用德国 Head Acoustics 公司的声学人工头(HMS IV)记录电机在 1000 r/min、1500 r/min、…、5000 r/min 和 5600 r/min 共 10 个转速下的噪声。数据处理及分析设备为 Head Acoustics 数据采集器(SQuadriga III)。由于电机声品质测试缺乏相关标准, 本次测试测点位置模拟人在电机周围俯身听审时的情况, 每个转速下测量四个位置, 俯视图如图 1 所示。

人工头放置时面向电机中心, 距离地面高度为 1 m, 距离电机中心直线距离为 0.8 m。

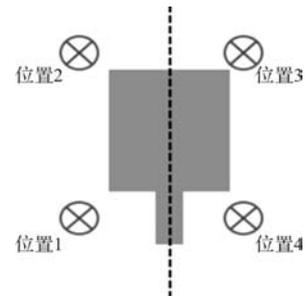


图 1 人工头放置位置

为避免冷却风机对电机噪声的影响, 在电机不通风情况下、空载运行时完成测试采样。人工头采集电机噪声的试验位于空旷的厂房内, 并在夜间周围设备停止运行后开始, 其背景噪声远小于电机运行噪声。经过测试, 共获得时长为 30 s 的噪声样本 40 个。由于各声样本均为稳态噪声, 因此可以截取其中一段代表整体噪声, 截取后持续时间为 5 s。

### 1.2 主观评价

主观评价在浙江大学玉泉校区半消声室内进行, 背景噪声约 30dB。开展主观评价所采用的回放设备为 HEAD 均衡器及与之匹配的高保真回放耳机。30 位受试者主要是电机领域工程人员和在校具备噪声相关专业背景的本科生, 年龄范围在 20 - 45 岁之间, 男女各占一半, 听力正常。听审测试采用等级评分法, 使用 1 - 10 分评价表<sup>[13]</sup>, 评分表如表 2 所示。

表 2 主观评分表

评分	含义	评分	含义
1	不可容忍的	6	可以接受
2	不安的	7	好
3	非常反感	8	很好
4	令人反感	9	非常好
5	需要改进	10	卓越的

## 2 测试结果

### 2.1 客观测试结果

声品质客观评价参数主要有声压级、A 计权声压级、响度、尖锐度、粗糙度、抖动度、语言清晰度和音调度等。本次研究选取响度(Loudness)、尖锐度(Sharpness)、粗糙度(Roughness)和抖动度(Fluctuation Strength)四个参数对牵引电机噪声进行声品质评价。响度计算采用国际标准 ISO 532(2017)规定的 Moore-Glasberg 法, 可用于计算双声道响度; 尖锐度计算采用德国标准 DIN45692 中的计算方法, 默认使用 Zwicker 响度进行尖锐度计算; 抖动度和粗糙度是由噪声信号在时域上的调制引起的, 没有统一的计算

标准，分别选择 Aures 方法和 Fastl 的方法计算<sup>[8]</sup>。

通过测试分析，电机周围位置 1-4 的响度随转速变化曲线如图 2 所示。从图中可以看出，传动端位置 1 和位置 4 的响度值比较接近，非传动端位置 2 和位置 3 的响度值比较接近；在转速 3000 r/min 及以上时，靠近非传动端的位置 2 和位置 3 的响度较低，与另外一侧传动端位置 1 和位置 4 的响度相比，差值在 5-10 sone 左右。

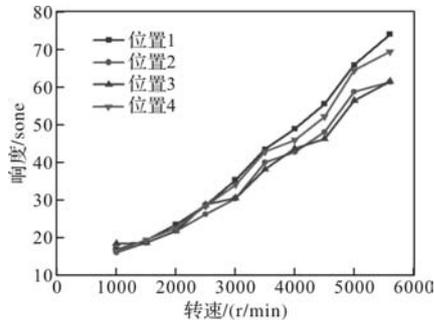


图 2 各测点响度随转速变化曲线

电机周围位置 1-4 的尖锐度随转速变化曲线如图 3 所示。

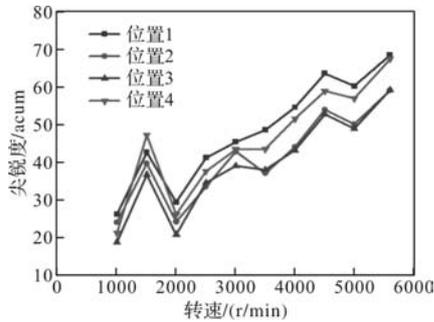


图 3 各测点尖锐度随转速变化曲线

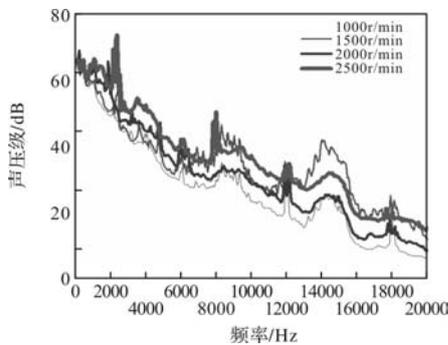


图 4 电机位置 1 处不同转速下频谱曲线

变化趋势及各测量位置相对大小与响度变化情况基本一致，但有一点不同，即电机转速在 1500 r/min 处的噪声尖锐度要大于 2000 r/min 和 2500 r/min，尖锐度并不是随电机转速增加而单调上升。通过对比各转速下位置 1 处的频谱(图 4)发现：1500 r/min 的噪声频谱曲线在中高频(6000 Hz 以上)超过了 2000 r/min 和 2500 r/min，而高频噪声对尖锐度影响较大，

因此电机噪声尖锐度在转速 1500 r/min 时出现峰值。

电机周围位置 1-4 的粗糙度随转速变化曲线如图 5 所示。四个位置处的粗糙度随转速的变化规律基本一致，在转速 3500 r/min 以下粗糙度较大，超过 3500 r/min 粗糙度明显降低且趋于平缓。

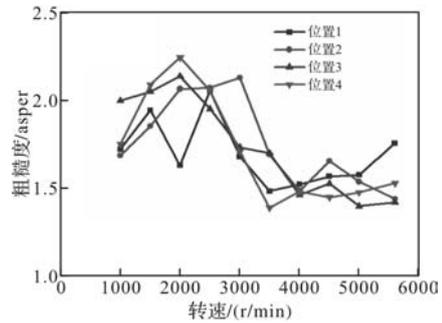


图 5 各测点粗糙度随转速变化曲线

电机周围位置 1-4 的抖动度随转速变化曲线如图 6 所示。四个位置处的抖动度随转速的变化规律基本一致，随着转速增大，抖动度略有降低。

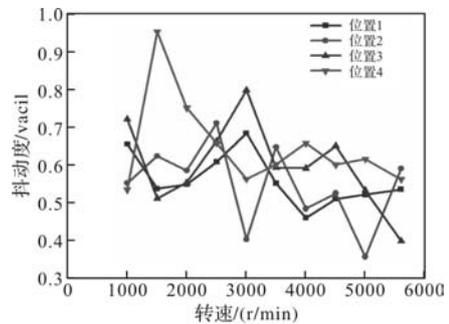


图 6 各测点抖动度随转速变化曲线

### 2.2 主观评价结果

听审测试完成后，对 30 名受试者的主观评分进行统计分析，利用箱线图方法剔除异常值，箱线图如图 7 所示。

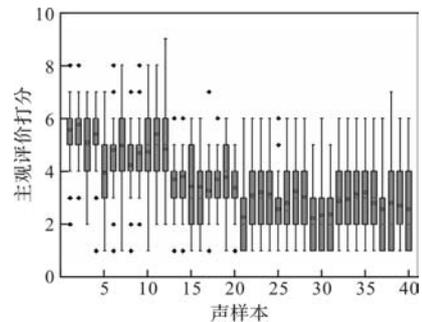


图 7 主观评分结果箱线图分析

剔除异常值后计算每个声样本的主观评分平均值，不同位置处主观评分随转速的变化如图 8 所示。电机声品质主观打分在 2-6 分之间，高转速下声品质存在较大的提升空间。

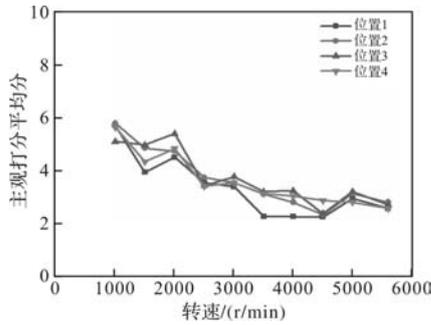


图 8 主观评分结果

### 3 声品质预测模型

#### 3.1 多元线性回归

为建立牵引电机声品质多元线性回归模型，先对电机声样本的平均评分与客观声品质参数(响度，尖锐度，粗糙度，抖动度)分别进行 Spearman 相关性分析和显著性检验，结果如表 3 所示。

可以看出主观评价结果与响度和尖锐度的相关性最高，与粗糙度相关性次之，与抖动度相关性较低，在 0.4 以下，而且抖动度的显著性检验 P 值相对较大。因此，进行多元线性拟合时剔除抖动度，保留响度、尖锐度和粗糙度。

表 3 Spearman 相关性分析和显著性检验

变量	相关系数	显著性检验 P 值
响度	-0.8954	6.87E-15
尖锐度	-0.8666	5.29E-13
粗糙度	0.6608	3.53E-06
抖动度	0.3346	3.65E-2

拟合结果为

$$Q = -0.018 * L - 2.195 * S + 0.208 * R + 7.583 \quad (1)$$

式中， $Q$  为主观评分， $L$  为响度， $S$  为尖锐度， $R$  为粗糙度。该模型决定系数为 0.748，40 个声样本预测值与实际值的均方根误差为 0.518，预测结果与实际主观评分对比如图 9 所示。

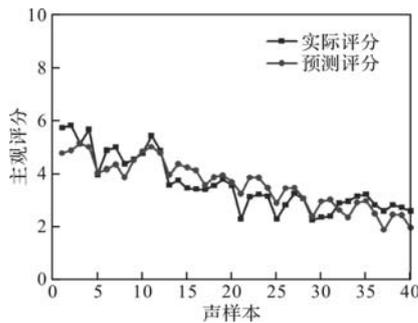


图 9 预测值与实际值比较(多元线性回归)

#### 3.2 代理模型法

代理模型是借助数理学科中的拟合方法和插值

方法建立样本点输入变量与响应值的函数关系，形成与原始模型匹配的高准确度模型<sup>[14]</sup>。常用的代理模型包括 Kriging、径向基函数、多项式回归响应面、神经网络等以及多个单独代理模型构成的集成代理模型<sup>[15]</sup>。为获得合适代理模型，采用 ANSYS 软件中的“Response Surface”模块开展研究，代理模型算法选择“Genetic Aggregation”，该算法将多种单一代理模型进行加权组合，即集成代理模型：

$$\hat{y}_a(x) = \sum_{i=1}^{n_m} w_i \cdot \hat{y}_i(x) \quad (2)$$

式中， $\hat{y}_a(x)$  为集成代理模型预测值， $n_m$  为单一代理模型个数， $w_i$  为第  $i$  个代理模型的加权因子，且满足式(3)， $\hat{y}_i(x)$  为第  $i$  个代理模型预测值。

$$\sum_{i=1}^{n_m} w_i = 1, w_i \geq 0 \quad (3)$$

针对 40 组声品质客观参数及主观评价数据，包括 3 个输入变量(响度、尖锐度和粗糙度)和 1 个输出变量建立集成代理模型，牵引电机声品质评分预测与试验结果对比如图 10 所示，模型决定系数为 0.981，均方根误差 0.142，表明代理模型在已有样本点上的拟合情况较好。

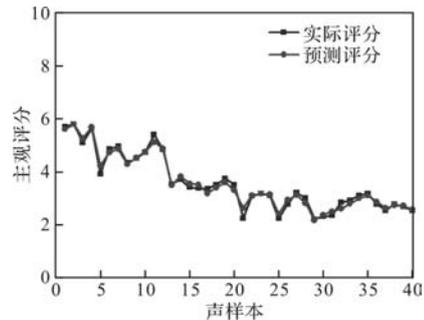


图 10 预测值与实际值比较(代理模型)

该模块默认使用 10 折交叉验证，经过交叉验证计算，其决定系数为 0.974，均方根误差为 0.271，可靠性较高。相比于多元线性回归法，采用集成代理模型进行声品质预测，精度及可靠性更高。

### 4 结 语

本文对一款牵引电机空载下的噪声声品质预测模型进行研究，采用多元线性回归法和代理模型法基于噪声声品质客观参数和主观评价分别建立了电机噪声声品质预测模型。主要结论如下：

- (1)随着电机转速上升，电机噪声的响度和尖锐度逐渐增加，粗糙度和抖动度略有降低；
- (2)该款牵引电机声品质评分在 2 - 6 分以内，高转速下声品质存在较大的提升空间；

(3)通过 Spearman 相关性分析,电机噪声声品质与响度、尖锐度和粗糙度相关性较强,与抖动度相关性较低。

(4)采用多元线性回归法和代理模型法分别建立了声品质预测模型,相比起来代理模型法预测效果较好,可靠性高。决定系数为0.981,均方根误差为0.142。

在电机设计阶段,基于该模型开展电机噪声优化设计时(比如优化定转子槽型降低电磁噪声、优化电机风路改善气动噪声),不仅可以评估电机声功率级大小还可评估电机主观声品质,从而提高电机的声舒适度。

### 参考文献

[1] 蒋孝文,彭宣霖,李华,等. 基于控制策略的牵引系统电磁噪声优化[J]. 噪声与振动控制, 2023, 43(4): 181-186.

[2] 刘东浩,张小平,郭宇轩,等. 基于内切圆弧的交流牵引电机齿肩削角降噪方法[J]. 电工技术学报, 2021, 36(6): 1259-1268.

[3] 李奎,罗英露,彭俊. 地铁永磁牵引电机冷却风扇性能与气动噪声研究[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(2): 13-19.

[4] 郑国丽,申政,崔可,等. 自扇冷式牵引电机风扇性能优化[J]. 电机与控制应用, 2021, 48(8): 63-66, 89.

[5] Wang Z, Li P, Liu H, et al. Objective Sound Quality Evaluation for the Vehicle Interior Noise Based on Responses of the Basilar Membrane in the Human Ear[J]. Applied Acoustics, 2021: 172.

[6] 邱子桢,陈勇,康洋,等. 电动汽车驱动永磁同步电机声品质预测研究[J]. 噪声与振动控制, 2020, 40(2): 146-151.

[7] 刘哲,高云凯,解馥荣. 电动汽车关门声品质预测模型研究[J]. 汽车工程, 2021, 43(12): 1858-1864.

[8] 贾尚帅,潘德阔,阮沛霖,等. 利用卷积网络的高速列车主观声品质预测[J]. 应用声学, 2022, 41(4): 646-653.

[9] Qian K, Hou Z, Sun Q, et al. Evaluation and Optimization of Sound Quality in High-speed Trains[J]. Applied Acoustics, 2021, 174: 107830.

[10] Moravec M, Izarikova G, Liptai P, et al. Development of Psychoacoustic Model Based on the Correlation of the Subjective and Objective Sound Quality Assessment of Automatic Washing Machines[J]. Applied Acoustics, 2018, 140: 178-182.

[11] Loreto S D, Serpilli F, Lori V, et al. Sound Quality Evaluation of Kitchen Hoods[J]. Applied Acoustics, 2020, 168: 107415.

[12] Huang Y, Zheng QJ. Sound Quality Modelling of Hairdryer Noise[J]. Applied acoustics, 2022, 197: 108904

[13] 苏丽俐. 车内声品质主客观评价与控制方法研究[D]. 吉林: 吉林大学, 2012.

[14] 黄莉,梁云,黄辉,等. 基于代理模型的电力电缆温度场快速计算方法及其应用[J/OL]. 中国电力, <https://link.cnki.net/urlid/11.3265.TM.20240109.1140.006>.

[15] 张志华. 基于代理模型的复杂化工过程优化方法研究[D]. 辽宁: 辽宁科技大学, 2023.

## 《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

国际刊号: ISSN 1001-6848

邮 箱: micromotors@vip.sina.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

电话: 029-84276641

# 异步牵引电机全速域转子磁场定向校正策略及应用

何 雄

(北京城建设计发展集团股份有限公司, 北京 100037)

**摘要:** 大功率异步牵引系统通常采用间接矢量控制, 磁场定向易受转子电阻影响, 且高速方波区采用标量控制。针对此问题, 提出了一种分段转子磁场定向校正方法, 即在非方波区采用不同坐标系下观测电磁转矩差异性去补偿转差频率; 在方波区采用基于  $q$  轴电流误差补偿转差频率。其中, 磁链观测采用 BPF(带通滤波器)电压模型法, 可消除采集电流直流偏置及初值误差。针对牵引控制系统双中断架构特点, 提出了一种通过定时器中断指令电压幅值及载波中断中实际电压角度重构电压的方法, 提高电压重构准确度的同时易于工程化实现。最后, 通过仿真和实验, 验证了该方法可对转子电阻变化引起的磁场定向偏差实现全速域定向校正。

**关键词:** 异步电机; 间接矢量控制; 磁链观测; 全速域; 转子磁场定向校正

中图分类号: TM922; V266; TM343 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2024)08-0061-05

## Strategy and Application of Rotor Field Orientation Correction for Asynchronous Traction Motors in the Full Speed Domain

HE Xiong

(Beijing Urban Construction Design and Development Group Co., LTD., Beijing 100037, China)

**Abstract:** High power asynchronous traction systems typically use indirect vector control, where field orientation is easily affected by rotor resistance, and scalar control was used in the high-speed square wave region. A segmented rotor field orientation correction method was proposed to address this issue. Compensating for slip frequency by observing electromagnetic torque differences in different coordinate systems in the non square wave region. The square wave region compensates for slip frequency based on  $q$ -axis current error. The flux observation adopted voltage model method with BPF, which could eliminate the DC bias and initial value error of the collected current. A method for rebuilding voltage through the amplitude of instruction voltage in timer interrupts and the actual voltage angle in carrier interrupts was proposed based on the characteristics of the dual interrupt architecture in traction control systems, which improved the accuracy of voltage reconstruction and was easy to implement in engineering. Finally, through simulation and experiments, it was verified that this method can achieve full speed domain correction for field orientation deviation caused by changes in rotor resistance.

**Key words:** asynchronous motor; indirect vector control; flux observation; full speed domain; rotor field orientation correction

## 0 引 言

间接矢量控制输出定子频率由电机转子频率和前馈计算的转差频率获得, 其结构简单、易于实现, 目前仍是异步牵引电机主流控制方法之一。该方法中磁场定向准确与否的关键在于转差频率的计算, 即对转子电阻依赖性较高。转子电阻受温度及趋肤效应影响, 很难提前预知。当计算转子电阻值与实

际值不一致时, 将导致计算的转差频率出现误差, 即转子磁场定向不准, 造成励磁、转矩电流不能完全解耦, 电机处于欠励磁或过励磁状态, 影响输出转矩精度及电机温升<sup>[1-4]</sup>。大功率牵引系统为了提高电压利用及降低开关频率, 在满电压后通常需进入方波调制。方波下无法进行电压调节, 电流调节器失去作用, 则通常采用标量控制, 即电流开环控制。

针对如何减小转子电阻变化对磁场定向偏差的影

收稿日期: 2024-02-22

作者简介: 何 雄(1981), 男, 高级工程师, 研究方向为轨道交通控制及运营。

响,国内外学者提出了状态观测器、Kalman 滤波、滑模观测器、 $q$  轴电流误差法及模型参考自适应<sup>[4-8]</sup>等多种方法,对转子电阻或转差频率进行补偿。对比不同方法,模型参考自适应的方法采用电机参数较少、实现简单、效果良好,更适合工程化应用。

文献[3-4]通过观测  $q$  轴转子磁链,建立了基于转子  $q$  轴磁链误差的磁场定向校正策略,但观测的精度易受转子侧参数的影响。文献[5]通过两个坐标系下电磁转矩来对转差频率实时校正,由于有电流闭环存在,只适用于中低速非方波区间。文献[6]改进了无功功率磁场定向校正,但无功功率计算需用到转子侧电机参数,同时辨识的精度也受到电机互感测定精度的影响。文献[7-8]采用了基于  $q$  轴电流误差的磁场定向校正策略,比较适用于方波工况。

上述方法参考模型都需要间接用到  $\alpha\beta$  坐标系下的电压  $u_\alpha、u_\beta$ 。由于牵引逆变器开关频率较低,通常采用双中断控制架构,即在中断频率较高的定时器中断中进行电压矢量计算,在周期可变的载波中断中完成开关角、周期值计算<sup>[9]</sup>。电压  $u_\alpha、u_\beta$  计算均位于定时器中断中,该电压的获取可通过指令电压得到,但由于死区及双中断模式下电压角度不同步的问题,指令值与实际值存在一定偏差;也可借助 FPGA 进行重构<sup>[10]</sup>,FPGA 执行速度快,根据电流方向及脉冲信号,可较准确重构电压,但实现较复杂。

为了实现全速域转子磁场准确定向,提高牵引系统控制性能,基于模型参考自适应方法思想,本文在非方波区采用不同坐标系下观测电磁转矩差异性去补偿转差频率的方法;在方波区采用基于  $q$  轴(转矩)电流误差补偿转差频率的方法,可以实时全速域校正转子磁场定向。针对采集电流直流偏置及初值误差问题,磁链观测采用 BPF(带通滤波器)电压模型法;针对双中断架构特点,提出了一种采用定时器中断中指令电压幅值及载波中断中实际电压角度重构电压的方法,提高电压重构准确度。最后,通过仿真和实验都验证了该方法可对转子电阻变化引起的磁场定向偏差进行实时有效校正。

# 1 定子磁链观测器设计

## 1.1 电压重构

电磁转矩观测关键在于定子磁链观测,电压重构准确性是定子磁链观测的关键。牵引逆变器电压等级高、电流大,IGBT 开通、关断延时较大,为了防止同一桥臂上下管直通,必须设置死区,即同一桥臂上、下管延时导通,则实际生成的三相脉冲与

理论存在一定误差。导致实际输出电压与指令电压存在偏差,输出电流畸变,低速转矩波动,同时为了磁链观测的准确性,因此有必要进行死区补偿。

平均电压法目的就是在失真电压基础上叠加幅值相同、方向相反的补偿电压,从而抵消死区影响,同时不会产生附加谐波<sup>[11]</sup>。该方法直接对指令电压  $u_\alpha、u_\beta$  进行补偿,补偿电压  $\Delta u_{s\alpha}、\Delta u_{s\beta}$  根据载波周期、死区时间、管压降及三相电流方向等计算得到。因此,采用补偿后电压  $u''_{s\alpha}、u''_{s\beta}$  计算脉冲开关角,死区作用后,实际产生的电压与指令一致,其中,  $u''_{sx} = u_{sx} + \Delta u_{sx}, x = \alpha, \beta$ 。

牵引逆变器开关频率较低,中高速区需采用同步调制确保输出电流的对称性,因此,通常采用双中断控制架构,即在中断频率较高的定时器中断中进行电压矢量计算,在周期可变的载波中断中完成三相开关角、周期值计算,如图 1 所示。

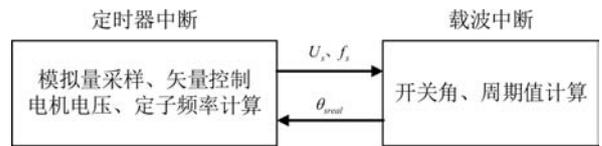


图 1 牵引逆变器双中断控制架构示意图

其中,采样、死区补偿及矢量控制等控制算法位于步长固定的定时器中断,开关角及周期值计算位于周期可变的载波中断,二者计算的电压角度处于频率不同的两个中断,这会导致电压的指令角度和实际发出的电压角度出现不一致,影响控制效果。因此,可加入相角调节器,消除二者之间角度差异,提高系统稳定性及动态响应能力<sup>[9]</sup>。具体为通过将定时器中断中指令电压角度  $\theta_s$  与载波中断得到的实际电压角度  $\theta_{real}$  比较,通过调节器得到频率补偿值,叠加到指令定子频率上得到调制用定子频率,使得两个中断电压角度一致。

因此,经死区补偿后,重构电压可由指令电压幅值及实际电压角度  $\theta_{real}$  计算得到,间接矢量控制及电压重构示意图如图 2 所示。

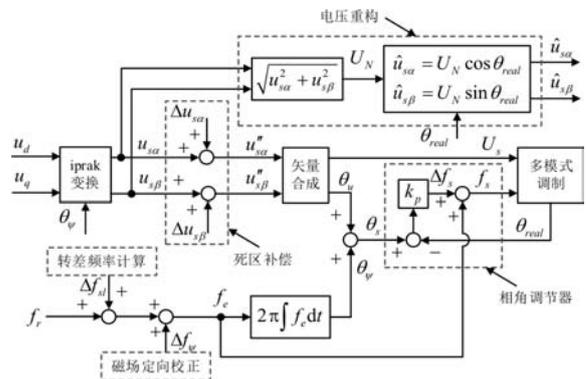


图 2 双中断架构下间接矢量控制及电压重构示意图

$\alpha\beta$  坐标系下重构电压可表示为

$$\begin{cases} \hat{u}_{s\alpha} = U_N \cos\theta_{real} \\ \hat{u}_{s\beta} = U_N \sin\theta_{real} \end{cases} \quad (1)$$

其中,  $U_N = \sqrt{u_{s\alpha}^2 + u_{s\beta}^2}$ , 为指令相电压幅值;  $\theta_{real}$  为载波中断实际电压角度。

## 1.2 电磁磁链观测

BPF 电压模型法克服了高通滤波器方法和低通滤波器方法二者的缺点, 不仅可以较准确的观测磁链, 也可有效滤除输入信号的直流分量, 同时具有高频噪声抑制能力<sup>[12-13]</sup>。

$\alpha\beta$  坐标系下磁链  $\psi_x$  与电压  $u_x$  可表示为

$$\psi_{sx} = \int (u_{sx} - i_{sx} R_s) dt = \int e_{sx} dt, \quad x = \alpha, \beta \quad (2)$$

式中,  $i_{sx}$ 、 $e_{sx}$  分别为  $\alpha\beta$  坐标系下定子电流、反电势,  $R_s$  为定子电阻。

则磁链与反电势相量关系可表示为

$$\psi_{sx} = e_{sx} \frac{1}{j\omega_e} \quad (3)$$

式中,  $\omega_e$  为定子电角频率。

反电势经过 BPF 后得到的磁链  $\psi'_{sx}$  与反电势  $e_{sx}$  关系可表示为

$$\psi'_{sx} = e_{sx} \frac{1}{j\omega_e + \omega_l j\omega_e + \omega_h} \quad (4)$$

式中,  $\omega_l = \lambda_l \omega_e$ 、 $\omega_h = \lambda_h \omega_e$  为低、高通滤波截止电角频率,  $\lambda_l$ 、 $\lambda_h$  为截止频率系数。通常情况下, 选取  $\lambda_l = 2\lambda_h$ ,  $\lambda_l$  取值范围在 0.2 ~ 0.3 效果较好<sup>[12]</sup>。

由于高、低通滤波会带来幅值及相位的改变, 需对初始得到的磁链  $\psi'_{sx}$  进行补偿。由式(3)和式(4)可得, 真实磁链  $\psi_{sx}$  与初始磁链  $\psi'_{sx}$  关系可表示为

$$\psi_{sx} = (1 - j\lambda_l)(1 - j\lambda_h)\psi'_{sx} \quad (5)$$

将上式展开为实部与虚部独立的形式:

$$\begin{cases} \psi_{s\alpha} = (1 - \lambda_l \lambda_h)\psi'_{s\alpha} - j(\lambda_l + \lambda_h)\psi'_{s\beta} \\ \psi_{s\beta} = (1 - \lambda_l \lambda_h)\psi'_{s\beta} - j(\lambda_l + \lambda_h)\psi'_{s\alpha} \end{cases} \quad (6)$$

由于  $\alpha$  轴磁链  $\psi_{s\alpha}$ 、 $\psi'_{s\alpha}$  分别超前  $\beta$  轴磁链  $\psi_{s\beta}$ 、 $\psi'_{s\beta}$   $\pi/2$ 。当磁链变化较慢时,  $\psi'_{s\alpha}$ 、 $\psi'_{s\beta}$  二者的幅值相同, 相位差  $\pi/2$ , 其关系可表示为

$$\begin{cases} \psi'_{s\alpha} = j\psi'_{s\beta} \\ \psi'_{s\beta} = -j\psi'_{s\alpha} \end{cases} \quad (7)$$

联立式(6)、(7), 经 BPF 后真实磁链  $\psi_{sx}$  与初始磁链  $\psi'_{sx}$  关系可修改为

$$\begin{cases} \psi_{s\alpha} = (1 - \lambda_l \lambda_h)\psi'_{s\alpha} + (\lambda_l + \lambda_h)\psi'_{s\beta} \\ \psi_{s\beta} = (1 - \lambda_l \lambda_h)\psi'_{s\beta} - (\lambda_l + \lambda_h)\psi'_{s\alpha} \end{cases} \quad (8)$$

则定子磁链观测原理可由图 3 表示。

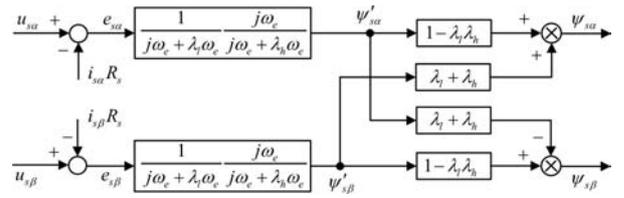


图 3 定子磁链观测原理框图

## 2 转子磁场定向校正

### 2.1 非方波区转子磁场定向校正

在  $\alpha\beta$  轴静止坐标系下, 异步牵引电机的电磁转矩可表示为

$$\hat{T}_{e-\alpha\beta} = 1.5 n_p (\psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \psi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (9)$$

式中,  $n_p$  为电机极对数,  $\psi_{s\alpha}$ 、 $\psi_{s\beta}$  分别为  $\alpha$ 、 $\beta$  轴定子磁链,  $i_{s\alpha}$ 、 $i_{s\beta}$  分别为  $\alpha$ 、 $\beta$  轴定子电流。 $\psi_{s\alpha}$ 、 $\psi_{s\beta}$  计算见上节, 通过重构电压及采集定子电流计算得到。

$\hat{T}_{e-\alpha\beta}$  计算与磁场定向无关, 即使定向偏差也可较准确计算实际转矩。

在  $dq$  轴旋转坐标系下, 异步牵引电机的电磁转矩可表示为

$$\hat{T}_{e-dq} = 1.5 n_p \frac{L_m^2}{L_r} i'_{sd} i'_{sq} \quad (10)$$

式中,  $L_m$  为电机互感,  $L_r$  为电机转子电感,  $i'_{sd}$ 、 $i'_{sq}$  分别为  $d$ 、 $q$  轴定子反馈电流。互感  $L_m$  随电机温度变化较小, 与磁链大小有关, 磁链与互感关系可通过惰行工况给定不同大小磁链离线测定。转子电感为电机互感与转子漏感之和, 转子漏感随温度变化较小。

反馈电流  $i'_{sd}$ 、 $i'_{sq}$  计算与磁场定向角度有关, 当磁场定向存在偏差时, 由于有电流闭环的存在, 虽反馈电流  $i'_{sd}$ 、 $i'_{sq}$  与指令电流  $i_{sd}$ 、 $i_{sq}$  一致, 且定子电流幅值相等, 但与实际电流不相同。因此,  $\hat{T}_{e-dq}$  计算与磁场定向有关。

当在轻载工况,  $i_{sd} > i_{sq}$ , 励磁电流  $i_{sd}$  对输出转矩的影响大于转矩电流  $i_{sq}$  对转矩的影响。但在实际重载运行中,  $i_{sd}$  仅为  $i_{sq}$  的 1/4 ~ 1/3, 转矩电流  $i_{sq}$  的大小对电机实际输出转矩影响较大<sup>[5]</sup>, 因此, 本文中磁场校正策略主要针对  $i_{sq} > i_{sd}$  工况。

当转子电阻偏大时, 磁场定向超前, 观测转矩偏大, 即  $\hat{T}_{e-dq} > \hat{T}_{e-\alpha\beta}$ ; 当转子电阻偏小时, 磁场定向滞后, 观测转矩偏小, 即  $\hat{T}_{e-dq} < \hat{T}_{e-\alpha\beta}$ 。

因此, 以  $\hat{T}_{e-\alpha\beta}$  为参考模型,  $\hat{T}_{e-dq}$  为可调模型, 利用两个坐标系下观测转矩偏差去补偿转差频率, 可实时校正定向角度, 使得  $\hat{T}_{e-dq} = \hat{T}_{e-\alpha\beta}$ , 如图 4 所示。

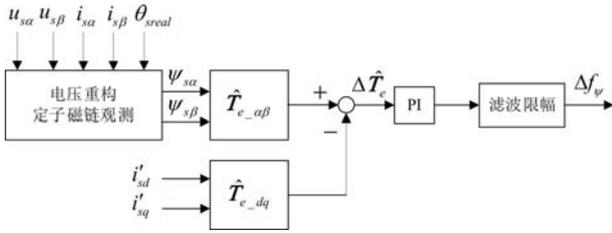


图4 基于电磁转矩磁场定向校正策略

### 2.2 方波区转子磁场定向校正

方波工况处于满电压，即输出电压恒等于0.78倍母线电压，因此采用电流开环控制，根据前馈电压计算指令电压值，同时方波区速度较高，此时定子电阻压降所占比例很小，可忽略，则d、q轴电压可写为

$$\begin{cases} u_{sd} \approx -\omega_e \sigma L_s i_{sq} \\ u_{sq} \approx \omega_e L_s i_{sd} \end{cases} \quad (11)$$

式中， $\omega_e$  为电角频率， $\sigma$  为漏感系数， $L_s$  为定子电感， $i_{sd}$ 、 $i_{sq}$  分别为d、q轴定子指令电流。

在方波工况下，当计算转子电阻与实际不一致时，虽电机的电压矢量幅值相同，但实际d、q轴电压分量由于磁场定向不同而给定不准<sup>[7-8]</sup>，进而导致实际电流无法准确跟随给定值。

在牵引工况下，转矩电流  $i_{sq} > 0$ ，当转子电阻偏大时，磁场定向超前，实际d轴电压  $u'_{sd}$  小于指令值  $u_{sd}$ ，由式(11)可知，q轴电流反馈值  $i'_{sq}$  大于指令值  $i_{sq}$ ；当转子电阻偏小时，磁场定向滞后，实际d轴电压  $u'_{sd}$  大于指令值  $u_{sd}$ ，q轴电流反馈值  $i'_{sq}$  小于指令值  $i_{sq}$ ；制动工况现象同牵引工况。则磁场定向情况与q轴电流关系如式(12)所示。

$$\begin{cases} i_{sq} > i'_{sq}, \text{磁场定向超前} \\ i_{sq} < i'_{sq}, \text{磁场定向滞后} \end{cases} \quad (12)$$

因此，根据q轴(转矩)电流指令值  $i_{sq}$  与反馈值  $i'_{sq}$  偏差去补偿转差频率，可实时校正方波区定向角度，使得实际转矩等于指令值，如图5所示。

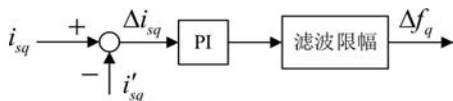


图5 基于q轴电流误差的磁场定向校正策略

## 3 仿真及实验验证

### 3.1 仿真验证

为了验证全速域转子磁场定向校正策略的可行性，采用 Matlab/Simulink 搭建牵引逆变器仿真模型，牵引电机为2对极异步电机，仿真及实验相关参数

如表1所示。

表1 仿真及实验参数

参数	参数值	参数	参数值
母线电压 $u_{dc}/V$	1500	激磁电感 $L_m/H$	0.0213
支撑电容 $C/F$	0.004	转子电阻 $R_r/\Omega$	0.0585
电感 $L/H$	0.005	定子电阻 $R_s/\Omega$	0.0823
最高开关频率 $f_s/Hz$	600	额定功率 $P/kW$	190

采用本文所述电压重构、磁链观测方法进行定子磁链仿真对比，定子  $\alpha\beta$  轴观测磁链与 Simulink 自带模型计算磁链对比如图6所示。

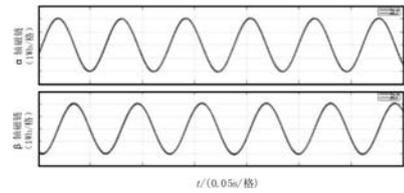


图6 磁链观测仿真对比图

由上图可知， $\alpha\beta$  轴观测磁链与 Simulink 自带模型计算磁链基本一致，证明本文所述电压重构、磁链观测方法实用可行。

在非方波区，电机在40 Hz定速，在线增大1.3倍、减小1.3倍计算转子电阻值，由于计算转子电阻与实际转子电阻不一致，磁场定向偏离，不同坐标系下观测电磁转矩产生偏差，通过转矩偏差补偿转差频率，电磁转矩偏差逐渐减小至0附近，实现磁场定向校正，如图7所示。

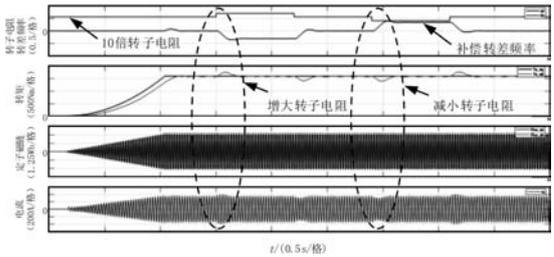


图7 非方波区改变转子电阻仿真波形

在方波区，电机在100 Hz定速，同样在线增大1.3倍、减小1.3倍计算转子电阻值，由于计算转子电阻与实际转子电阻不一致，磁场定向偏离，给定与反馈转矩电流产生偏差，通过电流偏差补偿转差频率，转矩电流以及电磁转矩偏差均逐渐减小至0附近，实现磁场定向校正，如图8所示。

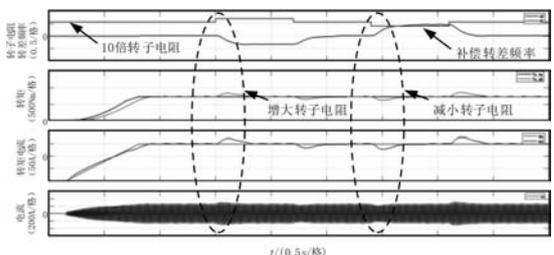


图8 方波区改变转子电阻仿真波形

### 3.2 实验验证

基于以上分析和仿真结果，在某型地铁平台上进行了相关实验验证。采用能馈系统供电，网压波动范围为 1450 V ~ 1750 V。陪试电机定速拖住主试电机，通过上位机在线强制改变主试电机计算转子电阻值，非方波区、方波区转子磁场定向校正实验波形如图 9 和图 10 所示。

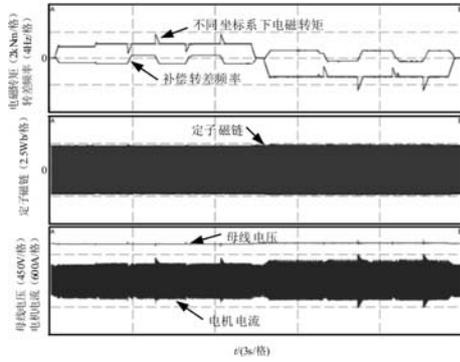


图 9 非方波区改变转子电阻实验波形

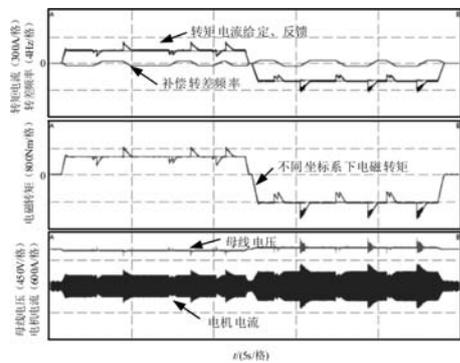


图 10 方波区改变转子电阻实验波形

由上图可知，在非方波区、方波区改变计算转子电阻后，计算转子电阻与实际转子电阻不一致，磁场定向偏离，电磁转矩、转矩电流产生偏差，通过偏差补偿转差频率，电磁转矩、转矩电流偏差逐渐减小至 0 附近，实现磁场定向校正。

图 11 为全速域牵引/制动工况下扫频实验波形，整个过程，通过实时调节转差频率校正磁场定向，观测转矩与给定转矩始终保持一致。

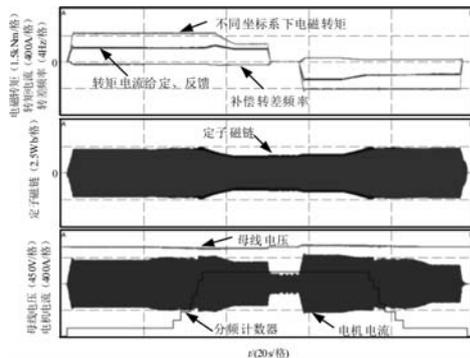


图 11 全速域牵引/制动扫频实验波形

综上所述，通过仿真和实验结果，验证了本文采用的全速域转子磁场定向校正策略的有效性和实用性。

## 4 结 语

本文基于模型参考自适应方法思想，在非方波区采用不同坐标系下观测电磁转矩差异性去补偿转差频率的方法；在方波区采用基于  $q$  轴电流误差补偿转差频率的方法，该方法在重载下适用性较强，不适用于轻载<sup>[5-7]</sup>。对于牵引逆变器双中断控制架构，磁链观测采用 BPF(带通滤波器)电压模型法，虽然该方法对于频率突变的阶跃工况有一定滞后性，但牵引系统通常不会出现频率突变工况，且考虑冲击率牵引/制动力给定需按照斜率执行，因此，该问题在牵引系统中可忽略。最后通过仿真及实验验证，证明了所选方法实用可行实现了全速域校正转子磁场定向，提高了输出转矩精确性，对于地铁、高铁等大功率异步牵引系统有一定工程借鉴意义。

## 参考文献

- [1] 燕俊峰, 王晓琳, 廖启新. 转子时间常数对异步电机转矩电流比的影响分析[J]. 电气传动, 2014, 44(12): 12-15.
- [2] 王高林, 杨荣峰, 张家皖, 等. 一种感应电机转子时间常数 MRAS 的在线辨识方法[J]. 电工技术学报, 2012, 27(4): 48-50.
- [3] 孙大南, 刘志刚, 游小杰, 等. 牵引电机矢量控制转子磁场准确定向实时校正策略[J]. 电工技术学报, 2011, 26(9): 116-122.
- [4] 樊扬, 瞿文龙, 陆海峰, 等. 基于转子磁链  $q$  轴分量的异步电机间接矢量控制转差频率校正[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(9): 34-35.
- [5] 燕俊峰, 王晓琳, 廖启新. 一种利用转矩观测矫正异步电机转子磁场定向的方法[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(17): 4517-4520.
- [6] 郭磊磊, 张兴, 杨淑英, 等. 一种改进的异步电机转子磁场定向校正算法[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(24): 127-130.
- [7] 周明磊, 游小杰, 王琛琛. 方波工况下基于  $q$  轴电流误差的异步电机转子磁场定向误差校正策略[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(33): 98-101.
- [8] 周明磊, 游小杰, 王琛琛. 电力机车牵引电机在方波下的控制策略[J]. 电工技术学报, 2013, 28(11): 155-161.
- [9] 汪志. 基于 CRH5 型动车组国产化 TCU 的牵引电机高速区运行控制研究[D], 北京: 北京交通大学, 2016: 14-16.
- [10] 孙先瑞, 刁乃哲, 赵青青, 等. 一种基于 FPGA 的短时域积分电压重构方法[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(9): 3398-3405.
- [11] 张冀, 徐科军. 矢量控制电动执行器死区补偿新方法[J]. 电子测量与仪器学报, 2015, 29(2): 272-277.

(下转第 69 页)

# 铁心材料的选用对电动机性能的影响

王爱仙, 吴振东

(江苏超力电器有限公司, 江苏 丹阳 212321)

**摘要:** 铁心材料的选用对电动机的性能有着重要的影响。不同铁心材料如硅钢片、非晶合金或铝合金等对电动机效率、功率输出、稳定性的影响很大。硅钢片因其高磁导率和低损耗在大多数情况下提供了最佳的能效比, 非晶合金在特定条件下展现出优异的性能, 铝合金则提供了良好的温升控制和较低的噪音水平, 但其总效率相对较低。文章探讨了不同材料对电机的各项性能有所影响。根据研究结果提出了针对特定应用场合优化铁心材料选择的策略。为电动机设计提供了理论依据, 也为未来电动机的材料创新和性能优化提供了新的方向。

**关键词:** 铁心材料; 性能; 影响

中图分类号: TM304

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2024)08-0066-04

## Influence of Selection of Iron Core Materials on Performance of Electric Motors

WANG Aixian, WU Zhendong

(Jiangsu Chaoli Electric Appliance Co., LTD., Danyang Jiangsu 212321, China)

**Abstract:** The selection of core material has an important influence on the performance of electric motor. Different core materials such as silicon steel sheet, amorphous alloy or aluminum alloy have a great impact on the efficiency, power output and stability of the motor. Silicon steel sheets provide the best energy efficiency ratio in most cases due to their high permeability and low loss. However, the amorphous alloys show excellent properties under specific conditions. Aluminum alloys provide good temperature rise control and lower noise levels, but the overall efficiency is relatively low. This paper discussed the influence of different materials on the performance of the motor. According to the results, proposed to optimize the selection of core materials for specific applications. It provides a theoretical basis for motor design, and also provides a new direction for motor material innovation and performance optimization in the future.

**Key words:** core material; performance; influence

## 0 引言

铁心是电动机中用于传递电磁能量的关键部件之一, 其主要作用是增强电磁场、减小电阻、提高导电性能、调节电流等。铁心在电子电路中的主要作用是提供磁路, 使得电能可以经过线圈(绕在铁心上的金属导线), 产生磁场, 实现电能和磁能之间的相互转换。定子铁心材料的选择直接关系到电动机的性能<sup>[1]</sup>。常见的定子铁心材料主要有硅钢片和铸铁。硅钢片是一种冷轧电工钢, 由铁、硅、碳以及其它添加元素组成, 其具有高磁导率、低磁滞损耗和低涡流损耗等特点。铁心能够集中和增强磁场, 使得线圈中的磁场强度得以放大。这对于某些应用,

如变压器和电感器来说尤为重要, 因为它们需要通过改变磁感应强度来调节电压和电流。其次, 由于铁心对磁场有较高的导磁性, 相对空气或其它非磁性材料而言, 它的能量损耗较小。因此, 铁心可以降低绕在上面的线圈的电阻和磁阻, 提高电路的效率。在电动机运行过程中, 由于定子铁心处于强磁场中, 导致定子铁心中产生涡流, 涡流会形成磁场能量的损耗, 从而降低电动机的效率。硅钢片通常采用薄片状的结构, 并在表面进行特殊的处理, 以提高其表面电阻率。这样做的目的是减小涡流的环路面积, 从而降低涡流损耗。

不同牌号、不同厚度硅钢片的性能水平是不一样的, 适用场合也截然不同。在电机设计及生产过

收稿日期: 2024-02-28

作者简介: 王爱仙(1974), 女, 本科, 高级工程师, 研究方向为汽车用电机设计与制造。

程中, 硅钢片的选择至关重要。如果在选在铁心材料时有不当, 一方面会影响到电机的性能不符合要求; 另一方面将无法充分利用特定的硅钢片特性, 不利于提高产品性能设计指标, 导致方案优化的设计目标无法实现。文章将从铁心材料的各种特性、铁心材料的损耗及通过灵活运用铁心材料的优点来提高电动机的性能等方面进行研究。

## 1 种类和性能要求

电动机中使用的磁性材料包括励磁源永久磁铁, 以及用于电枢铁心和磁轭的材料电磁钢板等软磁材料<sup>[2]</sup>。表 1 列出了主要的铁心材料。表中, ⊙表示一般商用机器; ○表示特定商用机器; △表示特殊机器, 试验机器; X 表示几乎不使用。在电动机中, 铁心的主要作用是: 产生励磁磁通, 并且这些

励磁磁与电枢绕组相互感应; 电枢线圈的交链磁通快速变化; 产生、传递、保持推力(机械强度、铁心刚性); 将产生的热量散发出去; 抑制磁通的泄漏。铁心材料必须具有以上这些作用。

为了实现电动机的小型高输出功率化, 要求电枢铁心和磁轭都必须是能够在高磁通密度下使用的铁心材料。另外, 减小转子与定子间的间隙, 以及确定间隙的形状都是非常重要的, 还力求使铁心材料具有良好的可加工性(尺寸精度等)。类似在驱动 CD 的激光拾音头的传动机构等要求复杂形状的情况下, 有时也用粉末冶金法(粉末烧结材料)或铸造法(石蜡铸造法等)直接制造出最终的铁心形状。而且为了提高输出功率就必须要实现高转速化, 电枢铁心必须采用可用于高频的铁心材料<sup>[3]</sup>。

表 1 具有代表性的电动机用铁心材料

种类	饱和磁化(强度)/T	形状	在电动机上的主要用途
Co - Fe - V	2.3	板, 块	△超小形轻量电动机用(高价格)
2% Ni - Fe	2.17	块	○励磁轭铁
Fe	2.15	块	⊙励磁轭铁 * 失腊法铸造材料
电磁钢板	2.1 ~ 2.0	板	⊙小型电动机的电枢铁心
6.5% Si - Fe	1.8	板	⊙工频, 低铁损铁心
粉末烧结 Fe	1.5 ~ 2	块	△高频用, 高电阻铁心(低加工性)
Fe - Cr 合金	1.3 ~ 1.8	板, 块	○任意形状轭铁
非晶态材料	1.6	薄带	高电阻铁心
坡莫合金(PC)	0.8	板	X 高磁导率, 低磁滞损耗铁心(低机械刚性)
			○高磁导率, 低磁滞损耗铁心, (高价格)

另外, 由于磁轭是在相对驱动频率的同步状态下或者滑差状态下被励磁, 所以除了后文讲述的时间域的高次谐波或者空间域高次谐波之外, 不会出现电枢那样的高频特性问题。实现高输出功率化(高磁通度、大电流)使得铁心的损耗(铁损)及绕组的损耗(铜损)增加, 引起温度上升, 所以要求铁心材料要有能抑制温度上升的散热性(热传导性)。电动机产生的驱动力一般是通过铁心传递到旋转轴上, 因此还要求铁心或铁心材料有一定的机械强度。为了降低噪声和振动, 还要求铁心有较强的刚性。此外, 如果电动机高速转动, 转子必须有能承受离心力的机械强度, 因而还需要铁心材料具有较高的机械强度。为了实现高输出功率化, 必须提高铁心的磁通密度, 于是漏磁也会成为问题, 因此还要求铁心具有抑制磁通泄漏的能力。

合适地选择铁心材料, 可以提高电动机的性能, 否则就会产生许多问题: 产生铁损, 影响到电动机的效率和输出功率的上限; 需要增加额外励磁电流;

铁心使用条件(加工及固定等)极大地影响铁心的性能; 铁心磁特性的非线性、磁饱和和决定着电动机的控制性能; 必须充分考虑与使用环境的相适应性(如抗腐蚀性、耐热性等)。

## 2 各种特性

### 2.1 铁心材料的饱和磁化及磁导率

铁心材料所使用的磁通密度取决于饱和磁化点和磁导率<sup>[4]</sup>。饱和磁化点  $B_s$  取决于表 1 中所列举的铁心材料。磁导率在容易磁化的方向上较高, 在电磁钢板的多晶体结构中, 则是由集合组织(即沿着容易磁化的方向的分布)所决定, 而且材质的物理常数(磁各向异性常数  $K$ 、磁滞伸缩系数  $\lambda$ )、材质内的磁性不均匀分布(晶粒边界、缺陷等)或畸变都会造成导率的下降。虽然坡莫合金是  $K$  和  $\lambda$  都等于零的高磁导率材料, 但是它的  $B_s$  值低。在电磁钢板中, 易磁化的方向与压延方向一致的电磁钢板的磁导率高  $<100>$ , 而在无取向性的电磁钢板中, 高硅钢具

有  $K$  和  $\lambda$  较小的倾向，其中的高级品（如 50H230 等）或 6.5% Si 的硅钢片的磁导率也很高。

### 2.2 铁心材料的铁损

铁心的损耗即铁损，可以分为磁通密度  $B$  随时间变化引起的感应涡流损耗  $W_e$  和  $B$  的充磁过程产生的磁滞损耗  $W_h$  [5]。涡流损耗主要由  $B$ 、 $f$  和铁心原材料的板厚  $d$ (m)、电阻率  $\rho_{Fe}$ ( $\Omega \cdot m$ ) 所决定，用下式的经典理论值的  $k$  倍来表示，即使磁饱和区附近的磁通波形发生畸变，其有效电压的磁通密度  $B_{ve}$  如式(1)所示。

$$W_e = k \frac{(\pi f B_{ve}^2 d)^2}{6 \rho_{Fe}}, B_{ve} = \left\{ 2 \int \left( \frac{dB}{dt} \right) 2dt \right\} 0.5 / \pi f \quad (1)$$

因此，为了减少涡流损耗，要使用表 2 所示的高电阻率的薄钢板。在 PM 型步进电动机中的齿极型铁心上，由于在钢板面穿过垂直的磁通，因此钢板自身的电阻率是很重要的，一部分电动机使用了电阻率高于电磁钢板并且加工性能良好的铁铬合金。由于电磁厚钢板、块状铁心和粉末烧结铁心等容易流过涡流电流，所以在交流磁场情况下应用的电机中，不宜采用这类铁心。

表 2 无取向电磁钢板的典型特性

电磁钢板	板厚/mm	电阻率/( $\mu\Omega \cdot cm$ )	$B_8/T$	$B_{50}/T$	$P_{5/50}/(W/kg)$	$P_{5/1000}/(W/kg)$	$P_{10/400}/(W/kg)$
薄型	0.10	52	1.58			8.1	8.5
	0.15	52	1.58			9.6	9.8
电磁钢板	0.20	54	1.44			13.6	12.5
	0.10	82	1.25			6.0	7.5
6.5% Si	0.20	82	1.27			8.4	8.1

注： $B_8$ 即为在 800 A/m 条件下的磁通密度， $P_{15/50}$ 即为 1.5 T，50 Hz 条件下的铁损。6.5% Si 为高硅电工钢作为一种磁性能十分出色的铁磁性材料，能够实现电磁设备的低能耗化、轻量化及高效性。

可以用最大通密度  $B_M$  和表示材质条件或应力畸变的影响的参数  $k_h$  来表示磁滞损耗  $W_h$  的大小。材质的物理常数  $k_h$ ，随着材质内的磁分布不均匀或畸变而增加。在无取向性电磁钢板中，1 T 以下时的指数  $m$  约为 1.6，1.3 T 以上时的指数  $m$  约为 2。

$$W_h = k_h f B_M^m \quad (m = 1.5 \sim 2.5) \quad (2)$$

为降低磁滞损耗，电磁钢板要使用高硅、大晶粒的高级品。磁滞损耗极低的材料有坡莫合金，通常用于钟表的步进电动机上。在分割铁心的情况下，有方向性的电磁钢板也是适用的。

### 2.3 铁心材料的最佳选择

在铁心材料是电磁钢板的情况下，由于高硅钢板等低铁损钢板降低了饱和磁感应强度，所以电动机的低铁损和高输出功率就成为互相对立的要求 [6]。但是，在要求小型高功率的情况下，却要求铁心材料既是高磁通密度，又是低铁损。另外，高硅钢材料的热导率较低，散热性不好，加工也有难度。对于这些要求，现将电磁钢板的材质主要指标和特性要求，归纳成为表 3。如表 3 所示，满足所有最高性能要求的铁心材料是没有的，所以选择合理的电磁钢板材料尤为重要。

表 3 无取向电磁钢板的材质条件和特性要求

材料因素	饱和磁化	磁导率	磁滞损耗	涡流损耗	热传导	加工性	机械强度
硅	低硅	(高硅)	(高硅)	(高硅)	(高硅)	最佳值	(高硅)
板厚		(厚)	(厚)	薄	(厚)	(薄)	
结晶粒径		大粒径	大粒径	小粒径		小粒径	小粒径
集合组织		<100>	<100>				<111>
表面复膜		(要)	(要)	要		要	

( )内表示的是提高电动机性能的最低要求条件。

### 2.4 特殊电磁钢板

为了提高电动机的性能，对于铁心材质的特性，除了对磁通密度和铁损有严格的要求之外，还要求具有较高的机械强度及耐恶劣环境的性能。而作为电磁钢板，则有屈服点在 570 N/mm<sup>2</sup>以上的高张力

电磁钢板和耐锈蚀的电磁钢板。另外，为了降低噪声和振动，还要求铁心有较高的刚性，所以也有采用附膜电磁钢板制成一体化的叠积铁心。

### 3 铁心性能与铁心材料材质特性的关系

必须认识到,实际的电动机与用铁心材料的材质特性解析、预测的电动机的性能是大不相同的。一般情况下,实际电动机的性能与解析值相比,往往是实际的功率低、铁损增大。究其原因,主要是在电动机的内部,铁心材料的使用条件与铁心材料材质的评价条件(均一正弦波、交变、无应力、室温等)大不相同的缘故(见图1)。在电动机的铁心或铁心材料材质的使用条件中,必须考虑励磁条件和结构条件。励磁条件与电动机的驱动方法有关,结构条件与电动机的构造、铁心的形状、加工方法和固定有关。在前者的励磁条件中,在对感应电动机实施矢量控制时,如果控制铁心磁通恒定,则磁通密度是一定的。而在使用一般的驱动方法时,磁通密度、频率都是变化的。另外,在使用 PWM 方式等的开关控制的情况下,叠加有时域的高次谐波,铁损也会增加。对于后者的结构条件,由于铁心的固定而使磁导率降到几分之一,由于铁心材料的冲片而使小型电动机用的铁心的铁损增加 30%,这些情况并不少见,有时由于加到铁心上的应力分布不均匀,甚至使铁损增至两倍以上。而且,在空隙处的空间,高次谐波会产生转子表面的损耗。因此,必须使用考虑到铁心的励磁条件、结构条件建立的模型,进行电动机的解析。

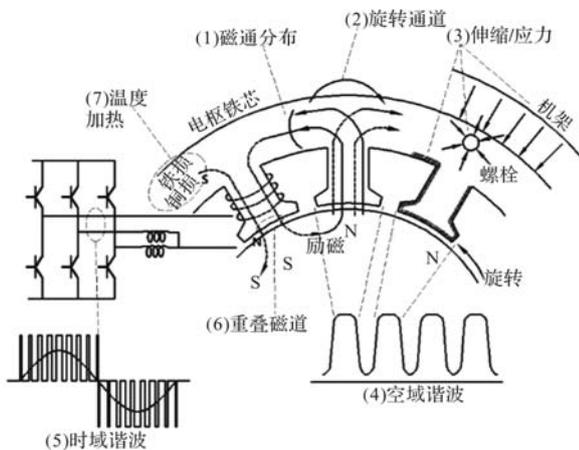


图1 电动机铁心的使用条件

### 4 通过铁心材料的活用提高电动机的性能

为了提高电动机的性能,必须提高铁心材料的性能,而能够全面满足特性要求的铁心材料是没有的,因此,铁心材料的最佳选择就变得格外重要。但是,铁心性能是由铁心材料材质特性及其使用条件(铁心的构造、固定方法、控制方法等)决定的,所以必须仔细研究铁心的使用条件。今后,熟知铁心材料的特性,针对电动机的最终用途、控制方法、电动机种类,灵活运用材料的特性,将是非常重要的。同时,确立电动机的铁损评价方法,正确地评价铁心和铁心材料,在实现电动机的高性能化方面,也是非常必要的。

### 5 结论

文章指出铁心材料的选择是决定电动机性能的关键因素之一。不同的材料特性如磁导率、电阻率、磁滞损耗和涡流损耗等,都会直接影响电动机的效率、功率输出、稳定性。经过比较,硅钢片因其高磁导率、低磁滞损耗以及涡流损耗,能提供最佳的能效比和功率输出。根据电动机的具体工作条件和应用场景选择最合适的铁心材料的重要性,并且通过优化设计可以进一步提升电动机的整体性能。通过分析对比,为电动机设计工程师提供了理论依据和实践指导,帮助他们做出更优化的材料选择。

### 参考文献

- [1] 王安国, 崔天瑞. 冷轧硅钢片特性研究[J]. 防爆电机, 2022, 57(3).
- [2] 徐潇钦. 永磁辅助同步磁阻电机设计与分析[D]. 沈阳: 沈阳工业大学, 2024.
- [3] 郑锋, 顾华志, 汪厚植, 等. 高能球磨制备 Fe-6.5% Si 合金微粉的研究[J]. 磁性材料及器件, 2005, 36(5): 4.
- [4] 邓聘. 硅钢材料的磁化特性及其磁路分析的研究[D]. 北京: 华北电力大学, 2013.
- [5] 秦大为. 铁心损耗中的磁滞损耗和涡流损耗的区分[J]. 江苏电机工程, 1989.
- [6] 曾宪爽. 小功率单相异步电动机应用高效硅钢的优化设计研究[D]. 上海: 上海交通大学, 2009.

(上接第 65 页)

- [12] 孙大南, 林文立, 刁利军, 等. 改进型感应电机电压模型磁链观测器设计[J]. 北京交通大学学报, 2011, 35(2): 94-97.
- [13] 张星, 瞿文龙, 陆海峰. 一种能消除直流偏置和稳态误差的电

压型磁链观测器[J]. 电工电能新技术, 2006, 25(1): 39-41.

# 不同夹具对振动试验加速度的影响

吴小刚, 姚刚, 王峰, 杨茹, 高星星  
(西安微电机研究所有限公司, 西安710117)

**摘要:** 振动试验空载夹具在控制传感器不同位置下通过监测传感器的采集对比进行了力学特性分析。控制传感器和监测传感器尽可能选在试品固定点最近处, 通过监测传感器采集的振动量值与标准振动量值进行比较, 从而确认试验夹具在试验频率范围内有无明显的放大和衰减。

**关键词:** 控制传感器; 监测传感器; 振动响应特性

中图分类号: TM306 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2024)08-0070-02

## Influence of Different Fixtures on Acceleration of Vibration Test

WU Xiaogang, YAO Gang, WANG Feng, YANG Ru, Gao Xingxing  
(Xi'an Micromotor Research Institute Co., LTD., Xi'an710117, China)

**Abstract:** The mechanical characteristics of the vibration test no-load fixture were analyzed by comparing the collection of monitoring sensors at different positions of the control sensors. The control sensor and monitoring sensor were selected as close as possible to the fixed point of the sample, and the vibration value collected by the monitoring sensor was compared with the standard vibration value, so as to confirm whether the test fixture has obvious amplification and attenuation within the test frequency range.

**Key words:** control sensor; monitoring sensor; vibration response characteristics

## 0 引言

试品一般是通过夹具安装到振动台上。由于使用了夹具来连接振动台和被试品, 振动台的振动和能量就不能直接传递到试品上, 因此, 夹具就成了振动试验中一个很重要的环节。而试品和夹具的连接则因试品的种类及结构不同而比较复杂, 对试品的夹具的力学特性要求较高, 因此, 在夹具制作完成后, 必须通过试验测试夹具的力学特性, 以便分析和验证试验夹具对测试结果的影响。<sup>[1]</sup>

## 1 试验夹具

一般情况下常见的试验夹具的结构主要有立方体夹具、板状夹具、L形夹具、锥形夹具、T形夹具、桶式夹具等。本次试验夹具有: (1)立方体夹具, 选用铝合金材料, 如图1所示。(2)板状夹具, 选用铁材料, 如图2所示。(3)L形夹具, 选用铝合金材料, 如图3所示。

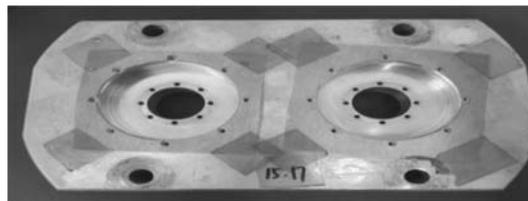


图1 立方体夹具

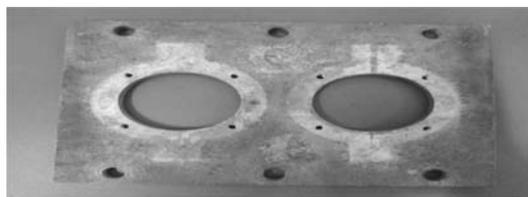


图2 板状夹具

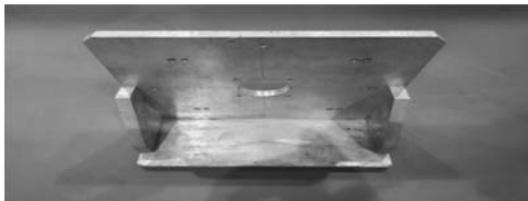


图3 L形夹具

收稿日期: 2023-10-23

作者简介: 吴小刚(1989), 本科, 工程师, 研究方向为环境试验。

## 2 试验条件

试验条件如表 1 所示。

表 1 随机振动试验条件

频率/Hz	功率谱密度/ ( $g^2/Hz$ )	斜率/ (dB/oct)	加速度/ (Grms)	试验时间/ (min)
10	/	12	20.14	3
50	0.44	12		
100	0.44	3		
200	0.88	3		
300	0.88	-6		
2000	/	-6		

## 3 试验方向及传感器布局

试验时试验方向如下图所示。传感器由两个控制传感器和两个测量传感器组成，安装位置及分布如图 4~图 8 所示。图中 3#、4#为控制传感器，1#、2#为测量传感器。



图 4 铝合金立方体夹具(控制传感器安装在振动台面)

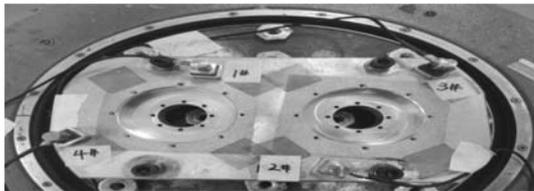


图 5 铝合金立方体夹具(控制传感器安装在远离试品)



图 6 铝合金立方体夹具(控制传感器安装在就近试品)



图 7 铁材料板状夹具(控制传感器安装在就近试品)

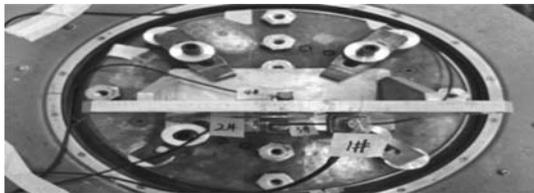


图 8 铝合金 L 形夹具(控制传感器安装在就近试品)

## 4 试验数据

试验数据如表 2 所示。

表 2 测试数据及试验结果

夹具类别	控制传感器位置	传感器采集到的加速度 Grms			试验结果
		控制传感器	1#测量传感器	2#测量传感器	
铝合金立方体夹具	安装在振动台面	20.10	23.64	23.23	试验量级明显放大
铝合金立方体夹具	安装在远离试品	20.09	17.74	17.54	试验量级明显衰减
铝合金立方体夹具	安装在就近试品	20.09	20.54	20.51	试验量级比较接近
铁材料板状夹具	安装在就近试品	20.21	20.03	29.23	试验量级明显放大
铝合金 L 形夹具	安装在就近试品	20.26	29.42	34.99	试验量级明显放大

## 5 结 语

本次试验通过在不同结构、不同材料的夹具的不同位置上安装控制传感器，由测量传感器采集到的试验量级发现有不同程度的放大或衰减现象。所以在振动试验时尽可能模拟试品在实际运输或工作环境中的振动量级，建议在振动试验时：控制传感

器的安装位置尽量选在试品固定点最近处；试验夹具的材料优先选择铝合金，其次是铁；试验夹具的结构优先选用立方体夹具，其次是 L 形夹具。

## 参考文献

- [1] 王忠, 陈晖, 张铮. 环境试验[M]. 北京: 电子工业出版社, 2015.