INSPEC 科学文摘(英)收录期刊 中国科技核心期刊 陕西省优秀期刊

ISSN 1001-6848 CN 61-1126/TM CODEN WIDIF4



第57卷 第5期 No.5 May, 2024

西安微电机研究所有限公司主办



MICROMOTORS

无锡而黄屁电器制造有限公司



无锡市黄氏电器 制造有限公司(原无 锡市剑清微电机有限 责任公司)为爪极式





微

电

机

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



28KTYZ



50KTYZ



50KTYZ



50KTYZL

50KTYZLRGB80

50KTYZ

60KTYZ





FGB64



RGB65

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



WEI DIAN JI

月刊,1972年创刊 第57卷 第5期(总第365期) 2024年5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) 设计与研究 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 高速永磁电机铁耗精确计算两项式模型 ………………… 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 三相异步电机轴承故障的诊断策略 …………………… 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 李炜航, 林挺豪, 高振博, 等(7) 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 聚磁式磁场调制电机设计与分析 …………… 陈文静(11) 编辑出版:《微电机》编辑部 ŧ 编: 李中军 主编:谭莹 贾 钰 副 驱动控制 地 址:西安市高新区上林苑四路36号 (710117) 电 话: 86-29-84276641 基于自联想核回归算法的数据驱动电机控制 …………… 在线投稿系统: wdj. paperopen. com E-mail: micromotors@ vip. sina. com Http: //www.china-micromotor.com.cn 黎卫国,邓 渊,张长虹,等(17) 国外总发行:中国国际图书贸易总公司 考虑高温环境的无刷直流电机复合控制驱动系统 ………… (100044 北京 399 邮箱) 国外代号: M 4228苏社艳、吴佳炜、侯军涛、等(23) 国内总发行:陕西省邮政报刊发行局 基于高频注入法的同步磁阻电机无位置传感器控制 ………… 订 购 处: 全国各地邮局或本刊编辑部 邮发代号: 52-92 ISSN 1001 - 6848 刊 国内定价:¥8.00 基于扩展卡尔曼滤波的过采样电流奇异点抑制策略 ………… 国外定价: \$8.00 广告经营许可证: 6101004004005 EП 刷: 西安创维印务有限公司

期刊基本参数: CN61-1126/TM * 1972 * m * A4 * 70 * zh * P * ¥8.00 * * 13 * 2024-5

新能源汽车技术

风力发电技术

反向弧转子齿转矩脉动抑制………………………………………………………………… 张顺杰,周士贵,张津硕(50) 基于激光雷达实测数据的风电机组功率曲线测试应用与实例分析…… 李文明,谭振国,邓 睿,等(57)

检测技术

小功率电动机噪声测量概述	张	健,	杨韶帅,	郭思敏,	等(62)
千分尺示值误差不确定度评定及在形位误差测量中的应用	刘军	·丽,	李智生,	李权洋,	等(67)

		邮友代号: 52-92
	《阆电机》(月刊)	订价:8元/期
		年价:96元/年
全年	12 期,读者可到当地邮局订阅,本刊亦可破订、零购。	编辑部邮购(含快递费): 300 元/4
묏	灾迎投稿!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	
+++	址 , 高新区上林茄皿路 36 号(710117)	由任,029-84276641

MICROMOTORS

Founded 1972 • Monthly • Public Publication Vol. 57 No. 5(Serial No. 365)May, 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: May 28, 2024

CONTENTS

A Two-term Model for Accurate Calculation on Iron Losses of High-speed Permanent Magnet
Motors WANG Shuheng, ZHAO Shiwei, JING Yiyang, et al(1)
The Diagnostic Strategies for Bearing Faults in Three-phase Induction Motor
LI Weihang, LIN Tinghao, GAO Zhenbo, et al (7)
Design and Analysis of Flux-concentrating Field-modulated Motor
CHEN Wenjing(11)
Data Driven Motor Control Based on Auto Associative Kernel Regression Algorithm
LI Weiguo, DENG Yuan, ZHANG Changhong, et al(17)
Brushless DC Motor Composite Control Drive System Considering High Temperature Environ-
ment
Research on Sensorless Control of Synchronous Reluctance Motor Based on High Frequency
Signal Injection LIU Xiaoqing, WANG Jin, LIU Kaiyuan, et al(28)
Oversampled Current Singularity Suppression Strategy Based on Extended Kalman Filter $ \cdots $
LIU Yi(33)
Calculation of Temperature Rise and Analysis of Influencing Factors Based on Magnetic-ther-
mal Coupling Flat Wire Motor ZHOU Ning, WU Huawei, LI Zhi, et al(39)
Research on Lightweight Design of Axle Housing for Electric Driven System Reducer Based on
ABAQUS LIU Yang, DING Jiansheng, CHEN Hongtao, et al (46)
Reverse Arc Rotor Tooth Torque Pulsation Suppression
ZHANG Shunjie, ZHOU Shigui, ZHANG Jinshuo, et al (50)
Application and Example Analysis of Wind Turbine Power Curve Test Based on Lidar Meas-
ured Data LI Wenming, TAN Zhenguo, DENG Rui, et al(57)
Review of Noise Measurement for Small-power Motor
ZHANG Jian, YANG Shaoshuai, GUO Simin, et al(62)
Evaluation of Uncertainty in Micrometer Indication Error and Application in Measurement of
Form and Position Errors LIU Junli, LI Zhisheng, LI Quanyang, et al (67)

高速永磁电机铁耗精确计算两项式模型

王书恒1,赵世伟1,景弋洋1,陈 彬1,2,杨向宇1

(1. 华南理工大学 电力学院,广州 510641; 2. 珠海格力电器股份有限公司,广东 珠海 519000)

摘 要:基于分段带补偿项的铁耗计算方法,本文提出了一种适用于高速永磁电机铁耗精确计算的两项式数学模型。通过结合高速电机运行特性对频率和磁密区间进行双重划分,在 Jordan 损耗分离模型的基础上引入涡流及磁滞 损耗补偿项考虑磁饱和、局部磁滞回环及涡流趋肤效应等非线性因素对硅钢片单位损耗特性的影响。该模型新增参数均为随频率和磁密变化的分段常函数,通过 L-M 算法拟合求解,在减小计算量的同时明确反映铁磁材料非线性 对铁耗计算的影响,实现铁耗精确计算。最后,以某高速电机用硅钢片 35SWH1900 为例,对比了本文所提模型与 Jordan 损耗分离模型在单位损耗上的计算误差,实验结果表明所提模型计算误差基本在 15% 以内,能够有效提升高速永磁电机铁耗的计算精度。

A Two-term Model for Accurate Calculation on Iron Losses of High-speed Permanent Magnet Motors

WANG Shuheng¹, ZHAO Shiwei¹, JING Yiyang¹, CHEN Bin^{1,2}, YANG Xiangyu¹

(1. School of Electric Power Engineering, South China University of Technology, Guangzhou

510641, China; 2. Gree Electric Appliances, Inc. of Zhuhai, Zhuhai Guangdong 519000, China)

Abstract: Based on the segmented iron losses calculation method with compensation term, this paper proposed a two-term mathematical model suitable for the accurate calculation of iron losses of high-speed permanent magnet motors. By combining the operating characteristics of high-speed motors, the frequency and magnetic density intervals were divided, and on the basis of the Jordan's iron loss model, eddy current and hysteresis loss compensation terms were introduced to consider the effects of magnetic saturation, local hysteresis loops, skinning effect and other nonlinear factors on the unit loss characteristics of silicon steel sheets. The new parameters of the model were all segmented constant functions varying with frequency and magnetic density, which were solved by the L-M algorithm to reduce the computational volume while explicitly reflecting the influence of ferromagnetic material's nonlinearities on the calculation of iron losses, so as to realise the accurate calculation of iron losses. Finally, taking a high-speed motor with silicon steel wafer 35SWH1900 as an example, compared the calculation error of the proposed model with that of the Jordan's model in the unit loss, and the experimental results showed that the calculation error of the proposed model is basically within 15%, it can effectively improve the calculation accuracy of the iron losses of high-speed permanent magnet motors.

Key words: high-speed motors; core loss; eddy current loss; skin effect; hysteresis loss

0 引 言

与普通电机相比, 高速永磁电机通常指转子外

缘线速度 100m/s 以上的电机^[1,2],其具有体积小、 可与高速负载直连、功率和转矩密度高的优点,所 以在电动汽车、轨道交通等领域得到了广泛的应用。

收稿日期: 2024-01-11

作者简介:王书恒(1999),男,硕士研究生,研究方向为高速永磁电机结构设计及热损耗计算。 赵世伟(1977),男,博士,副教授,研究方向为永磁同步电机的优化设计及其控制。

基金项目:广东省高速节能电机系统企业重点实验室开放课题基金项目(HEMKL2023KT01)

但由于高速电机控制器开关频率高、载波频率大的 影响,电机内的高次谐波含量多,磁场交变频率远 超普通电机^[3,4],导致电机铁心损耗尤其是涡流损耗 大大增加,成为高速电机的主要损耗项^[5]。同时, 铁心损耗受磁路饱和、局部磁滞回环等因素以及高 频谐波的影响,难以准确计算^[6]。这些损耗在散热 条件差的高速电机全封闭结构中容易引发定转子过 热,增大永磁体不可逆失磁的风险,威胁电机运行 的可靠性^[7,8]。因此,为提升高速永磁电机的运行可 靠性,准确计算电机铁耗十分重要。

对电机铁心损耗的计算,国内外学者进行了广 泛研究。其中,损耗分离模型基于铁磁材料损耗产 生的机理,将磁心损耗分解为磁滞损耗、涡流损耗 和附加损耗,具有明确的物理意义^[9,10]。而在高速 电机这类高频激励下,经典涡流损耗占主导,由磁 畴壁弯曲所导致的附加涡流损耗可忽略不计^[11],因 此 Jordan 损耗分离模型在高速电机铁心损耗计算中 得到了大量应用。但常系数损耗分离模型由于未考 虑磁饱和等非线性因素影响仅在一定的频率及磁通 密度范围下准确度较高。为了更好地反映铁磁材料 的非线性特性, 文献 [12, 13] 提出了损耗系数随频 率和磁通密度变化的变系数铁耗模型来改善计算准 确度。变系数模型相较于常系数模型虽在计算准确 度上有了一定提高,但由于模型为数值拟合的多项 式,受多项式拟合病态特性的影响,在频率和磁通 密度变化范围较大时计算量和误差都较大。为了解 决变系数模型存在的问题,针对频率和磁密分段加 补偿项的铁耗计算模型成为一种有效方法。文献 [14,15]为了考虑局部磁滞回环对磁滞损耗的影响 提出了一种含有磁滞损耗附加项的铁耗分段计算模 型,但未对如何进行频率和磁密分段做出具体解释。 文献[16]则在涡流损耗项中增加补偿项提出了一种 考虑磁饱和影响的铁耗计算模型,但仅针对损耗的 单一影响因素研究而未对宽频损耗特性开展综合全 面的分析。

针对目前大多研究未对磁密和频率分段具体解释以及未考虑高频下涡流趋肤效应对铁耗影响的问题。本文结合高速永磁电机实际运行特性对频率和磁密进行分段,并基于分段带补偿项的计算方法以Jordan 损耗分离模型为基础提出适用于高速电机铁耗精确计算的分段解析模型。该模型通过引入涡流及磁滞损耗补偿项综合考虑磁饱和、局部磁滞回环及涡流趋肤效应等因素对铁耗计算的影响,同时,各补偿项参数均采用 Levenberg – Marquart(L – M)算

法自编程求解,在简化计算流程、提升求解速度的 同时明确反映损耗的变化规律。最后,通过单位损 耗上不同模型解析计算和实验对比,验证了所提模 型的有效性。

1 分段带补偿项两项式铁耗模型建立

1.1 考虑高速永磁电机运行特性的频率区间划分

由于不同频率下磁滞损耗与涡流损耗的占比不 同、趋肤效应等非线性因素对损耗的影响程度不同, 且电机铁耗和弱磁情况密切相关^[17],因此需要结合 电机的运行转速划分相应频率区间进行分析。本文 以一台8极48槽车驱电机为例划分频率,该电机参 数如表1所示,电动外特性曲线见图1。

表1 8极48槽永磁同步电机主要参数

参数	参数值	参数	参数值
额定功率/kW	40	峰值功率/kW	75
额定转矩/Nm	120	峰值转矩/Nm	270
额定转速/(r/min)	3200	峰值转速/(r/min)	9000
额定电流/A	130	极对数	4
重量/kg	43.5	工作制	S9



图 1 8极 48 槽永磁同步电机电动外特性曲线

根据外特性曲线不难发现,当电机转速小于 3000 r/min时,电机转矩几乎保持恒定,此时电机 采用最大转矩电流比(Maximum Torque Per Ampere, MTPA)控制,而当电机转速大于 3000 r/min 后,输 出功率达到最大,此时电机变为弱磁控制。弱磁后, 谐波含量及幅值随转速大幅提高,相应的谐波损耗 也会迅速增加。因此将 3000 r/min 作为该电机的转 折转速,根据转速与频率的转换关系可知,低速区 与高速区的转折频率为 200 Hz。

当频率继续升高,交变磁通在穿过硅钢片时产 生感应电动势进而产生涡流,这种涡流在硅钢片内 部又产生磁场,反过来削弱原来的磁场,表现出涡 流趋肤效应。用衰减常数 k 乘硅钢片厚度 d 得出趋 肤效应表征参数 ξ 来表现涡流密度和磁通密度沿硅 钢片厚度方向的分布不均匀程度。当 *ξ* = 0 时,说明 分布均匀,*ξ* 越大,磁通密度分布越不均匀,一般 认为*ξ*小于1 时,趋肤效应可以忽略不计,但当*ξ* 大于2 后,趋肤效应的作用开始显著,当频率提高 到趋肤效应表征参数*ξ*大于4 时,涡流去磁作用很 强,此时涡流损耗与铁磁材料厚度的一次方和频率 的 1.5 次方成正比^[18]。示例电机所用硅钢片 35SWH1900 在不同频率的参数*ξ*如表2 所示。

主う	25SW/H1000	カイロ版家 -	下的势胜效应	主江会粉
7K 4	33.5 W 111900	江小四妙平	下时起历双应	衣肛诊女

<i>f</i> ∕Hz	ξ	<i>f</i> ∕ Hz	ξ
50	0. 2198	2000	1. 390137
800	0. 8792	5000	2. 198
1000	0. 982975	8000	2.780275

从表中可以看出,趋肤效应在频率超过 2000 Hz 后 开始产生显著作用,因此本文将 2000 Hz 作为考虑 趋肤效应的转折频率。结合以上分析,本文以 200 Hz 和 2000 Hz 为分界点将频率划分为低频、中频和 高频分析区,针对不同频率区间的损耗特性,加入 相应的损耗补偿项进行修正。

1.2 考虑高速永磁电机运行特性的磁密区间划分

随着高速电机工作磁密的增大,其定子齿尖和 齿部会出现局部饱和的现象,而局部饱和会影响电 机的磁导谐波变化,改变转子的涡流损耗^[3]。因此, 在划分频率区间后,还需进一步对磁密区间进行划 分以考虑磁饱和对于定转子铁心损耗计算的影响。 通过磁化曲线的膝点划分磁饱和区间是工程上一种 比较简单实用的方法,示例电机所用硅钢片 35SWH1900 在工频下的磁化特性曲线如图2 所示。





根据上图可知,该硅钢片的饱和磁通密度(即膝 点)出现在1.4 T 附近,因此本文在低频区间将1.4 T 作为是否考虑磁饱和的分界点。

而在中高频区间,经过大量的计算并结合文献 [14]的研究,发现铁心的饱和磁密随着频率升高逐 渐降低。在 200 Hz 以上、0.6 T 以上的工作磁密区 间就会出现磁饱和, 硅钢片的非线性特性逐渐严重, 此时由铁磁材料非线性特性引起的涡流损耗的增加 量将始终存在。因此在中高频区间, 以 0.6 T 为分 界点划分非饱和与饱和区间。

1.3 分段带补偿项的两项式计算模型

本文所提分段带补偿项模型以 Jordan 损耗分离 模型为基础建立, Jordan 模型如:

$$P_{\rm Fe} = k_h B^{\alpha} f + k_e B^2 f^2 \tag{1}$$

式中, $k_h B^{\alpha} f$ 表示磁滞损耗; $k_e B^2 f^2$ 表示涡流损耗; k_h, α, k_e 为常系数。涡流损耗系数 k_e 通过硅钢片材 料参数求出,磁滞损耗系数 k_h, α 通过对硅钢片低 频下的实测数据进行线性拟合得到。

本文进一步分析模型在低频区间下的计算误差。 考虑到 Jordan 模型中磁滞损耗系数 k_h和指数项 α 的 计算基于频率在 50Hz 下的假设,而实际上磁滞损耗 系数 k_h、涡流损耗系数 k_e和指数项 α 均会随着频率 变化^[12]。因此,在原模型中引入计及频率对损耗系 数影响的补偿系数。同时,在 1.4 T 以上的磁饱和 区间引入考虑磁饱和的涡流损耗补偿项,得出低频 区间铁耗计算模型如:

 $P_{\text{Fe}} = k_1 [k_h B^{\alpha} f + k_e B^2 f^2 (1 + k_2 B^{\beta_2})]$ (2) 式中, k_1 为计及频率对损耗系数影响的补偿系数: $k_1 = 1/(1 - (f/50) * \varepsilon_{\text{max}_{50}}), \varepsilon_{\text{max}_{50}}$ 为 50Hz 下 Jordan 模型在待补偿区间内的最大误差,本文为 2.7545%, f 为待求频率, $(1 + k_2 B^{\beta_2})$ 为考虑磁饱和 的涡流损耗磁通密度补偿项, $k_h \ k_e \ \alpha$ 为常参数, 其含义与 Jordan 模型中相应参数一致。

随着频率的继续升高,在中频区间,谐波磁场 引起的铁磁材料磁滞回线畸变较大,随着频率的增加,局部磁滞回环对于铁耗的影响将显著加强。在 中频区间引入考虑局部磁滞回环的磁滞损耗补偿项 得到中频区间的铁耗计算模型如:

 $P_{Fe} = k_{h}B^{\alpha}f(k_{3}B^{\beta_{3}}) + k_{e}B^{2}f^{2}(1 + k_{2}B^{\beta_{2}})$ (3) 式中, $k_{3}B^{\beta_{3}}$ 为考虑局部磁滞回环的磁滞损耗磁通密 度补偿项。

在 2000Hz 以上的高频区间,通过 Jordan 模型计算结果与单位损耗实测值的对比发现经典模型计算结果相较于实测值偏大。除局部磁滞回环和磁饱和的影响外,此时涡流的去磁作用增强,即趋肤效应 开始显著,带来的影响也不可忽视。因此,在考虑 中低频存在的影响外,引入涡流损耗修正项来考虑 趋肤效应的影响,得出高频区间铁耗计算模型如:

$$\begin{split} P_{\text{Fe}} &= k_{h}B^{\alpha}f(k_{3}B^{\beta_{3}}) + k_{e}'d^{\beta_{4}}B^{2}f^{\beta_{5}}(1+k_{2}B^{\beta_{2}}) \quad (4) \\ \text{式中,} & (d^{\beta_{4}} \cdot f^{\beta_{5}}) \\ \text{为涡流损耗系数} \\ d^{2} \\ \text{的涡流损耗系数} \\ & \cdot d^{2} \\ \text{的涡流损耗系数} \\ & \cdot d^{2} \\ \text{obs} \\ & \cdot d^{2} \\$$

2 改进模型参数求解方法

2.1 Levenberg – Marquart 算法

对改进铁耗计算模型的参数求解实际上是一种 参数辨识问题,通过不断减小计算值和实测值之间 的误差,使需要辨识的参数更接近实际值。目前, 常见的参数辨识方法有神经网络算法、遗传算法、 模拟退火法等。这些智能辨识算法具有较强的鲁棒 性、自适应能力等优点,但也存在局部寻优差,样 本量大,收敛速度慢等缺陷。本文采用一种对高斯 牛顿法改进的 L - M 算法对所提模型各参数进行辨 识,通过引入系数 λ 改善优化算法速度和精度。

设需要参数辨识的铁耗模型为 $P = f(B, \alpha)$,参数向量 $\alpha = (a, b, c)$ 。实验测得的数据为 (B_i, P_i) , $i = 1, 2, \dots, n-1$, n。辨识参数的要点在于求出最接近实验数据的参数向量,以模型仿真值与实验测量值间的均方根误差为适应度函数:

$$E(\alpha) = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n} [P_i - f(B_i, \alpha)]^2}$$
 (5)

参数向量的获取是通过求解均方根误差的极小 值来实现的。设 $\Delta \alpha$ 为第 k 次迭代到第 k + 1 次迭代 的输入向量变化量,对于高斯牛顿法, $\Delta \alpha$ 为

$$\Delta \alpha = - \left[\nabla^2 E(\alpha) \right]^{-1} \nabla E(\alpha) \tag{6}$$

式中, e(u)为计算误差; $\nabla E(\alpha)$ 为梯度; $\nabla^2 E(\alpha)$ 为 在 $\nabla E(\alpha)$ 的基础上求导得到的 Hessian 矩阵。

对于 Hessian 矩阵, 又有

$$\nabla^{2} E(\alpha) = A^{\mathrm{T}}(\alpha) e(\alpha) + S(\alpha)$$
(7)

$$S(\alpha) = \sum_{i=1}^{N} e_i(\alpha) \nabla^2 e_i(\alpha)$$
 (8)

式中, $A(\alpha)$ 为 Jacobian 矩阵。

当目标值接近最优点时, *S*(α)很小可忽略, 因此对于高斯牛顿法:

$$\nabla^2 E(\alpha) = A^{\mathrm{T}}(\alpha) e(\alpha) \tag{9}$$

$$\nabla^2 E(\alpha) = A^{\mathrm{T}}(\alpha) A(\alpha) + \lambda I(\alpha)$$
(10)

式中, *I* 为单位矩阵, λ 为调节因子。由式(5)和式 (10)可得 L – M 算法的迭代表达式为

$$\alpha_{k+1} = \alpha_k - (\nabla^2 E(\alpha) + \lambda I)^{-1} A(\alpha_k)$$
 (11)
由迭代表达式可见,在参数辨识过程中,当误

差减小时,L-M算法具有高斯牛顿法的局部精细搜 索能力;当误差增大时,又具有梯度下降法的大范 围快速寻优特性。因此该方法在保证雅可比矩阵A 的非奇异性前提下,有机结合了高斯牛顿法与梯度 下降法的优点,能够确保寻优精度和效率。

2.2 改进模型补偿项参数求解

本文所提模型采用分段带补偿项的计算方法, 各补偿项存在于不同的频率和磁密区间。假设改 进模型在相应区间内近似为实测值,利用实测值 与改进前模型计算值之差为补偿值的特点通过 L -M 算法即可拟合求解各频率及磁密区间的补偿 项参数。

在对涡流损耗磁饱和补偿项参数 k_2 和 $β_2$ 进行求 解时,基于式(2)所求值为实测值的近似假设,当 频率 $f \leq 200$ Hz,磁通密度 $B \ge 1.4$ T 时

$$p_{\text{test}} = \frac{P_{\text{Test}}}{f} = k_{\text{h}}B^{\alpha} + k_{\text{e}}B^{2}f(1 + k_{2}B^{\beta_{2}}) \qquad (12)$$

$$p_{\text{jordan}} = \frac{P_{\text{Jordan}}}{f} = k_{\text{h}}B^{\alpha} + k_{\text{e}}B^2f \qquad (13)$$

联立上两式,可得

$$C = \left| \frac{p_{\text{test}} - p_{\text{jordan}}}{k_e B^2 f} \right| = k_2 B^{\beta_2}$$
(14)

对式(14)两边取对数可得

$$\ln(C) = \ln(k_2) + \beta_2 \ln(B)$$
 (15)

式中, P_{Test} 为给定频率下不同磁通密度时硅钢片损 耗实测值, P_{Jordan} 为该区间内 Jordan 模型计算值。根 据式(15),利用 L – M 算法即可求出各频率下的 k_2 和 β_2 ,根据式(14)对所求区间内各频率实测损耗数 据进行非线性曲面拟合也可以得到相应参数。

在对磁滞损耗补偿项参数 k₃和 β₃进行求解时, 同样基于式(3)所求值为实测值的近似假设。由于 谐波磁场磁密幅值较基波磁场幅值偏小,为避免涡 流损耗变化影响磁滞损耗补偿项计算结果,应使涡 流损耗补偿项接近于1,即磁密幅值接近0。因此, 本文选取0到0.5T的损耗数据进行拟合,方法与 前文涡流损耗补偿项参数求解相同。

同理,在高频区间求解涡流损耗趋肤效应修正 项参数时,为精确计算涡流损耗补偿项参数,应当 使磁滞损耗补偿项接近于1,即选取磁密幅值在1T 左右的数据。本文选用磁密幅值在0.6 T到1.5T的 单位损耗实测数据进行拟合。在其他磁通密度范围 内的涡流损耗补偿项参数与磁通密度范围为0.6 T $\leq B \leq 1.5$ T 的参数一致。

根据上述方法,本文模型各参数如表3所示。

			表3 改进模型参	数		
	<i>f</i> ≤200 Hz		200 Hz $< f < 2000$ Hz		<i>f</i> ≥2000 Hz	
	0T < B < 1.4T	<i>B</i> ≥1.4T	0T < B < 0.6T	<i>B</i> ≥0.6T	$0\mathrm{T} < B < 0.~6\mathrm{T}$	<i>B</i> ≥0.6T
k_2	0	0. 282	0	0. 136	0	0.116
$oldsymbol{eta}_2$	0	1.960	0	3. 208	0	3. 818
k_3	0	0	1. 165	1. 165	0. 423	0. 423
$oldsymbol{eta}_3$	0	0	-0.147	-0.147	-0.856	- 0. 856
$oldsymbol{eta}_4$	0	0	0	0	1.658	1.658
β_5	0	0	0	0	1.642	1.642

3 实验验证

3.1 实验设计

为了验证所提模型的有效性,利用图 3 所示的 叠片铁心磁性能测试系统实测了硅钢片 35SWH1900 从 50Hz 到 8000Hz 的单位损耗。而后分别计算了本 文所提模型与 Jordan 损耗分离模型在相应频率及磁 密幅值下的单位损耗结果,对比验证了两模型在计 算结果上的相对误差。



图 3 叠片铁心磁性能测试系统

由于示例电机采用变频供电,高频区间内主要 分布的是逆变器电流产生的谐波磁场,其磁密幅值 相较于基波偏小。因此在对硅钢片单位损耗计算进 行测试验证时,低频区间选取了0~2T的数据,中 频区间选取了0~1.5T的数据,高频区间则主要为 0.5T以内的数据。

3.2 硅钢片单位损耗特性实验结果与分析

在低频区间内以 0.1 T 为数据间隔选取实测数 据进行相对误差对比,对比结果如图 4 所示。





图 4 低频区间改进模型与经典 Jordan 模型计算误差对比

低频区间内,由于加入考虑了磁饱和的涡流损 耗补偿项,改进后的模型在 1.4 T 以上的工作区间 的计算准确度较 Jordan 模型有了大幅提高,相对误 差基本在 5% 以内。

中频区间内,由于在低频改进模型的基础上加 入考虑局部磁滞回环的磁滞损耗补偿项,中频改进 模型在 0.2 T 以上磁密区间的计算准确度明显高于 Jordan 模型,图 5 中相对误差基本在 3% 以内。





图5 中频区间改进模型与经典 Jordan 模型计算误差对比 高频区间内,对比结果如表4 及图6 所示。由 于模型进一步考虑趋肤效应对涡流损耗的影响,针 对频率及计算厚度指数项进行了修正,2000 Hz 下改 进模型在 0.2 T 以上的计算结果相较 Jordan 模型与 试验值更加一致,相对误差基本在5% 以内。

表 4 8000 Hz 下改进模型与 Jordan 模型计算误差对比

磁密幅 值/T	Jordan 模型 计算误差(%)	改进模型 计算误差(%)
0.1	24. 225	- 1. 508
0.2	47. 866	2. 201
30- 20- 10- 10- -10- -20- -20- (0)		700 600 500 400 300 第 1.1 1.3 1.5



图 6 高频区间改进模型与经典 Jordan 模型计算误差对比

而在样本量较少的 5000 Hz 和 8000 Hz,改进模型的计算准确度相较于 Jordan 损耗分离模型也有了明显的提升,证明了所提模型在高频下能更好地反映铁磁材料的损耗特性。

4 结 语

考虑到高速电机电磁负荷大同时采用变频器供 电导致电机内谐波含量大、磁密和频率变化范围宽, 传统铁耗计算模型难以准确计算的问题。本文结合 高速电机运行特性对频率和磁密区间进行了双重划 分,并基于 Jordan 损耗分离模型利用分段带补偿项 的铁耗计算方法提出了一种综合考虑磁饱和、局部 磁滞回环和涡流趋肤效应的改进铁耗计算模型。改 进模型各参数的求解通过 L - M 算法自编程实现, 在提升求解效率的同时改进求解参数的精度。最后, 通过实验对比分析了本文模型与 Jordan 损耗分离模 型在不同频率及磁密幅值下的损耗计算误差,本文 所提模型的铁耗计算误差基本在 15% 以内,改善效 果与理论一致,进而验证了所提模型的有效性。

参考文献

- Gerada D, Mebarki A, Brown N L, et al. High-speed Electrical Machines: Technologies, Trends, and Developments[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 61(6): 2946-2959.
- [2] 刘永辉,高心远,展鹏飞,等.高速永磁电机定转子结构设计的分析[J].微电机,2021,54(8):28-32,37.
- [3] 李剑, 江晓波, 孙鲁.考虑定子饱和的航空高速永磁电机转子 涡流损耗解析模型[J].微电机, 2022, 55(1): 12-16, 24.
- [4] 乔丕凡,张凯,李晓林,等. 高速永磁无刷直流电机损耗优化 设计研究[J]. 微电机, 2023, 56(4): 13-18, 62.
- [5] 莫会成, 闵琳, 于志刚, 等. 电机用硅钢片铁耗研究[J]. 微电机, 2008, 41(11): 5-7.
- [6] 刘光伟,赵新刚,张凤阁,等.高速永磁爪极电机铁耗与空气 摩擦损耗计算[J].电工技术学报,2015,30(2):148-154.
- [7] 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(5): 23-29, 39.

(下转第22页)

三相异步电机轴承故障的诊断策略

李炜航,林挺豪,高振博,王宇清,阚超豪 (合肥工业大学电气与自动化工程学院,合肥 230009)

摘 要: 轴承故障是三相异步电机常见的故障之一,及时准确地进行故障诊断对于保障电机的正常运行至关重要。 针对电机电流信号特征分析法(MCSA)易受到电机基波频率和系统噪声干扰等影响,本文提出了一种基于 Hilbert 变 换的轴承故障诊断方法。先对三相电流信号进行 Hilbert 变换,提取电流信号的平方包络线,然后利用频域分析方法 傅立叶变换(FFT),对平方包络信号进行分析,最后对 FFT 之后的频谱图进行归一化处理。通过观察其频谱特征, 可以判断轴承是否发生故障。该方法避免了电机基波频率和系统噪声干扰,能够可靠地检测三相异步电机轴承故 障。并搭建了试验平台验证了方法的可行性。 关键词: 轴承故障; 三相异步电机; Hilbert 变换;频谱特征

中图分类号: TM346+.2 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2024)05-0007-04

The Diagnostic Strategies for Bearing Faults in Three-phase Induction Motor

LI Weihang, LIN Tinghao, GAO Zhenbo, WANG Yuqing, KAN Chaohao

(School of Electrical and Automation Engineering, Hefei University of Technology, Hefei 230009, China)

Abstract: Bearing failure is one of the common faults in three-phase asynchronous motors, and timely and accurate fault diagnosis is crucial to ensure the normal operation of the motor. Considering that the Motor Current Signature Analysis (MCSA) method is easily affected by motor fundamental frequency and system noise interference, this paper proposed a bearing fault diagnosis method for three-phase asynchronous motors based on Hilbert transform. Firstly, the three-phase current signals were processed using Hilbert transform to extract the squared envelope of the current signals. Then, the squared envelope signal was analyzed using Fourier Transform (FFT), a frequency domain analysis method. Finally, the FFT spectrum was normalized, and the bearing fault can be determined by observing its spectral characteristics. This method avoids interference from the motor fundamental frequency and system noise, and can reliably detect bearing faults in three-phase asynchronous motors. A test platform has been built to verify the feasibility of the method. **Key words**: bearing failure; three-phase asynchronous motor; Hilbert transform; spectral characteristics

0 引 言

电机作为现代工业领域中最重要的设备之一, 其运行稳定性对生产系统的正常运行至关重要。而 电机轴承作为电机运转的关键部件之一,常常承受 到疲劳、环境机械振动、过载、轴心错位、污染、 电流开槽、腐蚀、不正确的润滑等工况^[1],容易出 现故障和损坏。这些故障和损伤在电机的日常运行 中会逐渐积累和加剧,最终导致轴承故障的发生。 轴承故障不仅可能导致电机性能下降、效率降低, 还可能引发严重的机械损坏和生产事故。经研究表 明,电机故障分为机械故障和电气故障,而滚动轴 承属于机械故障,是故障高发部位,约占全部故障 的40%^[2]。

收稿日期: 2023-12-14

作者简介: 李炜航(2003), 男, 本科, 研究方向为电机及其控制。 林挺豪(2002), 男, 本科, 研究方向为电机及其控制。 高振博(2002), 男, 本科, 研究方向为电机及其控制。 王宇清(2003), 女, 本科, 研究方向为电机及其控制。 阚超豪(1974), 男, 博士, 副教授, 研究方向为新型电机的运行理论及控制。

基金项目: 安徽省大学生创新创业训练计划项目"采用电流信号的电机轴承故障度判断"(S202310359049) Project Support by Anhui University Students Innovation and Entrepreneurship Training Program project "Motor Bearing Fault Degree Judgement using current Signal"(S202310359049)

目前在电机轴承故障诊断技术研究中还存在一 些挑战。首先,电机工作环境复杂,信号受到多种 干扰,如电源基波、谐波、偏心、环境噪声、振动 干扰^[3]等,需要提高故障特征的提取和识别准确度。 此外,如何将故障诊断技术与实际生产系统(如采 矿)相结合,建立可行的实时监测和预警系统也是亟 待解决的问题^[4]。因此,开展电机轴承故障诊断技 术及应用研究具有重要意义,可以提高电机设备的 运行可靠性、降低维护成本、提高生产效率和安全 性并为电机行业的发展和提升竞争力做出贡献。

关于异步电机的轴承故障的诊断一直都很受国 内外学者的关注, 早在上世纪50年代美国就提出了 故障树分析法(FTA),用来分析和判断电机的轴承 故障。除此之外,许多国家也都研究出了不同方法。 例如日本通过振动信号以其参数进行判断,德国提 出基于声波信号的诊断方法, 而我国早期则是借听 音棒发出声音与正常轴承比较来判断故障。随着近 年来技术的发展, 电机轴承故障的分析也开始与深 度学习、神经网络、机器视觉等技术相结合, 使得 轴承故障研究领域有了许多的推进与成果。声学检 测法、油膜电阻检测法、油液检测法、光纤检测法 等多种方法都可以对轴承进行故障检测诊断^[5],并 判断出轴承的一些具体情况,但根据检测成本与检 测结果准确度的多重考量,并未大范围应用。目前, 对于轴承故障的判断与检测主要是采用振动信号检 测法,通过使用深度学习、卷积神经网络等技术, 将检测到的振动信号进行分析^[6],可以较好的对轴 承状态进行判断,在许多领域,如风电、航空、机 车都有应用。但振动信号检测方法需要安装振动传 感器,使得投资与维护的工作量增大^[7],并且传感 器的安装也给工作的开展带来了诸多的不便,该方 法也不是最理想的检测方案。

为了能够及时准确地诊断出轴承故障的发生, 本文提出了基于 Hilbert 变换的轴承故障诊断方法。 通过 Hilbert 变换将电流时域信号转换为频域信号, 得到信号的包络谱。再分析轴承故障的包络谱特征, 采用 FFT 频谱分析,确定轴承故障频率成分和其幅 值,判断轴承故障的严重程度和类型。为验证所提 出的方法的有效性,本文进行了样机试验。通过对 轴承故障时电机电流信号的采集和处理,得到了相 关的包络谱。试验结果表明,所提方法能够快速准 确地诊断轴承故障,并确定故障的类型和严重程度。

1 基于 Hilbert 变换的电机轴承故障度 诊断方法

1.1 Hilbert 变换的介绍

Hilbert 变换在数学中是一种将时域信号转变为 频域信号的手段,也是提取信号包络的重要方法。 对于连续时间信号 x(t),其 Hilbert 变换定义式为

$$\hat{x}(t) = H(x(t)) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{x(\delta)}{t - \delta} d\delta = x(t) * \frac{1}{\pi t}$$
(1)

式中, *H*(・)为 Hilbert 运算符号; * 为卷积运算 符号。

所以信号的 Hilbert 变换也可以看作是信号与 $\frac{1}{\pi t}$ 的卷积,即:

$$\hat{x}(t) = x(t) * \frac{1}{\pi t}$$
 (2)

对于给定连续信号 x(t),其解析信号的定义为

$$h(t) = x(t) + j \hat{x}(t) = g(t)e^{j\varphi(t)}$$
(3)

虚部 $\hat{x}(t)$ 为实部 x(t)的 Hilbert 变换。式(3)中 g(t)为解析信号的幅值函数,即 $g(t) = |h(t)| = \sqrt{x^2(t) + \hat{x}^2(t)}$,将其定义为解析函数 h(t)的瞬时包 络线, $\varphi(t)$ 为给定信号 x(t)的瞬时相位, $\varphi(t) = \arctan(x(t) / \hat{x}(t))$ 。对 g(t)进行 FFT 变换即可求得 原始信号的包络线谱:

$$B(f) = F(g(t)) \tag{4}$$

1.2 基于 Hilbert 变换的轴承故障度诊断方法

对于在理想状态下工作正常异步三相电机,只 考虑 a 相的电流,有:

$$I_a(t) = I_m \cos(\omega_s t + \alpha) \tag{5}$$

式中, I_m 为定子电流基波分量幅值; ω_s 为工频电源 供电角频率, $\omega_s = 2\pi f_s$ 。其 Hilbert 变换后的频谱图 仅含直流分量。

当轴承外圈、内圈或者滚动体表面出现缺损时, 随着电机轴的旋转,轴承内会由于故障点产生周期 性的冲击力,使轴心产生径向运动,电机定转子间 气隙发生变化,从而产生的磁场变化会使定子电流 产生更多的谐波分量,这些谐波分量会对定子电流 进行幅度调制,调制后的 a 相电流为

 $I_{ma}(t) = I_a(t) [1 + m\cos(\omega_o t)]$ (6) 其中, m 为轴承外圈故障调制系数,其值是由于外 圈故障产生的谐波和基波电流的幅值之比, $\omega_o = 2\pi$ f_{o} , ω_{o} 是轴承外圈故障特征角频率, f_{0} 为轴承外圈故障特征频率。

将式(5)带入式(6)中,通过和差化积可得:

$$I_{\rm ma}(t) = I_m \cos(\omega_s t) + \frac{m I_m}{2} \cos[t(\omega_s \pm \omega_o)] \quad (7)$$

式中, $(\omega_s \pm \omega_s)$ 为故障边带频率, 是由将故障电机的定子电流调幅而产生的。

将其进行 Hilbert 变换,得到:

 $H(I_{ma}(t)) = I_m \sin(\omega_s t) [1 + m \cos(\omega_o t)]$ (8) 通过上式,就可构造故障电流的解析信号:

$$T_{ma}(t) = I_m [1 + m\cos(\omega_o t)] e^{j\omega_S t}$$
(9)

通过解析信号的幅值可以求得故障电流的瞬时 包络线:

$$a_{ma}(t) = I_m \left| 1 + m\cos(\omega_o t) \right| \tag{10}$$

由上式可以看出,由调幅所产生的两个故障边 带频率,通过处理后仅剩下单独的故障特诊频率f_a。

在已有研究下,本文认为轴承故障特征频率与 轴承几何尺寸、损伤点发生位置(外圈)以及电机转 轴转速存在对应关系,可由上述数据进行确定,其 相应的计算公式^[8]为

$$f_0 = \frac{N_b}{2} f_{mr} \left(1 - \frac{D_b}{D_c} \cos\beta \right) \tag{11}$$

式中, f_{mr} 为电机转子转速; N_b 为滚动体的数量; D_b 为滚动体直径; D_c 为轴承节径; β 为滚动体的接触角。

由于本文中试验所用的为滚动体数量为9的电机,特征故障频率的计算公式,可近似^[9]为

$$f_0 = 0. \ 4N_b f_{mr} \tag{12}$$

将所需检测的电机电流频率的平方包络信号进行 FFT 频谱分析,然后再进行归一化处理,即:

$$ay_1 = 20 \times lg\left(\frac{ay}{ay_{max}}\right) \tag{13}$$

式中, *ay*₁ 为归一化之后幅值, *ay* 为包络线信号 FFT 变换后的幅值, *ay_{max}为 ay* 中的最大值。

通过上述数据分析,若频谱图在nf₀处出现故障 特征突起,则说明该电机轴承发生故障。

2 实验及结果分析

2.1 实验平台搭建

本次试验的主要设备分别由直流电源、拖动电机、试验电机样机、6205 型号轴承以及数据采集系统所组成。直流电源采用 25kHz 工频电源;拖动电机采用 22-42 直流发电机;试验电机采用 Y2-112 型三相异步电动机,且实验室配备多台用于模拟电

机电流数据的轴承可拆卸故障电机;数据采集系统则由变频器、霍尔电流传感器和数据采集卡组成。 搭建好后的试验平台如图1所示,试验所用故障轴 承如图2所示。



图1 电机轴承故障检测试验平台



图2 故障轴承 本次试验使用的电机样机是 Y2-112 三相异步 电机参数如表1 所示,轴承 6205 参数如表2 所示。

表 1 Y2-112 电动机基本参数

	参数		参数值	
定于	子铁心外径/mm	175		
定于	定子铁心内径/mm 110			
	气隙/mm	0.35		
转于	转子铁心内径/mm 38			
钌	₹心长度/mm		120	
额定	E转速/(r/min)	1440		
阁	页定功率/kW		7.5	
2	额定电压/V	380		
	极对数	2		
ź	定/转子槽数		36/28	
	参数		参数值	
	每槽导体数	52	1Δ	
定子2对极	线径	1.0mm	1 根 1.0mm	
	相串联匝数	312	52 * 6	

表 2 6205 轴承基本参数

参数	参数值
型号	6205
类型	深沟球轴承
最大转速/(r/min)	13000
额定荷载/kN	14
内径/mm	25
外径/mm	52
滚子直径/mm	15
滚子数量/个	9

2.2 电流仿真运行及分析处理

2.2.1 对定子电流进行 FFT 分解

为了验证方法的可行性,本文先分别将外圈故 障电机半载、正常电机半载、外圈故障电机满载、 正常电机满载定子电流直接进行 FFT 变换,并由 Matlab 仿真得到频谱图。通过比较,本文发现当带 载一样时,故障电机与正常电机的频谱图无较大差 别,无法由此判断电机是否故障。



2.2.2 对定子电流进行 Hilbert 解调平方包络信号 的 FFT 分析

根据已知的数据本文求得特征故障频率

$$f_0 = 87.6 \text{ Hz}_{\circ}$$



图 4 满载电机进行希尔伯特解调平方包络信号的 傅里叶分析

通过满载正常电机与满载故障电机的频谱图对 比,发现在故障特征频率f₀的3、4 倍时频谱图都出 现了故障突起。



图 5 半载电机进行希尔伯特解调平方包络信号的 傅里叶分析

通过半载正常电机与半载故障电机的频谱图对 比,发现在故障特征频率f₀的3、4 倍时频谱图都出 现了故障突起。

(下转第45页)

聚磁式磁场调制电机设计与分析

陈文静

(博世电动工具(中国)有限公司,杭州 310053)

 摘 要:聚磁式磁场调制电机是同步电机的一种,具有转矩密度高、效率高、噪音低、可靠性高等优点。在低速大 扭矩的传动系统中得到广泛的应用。本文以聚磁式磁场调制电机为模型,运用 Ansys Maxwell 软件建立该电机的仿真 模型。进行边界条件设置、网格剖分、材料赋予及激励设置等。求解并分析模型的反电势、静磁场、瞬态场、Map 图等性能。为电机的设计与优化提供参考依据。并制作了样机,实验结果验证了该设计方案的可行性。
 关键词:磁场调制电机;外转子; Ansys Maxwell;有限元分析
 中图分类号: TM331; TM351; TM341
 文献标志码: A
 文章编号: 1001-6848(2024)05-0011-06

Design and Analysis of Flux-concentrating Field-modulated Motor

CHEN Wenjing

(Bosch Power Tools (China) Co., LTD., Hangzhou 310053, China)

Abstract: The flux-concentrating field-modulated motor is a type of synchronous motor, which has the advantages of high torque density, high efficiency, low noise, and high reliability. It is widely used in low speed and high torque drive train systems. This paper took the flux-concentrating field-modulated motor as a model and uses the software of Ansys Maxwell to establish a simulation model. Set boundary condition, mesh generation, material allocation, and excitation, etc. Solved and analyzed the EMF, static magnetic field, transient field, map and other performance of the model. It provided reference basis for the design and optimization of the motor. A prototype was made and the experimental results verified the feasibility of the design.

Key words: field-modulated motor; outer rotor; ansys maxwell; finite element analysis

0 引 言

磁场调制电机的定转子极对数不同,从而产生 了转矩放大的作用。该类电机具有高转矩密度、低 功率因数的特征。

随着电机技术的发展,对电机的输出能力有更高的要求,要求电机在低速时有更高的扭矩输出能力,且转矩脉动要小,控制精度要求高。永磁磁场 调制电机在传统的永磁电机定子齿上引入了调制极 结构,利用特殊的谐波效应,调制低极对数高转速 的定子电枢绕组磁场,以获得可以与高极对数低转 速的永磁体磁场相匹配且作用的谐波磁场分量。这 种方式能够在不增加电机体积和槽数的条件下,实 现低速大转矩的目的。

磁场调制电机的低速大转矩特性特别适合电机 直驱的场合。采用该类型的电机,能够避免使用齿 轮箱,简化机械结构,消除由于齿轮啮合传动引起 的噪声和故障,从而提高系统的效率和可靠性。近 年来,由于磁齿轮与传统机械齿轮相比具有独特的 优势,在可再生能源、航空、工业自动化等领域都 有很好的发展前景,国内外电机专家学者相继提出 了多种不同结构的磁齿轮复合电机,取得了丰富的 研究成果。利用同心式磁场调制式磁齿轮和永磁电 机结合起来构成的磁齿轮复合电机可实现低速大扭 矩的直驱方式,同时充分利用了磁齿轮的内部空间, 从而提高整个传动系统的效率^[1]。

本文研究的聚磁式磁场调制电机用于低速大扭 矩传动系统,额定电压为72 V。设计了一款额定功 率为780 W,额定转速为680 r/min。峰值功率为 1.2 kW,峰值转矩为116 Nm的电机。定子槽数为 18,每个定子齿部开有一个槽,槽的两侧分别形成2 个调制齿,共有36个调制齿;转子极数为56 极。

作者简介:陈文静(1986),女,本科,工程师,研究方向为电机设计与优化。

给出了设计思路,并且利用 Ansys/Maxwell 建立了这 款电动机的二维有限元仿真模型,对模型的定转子 磁场、结构、磁力线分布情况、静磁场分析、输出 转矩大小、反电动势、Map 图等进行仿真。并在此 基础上制造出样机,完成空载测试、负载测试等。 通过试验验证了该方案的可行性及 Maxwell 有限元 仿真分析的准确性。

1 磁场调制电机的原理

磁场调制电机作为一类新型电机,无论在原理、 结构还是性能特点上均异于常规电机。不同于普通 的永磁电机,磁场调制电机在电枢绕组与永磁转子 之间增加了多个导磁块构成的磁场调制单元,称之 为调制齿。由于调制齿的存在, 永磁体产生的磁场 会变得畸形。站在空间谐波的角度,调制单元的存 在使得气隙中产生了新的磁场谐波^[2]。英国谢菲尔 德大学 K. Atallah 和 D. Howe 教授等人首次提出了一 种同心式的磁场调制式磁齿轮。在这个概念提出之 后,越来越多磁性齿轮和传统永磁电机相结合的结 构被提了出来,典型结构主要有磁性齿轮电机、磁 场调制电机、伪直驱永磁电机和游标永磁电机^[3]。 在文献[4]中,总结了永磁游标电机的研究现状与 最新进展。电机拓扑有游标磁阳电机、单齿开口槽 永磁游标电机、多齿 - 分裂极永磁游标电机、复合 结构等。其中复合结构包括双开槽凸极结构、双转 子结构、双定子结构。其它类型永磁游标电机包括 高温超导游标电机、永磁游标记忆电机、容错式游 标电机、直线游标电机。本文所研究的磁场调制电 机属于多齿 - 分裂极永磁游标电机。

图1为一种磁场调制电机模型示意图,其主体 结构包括定子铁心、电枢绕组、转子铁心、永磁体。 该电机模型为内转子结构,永磁体采用表贴式。在 定子齿部开有一个槽,一个齿上形成两个调制齿, 可称之为分裂齿式磁场调制电机。其在传统的磁场 调制电机的基础上,优化了磁场调制单元,将调制 单元和定子齿结合在一起。

传统磁场调制电机的定子齿的磁场调制作用与 导磁作用分离,其定子和转子之间增加了固定的调 制块,如图2所示。因其有独立的调制块,这种电 机,结构上略复杂、成本更高。利用中间静止凸极 调制块的"磁场调制"作用,实现转子的变速、变转 矩传动,称为"磁齿轮效应"。

一台电机正常工作的前提是其电枢绕组极对数 必须和空间气隙磁场的极对数相等。因此,磁场调



图 2 传统磁场调制电机模型

制电机电枢绕组极对数应当选择为由于调制效应新 增的磁场极对数。磁场调制电机的最大特征之一是 其励磁单元与电枢极对数不等。对于永磁式磁场调 制电机,其定子绕组极对数等于定子齿数与永磁体 极对数之差。其定子齿既能起到导磁作用,又能起 到磁场调制作用,故具有高转矩密度的特性。磁场 调制电机与传统电机的工作原理不同在于,其电枢 与励磁磁场要经过磁场调制单元的调制后才能相互 作用产生转矩。作为一种新型 PMSM,磁场调制电 机依靠磁场调制原理工作,不同绕组配置可产生不 同大小的空间谐波,研究不同绕组设计对电机空间 谐波抑制效果,从而提升电机输出转矩能力,是解 决永磁游标电机转矩提升的关键共性^[4]。

依据磁场调制现象的普遍性,由一个定子、一 层气隙和一个转子构成的任一类型的电机基本单元, 统一规格化为"励磁源—调制器—滤波器"3个基本 要素^[5]。励磁源在气隙中建立源磁动势,再由调制 器调制成—系列磁动势谐波分量。所有磁动势谐波 分量在气隙中产生相应的磁通密度谐波分量,实现 机电能量转换。

2 基于 Maxwell 的有限元分析

2.1 有限元仿真模型的建立

Maxwell 2D 基本几何模型建立的过程,主要涉及几何模型、边界条件、激励源、网格剖分、材料 定义、力矩等参数的设置及后处理等工作。

图 3 给出了 Maxwell 建模的具体流程, 主要包

括:建立模型、设定条件和求解计算^[6]。



图 3 Maxwell 建模流程

运用 Maxwell 电磁场仿真计算软件,对电机模型进行建模时,为减少分析时间,通常不采用全模型,而是选择最小模型进行仿真分析。并设置其边界条件,以保证最小模型和全模型的模拟状态是一致的。

2.2 聚磁式磁场调制电机设计与分析流程

本文设计的聚磁式磁场调制电机为永磁电机的 一种。通常,永磁电机设计时,在电机安装尺寸限 定下,根据要求的电压、电流限值,及额定功率、 转速等要求,先进行初始设计、选择合适的槽极比, 确定基本尺寸。进行建模,求解电机的空载静磁场、 根据场图,查看磁密的基本分布情况。

永磁电机最关键的参数是反电势。PMSM 通常 为正弦波控制,反电势波形需要设计为正弦波。 BLDC 为方波控制,反电势波形需设计为方波。这样 控制器和电机的匹配性最佳,效率最大、转矩最优。 同时,需要根据电源电压及额定转速、弱磁情况, 设定目标反电势。反电势越低,弱磁能力越强,最 高转速越大。恒功率区间,反电势越低,所需的电 流越大,损耗越大,效率越低。所以反电势是衡量 永磁电机设计的重要指标。图 4 为永磁电机电磁设 计的基本流程。



图 4 永磁电机设计流程

空载反电势计算,符合要求后,可计算 Map, 查看电机的基本特性及包络范围。最后,对关键工 况进行校核。例如额定工况、最大转矩、峰值功率 等。校核电机各部位的磁密是否过饱和、效率是否 符合设计要求。磁钢在极端情况下是否会发生退磁 等。全都符合指标要求,则电机设计完成。

3 聚磁式磁场调制电机有限元模型与 仿真结果分析

3.1 电机有限元模型与主要参数

本文设计的电机为外转子式的聚磁式磁场调制 电机,该电机的主要尺寸参数如表1所示。

表1 电动机主要参数表

参数	参数值	参数	参数值
转子结构	外转子	定子槽数	18
转子外径/mm	238	定子外径/mm	218.3
转子内径/mm	219	定子内径/mm	100
调制齿数	36	磁钢类型	方块条状
电枢叠厚/mm	40	磁钢材料	钕铁硼 48H
转子极对数	28	磁钢厚度/mm	3.2
气隙结构	均匀	极比	3.5

因转子上的磁钢结构为 SPOKE 辐条形式,能起 到聚磁作用,所以称之为聚磁式。聚磁式结构采用 切向充磁的永磁体,利用相邻的、极性相反的永磁 体之间互斥,将磁力线挤压进气隙。它最大的好处 是永磁体不需要背部铁心,从而节省了径向的空间, 因此聚磁式转子结构特别适用于外转子的磁场调制 型永磁电机。此外,由于永磁体不在气隙里,电机 的气隙可做得更小,有利于产生更大的转矩^[7]。

磁场调制电机旋转部分的极对数和电枢绕组极 对数之比,称为极比。这个概念通常在磁场调制电 机中存在。该方案转子极对数为28,定子极对数为 8,调制齿数为36,极比为3.5。符合磁场调制理 论,调制齿数等于定子极对数与转子极对数之和。 转子采用分块铁心,在转子外围采用不导磁材料固 定。每块转子铁心上开有燕尾槽,用于固定与传动 机构的转动部位。

采用在 Maxwell 自建模型参数化优化的方式, 得到如图 5 的电机有限元模型。具体方法如下,首 先在 RMxprt 中建立一个 18 槽 8 对极的外转子电机 模型,将槽型尺寸赋予变量,采用参数驱动。再生 成 Maxwell2D 模型,其槽型参数自动由 RMxprt 关联 得到。采用类似的方法在 RMxprt 中建立另一个 18 槽的电机模型,获取定子分裂齿部缺口的槽型,得 到 Maxwell2D 模型。最后将上述模型进行布尔运算, 合成为一个分裂齿的磁场调制电机定子 2D 模型。转 子部分采用上述方式建立 56 极的模型。最后用布尔运算得到整个电机模型。



图 5 电机有限元模型

3.2 反电势波形

该磁场调制电机绕线方式为双层叠绕组,采用 星型连接的方式。电机线反电势波形如图 6 所示。 线反电势有效值为 8 V,对应转速为 100 r/min。反 电势呈正弦性,符合正弦波驱动系统要求。可得额 定转速 680 r/min 时的反电势为 54.4 V,满足设定的 目标反电势值。



图 6 线反电势波形

3.3 静磁场分析及结果

利用有限元软件对永磁同步电机的静磁场分析, 可以得到电机空载状态下电机内部感应的磁力线分 布和电机磁密云图分布情况,由图可以看出,磁力 线越密,磁场强度越大,对于磁密云图,颜色越亮, 磁密越大^[8]。

聚磁式磁场调制电机静磁场分析得到的磁密云 图和磁力线分布云图如图7、图8所示。为了节约计 算时间,本方案均采用1/2模型进行计算,不影响 计算结果。



图7 静磁场磁密云图



图 8 静磁场磁力线分布

由磁密云图可得,在定子分裂齿的齿尖两侧部 位磁密更饱和,定子齿部平均磁密小于1.6T。由磁 力线分布图可得,定、转子部分磁力线走向合理、 磁路设计及模型合理。

3.4 瞬态场分析及结果

通过瞬态场分析,可以精确模拟电机在不同工 况运行下的特性曲线。查看电机在不同电流下的转 矩、转速特性曲线。或得到电机在给定转速、电流 下能的转矩输出能力,及损耗计算等。

3.4.1 额定工况计算

计算了电机在额定工况下的运行性能,额定功 率为780 W,额定转速为680 r/min。图9为电机输 出转矩11 N,满足设计要求。图10为额定工况下的 电流输入曲线,相电流有效值为9 A,电流波形呈正 弦性。



3.4.2 峰值转矩工况计算

分析计算了电机低速大扭矩工况下的运行性能, 电机转速为100 r/min。图11 为电机输出转矩,平 均值为116 N。图12 为峰值转矩工况下的电流输入 曲线,相电流有效值为100 A,电流波形呈正弦性, 满足设计要求。过载能力为额定转矩的10.5 倍,充 分体现了聚磁式磁场调制电机适合低速大扭矩的应 用场合。



3.5 MAP 计算与分析

为了得到电机性能的外特性曲线,及电机在控制器匹配下的包络线,通常可以进行 Map 计算与分析。Map 图能反映出电机在不同转速、转矩下的效率、电流、功率因数等。Map 图经常用来评估电机 在较大范围内各工作点运行下的整体性能情况,它 是一张基于转矩、转速坐标轴,以效率、电压、电 流、功率因素等作为第三维度变量的等值彩色云图。

以下为电机母线电压 72VDC, 电机线电流有效 值限值为 120 A 的 Map 计算。横坐位为转速, 最大 值为 600 r/min, 刻度线间隔 100 r/min。纵坐标为转 矩,最大值为 175 Nm, 刻度线间隔 25 Nm。

图 13 为电机效率 Map 图,可以看出,电机在宽运行范围内效率均较高。低速大扭矩工况下效率约 87.4%。

图 14 为电机电流 Map 图。转矩不变的情况下, 随着转速的增加,电流变化不明显。在转速不变的 情况下,电流随着扭矩的增大而明显增大,电流最



图 13 效率 Map 图

大值为112 A,小于系统允许的最大电流120 A,满 足设计要求。



图 14 电流 Map 图

图 15 为电机电压 Map 图。电压随着转速的增加 而增加,同时随着转矩的增加而增加。最大电压小 于 72VDC。运行过程中需满足电压极限椭圆和电流 极限圆,其矢量轨迹如图 16 所示。即在 MTPA 控制 下,电流、电压均小于限值,进行最大转矩电流比 控制。



图 16 MTPA 矢量图

图 17 为电机功率因数 Map 图。在转速小于 400 r/min、转矩小于 75 N 区间,功率因数大于 89%。在





图 17 功率因素 Map 图

4 制作样机试验验证

为验证仿真计算的准确性,制作了样机,并验 证了方案的可行性。图 18 为样机的转子组件,由56 个分块转子铁心组合而成,每个分块转子铁心上开 有燕尾槽用于固定在不导磁的转子内圈。图 19 为装 配后的样机实物。







图 19 样机

试验环境温度为 27℃。试验设备有,功率分析 仪如图 20、200 Nm 电涡流、磁粉测功机,直流低压 电阻测试仪,LCR 电桥,AWA5636 声级计等。供电 电压为 72VDC,测试平台如图 21 所示,由多个直流 电源串联提供电能。



图 20 功率分析仪



图 21 测试平台 额定工况及最大转矩工况测试数据如表 2 所示。 表 2 样机负载测试值

转矩/	Nm	转速/ (r/min)	电流/ A	输出功率/ kW	效率
额定转矩	11.2	680	8.7	0. 78	88.2%
最大转矩	116	100	102	1.2	84.1%

额定负载情况下,用 Maxwell 计算仿真值和样 机的试验值进行比较,理论值和测试值误差都在合 理范围内,如表 3 所示,表明仿真计算的准确性和 方案的可靠性。

	表 3	计算值和测试值
--	-----	---------

比较项目	Maxwell 计算值	样机测试值	误差
线电压/V	50. 5	51.4	1.8%
电流/A	9	8.7	3.3%
转速/(r/min)	680	680	0
输出转矩/(Nm)	11	11.2	1.82%
输入功率/W	892	904	5%
输出功率/W	783	797.5	1.85%
效率	87.4%	88.2%	0.92%

5 结 论

本文分析了一种新型电机的设计方法,提供了 设计思路。磁场调制电机的定子极对数、转子极对 数和调制齿数有特殊的匹配关系。采用 Ansys 公司 的 Maxwell 软件建立了电机模型,完成了对聚磁式 磁场调制电机的仿真分析。计算了电机静磁场、瞬 态场、反电势、Map 图等。研究表明该类型电机适 用于低速大扭矩直驱场合,过载能力强。由于取消 了减速箱等传动机构,系统效率能进一步提高。

同时,进行了样机制造与试验,将测试结果与 仿真数据进行对比分析,其误差均在合理范围内。 表明了仿真的准确性及方案的可靠性。为下一代产 品开发与优化打下了基础。

参考文献

 [1] 陈栋,等. 磁齿轮复合永磁电机综述[J]. 电机与控制应用, 2015,42(3):1-6

(下转第32页)

基于自联想核回归算法的数据驱动电机控制

黎卫国1,邓 渊2,张长虹1,李明洋1,杨 旭1,徐 航3

 (1. 中国南方电网有限责任公司 超高压输电公司电力科研院,广州 510000; 2. 河南平高电气股份有限公司, 河南 平顶山 467001; 3. 清华大学 电机工程与应用电子技术系,北京 100084)

摘 要:在电机控制领域,基于模型驱动的控制方法已经广为研究,随着计算机运算能力的提升,给大量数据计算 带来了可能性。为进一步提升电机控制性能,研究了一种基于自联想核回归法算法的控制补偿策略,基于运行过程 中的大量数据来校正补偿电机控制过程,以提升电机控制性能,平抑运行过程中的波动。通过理论以及仿真分析, 该方法能较好完成电机运行控制,加上补偿后的控制策略能减小电流波动以及转矩脉动,有一定的控制补偿效果。 此控制算法同样适用于其他电机控制策略的优化过程,有一定的参考价值。 关键词:自联想核回归;电机控制;补偿校正;数据驱动

中图分类号: TP273 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2024)05-0017-06

Data Driven Motor Control Based on Auto Associative Kernel Regression Algorithm

LI Weiguo¹, DENG Yuan², ZHANG Changhong¹, LI Mingyang¹, YANG Xu¹, XU Hang³

 China Southern Power Grid Co., LTD., Ultra High Voltage Transmission Company Electric Power Research Institute, Guangzhou 510000, China; 2. Pinggao Group Co., LTD., Pingdingshan Henan 467001, China; 3. Department of Electrical Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract: In the field of motor control, the model-driven control method has been widely studied. With the improvement of computer computing power, it brings the possibility to calculate a large number of data. In order to further improve the motor control performance, a control compensation strategy based on Auto Associative Kernel Regression (AAKR) algorithm was studied to correct and compensate the motor control performance, smooth out fluctuations during operation. Through theoretical and simulation analysis, the method can complete the motor operation control well, and the compensated control strategy can reduce the current fluctuation and torque ripple, and has a certain control compensation effect. This control algorithm is also applicable to the optimization process of other motor control strategies, and has a certain reference value.

Key words: auto associative kernel regression; motor control; compensation correction; data driven

0 引 言

随着科技的不断进步,电机控制技术在各个 领域中发挥着越来越重要的作用,寻求更加高 效、灵活的电机控制方法成为了当前研究的热点 之一。对于具有复杂、非线性或难以建模的电机 系统,目前主流电机控制方法大多是基于电机物 理模型搭建出控制器,例如传统 PI 控制器,模型 参考自适应法、扩展卡尔曼滤波器法、滑模观测 器法等。本文将介绍一种基于自联想核回归(Auto Associative Kernel Regression, AAKR)算法的电机 控制方法,该方法充分利用了数据驱动的思想,

收稿日期: 2023-12-06

作者简介:黎卫国(1987),男,工学硕士,高级工程师,研究方向为开关类设备技术研究工作。 邓 渊(1985),男,硕士,高级工程师,研究方向为电机与电器。 张长虹(1983),男,本科,教授级高级工程师,研究方向为高压电器。 李明洋(1991),男,博士,高级工程师,研究方向为高压开关试验及运维。 杨 旭(1984),女,博士,高级工程师,研究方向为开关设备技术研究。 徐 航(1999),男,本科,博士研究生,研究方向为高性能电机控制。 以提高电机系统的控制性能。AAKR 算法是一种 自适应增强卡尔曼调节器,它结合了传统的卡尔 曼滤波器和增强控制策略,以适应不确定性和变 化性,从而更好地满足电机系统的控制需求。通 过理论分析以及仿真结果证明补偿后的控制策略 效果较好。

1 数据驱动算法在电机控制中的应用

电机系统是一个复杂的非线性系统,在某些情 况下,获取精确的电机模型可能是困难的,或者已 有的模型可能不够准确,并且电机系统的参数可能 会因时间、温度、磨损等因素而变化。目前已有数 据驱动算法大多应用于电机的设计、参数校正、故 障辨识等领域,少数应用于电机控制策略。文献 [1]介绍了一种在线数据驱动的永磁直线电机优化 设计方法,通过期望提高的在线加点策略实现高精 度建模,大大减少了计算成本。文献[2]针对永磁 同步电机常用的故障类型,提出相应的故障诊断策 略,利用大量的仿真数据训练,提高了故障诊断的 正确率。文献[3]提出一种数据驱动的电动汽车异 步电机参数辨识方法,该方法在不建立系统模型的 前提下,完全依赖于实际数据对电动汽车异步电机 的参数进行辨识,使电机在任意给定工况下都能运 行于最优状态的参数。文献[4]提出了基于数据驱 动的永磁同步电机神经网络控制方法,该方法能取 代模型预测转矩控制, 解决了计算负担大导致实时 性较差的问题。文献[5]提出了从基于模型到数据 驱动的永磁同步电机电流控制器设计的过渡路径, 考虑了不同的数据驱动算法 PEM - MPC (Prediction Error Method Model Predictive Control)、子空间和 DeePC (Data - enabled Predictive Control),所有控 制器都具有较好的性能。文献[6]提出了基于深度 Q学习的永磁同步电机驱动有限集电流控制策略, 抛弃了传统模型预测控制中基于模型的电流预测, 通过仿真验证了该方法的有效性。与传统的有限控 制集模型预测电流控制(Finite Control Set Model Predictive Current Control, FCS - MPCC)方法相比,该 方法具有相近的性能。文献「7]提出一种基于长短 期记忆网络(Long Short Term Memory, LSTM)的电 力电子开关管开路故障的诊断方法,与传统方案对 比准确度更高,性能更为优越。

基于数据建模方法有很多,通常可分为两类, 一类是参数建模方法,主要有神经网络^[8]、深度 学习^[9,10]、支持向量机^[11]等。参数建模方法性能 取决于模型结构和参数数量的选择,一定程度上受 到模型结构和参数化的约束,具有训练速度快但是 鲁棒性较差的问题^[12]。另一类是非参数建模方法, 例如多变量状态估计^[13,14](Multivariate State Estimation Technique, MSET)、自联想核回归算法^[15,16]、 非线性状态估计^[17](Nonlinear State Estimation Technique, NSET),这类算法大多应用于故障数据的 检测^[12,16,18,19]。本文考虑基于数据驱动的自联想核 回归算法,在构建系统模型的基础上进行补偿控 制,在 MTPA 算法的基础上进行优化,通过理论和 仿真有效对比了改进方法对控制性能的影响,证明 了所提方法的可行性。

2 自联想核回归算法

自联想核回归算法是一种机器学习方法,用于 建立数据之间的非线性关系。它不依赖于具体的函 数形式,而是通过核函数来捕捉输入数据与输出之 间的复杂关系。其通常用于回归问题,即通过已知 数据样本来预测连续型输出变量的值,例如对故障 数据进行状态估计预警等。

利用 AAKR 的电机控制算法,总体上沿袭数据 驱动的思想,通过采集电机运行过程中的大量数据, 如电流、电压、速度和位置等信息,通过实时分析 和理解电机系统的动态特性,从而优化控制策略以 提高性能和效率。算法的优势在于其对于电机对象 动态特性的实时理解和适应性调整,为电机控制领 域带来了更高的性能和效率

电机系统是一个非线性系统,运行过程中会产 生较多的数据。对于一组运行数据,记为历史存储 矩阵 X_{N,J},其中数据中有 N 个状态,每一个状态向 量包含 J 个状态参数,综合后的数据矩阵如下形 式 X_{N,J}。

$$\mathbf{X}_{N,J} = \begin{bmatrix}
 x_1(t_1) & x_2(t_1) & \cdots & x_J(t_1) \\
 x_1(t_2) & x_2(t_2) & \cdots & x_J(t_2) \\
 \vdots & \vdots & & \vdots \\
 x_1(t_N) & x_2(t_N) & \cdots & x_J(t_N)
 \end{bmatrix}_{N \times J} = (1)$$

$$\begin{bmatrix}
 x_{11} & x_{12} & \cdots & x_{1J} \\
 x_{21} & x_{22} & \cdots & x_{2J} \\
 \vdots & \vdots & & \vdots \\
 x_{N1} & x_{N2} & \cdots & x_{NJ}
 \end{bmatrix}_{N \times J}$$

 x_{J}^{obs}],通过与历史存储矩阵 $X_{N,J}$ 的每个状态的行向量进行比较,计算查询向量到每个状态向量的距离,

在文献中有不同的技术可用来计算两个向量之间的 距离。



图 1 常规 MTPA 方法

本文考虑了欧几里得距离,计算欧式距离来衡 量距离测度如下:

$$\boldsymbol{d} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{d}_1 \\ \boldsymbol{d}_2 \\ \vdots \\ \boldsymbol{d}_N \end{bmatrix}$$
(2)

其中与每个状态的距离测度计算为

$$d_n = \sqrt{\sum_{j=1}^{J} (x_{nj} - x_j^{\text{obs}})^2}$$
(3)

在 AAKR 模型中,需要选择一个适当的核函数, 常见的核函数包括高斯核、多项式核、径向基函数 等。核函数的选择基于数据的性质和问题的需求, 通常选择高斯函数,形式如下:

计算观测向量和历史存储矩阵中各状态向量的 相似性程度,并以此决定对应的权重值

$$w_{n} = \frac{1}{\sqrt{2\pi h}} e^{-\frac{d_{n}^{2}}{2h^{2}}}$$
(4)

式中, h 为核函数的宽度系数, h 的大小与其对应的 权值成反比关系。

观测向量的估计值即可计算为

$$\hat{x}_{j} = \frac{\sum_{i=1}^{N} w_{i} x_{i,j}}{\sum_{i=1}^{N} w_{i}}$$
(5)

即可计算出误差进行后续控制

$$\boldsymbol{x} = \hat{\boldsymbol{x}} - \boldsymbol{x}^{\text{obs}} \tag{6}$$

AAKR 算法本质属于一种多变量状态估计,在 电机控制中,它首先对采集的 *d* 轴、*q* 轴电流信号、 角速度等大量数据分析建模得到电机稳态运行工况 矩阵,通过比较电机观测向量与运行时正常数据之 间的关系拟合出监测指标,利用监测指标反馈优化 电机控制策略。

3 基于自联想核回归的数据驱动控制

3.1 理论推导

对于传统的 MTPA 控制,其控制策略原理如图 1 所示。MPTA 策略中 PI 控制器主要参数有转速 ω , d轴、q 轴电流以及 d 轴、q 轴电流的参考值 i_d , i_q , i_{d_ref} , i_{q_ref} 等。选取其中重要的几个参数,包括转 速, d 轴、q 轴电流以及 q 轴电流的参考值构建出状 态向量,状态向量形式为

$$\mathbf{x}(t_i) = \begin{bmatrix} x_1(t_i) & x_2(t_i) & x_3(t_i) & x_4(t_i) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\omega}(t_i) & i_d(t_i) & i_q(t_i) & i_{q_-ref}(t_i) \end{bmatrix}$$
(7)

结合第二节中的自联想核回归算法,从一组或 多组正常运行数据中选取 N 个状态向量,建立历史 存储矩阵 X_{N.4}。

$$\boldsymbol{X}_{N,4} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\omega}(t_1) & i_d(t_1) & i_q(t_1) & i_{q_- \operatorname{ref}}(t_1) \\ \boldsymbol{\omega}(t_2) & i_d(t_2) & i_q(t_2) & i_{q_- \operatorname{ref}}(t_2) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \boldsymbol{\omega}(t_N) & i_d(t_N) & i_q(t_N) & i_{q_- \operatorname{ref}}(t_N) \end{bmatrix}_{N \times 4}$$
(8)

对于一组实际运行数据 $\mathbf{x}(t_i)$, 计算其与历史存 储矩阵每个状态的距离测度, 组成距离测度向量 d, 利用式(4)计算实际运行数据 $\mathbf{x}(t_i)$ 与各状态向量的 相似性程度,利用式(5)和式(6)计算出对应的权重 值 \mathbf{w} 并计算出误差向量 $\boldsymbol{\varepsilon} = [\boldsymbol{\varepsilon}_{\omega} \quad \boldsymbol{\varepsilon}_{id} \quad \boldsymbol{\varepsilon}_{iq} \quad \boldsymbol{\varepsilon}_{iq-ref}]_{o}$ 选取前三项反馈量,乘以补偿系数加到 PI 控制器 中,实现基于 AAKR 算法的补偿过程。流程框图如 图 2 所示。



图 2 算法理论实现

将上述的算法理论实现在 MTPA 算法中,整体 改进后基于 AAKR 的算法框图如图 3 所示。

3.2 仿真实验

为了验证所提方法的可行性,本文设计在电机 正常运行时,比较采用 AAKR 算法补偿下,与传统 方案的电机性能指标对比,例如电机电流、转矩脉 动。选用 Matlab/Simulink 软件搭建仿真系统并进行 验证。

仿真模型的部分参数如表1 所示。仿真运行总时间为0.4 s,设定0 到0.05 s 电机从零速达到2500 r/min,并于0.1 s 时加载5 Nm,0.3 s 时减载至0,待平稳后于0.35~0.4 s 稳步减速至停转。

选取电机起动至平稳过程中 20000 组数据作为 状态向量,状态向量的形式与理论推导保持一致, 建立历史存储矩阵 *X_{NJ}*,矩阵维度为 20000 ×4。





表1 仿真模型的部分参数

参数	参数值
仿真步长 T _{s0} /s	2e-6
控制周期 T_0/s	1e - 3
母线电压 V_{dc}/V	310
Solver(Simulink 解算器)	Ode45(Dorman – Prince)
额定转速 n/(r・min ⁻¹)	2500
转子转动惯量 J/kg・m ²	0. 001333
直轴电感 L_d /mH	3. 124
交轴电感 L_q/mH	3. 124
直流相电阻 R_s /m Ω	86. 7
转子极对数	4

电机的0至0.4 s 的运行速度和转矩曲线如图4 所示。电机起动的0至0.05 s 内,电机稳步加速到 2500 r/min,并于0.1 s 加载和0.3 s 减载时存在微小 的速度抖动,后续的减速过程也符合给定转速。转矩 曲线在加减速以及加减载过程中均符合实际情况,证 明该方案在整体的动态范围内能起到控制作用。

采用基于 AAKR 数据驱动的改进算法进行控制, 得到局部三相电流和电磁转矩如图 5 和图 6 所示。 图示选取时间为 0.24 至 0.3 s,也即电机转速稳定 时的数据。可以看出改进方案能很好实现控制效果, 电机运行稳定,也即证明改进 AAKR 算法下电机保 持平稳运行。

为进一步比较两种方法的控制性能,本文对两种方法的相电流和电磁转矩分别作 FFT (Fast Fourier Transform)分析,对稳态并加载情况下的 0.24 s 至 0.3 s 的 A 相实际电流、电磁转矩进行采样,结果如 图 7 和图 8 所示。

图 7 展示了 A 相电流采样后的谐波计算结果, 图 7(a)为传统的 MTPA 方案,图 7(b)为基于 AAKR 的改进方案。可以两种方法下,A 相实际电流的总 谐波失真 THD (Total Harmonic Distortion)分别为 -41.61dB和-44.92dB,也即 0.83% 和 0.57%。两 种方法的电流波形十分类似,且脉动均较小,提升 效果不是特别明显,但仍可以看到改进方法下相电 流谐波分量进一步降低。



图6 改进方案的电磁转矩

电磁转矩理论上为直流分量,图 6 展示的就是 改进后方案的电磁转矩脉动情况,图中可以看到电 磁转矩脉动较大。通过比较直流信号外的谐波分量 以比较电磁转矩脉动大小,图 8 也分别是传统 MTPA 和改进方法下的电磁转矩总谐波失真对比结果。图 中可以看到电磁转矩的 THD 分别为 – 6.77 dB 和

-10.05 dB,也即 45.8% 和 31.4%,可见利用改进 方法得到的相电流进行矢量控制,对转矩脉动改进 效果较大。仿真总体上验证了基于 AAKR 数据驱动 方案能减小电流总谐波和转矩的相对误差,提升系 统稳态性能,证明了其在 MTPA 方案上的改进效果。



4 结 语

本文提出一种基于 AAKR 数据驱动电机控制算

法,其通过预先计算平稳状态下的电机运行数据, 建立历史存储矩阵。将实际运行中的每个时刻电机 参数与历史存储矩阵中的数据进行计算,得出预测 值,并将预测值和观测值的误差进行补偿。该方案 在 MTPA 算法的基础上进行优化,提高了电流计算 精度,削弱了电流总谐波,减小了电磁转矩脉动, 提升了稳态性能。本文通过理论和仿真有效对比了 改进方法对控制性能的影响,证明了所提方法的可 行性。此控制算法同样适用于其他电机控制策略的 优化过程,有一定的参考价值。

参考文献

- [1] 尹绍杰,林鹏,杨扬戬,等.一种在线数据驱动的永磁直线电机 优化设计[J]. 微电机, 2022, 55(7): 1-5, 18.
- [2] 刘金卓, 屈剑锋. 基于数据驱动的永磁同步电机系统故障诊断 方法研究[D]. 重庆: 重庆大学, 2022.
- [3] 漆星, 王群京. 数据驱动的电动汽车异步电机参数辨识方法研 究[D]. 合肥: 安徽大学, 2020.
- [4] 李耀华,赵承辉,周逸凡,等.基于数据驱动的永磁同步电机深度神经网络控制[J]. 电机与控制学报,2022,26(1): 115-125.
- [5] Carlet P G, Favato A, Bolognani S, et al. Data-Driven Continuous-Set Predictive Current Control for Synchronous Motor Drives [J].
 IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37 (6): 6637-6646.
- [6] Tang Z, Ma C, Rodriguez J, et al. Data-Driven Finite-Set Predictive Current Control via Deep Q-Learning for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives [C]. 2023: 1-6.
- [7] 李波,夏候凯顺.基于长短期记忆网络的永磁同步风机变换器 开路故障诊断研究[J].微电机,2021,54(2):35-40.
- [8] 李程,廖丽诚,冯凌,等.神经网络在永磁同步电机模型预测控制参数寻优中的应用[J].电源学报,2021,19(4):86-94.
- [9] Nicola M, Nicola C I. Improvement of PMSM Control Using Rein-

forcement Learning Deep De-terministic Policy Gradient Agent[C]. 21st International Symposium on Power Electronics, 2021: 1-6.

- [10] Wang Y, Fang S, Hu J, et al. A Novel Active Disturbance Rejection Control of PMSM Based on Deep Reinforcement Learning for More Electric Aircraft [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2023, 38(2): 1461-1470.
- [11] Soyed A, Ameni K, Hasnaoui O, et al. DTC-SVM Control for Induction Motor Drives Fed by Sparse Matrix Converter [C]. 2021: 126-131.
- [12] 田雯雯, 吕丽霞, 冯雪凯, 等. 基于改进 AAKR 的风电机组齿轮 箱状态监测[J]. 电子测量技术, 2022, 45(15): 158-165.
- [13] Wang Z, Jin X, Xu Z. An Adaptive Condition Monitoring Method of Wind Turbines Based on Multivariate State Estimation Technique and Continual Learning[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2023, 72: 1-9.
- [14] Baraldi P, Di Maio F, Genini D, et al. Comparison of Data-Driven Reconstruction Methods For Fault Detection [J]. IEEE Transactions on Reliability, 2015, 64(3): 852-860.
- [15] DuarteU Alves M A, Galottol, Pinto J O P, et al. RBF Neural Networks Modeling Methodology Compared to Non-Parametric Auto-Associative Models for Condition Monitoring Applica-tions [C]. 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2018: 5406-5411.
- [16] Sairam N, Mandal S. Thermocouple Sensor Fault Detection Using Auto-Associative Kernel Regression and Generalized Likelihood Ratio Test[C]. International Conference on Computer, Electrical & Communication Engineering, 2016; 1-6.
- [17] 李飞,赵冬冬,皇甫宜耿,等.适用于 PEMFC 系统状态估计的 鲁棒非线性观测器[J].电源学报,2019(17):19-25.
- [18] Jung S, Kim M, Kim J, et al. Fault Detection Method based on Auto-associative Kernel Regression and Interval Type-2 Fuzzy Logic System for Multivariate Process[C]. 2021: 1-7.
- [19] 刘双白,朱龙飞,仇晓智,等. 基于加权 AAKR 算法的发电设备 状态预警技术研究[J]. 热能动力工程,2020,35(7): 235-241.

(上接第6页)

- [8] 刘云涛, 权艳娜, 曹胜强, 等. 高速油冷永磁电机散热设计及 分析[J]. 微电机, 2023, 56(3): 41-43, 62.
- [9] Jordan H. Die Ferromagnetischen Konstanten für Schwache Wechselfelder [M]. Elektr. Nach. Techn., 1924.
- [10] Bertotti G. General Properties of Power Losses in Soft Ferromagnetic Materials [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1988, 24 (1): 621-630.
- [11] 赵志刚,贾慧杰,刘朝阳,等.考虑PWM 波形特征的纳米晶 磁心损耗模型研究及验证[J].电工技术学报,2023(12):
 1-11.
- [12] Popescu M, Ionel D M. A Best-fit Model of Power Losses in Cold Rolled-motor Lamination Steel Operating in a Wide Range of Frequency and Magnetization [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2007.

- [13] 江善林, 邹继斌, 徐永向, 等. 考虑旋转磁通和趋肤效应的变 系数铁耗计算模型[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(3): 7.
- [14] Eggers D , Steentjes S , Hameyer K . Advanced Iron-loss Estimation for Nonlinear Material Behavior [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2012, 48(11): 3021-3024.
- [15] 张冬冬,赵海森,王义龙,等.用于电机损耗精细化分析的分段变系数铁耗计算模型[J].电工技术学报,2016,31(15): 16-24.
- [16] 赵志刚,刘佳,郭莹,等.非正弦励磁环境磁性材料改进损耗 模型的研究[J].电工技术学报,2019,34(13):2693-2699.
- [17] 张涵,谢宝昌,张舟云,等. 车用永磁同步电机铁耗的快速计 算方法[J]. 电机与控制应用, 2013, 40(12): 9-14, 33.
- [18] 胡之光. 电机电磁场的分析与计算[M]. 北京: 机械工业出版 社, 1989.

考虑高温环境的无刷直流电机复合控制驱动系统

苏社艳1,吴佳炜1,侯军涛1,李 冬1,黄勇胜2

(1. 中海油田服务股份有限公司,河北廊坊 065201; 2. 哈尔滨深能电机有限公司,哈尔滨 150060)

摘 要:无刷直流电机(BLDC)以其效率高、功率密度大、电机温升低等优点,已成为中国油田测井行业的核心部件。但是井下的高温环境会对BLDC的内部参数产生影响,再加上BLDC本质上是一个非线性系统,传统PID控制是基于线性的数学模型,这就导致基于传统PID控制的BLDC双闭环(转速环和电流环)驱动系统性能下降。针对该问题,在BLDC转速环控制器设计中,本文提出使用鲁棒性强的超螺旋算法;为了获得高动态性能的BLDC电磁转矩控制效果,提出使用一阶滑模直接转矩控制系统。通过仿真和实验验证本文设计的BLDC驱动系统的可行性。
 关键词:无刷直流电机;油田测井;滑模控制;直接转矩控制
 中图分类号:TM36+1;TP273 文献标志码:A 文章编号:1001-6848(2024)05-0023-05

Brushless DC Motor Composite Control Drive System Considering High Temperature Environment

SU Sheyan¹, WU Jiawei¹, HOU Juntao¹, LI Dong¹, HUANG Yongsheng² (1. China Oilfield Services Limited, Langfang Hebei 065201, China; 2. Harbin Shenneng Motor CO., LTD., Harbin 150060, China)

Abstract: At present, China is increasingly attaching importance to oil reserves. Brushless DC motor (BLDC) has become the core component of China's oil field logging industry due to its advantages of high efficiency, high power density, and low motor temperature rise. However, the high-temperature environment underground can have an impact on the internal parameters of BLDC. In addition, BLDC is essentially a nonlinear system, and traditional PID control is based on linear mathematical models. This leads to a decrease in the performance of BLDC dual closed-loop (speed loop and current loop) drive systems based on traditional PID control. In response to this issue, this paper proposed the use of a robust super-twisting algorithm in the design of BLDC speed loop controllers; In order to achieve high dynamic performance of BLDC drive system designed in this paper through simulation and experiments. Key words; brushless DC motor; oilfield logging; sliding mode control; direct torque control.

0 引 言

当前国际形势日益复杂,石油作为我国重要的 储备能源,其战略地位十分重要^[1]。油田测井是石 油开发中至关重要的一步,它可以精确定位地下原 油的位置,决定了石油开采的效率^[2]。电机目前作 为我国测井仪器的核心动力单元,能够直接影响测 井开发的效率。永磁电机的出现解决了传统直流电 机因电刷、换向器导致电机不可靠的缺点。无刷直 流电机(Brushless DC Motor, BLDC)作为永磁电机的 一种,拥有控制简单、寿命长、电机效率高、调速 性能好等优点,在家电和工业领域应用较多。

在双闭环的电机驱动系统中,需要转速控制器 和电流控制器对电机的转速和电流进行控制。在设 计电机控制器时,PID 控制因易于工程实现、适用 于大多数被控对象等优点被广泛应用。然而,在设 计 PID 控制器的参数时,需要事先知道电机的数学 模型和内部参数,而电机本就是一个高度非线性系 统,目前基于近似和假设的数学建模方法无法与实 际系统完全一致。此外,并下的高温环境会造成电

作者简介:苏社艳(1993), 女,工程师,研究方向为电子工艺技术研究及应用。 黄勇胜(1995),工程师,研究方向为电机控制。

收稿日期: 2023-11-27

机内部参数的摄动,使 BLDC 理论与实际的数学模型相差变大。测井电机在高温环境工作时若仍使用 常温下整定的 PID 参数,会导致电机驱动系统的效 率下降,甚至会造成 BLDC 驱动系统的不稳定。若 在高温环境中重新整定 PID 参数,会进一步降低油 田开采的效率。

滑模控制是非线性系统控制里一种常用的控制 方法,能够在一定程度上免疫扰动,所以鲁棒性非 常强,但是系统会存在一定程度的抖动。高阶滑模 控制能够有效减小一阶滑模控制的抖动,目前已经 在电网、机器人控制和电机驱动等领域广泛应 用^[3-4]。超螺旋算法(Super – Twisting Algorithm, STA)是高阶滑模控制的其中一种,由于该算法不引 入微分项所以可以有效保证系统的稳定性和抗扰 性^[5-6]。在超螺旋算法滑模控制系统中,根据扰动 类型不同,构造相应的 Lyapunov 函数以分析稳 定性^[7-9]。

本文针对 BLDC 双闭环驱动系统应用 PID 控制 器时在高温环境性能变差的问题,在转速环控制器 的设计中提出使用二阶滑模控制——超螺旋算法提 高转速环鲁棒性,并提出把一阶滑模控制和直接转 矩控制相结合,控制 BLDC 电磁转矩,以提高电流 环的鲁棒性和快速性。最后通过仿真和实验对本文 提出的 BLDC 驱动系统进行验证。

1 BLDC 超螺旋算法转速环控制器研究

在高温环境下,基于 PID 控制器的 BLDC 驱动 系统面临的问题不仅仅是来自于负载的扰动,还有 电机参数的扰动。因此面对多种扰动对整个电机系 统的影响,需要提高控制器的鲁棒性,使转速环在 多种扰动影响下仍具有良好的性能。

为了设计具有强鲁棒性的超螺旋算法,首先对 BLDC 的数学模型进行一定的简化,由 BLDC 相电压 u 以及绕组电阻 R、绕组电感 L 写出电压方程,由电 磁转矩 T_e 、负载转矩 T_L 、电机机械角速度 ω 以及相 关 BLDC 内部参数(转动惯量 J、粘滞摩擦系数 β)写 出运动方程 BLDC,具体见文献[11]。根据电压方 程和运动方程,构建以转速 ω 和相电流 i 为状态变 量的 BLDC 的状态方程:

$$\begin{cases} \frac{\mathrm{d}\omega}{\mathrm{d}t} = -\frac{\beta}{J}\omega + \frac{1}{J}T_{\mathrm{e}} - \frac{1}{J}T_{\mathrm{L}} \\ \frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} = -\frac{R}{L}i + \frac{1}{L}u - \frac{2k_{e}}{L}\omega \end{cases}$$
(1)

式中, k_e 为反电势系数。

在设计 BLDC 转速控制器时,为了让 BLDC 实际转速 ω 跟随给定转速 ω_{ref} ,选取状态变量 $x_1 = \omega_{ref}$ - ω ,有 BLDC 转速状态方程如下:

$$\dot{x}_{1} = \dot{\omega}_{ref} - \dot{\omega} = \dot{\omega}_{ref} + \frac{\beta}{J}\omega - \frac{1}{J}T_{e} + \frac{1}{J}T_{L} \qquad (2)$$

通过给定转速 ω_{ref} 和负载转矩 T_L 构建 BLDC 转速 状态方程的综合扰动项 $y_1(t)$:

$$y_1(t) = \dot{\omega}_{\rm ref} - k_1 \omega_{\rm ref} + \frac{1}{J} T_{\rm L}$$
(3)

其中, $k_1 = -\frac{\beta}{J^{\circ}}$

重写 BLDC 转速状态方程如式(4)所示。

$$\dot{x}_1 = k_1 x_1 + y_1(t) - m_1 T_e \tag{4}$$

其中, $m_1 = -\frac{1}{J^{\circ}}$

同理,为了让 BLDC 实际转速 i 跟随给定转速 i_{ref} ,选取状态变量 $x_2 = i_{ref} - i$,有 BLDC 电流状态方程如下:

$$\dot{x}_{2} = \dot{i}_{ref} - \dot{i} = \dot{i}_{ref} + \frac{2k_{e}}{L}\omega + \frac{R}{L}i - \frac{1}{L}u \qquad (5)$$

通过给定相电流 i_{ref} 和实际转速 ω 并考虑电机内 部参数变动构建 BLDC 电流状态方程的综合扰动项 $y_2(t)$, 重写 BLDC 电流状态方程如式(6)所示。

$$\begin{cases} \dot{x}_{2} = k_{2}x_{2} + y_{2}(t) - m_{2}u \\ h_{2}(t) = -k_{2}i_{\text{ref}} + \dot{i}_{\text{ref}} + \frac{2k_{e}}{L}\omega + \Delta_{2} \end{cases}$$
(6)

其中, $k_2 = -\frac{R}{L}$; $m_2 = \frac{1}{L}$; Δ_2 为考虑 $k_e \, k_2 \, m_2$ 改 变的扰动项。

根据式(4)和式(6),以相电流 *i* 为中间变量分 解成如式(7)所示的级联形式的 BLDC 转速环。

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = k_1 x_1 + y_1(t) - m_1 T_e \\ \dot{x}_2 = k_2 x_2 + y_2(t) - m_2 u \end{cases}$$
(7)

设滑模变量为s,超螺旋算法如:

$$\begin{cases} u(t) = -a_1 \sqrt{|s|} \operatorname{sign}(s) + z(t) \\ \dot{z}(t) = -a_2 \operatorname{sign}(s) \end{cases}$$
(8)

式中, *a*₁, *a*₂均为大于0的滑模参数。 取滑模变量 *s*₁:

$$s_1 = x_1 = \omega_{\rm ref} - \omega \tag{9}$$

转速环的超螺旋算法控制率如:

$$\begin{cases} T_{\text{ref}} = u_{\text{Te}}(t) = a_1 \sqrt{|s_1|} \operatorname{sign}(s_1) + z(t) \\ \dot{z}(t) = a_2 \operatorname{sign}(s_1) \end{cases}$$
(10)

结合式(10)对滑模变量s进行求导,得到:

式中, a'_1 , a'_2 为滑模参数, $a'_1 = m_1 a_1$, $a'_2 = m_1 a_2$ 。

根据非线性系统分析方法^[10],可以通过设计 Lyapunov 函数证明该基于超螺旋算法的 BLDC 转速 环的稳定性。

2 BLDC 一阶滑模直接转矩控制研究

直接转矩控制的思想和滑模控制相类似,同样 可以有效减小扰动对系统的影响,并提高系统的快 速响应能力。所以为了进一步提高 BLDC 驱动系统 的快速性和参数鲁棒性,将直接转矩控制的思想用 于 BLDC 的电磁转矩生成。同时结合一阶滑模控制 算法,进一步提高 BLDC 电流(转矩)环的动态性能 和鲁棒性。

为了构建一阶滑模控制器,给定 BLDC 电磁转 矩为 *T_{eref}*,选取 BLDC 电流(转矩)环的滑模变量 *s*₂如:

$$s_2 = x_2 = T_{eref} - T_e$$
 (12)

通过母线电压给定值 U_{set}得到滑模变量 u为

$$u = U_{\text{set}} \operatorname{sign}(s_2) \tag{13}$$

结合 BLDC 电流状态方程式(6),得到如式 (14) 所示的一阶滑模直接转矩控制状态方程:

$$\dot{s}_2 = k_2 s_2 + y_2(t) - m_2 \operatorname{sign}(s_2)$$
 (14)

选取一阶滑模直接转矩控制状态方程的 Lyapunov 函数如:

$$V_2 = \frac{1}{2}s_2^2 \tag{15}$$

带入 $s_2 = T_{eref} - T_e$,得到 V_2 的导数:

$$\dot{V}_{2} = s_{2}\dot{s}_{2} = k_{2}s_{2}^{2} + s_{2}y_{2}(t) - s_{2}m_{2}U_{\text{set}}\text{sign}(s_{2}) \leqslant$$

$$s_{2}(-k_{2}T_{\text{eref}} + \dot{T}_{\text{eref}} + \frac{2k_{e}}{L}\omega + \Delta_{2}) - m_{2}U_{\text{set}}|s_{2}|$$
(16)

结合稳定性条件式 $V_2 > 0$, $\dot{V}_2 < 0$, 进一步解得: $U_{\text{set}} > \frac{1}{m_2} \left| -k_2 T_{\text{eref}} + \dot{T}_{\text{eref}} + \frac{2k_e}{L} \omega + \Delta_2 \right|$ (17)

综上所述,即使 BLDC 驱动系统受到电机参数 摄动和负载扰动,只要母线电压给定值 U_{set}达到一定 程度的值,依然可以使 BLDC 的电流环跟随给定 电流。

通过 BLDC 的转子磁极位置和电流(转矩)比较 结果共同决定直接转矩控制的电压矢量。不计 BLDC 的绕组电阻, BLDC 定子磁链如:

$$\psi_{s} = \int u dt = ut + \psi_{s}(0) \qquad (18)$$

电压矢量幅值越大,定子磁链运动速度越快, 而且定子磁链沿电压矢量的方向会跟着电压 *u* 的方 向而改变,根据当前 BLDC 的转子磁极位置,给 BLDC 施加合适的电压矢量,实现对 BLDC 电流(转 矩)的直接控制^[12]。可以看出直接转矩控制 BLDC 更简单,十分易于工程实现。

3 仿真及实验验证

综合基于超螺旋算法的转速环和基于一阶滑模 直接转矩控制电流环得到本文提出的 BLDC 复合控 制驱动系统,其基本框图如图1 所示。

3.1 仿真验证

首先通过仿真验证基于传统 PID 控制的 BLDC 驱动系统性能。根据表1所示的25°C和200°C下 的4对极 BLDC 参数,在仿真软件中搭建基于传统 PID 控制的 BLDC 驱动系统,其中两个 PID 控制器的 参数分别为:电流环比例增益 K_{m} = 0.14,积分增益 K_{ic} = 4.28;转速环比例增益 K_{ns} = 0.05,积分增益 *K*_{is} = 10。给定转速 2000 r/min, 在 25 °C 和 200 °C 两种温度下, BLDC 起动时转速波形和电磁转矩波形 分别如图 2(a) 和图 2(b) 所示。从图 2(a) 中可以看 出,在25°C下,该传统BLDC驱动系统转速超调约 为75 r/min,在200°C下,转速超调约为90 r/min, 而且调节时间变长;从图2(b)中可以看出,在200 °C下的起动电磁转矩回调速度要比25°C时要慢。 图 3 显示了 BLDC 在突加负载后的仿真波形,可以 看出,在200°C下,突加负载后转速超调量比常温 时增大,而电磁转矩波形没有明显变化。综上所述, 通过仿真验证了温度会对 PID 控制器产生影响,进 而降低了 BLDC 驱动系统的性能。



图1 复合控制系统结构框图

通过仿真验证本文提出的 BLDC 复合控制驱动 系统的性能。根据表1 所示的25 °C 和200 °C 下的4 对极 BLDC 参数,在仿真软件中搭建基于复合控制 的 BLDC 驱动系统,设定复合控制的参数如下所示: a₁=4, a₂=100。给定转速 2000 r/min,在 25°C 和 200°C 两种温度下,BLDC 起动时转速波形和电磁 转矩波形分别如图 4(a)和图 4(b)所示。从图 4(a) 中可以看出,无论是常温环境还是高温环境,本文 提出的 BLDC 驱动系统转速超调均为48 r/min,比图 2(a)的传统 PID 控制器要小;从图 4(b)中可以看 出,温度对电磁转矩几乎没有影响,而且电磁转矩 比图 2(b)更平稳。图 5 显示了 BLDC 在突加负载后 的仿真波形,可以看出,温度对 BLDC 的转速和电 磁转矩均不产生影响,而且转速超调和电磁转矩超 调均比传统 PID 控制器的要小。

表1 不同温度下无刷直流电机参数

电机参数	常温参数值	高温参数值
永磁体磁链/Wb	0. 113	0.105
绕组电阻/Ω	1.08	2.1
等效电感/mH	8.5	9.3
转动惯量/(kg・m ²)	0.001175	0.001175
粘滞摩擦系数/(N・m・s)	0.006	0.006



图 2 基于传统 PID 控制的 BLDC 驱动系统起动仿真

3.2 实验验证

搭建基于 TMS320F2812 无刷直流电机驱动系统,对本文提出的 BLDC 复合控制驱动系统进行实验验证,电机参数如表1 所示, PID 控制参数和复合控制参数和仿真时一致。



图 3 基于传统 PID 控制的 BLDC 驱动系统负载突变仿真



图 4 BLDC 复合控制驱动系统起动仿真

首先通过起动实验验证基于传统 PID 控制的 BLDC 驱 动 系 统 性 能, 电 机 转 速 同 样 给 定 为 2000 r/min, 分别在常温和高温环境下进行实验,得 到如图 4(a)所示的转速波形。从图中可以看出,基 于传统 PID 控制的 BLDC 驱动系统常温时转速超调 可达 520 rmin,高温时可达 480 r/min,而且调节时 间较长,常温时为 0.3 s,高温时约为 0.4 s。本文 提出的 BLDC 复合控制驱动系统实验结果如图 6(b)



图 5 BLDC 复合控制驱动系统负载突变仿真

所示,无论是常温还是高温环境,转速超调均低于 100 r/min,而且调节时间小于 0.15 s。从起动实验 可以看出,温度基本不会对本文提出的 BLDC 复合



图 6 不同温度下起动实验电机转速波形 控制驱动系统转速控制性能造成影响。通过负载突 变实验验证基于传统 PID 控制和复合控制的 BLDC 驱动系统性能。实验设定于 0.5 s 给 BLDC 突加 2 N ·m 的转矩,传统 PID 控制和本文提出的复合控制 的转速波形分别如图 7(a)和图 7(b)所示。从图 7

(a)中可以看出,基于传统 PID 控制的 BLDC 驱动系 统转速超调为 180 r/min,调节时间为 0.13 s,而且 在高温环境下,BLDC 驱动系统的调节时间增大到 0.21 s,响应变慢。从图 7(b)所示的 BLDC 复合控 制驱动系统转速波形可以看出,转速超调仅为 60 r/ min,调节时间比传统 PID 控制器的略快,并且温度 基本不会对电机驱动系统的性能造成影响。



图 7 不同温度下负载突变实验电机转速波形

综上,通过仿真和实验验证了复合控制能够有 效改善 BLDC 的转速控制性能以及电机参数的鲁 棒性。

4 结 论

本文提出了一种考虑高温环境的 BLDC 复合控 制驱动系统,既基于超螺旋算法的转速环和一阶滑 模直接转矩控制系统。本文提出的复合控制算法简 单、调参方便,能够在处理器性能不高的嵌入式系 统中应用,而且能够提高 BLDC 的参数鲁棒性和快 速性。仿真和实验表明基于传统 PID 控制的 BLDC 驱动系统性能受温度影响较大,高温环境下电机驱 动系统的快速性下降;基于复合控制的 BLDC 驱动 系统转速控制能力得到提升,而且温度变化时对电 机参数改变不敏感,系统鲁棒性变强,十分有利于 在油田测井等极端环境中进行应用。

(下转第66页)

基于高频注入法的同步磁阻电机无位置传感器控制

刘小青1,王晋2,刘开元1,廖全蜜1

(1. 深圳信息职业技术学院 交通与环境学院,广东 深圳 518000; 2. 华中科技大学 电气与电子工程学院, 武汉 430000)

摘 要:同步磁阻电机是一种结构简单耐用、造价较低的特殊同步电机,近年来逐渐受到关注。将旋转高频电压注 入法无位置传感器控制技术应用于同步磁阻电机,研究无带通滤波器同步磁阻电机位置辨识策略,以简化控制算 法,降低位置辨识误差,减轻处理器的运算压力。同时在实验中,分奇偶周期分别注入基波电压和高频电压,以充 分利用实验电源容量。在 Matlab/Simulink 环境下搭建仿真模型,同时搭建 1.2 kW 样机的硬件测试平台,仿真和实 验结果都验证了简化的无位置传感器矢量控制算法的有效性和准确性。

关键词:同步磁阻电机;无位置传感器;旋转高频电压注入法;无带通滤波器 中图分类号:TM352;TP273 文献标志码:A 文章编号:1001-6848(2024)05-0028-05

Research on Sensorless Control of Synchronous Reluctance Motor Based on High Frequency Signal Injection

LIU Xiaoqing¹, WANG Jin², LIU Kaiyuan¹, LIAO Quanmi¹

(1. Shenzhen Institute of Information Technology, Shenzhen Guangdong 518000, China;

2. Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430000, China)

Abstract: Synchronous reluctance motor is a special synchronous motor with simple, durable structure and low cost, which has attracted more and more attention in recent years. The sensorless control technology of rotating high-frequency voltage injection method was applied to synchronous reluctance motor, and the position identification strategy of synchronous reluctance motor without band-pass filter was studied to simplify the control algorithm, reduce the position identification error and the operation pressure of processor. In the experiment, fundamental voltage and high-frequency voltage are injected separately in odd and even cycles to fully utilize the experimental power supply capacity, and in the experiment, fundamental voltage and high-frequency voltage to fully utilize the experimental power supply capacity. The simulation model was built on Matlab/Simulink environment. Besides, the hardware test platform of 1. 2kW prototype was built. The simulation and experimental results both verify the effectiveness and accuracy of the simplified sensorless vector control algorithm.

Key words: synchronous reluctance motor; sensorless control; high frequency rotating voltage signal injection; without bandpass filter

0 引 言

与常见交流电机相比,近年来同步磁阻电机 (Synchronous Reluctance Motor, SynRel)由于本身具 备简单耐用的结构、优异的加速性能,在交流驱动 中发挥着重要的作用^[1-2]。针对 SynRel 高性能工业 控制,实时的转子位置是很关键的参数,通常在 SynRel 转子轴上安装硬件传感器以获取转子位置。 硬件传感器会导致提升系统造价、削弱可靠性等实 际问题^[34]。由于 SynRel 转子未安装永磁材料和绕 组,而采用特殊设计的轴向对称结构, dq 轴的电感 相差较大形成较大的凸极比,可以通过凸极跟踪算 法^[56]获得转子位置和转速。SynRel 根据转速范围采 用不同算法进行无传感器控制,其中中高速范围主

收稿日期: 2023-11-13

基金项目: 校级-双高计划-创新要素培育专项 - - 硕博士科研启动项目(SZIIT2022KJ055)

作者简介: 刘小青(1991), 男, 讲师, 硕士研究生, 研究方向为城市轨道交通、电机控制。

要采用基于电机基频模型的无传感器控制方法,直接或间接地从反电动势提取转子位置信息^[7];低速范围主要考虑基于电机的凸极性控制方法。注入高频电压(电流)激励,从高频响应电流(电压)响应中估算出转子位置信息,可实现低速和零速下的位置跟踪根据注入方式的不同,又分为旋转高频注入、脉振高频注入和 PWM 本身的载波成分信号^[8]。本文研究了一种简化的 SynRel 旋转高频电压注入法,无需设计带通滤波器,简化 SynRel 控制过程并减小位置误差。

基于旋转高频电压信号注入法的 SynRel 转子位置辨识

1.1 SynRel 的基波和高频模型

在理想情况下, SynRel 在 $\alpha\beta$ 轴的基频数学表达式:

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L + \Delta L \cos 2\theta_{e} & \Delta L \sin 2\theta_{e} \\ \Delta L \sin 2\theta_{e} & L - \Delta L \cos 2\theta_{e} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix}$$
(1)

式中, u_{α} 、 u_{β} 、 i_{α} 、 i_{β} 、 θ_e 为 $\alpha\beta$ 轴基频电压电流量、 转子位置, $L = (L_d + L_q)/2$, $\Delta L = (L_d - L_q)/2$ 。

为利用 SynRel 的强凸极效应以解调转子位置, 在 SynRel 定子接线端口注入旋转高频低电压,注入 的高频低压激励电压信号为

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha h} \\ u_{\beta h} \end{bmatrix} = U_h \begin{bmatrix} \cos(\varpi_h t) \\ \sin(\varpi_h t) \end{bmatrix}$$
(2)

式中, $u_{\alpha h}$ 、 $u_{\beta h}$ 为 $\alpha \beta$ 轴注入的高频低压激励电压, U_h 、 ϖ_h 为激励电压的幅值和频率。根据实际调试经 验, U_h 一般取 SynRel 额定电压的 1/10, ϖ_h 取 10 kHz 左右为宜。

在 SynRel 低速运转过程中,考虑到∞_h≫∞,∞为 电机基波频率, SynRel 电感的电压降远远超过电阻 上的,故分析中只考虑电感因素而忽略掉电阻的影 响,从而简化无位置传感器控制的数学模型,简化 后的高频电流响应信号为

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha h} \\ i_{\beta h} \end{bmatrix} = \frac{U_{h}}{\overline{\sigma}_{h} (L^{2} - \Delta L^{2})} \begin{bmatrix} L \sin \overline{\sigma}_{h} t - \Delta L \sin(\overline{\sigma}_{h} t - 2\vartheta_{e}) \\ -L \cos \overline{\sigma}_{h} t - \Delta L \cos(\overline{\sigma}_{h} t - 2\vartheta_{e}) \end{bmatrix}$$
(3)

从式(3)中可以得出,注入高频低压电压信号 后,高频电流含有 θ_e 相关信息。通过解调处理带通 滤波器获取的 i_{ah} 、 i_{\betah} ,就能获得转子 θ_e 。

1.2 无带通滤波器 SynRel 转子位置辨识

SynRel 在注入高频激励旋转电压信号后, Syn-

Rel 定子总响应电流 \vec{i} 中包含有高频分量 \vec{i}_h 、基频 分量 \vec{i}_B 、高次谐波分量 \vec{i}_k ,其中 $\vec{i}_{\alpha}\vec{i}_{\beta}$ 、 $\vec{i}_{h\alpha}\vec{i}_{h\beta}$ 、 $\vec{i}_{B\alpha}$ $\vec{i}_{B\beta}$ 、 $\vec{i}_{k\alpha}\vec{i}_{k\beta}$ 分别为各向量在 α 轴 β 轴方向的分量。

针对总响应电流 \vec{i} 在 α 轴的分量 \vec{i}_{α} , 分别乘以 正弦量 sin σ_{ht} 、 cos σ_{ht} 后, 再用低通滤波器处理。 其中基频量 $\vec{i}_{B\alpha}$ 、高次谐波量 $\vec{i}_{k\alpha}$ 与正弦量相乘处理 后均转变为高频信号,可用低通滤波器滤除消耗; 对含有转子位置信息的高频量 $\vec{i}_{h\alpha}$ 处理后得到:

$$\begin{cases} LPF(\vec{i}_{h\alpha}\sin \varpi_{ht}) = k_{0}L/2 - (\Delta Lk_{0}/2)\cos 2\theta_{e} \\ LPF(\vec{i}_{h\alpha}\cos \varpi_{ht}) = (\Delta Lk_{0}/2)\sin 2\theta_{e} \end{cases}$$
(4)
其中, $k_{0} = \frac{U_{h}}{\varpi_{h}(L^{2} - \Delta L^{2})}$ 为常系数。

对总响应电流在 β 轴分量 \vec{i}_{β} 采用类似的信号处 理方法可得:

$$\begin{cases} LPF(\vec{i}_{h\beta}\sin \varpi_h t) = -(\Delta Lk_0/2)\sin 2\theta_e \\ LPF(\vec{i}_{h\beta}\cos \varpi_h t) = -1/2Lk_0 - (\Delta Lk_0/2)\cos 2\theta_e \end{cases}$$
(5)

$$\theta_{e} = \frac{1}{2} \arctan \frac{\operatorname{LPF}(\vec{i}_{h\alpha} \cos \varpi_{ht}) - \operatorname{LPF}(\vec{i}_{h\beta} \sin \varpi_{ht})}{\operatorname{LPF}(\vec{i}_{h\alpha} \sin \varpi_{ht}) + \operatorname{LPF}(\vec{i}_{h\beta} \cos \varpi_{ht})}$$
(6)

SynRel 无带通滤波器位置辨识算法可用图 1 所示的框图来表示,可以看出不需要专门的带通滤波器来获取高频响应电流。





1.3 锁相环(PLL)转子位置辨识

因电机实际运行的复杂性, θ_e 中通常含有较多 的杂波, 若直接按照式(6)进行转子位置解调, 则 估算出的电机转速 ω_e波形, 有较大较多毛刺导致系 统失稳, 若引入低通滤波器则会扩大跟踪误差。故 文章采用 PLL 来达到 ω_e和 θ_e的检测, 提高跟踪性 · 30 ·



图 2 PLL 解调图

2 仿真与实验结果分析

2.1 仿真结果分析

本文在 Matlab/Simulink 环境下对所提算法进行 仿真验证。图 3 为 SynRel 在 100r/min 运行时,对应 $\alpha\beta$ 轴电流响应的仿真波形、 $\psi_1 = k_0 \Delta L \sin 2\theta_e$ 和 $\psi_2 = k_0 \Delta L \cos 2\theta_e$ 仿真信号波形。



图 3 高频电压注入后对应的相应电流仿真波形、 $k_0 \Delta L \sin 2\theta_e$ 和 $k_0 \Delta L \cos 2\theta_e$ 仿真波形 图 4 为 SynRel 从起动后加速并稳定在 200 r/min, 然后反向加速并稳定到 – 200 r/min 的运行 图。仿真波形显示该算法在 SynRel 起动、恒速和加速工况,都能较好的辨识出转子位置。



图 4 0~200 r/min~(-200 r/min)实际转子转速

为测试 SynRel 带载工况下的位置跟踪能力, SynRel 以速度 100 r/min 运行时,先突加负载,稳定 后再卸去负载,实际转速波形如图 5 所示。突加和 突减负载过程中, SynRel 控制系统能在很短时间内 收敛至稳态,位置辨识效果较好。



图 5 突加和突减负载时电机跟踪情况

2.2 实验结果分析

本研究搭建以 TI 芯片公司 DSP28335 为关键芯 片的 SynRel 硬件平台,对提出的无带通高频低电压 注入法进行测试。SynRel 样机参数数据如表1 所示。

表1 SynRel ^ス	样机参数
------------------------	------

参数	参数值
额定转速/(r/min)	3000
额定电压/V	220
额定功率/kW	1.2
额定转矩/Nm	4
定子电阻/Ω	0.8017
电感 L _d /H	0.0543112
电感 L_q/H	0.0102127

SynRel 无位置传感器控制系统的实验硬件平台



图 6 总体硬件平台

实验中采用分时段注入不同电压信号方式,在 DSP 中断程序的偶数开关周期,仅向 SynRel 定子端 口加高频激励电压,估算并保存转子位置信息;在 DSP 中断程序的奇数开关周期,提取上一个临近偶 数开关周期保存的位置信息进行矢量控制,此开关 周期只向电机定子端口加基频电压,具体形式如图 7 所示。这种分时段注入电压激励信号的方式,能 有效降低硬件系统对开关电源性能的要求,同时使 程序模块化,便于测试芯片运算时间。



图7 电压注入方式示意图

从图 8 可得,由于 SynRel 的强凸极性,相应电 流响应波形的包络线波峰波谷差值较大, $k_0\Delta L\sin 2\theta_e$ 和 $k_0\Delta L\cos 2\theta_e$ 信号幅值也大,故 SynRel 转子位置的 分辨率也高。





图 8 高频电压注入后对应的 $\alpha\beta$ 轴电流实际波形、 $k_0 \Delta L \sin 2\theta_e$ 和 $k_0 \Delta L \cos 2\theta_e$ 实际波形

从图 9 ~ 图 10 可以得出,在较低转速工况时, SynRel 没有出现明显的爬行现象。在空载实验时 SynRel 转速有杂波,主要是因为 SynRel 样机转子转 动惯量较小,且杂波没过滤完全,致使电机运行有 些震荡。



图 10 电机实际转速波形

为测试 SynRel 带负载工况下的位置辨识性能, SynRel 通过刚性联轴器带 1/3 额定负载,设定 SynRel从静止启动,按照预设的一次函数加速到 60 r/min,稳定后继续加速到 120 r/min,稳定后按照预 设的一次函数减速并稳定在 60 r/min。图 11 中分别 为实际转速、估算转速波形、一相定子电流波形。 从图 11 可以看出,SynRel 按照预设值运行,在很短 时间内稳定到设定值,算法能有效跟踪转子位置。 同时相比于空载工况,SynRel 转速杂波明显变少, 这是由于 SynRM 加上 1/3 额定负载后,通过刚性联 轴器连接的转子,等效于增大了 SynRel 的转动惯量 *J*,转速脉动变小。



图 11 加 1/3 额定负载 SynRel 实际转速、估算转速波形、 一相定子电流波形形

图 12 为有带通滤波器、无带通滤波器时,处理器 DSP28335 运算时间的波形情况,电平 A、B 表示进行无位置传感器控制时 DSP 芯片运算时间,A 和 B 均表示前文提到的分时段注入电压波形的偶数周期;电平 C 表示矢量控制阶段 DSP 芯片运算时间,C 代表前文提到的分时段注入电压波形的奇数周期;低电平代表程序空闲。从波形可得出,有带通滤波器的运算时长明显超过无带通滤波器的时长。



图 12 有无带通滤波器 DSP 芯片运算时间对比

3 结 论

本文研究的 SynRel 的无带通滤波器无位置传感 器控制方法,在电机起动阶段,能够有效的估算出 电机位置信息,算法简化了传统旋转高频电压注入 法设计复杂度,减小了相位误差,同时减小了处理 器运算负担。但是在低速起动阶段,同步磁阻电机 的转速脉动较大,这是因为无位置传感器控制算法 中各项参数未调至最优,特别是 PI 控制器的参数未 调至最优。后期优化 PI 调试,特别是 PI 模块的自整 定算法,对无位置传感器控制的实际应用,将有较 大推进作用。

参考文献

- Moghaddam R R, Magnussen F, Sadarangani C. Theoretical and Experimental Reevaluation of Synchronous Reluctance Machine [J]..
 IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(1); 6-13.
- [2] 张汉年,段向军,张涛,等. 基于 MRAS 的无轴承同步磁阻电机无位移传感器控制[J].微电机,2019,52(5):5.
- [3] 2(1): 104-115. [1]潘森林,高瑾. 永磁同步电机无速度传感
 器控制技术综述[J]. 微电机, 2018, 51(3): 8.
- [4] Amin M , Aziz G , Durkin J , et al. A Hardware-in-the-Loop Realization of Speed Sensorless Control of PMa-SynRM With Steady-State and Transient Performances Enhancement[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(5): 5331-5342.
- [5] Boldea I, Tutelea L N, Parsa L, et al. Automotive Electric Propulsion Systems With Reduced or No Permanent Magnets: An Overview[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61 (10): 5696-5711.
- [6] Credo A , Fabri G , Villani M , et al. Adopting the Topology Optimization in the Design of High-Speed Synchronous Reluctance Motors for Electric Vehicles [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2020(99): 1-1.
- [7] 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(5): 58-66.
- [8] Morales-Caporal R , Pacas M . Encoderless Predictive Direct Torque Control for Synchronous Reluctance Machines at Very Low and Zero Speed[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55 (12): 4408-4416.

(上接第16页)

- [2] 曲荣海,李大伟,任翔.磁场调制电机[M].北京:科学出版 社,2022.
- [3] 俞东. 永磁游标轮毂电机的设计与研究[D]. 杭州:浙江大学, 2019:10-17.
- [4] 林鹤云,张洋,等. 永磁游标电机的研究现状与最新进展[J].中国电机工程学报,2016,36(18):5021-5034.
- [5] 程明, 文宏辉, 等. 电机气隙磁场调制统一理论及其典型应用

[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(24): 8261-8282.

- [6] 谷爱昱,等. Maxwell 软件在电机实验教学中的应用[J]. 物理 通报, 2021(8): 123-125.
- [7] 许博文.新型磁场调制电机的设计与优化[D].杭州:浙江大学, 2022: 8-18.
- [8] 王建设, 邹海荣. 基于有限元法永磁同步电机建模与分析[J].
 电力学报, 2016, 31(3): 211-216.
基于扩展卡尔曼滤波的过采样电流奇异点抑制策略

刘 轶

(海装北京局驻北京地区第六军代表室,北京100094)

摘 要: 传统永磁同步电机(PMSM)矢量控制策略的电流环动态响应较慢,研究人员往往采用过采样方法以加以改进。然而在实际工作中的驱动器开关管换相时刻,因电路杂散参数等因素容易产生高频电流脉冲,过采样容易引入这些电流奇异点进而极大影响 PMSM 的控制精度和系统的正常工作。针对这一问题,本文提出一种基于扩展卡尔曼滤波(EKF)的 PMSM 尖峰电流噪声滤除方法,并对传统 EKF 方法中噪声协方差矩阵的选取策略进行改进,根据检测到的电流噪声自适应改变 EKF 算法中的协方差矩阵项以滤除偶然脉冲干扰。仿真和实验结果表明,所提方法对于高频尖峰噪声的滤除具有较好的效果,同时拥有较强的参数鲁棒性,可以满足实际系统的需要。

关键词: 永磁同步电机; 扩展卡尔曼滤波; 尖峰电流

中图分类号: TM351; TM341; TP272 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2024)05-0033-06

Oversampled Current Singularity Suppression Strategy Based on Extended Kalman Filter

LIU Yi

(The Sixth Army Representative Room of the Beijing Bureau in Beijing, Beijing 100094, China)

Abstract: The dynamic response of the current loop of the traditional vector control strategy of permanent magnet synchronous motor (PMSM) is slow, so researchers often use the oversampling method to improve it. However, high frequency current pulses are easy to be generated during the commutation time of the driver switch tube due to the stray parameters of the circuit, and these current singulas are easy to be introduced into the oversampling, which greatly affects the control accuracy of PMSM and the normal operation of the system. To solve this problem, this paper proposed a filter method for PMSM peak current noise based on extended Kalman filter (EKF), and improved the selection strategy of noise covariance matrix in the traditional EKF method, and adaptively changes the covariance matrix term in the EKF algorithm according to the detected current noise to filter out the occasional pulse interference. The simulation and experimental results show that the proposed method has good effect on filtering high-frequency peaking noise, and has strong parameter robustness, which can meet the needs of practical systems.

Key words: permanent magnet synchronous motor; extended Kalman filter; peak current

0 引 言

永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)由于其结构简单、运行可靠、体积小、效率高等优点被广泛运用于轨道交通、家用电器、交流伺服等多个领域,已经成为了现代电力系统的重要组成部分。在永磁同步电机控制系统中,通常将转速环作为系统外环,其输出值作为电流内环的输入参考值,电流内环的输出值可直接或间接

电流过采样技术允许我们在一个控制周期内对 相电流多次采样从而获得额外的有用信息,受逆变 器成本和死区效应影响开关频率不宜过高,而利用 过采样法可以在不提高系统控制频率的条件下优化

的作用于逆变器来控制电机三相绕组电流。通常电 机电流的状态可直接反映出电机转矩的控制性能, 故稳定快速的电流内环是确保系统控制性能的关键 因素。数字控制系统中常用的规则采样 PWM 会使 PWM 占空比延迟一个控制周期才更新,影响了控制 系统的动态性能。

收稿日期: 2024-02-29

作者简介:刘 轶(1983),女,工程师,研究方向为自动控制。

系统动态性能,因此过采样技术等工程策略被广泛 应用在电力电子系统中^[1-3]。

由于逆变器中所用 IGBT 管开关速度快,器件在 开关过程中容易产生极大的 dv/dt 和 di/dt,同时考 虑到电路中存在的杂散参数,换相过程中瞬态电压 电流会产生大的尖峰和振荡。电压电流的尖峰和振 荡一方面会危及器件的安全,使得在器件选型时必 须留有较大的裕量,增加硬件成本,另一方面,也 会加剧电力电子变换器的高频电磁干扰。对于原先 采样频率与控制频率保持一致的电机系统来说由于 采样间隔大且高频噪声持续时间短等因素,采样电 流中不易观测到尖峰脉冲。可一旦引入过采样方法, 采样频率相较之前会提高数倍,极易在波形中引入 电流奇异点,进而影响系统的控制性能。此外, ADC 器件采样过程本身也会引入周期性小幅随机噪 声,也是我们亟待解决的问题。

针对以上问题,实际中常采用的方法是优化 PCB设计、增加驱动电阻和增加 RCD 吸收电路。优 化 PCB设计能够一定程度减小电路的杂散参数,但 是由于 PCB设计需要兼顾设备安全性、外观、体积 等诸多因素,杂散参数无法完全消除,能够发挥的 作用有限,还会增加额外硬件成本。必须考虑其他 可行的滤波方法对该电流尖峰进行处理。

针对开关噪声等电流谐波目前常见的滤波手段 有 RLC 低通滤波器法^[4],平均值滤波法^[5],形态滤 波器法^[6]等等。对于高频率的尖峰脉冲来说,传统 巴特沃斯滤波和一阶低通滤波的效果很差,均值滤 波又会引入较大的时间滞后,这是我们不想看到的。 现存的一些滤波方法对于本文所讨论的环境来说或 多或少都存在一些不足。

基于此,针对电机相电流滤波问题,本文引入 扩展卡尔曼滤波的方法在软件层面上对该高频尖峰 噪声进行滤除,这是一种在卡尔曼滤波的基础上针 对非线性系统的状态观测算法。EKF 在电机控制领 域具有广泛运用,文献[7]中利用 EKF 进行电机的 位置和速度观测,进而实现无位置传感器控制。文 献[8]将 dq 轴电流选为观测变量以实现无电流传 感器控制,实验结果表明其具有良好的电流估计效 果。文献[9]设计了能够估算死区效应补偿电压的 EKF 观测器,有效消除了零电流钳位现象。EKF 法相对于其他滤波器算法其优势在于软件层面易于 实现,计算量相对较小且消除了滤波延时,观测值 不会出现明显滞后,适合用于此做电机相电流滤除 电流尖峰。

1 电流奇异点分析

在实际电机系统中,因为电路中存在的以开关 管杂散电感为主的杂散参数,在 PWM 控制 IGBT 通 断的过程中,较高的开关速度和大电流会导致较高 的电流变化率,电感参数的续流特性会短时间让相 电流产生跳变。在开关管开通过程中,伴随很高的 电压瞬变从而在寄生电容中产生大的位移电流,而 关断过程中通道内产生电流瞬变,进而在寄生电感 端产生尖峰电压,具体波形如图1 所示。



图1 相电流开关尖峰

在开关管开通阶段,驱动电压通过电阻对输入 电容充电,当栅源电压超过开启电压后漏极电流开 始上升到尖峰电流,如:

$$I_{\text{peak}} = I_{\text{L}} + I_{\text{R}} \tag{1}$$

式中, $I_{\rm L}$ 为线路负载电流, $I_{\rm R}$ 为续流二极管反向恢复 电流, $I_{\rm peak}$ 为峰值电流。

在开关管关断阶段,漏极电流开始下降,续流 二极管正向导通,栅极电压一直下降到开启电压, 在这段时间,由于电流的快速变化,电路的寄生电 感上将产生压降,叠加在开关管的漏源电压上即会 产生电压尖峰,根据基尔霍夫定律可得:

$$V_{\rm os} = - \left(L_{\rm gd} + L_{\rm ds}\right) \frac{\mathrm{d}i_{\rm d}}{\mathrm{d}t} \tag{2}$$

式中, *V*_{os}为电压尖峰, *L*_{gd}为源极电感, *L*_{ds}为栅极电感, *i*_d为漏极电流。在通断瞬间电流变化率极快升高, 进而导致电压尖峰进一步增大。

从图1中不难看出所产生的尖峰电流高处可达 到1安培左右,在过采样法的作用下,这种尖峰将 更容易被采集到,不仅将在电机实际工作中引入噪 声,还会影响到系统动态性能。我们需要设法在保 证电流相位不会发生偏移的基础上滤除这些开关电 流噪声。

2 EKF 方程建立

2.1 状态空间方程建立

卡尔曼滤波算法利用线性系统状态方程,通过 系统输入输出观测数据,对系统状态进行最优估计。 扩展卡尔曼滤波(EKF)是在卡尔曼滤波基础上针对 非线性系统的估计算法,通过取其一阶泰勒系数来 实现局部线性化,然后借助卡尔曼滤波算法完成状 态的估计。由于 EKF 是一种依托于数学模型的状态 观测器,关于此处电机系统的方程的选择就变得非 常重要。在本文所讨论的环境下,采用α-β电流作 为状态变量,若选择同步旋转坐标系,则定子电压、 电流的测量值需要经历一遍坐标变换再代入方程中, 加重了模型的非线性还增加了硬件计算时间。故这 里采用两相 PMSM 静止坐标系下的数学模型为基础 构建状态方程。

表贴式 PMSM 在 $\alpha - \beta$ 两相静止坐标系下的电压 方程为:

$$\begin{cases} u_{\alpha} = Ri_{\alpha} + L_{s} \frac{\mathrm{d}i_{\alpha}}{\mathrm{d}t} - \omega_{e}\psi_{f}\sin\theta_{e} \\ u_{\beta} = Ri_{\beta} + L_{s} \frac{\mathrm{d}i_{\beta}}{\mathrm{d}t} + \omega_{e}\psi_{f}\cos\theta_{e} \end{cases}$$
(3)

式中, u_{α} 、 u_{β} 为定子电压的 $\alpha - \beta$ 轴分量, i_{α} 、 i_{β} 为 定子电流分量, L_s 为定子电感, ω_e 为同步电机的电 角速度, Ψ_f 为同步电机的磁链。

选择电机电流为状态变量,可得状态方程如下:

$$\begin{cases} \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}x = f(x) + Bu\\ y = Cx \end{cases}$$
(4)

其中:
$$x = \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix}$$
, $u = \begin{bmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \end{bmatrix}$, $B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \end{bmatrix}$, $f(x) = \begin{bmatrix} R_1, \dots, \Psi_{\ell_s}, \dots, P_s \end{bmatrix}$

$$\begin{bmatrix} -\frac{R}{L_s}i_{\alpha} + \omega_e \frac{\tau J}{L_s}\sin\theta_e \\ -\frac{R}{L_s}i_{\beta} - \omega_e \frac{\psi_f}{L_s}\cos\theta_e \end{bmatrix}, \quad y = \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}_{\circ}$$

x为状态变量, y为输出变量, u为输入变量。 由于状态方程为非线性,为了方便后面的递推过程, 在这里先将数学模型离散化:

$$\begin{cases} x(k+1) = f[x(k)] + B(k)u(k) + V(k) \\ y(k) = C(k)x(k) + W(k) \end{cases}$$
(5)
式中, W 为系统噪声, V 为测量噪声, 且二者被假

定为正态噪声,期望均为零且互不相关,即*E*(*W*) = *E*(*V*) = 0,二者方差可分别使用 *Q* 和 *R* 表示,两种 噪声高斯分布表示如下:

$$\begin{cases} W \sim N(0, Q) \\ V \sim N(0, R) \end{cases}$$
(6)

卡尔曼滤波便是由两个存在误差的模型值和测 量值推导出一个相对准确的估计值的过程。

2.2 EKF 递推算法

EKF 状态估计可以概括为:首先确定系统的初 始状态和初始协方差矩阵,根据滤波增益以及当前 时刻的测量值可以获得系统状态的先验估计值,然 后通过先验估计值的误差对先验值进行修正以计算 出此时可能的最优状态估计值。EKF 分为预测和校 正两个部分,具体实现过程如下:

(1) 对状态变量 x 进行预测,即利用前一个时刻的最优状态估计值 $\hat{x}(k)$ 和当前时刻的输入量 u(k),求出当前时刻的先验估计值 $\hat{x}(k+1)$ 的离散化表示为

 $\tilde{x}(k+1) = \hat{x}(k) + T_s[f(\hat{x}(k)) + B(k)u(k)]$ (7) 式中, T_s 为系统采样周期,"^{*}代表估计状态,"~" 代表预测值。

(2)计算此先验估计值对应的输出 y(k+1):

$$\tilde{y}(k+1) = C \tilde{x}(k+1)$$
 (8)

(3)计算当前时刻的误差协方差矩阵为

$$\hat{p}(k+1) = \hat{p}(k) + T_s[F(k)\hat{p}(k) + \hat{p}(k)F^{\mathrm{T}}(k)] + Q$$
(9)

式中,Q为系统噪声V的协方差矩阵;F(k)为f(x) 对x求偏导雅可比矩阵。

$$F(k) = \frac{\partial f(x)}{\partial x} \Big|_{x = \hat{x}(k)} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_s} & 0\\ 0 & -\frac{R}{L_s} \end{bmatrix} \quad (10)$$

(4) 计算 EKF 的增益矩阵 K(k+1):

$$K(k+1) = p(k+1)C^{T} [C p(k+1)C^{T} + R]^{-1}$$
(11)

(5)利用先前得到的先验估计值进行校验操作, 已得到当前时刻的后验估计状态:

$$\hat{x}(k+1) = \tilde{x}(k+1) + K_1(k+1) [y(k+1) - \tilde{y}(k+1)]$$
(12)

(6)最后,为了继续执行下一个周期的递推计

算,需要更新误差协方差矩阵:

 $\hat{p}(k+1) = (I - K(k+1)C)\tilde{p}(k+1)$ (13)

以上是 EKF 算法的递推过程,其通过对系统状态转移矩阵和测量矩阵的雅可比矩阵化,从而使非线性系统在一定范围内通过泰勒展开来进行线性化处理。进一步,通过模型计算值和采样值进行合理校验,可以在一定程度上减少不确定性的影响。

需要注意的是,滤波器的性能与误差协方差矩 阵初值 P₀以及系统噪声和测量噪声的协方差矩阵值 的选择有关。通常情况下,Q和R的选择需要考虑 两种噪声的相对大小凭借经验和仿真确定,但这只 适用于待滤除噪声为周期性且幅值变化在一定范围 内的情况。在本文讨论的电机工作环境中,存在 ADC 随机采样噪声和开关尖峰噪声两种采样噪声。 其中,前者属于周期性小幅噪声,后者则属于突发 性高频大幅噪声,如果单单凭借经验确定一个测量 噪声协方差矩阵 R 并在算法递推过程中一直保持恒 定不变的话无法对高频尖峰进行有效滤除。

因此,本文对原 EKF 方法进行改进,通过两拍 间采样电流的差值对单片机系统是否采样到电流尖 峰进行判断,如果此拍判断为高频噪声则临时改变 这一次递推的增益矩阵,重新分配预测值和采样值 的权重,自适应地对不同种类、不同来源的噪声进 行滤除,以达到在保留真实电流信息的基础上滤除 尖峰的效果。整个算法流程如图 2 所示。



图 2 EKF 滤波算法流程图

2.3 参数选取及调整原则

在实际系统中,系统随机干扰以及采样噪声的 统计特性通常是未知的,故噪声协方差矩阵 Q、R 的选择对于观测器算法的收敛性以及估算精度影响 很大。二者一般取对角矩阵,本文中所列写状态量 维度为2,即 $Q = \text{diag}(q_{11}, q_{22}), R = \text{diag}(r_{11}, r_{22}),$ q_{11} 和 q_{22} 分别衡量了静止坐标系下电流 I_{α} 和 I_{β} 的系 统噪声大小, r_{11} 与 r_{22} 同理。而误差协方差矩阵P对 系统稳态性与收敛速度基本没有影响,且随着递推 过程的进行其值会逐步更新,一般在起始时取较小 的非零矩阵。

卡尔曼滤波的本质是通过测量量和预测量对状态量进行反馈校正,以得到最优的状态估计。因此, 我们拟定 Q、R 的初值实际上是在分配预测值和测 量值的权重。Q 越大代表系统扰动越大,依据式 (11),此时卡尔曼增益矩阵 K(k)也会相应变大,即 增大了测量值的权重,动态性能变强。R 越大则代 表采样扰动越大,此时卡尔曼增益矩阵 K(k)减小, 同时会导致动态性能减弱。

实际操作中,系统噪声和测量噪声是难以获取 和衡量的,需要通过经验和仿真来确定它们的初 值。而在本文中,考虑到控制器需要滤除包含高频 尖峰脉冲在内的多种噪声,对 EKF 方法作出进一 步改进,让 Q、R 矩阵根据采集到的电流进行自适 应动态变化,当采集到的两拍电流值差距过大时则 认为此时系统采集到了开关噪声,而后当控制器判 定采集到高频噪声时自适应增大 R 从而让估计值 更加偏向模型算出来的结果,最终达到滤波的目 的。根据以上分析,我们可以设计噪声协方差矩阵 如下:

$$Q = \frac{\lambda \cdot \Delta I_{\lim}}{\mid I(k+1) - I(k) \mid} R$$
(14)

其中, I(k+1)为当前拍电流, I(k)为上一拍电流, ΔI_{im} 为预先设定的电流差界限值, 当先后电流 差绝对值 | $I(k+1) - I(k) | > \Delta I_{im}$ 时采用上式(14) 进行噪声协方差矩阵的选取, λ 为可调节滤波系数, 满足 $\lambda \in (0, 1)$, 通过可调节参数可以控制滤波器 对噪声的抑制能力。

通过以上扩展卡尔曼滤波器的建立和分析,实 现了控制系统的线性化,在保证系统拥有较少可调 节参数的情况下满足对多种噪声的滤除效果。

3 仿真与实验结果分析

3.1 EKF 滤波效果仿真

本文提出的滤波策略利用 Matlab/Simulink 搭建 的 PMSM 双闭环控制仿真模型加以实现。其中,用 到的电机参数如表1 所示。

参数	参数值
定子相电阻 R _s /Ω	1. 84
电感 L _s /mH	4.9
永磁磁链 $\Psi_{\rm f}/{ m Wb}$	0.0937
极对数 p_n	4
转动惯量 J/kg・m ²	0. 00106
额定转速 n/(r/min)	2500
额定转矩 T/Nm	5

表1 仿真模型电机参数

首先通过传统 EKF 法对采样到的两相电流进行 处理,在一定程度上可以达到对系统噪声及测量噪 声抑制的作用。仿真中,给定转矩 *T_e* = 5 Nm,转速 *n* = 2500 r/min 时,图 3 为采样电流波形以及 EKF 得 到的观测电流波形。图 3(a)中,由于换相时尖峰电 流和采样噪声的影响,波形存在一定畸变,从 图 3(b)中可以看出,在经过传统 EKF 算法的修正 后,有效消除了高频尖峰电流噪声。



图 3 EKF 处理前后 A 相电流波形

经手动调整采样噪声协方差矩阵初值后可以发 现,当初值选择较大时尖峰电流会得到较好滤除, 相电流波形也会趋于平滑,但同时也会出现不同程 度的失真,具体情况如图4所示。

尽管电流奇异点得到了较好的抑制,但相电流 波形发生了一定程度的相移并产生了肉眼可见的静 差,这是我们不希望发生的。



图4 电流局部放大波形(R过大)

但假如其初值选择过小,则只能滤掉一部分采 样随机噪声,而对本文主要研究的电流奇异点的抑 制效果收效甚微,具体结果如图5所示。



图 5 电流局部放大波形(R 过小)

不难看出,虽然动态响应能力没有衰减,电流 幅值大小也没有出现静差,但是对尖峰电流的滤除 效果会比前者差很多,实验结果说明,仅依靠传统 扩展卡尔曼滤波法对本文中研究的噪声条件的抑制 效果一般,不能在保证动态响应能力不受影响的条 件下滤除高频尖峰。

在实际工作过程中,由于采样频率有限,并非 每一处电流尖峰都有可能采集到,即便如此,采集 到的尖峰电流脉冲仍会对系统正常工作造成不小影 响。值得注意的是,此处测量噪声 V 由低幅值随机 采样噪声和高频高幅值开关尖峰两部分组成,前者 始终存在而后者只在换相时可能出现,而在传统 EKF 中,采样噪声协方差矩阵 R 的初值在设置好后, 整个迭代过程中不发生改变,如果其设置过小会使 噪声高频尖峰无法有效滤除,过大则容易降低动态 响应能力,波形出现失真。

在对传统 EKF 法进行改进处理后,工程上我们 通过每两拍间电流的差值判断是否采样到尖峰电流, 从而对这一轮的递推做单独的处理,重新分配测量 值和预测值之间的权重,以达到滤除尖峰的同时保 留电流真实变化规律的要求。仿真效果如图6所示。



图 6 改进后电流局部放大波形

3.2 参数鲁棒性

对于实际电机控制系统,各项电机参数都会因 为环境等因素存在不可避免的变化和扰动,与此同 时卡尔曼滤波本身又是一个依托于系统数学模型而 建立的观测器算法,故检验控制算法的参数鲁棒性 至关重要。在此处我们主要研究电感,电阻和磁通 的变换对于 EKF 算法观测能力的影响。三种参数分 别取 1.2 倍标称值和 0.8 倍标称值进行实验,结果 如图 7 所示。



图 7 参数变化影响测试 由图中可以看出无论是参数的增大或是减小对

于 EKF 的滤波性能都无明显影响,尖峰电流依旧得 到有效滤除,观测电流能紧紧跟随实际电流,没有 出现相位上的超前滞后。总体而言, EKF 法观测电 流具有较好的参数鲁棒性。

4 结 语

本文在传统 PMSM 双闭环矢量控制的基础上使 用过采样法提高电流环动态响应能力,并针对过采 样可能会引入电流奇异点问题设计了基于扩展卡尔 曼滤波的电流噪声滤波算法。并对传统 EKF 法中对 于噪声协方差矩阵的选取策略进行改进。模型的仿 真与实验表明,经过此算法后原电流波形内含有的 尖峰噪声得到有效滤除,同时具有较强的参数鲁棒 性,能够满足实际控制需要。

参考文献

- [1] 贾建波,孙师贤,尚捷,等.基于过采样相电流重构相位误差 抑制方法[J]. 微电机, 2022, 55(1): 76-79, 87.
- [2] 王宇翔,孙伟,金孟加.交流电机驱动器中采用霍尔电流传感
 芯片与过采样技术的电流检测[J]. 微电机,2015,48(8):
 51-54.
- [3] L Rovere, A Formentini, P Zanchetta, Oversampled Deadbeat Current Control Strategy for PMSM Drives[C]. 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2016: 2868-2872.
- [4] 朱江,蒋立伟,张大双,等. 开关磁阻电机母线异常电流的研究[J]. 微电机,2016,49(5):88-92.
- [5] 叶维民. 电机矢量控制的相电流采样与滤波方法的研究[J].科技创新与应用, 2015(32): 44-46.
- [6] 邓歆,刘军锋,万淑芸.一种无速度传感器矢量控制中电机相 电流的滤波算法[J].微电机(伺服技术),2006(5):44-46.
- [7] Y Dai, C Ye, S Zhao, et al. EKF for Three-Vector Model Predictive Current Control of PMSM [C]. IEEE 1st China International Youth Conference on Electrical Engineering, 2020: 1-6.
- [8] 龙吟江,吴晓东,王锐松.基于 EKF 的车用永磁同步电机无 电流传感器鲁棒控制[J].微特电机,2022,50(3):38-45.
- [9] 张立伟,郑丽娜,宋立群,等.采用扩展卡尔曼滤波器对 PMSM 死区补偿的方法[J].北京交通大学学报,2019,43
 (2):93-99.

基于磁热耦合扁线电机温升计算及影响因素分析

周 宁^{1,2},吴华伟^{1,2},李 智^{1,2},魏长银^{1,2},陈关关^{2,3}

(1. 湖北文理学院 湖北隆中实验室,湖北 襄阳 441000; 2. 纯电动汽车动力系统设计与测试湖北省重点实验室, 湖北 襄阳 441053; 3. 东风电驱动系统有限公司,湖北 襄阳 441106)

摘 要:由于扁线绕组永磁电机具有槽满率高、散热好和绕组端部紧凑等优点,在新能源汽车领域受到广泛关注。 以一台额定转速 6000r/min 的车用扁线绕组永磁同步电机为例,建立一种电磁场和温度场耦合仿真模型,采用单向 和双向的耦合温升计算方法,计算损耗作为热源对电机温升的影响,并对仿真结果进行试验验证。同时,采用双向 磁热耦合方法探讨在不同运行工况下冷却液流量、种类和入口温度对扁线电机温升的影响规律。结果表明:双向磁 热耦合温升计算结果与试验结果更为一致,验证了双向磁热耦合仿真分析结果的准确性。通过计算不同影响因素下 各部件的温度分布,在两种工况下随着冷却液流量的不断增加或冷却液入口温度的降低,电机各部件温度下降明 显。分别以空气、不同浓度的乙二醇水溶液、冷却油、水作为冷却液时,冷却水的冷却效果最好。 关键词:永磁同步电机;扁线绕组;磁热耦合;温度场

中图分类号: TM351; TM341 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2024)05-0039-07

Calculation of Temperature Rise and Analysis of Influencing Factors Based on Magnetic-thermal Coupling Flat Wire Motor

ZHOU Ning^{1,2}, WU Huawei^{1,2}, LI Zhi^{1,2}, WEI Changyin^{1,2}, CHEN Guanguan^{2,3}

(1. Hubei Longzhong Laboratory, Hubei University of Arts and Science, Xiangyang Hubei 441000, China;

2. Hubei Key Laboratory of Power System Design and Test for Electrical Vehicle, Hubei University of Arts and Science, Xiangyang Hubei 441053, China; 3. Dongfeng Electric Drive Systems Co., LTD.,

Xiangyang Hubei 441106, China)

Abstract: Flat wire-wound permanent magnet motors (PM motors) have received wide attention in the field of new energy vehicles due to their advantages of high slot fullness, good heat dissipation and compact winding ends. Taking an automotive flat-wire wound permanent magnet synchronous motor with a rated speed of 6000 r/min as an example, a coupled electromagnetic and temperature field simulation model was established to calculate the effect of loss as a heat source on the temperature rise of the motor by adopting the unidirectional and bidirectional coupled temperature rise calculation methods, and the simulation results were verified experimentally. At the same time, the two-way magnetic-thermal coupling method was used to explore the influence of coolant flow, type and inlet temperature on the temperature rise of the flat-wire motor under different operating conditions. The results show that the bidirectional magnetic thermal coupling temperature rise calculation results are more consistent with the test results, which verifies the accuracy of the bidirectional magnetic thermal coupling simulation analysis results. By calculating the temperature distribution of each component under different influencing factors, the temperature of the motor components decreases significantly with increasing coolant flow or decreasing coolant inlet temperature under both conditions. The cooling effect of cooling water is the best when air, aqueous ethylene glycol solution with different concentrations, cooling oil and water are used as coolant respectively.

Key words: permanent magnet synchronous motor; flat wire winding; magnetic-thermal coupling; temperature field

作者简介:周 宁(1999),男,硕士研究生,研究方向为电机热管理。

吴华伟(1979),男,博士,教授,研究方向为机电系统设计、故障诊断与健康管理。

收稿日期: 2023-11-20

基金项目: 襄阳市科技计划湖北隆中实验室专项资助

0 引 言

由于永磁同步电机(Permanent - Magnet Synchronous Motor, PMSM)的高功率密度和高效率,现已广 泛应用在许多工业应用中。近几十年来,随着电机 技术的飞速发展,热分析和电磁分析一样受到电机 设计人员的关注。另一方面,电机的热性能在电机 运行中起着至关重要的作用,即绕组和永磁体 (PM)的过温将分别导致绝缘和局部退磁失效,这 样的后果会影响设备的性能并缩短机器的使用寿命。 同时,扁线绕组形式具有槽满率高、冷却效果好、 节省用铜量、利于改善电机振动噪声性能等优势。 因此,对扁线绕组永磁电机的温升研究具有重要 意义。

已有很多学者对扁线绕组永磁电机的温度场开 展了大量研究。在电机的温升计算中主要有热网络 模型法和有限元体积法两种。王晓远等人[1]通过热 网络模型法和有限元法分析轮毂电机的温度场变化, 通过结果对比证明其合理性。Toshihiko 等人^[2]对一 台扁线绕组永磁电机的涡流损耗进行分析,并通过 导体分割和磁屏蔽技术能够显著的降低由临近效应 引起的损耗。Tikadar 等人^[3] 通过磁热耦合分析电机 的转速、传热系数等参数对电机温升、热效率以及 最高温度的影响。温度对永磁体的影响较大,过高 的温度甚至会出现退磁现象,从而严重影响电动汽 车的动力性与可靠性^[4]。Chiu 等^[5] 通过仿真对电机 散热翅片的结构参数进行分析,在 FLUENT 仿真软 件上得到了结构参数对电机温升功能的影响。同时 根据传热系数,证明同等面积下的翅片,电机绕组 的温度会根据翅片的数量增加而增加,反之结论 相反。

王晓远等^[6]对水冷电机螺旋型冷却流道的入口 面积做出限制,从多方面分析得出最优方案。吴柏 禧等^[7]研究了永磁电机折返型流道入水口水道宽度、 圆角半径与水道压降的关系,通过对参数的设计使 电机绕组温度下降 8.4℃。刘慧军等^[8]建立水冷电 机三维流固耦合仿真模拟,分析确定了冷却介质入 口温度和流量、介质类型等最优的选择。扁线绕组 相比于圆线绕组更容易产生集肤效应。Chen 等^[9]对 高速永磁电机研究,证实了扁线绕组集肤效应影响 铜耗的增加,并对电机的性能产生影响。

本文以一台48槽8极,额定转速为6000 r/min 的扁线绕组永磁同步电机,综合考虑其结构特点和 冷却形式。基于电机的结构特点和冷却条件,根据 损耗对温升的影响,建立电机温度场分析模型,通 过磁热耦合方法对温度场及影响温度场分布的相关 因素进行了计算和分析。

1 电机模型及参数

本文以扁线绕组永磁同步电机为研究对象,电 机采用嵌入式 U 型转子磁路结构,模型如图 1,电 机基本参数如表 1 所示。



图1 扁线电机模型 表1 电机基本参数

参数	参数值
定子槽数	48
极对数	8
额定转速/(r/min)	6000
定子外径/内径/mm	250/175
绕组类型	扁线绕组
冷却方式	水冷

2 电机磁热耦合分析

电机的磁热耦合是通过在电机仿真分析中得到 电机各部件的损耗作为电机的热源而进行电机的温 升仿真,本文通过 ANSYS 仿真软件的磁、热模块分 别对扁线绕组永磁电机进行仿真,计算出各部件的 损耗作为电机的热源,在热模块中对电机的温度场 进行分析计算。

电机的单向耦合是将磁场分布产生的损耗作为 热源分析,只是单方面的计算分析并不能实现磁热 数据之间的双向传递,达不到真正意义上的能量守 恒,所以在分析电机温度场时需要考虑磁热双向耦 合分析,使磁热模块的两种数据相互交换。

2.1 电磁模型理论

麦克斯韦方程是电磁场理论和工程电磁场数值

分析的基础。它分别由安培环形定律、法拉第电磁 感应定律、高斯电气化定律和高斯磁通定律组成, 其积分形式可表示为

$$\begin{cases} \oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = \iint_{\Omega} \left(\vec{J} + \frac{\partial}{\partial t} D \right) \cdot d\vec{S} \\ \oint \vec{D} \cdot d\vec{l} = -\iint_{\Omega} \frac{\partial}{\partial t} \vec{B} \cdot d\vec{S} \\ \oint \vec{D} \cdot d\vec{S} = \iint_{v} \rho dv \\ \oint \vec{B} \cdot d\vec{S} = 0 \end{cases}$$
(1)

式中, H 是磁场强度; Γ 是曲面的边界 Ω ; J 是导通 电流密度矢量; D 是磁通密度; E 是电场强度; B是磁感应强度; t 为时间; ρ 是电荷体积密度, 以及 v 是被封闭曲面包围的体积区域 S_{\circ}

在额定工况下扁线电机八分之一模型的磁密云 图如图 2 所示。



图 2 电机磁密云图

2.2 温度模型理论

根据能量守恒定律和传热基本规律,当不考虑 导热系数随电机不同位置变化,对于各向同性介质, 导热系数是恒定的。在矩形坐标系中,电机中的温 度场可以通过导热系数的控制微分方程获得,即:

$$\begin{cases} \frac{\partial}{\partial x} (\lambda_x \frac{\partial}{\partial x} T) + \frac{\partial}{\partial y} (\lambda_y \frac{\partial}{\partial y} T) + \frac{\partial}{\partial z} (\lambda_z \frac{\partial}{\partial z} T) = -q_v \\ \frac{\partial}{\partial n} T \Big|_{s_1} = 0 \\ -\lambda \frac{\partial}{\partial n} T \Big|_{s_2} = \alpha_f (T - T_f) \end{cases}$$

$$(2)$$

式中, λ 为系统中介质的导热系数,其中 λ_x 、 λ_y 和 λ_z 为 x、y和 z 方向的导热系数; q_v 为热源体密度; T 为系统中固体的温度; T_f 为周围流体的温度; s_1 , s_2 为系统中的绝热面和散热面。

2.3 电机损耗理论

电机在运行过程中的损耗是导致其温度上升的 主要原因,因此准确分析电机的损耗是至关重要的。 电机损耗主要包括铁心损耗、永磁体涡流损耗、绕 组损耗和机械损耗^[10]。基本上,这些损失将转化为 热能,在电机内部各部件之间传递,从而影响到电 机内部的温度场分布。

电机定子和转子在正弦交变磁场的激励下会产 生铁损,其中包括磁滞损耗、涡流损耗和残余损耗。 电机的铁损主要是在铁心的主磁场变化时产生的, 这种变化包括磁滞损耗和涡流损耗。磁滞损耗是由 磁化交替和磁场旋转引起的,而涡流损耗是由磁场 变化引起的电流引起的,可得数学模型为

$$\begin{cases}
P = P_e + P_h + P_a \\
P_a = K_a f^{4.5} B_m^{1.5} \\
P_h^2 = K_h f B_m^\alpha \\
P_e = K_a f^2 B_m^2
\end{cases}$$
(3)

式中, P 为铁心总损耗; P_a 为附加损耗; P_h 为磁滞 损耗; P_e 为涡流损耗; K_a 为附加损耗系数; K_h 为 磁滞损耗系数; K_e 为磁滞损耗系数; f 为频率。 B_m 为磁密幅值; a 为常系数。

电机损耗中定子绕组铜耗是主要组成部分。在 圆线绕组电机中,其定子绕组铜耗主要为直流铜耗, 如式(4)所示。

$$P_{\rm dc} = mI^2 R \tag{4}$$

式中, P_{dc} 为电机绕组铜耗; I 为电机相电流的有效 值; m 为电机相数; R 为电机直流相电阻。

在扁线电机中,扁导线尺寸远大于圆导线,需 要考虑扁线绕组的趋肤效应和邻近效应,需要考虑 绕组交流铜耗^[11],其总交流铜耗计算模型为

$$P_{\rm ac} = \frac{l}{\sigma} \sum_{i=1}^{n} (\mathbf{J} \times \mathbf{J}^*) \Delta_i$$
 (5)

式中, *σ* 为扁铜线的电导率; *l* 为扁铜线绕组长度; *n* 为绕组划分单元网格的数量。

通过式(4)和式(5)可以计算出扁线绕组永磁电 机总的绕组损耗如式(6)所示。

$$P_{\rm Cu} = P_{\rm dc} + P_{\rm ac} \tag{6}$$

式中, P_{Cu}为扁线绕组的直流损耗; P_{ac}为扁线绕组的 交流损耗。

电机在运行过程中各部分的损耗会使电机内部 的温度升高,同时电机内部各部件之间还会有热传 导、热对流两种方式,本文忽略了各零部件之间因 温度变化对电机的影响^[12]。在额定工况下各零部件的损耗值如表2所示。

表 2 额定工况下电机损耗值

损耗类型	损耗值/W
定子铁心损耗	649.3
定子绕组损耗	2277
转子铁心损耗	3. 2
永磁体损耗	5.3

3 磁热耦合温度场仿真分析

3.1 温度场分析基本假设

为了简化分析对电机的温升进行建模和计算应 遵循以下假设^[13-14]同时设定边界条件如下:

(1)电机在圆周方向上(即垂直于轴向)的温度 分布是对称的,即热源和冷却条件在该方向上没有 差异。

(2)铜的导热系数不是无限的,即绕组在轴向 方向上有温度梯度。

(3)电机内部空气温度各点相同,一个节点即 可计算。

(4)电机温升试验时的环境温度和冷却液入口
温度为 45 ℃,冷却液选择 50% 乙二醇(EGW50/50),冷却液流速为4 L/min。

(5)电机内各零件的端面散热系数根据已有研 究进行参考处理。

3.2 单-双向耦合分析温度场对比

电机运行过程中,会伴随着各种损耗,引起电 机的温度增加,研究电机在瞬态条件下的温度场变 化可以确定冷却系统对温度场分布的影响,额定工 况下电机关键零部件的瞬态温度场变化如图 3 所示。 当电机各部件温度接趋于稳定时,定子最高温度为 96 ℃,永磁体最高温度为 73.5 ℃,绕组平均温度 为 89 ℃。电机的各部件随着时间的延长,温度逐渐 增加。

对于单向耦合分析第一步是计算电磁场,将计 算结果作为热源分析温度场,单向耦合计算对比传 统的温升计算,能够降低因热源缺少而引起的温度 场计算不准确现象。如图4所示,利用 ANSYS 的 磁 - 热模型对扁线绕组永磁电机进行单向磁热耦合 分析的温度场分布图,其中定子绕组平均温度为 147.2℃,永磁体平均温度为132.0℃。在此基础 上进行磁热耦合双向计算,将磁热两部分计算结果



图 3 电机瞬态温度场变化

之间的互相影响再次进行迭代计算,通过不断地迭 代计算直到计算的温度结果小于本文设定的误差 1%。如图5所示为双向磁热耦合计算结果,其中 定子绕组平均温度为152.4℃,永磁体平均温度为 135.4℃。



图 4 单向耦合温度场结果



图 5 双向耦合温度场结果

热网络模型是用网络结构图的方式来表示电机 的损耗及等效热阻,网络拓扑关系由电机各部件间 的传热路径决定,电机元件的主要节点的温度通过 电路理论求解。通过 Motor - cad 建立电机的稳态温 度场分析模型,如图 6 所示,电机的热网络模型及 各节点的温度分布,其中定子绕组平均温度为 151.5℃,永磁体平均温度 141.2℃。

4 温度场影响因素分析

对电机温度场影响因素进行分析时需全面考虑 不同电机运行模式对温度场的影响^[15],选取两种不



图 6 电机热网络模型与稳态温度分布

同运行工况,如表3所示。将两种不同转速的运行 工况定义为工况1和工况2。

表 3 电机不同运行上为	表 3	电机不同运行工况
--------------	-----	----------

工况	电机转速 /(r/min)	环境温 度/℃	初始 温度/℃	冷却液流量 /(L/min)
1	6000	45	45	4
2	4000	45	45	4

4.1 冷却液流量对温度场的影响

本文在研究冷却液流量轴向机壳冷却系统中, 电机的冷却水道为轴向 Z 字型水道,采用冷却液介 质为乙二醇水溶液(EGW50/50),在不同运行工况 下分析冷却液流量对定子绕组和永磁体稳态温度场 的影响,结果如图7和图8所示,图中所示温度为 各部件的最高温度, 电机的冷却需将定子绕组和永 磁体冷却至允许温度,图中冷却流量在4 L/min 后, 在增大流量冷却效果并不明显。本文应用的是钕铁 硼永磁体,其最高耐受温度为180℃^[16]。所以,对 定子绕组和永磁体温度的控制上,一般控制在 150℃。在相同条件下, 定子绕组和永磁体的冷却速 率基本一致,在流量为4 L/min 前,随着冷却水入 口流速的增大迅速下降,此阶段温度下降最为明显, 随着冷却液流量的增加,冷却速率逐渐趋于平缓。 继续增大冷却流量温升下降不明显,所需要的冷却 泵的功率和体积不断增加,还会带来更多的能量损 失,因此,考虑到造价成本和损耗等因素,在实际 应用中应选择临界饱和的冷却液流量,本文冷却液



图 8 工况 2, 冷却液流量对温度场的影响

4.2 冷却液种类对温度场的影响

为了确定冷却液种类对温升的影响,保证其他 参数不变,根据上节内容选择冷却液流量为6 L/ min,入口温度为45℃,冷却液种类分别为air(motor - cad model)、Engine oil、EGW60/40、EGW50/ 50、water时不同工况下电机内部温度场的结果如图 8 和图 9 所示,通过对比几种冷却液分析可知冷却 液为 air 即冷却管道通入空气时温升最为明显,其中 冷却液为 water 和 EGW50/50 冷却效果较好,在不同 工况下冷却液种类的影响结果一致,本文选用 water 冷却水作为冷却液。



图 10 工况 2,冷却液种类对温度场的影响

4.3 冷却液入口温度对温度场的影响

为了确定冷却液入口温度对温升的影响,保证 其他参数不变,根据上节内容选择冷却液流量为6 L/min,选用EGW50/50作为冷却液,分析入口温度 在40℃~80℃变化时不同工况下电机部件温度变化 情况如图9和图10所示。在一定范围内两种不同的 工况下,随着冷却流体入口温度的增加,电机部件 的温度几乎是线性增加,即入口温度越高,电机内 部温度越高。



图11 工况1,冷却液入口温度对温度场的影响

5 温升试验

为验证磁热耦合分析电机温升计算的合理性, 建立了温升试验平台,对额定转速 6000 r/min 的扁 线绕组永磁电机进行温升试验。在定子绕组内部预 埋热敏电阻测量定子绕组温升。温升试验平台如图 13 所示。表4 为试验值与仿真值的对比,从结果可 以得出双向磁耦合仿真更接近试验结果,由此证明 理论方法的准确性。



图 12 工况 2, 冷却液入口温度对温度场的影响



图 13 温升试验平台 表 4 温升对比结果

部件	试验值	热网络	单向磁热	双向磁热
	∕°C	值/℃	值/℃	耦合值/℃
定子绕组	154.1	151.5	147.2	152.4

6 结 论

本文通过对电磁场和温度场进行双向磁热耦合 分析,然后通过建立温度场计算模型,并在额定工 况下对扁线电机关键部件的平均温度进行计算。通 过对电机关键部件的瞬态分析,进行温升计算。在 额定工况下分别对绕组和永磁体的损耗和热特性的 详细影响进行了单向、双向的磁热耦合温升计算, 综合考虑温度变化对材料相关电磁参数的影响,与 单向耦合相比双向耦合的计算结果更加接近试验结 果。同时采用双向磁热耦合方法分析了在不同工况 下冷却液流量、冷却液种类和冷却液入口温度对电 机温升的影响,当冷却液流量在0-4 L/min 变化 时,温度变化最为明显,当流量大于4 L/min 后, 电机温升变化缓慢趋于稳定。随着冷却液入口温度 的不断增加,在一定范围内温度的变化随正比增加。 分析了冷却液种类的改变得出冷却水的冷却效果最 佳,其他几种冷却液效果次之,所以应合理的选择 冷却液流量、冷却液种类和冷却液入口温度。

参考文献

- [1] 王晓远,高鹏.等效热网络法和有限元法在轮毂电机温度场计 算中的应用[J].电工技术学报,2016,31(16):26-33.
- [2] Noguchi T, Komori T. Eddy-current Loss Analysis of Copper-bar Windings of Ultra High-speed PM Motor[C]. International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles (ESARS): IEEE, 2015: 1-6.
- [3] Tikadar A, Kumar N, Joshi Y, et al. Coupled Electro-thermal Analysis of Permanent Magnet Synchronous Motor for Electric Vehicles
 [C]. 19th IEEE Intersociety Conference on Thermal and Thermomechanical Phenomena in Electronic Systems, 2020; 249-256.
- [4] 彭志远,杜长虹,陈健,等.电动车用永磁同步电机转子温度 估算[J].重庆理工大学学报(自然科学),2019,33(09):11-16,72.
- [5] Han C C, Jer H J, Wei M Y, et al. Thermal Performance Analysis of a 30 kW Switched Reluctance Motor[J]. Heat and Mass Transfer, 2017, 114: 145-154.
- [6] 王晓远,杜静娟.CFD分析车用电机螺旋水路的散热特性[J]. 电工技术学报,2018,33(4):955-963.

(上接第10页)

由上述比较可知,出现的故障点与理论值相符, 可以证明方法正确。

3 结 论

当轴承发生故障时,定子电流会产生许多谐波 频率分量。由于谐波的干扰,仅仅通过 FFT 对定子 电流直接进行频谱变换无法直观地发现故障特征频 率。为了解决上述问题,本文提出了基于 Hilbert 变 换解调和包络频谱分析的故障特征诊断方法。该方 法能够滤除其他谐波的干扰,直观地发现故障特征 频率。试验数据分析的结果表明该方法所得实际故 障电机故障特征频率与理论值大致相同,验证了本 文方法的可行性。

参考文献

 [1] 韩风梅,戴风涛.基于振动特性的电机轴承故障诊断[J].设 备管理与维修,2023(21):170-171.

- [7] 吴柏禧, 万珍平, 张昆,等.考虑温度场和流场的永磁同步电机折返型冷却水道设计[J].电工技术学报,2019,34(11): 2306-2314.
- [8] 刘慧军,陈芬放,黄瑞,等.车用驱动电机冷却系统仿真研究[J].中南大学学报(自然科学版),2020,51(7):2002-2012.
- [9] Chen J Q, Wang D, Cheng S W, et al. 2D FEM Transient Analysis of Permanent Magnet Motor Considering Skin Effect of Stator Winding [C]. International Conference on Applied Superconductivity and Electromagnetic Devices, 2015.
- [10] 刘蕾,刘光复,刘马林,等. 车用永磁同步电机三维温度场分析[J]. 中国机械工程, 2015, 26(11): 1438-1444.
- [11] 于磊磊,陈永艳,宋力,等. 牵引电机轴向空冷通风冷却温度 场分析[J]. 微电机,2023,56(4):34-40.
- [12] 韩雪岩,宋聪. 基于磁热耦合法车用永磁同步电机温升计算及 影响因素的研究[J]. 电机与控制学报,2020,24(2):28-35.
- [13] 王晗, 佟文明. 一种轴向风冷结构对高速永磁电机转子温升的 抑制研究[J]. 电机与控制应用, 2022, 49(3): 48-54, 67.
- [14] 杨文豪,周志刚,李争争.油冷温度与流速对轮毂电机温度场研究[J]. 微电机,2020,53(1):31-34,42.
- [15] 周志刚,杨文豪,孟祥明.不同冷源轮毂电机多模式切换温度场研究[J].湖南大学学报(自然科学版),2021,48(8):51-58.
- [16] 常鑫. 动磁式水冷永磁直线同步电机的设计与分析[D]. 浙江: 浙江大学, 2021.
- [2] 屈乐伟.异步电动机滚动轴承外滚道故障诊断新方法[J].防 爆电机,2023,58(4):77-80.
- [3] 王鹏,邱赤东,邸德辉,等.基于时延降嗓循环双谱的电机轴 承故障检测方法[J].研究电力系统保护与控制,2020,48 (19):89-96.
- [4] 李明全,池边.采矿机轴承故障分析及诊断方法[J].世界有 色金属,2019(13):21-22.
- [5] 孟东容,段志善.基于电流信号的振动电机轴承故障检测[J].
 中国测试,2022,48(3):107-111.
- [6] 王路,殷鸿鑫,刘鸿旭.基于卷积神经网络的机械轴承故障智能识别[J].自动化与仪表,2023,38(11):71-75.
- [7] 李俊卿,王祖凡,王罗,等. 基于电流信号和深度强化学习的电机轴承故障诊断方法[J]. 电力科学与工程,2023,39(3):61-70.
- [8] 黄皓然,张博. 轴承故障工况下无刷直流电机的电感参数计算[J]. 微电机, 2023, 56(10): 1-6.
- [9] 宋向金,王卓,胡静涛,等. Hilbert 解调制方法诊断异步电机 轴承故障[J]. 电工技术学报, 2018, 33(21):4941-4948.

基于 ABAQUS 电驱动系统减速器装配桥壳轻量化 设计研究

刘 阳1, 丁健生2, 陈洪涛3, 邢伟霞3, 王 蕾4, 赵建华4

(1. 中海石油(中国)有限公司天津分公司作业协调部,天津 300450; 2. 长春工业大学应用技术学院,长春 130000;3. 吉林省建研科技有限责任公司,长春 130000; 4. 西安微电机研究所有限公司,西安 710117)

摘 要: 以电驱动系统减速器装配桥壳为研究对象,采用 CATIA 软件建立三维数字化模型,利用 ABAQUS 软件进行 有限元分析,实现减速器装配桥壳的强度分析以及工况计算,通过铝镁合金材料和球墨铸铁材料的强度分析比较, 在假设条件下,均能够满足强度要求,而且材料 AlMg5 比材料 QT400-18 重量减轻达到 60%,为电驱动系统减速器 装配桥壳进行轻量化研究提供重要的分析支持。

关键词: 电机驱动; 减速器; 装配桥壳; 轻量化; 有限元模型

中图分类号: TH132. 6 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2024)05-0046-04

Research on Lightweight Design of Axle Housing for Electric Driven System Reducer Based on ABAQUS

LIU Yang¹, DING Jiansheng², CHEN Hongtao³, XING Weixia³, WANG Lei⁴, ZHAO Jianhua⁴

(1. Operation Coordination Department Tianjin Branch CNOOC (China) Co., LTD., Tianjin 300450, China;

2. College of Academic Applied Technology Changchun University of Technology, Changchun130000, China;

3. Jilin Province Genius Science and Technology Co., LTD., Changchun130000, China; 4. Xi'an Micromotor

Research Institute Co., LTD., Xi' an 710117, China)

Abstract: Based on axle housing of the electric drive system reducer as the research object, a three-dimensional digital model was established by using CATIA software, and finite element analysis was carried out by using ABAQUS software to complete the strength analysis and working condition calculation of the reducer axle housing. Through the strength analysis and comparison of Al-Mg alloy material and ductile iron material, under the assumed conditions, the strength requirements can be met, and the weight reduction of material AlMg5 is 60% compared with material QT400-18, which provided important analytical support for lightweight research on the axle housing assembly of the reducer of the electric drive system.

Key words: electric drive; reducer; axle housing; lightweight; finite element model

0 引 言

轻量化技术是多方面的综合应用,是把物体的 重量、物理特性和成本降到最小。原材料毛坯零件 的重量和体积通常比较重,产品在满足工况要求的 前提下,应尽可能实现轻量化^[1]。因此,轻量化设 计不仅可以提高物理机械性能,还可以降低企业的 生产成本和资源消耗^[2]。目前,电驱动系统是新能 源车、军用新一代装甲车、水下推进系统的核心动 力部件,电驱动系统一般由驱动电机、驱动控制器、 位置传感器、减速器等部件组成,其中减速器装配 桥壳是非常重要的关键部件,其性能直接影响着汽 车行驶的稳定性和安全可靠性。然而,随着中国"双 碳"政策的推行,我国新能源汽车产量急剧上升,为

作者简介: 刘 阳(1986), 男, 硕士, 高级工程师, 研究方向为石油工程。

收稿日期: 2024-03-22, 修回日期: 2024-04-12

基金项目: 多模光学信号配准的安防智能化系统(21ZGM42)

王 蕾(1983),女,工程师,研究方向为微特电机及执行机构的工艺、工装设计及生产制造关键工艺。

了尽可能的节约能源,增加新能源汽车行驶里程, 就需要减轻新能源汽车整体重量^[3-4]。因此,新能 源汽车重要零部件的轻量化设计成了整车开发过程 中重要的环节^[5]。

本文以电驱动主减速器装配桥壳为研究对象, 基于 CATIA 软件建立三维数字化模型,利用 ABAQUS 软件进行有限元分析,完成主减速器装配 桥壳的强度分析以及工况计算,通过铝镁合金材料 和球墨铸铁材料的强度分析比较,对电驱动系统减 速器装配桥壳进行轻量化研究^[6-7],并优化设计减 速器装配桥壳。

1 电驱动系统减速器三维模型设计

根据零部件实际尺寸,在 CATIA 软件中,通过 绘图、旋转、开槽、孔成型等功能模块,建立电驱 动系统减速器壳体、齿轮及齿轮轴等三维图形,电 驱动系统减速器壳体三维模型如图1所示,再通过 装配模块,将各零部件进行装配,得到电驱动系统 减速器总成装配模型,如图2所示。



图1 电驱动系统减速器壳体模型图



图 2 电驱动系统减速器总成装配模型

2 电驱动系统减速器有限元模型建立

2.1 数学模型

以 ABAQUS 有限元求解器为思路,通过最优化 求解、结构离散化求解等主干算法,将电驱动系统 减速器装配桥壳进行 CAE 分析问题的简化处理,正 确设置力与位移的边界条件,建立电驱动系统减速 器装配桥壳的轻量化设计数学模型,如:

$$\begin{cases} \frac{\partial \sigma_{xx}}{\partial_x} + \frac{\partial \sigma_{xy}}{\partial_y} + \frac{\partial \sigma_{xz}}{\partial_z} + b_x = 0\\ \frac{\partial \sigma_{yx}}{\partial_x} + \frac{\partial \sigma_{yy}}{\partial_y} + \frac{\partial \sigma_{yz}}{\partial_z} + b_y = 0\\ \frac{\partial \sigma_{xz}}{\partial_x} + \frac{\partial \sigma_{zy}}{\partial_y} + \frac{\partial \sigma_{zz}}{\partial_z} + b_z = 0 \end{cases}$$
(1)

式中, σ 为零部件材料各方向上承受的正应力大小; b 为零部件材料各方向上的剪应力大小。

电驱动系统减速器装配桥壳零部件材料各点应 力后,其内部各点的应力、应变、位移的几何模 型如:

$$\begin{cases} \varepsilon_{x} = \frac{\partial_{u}}{\partial_{x}}, \quad \varepsilon_{y} = \frac{\partial_{v}}{\partial_{y}}, \quad \varepsilon_{z} = \frac{\partial_{w}}{\partial_{z}} \\ \gamma_{xy} = \frac{\partial_{u}}{\partial_{y}} + \frac{\partial_{v}}{\partial_{x}}, \quad \gamma_{yz} = \frac{\partial_{v}}{\partial_{z}} + \frac{\partial_{w}}{\partial_{y}}, \quad \gamma_{zc} = \frac{\partial_{w}}{\partial_{x}} + \frac{\partial_{u}}{\partial_{z}} \end{cases}$$
(2)

式中, ε 为电驱动系统减速器装配桥壳零部件载荷 过程产生的应力; γ 为电驱动系统减速器装配桥壳 零部件载荷过程产生的应变。

2.2 应用模型

以电驱动系统减速器装配桥壳承受载荷过程中 应变、应力为出发点,针对电驱动系统减速器装配 桥壳进行 CAE/CAM 轻量化设计分析,可得应用模 型如:

$$\begin{cases} \varepsilon_{x} = \frac{1}{E} \left[\sigma_{x} - \mu (\sigma_{y} + \sigma_{z}) \right] \\ \varepsilon_{y} = \frac{1}{E} \left[\sigma_{y} - \mu (\sigma_{x} + \sigma_{z}) \right] \\ \varepsilon_{z} = \frac{1}{E} \left[\sigma_{z} - \mu (\sigma_{x} + \sigma_{y}) \right] \end{cases} \begin{cases} \gamma_{xy} = \frac{2(1+\mu)}{E} \tau_{yz}, \\ \gamma_{yz} = \frac{2(1+\mu)}{E} \tau_{yz}, \\ \gamma_{zx} = \frac{2(1+\mu)}{E} \tau_{zx} \end{cases}$$

$$(3)$$

式中, *E* 为电驱动系统减速器装配桥壳材料的弹性 模量; μ 为电驱动系统减速器装配桥壳材料的泊松 比; τ 为电驱动系统减速器装配桥壳材料各方向上 承受的剪切应力。

2.3 有限元模型

为了实现模拟仿真分析与实际分析的一致性, 尽量减少忽略的因素,保持电驱动系统减速器装配 桥壳的原始结构特征^[8],再将全息的三维模型导入 到 ABAQUS 有限元仿真软件中,并对模型进行网格 划分并添加了材料属性,共划分网格 167782 个节 点,652766 个单元。电驱动系统减速器装配桥壳采 用四面体模块,其它实体类模型也都采用四面体单 元,同时计算和加载力矩,有限元模型如图 3、图 4 所示。





图4 电驱动系统减速器装配桥壳有限元模型

本文研究的电驱动系统减速器装配桥壳主要用 到了球墨铸铁和铝镁合金两种金属材料^[9],具体属 性参数如表1所示。

表1 电驱动系统减速器装配桥壳材料属性参数

材料	弹性 模量	泊松 比	密度	屈服 极限	强度 极限
QT400 – 18	E = 200 GPa	0. 28	7850 kg/m ³	250 MPa	400 MPa
AlMg5	E = 45 GPa	0.3	2600 kg/m ³	200 MPa	350 MPa

3 电驱动系统减速器装配桥壳有限元 分析

3.1 边界条件

(1) 道路行驶影响

新能源汽车在道路上正常行驶时,由于道路环 境和驾驶员安全驾驶习惯的不同,车辆经常受到道 路载荷和转弯制动系统产生的惯性力的影响,这种 影响大于最大扭矩。与电驱动系统减速器装配桥壳 的损伤相比,它对电驱动系统减速器装配桥壳的抗 压强度和抗拉强度影响不大,可以忽略不计。

(2)最大扭矩的影响

根据电驱动系统减速器装配桥壳的基本功能和 它工作时形成的工作特性,车辆在前进挡和倒挡时, 承受最大扭矩。在工况计算中,考虑了前进挡和倒 挡的加载扭矩。

(3)电驱动减速器装配桥壳材料的影响

由于使用铝镁合金材料的弹性模量、密度、泊 松比都与球墨铸铁材料不同,计算出的最大应力和 最大变形量相差很大,因此计算时考虑到材料的 影响。

3.2 载荷及工况

按照两种挡位(前进挡、倒挡)工况分别进行计算,约束加载到驱动桥两端,在驱动桥两端进行施加约束力,在电驱动系统减速器装配桥壳加载力矩, 模型如图5所示。



图 5 电驱动系统减速器装配桥壳加载力矩示意图

3.3 计算工况分析

(1)前进挡驱动

采用球墨铸铁材料时,在前进挡力矩 1800 Nm 作用下,有限元分析结果如图 6 所示。



图6 电驱动系统减速器装配桥壳加载力矩示意图 采用铝镁合金材料时,在前进挡力矩 1800 Nm 作用下,有限元分析结果如图7 所示。



图 7 前进挡铝镁合金材料有限元分析示意图 (2)倒挡驱动

采用球墨铸铁材料时,在倒挡力矩 1500 Nm 作 用下,有限元分析结果如图 8 所示。



图 8 倒挡球墨铸铁材料有限元分析示意图

采用铝镁合金材料时,在倒挡力矩 1500 Nm 作 用下,有限元分析结果如图 9 所示。



图9 倒挡铝镁合金材料有限元分析示意图

从图 6 可知,当采用前进一挡时,球墨铸铁材 料最大变形为 0.12 mm,最大应力为 177 Mpa,此时 得出的强度分析结果小于材料屈服强度。从图 7 可 知,当采用前进一挡时,铝镁合金材料最大变形为 0.27 mm,最大应力为 177.1 Mpa,此时得出的强度 分析结果小于材料屈服强度。从图 8 可知,当采用 倒挡时,球墨铸铁材料最大变形为 0.099 mm,最大 应力为 148 Mpa,此时得出的强度分析结果小于材料 屈服强度。从图 9 可知,当采用倒挡时,铝镁合金 材料最大变形为 0.22 mm,最大应力为 147.6 Mpa, 此时得出的强度分析结果小于材料屈服强度。仿真 计算结果数据,如表 2 所示。

计算工况	最大应力 /Mpa	最大变 形/mm	安全 系数	评价 标准
一挡驱动、 球墨铸铁	177	0.12	1.5	≥1
一挡驱动、 铝镁合金	177. 1	0. 27	1.6	≥1
倒挡驱动、 球墨铸铁	148	0.099	1.0	≥1
倒挡驱动、 铝镁合金	147.6	0. 22	1.0	≥1

表2 仿真计算结果汇总表

综上所述,通过工况计算结果可以看出,无论 是球墨铸铁材料还是铝镁合金材料,在使用前进挡 或倒挡时,极限工况的最大应力都远远没有超过材 料的屈服极限与强度极限。由于考虑倒挡不是常见 工况,两种材料使用时,最大极限应力都不超过材 料强度极限^[10]。因此,在物理实验适用的情况下, 电驱动系统减速器装配桥壳优化设计使用铝镁合金 材料,其材料重量对比数据见表3所示,给定电驱 动系统减速器装配桥壳材料质量分别为25 kg、10 kg 的情况下,两种材料的最大极限应力都不超过材料 强度极限,均能满足设计要求。因此,在采用铝镁 合金材料下的电驱动系统减速器装配桥壳比球墨铸 铁材料轻15 kg,所以给定条件下能够有效的减轻了 电驱动系统减速器装配桥壳重量。

序号	电驱动系统减速器 装备桥壳材料	给定重量	仿真结果
1	QT400 – 18	25 kg	满足强度要求
2	AlMg5	10 kg	满足强度要求

4 结 语

本文基于 ABAQUS 有限元分析软件,开展了新 能源汽车电驱动系统减速器装配桥壳轻量化优化设 计方法研究:

(1)以电驱动系统减速器装配桥壳结构组成为 基础,基于 CATIA 建立了三维数字化模型,从有限 元结构力学分析角度建立数学模型、应用模型,并 考虑电驱动系统减速器装配桥壳各零部件的协同配 合关系,建立总成装配三维模型。

(2)对电驱动系统减速器模型装配桥壳进行了 有限元分析,完成了零部件的强度分析及工况计算, 并得出前进挡和倒挡工况下最大变形和最大应力。

(3)对电驱动系统减速器装配桥壳进行轻量化 设计,通过铝镁合金材料和球墨铸铁材料的强度分 析比较,在给定球墨铸铁材料 25 kg、铝镁合金材料 10 kg 重量的条件下,前进和倒车工况下的最大应力 值均小于材料屈服强度,因此材料 AlMg5 比材料 QT400-18 重量减轻 15 kg 的情况下,即重量减轻 60%的条件下,仿真结果表明均能满足强度要求。

参考文献

- 赵来杰.电动汽车同轴一体化电驱动桥有限元分析及轻量化设 计[D].重庆:重庆大学,2017.
- [2] 戴志立,覃万健,陈真.一种航空浸液环境转子轻量化技术研究与应用[J].微电机,2023,56(2):12-16.
- [3] 何胜平.新能源减速器壳体结构设计与轻量化研究[J].内燃机 与配件,2024(3):87-89.
- [4] 李伟业. 车用驱动电机电磁噪声多目标优化研究[J]. 微电机, 2021, 54 (9): 48-52.
- [5] Editorial Department of China Journal of Highway and Transport.中 国汽车工程学术研究综述[J].中国公路学报, 2023, 36 (11): 1-192.
- [6] 刘海强. 永磁同步电机端盖模态分析及结构拓扑优化[J]. 微电机, 2021, 54 (1): 1-4, 14.

(下转第61页)

反向弧转子齿转矩脉动抑制

张顺杰¹,周士贵¹,张津硕¹,曹凤斌¹,张可程² (1. 曲阜师范大学,山东日照 276827; 2. 日照东方电机有限公司,山东日照 276800)

摘 要:磁通切换电机由于其独特的双凸极结构,导致其具有比其它永磁电机更大的转矩脉动。本文根据气隙磁场 调制原理,通过调整转子齿型来调整转子调制函数,削弱高频谐波分量,进而降低转矩脉动。提出了一种反向弧转 子齿来抑制电磁转矩脉动和齿槽转矩,进而降低输出转矩脉动。对一种双凸极结构的强聚磁磁通切换电机进行反向 弧转子齿设计,以调节转子调制函数。经过有限元仿真分析,反向弧转子结构可以有效地去除气隙中的高次谐波, 降低电磁转矩脉动和齿槽转矩,使电机易于起动,降低了电机运行时的转矩脉动。关键词:反向弧转子齿;磁场调制;齿槽转矩;电磁转矩脉动;磁通切换

中图分类号: TM351; TM341; TP273 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2024)05-0050-07

Reverse Arc Rotor Tooth Torque Pulsation Suppression

 ZHANG Shunjie¹, ZHOU Shigui¹, ZHANG Jinshuo¹, CAO Fengbin¹, ZHANG Kecheng²
 (1. Qufu Normal University, Rizhao Shandong 276827, China; 2. Rizhao Dongfang Motor Co., LTD., Rizhao Shandong 276800, China)

Abstract: The flux-switching permanent machine has a larger torque pulsation than other permanent magnet motors due to its unique biconvex pole structure. In this paper, according to the principle of breath magnetic field modulation, the rotor modulation function was adjusted by adjusting the rotor tooth shape to weaken the high-frequency harmonic components and thus reduce the torque pulsation. A reverse arc rotor tooth was proposed to suppress the electromagnetic torque pulsation and cogging torque, and thus reduce the output torque pulsation. The reverse arc rotor teeth were designed for a strongly polymagnetic flux-switching permanent machine with a biconvex pole structure to modulate the rotor modulation function. After finite element simulation analysis, the reverse arc rotor structure can effectively remove the high harmonics in the air gap, reduce the electromagnetic torque pulsation and cogging torque, make the motor easy to start, and reduce the torque pulsation during motor operation.

Key words: reverse arc rotor tooth; magnetic field modulation; cogging torque; electromagnetic torque pulsation; flux switching

0 引 言

近些年来,由于其所具备的功率密度高、效率 高、优异的控制性能和动态响应等突出优点,永磁 (PM)无刷电机被广泛应用于无人机、电动汽车、机 器人等领域。其中,传统磁通切换电机(Flux-Switching Permanent Machine, FSPM)因其具有高转矩/功 率密度、转子鲁棒性强、适合高速运行等优点被各 国广泛研究。但其也有定子槽面积较小、永磁体用 量大、绕组端部较长的缺陷。 由凸外极转子和强聚磁定子组成的磁通切换电 机(Strongly Polymagnetic Flux-Switching Permanent Machine, SP-FSPM),其电枢绕组绕制于定子齿上,相 邻定子齿之间形成定子槽。在定子槽口安置两个切 向且相对充磁的永磁体与一个"导磁块",导磁块由 硅钢片叠压而成,构成一种特殊的永磁体结构。保 留了传统 FSPM 电机所具备的转子结构简单,适用 于高速运行的优点且减少了永磁体用量,提高了永 磁体的利用率。虽然强聚磁效应实现 SP-FSPM 的高 磁通密度和转矩密度,但由于独特的双凸极性和高

收稿日期: 2023-11-09

基金项目:山东省自然科学基金(ZR2021ME017)

作者简介:张顺杰(1998),男,硕士研究生,研究方向为永磁电机设计。 周士贵(1970),男,博士,副教授,研究方向为微特电机、运动控制系统、以及新能源发电系统。

磁通密度而导致的转矩脉动降低了控制性能并导致运行不稳定,这比传统 PM 电机更高。

抑制无刷电机输出转矩脉动的方法可以分类为 基于电机本体和基于控制的两种。基于电机本体的 方法旨在产生平滑的电磁扭矩,包括进行磁极优化、 转子/定子倾斜、磁体移位和转子齿配对等措施。而 基于控制的方法则是通过改变定子电流注入的方式, 并产生额外的转矩分量,以抵消部分主要的造成转 矩脉动的谐波分量。

在抑制 FSPM 的输出转矩波动方向上, 前人已 经取得了显着进展。从基于电机本体的角度来看, 由于齿槽转矩是转矩脉动的主要组成部分,因此通 讨降低齿槽转矩来抑制转矩脉动是最行之有效的办 法^[1]。通过缩短永磁体和定子层合桥结构来减小 FSPM 电机的齿槽转矩^[2]。利用有限元分析方法建立 了转子极弧宽度对齿槽转矩、转矩脉动和输出转矩 的影响。在此基础上,提出了均匀、阶跃偏斜和轴 向配对三种不同转子极结构的转矩脉动减小方法^[3]。 文献[4]设计了一种新型的 SFPM 无刷电机, 该电机 相对于磁体厚度来说槽开口显著增加, 其磁体使用 量大大减少, 仅为传统 FSPM 电机的一半。然而, 该电机的反电动势和电磁转矩比传统机器大40%, 并且齿槽转矩和转矩脉动显著降低。上述各种方法 在抑制 FSPM 电机齿槽转矩及转矩脉动方面已经有 了比较好的效果。但是都有不同程度的对输出转矩 的影响。

本文基于气隙磁场调制理论,对一种双凸极结构的 SP-FSPM 电机进行转子齿形设计。首先对 SP-FSPM 电机电磁转矩的形成进行分析,阐明齿槽转矩、电磁转矩与转矩脉动的关系。然后基于气隙磁场调制原理,调整转子齿结构(原型、梁桥型、拱桥型)以抑制转矩脉动。最后分别对三种结构的 SP-FSPM 电机进行有限元仿真。仿真结果表明,在一定情况下,反向弧转子齿随着反向弧曲率增大,齿槽转矩和转矩脉动均降低,使得该 SP-FSPM 的应用场合和领域拓宽。

1 SP-FSPM 电机转矩脉动的组成

1.1 磁场调制原理

所谓磁场调制原理即以固定的永磁体阵列作为 励磁源,以固定位置不变的定子以及旋转的转子作 为调制器,分别将原始永磁磁动势进行静态和动态 调制^[5]。经调制后会得到静止、正向旋转、反向旋 转(以转子转动方向为正方向)三种状态的各次谐 波。通以三相电流的绕组产生的初始电枢磁动势同 样受调制器调制。了解麦克斯韦应力张量法的都知 道,仅当电枢气隙磁密谐波分量和永磁体气隙磁密 谐波分量具有相同阶数、相同旋转方向和相同旋转 速度时,它们之间的相互作用才能导致稳定的非零 转矩产生。

1.2 输出转矩

为了抑制 FSPM 电机的输出转矩脉动,首先需要对其组成进行研究。根据式(1)中的输出转矩方程,输出转矩包括电磁转矩和齿槽转矩。

$$T_{out} = T_e + T_{cog} \tag{1}$$

式中, T_{out} 为输出转矩, T_e 为电磁转矩, T_{cog} 为齿槽转矩。

1.3 电磁转矩

以图 1 的 12s/14p SP-FSPM 为例。



表1 电机参数

参数	参数值
定子槽数	12
转子齿数	14
永磁体牌号	N36SH
硅钢片牌号	35WW440
每相线圈匝数	36 * 4
转子外径/mm	72.4
定子内径/mm	20
电机轴长/mm	25

永磁初始磁动势和电枢初始磁动势经调制器 (定、转子)调制后得到永磁气隙磁动势和电枢气隙 磁动势^[5-6],其中,永磁初始磁动势如式(1)。

$$\begin{cases} F_{pm}(\theta) = \sum_{m=1,3,5\cdots}^{\infty} F_{m} \sin(mP_{pm}\theta) \\ F_{m} = \frac{2F_{PM}}{m\pi} \sin\left(\frac{mP_{pm}\theta_{s}}{2}\right) [1 - \cos(m\pi)] \end{cases}$$
(2)

式中, F_m 是 PM – MMF 的傅里叶系数; F_{PM} 是 PM –

MMF 的幅值; $m \neq PM - MMF$ 的谐波阶次; P_{pm} 是永 磁体极对数; θ_s 为定子齿弧。

在该 SP – FSPM 中共有转子和定子两个调制器, 而当电机中有两个或两个以上的调制器,且这些调 制器彼此独立时,每个调制器的调制函数可以单独 导出,而总调制函数是则各调制函数的乘积^[5]。

$$\begin{cases} M_r(\theta,t) = m_{r0} + \sum_{v=1}^{\infty} m_{rv} \cos[vP_r(\theta - \omega_r t)] \\ M_s(\theta) = m_{s0} - \sum_{v}^{\infty} m_{sv} \cos(vZ\theta) \end{cases}$$
(3)

其中, $M_r(\theta, t)$ 、 $M_s(\theta)$ 分别为转子、定子的调制 函数; m_{θ} 、 m_{s0} 是调制函数波形的直流分量; m_{rv} 、 m_{sv} 是调制函数的傅里叶系数; v是谐波阶次; P_r 是 转子极数; ω_r 是电机旋转的机械角速度; θ 是沿气 隙圆周的角度。

永磁初始磁动势经调制器调制得到的永磁体气 隙磁动势可由上述公式相乘得到。其表达式如式 (4)所示。

$$F_{PM_{-}\delta}(\theta,t) = F_{pm}(\theta)M_{r}(\theta,t)M_{s}(\theta) =$$

$$m_{r0}\sum_{m=1,3,5\cdots}^{\infty}F_{sm}\sin(mP_{s}\theta) -$$

$$\sum_{m=1,3,5\cdots}^{\infty}\sum_{v=1}^{\infty}\frac{F_{sm}m_{rv}}{2}\sin[(mP_{pm}+vP_{r})\theta - vP_{r}\omega_{r}t] -$$

$$\sum_{m=1,3,5\cdots}^{\infty} \sum_{v=1}^{\infty} \frac{F_{sm}m_{rv}}{2} \sin[(mP_{pm} - vP_r)\theta + vP_r\omega_r t]$$
(4)

式中, F_{sm}为经定子调制后的谐波系数。

根据(3)式可得,该 SP-FSPM 的永磁体在气隙 中产生的谐波磁动势主要由 mP_{pm} 次谐波和 $|mP_{pm} \pm vP_r|$ 次谐波组成。

电枢气隙磁动势的计算方法与永磁体气隙磁动势类似。其中给三相电枢绕组施加三相电流 *i_a、i_b、 i_c*得三相电枢初始磁动势(AR-MMF)。

$$\begin{cases} F_w(\theta,t) = F_{Aw}(\theta,t) + F_{Bw}(\theta,t) + F_{Cw}(\theta,t) = \\ \frac{3}{2} \sum_{m=3i-2}^{\infty} F_{wm} I_m \sin(mP_w\theta - \omega_e t - \omega_e t_0) + \\ \frac{3}{2} \sum_{m=3i-1}^{\infty} F_{wm} I_m \sin(mP_w\theta + \omega_e t + \omega_e t_0) \end{cases}$$
(5)

式中, F_{wm} 是 AR – MMF 的傅里叶系数; I_m 是相电流 幅值; $\omega_e t_0$ 是电流初相位; m 是三相 AR – MMF 谐 波阶次; P_w 是绕组极对数; $i = 1, 2, 3\cdots$

将三相电枢的初始磁动势与调制函数相乘得三 相电枢气隙磁动势。

由式(5)可得该 SP – FSPM 的电枢在气隙中产生的谐波磁动势主要由 mP_w 和 $|mP_w \pm vP_r|$ 组成。

根据 $B = \mu_0 F / \delta$ 可得。

$$B_{pm_{-}\delta} = \frac{\mu_0}{\delta} F_{pm_{-}\delta} \tag{7}$$

$$B_{w_{-}\delta} = \frac{\mu_0}{\delta} F_{w_{-}\delta} \tag{8}$$

式中, μ_0 为真空磁导率; δ 为气隙长度; $B_{pm_{-}\delta}$ 、 $B_{w_{-}\delta}$ 为永磁体气隙磁密和电枢气隙磁密。

取上述计算出的转速、旋转方向以及阶数相同 的永磁体磁密谐波分量和电枢磁密谐波分量,其分 别相互作用,即可产生幅值不同的各次电磁转矩。 将其全部叠加,即可产生稳定的非零电磁转矩。而 FSPM 电机转矩主要由 P_{pm} 、 $3P_{pm}$ 、 $|P_{pm} \pm P_r|$ 、 $|3P_{pm} \pm P_r|$ 次谐波转矩组成。根据麦克斯韦应力张 量法,各次谐波转矩的计算公式如下:

$$T_{ej}(t) = \frac{\pi D_g^{2} l_a}{\mu_0} B_{ij} B_{ij} \cos[\varphi_{ij}(t) - \varphi_{ij}(t)] \quad (9)$$

式中, l_a 是电机轴向长度; B_{ij} 、 B_{ij} 分别是径向、切 向气隙磁密第j次谐波幅值; $\varphi_{ij}(t)$ 、 $\varphi_{ij}(t)$ 是分别是 径向、切向气隙磁密第j次谐波相位。

由上述公式计算得, SP-FSPM 的电磁转矩主要 由图 2 中所示的 2 次、12 次、16 次、26 次、40 次 谐波转矩组成,共贡献电磁转矩约 96.5%, 而产生 的转矩脉动只占总转矩波动的36.07%;而其他谐波 电磁转矩总和只占总电磁转矩的3.5%,却带来了 63.93%的转矩脉动。



图 2 电磁转矩主要谐波组成及其谐波转矩波形

1.4 齿槽转矩

齿槽转矩是永磁电机共有的问题。因为铁心齿 槽导磁率的不同,导致永磁体与铁心齿槽间切向的 相互作用力不平衡,这会加剧电机的振动和噪音。 由于 SP – FSPM 的双凸极结构,使得该 SP – FSPM 电机比一些常用的永磁电机具有更大的齿槽转矩。 经有限元分析得齿槽转矩波形图如下。





根据气隙磁场调制原理分析,经过 SP - FSPM 转子的调制,永磁体产生的磁场会在气隙处存在大 量不同阶次的谐波,由此可以得出,SP - FSPM 的齿 槽转矩也是由各次谐波的齿槽转矩组合而成。根据 麦克斯韦应力张量法,齿槽转矩各次谐波如下。



图 4 齿槽转矩谐波组成

1.5 输出转矩脉动组成

经有限元分析,得齿槽转矩、输出转矩、电磁 转矩对比图如下。



图 5 齿槽转矩、输出转矩、电磁转矩对比

由式(1)可知,输出转矩由电磁转矩和齿槽转 矩所构成。而输出转矩脉动也就由电磁转矩脉动和 齿槽转矩所构成从。根据有限元仿真数据可知,输 出转矩的峰峰值为0.747 Nm,电磁转矩的峰峰值为 0.471 Nm齿槽转矩峰峰值为0.397 Nm。

2 转子齿优化设计

2.1 转子齿调制函数修改机理

根据文献[5],FSPM 电机气隙中的永磁体产生 的磁场是由不同阶次的空间谐波组成。而每一个空 间谐波又是由许多时间分量所构成。其中,低频分 量可以与具有相同阶数、旋转方向以及旋转速度的 电枢气隙磁密谐波分量相互作用而生成稳定的非零 转矩,而高频分量则是转矩脉动的主要来源。

根据 1.3 所分析,若能保持 2 次、12 次、16 次、26 次、40 次这些主要的谐波电磁转矩不变且将 其他谐波进行削弱。就可以起到在保持总的输出转 矩不怎么变化的前提下降低转矩脉动。

根据式(3)SP-FSPM 电机气隙永磁磁场的调制过 程,转子调制效应对原始谐波的影响主要体现在改 变谐波的幅值上。所有的调制谐波都是由转子调制 效应所引起的。因此,我们可以通过调整转子铁心 的调制函数 $M_r(\theta, t)$ 来改变气隙永磁磁场中的谐波 成分。

2.2 转子齿优化设计

为了减小输出转矩的脉动,在尽量不改变转矩 组成的主要谐波分量的前提下,抑制高频调制谐波。 由式(3)可得,定子调制函数 $M_s(\theta)$ 为静态调制,转 子调制函数 $M_r(\theta, t)$ 为动态调制。由式(4)可得, 经定子静态调制而形成的气隙永磁场 $F_{pm}(\theta)M_s(\theta)$, 可通过改变转子调制函数 $M_r(\theta, t)$ 来起到改变永磁 气隙谐波磁场的作用。

因为转子的调制函数为余弦函数,为了降低或 直接去掉原始转子调制函数中的高次成分,需要将 原始的矩形波形状的调制函数的波形往余弦波形状 调整。这样的转变可以通过更改转子齿形状来实现, 因为转子齿形状与调制函数是一一对应的关系。因 此,可通过对转子齿进行反向弧设计来调整转子调 制函数,降低高次谐波分量。

由外转子 SP-FSPM 转子齿结构图 6 可知,该转 子齿为内凹型,则其调制函数波形也为中间凹陷的 形状。





因此,本文提出反相弧转子齿的设计依据并设 计出梁桥型、拱桥型的转子齿。

(1)计算组成转矩的各次谐波。

(2)将对转矩脉动影响较大但又不会对输出转 矩造成较大影响的谐波(高次谐波分量)削弱,并根 据处理后的部分谐波的剩余主要阶次计算调制函数

(3)根据计算出的调制函数波形设计转子齿 形状。

在根据以上设计思路的前提下,也考虑到转子 齿的加工复杂程度,则将转子齿表面设计为光滑直 线或光滑曲线。两种转子齿结构及其调制函数波形 如图7和图8所示。



图 7 梁桥型调制函数及转子齿



图 8 拱桥型调制函数及转子齿

3 电磁性能分析

使用 Maxwell 电磁仿真软件分别对永磁磁动势 单独作用时的径向气隙磁密、电枢磁动势单独作用 时的径向气隙磁密、共同作用时的径向气隙磁密以 及齿槽转矩、电磁转矩进行仿真分析,以验证方法 的可行性。



图 9 永磁体气隙磁密及其谐波分析

3.1 电枢、永磁单独作用磁密分析

图 9、图 10 是对一整个气隙圆周进行的永磁体 单独作用和电枢绕组单独作用时的径向气隙磁密分 布仿真。通过对三种转子齿型的 SP – FSPM 有限元 分析结果可知,三者的径向气隙磁密波形相似,但 拱桥型和梁桥型转子齿对应的电机径向气隙磁密的 峰值有所降低,且主要阶次谐波降低程度较小,其 他高频谐波分量削弱程度明显。表明通过修改转子 齿型来修改转子调制函数,进而改变式(4)、式(6) 中的永磁磁动势和电枢磁动势高频谐波含量的方法 是行之有效的。



3.2 电枢、永磁共同作用磁密分析

图 11 是由永磁调制后磁动势和电枢调制后磁动 势共用而构成的三种弧度的转子齿径向气隙磁密波 形,三者波形相似,但随转子齿弧度增大径向气隙 磁密峰值逐步降低,说明随反向弧转子齿弧度增大 硅钢片磁场的饱和状况下降。

图 11(a) 和图 11(b) 分别为对径向气隙磁密进 行谐波分析后得到的 0 – 50 Hz 和 50 – 100 Hz 谐波气 隙磁密图。从图中可以看出 SP – FSPM 的主要谐波 2 次、12 次、26 次的幅值随着反向弧曲率的增加,基 本都会降低,但降低比率较小。而主要谐波之外的 30次、44次、54次、68次、72次、96次随反向弧 曲率的增加,谐波幅值下降明显。这说明反向弧转 子齿对高次谐波分量的抑制作用明显。这个结果与 上述的通过修改转子调制函数来抑制高次谐波分量 的方法一致。



图 11 共同作用气隙磁密及其谐波分析

3.3 齿槽转矩分析

将电机绕组激励设为0,对三种类型的电机进行齿槽转矩的仿真。由齿槽转矩仿真结果图可知, 由原模型到梁桥型齿槽转矩降低74.7%,且由原模 型到拱桥型齿槽转矩降低值高达81.6。

从齿槽转矩谐波分布图也可以看出,齿槽转矩的主要组成谐波转矩的一次谐波分别降低51%和86%,二次谐波分别降低47%和83%,四次谐波分别降低81%和91%。

从这些数据中可以看出,反向弧转子设计对于 抑制齿槽转矩、降低电机启动时的启动力矩和降低



图 14 电磁转矩对比

3.4 电磁转矩脉动分析

由图中可以看出,随着反向弧曲率增加,原模 型到梁桥型再到拱桥型转子齿, 电磁转矩脉动分别 为 8.18%、5.01%、3.31%,转距脉动逐步降低。 与上述转子齿修改方法的推导结果一致。证明了反 向弧转子齿的对于减小 SP_ FSPM 转距脉动的有 效性。

3.5 输出转矩脉动分析

因为输出转矩等于电磁转矩加齿槽转矩, 经过 反向弧转子设计, 齿槽转矩和电磁转矩脉动都有大 幅降低,所以输出转矩脉动也有较为明显的削弱。 这个分析结果在图 15 中得到了印证。梁桥型、拱桥 型 SP - FSPM 输出转矩分别降低了 2.05% 和 4.19%, 输出转矩脉动分别降低了 46.2% 和 67.45%。在尽 可能少的减小输出转矩的前提下,输出转矩脉动得 到了明显抑制,证明反向弧转子齿设计对于降低 SP - FSPM 电机的转矩脉动效果明显。



4 结 语

本文基于气隙磁场调制理论,对一种双凸极结 构的 SP - FSPM 电机进行转子齿形设计。通过对转 子调制函数的设计降低了电磁转矩中的高次谐波分 量和齿槽转矩。通过对原模型、梁桥型、拱桥型转 子齿结构的 SP-FSPM 进行有限元仿真,验证了方法 的正确性。证明反向弧转子齿对于输出转矩脉动的 抑制有较为明显的效果。它在尽量少的减小输出转 矩平均值的前提下,将转矩脉动大幅降低。使得该 电机在启动和平稳运行情况下均具有良好的转矩特 性, 拓宽了 SP-FSPM 的应用场合和领域。

参考文献

- [1] Wang D, Wang X, Jung S. Cogging Torque Minimization and Torque Ripple Suppression in Surface-Mounted Permanent Magnet Synchronous Machines Using Different Magnet Widths [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2013, 49(5).
- [2] Mengjie Shen, Jianhua Wu, Chun Gan, et al. Cogging Torque Reduction in FSPM Machines with Short Magnets and Stator Lamination Bridge Structure [C]. IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Florence, 2016, 4307-4312.
- [3] W. Fei, P. C. K. Luk, B. Xia, Y. et al. Permanent Magnet Flux Switching Integrated-starter-generator with Different Rotor Configurations for Cogging Torque and Torque Ripple Mitigations [C]. Energy Conversion Congress and Exposition, Atlanta, GA, USA, 2010, 1715-1722.
- [4] J. T. Chen, Z. Q. Zhu, S. Iwasaki et al. Influence of Slot Opening on Optimal Stator and Rotor Pole Combination and Electromagnetic Performance of Switched-Flux PM Brushless AC Machines [J]. Transactions on Industry Applications, 2011, 47(4): 1681-1691.

(下转第66页)

基于激光雷达实测数据的风电机组功率曲线 测试应用与实例分析

李文明,谭振国,邓 睿,谭 茂

(五凌电力有限公司新能源分公司,长沙 410029)

摘 要:风电机组功率曲线作为风力发电机性能的一个关键指标,代表了风力电机组在正常运行条件下的发电能力。由于风电机组越来越大型化,测风技术也日异发展,测风塔测风的功率曲线验证的效率也越来越跟不上测量需求的发展。本文研究了基于激光雷达的海上风电机组功率曲线验证技术,测量的精度与实际测量中的评估与验证。
 关键词:激光雷达;风电机组;功率曲线验证
 中图分类号:TM315 文献标志码:A 文章编号:1001-6848(2024)05-0057-05

Application and Example Analysis of Wind Turbine Power Curve Test Based on Lidar Measured Data

LI Wenming, TAN Zhenguo, DENG Rui, TAN Mao (New Energy Branch of Wuling Power Corporation LTD., Changsha 410029, China)

Abstract: Power curve is a key characteristic index of the wind turbine performance capability under normal operation conditions. With the development of large-scale wind turbine structure, and the technologies of remote senses, the technical efficiency of wind power curve verification using wind tower is not enough. This paper studied the newest technology of offshore wind turbine power curve measurement based on lidar, the accurate evaluation and verification of the actual operation power curve of wind turbine.

Key words: lidar; wind turbine; power curve verification

0 引 言

风力发电机的功率曲线是评价风力发电机性能 的一个重要特性,对于风力发电机的功率曲线的测 量方法,国内外的研究机构与都致力于能更准确地 测量风力发电机的功率曲线,IEC(国际电工委员 会)发布的IEC61400-12系列就是专门针对风力发电 机功率曲线测量的国际标准,目前已经被全球风电 行业所引用,最新的版本为2017年版本^[1]。

功率曲线的测量中争议最大的是如何准确地测 量风,在风力机技术不断地发展,风力发电机的直 径越来越大,单台风力发电机所影响的范围也越来 越大,如何准确地定义与风力发电机发电功率所对 应的风速,已经不是一个简单的测量技术能完成 的了。

另外,测量技术也不断地发展的情况下,除了 传统的风杯风速仪,也出现了超声波测风仪,特别 是近些年出现的激光测风仪,将无介入式的测风技 术引入了风力发电的测量,引起了行业的普遍的重 视,IEC61400-12-1:2017版首次将激光测风仪(Lidar)引入标准,并对测量方法进行了规范,同时在 2022年推出了IEC61400-50-2:2022,规范了垂直激 光测风仪的标定与测量规范。但由于激光测风技术 引入风力发电行业是近几年的事,技术发展又非常 的迅速,IEC的标准还是相当滞后于激光测风技术 的发展,非常需要进行规范与普及相关的技术。

风力发电机功率曲线测量的工业标准一直是以 测风塔的三杯式风速仪为标准的,从多的学术研究

收稿日期: 2023-11-09

基金项目:五凌电力科研项目"风电场功率曲线验证机性能评估研究项目"(320155SC0620200002)

作者简介: 李文明(1982), 男, 学士, 研究方向为新能源生产管理等。

谭振国(1978),男,学士,研究方向为新能源生产管理等。

邓 睿(1991),男,学士,研究方向为新能源风电技术管理等。

谭 茂(1987),男,本科,研究方向为新能源生产管理等。

机构都对风杯式风仪仪的测量精度做了大量的研究, 在 IEC 标准中对保证风杯式风速仪的测量精度进行 了大量的描述,从结构设计、形状重量、安装方式 都有非常具体的规范。但风杯式风速仪是介入式测 量,在自然的风场中建立了测风塔及安装测风仪都 对自然的风场产生了影响,IEC 标准中的规范要求 只是尽可能地降低在测量中的影响,提高测量精度 与不确定性。由于技术成熟、可靠性高,目前大多 数的测量标准还是以风杯式测风仪的测量结果作为 行业标准。

激光测风仪是一种遥测的非介入性测量手段, 由于激光并不干扰自然条件下风的流动,而且激光 可以实现几百甚至几千米距离的遥测,所以激光技 术的发展对高效率精确测量风速提供了一种可行的 技术。

1 风力发电机的功率曲线测量

风力发电机组的功率曲线是风机发电功率与输 入风速间特性的曲线,可以表示为

$$P(v_i) = f(v_i) = \frac{1}{2}\rho A v_i^3 C_p(\lambda, \beta)$$
(1)

式中, ρ 为空气密度,单位: kg/m³; v_i 为第 i 个区间的风速,单位: m/s; A 为叶轮扫掠面积,单位: m²; $C_p(\lambda, \beta)$ 为第 i 个区间功率系数,与桨叶尖速比 λ 和桨叶功角 β 有关;

在功率曲线测量时,将风力发电机置于正常运 行状态,记录一段时间内的风速、风向、温度、湿 度及大气压,以及同时期的风力发电机的发电功率, 由于自然界的风速是变动的,因此需要对风速进行 分类处理,将风速以一定范围(一般是 0.5 m/s 或 1 m/s)分成不同的区间,并将相同区间下的数据的进 行平均,以获得在一个风区间(*V_i*)下的风力机发电 功率特性。将所有 *V_i*-P 的数据绘制在一张图上就是 风机的功率曲线^[2]。

功率曲线是将风力发电机的功率特性归于相同 的风速区间下,所以在分析风力发电机的性能及对 比不同风力机的性能优劣时,功率曲线是一个非常 客观的依据。

由于功率是将发电功率相对风速的曲线,所以 风速的测量是否准确对于一条功率曲线是否真实正 确就十分重要了。现实测量中,由于传统测风塔是 固定位置的,而且在上面安装的测风仪数量是有限 的,而现代陆上风力发电机组的风轮直径已经达到 130 m 以上,风轮顶端与底端的风速差已经不能被 忽略,仅以风轮轮毂高度风速已经无法准确表征整 个风轮扫掠面内的风速,所以需要以风轮面内多个 高度的风速,转换为风轮等效风速。

激光测风仪可以测量的高度较大,且可测量的 高度值罗多(一般可以达到20-30个高度),可以大 幅提高风电机组功率特性评估精度和准确度。图1 是一个典型的风力发电机组功率曲线。



图 1 典型的功率曲线(空气密度: 1.225 kg/m³)

2 激光测风仪测风技术及其限制

激光测风仪是基于激光多普勒效应来实现对空 气中的气溶胶粒子的移动速度的测量,而空气中气 溶胶粒子的移动速就是我们在标准中定义的风的 速度。

相干多普勒激光测风仪的基本原理如图 2 所示。 激光测风仪通过光学透镜向空中发射一束一定基频 和移频频率(f+f_i)的激光束,在空气中,激光束照 射到空气中的气溶胶粒子后,会产后向瑞利散射, 由于多普勒原理,反射回来的回波信号频率将发生 一定的频率变化,该频率变化(f_D)与发生反射的气 溶胶粒子的移动在光束方向上的投影(V_{LOS})成正比 关系,通过对反射光与发射光的对比(相干技术), 可以有效地检测出多普勒频移,并反演出气溶胶移 动速,即风速。



根据多普勒激光测风的原理,反射的带有气溶 胶运动特性的光束,所携带的多普勒频移 f_D与气溶 胶的运动在光束方向上的投影成正比,但因为风速 在空间的方向是不固定的,所以一次测量的径向风 速(V_{LOS})是不能解算出风速空间的速度与方向的, 要解算出三维的风速与风向,必须进行三次在不同 方向的测量,才能解算出空间三维风速与风向。如 图 3 所示。



图 3 空间三维风速风向图

激光测风仪以天顶角 γ 出射光, V_{RE}、V_{RN}、V_{RZ} 分别是激光测量径向速度 V_{LOS}在东向、北向和顶向 上的投影, u、v、w 是风速在东向、北向和顶向上 的投影, 则:

$$V_{RE} = u\sin\gamma + w\cos\gamma \tag{2}$$

$$V_{RN} = v \sin\gamma + w \cos\gamma \tag{3}$$

$$V_{RZ} = w \tag{4}$$

式中, u 为风速在东向上的投影; v 为风速北向上的 投影; w 为风速在顶向上的投影; V_{RE} 为激光测量径 向速度 V_{LOS}在东向的投影; V_{RN} 为激光测量径向速度 V_{LOS}在北向的投影; V_{RZ} 为激光测量径向速度 V_{LOS}在 顶向上的投影。

$$u = (V_{RE} - V_{RZ} \cos\gamma) / \sin\gamma$$
 (5)

$$v = (V_{RN} - V_{RZ} \cos\gamma) / \sin\gamma$$
 (6)

$$w = V_{RZ} \tag{7}$$

由于在风力发电应用中的成本上的考虑,不可 能用三台激光测风仪同时对空间中的一个点进行测 量,,因此,在风电应用中,目前采用的技术是用一 台激光测风仪以旋转的方式,向空中发射四束激光 束,称作 DBS 扫描,并通过这不同方向的任三次测 量反演出三维风速。

在这个 DBS 扫描的反演算法中,我们有一个假 设,就是空间中三次测量的风是一样的(风速与风 向),否则反演计算出的风速就没有意义,但自然界 的风在空中的分布因为地形、风机的扰动,总会有 一些不同,这也是目前激光测风仪在风测量上还存 在一定的不确定性的原因。

IEC61400-12-1:2017 中对激光雷达在风力 发电机功率曲线测量中的应用进行了规定:

(1)首先,是激光测风仪布置的位置,与传统 测风塔的塔中心应设置在 2-4D 不同,激光测风仪 的近处安置点应使激光束在风轮中心高处处于 2D 的 位置,也就是说激光测风仪应在 2D 稍远一点的地 方,如图 4 所示^[2]。



图 4 IEC 标准激光测风仪布置要求

(2)其次是应用的地形,由于目前对于激光雷 达在复杂地形的湍流情况下的不确定性还不是很了 解,所以在 IEC 标准中目前还是将激光测风仪限于 平坦地形应用。

(3)应对使用的激光测风仪进行标定或使用进 行过分级认证的激光测风仪。

(4)对于较为复杂的地形在使用前应根据标准 进行地形校正。

3 应用案例分析

为了实践激光测风仪风力发电机组的功率曲线 测量,我们使用某国产激光测风仪在江苏某风电场 进行为期4个月的功率曲线的测量,观测期间风速 覆盖了风机运行风速的全部区间,数据量远大于 IEC标准所要求的各风速区间的数据量。我们在获 得了功率曲线后还使用标准功率曲线数据对风力发 电机进行了性能改进。

3.1 测风数据分析

我们对本次测量采集到激光雷达数据按 IEC 标 准进行了 10 min 平均,同时,为保证激光雷达测风 数据的可靠性和合理性,所有数据按照国内标行业 标准 GB/T18710 和《风电场风能资源测量和评估技 术规定》^[4]的要求,对数据进行筛选,去除了激光雷 达的无效数据,如激光测风仪标志 999 的数据,这 些激光测风仪标志 999 的数据有可能是天气原因造 成的。

3.2 测风风场及激光测风仪的布置

本次测试的风电场位于湖南省中西部,风力发 电机安装于丘陵。符合 IEC 标准进行激光测风仪应 用的地形要求,如图5 所示。



图 5 测试现场地形及设备布置位置

本次使用激光测风仪为国产某品牌激光测风仪, 测量高度为50-350 m,高度分辨率1 m,记录高度 22 层,精度0.1 m/s。激光测风仪布置位置距离风 力发电机240 m,约2.9 倍风轮直径。

被测量风力发电机为一台 2 MW 风力发电机, 轮毂中心高 70 m, 风轮直径 82 m。

3.3 数据分析

风电机组功率曲线的计算只能采用风电机组正 常运行情况下的数据,我们同样对 SCADA 系统的功 率数据进行了筛选^[4]:

(1)将激光雷达风速数据与风电机组的功率数 据的时间戳对齐,统一采用10分钟平均数据,根据 相同时间戳,选择激光测风仪在轮毂高度处的测风 数据为风速数据,风力发电机的 SCADA 功率为功率 数据,进行筛选和处理。

(2)根据风力发电机组与激光测风仪的布置位置,和测量的风向,对于测风激光雷达位于风机后 方湍流区域及测试风机位于其它风机后方湍流区域的扇区,进行了无效扇区的数据的剔除。

(3)对于剩余的数据,将激光测风仪数据和功 率数据按 IEC 标准转化为风轮高度的等效数据:

a. 将激光雷达风速数据按各高度的风剪切廓 线,转化为风轮等效风速 V_{eq}。

$$V_{eq} = \left(\sum_{i=1}^{n_h} v_i^3 * \frac{A_i}{A}\right)^{\frac{1}{3}}$$
(8)

式中, V_{eq} 为转化为风轮等效风速;i为风的测量高度; A_i 为测量高度i对应的风轮面积;A为风轮总面积; v_i 为测量高度i处的风速。

b. 由于我们测试的风机是非失速调节的风机, 所以,风速值还需按 IEC 标准进行温、湿度修正空 气密度后进行转换,转换公式如式(9)和式(10) 所示。

$$\rho_{10min} = \frac{1}{T_{10min}} \left[\frac{B_{10min}}{R_0} - \Phi P_w \left(\frac{1}{R_0} - \frac{1}{R_w} \right) \right]$$
(9)

$$V_{n} = V_{eq} \left(\frac{\rho_{10min}}{\rho_{0}}\right)^{3}$$
(10)

式中, ρ_{10min} 为修正后空气密度; P_0 为标准空气密度, 1.225 kg/m³; T 为温度值; B 大气压; Φ 为湿度; R_0 为常数 287,05 [J/kgK]; R_w 为常数 461,5 [J/kgK]; P_w 为水气压力;

P_w = 0,0000205 exp(0,0631 846 *T*_{10min}) [Pa]。
 (4) 有效数据的筛选

a. 剔除激光风仪等效风速中风速小于切入风速 及大于切出风速的数据。

b. 剔除风力发电机停机及故障期间的数据。

c. 剔除风力发电机组限功率期间的数据。

d. 对于明显异常的离散数据,通过人工分析, 确认其是否存在特殊的运行状态,并以此决定是否 是异常无效数据,确定是否需要剔除。

通过以上数据处理方法,得到该风力发电机组 在可用扇区内的数据,这些数据在风速-功率图上 绘制出来即为散点图,如图6所示。



图 6 某风电场测试风力发电机组风速 - 功率散点图

3.4 风电机组功率曲线

根据 IEC61400 - 12 - 1:2017 的要求,利用以 上经过筛选剔除后的测量数据,以 0.5 m/s 为风速 区间间隔,依据式(11)和式(12)对每一风速区间计 算的平均风速和功率平均值,画出风电机组实际运 行功率曲线,如图 7 所示。

$$V_{i} = \frac{1}{N_{i}} \sum_{j=1}^{N_{i}} V_{n,i,j}$$
(11)

$$P_{i} = \frac{1}{N_{i}} \sum_{j=1}^{N_{i}} P_{n,i,j}$$
(12)

式中, V_i 为第*i*个区间平均风速,单位:m/s; $V_{n,i,j}$ 为第*i*个区间第*j*个实测测量风速,单位:m/s; P_i 为第*i*个风速区间下对应的平均风机功率,单位:

kW; $P_{n,i,j}$ 为第*i*个风速区间下对应风速第*j*个风机 功率,单位: **kW**; N_i 为第*i*个风速区间内数据的 个数^[3]。



图 7 某风场风力发电机组实际运行功率曲线

将使用激光测风仪测量得出的风电机组功率曲 线与风机厂商提供的风电机组合同保证功率曲线进 行对比,可以发现实际运行的风电机组功率曲线的 缺陷,并通过调整运行参数或实施技改措施改进功 率曲线。由于激光测风仪布置简单,容易移动,更 容易实现对风电场内多台风机的监测。

4 结 语

随着激光测风雷达技术的发展,基于激光雷达 的风电场功率曲线后评估验证技术也越来越多地进 入实际运用,我们在风电场开展了激光雷达功率曲 线测量的研究。结果表明,由于激光测风仪体积小、 重量轻、布置灵活,占地面积小,在风力发电机组

(上接第49页)

- [7] 王国龙,孙军建,李亚丽.装配式电机底脚的有限元模态分析[J].微电机,2020,53(2):84-86.
- [8] 张凯旋. 电动汽车减速器性能优化与结构设计[J]. 工程与试验, 2020, 60 (2): 24-27, 75.
- [9] 曲焱炎, 曲建俊, 袭建军. 驻波超声电机摩擦材料 ABAQUS 特

功率曲线测量中采用激光雷达,除了能降低了传统 测风方式对于功率特性评价的结果不确定性问题, 还能够较大地的加快功率曲线的测量速度,并降低 测量的成本,增加测风精度以及功率特性评价准确 度,为风电场出质保以及的后评估的大规模功率曲 线分析提供了一种科学的判断方法。

但是,因为激光测风仪的发展历史较短,研究 机构对于使用激光测风仪进行风测量,以及在功率 曲线测量中使用激光测风仪还有很多需要解决的问 题。激光测风本身的技术也在不断的发展中,各生 产厂商实现实现风测量的手段也不一致,反演算法 也有些不同。在较为复杂的风况下,与传统风杯式 风速仪测量结果的差异也还没有完全掌握,所以在 用激光测风仪进行的功率曲线测量的结果与传统风 杯测风仪测量结果的对比与转换还需要进行进一步 研究。

参考文献

- [1] 顾婷.风电场后评估功率曲线的讨论[C].第六届中国风电场 后市场交流合作大会论文集,2019.
- [2] 中国国家标准化委员会.风力发电机组功率特性测试:GB/T 18451.2-2012[S].2012.
- [3] 中国国家标准化委员会.风电场风能资源评估方法:GB/T 18710-2002[S].2004.
- [4] 发改能源[2003]1403 号.风电场风能资源测量和评估技术规定[S].2003.

性仿真计算与研究[J]. 电机与控制学报, 2014, 18 (12): 95-101.

[10] 赵宇恒. 伺服驱动减速器强度刚度及动态性能研究[D]. 大连: 大连交通大学, 2017.

小功率电动机噪声测量概述

张 健1,杨韶帅1,郭思敏1,李梦阳2

(1. 西安微电机研究所有限公司,西安710117;2. 渔业工程研究所,北京100141)

摘 要: 概述了噪声的定义和表述方式、小功率电机噪声常用的测量方法及测量结果的不确定度分析。 关键词: 噪声; 小功率电机; 测量; 声功率级; 测量不确定度 中图分类号: TM306 **文献标志码**: A **文章编号**: 1001-6848(2024)05-0062-05

Review of Noise Measurement for Small-power Motor

ZHANG Jian¹, YANG Shaoshuai¹, GUO Simin¹, LI Mengyang²

(1. Xi' an Micromotor Research Institute Co., LTD., Xi' an 710117, China; 2. Fisheries Engineering

Institute, Beijing 100141, China)

Abstract: Reviewed the definition and expression of noise, commonly used measurement methods for smallpower motor noise, analyzed the uncertainty of measurement results.

Key words: noise; small-power motor; measurement; sound power level; measurement uncertainty

0 引 言

随着一些电机配套的装备和系统的更新和提高 及其使用环境的特殊性要求。特别是部分特种行业 及特种装备,都对电机噪声指标有很苛刻的要求^[1]。 因此电机的噪声往往是电机技术指标中重要的一项, 这就要求对电机的噪声测量及其测量后的数据处理 必须科学合理准确。国内外电机行业一般用 A 计权 声功率级来表示电机噪声,测定声功率级的方法有 声压法、声强法等。本单位主要进行微电机的研发、 生产、试验,因此本文仅介绍了在自由场条件下用 声压法测定轴中心高小于 225 mm 小功率电机声功率 级的测量过程及结果的数据处理。

1 噪声物理量表达

1.1 噪声的描述

噪声是一系列不同频率和声强的声音无规律的 杂乱组合,是一种让人不愉快或危害健康的声音^[2]。 电机噪声大小一般用声功率级或离电机一定距离处 的声压级来表示。

1.2 声压级

声压指由于声波存在而引起的大气压力增值,

单位是帕斯卡。正常人耳听阀声压为2×10⁻⁵帕斯 卡,痛阀声压为20帕斯卡,两者相差100万倍,因 此用声压的绝对值来表示声音大小不太方便,因此 声压一般以声压级^[3]来表示:

$$L_P = 20 \lg \left(\frac{P}{P_0}\right) \tag{1}$$

式中, L_P 为声压级, dB; P 为被测声压; P_0 为基准 声压(在空气中为2×10⁻⁵)。

空间某点声压级,随着测点与声源距离的变化, 声源辐射特性及环境条件不同而改变。因此用声压 级来表示电机噪声大小时,必须注明传声器离电机 的测试距离。

1.3 声功率级

声源在单位时间内辐射的总声波能量,称为声 功率,声功率级为声功率与基准声功率之间的比 值^[3],即:

$$L_W = 10L_W \frac{W}{W_0} \tag{2}$$

式中, L_W 为声功率级, dB; W 为声功率(W); W_0 为基准声功率($W_0 = 10^{-12}$ W)。

对某一声源而言,声功率级与测试距离及环境 无关,能直接反映声源本身辐射声能功率。但声功 率级不能直接测量。

收稿日期: 2024-01-10

作者简介:张 健(1983),本科,工程师,研究方向为仪器计量技术及电动机检测。 李梦阳(1987),硕士,工程师,研究方向为船舶设计与系统工程。

1.4 计权声压级和计权声功率级

人耳可听见声音的声波频率范围为 20 Hz ~ 20000 Hz^[2]。但人耳对不同频率声音感觉的灵敏度却不相同。考虑到人耳听觉在不同的频率有不同的灵敏度,在一般噪声测量仪器中,配置了一些特定的滤波电路,叫计权网络,通过计权网络测得的声压级,称为计权声级,简称声级。噪声测量仪器中设有 A、B、C 三种计权网络,分别模拟人耳对 40、70、100 纯方音的响应方式加以滤波,即对声音的低频音部分进行衰减,其作用是分别反映人耳对低声压、中声压和高声压的响度感觉,依次得到 A、B、C 级,称为 A、B、C 计权声级,以 dB(A)、dB(B)、dB(C)表示。近年来,B 计权、C 计权已很少采用,此外,还有专用于飞机噪声测量的 D 计权。

A 计权后的声压级和人耳对声音的反映一样,可以 表征声音的主观大小。目前国内外标准都采用 A 计 权来测量电机噪声。由 A 计权声级计算而得到的声 功率级,称为 A 计权声功率级。

2 噪声测量仪器

2.1 声级计

声级计的工作原理^[4]为传声器产生与被测信号 瞬时声压成正比的信号电压,再经前置放大器、衰 减器、计权网络和末级放大器,再送到检波器转换 成与有效声压成正比的直流电压,再最终显示出噪 声声级的数值,图1为声级计原理图。



图1 声级计原理图

随着检波电路滤波时间常数不同,声级计有 "快""慢"两档。对声级波动较小的稳态噪声,"快" "慢"两档测量结果相同。对非稳态噪声,如需测量 某一时间内的最大声级,则用"快"档。电机噪声测 量一般用"慢"档,若读数有波动,则可取10 s内的 平均值。

为了保证测量精度,电机噪声测试标准规定电机噪声测试应用精密声级计^[3](1级)进行测量。精密声级计的频率响应范围为20 Hz~20000 Hz,测量 精度为±0.7 dB。

2.2 噪声频谱分析仪

在电机研发或试制中有时需要分析电机噪声产

生的原因,或有相关测试要求电机噪声测量值需按 频带对环境反射进行修正时,就需要测量电机噪声 的频谱并进行分析,分析电机噪声中不同频带内的 噪声声级。

图 2 为噪声频谱分析仪原理。传声器将测量的 噪声输出信号电压,经放大器放大后输入至带通滤 波器。滤波器只能通过某一频带内的信号电压,它 的输出信号经放大和检波后,在指示表上只反映该 频带内的声压级。将被测信号依次输入各个不同中 心频率的带通滤波器,测量相应频带内的声压级, 就可以以频率为横轴,以相应频带声压为纵轴,绘 制频谱特性曲线。



图 2 噪声频谱分析仪原理

分析电机噪声频谱时,需要采用一组倍频程或1/3 倍频程带通滤波器。倍频程的上下截止频率为2, 中心频率为上下线频率的几何平均值。1/3 倍频程 的上下线截止频率之比为,中心频率为25个。

电机的总噪声声级由各频带内的噪声声级经"计 权"后按对数规律相加而合成,若某个频带有噪声声 级超过其它频带噪声声级 5 dB ~10 dB,那么电机 的总噪声声级基本上就有这个频带决定。所以,通 过对电机噪声进行频谱分析,就可对电机噪声的声 源进行分析判断,十分有助于电机设计人员对其设 计的优化和改进。

3 测试环境

3.1 自由场

在均匀各向同性的媒质中,边界影响可忽略不 计的声场称自由场。在自由场中,任何一点,只有 直达声,无反射声。全消声室是人为的自由场,是 由吸声材料和吸声结构做成的密闭空间。静谧无风 的高空或旷野可近似认为是自由场。空间五面无反 射,地面为为反射面的自由场为半自由场,地面为 反射地面的消声室为半消声室。

3.2 扩散场

声能量均匀分布,并在各个传播方向做无规则 传播的声场,称扩散场,或混响场。声波在扩散场 内呈全反射状态。人为设计的混响室,就是典型的 扩散场。无论声源处于混响室内任何位置,室内各 处的声压接近相等,声能密度处处均匀。

精密的声学测量和分析要求在自由场或扩散场 进行,一些工程级噪声测量可以在半自由场进行。 常见小功率电机的噪声测量亦一般在半自由场中就 可完成。

4 被测试电机的工作状态及安装方式

4.1 电机测试时的工作状态

小功率电机的噪声应在额定电压、额定转速的 空载运行状态下测量。测量时电机轴伸不得带联轴 器,轴伸键槽上需带有半键,其长度等于原键长度, 高度等于原键高度的一半,以消除附加不平衡的 影响。

4.2 测试时电机的安装方式

GB/T10069.1-2006 规定被测电机安装方式应 尽量与正常使用时相同,较小电机可采用弹性安装 方式;较大电机采用刚性安装方式。故小功率电机 噪声测量应采用弹性安装。安装电机的弹性装置及 要求可参照 GB/T 10068 - 2000 之规定。

5 测量方法

5.1 测点配置

电机并不是均匀的向各个方向辐射噪声。在测 量时,应围绕电机的假定表面上测量几个点,并根 据测量面积和测量面上的平均声压级来计算电机噪 声的声功率级。

GB/T10069.1-2006 规定^[3],在自由场中电机 噪声测量时测点配置应根据外形尺寸按表1决定。

表1 噪声测点配置

电机尺寸		测目业石	나고고고에	
轴中心 高/mm	测点配重 方法名称	测重半位 /(r/mm)	示平面测 定高度/mm	测重点 数量
≤90	半球面法	r = 400 R = 310	250	4
90 < H ≤225	半球面法	r = 1000 R = 970	250	5

半球面法测量方法示意图如图3所示。



图 3 半球面法测量方法示意图

当相邻两测点 A 计权声压级的差值为 5 dB 以上时,应在两侧点间的测量面上增加测点。

5.2 测量程序

电机在额定条件下空载运行,测量各测点上的 A 计权声压级。对于多速电机或调速电机,应在最 大额定转速下测量噪声。然后在电机静止状态下, 在相应各测点测量背景噪声 A 计权声压级。测量 时可手持声级计或安装在三脚架上,除测量人员 外,不应有其他人员,如不可缺少时,其他人员则 必须在声源及测量人员背后,以免人对声波的反射 引入测量误差。测量时,传声器主轴方向应朝向噪 声源。任何测点与反射面(除地面)的距离应不小 于1m。

6 数据处理

6.1 背景噪声修正

当各测点电机噪声声级测量值与对用各点背景 噪声声级之差在4 dB~10 dB之间时,各测量点应 按表2修正(测量值减去修正值);当差值大于10 dB时,可不做修正,测量值即为声源产生的声压 级,4 dB以下时则测量无效。

表 2	噪声测点配置

由却幅声纫									
电机噪声级			_			_	_	_	
与背景噪声	4	4.5	5	5.5	6	7	8	9	10
级之差/dB									
修正值/dB	2.2	1.9	1.7	1.5	1.3	1.0	0.8	0.6	0.4

6.2 测量表面平均声压级计算

待测电机噪声的平均声压级表示为

$$\bar{L}_{P} = 10 \lg \left(\left(\sum_{i=0}^{n} 100.1 L_{Pi} \right) / n \right)$$
 (3)

式中, *L_p* 为待测电机平均声压级; *L_{pi}*为各测点声压级; *n* 为基准面积。

6.3 测量面积计算

电机噪声测量面面积的计算方法,按测点配置 方法而定。

$$S = 2\pi r^2 (m^2) \tag{4}$$

式中, r 为测量半径(1 m 或 0.4 m)。

6.4 声功率级计算

电机噪声的声功率级表示为

$$L_W = \bar{L}_P + 10 \lg \left(\frac{S}{S_0}\right) \tag{5}$$

式中, L_w 为待测电机声功率级; L_p 为待测电机平均 声压级; S 为测量面面积; S₀ 为基准面积。

对于半球面,测量半径为0.4 m或1 m时, 10lg $\left(\frac{S}{S_0}\right)(\text{dB})$ 分别是0 dB和 8 dB_0

7 噪声测量不确定度评定

7.1 数学模型及不确定度分量分析

根据上一节平均声压级及声功率级的计算公式, 采用声级计对被试电机进行噪声测定,其不确定度 的评定有3个分量^[56],其中重复测量引入的不确定 度为合成不确定度A类分量,以U₁表示。合成不确 定度的B类分量包含声级计测量允许误差引入的不 确定度、声级计分辨率引入的不确定度等,分别以 U_2 、 U_3 表示。

7.2 测量不确定度分量

7.2.1 A 类不确定度分量的计算

选择测量某电机噪声功率级,进行10次独立重 复测量^[7],得到10次测量结果。设 x 为10次测量 结果的平均值,根据平均值计算公式计算平均值:

$$\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n} x_i \tag{6}$$

根据平均值计算10次测量结果的实验标准差:

$$U_{(\bar{x})} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n} (x_i - \bar{x})^2}{n-1}}$$
(7)

因此,重复测量10次所得的标准不确定度为

$$U_1 = \frac{U_{(\bar{x})}}{\sqrt{n}} \tag{8}$$

7.2.2 B 类不确定度分量的计算

声级计允许误差引入的不确定度,以均匀分布 估计,相对不确定度为10%,则其标准不确定度及 自由度分别为

$$U_2 = \frac{\delta y_1}{\sqrt{3}} \tag{9}$$

$$\nu(\delta y_1) = \frac{1/2}{\left(10/100\right)^2} \tag{10}$$

声级计测量分辨率引入的不确定度,以均匀分 布估计,相对不确定度为10%,则其标准不确定度 及自由度分别为

$$U_3 = \frac{\delta y_2}{\sqrt{3}} \tag{11}$$

$$\nu(\delta y_2) = \frac{1/2}{(10/100)^2} \tag{12}$$

注:因本单位测量环境为半消声室,因此测量 时环境背景噪声,温湿度压力等环境因素不确定度 来源可忽略。

7.2.3 合成标准不确定度

合成标准不确定度的计算公式^[6]为

$$U_{C} = \sqrt{\sum_{i=1}^{n} \left(\frac{\partial f}{\partial x_{i}}\right)^{2} U_{i}^{2} + \sum_{i=1}^{n} \sum_{j=i+1}^{n} \frac{\partial f}{\partial x_{i} \partial x_{j}} r(x_{i}, x_{j}) u(x_{i}) u(x_{j})}$$
(13)

然而由于两类不确定度分量之间不存在相关性, 故 r(x_i, x_j) = 0, 式()可化简为:

$$U_{C} = \sqrt{\sum_{i=1}^{n} \left(\frac{\partial f}{\partial x_{i}}\right)^{2} U_{i}^{2}}$$
(14)

当 $\frac{\partial f}{\partial x_i} = 1$ 时,则合成标准不确定度可化简为

$$U_{c} = \sqrt{\sum_{i=1}^{n} U_{i}^{2}} = \sqrt{U_{1}^{2} + U_{2}^{2} + U_{3}^{2}}$$
(15)

7.2.4 扩展不确定度

包含因子为 k = 2, 扩展不确定度为

$$U = kU_c \tag{16}$$

8 结 论

电机噪声的测量与分析是一项复杂的工作,本 文通过调研大量文献及自己的日常测量经验,对噪 声的描述、小功率电机用声压法测定电机声功率级 及其测量不确定度评定进行了总结和分析。对从事 于小功率电机设计和测量人员实际工作提供参考和 帮助。

(上接第27页)

参考文献

- [1] 张大勇,曹红.国际石油价格与我国经济增长的非对称性关系 研究[J].经济学(季刊),2014(2):699-722.
- [2] 张辛耕,王敬农,郭彦军.随钻测井技术进展和发展趋势[J]. 测井技术,2006(1):10-15.
- [3] Capisani L M , Ferrara A . Trajectory Planning and Second-Order Sliding Mode Motion/Interaction Control for Robot Manipulators in Unknown Environments[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(8): 3189-3198.
- [4] Kamal S , Chalanga A , Moreno J , et al. Higher Order Super-Twisting Algorithm [C]. 13th International Workshop on Variable Variable Structure Systems. IEEE, 2014.
- [5] Feng Y , Han F , Yu X . Chattering Free Full-order Sliding-mode Control[J]. Automatica, 2014, 50(4): 1310-1314.
- $\left[\, 6 \, \right] \quad \text{Edwards C}$, Shtessel Y . Adaptive Continuous Higher Order Sliding

(上接第56页)

- [5] P. Wang, W. Hua, G. Zhang, et al. Principle of Flux-Switching Permanent Magnet Machine by Magnetic Field Modulation Theory Part I: Back-Electromotive-Force Generation [J]. Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(3): 2370-2379.
- [6] P. Wang, W. Hua, G. Zhang, B. et al. Principle of Flux-Switching PM Machine by Magnetic Field Modulation Theory Part II: Electromagnetic Torque Generation [J]. Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(3): 2437-2446.
- [7] D. Wang, X. Wang, S. -Y. Jung. Reduction on Cogging Torque in Flux-Switching Permanent Magnet Machine by Teeth Notching Schemes [J]. Transactions on Magnetics, 2012, 48 (11): 4228-4231.
- [8] P. Su, Y. Wang, Y. Li, et al. Cogging Torque Reduction of Axial-Modular Flux Switching Permanent Magnet Machine by Module Com-

参考文献

- [1] 王再宙,宋强,张承宁. 电动汽车用电机噪声分析和降噪方法 初探[J]. 微电机, 2006, 39(7): 62-63.
- [2] 黄健. 降低电机噪声的探讨[J]. 电机电器技术, 1999, 2 (2): 43-46.
- [3] 中国国家标准化管理委员会. GB/T 10069.1-2006 旋转电机噪 声测量方法及限值[S].北京:中国标准出版社, 2006.
- [4] 中国国家标准化管理委员会. GB/T 3785.1-2010 电声学 声级 计[S].北京:中国标准出版社, 2010.
- [5] 全国法制计量管理计量技术委员会. JJF 1059.1-2012 测量不确 定度评定与表示[S]. 北京:中国标准出版社, 2013.
- [6] 倪育才. 实用测量不确定度评定[M]. 3 版. 北京:中国计量 出版社, 2009: 7-8.
- [7] 韦江宇. 异步电动机空载噪声测量的不确定度分析[J]. 计量 与测试技术, 2012, 39(4): 71-72.

Mode Control[M]. Pergamon Press, Inc. 2016.

- [7] Moreno J A. A Linear Framework for the Robust Stability Analysis of a Generalized Super-Twisting Algorithm [C]. Electrical Engineering, Computing Science and Automatic Control, 6th International Conference on, 2009.
- [8] Merida I A D , Moreno J A , Fridman L M . Optimal Lyapunov Function Selection for Reaching Time Estimation of Super Twisting algorithm [C]. IEEE Conference on Decision & Control, 2009.
- [9] Moreno, Jaime A. On strict Lyapunov Functions for Some non-homogeneous Super-twisting Algorithms [J]. Franklin Institute, 2014, 351(4): 1902-1919.
- [10] Chen M S , Hwang Y R , Tomizuka M . A State-dependent Boundary Layer Design for Sliding Mode Control[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2002, 47(10): 1677-1681.
- [11] 郑光辉. 高温环境无刷直流电机特性变化及控制系统研究 [D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学, 2019.
- [12] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统[M]. 北京: 机械工业出版 社, 2000.

bination Technique [J]. Transactions on Transportation Electrification.

- [9] Y. Shi, L. Jian, J. Wei, et al. A New Perspective on the Operating Principle of Flux-Switching Permanent-Magnet Machines [J]. Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(3): 1425-1437.
- [10] P. Su, W. Hua, Z. Wu, et al. Comprehensive Comparison of Rotor Permanent Magnet and Stator Permanent Magnet Flux-Switching Machines[J]. Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(8): 5862-5871.
- [11] 王道涵,王秀和.新型永磁型磁通切换型磁阻电机齿矩机理分析和解析分析模[J].电工技术学报,2015,30(10): 77-82.
- [12] 林明耀,张磊,李鑫. 轴向磁场磁通切换永磁电机齿槽转矩分析[J]. 电机与控制学报,2009,13(6):787-791.

千分尺示值误差不确定度评定及在形位误差 测量中的应用

刘军丽,李智生,李权洋,王 蕾,苏 鑫

(西安微电机研究所有限公司,西安710117)

摘 要: 几何量测量在电机研发、生产及制造中均广泛存在,而分析测量结果的质量如何,测量不确定就是一个衡量尺度,本文首先对标准不确定的 A 类及 B 类评定方法及流程进行介绍,再通过实例对日常检测中使用的外径千分尺示值误差的不确定度进行了计算,并对外径千分尺两点法测量圆度误差进行了探究。
 关键词:不确定度;千分尺;圆度测量误差
 中图分类号: TM306 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2024)05-0067-04

Evaluation of Uncertainty in Micrometer Indication Error and Application in Measurement of Form and Position Errors

LIU Junli, LI Zhisheng, LI Quanyang, WANG Lei, SU Xin (Xi' an Micromotor Research Institute Co., LTD., Xi' an 710117, China)

Abstract: Geometric measurement is widely used in the research and development, production, and manufacturing of electric motors. Analyzing the quality of measurement results, measurement uncertainty is a measurement. This article first introduced the A-class and B-class evaluation methods and processes for standard uncertainty. Then, through practical examples, the uncertainty of the indication error of the outer diameter micrometer used in daily testing was calculated, and the measurement uncertainty of roundness measurement error using the two-point method of the outer diameter micrometer was explored.

Key words: uncertainty; micrometer roundness; measurement error

0 引 言

随着科技日新月异的发展,各种精密的测量仪 器也应运而生,但千分尺仍是最常用且易操作的测 量工具之一,本文主要介绍了千分尺的不确定度计 算以及在测量方面的应用。

1 不确定度的概念

不确定度是指由于测量误差的存在,被测量值 的不能确定的程度,是被测量真值在某个量值范围 内的评定。

2 误差与不确定度

误差是测得的量值减去参考量值,误差分为两 种情况:当单个参考量值存在时,测量误差可以得 到;但是当参考量值是真值时,由于真值不可能获 得,因此误差也是未知的,在这种情况下误差仅仅 是个概念术语。因为测量有误差,才引入不确定度 的概念,但不确定度区别于误差。误差与不确定度 的区别如表1所示。

表1 误差与不确定度区别

	误差	不确定度
量的定义	测得的量值减去参 考量值	测量结果的分散性
与测量结 果的关系	不同测量结果误差 不同	测量不确定度与测量结 果无关
表达形式	必须注明误差的符 号;非正即负	标准偏差、标准偏差的 倍数,恒为正
量的划分	测量误差包括随机 误差与系统误差两 种不同性质的误差	可以根据实验、资料、 经验等信息进行评定, 分为 A、B 两类评定 方法

57 卷

	表1(续)	
	误差	不确定度
应用	在系统误差的估计 值存在的情况下, 通过对测量结果的 修正,获得修正 结果	不能用不确定度对测量 结果进行修正

3 测量不确定度的评定方法

测量不确定度一般由若干分量构成。其部分分 量基于实验数据统计分析的统计方法,按测量不确 定度的 A 类评定方法进行评定。另一部分分量如果 可以基于经验或其他信息假设的概率分布,那么按 测量不确定度 B 类评定方法进行评定。

标准不确定度的 A 类及 B 类评定一般流程如图 1 和图 2 所示。

常用的概率分布的包含因子 *k* 值与概率 *p* 的关系如表 2 和表 3 所示。



图1 标准不确定度 A 类评定流程



图2 标准不确定度 B 类评定流程

表 2 正态分布时 k 值与概率 p 的关系

р	0. 50	0. 90	0.95	0.99	0. 9973
k	0. 676	1.64	1.96	2. 58	3

 表3
 几种非正态分布时的 k 值

 概率
 均匀
 反正弦
 三角
 梯形
 两点

 分布
 分布
 分布
 分布
 分布
 分布

 k(p=100%)
 √3
 √2
 √6
 √6/√(1+β₂)
 1

注: β2 为上底半宽度与下底半宽度之比。

4 外径千分尺示值误差不确定度评定 实例

4.1 工作原理及测量方法

千分尺的工作原理是依据螺旋放大原理制成的, 将转动变为测杆的轴向位移,实现对工件的测量。 其数学形式为

$$L = \frac{\phi}{2\pi} S \tag{1}$$

式中,L为测微螺杆的移动距离(毫米); Φ 为测微螺 杆的旋转角度(弧度);S为测微螺杆的螺距(毫米)。

根据 JJG21 - 2008 千分尺检定规程,选用分度 值为 0.01 mm、测量范围(0~25) mm 的外径千分 尺,首先检定其示值误差,其次在规定条件下选用 5 等量块对规定的各点的测量结果进行不确定分析。

4.2 数学形式

千分尺的示值误差 e:

 $e = L_m - L_b + L_m \cdot \alpha_m \cdot \Delta t_m - L_b \cdot \alpha_b \cdot \Delta t_b$ (2) 式中, L_m 为千分尺的示值(20℃条件下); L_b 为量块 的长度值(20℃条件下); α_m 为千分尺膨胀系数; α_b 为量块的膨胀系数; Δt_m 为千分尺偏离参考温度 20℃的数值; Δt_b 为量块偏离参考温度 20℃的数值。

- 4.3 不确定度来源
 - (1)测量重复性 *u*₁
 - (2)检定用量块 u₂
 - (3)千分尺和量块间的线胀系数差 u₃
 - (4)千分尺和量块间的温度差 u₄

4.4 标准不确定度计算

4.4.1 测量重复性的不确定度 *u*₁

当检定点为 5.12 mm 时:

对 5.12 mm 点用量块测量 10 次(重复性条件

下),测量数据如表4所示。

衣 4 则里 奴 佑							
测泪店	5.118	5.118	5.118	5.117	5.117		
侧侍阻	5.117	5.117	5.118	5.117	5.117		

根据贝塞尔公式可求得不确定度如式(3)所示。

$$s = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n} (x_i - \bar{x})^2}{n-1}}$$
(3)
了形位温差测量中的应用

式中, \bar{x} 表示 n 次测量的算术平均值, $\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n} x_i$; x_i 表示第 i 次测量的测得值; $x_i - x$ 表示残差; n-1表 示自由度; s为实验标准偏差。 当n = 10时,可求出平均值x,步骤如下: $\bar{x} = (5.118 + 5.118 + 5.118 + 5.117 + 5.11$ 5. 117 + 5. 117 + 5. 118 + 5. 117 + 5. 117) mm/10 = 5.1174 mm (4)计算10个残差: $x_i - \bar{x} = (0.0006, 0.0006, 0.0006, -0.0004,$ -0.0004, -0.0004, -0.0004, 0.0006, -0.0004, -0.0004) mm (5) 计算残差平方和: $\sum_{i=1}^{n} (x_i - \bar{x})^2 =$ $0.0006^2 \times 4 + 0.0004^2 \times 6 = 2.4 \times 10^{-6}$ mm (6) 最后计算实验标准偏差: $s = \sqrt{\frac{2.4 \times 10 - 6}{9}} = 5.16 \times 10^{-4} \text{mm} = 0.516 \ \mu\text{m}$ (7)取两位有效数字,得出单次测量实验标准偏差 $s = 0.52 \text{ } \mu\text{m}$, $\iiint u_1 = s = 0.52 \text{ } \mu\text{m}_{\odot}$ 4.4.2 检定用量块的测量不确定度 u, 5 等量块的测量不确定度 U 为 $U = 0.5 \,\mu\text{m} + 5 \times 10^{-6} \,\mu\text{m}, \ k = 2.58$ (8)a. 对零量块的不确定度分量 u₂₁。 该规格的量具下限为零(两测量面直接接触对 零, 无需量块。)则: u₂₁ = 0.00 μm

b. 读数用量块不确定度的分量 u₂₂

当检定点量块的长度 *l* 为 5.12 mm 时,其不确 定度 *U*:

$$U = 0.5 \ \mu\text{m} + 5 \times 10^{-6} \times 5.12 \ \text{mm} \times 10 = 0.53 \ \mu\text{m}$$
 (9)

$$u_{22} = 0.53 \ \mu \text{m}/2.58 = 0.21 \ \mu \text{m}$$
 (10)

以上两项合成:

$$l = 5.12 \text{ mm } \text{Bt}$$
:
 $u_2 = \sqrt{u_{21}^2 + u_{22}^2} = \sqrt{0.00^2 + 0.21^2} \text{ } \mu\text{m} = 0.$

(11)

21 µm

4.4.3 *u*₃的计算

由于千分尺与量块均为钢质材料,因此线膨胀 系数均取为 $\alpha = (11.5 \pm 1) \times 10^{-6} ℃^{-1}$,线胀系数差 δ_{α} 的界限为 $\pm 2 \times 10^{-6} ℃^{-1}$,其符合三角分布的特 点,所以 $k = \sqrt{6}$ (三角分布是指一个区间内某个变量 值的均匀分布,即最大值和最小之间呈三角形状的 概率分布),则:

 $u_3 = 2 \times 10^{-6}$ °C⁻¹/ $\sqrt{6} = 0.816 \times 10 - 6$ °C⁻¹ (12) 4.4.4 u_4 的计算

千分尺和量块间存在一定的温度差,并以等概 率落于估计区间为(-0.3~+0.3)℃内,所以 $k = \sqrt{3}$,则:

$$u_4 = 0.3 \,^{\circ}{\rm C} / \sqrt{3} = 0.173 \,^{\circ}{\rm C}$$
 (13)

4.5 合成标准不确定度 *u*_c

依据 JJG21 – 2008 千分尺检定规程,测量范围 小于等于 100 mm 时,规程建议温度允许偏差 $\Delta t = \pm 5$ °;线胀系数取 $\alpha = 11.5 \times 10^{-6}$ °C ⁻¹。

- 当检定点为 5. 12 mm 时, $L = 0.00512 \times 10^{-6} \mu m$ 依据不确定度传播率公式, 可求得不确定度 u_e : $u_e^2 = u_1^2 + u_2^2 + (L \cdot \Delta t)^2 \times u_3^2 + (L \cdot a)^2 \times u_4^2 =$ $(0.52 \mu m)^2 + (0.21 \mu m)^2 + (0.00512 \times 10^6 \mu m \times 5^{\circ} \times 0.816 \times 10^{-6} \circ C - 1)^2 + (0.00512 \times 10^6 \mu m \times 10^{-6} \circ C - 1)^2 + (0.00512 \times 10^{-6} \mu m \times 10^{-6} \circ C - 1)^2 + (0.00512 \times 10^{-6} \mu m \times 10^{-6} \circ C - 1)^2 + (0.00512 \times 10^{-6} \mu m \times 10^{-6} \circ C - 1)^2 + (0.00512 \times 10^{-6} \circ L - 1)^2 +$
 - 11.5×10⁻⁶℃⁻¹×0.173℃)²=0.32 μm² (14)
 合成标准不确定度 u_e:
 - $u_c = 0.6 \ \mu m$ (15)

4.6 扩展不确定度

取包含因子 *k* = 2,则检定点为 5.12 mm 时,其 扩展不确定度为

U = *k* × *u_e* = 2 × 0.6 μm = 1.2 μm (16) 按以上方法分别计算其余各校准点的扩展不确 定度为

检定点 *l* 为 10. 24 mm 时, *U* = 1.2 μm;

检定点 *l* 为 15.36 mm 时, *U* = 1.3 μm;

检定点 *l* 为 21.50 mm 时, *U* = 1.2 μm;

检定点 *l* 为 25.00 mm 时, *U* = 1.2 μm。

经评定,此把千分尺示值误差的扩展不确定度 与其最大允许误差的绝对值之比符合三分之一的关 系,数据可信可用。

5 外径千分尺两点法测量圆度误差的 实际应用

两点法测量圆度误差的原理就是在被测零件的 横截面上测量轮廓各点的直径,选取各点中最大直 径与最小直径数值差的 1/2 便是截面的圆度误差。 两点法简便方便,生产现场经常采用这种方法来测 量形状误差的圆度。

在环境温度(20±5)℃的条件下,用已经计算过 不确定的外径千分尺对标准轴进行测量。(尺寸及公 差要求如图3所示)。在被测面上的四个横截面实施 测量圆度(示意图如图4所示),每个截面测量12组 数据,在同一个横截面测量时注意选择不同的测量 角度,取所有截面中计算结果最大值作为被测件标 准轴的圆度误差。



图 3 尺寸及公差要求



图 4 测量截面示意

测量中所用的数学形式为

$$\Phi(o) = \frac{d_{\max} - d_{\min}}{2}$$
(17)

式中, *d* 代表被测标准轴的直径, *d_i* 为实际多次测量标准轴的直径。

测量结果如表4所示。

表 5 测量结果

截面	直径 d_i /mm
1	14.986, 14.988, 14.987, 14.985, 14.985, 14.986, 14.987, 14.987, 14.987, 14.985, 14.986, 14.988, 14.986
2	14.989, 14.988, 14.988, 14.987, 14.987, 14.988, 14.988, 14.988, 14.987, 14.988, 14.988, 14.988, 14.988, 14.987
3	14.985, 14.986, 14.986, 14.987, 14.986, 14.987, 14.988, 14.988, 14.988, 14.987, 14.987, 14.985, 14.985
4	14.986, 14.986, 14.983, 14.986, 14.986, 14.987, 14.987, 14.987, 14.985, 14.986, 14.986, 14.987, 14.983

(20)

截面 1 的圆度误差: $\Phi_1(o) \frac{d_{\text{max}} - d_{\text{min}}}{2} = \frac{14.988 - 14.985}{2} = 0.0015 \text{ mm}$ (18)

截面2的圆度误差:

$$\Phi_2(o) \frac{d_{\text{max}} - d_{\text{min}}}{2} = \frac{14.989 - 14.986}{2} = 0.0015 \text{ mm}$$
(19)

截面3的圆度误差:

 $\Phi_3(o) = \frac{d_{\text{max}} - d_{\text{min}}}{2} = \frac{14.988 - 14.985}{2} = 0.0015 \text{ mm}$

截面4的圆度误差: $\Phi_4(o) = \frac{d_{\text{max}} - d_{\text{min}}}{2} = \frac{14.987 - 14.983}{2} = 0.002 \text{ mm}$ (21)

取四个截面中圆度误差最大值作为该标准轴的 圆度误差,因此圆度误差最终为

$$\Phi(o) = \Phi_4(o) = 0.002 \text{ mm}$$
 (22)

不计不确定度因素,那么结论为该标准轴的圆 度误差 $\Phi(o) = 0.002 \text{ mm} < 0.010 \text{ mm}$,结论满足要 求。考虑不确定度对结果的影响,在该处取千分尺 的不确定度 1.3 μ m(k=2),则该标准轴可以表示为 $\Phi(o) = 2 \mu$ m ± 1.3 μ m(k=2)。通过以上实验可以 看出,当圆度公差要求为0.010 mm 时,该标准轴圆 度合格的判定是准确合理的。当圆度公差要求 ≤ 0.003 mm,难以判断轴圆度是否合格,则不适合用 千分尺来测量其圆度误差。

6 结 语

测量不确定度的评定,其意义在于反映测量结 果的可信程度,表明测量结果的质量,对于机械加 工领域,尤其是对精度较高的机械产品,测量不确 定度会对其装配精度和质量产生直接的影响。不确 定度的大小,反应了测量结果质量的高低,测量及 加工水平高低,以及使用价值的高低。几何量检测 中,在使用千分尺等通用量具测量时,首先保证在 使用时依规进行,减少误差对测量结果的影响外, 还要进一步了解其检定和测量结果的不确定度,这 样才能更好地使外径千分尺满足现代化测量精度的 要求。

参考文献

- [1] JJG 21-2008,千分尺[S].北京:国家质量监督检验防疫总局,2008.
- [2] JJF 1059.1-2012,测量不确定度评定与表示[S].北京:国家 质量监督检验防疫总局,2012.