陕西省优秀期刊

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



第57卷 第11期 No.11 Nov., 2024 西安微电机研究所有限公司主办

MICROMOTORS





无锡市黄氏电器 制造有限公司(原无 锡市剑清微电机有限 责任公司)为爪极式

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



28KTYZ



28KTYZ



50KTYZ



50KTYZL

64KTYZ



64KTYZ



50KTYZ

50KTYZ

FGB64

60KTYZ



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 网址: www.jqmotor.cn

微

电 机



WEI DIAN JI

月刊, 1972 年创刊 第57卷 第11期(总第371期) 2024年11月28日出版

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

编辑委员会 顾 问:唐任远 赵淳生 莫会成 徐殿国

黄守道 梅雪松 刘卫国	
主任委员:肖曦	
常务副主任委员: 李中军	
副主任委员:沈建新 曲荣海	
委 员: (按姓氏笔画为序)	
弋英民 王晓远 王 健 甘宝平	设计与
卢琴芬 毕 超 任 雷 刘 刚	
刘品宽 刘景林 安忠良 孙向东	
花 为 严伟灿 杨向宇 杨 明	
李红梅 李祥林 时运来 吴玉新	低速大转
吴红星 沈桂霞 卓 亮 周奇勋	
郝双晖 骆光照 顾菊平 柴 凤	
柴建云 徐金全 徐衍亮 高 鹏	•••••
郭 宏 郭新华 黄允凯 黄晓艳	
梁得亮 桯 明 温旭辉 窦满峰	甘干山冻
主 管: 西安微电机研究所有限公司	杢亅屯伽)
主 办 : 西安微电机研究所有限公司	
协 办 :中国电器工业协会微电机分会	步电机技;
中国电工技术学会微特电机专委会	20000
疟 姆 山 版 。 《 御 由 和 》 论 母 郊	
细 珛 山 欣: 《	基于模拟
抽 1 , 而安市高新区上林茹四路 36 县	
(710117)	••••••
电 话: 86 - 29 - 84276641	
在线投稿系统:wdi.paperopen.com	双与陷磁
E-mail : micromotors@ vip. sina. com	
Http://www.china-micromotor.com.cn	
	•••••
国外总友行: 中国国际图书贸易总公司	
(100044 北京 399 邮箱)	
国外代号:№4228	
国内总发行:陕西省邮政报刊发行局	驱动控
订 购 处: 全国各地邮局或本刊编辑部	
邮发代号:52-92	
刊 묵· ISSN 1001 - 6848	
CN 61 - 1126/TM	基于加减于
国外定价: \$8.00	
广告经营许可证: 6101004004005	•••••
印 刷: 西安创维印务有限公司	

炋

牙研究

低速大转矩模块化容错永磁电机不同转子结构分析
基于电流超前角弱磁控制的五桥臂逆变器驱动双三相永磁同
步电机技术 徐 晟,王 磊,田 兵,等(12)
基于模拟退火粒子群算法的永磁同步电机参数辨识方法
张 聪,马国梁(18)
双气隙磁场调制式永磁电机气隙磁场仿真分析与优化设计 …
影动控制
基于加减运算的磁电式传感器信号调理电路设计
周应旺,应 浩,曲 鹏,等(29)

期刊基本参数: CN61-1126/TM * 1972 * m * A4 * 74 * zh * P * ¥8.00 * * 12 * 2024-11

基于某机构运动控制最优解分析的位置伺服控制算法	魏鹏远,	尹海	韬,贾	萍,	等(34)	
无感无刷直流电机控制系统的全国产化设计			缪梦宇	,张德	整祥(40)	
永磁电机转子位置推定电压和时间自学习方法				・胡伯	市楠(45)	
基于模糊 PI 全电动工业平缝缝纫机多电机同步控制方法研究			张红月	,郑	鵰(50)	

牵引电机技术

低阶谐波相位对异步牵引电机振动的影响	 罗金梅,	夏之	云清,	吴	祥,	等(57))
大功率牵引电机用非晶合金与取向硅钢组合铁心研究	 侯晓军,	庞	聪,	段	蓉,	等(62))

应用技术与经验交流

多层护套电机转子的过盈量分析及装配工艺 …………………………………… 李松涛,张现奇,王程程,等(68)

8 83533	888888	535 X	ZQZQZQZQZQZQZQZQZQZQZQZQZQZQZQZQZQZQZQ	\$ \$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$	220
Sec.				邮发代号: 52-92	いうい
2325		~	(微电机)(氡剂)	订价: 8 元/期	いうい
2524	人年 1	o #⊞	海李可到业地邮日江闼 **刘金可雄江 重断	年价:96元/年	りいうい
255	王平1	2 刑	,以有可到当地即问け阅,平门小可饭け、令购。	编辑部邮购(含快递费): 300 元/年。	いいの
Sece	欢	迎打	殳稿!欢迎订阅!欢迎刊登广告!		2000
233	国内刊]号:	CN61 – 1126/TM	国际刊号: ISSN 1001-6848	5000
2020	邮	箱:	micromotors @ vip. sina. com		りいうい
282	地	址:	高新区上林苑四路 36 号(710117)	电话: 029-84276641	ういう
esses.	552525A	3585	£\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$	} }; };	いうい

MICROMOTORS

Founded 1972 • Monthly • Public Publication Vol. 57 No. 11 (Serial No. 371) Nov., 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: Nov. 28, 2024

CONTENTS

Analysis of Different Rotor Structures of Low-speed and High-torque Modular Fault-tolerant
Permanent Magnet Motors GAN Baoping, LIU Jie, FENG Gang, et al(1)
A Lead Angle Flux-weaking Control Strategy Based on Five-leg Driven DTP-PMSM
XU Sheng, WANG Lei, TIAN Bing, et al(12)
Parameter Identification Method of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Simulated
Annealing Particle Swarm Algorithm ZHANG Cong, MA Guoliang(18)
Theoretical Analysis and Optimal Design of Air-gap Field for Double Air-gap Field Modulation
Permanent Magnet Motor
Design of Signal Conversion Circuit for Magnetoelectric Sensor Based on Addition and Sub-
traction Operation ZHOU Yingwang, YING Hao, QU Peng, et al(29)
Position Servo Control Algorithm Based on the Analysis of the Optimal Solution of Motion Con-
trol of a Mechanism WEI Pengyuan, YIN Haitao, JIA Ping, et al(34)
Domestic Design of No-inductive BLDCM Control System
Domestic Design of No-inductive BLDCM Control System
Domestic Design of No-inductive BLDCM Control System
Domestic Design of No-inductive BLDCM Control System
Domestic Design of No-inductive BLDCM Control System
Domestic Design of No-inductive BLDCM Control System MIAO Mengyu, ZHANG Dexiang(40) A Self-learning Method for Detection Voltage and Detection Time of the Initial Position of Per- manent Magnet Synchronous Motor Rotor HU Weinan(45) Research on Fuzzy PI Full Electric Industry Flat Sewing Machine Multi-motor Synchronization Control Method
 Domestic Design of No-inductive BLDCM Control System
 Domestic Design of No-inductive BLDCM Control System
Domestic Design of No-inductive BLDCM Control System
Domestic Design of No-inductive BLDCM Control System
Domestic Design of No-inductive BLDCM Control System

低速大转矩模块化容错永磁电机不同转子结构分析

甘宝平,刘杰,冯岗,张 吴 (西安微电机研究所有限公司,西安710117)

摘 要:模块化容错电机相比于其他结构的容错电机其控制方式简单、容错力强,得到了广泛的应用。电机的容错 能力除了改变定子结构外,不同的转子结构其容错能力亦有较大的差异。本文基于描述的一种不等跨距绕组定子模 块化容错永磁电机,分析了三种不同的转子结构,对电机运行性能的影响。基于转子结构数学模型与遗传算法对三 种转子进行优化设计。在定子参数完全相同的前提下,从齿槽转矩、矩角特性、退磁、运行性能等方面进行了对比 分析。最后制作了定子3×3模块化样机进行实验。通过对比分析测试数据与有限元结果,证明了本文分析的合 理性。

关键词直驱;模块组合定子;低速大转矩;转子结构;性能分析
 中图分类号:TM351
 文献标志码:A
 文章编号:1001-6848(2024)11-0001-11

Analysis of Different Rotor Structures of Low-speed and High-torque Modular Fault-tolerant Permanent Magnet Motors

GAN Baoping, LIU Jie, FENG Gang, ZHANG Hao (1. Xi' an Micromotor Research Institute Co., LTD., Xi' an 710117, China)

Abstract: Compared with other structural fault-tolerant motors, modular fault-tolerant motors have been widely used because of their simple control methods and strong fault tolerance. In addition to changing the stator structure, the fault tolerance of motors varies greatly among different rotor structures. Based on the description of a modular combined stator fault-tolerant permanent magnet motor (MCS-FTPMSM) with unequal span winding, the influence of three different rotor structures on the performance of the motor was analyzed in this paper. Three kinds of rotors were optimized based on rotor structure mathematical model and genetic algorithm. Under the premise of the same stator parameters, comparative analysis was carried out from the aspects of the cogging torque, torque-angle characteristics, demagnetization, operation performance. Finally, a 3×3 modularized prototype of the stator was made for the experiment. By comparing and analyzing the test data with the finite element results, the rationality of the analysis in this paper was proved.

Key words: direct-drive; module combined stator; low-speed and large-torque; rotor structure; performance analysis

0 引 言

随着电力电子技术的快速发展和对能源危机日 益关注加剧,工业设备和交通运输的电气化程度越 来越高^[1-2]。特别是在电气化设备的动力部分,电机 作为机电能量转换的装置不可或缺。直流有电机结 构复杂、故障率高,单机容量小等缺点;开关磁阻 电机转矩脉动大,效率、功率因数低;感应电机结 构简单耐用容易加工,应用广泛^[3-4]。但是在低速领 域,驱动结构中一定有减速机。这是由于感应电机 是定子励磁,电机无法设计成低转速,所以采用机 械减速的形式。然而这种传递模式,导致系统故障 率高、效率低;这应用在对容错性有较高要求的领 域中存在很大的安全隐患。永磁电机是转子上永磁 体励磁,在确保高效率与功率因数前提下,电机转 速设计很低,进而去除了机械减速结构,实现电机

收稿日期: 2024-10-12

刘 杰(1986), 男, 硕士, 高级工程师, 研究方向为特种电机研发设计。

作者简介: 甘宝平(1992), 男, 博士, 研究方向为永磁电机电磁设计, 特种电机及其控制。

冯 岗(1989),男,学士,高级工程师,研究方向为机械传动和机电产品结构设计及仿真。

张 吴(1998), 男, 学士, 助理工程师, 研究方向为特种电机设计。

与负载直接接触,最大化的提升电能利用率并减小 系统故障率。所以永磁电机直驱系统有着广泛的 应用^[5-8]。

在船舶推进领域,对驱动电机的容错性提出了 很高的要求。备份式容错方式操作简单,但是其体 积大,在体积狭小的船舶领域很难应用。多个模块 化三相电机相比于单个多相电机容错能力有很大的 提升^[9-10]。为了解决传统模块化电机的弊端,提出 了不等跨距绕组定子模块化容错永磁电机。通过大 跨距线圈实现电机有很高的容错能力^[11-12]。值得 注意的是,船舶推进领域除了使电机有较高的容错 能力, 电机的转矩密度也不可忽视。低速电机为了 提高转矩密度,设计时通常选用较大的电、磁负 荷。但是考虑到容错电机在容错运行时,电流会超 过额定电流。所以为了提高电机转矩饱和点和运行 安全性, 电磁负荷相比于传统的低速电机较小。这 种情况下为了增强电机转矩密度,应该选择合适的 转子结构。通过优化转子结构来提高电机的运行性 能得到了很多学者的关注。文献[13]提出一种径 向磁化的圆柱形永磁体转子结构应用于双定子电机 中;且相比于传统的圆弧形形状永磁体的转子,转 矩密度有一定的提升; 文献 [14] 提出了一种具有 正弦波脉宽调制形状的永磁体应用于表贴式转子, 不但使电机转矩密度提升,而且相绕组中的感应电 动势更加正弦,齿槽转矩更小,这有助于减小电机 的转矩脉动; 文献[15]通过改变表贴式永磁电机 的永磁体形状来模拟电机注入三次谐波,在不增加 转矩脉动的前提下,提升电机的输出转矩; 文献 [16]提出了一种新型磁通辅助顺向极轮辐式转子 结构,利用有限元法进行了优化设计;并与表贴式 转子结构进行对比,发现该结构转子具有更高的转 矩密度

此外,不同的转子结构除了提升电机转矩密度 外,永磁体的涡流损耗也不同。在容错永磁电机中, 除了定子绕组故障外,永磁体的去磁风险也同样值 得被关注。虽然低速电机工作频率较低,但是由于 分数槽绕组空间谐波大,且在电流时间谐波共同作 用下,会在永磁体中产生较大的涡流损耗,引起永 磁体温度升高,工作点降低;同时在电枢反应去磁 磁场作用下,很容易发生不可逆去磁。相比于定子 绕组容错方式,转子上永磁体的去磁风险只能通过 设计来避免。所以针对以上问题,本文基于相同的 不等跨距绕组模块化定子结构,对比分析了三种低 速大转矩转子结构,即表贴式转子、带导磁块表贴 式转子、辐条式转子,电机的运行性能。包括,空 载、正常运行、容错运行等。本文组织如下,第一 部分介绍了 MCS-FTPMSM 结构与工作原理;第二部 分建立了三种不同转子结构的数学模型并利用遗传 算法优化设计;分析了不同转子结构电机空载、正 常运行与容错运行性能,在第三部分给出;第四部 分进行样机试验并与有限元结果对比分析,最后结 论在第五部分陈述。

1 MCS-FTPMSM 结构

传统的船舶推进容错电机为多相电机。根据多 相电机的工作原理可知,多相电机是通过增加相数 冗余来提高电机可靠性。然而大多数多相电机仅能 解决绕组开路故障,容错能力有限。这是因为多相 绕组之间存在严重的交叉耦合。当电机发生短路故 障时,短路电流产生的磁动势会影响正常工作的绕 组。为解决这个问题,将多相电机裂解成多个三相 模块化电机,通过改变绕组结构或定子结构来实现 模块之间电气隔离[17-18]。在此基础上每个模块采用 独立的控制器,大幅度增加电机的容错能力。值得 注意的是,在模块化电机容错运行时,模块之间会 不可避免存在磁耦合现象。对于单相绕组,模块间 的磁耦合会引起绕组磁链畸变, 电机转矩脉动变大, 控制性能降低^[19]。虽然双层绕组由于磁耦合带来的 问题相比于单层绕组几乎可以忽略不计,但是传统 的模块化方式存在很大的弊端;如漏磁变大,只能 用分数槽集中绕组^[18,24]。

基于以上原因,提出了一种新型模块化方式, 即不等跨距绕组^[11-12]。通过改变绕组端部的连接方 式,采用大跨距线圈实现模块间电气隔离。所考虑 的 30p72s 绕组连接方式如图 1 所示。



1.模块1; 2.模块2; 3.模块3; 4.小跨距线圈; 5.大跨距线圈

图 1 MCS 绕组连接图

MCS-FTPMSM 驱动结构如图 2 所示。每组三相 电机采用独立的控制器驱动。为了最大化程度利用 非故障绕组,每个控制器采用三相四桥臂结构^[12]。



图 2 MCS-PMFTSM 驱动

MCS-FTPMSM 基本参数如表1所示。

表1 电机基本参数

参数	参数值
额定功率/kW	12
额定转速/(r/min)	100
槽数/极数	72S/30P
定子外径/mm	520
定子内径/mm	390
铁心长度/mm	220
气隙长度/mm	0.8
额定电压/V	380
单个模块额定电流/A	6. 7
空载反电势/V	208. 5
模块数	3
小跨距	2
大跨距	22

2 不同转子结构优化设计

2.1 数学模型

本文对比分析的转子结构如图3所示。(a)为传 统的表贴式结构(称为Ⅰ型转子),永磁体通过螺栓 或压板固定;(b)为带导磁块表贴式转子(称为Ⅱ型 转子)。结构这种结构优点是永磁体方便加工,通过 优化导磁块的形状改善电机运行性能;(c)为辐条式 转子结构(称为Ⅲ型转子)。两块磁极之间放入永磁 体,磁极是由磁极叠片叠压而成。

根据上述结构的磁力线分布,三种不同转子结构的数学模型可以用式(1)表示^[20]:

$$\frac{\partial^2 A}{\partial r^2} + \frac{\partial^2 A}{\partial \theta^2} = 0 \tag{1}$$

式中, A 为矢量磁位。

假设一个磁极下定子表面是平面,铁心区域磁

导率无穷大。可到式(1)的通解为:

$$A = \sum_{n=0} [A_n \cos(p_n \theta) + A_n \sin(p_n \theta)] [C_n e^{p_n t} + D_n e^{-p_n t}] (2)$$
定义定子表面为矢量磁位的基准面。可以得到
式(2)边界条件,如:

$$\begin{cases} C_n = -D_n \\ B_n = 0 \end{cases}$$
(3)



图 3 不同转子结构

电机定子结构确定后,若要求反电势正弦性好,则径向气隙磁密为正弦波。假设气隙磁场正弦分布 求得单个磁极的气隙长度分布表达式为

$$g_{(\theta)} = \sinh^{-1} \left[\frac{\sinh(\pi/\tau_p)}{\cos(\pi\theta/\tau_p)} \right]$$
(4)

式中, 7,为转子极距,决定电机计算极弧系数。

根据式(4)可知,若要求电机气隙磁密为正弦 波则与气隙接触的转子外圆形状为正弦曲线。

2.2 优化设计

当电机气隙磁密分布为理想正弦波时, 永磁体

形状、导磁块、转子叠片加工难度变大。优化时不 但要提升电机运行性能,而且要考虑加工难度与成 本。所以采用一种等效优化的方法。通过不均匀气 隙比(最大气隙与最小气隙的比值,大小由 0₁决定) 近似等效正弦曲线。

由式(4)得到,电机磁密分布形状除了与不均 匀气隙比有关,还与电机计算极弧系数有关,两者 之间相互影响。此外,采用不均匀气隙会引起电机 等效气隙长度变大,磁密降低。为了保证优化后电 机磁场能量不发生太大的变化,在优化时通过计算 极弧系数适当调整永磁体尺寸。对于多变量耦合优 化问题,采用遗传算法。基于上述分析,得到优化 数学模型为

$$\begin{cases} \min f(x) = \frac{\sum_{n=2}^{N} B_n}{B_1} \times 100\% \\ x = (O_1, \alpha_i) \\ \text{s. t. } 0 \le O_1 \le \frac{D_2}{2}; 0.8 \le \alpha_i \le 0.88 \\ N \le 32; 0.93 \le \frac{E_0}{U_i} \le 0.96 \end{cases}$$
(5)

式中, *f*_(x) 为径向气隙磁密谐波畸变率表达式; *E*₀ 为 空载反电势, *U*₁ 为电机输入端电压。为了保证优化后 气隙磁场能量没有较大的变化可以转换为不同转子结 构对应的空载反电势在合理范围内,且基本相同。由 于三个转子对应的定子完全相同,相近数值的空载反 电势也可以使三台电机的磁负荷、电负荷、过载能力 等基本相同。空载反电势与端电压比值的选取综合了 考虑电机在正常与容错运行时的运行性能。

通过有限元软件自带的遗传算法工具箱,求得 了优化后的结果,如表2所示。

耒	2	优	U	结	里
1×	~	1/6	പ	20	ᅏ

牧丁	O_1/mm	$g_{ m min}/g_{ m max}$	α_{i}	$f_{(x)} / \%$	E_0/U_1
Ι	121.85	2.5	0.852	3.15	0.953
П	117.1	2.35	0.847	3.32	0.950
Ш	100.13	2.15	0.863	3.22	0.955

利用有限元计算了优化后电机径向气隙磁与空载反电势波形,结果如图4、图5所示。





图 5 空载反电势及 FFT

根据计算结果可知,优化后,三种转子结构对 应的径向气隙磁密谐波畸变率基本相似。

优化后,永磁体用量与电机稳态基本参数如表 3 所示。

表 3 永磁体消耗量与电机稳态参数

	Ι	П	Ш
漏磁系数	1.07	1.11	1.15
永磁体用量/kg	6.85	6.9	6.93
输出转矩/N*m	1135.7	1139.5	1145.7
效率	0.902	0.9	0.905
功率因数	0.973	0.971	0.975

结果显示,三种转子永磁体用量相差很小。虽 然 I 型转子漏磁小,但是其不均匀气隙比大,所以 永磁体用量与其余两种转子相差很小。由于导磁块 和转子轭上凹槽作用,使 II 型转子结构漏磁变大, 但小于 III 型转子结构。不同转子电机的效率与功率 因数基本相似,但是其输出转矩有较大的差异。这 是因为输入三种不同转子电机电流幅值相同,采用 MTPA 控制, II、III 型转子结构有磁阻转矩,且 III 型转子最大,所以输出转矩比 I 型转子大。由于三 种转子对应电机的电磁负荷数值几乎相等,所以三 台电机效率与功率因数基本相等。

不同转子结构 MCS-FTPMSM 运行性 能对比分析

3.1 齿槽转矩分析

齿槽转矩是永磁电机固有现象,这是由于永磁体与定子齿之间的相互作用。特别是在风力发电、 直驱推进、伺服系统中,要求有较小的齿槽转 矩^[21]。对于相同的定子,其大小只与转子结构有 关。利用有限元计算了三种不同转子结构的齿槽转 矩。结果如图6所示。

由图 6 计算结果可知,齿槽转矩最大的是 I 型 转子结构,最小的是 III 型转子结构。三种转子结构 齿槽转矩峰峰值都小于额定转矩的 2%。这是由于 定子采用分数槽绕组且对转子形状进行优化设计, 所以齿槽转矩较小。





永磁电机转矩表达式如下[22]:

$$T_e = p \left[i_s \psi_f \sin\beta + \frac{1}{2} (L_d - L_q) i^2 \sin\beta \right] \quad (6)$$

式中,i为d-q坐标系下定子电流值;p为电机极 对数; ψ_i 为永磁体磁链; β 为 d-q 坐标系下, 电流 矢量与d轴的夹角; L_d 、 L_a 为电机定子绕组交直轴 电感。

由于三种不同的转子结构定子齿、轭磁密与气隙 磁密幅值近似相同,所以注入相同幅值电流,永磁转 矩近似相等。对于容错电机,要求电机有较高的过载 能力以至于电机容错运行时,能够输出足够的电磁转 矩。电机过载能力与电流幅值,磁负荷、转子结构等 有关。相同的定子结构和相近数值的永磁转矩, 电机 过载能力与磁阻转矩有关。即,转子结构。利用冻结 磁导率法计算了三种不同转子结构电机的矩角特 性[23],结果如图7所示。此外,为了得到随着电流幅 值变化,电机输出转矩的变化,本文考虑了2倍额定 电流下的矩角特性,结果如图8所示。





205.9

448.8

磁阻转矩/Nm

根据计算结果可知,过载能力最大的是Ⅲ型转 子,这是因为其磁阻转矩最大;且随着电流幅值的 增加,磁阻转矩转矩占比升高。Ⅰ型转子交、直轴 电感相等,所以输出转矩完全取决于永磁转矩。

3.3 转子损耗分析

低速大转矩永磁电机虽然额定频率低但是定子 采用分数槽绕组,磁动势谐波含量大,导致转子上 有一定量的损耗。本部分利用有限元法分析了转子 损耗。(转子铁心损耗指除了永磁体、导磁块涡流损 耗之外转子的电磁损耗)。

当电机在额定点运行时,转子损耗计算结果如 图 9、图 10 所示。



图 10 转子损耗

在额定点, 永磁体涡流损耗最大的是 I 型转子; 而转子总损耗最大的是 II 型转子。这是因为 I 型转 子永磁体激磁表面与空气接触, 当永磁体经过齿、 槽时,由于气隙磁导不相等与电枢反应共同作用, 在 I 型转子表面感应出较大的涡流; II 型转子导磁 块采用实体钢,由于导磁块上较大的涡流损耗引起 II 型转子总损耗变大; III 型转子磁极虽然采用叠片 结构,但是永磁体对转子磁极没有屏蔽作用,所以 转子铁心损耗最大。

当电机转速一定(100 r/min),转子损耗随注入 电流幅值变化如图 11 所示。



图 11 转子损耗随电流幅值变化

低速直驱电机的工作频率在 0 到额定频率。所 以计算了电机采用 MTPA 控制且注入电流幅值相等 的前提下,三种转子损耗随电机转速变化。结果如 图 12 所示。



图 12 转子损耗随电机转速变化

根据以上计算结果可知,转子涡流损耗与转 子铁心随电流幅值和电机转速变化趋势相同,即 变化率越来越大;Ⅱ、Ⅲ型转子永磁体涡流损耗 基本相同,Ⅰ、Ⅱ型转子铁心损耗基本相同。随 着转速变化,Ⅰ型永磁体涡流损耗与Ⅱ型导磁块 涡流损耗基本相同。从计算结果还可以得出,电 流幅值变化对铁心损耗与涡流损耗的影响大于转 速变化。这是因为铁心损耗与涡流损耗随着磁密 的变化更加敏感。

3.4 退磁分析

在容错电机中,除了容纳绕组电气故障外,永 磁体退磁风险同样值得被考虑。钕铁硼永磁体退磁 主要由于温度退磁和磁场退磁共同作用。磁场退磁 与电机电枢反应有关。本文采用的永磁体牌号为 N38UH,最高工作温度为180℃。假定三种转子运 行温度相同(均设定为140℃)。定义永磁体的退磁 率为:磁通密度低于拐点的永磁体面积占整个永磁 体面积的比例。

根据文献[24]中考虑的最恶略的运行工况(一 个模块开路+一个模块三相短路),利用有限元法计 算得到每个转子的退磁率。结果如图13所示。



图 13 不同转子结构永磁体退磁率

结果显示,退磁率最高的是Ⅰ型转子,最低的 是Ⅲ型转子。这是因为Ⅰ型结构永磁体直接暴露在 电枢反应磁场中,所以退磁率较大,这也是表贴结 构永磁电机容易发生不可逆退磁的原因。Ⅱ型结构 转子由于导磁块的作用可以有效的避免永磁体直接 与电枢反应磁场直接接触;Ⅲ型转子的永磁体激磁 面积在两个磁极中间,电枢反应磁场作用较弱,所 以退磁率最低。此外,除了退磁率,永磁体的负载 工作点能预判永磁体的退磁风险。定义永磁体的负 载工作点为:永磁体平均磁密与20℃永磁体剩磁的 比值。

利用有限元计算了各种工况下,永磁体的负载 工作点。结果如图 14、图 15 所示。



图 15 永磁体工作点随温度变化

根据计算结果可知, Ⅰ型转子永磁体负载工作 点最低, Ⅱ、Ⅲ型转子永磁体负载工作点相似, 所 以Ⅰ型转子退磁风险较高。且永磁体负载工作点对 温度变化的敏感度高于对定子电流变化。 3.5 运行分析

3.5.1 正常运行分析

利用有限元计算了电机在额定点,三种不同转 子输出转矩如图 16 所示。

结果显示,三种转子的转矩脉动相差很小且都 小于1%。这是因为定子采用分数槽绕组且径向气 隙磁密谐波畸变率低。



值得注意的是, 传统的电机性能考核中只关注 额定点效率、功率因数。但是在实际运行时, 特别 对于低速大转矩直驱电机, 运行范围在额定转速及 以下, 且在相当长的一部分时间电机在额定点以下 运行。所以, 应该关注电机运行全区域内的效率与 功率因数而非单点。利用有限元计算了三台电机在 额定转速及以下运行区域的效率与功率因数 MAP 图, 结果如图 17~图 19 所示。





图 19 电机功率因数 MAP 图

结果显示,高效区面积最大的是III型转子结构, 最小的是II型转子结构。三种转子结构对应电机的 功率因数差别很小。引起效率差异的主要原因是三 种结构转子的损耗不同。

3.5.2 故障运行分析

当一个模块开路故障,将故障模块整体切除, 其余两个模块正常运行。注入电流不变,电机输出 转矩如图 20 所示。



短路电流的去磁风险在前文已经分析,本部分 只分析短路故障后,电机输出转矩。

电机发生短路故障时,由于前期电磁设计和短路电流的去磁效应,使短路电流幅值在可被接受范围内,所以电机可以长时间降功率运行^[24]。一个模块发生三相对称短路,其余两个模块注入电流不发生变化,电机输出转矩如图 21 所示。



图 21 一个模块短路输出转矩

结果显示,三种转子在容错运行时的输出转矩数值与转矩脉动变化趋势相似,且数值相差不大。 这是由于三种转子的空载气隙磁密与正常运行时的 转矩脉动基本相同。所以在容错运行时转矩数值与 转矩脉动数值变化趋势相同。在不对称运行时,由 于不平衡径向力作用,使转矩脉动变大。

以上从优化设计、运行性能方面分析了 MCS-FTPMSM 三种转子结构。总结每个转子结构的特点。 如图 22 所示。

综合考虑各个转子结构的优缺点,为了增强 MCS-FTPMSM运行的可靠性,选取辐条式转子结构。



4 实 验

设计并制造了一台样机,基本参数如表1所示。

定子为3×3模块化结构,大跨距线圈实现模块间电 气解耦;转子结构为辐条式结构。如图23所示。试 验台如图24所示。





图 24 试验台

4.1 空载反电势测试

两个模块通电运行,使电机转速达到额定转速; 一个模块开路,三相绕组接示波器测量电机空载反 电势,如图 25 所示。结果如图 26 所示。







图 26 反电势波形图

根据测试结果可知, 空载反电势测量波形与预测波形基本重合。反电势测量的有效值为 213.3V, 有限元计算值为 210.2V,误差仅为 1.4%。其余两 个模块的空载反电势波形与之完全相同,测量波形 不再列出。

4.2 正常运行测试

4.2.1 效率与功率因数测试

除了测量额定转速点的效率与功率因数外,还 测量了 60r/min 与 80r/min 不同负载率下电机效率与 功率因数。结果如图 27、图 28 所示。



图 28 功率因数曲线

结果显示,额定点的效率与功率因数略小于理 论计算值。对于同一负载率,随着转速变大,电机 效率升高,这与理论计算相符。在整个运行区间, 功率因数变化幅度小,这有两个原因;一是,永磁 电机是转子上永磁体励磁,所以电机功率因数较高; 二是,变频器有无功补偿功能。

4.2.2 转矩测试

给每个运行模块加三相对称的交流电,测量电 机在额定点的输出转矩如图 29 所示,单个模块输出 电流如图 30 所示。



图 29 MCS-FTPMSM 正常运行输出转矩



图 30 正常运行单个模块三相电流 转矩脉动的测量值大于有限元预测值,这是因为 电流时间谐波和加工误差引起的。单个模块三相电流 正弦性好,在电流波形中可以看到毛刺,这是由于电 力电子器件的开关频率引起的。由于加工误差引起不 变损耗增加,所以电流测量值略大于有限元预测值。

通过改变注入电机电流的有效值与角度,得到 了电机矩角特性测试曲线。结果如图 31 所示。



图 31 MCS-FTPMSM 矩角特性

图 31(a)显示,有限元预测值与测试值基本相符,加工误差的原因测试值小于预测值。图 31(b) 显示,随着注入电机电流的有效值增加,电机输出 最大转矩时(MTPA 控制),电流角度逐渐变大。这 是因为随着电流有效值增加,电机输出电磁转矩中 的磁阻转矩占比升高。此外,MTPA 测试曲线呈 "凸"型,这是因为辐条式转子的凸极率低,当电流 有效值较小时,磁阻转矩占比很小,随着电流幅值 增加,磁阻转矩增加率逐渐变大。

4.3 容错运行测试

4.3.1 开路容错测试

通过控制投入运行的模块数来模拟电机开路故障。

设定注入电机电流幅值与相位为电机额定点的数值。通 过测试得到了 MCS-FTPMSM 在一个、两个模块投入运 行时,电机输出转矩。结果如图 32、图 33 所示。



图 33 输出转矩随投入运行模块数量变化 结果显示,电机电流不变时,输出转矩与投入 运行的模块数量成正比。测试值略小于预测值。 4.3.2 短路容错测试

把一个模块的三相接线端与控制器断开并短接 来模拟一个模块三相短路。测试电机输出转矩,结 果如图 34 所示。



图 34 一个模块三相短路电机输出转矩

结果显示,测试转矩平均值小于预测值,转矩 脉动大于预测值。这是因为样机空载反电势测试高, 短路电流高于理论计算值。

综上所述,有限元预测与测量结果基本吻合, 证明了本文分析的合理性。

5 结 论

为了分析低速大转矩容错永磁电机不同转子结

构对电机运行性能的影响,进而为此类电机转子结构选择提供理论依据,本文基于一种不等跨距绕组模块化容错永磁电机,分析了三种不同的转子结构,对电机运行性能的影响。结果显示,三种转子结构 在额定点的运行性能没有较大的差异。但是从容错角度分析,Ⅲ型转子结构有一定的磁阻转矩,可以提高电机输出转矩降低容错运行电流,使电机有较长的容错运行时间。此外,Ⅰ型转子永磁体激磁表面暴露在气隙中,Ⅱ型转子导磁块有一定的涡流损耗均导致永磁体有较大的去磁风险。综合考虑,最终选取辐条式转子为 MCS-FTPMSM 转子结构,除了增强电机在正常与容错运行时的性能,还可以减小转子上永磁体退磁风险,进一步增强 MCS-TFPMSM 的容错电机的可靠性。

参考文献

- [1] S Wen, T Zhao, Y Tang, et al. A Joint Photovolta-ic Dependent Navigation Routing and Energy Storage System Sizing Scheme for More Efficient All Electric Ships [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2020, 6(3): 1279-1289.
- [2] Y Sun W Zhao, J Ji, et al. Torque Improvement in Dual M-Phase Permanent Magnet Machines by Phase Shift for Electric Ship Applications [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69 (9): 9601-9612.
- [3] J L Kirtley, A Banerjee, S Englebretson. Motors for Ship Propulsion[J]. Proceedings of the IEEE, 2015, 103(12): 2320-2332.
- [4] Z Q Zhu, D Howe. Electrical Machines and Drives for Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles[J]. Proceedings of the IEEE, 2007, 95(4): 746-765.
- [5] 司纪凯,高蒙真,封海潮,等. 120°相带环形绕组直驱永磁同步电机性能分析[J]. 电机与控制学报,2021,25(3):85-96.
- [6] W Tong, S Wu, R Tang. Totally Enclosed Self-Circulation Axial Ventilation System Design and Thermal Analysis of a 1. 65MW Direct-Drive PMSM [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(12): 9388-9398.
- [7] 鲍晓华,刘佶炜,孙跃,等. 低速大转矩永磁直驱电机研究综述与展望[J]. 电工技术学报, 2019, 34(6): 1148-1160.
- [8] J Nerg, M Rilla, V Ruuskanen, et al. Direct-Driven Interior Magnet Permanent-Magnet Synchronous Motors for a Full Electric Sports Car [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(8): 4286-4294.
- [9] B Wang, J Wang, B Sen, et al. A Fault-Tolerant Machine Drive Based on Permanent Magnet-Assisted Synchronous Reluctance Machine [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54 (2): 1349-1359.
- [10] M Xu, G Liu, Q Chen. Design and Optimization of a Fault Tolerant Modular PMaSynRM With Torque Ripple Minimization [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 64(3): 1550-1560.

- [11] B Zhang, B Gan, Q Li. Analysis of a Fault Tolerant Module Combined Stator Permanent Magnet Synchronous Machine [J]. IEEE Access, 2020, 8: 70438-70452.
- [12] B Gan, B Zhang, Q Li. Investigation into Fault Tolerant Capability of New Modular Low-speed and High Torque Direct-drive Permanent Magnet Motor Based on Unequal Span Winding [J]. IET Electric Power Applications, 2021, 15 (10): 1358-1383.
- S Asgari, M Mirsalim. A Novel Dual-Stator Radial-Flux Machine With Diametrically Magnetized Cylindrical Permanent Magnets [J].
 IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66 (5): 3605-3614.
- [14] Y Yang, M Peng. A Surface-Mounted Permanent Magnet Motor With Sinusoidal Pulsewidth-Modulation-Shaped Magnets [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2019, 55(1): 1-8.
- [15] K Wang, Z Q Zhu, G Ombach. Torque Enhancement of Surface-Mounted Permanent Magnet Machine Using Third-Order Harmonic [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2014, 50(3): 104-113.
- [16] M Onsal, B Cumhur, Y Demir. Rotor Design Optimization of a New Flux-Assisted Consequent Pole Spoke-Type Permanent Magnet Torque Motor for Low-Speed Applications [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2018, 54(11): 1-5.
- [17] B Wang, J Wang, A Griffo, et al. Investigation Into Fault-Tolerant Capability of a Triple Redundant PMA-SynRM Drive [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(2): 1611-1621.
- [18] Y Li, Z Q Zhu, A Thomas. Generic Slot and Pole Number Combinations for Novel Modular Permanent Magnet Dual 3-Phase Machines With Redundant Teeth [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2020, 35(3): 1676-1687.
- B Wang, J Wang, A Griffo, et al. Experimental Assessments of a Triple Redundant Nine-Phase Fault-Tolerant PMA-SynRM Drive
 I. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(1): 772-783.
- [20] Min-Fu Hsieh, Yu-Sheng Hsu. An Investigation on Influence of Magnet Arc Shaping upon Back Electro-motive Force Waveformsfor Design of Permanent Magnet Brushless Motors [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2005, 41(10); 3949-3951.
- [21] H Y Sun, K Wang. Effect of Third Harmonic Flux Density on Cogging Torque in Surface-Mounted Permanent Magnet Machines [J].
 IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66 (8): 6150-6158.
- [22] C Xia, S Wang, X Gu. Direct Torque Control for VSI-PMSM Using Vector Evaluation Factor Table [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(7): 4571-4583.
- [23] W Q Chu, Z Q Zhu. Average Torque Separation in Permanent Magnet Synchronous Machines Using Frozen Permeability [J]. Transactions on Magnetics, 2013, 49(3): 1202-1210.
- [24] B Gan, B Zhang, Q Li, et al. Research on Operation of Low-Speed and High-Torque Module Combined Stator Permanent Magnetic Fault-Tolerant Motor With Unequal Span Winding [J]. IEEE Access, 2020(8): 166824-166838.

基于电流超前角弱磁控制的五桥臂逆变器驱动 双三相永磁同步电机技术

徐晟¹,王磊²,田兵¹,王涛³

(1. 南京航空航天大学 自动化学院,南京 210016; 2. 海装驻南京地区第四代表室,南京 210016;3. 浙江大学 电气工程学院,杭州 310027)

摘 要: 五桥臂逆变器驱动双三相永磁同步电机(DTP-PMSM)可节约两个功率器件,也可作单相桥臂故障时的容错
 手段,但五桥臂逆变器驱动下电压利用率(VUF)降低,限制电机调速范围。为拓宽电机调速范围,对五桥臂驱动造成的电压、电流限制进行分析,基于新的电气约束情况,采用电流超前角弱磁控制进行弱磁升速。实验结果表明,电流超前角控制可以平滑进入弱磁 I 区,有效提升电机最高转速,证明了控制策略的有效性。
 关键词: 五桥臂逆变器;双三相永磁同步电机;电流超前角控制
 中图分类号: TM351; TM341; TP273 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2024)11-0012-06

A Lead Angle Flux-weaking Control Strategy Based on Five-leg Driven DTP-PMSM

XU Sheng¹, WANG Lei², TIAN Bing¹, WANG Tao³

(1. College of Automation, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China;
2. College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: The utilization of a five-leg inverter to drive a dual three-phase permanent magnet synchronous motor (DTP-PMSM) can eliminate two power switches, thereby serving as a fault-tolerant mechanism in singe-phase fault conditions. However, the voltage utilization factor (VUF) reduces under this five-bridge inverter, ultimately limiting the motor's speed range. To address this limitation, a analysis was conducted regarding the voltage and current constraints imposed by the five-bridge inverter. Subsequently, a current phase advancing based flux-weakening control was adopted to achieve the speed extension. The experimental results demonstrate this current phase advancing control facilitate a seamless transition into the flux-weakening I zone, significantly elevating the motor's maximum speed, thereby validating the effectiveness of the proposed method.

Key words: five-leg inverter; dual-three phase permanent magnet synchronous motor; lead angle flux-weaking control

0 引 言

近年来,五桥臂驱动双三相永磁同步电机受到 众多学者的关注,该方法节约两个功率器件的使用, 可降低成本,且当发生单相桥臂故障时,切换为五 桥臂驱动可降速降载运行,作为一种容错方式^[1]。 但由于双三相电机中的两相绕组需共用一相桥臂, 减少电机控制自由度,直流母线电压利用率(Voltage Utilization Factor, VUF)下降,这将极大限制五桥臂 驱动双三相电机的调速范围。五桥臂驱动双三相电 机系统如图1所示。

目前,针对弱磁控制和五桥臂驱动双三相电机

收稿日期: 2024-06-20

基金项目: 航空基金学会(2022Z024052002); 中央高校基本科研业务费专项资金资助项项(NJ2023012, NJ2023014)。

作者简介:徐 晟(1999),男,硕士研究生,研究方向为双三相电机驱动技术。

王 磊(1989), 男, 工程师, 研究方向为航空电力驱动技术。

田 兵(1989),男,副教授,研究方向为多相电机驱动技术。

王 涛(1990), 男, 教授, 研究方向为风力发电, 电机驱动控制。

系统已有众多学者提出多种控制方法^[28]。文献[2] 首次对弱磁区域进行划分,并推导弱磁运行轨迹。 文献[3]针对内置式电机弱磁Ⅰ、Ⅱ区原理及多种控 制算法进行阐述。文献[4]将双三相电机视为两台 移相角为零的三相电机,并采用两套独立的驱动器 进行弱磁实验。文献[5] 对基于双 dq 建模和矢量空 间分解策略(Vector Space Decomposition, VSD)的双 三相永磁同步电机弱磁策略进行对比分析,基于 VSD 控制可减小电流不平衡,抑制谐波电流。文献 [6] 对五桥臂驱动相移 30° 双三相永磁同步电机进 行研究,根据共桥臂流经电流大小对选择桥臂组 合,并对共桥臂后不对称造成的非线性因素做详细 分析。文献[7]针对五桥臂逆变器驱动双三相电机 系统提出一种基于载波 PWM 的双零序注入 PWM 策略、与传统的均值零序分量注入策略相比、实现 了最大母线电压利用率。文献[8]对比分析不同绕 组移相角的双三相电机选取不同共桥臂模式的运行 性能,并对不同工况的共桥臂模式选择给出建议。

目前,双三相永磁同步电机的弱磁控制策略有 一定研究基础,但针对五桥臂逆变器驱动双三相电 机系统的弱磁控制少有学者关注。

因两绕组电流流经同一相桥臂,开关器件面临 的电流应力增加,即极限电流圆缩小;且共桥臂造 成控制自由度减少,必然降低电压利用率。本文选 取 C-X 共桥臂模式,可以维持与正常六桥臂一样的 转矩输出能力,但电压利用率下降为 51.8%;作容 错运行时,难以保证具有充足带载能力的运行范围, 这严重威胁装备的可靠运行,甚至带来致命影响, 造成灾难性事故;故研究基于五桥臂逆变器驱动双 三相电机系统的弱磁策略具有重要意义。

本文在上述研究基础上,分析表贴式双三相永 磁同步电机弱磁区域划分及对应电压电流条件,并 考虑 C-X 五桥臂驱动造成的限制条件,重新规划电 气约束区;然后提出一种基于 VSD 控制的五桥臂驱 动双三相电机电流超前角弱磁策略,该策略实现 dq 轴电流控制的时间同步性且运算量较低;最后通过 实验验证了本文方法的有效性。

1 DTP-PMSM 数学模型

相移 30°双三相永磁同步电机内部结构如图 2 所示。假设双三相永磁同步电机绕组正弦分布,忽略铁心磁饱和效应,忽略绕组之间的互漏感。双三相电机的矢量控制策略中 VSD 策略是主流;因为双三相电机可以被视为一个 $\alpha - \beta$ 子平面的三相电机和 z_1

 $-z_2$ 子平面的阻感负责。在矢量空间分解策略中, 双三相电机的所有变量都被映射到 $\alpha - \beta$ 、 $z_1 - z_2$ 和 $o_1 - o_2$ 三个相互正交的子平面中,其中 $\alpha - \beta$ 子平面 参与机电能量转换, $o_1 - o_2$ 子平面为零序子平面, 本文选取中性点隔离的双三相电机作为研究对象, 其由连接方式决定了必然为零而不需要进行控制, 因此双三相电机为一个四维系统。



图 1 五桥臂驱动双三相电机系统



$$T_{62s} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0\\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1\\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0\\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1\\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$
(1)

式中,一二行分量变换至 $\alpha - \beta$ 子平面,三四行分量对应 $z_1 - z_2$ 子平面,最后两行对应 $o_1 - o_2$ 子平面的变换。其中只有 $\alpha - \beta$ 子平面可实现机电能量转换,故只需对 $\alpha - \beta$ 子平面做旋转坐标变换,其余子平面可保持静止坐标变换。 $\alpha - \beta$ 子平面对应旋转变换阵为

$$T_{62r} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 0\\ -\sin\theta & \cos\theta & 0\\ 0 & 0 & I_4 \end{bmatrix}$$
(2)

式中, I4表示四维单位阵。

电压方程、磁链方程和转矩方程分别为

$$\begin{bmatrix} u_{d} \\ u_{q} \\ u_{z1} \\ u_{z2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_{s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d} \\ i_{q} \\ i_{z1} \\ i_{z2} \end{bmatrix} + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \begin{bmatrix} \psi_{d} \\ \psi_{q} \\ \psi_{z1} \\ \psi_{z2} \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} -\psi_{q} \\ \psi_{d} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$
(3)

$$\begin{bmatrix} \psi_{d} \\ \psi_{q} \\ \psi_{z1} \\ \psi_{z2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{D} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{Q} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{S} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{S} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d} \\ i_{q} \\ i_{z1} \\ i_{z2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_{f} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$
(4)

$$T_{e} = 3p_{n} [(L_{D} - L_{Q})i_{d}i_{q} + i_{q}\psi_{f}]$$
(5)

式中, $L_{\rm D}$ 、 $L_{\rm Q}$ 分别为直交轴电感; $L_{\rm S}$ 为定子绕组漏 感; $p_{\rm n}$ 为极对数; $\psi_{\rm f}$ 为永磁体磁链幅值。

2 五桥臂双零序注入 PWM 策略

双三相永磁同步电机矢量控制可分为二维和四 维电流控制,其中四维电流策略可控制 z₁ - z₂子平面 电流分量,更有效抑制谐波电流,得到更广泛的应 用。实现双三相电机四维电流控制常见方法为双零 序注入 PWM 策略;双零序注入 PWM 策略如图 3 所 示。零序分量通常采用常见的均值零序分量注 入,如:

$$\begin{cases} u_{o1} = -0.5(u_{max1} + u_{min1}) = 0.5u_{mid1} \\ u_{o2} = -0.5(u_{max2} + u_{min2}) = 0.5u_{mid2} \end{cases}$$
(6)

式中, u_{max}、u_{min}和 u_{mid}分别为两套绕组对应三相相 电压的最大值、最小值和中间值。



图 3 双零序注入 PWM 策略

改为五桥臂逆变器拓扑后 PWM 策略与正常六桥 臂逆变器保持不变,只是两套三相绕组分别注入另 一组共桥臂相的参考电压,零序分量不再相互独立, 公共相的极电压必须相等,即 $u_{COM}^* = u_{C}^* = u_{X}^*$, 定义零序电压为

$$\begin{cases} u_{o1} = u_{o} + u_{\chi} \\ u_{o2} = u_{o} + u_{C} \end{cases}$$
(7)

$$\begin{cases} u_A^* = u_A + u_{o1} = u_A + u_o + u_X \\ u_B^* = u_B + u_{o1} = u_B + u_o + u_X \\ u_C^* = u_C + u_{o1} = u_C + u_o + u_X \\ u_X^* = u_X + u_{o2} = u_X + u_o + u_C \\ u_Y^* = u_Y + u_{o2} = u_Y + u_o + u_C \\ u_Z^* = u_Z + u_{o2} = u_Z + u_o + u_C \end{cases}$$
(8)

根据文献[9]对五桥臂逆变器双零序注入 PWM 策略的研究,零序电压 *u*。为两套绕组相电压的中间 值相加后的二次均值,如式(9)所示

$$u_o = 0.5(u_{mid1} + u_{mid2})$$
(9)

本文采用载波 PWM(Carrier-Based PWM)策略, 通过注入合适的零序分量, CBPWM 可以实现与 SVPWM一样的电压利用率,但 CBPWM 算法简单, 观察更为直接有效。

3 弱磁控制

3.1 弱磁控制基本原理

本文研究对象为表贴式双三相永磁同步电机, 当其稳态运行时,定子电阻阻值较小可忽略其压降, 电流微分项为零,则稳态电压方程可写为

$$\begin{cases} u_d = -\omega_e L_s i_q \\ u_q = \omega_e (L_s i_d + \psi_f) \end{cases}$$
(10)

弱磁控制时,电机和逆变器容量决定的最大电压、电流值,即 *u*_{smax}、*i*_{smax}限制了电机系统电压、电流稳定工作点,电压、电流应满足

$$\begin{cases} i_s = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \leq i_{smax} \\ u_s = \sqrt{u_d^2 + u_q^2} \leq u_{smax} \end{cases}$$
(11)

电流极限圆在式(11)已给出,将式(10)带入 式(11),得到在*i*_di_a坐标系下表示的电压极限圆

$$\left(i_d + \frac{\psi_f}{L_s}\right)^2 + i_q^2 = \left(\frac{u_s}{\omega_e L_s}\right)^2 \tag{12}$$

其中, 电角速度 ω_e 可表示为

$$\omega_{e} = \frac{u_{smax}}{\sqrt{(L_{s}i_{d} + \psi_{f})^{2} + (-L_{s}i_{q})^{2}}}$$
(13)

当 i_d 负向增大到极限值时, $i_d = i_{smax}$,所有电流 用来削弱气隙磁通,此时 i_d 电流大小与特征电流大 小相同,定义特征电流 i_{ch} 为

$$i_{ch} = -\frac{\psi_f}{L_s} \tag{14}$$

以 i_a 、 i_a 作横纵坐标系,在同一平面内绘制由电流极限圆、电压极限圆、MTPA 和 MTPV 曲线组成的电气约束图,如图4所示。

图中, T_1 、 T_2 为恒转矩线且 $T_1 > T_2$, MTPA、

则有:



图 4 表贴式电机电气约束图

MTPV 曲线分别与电流、电压极限圆交与 A、B 两 点;当电角速度升至 ω_c 时电压极限圆与电流极限圆 相切于 D 点;随着电压极限圆半径减小,对应工作 点转速增加,转速 $\omega_c > \omega_B > \omega_A$ 。

为分析弱侧过程中转速与转矩的对应关系,根据电机运行情况,如图5所示分为三个区域:



图 5 弱磁区域划分

恒转矩区;此区域内电机可满载运行,满载时 i_s = i_{smax} ,电压 u_s 小于极限值,电角速度小于弱磁基速 ω_A ,采用 MTPA 控制策略,表贴式电机即为 $i_a^* = 0$ 控 制策略。对应最佳电流轨迹为 O→A,A 点为最大转 矩点,对应负载转矩为 T_1 ,且A 点为恒转矩区进入弱 磁 I 区的临界点,对应转速 ω_A 为进入弱磁的基速,若 电机负载较小,该负载对应的弱磁基速升高。

弱磁 I 区;转速环 PI 输出 i_s 达极限值,电压圆运行在极限圆上,转速 $\omega_A \leq \omega_e \leq \omega_B$,随着转速超过弱磁基速 ω_A 继续升高,电压极限圆缩小,最佳电流轨迹沿着电流极限圆运行 A→B,此时电压、电流均运行在极限值,也称恒功率区。

弱磁 II 区;即深度弱磁区,电流工作在极限圆内,但电压仍在极限圆上,电角速度超过 ω_B ,采用 MTPV 控制策略,随着转速升高,最佳电流轨迹沿 BO运行,此时 $i_a^* = -\psi_f/L_s$,即与特征电流值大小

相同。需注意电机特征电流值与电流极限圆的大小, 若特征电流值大于电流极限圆,则不存在弱磁 II 区, 只存在弱磁 I 区,完全弱磁时 $i_d^* = i_{smax}$,即所有电流 用于弱磁,此时电机带载能力降至最低。

3.2 五桥臂逆变器驱动双三相电机电流超前角弱磁 策略

为获得较好的带载能力本文选取 C-X 共桥臂模 式,与正常六桥臂逆变器运行相比,C-X 共桥臂可 以维持原有的转矩输出能力,但电压利用率下降为 原先的51.8%^[8]。对五桥臂驱动带来的限制条件在 $i_d - i_q$ 坐标轴中进行分析。因逆变器面临电流应力减 小,极限电流 i_s 不变,电流极限圆半径保持不变; 根据式(12)可知,电压极限圆圆心位置由电机本体 参数决定,因电压利用率降低,电压极限值 u_s 减小, 最大电角速度 ω_e 降低,电压极限圆最小半径增大。 五桥臂驱动下,除电压、电流极限圆新增限制外, 弱磁控制策略与正常六桥臂一致。

第3.1节对弱磁基本原理和弱磁轨迹进行了详细分析,电压闭环反馈弱磁法中常见方法有负 i_a 补偿弱磁法与定子电流超前角弱磁法;负 i_a 补偿弱磁控制中电压参考电压矢量的模与限制电压比较后的弱磁控制量先计算 i_a^* ,再根据电流限制计算 i_q^* ,导致 d 轴电流的变化先于 q 轴电流;电流超前角弱磁控制根据电流限制与定子电流超前角同时给定 i_a^* 和 i_q^* ,可实现 dq 轴电流的同时控制且计算量较小,故本文采用电流超前角弱磁控制^[10]。

根据表贴式永磁同步电机的工作原理,当电机 转速达基速 ω_A 时,电流圆达极限值 $i_s = i_{smax}$,转速 进一步升高进入弱磁 I 区时,电流轨迹沿弧线 AB 运 行,此时电流矢量逆时针旋转,与纵轴存在角度差, 定子该角度为电流超前角 γ_{lead} ,如图 6 所示。





弱磁 I 区内, i_d^* 随转速升高负向增加削弱气隙 磁链,保持 $u_s = u_{smax}$ 不变,在这一过程中 i_d^* 、 i_q^* 由 i_{smax} 和 γ_{lead} 计算得出,这样的过程称为超前角弱磁控 制。dq 轴参考电流计算公式如:

$$\begin{cases} i_d^* = i_{smax} \sin \gamma_{lead} \\ i_q^* = i_{smax} \sin \gamma_{lead} \end{cases}$$
(15)

如图 7 所示, 对表贴式电机在恒转矩区采用 i_d^* = 0 控制策略, 此时超前角 γ_{lead} = 0, 从恒转矩区进

入弱磁 I 区时可省略切换开关,较为平滑进入弱磁 控制;进入弱磁 I 区后,根据 $\alpha - \beta$ 子平面参考电压 与限制电压的比较值经 PI 控制器后得到超前角 γ_{lead} , 与电流 i_s^* 计算得到 dq 轴电流给定值。



图 7 双三相电机电流超前角弱磁控制框图

4 实验验证

为验证本文提出控制策略的可行性,在一台隐极式双三相永磁同步电机上进行实验验证,电机参数见表 1,控制器采用意法半导体公司 STM32H723ZGT6芯片,实验平台如图8所示。

参数	参数值
额定电压 $U_{\rm dc}/V$	80
额定电流 Is/A	8
额定负载 T _L /(N・m)	7.27
定子绕组电阻 R_s/Ω	0. 7
定子绕组基波直轴电感 L _d /mH	1.2
定子绕组基波交轴电感 L_q /mH	1.2
定子绕组谐波电感 L_s/mH	0.5
永磁体磁链 $\psi_{\rm f}$ /Wb	0.06
极对数 p _n	5
转动惯量 J∕(kg・m²)	0.001
额定转速 n _o /(r/min)	500





图8 实验平台

目标电机六桥臂正常驱动下最高转速 n_{omax} = 1378r/min, C-X 共桥臂驱动时最高转速仍大于额定转速,故 C-X 模式下可运行于 500r/min。根据弱磁 扩速比公式计算,当 i_a = -5A时,电机最大转速可提升为 1.1 倍;理论计算可知实验电机的弱磁扩速 范围较窄,但并不影响本文弱磁理论的研究。

为验证前文所述电流超前角弱磁控制有效性, 在相同工况下,分别进行空载与带载1.8Nm 实验, 给定转速由500 r/min 提升至550 r/min。

图 9 比较了空载和轻载运行弱磁时的 dq 轴电流 波形。图 9(a)为空载情况下弱磁升速过程中的 dq 轴电流;当转速指令增加时,反电动势增加并超过 极限电压值,经弱磁环后令 d 轴电流负向增加削弱 气隙磁通,降低反电动势以提升转速。电机经历约 1.53s, d 轴电流较为平稳的负向增加至 - 5A。图 9 (b)为轻载情况下弱磁升速过程中的 dq 轴电流;外 界工况和 PI 参数一致,轻载运行的电流谐波大于空 载, d 轴电流历时约 3.78s 达目标值,弱磁的响应速 度慢于空载情况。





图 9 弱磁升速时 dq 轴电流实验波形

图 10 对比了空载和轻载运行弱磁升速的 A 相相 电流与转速波形,可看出本文提出的控制策略转速 跟踪能力较强;因 dq 轴电流给定由超前角 γ_{lead} 和转 速环 PI 输出 i_s 得出,从电流响应角度,dq 轴电流可 实现同步调节,且可从恒转矩区平滑切换弱磁 I 区。 图 10(a)为空载情况的 A 相相电流,恒功率区运行 时相电流幅值很小,进入弱磁 I 区后,随着 d 轴电 流逐渐负向增加,相电流幅值增大。图 10(b)为轻 载运行的 A 相相电流,恒功率运行时相电流幅值约 为 2A,因 $i_s < i_{smax}$,始终运行在电流极限圆内,可 在输出转矩不变前提下实现弱磁升速。



图 10 弱磁升速时相电流和转速实验波形

5 结 论

本文针对五桥臂逆变器驱动双三相电机系统, 首先阐述弱磁控制基本原理,对弱磁区域进行划分, 并分析 C-X 共桥臂模式对电压、电流极限圆的影响, 提出一种电流超前角弱磁策略,该控制策略算法简 洁,可实现 dq 轴电流同步调节。实验结果验证了提 出策略的正确性和可行性。

参考文献

- D Dujic, M Jones, S N Vukosavic, et al. A General PWM Method for a (2n + 1)-Leg Inverter Supplying n Three-Phase Machines
 IEEE Trans. Ind. Electron, 2009. 56(10): 4107-4118.
- S Morimoto, Y Takeda, T Hirasa, et al. Expansion of Operating Limits for Permanent Magnet Motor by Optimum Flux-weakening
 [J]. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 1989 (1): 51-56.
- [3] 刘军杰,吴静波,郭志军,等. 纯电动汽车用内置式永磁同步 电机弱磁控制策略综述[J]. 微电机, 2022, 55(7): 107-112.
- [4] L Yongjae, H Junglk. High Efficiency Dual Inverter Drives for a PMSM Considering Field Weakening Region [C]. In Proc. 7th Int. Power Electron. Motion Control Conf., 2012: 1009-1014.
- [5] Y Hu, Y Li, X Ma, et al. Flux-Weakening Control of Dual Three-Phase PMSM Based on Vector Space Decomposition Control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36 (7): 8428-8438.
- Y Hu, S Huang, X Wu, et al. Control of Dual Three-Phase Permanent Magnet Synchronous Machine Based on Five-Leg Inverter [J].
 IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34 (11): 11071-11079.
- [7] 周长攀,杨贵杰,苏健勇.五桥臂逆变器驱动双三相永磁同步 电机系统双零序电压注入 PWM 策略[J].中国电机工程学报, 2016,36(18):5043-5052.
- [8] S Xu, T Wang, K Wang. Comparison Study of Different Five-Leg Drive Solutions for Dual Three Phase PMSM[C]. 26th International Conference on Electrical Machines and Systems, 2023: 349-354.
- [9] Jones M, Vukosavic S N, Dujic D, et al. Five-leg Inverter PWM Technique for Reduced Switch Count Two-motor Constant Power Applications [J]. IET Electric Power Applications, 2008, 2 (5): 275-287.
- [10] 谢明睿,赖纪东,苏建徽,等. 基于超前角结合 MTPV 的 SPMSM 复合弱磁控制策略[J]. 电气工程学报, 2022, 17(3): 114-121.

基于模拟退火粒子群算法的永磁同步电机参数辨识方法

张 聪,马国梁

(南京理工大学能源与动力工程学院,江苏南京210018)

摘 要:针对常规粒子群算法在参数辨识中精度和效率较低的问题,提出一种自适应模拟退火粒子群优化算法,用 于辨识永磁同步电机的参数。在常规粒子群优化算法中引入模拟退火算法中的 Metropolis 准则,构造了每个粒子的 位置矢量退火算法适应度函数,以扩大搜索范围,避免粒子陷入局部最优。仿真结果表明,相比于常规粒子群算 法,模拟退火粒子群算法具有更高的辨识效率和辨识精度。

Parameter Identification Method of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Simulated Annealing Particle Swarm Algorithm

ZHANG Cong, MA Guoliang (School of Energy and Power Engineering, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210018, China)

Abstract: To address the problem of low accuracy and efficiency of conventional particle swarm algorithms in parameter identification, an adaptive simulated annealing particle swarm optimization algorithm was proposed to identify the parameters of permanent magnet synchronous motors. By introducing the Metropolis criterion from the simulated annealing algorithm into the conventional particle swarm optimization algorithm, a fitness function for each particle's position vector annealing algorithm was constructed to expand the search range and avoid particles from falling into local optima. Simulation results demonstrate that compared with the conventional particle swarm optimization algorithm, the simulated annealing particle swarm optimization algorithm has higher identification efficiency and accuracy.

Key words: simulated annealing; particle swarm optimization; Metropolis criterion; parameter identification; permanent magnet synchronous motors

0 引 言

永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)是一种由永磁体提供励磁,无需励磁电 流,没有励磁损耗的一种结构较为简单,效率更高的 同步电机。PMSM 目前在航空航天、船舶制造、新能 源汽车制造、机器人等领域具有广阔的应用前景^[1-2]。

PMSM 具有多变量、强耦合、非线性等特点。 建立精确的数学模型可以提高 PMSM 控制系统的稳 定性和动态反应速度。PMSM 电机模型主要包括: 电枢电阻、同步电感、永磁体磁链。由于在电机运 行中,电机受到温度、磁通饱和度、死区效应、非 线性等因素的影响从而导致电机参数出现失真,波 动等情况^[3]。因此,如何辨识出更为准确的电机参 数成为当前研究的热点问题。

目前,常用的电机参数辨识方法主要分为两大 类,即在线参数辨识^[4]方法和离线参数辨识^[5]方法。 其中离线参数辨识方法包括:伏安法、最优化方法、 阶跃响应法等。在线参数辨识方法在实际应用中可能 受到各种干扰因素的影响,同时需要在保证实时性的 条件下尽可能提高参数辨识的精度^[6],这对于参数辨 识方法的要求过高。而离线参数辨识方法可以对实验 数据进行集中处理,并采用专门的辨识实验和计算过 程,因此能够获得较高精度的模型参数估计值^[7]。

收稿日期: 2024-06-21

作者简介:张 聪(1996),男,硕士研究生,研究方向为自动控制与电机传动。

通讯作者:马国梁(1976),男,副教授,硕士生导师,博士,研究方向为智能导航与控制。

文献[8]提出了一种融合小生境技术的改进细菌 觅食算法,采取基于小牛境技术的多种群并行搜索策 略对电机参数进行辨识,提高了算法的全局搜索能力 和局部寻优精度。文献[9]提出了一种基于扩展卡尔 曼滤波的方法,对电机的电阻和电感进行在线辨识并 在模型中实时更新,提高了算法的参数鲁棒性。文献 [10]提出了一种基于阶跃响应方法的离线参数辨识方 法,将系统参数辨识问题转换为阶跃响应数据的拟合 问题,通过采用 DE 算法进行优化,有效提高参数辨 识的准确性。文献[11]提出了一种基于 informer 的永 磁同步电机离线参数辨识方法,相比于传统辨识方 法,该方法使用深度学习模型,通过采集到大量的数 据,并对输入输出参数之间的关系进行数学拟合,消 除了传统算法需要建立精确模型的难点,给出了它们 之间近似的数学关系,提供了更为准确的辨识结果。 文献[12]提出了一种提出基于改进遗传算法的参数辨 识方法同时对电阻、d 轴电感、q 轴电感和永磁体磁 链四个参数进行辨识,可有效对遗传算法的收敛速度 过慢,容易陷入局部最优等问题进行改善,提高了系 统的参数稳定性。文献[13]中使用了传统伏安法辨识 了电机定子电阻,优化了电机参数辨识流程,提高了 电机的效率。

粒子群优化(PSO)算法是一种由 J. Kennedy 和 R. C. Eberhart 等于 1995 年开发的算法^[14]。该算法 有简单易实现、全局寻优能力强的优势,且不需要 目标函数的梯度信息。然而,该算法也存在一些缺 点,例如:对于高维、复杂的优化问题,该算法收 敛速度可能较慢,算法参数的选择对性能影响较大。 本文针对以上缺点,提出了一种基于结合模拟退火 与粒子群优化的算法的参数辨识方法。通过在粒子 群优化算法中引入模拟退火的策略,可以使粒子群 优化算法在粒子种群的搜索过程中接受所有可能的 解,提高了种群的多样性,提高了求解的迭代速度 和求解精度,克服粒子群优化算法可能存在的收敛 速度慢和易陷入局部最优解的缺点。利用模拟退火 粒子群优化算法对 PMSM 的电感、电阻、定子磁链 等参数进行辨识并通过 Matlab/Simulink 进行仿真验 证,证明了算法的有效性。

1 PMSM 数学模型

为方便研究,本文忽略了 PMSM 中的一些次要因素,对 PMSM 作如下假设:

(1)永磁同步电机的定子绕组采用星形联结,同时三相绕组空间对称分布,且三相相位间互差120°;

(2) 电机永磁体磁动势正弦;

(3) 不考虑永磁体与内壁的阻尼作用, 假设摩 擦系数为 0。

在 dq 旋转坐标系下的永磁同步电机电压方程为

$$\begin{aligned} u_{d} &= Ri_{d} + L_{d} \frac{\mathrm{d}i_{d}}{\mathrm{d}t} - \omega_{e}L_{q}i_{q} \\ u_{q} &= Ri_{q} + L_{q} \frac{\mathrm{d}i_{q}}{\mathrm{d}t} + \omega_{e}L_{d}i_{d} + \omega_{e}\psi_{f} \end{aligned}$$
(1)

式中, u_d 、 u_q 为直轴和交轴定子电压分量(V); i_d 、 i_q 为直轴和交轴定子电流分量(A); ω_e 为电机输出转速;R为电枢电阻(Ω), L_d 、 L_q 分别为直轴和交轴电感(H), ψ_f 为永磁体磁链(Wb)。

转矩方程为

$$T_{\rm e} = \frac{3}{2} p(\psi_{\rm f} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q)$$
(2)

式中, p为磁极对数, T_e为电机输出转矩。

本文所使用的电机为表贴式永磁同步电机,直 轴和交轴同步电感相等,即 $L_d = L_q = L$,因此式 (2)转矩方程可简化为

$$T_{\rm e} = \frac{3}{2} p \psi_{\rm f} i_q \tag{3}$$

同理,式(1)也可以简化为

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + L \frac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} - \omega_e Li_q \\ u_q = Ri_q + L \frac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t} + \omega_e Li_d + \omega_e \psi_f \end{cases}$$
(4)

联立式(3)、式(4)并采用一阶欧拉前向离散化 可得电机一阶离散数学模型为

$$\begin{cases} u_{d}(k) = \frac{T_{s}}{L}(i_{d}(k) - i_{d}(k - 1)) + \\ Ri_{d}(k) - \omega_{e}(k)Li_{q}(k) \\ T_{e}(k) = 1.5p\psi_{i}i_{q}(k) \\ u_{q}(k) = \frac{T_{s}}{L}(i_{q}(k) - i_{q}(k - 1)) + \\ Ri_{a}(k) + \omega_{e}(k)Li_{d}(k) + \omega_{e}(k)\psi_{i} \end{cases}$$
(5)

式中, T_s 为控制周期, $i_d(k) \ i_q(k)$ 为 k 时刻的直轴 与交轴电流, $i_d(k-1) \ i_q(k-1)$ 为 k-1 时刻的直 轴与交轴电流, $u_d(k) \ u_q(k)$ 为 k 时刻的直轴与交 轴电压, $\omega_e(k)$ 为 k 时刻的输出转速, $T_e(k)$ 为 k 时 刻的输出转矩。

2 模拟退火粒子群优化算法

2.1 粒子群优化算法

粒子群优化(Particle Swarm Optimization, PSO) 算法的灵感源于对鸟类觅食的研究,其基本思想是 通过模拟一个大种群中不同个体之间的协作配合与 信息交换,从而不断逼近并得出问题的最优解。粒 子群优化算法设计了一种不考虑质量的粒子,这种 粒子只有两种属性:速度和位置。这里的"速度"和 "位置"并不是传统物理学意义上的速度和位置,而 是算法中用于搜索空间内最优解的抽象概念。"位 置"代表解在搜索空间中的坐标;而"速度"则是指 粒子在搜索空间更新位置的一个向量,代表解每次 迭代移动的方向和移动步长。种群中的每个粒子都 会根据自身所探索到的个体最优解与整个种群所有 个体共同确定的全局最优解,来动态调整自身的速 度与位置,从而不断逼近最优解。在粒子群优化算 法中,更新粒子的速度和位置是非常关键的两个步 骤,粒子的速度和位置随着迭代次数的增加不断进 行迭代以逼近全局最优解。

粒子速度迭代公式为

$$V_{i}(k+1) = \omega V_{i}(k) + c_{1} \operatorname{randn}(\operatorname{pbest}_{i} - x_{i}(k)) + c_{2} \operatorname{randn}(\operatorname{gbest}_{i} - x_{i}(k))$$
(6)

位置迭代公式为

 $x_{i}(k+1) = x_{i}(k) + V_{i}(k+1)$ (7)

公式(6)和(7)中, pbest_i 为粒子在 k 时刻的最优速度, 即当前最优速度, gbest_i 为粒子从 0 时刻到 k 时刻内所 有时刻的最优速度,即全局最优速度, $V_i(k)$ 为 k 时刻 的粒子速度, $V_i(k+1)$ 为下一时刻的粒子速度, $x_i(k)$ 为粒子当前的位置, randn 为[0, 1]之间产生的随机 数, ω 为惯性权重, c_i 、 c_i 为学习因子。

在式(7)中,速度和位置矢量按照物理学规律 是不可相加的。但是在粒子群优化算法中,位置和 速度通常被表示为多维向量,每个维度对应搜索空 间中的一个坐标轴。位置和速度的相加操作实际上 是对应维度上的数值相加,而不是物理意义上的矢 量相加。这种相加操作在算法中是合理的,因为它 允许粒子根据当前的速度向量在搜索空间中移动, 从而探索不同的潜在解。

2.2 模拟退火算法

模拟退火算法(Simulate Anneal Arithmetic, SAA) 是一种通用随机搜索算法,根据固体退火原理,旨在 在一个大的搜索空间内寻找最优化问题的最优解。

模拟退火算法模拟固体物质的退火过程:先升 温使粒子逐渐趋于无序化,再逐渐冷却至有序状态。 在每个温度下达到平衡,最终降至常温时达到最优 解。该算法通过模拟这一过程来寻找最优化问题的 最佳解决方案。该算法的主要计算过程为

1) 初始化:设置初始温度 $T = T_0$ (保证是可达到的最大温度),初始解 S 作为算法迭代的起点,迭代

次数为L,以及降温系数 α 。

2) 对 *k* = 1, 2, 3, …, *L* 进行循环, 执行以下 步骤:

i) 对当前解向量 *S* 进行变换(例如对其进行元素 位置互换或其他方法)产生相邻近的新解 *S*'。

ii) 计算温度的增量 $\Delta T = F(S') - F(S)$, 其中 F(S) 为综合评价函数。

iii)判断 ΔT 的值:如果 $\Delta T < 0$,即新解更优,则接受 S' 作为新的当前解;如果 $\Delta T > 0$,以概率 exp($-\frac{\Delta T}{T}$)接受 S' 作为新的当前解。这个概率随着 温度 T 的降低而减小。因此,在算法初期,接受劣 解的概率较高,有助于算法跳出局部最优解;而在 算法后期,接受劣解的概率较低,有助于算法收敛 到最优解。

3)判断是否满足终止条件:设定一个阈值,当 连续若干次迭代后目标函数值没有大于阈值时,可 以终止算法。如果达到上述终止条件,则立即停止 迭代,将当前解作为全局最优解输出。

4) 如果不满足终止条件,则降温,即将上一时 刻迭代的温度 T = T(k - 1)乘以降温系数 α 得到新 时刻迭代的温度 T = T(k),然后返回步骤 2)继续 执行迭代。

2.3 模拟退火粒子群算法

模拟退火粒子群 (Simulate Annealed Particle Swarm Optimization, SAPSO)算法是指:在 PSO 算法 中,引入模拟退火的思想,从而优化速度和位置更 新过程。增强了 PSO 算法的全局搜索能力。改进算 法的核心部分是采用 Metropolis 准则,即在给定的温 度 T 的条件下,设定当前状态为 i,由 i 演化出新状 态j,对应的能量分别为 E_i 和 E_j 。比较 E_i 和 E_j 的大 小,若 $E_j < E_i$,则以新状态j代替原有状态为下一 时刻的当前状态;反之,若 $E_j \ge E_i$,则以一定概率 P来决定是否接受新状态j为下一时刻的当前状态, 其中 P 计算公式为

$$P = \exp(-(E_i - E_i)/T)$$
(8)

根据 Metropolis 准则,模拟退火算法不仅接受最 优化解,并且以一定的概率接受非最优解,这有助 于提高粒子种群的多样性,防止其过早陷入局部最 优而停止迭代。退火温度随着迭代次数增加不断进 行自适应调整,使得粒子群随着温度的逐渐降低, 越来越逼近于全局最优解,最终达到能量最低的稳 定状态,此时输出的解便是全局最优解。这种结合 提高了 PSO 算法在搜索过程的灵活性,增加了搜索 得到全局最优解的概率。

3 模拟退火粒子群参数辨识

3.1 参数辨识数学模型

由于 PMSM 模型已知,则 PMSM 参数辨识问题 即可以看作是一个参数优化问题。

根据式(5)可知,待辨识的参数有 $L_x R_x \psi_f$ 。式 (5)为3个相互独立的方程,存在三个辨识参数 $L_x R_x \psi_f$,故式(5)为满秩方程,算法可以收敛,因此 建立电机参数辨识数学模型为

$$\begin{cases} \hat{u}_{d}(k) = \frac{T_{s}}{\hat{L}}(i_{d}(k) - i_{d}(k-1)) + \\ \hat{R}i_{d}(k) - \omega_{e}(k)\hat{L}i_{q}(k) \\ \hat{T}_{e}(k) = 1.5p\hat{\psi}_{f}i_{q}(k) \\ \hat{u}_{q}(k) = \frac{T_{s}}{\hat{L}}(i_{q}(k) - i_{q}(k-1)) + \\ \hat{R}i_{q}(k) + \omega_{e}(k)\hat{L}i_{d}(k) + \\ \omega_{e}(k)\hat{\psi}_{f} \end{cases}$$
(9)

式中, $\hat{u}_{d}(k)$ 、 $\hat{u}_{q}(k)$ 、 $\hat{T}_{e}(k)$ 是通过参数辨识计算得 到的值, \hat{L} 、 $\hat{\psi}_{t}$ 、 \hat{R} 为通过算法迭代得到的参数, T_{s} 为 控制时间, p为磁极对数, 其余均为测量得到的参数。

将辨识出的参数 $\hat{L}_{x}\hat{R}_{y}$ 代人式(9)中,计算得 到 k 时刻的动态输出参数的估计值为 $\hat{u}_{d}_{x}\hat{u}_{q}_{x}\hat{T}_{e}$, 同时测量得到 k 时刻的电机输出参数为 $u_{d}_{x}u_{q}_{x}\hat{T}_{e}$, 把二者对应参数之间差的平方的和作为判断算法结 果准确度的标准。故定义算法的适应度函数为

$$h(x) = \sum_{a_1} (\hat{u}_d(k) - u_d(k))^2 + a_2(\hat{u}_q(k) - u_q(k))^2 + a_3(\hat{T}_e(k) - T_e(k))^2$$
(10)

式中, $a_1 \ a_2 \ a_3 \ \beta$ 別为权重系数, $x = [x_1, x_2, x_3]^T$, $x_1 = u_d(k) \ x_1 = u_q(k) \ x_3 = T_e(k)$, 其中 $u_d(k) \ u_q(k) \ T_e(k)$ 是 k 时刻的测量值, $\hat{u}_d(k) \ \hat{u}_q(k)$ 、

 $T_e(k)$ 是通过参数辨识计算得到的值。



图1 参数辨识框图

3.2 参数辨识步骤

模拟退火粒子群优化算法对永磁同步电机参数 辨识的步骤如下:

(1)初始化算法参数,获取输出转矩 T_e ,输出 转速 ω_e ,直轴、交轴电压 u_d 、 u_q 及电流 i_d 、 i_q ,这 五个量为可测量值,保证了电机参数辨识的准确性;

(2)为保证结果尽可能精确,种群数量需要足 够大;因此随机产生100个粒子的种群 $P = (\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_m, \dots, \theta_N)$, N = 100, $\theta_m = (L, R, \psi_f)^T$ 为待辨识参 数向量, θ_m 维数等于3,最大迭代次数 G 设置为100 次,并确定式(10)适应度函数中的权重系数 a_1 、 a_2 、 a_3 ,本文中取 a_3 ;

(3)设定待辨识参数 $L \ R \ \psi_{f}$ 的取值范围,随 机初始化粒子的位置和速度,随机初始化式(6)中 的学习因子 $c_{1} \ c_{2}$ 和惯性权重 $\omega, c_{1} \ c_{2}$ 取值范围为 [1,2], ω 的取值范围为[0,1];

(4)根据式(10)求解得到种群中每个粒子的适 应度 $h(x_i)$,记录每个粒子的当前位置 P_{id} ,全局最 优位置 P_{pd} ,并记录该粒子所对应的适应度 $h(P_{id})$ 和 $h(P_{pd})$ 的值;

(5)根据全局最优适应度计算得到模拟退火算 法初始温度 $T = h(P_{pd})$;

(6) 计算每次迭代时当前温度 T 条件下每个粒 子的位置矢量退火算法适应度 $h_{SA}(P_{id})$,根据步骤 (4) 计算得到的 $h(P_{id})$ 作为式(8) 中的能量状态 E_i , 进而求得粒子接受新状态的概率 P_i 及所有粒子接受 新状态的概率之和 $\sum_{i=1}^{N} P_i$,将此二者的比值定义为 $h_{SA}(P_{id})$,即 $h_{SA}(P_{id})$ 计算公式为

$$h_{\rm SA}(P_{id}) = \frac{e^{-\frac{h(P_{id}) - h(P_{pd})}{T}}}{\sum_{i=1}^{N} e^{-\frac{h(P_{id}) - h(P_{pd})}{T}}}$$
(11)

(7) 从个体最优位置 P_{id} 中选择一个代替全局最 优 P_{pd} ,记为 P_{rd} ;选择 P_{rd} 的方法为:根据式(11) 计算得到的退火算法适应度 $h_{SA}(P_{id})$,采用概率的 方法从种群中选择 j 个适应度表现良好的个体,利 用 $h_{SA}(P_{id})$ 计算 j 个粒子的累积被选择的概率:

$$\operatorname{comh}(j) = \sum_{i=1}^{J} h_{\mathrm{SA}}(P_{id})$$
 (12)

根据式(12)得到的累积概率 comh(*j*),选用其 中满足条件: comh(*r* - 1) < pBet < comh(*r*)的第*r* 个粒子的最优位置 P_{rd} 代替全局最优位置 P_{pd} ,其中 pBet 为[0, 1]之间产生的随机数;

(8)使用步骤 7)得到的 *P*_{ri} 替换式 (6)中的 gbest_i,并更新各粒子的速度和位置,根据式(10)

计算每个粒子的最新适应度,判断是否用最新适应 度的解代替种群最优位置;

(9)退火。每次退火温度更新为*T*(*k*),*T*(*k*) = σ*T*(*k*-1),式中σ为惯性退火常数,初次迭代时在
 [0,1]范围内随机产生;

(10)确定是否达到最大迭代次数或者该次迭代 最新适应度是否满足 $h(P_{rd}) < 10^{-6}$ 。如果不满足以 上条件,则返回到第(4)步,继续迭代;如果满足 以上条件,则退出迭代过程。

4 仿真与分析

为了验证本文所提模拟退火粒子群算法的准确 性,本文将在永磁同步电机矢量控制模型的基础下, 使用上述算法在 Matlab/Simulink 中进行仿真实验, 所建立的参数辨识模型如图 2 所示,采样周期设置 为0.5s,对图 2 所示模型参数设置如表 1 所示。



图 2 SAPSO 算法参数辨识模型

图 2 中 ω_{ref} 为电机输入额定转速, V_{de} 为电机输入额定电压。

图 3 为 SAPSO 算法、PSO 算法、SA 算法最优适应度变化曲线。





为了保证参数辨识结果的准确性,避免一次实验结果的偶然性,本文对于各参数初始值分别取两个不同的数值,电阻 R 的初始值分别取 0.83 Ω 和 0.41 Ω ,电感 L 的初始值分别取 0.003 H 和 0.00025 H,磁链 ψ_{f} 的初始值分别取 0.031 Wb 和 0.002 Wb,

分别得到相应的参数辨识结果曲线。

表 1 PMSM 参数设置

参数	参数值
$V_{ m dc}/{ m V}$	220
$\omega_{\rm ref}/(m r/min)$	500
p	4
R/Ω	0.6
L/H	0.001
$\psi_{ m f}/{ m Wb}$	0.015

根据图4、图6、图8所示辨识曲线得到如表2 所示的参数辨识结果。

根据图 5、图 7、图 9 所示辨识曲线得到如表 3 所示的参数辨识结果。

根据表 2 和表 3 的参数辨识结果可知,相比于 传统粒子群优化算法和模拟退火算法,本文所提的 自适应模拟退火粒子群算法参数辨识精度更高,误 差更小。根据图 3 最优适应度变化可知,模拟退火 粒子群算法相比于传统粒子群算法和模拟退火算法, 迭代速度更快。根据图 4 - 图 9 三种算法在两种不同 的初始条件下的迭代结果可知,模拟退火粒子群算 法辨识精度更高。同时也可看出,当辨识初始值更 接近实际参数时,迭代速度更高。由于模拟退火算 法和传统粒子群算法容易陷入局部最优,因此辨识 误差更大。而模拟退火粒子群优化算法则克服了这 一缺点,当参数有可能趋于局部最优时,扩大种群 数量,对参数辨识结果进行校正,减小了辨识误差。



图 4 电阻辨识初值为 0.83 Ω 参数辨识曲线对比



图 5 电阻辨识初值为 0.41 Ω 参数辨识曲线对比



图 6 电感辨识初值为 0.003 H 参数辨识曲线对比



图 7 电感辨识初值为 0.00025 H 参数辨识曲线对比



图 8 磁链参数辨识初值 0.031 Wb 辨识曲线对比



图 9 磁链参数辨识初值 0.002 Wb 辨识曲线对比 表 2 根据图 4、图 6、图 8 所示参数辨识结果对比

算法	真实值	标准 PSO 算法	SAPSO 算法	SA 算法
R/Ω	0.6	0. 60102	0.60044	0.60094
参数误差	0%	0.17%	0.07%	0.16%
<i>L</i> /H	0.001	0.0010015	0.0010011	0.0010024
参数误差	0%	0.15%	0.11%	0.24%
$\psi_{ m f}/{ m Wb}$	0.015	0. 015023	0. 014985	0.01503
参数误差	0%	0.15%	0.1%	0.2%

表 3 根据图 5、图 7、图 9 所示参数辨识结果对比

算法	真实值	标准 PSO 算法	SAPSO 算法	SA 算法
R/Ω	0.6	0. 59881	0. 59935	0.60084
参数误差	0%	0.2%	0.11%	0.14%
<i>L</i> /H	0.001	0.0010015	0.0010014	0.0010045
参数误差	0%	0.15%	0.14%	0.45%
$\psi_{ m f}/{ m Wb}$	0.015	0. 0150184	0.0148732	0.015036
参数误差	0%	0.12%	0.11%	0.24%

5 结 论

本文提出一种基于模拟退火粒子群优化算法, 使用该方法对永磁同步电机参数辨识方法。相比于 传统 PSO 算法和 SA 算法, SAPSO 算法在辨识多个 参数情况下精度更高,迭代速度更快,参数辨识误 差更小。本文所设计的 Matlab/Simulink 参数辨识模 型也证明了本文提出的 SAPSO 算法的可行性,为后 续进一步研究提供了实验依据。

参考文献

- 齐亮,李劲,唐丽婵,等. 永磁同步电机应用与发展[J]. 装 备机械,2007(3):15-17.
- [2] 何万青. 永磁同步电机在新能源车上的应用[J]. 时代汽车, 2023(1): 106-108.
- [3] Ning B, Cheng S M, Yan B K, et al. Examination and Implementation for Direct Torque Controlled Permanent Magnet Synchronous Motor with Space Vector Modulation [J]. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, 2019, 233(2): 153-163.
- [4] Levi E, Wang Mingyu. Online Identification of the Mutual Inductance for Vector Controlled Induction Motor Drives [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2003, 18(2): 299-305.
- [5] 张瑞峰, 詹哲军, 李岩, 等. 永磁同步电机离线参数辨识方法 研究[J]. 机车电传动, 2016(3): 18-23.
- [6] 刘细平,胡卫平,张云,等. PMSM 多参数辨识方法的研究[J].
 电力电子技术, 2020, 54(8): 8-10.
- [7] 郝振翔. 电机参数辨识技术研究[J]. 计算机测量与控制, 2022, 30(2): 192-200.
- [8] 边琦,马建,张梦寒,等.改进细菌觅食算法的永磁同步电机
 参数辨识[J].电机与控制学报,2024,28(2):174-181.
- [9] 李洪凤,徐浩博,徐越.扩展卡尔曼滤波参数辨识下永磁同步电机 模型预测转矩控制[J].电机与控制学报,2023,27(9):19-30.
- [10] 李敏花,柏猛.基于差分进化算法的二阶时滞系统参数辨识 [J].自动化仪表,2023,44(12):16-20,25.
- [11] 张帅, 白帆, 张凯. 基于 informer 的永磁同步电机参数辨识[J]. 装备制造技术, 2023(7): 77-79.
- [12] 岳颀. 基于改进遗传算法的内埋式永磁同步电机参数辨识[J]. 微电机, 2015, 48(8): 79-82.
- [13] 宋建国, 桓建文, 袁宇瑞. 新型分步式永磁同步电机参数辨识[J]. 电机与控制应用, 2022, 49(10): 34-39.
- [14] 崔长彩,李兵,张认成. 粒子群优化算法[J]. 华侨大学学报 (自然科学版), 2006, 27(4): 343-347.
- [15] 陈华根,吴健生,王家林,等.模拟退火算法机理研究[J].同 济大学学报(自然科学版),2004,32(6):802-805.

双气隙磁场调制式永磁电机气隙磁场仿真 分析与优化设计

贾海媛,王 刚

(内蒙古工业大学电力学院,呼和浩特 010080)

摘 要: 磁场调制式永磁电机通过磁场调制效应实现恒定转矩的输出,具有转矩密度高的优点,本文介绍了该类型 电机的工作原理及磁场调制过程,对磁场调制式永磁电机在不同弧长的调制单元的调制效应进行了仿真分析,研究 了不同弧长系数时电机的空载反电势及最大转矩。得到了调制单元弧长系数一般可取为0.4~0.7的结论,并对弧长 系数为0.2、0.55和0.8的空载反电势及最大转矩进行了对比分析,对比结果表明,当弧长系数为0.55时,其空载 反电势较弧长系数为0.2和0.8时分别增大了9.4%和3.2%,其低速转子最大转矩较弧长系数为0.2和0.8时分别 增大了10.7%和54.5%。该研究对磁场调制式永磁电机的设计具有一定指导意义。

关键词:永磁电机;磁场调制;气隙磁场;弧长系数;有限元分析

中图分类号: TM351; TM341 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2024)11-0024-05

Theoretical Analysis and Optimal Design of Air-gap Field for Double Air-gap Field Modulation Permanent Magnet Motor

JIA Haiyuan, WANG Gang

(School of Electrical Power, Inner Mongolia University of Technology, Hohhot 010080, China)

Abstract: The magnetic field modulation permanent magnet motor achieves constant torque output through the magnetic field modulation effect, which has the advantage of high torque density. In this paper, the working principle and the process of magnetic field modulation for this motor are introduced, the modulation effect of magnetic field modulation permanent magnet motor in different modulating units was simulated and analyzed, the back EMF and maximum torque of the motor with different are length coefficients were studied. It is concluded that the acre length coefficient of the modulation unit is generally to be 0. 44 ~ 0. 7, and the back EMF and maximum torque with acre length coefficient of 0. 2 \times 0. 55 and 0. 88 are compared and analyzed, the comparison results show that when the acre length coefficient is 0. 55, the back EMF increases by 9. 4% and 3. 2% and the maximum torque of the low speed rotor increases by 10. 7% and 54. 5% respectively, compared with that when the acre length coefficient is 0. 2 and 0. 8. The research has guiding significance for the design of magnetic field modulation permanent magnet motor.

Key words: permanent magnet motor; magnetic field modulation; air-gap magnetic field; acre length coefficient; finite element analysis

0 引 言

磁场调制式永磁电机是基于磁场调制效应发展形成的一种新型电机。磁场调制效应自 2001 年由英国的 K. Atallah 和 D. Howe 教授^[1]提出来就引起了广大学者的关注,随着新能源发电、新能源汽车、新一

代推进系统等新兴行业的发展,对电机转矩密度性能 要求越来越高,通过单纯提高电机电、磁负荷已经无 法满足转矩密度的要求,而磁场调制式永磁电机能够 很好地解决这一瓶颈问题,所以磁场调制式永磁电机 在转矩密度要求较高的应用场景,如船舶推进、风力 发电、电动汽车、航空航天等领域具有极广的应用前

收稿日期: 2024-06-30

基金项目:内蒙古自治区直属高校基本科研业务费项目(JY20220194)

作者简介:贾海媛(1985),高级工程师,主要研究方向为特种电机设计。

景,也是近年来国内外电机领域的研究热点。

磁场调制式永磁电机根据磁齿根据永磁齿轮与永 磁电机的复合形式,可以做成三层气隙,双层气隙和 单层气隙电机,不同形式的电机在不同场合均得到了 一定的应用。华中科技大学曲荣海团队从物理结构上 将磁场调制永磁电机与磁通反向、开关磁阻和横向磁 通电机联系了起来,并针对磁场调制电机的转矩密 度、功率因数、过载能力等多项关键电磁性能提出了 诸如双定子切向励磁游标永磁电机、永磁体均布形磁 通反向电机、多磁导谐波游标永磁电机等拓扑结 构^[2-4]。除旋转电机外,磁场调制效应也被用于直线 电机、弧线电机等电机中^[56],随着不同结构磁场调 制式永磁电机的提出,其设计方法、理论分析方法也 在不断完善,东南大学程明教授提出了电机气隙磁场 调制统一理论^[7],将磁场调制现象普遍化和统一化, 为磁场调制型永磁电机的分析提供了理论支持。

本文针对双气隙磁场调制式永磁电机,首先仿 真分析了其磁场调制过程,并对不同弧长的调制单 元调制效应进行了分析,最终确定了调制单元弧长 选取范围,并选取范围内和范围外取值,对其空载 反电势及低速转子最大转矩进行了对比分析,为双 气隙磁场调制式永磁电机的设计提供参考。

1 磁场调制式永磁电机工作原理

双气隙磁场调制式永磁电机主要由高速转子、 低速转子和定子组成,其结构图如图1所示。由图1 可以看出,高速转子由少极的永磁体组成,低速转 子由间隔的导磁的调制块组成,而定子由定子铁心、 绕组和多极的永磁体组成。



图 1 双气隙磁场调制式永磁电机结构图

从整体结构来看,双气隙磁场调制式永磁电机 就是将磁齿轮置于内转子电机内,并利用永磁电机 的定子铁心替代磁齿轮的外层磁轭,从而实现磁齿 轮与永磁电机在电磁和机械方面的复合。

双气隙磁场调制式永磁电机利用调制块进行磁场调制,实现高速转子和低速转子之间的转矩传递, 由文献[8]可知,由高速转子或低速转子永磁体产 生的气隙磁场的空间谐波次数和旋转速度分别如式 (1)和式(2)所示。

$$p_{\mathrm{m,k}} = |mp + kn_{\mathrm{s}}| \tag{1}$$

$$\Omega_{\rm m,k} = \frac{mp}{mp + kn_{\rm s}} \Omega_{\rm r}$$
(2)

 $(m=1, 3, 5, ..., ∞, k=0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, ...)$ 式中, p 为永磁转子的极对数, n_s 为永磁转子的极对 数, Ω_r 为永磁转子的同步转速。为了在不同转速下 传递转矩,外层永磁体的极对数必须等于 $p_{m,k}$, 当 m = 1, k = -1时可以获得最大的空间谐波。

当调制块静止时,外转子的转速为

$$\Omega = \frac{p}{|p - n_s|} \Omega_r \tag{3}$$

此时的速比为

$$G_{\rm r} = \frac{|p - n_{\rm s}|}{p} \tag{4}$$

当外层永磁体静止时,调制块的转速为

$$\Omega = \frac{p}{n_{\rm c}} \Omega_{\rm r} \tag{5}$$

此时的速比为

$$G_{\rm r} = \frac{n_{\rm s}}{p} \tag{6}$$

对于原型样机方案,其主要参数如表1所示。 由表1可知,该电机的速比为11.5,此时电机的高 速转子的转速是低速转子转速的11.5倍,低速转子 以11.5的倍数放大高速转子的转矩,实现低速大转 矩输出。

表1 电机参数

参数	参数值
功率/ kW	2
相数	3
定子外径/mm	224
定子永磁体牌号	42UH
定子永磁体极对数	21
定子永磁体厚度/mm	5
定子永磁体充磁方向	径向
内转子内径/mm	40
内转子永磁体牌号	42UH
内转子极对数	2
内转子永磁体厚度/mm	10
内转子永磁体充磁方向	径向
内转子额定转速/(r/min)	2300
外转子外径/mm	142
外转子极对数	23
外转子额定转速/(r/min)	200
内气隙长度/mm	2
外气隙长度/mm	1
铁心长度/mm	65
速比	11.5

2 磁场调制式永磁电机气隙磁场理论 与仿真分析

由上分析可知,内外转子的极对数不同,但通 过调制块磁场调制的作用可以输出恒定转矩,对于 双气隙磁场调制式永磁电机,可以分为5个调制过 程,即"定子永磁体+定子开槽"、"定子永磁体+ 定子开槽+调制单元"、"转子永磁体+调制单元"、 "电枢绕组+定子开槽"和"电枢绕组+定子开槽+ 调制单元"五个调制过程。由于定子槽开口较小,几 乎不会对气隙磁动势的分布造成影响,因此可以不 考虑它们的磁场调制作用^[7]。本文主要对"定子永 磁体+调制单元"和"转子永磁体+调制单元"进行 分析。

根据等效磁路法,永磁体与调制单元的作用可 以看成恒定磁动势与气隙磁导的作用,从而得到电 机的气隙磁场,在进行气隙磁场分析时,需作如下 处理:

(1)忽略材料饱和效应,永磁体相对恢复磁导 率为1;

(2)以逆时针方向为旋转正方向;

(3)假设初始时刻,磁动势与磁导的波峰位置 均在定子坐标系的原点位置。

将电机沿圆周方向展开,得到永磁体磁动势圆 周分布如图2所示,其傅里叶级数形式为





 $F(\theta,t) = \sum_{i=1,3,5\cdots} F_i \cos(ip\theta - i\omega t) =$ $\sum_{i=1,3,5\cdots} \frac{4}{\pi} \frac{B_r}{\mu_0 \mu_r} h_m \sin(i\alpha \frac{\pi}{2}) \cos(ip\theta - i\omega t) \quad (7)$

式中, α 为永磁体极弧系数, h_m 为永磁体厚度, B_r 为 永磁体剩磁, μ_0 为真空磁导率, μ_r 为永磁体相对磁导 率, ω 为永磁体磁动势电角速度。

磁场调制单元由导磁部件与非导磁部件间隔组 成,其对气隙磁密的影响可以用磁导函数来表示, 其沿圆周方向的分布如图3所示,进行傅里叶分解 得到其傅里叶级数形式为





$$\begin{split} \Lambda(\theta,t) &= \Lambda_0 + \sum_{k=1,3,5\cdots} \Lambda_k \cos(k p_f \theta - k \omega_f t) \quad (8) \\ \text{d} t + \Lambda_0 \, \text{here} \, \delta t = 0 \, \text{for } \mu_f \, \text{here} \, \delta t \end{split}$$

 ω_f 为调制单元电角速度。

根据磁路原理, 电机气隙磁密可表示为

$$B(\theta, t) = \sum_{i=1,3,5\cdots} F_i \cos(ip\theta - i\omega t) \times \left[\Lambda_0 + \sum_{k=1,3,5\cdots} \Lambda_k \cos(kp_j\theta - k\omega_j t)\right]$$
(9)

2.1 定子永磁体产生的气隙磁场

定子永磁体单独作用时产生的气隙磁场分别如 图 4、图 5 所示。



1000 2000 3000 4000 5000 6000 7000

电角度/(°) (a)波形

-0.04

-0.06

0



图 5 定子永磁体作用时内层气隙磁密

由图 4 及图 5 可知,当没有调制单元时,电机 外层气隙磁密主要为 21 次及其奇数倍,内层气隙主 要为 21 次磁密,与定子永磁体极对数相关。当引入 调制单元后,定子永磁体经过调制单元在电机内层 气隙中不仅有 21 次磁密,还调制出以 2 次谐波为主 的其他次谐波磁密,而且外层气隙磁密受调制单元 的影响其 21 次及其奇数倍磁密值增加,同时还增加 了其他次谐波磁密。

2.2 高速转子永磁体产生的气隙磁场

高速转子永磁体单独作用时产生的气隙磁场分 别如图6、图7所示。



图 6 高速转子永磁体作用时外层气隙磁密

由图 6 及图 7 可知,当高速转子永磁体单独 作用时,在没有调制单元时,电机内外层气隙磁 密主要为 2 次及其奇数倍,与高速转子永磁体极 对数相关。而当引入调制单元时,高速转子永磁 体经过调制单元在电机外层气隙中不仅有 2 次及 奇数倍磁密,还调制出以 21 次谐波为主的其他次 谐波磁密,同样内层气隙磁密受调制单元的影响 其2次及其奇数倍磁密值增加,同时也增加了其 他次谐波磁密。



图 7 高速转子永磁体作用时内层气隙磁密

由分析结果可知,调制单元的磁导调制效应不 仅改变了气隙磁场的谐波次数,同时也会改变了各 次气隙磁密值的大小。所以在实际电机设计中,可 以通过改变调制单元参数来获取或抑制某次谐波磁 场的影响,从而优化电机性能。

3 调制单元结构对气隙磁场影响分析

为了进一步分析调制单元结构对调制作用的影响,针对不同弧长的调制单元进行了仿真分析,仿 真结果分别如图8、图9所示。

由图 8 可知,随着弧长系数的增加,定子永磁体在内层气隙调制出现的 2 次谐波磁密先增加后减小,其他次谐波磁密变化不大,外层气隙中 21 次磁密 f 随之增加,44 次谐波磁密先增大后减小,其他次谐波磁密变化不大。





图 9 高速转子永磁体作用时气隙磁密随弧长的变化

由图9可知,随着弧长系数的增加,高速转子 永磁体在外层气隙调制出现的21次谐波磁密先增大 后减小,2次磁密先增大后减小,其他次谐波磁密 变化不大,内层气隙中2次磁密随着增加,其他次 谐波磁密变化不大。

综上分析,综合考虑调制单元的调制效应,弧 长系数一般可取为0.4~0.7。

根据所得结论分别取弧长系数为 0.2、0.55 和 0.8,对电机空载反电势和最大转矩进行对比,对比 结果分别如图 10、图 11 所示。

由图 10 可知,调制单元弧长系数不同时会影响 电机空载反电势,弧长系数分别为 0.2、0.55 和 0.8 时所对应的空载反电势幅值分别为 277.3 V、303.4 V 和 294.1 V,正弦畸变率分别为 8.4%、7% 和 5.1%。计算可知当弧长系数为 0.55 时,较弧长系 数分别为 0.2 和 0.8 时空载反电势增大了 9.4% 和 3.2%。



由图 11 可知,调制单元弧长系数不同时会影响 电机最大转矩,弧长系数分别为 0.2、0.55 和 0.8 时所对应的低速转子最大转矩分别为 170.6 Nm、 188.9 Nm 和 122.3 Nm。计算可知当弧长系数为 0.55 时,较弧长系数分别为 0.2 和 0.8 时最大转矩

4 结 论

增大了 10.7% 和 54.5%。

磁场调制式永磁电机调制单元对电机气隙磁场 的磁导调制效应不仅改变了气隙磁场的谐波次数, 同时也会改变了各次气隙磁场的大小,从而影响电 机性能。通过仿真分析确定了调制单元弧长系数的 取值范围,并选取了不同弧长的调制单元,针对其 空载反电势及低速转子最大转矩进行了对比分析, 得到以下结论:

(1) 通过仿真不同弧长调制单元的调制效应,

(下转第39页)

基于加减运算的磁电式传感器信号调理电路设计

周应旺,应浩,曲鹏,张 磊 (南京模拟技术研究所,南京 210016)

摘 要: 磁电式传感器多用于发动机转速测量,其输出信号幅值、频率与转速成正比例关系,本文介绍了一种基于 加减运算的磁电式传感器信号调理电路,分析了传感器工作原理与信号特性,设计了适合单片机信号采集的滤波、 限幅、加减运算和电压比较电路等,给出了电路参数,进行了验证试验。试验结果表明: 该电路巧妙的应用加减法 电路,实现了磁电式传感器高幅值、宽频率的信号采集,信号完整性好,转换采集精度高,抗干扰能力强。 关键词: 磁电式传感器;限幅电路;加减运算电路;电压比较电路;抗干扰 中图分类号: TP212; V241.7 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2024)11-0029-05

Design of Signal Conversion Circuit for Magnetoelectric Sensor Based on Addition and Subtraction Operation

ZHOU Yingwang, YING Hao, QU Peng, ZHANG Lei (Nanjing Research Institute on Simulation Technique, Nanjing 210006, China)

Abstract: Magnetoelectric sensor is applied to the engine speed measurement, the output signal amplitued, frequency and speed proportional relations, this paper introduced a new type of magnetoelectric sensor signal conditioning circuit, analysed the working principle of the sensor and the signal characteristics, designed for single chip microcomputer signal acquisition of filter, add and subtract operation circuit and voltage comparator circuit, circuit parameters was given, and the validation test. Experimental results show that the circuit is the clever use of amplification bias circuit, ealizes the magnetoelectric sensor wide amplitude, wide frequency signal acquisition, signal integrity, convert acquisition of high precision, strong anti-jamming capability. **Key words**: magnetoelectric sensor; limit amplitude circuit; add and subtract operation circuit; voltage comparator circuit; anti-jamming

0 引 言

测量转速的方法有很多,如磁电式、光电式、 霍尔元件式、接近开关式等,其中磁电式传感器将 机械能转换为电能,不需要提供电源,结构简单, 性能稳定,输出信号强,因此被广泛应用于工程实 践中^[1]。中小型航空发动机转速测量多采用磁电式 传感器,该传感器输出信号波形为双极性正弦波, 其幅值、频率与转速成正比例关系,并掺杂机械振 动带来的干扰,而中小型航空发动机转速较高,可 到十几万转,导致传感器输出信号幅值较高,如果 信号直接输入采集系统会造成测量误差大,甚至损 坏采集系统,因此需要通过信号调理电路将信号转 换为适合单片机采集的标准电压信号。文献[3]~ [6]中信号转换电路一是运算放大器采用正负电源 激励,输入信号电压范围有限,并且增加了工程应 用成本;二是采用单门限比较器抗干扰能力差、无 反馈电路响应速度慢;三是输入输出信号未进行隔 离,易干扰、损坏采集系统。基于上述缺陷,本文 设计了一种只采用单电源供电的基于加减运算的磁 电式传感器信号调理电路,解决了上述问题并在工 程实践中得到了验证,提高了采集系统准确性、安 全性与可靠性。

1 磁电式传感器的工作原理

磁电式传感器是以电磁感应原理为基础, 通过

收稿日期: 2024-03-11

作者简介:周应旺(1985),男,高级工程师,研究方向为无人机航电系统。 应 浩(1982),男,高级工程师,研究方向为伺服控制系统开发与研究。 曲 鵰(1982),男,高级工程师,研究方向为发动机控制。 张 磊(1993),男,工程师,研究方向为无人机电气设计。 电磁相互作用产生感应电动势。磁电式传感器主要 由铁心、磁钢、音轮和感应线圈等部件组成,音轮 安装在被测对象的转子上,当转子转动时,音轮随 转子转动并切割磁力线,由于转子转动过程中磁路 磁阻不断变化,使传感器线圈内产生感应电动势, 其幅值、频率与转速成正比例关系。转速与频率的 关系如下:

$$n = \frac{60f}{z} \tag{1}$$

式中, n 为转速, f 为频率, z 为音轮的齿数。

磁电式传感器具有很强的抗干扰能力,能够在 烟雾、油气、水汽等恶劣环境中使用,具有输出信 号强、测量范围广、维修成本低、工作过程不需要 供电、不需要润滑等优点,可用于测量曲轴、齿轮、 轮辐等转动物体转速。

2 磁电式传感器信号调理电路设计

磁电式传感器输出信号波形为双极性正弦波, 其幅值、频率与转速成正比例关系,并掺杂机械振 动带来的干扰,由此可知传感器输出的信号不是理 想的标准方波信号,不适合数字电路处理,需要调 理为适合于数字电路处理的标准方波信号。本文设 计的调理电路主要由低通滤波电路、限幅电路、加 减运算电路、电压比较电路和信号隔离电路组成, 如图1所示。



图 1 磁电式传感器信号调理电路

2.1 低通滤波电路

电阻 R_1 和电容 C_1 组成低通滤波电路,通过调整 R_1 和 C_1 参数可设置低通滤波电路的截止频率,使高频噪声快速衰减,滤除干扰信号,提高电路测量的 准确性。滤波截止频率 f_0 为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi * R_1 * C_1}$$
(2)

另外电阻器 R₁还具有保护作用,限制输入回路 电流大小,保护电路不过流损坏。

2.2 限幅电路

信号滤波处理后输入至限幅电路,限幅电路由 D1 和 D2 两只相同型号的二极管反向并联连接构成, 当输入信号幅值高于二极管的正向导通电压时信号 幅值将被钳位,防止输入信号幅值超过器件耐压值 而损坏器件,钳位电压 U₁为

$$U_1 = U_{\rm F} \tag{3}$$

式中, U_F为二极管导通压降。

2.3 加减运算电路

加减运算电路作用是将输入信号进行加减运算, 使双极性信号转换为正极性信号。加减运算电路由 运算放大器 N1 和电阻器 R₂ ~ R₇组成, R₆与 R₇采用 高精度电阻器,将 U_{cc1} 分压后得到参考电压 U_{ref},即:

$$U_{\rm ref} = \frac{R_7}{R_6 + R_7} \times U_{CC1}$$
(4)

根据虚短虚断原理,加减运算电路输出电压 U₂为

$$U_2 = \left(\frac{R_2 + R_3}{R_2} \times \frac{R_4}{R_4 + R_5}\right) \times U_{\text{ref}} - \frac{R_3}{R_2} \times U_1$$
(5)

由式(5)可知当电阻器 $R_2 = R_4$, $R_3 = R_5$ 时, 可得:

$$U_2 = U_{\rm ref} - \frac{R_3}{R_2} \times U_1$$
 (6)

由式(6)可知 U_2 的基准电压由 0V 提升到了 U_{ref} ,加减运算电路输出电压 U_2 等于将输入电压 U_1 放大 R_3/R_2 倍后与基准电压 U_{ref} 做加减运算,当 U_1 <0 时做加法运算,得到 $U_2 > U_{ref}$;当 $U_1 > 0$ 时做 减法运算,得到 $U_2 < U_{ref}$;选择适当的基准电压与 放大倍数,可使电压 U_2 全范围内大于 0。由上述可 知此加减运算电路实现了将具有双极性的输入信号 转换为只有正极性的信号输出,并且运算放大器 N1 只需要正激励 U_{cc2} ,不需要负激励, U_{cc1} 与 U_{cc2} 电平基准相同。运算放大器 N1 的通道 A 用于 加减运算,通道 B 用于基准电压跟随,减少了电 源模块和运算放大器的数量,节约了成本、缩小了 采集系统体积。

2.4 电压比较电路

电压比较电路的作用是将不规则信号调理成标 准的方波信号。本文采用迟滞比较电路,迟滞比较 电路具有回环传输特性,其阀值电压随输出电压的 变化而改变,相对于单限电压比较器具有一定的阀 值宽度;引入反馈电路,可提高抗干扰能力和响应 速度。本文采用的是反相输入迟滞比较器,当输入 信号电压高于上阀值电压时输出低电平,当输入信 号电压低于下阀值电压时输出高电平。迟滞比较电 路由比较器 N2 和电阻器 R₈ ~ R₁₂组成,其中 R₈ 、 R₉ 和 R₁₀提供变化的阀值参考电压 U₃, R₁₀、R₁₁和 N2 组成正反馈反相输入比较电路,当输入信号电压高 于上阀值电压时 U₄为低电平,当输入信号电压低于 下阀值电压时 U₄为高电平, R₁₂起输出上拉作用,使 U₄高电平 U₄₄ 等于 U_{cc1}, U₄低电平 U₄₄ 等于 0。

阀值参考电压 U₃如下:

$$U_{3} = \frac{R_{9} \times R_{10}}{R_{9} \times R_{10} + R_{8} \times (R_{9} + R_{10})} \times \left(\frac{R_{8}}{R_{10}} \times U_{2} + \frac{R_{8}}{R_{9}} \times U_{CC1}\right)$$
(7)

迟滞比较器的上阀值电压 U_{T+} 如下:

$$U_{\rm T+} = \frac{R_{11}}{R_{10} + R_{11}} \times U_{\rm 3H} + \frac{R_{10}}{R_{10} + R_{11}} \times U_{\rm 4H} \quad (8)$$

迟滞比较器的下门限电压 U_{r-} 如下:

$$U_{\rm T-} = \frac{R_{11}}{R_{10} + R_{11}} \times U_{\rm 3L} + \frac{R_{10}}{R_{10} + R_{11}} \times U_{\rm 4L} \quad (9)$$

由式(8)、式(9)知迟滞比较器的门限宽度 ΔU 为

$$\Delta U = U_{T_{+}} - U_{T_{-}} = \frac{R_{11}}{R_{10} + R_{11}} \times (U_{3H} - U_{3L}) + \frac{R_{10}}{R_{10} + R_{11}} \times (U_{4H} - U_{4L})$$
(10)

式中, U_{3H} 与 U_{3L} 为阀值参考电压 U_3 的高电平和低电 平, U_{4H} 和 U_{4L} 分别为迟滞比较器输出信号 U_4 的高电 平和低电平。调整电阻器参数,可设置上下阀值电 压和阀值宽度,阀值宽度越大,抗干扰能力越强。

2.5 信号隔离电路

信号隔离电路将比较器输出信号进行隔离后输入至单片机进行捕获,防止输入信号对采集系统的干扰。隔离电路由高速光耦 N3、电阻器 R₁₃和 R₁₄组成。R₁₃为限流电阻,控制光耦正向输入电流大小; R₁₄为输出上拉作用,使输出信号 U_{out}的高电平等于 *U*_{DD},低电平等于0;当光耦前端输入高电平时光耦 不导通,输出高电平,反之输出低电平,得到标准 方波信号。MCU的IC捕获模块捕捉方波上升沿或 下降沿得到磁电式传感器输出信号的频率,根据式 (1)可得转速。采用高速光耦进行信号隔离,将信 号转换为适合MCU采集的标准方波信号,避免系统 测量误差大和损坏采集系统。

3 实验验证

为了验证所提出的磁电式传感器信号调理电路 设计的有效性,使用一种某型无人直升机综合处理 与控制计算机作为测试平台进行测试,该计算机设 备用于采集发动机关键数据、旋翼系统参数和任务 执行数据,能够及时的将发动机状态、旋翼系统健 康状态、任务执行情况报告给飞行控制系统与地面 操作手,在突发情况下能够做出快速、准确反应, 保障飞行安全;该计算机设备同时进行环控系统、 旋翼刹车系统及照明系统控制。

综合处理与控制计算机中的磁电式传感器信号 调理电路参数如下:采用信号发生器 AFG3021C 模 拟磁电式传感器输出信号;电阻器 R₁尺寸为 1210、 阻值为 4.7 k Ω ± 5%、功率为 0.5 W, 电容器 C_1 尺 寸为0603、容值为1000 pF±5%; 电容 C2~C10 起滤 波作用, C_2 、 C_5 、 C_8 为 102 pF ± 5%, C_3 、 C_6 、 C_9 为 103 pF ± 5% , C_4 、 C_7 、 C_{10} 为 104 pF ± 5% ; 二极管 D_1 、 D_2 选用 SMA 封装的 RS1A, 当正向输入电流 I_F ≤10mA 时正向电压 $U_{\rm F}$ 为0.6 V,最大反向工作峰值 电压 U_{RWM} 为 50 V; 电阻器 $R_2 \ R_4 \ R_6 \ R_7 \ \pi R_{14}$ 尺 寸为0603、阻值为10 kΩ±1%、功率为0.063 W, 电阻器 R₃、R₅、R₈尺寸为 0603、阻值为 30 kΩ ± 1%、功率为0.063 W, 电阻器 R。尺寸为0603、阻值 为 20 k Ω ± 1%、功率为 0.063 W, 电阻器 R_{10} 尺寸为 0603、阻值为 33 kΩ ± 1%、功率为 0.063 W, 电阻 器 R₁₁尺寸为 0603、阻值为 100 kΩ ± 1%、功率为 0.063 W, 电阻器 R₁₂尺寸为 0603、阻值为 15 kΩ ± 1%、功率为0.063 W, 电阻器 R₁₃尺寸为0805、阻 值为220 Ω±1%、功率为0.1 W;运算放大器 N1 选 用低功耗的 LM158, 具有两组相互独立的输入输出 通道,输入信号带宽1 MHz、幅值0~+32 V;电压 比较器 N2 选用低功耗的 LM193, 输入信号幅值 0~ +36 V; 高速光耦 N3 选用 HCPL0531, 传输速率高 达1Mbit/s,正向电压 $U_{\rm F}$ 为1.45 V,当正向输入电 流 25 mA $\ge I_F \ge 5$ mA 时可稳定工作; MCU 选用 STM32F103VET7,选择 PB6/TIM4_ CH1 做为 IC 捕 获端口,软件配置 PB6 为浮空输入、配置 TIM4_

CH1 通道每四个上升沿捕获一次并产生中断,中断时读取捕获数值、进行软件滤波,通过计算得到转速值; $U_{cc1} = 5V, U_{cc2} = 12V, U_{DD} = 3.3V_{o}$

根据上述设定的器件参数,由式(2)~式(7)分 别得到:滤波截止频率 $f_0 \approx 33.9$ kHz,钳位电压 U1 的低电平 $U_{1L} = -0.6$ V、高电平 $U_{1H} = +0.6$ V,加 减运算电路的参考电压 $U_{ref} = 2.5$ V,加减运算电路 输出电压 $U_2 = 2.5 - 3 \times U_1$,根据 U_1 可得 U_2 的低电 平 $U_{2L} = 0.7$ V、高电平 $U_{2H} = +4.3$ V,使输入信号 由双极性转换为只有正极性,阀值参考电压 U_3 的低 电平 $U_{3L} \approx 2.4$ V、高电平 $U_{3H} \approx 3.3$ V;迟滞比较器 的上阀值电压 $U_{T_4} \approx 3.7$ V、下阀值电压 $U_{T_2} \approx 1.8$ V, 阀值宽度 $\Delta U \approx 1.9$ V,比较输出信号 U_4 的高电平 $U_{4H} = 5$ V、 $U_{4L} = 0$ V;当高速光耦导通时正向输入 电流 $I_F \approx 16$ mA,可稳定工作,得到隔离输出信号 U_{out} 高电平等于 3.3 V,低电平等于 0 V。

使用信号发生器模拟传感器四种典型工作特性, 得到 U_{in} 、 U_1 、 U_2 、 U_4 和 U_{out} 的波形如下:

(1)输入正弦波信号,其电压幅值-1V~+1V、 频率f=1kHz,实验波形如图2所示。







图 3 $U_{pp} = 20V \ f = 1 \text{kHz}$ 时实验波形图
(3)输入正弦波信号,其电压幅值-1V~+1V、 频率f = 20kHz,实验波形如图4所示。 Tek 停止 噪声滤波器关闭 40.0 μ 2.16 \ (a) U_{in}(曲线1)与U_i(曲线2)电压波形对比图 Tek 停止 噪声滤波器关闭 70.001 Dug-ug 2.16 V 日類 20.00kHz (b) U_a(曲线 1)与 U₃(曲线2)电压波形对比图 Tek 停止 噪声滤波器关闭 2.16 \ **SD**08-08 6 频道 15:11:5 (c) U1(曲线1)与 U4(曲线2)电压波形对比图 Tek 停止 噪声滤波器关闭 2.16 (d) U_a(曲线 1)与 U_{ou}(曲线2)电压波形对比图 图 4 $U_{nn} = 2V$ 、f = 20kHz 时实验波形图 (4) 输入正弦波信号, 其电压幅值 - 10V ~ + 10V、频率 f = 20 kHz,实验波形如图 5 所示。 Tek 信止 噪声滤波器关闭







图 5 $U_{pp} = 20V$ 、f = 20 kHz 时实验波形图

由图2至图5可知,输入低频低幅值、低频高 幅值、高频低幅值和高频高幅值双极性正弦波信号, U1电压被钳位为二极管导通电压; U2电压以 2.5 V 为基准叠加3倍的 U_1 , 且均大于0V; U_4 为高电平约 等于5V,低电平约等于0V的方波信号;U_{out}为高电 平约等于3.3 V,低电平约等于0V的方波信号。各 电压波形与理论设计相符,误差在允许范围内,验 证了本文电路设计的正确性,达到了预期效果。图 4 与图 5 的 c) 和 d) 波形上升沿略有失真, 主要是由 滤波电容 $C_5 \sim C_{10}$ 、PCB 布局布线和 PCB 板寄生电 容引起,通过调整电容值、PCB 布局布线等措施可 降低其影响,经工程实践验证该误差对单片机采集 频率信号的准确性无影响。

4 结 语

本文采用二极管、运算放大器等常规电子元器 件设计了一种幅值、频率变化范围宽的磁电式传感 器信号采集电路,利用二极管的工作原理进行电压 (下转第44页)

基于某机构运动控制最优解分析的位置伺服控制算法

魏鹏远, 尹海韬, 贾 萍, 王志业 (西安航天动力测控技术研究所, 西安 710025)

摘 要: 电机控制位置伺服在航空航天领域的应用比较广泛,无论是飞机、卫星还是火箭,都需要精确、稳定的位置伺服系统来确保其在复杂环境中的稳定运行。该文章基于永磁同步电机 *d* - *q* 轴电压方程和运动方程,分析了电机输出电磁转矩和转子加速度的影响因素,建立了针对于某机构的位置伺服控制的理论最优模型,并在此基础上提出一种针对于该机构的位置伺服控制算法,通过搭建实物实验系统进行实验验证,并分析了电机位置伺服过程的响应速度、伺服精度以及算法的鲁棒性,实验结果表明该算法控制下电机响应速度较快,伺服精度及鲁棒性均满足要求,具有实际工程意义。

Position Servo Control Algorithm Based on the Analysis of the Optimal Solution of Motion Control of a Mechanism

WEI Pengyuan, YIN Haitao, JIA Ping, WANG Zhiye (Xi'an Aerospace Propulsion Testing Technology Research Institute, Xi'an 710025, China)

Abstract: Motor-controlled position servos have a particularly deep application background in the aerospace field, whether it is aircraft, satellites or rockets, accurate and stable position servo systems are required to ensure their stable operation in complex environments. Based on the d-q axis voltage equation and the equation of motion of the permanent magnet synchronous motor, this paper analyzed the influencing factors of the output electromagnetic torque and rotor acceleration of the motor, established a theoretical optimal model of position servo control for a certain mechanism, and proposed a position servo control algorithm for the mechanism on this basis, which was verified by building a physical experimental system. Finally, the response speed, servo accuracy and robustness of the algorithm were analyzed through experiments, and the experimental results show that the algorithm has practical engineering significance.

Key words: position control; PMSM; quick response; high-accuracy

0 引 言

电机控制位置伺服在航空航天领域的应用背景 尤为深厚,其高精度、高可靠性的特性使得这一技 术成为推动航空航天事业发展的关键力量。随着科 技的不断进步,现代航空航天器对于位置控制的精 确度要求越来越高,无论是飞机、卫星还是火箭, 都需要精确、稳定的位置伺服系统来确保其在复杂 环境中的稳定运行。通过精确控制飞机的舵面、发 动机推力等关键参数,电机位置伺服系统可以帮助 飞行员更加精确地操控飞机,提高飞行安全性。在 卫星领域,电机控制位置伺服系统则负责卫星的姿态控制和指向调整。此外,在火箭发射过程中,电机控制位置伺服系统也发挥着至关重要的作用。火箭需要精确控制其姿态和轨迹,以确保将载荷准确地送入预定轨道。电机位置伺服系统通过精确控制 火箭发动机的推力和方向,实现火箭的稳定飞行和 精确入轨。

位置伺服^[1]对电机控制的要求是能够在指定的 较短时间内,快速稳定地旋转相应的角度,稳定伺 服在指定位置。目前,高速电机的控制模式主要有 以下几种控制方式^[2]:电压频率变换(Voltage Fre-

魏鹏远(2000),男,硕士研究生,研究方向为机电伺服控制系统。

收稿日期: 2024-05-20

作者简介:尹海韬(1986),男,博士,高级工程师,研究方向为飞行控制、电机设计。

quency Transform Control, VF)控制、直接转矩(Direct Torque Control, DTC)控制以及矢量(Field-Oriented Control, FOC)控制等。电压频率变换控制属于开 环控制,控制方式简单易实现,不能控制转矩,属 于无反馈控制,精度得不到保证,不能在高性能的 场合使用^[3];矢量控制的效果明显,转矩脉动小, 但是算法计算量较大,对电机实时角度反馈精度要 求较高;直接转矩控制转矩大、控制噪声高;相较 于前几种控制方式而言,矢量控制的效果较好,电 流输出较为平滑,转速变化较为平顺,噪声相对较 小^[4-5]。所以,在大多数控制系统中都可以看到矢量 控制(FOC)的身影。

永磁同步电机的矢量控制策略又可以根据电机的用途不同、电机的转矩和电流互相关系的不同分为最大转矩控制、弱磁控制、 $I_d = 0$ 控制和 $\cos \varphi = 1$ 控制^[6-9]。

本文介绍了一种基于 *I_d* =0 控制的位置伺服算法,该算法在控制电机稳定进行位置伺服的基础上,基于对某机构运动控制的最优解分析,提出一个快速且稳定作动的位置伺服控制算法,对作动过程的

控制逻辑和算法进行优化,提高整个作动过程的平 均速度,使电机能够在尽可能短的时间内,旋转目 标圈数,并稳定伺服在指定角度。最后通过实验验 证,电机位置伺服效果达到指定要求,表明该算法 具有实际的工程意义。

1 控制算法

1.1 系统模型

本文所介绍的位置伺服算法采用 *I_a* = 0 控制, 整体控制环逻辑采用双环控制,位置环为外环,电 流环为内环。由位置伺服算法通过当前位置和目标 位置计算出电机所需加速度及急动度,经过位置环 计算出 *I_a*参考值输入到电流环,进而控制电机旋转。 该算法使电机能够在规定时间内,快速旋转目标圈 数,并在伺服状态下停留在指定位置。

为了使电机转子能够迅速且平稳地旋转指定圈 数并稳定伺服在指定位置,本文所采用的位置控制 算法将目标位置分解为多段序列来分步实现。

该位置控制算法框图如图1所示。



图1 控制系统框图

1.2 轨迹规划

本文提出的将目标位置分解为多段序列来分步 实现,即不是以固定的目标位置参数来计算电机输 出转矩的大小,而是将电机的运动分解为多个阶段: 加速阶段、匀速阶段、减速阶段。具体介绍如下:

首先假设旋转角度为从 0°到 1440°, 整个伺服 过程所用时间为 9s, 所用电机最大速度为 3200 r/ min。以下皆以此为例进行介绍。

图 2 为电机在改进前位置伺服算法的控制下, 角度、速度、加速度随时间的变化曲线。

位置伺服的指令为两个部分,目标位置和持续 时间。该算法会将动作持续时间分为三个阶段:加 速、匀速、减速。在此基础上又分别将加速阶段和 减速阶段分为三个部分。如图 2(c) 所示, 电机在 加速阶段和减速阶段的加速度曲线为加加速、匀加 速和减加速三个部分(其中 *a*_{max}为通过算法计算得 出本次伺服过程需要达到的最大加速度), 这也就 导致了如图 2(b) 中电机加速阶段的速度曲线是先 加速上升, 后匀速上升, 最后减速上升。减速阶段 同理。

上述算法可以满足在动作结束时,电机能稳定 停止在目标位置的要求。但本文所针对的机构,对 电机的动作的速度有较高的要求,需要其在尽可能 短的时间内完成指定的行程,此时需要对上述算法 进行优化,以发挥出所采用电机的最大性能:以电 机的理论最大转矩^[7]来完成整个动作过程的加速阶 段,以电机所能达到的最大旋转速度来渡过匀速阶 段,在减速阶段,为了使电机能平稳停止在指定位 置,仍采用原方案。在此基础上,压缩加速和减速 阶段的时间,尽可能提高整个动作过程中的平均速 度。以此为指导对控制算法进行改进,同样以上文 假设为例,则改进后所能达到的电机转子速度-时间 曲线如图3所示。



图 2 改进前角度、速度、加速度随时间的变化曲线



2 电机模型分析

本文采用 PMSM 在 d-q 同步旋转坐标系下的数

学模型^[10], 永磁同步电机的电磁转矩方程为

$$T_{e} = \frac{3}{2} n_{p} i_{q} [i_{d} (L_{d} - L_{q}) + \psi_{f}]$$
(1)

式中, T_e 为电机输出电磁转矩; i_d 、 i_q 分别为定子电 流在 d - q 轴的分量; L_d 、 L_q 分别为d - q 轴的电感分 量; ψ_f 为永磁体磁链; n_p 为电机的极对数。由于本文 所采用的控制策略是 $I_d = 0$ 的控制策略,故上述电 磁转矩公式和 PMSM 的运动方程可化简如下:

$$T_e = \frac{3}{2} n_p i_q \psi_f = C i_q \tag{2}$$

$$J\frac{\mathrm{d}\omega}{\mathrm{d}t} = T_e - T_L - K_f\omega \qquad (3)$$

式中,由于当电机的型号确定后,极对数和磁链参数都已确定,故 $\frac{3}{2}n_{\mu}\psi_{f}$ 的值是一个常数,将其定义为C; J为电机的转动惯量; T_{L} 为电机的负载转矩; K_{ϵ} 为阻尼系数。

由于摩擦系数很小,可忽略不计。假设负载转 矩与转速成正比,即 $T_L = k_1 \omega$,其中 k_1 为负载摩擦 系数。由电机能量关系可知:

$$P_{e} = T_{e}\omega$$
 (4)
故式(3)可化简为

$$\frac{\mathrm{d}\omega}{\mathrm{d}t} = \frac{\left(\frac{P_e}{\omega} - k_1\omega\right)}{J} \tag{5}$$

考虑到在实际加速过程中,电机很难保证全程 以最大功率运行,且由于反电势随着转速的升高而 升高,电机输出的最大功率也会随之下降。



图 4 改进后加速度-时间曲线

改进后加速度-时间曲线如图 5 所示,电机在加速 阶段的加速度随着时间的增加而逐渐减小,直至转子角 速度到达最大速度时,加速度也平稳降低至 0 rad/s²。

3 最优解算法数学模型

3.1 加速阶段

由上述内容可知,在加速阶段需要电机以最大 功率加速至最大速度,故加速阶段控制逻辑即是将 电流环 I_q 参考值设置为最大理论值即可,保证电机 满功率运行。

3.2 减速阶段

如图 5 所示为电机减速阶段的加速度($\frac{d\omega}{dt}$,图 中实线部分),以及急动度(J_0 ,图中虚线部分)随 时间变化曲线。该算法将电机的减速阶段分解为三 个小阶段,令这三个阶段所用时间相等,值为 T_d 。



图5 减速阶段加速度、急动度随时间变化曲线 第一阶段,电机的急动度为一恒定负值,加速 度的绝对值随时间增加,由此可得出下式:

$$\begin{cases} a_{1} = J_{0}T_{d} \\ \omega_{1} = \omega_{\max} - \frac{J_{0}T_{d}^{2}}{2} \\ \theta_{1} = \omega_{\max}A - \frac{J_{0}T_{d}^{3}}{6} \end{cases}$$
(6)

式中, a_1 为第一阶段结束后的加速度值, ω_1 为第一阶段结束后的速度值, θ_1 为电机在第一阶段转过的角度。

第二阶段,电机的急动度为0,加速度恒定不 变,由此可得出下式:

$$\begin{cases} a_2 = J_0 T_d \\ \omega_2 = \omega_{\max} - \frac{3J_0 T_d^2}{2} \\ \theta_2 = 2\omega_{\max} A - \frac{7J_0 T_d^3}{6} \end{cases}$$
(7)

式中, a_2 为第二阶段结束后的加速度值, ω_2 为第二阶段结束后的速度值, θ_2 为电机在第二阶段转过的角度。由于第二阶段为匀减速阶段,故其加速度与第一阶段相同。

第三阶段,电机的急动度为一恒定正值,加速 度绝对值随时间减小,则可得出下式:

$$\begin{cases} a_{3} = 0 \\ \omega_{3} = 0 \\ \theta_{3} = 3\omega_{\max}A = 3J_{0}T_{d}^{3} \end{cases}$$
(8)

$$\Delta \theta = \theta_3 = 3J_0 T_d^{-3} \tag{9}$$

式中, a_3 为第三阶段结束后的加速度值, ω_3 为第三阶段结束后的速度值, θ_3 为电机在第三阶段转过的角度。 减速阶段所转过的角度为 $\Delta\theta$,其大小与 θ_3 相等。

关于减速阶段占用时间,即A的值如何确定, 本次项目通过实际验证得出的结论是,当把总共需 要转过角度Δθ的后25%作为减速阶段时,电机从开 始减速到最终停止在指定位置的效果相对较稳。结 合式(9)可得到以下结论:

$$\begin{cases} T_d = \frac{\Delta \theta}{12\omega_{\max}} \\ J_0 = \frac{\omega_{\max}}{2T_d^2} = \frac{72\omega_{\max}^3}{\Delta \theta^2} \end{cases}$$
(10)

4 实验验证

本次实验使用的驱动器控制板主控芯片为 stm32f405系列,电机为60系列无刷电机的AP-BA60,直流电源输出电压为26V,电流上限为2A, 实际运行过程中电流为285mA左右。

实验系统实物图如图6所示。



图6 实验系统实物图 APBA60 电机部分参数如下:

表1 APBA60 电机主要参数

参数	参数值
额定输出功率 P/W	100
极对数	4
额定电压 U _e / V	36
额定转速 n/(r/min)	3000
额定转矩 J _e / N・m	0.318
瞬间最大转矩 J _{max} / N・m	0.954
额定电流 I/ A	4.6

由表1所示的电机参数可知,电机设计额定输 入电压为36V,额定电流为4.6A,额定转速为 3000r/min,实际实验中所采用的直流电与输出电压 设置为26V,电流限幅为2A,该条件下实验测得电 机最大转速为3200 r/min。

将该电机的参数对应添加到程序中进行实验, 并使用 ADC 采样得到的转子速度信息绘制速度/时 间曲线。结果如图 7、图 8 所示。



图 8 改进后转子速度-时间曲线

如图 7 所示为位置伺服算法改进前的转子速度-时间曲线,其中纵坐标为速度,横坐标为采样点数。 可见转子加速的过程和减速的过程所用的时间长度 相当。加速过程只需要电机以最大加速度到达最大 速度即可,故原算法在整个动作过程中的平均速度 上还有提升空间。

如图 8 所示为算法改进后得到的转子速度-时间 曲线,可见在加速阶段,转子以最大加速度加速至 最大转速 3200 r/min 左右,在即将到达指定位置时 减速并平稳伺服在指定角度位置。



图9 短距离伺服转子速度-时间曲线 当伺服距离较短,转子还没来得及到达最大转 速时,转子转过的角度与目标角度之间的差值就已

经到Δθ的75%,根据3.2节所述,电机提前进入减 速阶段。图9为电机短距离伺服时转子速度/时间曲 线,由此可看出该算法在给出的伺服角度较小时, 也能够快速、稳定地旋转至指定角度。

图 10 为随机位置跟随实验得出的位置跟随曲 线,其中虚线表示为目标位置,实线为电机转子当 前位置。指令发出的目标位置在 0°~1440°之间随机 生成,指令间隔时间为1 秒。



图 10 随机位置跟随曲线

图 11 为一段旋转 4 圈的位置跟随曲线放大后的 细节。本次实验所采用的 ADC 采样率为 5kHz。由图 可看出转子从 0°旋转至 1440°,横坐标跨度为 415 个 采样点,即用时为 83ms,由此可计算出此过程中转 子的平均速度为 2891 r/min,接近电机在当前实验 条件下测得的最大速度 3200 r/min,且得益于全路 径的轨迹规划,电机转子最终稳定停止在指定角度, 没有明显超调。





图 12 为电机伺服在 1440°位置时,突然施加负 载后电机转子的位置反馈曲线,其中虚线为目标角 度 1440°,实线为当前角度。在施加负载后,无论是 正向负载还是反向负载,算法都能迅速根据转子位 置调整电流环输出,将电机转子调整回到指定角度。

5 结 语

本文为了提高某机构运动控制的位置伺服速度



图 12 施加负载后位置反馈曲线

和精度,基于其运动控制的最优分析,提出一种位 置伺服算法,并对该算法做了具有针对性的优化。 在此基础上,建立针对于某机构的位置伺服控制算 法的理论最优模型,编写算法,进行实验验证。最 终可得出以下结论:

(1)在该算法的控制下,电机响应较原算法更快,能够稳定伺服在指定位置,且得益于全路径轨迹规划,转子在停止时没有明显超调;

(2)在该算法的控制下,电机的随机位置信号 跟随速度和精度均满足指定要求;

(3)在指令所给出的旋转角度较小时,依然能 在算法中指定的节点进入减速阶段。在转子受到外 部载荷影响时,依然能较快地控制电机转子到达指 定角度。

(上接第28页)

分析得到调制单元弧长系数一般可取为 0.4~0.7, 并根据实际情况可进一步对调制单元进行优化设计。

(2) 对弧长系数为 0. 2、0. 55 和 0. 8 的空载反电势进行了对比分析,对比结果表明,当弧长系数为 0. 55 时,其空载反电势较弧长系数为 0. 2 和 0. 8 时分别增大了 9. 4% 和 3. 2%。

(3)对弧长系数为0.2、0.55和0.8的最大转矩进行了对比分析,对比结果表明,当弧长系数为0.55时,其低速转子最大转矩较弧长系数为0.2和0.8时分别增大了10.7%和54.5%。

参考文献

- Atallah K, Howe D. A Novel High-performance Magnetic Gear[J].
 IEEE Transactions on Magnetics, 2001, 37(4): 2844-2846.
- [2] Dawei Li, Ronghai Qu, T A Lipo. High-power-factor Vernier Permanent-Magnet machines [J]. IEEE Trans, 2014, 50 (6): 3364-3674.

综上所述,该算法控制效果满足相关要求,鲁 棒性较好,表明该算法可为一些需要快速响应、原 位稳定控制的位置伺服场景提供一种有效的解决 方案。

参考文献

- [1] 孟宏杰,陈峙,郑少华,等. 粒子群模糊 PID 与深度补偿的 PMSM 位置控制策略[J]. 机械科学与技术, 2024(4):1-11.
- [2] 赵洋,王智冲,裴康超,等.基于改进粒子群算法的永磁同步 电机参数辨识[J].技术与市场,2023,30(3):90-93.
- [3] 李结. 基于神经网络的纺纱用高速永磁同步电机控制系统研究 [D]. 杭州:浙江理工大学, 2021.
- [4] 周满,李冬辉,王立献,等. 电动舵机单闭环控制系统研究与 设计[J]. 微电机,2023,56(8):16-20,42.
- [5] 杨磊,汪枫,杜运哲,等.基于位置内环控制的电子机械制动
 系统制动力控制策略研究[J].微电机,2023,56(11):
 38-44.
- [6] 罗明亮,林俊,余志凯,等大惯量比舵机无位置传感器控制系统研究[J]. 微电机,2022,55(06):54-60.
- [7] 范逸斐. 开关磁阻电机恒加速度起动控制研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2015.
- [8] 姚智彬,易新强,胡靖华,等.基于探测线圈永磁电机转子位 置估计[J].微电机,2021,54(07):55-58.
- [9] 李珊, 卢强, 彭亮, 等. 有限转角力矩电机电流-转角特性测 试方法[J]. 微电机, 2022, 55(06): 106-111.
- [10] 周满,李冬辉,王立献,等. 电动舵机单闭环控制系统研究与 设计[J]. 微电机, 2023, 56(8): 16-20, 42.
- [3] Tianjie Zou, Dawei Li, Ronghai Qu, et al. Advanced High Torque Density PM Vernier Machine with Multiple Working Harmonics[J].
 IEEE Trans, 2017, 53(6): 5295-5304.
- [4] Hailin Huang, Dawei Li, Ronghai Qu, et al. Design and Analysis of T-shape Consequent Pole Dual PM Vernier Machines with Differential Magnetic Network Method[J]. IEEE Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(4): 4546-4555.
- [5] 朱旭辉,赵文祥.高性能磁场调制永磁直线电机研究综述与展望[J].电机与控制应用,2020,47(8):1-12.
- [6] Zhenbao Pan, Jiwen Zhao, Shuhua Fang, et al. Topology Development and Performance Analysis of a Dual-stator Permanent Magnet Arc Motor[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2023, 9(2): 2509-2523.
- [7] 程明,文宏辉,花为,等. 电机气隙磁场调制同一理论及其典型应用[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(24): 8261-8282.
- [8] K Atallah, S D Calverley, D Howe. Design, Analysis and Realization of a High-performance Magneticgear [J]. Inst Electr. Eng. Proc. -Elect. Power Applicat, 2004, 155(2): 135-143.

无感无刷直流电机控制系统的全国产化设计

缪梦宇,张德祥

(安徽大学 电气工程与自动化学院, 合肥 230000)

摘 要:随着社会经济上行,人们生活压力增大,每个人对于睡眠质量的要求与日俱增,更多患有睡眠呼吸障碍的 患者开始尝试利用家用睡眠呼吸机辅助睡眠,以此减少睡眠过程中呼吸暂停、呼吸道塌陷等状况的发生。国产家用 睡眠呼吸机起步较晚,当下,研究一款全国产化、高效无感无刷直流电机的控制平台是抢占国内睡眠呼吸机市场的 重中之重。为了适应呼吸机对转速精准控制的超高要求,在国产单片机 HC32F460JETA 中采用 FOC 矢量控制作为整 个算法核心,FOC 算法运行时间占 70% 以上;并采用三电阻电流采样方式对电机运行过程中相电流采样,采样电压 经过滑膜观测器确定转子的位置,分段 PID 控制提高转速的快速响应。并通过实验论证国产化 FOC 矢量控制无感无 刷直流电机控制系统的可行性。

关键词:家用睡眠呼吸机;无感无刷直流电机;HC32F460JETA 单片机;全国产化 中图分类号:TM36+1 文献标志码:A 文章编号:1001-6848(2024)11-0040-05

Domestic Design of No-inductive BLDCM Control System

MIAO Mengyu¹, ZHANG Dexiang¹

(1. School of Electrical Engineering and Automation, Anhui University, Hefei 230000, China)

Abstract: With the upward social economy, people's living pressure increases, and everyone's requirements for sleep quality are increasing, more patients with OSAS begin to use home sleep ventilator to help sleepy well, in order to reduce the occurrence of apnea, respiratory collapse and other conditions during sleepy. Domestic home sleep ventilator started late, at present, the study of a domestic, efficient non-inductive BLDCM control platform is the top priority to seize the domestic sleep ventilator market. In order to adapt to the high requirements of precision speed control of the ventilator, FOC vector control was used as the core of the whole algorithm in the domestic MCU HC32F460JETA, and the running time of FOC algorithm accounts for more than 70%. The three-phase current sampling method was used to sample the phase current during the operation of the motor. The sampling voltage was determined by the synovial observer, and the piecewise PID control could improve the fast response of the speed. The feasibility of domestic FOC vector control brushless DC motor control system was demonstrated by experiments.

Key words: home sleep ventilator; BLDCM; MCU HC32F460JETA; localization design

0 引 言

19世纪末,美国人 Alfred Jones 发明了第一台负 压呼吸机,该呼吸机体型笨重,无法应用于不同需 求场合;20世纪30年代,Drinker和 Shaw 发明了 "铁肺",打开了呼吸机"机械通气"的时代;20世纪 60年代,Emerson发明了术后呼吸机,是世界上第一 台电动控制呼吸机,此后,呼吸机正式迈进精密的 电子时代。如今,呼吸机不断更新迭代,已然成为 医学手术中不可或缺的部分。家用睡眠呼吸机也逐 渐在呼吸机市场崭露头角。

家用睡眠呼吸机(以下简称"睡眠呼吸机")因使 用场景特殊,故在使用过程中对响应速度、稳定性 和噪声有极高要求,无刷直流电机具有调速范围宽、 低速性能好、运行平稳、效率高、噪音低等优点, 正符合睡眠呼吸机使用要求。考虑到睡眠呼吸机应 具有便于携带的能力,其体积应尽量小,故而采用 无传感器式无刷直流电机。^[1]

收稿日期: 2024-05-27

基金项目: 安徽省重点研发计划项目资助(202304a05020049)

作者简介:缪梦宇(1995),女,硕士研究生,研究方向为无传感器无刷直流电机的控制。 张德祥(1968),男,硕士生导师,教授,研究方向为深度学习与嵌入式结合及模式识别。

目前无刷直流电机常见的驱动方式为两种^[2], 其一,利用专门的电机驱动芯片,如 SI9979DS,此 类集成电路大多需要传感器提供位置与转速信息, 不适用于无感无刷直流电机;其二,利用 STM32 系 列单片机完成驱动电路。国产集成电路市场日渐成 熟,本文将在厂家华大半导体有限公司型号为 HC32F460JETA 的单片机的基础上,完成无刷直流 电机驱动电路全国产化设计的验证。

1 无刷直流电机

1.1 工作原理

无传感器无刷直流电机主要由用永磁材料制造的转子、带有线圈绕组的定子组成。其较直流有刷 电机的特点是取消了电刷和换向器^[3]。本质上仍是 通过交流电驱动电机转动。三相无刷直流电机结构 图如图1所示。

无刷直流电机控制系统将输入直流电压通过逆 变电路拓扑转换为三相交流电压,如图一示,通过 控制 S1-S6 共六个开关的通断,将直流电转换为交 流电。定子绕组通电后,会产生磁场,该磁场被通 电定子的磁极所驱动。转子受上述磁场影响,从而 产生转动。通过持续改变定子绕组线圈中电流的方 向,或改变通电绕组线圈的相,所产生的磁场中的 磁极也会持续发生变化,则转子在不同磁场的作用 下会持续转动。因而,使定子绕组通电后产生的磁 场符合转子旋转方向有规律的变化,即控制逆变电 路拓扑中六个开关的通断,是无刷直流电机 FOC 矢 量控制的任务之一^[45]。



图1 无刷直流电机结构图

1.2 指标要求

根据睡眠呼吸机使用场景的特殊要求,对睡眠 呼吸机用无感无刷直流电机提出5点基础指标要求, 如表1所示。

其中,最低转速与最高转速分别对应佩戴睡眠 呼吸机患者可能用到的最低出气量、最高出气量。 且对无刷直流电机的响应速度及稳态误差提出一定 的要求。该指标参数由睡眠呼吸机厂家(安徽双熙医 疗设备有限公司)提供,具有一定参考价值。控制系 统驱动风机推荐采用厂家为杭州贝丰科技股份有限 公司型号为 C5412 款电机,该厂家长期致力于医疗、 工业、航空等领域,所选此款无刷直流电机具有体 积小,额定电压下,最大风压可达 5'900 Pa,适用 于睡眠呼吸机使用场景。

表1 睡眠呼吸机用无感 BLDC 基础指标要求

序号	指标要求
1	输入 24V
2	最低转速不大于 3000 r/min
2	最高速度不小于 32000 r/min
2	定速运行时,速度稳态误差
3	不超过 20 r/min
4	从10000 r/min 加速到 30000 r/min, 响应时间
	不大于150ms;从30000 r/min 减速到10000 r/
	min, 响应时间不大于 120 ms;
5	运行时风机运行平稳,无异常抖动;
3	且电流正常,无异常发热。

2 硬件电路设计

2.1 控制系统方案设计

无刷直流电机控制系统硬件电路分为两大部分, 功率部分、控制部分。控制系统电路结构示意图如 图2所示。



图 2 无刷直流电机控制系统电路结构示意图

输入 24V 由功率部分进行电源变换^[6],一为控 制部分提供电能,二为电机提供三相电;将电机运 行过程中的相电流信号采样传递至控制部分,控制 部分处理采样信号后经过 FOC 控制算法产生 PWM 波形,将该波形反馈至功率部分驱动芯片处理,处 理后的 PWM 信号为逆变电路的六个电子开关(MOS 管)提供驱动信号。

功率部分可细分为4大功能模块,电源变换、 采样、逆变及驱动。电源变换部分将输入电压24V 转换为12V、3.3V。12V电压为驱动芯片供电, 3.3 V 电压为功率部分中集成芯片供电,如比较器、运算放大器等;采样部分实现采样电机输入电压及各相电流的功能,将采样后的信号经过运算放大器处理后直接与单片机 ADC 外设口连接;逆变部分采用全桥逆变拓扑,完成将输入 24V 直流电变换为三相交流电功能;驱动部分处理单片机给出的 PWM 信号,经过驱动芯片处理信号具有更强的驱动能力,该信号反馈至功率部分中的逆变拓扑,控制电子开关(MOS 管)的通断。

控制部分主要为单片机及其外围电路。单片机 通过滑膜观测器预估电机转子位置,并判断当前状 态机的模式,结合转速要求和状态机模式,经过 FOC 矢量控制算法给出合适的 PWM 波形。

逆变产生的三相电压直接与电机连接,为电机 提供持久的转矩,从而形成完整的闭环调节。

2.2 关键元器件选型

市面上大多数无感无刷直流电机的控制系统均 采用 STM32 系列芯片^[7],无法保证元器件国产化比 例 100%,在此,提出一种 100% 国产化元器件控制 系统方案。

国产化市场电阻、电容、电感及二极管等无源 器件已发展成熟,并验证可靠,此文不做论述。国 产化替换并验证的元器件大多为集成电路,表2中 列出无刷直流电机控制系统设计中关键元器件。

序号	元器件名称	功能
1	LDO 稳压	功率部分中电源变换功能;
1	芯片	24 V 转换为 12 V 及 3.3 V
2	でませた	功率部分中驱动功能;
2	驱劲心力	提高单片机信号的驱动能力
2	MOS 答	功率部分中逆变功能;
5	3 MOS官	全桥逆变拓扑中功率变换器件
	单片机	控制部分;
4		完成 FOC 矢量控制
		输出 PWM 波形

表 2 关键元器件

功率部分中的电源变换功能,采用 LDO 稳压芯 片将输入 24 V 直流电变换为驱动芯片供电所需 12 V 电压及单片机供电所需 3.3 V 电压。

LDO 稳压芯片采用厂家为 CJ(江苏长电/长晶), 型号为 LM317 的调压芯片(图 3 中 N1)完成降压。 该芯片输入电压可高达 40 V,输出电压 1.2 V ~ 37 V 可调,输出带载能力可达 1.5 A。满足控制系统设 计中为单片机及运放等集成芯片供电的要求。

以 12 V 降压输出 3.3 V 为例,图 3 为电源变换 部分电路,通过 R3 与 R1//R2 的比值控制 LDO 芯 片输出为3.3 V。



图 3 电源变换部分电路

功率部分中的驱动功能,由于单片机产生的 PWM 信号电压过低,单片机 IO 口带载电流不超过 500mA,驱动能力有限,若要驱动逆变拓扑中的 MOS 管是远远不够的。且全桥逆变拓扑中,上半周 MOS 管的驱动信号需浮地驱动,因此,需增加带自 举电路的驱动芯片全桥逆变拓扑中 MOS 管的开关。

在以往驱动芯片的选择上,大多数设计者基于 成熟电路的考量,会选择国外品牌安森美(ON-SEMI),型号为 NCP5109BDR2G 的栅极驱动集成电 路。在此次无刷直流电机控制系统设计中,选择厂 家为深圳市杰盛微半导体有限公司(JSMSEMI),型 号为 JSM5109G 的栅极驱动集成电路。这两款驱动 芯片电源电压均为 12V,且封装一致、各引脚信号 相同,具有相同的死区时间指标参数,且都具有当 输入信号同为高电平时输出锁死同时置低电平功能, 确保全桥逆变拓扑中上下桥臂 MOS 管不会同时导 通,增加电路可靠性。故而可做到同位替代。为前 期实验论证及调试带来了极大的便利。

以 U 相驱动部分为例,驱动部分电路图如图 4 所示。CPU-1H 和 CPU-1HN 为单片机提供的 PWM 信号,经过驱动芯片 N2 处理后,将 GH-U、GL-U 信号分别传递给 U 相上下桥臂 MOS 管的 G 端,控制其通断。



图4 驱动部分电路

功率部分中的逆变部分,三相全桥逆变电路的 工作方式为180°导电方式。每个桥臂导电角度为 120°;同一个半桥上下两个桥臂交错导电,各相导 电角度依次相差120°;在任意时间内均有3个半桥 臂同时导通,每次变换都在相同相的上下两个桥臂 之间进行。由驱动部分信号变换后驱动信号控制每 个桥臂 MOS 管的通断。

国内 MOS 管的发展已日渐成熟,选型上有较多 可替代选择,考虑到电机输出电流较小,且呼吸机的 体积应尽可能的小,故而选择 SOP-8 封装,可减小 PCB 面积。MOS 管选择厂家为西安芯派电子科技有限 公司,型号为SWK083R06VSM的MOS管。该MOS管 V_{DSS} 为60V, V_{CS} 为±20V,导通电阻低至9.5 m Ω ,有效降低导通过程无功功率的产生,提高效率。

逆变部分电路如图 5 所示。Motor-U、Motor-V、 Motor-W 三相交流电直接与无感无刷直流电机连接, 为电机提供电能。



图 5 功率变换部分

控制部分中的单片机应具有浮点计算能力 (FPU),ADC外设单元且至少3路Timer,选择厂家 为华大半导体有限公司,型号为HC32F460JETA的 芯片,该型号单片机对标国外厂家STM意法半导体 型号为STM32F401系列的芯片^[8]。在此,对两款相 同封装、内核均为ARM M4的单片机性能进行对比, 指标对比如表3所示。

STM 意法半导体单片机的发展大多基于 ARM 架 构,其固件库完善,具有丰富的外设单元,工程应 用参考案例较多,国内工程师在选择项目应用芯片 时,STM 是最常见的厂家^[9]。然而,随着 2022 年美 国芯片禁止的法令颁布,国外芯片的价格水涨船高, 已不再适用于呼吸机低成本的使用要求。因而,考 虑到价格优势,在国内芯片制造众厂家中,选择华 大半导体有限公司下 HC32F460 系列芯片作为睡眠 呼吸机控制部分中主芯片。

性能	HC32F460 系列	STM32F401 系列	
	QFPN48	UFQFPN48	
取小到表	$(5 \times 5 \text{mm})$	$(3 \times 3 \text{mm})$	
最高工作频率	200 MHz	84 MHz	
存储器	512KB 的 Flash	256KB 的 Flash	
	192KB 的 SRAM	64KB 的 SRAM	
	2×12 ADC	2×12 ADC	
外设单元	$1 \times PGA$	$1 \times PGA$	
	$3 \times \text{CMP}$	$3 \times \text{CMP}$	
	DMAC	DMAC	

表 3 两款单片机性能对比

3 实验论证

设计过程中采用 Altium Designer 软件对控制系 统原理图及 PCB 进行绘制, Keil 软件编程程序算法, 使用 LTspice 对硬件电路进行仿真, Jscope 对程序运 行过程中参数进行采样和调试。

呼吸机厂家推荐整个控制系统硬件尺寸为70mm×90mm(宽×高),小巧便于携带。在PCB设计时, 采用功能分区设计^[10]。并设置多个TP(TestPoint) 点,方便在调试时,测量各点位电压。根据2.1节 控制系统设计方案中详述,将整块PCB分为两大部 分设计,分别为控制部分、功率部分。功率部分又 细分为4大功能区,详细功能分区如图6所示。

图 6 中直角方框从左至右分别为控制部分、功 率部分。功率部分内圆角方框从左至右从上而下, 分别为采样、驱动、逆变及电源变换。



图 6 PCB 功能分区

PCB 实物图如图 7 所示。



图7 PCB 实物图

调试平台搭建如图 8 所示。左边为示波器与直流电源,示波器测试 MOS 管各驱动点波形,直流电源为印制板提供 24V 输入电压;中间为测试印制板 及睡眠呼吸机所用无感无刷直流电机;右边为烙铁。



图 8 调试平台搭建

4 结 论

本文采用的所有国产化元器件均在硬件调试平

台中得到验证,该无感无刷直流电机控制系统全国 产化设计方案可行,可达到睡眠呼吸机厂家提出的 电机指标要求,因而该无感无刷直流电机全国产化 的控制系统可应用于家用睡眠呼吸机中。

参考文献

- [1] 刘晓梅,李鸥,魏立峰,等.基于睡眠呼吸机的无刷直流电机 控制系统[J]. 沈阳化工大学学报,2016,30(4):373-376.
- [2] 潘运昌,等. 一种国产无刷直流电机驱动电路的设计[J]. 微 电机, 2023, 56(5): 67-71.
- [3] 夏长亮. 无刷直流电机控制系统[M]. 北京:科学出版 社, 2009.
- [4] 梁超,段富海,邓君毅,等.无位置传感器无刷直流电机控制 方法综述[J].微电机,2021,54(2):99-103.
- [5] 梁禹升.无位置传感器无刷直流电机启动控制研究[D].武汉: 武汉工程大学
- [6] 杨通元,等. 基于 GD32F103 的无刷直流电机控制电路设计[J]. 电子制作, 2024(1): 79-82.
- [7] 赵国清,武涵,等. 基于 STM32 的无感无刷直流电机控制系
 统设计[J]. 自动化应用, 2024, 65(5): 142-152.
- [8] 孟岳,等. 睡眠呼吸机中 BLDCM 控制系统研究与设计[D]. 湖南:长沙理工大学,2021.
- [9] 耿兴华,等. 基于 STM32 的电机控制实验平台设计与实现[J]. 实验室科学, 2022, 25(3): 66-69.
- [10] 张汉旺,等.无刷直流电机驱控一体化的研究与设计[D].山西:太原理工大学,2019.

(上接第33页)

幅值限制; 巧妙的应用加减运算电路, 使运算放大器只需要提供正电源供电即可实现双极性输入信号的放大; 采用迟滞比较器提高了电路抗干扰能力与响应速度。该电路对输入信号进行预处理, 得到幅值固定, 频率与原信号一致的方波信号, 为精确采集发动机转速提供了有力保障。该电路通过了试验验证, 在工程实践中用于调理电磁式发动机转速传感器信号, 准确的得到了发动机实时转速, 很好的解决了高幅值、宽频率电磁式转速传感器信号调理问题。该电路作为一个独立的模块设计, 可应用于类似信号采集, 具有一定的工程应用价值。

参考文献

[1] 何道清,张禾,谌海云.传感器与传感器技术[M].北京:

北京科学出版社, 2008:6.

- [2] 康华光,陈大钦,张林. 电子技术基础模拟部分[M]. 北京: 高等教育出版社,2006:1.
- [3] 于光,李冬梅,鄢荣铮. 燃气轮机磁电式转速传感器信号转换
 电路设计与仿真[J]. 电子测量技术,2009,32(1):169-172.
- [4] 徐光卫,宋春华.磁电式转速传感器的优化设计[J].传感器与 微系统,2013,32(2):93-95.
- [5] 任瑞冬,李国鸿,范小明,等. 航空发动机转速调理模块设计 研究[J]. 机械研究与应用, 2014, 1(27): 125-128.
- [6] 王旭峰,郭迎清. 航空发动机转速传感器调理电路设计与仿真[J]. 电子测量技术, 2007, 30(8): 150-152.

永磁电机转子位置推定电压和 时间自学习方法

胡伟楠

(施耐德电气(中国)有限公司上海分公司,上海 201203)

摘 要: 永磁同步电机转子初始位置对于系统控制来说,影响到了控制精度和控制效率。永磁同步电机转子初始位 置的学习,本质上利用电机饱和特性,实现的技术大多是等幅脉宽的高频信号注入。本文所要解决的技术问题在于 根据永磁同步电机的物理特性,提供一种永磁同步电机转子初始位置推定电压和推定时间自学习方法,所述方法可 以快速、有效的针对不同类型永磁同步电机自适应出一个合理的注入信号方式,避免因磁通不饱和导致初始位置推 定偏差过大,或者因推定电压过大而导致过流的现象出现。

关键词: 永磁同步电机; 转子初始位置; 高频信号注入; 推定电压; 推定时间

中图分类号: TM351; TM341; TP273 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2024)11-0045-05

A Self-learning Method for Detection Voltage and Detection Time of the Initial Position of Permanent Magnet Synchronous Motor Rotor

HU Weinan

(Schneider Electric China Co., LTD., Shanghai Branch Office, Shanghai 201203, China)

Abstract: The initial position of the rotor of permanent magnet synchronous motor affects the control accuracy and efficiency of the system control. The self-learning of the initial position of the rotor of permanent magnet synchronous motor essentially uses the saturation characteristics of the motor, and the technology frequently used is high frequency signal injection with constant pulse width. The technical problem to be solved in this paper is to provide a self-learning method for detection voltage and detection time of the initial position of the permanent magnet synchronous motor according to its physical characteristics. The method can quickly and effectively adapt a reasonable injection signal for different types of permanent magnet synchronous motor to avoid excessive initial position detection deviation due to unsaturation of the motor, or excessive detection voltage resulting in over-current fault.

Key words: permanent magnet synchronous motor; rotor initial position; high frequency signal injection; detection voltage; detection time

0 引 言

永磁同步电机转子初始位置的学习,尤其是静态学习在永磁电机控制领域基本上是成熟技术。参见图1,本质上利用电机饱和特性,测量转子也就是转子磁钢与定子A相轴线的空间电角度 θ_r 。实现的技术大多是等幅脉宽的高频信号注入,提取直轴(d轴)电流的差值,在接近N处,直轴(d轴)电流最大(由于磁饱和产生的凸极效应,磁导率下降,电感减小,根据 $U = L \frac{di}{dt}$,电流微分增大)。主要采取粗结合细的方式,先确定一个粗的精度的角度,确

的精度。难点在于电机的普适性,即是否能够准确 适用所有的电机。所以,转子初始位置推定的电压 与推定的时间也需要依据电机特性准确辨识。

定好大致方向后,持续细分,最小辨识到一个目标



图 1 永磁同步电机初始位置学习原理

收稿日期: 2024-05-04

作者简介:胡伟楠(1991),硕士,工程师,研究方向为变频控制。

本文所要解决的技术问题在于提供一种永磁 同步电机转子初始位置推定电压和推定时间自学 习方法,所述方法可以快速、有效的针对不同类 型永磁同步电机自适应出一个合理的推定电压和 推定时间,避免因不饱和导致初始位置推定偏差 过大,或者因推定电压过大而导致过流的现象 出现。

1 转子位置推定的原理分析

电压脉冲矢量注入到永磁同步电机后,其电流 将发生阶跃响应,三相电流合成的电流矢量也发生 阶跃响应,同理,经过坐标变换后的同步坐标系电 流也会发生阶跃响应。由于电机属于阻感负载,当 开关管断开后储存在电感中的能量不会瞬时消失, 而是有一段续流的衰减过程。当朝一个固定的角度 发 PWM 波时,任一相在一个载波周期内的占空比都 是固定的值,电流在 PWM ON 时上升,OFF 时续 流,在推定周期中呈现出类锯齿状的图线。推定结 束后,需要给定电流续流降落时间以保证电流下降 到0。

下面对推定曲线原理进行说明。

参见图 2,由于不知道同步坐标系中真实的 dq 坐标系位置,假定推定测试的坐标系为 d'q'坐标系, 其中,θ_{dev} 是推定角度与实际转子角度的偏差角,定 义滞后为正,超前为负。则实际同步坐标系的电压 和推定坐标系的电压关系为

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} = T_r \begin{bmatrix} U'_d \\ U'_q \end{bmatrix}$$
(1)

$$\ddagger \Psi, T_r = \begin{bmatrix} \cos\theta_{dev} & \sin\theta_{dev} \\ -\sin\theta_{dev} & \cos\theta_{dev} \end{bmatrix} \circ$$

图 2 实际同步坐标系和推定测试坐标系 同理,电流关系为

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = T_r \begin{bmatrix} i'_d \\ i'_q \end{bmatrix}$$
(2)

由于转子位置推定时只给予 d' 轴电压 U'_{d} , 因此令 $U'_{q} = 0$,带入式(1)得到

$$U_d = \cos\theta_{dev} U'_d \tag{3}$$

$$U_q = -\sin\theta_{dev} U'_d \tag{4}$$

实际同步坐标系电流和推定坐标系的电流关 系为

$$\begin{bmatrix} i'_{d} \\ i'_{q} \end{bmatrix} = T_{r}^{-1} \begin{bmatrix} i_{d} \\ i_{q} \end{bmatrix}$$
(5)

其中,
$$T_r^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta_{dev} & -\sin\theta_{dev} \\ \sin\theta_{dev} & \cos\theta_{dev} \end{bmatrix}$$
。

由于同步坐标系下定子电压方程为

$$U_d = R_s i_d - \omega L_q i_q + L_d \frac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} \tag{6}$$

$$U_q = R_s i_q + \omega L_d i_d + \omega \varphi_f + L_q \frac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t}$$
(7)

由于是静止推定,所以上两式中的角速度项为 0,得到

$$U_d = R_s i_d + L_d \frac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} \tag{8}$$

$$U_q = R_s i_q + L_q \frac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t} \tag{9}$$

对于初始状态电流为0的每次推定初始状态, 当任一相 PWM ON 时,为零状态响应,即

$$i(t) = \frac{U_s}{R_s} (1 - e^{-\frac{t}{T}})$$
(10)

其中, $\tau = \frac{L}{R_s}$ 为时间常数,L为电感,当使用表贴式 电机时,d轴和q轴电感相等。

当任一相 PWM OFF 时,为零输入响应,即

$$i(t) = I_0 e^{-\frac{t}{\tau}}$$
 (11)

式中, I_0 为 PWM OFF 前的电流。

对应于每次推定其他时段任一相 PWM ON 时, 为全响应,即

$$i(t) = \frac{U_s}{R_s} + (I_0 - \frac{U_s}{R_s})e^{-\frac{t}{T}}$$
(12)

代入式(8)和式(9),在同步坐标系下,以矢量 控制的角度看,零状态响应为三相桥臂非零矢量的 时候,零输入响应即续流状态为三相桥臂零矢量(三 相上桥臂同时导通或者三相下桥臂同时导通)的时 候,可见,d轴和q轴都是会映射到电流的。

$$i_{d}(t) = \frac{\cos\theta_{dev}U'_{d}}{R_{s}} + (I_{d0} - \frac{\cos\theta_{dev}U'_{d}}{R_{s}})e^{-\frac{t}{T}} (13)$$

$$i_{q}(t) = \frac{-\sin\theta_{dev}U'_{d}}{R_{s}} + (I_{q0} + \frac{\sin\theta_{dev}U'_{d}}{R_{s}})e^{-\frac{t}{T}}$$
(14)

在同步坐标系下分析,当 θ_{dev} 为 0° 时, $i_{d}(t)$ 可以得到最大的电流。

实际测试中,由于不知道真实 dq 坐标系的位置,测定是在假想的 d'q' 坐标系下进行,所以反馈 电流也是按照假想的 d'q' 坐标系进行定位的,由式 (5)代入式(8),式(9),式(12)得到:

$$\begin{bmatrix} i'_{d} \\ i'_{q} \end{bmatrix} = T_{r}^{-1} \begin{bmatrix} i_{d} \\ i_{q} \end{bmatrix} = I_{r}^{-1} \begin{bmatrix} I_{r}^{-1} \\ I_{r} \\ I_{r} \end{bmatrix} = I_{r}^{-1} \begin{bmatrix} I_{r}^{-1} \\ I_{r} \\ I_{r} \end{bmatrix} = I_{r}^{-1} \begin{bmatrix} I_{r}^{-1} \\ I_{r} \\ I_{r} \end{bmatrix} = I_{r}^{-1} \begin{bmatrix} I_{r}^{-1} \\ I_{r} \\ I_{r} \end{bmatrix} = I_{r}^{-1} \begin{bmatrix} I_{r}^{-1} \\ I_{r} \\ I_{r} \end{bmatrix} = I_{r}^{-1} \begin{bmatrix} I_{r}^{-1} \\ I_{r} \\ I_{r} \end{bmatrix} = I_{r}^{-1} \begin{bmatrix} I_{r}^{-1} \\ I_{r} \\ I_{r} \\ I_{r} \end{bmatrix} = I_{r}^{-1} \begin{bmatrix} I_{r}^{-1} \\ I_{r} \\ I_{r} \\ I_{r} \end{bmatrix} = I_{r}^{-1} \begin{bmatrix} I_{r}^{-1} \\ I_{r} \\ I_{r} \\ I_{r} \\ I_{r} \end{bmatrix} = I_{r}^{-1} \begin{bmatrix} I_{r}^{-1} \\ I_{r} \\ I_{r} \\ I_{r} \\ I_{r} \end{bmatrix} = I_{r}^{-1} \begin{bmatrix} I_{r}^{-1} \\ I_{r} \\ I_{r} \\ I_{r} \\ I_{r} \end{bmatrix} = I_{r}^{-1} I_{r}^{-1} I_{r}$$

同样可以分析得到当 θ_{dev} 为0°时, i'_d 可以得到最大的电流。

转换到三相静止坐标系,输入到三相的电压为 推定坐标系下 d'轴电压分解到三相中,得到:

$$\begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix} = m' \begin{bmatrix} \cos\theta \\ -\frac{1}{2}\cos\theta + \frac{\sqrt{3}}{2}\sin\theta \\ -\frac{1}{2}\cos\theta - \frac{\sqrt{3}}{2}\sin\theta \end{bmatrix} U'_d \qquad (16)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{U'_d}{R_s} + (I_{d0}\cos\theta_{dev} - I_{q0}\sin\theta_{dev} - \frac{U'_d}{R_s})e^{-\frac{t}{\tau}} \end{bmatrix}$$
(15)
$$= \begin{bmatrix} \frac{U'_d}{R_s} + (I_{d0}\cos\theta_{dev} - I_{q0}\cos\theta_{dev} - \frac{U'_d}{R_s})e^{-\frac{t}{\tau}} \end{bmatrix}$$
(15)

其中, θ 为实际转子的角度。当m = 1时,变化前后,幅值不变;当 $m = \sqrt{\frac{2}{3}}$ 时,变化前后,功率不变。

由于电压是输入,电流可以看作是电机特性对 输入电压的反馈,同步坐标系下电流关系由式(13) 和式(14)已经得到,可以直接转换到三相坐标系中, 得到:

$$\begin{bmatrix} i_{A} \\ i_{B} \\ i_{c} \end{bmatrix} = m' \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ -\frac{1}{2}\cos\theta + \frac{\sqrt{3}\sin\theta}{2} & \frac{1}{2}\sin\theta + \frac{\sqrt{3}\cos\theta}{2} \\ -\frac{1}{2}\cos\theta - \frac{\sqrt{3}\sin\theta}{2} & \frac{1}{2}\sin\theta - \frac{\sqrt{3}\cos\theta}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d} \\ i_{q} \end{bmatrix} = m' \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ -\frac{1}{2}\cos\theta + \frac{\sqrt{3}\sin\theta}{2} & \frac{1}{2}\sin\theta + \frac{\sqrt{3}\cos\theta}{2} \\ -\frac{1}{2}\cos\theta - \frac{\sqrt{3}\sin\theta}{2} & \frac{1}{2}\sin\theta - \frac{\sqrt{3}\cos\theta}{2} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \frac{\cos\theta_{dev}U'_{d}}{R_{s}} + (I_{d0} - \frac{\cos\theta_{dev}U'_{d}}{R_{s}}) \\ \frac{-\sin\theta_{dev}U'_{d}}{R_{s}} + (I_{q0} + \frac{\sin\theta_{dev}U'_{d}}{R_{s}}) \end{bmatrix} e^{-\frac{i}{\tau}}$$

$$(17)$$

所以,三相任一相的电压和电流满足图3,其中 Duty 为载波周期。





以上分析计算得到的电流响应是理想的情况, 实际上,由于电感感性的时变性,尤其是磁饱和时 电感的突减效应,此外还有不同载波周期、死区时 间、开关特性、温度和采样电路延迟等的影响,推 定电压和推定时间实际上是很难定量计算预设好的。 因此,需要通过在线学习的方式来确定实际系统所 需的真实值。

2 电机转子初始位置推定电压和推定 时间自学习步骤

本设计是基于工程中的常用的设计思路,即当 物理对象不清楚的时候,采取小的信号、小的步 长,去获得物理量之间的关系,然后建立工程上的 线性近似等效关系。当上述过程完成后,认为控制 对象等效模型也已经清楚,且已经能够被控制器 控制。

参见图4,图中所述的一种永磁同步电机转子 初始位置推定电压和推定时间自学习方法,包括如 下步骤:

步骤一,设定初始的推定电压,最大推定电压 和初始推定时间;具体为:以一个较小的推定电压 和推定时间开始测试。设定的最大推定电压不应超 过实际最大的输出能力,具体为,SPWM 调制模式 下为母线电压 $\frac{V_{DC}}{2}$,SVPWM 调制模式下为 $\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$,其 中, V_{DC} 为母线电压。一般设置一个阈值系数 K_1 同上 述值的乘积作为限制值。

步骤二,设定目标直轴电流阈值,设定推定电 压增加值(deltaV),设定推定时间增加值(deltaT), 设定粗推定次数(coarseindex)和细推定次数(fineindex),(每一次推定给一个固定的推定角度进行测 试);具体为,设置设定目标直轴电流阈值1,阈值2 和阈值3,应保证阈值1<阈值2<阈值3;;设定推定 电压增加值1(deltaV1),推定电压增加值2(deltaV2), 推定电压增加值3(deltaV3),应保证推定电压增加值 1>推定电压增加值2>推定电压增加值3。

步骤三,根据步骤二中设定的目标直轴电流阈 值,粗推定次数和细推定次数,对推定电压和推定 时间进行自学习,具体为,当推定次数达到粗推定 次数的1/3时,若记录的最大的直轴电流大于目标 直轴电流阈值1,则继续进行下一次的推定,否则 更新推定电压为当前值加推定电压增加值1,同时 检测推定电压是否大于最大推定电压,若大于,则 推定电压更新为目标值/(推定时间+推定时间增加 值)×推定时间,将推定时间更新为当前值加推定时 间增加值,将推定次数清零,以更新的推定电压和 更新的推定时间为初始值,重新进行推定流程;若 小于或等于,则推定次数清零,以更新的推定电压 和当前推定时间为初始值,重新进行推定流程;当 推定次数达到粗推定次数时,若记录的最大的直轴 电流大于目标直轴电流阈值2,则继续进行下一次 的推定,否则更新推定电压为当前值加推定电压增 加值2,同时检测推定电压是否大于最大推定电压, 若大于,则推定电压更新为目标值/(推定时间+推 定时间增加值)×推定时间,将推定时间更新为当前 值加推定时间增加值,将推定次数清零,以更新的 推定电压和更新的推定时间为初始值,重新进行推 定流程;若小于或等于,则推定次数清零,以更新 的推定电压和当前推定时间为初始值,重新进行推 定流程;当推定次数达到粗推定次数和细推定次数 之和时, 若记录的最大的直轴电流大于目标直轴电 流阈值3,则记录当前推定电压和推定时间,将推 定次数清零,推定完成,否则更新推定电压为当前 值加推定电压增加值3,同时检测推定电压是否大 于最大推定电压,若大于,则推定电压更新为目标 值/(推定时间+推定时间增加值)×推定时间,将 推定时间更新为当前值加推定时间增加值,将推定 次数清零,以更新的推定电压和更新的推定时间为 初始值,重新进行推定流程;若小于或等于,则推 定次数清零,以更新的推定电压和当前推定时间为 初始值,重新进行推定流程。

特别说明,上述推定过程,是基于伏秒等效的 原理,保证每个阶段给定的磁通是一定的;当推定 电压大于最大推定电压时,同样基于此原理,推定 电压已达上限,若想要给定磁通继续增加,即仍能 达到目标推定电压和当前推定时间产生的效果,则 需要增加推定时间,同时修改推定电压,使得 $V_{\text{Eff}}T_{\text{stil}} = V_{ijs}(T_{\text{stil}} + \Delta T)$,得到 $V_{ijss} = V_{ijss}$

需注意,为了防止映射到 q 轴的电流使得转子 移动影响测量的准确性,每一次的推定和降落时间 之和不超过电机系统的机械惯性时间常数的一个安 全阈值 K₂。

步骤四,记录上述推定电压和推定时间数据到 存储体中,用于永磁同步电机上电后的转子初始位 置推定。

3 试验验证

被测电机功率为 15 kW,额定电压 340 V,额定 电流 35.4 A,额定转速 191 r/min,额定频率 50.8 Hz, 相电阻 0.397 Ω,电感 4.46 mH,永磁体装配方式为 表贴式。自学习的初始推定电压为 50 V,初始推定 时间为 1 ms,电流续流降落时间 1.5 ms,粗推定次 数 12 次,细推定次数 8 次, $\Delta V_1 = 20$ V, $\Delta V_2 = 10$ V, $\Delta V_3 = 5$ V,推定阈值分别为 $\frac{I_{rate}}{2}$, $\frac{3I_{rate}}{4}$, I_{rate} ,其 中,rate下标指的是额定值。最终推定电压为 245 V, 推定时间为 1 ms,整个自学习用时 0.728 s。

图 5 为推定的次数变化,可以发现在增加到 $\frac{I_{rate}}{2}$ 这个点上,一共重复了 5 次,电压才逐渐加到 $\frac{3I_{rate}}{4}$ 这个点的需求上,又重复了 5 次,才得到理想的指令值,在 I_{rate} 这个点的需求上,又重复了 9 次。图 6 可以看出推定电压逐步增加的过程,从 50 V 开始, 一直增加到 245 V 满足了推定条件。



图 4 永磁同步电机转子位置推定电压和推定时间自学习流程图





(下转第67页)

基于模糊 PI 全电动工业平缝缝纫机多电机同步 控制方法研究

张红月¹,郑 鹏²

(1. 陕西国防工业职业技术学院 电子信息学院,西安710300; 2. 华陆工程科技有限责任公司,西安710075)

摘 要:目前工业平缝缝纫机主要以机械式和半自动化为主,效率低,可靠性和稳定性差,自动化程度不高。针对 这一现状,提出一种引入模糊 PI 补偿的工业平缝缝纫机三电机同步控制算法,用偏差耦合式控制三电机同步转动, 同时引入 PID 补偿和模糊控制融合算法消除系统同步偏差,很好解决了自动化多电机同步问题。实验结果表明,基 于模糊 PI 补偿的偏差耦合同步控制算法可以很好改善系统的同步性能,提高系统的同步精度。 关键词:平缝机;模糊 PID; DSP;偏差耦合

中图分类号: TP273 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2024)11-0050-07

Research on Fuzzy PI Full Electric Industry Flat Sewing Machine Multi-motor Synchronization Control Method

ZHANG Hongyue¹, ZHENG Peng²
(1. Shannxi Institute of Technology, Xi' an 710300, China;
2. Hualu Engineering & Technology Co., LTD., Xi' an 710075, China)

Abstract: At present, industrial flat sewing machines are mainly mechanical and semi-automated, with low efficiency, poor reliability and stability, and low degree of automation. In response to this status quo, a three -motor of industrial flat sewing machines that introduce fuzzy PI compensation proposed a three -motor synchronization control algorithm, which used deviation coupling to control the three motor synchronization to rotate, the problem of automation multi -motor synchronization. The experimental results show that the deviation coupling control algorithm based on fuzzy PI compensation can improve the synchronization performance of the system and improve the synchronization accuracy of the system.

Key words: flat sewing machine; fuzzy PID; DSP; deviation coupling

0 引 言

纺织业作为有很长历史的传统制造行业,为满 足现代社会物质需求的日渐增长,已经成为人们日 常生活中离不开的基础产业^[1-2]。从当前国内纺织产 业来看,仍然在大量使用技术含量不高的离合器工 业平缝缝纫机,此类平缝缝纫机自动化程度低,速 度响应慢,且平缝机停机时,电机仍会继续转动从 而造成电机输出功率的严重浪费,进而使得服装加 工业技术普遍落后,能效低。

部分企业使用半自动化直驱型工业平缝机,在

一定程度上提高了服装加工业的效率,但是大部分 机型功能不够丰富、自动化程度不高,在实际高速 缝制中,可靠性差,稳定性不高。国外高档全自动 工业平缝机技术先进,缝纫质量高,但是他们的价 格高昂,性价比低,很多中小型企业也无力负 担^[3-4],从而影响整个服装加工业的长远发展。将直 驱式工业平缝缝纫机内部同步方式由机械式改进为 电传动式,面临的主要技术难点就是保持多电机间 的同步性,一直是缝纫机行业的研究热点^[5],因此 开发一种拥有自主知识产权的全自动电动平缝缝纫 机显得非常迫切。

收稿日期: 2024-05-23

作者简介:张红月(1988),男,硕士,讲师,研究方向为自动控制与智能仪器仪表。 郑 鹏(1987),男,硕士,工程师,研究方向为化工机械装置。

1 系统设计思路

1.1 设计思路

本系统设计思路是设计搭建三电机同步控制系统 实验平台,选取 TMS320F28335 DSP 作为下位机控制芯 片,规划出系统各功能模块硬件单元,利用 TI 公司的 CCStudio 软件完成了三电机同步控制系统的程序设计, 编程实现多电机同步控制算法,采用 LabVIEW 编写了 上位机控制界面程序,实现电机转速实时显示和在线控 制,最后完成多电机同步控制算法的验证实验。

本系统用同步控制较适宜偏差耦合方式控制系 统电机,该方式尤其适用于三台电机同步控制,同 时为提高系统的同步控制精度,采用模糊 PI 控制算 法对系统的同步偏差进行调节。控制系统通过速度 同步控制模块对三台电机速度进行同步,进而驱动 工业平缝机的针杆机构、送布牙机构和旋梭机构, 使其协调运动。全电动式工业平缝机电机同步控制 系统整体结构如图1 所示。



图1 全电动式工业平缝机电机同步控制系统总体结构

1.2 同步控制采用偏差耦合方式

本系统三电机控制采用偏差耦合多电机同步控制方式^[6],主要思路是将任一台电机的速度反馈值

与其它电机的速度反馈值依次作差,然后将得到的 偏差相加作为该电机的速度补偿信号,其控制系统 框图如图2所示。





图 2 中,速度补偿器作为耦合单元,使得任何 一台电机都能响应其他电机的转速变化。以电机 1 的速度补偿器为例,其原理框图如图 3 所示。增益 *Kr* 是用来调整性能不同的电机间的转动惯量。

这种控制方式适用于当电机数目大于等于3的 同步控制系统,尤其体现在三台电机同步控制中同 步性能表现较好。但是,随着系统中电机数目的增 加如图3所示,需要比较作差的电机速度值就会越 多,计算量大,整个系统的结构也越发复杂。



图 3 速度补偿模块单元原理图

1.3 模糊 PID 控制算法

系统采用自整定式模糊 PID 补偿算法,该算法

是模糊控制理论和 PID 控制理论融合的算法^[7]如图 4 所示。此方法首先需要找出 PID 三个参数与控制 偏差 e 和偏差导数 ec 之间的模糊关系,在实际实验 中通过不断测试 e 和 ec,根据模糊控制的规则不断 对三参数实时在线修改,以符合不同 e 和 ec 对控制 参数不同的要求,从而到达使被控对象拥有良好的 动、静态性能参数。



图 4 自整定式模糊 PID 控制系统图

模糊 PID 算法是一种连续 PID 算法,适用于模拟 控制系统。随着计算机技术的持续发展,要在现代数 字计算机中实现持续 PID 控制,首先需要对 PID 算法 进行数字化^[8],以满足只处理数字量的计算机系统, 因此采用变速积分 PID 控制算法进行离散化。

变速积分 PID 的算法是将传统的 PID 算法改进后 设计的一种新算法,就是在积分环节增加系数 α[*e*(*k*)],使积分环节调制随偏差的改变而改变。通过调 整积分项的累加速度变化,使之与偏差的大小相匹配; 偏差变大,积分效果变弱;偏差减小,积分效果变强。

变速积分 PID 控制算法表达式是:

$$u(k) = K_{p}e(k) + K_{I} \{ \sum_{j=0}^{k-1} e(j) + \alpha [e(k)]e(k) \} T + K_{D}(e(k) - e(k-1))/T$$
(1)

其中, $\alpha[e(k)]$ 是偏差e(k)的函数,其值在区间[0,1]上,表达式为

$$\alpha[e(k)] = \begin{cases} 1 & |e(k)| \le B \\ \frac{A - |e(k)| + B}{A} & B < |e(k)| \le (A + B) \\ 0 & |e(k)| > (A + B) \end{cases}$$
(2)

采用直流电机的控制系统,电流环调采用变速 积分 PI 控制算法,可使系统在偏差变大时减弱积分 效果直至偏差全无,在小的偏差时,积分效果增强。 因积分环节系数取值太大,会使得系统产生过调的 效果,甚至于积分产生饱和,取小又不能快速消除 系统静差,因此,系统电流环调节采用变速积分 PI 算法,可以较好解决这一问题。

1.4 引入模糊 PI 补偿算法的同步偏差耦合方法

1.4.1 建立模糊 PI 控制模型

在 Matlab 利用 GUI 工具快速构建模糊控制器, 随后在 Simulink 调用,建立模糊 PI 控制模型。

(1)建立模糊控制器

系统采用的自整定式模糊 PI 控制器,结构包含 两输入、两输出,即以偏差 e 和偏差变化 ec 为控制 器的输入,用 ΔK_p 、 ΔK_l 为为控制器输出。在 MAT-LAB 中执行程序 fuzzy 指令,打开 MATLAB 软件中 FIS 编辑器工作界面如图 5 所示。保存至缓存的文件 是 Errorcontrol. fis。模糊控制器服从 Mamdani 规则, 解模糊则选用 Centroid 法。



图 5 模糊控制器 FIS 编辑界面 (2)定义输入端/输出端变量模糊子集

其中偏差 e 与偏差变化量 ec 的模糊论域[-6, 6]之间, ΔK_P 输出模糊论域[-3,3], ΔK_I 的模糊 论域为[-2,2], 模糊语言变量取为七个等级, 即 $\{NB, NM, NS, ZO, PS, PM, PB\}$ 。其中 NB 模 糊子集选择 Z 型隶属函数 zmf, PB 模糊子集选择 S 型隶属函数 smf, 其他选三角型隶属函数 trimf。双击 图 5 中的输入、输出变量模块,编辑模糊子集分布, 模糊子集隶属函数的设置如图 6 所示。



(b) 输入ec隶属函数编辑界面



(c) 输出△K。的隶属函数设置



(d) 输出△K,的隶属函数设置

图 6 模糊控制器输入、输出设置界面

(3)建立模糊控制规则

根据专家经验和 PID 控制器比例环节和积分环 节对控制系统的作用,总结出 K_p , K_l 参数自整定的 规则如表 1 所示。

表 1 K_P/K_I 模糊自整定规则 $\triangle K_P / \triangle K_I$

ec $\Delta K_P / \Delta K_I$ e	NB	NM	NS	ZO	PS	РМ	PB
NB	PB/NB	PB/NB	PM/NM	PS/NM	PS/NS	Z0/Z0	ZO/ZO
NM	PB/NB	PB/NB	PM/NM	PS/NS	PS/NS	Z0/Z0	NS/ZO
NS	PM/NB	PM/NM	PM/NS	PS/NS	ZO/ZO	NS/PS	NS/PS
ZO	PM/NM	PM/NM	PS/NS	ZO/ZO	NS/PS	NM/PM	NM/PM
PS	PS/NM	PS/NS	Z0/Z0	NS/PS	NS/PS	NM/PM	NM/PB
PM	PS/ZO	ZO/ZO	NS/PS	NM/PS	NM/PM	NM/PB	NB/PB
PB	Z0/Z0	Z0/Z0	NM/PS	NM/PM	NM/PM	NB/PB	NB/PB

双击图 5 的 FIS 编辑器中的规则编辑器,将表 1 中的模糊规则按顺序输入到规则编辑器中如图 7 所示。



图 7 模糊控制器规则编辑器界面

至此,基于 GUI 编辑的模糊控制器已经全部完成,为使该 FIS 系统可在 Simulink 仿真软件中调用,需把文件 Errorcontrol. fis 导入 Matlab 工作空间,供后续建立模糊 PI 控制器模型时使用。

1.4.2 加入模糊 PI 的偏差耦合同步控制方法

在偏差耦合同步控制方式的基础上,采用模糊 PI 控制算法对同步误差进行调节,在 Simulink 仿真 环境中构建起仿真模型如图 8 所示,其中模糊 PI 控 制器模块是通过 Simulink 仿真环境中的 Fuzzy Logic Controller 模块,调用前面已建的 FIS 文件,进而实 现模糊控制器建模工作。



2 系统硬件设计

系统控制板以 TMS320F28335 DSP 为核心, 其

包含直流电机、光电码盘测速单元、电机驱动单元、 电平转换单元、TI 仿真器及供电电源,组成系统硬 件框图如图9所示。



图 9 三电机同步控制系统框图

2.1 TMS320F28335 DSP

为了能够更好的实现同步控制算法,保证实验 系统平台的可靠和稳定,系统采用国产开发控制板 HY-TMS320F28335DSP,其核心器件 TMS320F28335 DSP 是美国 TI 公司推出的一款拥有浮点型数字信号 处理能力的芯片,拥有强大的控制和运算能力及高 效率的 C 语言编程,可以实现复杂的算法,在工控 领域里有很广泛的使用。

2.2 电机及其驱动单元

实验电机选取万宝至公司的直流电机,型号是 RS385PH16140,当电机空转时,电流 I_0 =0.07 A,转 速 N_0 =5438 r/min;当电机负荷增大到电机停转时, 电流 I_s =1.47 A,输出转矩 T_s =35.3 MN·m。DSP 输出电压比较小是3.3 V,且其输出功率不够大,不 能直驱动电机,因此选择以L298 芯片为核心设计驱 动电路单元,驱动模块控制信号电压4.5~5.5 V,驱 动电机电压为5~30 V,输出最大电流为2 A(电流瞬 时值可达3 A),功率输出最大25 W。驱动板的A、B 端口接 DSP 输出的 PWM 信号, L/O 输出引脚接驱动 板的控制信号单元 IN1~IN4,控制电机正反转。

2.3 测速单元

光电码盘与对管组成光电编码器用来测量控制 电机的转动速度,码盘安装在电机转轴同转轴一起 转动,开启二极管发出光信号,透过码盘间隙达到 光敏元件,经过放大、整形电路后输出脉冲信号。 码盘上刻有均匀的标记刻线,且通过码盘间隙输出 的脉冲频率与电机之间的转速是成正比例相关,因 而检测输出脉冲信号频率即可算出电动机实时的转 动速率。编码器输出的两路信号相位相差 90°, 检测 这两路信号的相位间关系,就可以测得直流电机的正 反转方向。光电码盘测速传感器编码方式为增量式, 码盘刻线数 448 线,输入电压 3-5 V,响应频率 180 khz,输出信号 3-5 Vp-p, A、B 两相脉冲相位差 90°。

2.4 电平转换单元

因为直流电机驱动要求输入高电平电压 5 V 左 右的 PWM 信号,而 DSP 输出最高电平仅为 3.3 V, 因此需要在中间进行电平转换。系统采用美国 TI 公 司的 SN74LVC2425A 电平转换芯片,它具有性能高、 功耗低、电压低的特性, SN74LVC4245A 芯片管脚 VCCA 为 5 V 的电压, VCCB 是 3.3 V 的电压,可实 现 8 通道输入输出 I/O 电平转换。DIR 引脚控制电 平转换的方向, OE引脚为芯片使能端。

3 系统软件设

3.1 下位机程序算法

系统软件是有下位机算法程序和上位机控制软件程序两个部分构成。开发软件采用德州仪器推出的嵌入式处理芯片集成开发环境 CCStudio 平台。程序工作流程是:程序开始先初始化系统、L/O 资源、ePWM、eCAP、SCIB 和定时器 0,初始化以后开启定时器 0,等待定时器 0 溢出触发中断,进入中断后定时 120 ms 后调用电机同步控制算法程序,对三台电机进行一次同步转速误差调节,同步控制算法执行完再定时 60 ms 后,调用模糊 PI 控制算法程序,对各电机转速的跟踪误差进行 PI 调节,同时向串口发送三电机转速值。中断服务子程序有定时器 0 中断、CAPx(x=1, 2, 3)中断和串口接收中断。定时

器0 在定时达到 20 ms 后相应产生溢出的中断; CAPx 中断触发置为脉冲上升沿触发中断:串口接收 中断由 FIFO(先入先出队列)缓冲中断启动触发,先 入先出队列深度值设置是10。

在 CCStudio V4.2 中, 对整个程序进行编译, 生 成. OUT 文件, 经仿真器下载到 DSP 目标板, 进行 调试运行,实现对三台电机转速的同步控制。同步 控制算法子程序流程如图 10 所示, PI 控制算法子程 序流程如图11所示。



图 10 同步控制算法流程图



图 11 增量型 PI 控制算法流程图

3.2 上位机操控软件

系统选择 LabVIEW2011 作为软件开发环境,设 计多电机同步控制系统软件界面。上位机操控软件主 要任务是完成采集电动机转速参数值,并对采集数据 进行处理后显示出来,同时发送上位机的控制指令信 号。采用串口方式来实现下位机控制芯片和上位机电 脑端信息传送,上位机操控软件界面如图 12 所示。



图 12 上位机操作软件界面

4 实验结果及分析

4.1 仿真结果分析

图 13

根据图 4 所示自整定式模糊 PID 控制结构在 Simulink 软件内构建系统仿真模型如图 13 所示。







图 14 加入与未加入模糊 PI 环节的转速曲线局部放大对比图

系统建立的多电机同步仿直模型是协调三台电 机按一定的比例同步运行,设置电机之间的转速差 为 200 r/min, 即 $n_1 = 1200$ r/min, $n_2 = 1400$ r/min, $n_3 = 1600 \text{ r/min}_{\odot}$

通过图 14 加入与未加入模糊 PI 环节的转速曲 线局部放大对比图可以看出,引入模糊 PI 控制环节 后,在t=1/10s时,三电机同步性能比未引入模糊 PI 控制环节时效果好。由此表明,通过在偏差耦合 同步控制方式中,引入模糊 PI 控制对系统的同步偏 差进行实时调节,可有效改善制系统的同步性能。

4.2 实验结果分析

为了进一步验证系统性能,通过实验方式进行 验证,向开发板控制芯片装载代码并调试,实验设 计为两种情况,一种是不引入模糊 PI 环节时系统的 同步性能表现;另一种是引入模糊 PI 环节后系统的 同步性能表现。

实际实验中,当电机供电电压为15 V时,电机 的最大转速为4100 r/min 左右;依照电机性能特点,

选择电机调速区间[1000 r/min, 4000 r/min]作为实 验有效调速区间。因电机转动时自身特点,转速输 出在一定范围内会有所波动,因此,实验选取实验 中一段时间内的转速平均值。通过上位机软件,采 集到的转速数据如表2所示。图15为两组最大同步 误差数据比较示意图。

表 2 三	E电机转速数据
-------	---------

会老妹演	未加	模糊 PI 补偿环	「节时	Δn	加入	模糊 PI 补偿环	「节时	Δn
参 传 校述	电	机转速/(r/mi	n)		电	机转速/(r/mi	n)	
/ (r/ min)	电机1	电机 2	电机 3	/ (r/ min)	电机1	电机 2	电机 3	/ (r/ min)
1000	1003.31	998.71	1018.3	19. 59	1000.04	990. 3	1000. 22	9.92
1200	1197.04	1190. 18	1204.94	14.76	1210. 53	1206. 82	1204.68	5.85
1400	1405.22	1417. 92	1396. 18	21.74	1399. 14	1404.33	1408.7	9.56
1600	1605.74	1589. 17	1593.06	16.57	1600. 17	1597.25	1593.8	6.37
1800	1796. 1	1799. 26	1811.31	15.21	1795.41	1804.07	1797.36	8.66
2000	2009. 48	1998.6	2000.06	10.88	2000. 13	2001.23	2003.09	2.96
2200	2196. 91	2203.01	2211.23	14.32	2204. 53	2198.66	2205.39	6.73
2400	2401.3	2395.29	2407.92	12.63	2402.31	2398.26	2400. 49	4.05
2600	2597.38	2598.67	2608.88	11.5	2606.97	2608.82	2601.18	7.64
2800	2807.56	2797.53	2789.37	18.19	2804.49	2803.41	2801.21	3.28
3000	2989.7	2998.82	2997.51	9.12	3001.57	2998. 58	3000. 31	2.99
3200	3198.61	3195.62	3207.54	11.92	3207.29	3203.45	3204. 89	3.84
3400	3397.42	3389.73	3384. 31	13.11	3400. 38	3404.6	3396.08	8.52
3600	3598.76	3590. 84	3604.83	13.99	3603. 59	3597.88	3600.77	5.71
3800	3792. 54	3807.79	3801.62	15.25	3790. 77	3799. 28	3795.37	8.51
4000	4005.18	3990.86	3989. 79	15.39	3996. 5	4003.05	3997.11	6.55

表 2 中三电机转速数据,可得出在不同参考转 速时系统的最大同步误差为△n_{max},由图 15 可知, 在电机有效的调速区间[1000 r/min,4000 r/min]不 同转速下,采用模糊 PI 补偿算法可以有效改善多电 机控制系统同步性能表现,降低系统的同步误差。



图 15 两组最大同步误差数据比较示意图

5 结 语

多电机同步控制方法是一门交叉跨学科的多种 技术的集成,本系统提出引入模糊 PI 控制算法的偏 差耦合式三电机同步控制系统方案,通过分析并设 计实验系统平台进行算法验证实验,实验结果表明, 基于模糊 PI 补偿的偏差耦合同步控制算法可以很好 改善系统的同步性能,改进多电机同步系统的同步 精度。

参考文献

- [1] 胡睿. 缝纫机的现状与发展趋势[J]. 商业文化, 2011, (9): 316-317.
- [2] 冯伟. 电子套结机控制模式的研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业 大学, 2007: 1.
- [3] 周春蛟. 全自动工业平缝机控制系统的研制[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2006:1-4.
- [4] 张朝立.工业平缝机伺服控制系统的研究[D].杭州:浙江大学,2010:3.
- [5] 刘峙飞.工业平缝机伺服控制系统研究[D].杭州:浙江大学, 2005: 122-123.
- [6] Perez Pinal F J, Calderon G, AraujoVargas I. Relative Coupling Strategy[J]. IEEE, IEMDC., 2003, 2(6): 1162-116.
- [7] 黄卫华,方康玲. 模糊控制系统及应用[M]. 北京: 电子工业 出版社, 2012: 56-65, 83-125.
- [8] Zhi Wei Woo, Hung Yuan Chung, JinJye Lin. A PID type Fuzzy Controller With Self-Tuning Scaling Factors [J]. Fuzzy Sets and Systems, 2000, 115(2): 321-326.

低阶谐波相位对异步牵引电机振动的影响

罗金梅^{1,2},夏云清²,吴祥²,熊飞³

(1. 湖南电气职业技术学院,湖南 湘潭 411101; 2. 湘潭电机股份有限公司,湖南 湘潭 411101;3. 华中科技大学 电气与电子工程学院,武汉 430074)

摘 要:随着高铁的高速发展,异步牵引电机的振动噪声问题近年来已得到了广泛的关注和研究。本文重点探究了 低阶谐波相位对异步电机电磁力波的影响。利用等效电路定性分析了考虑谐波后定转子侧电流相位的关系。对一台 异步牵引电机进行电磁力分析,通过二维傅里叶分析提取电磁力波主要阶次和频率,分析了三阶主要电磁力波随谐 波相位的变化。最后通过有限元仿真得到不同谐波相位下的电机振动情况,表明在空间阶次较低的情况下,电机振 动和电磁力波与谐波相位的关系具有一致性。

关键词:异步牵引电机;低阶谐波;电磁力;振动噪声 中图分类号:TM343 文献标志码:A 文章编号:1001-6848(2024)11-0057-05

Influence of Phase Angle of Low-order Harmonics on Vibration of the Asynchronous Traction Motor

LUO Jinmei^{1,2}, XIA Yunqing², WU Xiang², XIONG Fei³

(1. Hunan Electrical College of Technology, Xiangtan Hunan 411101, China;

2. Xiangtan Electric Manufacturing Co., LTD., Xiangtan Hunan 411101, China;

3. School of Electrical & Electronic Engineering, Huazhong University

of Science and Technology, Wuhan 430074, China)

Abstract: With the rapid development of high-speed railway, the vibration and noise problem of asynchronous traction motor has been widely concerned and studied in recent years. This paper focused on the influence of low-order harmonic phase on electromagnetic force wave of the motor. The relationship between stator and rotor current phase after harmonic was analyzed qualitatively by equivalent circuit. The electromagnetic force of an asynchronous traction motor was analyzed. The main order and frequency of electromagnetic force wave were extracted by two-dimensional Fourier analysis. The variation of third order main electromagnetic force wave with harmonic phase was analyzed. Finally, the motor vibration under different harmonic phase was obtained by finite element simulation, which showed that the relationship between motor vibration and electromagnetic force wave and harmonic phase is consistent under low spatial order.

Key words: asynchronous traction motor; low-order harmonics; electromagnetic force; vibration noise

0 引 言

由于结构简单,安全可靠等优点^[13],异步牵引 电机一直以来都在铁路机车等交通运输业占据着重 要地位。然而,随着人们对环境舒适要求的提高, 牵引电机的振动噪声已引起了广泛的关注。降低电 机的振动噪声不仅可以改善生活工作环境,也可以 节约能耗,同时减少磨损以提高电机使用寿命。

根据噪声源的不同,一般将电磁噪声分为三大

类^[4]:(1)电磁噪声:由于电磁力作用在定、转子 的间的气隙中产生旋转力波或脉动力波,使定子产 生振动而辐射噪声。(2)机械噪声:机体和转子振 动产生的噪声,主要由轴承和电刷引起。(3)空气 动力噪声:由电机内的冷却风扇和转子转动产生。 其中电磁噪声被认为是最难避免的噪声,这种高频 噪声也是影响人们听觉的主要噪声^[5]。

目前,国内外关于电机电磁振动噪声的研究主 要围绕电磁力展开,一般情况下在考虑电磁力来源

收稿日期: 2024-06-24

作者简介:罗金梅(1982), 女,教授,研究方向为电机的运行理论与设计方法。

时主要考虑基波正弦电流的作用,而实际电机由于 变频器供电方式往往存在大量谐波电流^[6],其中由 于电力电子器件开关造成的高次谐波电流会对电机 振动噪声产生影响,可能会导致电磁振动的频率接 近电机固有频率,从而引起共振,增加系统的振动 噪声。

国内外对由变频器产生的高次谐波的影响进行 了较为广泛的研究,也证明了输入电磁激励与电磁 噪声的相关性。这类高次谐波的影响往往可以通过 合适的控制策略进行抑制^[7]。除此之外,受非线性 负荷等因素的影响,实际供电时电压会产生一定畸 变,往往也会造成低阶(5、7次等)时间电流谐波。

这些电流谐波对电机的转矩和振动噪声都会产 生一定的影响^[89]。而不同相位角下的低阶谐波对电 机性能的作用是不同的,文献[10]研究了低阶谐波 相位角对于三相异步电机效率、温升等特性的影响。 文献[11]探究了低阶电压谐波相位角与振动的关系, 并表明在某特定谐波电流相位角下,影响电机振动 的主要阶次力波可以被削弱。

探究谐波电流的相位对电磁力的影响,可以更 好的阐明其对振动的影响,同时对于电机减振降噪 也具有一定的意义。本文以某地铁用异步牵引电机 为例,分析了低阶谐波相位角对电机电磁力的影响, 并结合有限元仿真结果阐释了谐波相位角对于电机 振动的作用。

1 等效电路

对于异步电机而言, 传统的 T 型等效电路可以 有效地等效表示定转子间的电压电流关系。但当考 虑 k 次时间谐波电压时, 异步电机的 T 型等效电路 中各参数的值会随频率发生改变, 等效电路如图 1 所示。对于不同阶数的谐波电压,考虑到集肤效应, 电阻与漏抗等参数都会发生一定的变化^[12],并且不 同频率下转差也不相同, 因此等效电路会发生较大 的变化, 定转子侧电流相位也会发生改变。



图1 考虑谐波的等效电路

图 1 中,下标 1,2 分别表示定子侧与转子侧, S_k为 k 阶时间谐波下的转差率,其与基波作用下的 转差关系如式(1)所示。

$$S_{k} = \frac{n_{k} - n}{n_{k}} = \frac{kn_{s} - n}{kn_{s}} = \frac{k - 1}{k} + \frac{S_{1}}{k}$$
(1)

式中, n_k 为k阶时间谐波下的速度差, n_s 为基波速度 差, S_1 为基波转差率。

根据图1可将异步电机的电压与定转子侧电流 方程表示为式(2)。

$$U = U_{1m} \sum_{\mu=1}^{\infty} C_{j\nu\mu} \cos(\mu\omega t + \varphi_{\nu\mu})$$

$$I_{1} = U_{1m} \sum_{\mu=1}^{\infty} \frac{C_{j\nu\mu}}{|Z_{\mu}|} \cos(\mu\omega t + \varphi_{\nu\mu} + \theta_{1\mu})$$

$$I_{2} = U_{1m} *$$

$$\sum_{\mu=1}^{\infty} \left| \frac{Z_{\mu m}}{|Z_{\mu\nu} + Z_{\mu m}} \right| * \frac{C_{j\nu\mu}}{|Z_{\mu}|} \cos(\mu\omega_{\mu} t + \varphi_{\nu\mu} + \theta_{2\mu}) \quad (2)$$

式中, μ 为电压时间谐波次数, $C_{f\mu}$ 为 μ 阶谐波与基 波的比值, $\varphi_{\mu}\mu$ 为第 μ 次电压与基波电压间的相位 角, 而 θ_{μ} 为第 μ 次电压与电流间的相角差。 Z_{μ} 为第 μ 次谐波对应的总电路阻抗, $Z_{\mu}m$ 为第 μ 次谐波对 应的励磁阻抗, $Z_{\mu}r$ 为第 μ 次谐波对应的转子侧等效 阻抗。

为更直观的表示各谐波电压与电流的关系,以 本研究样机为例,简化表示电机负载工作时的电流 矢量图如图2所示。为方便观察,图中仅表现出5 次谐波电流矢量,其他阶数谐波电流与其情况 类似。



图 2 考虑谐波的电流矢量图

由图2可以看出,5次谐波电流与电压初始相 角差与基波电流时已具有较大的偏差,这由电机谐 波电路参数变化导致,同时定子电流与转子电流间 的相位关系与基波时也已有显著不同。

由于磁势方向与电流一致,谐波电流相位的变 化会影响磁势合成。此外谐波电流频率也影响了磁 势的转速,从而使电机磁密获得更多的谐波分量。 考虑谐波电流相位的作用,需对电磁力波进行进一 步的分析。

2 电磁力分析

传统的电磁力计算方法是先通过磁势乘磁导得 到电机气隙磁密,再利用式(3)求解径向电磁力^[13]。

$$F_{\rm r} = \frac{B_{\rm r}^2(\varphi, t) - B_{\rm \theta}^2(\varphi, t)}{2\mu_0}$$
(3)

在计算电流产生的磁势时,考虑到齿槽效应及 绕组形式,合成磁势往往包含空间谐波。其中由于 齿谐波的绕组系数与基波相同,其幅值一般较大, 在解析计算中不能忽略。此外磁导谐波主要阶数也 与定转子齿槽数相关,因此在气隙磁场谐波中最强 的是齿谐波磁场^[17-18],由此产生的径向电磁力通常 表示如式(4)所示的形式。

$$F_{r} = \sum_{\mu s=1}^{\infty} \sum_{ks=1}^{\infty} \sum_{ks'=1}^{\infty} \sum_{kr'=1}^{\infty} \sum_{kr'=1}^{\infty} F_{r \ \mu s \mu r k s k s' k r k r'} \left\{ \cos \left[\left\{ \frac{k_{r} - k'_{r}}{p} Z_{r} (1 - S) + \mu_{s} - \mu_{r} \right\} \omega t + \left\{ \left(p + k_{s} Z_{s} + k_{r} Z_{r} \right) - \left(p + k'_{s} Z_{s} + k'_{r} Z_{r} \right) \right\} \varphi \pm \varphi_{\eta \mu s} \pm \varphi_{\eta \mu r} \pm \theta_{\mu s} \pm \theta_{\mu r} \right] + \\ \cos \left[\left\{ \frac{k_{r} - k'_{r}}{p} Z_{r} (1 - S) + \mu_{s} + \mu_{r} \right\} \omega t + \left\{ \left(p + k_{s} Z_{s} + k_{r} Z_{r} \right) + \left(p + k'_{s} Z_{s} + k'_{r} Z_{r} \right) \right\} \varphi \pm \varphi_{\eta \mu s} \pm \varphi_{\eta \mu r} \pm \theta_{\mu s} \pm \theta_{\mu r} \right] \right\}$$

$$(4)$$

式中, F_r 为径向电磁力幅值, Z_s , Z_r , Z_s 和 Z_r 分别为定 转子槽数, μ_s , μ_r , μ_s , μ_r 均表示谐波电压次数, k_s , k'_s k_s 和 k_r , k'_r , k_r 分别为定转子空间谐波次数, k'_s , 和 k'_r 与 k_s , k'_s , k_s , πk_r , k'_r , k_r 含义相同, 且均为正整数。 φ_{qus} 和 φ_{qur} , φ_{qus} , 和 φ_{qur} 分别为第 μ_s , $\pi \mu_r$ 次谐波电压与基波 电压间的相位角, 而 $\theta_{\mu s}$, $\pi \theta_{\mu r}$, $\theta_{\mu s}$, $\theta_{\mu r}$ 则分别为第 μ_s , μ_r , μ_s , $\pi \mu_r$, 次谐波电压与谐波电流间的相角差, θ_1 代 表基波功率因数角。

通过式(4)可以推导出主要电磁力阶次和频率, 如表1所示。

表1 主要电磁力分量的空间阶数和频率

类别	空间阶数	对应频率
1	$ p \pm p $	$ (\mu_{s} \pm \mu_{s}) f$
	$\left p + p + k_{s}Z_{s} - k_{r}Z_{r} \right $	$\left \frac{(1-S_1)}{p}k_rZ_r-\mu_s-\mu_r\right f$
2	$ p - p + k_s Z_s - k_r Z_r $	$\left \frac{(1-S_1)}{p}k_rZ_r-\mu_s+\mu_r\right f$
2	$ p - p - k_s Z_s + k_r Z_r $	$\left \frac{(1-S_1)}{p}k_rZ_r + \mu_s - \mu_r\right f$
	$\left p + p - k_{\rm s} Z_{\rm s} + k_{\rm r} Z_{\rm r} \right $	$\left \frac{(1-S_1)}{p}k_rZ_r + \mu_s + \mu_r\right f$
3	$ p \pm p $	$ (\boldsymbol{\mu}_{s} \pm \boldsymbol{\mu}_{r}) f$

表1中对应类别1为相同时间谐波导致的空间 磁密基波相互作用产生的电磁力,包括时间基波产 生的电磁力波,该力波分量一般幅值较大,但频率 较低。类别3为不同时间谐波导致的空间磁密基波 相互作用产生的电磁力,幅值一般较小。

类别2为定转子齿谐波相互作用产生的力波, 其中分量较大的是由基波电流产生的磁场中定转子 齿谐波相互作用产生的力波,该力波频率一般位于 中频段,是电磁力谐波的主要分量^[14-16]。 本文以一台地铁用异步牵引电机作为研究对象 进行电磁力分析,该电机各项性能指标如表 2 所 示。对于槽配合为48/58 的异步电机,基波电流激 励为170 A,转速为1907 r/min。通过表 1 可以对 其主要电磁力谐波进行大致估算,其中由于定转子 一阶齿谐波引起的电磁力谐波包括(6,1714.4), (10,1843.4),(14,1972.4)三阶。括号中前一 项表示空间阶数(不考虑转向),后一项表示时间 频率。这三阶力波由于空间阶数较低,且频率位于 中频段,对振动噪声贡献较大,是需要重点分析的 对象。

表 2 电机各项参数

电机参数	参数值	电机参数	参数值
极数	4	相数	3
相电压/ V	606	额定功率/ kW	190
额定转速/(r/min)	1907	额定频率/ Hz	64.5
定子槽数	48	转子槽数	58

为验证上述分析的正确性,利用有限元仿真方 法对异步电机额定工作点进行电磁力计算,对径向 电磁力进行二维傅里叶分析如图 3 所示。



图3 电磁力波时间空间的二维谐波分析 忽略幅值较小分量,可以看到主要电磁力谐波

为图中虚线框内的三阶力波,由定转子一阶齿谐波 相互作用产生,空间阶次和频率分别为(-6, 1715.7),(-10,1844.7),(-14,1973.7),与 解析法分析结果近似一致。

当引入电流谐波时,电磁力谐波的时空分量会 更加丰富。但由于电流谐波幅值相对于基波较小, 可认为电磁力幅值较大的谐波分量时空阶数不变。 对上述三阶分量幅值随谐波电流相位的变化进行分 析,在激励中除基波电流外加入10%的五次谐波或 七次谐波,求解异步电机稳定工作后电磁力波的幅 值。上述三阶力波幅值与谐波电流相位的关系如图 4 所示。分析其电磁力幅值随电流谐波相位变化的 情况,可以直观地看出,电磁力的影响与谐波相位 角基本呈正弦变化,与式(4)推导相符合。

由于谐波等效电路中转子侧电感值远大于电阻 值,转子侧电流相位基本一致,五次谐波和七次谐 波对电磁力幅值的影响基本一致。



图 4 各阶电磁力波相位关系图

从图中可分析得出,虽然谐波的相位与电磁力 幅值基本呈正弦关系,但对三阶电磁力波的作用并 不完全一致,这与各阶次电磁力的初始相位有关。

与此同时,可以看出谐波对电磁力幅值的影响 并不是单向的。在通入10%的五次谐波或七次谐波 后,(-6,1715.7)阶力波的幅值有一定的降低,而 (-10,1844.7)阶力波的幅值则有所升高。(-14, 1973.7)阶力波的幅值变化则与相位相关。

3 振动分析

电机定子的振动与电磁力关系可粗略地由式 (5)表示:

$$Y_n \propto \frac{P'_n}{(n^2 - 1)^2 \left[1 - \left(\frac{f}{f_n}\right)^2\right]}$$
 (5)

式中, P'_n 为等效的集中电磁作用力, n 为径向电磁力空间阶数, f_n 代表电机定子固有频率。根据式(5)的表达形式,在进行研究时可认为相同电磁力大小时,空间阶次越大,对电机振动的影响越小。

为定量探究谐波电流相位对振动的影响,对电 机进行谐响应分析。由于螺栓对电机整体的模态影 响不大,且螺栓存在会严重影响有限元网格剖分与 计算速度,故在整个仿真中螺栓等连接部件被忽略。

此外,仿真中只考虑绕组的质量效应,不考虑 绕组的刚度效应,绕组采用在定子齿上附加等效质 量的方法进行处理。在考虑了以上所有的假设情况 下,建立电机三维模型、振动计算有限元模型,具 体模型示意如图5所示。



图 5 电机三维模型和有限元模型

对上一节中电磁力较高的三点频率处进行振动 分析,取电机侧表面径向振动速度的平均值,结果 如图6,图7及图8所示。这三个频率处的电机振动 与谐波相位的关系基本呈正弦的变化规律,与上一 节分析的三阶电磁力波的变化趋势近似一致。由于 该三阶力波幅值较大,且阶数较低,对振动贡献较 大,因此与振动保持了较好的一致性。此外,谐波 对振动的影响并不总是正向的,在某些相位处谐波 可以降低该频率的振动。



图 6 电机振动与谐波相位关系(1715.7 Hz 处)



图7 电机振动与谐波相位关系(1844.7 Hz 处)



图 8 电机振动与谐波相位关系(1973.7 Hz 处)

值得注意的是,尽管在 1715.7 Hz 处和 1844.7 Hz 处电机振动和电磁力波与谐波相位的关系有一致性, 但在 1973.7 Hz 处这种规律不再成立,在电流激励 为基波 + 10% 五次谐波时的谐波相位对电机振动的 影响并不呈现正弦规律。这是由于对应(-14, 1973.7)阶电磁力波阶数相对较高所导致的。尽管该 力波的幅值较高,但其对振动的影响要小于 0 阶力 波(幅值约为 54 N/m²)和 2 阶力波(幅值约为 680 N/ m²)。因此电机振动随相位的变化不能被认为仅与 (-14, 1973.7)阶单一力波相关,而需要综合考虑 各低阶力波的共同作用。

4 结 语

本文分析了考虑低阶谐波后异步电机的等效电 路与电流基波谐波矢量关系,结合实际电机推导了 电磁力波主要阶数,并分析了低阶谐波电流相位对 主要阶次电磁力谐波的影响,最后利用有限元仿真 得到电机振动速度与谐波相位的关系。

通过解析和仿真分析对比可知,五次谐波或七 次谐波电流对异步电机的振动影响较大,并且幅值 较大的电磁力谐波往往是由一阶定转子齿谐波相互 作用产生的。当其空间阶数较低时,可认为振动与 该阶力波随谐波相位的变化趋势一致。谐波电流相 位与单一电磁力波大小基本呈正弦关系,而在某一 频率上谐波相位对振动的影响可通过电磁力波大小 来反映。通过谐波相位角优化,能够有效降低电机 振动和噪声。

参考文献

- [1] Yang Z, Shang F, Brown I P, et al. Comparative Study of Interior Permanent Magnet, Induction, and Switched Reluctance Motor Drives for EV and HEV Applications [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2015, 1(3): 245-254.
- [2] Nategh S, Boglietti A, Liu Y J, Barber D, et al. A Review on Different Aspects of Traction Motor Design for Railway Applications
 [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2020, 56(3): 2148-2157.
- [3] 张济民,苏辉,任乔,等. 轨道交通永磁同步牵引系统发展概况 与关键技术综述[J]. 交通运输工程学报,2021,21(6):63-77.
- [4] 陈永校,诸自强,应善成. 电机噪声的分析和控制[M]. 杭州: 浙江大学出版社, 1987.
- [5] Lo W C, Chan C C, Zhu Z Q, et al. Acoustic Noise Radiated by PWM-Controllel Induction Machine Drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2000, 47(4): 880-889.
- [6] Radha V, Ripin Z M. Correlation Between PWM Modulation of an Induction Motor Inverter and Radiated Electromagnetic Acoustic Noise[C]. IEEE International Conference on Control System, Computing and Engineering (ICCSCE), 2014: 267-272.
- [7] Feng L, Yang H, Song W. Acoustic Noise of Induction Motorwith Low-Frequency Model Predictive Control [J]. IEEE Access, 2020, 8: 178238-178247.
- [8] Liang X, Luy Y. Harmonic Analysis for Induction Motors [C]. Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, 2006: 172-177.
- [9] Kindl V, Hruska K, Pechanek R, et al. The Effect of Space Harmonic Components in the Air Gap Magnetic Flux Density on Torque Characteristic of a Squirrel-cage Induction Machine [C]. 17th European Conference on Power Electronics and Applications, 2015: 1-5.
- [10] Lee C Y, Lin Y J, Chen C R. The Effect of Harmonic Phase Angle on the Operation Performance of a Three-phase Induction Motor[C]. Power Engineering Society Summer Meeting, 2000: 2499-2505.
- [11] Hirotsuka I, Tsuboi K, Kawakami M. Influence of the Phase Angle of Time-harmonic Voltage and Load Condition on the Electromagnetic Vibration of a Squirrel-Cage Induction Motor [C]. International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2007: 1088-1093.

(下转第67页)

大功率牵引电机用非晶合金与取向硅钢组合铁心研究

侯晓军1,庞 聪1,段 蓉1,孙建忠2

(1. 中车永济电机有限公司,山西永济044502; 2. 大连理工大学,辽宁大连116024)

摘 要: 非晶合金和取向硅钢比电机中普遍采用的无取向硅钢具有更好的磁性能,但在电机中应用还存在技术障碍。为此,本文提出了适用于大功率电机的组合齿结构,以取向硅钢构成齿身,以非晶合金构成齿冠,充分发挥两种材料的优势。同时,建立了考虑机械应力和压磁效应影响的组合齿磁-力耦合数学模型和损耗分析方法,并通过实验验证了数学模型的正确性。通过对两种齿型的对比分析可以发现,I型齿更适合大型电机,当齿部磁密超过1.8 T、且压应力为20 Mpa时,其铁损耗比 II 型齿降低 37.2%。

关键词:组合铁心;压磁效应;损耗分析

中图分类号: TM343 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2024)11-0062-06

Study on the Composite Core of Amorphous Alloy and Oriented Silicon Steel for High Power Traction Motor

HOU Xiaojun¹, PANG Cong¹, DUAN Rong¹, SUN Jianzhong² (1. CRRC Yongji Electric Co., LTD., Yongji Shanxi 044504, China; 2. Dalian University of Technology, Dalian Liaoning 116023, China)

Abstract: Amorphous alloy and oriented silicon steel have better magnetic properties than non-oriented silicon steel which is commonly used in electric motors, but there are still technical barriers to their application in electric motors. In this paper, a composite tooth core structure suitable for high-power traction motors was proposed, in which oriented silicon steel was used as the tooth body and amorphous alloy was used as the tooth crown, so as to give full play to the advantages of the two materials. Moreover, the magnetic-mechanical coupling mathematical model and the loss analysis method of the composite tooth were established considering the influence of mechanical stress and piezomagnetic effect and the correctness of the mathematical model was verified through experiments. It is found by comparing the two types of teeth that the teeth of type I are more suitable for large motors, and its iron loss is 37. 2% smaller than that of type II when the magnetic density of teeth is more than 1.8 T and the compressive stress is 20 MPa.

Key words: composite core; piezomagnetic effect; loss analysis

0 引 言

先进电磁材料的应用总是带来电机技术的突破。 为此,国家发布了高端功能与智能材料重点研发计 划,要求将非晶合金和取向硅钢等先进电磁材料应 用于牵引电机,设计出功率密度达国际领先水平的 高效牵引电机。

非晶合金软磁材料具有高导磁、低损耗特性, 将其应用于电机铁心,可显著降低电机的铁损耗, 但非晶合金材料的饱和磁密低,会导致电机的体积 增大^[1]。而取向硅钢比电机中广泛采用的无取向硅 钢具有更高的饱和磁密和更低的比损耗,有利于提 高电机的功率密度和转矩密度。但长期以来,取向 硅钢在电机中应用很少,这主要由于其磁性具有强 烈的方向性,仅在易磁化的轧制方向上具有优越的 高磁导率与低损耗特性^[2]。

值得注意的是,电机装配可能产生机械应力。 在压应力作用下,铁基非晶合金材料由于具有较为 明显的压磁效应,其磁畴会向垂直于磁化方向偏转, 导致其磁导率降低^[34]。机械应力对取向硅钢的磁性

收稿日期: 2024-08-08

基金项目:基于关键电磁材料的高效能牵引电机集成优化设计、制造与应用技术(2021YFB3803005)

作者简介:侯晓军(1966),硕士,教授级高工,研究方向为牵引电机的设计。

能的影响同样不能忽略^[5~8]。文献[5]给出了考虑机 械应力下硅钢片的两种附加损耗计算模型, 文献 [6]通过实验发现, 压应力对取向硅钢的铁耗有较 显著的影响,在200 N的压应力下,B30P105 取向 硅钢片试样的铁损耗几乎增加了一倍。文献[7]发 现,由于装配应力造成的损耗接近电机额定功率的 0.7%,但由于磁致伸缩对应力的依赖性,装配压应 力会使径向振动速度的高次谐波降低。文献[8]通 过损耗分离,发现剩余损耗与等效压应力呈线性关 系。文献[9]分析了铁磁叠片中磁弹性效应与涡流 的耦合,发现机械应力也会影响宏观涡流损耗,这 与统计损耗理论^[10]预测的结果不同。文献[11]分析 了过盈配合对非晶合金电机损耗的影响,发现过盈 配合导致非晶合金铁心的涡流损耗与磁滞损耗均有 增加,且涡流损耗的增加更为明显。可见,对于应 力引起的额外损耗的计算,不同学者从不同的角度 进行分析,未形成统一的方法。

此外,加工工艺对硅钢片造成的影响也需要考虑,文献[12]研究了应力和冲剪边数对硅钢片损耗 的影响,将冲减边数定义为硅钢片性能的退化指标, 测试结果显示,在一定冲剪边数下,硅钢片的损耗 变化与压应力接近线性关系。文献[13]给出了硅钢 片冲片宽度与损耗修正系数的关系。

目前,已有学者研究了在变压器中使用非晶合 金和取向硅钢并排的组合铁心^[16],但这种结构不能 适应电机的复杂磁路。并且,现有方法在进行磁路 计算和损耗分析时很少考虑机械应力对铁心的影响。 针对上述问题,本文提出一种组合铁心结构,将饱 和磁密高的取向硅钢应用于定子齿身,将饱和磁密 低的非晶合金应用于定子齿冠,既能适应电机磁路, 又可发挥两种材料低损耗的优势。同时,建立了考 虑机械应力作用下组合铁心的数学模型,试制了组 合铁心模卡,并通过试验验证计算方法的有效性。

1 组合铁心的磁-力耦合关系

1.1 组合铁心结构

本文考虑到电机的齿部磁密通常在 1.6~1.7 T, 且齿部的磁通方向固定,因此用取向硅钢构成齿部 磁路,以充分发挥取向硅钢的高导磁、低损耗优势。 同时,由于大功率牵引电机定子一般采用开口槽, 造成等效气隙磁阻增大,本文提出如图 1 所示的两 种新型的组合齿结构——齿部采用取向硅钢、齿冠 采用非晶合金形成半闭口槽,使非晶合金的磁密在

其允许工作磁密1.3 T 以内。



图1 组合定子齿

为了减小磁路的磁阻,组合铁心采用过盈装配, 使 I 型齿中的取向硅钢沿轧制方向与非晶合金和无 取向硅钢之间的接触间隙趋于 0,非晶合金和取向 硅钢均承受一定的压应力,而无取向硅钢与非晶合 金之间在齿中心线方向易形成微小的间隙。II 型齿 装配难度较大,易形成多个第二气隙。

1.2 考虑机械应力的磁-力耦合关系

非晶合金 1K101 的导磁能力随压应力增加而下 降^[3-4],其压磁系数为非线性。因此,本文采用非线 性模型建模,在外应力 **σ**_{mech} 和磁致伸缩共同作用下 的应变ε为^[9,11]

$$\boldsymbol{\varepsilon} = \frac{\boldsymbol{\sigma}_{\text{mech}}}{E} + \boldsymbol{\lambda} \tag{1}$$

$$\boldsymbol{\lambda} = \frac{3}{2} \lambda_{s} \left(\frac{\boldsymbol{M}}{\boldsymbol{M}_{s}} \right)^{2}$$
(2)

式中, E 和 λ_s 分别为 1K101 非晶合金的杨氏模量与 饱和磁致伸缩系数, 且 E = 120 GPa, $\lambda_s = 27 \ \mu m/m$; λ 为平面内任意方向磁化导致的磁致伸缩; M 为磁化 强度; M_s 为非晶合金材料的饱和磁化强度。

考虑到 $B_{\sigma} = \mu_0 M + \mu_0 H$, $B_s \approx \mu_0 M_s$, 因此有

$$\boldsymbol{\varepsilon} = \frac{\boldsymbol{\sigma}_{\text{mech}}}{E} + \frac{3}{2} \frac{\lambda_s}{\boldsymbol{B}_s^2} (B_{\sigma} - \mu_0 \boldsymbol{H})^2 \qquad (3)$$

式中, B_{σ} 、M和H分别为考虑应力时的磁感应强度、磁化强度和磁场强度; $B_{s} = 1.56$ T, 为1K101材料的饱和磁感应强度。

在应力作用下,非晶合金材料的磁导率发生变化。令 $\Delta \mu = \mu - \mu_{\sigma}$,则单位体积内磁场能量变化为 $\frac{1}{2} \Delta \mu H^2$,应等于应力引起的单位体积内弹性势能变 化 $\lambda \sigma_{mech}$ 。在计算 λ 时近似取 $B \approx \mu_0 M$,可得应力作 用下非晶合金的磁化曲线:

$$\boldsymbol{B}_{\sigma} = \boldsymbol{\mu}_{\sigma} \boldsymbol{H} = \frac{B_{s}^{2} - 3\lambda_{s} \boldsymbol{\mu} \sigma_{\text{mech}}}{B_{s}^{2}} \boldsymbol{\mu} \boldsymbol{H} \qquad (4)$$

式中,μ。为材料在应力作用下的磁导率;μ为材料

在无应力作用时的磁导率,可由磁化曲线查得。

齿中的磁通方向和机械应力都是沿着齿中心线 方向的,因此对于组合齿中的硅钢可采用线性压磁 方程描述:

$$\boldsymbol{\varepsilon} = \frac{\boldsymbol{\sigma}_{\text{mech}}}{E} + d\boldsymbol{H}$$
(5)

$$\boldsymbol{B}_{\sigma} = \boldsymbol{\mu}_{\sigma} \boldsymbol{H} + d\boldsymbol{\sigma}_{\text{mech}} \tag{6}$$

式中, d 为硅钢片的压磁系数。由于硅钢片的磁致 伸缩很小, 且其磁性能对应力不敏感, 在磁路分析 时可忽略磁致伸缩的影响, 按照 $B_{\sigma} = \mu H$ 进行计算, μ 可由磁化曲线查得。

需要注意的是,在 I 型组合齿和 II 型组合齿中, 应力的作用范围是不同的。如图 1 所示,对于 I 型 组合齿中的无取向硅钢,压应力只影响齿根部,而 齿根部在组合铁心中所占比例很小,故在磁路计算 时,忽略压应力和磁致伸缩对 I 型齿中无取向硅钢 的影响。同理,对 II 型组合齿中的取向硅钢,同样 可忽略压应力和磁致伸缩的影响。

2 组合铁心的非线性模型

2.1 磁路模型

对图1所示的组合齿进行适当简化,可以得到简 化后的计算模型和磁路模型,分别如图2和图3所示。



图 3 组合齿磁路模型

图中, G_{zo} 表示齿根部无取向硅钢磁路的磁导; G_{z1} 、 G_{z2} 、 G_{z3} 分别为齿中部无取向硅钢和取向硅钢构成 的并联磁路的磁导; G_{z4} 表示齿顶部非晶合金磁路的 磁导; Φ_z 为齿部磁通。各段磁路的磁导为

$$\begin{cases}
G_{Zi} = \frac{\mu_{\sigma i} K_{Fe} b_{Zi} l_{i}}{l_{i}} & i = 0,4 \\
G_{Zi1} = \frac{\mu_{\sigma i} K_{Fe} b_{Zi} l_{i}}{l_{1}} & i = 1,2,3 \\
G_{Zi0} = \frac{\mu_{0} b_{Zi} l_{i}}{\delta_{2}} & i = 1,2,3 \\
G_{Zi} = \frac{G_{Zi0} G_{Zi1}}{G_{Zi0} + G_{Zi1}} & i = 1,2,3
\end{cases}$$
(7)

式中, b_{z_i} 、 l_i 、 $\mu_{\sigma i}$ 分别为齿部各段磁路的宽度、长度以及考虑应力条件下的磁导率; K_{Fe} 为铁心的叠压系数,对于非晶合金 K_{Fe} =0.86~0.89,对于硅钢片 K_{Fe} =0.95~0.97; l_i 为铁心叠长; δ_2 为无取向硅钢与非晶合金之间形成的第二气隙, $\mu\delta_2$ =0.01 mm;对于 I 型结构, $G_{z_{20}} = \infty$, $G_{z_2} = G_{z_{21}}$;对于 II 型结构, $G_{z_{10}} = G_{z_{30}} = \infty$, $G_{z_1} = G_{z_3} = G_{z_{11}}$ 。

并联支路的磁通与齿部总磁通之间的关系为

$$\Phi_{\rm Z1} = \Phi_{\rm Z3} = \frac{G_{\rm Z2}}{2(2G_{\rm Z1} + G_{\rm Z2})} \Phi_{\rm Z}$$
(8)

$$\Phi_{Z2} = \frac{2G_{Z1}}{2G_{Z1} + G_{Z2}} \Phi_Z \tag{9}$$

各段磁路中铁心的磁感应强度为

$$B_{\rm Zi} = \frac{\Phi_{\rm Zi}}{K_{\rm Fe}A_{\rm i}} = \frac{\Phi_{\rm Zi}}{K_{\rm Fe}b_{\rm Zi}l_{\rm t}}$$
(10)

组合齿磁路分析是一个磁-力耦合的非线性迭代 过程,在获得齿部磁通后,需先计算齿冠部非晶合 金的磁密与磁导率;然后假定齿中部无取向硅钢和 取向硅钢的磁导率,计算并联磁路的磁通和磁密, 再根据压磁方程计算其磁场强度和磁压降,根据并 联磁路磁压降相等的原理对假设的磁导率进行修正, 直到满足精度要求。

2.2 组合铁心的损耗模型

对磁滞损耗计算加以改进,得到电机铁心损耗 计算公式:

$$p_{\rm Fe} = p_{\rm hy} + p_{\rm eddy} =$$

$$(K_{\rm hy} f B_{\rm m}^{\alpha} + K_{\rm eddy} f^2 B_{\rm m}^2) \rho_{\rm Fe} V_{\rm Fe}$$
(11)

式中, p_{Fe} 为铁损耗; p_{hy} 和 p_{eddy} 分别为磁滞损耗 和涡流损耗; K_{hy} 和 K_{eddy} 分别为磁滞损耗系数和 涡流损耗系数; B_m 和 f分别为磁密幅值和磁通交 变频率; ρ_{Fe} 为铁心材料的密度; V_{Fe} 为铁心的体 积; $\alpha = 1.5 \sim 2.0$ 为磁滞损耗系数, 通过实验 测得。 虽然对于应力引起的损耗,目前的计算方法尚 不统一,但大量研究表明,在压应力作用下,取向 硅钢和无取向硅钢的磁化特性发生变化,从而导致 其损耗增加^[5-8,10]。对于非晶合金,压应力使材料内 部磁畴向垂直于磁化方向偏转,使磁畴在外磁场作 用下向外磁场方向的取向难度增大,也会导致磁滞 损耗增加。因此,用磁滞损耗增加的方法计算应力 引起的损耗更为合理。

磁滞损耗计算公式变为[7]

$$p_{\rm hy} = K_{\rm hy} (1 + K_{\sigma}) f B^{\alpha}_{\rm m} \rho_{\rm Fe} V_{\rm Fe}$$
(12)
式中 K 为关于o的分段线性函数 为

$$K_{\sigma}(\sigma) = \begin{cases} K_1 \sigma & \sigma < \sigma_1 \\ K_2 \sigma + (K_1 - K_2)\sigma_1 & \sigma \ge \sigma_1 \end{cases}$$
(13)

式中, K_1 和 K_2 为应力损耗系数, $\sigma_1 = 20$ Mpa 为转折 应力。 K_1 、 K_2 可通过实验数据分析获得。对于硅钢 片, $K_1 = 0.088$ MPa⁻¹, 对于非晶合金材料, $K_1 = 0.12$ MPa⁻¹; $K_2 = 0.015$ Mpa⁻¹。

由于组合铁心需经过多次冲剪加工,不可避免 地引起附加损耗。为此,本文参考文献[14]中冲剪 边数对铁损耗影响实验结果,对文献[13]的铁损耗 修正系数进行修正:

$$K_{\rm p} = 0.89 + k_{\rm d} (C/W) \tag{14}$$

式中, W 为铁磁材料冲片的宽度,单位为mm,在组 合铁心中,为齿部取向硅钢和无取向硅钢的宽度、 或齿冠部非晶合金的高度; C 为基准宽度,对无取 向硅钢 C = 3,对有取向硅钢 C = 4.2; k_d 为考虑组合 铁心冲片加工边数影响而引入的系数,在组合齿中, k_d 应分段取值,无取向硅钢中部取 k_d = 1.68,其余 部位取 k_d = 1。

因此,组合齿的总铁损耗为

 $p_{\rm Fe} = [(K_{\rm p}K_{\rm hv} + K_{\sigma})fB_{\rm m}^{\alpha} + K_{\rm p}K_{\rm eddy}f^{2}B_{\rm m}^{2}]\rho_{\rm Fe}V_{\rm Fe} \quad (15)$

3 组合齿铁损耗测试实验

组合齿测试装置拓扑及相关数据分别如图 4 和 表 1 所示。将 II 型组合齿(平行齿)与无取向硅钢 构成闭合磁路,在无取向硅钢铁心上绕制一次绕 组,匝数为 N_1 = 1800 匝;在组合齿上绕制二次绕 组,匝数为 N_2 = 42 匝。为了尽量减小测试数据处 理中无取向硅钢铁心损耗对组合齿损耗的影响,将 无取向硅钢铁心的截面设计成组合齿的 4 倍,且其 体积为组合齿部的 4.82 倍。在固定板与无取向硅 钢铁心之间放置应力传感器,通过螺母调节螺杆的 预紧力,间接测出组合齿中非晶合金与无取向硅钢 之间的应力。



图 4 组合齿损耗测试装置 表 1 组合齿数据

参数	参数值
无取向硅钢长/mm	40
无取向硅钢宽/mm	7.5
有取向硅钢长/mm	34
有取向硅钢宽/mm	4
齿冠(非晶合金)长/mm	4.4
齿冠(韭晶合金)宽/mm	12.4

如图 5 所示,将一次绕组通过调压器接入 220 V、50 Hz 的交流电源中,二次绕组空载。为了准确 测出组合齿的铁损耗,将功率表的电流线圈串入一 次绕组,而将其电压线圈接到二次绕组,这样,铁 心的总损耗 *p*_{re}与功率表测出的功率 *p*_w之间关系为:

$$p_{\rm Fe} = \frac{N_1}{N_2} p_{\rm W} \tag{16}$$

根据变压器空载电压 U_{20} 与主磁通 Φ 的关系 U_{20} = 4.44 $fN_2\Phi$,得无取向硅钢铁心的磁密幅值为

$$B_{1\rm m} = \frac{U_{20}}{4.44 \, f N_2 K_{\rm Fe} b_1 l_t} \tag{17}$$

鉴于无取向硅钢铁心面积较大,其所受压应力 较小,可忽略其损耗随压应力的变化。根据无取向 硅钢的损耗系数,算出无取向硅钢的铁损耗 *p*_i,通 过损耗分离,得到组合齿的铁损耗 *p*_c为



在应力为0 Mpa 的条件下,测得不同电压下组 合齿的铁损耗,同时,还在相同条件下测出了相同 尺寸的无取向硅钢齿的铁损耗,将其与计算得到的 组合齿铁损耗进行对比,结果如图6所示。可见, 组合齿铁损耗的计算结果与实测值相符,最大误差 不超过 5%,证明了计算方法的正确性。同时,当 齿根部磁密在 1.8 T以下时,无取向硅钢齿的铁损 耗明显大于组合齿的铁损耗,当齿根部磁密在 1.3 ~ 1.5 T范围内时,无取向硅钢齿的铁损耗比组合齿的 铁损耗高 14%。当齿根部磁密大于 1.8 T 后,组合 齿的铁损耗与无取向硅钢齿的铁损耗接近。



图 6 计算结果与测试结果对比

分别测试压应力为 5 Mpa、10 Mpa、20 Mpa 时 不同输入电压下组合齿的损耗,得到不同压应力下 组合齿的铁损耗曲线,如图 7 所示,可见,组合齿 的损耗随着压应力增大而增大。

I型齿和II型齿在不同应力下的铁损耗计算值如 图 8 所示,可见,在无应力作用下,二者损耗接近。 在压应力作用下,组合齿的铁损耗增大,但 I型齿的 铁损耗明显低于 II型齿铁损耗。从计算结果看,在同 样为 20 Mpa 的应力下,当齿根部磁密超过 1.8 T时, I型齿的铁损耗比 II 型齿减少 37.2%,因此,I型组 合齿在压应力下铁损耗增加幅度较小,更适合牵引电 机应用,且齿部磁密的提高,有望进一步减小电机的 体积,提高电机的功率密度和转矩密度。



4 结 论

本文提出了一种充分发挥取向硅钢与非晶合金 优势的组合铁心结构,可构成大型交流电机的定子 齿,为探索新型材料在牵引电机中的应用提供了有 益的思路。

针对非晶合金材料存在较为明显的压磁效应和 较大的磁致伸缩,以及电机装配会导致铁磁材料受 到一定的机械应力作用,影响非晶合金和取向硅钢 的磁性能等问题,本文建立了一种考虑机械应力和 磁致伸缩影响的组合铁心磁-力耦合数学模型,并通 过实验测试了组合铁心的铁损耗,测试结果与计算 结果吻合,验证了本文建模方法的有效性。

进一步对比本文所提出的两种组合齿型,可以 发现,在压应力作用下,组合齿的铁损耗随应力增 大而明显增大,但I型组合齿的损耗低于 II 型组合 齿。并且,I型组合齿的装配难度较低。因此,在电 机中宜采用I型组合齿。

参考文献

- F R Ismagilov, L. Papini, V E Vavilov, et al. Design and Performance of a High-Speed Permanent Magnet Generator with Amorphous Alloy Magnetic Core for Aerospace Applications [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(3): 1750-1758
- Yang Li, Jianguo Zhu, Lihua Zhu, et al. A Dynamic Magnetostriction Model of Grain-Oriented Sheet Steels Based on Becker - Döring Crystal Magnetization Model and Jiles - Atherton Theory of Magnetic Hysteresis [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2020, 56 (3): 7511405
- [3] 苏昉,黄丁.四种非晶磁性合金在流体静高压下的磁化特性 [J].高压物理学报,1993,7(3):191-201
- [4] Ben Tong, WangJin, Chen Long, et al. Vibration Reduction Method of Switched Reluctance Motors With Amorphous Alloy Cores Based on Inverse-Magnetostriction Effect [J]. Power Electronics, 2022, 22 (11): 1908-1916
- [5] D Singh, P Rasilo, F Martin, et al. Effect of Mechanical Stress on Excess Loss of Electrical Steel Sheets [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2015, 51(11): 1001204
- [6] 赵小军,张凌云,刘洋,等.机械应力对取向硅钢片综合磁性 能影响的实验研究[J].电工技术学报,2022,37(22): 5776-5787.
- HassanEbrahimi, Yanhui Gao, Hiroshi Dozono, et al. Effects of Stress and Magnetostriction on Loss and Vibration Characteristics of Motor [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2016, 52 (3): 8201404
- [8] 付裕恒,李琳. 计及压应力对磁场强度各分量影响的无取向硅 钢磁弹性耦合动态磁滞模型[J/OL]. 中国电机工程学报. 2024, https://doi.org/10.13334/j.0258-8013. pcsee. 232643
- [9] Paavo Rasilo, Deepak Singh, Anouar Belahcen, et al. Iron Losses,

Magnetoelasticity and Magnetostriction In Ferromagnetic Steel Laminations[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2013, 49(5): 2041-2044.

- [10] V Permiakov, L Dupré, A Pulnikov, et al. Loss Separation and Parameters For Hysteresis Modelling Under Compressive and Tensile Stresses[J]. Magnetism and Magnetic Materials, 2004, 272 -276: 553 - 554
- [11] 朱龙飞,朱建国,佟文明,等. 过盈配合对非晶合金电机铁耗影响的实验研究[J]. 电机与控制工程学报,2016,20(9):40-45.
- [12] I T Gürbüz, F Martin, U Aydin, et al. Experimental Characterization of The Effect of Uniaxial Stress on Magnetization and Iron Losses of Electrical Steel Sheets Sut By Punching Process[J]. Magnetism and Magnetic Materials, 2022, 549: 168983

(上接第49页)



图 7 自学习中 Id 电流记录最大值和推定电压变化

图 7 中显示了每个推定周期进行中记录到的 I_d 电流的最大值和转子位置推定电压之间的关系。可 以看到转子位置推定电压在逐步上升, I_d 电流的最 大值也在上升,最终达到一个稳态值。

在实际应用时,基于相同规格的逆变器和电机 搭配组合,参数基本一致,所以不需要每台都进行 自学习。

4 结 论

本文提出了永磁同步电机转子初始位置推定电

(上接第61页)

- [12] Abreu J P G, Sa J S, Prado C C. Harmonic Torques in Three-phase Induction Motors Supplied By Nonsinusoidal Voltages [C]. 11th International Conference on Harmonics and Quality of Power, 2004: 652-657.
- [13] Hirotsuka I, Hayashi D, Nakamura M, et al. Radial Distribution of Electromagnetic Vibration and Noise on a Three-Phase Squirrel-Cage Induction Motor — Influence of Measurement Point[C]. 18th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2015: 1734-1739.
- [14] 张玉庸.考虑电工钢片磁致伸缩效应的变频电机振动噪声研究 [D]. 沈阳:沈阳工业大学, 2021.
- [15] 周晓炎. 双三相感应电机设计与电磁振动研究[D]. 哈尔滨:哈

- [13] Yujing LIU, S K KASHIF, A M SOHAIL. Engineering Considerations on Additional Iron Losses Due to Rotational Fields and Sheet Cutting[C]. International Conference on Electrical Machines, September 6-9, 2008, Vilamoura, Portugal. 2008: 1-4.
- [14] Wenming Tong, Shiqi Li, Ruolan Sun, Lu Sun, et al. Modified Core Loss Calculation for High-Speed PMSMsWith Amorphous Metal Stator Cores[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2021, 36(1): 561-569.
- [15] Jingwen Yan, Chong Di, Xiaohua Bao, et al. Iron Losses Model for Induction Machines Considering the Influence of Rotational Iron Losses[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2023, 38(2): 971-981.
- [16] 陈昊,李琳. 非晶合金-取向硅钢组合铁心结构设计及其磁-振 动特性分析[J]. 电工技术学报, 2024, 39(10): 2925-2936

压和推定时间自学习方法,通过设定的目标直轴电 流阈值,粗推定次数和细推定次数,对推定电压和 推定时间逐阶小步长递增进行自学习,经实验验证, 适应性强,可以用在工程实机中。

参考文献

- [1] 黄玉蓉,周波,于晓东.一种正弦型电励磁双凸极电机转子初 始位置检测方法[P].中国专利202310193700.6,2023-08-29.
- [2] 王欢,陈学永.新能源电动汽车用永磁同步电机角度偏移对转 矩输出控制的影响分析[J].小型内燃机与车辆技术,2021, 50(05): 32-35.
- [3] 王庆超. 永磁同步电机转子角度偏差对驱动系统性能的影响 [J]. 机械制造, 2019, 57(12): 27-28.
- [4] 王海兵,赵荣祥,汤胜清,等.永磁同步电机位置检测偏差对 驱动系统性能的影响研究[J].电工技术学报,2018,33 (04):910-918.
- [5] 张劲秋. 电梯用门机微机控制器的研究与设计[D]. 上海:上 海交通大学, 2016.
- [6] 吴志敢,胡亚山.一种精确测量同步马达初始磁极角的检测方法[P].中国专利 200910200901.4,2012-05-23.

尔滨理工大学, 2020.

- [16] Khan M A, Khan F. Analysis and Electromagnetic Noise Suppression of Three-Phase Squirrel Cage Induction Motor[C]. International Conference on Computing, Electronic and Electrical Engineering (ICE Cube), 2018; 1-5.
- [17] Yacamini R, Chang S C. Noise and Vibrationfrom Induction Machines Fed from Harmonic Sources[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 1995, 10(2): 286-292.
- [18] Zhu H, Zhou G, Chen J, et al. Analysis and Study of Skewed Slot Tooth Distance on Low Electromagnetic Noise of Three-Phase Induction Motor With Squirrel Cage Rotor[C]. Sixth International Conference on Electromagnetic Field Problems and Applications, 2012: 1-4.

多层护套电机转子的过盈量分析及装配工艺

李松涛¹, 张现奇¹, 王程程¹, 李 翔¹, 苏 森², 彭 ℓ^2 (1. 国家能源蓬莱发电有限公司, 山东 烟台 265601; 2. 华驰动能北京科技有限公司, 北京 101111)

摘 要:针对高速储能飞轮电机转子的设计与优化问题,提出了一种多层护套结构,以提高电机转子在高转速下的 稳定性和安全性。首先,根据电机转子的工作条件和性能要求,选择了合适的材料并设计了电机转子的主要结构尺 寸。接着,制定了过盈量设计的准则和方法,确保了电机转子各部件之间在静态和动态条件下均能保持足够的接触 压强,避免了高速旋转过程中的剥离现象。通过有限元仿真分析,验证了所设计的过盈量能够满足材料的强度要 求,确保了结构的完整性和可靠性。此外,还制定了一套详细的电机转子装配工艺流程,并通过热变形和应力分布 的仿真分析,验证了各装配工序的可行性。特别是在轴装配的最后阶段,通过优化过盈量,简化了工艺难度,提高 了装配效率和质量。研究成果为高速储能飞轮电机转子的设计和制造提供了重要的理论支持和实践指导,对提升电 机的整体性能和可靠性具有重要意义。

关键词:高速储能飞轮;电机转子;多层护套结构;过盈量设计;有限元仿真;装配工艺
 中图分类号:TM355;TM305
 文献标志码:A
 文章编号:1001-6848(2024)11-0068-07

Interference Analysis and Assembly Process of Multi-layer Sheath Motor Rotor

LI Songtao¹, ZHANG Xinqi¹, WANG Chengcheng¹, LI Xiang¹, SU Sen², PENG Long²

(1. National Energy Penglai Power Generation Co., LTD., Yantai Shandong 265601, China;

2. Huachi Kinetic Energy Beijing Technology Co., LTD., Beijing 101111, China)

Abstract: This article focused on the design and optimization issues of high-speed energy storage flywheel motor rotors, proposing a multi-layer sheath structure to improve the stability and safety of motor rotors at high speeds. Firstly, suitable materials were selected based on the working conditions and performance requirements of the motor rotor, and the main structural dimensions of the motor rotor were designed. Subsequently, criteria and methods for interference design were established to ensure that sufficient contact pressure was maintained between the components of the motor rotor under both static and dynamic conditions, avoiding separation phenomena during high-speed rotation. Finite element simulation analysis verified that the designed interference can meet the material strength requirements, ensuring structural integrity and reliability. In addition, a detailed assembly process for the motor rotor was developed, and the feasibility of each assembly step was validated through thermal deformation and stress distribution simulation analysis. Especially in the final stage of shaft assembly, by optimizing the interference, the process difficulty was simplified, improving assembly efficiency and quality. The research results provide important theoretical support and practical guidance for the design and manufacture of high-speed energy storage flywheel motor rotors, which is of great significance for improving the overall performance and reliability of the motor.

Key words: high-speed energy storage flywheel; motor rotor; multi-layer sheath structure; interference design; finite element simulation; assembly process

0 引 言

随着全球能源结构向可再生能源转型,大规模新 能源并网引发的电网频率波动问题日益凸显。这一现 象不仅增加了火电机组调频的任务负担,也导致其动 作频繁,加速了机组的老化过程。储能飞轮是一种机 械储能装置,通过大惯量转子高速旋转储存能量,具 有高能量密度、长寿命、快速充放电等优点^[1-3]。

收稿日期: 2024-06-07

基金项目:国家能源集团"现货市场下多形式先进复合储能智能协同控制技术研究与实证示范"项目(GJNY-23-74)。 作者简介:李松涛(1982),高级工程师,研究方向为电力热控设备。
高速永磁电机是储能飞轮系统中能量转换的关键技术,它必须满足系统对于高效率和高功率密度的要求^[45]。目前储能飞轮电机转子面临这在高速旋转时的结构强度以及转子散热的问题^[6]。

本文通过采用具有不同功能的多环护套设计, 解决了电机转子在高速旋转时遇到的永磁体离心载 荷和真空散热问题。这些多环护套通过过盈配合连 接,这种设计对过盈量设计的合理性提出了极高的 要求^[74],以确保电机转子在高速运行时的安全性以 及过盈配合的工艺性。因此,本文对储能飞轮电机 转子护套的过盈量进行了详细分析,并设计了相应 的装配工艺流程。

1 电机转子结构

本文所研究的电机转子结构如图1所示,自外 而内依次由碳纤维环、硅钢片环和高温合金套、磁 钢、隔磁块、铁心以及轴组成。碳纤维环主要提供 结构的强度,保护电机内部结构不受高速旋转破 坏^[9]。硅钢片环的功能在于减少涡流损失,降低发 热,从而提升电机的效率。高温合金套则起到固定 支撑硅钢片的作用,同时也保护内部部件^[10]。隔磁 块负责分隔磁场,防止磁场泄漏,确保磁力的有效 集中。磁钢作为产生磁场的关键部分,其位置和性 能直接影响电机的输出。铁心的作用是增强磁场, 优化磁力线的分布。位于中心位置的轴则是支撑整 个转子结构并传递扭矩的重要组成部分,确保转子 能够平稳且高效地运转。



5.隔磁块:6.铁心:7.轴



参数	符号	数值
碳纤维外径(半径)/mm	R1	88
硅钢片环外径(半径)/mm	R2	84
高温合金套外径(半径)/mm	R3	78
磁钢外径(半径)/mm	R4	75

表1(续)

参数	符号	数值	
铁心外径(半径)/mm	R5	57	
转轴外径(半径)/mm	R6	45	
电机转子长度/mm	Н	230	

电机的额定功率为 200 kW,额定转速 20000 r/min。 电机转子的主要结构尺寸参数详细列于表 1 中。电 机各部分所用材料及其属性分别在表 2 和表 3 中给 出,这些材料数据是进行电机转子护套过盈量分析 和优化的基础数据。

表 2 电机转子各部所用材料参数

零件部	高温合				14 5 .11
名称	金环	隔磁块	硅钢片坏	磁钢	铁心/轴
材料	高温			61. bib 700	25Cr2Ni
名称	合金	个窃钢	硅钢	钕铁硼	4MoV
密度	0240	7020	7(00	7500	7950
/(kg/m ³)	8240	/930	/600	/500	/850
泊松比	0.3	0.247	0. 25	0.3	0.3
弹性模量/	200	105	200	170	211
Gpa	200	195	200	170	211
抗拉强度/	065	520	(00	1(0	1100
Мра	905	520	600	160	1100
屈服强度/	550	205	400	09 166	1000
Мра	550	205	400	98 - 100	1000
导热系数/	14 7	14	10	Q 055	14
W/(m * K)	14. /	14	48	0.933	14
热膨胀系数/	12 1	11.0	12.2	4.0	11.0
10 ⁻⁶ /K	12.1	11.0	12.2	4.0	11.0

表 3 碳纤维环材料参数

材料属性	参数
纤维	M40J
基体	Epoxy
纤维体积率%	65
环向模量/Gpa	227.6
径向模量/Gpa	7
环向泊松比 P1	0. 29
径向泊松比 P2	0.36
环向剪切模量/Gpa	5.5
径向剪切模量/Gpa	4.9
密度/(kg/m³)	1557.5
环向强度/Mpa	2881.0

2 电机转子过盈量设计

2.1 过盈量设计准则。

多层护套结构电机转子过盈量设计应满足以下 要求:

(1)在额定转速下, 电机转子各部件之间应保持

足够的接触压强,确保高速旋转过程中不发生剥离。

(2)在静态与额定转速下,电机转子应满足材 料强度许用值要求。

(3) 过盈量设计必须满足电机转子的装配工艺 性要求,以确保装配过程能够顺利完成。

2.2 过盈量设计方法

在设计多层护套结构电机转子的过盈量时,如 图2所示,首先需要给定一个初始过盈量,然后采 用静态仿真对电机转子进行应力和变形分析,以确 保在初始过盈量下,转子的材料性能满足所需的强 度要求。如果静态仿真结果符合预期,将在额定转 速下对电机转子进行动态力学仿真,评估各部分是 否能够满足材料在动态条件下的许用应力要求。动 态仿真通过后,按照电机转子的结构特点和过盈量 来制定装配工艺,并对各装配工序中的过盈量进行 热变形仿真分析,确保在实际工作温度下,过盈量 依然能够保证装配质量并满足工艺要求。综合以上 所有仿真结果和装配工艺分析,我们进行数据评估 和方案调整,针对可能出现的问题给出合理的优化 建议,以优化和完善整个电机转子的过盈量设计。



图2 多层护套结构电机转子过盈量设计流程图 多层护套结构电机转子给定电机转子各部件配 合初始过盈量值,见表4。

表 4	电机转子各部件配合过盈量设计
-----	----------------

配合接触面	单边过盈量/mm
轴与铁心	0.05
铁心与磁钢(隔磁块)	0
高温合金套与磁钢(隔磁块)	0.01
高温合金套与矽钢片环	0
矽钢片环与碳纤维环	0.04

3 电机转子仿真分析

3.1 有限元模型

根据表1提供的参数,建立了有限元模型,如 图3所示。在这个模型中,最外圈的浅蓝色区域代 表碳纤维环。紧接着向内是红色区域,这部分是硅 钢片环。位于硅钢片环内侧的粉色区域是高温合金 套。绿色区域为隔磁块,紫色区域代表磁钢,在最 中心的位置,蓝色区域代表铁心和轴。



图 3 多层护套结构电机转子有限元模型

在建立有限元模型的过程中,我们选用了 SOLID186 作为网格单元类型。该单元类型适合于 处理不规则形状的实体结构,并且支持扫略划分网 格的方法。为了确保计算的准确性和效率,我们将 整个模型的网格大小统一设定为 0.5 mm。这种细 化的网格划分能够在保证计算效率的同时,捕捉到 模型中的关键细节,从而提高仿真分析的精度和可 靠性。

在电机转子的设计中,各部件之间的接触设置 至关重要。铁心与隔磁块之间是通过螺栓固定,因 此采用绑定接触方式。磁钢之间通过粘接方式连接, 不会发生相对移动,因此设置为粗糙接触。此外, 轴与铁心、铁心与磁钢、磁钢与隔磁块、高温合金 套与磁钢、高温合金套与隔磁块、高温合金套与硅 钢片环以及硅钢片环与碳纤维环之间,均设置为了 摩擦接触。根据表4的过盈量参数,高温合金套与 磁钢之间的过盈量设置为0.01 mm,硅钢片与碳纤 维环之间的过盈量设置为0.04 mm,而轴与铁心的 过盈量设置为0.05 mm。

3.2 仿真结果分析

当电机转子处于静态状态时,主要承受由过盈 配合引起的载荷。通过有限元仿真分析,得到了电 机转子各部分的静态应力分布情况,如图 4 所示。 同时,电机转子各部分的静态变形位移,如图 5 所示。



当电机转子处于以额定转速 20000 r/min 旋转的 运动状态时,它不仅承受由过盈配合引起的载荷, 还要承受由于高速旋转而产生的惯性力载荷。通过 有限元仿真分析,得到了电机转子在这种工况下各 部分的动态应力分布情况,如图 6 所示。电机转子 在运行过程中的动态变形位移分布,如图 7 所示。



			-
动体力转	静态最大	动态最大	屈服强度
叩什石你	应力/Mpa	应力/Mpa	∕ Mpa
轴和铁心	210	241	1000
磁钢	40	49	166
不锈钢隔磁块	74	84	205
高温合金环	132	428	550
矽钢片环	113	375	400
碳纤维环径向	0.02	0.05	30
碳纤维环环向	212	442	1600

表 5 电机转子各部件的最大应力值

电机转子各部件的仿真结果中的最大应力值见 表5。通过与各部件材料的屈服强度进行对比,可 以看出无论是在静态条件下还是在动态旋转状态下, 最大应力值均未超过材料的许用屈服强度,并存在 一定程度的安全余量,说明所设置的过盈量满足材 料的强度要求,确保了电机转子的结构安全性和可 靠性。这些分析结果验证了设计的合理性,并为电 机转子的实际运行提供了理论支持。



图 8 电机转子各部件之间接触压强分布范围

电机转子各部件之间的接触压强分布范围如图 8 所示。在该图中,横轴的数字分别代表了不同部 件之间在静态和动态条件下的接触压强:1 和2 对 应铁心与轴之间的静态与动态接触压强;3 和4 对 应磁钢与铁心之间的静态与动态接触压强;5 和6 对应高温合金套与磁钢之间的静态与动态接触压强;5 和6 对应高温合金套与磁钢之间的静态与动态接触压强; 7 和8 对应硅钢片环与高温合金套之间的静态与动 态接触压强;9 和10 对应碳纤维环与硅钢片环之间 的静态与动态接触压强。值得注意的是,磁钢与铁 心之间的动态接触压强接近于零,这是因为它们之 间采用了树脂胶粘接方式,只要拉伸应力不超过胶 的强度,就不会发生分离现象。在整个过程中,其 它各部件接触面之间均保持了一定的接触压强,这 确保了各部件之间不会发生分离,从而保证了电机 转子的结构完整性和稳定运行。

4 装配工艺

4.1 装配工艺流程制定

电机转子的装配工艺涉及多层护套结构, 其装

配工序的流程,如图9所示。①将磁钢通过树脂胶 粘接到铁心上,同时确保磁钢外径的尺寸满足要求: ②将硅钢片安装在高温合金套的外侧,由于没有过 盈要求,可以通过适当的加热来完成装配,并确保 硅钢片环的外径尺寸准确:③将高温合金套与硅钢 片环的装配体冷却100℃后安装碳纤维环,待其自 然恢复到常温;④将工序3装配体加热100℃,安 装铁心与磁钢的装配体,并让其自然冷却至常温; ⑤最后,将整个铁心、磁钢、高温合金套、硅钢片 环、碳纤维环的装配体加热100℃,同时轴冷却100 ℃进行过盈装配,并在自然冷却至常温后完成整个 电机转子的装配工艺。



图 9 电机转子装配工序的流程图

4.2 装配工艺性分析

装配工艺的工序①,使用树脂胶将磁钢粘接到 铁心上的方法是可行的,因为树脂胶在固化后能够 提供足够的粘接强度,并且可以通过精确控制磁钢 外径的尺寸来满足过盈量设计要求,工序②,将硅 钢片固定在高温合金套外侧的步骤也是可行的,因 为没有过盈要求,可以通过适当的加热来使硅钢片 膨胀,从而更容易装配到高温合金套上,然后在冷 却过程中硅钢片会收缩,形成紧密的配合,同时保 证了硅钢片环的外径尺寸精度。

装配工艺的工序③将高温合金套与硅钢片环的 装配体冷却后再安装碳纤维环。这种装配工艺的可 行性主要取决于材料对温度变化的响应特性。高温 合金套与硅钢片环的装配体在冷却100℃后,最大 外径缩小了 0.1 mm, 仿真结果如图 10 所示, 碳纤 维装配的过盈量为0.04 mm,形变大于过盈量。冷 却100 ℃意味着将组件要从室温降22 ℃低到-78 ℃, 这需要确保所有材料都能在低温下保持其机械性 能, 仿真结果如图 10 所示, 最大应力为 1.3 MPa, 均未超过其材料性能。安装碳纤维环后,组件需自 然恢复到常温,这一过程中必须保证碳纤维环与硅 钢片环之间的配合不会因温度变化而受损。仿真结 果如图 10 所示,最大应力为 76.7 MPa,均未超过 其材料性能。因此,装配工艺的工序③是是可 行的。



94 -.09856 -.096127 -.093693 -.09126 .099777 -.097343 -.09491 -.092477 -.090043

图 10 高温合金套与硅钢片环的装配体冷却 100 ℃径向变形



7 .802041 .962246 1.12245 1.28265 721939 .882143 1.04235 1.20255 1.36276

图 11 高温合金套与硅钢片环的装配体冷却 100 ℃应力分布



.4445 39.1747 49.9048 60.635 71.3652 33.8096 44.5397 55.2699 66.0001 76.7303

图 12 碳纤维环、高温合金套、硅钢片环的 装配体常温时应力分布

装配工艺的工序④将已装配的高温合金套、硅 钢片环和碳纤维环的组合体再次加热, 以便安装铁 心与磁钢的装配体。装配体在加热100℃后,最小 内径增大了 0.046 mm, 仿真结果如图 13 所示, 装 配过盈量为0.01 mm,形变大于过盈量。将装配体 加热100℃会导致部件热膨胀和热应力变化,仿真 结果如图 14 所示,最大应力为 270.33 MPa,均未超 过其材料性能。自然冷却至常温的要求意味着在整 个过程中,材料需要能够逐渐适应温度变化,而不 会发生变形或损坏,仿真结果如图 15 所示,最大应 力为121.59 MPa,均未超过其材料性能。因此,该 工序是可行的。



图15 碳纤维环、高温合金套、硅钢片环、磁钢、铁心的 装配体常温时应力分布

装配工艺的工序⑤为电机转子装配工艺的最终环 节,涉及将所有已装配的部件加热后再安装轴。将整 个装配体加热100℃后,其径向变形与应力分布如图 16 和图 17 所示,装配体最小内径增加了0.03 mm, 最大应力为333.05 MPa。最大应力均未超过其材料性 能,但装配体形变量小于了过盈量0.05 mm。虽然在 材料性能上还有一定的余量,但是考虑到碳纤维环中 的固化树脂不适合承受过高的温度,因此采取同时冷 却的轴的方式进行装配。轴冷却100℃时,其径向变 形量,如图18 所示,轴的最大外径缩小了0.05 mm, 加上装配体的增大位移,总变形差为0.08 mm,大于 了过盈量0.05 mm。随后在自然冷却至常温的过程中, 各部件将逐渐收缩,形成更紧密的配合。整个电机转 子的应力分布,如图19 所示,最大应力为217.30 MPa,均未超过各部件的材料性能。

因此,在充分考虑到材料特性和温度管理的情

况下,整个装配工艺是可行的。电机转子装配工艺 的每一步都需仔细控制温度和监测装配公差,以确 保最终电机转子的性能和可靠性。



.03371 .054211 .074711 .095212 .115712 .04396 .064461 .084962 .105462 .125963

图 16 碳纤维、高温合金套、硅钢片环、磁钢、铁心的 装配体加热 100 ℃径向变形



01456 74.0232 148.032 222.041 296.049 37.0189 111.028 185.036 259.045 333.053

图 17 碳纤维、高温合金套、硅钢片环、磁钢、铁心的 装配体加热 100 ℃应力分布 轴冷却 100 ℃时,径向变形量为





5 电机转子过盈量优化

通过上文的电机转子装配工艺性分析,我们可 以看出整个装配工艺是可行的。然而,装配过程中 的最后一步工序,即对装配体加热100℃的同时需 要将轴冷却100℃,这种同时进行加热和冷却的方 法增加了工艺的难度。根据表5和图8的数据,可 以看出轴与铁心之间在静态时的接触压强最大,超 过了其他面的接触压强,同时轴与铁心的静态应力 也是最大的。因此,在保证有一定接触压强的前提 下,可以适当降低轴与铁心之间的过盈量。

部件名称	优化前动态最大 应力/Mpa	优化后动态最大 应力/Mpa
轴和铁心	241	153
磁钢	49	49
不锈钢隔磁块	84	54
高温合金环	428	439
矽钢片环	375	384
碳纤维环径向	0.05	0.05
碳纤维环环向	442	442

表6 过盈量优化前后动态最大应力对比

将轴与铁心的过盈量优化调整为 0.03 mm 后, 从表 6 中的仿真结果可以看出,轴和铁心的最大应 力显著降低,而其他部件的变化不大。轴和铁心之 间的动态最大接触压强从优化前的 29.08 MPa 降低 到了优化后的 10.58 MPa,这样的压强仍然能够保 证轴与铁心之间的充分接触,确保在高速旋转过程 中不会发生剥离。因此,0.03 mm 的过盈量是完全 合理的。过盈量优化完成后,大大简化了装配的最 后一步工艺难度,此时装配工艺的最后一步工序只 需冷却轴就可以实现过盈装配。

6 结 论

文中提出了一种针对高速储能飞轮电机转子的 多层护套结构,该结构设计能够有效地提升电机转 子在高转速下的稳定性和安全性。通过采用具有不 同物理和机械属性的材料,实现了对电机转子性能 的优化。 文中提出了一套系统的过盈量设计准则和方法, 确保了电机转子各部件之间在静态和动态条件下均 能保持足够的接触压强,避免了高速旋转过程中的 剥离现象。通过有限元仿真分析,验证了所设计的 过盈量能够满足材料的强度要求,保障了结构的完 整性和可靠性。

文中制定了一套详细的电机转子装配工艺流程, 并通过热变形和应力分布的仿真分析,验证了各装 配工序的可行性。特别是在轴装配的最后阶段,通 过优化过盈量,简化了工艺难度,提高了装配效率 和质量。

文中不仅在理论上提出了多层护套结构和过盈 量设计的新方法,而且通过实际的仿真分析和装配 工艺验证,展示了这些设计理念的实用性和有效性。 研究成果为高速储能飞轮电机转子的设计和制造提 供了重要的理论支持和实践指导,对提升电机的整 体性能和可靠性具有重要意义。

参考文献

- [1] 代本谦,兀鹏越,王海波,等.飞轮储能辅助火电一次调频技术与应用[J].热力发电,2024,53(03):81-88.
- [2] 戴兴建,魏鲲鹏,张小章,等.飞轮储能技术研究五十年评述[J].储能科学与技术,2018,7(05):765-782.
- [3] 黄漪帅,梁志宏,李飞,等.大功率永磁盘式电机转子结构强度研究[J].微电机,2024,57(03):14-18,34.
- [4] 鲍海静,梁培鑫,柴凤. 飞轮储能用高速永磁同步电机技术综述[J]. 微电机,2014,47(02):64-72.
- [5] 秦雪飞.大功率高速永磁电机多物理场综合设计[D].浙江:浙江大学,2023.
- [6] 徐帆,戴兴建,王又珑,等. 飞轮储能用永磁电机研究进展综述[J/OL].储能科学与技术: 1-18.
- [7] 佟文明,潘雪龙,高俊,等. 多层护套结构高速永磁电机转子 机械强度与损耗分析[J]. 电机与控制学报,2022,26(08): 21-29.
- [8] 潘雪龙. 表贴式高速永磁电机分层护套设计方法的研究[D]. 沈阳: 沈阳工业大学, 2022.
- [9] 刘海龙,谢峰.内置式永磁电机碳纤维护套转子强度及过盈量 分析[J].电机与控制应用,2023,50(02):20-23,35.
- [10] 王可. 高速大功率永磁电机转子结构强度分析与优化[D]. 哈尔滨:哈尔滨理工大学, 2023.