

无锡市黄氏电器制造有限公司



无锡市黄氏电器 制造有限公司(原元 福忠刻法指电机有限 唐任公司)为爪银式

永磁同步电机的设计、生产、销售、服务于一体的专 金企会。公司拥有技术模煳的员工与专业技术研发团 以、专业的自动化生产设备、核良的生产工艺及先进 创清先生主导开发出KTYZ系列永磁同步电动机产品。 技术照标在同行业中处于研先地位。公司拥有多项电 机专利,并带头制定(齿轮减速水磁同步电机)的行 全标准,公司通过71809001 2000, UL CE.











MITV2







地址:无锡市线桥工业周线洛路6-8号 电话: 0510-88089988 惊喜: 0510-88089900





WEI DIAN JI

月刊,1972年创刊 第57卷 第7期(总第367期) 2024年7月28日出版 中国科技论文统计源期刊 中国学术期刊(光盘版)全文收录期刊 《中国核心期刊(遴选)数据库》收录期刊 《中文科技期刊数据库(全文版)》收录期刊 RCCSE 中国核心(扩展版)学术期刊 美国《乌利希期刊指南》(UPD)收录期刊 美国《剑桥科学文摘(工程技术)》(CSA)来源期刊 英国《科学文摘》(Inspec)检索源期刊 中国机械工业优秀期刊 陕西省优秀期刊

| 编辑委员会 顾 问:唐任远(院士) 赵淳生(院士) <u>王宗培</u> 陆永平 程树康 谭建成 主任委员:莫会成 副主任委员:谭顺乐 荆仁旺 | 目 次 |
|--|---------------------------------------|
| 委 页:(按姓氏笔画 万序) 王 健 王建乔 王晓远 王维俊 任 雷 刘 刚 刘卫国 刘树林 刘景林 贡 俊 严伟灿 李红梅 杨向字 肖 曦 吴玉新 闵 琳 动 建 平 型 四 短 四 四 五 四 四 四 五 四 四 四 五 四 四 四 五 四 四 四 四 | 设计与研究 |
| 沉建新 流 卫 孙及哶 顺匊平 柴 凤 柴建云 徐衍亮 郭 宏 黄守道 黄声华 梁得亮 程 明 温旭辉 廖 勇 | 一种新型的钢带尺线性位置测量的编码方法 |
| 注 荷: 西安微电机研究所有限公司 注 办: 西安微电机研究所有限公司 协 办: 中国电器工业协会微电机分会 中国电工技术学会微特电机专委会 | Spoke 永磁同步电机多物理场设计研究 |
| 编 辑 出 版: 《微电机》编辑部 主 编: 李中军 副 主 编: 谭 莹 贾 钰 地 址:西安市高新区上林苑四路 36 号 | ····································· |
| (710117) 电 话: 86 - 29 - 84276641 在线投稿系统: wdj. paperopen. com | 张 锋,李 成,吴 娜,等(11) |
| E-mail: micromotors@ vip. sina. com Http://www.china-micromotor. com. cn | 基于果蝇算法的永磁同步电机多目标优化设计 |
| 国外总发行:中国国际图书贸易总公司 (100044 北京 399 邮箱) 国外代号: M 4228 | 柳洪,陈玮,王定龙,等(18) |
| 国内总发行: 陕西省邮政报刊发行局 订 购 处: 全国各地邮局或本刊编辑部 邮发代号: 52-92 USSN 1001-6848 | 驱动控制 |
| 刊 号: HORT 001 0010 国内定价: ¥8.00 国外定价: \$8.00 | 基于前馈搜索法的 IPMSM 最大转矩电流比控制 |
| 广告经营许可证: 6101004004005 印 刷: 西安创维印务有限公司 | 林建华,赵世伟,杨向宇(24) |

| 基于模型预测的双电机转速同步控制研究 许晋飞,刘文星,李 | 剑, 等(30) |
|-----------------------------------|----------|
| 多扇区插值预测算法的 BLDCM 转矩脉动抑制策略 王雨凝,王博, | 江秀红(36) |
| 双电机远距离送丝控制系统的技术研究 | 苏立虎(43) |
| 基于饱和参数和混沌搜索算法的同步发电机组励磁分阶段优化控制方法 | |
| 董成龙,朱青国,董 | 磊, 等(49) |
| 导热胶对小型无刷轴流风机驱动器散热影响研究 | 蔡华祥(54) |

风力发电技术

| 5MW 半直驱永磁风力发电机设计及关键特性研究 | 舒聪慧, | 李 | 霞,刘中华 | -, 等(60) |
|-------------------------|----------|-----|--------|----------|
| 绕线转子无刷双馈电机的电磁计算方法 | 郑责 | -翔, | ,夏云清,颜 | 〔睿(67) |

应用技术与经验交流

空心杯电机非对称同心式绕组成型工艺技术研究 …………… 白 怡,王引波,张 亮,等(73)

| s Sees | 9898989 | \$ | \$ \$ |) = |
|--|---------|--|--|-----------------|
| | | | 邮发代号: 52-92 | 1 (1) (1) |
| | | 《微电机》(月刊) | 订价: 8 元/期 | 3)3 |
| | 人伝 1/ | 2 期、海本司到火山市已江岗、本山水司かけ、 重阪 | 年价:96元/年 |) 3 |
| \$ \$ | 至平 L | 2 朔, 以百可到ヨ地即同日閥,平刊小可破日、令购。 | 编辑部邮购(含快递费): 300 元/年 | 3) 2) 2) |
| | 欢 | 迎投稿!欢迎订阅!欢迎刊登广告! | | 100 |
| | 国内刊 | J号: CN61 − 1126/TM | 国际刊号: ISSN 1001-6848 | 1) |
| | 邮 | 箱:micromotors @ vip. sina. com | | 2 |
| ~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~ | 地 | 址: 高新区上林苑四路 36 号(710117) | 电话: 029-84276641 |) 3) |
| S | | | <u>ي</u> | 3 |

MICROMOTORS

Founded 1972 • Monthly • Public Publication Vol. 57 No. 7(Serial No. 367)Jul., 2024

Authorities: Xi' an Micromotor Research Institute Co., LTD.
Sponsor: Xi'an Micromotor Research Institute Co. Ltd.
Edited & Published: MICROMOTORS Editorial Department
Chief Editor: LI Zhongjun
Add. : No. 36, Shanglinyuan 4 Road, Xi'an 710117, China
Tel.: 86 – 29 – 84276641
Online Submission System: wdj. paperopen. com
E – mail: micromotors@ vip. sina. com
Http: //www. china – micromotor. com. cn
Distributor: Xi'an Newspapers and Periodicals Publish Office

Domestic Subscription: Local Post Office & MICROMOTORS Editorial Department Periodical Code: 52 – 92

Journal Code: ISSN1001 - 6848 CN61 - 1126/TM

Foreign Subscription: China National Publications Import & Export Corp. (P. O. Box 399, Beijing 100044, China) Overseas Code: M 4228 Price: \$ 8.00 Annual Price: \$ 96.00

Publication Date: Jul. 28, 2024

CONTENTS

| An Absolute Encoding Technology for Linear Displacement Measurement of Steel Tape Ruler |
|---|
| |
| Research on Multi-physical Field Design of Spoke Permanent Magnet Synchronous Motor |
| HE Weijun, ZHU Haijun, WU Xinyig, et al(6) |
| Comparative Analysis of Round/Flat Copper Wires for Aero-start Brushless DC Motors \hdots |
| ZHANG Feng, LI Cheng, WU Na, et al(11) |
| Multi-objective Cooperative Optimization Study of Permanent Magnet Synchronous Motors |
| Based on the Fruit Fly Algorithm |
| LIU Hong, CHEN Wei, WANG Dinglong, et al(18) |
| Maximum Torque Per Ampere Control Based on Feedforward Search Method for IPMSM \cdots |
| LIN Jianhua, ZHAO Shiwei, YANG Xiangyu(24) |
| Research on Dual Motor Speed Synchronous Control Based on Model Prediction |
| XU Jinfei, LIU Wenxing, LI Jian, et al(30) |
| Multi-sector Prediction Interpolation Function for BLDC Motor Torque Ripple Control |
| ····· WANG Yuning, WANG Bo, JIANG Xiuhong(36) |
| Research on Technical of Dual-motor Long-distance Wire Feeding Control System |
| |
| A Phased Optimization Control Method for Synchronous Generator Excitation Based on Satura- |
| tion Parameters and Chaotic Search Algorithm |
| DONG Chenglong, ZHU Qingguo, DONG Lei, et al(49) |
| Study on Influence of Thermal Conductivity Adhesive on Heat Dissipation of Small Brushless |
| Axial Fan Driver DOU Wang, YANG Lin, CAI Huaxiang(54) |
| Research on Design and Key Characteristics of 5MW Semi-direct-drive Permanent Magnet |
| Wind Turbine Generator SHU Conghui, LI Xia, LIU Zhonghua, et al(60) |
| Electromagnetic Calculation of a Wound-rotor Brushless Doubly-fed Machine |
| ZHENG Guixiang, XIA Yunqing, YAN Rui (67) |
| Reserch on Asymmetric Concentric Winding Shaping Technology of Coreless Motor |
| BAI Yi, WANG Yinbo, ZHANG Liang, et al(73) |

一种新型的钢带尺线性位置测量的编码方法

张津航1,刘 轶2,罗 欣1

(1. 华中科技大学,武汉 430074; 2. 海装北京局驻北京地区第六军代表室,北京 100000)

摘 要:对于用于线性位置测量的钢带尺,传统的 m 序列编码和解码方案虽然适用于长量程测量,但存在着查找表 占用内存过大的问题。为解决该问题,提出了基于特征码匹配的 m 序列编码和解码方案,探究了设计 m 序列所需的 初始编码状态和反馈系数以及特征码的选取对于非特征编码解码过程中的最长计算次数的影响,进而提出了基于实 际应用场景的设计方案,选择最优的 m 序列和特征码可在保证解码时效性的同时使内存降到最小。最后实验验证了 提出方案的有效性。

关键词:绝对位置编码;m序列;特征码;钢带尺 中图分类号:TP272 文献标志码:A 文章编号:1001-6848(2024)07-0001-05

An Absolute Encoding Technology for Linear Displacement Measurement of Steel Tape Ruler

ZHANG Jinhang¹, LIU Yi², LUO Xin¹

(1. Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China;

2. Representative Office of Sixth Army of Haizhuang Beijing Bureau in Beijing Area, Beijing 100000, China)

Abstract: For steel tape rulers used for linear displacement measurement, although traditional m-sequence encoding and decoding schemes are suitable for long-distance measurement, there is a problem of excessive memory consumption of lookup tables. To address this issue, an m-sequence encoding and decoding scheme based on feature code matching was proposed. The influence of the initial coding state and feedback coefficient required for designing m-sequences, as well as feature code selection on the longest computation times in decoding processes of non feature code were investigated. Furthermore, a design scheme based on practical application scenarios was proposed, where selecting the optimal m-sequence and feature code can ensure decoding efficiency while minimizing memory. Finally, the effectiveness of the proposed scheme was verified through experiments.

Key words: absolute position encoding; m-sequence; feature code; steel tape rulers

0 引 言

电梯行业中,轿厢的绝对位置检测尤为重要。 目前用于位置检测的线性绝对位置传感器主要有光 栅尺,磁栅尺,钢带尺等。钢带尺凭借着其使用寿 命长、制作成本低廉和测量范围长等优点而被广泛 应用于电梯行业中。钢带上有根据预先生成的编码 打好的孔洞,传感器通过测量钢带尺上的孔洞排列 来获取位置信息。为了满足电梯行业中对传感器小 型化和长量程的需求,编码解码方式的研究也变得 极为关键,国内外研究人员都在积极探索^[1-5]。

目前主要的线性绝对位置传感器的编码方式有 自然二进制码^[6],格雷码^[7]以及m序列编码^[8]等。 采用自然二进制码和格雷码的优势在于译码方式简 单,缺点是只能通过增加钢带的宽度来提高码道数 量,进而提高传感器的量程,不利于传感器的小型 化。m序列编码可以通过单码道编码方式实现位置 测量,有利于缩小钢带与传感器尺寸,不足之处是 译码过程需要查表,而存储表的内存会随着测量范 围的上升而增大。为了适应行业需求,m序列编码

收稿日期: 2023-12-29

作者简介:张津航(1999),男,硕士研究生,研究方向为电梯双码道绝对位置传感器。

刘 轶(1983), 女, 工程师, 研究方向为自动控制。

罗 欣(1986),男,副教授,研究方向为电力电子及电机控制系统。

是目前主要采用的编码方式。m 序列是一种伪随机 序列,被广泛应用各个领域。在文献[9]中,光栅 尺基于m序列编码刻画光栅,采用线阵图像传感器 识别光栅上的编码图案实现解码。在文献[10]中, m序列用于合成 DNA 中存储数据的纠错码,增强数 据可靠性。

总结现有文献,学者们主要对 m 序列编码的生 成方式、纠错等方面展开研究,鲜有学者关注采用 m 序列面临的解码过程中存储表占用内存过大的问 题,限制了该方法的应用范围。为了降低内存,本 文提出一种基于特征码匹配的 m 序列编码和解码方 案。在 Flash 中只存储特征编码对应的序数值,对于 特征编码,直接查表获取位置;对于非特征编码, 计算其与表中存储的下一个特征编码对应的序数值 之间的差值,从而获取位置。扩增特征码的位数可 进一步地降低内存,但同时计算时间也在上升,因 此本文探究了设计 m 序列所需的初始编码状态和反 馈系数以及特征码的选取对于非特征编码解码过程 中的最长计算次数的影响,进而基于实际应用场景 提出设计方案,选择最优的 m 序列和特征码,在保 证解码时效性的同时使内存降到最小。最后在实际 应用场景下通过实验验证提出方案的有效性。

本文安排如下,在第二节中对钢带尺的工作原 理进行了介绍,引出了 m 序列的生成原理与性质, 指出了目前存在的采用 m 序列编码面临着存储表占 用内存过大的问题。在第三节中提出了基于特征码 匹配的 m 序列编码和解码方案,探究了设计 m 序列 所需的初始编码状态和反馈系数,特征码的选取对 于非特征编码解码过程中的最长计算次数的影响, 基于实际应用场景提出设计方案。在第四节中展开 实验验证所提方案的有效性。

1 常规的钢带尺传感器工作原理

本文中的钢带尺传感器安装在轿厢侧面,用来 测量轿厢的实时位置,为电梯控制系统提供位置和 速度信息,是电梯运行的重要组成部分。钢带上有 根据预先生成的编码打好的孔洞,若当前码位的值 为1,则需要开孔;若当前码位的值为0,则不需要 开孔。传感器利用若干组等间距排布的发光元件和 光敏元件扫描钢带来获取与位置值一一对应的二进 制编码信息,最后通过解码算法将编码信息转换为 位置信息进行反馈。为了适应行业需求,m序列编 码是目前主要采用的编码方式。

m序列可由线性反馈移位寄存器(LFSR)生成。

LFSR 常以异或运算作为线性函数,以 n 位寄存器和 反馈系数乘积的异或运算结果作为输入填充到 LFSR 的最左端,再整体向右移动一位。从而 m 序列生成 的递推公式可以简化为

 $a_i = p_1 a_{i-1} \oplus p_2 a_{i-2} \oplus \cdots \oplus p_n a_{i-n}, i \ge 0$ (1) 式中, ⊕表示模二加法运算, $p_0 \sim p_n$ 为反馈系数, $p_0 = p_n = 1$ 。 $a_{i-1} \sim a_{i-n}$ 是初始 n 位编码状态, 每位为0 或 1, 当 LFSR 的初始状态为全零状态时将输出全零 序列,因此要求初始状态必须为非全零状态, a_i 是 当前输出的编码状态。

n 级线性反馈移位寄存器产生 m 序列的充要条件为:移位寄存器的特征多项式 *f*(*x*)为本原多项式。

根据本原多项式获取反馈系数,由此生成的 n 阶 m 序列的周期为 2ⁿ - 1,从序列首部开始每次读取 n 位编码,再往后移一位,可以循环读取到 2ⁿ - 1 个唯一的 n 位 m 序列编码,其与序数值 z ——对应,进而传感器的解码过程如图 1 所示。



图1 钢带尺工作原理示意图

钢带上相邻两个开孔区域的中心间隔为 d, 传 感器在运行过程中通过 n 组等间距排布发光元件和 光敏元件扫描钢带获取当前位置的绝对位置编码, 红外光透过孔洞则此码位值为 1, 否则为 0。解码通 过查表来实现,选定在 Flash 中存储的起始地址后, 将奇数编码对应的 z 按照奇数编码从小到大的顺序 依次存入,紧接着将偶数编码对应的 z 按照偶数编 码从小到大的顺序依次存入,两者组成一块连续的 地址空间。假设 startaddress 是 Flash 中存储奇数编码 对应序数值的起始地址, midaddress 是存储偶数编码 对应序数值的起始地址。对于每次读取的编码,奇 数编码通过式(2)计算出存储其序数值的 Flash 地 址,从而获取序数值。

 address = startaddress + code - 1
 (2)

 偶数编码通过式(3)得出存储其序数值的 Flash

地址,从而获取序数值。

address = midaddress + code - 2 (3)

序数值再乘以 *d* 即为位置值,由于 Flash 中要存储 2^{*n*} – 1 个不同的 *z*,占用空间 *f* 与 m 序列的阶数 *n* 的之间关系为

$$f = 2^{n+1} (Bytes) \tag{4}$$

随着量程在增加, n 在增大,占用空间f 也在扩 增,对芯片选型带来阻碍,因此该问题亟需解决。

2 基于特征码匹配的 m 序列编码和解 码方案

传统的 m 序列编码和解码方案虽然能适用于长量程 测量,但随着量程的扩增,存在着查找表占用内存 过大的问题。与传统方法的思路不同,本文提出了 基于特征码匹配的 m 序列编码和解码方案,在保证 解码时效性的同时减小内存。

2.1 新提出的 m 序列编码和解码方案

新方案的思路是先选定特征码,特征码是指期 望存入 Flash 中所有序数值对应绝对位置编码共同拥 有的末尾编码数据,特征编码是指末尾编码数据是 特征码的绝对位置编码。在 Flash 中只存储特征编码 对应的序数值,对于特征编码,直接查表获取位置; 对于非特征编码,计算其与绝对位置编码表中下一 个特征编码之间的差值,将特征编码查表的结果减 去差值从而获取位置。采用新方案的传感器的解码 过程如图 2 所示。

m 序列的阶数为 n,特征码取为 kcode,特征码 的位数为 k, $k \leq n$ 。由于 Flash 中只存储特征编码对 应的序数值,将特征编码右移 k 位后的编码称为映 射编码 mapcode。奇数映射编码通过式(5)计算出存 储其序数值的 Flash 地址。

address = startaddress + mapcode - 1 (5) 偶数映射编码通过式(6)计算 Flash 地址。

address = midaddress + mapcode - 2 (6) 新方案中的 Flash 中只存储特征编码对应的序数 值,占用空间 *f* 与特征码位长 *k* 的关系为

$$f = 2^{n-k+1} (Bytes) \tag{7}$$

随着特征码位长 k 的扩增,查找表占用的空间 在以 1/2^k的指数形式缩小,但计算次数也在增加, 计算时间也随之增加,对解码的时效性可能造成影 响。由于特征编码在原始绝对位置编码表中并不是 均匀分布,非特征编码解码过程中的计算次数存在 最大值,其与原始绝对位置编码表中相邻特征编码 间的最大间隔相等,相邻特征编码间的最大间隔是 由生成 m 序列所需的初始编码状态,反馈系数和选 取的特征码所共同决定的,因此下文展开探究三者 对最大计算次数的影响。





2.2 初始编码状态,反馈系数与特征码的选取对于 最大计算次数的影响

由于 m 序列具有周期性, 在反馈系数以及特征码确 定的情况下, 其对应的序列排布可构成圆环状。初 始编码状态的改变只会影响序列生成的起始位置, 环形结构没变, 任意相邻两个特征编码间的相对位 置没有改变, 进而初始编码状态的改变不会影响非 特征编码解码过程中的最大计算次数。

当特征码选定时,不同反馈系数的选择会生成 不同的 m 序列,从而序列中相邻特征编码间的最大 相邻间隔也会变化,将其中的最小值定义为该特征 码对应的最大计算次数 s。当位长 k 确定时,相同位 长的不同特征码对应的 s 也不同,将其中的最小值 定义为位长 k 对应的最大计算次数 C(k)。本文提出 了对于选定特征码,在能够生成 n 阶 m 序列所有可 取的反馈系数组合中,找到该特征码对应的 s 和相 应反馈系数的遍历算法。该算法流程图如图 3 所示。

首先选定 n 位初始编码状态,确定特征码为 kcode,位长是 k,在能够生成 n 阶 m 序列的所有反 馈系数组合选取一组,根据所选反馈系数和初始编 码状态生成 m 序列,然从头开始每次读取 n 位编码, 再将读取位置往后移一位,可以取得总数为 2ⁿ - 1 的绝对位置编码集 code [N]。第二步,在编码集 code [N]从头开始查找第一个特征编码的位置,记 录下标为 s_1 。循环向后进行直至找到下一个特征编码的位置,记录下标为 s_2 ,若当前间隔 $s_2 - s_1$ 比之前记录的最大值 s_{max} 大,更新 s_{max} 的取值,重复上述过程直至编码集中所有特征编码均被遍历。第三步,若 s_{max} 比之前记录的最小值s更小,则更新s,记录相应的反馈系数,直至遍历完所有反馈系数。最后输出s和反馈系数。



图 3 遍历算法流程图

本文以16阶m序列为例,对于不同位长的特征 码以及具有相同位长的不同特征码都采用该算法进 行计算,并进一步获取*C*(*k*),测试结果表1所示。

由表1可得, *C*(*k*)与*k*呈正相关。随着*k* 扩增, 占用空间*f* 在缩小, *C*(*k*)也在增大,计算时间在增加,可能对系统解码的时效性造成影响,因此亟需提出一种设计方案,在保证解码时效性的同时使内存降到最小。

| 表 1 | C(k) | 的测试表 |
|-----|------|------|
|-----|------|------|

| | C(k) |
|---|------|
| 1 | 16 |
| 2 | 17 |
| 3 | 36 |

2.3 实际应用场景中的设计方案

在钢带尺传感器实际应用的过程中,电梯井道 的深度,传感器的精度,电梯的最大运行速度是根 据现场需求确定的。假设在实际应用中,m序列的 阶数为 n,特征码的位长为 k,传感器的测量范围为 l,精度为 d,电梯的最大运行速度为 v_{max} ,解码过程中的计算时间为 T_e ,其余固定步骤执行的时间为 T_0 。根据钢带尺传感器的工作原理,测量范围应满足如下关系式,其中 L_0 是电梯井道的深度。

$$l = (2^{n} - 1) * d \ge L_{0}$$
(8)

解码过程中的计算时间 T_c 和系统其余功能检测 的时间 T_0 需要包含在单个检测周期 T 内。为了达到 d 的精度且避免在高速运行过程中的编码漏检,且 保证在首次编码误检之后存在冗余检测的机会,T不应超过 $d/(2 * v_{max}), T_c$ 应满足如下关系式。

$$T_c + T_0 \leqslant T \leqslant \frac{d}{2 * v_{\max}} \tag{9}$$

C(*k*)与*k*呈正相关,计算时间*T*_e是由解码过程中的计算次数决定的,从而计算时间*T*_e(*k*)与*k*呈正相关。在检测周期*T*取其上限时,系统设计中量程和计算时间的条件限制不等式组如下所示。

$$\begin{cases} l = (2^{n} - 1) * d \ge L_{0} \\ T_{c}(k) + T_{0} \le \frac{d}{2 * v_{\max}} \end{cases}$$
(10)

当精度 *d* 确定时,可以得出 *n* 和 *k* 的取值范 围为

$$\begin{cases} n \ge \log_2(\frac{L_0}{d} + 1) \\ k \le T_c^{-1}(\frac{d}{2 * v_{\max}} - T_0) \end{cases}$$
(11)

由式(7)可得,新方案的占用空间 f 对于 n 单调 递增,对于 k 单调递减,当 n 取得下限值 n_{min}, k 取 得上限值 k_{max}时,占用空间可以达到最小,相应的 反馈系数和特征码为最优选项。

$$\begin{cases} f = 2^{n_{\min} - k_{\max} + 1} (\text{Bytes}) \\ n_{\min} = \log_2(\frac{L_0}{d} + 1), k_{\max} = T_c^{-1}(\frac{d}{2 * v_{\max}} - T_0) \end{cases}$$
(12)

3 实验验证

本节在确定现场需求条件下开展实验验证提出的新方案的效果。假设在实际应用中,电梯井道的 深度 L_0 为130 m,电梯运行最高速度 v_{max} 为10 m/s, 传感器的精度 d为2 mm,微处理器采用的是 Gd32f303rct6 芯片,时钟主频设置为120 M,系统执 行固定步骤的时间 T_0 经测试为50 μ s。

采用传统方案和新方案均可实现相同的现场需求,两者的区别在于所需要的 Flash 空间和运行时间不同。新方案所需的 Flash 空间和运行时间是由 *n* 和

k的取值决定的。根据上文的设计方案, n_{\min} 可由式 (11)求出,而 $T_c(k)$ 的函数表达式难以写出,本文 采用仿真测试的方法确定 k_{\max} 。在n的取值确定为 n_{\min} 后,从k取1开始,利用上文的遍历算法,求出 位长取k时对应的C(k),并记录相应的特征码和反 馈系数。将原程序中解码过程中迭代计算的循环次 数改为C(k),并在每个检测周期开始时拉高测试引 脚,在执行完所有固定步骤后拉低测试引脚,用示 波器检测该引脚的电平变化,单个检测周期中高电 平持续的时间即为单次检测中的最长运行时间 T_m (k),其中 $T_c(k) = T_m(k) - T_0$ 。若 $T_m(k)$ 没有超过 设定的检测周期T则增加k的取值,重复上述流程, 直至求出使得 $T_c(k) + T_0 \leq T$ 的k的取值上限 k_{\max} 。

根据当前环境采用上述方法,在 T 取其上限值 100 μ s 时,计算出 $n_{min} = 16$,测试得出 $k_{max} = 8$, C(8) = 817, $T_m(8) = 84.9 \mu$ s,用示波器检测运行时 间的波形图如图 4 所示。



图 4 运行时间波形图

即 n 取 16, k 取 8 时, Flash 空间达到最小,新 方案的占用空间为 2 KB,计算时间为 34.9 μ s,相 较于传统方案,占用空间占用降低为原来的 1/16, 计算时间增加了 34.9 μ s,但没有影响解码的时效 性。此时选取的最优特征码为 00000001,最优反馈 系数为: $p_0 = p_2 = p_3 = p_4 = p_5 = p_6 = p_7 = p_9 = p_{10} = p_{12}$ $= p_{16} = 1$,其余为 0。实验结果表明,新提出的基于 特征码匹配的 m 序列编码和解码方案可以在保证解 码时效性的同时显著降低内存。

4 结 语

针对传统的 m 序列编码和解码方案的内存空间 损耗随着钢带尺量程的增大而增大的问题,本文提 出一种了基于特征码匹配的 m 序列编码和解码方 案,在 Flash 中只存储特征编码对应的序数值,对于 非特征编码,计算其与表中存储的下一个特征编码 对应的序数值之间的差值来获取位置,与传统方案 相比,该方案可以在保证解码时效性的同时显著降 低内存。实验结果表明,选择最优的反馈系数和特 征码可在保证解码时效性的同时使内存降到最小。

参考文献

- [1] 黄金霖,曹光华,曾剑.多极少槽电梯用永磁同步电机的优化 分析[J].微电机,2016,49(02):15-17.
- [2] 刘峰,沈安文,张音楠,等.基于类滑模观测器的电梯启动转 矩控制研究[J].微电机,2015,48(04):38-42.
- [3] 张音楠,沈安文,刘峰. 曳引电梯系统起动转矩控制的研究[J]. 微电机, 2015, 48(03): 39-43.
- [4] 罗欣, 沈安文, 曹文超. 一种新型的电梯门机 S 型控制曲线的 构建方式[J]. 微电机, 2012, 45(09): 67-70.
- [5] S Chai, et al. A Non-Intrusive Deep Learning Based Diagnosis System for Elevators[J]. IEEE Access, 2021, 9: 20993-21003.
- [6] 刘佳,路长秋,文杰,等.基于二进制编码条纹的三维测量方法[J].光学学报,2023,43(01):128-137.
- [7] 严飞,祁健,刘银萍,等. 基于格雷码的分区间相位展开方法[J].应用光学,2023,44(01):79-85.
- [8] 熊雪瑶,牛兰杰,马捷,等. M 序列编码调频定距引信抗干扰
 特性[J]. 探测与控制学报, 2023, 45(01): 38-43.
- [9] H Yu, Q Wan, Y Sun, et al, High Precision Angular Measurement via Dual Imaging Detectors [J]. IEEE Sensors, 2019, 19 (17): 7308-7312.
- [10] A Lenz, P H Siegel, A Wachter-Zeh, at al. Coding Over Sets for DNA Storage[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2020, 66(4): 2331-2351.

| | | 7 ALA I I | 邮发代号: 52-92 |
|----|---------|------------------------------|----------------------|
| | | (微电机》(原刊) | 订价:8元/期 |
| ሌታ | 10 册 | - 法本式和业业和日江内 | 年价:96元/年 |
| 至年 | - 12 别。 | ,误看可到当地邮局订阅,本刊小可破订、零购。 | 编辑部邮购(含快递费): 300 元/年 |
| R | 欠迎去 | 殳稿!欢迎订阅!欢迎刊登广告! | |
| 国内 |]刊号: | CN61 – 1126/TM | 国际刊号: ISSN 1001-6848 |
| 邮 | 箱: | micromotors @ vip. sina. com | |
| 地 | 址: | 高新区上林苑四路 36 号(710117) | 电话: 029-84276641 |

Spoke 永磁同步电机多物理场设计研究

何伟军¹,朱海军¹,吴兴意¹,周明理¹,蒋哲豪¹,卢琴芬² (1. 浙江禾川科技股份有限公司,杭州 311305; 2. 浙江大学 电气工程学院,杭州 310027)

摘 要:本文建立了 Spoke 永磁同步电机电磁 – 机械 – 温度场多物理场有限元模型,完成了方案设计和性能分析。 首先采用等效方式考虑横向边端效应建立了快速的二维电磁模型,设计了转子铁心一体式结构并进行了优化,仿真 得到电磁性能和额定工况损耗;然后建立三维转子机械强度分析模型,在加大负荷条件下仿真计算了转子应力和形 变;其次研究了绕组及绝缘的等效处理方法,建立 Fluent 温度场模型,以电磁模型中的损耗作为热源,仿真模拟了 电机额定工况下的动态温升;最后制作了样机并进行了电磁性能和温升试验,验证了多物理场有限元模型与设计方 案的准确性。

Research on Multi-physical Field Design of Spoke Permanent Magnet Synchronous Motor

HE Weijun¹, ZHU Haijun¹, WU Xingyi¹, ZHOU Mingli¹, JIANG Zhehao¹, LU Qinfen²

(1. Zhejiang He Chuan Technology Corporation Limited, Hangzhou 311305, China;

2. College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: The electromagnetic-mechanical-thermal multi-physical field finite element model of Spoke permanent magnet synchronous motor was established in this paper, and then the scheme design and performance analysis were completed. First, a two-dimensional electromagnetic model was established by considering the transverse effect with equivalent method, the integrated iron core of rotor structure was designed and optimized, and then the electromagnetic performance and the loss of rated condition were obtained by simulation. Second, based on the established three-dimensional mechanical strength analysis model of the rotor, the stress and deformation were calculated and simulated under enlarged load condition. Third, a thermal model was established by Fluent after the equivalent method of winding and insulation were investigated, and then the dynamic temperature rise of the motor at rated condition was simulated with the loss as the heat source, which was calculated in former electromagnetic model. Finally, a prototype was made and its electromagnetic and thermal performance were tested. The multi physical field finite element models and design scheme were validated.

Key words: permanent magnet synchronous motor; Spoke; multi-physical field; electromagnetic performance; mechanical strength; temperature field

0 引 言

永磁电机因其高效率、高功率因数、动态性能 好而广泛使用。钕铁硼永磁体因其高磁性能大量应 用永磁电机,但钕铁硼含有稀土元素,价格贵,考 虑成本和可获得性,不少电机采用铁氧体永磁体, 出现了多种拓扑结构的铁氧体永磁电机,Spoke 结构 是其中的一个研究热点。

文献[1]分析了一款用于汽车驱动的高转速分块 式转子铁心的 Spoke 铁氧体永磁电机的电磁性能和机 械设计。电机性能优越,但电机的工艺较复杂。文献 [2]给出了采用整体式转子铁心的铁氧体磁钢 Spoke 电机替代 V 型钕铁硼电机,分析了电机的电磁性能,

收稿日期: 2023-12-07

基金项目:国家重点研发计划项目(2022YFB4702100)

作者简介:何伟军(1983),男,硕士,研究方向为永磁电机及新型电机设计。

但未考虑边端效应。文献[3]给出了如何修正二维模 型考虑三维 Spoke 电机端部漏磁。文献[4]对整体式 转子铁心 Spoke 电机的转子进行优化,并进行了电磁 和机械性能仿真分析,样机验证了分析有效。本文将 基于已有 130 法兰钕铁硼永磁同步电机,保持结构件 不变来设计低成本的铁氧体 Spoke 结构。为了优化电 机的设计,温度场的计算必不可少,目前可参考的电 机温度场研究较多。文献[5]分析了直线电机的温升: 采用 Fluent,对绕组的绝缘进行了等效处理,从而简 化了计算。文献[6-8]借助 Fluent 对永磁同步电机和 异步电机的进行了三维温度场分析。

本文基于多物理场来设计铁氧体 Spoke 永磁同 步电机。首先建立二维场电磁模型,对磁极、隔磁 桥、磁钢进行优化,获得电机电磁性能和额定工况 损耗,损耗转换为体积密度就可以作为温度场分析 的热负荷;确定电磁尺寸后,建立三维转子机械强 度分析模型,计算电机转子强度和形变;然后建立 Fluent 温度场模型,模拟电机在额定工况下的动态 温升;最后制作了样机并进行试验。试验结果验证 了有限元分析的准确性。

1 拓扑结构及设计方法

本文基于现有法兰130 的钕铁硼永磁同步电机的 结构部件,设计一台铁氧体永磁同步电机,其额定转 速为2000 r/min,额定输出功率为1 kW,极槽配合为 12 槽 10 极。电机的电磁部分,包括定转子铁心、定 子绕组、磁钢都需要优化设计,而轴、机壳、轴承、 编码器等其它结构件不变。因为铁氧体磁能积较低, 为提高电机能量密度采用 Spoke 磁极结构。同时为了 安装方便,Spoke 转子铁心采用一体式结构。电机电 磁性能与机械强度、温升相互关联相互影响,如温升 影响了磁钢的工作点,进而降低了电磁转矩系数,保 持额定转矩输出时需要增加电流,导致铜损增加,电 机温升继续增加,直至达到稳定值。

为了更准确仿真分析 Spoke 永磁同步电机性能, 需要电机的电磁、机械和温度进行联合仿真,分析 流程如图1所示。



图1 电机多物理场仿真流程

由图可见,先基于设定的初始温度,进行电磁 设计获得设计方案,然后进行机械强度仿真,如果 不满足要求则调整设计方案,然后再进行温度场仿 真,不满足给定温度要求,则需要调整设计方案或 绝缘等级,直至符合要求,得到满足要求的设计方 案。下面将详细介绍这三步设计过程。

2 电磁设计

设计目标之一是提升电机的转矩密度,在设计 上一方面采用较大的转子外径,放置尽量多的铁氧 体,且采用较小宽度的隔磁桥减少磁极的漏磁;另 一方面增大槽面积,提升导线面积。电磁设计基于 三维有限元模型精度高,但计算量大,本设计将采 用二维有限元模型,如图2所示,其横向边端效应 通过修正系数修正铁心长度来考虑^[3]。根据工程经 验修正系数设置为0.95。在结构上,转子铁心表面 采用偏心弧度,实现了非均匀气隙有效降低了电机 转矩脉动,同时转子铁心采用了加工工艺简单的整 体结构,漏磁问题通过优化额部隔磁桥来降低。基 于该二维有限元模型,通过优化设计得到了设计方 案,其主要结构参数如表1所示。

表1 电机主要结构参数

| 参数 | 参数值 | 参数 | 参数值 |
|---------|------|---------|------|
| 定子外径/mm | 122 | 定子内径/mm | 85 |
| 气隙长度/mm | 0.35 | 定子齿宽/mm | 11.8 |
| 定子槽高/mm | 13.3 | 槽口宽度/mm | 0.8 |
| 铁心高度/mm | 40 | 永磁厚度/mm | 10 |
| 永磁宽度/mm | 24.5 | | |

空载反电势、额定转矩、3 倍额定电流电磁转 矩及额定转矩定转子铁耗如图3~图6所示。由图可 见,空载线电动势波形正弦度很高,谐波少。额定 转矩存在波动,主要为12次谐波,表明非均匀气隙 有效降低了转矩脉动,波动值为2.7%。3 倍额定电 流下电磁转矩为额定转矩的2.6 倍,表明此时电机 已经出现了磁路饱和,也说明 Spoke 型铁氧体电机 的过载能力弱于对应的钕铁硼电机。



图 2 Spoke 电机二维电磁模型



图6 额定转矩定转子铁耗

3 机械强度分析

设计的 Spoke 型铁氧体电机采用了转子铁心一体式结构,为了减少漏磁,隔磁桥厚度很小。为了 验证转子铁心结构的可靠,建立了机械强度分析模 型,磁钢和转子铁心之间设置为无摩擦接触,考虑 高速和转矩的影响,加载最高转速的1.3 倍和3 倍 额定转矩,保障设计安全范围。变形量和应力仿真 结果如图7~图8所示。



图 7 转子变形量云图



图 8 转子应力云图 由图可见,转子强度和变形量不会影响电机的 正常工作,设计方案可行。

4 温度场分析

绕组是电机中温度最高的部分,温度过高或过 低都表明设计不合理。为提高散热能力,设计的 Spoke 型铁氧体电机绕组端部采用高导热性的环氧树 脂进行灌胶,在温度场分析的时候需要正确考虑封 装材料的影响,因此需要在电机的三维温度场模型 中进行材料热性能的等效处理方法。温度场模型包 括电机外壳、电机定转子铁心、绕组、轴承。为了 提高计算效率,做了如下简化:

(1)考虑定子外壳散热,电机采用1/4模型,对称面为绝热,壳体的自然对流散热系数计算参考文献[9]。

(2)简化电机细节,如删除螺钉、螺孔、电机 位置编码器、微小圆弧线面等。

(3)将槽绝缘、槽内环氧树脂、铜线及铜线绝缘漆进行等效处理^[5,10,12],等效计算方式如下。

等效绝缘层的导热系数:

$$\lambda_{eq} = \frac{\sum_{i=1}^{3} \delta_i}{\sum_{i=1}^{3} \frac{\delta_i}{\lambda_i}}$$
(1)

式中, λ_{eq} 为等效绝缘导热系数, δ_i 为各绝缘材料 (槽绝缘、环氧树脂、铜线绝缘漆)的厚度, λ_i 为各 绝缘材料的导热系数。 等效绝缘材料的比热容为

$$c_{eq} = \frac{\sum_{i=1}^{5} c_i \rho_i v_i}{\rho V}$$
(2)

式中, c_{eq} 为等效绝缘材料的比热容, ρ 为等效绝缘 材料密度, V 为等效绝缘材料体积, $c_i \ \rho_i \ v_i$ 分别 为各绝缘材料比热容、密度和密度。



1-铜线, 2-槽绝缘, 3-环氧树脂, 4-铜线绝缘漆, 5-等效绝缘。
 图 9 绕组部分简化

表2 热仿真材料属性

| 牛牛 本 川 | 密度 | 比热容 | 导热系数 |
|---------------|-------------|----------------------------------|--------------------|
| 1/1 个十 | $/(kg/m^3)$ | $/(J/(kg \boldsymbol{\cdot} K))$ | $/(W/(m \cdot K))$ |
| 硅钢片 | 7700 | 434 | X/Y: 39, Z: 4.43 |
| 铜 | 8890 | 380 | 385 |
| 环氧树脂 | 1800 | 900 | 0.8 |
| 铝 | 2700 | 871 | 200 |
| 空气 | 1.205 | 1005 | 0.026 |
| 槽绝缘 | 930 | 1340 | 0. 18 |
| 铜线绝缘漆 | 1400 | 1700 | 0.2 |
| 45#轴 | 7800 | 460 | 52 |
| 铁氧体 | 5000 | 837 | 5 |
| 轴承钢 | 7800 | 460 | 30 |
| 等效绝缘 | 1385.9 | 1153.4 | 0.269 |

(4)考虑定转子相对运动,为简化仿真难度和 计算量,将电机内部空气等效为"固体"^[8,11],仿真 模型各部分全部为固体。

(5)电机损耗包括定转子铁耗、铜耗、风摩损 耗及磁钢涡流损耗。仿真时做以下简化:因为涡流 损耗很小,仿真时忽略不计。风摩损耗均匀等效成 轴承损耗。各部分损耗在仿真时折算为损耗密度, 单位 W/m³。

| 表3 额定负载下各部分损耗及密 |
|-----------------|
|-----------------|

| 名称 | 损耗值/W | 损耗密度/(W/m ³) |
|------|-------|--------------------------|
| 定子铁损 | 18.6 | 111767 |
| 转子铁损 | 1.6 | 16982 |
| 定子铜损 | 66.4 | 1053558 |
| 风摩损耗 | 30 | 714828 |

电机温度场仿真模型、稳态温度云图和瞬态温 度曲线如图 10~图 12 所示。



图 10 电机温度场模型及剖分网格



图 11 电机温升稳定后温度云图



图 12 电机机壳及铜线温度升曲线

5 样机与试验

根据设计方案制作了样机,如图 14 所示。对样 机进行了测试,测试系统如图 15 所示,测试设备主 要有功率分析仪、转速转矩仪、磁粉制动器、示波 器、热电偶温度仪等。基于测试系统,测试了电机 的空载反电势、温升试验、额定转矩和过载转矩。 测试过程中,电机未出现机械故障,验证了电机结 构强度满足要求。图 15(a)显示了测试的空载线反 电动势,曲线正弦性较好,有效值为134.4 V,与仿 真值 137.9,相差 2.6%。同时测量了 3 倍额定电流 时的转矩倍数为 2.5,仿真值为 2.6,可见,反电势 与过载转矩倍数基本一致。图 15(b)显示了环境温 度 26.5 ℃额定条件下的动态温升曲线,定子机壳温 升和绕组平均温升 56.8 K 和 78.1 K,与仿真值偏差 在 10 K 内,符合设计要求。



图 13 样机图



图 14 测试平台及数据采集系统





图 15 样机空载反电势和温升测试结果

6 结 论

本文基于电磁 – 机械 – 温度场多物理场模型设计了一台 Spoke 铁氧体电机,并经过样机测试,验

证了设计方法的有效性,得到了以下主要结论:

(1)设计的转子铁心一体化 Spoke 铁氧体电机结构合理,工艺简单。采用隔磁桥优化降低漏磁与表面偏心实现非均匀气隙,提高了电机性能。

(2)建立的分步多物理场设计模型合理,采用 的等效方式与计算条件可行,主要包括在电磁模型 中用修正系数修正横向边端效应、机械模型中加大 负荷进行强度校核、温度模型中电机绕组及相关绝 缘的等效方法。

参考文献

- Mohammad Kimiabeigi, James D Widmer, Raymond Long, et al. On Selection of Rotor Support Material for a Ferrite Magnet Spoke Type Traction Motor [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 52(3): 426-432.
- [2] Aryanti Kusuma Putri, M Nell, M Hombitzer, et al. On the Design of a PMSM Rotor with Ferrite Magnets to Substitute a Rare Earth Permanent Magnet System [C]. International Conference on Electrical Machines, 2018 : 304-310.
- [3] Giuseppe Volpe, Fabrizio, Marignetti, et al. Modified 2D Model for 3D Rotor Magnet Leakage Effects in PM Spoke Machines [J].
 IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(3): 3087 -3096.
- [4] 王晓光,赵萌,文益雪,等.切向内置式高速永磁电动机转子 结构优化研究[J].微特电机,2020,48(04):18-20,25.
- [5] 顾平灿,徐月同.扁平型永磁直线同步电机热学模型及实验研究[J].组合机床与自动化加工技术,2015(11):37-40.
- [6] 王淑旺,刘马林,朱标龙,等. P2 混合动力汽车用永磁同步电机温度场分析[J]. 微特电机,2016,44(04):33-36.
- [7] 胡田,唐任远,李岩,等.永磁风力发电机三维温度场计算及 分析[J].电工技术学报,2013,28(03):122-126.
- [8] 邰永,刘赵森. 感应电机全域三维瞬态温度场分析[J]. 中国 电机工程学报,2010,30(30):114-120.
- [9] Frank P Incropera, De Witt, Bergman, et al. Fundamentals of Heat and Mass Transfer[M]. 6th ed. Wiley, 2006.
- [10] Qinfen Lu, Xinmin Zhang, Yi Chen, et al. Modeling and Investigation of Thermal Characteristics of a Water-Cooled Permanent-Magnet Linear Motor [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2015, 51(3): 2086-2096.
- [11] V Hatziathanassiou, J Xypteras, G Archontoulakis. Electrical-thermal Coupled Calculation of an Asynchronous Machine [J]. Archivfürelektrotechnik, 1994, 77(2): 117-122.
- [12] 苏伯凯. 电动汽车飞轮电池用无轴承永磁同步电机热分析与数 字控制系统研究[D]. 镇江: 江苏大学, 2018.

57 卷

航空起动无刷直流电机圆/扁铜线对比分析

张锋¹,李成²,吴娜¹,曹力¹,施道龙¹,孙若兰¹

(1. 贵州航天林泉电机有限公司 航空航天精密微特电机重点实验室,贵阳 550000;

2. 中国人民解放军 91007 部队,上海 315000)

摘 要:航空起动电机具有效率高,工作环境恶劣,功率密度高的特点,是航空发动机起动的核心部件,但由于其工作环境恶劣多变,且性能指标要求高,所以亟需针对航空起动电机性能进行研究。本文首先建立一种6极18槽圆线电机A模型,得到其性能指标,而后建立扁线电机B,使其体积相同,在相同激励源下分析其性能指标;由于航空起动电机装机空间受到严格限制,本文在圆线电机A的基础上,建立扁线电机C模型,使其在能够达到圆线电机A输出性能的条件下,具有更小的体积。同时,通过 Motor-CAD软件,对三种型号的电机进行热仿真,得到其温升分布结果。结果表明:圆线电机输出转矩为7.11 Nm,转速为7120 r/min,而相同体积下,扁线电机输出转矩为7.76 Nm,转速为7000 r/min,较之圆线电机转矩有大幅度提升;扁线电机C定子外径减少6 mm,定子长度减少1 mm,依旧能够输出与圆线电机A相同的转矩;扁线电机的功率密度较之圆线电机有提升;扁线电机B较之圆线电机A温度降低幅度不大,但扁线电机C最大温升较之圆线电机A降低16.9℃。

中图分类号: TM36+1 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2024)07-0011-07

Comparative Analysis of Round/Flat Copper Wires for Aero-start Brushless DC Motors

ZHANG Feng, LI Cheng, WU Na, CAO Li, SHI Daolong, SUN Ruolan

(1. Guizhou Aerospace Linquan Motor Co., LTD., Key Laboratory of Aerospace Precision Small Special Electrical Motors, Guiyang 550008, China; 2. 91007 Troops of PLA, Shanghai 200136, China)

Abstract: Aeronautical starter motor is characterized by high efficiency, harsh working environment and high power density, which is the core component of aero-engine starter, but due to its harsh and changeable working environment and high performance index requirements, there is an urgent need to study the performance of aeronautical starter motor. This paper firstly established a 6-pole and 18-slots round wire motor A model to get its performance index, and then established flat wire motor B to make its volume the same, and analyzed its performance index under the same excitation source; Due to the strict limitation of aerospace starter motor mounting space, this paper established a flat wire motor C model based on circular wire motor A, which has a smaller volume while achieving the output performance of circular wire motor A. At the same time, through Motor-CAD software, thermal simulation of the three types of motors were carried out to obtain the results of their temperature rise distribution. The results show that: the output torque of the round wire motor is 7.11Nm, and the rotational speed is 7120r/min, while under the same volume, the output torque of the flat wire motor is 7.76Nm, and the rotational speed is 7000r/min, which is a substantial increase in the torque compared with that of the round wire motor; the flat wire motor C, with a reduction of 6mm in the outer diameter of the stator, and a reduction of 1mm in the length of the stator, is still capable of outputting the same torque as the round wire motor A; The power density of the flat wire motor is improved compared with that of the round wire motor; the temperature of the flat wire motor B is not reduced much compared with that of the round wire motor A, but the maximum temperature rise of the flat wire motor C is reduced by 16.9°C compared with that of the round wire motor A.

收稿日期: 2023-12-08

作者简介:张 锋(1997),男,硕士研究生,研究方向为航空起动电机。

施道龙(1988),男,博士研究生,高级工程师,研究方向为航空航天起发电机设计与高温高速永磁电机设计。

0 引 言

航空用燃气涡轮起动机和辅助动力装置在起动 时必须借助外界动力源,现阶段大多采用"电机+控 制"一体化设计的航空直流起动电机(Aviation DC Startor Motor ADCSM)作为航空发动机第一级起动动力 源^[1-3]。航空直流起动电机不仅面临着在复杂环境起 动的问题^[46],在将起动电机装配至发动机时,还需 要考虑其体积及重量,这对航空起动电机的研发带 来挑战。

ZHANG 等人^[7]介绍了应用于飞机设备的电机研 究现状, 文章指出随着先进电磁材料、高温半导体和 冷却系统关键技术的突破,特别是油冷却方法的发 展,高功率密度的永磁电机将成为飞机起动电机领域 的首选。崔天翔^[8]利用 Maxwell 与 MatLab 软件对永磁 起动电机进行联合仿真,并采用 SVM-PSO 优化算法 对电磁参数进行优化设计。Ismagilov F $R^{[9]}$ 针对应用 于飞机起动用的永磁同步电机进行优化分析、结果表 明,与传统起动电机,其开发的样机能耗降低一半, 质量降低10%,过载能力提高。Knypiński等^[10]采用 粒子群算法对永磁同步起动电机进行优化,得到更高 的效率及功率因数。程涛等[11]针对起动电机建立可 靠性模型,并利用相似产品法,对改进后的起动电机 进行可靠度预计。李剑等[12]采用针对航空高速永磁 电机建立考虑定子齿、轭饱和的转子涡流损耗的解析 模型,通过对电机空载和额定运行时的磁密和损耗分 析验证了该模型具有较高的精度。

扁线电机具有更高的槽满率、功率密度及效率, 且更低的噪音和优异的散热性能使其在新能源车辆 应用范围越来越广^[13-15]。施杨华等人^[16]针对一台临 近空间使用的6kW无刷直流电机分别采用扁线及圆 线形式进行对比分析,结果扁线电机铜耗降低且效 率提升,同时采用扁线形式能够显著改善电机的发 热和散热。刘博^[17]对车用扁线电机及圆线电机进行 对比分析,在长时额定转速下,扁线电机温升远低 于圆线电机;但在峰值工况下,由于扁线电机损耗 密度更高,其温升更高。牛永超等^[18]为了改善车用 扁线电机在不同工况下的功率分配,提出一种分层 结构的双Y移0°式三相定子绕组内置式四层扁线永 磁同步电机,并将其分为两个两层绕组小功率电机 结构,并对三种绕组结构运行模式下的电磁性能进行比较分析。陈士刚^[19]采用 Maxwell 软件将一款圆铜线电机更改为扁铜线绕制的电机进行分析,结果表明扁线电机齿槽转矩降低 50%,径向磁拉力约有13%的降幅,效率提升 2%。

从上述的研究可知,起动电机对于航空发动机 的高效稳定运行至关重要。为了提升起动电机性能 指标,本文以航空起动电机为背景,设计出一种圆 线电机、两种扁线电机进行对比分析。本文通过上 述三种模型,揭示了相同体积下扁线电机的性能变 化情况,并且得到在相同转矩下,扁线电机可以采 用更小的体积来达到性能要求。

1 航空起动电机有限元仿真

1.1 电机模型建立

当电动机额定功率与转速给定后,电动机的主要尺寸取决于电磁负荷的选取,永磁电机主要参数的计算公式^[20]为

$$D_{i1}^2 l_1 = \frac{6.1P'}{\alpha'_P K_{dp} A B_{\delta} n} \tag{1}$$

式中, D 为定子铁心外径, 单位为 mm; l 为电枢计算 长度, 单位为 mm; P 为电机计算功率, 单位为 W; α' 为计算极弧系数; K_{dp} 为绕组系数; A 为电流的线负 荷, 单位为(A/mm); B_{δ} 为气隙磁密, 单位为 T; n为电机转速, 单位为 r/min。

本文研究基于航空发动机起动电机建立模型, 对于电机的性能要求如表1所示。本文首先设计圆 线电机,使其满足基本性能指标,后续以圆线电机 为标准,设计出扁线电机 B 及扁线电机 C。

方案 I 设置圆线电机 A 与扁线电机 B 定子外径 及长度保持一致,然后比较其输出性能的差异;方 案 II 在保证扁线电机 C 具有与圆线电机 A 相同的输 出转矩与母线电流的条件下,对比两款电机的尺寸 差异。这是由于航空发动机装机空间有限,航空起 动电机的外径及长度受到了严格限制,因此通过上 述比较可以得到最适用于航空起动电机的结构尺寸。

| 表 1 | 电机性能需素 | k |
|-----|--------|---|
| | | |

| 性能指标 | 参数值 |
|--------------|-------|
| 额定转矩/Nm | 7.1 |
| 额定电压/ V | 20 |
| 额定转速/(r/min) | ≥7000 |
| 母线电流/A | ≤320 |

基于有限元软件 Ansys Maxwell 建立三款电机的 模型,为了简化计算,提高仿真效率,取1/6二维 有限元模型作为仿真基础,其结构示意图如图1所 示。圆线电机 A 采用 6 极 18 槽结构,为了降低齿槽 转矩, 定子设计为斜槽形式; 扁线电机 B 采用 6 极 54 槽, 扁线电机 C 采用 6 极 36 槽, 扁线电机绕组均 为两层扁线结构, 三种电机充磁方式均为平行充磁。

三种航空起动电机类型均为无刷直流电机, 主



| 表 2 电机基本参数 | | | | |
|------------|--------|--------|--------|--|
| 型号 参数 | 圆线电机 A | 扁线电机 B | 扁线电机 C | |
| 极槽比 | 6/18 | 6/54 | 6/36 | |
| 并联支路数 | 1 | 3 | 2 | |
| 铁心外径/mm | 102 | 102 | 96 | |
| 铁心长度/mm | 32 | 32 | 31 | |







图1 三种电机结构示意图

钴磁钢。

1.2 外加激励源及材料设置

三种航空直流起动电机采用相同材料,其绕组 材料为铜,铁心材料为铁钴钒软磁合金,转轴采用 不锈钢制造, 机壳材料为铝合金, 永磁体材料为钐

三种电机采用方波直流电路作为外加激励源, 电源电压为20V,其示意图如图2所示。



图 2 激励源电路图

仿真结果分析 2

2.1 电机磁场计算数学模型

通过 MAXWELL 方程组对电机电磁场进行分析:

$$\nabla \cdot \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{E}}{\partial t}$$
$$\nabla \cdot \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$$

$$\nabla \cdot B = 0$$
$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho \tag{2}$$

式中, \vec{H} 为磁场强度,单位为 A/m; \vec{J} 为电流密度, 单位为 A/m^2 ; \vec{D} 为电位移, 无量纲; \vec{E} 为电场强度, 单位为 V/m; \overline{B} 为磁感应强度,单位为 T; ρ 为电荷 密度, 单位为 C/ m²。

为了解决场量问题,除 MAXWELL 方程组外,

$$\vec{B} = \mu \vec{H}$$
$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E}$$
$$\vec{J} = \sigma \vec{E}$$
(3)

式中, μ 为媒质的磁导率,单位为 H/m; ε 为媒质的 介电常数,单位为 F/m; σ 为媒质的电导率,单位 为 S/m。

2.2 二维磁场分析

在有限元软件中将各部分场量结果进行后处理, 得到电机在空载及负载工况下运行时的磁密及磁力 线分布云图。由图3可以看出,圆线电机A在从空 载工况到负载工况,磁密幅值逐渐增加,主磁路磁 密均未超过材料饱和值,且在负载工况下只有齿部 漏磁点出现局部饱和。由于航空起动电机工作过程 中仅需带转发动机运行较短时间就会脱开,所以局 部出现磁密饱和现象并不会带来过大的温升,并不 影响电机高效率运转。同时可以看到磁力线从定子 铁心到气隙再到磁钢,通过转子铁心后经过磁钢回 到定子铁心,整个磁力线分布均匀,大小也符合 实际。



(b) 额定工况

图 3 圆线电机 A 磁密和磁力线云图

扁线电机 B 与扁线电机 C 在两种工况下的磁 密及磁力线云图分别如图 4、图 5 所示。从图中可 以看出,两款扁线电机磁密分布合理,满足设计 要求。



3.1 电机输出性能对比

3

在额定负载下,圆线电机 A 从静止到达稳定转 速时母线电流波形如图 6 所示。从图 6 可以看出, 圆线电机电流到达稳态时的直流母线电流为 311 A。 电机在额定工况下输出的转矩曲线如图 7 所示,稳 定运行阶段,圆线电机 A 输出的有效转矩为 7.11 Nm,输出转速为 7261 r/min,由表 1 可知,圆线电 机 A 满足性能指标。



图 6 圆线电机 A 直流母线电流



图 7 圆线电机 A 转矩曲线

为了控制变量,在施加相同激励源的前提下, 保证三款电机的直流母线电机一致,皆为311 A。

图 8 为扁线电机 B 稳定运行时的转矩与转速曲线,可以看到扁线电机到达稳定时,其输出转矩达到 7.76 Nm,转速为 7000 r/min。



图 8 扁线电机 B 转矩及转速曲线

图 9 所示分别为扁线电机 C 的转矩曲线及转速曲线,其输出转矩与圆线电机 A 保持一致,输出转矩为7.14 Nm,但其转速增加为7784 r/min,同比圆线电机 A 增加 7.21%。



三款电机的质量功率密度以及效率对比如图 10

所示,质量功率密度 η_w (kW/kg)的计算方法为

$$\eta_w = \frac{m}{p} \tag{4}$$

式中, *m* 为电机电磁重量, 单位为 kg; *p* 为电机的输出功率, 单位为 kW。



图 10 三种电机效率和质量功率密度

由图 10 所示, 两款扁线电机的质量功率密度相 对于圆线电机皆有提升, 圆线电机 A 质量功率密度 为 2.54 kW/kg, 扁线电机 B 由于转子外径扩大,进 行减重后,其质量密度为 2.62 kW/kg, 而扁线电机 C 功率密度达到 2.72 kW/kg。圆线电机 A 额定点工 作效率为 90.7%, 扁线电机 B 效率为 91.4%, 扁线 电机 C 效率为 92.63%,可以看出两种扁线电机的 效率相对于圆线电机皆有提升。

通过上述分析可以看出,相同体积及相同激励 源下,扁线电机能够输出更大的转矩,且转速仅有 些许降低;而相同转矩及相同激励源下,扁线电机 可以采用更小的外径及长度,这对于航空起动电机 有限的装配空间来说,意义重大。

3.2 电机温升对比分析

将所设计的三款电机采用 Motor - CAD 软件进行 温升仿真,将各模块在有限元仿真计算中所得的损 耗作为参数,导入至 Motor-CAD 软件中建立起等效 热网络模型,为了简化计算模型,根据传热学和集 总参数热网络法的原理,做出部分假设:

(1)电机端部绕组等效平直化,仅定子齿部和 绕组考虑的热路模型考虑热量沿周向变化^[15]。

(2)电机起动后直接进入稳定运转状态,而事 实上电机需要较长时间才能达到稳定,通过这种设 置可为电机温升控制留下余量。

(3)三种电机各个部件所产生的损耗分布均匀, 且不考虑装配或工艺原因带来的部件与部件之间的 空气隙^[21]。

电机中热量传导方式主要为热传导、热对流及

热辐射,其计算方法分别为

热传导:

$$Q = \frac{\lambda A \cdot \Delta t}{h} \tag{5}$$

式中, λ 为材料导热系数,单位为 w/(m・K);A 为 导热面积,单位为 m²; Δt 为材料两侧温度差,单位 为 K;b 材料厚度,单位为 m。

热对流:

$$Q_c = hS(t_w - t_s) \tag{6}$$

式中, h 为热对流换热系数, 单位为 w/(m・K); S 为固体换热表面积, 单位为 m²; t_w 固体表面温度, 单位为 K; t_s 流体表面温度, 单位为 K。

热辐射:

$$Q_r = \varepsilon \sigma A_r (T_1^4 - T_2^4) \tag{7}$$

式中, ε 为辐射率; σ 为辐射常数;A,为辐射面形状系数; T_1 , T_2 为辐射面绝对温度,单位为K。

以圆线电机 A 为例,其等效热网络模型如图 11 所示。



图 11 圆线电机 A 热网络模型

三种电机工作环境温度均为 125 ℃,机壳外冷 方式为自然对流且无其他冷却方式。电机工作制式 以起动工作 45 s,然后停机等待 180 s,以此为一个 循环,在 Motor-CAD 软件中设置 4 个循环进行工作。 圆线电机 A 内各部分温度分布如图 12 所示。

圆线电机 A 最高温度发生部位在电机绕组处,为 195.9 ℃,而绕组使用的漆包线最高耐受温度为 240 ℃,所以不会发生过热失效风险。同时电机所采用机 壳铝合金耐受温度最低,为 170 ℃,由结果可知,机 壳处最高温度为 163.1 ℃,没有超过其耐温极限。

扁线电机 B 的温度分布如图 13 所示,可以看出 扁线电机 B 最大温升也存在于绕组处,相较于圆线



图 12 圆线电机 A 温度分布

电机温升 A 略有降低,但幅度不大。图 14 为扁线电 机 C 的温升分布,可以看出,在输出相同转矩的条 件下,扁线电机 C 温度相较于圆线电机 A 有较大幅 度降低,其绕组处最大温升降低 16.9 ℃。这是因为 扁线电机导体与导体之间、导体与铁芯之间接触紧 密,槽中形成空隙少,且扁线绕组与定子铁心的接 触面积要比圆线绕组大,有效提升了热传导能 力^[22];同时,扁线电机 C 相电阻要远小于圆线电机 A,使其铜耗变小,温升变小。



图 13 扁线电机 B 温度分布



图 14 扁线电机 C 温度分布

综上所述,扁线电机具有更低的温升。由于航 空起动电机工作环境较为恶劣,所以在保证性能的 前提下,更低的温升将更保证航空发动机安全稳定 运行。

4 结 论

本文以航空直流起动电机为研究背景,建立了 一款圆线电机、两款扁线电机的仿真模型,在此基 础上对三种型号电机输出性能、效率等进行对比分 析。同时通过 Motor-CAD 软件,对三款电机进行温 升仿真,得到其温升分布情况。通过以上仿真计算, 得到以下结论:

(1)在相同激励源、相同体积下,扁线电机 B

较之圆线电机 A 能够输出更高的转矩,但转速会下降。

(2) 在相同激励源,相同输出转矩下,扁线电机 C 较之圆线电机 A 有更小的体积,额定转速同比增加 7.21%。

(3) 扁线电机有更高的效率及功率密度,扁线电机 C 功率密度最高,达到 2.72 kW/kg。圆线电机 A 额定点工作效率为 90.7%,扁线电机 B 效率为 91.4%,扁线电机 C 效率最高,为 92.63%。

(4)扁线电机由于导线间的间隙较小,导热性 能得到提升,扁线电机 C 在与圆线电机具有相同激 励源、相同输出转矩条件下,其最大温升较之圆线 电机降低 16.9 ℃。

参考文献

- [1] 毛浩菲. 航空发动机起动电机仿真与故障诊断研究[D]. 沈阳: 沈阳航空航天大学, 2012.
- [2] 骆广琦. 航空燃气涡轮发动机数值仿真[M]. 北京: 国防工业 出版社, 2007.
- [3] Tang W, Wang L, Gu J, et al. Single Neural Adaptive PID Control for Small UAV Micro-Turbojet Engine[J]. Sensors, 2020, 20(2): 345.
- [4] 李小彪,马征,邱续茂,等. 航空发动机高原起动成功率提高措施[J]. 航空发动机,2019,45(4):75-78.
- [5] 赵海刚, 王俊琦, 刘雨. 基于实战使用的涡轴发动机空中起动 飞行试验[J]. 航空动力学报, 2020, 35(3): 633-640.
- [6] 翟政,张帅,周伟.模拟自然环境的航空发动机低温起动试验 研究[J].航空发动机,2021,47(z1):115-119.
- [7] Zhang Z, Huang J, Jiang Y, et al. Overview and Analysis of PM Starter/Generator for Aircraft Electrical Power Systems [J]. CES Transactions on Electrical Machines and Systems, 2017, 1 (2): 117-131.
- [8] 崔天翔. 基于 Ansoft 的永磁起动电机的建模与性能优化[D]. 成都:西南交通大学, 2015.
- [9] Ismagilov F R, Vavilov V E, Gusakov D V. Line-Start Permanent Magnet Synchronous Motor for Aerospace Application [C]. IEEE International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Rail-way, Ship Propulsion and Road Vehicle-s & International Transportation Electrif-ication Conference, 2018.
- [10] Knypiński A, Nowak L, Jedryczka C. Optimization of The Rotor Geometry of The Line-start Permanent Magnet Sync-hronous Motor by The Use of Particle Swarm Optimization [J]. Computation and Mathematics in Electrical and Electr-onic Engineering, 2015, 34(3): 882-892.
- [11] 程涛,石浩,李俊,等.一种起动电机的可靠性模型研究[J]. 微电机,2018,51(4):69-72.
- [12] 李剑, 江晓波, 孙鲁. 考虑定子饱和的航空高速永磁电机转子 涡流损耗解析模型[J]. 微电机, 2022, 55(1): 12-16, 24.
- [13] 范伊杰.新能源车用扁线电机温度场计算与油路结构优化设计 [D].哈尔滨:哈尔滨理工大学电气工程,2023.

(下转第23页)

基于果蝇算法的永磁同步电机多目标优化设计

柳 洪,陈 玮,王定龙,吴顺海 (湖南中车尚驱电气有限公司,湖南 株洲 412001)

摘 要:为了提高永磁同步电机(PMSM)的性能,本文以一台 72 槽 60 极永磁同步电机为例,针对永磁同步电机多目标优化过程中多次有限元迭代导致的计算时间长和优化效率低的问题,提出了一种基于果蝇优化算法(FOA)的多目标优化方法。选取磁钢尺寸作为优化变量,以电机平均转矩、转矩波动和齿槽转矩作为优化目标,采用权重系数的多目标优化函数。首先通过有限元仿真获得各变量的样本空间,其次采用广义回归神经网络(GRNN)对仿真数据集进行拟合训练,得到非线性模型,然后运用 FOA 进行优化。最后,通过有限元仿真分析,结果表明 FOA 能有效抑制转矩波动以及增大平均转矩,且具有参数设置少、收敛速度快等优点,具有较好的应用价值。
 关键词:永磁同步电机;果蝇优化算法;广义回归神经网络;多目标优化;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)07-0018-06

Multi-objective Cooperative Optimization Study of Permanent Magnet Synchronous Motors Based on the Fruit Fly Algorithm

LIU Hong, CHEN Wei, WANG Dinglong, WU Shunhai (Hunan CRRC Shangqu Electric Co., LTD., Zhuzhou Hunan412001, China)

Abstract: To improve the performance of Permanent Magnet Synchronous Motors (PMSM), this paper used a 72-slot 60-pole PMSM as an example. It addressed the issue of extended computational time and low optimization efficiency during multi-objective optimization by proposing a multi-objective optimization method based on the Fruit Fly Optimization Algorithm (FOA). The optimization variables selected are the dimensions of the magnetic steel, the optimization objectives include the motor's average torque, torque fluctuation, and slot torque. These objectives were incorporated into a multi-objective optimization function with weighting coefficients. The approach begined by obtaining the sample space of each variable through finite element simulations. Subsequently, a Generalized Regression Neural Network (GRNN) was employed to fit and train the simulation dataset, creating nonlinear models. Finally, the Fruit Fly Optimization Algorithm (FOA) was applied for optimization. The finite element simulation analysis shows that the FOA algorithm effectively reduces torque fluctuation and increases the average torque. It also offers advantages such as minimal parameter configuration, fast convergence, and resistance to getting trapped in local optima. This method holds significant practical value.

Key words: permanent magnet synchronous motor; fruit fly optimization algorithm; generalized regression neural network; multi-objective optimization; finite element analysis

0 引 言

内置式永磁同步电机(IPMSM)由于具有结构简 单、功率密度高和体积小等特点,在日常生活以及 工业制造等各个行业中得到越来越广泛的应用^[13]。 电机的转矩特性是衡量电机性能的重要指标,因此, 减小 PMSM 的转矩脉动和齿槽转矩是近年来众多学 者的重要关注点。

文献[4]以平均转矩和转矩波动和磁钢成本为目标,以磁钢尺寸为对象,采用曲面响应法进行模型拟合,通过改进粒子群算法对拟合模型进行优化,在磁钢成本尽可能少的情况下,减小转矩脉动改善输出转

收稿日期: 2023-11-30

作者简介:柳 洪(1998),男,硕士,助理工程师,研究方向为永磁同步电机设计与优化。

通讯作者:陈 玮(1984), 男, 学士, 工程师, 研究方向为永磁同步电机设计。

矩,但该方法数学模型复杂,计算量大。文献[5]采 用田口法得到永磁同步电机的转矩密度、效率等关键 参数的最优值,田口法的主要问题是计算精度和全局 性较差。文献[6]以电机结构参数为对象以电机的电 磁性能和材料成本为目标,采用遗传算法进行多目标 优化,以改善振动噪声,但遗传算法调节参数较多, 易出现早熟。文献[7]采用 BP 神经网络对电机结构参 数和性能参数进行拟合,通过 PSO 对拟合模型寻优, 得到最优转矩波动和振动位移,但 BP 神经网络拟合 效果较差,且参数多,难以调节。

针对目前 PMSM 多目标优化方面存在的不足, 本文提出一种基于果蝇算法的多目标优化设计方法, 利用广义回归神经网络建立 PMSM 的非线性模型, 并采用果蝇优化算法对电机永磁体尺寸进行多目标 优化,在提高电机平均转矩的同时降低输出转矩波 动和齿槽转矩。文中对该方法进行了具体阐述,详 细介绍了建模与优化过程,并对其效果进行了仿真 验证,结果证明了该优化方法的有效性和可行性。

1 电机模型建立

初始设计是一台三相 60 极 72 槽"1"型结构的内 置式永磁同步电机(IPMSM),额定功率为 900 kW, 额定转速为 67 r/min,电机采用切向充磁,如图 1 所示为电机的 1/12 有限元模型。IPMSM 的拓扑结构 如图 2 所示,其中永磁体厚度为图中 $M_{\rm T}$ 表示,宽度 用 $M_{\rm W}$ 表示, D_1 和 $D_{\rm H}$ 代表定子外径和内径长度。 IPMSM 的主要设计参数如表 1 所示,其中电机磁钢 材料采用 N38UH,磁钢的初始设计厚度为 19mm, 宽度为 75mm。



表1 IPMSM 参数

| 参数 | 参数值 | 参数 | 参数值 |
|---------------------------|------|--------------------------|-----|
| 定子外径 D_1 /mm | 1660 | 线圈匝数 | 28 |
| 定子内径 D ₁₁ / mm | 1340 | 并联支路 | 1 |
| 铁心长/mm | 1050 | 气隙/mm | 3 |
| 极数 | 60 | 槽数 | 72 |
| 磁钢厚度 M _T / mm | 19 | 磁钢宽度 M _w / mm | 75 |
| 额定电流/ A | 59.5 | 额定功率/kW | 900 |
| 相数 | 3 | 额定转速/(r/min) | 67 |

2 IPMSM 性能分析

2.1 IPMSM 参数特性分析

通过有限元分析得到 IPMSM 的输出转矩、齿槽 转矩、空载线反电动势和空载气隙磁密分别如图 3, 图 4、图 5 和图 6 所示,从仿真结果可以观察到,电 机在负载工况下的转矩波动率为 1.62%,平均转矩为 127.92 kNm,空载工况下的齿槽转矩为 0.572 kNm, 反电动势为 9.59 kV,傅里叶分解基波幅值 13.6 kV, 电压总畸变率 0.68%,各参数性能均符合电机设计要 求。由于电机的转矩特性对电机高效可靠的运行极为 重要,因此本文将在初始设计的基础上对电机结构参 数进一步优化,以此来提高电机的转矩特性。





图6 空载磁密

2.2 敏感性分析

永磁同步电机的永磁体尺寸对电机转矩特性具 有较大影响,本文将通过优化磁钢尺寸大小来改善 电机的转矩特性。通过有限元分析对电机永磁体厚 度 *M*_T 和宽度 *M*_w 进行敏感性分析,得到永磁体厚度 和宽度对电机平均转矩、转矩波动系数和齿槽转矩 的影响,结果如图 7 所示。由图可知,当永磁体厚 度一定时,电机的平均转矩、力波动系数和齿槽转 矩随着永磁体宽度的改变呈现不规则变化,且三个 目标的变化趋势也不尽相同;同时也能看出,当永 磁体宽度一致时,电机的平均转矩、力波动系数和 齿槽转矩和永磁体厚度也密切相关。因此,在永磁 体参数优化过程中必须同时考虑永磁体厚度以及宽 度对电机转矩特性的影响。

从图 7 可以看出,没有一种固定的永磁体宽度 *M*_T和厚度 *W*_M 的组合能够同时最小化转矩波动和齿 槽转矩,同时最大化平均转矩。因此,本文提出了 一种多目标优化方法对永磁体尺寸进行优化。





图 7 敏感性分析

为保证电机具有正反自起动能力,其永磁体宽 度 $M_{\rm T}$ 和厚度 $M_{\rm W}$ 的结构不能太大或太小需满足以下 边界约束:

$$\begin{cases} M_{\min} < M_{T} < M_{\max} \\ W_{\min} < M_{W} < W_{\max} \end{cases}$$
(1)

采用转矩波动系数来评价 IPMSM 的转矩波动, 定义为

Tripple =
$$\frac{T_{\text{max}} - T_{\text{min}}}{T_{\text{avg}}}$$
 (2)

3 广义回归神经网络非线性建模

本文选择磁钢厚度 *M*_T 和宽度 *M*_w 作为优化对 象,以电机的平均转矩、转矩波动和齿槽转矩为 优化目标。并通过有限元仿真得到电机的样本数 据集,利用广义回归神经网络对优化对象和优化 目标进行拟合,以此得到 IPMSM 的非线性模型。

3.1 广义回归神经网络非线性回归方法

广义回归神经网络(Generalized Regression Neural Network, GRNN)由 Specht 于 1991 年提出^[8],其具 有很强的非线性映射能力以及高度的容错性和鲁棒 性,在非线性逼近能力上有很好的表现^[9-10]。而且,只有一个可调参数,称为光滑因子,其决定了 GRNN 的泛化能力。GRNN 的结构如图 8 所示,该 网络结构简单,由四层神经元构成,在少量的样本 数量下的预测效果好,而且适合处理不稳定的数据。



图 8 GRNN 网络结构

输入层神经元数与输入样本向量的维数相对应。 模式层的神经元个数与训练样本数量 n 相对应,模 式层神经元的传递函数为

$$p_i = \exp\left(\frac{\|X - X_i\|^2}{2\sigma_i^2}\right) \tag{3}$$

式中, X 为输入向量, X_i 为第i 个神经元对应的第i 个 训练样本, σ_i 为传播参数。

求和层包括两种求和模式,分别对模式层的输 出进行算术求和以及加权求和,求和层的第*j*个神经 元与模式层第*i*个神经元的连接权值为输出样本的 *Y_i*第*j*个元素,其传递函数分别为

$$S_N = \sum_{i=1}^n p_i \tag{4}$$

$$S_{uj} = \sum_{i=1}^{n} \gamma_{ij} p_i \quad j = 1, 2, 3 \cdots, k$$
 (5)

输出层中含有与输出样本维数相同的神经元, 第*i*个神经元的输出对应求合层中的第*i*+1个元素 除以第1个元素:

$$y_i = \frac{S_{wi}}{S_N} \quad i = 1, 2, 3 \cdots, k$$
 (6)

3.2 基于 GRNN 建立非线性电机模型

通过有限元分析得到的样本数据集对 GRNN 进行训练即可得到 IPMSM 的非线性模型。样本数据集 是由定子永磁体厚度 $M_{\rm T}$ 、磁钢宽度 $M_{\rm W}$ 、转矩波动 系数 $T_{\rm rippie}$ 、平均转矩 $T_{\rm avg}$ 和齿槽转矩 $T_{\rm cog}$ 构成,即($M_{\rm T}$ 、 $M_{\rm W}$ 、 $T_{\rm rippie}$ 、 $T_{\rm avg}$ 、 $T_{\rm cog}$),其中 $M_{\rm T}$ 和 $M_{\rm W}$ 为 GRNN 的输入, $T_{\rm rippie}$ 、 $T_{\rm avg}$ 和 $T_{\rm cog}$ 为 GRNN 的输出。

GRNN 的性能通过评价系数 R^2 和相对误差 E_i 进行评估,其定义为

$$R^{2} = \frac{\left(l\sum_{i=1}^{l}\hat{y}_{i}y_{i} - \sum_{i=1}^{l}\hat{y}_{i}\sum_{i=1}^{l}y_{i}\right)}{\left(\sum_{i=1}^{l}\hat{y}_{i}^{2} - \left(\sum_{i=1}^{l}\hat{y}_{i}\right)^{2}\right)\left(l\sum_{i=1}^{l}\hat{y}_{i}^{2} - \left(\sum_{i=1}^{l}y_{i}\right)^{2}\right)}$$
(7)

$$E_{i} = \frac{|\hat{y}_{i} - y_{i}|}{y_{i}}, i = 1, 2, \cdots, n$$
(8)

其中, $n \, \sqrt{y_i}(i = 1, 2, \dots n)$ 和 $y_i(i = 1, 2, \dots n)$ 分别 为分样本的数目、第 *i* 个样本的预测值和真实值。

GRNN 参数设置如下:输入为2,输出为3,光滑 系数设置为0.1,训练样本数据有140组,测试样本 数据有70组,按照式(3)~式(6)训练网络,即可得 到平均转矩、转矩波动系数和齿槽转矩真实值与预测 值的拟合能力效果分别如图9、图10和图11所示。 结合评价系数的结果表明,GRNN 非线性逼近能力较 好,采用 GRNN 来表示平均转矩、转矩波动系数和齿

槽转矩三个变量之间的关系具有可行性。



4 基于果蝇算法的结构参数优化

粒子群优化算法^[11](Particle Swarm Optimization, PSO)结构简单,应用广泛,相对于其他传统算法优 势突出,本文将采用果蝇优化算法和粒子群算法来 进行永磁同步电机结构参数的多目标优化,并从收 敛速度、精度和运行时间等方面进行比较分析。

4.1 果蝇算法

果蝇优化算法(Fruit Fly Optimization Algorithm, FOA)通过模拟果蝇觅食过程,对食物源的迭代搜 索,得到最优解^[12]。其原理简单,具有调节参数 少、效率高、能快速收敛等一系列优点。因此,本 文采用 FOA 对 IPMSM 进行多目标优化设计。优化流 程如下:

(1)随机果蝇群体位置。

InitX_ axis (9)

(2)随机赋值寻找食物的方向与距离。

 $X_i = X_{-}$ axis + Random Value (11)

$$Y_i = Y_{-}$$
 axis + Random Value (12)

(3)分别计算果蝇个体与原点的距离(Dist_i)和
 味道浓度判定值(S_i)。

$$\text{Dist}_{i} = \sqrt{X_{i}^{2} + Y_{i}^{2}}$$
 (13)

$$S_i = 1/\text{Dist}_i \tag{14}$$

(4)将*S_i*代入味道浓度判定函数Fitness,求出
 果蝇个体的味道浓度*S*mell_i。

$$Smell_i = Fitness(S_i)$$
 (15)

(5)找出果蝇群体中味道浓度最大值并获取此 时果蝇个体的位置。

$$\left[\text{bestSmell bestIndex} \right] = \max(\text{Smell}) \quad (16)$$

(6)保留最佳味道浓度和此时果蝇个体的位置, 此时果蝇群体利用视觉往该位置飞去。

$$Smellbest = bestSmell$$
 (17)

$$X_{\text{axis}} = X(\text{bestIndex})$$
 (18)

$$Y_{\rm axis} = Y({\rm bestIndex})$$
 (19)

(7)迭代寻优,重复步骤(2)~步骤(5),并对当前味道和前一代味道浓度进行判断,若大于当前味道浓度则执行步骤(6),若小于,则保存前一代味道浓度,结束。

4.2 算法对比分析

为了能同时最大化平均转矩,最小化转矩波动和 齿槽转矩,本文采用权重系数的多目标优化函数为

$$\max(f) = w_1 \times T_{\text{avg}} + \frac{w_2}{T_{\text{rippie}}} + \frac{w_3}{T_{\text{cog}}}$$
(20)

式中, w_1 、 w_2 、 w_3 分别为平均转矩 T_{avg} 、转矩波动系数 T_{rippie} 和齿槽转矩 T_{cog} 的权重系数,权重系数越大代表该目标所占比例越大,为了考虑磁钢用量尽的情况,此处选取 $w_1 = 0.4$, $w_2 = 0.35$, $w_3 = 0.25$ 。





本文分别采用 FOA 和 POS 结合 GRNN 对永磁同步 电机结构参数进行多目标优化,同时对算法进行对比分

析。具体参数设置如下:算法的种群规模和最大迭代次 数均为20和100;其中PSO的惯性权重(0.7298)、学 习因子均设置为2,最大和最小速度分别为+1和-1。 目标函数曲线图如图12所示,优化参数收敛过程如图 13所示。优化前后结果对比如表2所示。



| | 优化前 | PSO | FOA |
|--------------------------|---------|---------|----------|
| 永磁体厚度 M _T /mm | 19 | 28.2 | 28.2 |
| 永磁体宽度 M _w /mm | 75 | 57.36 | 57.4 |
| 平均转矩/kNm | 127.92 | 131.47 | 131.47 |
| 转矩波动系数 | 0.0162 | 0.0092 | 0.0092 |
| 齿槽转矩/kNm | 0. 5267 | 0.095 | 0.095 |
| 收敛步数 | × | 23 | 8 |
| 陷入局部最优解次数/30 | × | 7 | 15 |
| $\max(f)$ | × | 93.3032 | 93. 3032 |

由表 2 可见,采用果蝇算法和粒子群算法对 IPMSM 进行优化后,电机的转矩波动、平均转矩和 齿槽转矩有了明显改善,说明采用果蝇算法和粒子 群算法对 IPMSM 结构参数进行优化效果明显,其调 节方便,效率高,优化效果好,且 FOA 相较于 PSO,其调节参数少,收敛速度快,运行时间短, 具有一定的应用价值。

4.3 优化前后电磁性能分析

为了对算法进行验证,对优化前后电机进行有限元分析。在相同额定工况下,IPMSM优化前后的转矩波形如图 14 所示,可以看出,优化后电机的平均转矩略有增大,转矩脉动得到较大改善。经计算,优化前电机的平均转矩为 127.92 kNm,优化后为 130.53 kNm,其平均转矩增大了 2614.7 Nm;优化前电机的转矩脉动为 1.62%,优化后减小至 0.91%,转矩波动减小了 43.2%。电机优化后的齿槽转矩为 97.9685,改善较为明显,减少 81.86%从图 15 可以看出,优化后电机空载线反电动势基波幅值增大,谐波幅值减小,谐波畸变率由优化前的 THD = 0.68%减小至 THD = 0.4%,有效值由优化前的 9.59 kV 增至 9.65 kV。综上,仿真结果与优化算

法计算的误差精度控制在 3% 左右,其中平均转矩 和转矩波动的误差小于 1%,且优化后的模型在各 性能都得到改善,表明提出的基于果蝇算法的永磁 同步电机多目标优化方法具有有效性和推广性。



图 15 优化前后线反电动势傅里叶分解对比

5 结 语

本文提出了一种提高内置永磁同步电机转矩性 能的方法,该方法运用广义回归神经网络预测模型 和果蝇优化算法进行多目标优化。使永磁同步电机 的平均转矩、转矩波动和齿槽转矩协同最优,同时 与 PSO 进行对比分析,结果表明:FOA 对永磁同步 电机结构参数进行多目标优化时较 PSO 具有收敛快, 效率高,调节参数少等优势。并通过有限元仿真验 证了该方法的正确性与有效性,取得了以下结论:

(1) 在额定工况下,平均转矩增加了 2.615 kNm,转矩脉动减小了 44.2%。这表示电机在额定 负载下的性能得到显著提升,此外,电机的各项损 耗也得到了改善,电机效率得到有效提高。

(上接第17页)

- [14] 胡昊波.电动汽车用扁线永磁电机交流铜耗计算与分析研究[D].武汉:华中科技大学,2022.
- [15] 杨宁. 电动汽车扁线油冷式永磁同步电机研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2020.
- [16] 施杨华, 鞠字宁, 杨明, 等. 扁线绕组在临近空间低速大扭矩 电机中的应用[J]. 微特电机, 2022, 50(9): 29-32.
- [17] 刘博.电动汽车用扁铜线绕组永磁同步电机电磁与热性能分析[D].北京:北京交通大学,2022.
- [18] 牛永超,姜立标.双绕组扁线永磁同步电机不同运行模式下

(2) 在空载工况下,电机齿槽转矩得到了极大 改善,减小了 81.86%。此外,电机的线反电动势、 气隙磁密等性能均得到有效提高。

综合来看,该方法通过减少有限元计算次数, 使用非线性预测模型,能够在较短的时间内实现 IPMSM 的高性能优化设计,为实际工程应用提供了 有力的参考和应用。

参考文献

- [1] 郑军强,赵文祥,吉敬华,等.分数槽集中绕组永磁电机低谐 波设计方法综述[J].中国电机工程学报,2020,40(S1): 272-280.
- [2] 王宇, 张成糕, 郝雯娟. 永磁电机及其驱动系统容错技术综述[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(01): 351-372.
- [3] 陈致初,史俊旭,周洋,等. 车用永磁同步电机的电磁噪声优 化研究[J]. 微电机, 2023, 56(10): 77-82.
- [4] 乔路宽,张炳义,李岩,等.基于改进粒子群优化算法的外转 子永磁同步电机的多目标优化设计[J].电机与控制应用, 2023,50(03):81-87,94.
- [5] 陈爽,张志,李佳星,等.田口法在永磁同步电机多目标优化 设计的应用[J].微电机,2021,54(07):17-22.
- [6] 李少斌, 帅康, 孙鲁, 等. 铁氧体永磁辅助同步磁阻电机多目 标优化设计[J]. 微电机, 2023, 56(06): 14-20, 37.
- [7] 胡文韬,李华,郑东,等. 基于神经网络和粒子群算法的永磁 同步电机运行与振动性能优化[J]. 微特电机,2023,51(02).
- [8] Specht D F. A General Regression Neural Network [J]. IEEE Transactions on Neural Networks, 1991, 2(6): 568-576.
- [9] Liang Y, Niu D X, Hong Wei Chiang. Short Term Load Forecasting Based on Feature Extraction and Improved General Gegression Neural Network Model[J]. Energy, 2019, 166: 653-663.
- [10]Zhang Z, Rao S H, Zhang X P. Performance Prediction of Switched Reluctance Motor Using Improved Generalized Regression Neural Networks for Design Optimization [J]. CES Transactions on Electrical Machines and Systems. 2018, 2(4): 371-376.
- [11]刘佳,宋战锋,刘丹. 基于粒子群算法的双三相永磁同步电机 谐波优化设计[J]. 微电机, 2023, 56(08): 1-7, 11.
- [12] 饶盛华,张小平,张铸,等.基于果蝇算法的开关磁阻电机多 目标优化研究[J].电子测量与仪器学报,2017,31(07): 1152-1158.

电磁性能研究[J]. 微电机, 2023, 56(6): 1-6.

- [19] 陈士刚. 基于 Maxwell 的改圆铜线为扁铜线绕制电机的分析 [J]. 电机技术, 2020(1): 33-36.
- [20] 陈世坤. 电机设计[M]. 北京: 机械工业出版社, 2000.
- [21]郭志鹏. 串并组合式扁线绕组永磁电机交流损耗及温升研究 [D]. 哈尔滨:哈尔滨理工大学, 2023.
- [22] 郑成余.绕组形式对永磁电机磁热性能的影响[D].哈尔滨: 哈尔滨理工大学,2021.

基于前馈搜索法的 IPMSM 最大转矩电流比控制

林建华,赵世伟,杨向宇 (华南理工大学电力学院,广州510640)

摘 要:针对传统搜索法 MTPA 中存在搜索速度慢的问题,提出一种结合公式法和搜索法的前馈搜索法 MTPA 控制 策略。为了提高系统的动态性能,该控制策略用分段函数代替复杂的 *d* – *q* 轴电流分配公式,得到计算直轴电流前 馈量的通用式。然后,在前馈量的基础上进行在线搜索,获取最优直轴电流指令,并利用历史工作数据修正分段函 数,提高前馈精度。最后,分析了前馈搜索法的搜索过程,并设置搜索阈值避免搜索法在稳态时的周期性震荡,仿 真和实验结果验证了该策略的有效性。

Maximum Torque Per Ampere Control Based on Feedforward Search Method for IPMSM

LIN Jianhua, ZHAO Shiwei, YANG Xiangyu

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

Abstract: Aiming at the problem of slow search speed in traditional search method Maximum Torque per Ampere (MTPA), an improved search method MTPA control strategy based on feedforward compensation was proposed. In order to improve the dynamic performance of the system, this strategy replaced the distribution formula of the direct axis current with a piecewise function, and obtained a universal formula for calculating the feedforward of the direct axis current. On the basis of feedforward, perform extreme value search method to obtain the optimal direct axis current, and find the optimal direct axis current command. Then, used historical working data to correct the segmented function to improve feedforward accuracy. Finally, the search process of the feedforward search method was analyzed, and a search threshold was set to avoid periodic oscillations of the search method in steady state. Simulation and experimental results verified the effectiveness of this strategy.

Key words: IPMSM; MTPA; search method; efficiency optimization

0 引 言

节能是我国经济社会发展的一项战略方针,电 机作为泵、风机和压缩机等各种设备的驱动装置, 被广泛应用于工业领域,工业领域电机耗电量约占 工业用电的75%^[1],因此,提高电机运行效率可以 提高节能效果。内置式永磁同步电机(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor, IPMSM)凭借其效率 高、功率因数高和功率密度高等优点^[12],在工业领 域中受到广泛关注。由于 IPMSM 磁路不对称,可以 通过最大转矩电流比(Maximum Torque Per Ampere, MTPA)控制利用 IPMSM 的磁阻转矩,从而降低铜损,提高电机运行效率。因此,MTPA 控制成为 IPMSM 的首选控制策略。

近年来,国内外学者对 MTPA 控制算法进行了 大量研究,可以大致分为四种方法:查表法、公式 法、信号注入法和搜索法^[3]。查表法通过查表的方 式获取最优电流指令,具有良好的工程实用性,然 而不同电机不能共用一个表格,普适性较差^[3]。公 式法根据电机模型直接求取 MTPA 控制的最优电流

收稿日期: 2024-02-27

基金项目: 广东省自然科学基金(2018A0303130221)

作者简介:林建华(1998),男,硕士研究生,研究方向为电机驱动控制。 赵世伟(1977),男,博士,副教授,研究方向为电机设计及其驱动控制、直流微网控制。 杨向宇(1976),男,博士,教授,博士生导师,研究方向为特种电机及其控制。

指令,具有良好的动态性能,但其控制精度受限于 电机模型的准确性^[45]。信号注入法向电机注入高频 信号,从转矩响应中提取转矩对电流角的导数,以 此调整电流角使转矩对电流角的导数等于零,从而 实现 MTPA 控制。信号注入法不依赖电机参数、但 其算法较复杂^[6-7]。搜索法以寻优的方式搜索 MTPA 工作点,算法实现简单,具有较高的电机参数鲁棒 性和普适性^[8],因此,尽管搜索法的搜索速度较慢, 仍然具有重要的研究价值。针对搜索法存在的缺点, 文献[9]提出根据电流梯度大小改变电流角搜索步 长的变步长搜索法,加快了搜索速度。文献[10-11] 通过离线方式拟合电流角与定子电流幅值的关系式, 在此基础上进行搜索,可以加快算法的搜索速度, 但其需要离线拟合, 普适性有所降低。文献[12]对 公式法中的电机集总参数进行变步长搜索,扩展了 搜索法的应用角度。

搜索法在运行时,每一步搜索需要等待系统进 入稳态,使得搜索周期较长和步长受限,可以从优 化步长的角度加快搜索速度。另一方面,搜索的起 始点距离 MTPA 曲线较远,搜索步数多,如果能将 起始点移动至 MTPA 工作点附近,降低搜索步数, 搜索速度将得到提升。因此,本文将公式法和搜索 法结合,利用公式法的快速性和搜索法的参数鲁棒 性,提出一种基于前馈搜索法的 MTPA 控制策略。 所提控制策略用分段函数代替公式法推导的 *d* - *q* 轴 电流分配公式,然后将分段函数计算得到的直轴分 量作为前馈量补偿到直轴电流指令中,最后通过在 线搜索实现 MTPA 控制。

1 永磁同步电机 MTPA 控制原理

1.1 永磁同步电机数学模型

不考虑铁耗、涡流损耗和饱和效应, IPMSM 在 *d*-*q*轴同步旋转坐标系下的电压方程可表示为^[1]

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_d \frac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} - \omega_e L_q i_q \\ u_q = R_s i_q + L_q \frac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t} + \omega_e L_d i_d + \omega_e \psi_f \end{cases}$$
(1)

式中, u_d 和 u_q 分别为直轴和交轴电压, i_d 和 i_q 分别为 直轴和交轴电流, ω_e 为电机转子电角速度;电机参数 L_d 、 L_q 、 ψ_f 和 R_s 分别为直轴电感、交轴电感、永 磁体磁通和定子电阻。

IPMSM 的电磁转矩方程为

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

式中, n_p 为电机的极对数。

1.2 MTPA 控制原理

MTPA 控制的目的是使电磁转矩与定子电流的 比值最大。当电磁转矩固定时,MTPA 控制等效为 在电磁转矩恒定的约束条件下,求解以定子电流为 目标函数的条件极值问题。该极值问题可描述为

$$\begin{cases} \min & i_{s}^{2} = i_{d}^{2} + i_{q}^{2} \\ \text{s. t.} & T_{e} = T_{L} \end{cases}$$
(3)

式中, i_s 为定子电流幅值, T_L 为包含空载转矩的负载 转矩。为求解该极值问题,使用拉格朗日乘数法构 建辅助函数 $F(i_a, i_a, \lambda)$:

$$F = i_d^2 + i_q^2 + \lambda \left\{ T_e - \frac{3}{2} p i_q \left[\psi_f + (L_d - L_q) i_d \right] \right\}$$
(4)

式中, λ 为拉格朗日乘子。忽略电机参数对电流的 偏导项,可解得满足最大转矩电流比的关系式:

$$i_{d} = \frac{-\psi_{f} + \sqrt{\psi_{f}^{2} + 4(L_{d} - L_{q})^{2}i_{q}^{2}}}{2(L_{d} - L_{q})}$$
(5)

此时,在*d*-q轴电流平面上,式(5)对应的电流曲线称为 MTPA 曲线。传统公式法 MTPA 可以通过式(5)计算直轴电流指令,实现最优控制。

2 前馈搜索法 MTPA 控制策略

2.1 分段拟合

通过拟合可以对直轴电流指令进行前馈补偿, 使搜索法的起始点移至 MTPA 曲线附近。由式可得, MTPA 电流曲线为双曲线类型,其渐近线为

$$i_d = -|i_q| - \frac{\psi_f}{2(L_d - L_q)}$$
 (6)

当 i_q 较大时,可用式(6)代替式(5)计算 i_d 。当 i_q 较小时,对式(5)进行麦克劳林级数展开,并舍弃高阶项,得到 MTPA 电流近似关系式:

$$i_d = \frac{(L_d - L_q)}{\psi_f} i_q^2 \tag{7}$$

两种拟合曲线没有相交点,本文选取两种拟合 曲线与 MTPA 曲线的误差变化率相等的点作为过渡 起点,然后以直线连接两曲线,直线的斜率影响过 渡期间的误差,可以根据实际情况选择不同的斜率。 综上,可得到分段函数拟合的表达式为

$$i_{d} = \begin{cases} -\frac{i_{q}^{2}}{K_{m}}, i_{q} < \frac{K_{m}}{2} \\ -m(i_{q} - \frac{K_{m}}{2}) - \frac{K_{m}}{4}, \frac{K_{m}}{2} + \frac{K_{m}}{4(1 - m)} \ge i_{q} \ge \frac{K_{m}}{2} \\ -i_{q} + \frac{K_{m}}{2}, i_{q} \ge \frac{K_{m}}{2} + \frac{K_{m}}{4(1 - m)} \end{cases}$$

$$(8)$$

式中, K_m 为拟合系数,当电机参数已知时, K_m 等于 – $\psi_{f'}/(L_d - L_q)$, m 为过渡斜率。当电机参数不准确时,可以使用历史工作数据代入式(8)中逆向求解拟合系数,降低了分段函数拟合对电机参数的依赖,提高分段函数的参数鲁棒性。按照标称参数对分段函数进行仿真绘制,拟合的效果如图1所示。



图 1 MTPA 拟合效果图

由图 1 可知,采用抛物线和渐进线分段拟合的 方式对标称 MTPA 曲线具有较好的拟合效果,在电 机轻载和重载时具有较小的误差。

2.2 前馈搜索法

由于建模不准确以及拟合误差,通过式(8)得 到的 *d* - *q* 轴电流偏离实际 MTPA 曲线。为了使 IPMSM 运行在实际 MTPA 曲线,对直轴电流进行极 值搜索,传统搜索法的工作原理如图 2 所示。



图 2 直轴电流搜索原理图

当电机工作在恒转矩模式时,电机的工作点将 在恒转矩曲线上移动。当电机工作点位于 MTPA 曲 线的下方时, $\Delta i_s / \Delta i_d < 0$,即直轴电流增大时,定 子电流幅值将减小,因此直轴电流需要向右搜索。 同理当电机工作点位于 MTPA 曲线上方, $\Delta i_s / \Delta i_d > 0$,即直轴电流变小时,定子电流变小,直轴电流向 左搜索,当电机工作在 MTPA 轨迹上, $\Delta i_s / \Delta i_d = 0$, 停止搜索。传统搜索法的初始点一般位于交轴上, 搜索步长可以由下式计算:

$$\Delta i_d(k) = -a \operatorname{sgn}(\frac{i_s - i_{slast}}{\Delta i_d})$$
(9)

式中, a 为正数, 决定了直轴电流的搜索步长大小。

前馈搜索法将搜索起点移动至初始拟合曲线上,从 而缩短搜索时间。最后,在搜索量与前馈量共同作 用下,电机运行在 MTPA 工作点。通过记录此时的 $i_a 和 i_q$,代入式(8)中对拟合系数 K_m 进行修正,当 下次电机运行在转矩附近时,使用修正后的拟合公 式可以提供较准确的电流指令,可省去搜索过程, 提高动态性能。



图 3 修正曲线与原始曲线对比

如图 3 所示,由搜索法在稳态情况下得到的修 正系数可以使拟合误差更小。

2.3 搜索过程分析

如图 2 所示,以 *i*_a为因变量,*i*_q为自变量,恒转 矩曲线的斜率 *k*_r与拟合曲线的斜率 *k*_e的符号相反。 当搜索启动时,直轴电流前馈量会随着 *i*_q变化而变 化,前馈变化量与搜索量相反,可能会使实际步长 下降。如果实际步长小于系统可辨识步长,将导致 搜索法失效。因此,本小节对前馈搜索法的搜索过 程进行分析。





如图 4 所示,前馈搜索法的初始点为拟合曲线 与恒转矩曲线的交点 A,此时搜索量 *i*_d(0) = 0,前 馈分量为 *i*_{d0},从 A 点开始定步长搜索,由于前馈 直轴电流的值随交轴电流变化,稳定后的工作点为 拟合曲线平移后与恒转矩曲线的交点 B,对应的前 馈分量向下移动。此时通过式(9)确认下一步的搜 索方向为向左,可得下一个工作点为 C,虽然 C 点 在 MTPA 曲线附近,但由于通过将 B 和 C 两点的电 流代入式(9)计算得到的搜索方向为向左,直轴电 流继续减小,新的电流工作点为 D,此时由式(9)得 到搜索方向为向右,以此类推,可以得到电流工作 点变化顺序为 ABCDCBC。如果拟合的初始点为 E, 同理可得电流工作点变化顺序为 EDCBCD,前馈搜 索法可搜索至 MTPA 曲线附近。

对比图 4 中的 A 和 B 两个运行点的横坐标,可 以看出拟合函数会使得实际搜索步长 Δi_{ar} 的绝对值 小于理论搜索步长 Δi_a 的绝对值。由于实际系统采样 存在噪声, Δi_{ar} 太小会导致 Δi_s 被噪声淹没,搜索法 失效。因此,需要分析前馈搜索法的对实际步长的 影响程度 η 。

如图 4 所示, Δi_{dT} 与 Δi_d 的关系为

$$\Delta i_d = \Delta i_{dT} - \Delta i_{dF} \tag{10}$$

式中, Δ*i*_{dF} 为直轴电流前馈分量的增量。当搜索步长 较小时,可以对恒转矩曲线和拟合曲线进行局部线 性化,此时:

$$\begin{cases} \Delta i_{dT} = k_T \Delta i_q \\ \Delta i_{dF} = k_F \Delta i_q \end{cases}$$
(11)

对式(8)求导可得到 k_F为

$$k_{F} = \begin{cases} -\frac{2i_{q}}{K_{m}} , \quad i_{q} < \frac{K_{m}}{2} \\ -m, \frac{K_{m}}{2} + \frac{K_{m}}{4(1-m)} > i_{q} > \frac{K_{m}}{2} \\ -1, \quad i_{q} > \frac{K_{m}}{2} + \frac{K_{m}}{4(1-m)} \end{cases}$$
(12)

同理,对式(2)求导可得 k_r为

$$k_T = -\frac{2T_e}{3n_p(L_d - L_q)i_q^2}$$
(13)

将式(11)代入式(10),可得η为

$$\eta = \frac{\Delta i_{dT}}{\Delta i_d} = \frac{k_T}{k_T - k_F} < 1 \tag{14}$$

将式(12)和式(13)代入式(14),可以得到 η 在 电流平面上的分布情况,如图 5 所示。



图 5 影响程度分布图

从图 5 中可得, i_q 较小时, η 接近 1,实际搜索 步长接近 Δi_d 。当 i_q 较大时, η 有所减小,可以根据 实际情况适当增大搜索步长 Δi_d ,以保证实际搜索 步长大于系统最小可辨识步长。

2.4 前馈搜索法控制策略

基于前馈搜索法的 MTPA 控制策略及其运行流 程如图6所示。在进入搜索流程后,判断拟合系数 是否已修正,如果已经修正,对应的搜索标志为0, 可以直接通过拟合函数计算直轴电流指令,并结束 搜索流程。

如果拟合系数并未修正,搜索标志为1,通过 设定初始搜索方向,经过数据采样滤波后,如果电 流幅值变小,则说明搜索方向正确,搜索方向不变, 与分段函数计算的前馈电流相加,得到新的直轴电 流指令。如果电流幅值变大,说明搜索方向错误, 此时改变搜索方向,重复该搜索步骤,直至定子电 流幅值变化量小于所设阈值,更新拟合系数并将搜 索标志置0,搜索流程结束。



图 6 前馈搜索法流程图

将所提控制策略应用于内置式永磁同步电机控制系统中,内外环均采用 PI 控制器,可得到图 7 所示的调速系统控制框图。



图 7 前馈搜索法控制系统框图

如图 7 所示,前馈搜索法的速度环和电流环与 传统的 FOC 控制基本一致,主要在电流指令分配环 节增加了拟合和搜索单元。

3 仿真验证

T₁/ (1Nm/div)

知識

0

-6

(vib/S)/_y/

20

10 0

(2A/div) -2 =0

利用 Simulink 搭建了所提 MTPA 控制策略的仿 真模型,通过仿真验证其有效性,仿真中 IPMSM 的 部分电气参数如表1所示。

| 衣 1 | PMSM 部分电气参数 |
|-------------------------------|-------------|
| 参数 | 参数值 |
| 极对数 n _p | 5 |
| 定子电阻 R/Ω | 0. 14 |
| 交轴电感 L_q /mH | 0. 605 |
| 直轴电感 L_d /mH | 0. 411 |
| 永磁体磁链 Ψ _f / mWb | 1. 185 |
| 转动惯量 J / (kg・m ²) | 0.0001 |

仿真中以公式法和采用定步长的传统搜索法 MTPA 控制策略作为比较对象,在不同步长下前馈 搜索法 MTPA 控制策略的控制精度和搜索速度。

如图8所示, 步长为1A时, 搜索时间短, 稳 态时在目标值附近震荡; 而步长为 0.2 A 时, 稳态 时与

目标值相近,无震荡现象,因此本文后续仿真和实 验选择的最小步长为0.2A。

仿真中设定电机目标转速为 500r/min,并设置 了重载和轻载两种负载工况。首先将电机在 i_d =0 控 制策略下加速至目标转速,然后增加负载转矩,待 转速稳定后将控制策略改变为 MTPA 控制策略,对 比不同方案在重载下的表现,最后突减负载,仿真 得到的电流波形如图9所示。



图9 采用不同 MTPA 控制策略的仿真波形

对比图9(a)和图9(c),可以看出,前馈搜索法 MTPA 控制策略在轻载和重载两种工况下均能收敛至目 标值,具有良好的控制精度,同时前馈搜索法在负载转 矩突减时,系统可以顺利过渡到稳态。对比图9(b)和 图 9(c)的 d-q 轴电流波形,可以看出前馈搜索法具有 更快的搜索速度。传统搜索法在负载突减时,由于搜索 量的积累, 电流超调在三种方法中最大。

2

t/(1s/div)

(a) 公式法

4 实验验证

搭建实物平台对算法进行实验验证,如图10所 示,实验平台由内置式永磁同步电机,扭矩传感器,

制动器,驱动器,直流电源和上位机组成。实验用 的 IPMSM 电气参数与仿真采用的电气参数一致。



图 10 实物平台

在实验中,电机在 i_d =0 控制策略下加速至目标转速后,通过磁滞制动器施加初始负载转矩,在0.8 s时启用 MTPA 算法,然后在3 s时突减负载转矩。

从图 11 可以看出,实验波形与仿真波形基本一致。表 2 给出了三种 MTPA 控制策略在不同负载工况下的电流值和动态时间。从表 2 中可知,轻载工况下,三种 MTPA 控制策略的定子电流幅值基本一致,而在重载工况下, $i_a = 0$ 控制策略时定子电流幅值为 20.430 A,采用 MTPA 控制策略的定子电流幅值有明显的下降,公式法 MTPA 电流幅值下降了 2.633%,传统搜索法的电流幅值下降了 3.412%,前馈搜索法的电流幅值下降了 3.544%。实验数据表

明,随着负载加重,公式法的控制精度受电机参数 影响,偏离了实际 MTPA 曲线,而搜索法可以克服 电机参数变化的影响,提高运行效率。

表 2 不同方法控制效果对比

| 方法 | 负载工况 | i_d /A | i_q/A | $i_{\rm s}/{ m A}$ | 耗时/s |
|-----|------|----------|------------------|--------------------|------|
| 公式法 | 1 Nm | 1.852 | 9.750 | 9.924 | ١ |
| | 2Nm | 6.500 | 18.812 | 19. 892 | ١ |
| 传统 | 1 Nm | 1.660 | 9.780 | 9.920 | 1.30 |
| 搜索法 | 2Nm | 5.600 | 18.922 | 19.733 | 1.65 |
| 前馈 | 1Nm | 1.655 | 9. 781 | 9. 918 | 0.40 |
| 搜索法 | 2Nm | 5.500 | 18.923 | 19. 706 | 0.50 |
| | | | | | |





此外,相较于传统搜索法,前馈搜索法搜索速 度更快,达到稳态所耗时间更短,突增负载时,前 馈搜索法的搜索时间相较于传统搜索法节约了 70%,突减负载时,前馈搜索法的搜索时间相较于 传统搜索法节约了69%。

5 结 语

本文结合公式法和搜索法的优点,提出了一种 基于前馈搜索法的 MTPA 控制策略,并进行了实验 验证,具体工作和结论如下:

(1)所提控制策略利用公式法的思想设计了 d 轴 电流分段函数,减少了搜索时间,通过修正分段函 数可以提高前馈精度。

(2)所提控制策略利用恒转矩曲线的单谷特性, 对 d 轴电流进行在线搜索,相比于公式法,所提控 制策略不受电机参数的影响,控制精度更高。

(3)所提控制策略避开了复杂的运算,算法简 单且易于实现,适用性较广,具有一定的工程应用 价值。

参考文献

- [1] 陈起旭, 王庆元, 徐俊, 等. 电动汽车用内置式 PMSM 的 MTPA 控制算法对比研究[J]. 微电机, 2017, 50(04): 32-35, 42.
- [2] Dianov A, Tinazzi F, Calligaro S, et al. Review and Classification of MTPA Control Algorithms for Synchronous Motors [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022(37-4).
- [3] 付兴贺,陈锐,董婷,等.考虑参数不确定的永磁同步电机 MTPA 控制综述[J].中国电机工程学报,2022,42(02):796-808.
- [4] 吴芳. 内置式永磁同步电机最大转矩电流比控制策略研究 [D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2013.

(下转第59页)

基于模型预测的双电机转速同步控制研究

许晋飞1,刘文星2,李 剑1,刘 毅1,崔建华1

(1. 国网山西省电力公司阳泉供电公司,山西阳泉 045000;

2. 阳煤集团寿阳景福煤业有限公司,山西晋中045408)

摘 要:永磁同步电机作为工业生产的核心部件在各个领域发挥着重要作用,但传统的生产过程常用单电机驱动实现控制,这种控制方式有电机输出转矩较小,行程较短等缺点。当较大的传动功率或者对位置控制性能要求较高时,这种控制方式无法达到要求。针对单电机驱动不足,设计了一个双机驱动系统,主要通过对永磁同步电机驱动控制策略及多电机同步控制方式进行研究,有效保证了能满足更大推力更长行程的实际应用需求。针对双电机转速难以同步的问题,本文提出了基于模型预测的双电机同转速控制策略,并在仿真模型中验证其性能。
 关键词:永磁同步电机;模型预测控制;同步控制
 中图分类号:TM341;TM351;TP273 文献标志码:A 文章编号:1001-6848(2024)07-0030-06

Research on Dual Motor Speed Synchronous Control Based on Model Prediction

XU Jinfei¹, LIU Wenxing², LI Jian¹, LIU Yi¹, CUI Jianhua¹

(1. State Grid Shanxi Electric Power Company Yangquan Power Supply Company, Yangquan Shanxi 045000, China;
2. Yangmei Group Shouyang Jingfu Coal Industry Co., LTD., Jinzhong Shanxi 045408, China)

Abstract: Permanent magnet synchronous motors, as the core components of industrial production, play an important role in various fields. However, traditional production processes often use single motor drive to a-chieve control, which has disadvantages such as small motor output torque and short stroke. This control method cannot meet the requirements when the transmission power is large or the position control performance is high. Aiming at the shortage of single motor drive, a dual-motor drive system was designed. The permanent magnet synchronous motor drive control strategy and multi-motor synchronous control method were studied, which effectively ensured the practical application requirements of larger thrust and longer stroke. In response to the problem of difficult synchronization of dual motor speeds, this paper proposed a model prediction based dual motor speed control strategy, and verified its performance in simulation models.

Key words: permanent magnet synchronous motor; model predictive control; synchronous control

0 引 言

在工业 4.0 和中国制造 2025 的背景下,永磁 同步电机作为工业生产的核心部件在各个领域发挥 其卓越的适配性并进行精准的运动控制。工业生产 中常使用单电机驱动实现控制,这种控制方式有电 机输出转矩较小、行程较短等缺点。当较大的传动 功率或者对位置控制性能要求较高时,这种控制方 式无法达到要求。针对单电机驱动不足,双电机共 同驱动的出现有效保证了满足更大推力更长行程的 实际应用需求。常用的双电机同步转速控制方式有 主令控制、主从控制、交叉耦合控制和偏差耦合控 制等。文献[1]采用了改进粒子群算法对电机转速 进行同步控制,但未对转速误差实现明显改善。文 献[2]提出一种新型的自适应神经网络控制方法, 它算法结构简单,易于实现,但响应速度较慢。文 献[3]设计了一种基于径向基函数神经网络的自抗 扰控制器,对伺服系统的静态性能和动态质量进行

收稿日期: 2023-11-27

作者简介:许晋飞(1996),男,硕士,研究方向为电力系统自动控制及非线性控制理论。 刘文星(1996),女,本科,研究方向为永磁同步电动机控制策略。 李 剑(1979),男,本科,研究方向为电力系统控制策略。 刘 毅(1994),男,硕士研究生,研究方向为电力系统自动控制及非线性控制理论。 崔建华(1979),男,本科,研究方向为永磁同步电动机控制策略。 有效优化,实现了控制系统的高动态性能和高精 度,但参数整定较为困难。文献[4]通过结合非线 性 PID 改进了主动自抗扰技术,能够提高系统的跟 踪性能和抗干扰能力,但误差较大。

模型预测(Model Predictive Control)控制策略是一种计算机智能控制算法,因工业的发展而被提出。与 其他控制算法相比,MPC 有其特有的优势。它可以预 测输出变量的未来状态,实现全局控制,保证全区间 安全可靠运行和最佳性能。此外,MPC 的优化是在线 进行的,该控制策略可以用来抑制生产系统所产生的 各种扰动,提高控制系统的稳定性。本文提出了基于 模型预测的双电机同转速控制。其中,两台电机给定 同一参考量,电机1采用三环控制,电机2通过模型 预测跟随给定转速,滚动减小误差,使其趋于同步。

1 电机模型及矢量控制

1.1 PMSM 电机模型

为了简化分析,本文假设所使用的 PMSM 为线 性磁路的理想电机,不受饱和、磁滞、剩磁、涡流 等影响。同时,忽略温度和频率对定子绕组的影响。 此外,假设电机具有直轴和交轴对称性,并且反电 动势呈正弦变化。

同步坐标系下 PMSM 的数学模型表示为

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \psi_f \end{bmatrix}$$
(1)

定子磁链方程为

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_f \\ 0 \end{bmatrix}$$
(2)

电磁转矩方程为

$$T_{e} = \frac{3}{2} p_{n} (\psi_{d} i_{q} - \psi_{q} i_{d}) = \frac{3}{2} p_{n} [\psi_{d} i_{q} + (L_{d} - L_{q}) i_{d} i_{q}] \quad (3)$$

运动学方程为

$$J\frac{\mathrm{d}\omega_m}{\mathrm{d}t} = T_e - T_L - B\omega_m \tag{4}$$

式(1)、式(2)、式(3)、式(4)中, T_e 、 T_L 分别为电 磁转矩和负载转矩;R为定子电阻、L为电感、 ψ_f 为永 磁体磁链; ω_m 、 ω_e 分别为机械角速度和电角速度; p_n 为极对数;J为转动惯量;B为摩擦系数。

1.2 矢量控制

PMSM 矢量控制是通过控制桥臂上的半导体元

件的通断,控制电路的导通时间,进而对输出电压 幅值和频率进行控制控制。常用的脉宽调制技术是 SVPWM 技术。

三相电压源型逆变器中,每相上下桥臂各安装两个 IGBT,总共有6个开关器件。规定该电路在导 通状态下,每相上下两个桥臂的半导体元件不能同 时导通。因此,三相电压源型逆变器系统共有8种状态。这些状态用二进制数表示,其中"1"表示上 臂开启下臂关闭,"0"表示上臂关闭下臂开启,这8 种状态可以用8个逆变器输出电压矢量表示,分别 为:000、001、010、011、100、101、110、111。 这8种电压矢量分布如图1 所示。



图1 电压空间矢量分布情况

图 1 中 U_1 、 U_2 、 U_3 、 U_4 、 U_5 、 U_6 为有效电压矢量; U_0 和 U_7 为零电压矢量。这些矢量将整个平面空间分割成 6 个大小相等的扇形区域。SVPWM 算法通常以 $\alpha - \beta$ 坐标系基准来实现。算法的核心思想是 0 在每个采样周期内,从有效电压矢量 U_1 到 U_6 中选择两个与零矢量 U_0 和 U_7 叠加,使每个矢量的作用时间达到一定值,最终形成参考电压矢量 U_{ref} 。这样,矢量的运动轨迹趋向于一个圆。

各电压矢量关系如:

 $U_{ref}T_{s} = U_{0}T_{0} + U_{1}T_{1} + U_{2}T_{2} + U_{7}T_{7}$ (5) 式中, T_{s} 为一个采样周期, $T_{0} \ T_{1} \ T_{2} \ T_{7}$ 分别为各 矢量相对应的施加时间。

SVPWM 控制策略功能的实现主要经过以下步 骤:首先确定 U 在电压空间矢量的分布情况,然后 计算并确认开关的动作时间,最后确定 SVPWM 控制策略所发出的触发。

PMSM 的三环控制主要由逆变器、SVPWM 模块、电流控制器、永磁同步电机、坐标变换模块、速度/位置检测模块、速度控制器组成。

PMSM 矢量控制系统框图如图 2 所示。

该控制策略基于 PMSM 的电磁方程和三相电压、 电流之间的矢量关系,通过控制电机的磁场方向和 大小来实现电机的速度和位置控制。具体来说,先 通过传感器来获取电机的转速和位置等相关信息, 并根据设定的速度和位置目标值,计算出所需的电 机电流矢量。然后,根据电流矢量的大小和方向, 确认电机输出的电压和频率的数值。通过对电机电 流和电压进行调整,可以使电机输出的磁场方向和 大小与期望的磁场方向和大小相匹配,从而实现精 确的速度和位置控制。



2 控制器设计

2.1 模型预测控制简介

模型预测控制策略的实现包括以下几个步骤: 首先建立被控对象的数学模型;然后,预测控制变 量在定义域中的变换趋势;最后,根据需求构建所 期望的代价函数,并通过求得代价函数的最优解来 确定最优输出^[5]。首先,对预测离散系统的模型进 行表示,如式(6)所示。

$$\begin{cases} x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) \\ y(k) = Cx(k) + Du(k) \end{cases}$$
(6)

在构建该函数时,需要充分考虑参考输入、未 来状态和动作三个因素的影响,并将其纳入考虑范 畴^[6]。通常通过构建代价函数来表示这一过程,用 表示代价函数,即:

$$d = f(x(k), u(k), \cdots u(k+N))$$
(7)

MPC 算法的实现过程中,需要将现代价函数 *d* 最小化,来实现最优控制。这个过程得到一个由 *N* 个最优操作组成的序列,只选取其中的第一个元素 作为当前的最优操作。随后采集最新的实际值,取 得该时刻与之相对应的最优输出,在每个采样周期 实时优化问题,实现了滚动优化。

MPC 控制的基本结构主要由预测模型、反馈校 正和滚动优化三部分组成。其结构框图如图 3 所示。



图 3 模型预测的基本结构

2.2 双 PMSM 转速同步控制器设计

为使两台电机尽可能保持相同的转速,需要对 电机的同步性进行控制,提高系统对转速的跟踪能 力,增强其鲁棒性。因此,建立了基于双 PMSM 的 转速跟随 MPC 模型^[7],如图 4 所示。


如图4所示,模型预测的输入参考值 *i*_{sqref} 是第一 台电机的给定转速 ω* 与第二台电机的实际转速 ω₂ 做差后经过一个 PI 环节而来,即 *i*_q*。根据代价函 数最小原则,输出逆变器的三个桥臂的开关状态, 通过调节三相桥臂的开关状态实现控制第二台电机 的转速,使第二台电机实际的输出电流与提供的输 入参考电流保持一致,从而保持两台电机的转速一 致。使用排序算法计算每个电压矢量下的代价函数, 选择最小代价的状态作为控制输出,以最小化期望 输出和实际输出之间的误差。

在速度环中,速度控制器以电机的位置反馈信 号为输入,使用电流环控制器的输出来控制电机转 速,并计算与参考转速之间的误差。当 MPC 控制器 将开关状态输出给逆变器时,逆变器将改变其输出 电压和电流,以使电机输出的电流与控制器计算的 参考电流匹配。这个控制循环将一直运行,直到电 机的速度和位置达到所需的设定值。

2.3 电机 1 三环控制器设计

2.3.1 电流环控制器设计

在传统的三环控制中,为了保证电机的稳定运 行,电机的电流和转速都被控制在一定范围内。但是 在面对系统的负载变化、扰动或非线性因素等情况 时,传统控制方法可能会失效。为提高电机系统的抗 干扰能力和动态性能,系统引入了电流前馈技术,可 以使控制系统更加准确地控制电机的电流和转速。

根据交直轴电压方程式在旋转坐标系下的表达 式可得,电压方程由电流和速度的耦合项 $L_q \omega_r i_q$ 、 $L_d \omega_r i_d$ 以及 u_q 组成,这些交叉耦合可以通过补偿方 式进行抵消,以达到电流的解耦控制,如图 5 所示。



图 5 电流补偿解耦控制框图 引入补偿后,可得方程为

$$\begin{cases} u_{d}^{\cdot} = G_{1}(s)(\dot{i_{d}} - \dot{i_{d}}) - \hat{L}_{q}\omega_{r}\dot{i_{q}} \\ u_{q}^{\cdot} = G_{2}(s)(\dot{i_{q}} - \dot{i_{q}}) + \hat{L}_{d}\omega_{r}\dot{i_{d}} + \omega_{r}\psi_{f} \end{cases}$$
(8)

式中, \hat{L}_q 、 \hat{L}_d 分别 L_q 、 L_d 的估计值,引入 $\hat{L}_q \omega_r i_q$ 、 $\hat{L}_d \omega_r i_d$ 抵消永磁同步电机 d、q轴电压方程中的耦合

项,引入
$$\omega_r\psi_f$$
作为反电动势补偿项。若 $L_q = L_q \ L_d$
= L_d ,选取 $G_1(s) = \frac{1}{s}(R_s + L_d s)$, $G_2(s) = \frac{1}{s}(R_s + L_q s)$, $k_{pi} = L_d$, $k_{is} = R_s$,则:
 $\frac{i_d(s)}{i_d(s)} = \frac{i_q(s)}{i_q(s)} = \frac{1}{1+s}$ (9)

由式(9)可见, d、q轴电压方程中的耦合项已被抵消,且解耦成比列环节。

2.3.2 速度环控制器设计

设计合理的 ASR 可以减少对系统的扰动影响, 同时减小转速波动,使系统达到稳态。速度环控制 结构框图如图 6 所示。

电机速度环由 PD 控制器进行控制,取 $G_{ASR} = k(s+1)$,其可简化为如图 7 所示。



图 7 速度环简化控制结构框图 可推导出速度环闭环传递函数为

$$G_{close}(s) = \frac{k_t / Js}{1 + k_t / Js} = \frac{k_t}{Js + k_t}$$
(10)

2.3.3 位置环控制器设计

电机的位置环在伺服系统跟踪能力中起到举足 轻重的作用,其作用是使位置反馈能够更加精确的 达到位置给定,因此,本文将第一台电机的位置环 设计成为I型系统,采用比例控制策略,使其超调 小,跟踪性能更好,位置环控制框图如图8所示。

$$\xrightarrow{\theta_y^{*}+} \bigotimes \xrightarrow{W_{pp}} \xrightarrow{\omega_y^{*}} \underbrace{\underline{x}}_{\underline{k}} \xrightarrow{w_y} \underbrace{K_{bs}}_{S} \xrightarrow{\theta_y}$$

$$G_{ASR} = \frac{1}{K_{n\ell}(\tau_{s}s + 1)}$$
(11)

综合上述可得,位置环闭环传递函数为

$$\frac{\theta}{\theta^{*}} = \frac{K_{pp} \frac{1}{K_{nf}(\tau_{s}s+1)} \frac{K_{bs}}{s}}{1 + K_{pp} \frac{1}{K_{nf}(\tau_{s}s+1)} \frac{K_{bs}}{s}} = \frac{1}{1 + K_{nf}(\tau_{s}s+1)s/K_{pp}K_{bs}}$$
(12)

式中, Kpp 为位置环比例增益, Km 为额定速度的增益。

2.4 MPC 控制器设计

2.4.1 PMSM 预测模型建立

首先,建立了电机预测模型^[8•9]。将第二台电机 的数学模型使用 Forward Euler Method 进行离散,可 得到:

$$\begin{cases} i_q(k+1) = \left(1 - \frac{T_s R_s}{L_q}\right) i_q(k) - \\ \frac{n_p T_s \psi_f}{L_q} \omega(k) + \frac{T_s}{L_q} u_q(k) \\ \omega(k+1) = \frac{T_s n_p \psi_f}{J} i_q(k) + \\ \left(1 - \frac{BT_s}{J}\right) \omega(k) - \frac{T_s T_L}{J} \end{cases}$$
(13)

式中,可以得到速度 ω 在 $k \setminus k + 1$ 时刻的表达式, 为了消除负载扰动 T_i ,做差可得:

$$\omega(k+1) = (b+1)\omega(k) - b\omega(k-1) + a\Delta i_q(k)$$
(14)

式中, $a = (T_s n_p \psi_f) / J$, $b = 1 - BT_s / J$ 当采样时间与 电机参数都为常数时, $\Delta i_q(k)$ 为 q 轴电流在 k 时刻的 增量。

令速度环 MPC 的控制变量 $u_s(k) = i_q(k)$,状态变量 $x_s(k) = \omega(k)$,预测输出为 $y_s(k) = x_s(k)$,则 $(k + N_p)$ 时刻对于 k 时刻的预测模型可以递推如式(15)所示。

$$\begin{cases} x_{s}(k+1) = (b+1)x_{s}(k) - bx_{s}(k-1) + \\ a\Delta u_{s}(k) \\ x_{s}(k+2) = (b^{2} + b + 1)x_{s}(k) - \\ (b^{2} + b)x_{s}(k-1) + \\ a(b+1)\Delta u_{s}(k) + a\Delta u_{s}(k+1) \\ \vdots \end{cases}$$
(15)

$$\begin{cases} x_s(k + N_p) = \sum_{i=0}^{N_p} b^i x_s(k) - \sum_{i=1}^{N_p} b^i x_s(k-1) + \\ \sum_{i=0}^{N_p-1} b^i a \Delta u_s(k) + \dots + \sum_{i=0}^{N_p-N_c} b^i a \Delta u_s(k+N_c-1) \end{cases}$$

式中, N_P 表示预测步数, N_c 表示控制步数, $-\Re N_c$ $\leq N_P$ 。

将式(15)由矩阵形式进行表达,表示 MPC 预测 输出:

$$Y_{s} = X_{1} + Y_{1}\Delta U_{s}$$
(16)

$$\ddagger \psi, Y_{s} = \begin{bmatrix} y_{s}(k+1) \\ y_{s}(k+2) \\ \vdots \\ y_{s}(k+N_{p}) \end{bmatrix},$$

$$X_{1} = \begin{bmatrix} b + 1 \\ b^{2} + b + 1 \\ \vdots \\ \sum_{i=0}^{N_{p}} b^{i} \end{bmatrix} x_{s}(k) - \begin{bmatrix} b \\ b^{2} + b \\ \vdots \\ \sum_{i=1}^{N_{p}} b^{i} \end{bmatrix} x_{s}(k-1) ,$$

$$\Delta U_{s} = \begin{bmatrix} \Delta u_{s}(k) \\ \Delta u_{s}(k+1) \\ \vdots \\ \Delta u_{s}(k+N_{c}-1) \end{bmatrix} ,$$

$$Y_{1} = a \begin{bmatrix} 1 \\ b + 1 & 1 \\ \vdots & \vdots & \ddots \\ \sum_{i=0}^{N_{p}-1} b^{i} & \sum_{i=0}^{N_{p}-2} b^{i} & \cdots & \sum_{i=0}^{N_{p}-N_{c}} b^{i} \end{bmatrix} \text{ID} \text{ bf is media}$$

的预测模型。

2.4.2 构建代价函数

在本文所提出的双 PMSM 模型预测控制策略, 将第一台电机的给定转速 ω * 与第二台电机的实际 转速 ω_2 做差后经过 PI 控制器形成的电流作为参考 给定值^[10],即 $i_{sd_{ref}}$ 和 $i_{sq_{ref}}$;经过模型预测控制器计 算出第二台电机在旋转坐标系下预测电流 i_{sd2-p} 、 i_{sq2-p} ,第二台电机在旋转坐标系下实际输出电流 i_{sd2} 、

以第二台电机预测输出的 d 轴、q 轴电流分别与 第一台电机实际输出的 d 轴、q 轴输出的电流差距离 最小为条件,构建代价函数 d:

$$d = (i_{sd2} - i_{sd_{ref}})^2 + (i_{sq2} - i_{sq_{ref}})^2$$
(17)

当代价函数越小时,两台电机的转速误差越小, 控制效果更优。选择最小代价函数时的开关状态作 为输出,通过调整逆变器的输出电压和电流的参数, 进而实现对电机转速和转矩控制。

在本文的设计中,两台电机需要保持相同的转速,因此,*i_{sq-ref}*将随着给定转速与第二台电机实际转速的差进行调整。重复以上过程,从而实现预测结果的更新,使第二台电机的转速趋近于期望的参考转速,即第一台电机的给定转速,达到两电机转速同步。

2.4.3 转速误差校正

MPC 在每一个采样时间内会进行 7 次预测运算, 选择最优的电压矢量输出并作用于逆变器的三个桥 臂。通过模型预测,使第二台电机的输出电流逐渐 接近参考电流,控制两台电机转速同步,从而实现 闭环控制^[11-12]。 第二台电机 d 轴和 q 轴电流的变化率是根据逆 变器的输出电压输入到 MPC 的电流,通过模型预测 控制方法原理计算出的:

$$\begin{cases} \dot{i_{sd}} = \left(1 - \frac{R \times T_s}{L}\right) \times \dot{i_{sd}} + \omega_r \times \\ T_s \times \dot{i_{sq}} + \frac{v_{sd} \times T_s}{L} \\ \dot{i_{sq}} = \left(1 - \frac{R \times T_s}{L}\right) \times \dot{i_{sq}} - \omega_r \times T_s \times \dot{i_{sd}} - \\ S_{im} \times \omega_r \times T_s + \frac{v_{sq} \times T_s}{L} \end{cases}$$
(18)

式中, $R 和 L 分别是第二台电机的电阻和电感, <math>v_{sd}$ 和 v_{sq} 分别是第二台电机的 d 轴和 q 轴电压。

最优电压矢量是根据代价函数最小为目标进行 选择,输出并作用于第二台电机的逆变器,以控制 电机的输出电流,并不断地根据电机的实际状态和 控制目标进行反馈和调整,使两台电机的转速保持 一致。

3 仿真结果分析

为了验证本文基于模型预测的双电机同转速控 制策略的有效性,在 Matlab/Simulink 中建立两台完 全相同的 PMSM 仿真模型并进行了仿真试验。永磁 同步电机主要参数如表1 所示。

| 参数 | 参数值 | 参数 | 参数值 |
|-------------------|--------|-----------------------|---------|
| 额定转速 | 3000 | 永磁体磁 | 0 1827 |
| /(r/min) | 5000 | 链 ψ_f /Wb | 0. 1027 |
| 额定转矩 | 0.0084 | 极对数n | 8 |
| /Nm | 0.000. | | Ũ |
| d 轴电感 | 0.0085 | 转动惯量 | 0.003 |
| L_d / mH | | $J/(\text{kg. m}^2)$ | |
| q 知电感 | 1.0085 | 定于电阻 | 0.958 |
| L_q / mH | | $R_s \nearrow \Omega$ | |

表1 永磁同步电机参数

给定位置信号 $p^* = 10 \text{ mm}$, 在 t = 0.6 s 时加入 扰动信号 d(t) = 5(t - 0.6)。

图 9、图 10 为采用本文提出策略的位置、速度 响应曲线;图 11、图 12 为采用主从控制时的位置、 速度响应曲线。仿真结果如图 9~图 12 所示。





图 12 主从控制速度响应曲线

由图 9、图 11 可见,在位置控制中,本文所提 MPC 控制时在电机起动时就能迅速到达给定参考 量,主从控制则有明显滞后,在加入扰动后,位置 偏差较小,约为主从控制的 40%,且能迅速将电机 调整至参考位置,同步性能强。

由图 10、图 12 可得,在速度控制方面,该控制 策略速度调整时间约为 0.02 s,而主从控制的速度 调整时间约为 0.04 s,在加入扰动后速度波动较小, 约为主从控制的 20%,恢复时间是主从控制的 50%,跟踪性能快。

4 结 论

本文针对两台电机转速难以相同的问题,提出 了一种基于模型预测的双电机同转速的控制策略, 利用给定转速与第二台电机实际转速的差值经过 PI 环节后作为模型预测参考输入进而控制第二台电机 逆变器的开断状态,从而控制电机实际输出。在实 际预测中,对电机数学模型进行离散化处理,计算 *d*、*q*轴电流变化率,预测出7个电压矢量作用下逆 变器输出电流,构建代价函数并在线优化,在仿真 模型中与主从控制做对比,验证其较高的跟踪性能。

(下转第42页)

多扇区插值预测算法的 BLDCM 转矩脉动抑制策略

王雨凝,王博,江秀红

(沈阳航空航天大学电子信息学院,沈阳110136))

摘 要:无刷直流电机具有高可靠性、高效率等优点,但由于自身结构特点以及驱动特点,在运行过程中会产生较 大的转矩脉动。针对该运行问题,构造了一种新型电压矢量扇区划分开关表,用于无刷直流电机的直接转矩控制。 区别于传统的直接转矩控制只对电机电压矢量进行六扇区划分,提出将传统的扇区开关表扩展为十二扇区的方法。 该策略通过将电压空间扩展为十二个扇区后,对应的有效电压矢量也增加至十二个,这使得转矩在每个扇区内可以 选择更精准的电压矢量。改善了换相区域内电压矢量选择不准确所造成的转矩脉动这一问题,并通过生成三维插值 特性曲线验证。最终实现电机控制性能的提高,达到高效率的直接转矩控制策略目的。最后,将该方案在仿真软件 上进行测试,结果验证了所提出策略的准确性、有效性。

Multi-sector Prediction Interpolation Function for BLDC Motor Torque Ripple Control

WANG Yuning, WANG Bo, JIANG Xiuhong

(School of Electronic Information, Shenyang Aerospace University, Shenyang110136, China)

Abstract: The Brushless DC Motor (BLDCM) is broadly used due to its high reliability and efficiency. However, there will be high torque ripple because of its own structure and drive characteristics in the process of operation. Focused on the problem, a novel multi-sector subdivision look-up-table function for the voltage vector was proposed, which was used for the Direct Torque Control (DTC) of BLDCM. Firstly, in this paper, based on the traditional DTC that only divides the voltage vector into six sectors, the novel DTC strategy created a look-up-table of twelve-sectors. Secondly, on the basis of twelve sectors, the effective voltage vectors increase to twelve and thus, the torque of BLDCM was able to select more accurate voltage vectors in each sector. Finally, the method restrained the torque ripple of BLDCM during the period of commutation and increased efficiency of the direct torque control scheme based on the 3D interpolation characteristic curves. The proposed control technology was verified by the simulation results.

Key words: BLDCM; DTC; torque ripple reduction; sector subdivision; multidimensional interpolation

0 引 言

随着新能源汽车产业链的不断发展,各生产环 节逐步成熟。无刷直流电机(BLDCM)凭借其节能 性、低噪声和效率高等优点,在新能源汽车的风冷 系统、水冷系统、空调系统等方向有着广泛应用。 BLDCM 的工作原理既保留了直流电机大起动转矩、 调速范围广的优良特性,又具有交流电机结构简单, 运行简单的优点。然而,由于 BLDCM 的气隙磁势是 跳跃式的,而永磁转子是连续旋转的,这导致定、 转子磁场相互作用产生的电磁转矩是脉动的^[1]。因 此,为使 BLDCM 在未来能够有更好的应用,抑制 BLDCM 的转矩脉动是当下的热点研究课题。

目前,针对 BLDCM 转矩脉动各国研究者提出了 很多控制策略。其中转矩脉动产生的主要原因为绕 组换相产生的转矩脉动,达到平均转矩的百分之五

作者简介:王雨凝(1999),女,硕士研究生,研究方向为信息获取与处理技术。

收稿日期: 2023-12-08, 修回日期: 2024-02-05

基金项目:辽宁省教育厅重点攻关项目(JYT2020160)。

江秀红(1977),女,博士,教授,硕士生导师,研究方向为电机驱动控制、电子系统可靠性分析与健康管理。

通讯作者:王 博(1985),男,博士,讲师,研究方向为电机与电器。

十以上。针对绕组换相产生的转矩脉动可以利用电 流控制法、拓扑结构法以及直接转矩控制法进行抑 制^[2]。由于 BLDCM 开通相和关断相电流变化速率 不等,引起了换相转矩脉动。可以通过控制电流从 而保证非换相电流值恒定。文献[3]基于梯形反电 动势(EMF)的相电流预测方法,并提出模型预测控 制算法(MPC),通过预测改变占空比,从而避免换 相电流跳变,抑制了换相转矩脉动。但是,基于电 流控制法的转矩脉动抑制策略由于不能精确计算占 空比或者换相时间, 会出现过补偿或欠补偿的情况, 不能达到理想的转矩脉动抑制目标。除了电流控制 法可以实现开通相和关断相电流变化率相等外,还 可以采用拓扑结构法。文献[4]使用了 Buck 变换器, 提出一种基于 Buck 变换器的四闭环控制法,对电机 转速、相电流、Buck 变换器和电感电流进行闭环控 制,减小换相区域转矩脉动,但这种方法需要改变 电机硬件的拓扑结构,实现难度较大。

相较于前两种方法,直接转矩控制(DTC)技术 起源于上世纪八十年代中期,2005年被首次引入到 BLDCM控制系统中。作为传统矢量控制的替代方 法,DTC将转矩直接作为被控制量进行控制,因此 具有控制方法简单,驱动瞬态响应良好等特点^[5-7]。 文献[8]针对非换相期间,提出新型零矢量的三点 式滞环控制导通模式。文献[9]基于无刷直流电机 零矢量选择问题造成的转矩脉动,提出了建立两种 零矢量使导通相合成电压矢量为零。文献[10]通过 利用扇区划分减小了开关磁阻电机的转矩脉动。

本文以新能源汽车所用的 BLDCM 模型为研究对 象,随着新能源汽车的迅猛发展,BLDCM 在车用散 热风机中逐步取代传统直流电机。本文提出了一种 新型多扇区划分开关表函数,有效抑制了 BLDCM 的 转矩脉动。所提出的方法针对电机绕组换相产生的 转矩脉动。首先将传统 DTC 策略六扇区划分电压矢 量空间增改为十二扇区划分,其次重新构建电压空 间,并设计电压十二扇区划分开关表算法,最后对 该方法进行仿真测试,结果验证了该方案可以有效 降低无刷直流电机换相所产生的转矩脉动。

1 传统 BLDCM 的 DTC 方案

1.1 BLDCM 的工作原理

如图1所示为无刷直流电机的工作原理图,每 一时刻三相桥式电路的上桥臂和下桥臂仅有单个功 率器件能够导通。当绕组的某一相有电流经过时, 电流与转子磁极所产生的磁场相互作用从而产生电 磁转矩,电磁转矩驱动转子旋转,再经过霍尔传感 器将转子位置转为电信号,从而控制电子开关线路, 使得 BLDCM 的定子绕组按照一定顺序导通,定子的 相电流随转子位置的变化而按序换相。在恒定的电 流条件下,忽略相间电感,BLDCM 的电压和电磁转 矩的基本方程为

$$V = Ri + L(\theta, i) \frac{di}{dt} + i \frac{d\theta}{dt} \frac{dL(\theta, i)}{dt} =$$

$$Ri + L(\theta, i) \frac{di}{dt} + \omega_{m} i \frac{dL(\theta, i)}{dt}$$

$$T_{e} = \frac{1}{2} i^{2} \frac{dL(\theta, i)}{d\theta}$$
(2)

式中, R 为单相绕组的电阻, θ 为转子位置, ω_{m} 为电 机角速度, L 为不同转子角度位置下的电感值, T_{e} 为 电磁转矩。



图1 无刷直流电机工作原理

无刷直流电机逆变器的导通方式分为二二导通 和三三导通两种。传统 DTC 策略下更为常用的导通 方式为二二导通,即每时每刻只有两相绕组为导通 状态,每相导通电角度为 120°。三相绕组为 A 相、 B 相和 C 相,可得到如图 2 所示的绕组感应电动势 波形和电流波形^[15]。



图 2 无刷直流电机三相感应电动势和电流

根据图 2 所示,二二导通时逆变器开关管的导 通顺序为: VT₁、VT₆ – VT₆、VT₃ – VT₃、VT₂ – VT₂、 VT₅ – VT₅、VT₄ – VT₄、VT₁。这种控制方式通过利 用无刷直流电机的方波控制的平顶部分,使得方波 电流落在梯形感应电动势内,进而抑制无刷直流电 机转矩脉动。但传统的二二导通方式在电机高速运 行时,产生的转矩脉动较大,而三三导通方式下, 电流换相时间长,对转矩脉动的抑制效果差,本文 将在第二部分提出新型 DTC 策略,优化传统的开关 管导通方式。

1.2 BLDCM 传统 DTC 控制策略

为降低无刷直流电机转矩脉动,最高效且最简 单的控制方式是 DTC 策略。传统直接转矩控制策略 拓扑图如图 3 所示,通过将磁链的旋转空间划分为 六个扇区,并根据 DTC 需求设置磁链调节器和转矩 调节器的容差值。电机运行后,实时比较计算值与 给定值,根据比较结果,结合磁链所在的扇区,选 择对应电压矢量,直接控制逆变器,从而输出相应 的电压矢量控制电机转矩大小。在此基础上,本文 提出一种基于多扇区插值预测算法的新型 DTC 策 略,该策略在第二部分将被详细介绍并验证。



图 3 传统直接转矩控制策略拓扑图

基于新型多扇区划分的 BLDCM 的 DTC 方案

2.1 新型 BLDCM 扇区分区策略

传统 DTC 策略下, BLDCM 每转动一周, 霍尔 信号变化 6 次, 产生六个非零电压矢量, 即电压空 间划分出六个扇区, 每个扇区为 60°。由此可知, BLDCM 在六个非零电压矢量控制的作用下, 所形成 的定子磁链围成的图形是六边形。而定子磁链的幅 值是周期性变化的, 且传统 DTC 策略下, 只对电机 转矩进行了反馈控制, 无法按照系统需求在换相区 域内选择合适电压矢量, 所以 BLDCM 换相过程中会 产生周期性的转矩脉动。

针对传统无刷直流电机 DTC 策略中的问题,本

文提出一种基于电压选择的新型十二扇区划分策略, 来进行 BLDCM 的直接转矩控制。如图 4 所示为基于 新型多扇区划分的 BLDCM 直接转矩控制策略拓扑 图。新型扇区划分策略通过角度计算及十二扇区划 分开关表取代传统 DTC 分区策略。



图4 基于新型多扇区划分的 BLDCM 直接转矩控制策略拓扑图 本文基于角度判断划分 BLDCM 电压空间矢量为 十二扇区,提出新型多扇区划分的 BLDCM 的 DTC 策略。区别于传统直接转矩的六扇区分区结构,新 型扇区分区策略下,在闭环回馈路径下加入电压矢 量开关表模块,每个扇区在开关表模块内可以选择 对转矩控制更为精准的电压矢量,从而达到了降低 转矩脉动的目的。

无刷直流电机电压矢量开关表设计需要基于 PI 调节器、转矩滞环比较器、磁链滞环比较器以及扇 区分区结果同时判断得到。电机各相之间相互独立, 通过 3/2 变换,获得定子磁链的大小,将三相静止 坐标下的定子磁链公式转为α-β静止坐标系下的 定子磁链公式为

$$\psi_{s\alpha} = \int [U_{s\alpha} - I_{s\alpha}R_{s}] dt$$

$$\psi_{s\beta} = \int [U_{s\beta} - I_{s\beta}R_{s}] dt$$
(3)

通过式(3)可计算出合成定子磁链矢量的幅值 大小ψ_s和矢量空间角度θ_s为

$$\psi_{\rm s} = \sqrt{\psi_{\rm s\alpha}^2 + \psi_{\rm s\beta}^2} \tag{4}$$

$$\theta_{e} = \arcsin \frac{\psi_{s\beta}}{\psi_{s}} \tag{5}$$

无刷直流电机扇区分区即定子磁链的位置对电 压空间进行分区。根据参考矢量的空间角度进行扇 区分区,并确定参考矢量所在扇区 N 的表达式为

$$N = \left(\text{floor}(\frac{6\theta_{\text{e}}}{\pi}) \right) \frac{0}{0} 12 + 1 \tag{6}$$

式中, floor 为取整函数, 式(6) 通过利用参考矢量

空间角度 θ_{e} ,将 BLDCM 空间电压矢量扇区扩展为十二扇区。

2.2 新型扇区划分开关表设计

根据传统 DTC 原理可知, 逆变器输出的电压状态增多, 定子磁链越趋于平滑, 转矩脉动抑制程度 变大。根据基尔霍夫定律可知 BLDCM 第 k 相的电压 公式为

$$U_k = R_k i_k - e_k = R_k i_k + \frac{\mathrm{d}\psi_k}{\mathrm{d}t}$$
(7)

式中, U_k 、 R_k 、 i_k 、 e_k 、 ψ_k 分别表示第 k 相绕组的相 电压、定子绕组内阻、相电流、感应电动势和磁链。 由于电机定子绕组的内阻较小,可忽略不计,将式 (7)离散化可得到下一周期的定子磁链矢量为

$$\psi(k+1) = \psi(k) + U(K)T_{s}$$
(8)

式中,U(K)表示电压矢量, T_s 表示开关周期, $\psi(k)$ 、 $\psi(k+1)$ 分别表示当前周期和下一周期的定子磁链。

根据式(1),可知电机第 k 相的电压为

$$U_{k} = R_{k}i_{k} + (L_{k} + i_{k}\frac{\partial L_{k}}{\partial i_{k}})\frac{di_{k}}{dt} + \omega_{m}i_{k}\frac{dL_{k}}{d\theta}$$

$$(9)$$

磁链 ψ_k 根据第 k 相绕组电流 i_k 与转子角 θ 的数 值而变化,所以可将磁链 ψ_k 写为

$$\psi_k(\theta, i_k) = i_k L_k(\theta, i_k) \tag{10}$$

将式(7)代入式(10)可得到第 *k* 相的电压公 式为

$$U_{k} = R_{k}i_{k} + \frac{\partial \psi_{k}}{\partial i_{k}}\frac{\mathrm{d}i_{k}}{\mathrm{d}t} + \frac{\partial \psi_{k}}{\partial \theta}\frac{\mathrm{d}\theta}{\mathrm{d}t} \qquad (11)$$

由式(11),通过能量守恒的方式我们可以推出 电机第 *k* 相绕组换相时的瞬时转矩公式为

$$T_{k} = i_{k} \frac{\partial \psi(\theta, i_{k})}{\partial \theta}$$
(12)

因此,通过以上公式推导,可以判断出转矩和 磁链的增减可以通过电压矢量和磁链矢量的关系调 节。当电压矢量与当前定子磁链矢量之间夹角小于 90°时,电压矢量增大磁链,反之减小。当电压矢量 超前于当前磁链矢量,转矩增大,反之减小。

本文所提出的策略基于十二个有效电压矢量, 将电压矢量开关表扩展为十二扇区开关表,新型扇 区划分电压矢量图如图 5 所示。电压开关表扇区增 多的基础是逆变器输出的电压状态增多,无刷直流 电机通常采用三相电压型逆变器,根据开关管的导 通方式,每相桥臂有三种导通状态,状态"1"表示 开关管上管导通,下管关闭;状态"-1"表示开关 管上管关闭,下管导通;状态"0"表示上下开关管 都关闭。





如图5所示,新型十二扇区开关表下电压矢 量为12个,通过在各个扇区内比较不同电压矢量 控制电机转矩的效果,选择控制效果良好的电压 矢量, 达到控制 BLDCM 转矩的目的。该策略能 够使得电机内部的磁链轨迹更为接近圆形,从而 使得电机转速转矩更平稳运行。以定子磁链在 N =1 扇区为例,当电机需要增大转矩时,根据扇 区判断可知,此时 A 相桥臂需要从上管导通转为 下管导通。此时,如果需要增大定子磁链,则选 择电压矢量 V3, 若定子磁链需要减小,则选择电 压矢量 V₄。当需要减小转矩时,根据此时扇区位 置判断,此时 C 相的桥臂应该由下管导通转换为 上管导通。因此,若需要增大定子磁链选择电压 矢量 V₁₀,若需要减小则选择电压矢量 V₉。综上 所述,可以得到无刷直流电机基于十二扇区划分 的直接转矩控制抑制转矩脉动的电压矢量开关 表,如表1所示。

表1 十二扇区电压矢量开关表

| | Т | | | 扇 | j区 N | | |
|----------|-----|---------------------------|---------------------------|---------------------------|---------------------------|------------------------|------------------------|
| ψ_Q | IQ | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 |
| | 1 | $\overrightarrow{V_4}$ | $\overrightarrow{V_5}$ | $\overrightarrow{V_6}$ | $\overrightarrow{V_7}$ | $\overrightarrow{V_8}$ | $\overrightarrow{V_9}$ |
| 0 | 0 | $\overrightarrow{V_9}$ | $\overrightarrow{V_{10}}$ | $\overrightarrow{V_{11}}$ | $\overrightarrow{V_{12}}$ | $\overrightarrow{V_1}$ | $\overrightarrow{V_2}$ |
| | 1 | $\overrightarrow{V_3}$ | $\overrightarrow{V_4}$ | $\overrightarrow{V_5}$ | $\overrightarrow{V_6}$ | $\overrightarrow{V_7}$ | $\overrightarrow{V_8}$ |
| 1 | 0 | $\overrightarrow{V_{10}}$ | $\overrightarrow{V_{11}}$ | $\overrightarrow{V_{12}}$ | $\overrightarrow{V_1}$ | $\overrightarrow{V_2}$ | $\overrightarrow{V_3}$ |
| | Т | | | 扇 | j区 N | | |
| Ψ_Q | 1 Q | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 |
| 0 | 1 | $\overrightarrow{V_{10}}$ | $\overrightarrow{V_{11}}$ | $\overrightarrow{V_{12}}$ | $\overrightarrow{V_1}$ | $\overrightarrow{V_2}$ | $\overrightarrow{V_3}$ |
| 0 | 0 | $\overrightarrow{V_3}$ | $\overrightarrow{V_4}$ | $\overrightarrow{V_5}$ | $\overrightarrow{V_6}$ | $\overrightarrow{V_7}$ | $\overrightarrow{V_8}$ |
| | 1 | $\overrightarrow{V_9}$ | $\overrightarrow{V_{10}}$ | $\overrightarrow{V_{11}}$ | $\overrightarrow{V_{12}}$ | $\overrightarrow{V_1}$ | $\overrightarrow{V_2}$ |
| 1 | 0 | $\overrightarrow{V_4}$ | $\overrightarrow{V_5}$ | $\overrightarrow{V_6}$ | $\overrightarrow{V_7}$ | $\overrightarrow{V_8}$ | $\overrightarrow{V_9}$ |

3 仿真分析及验证

为验证本文所提出的基于多扇区预测算法的 BLDCM 转矩脉动抑制策略的准确性和有效性,本文 通过 Matlab/Simulink 仿真软件搭建所提出的基于多 扇区划分的新型 DTC 模型,并针对同等条件下的传 统 DTC 策略进行对比。为避免离散时间仿真会带来 的磁滞影响,本文全部采用同步分析方法。BLDCM 参数见表 2。在固定转子位置下,利用方波电流供 给峰值电流,所有参数数值由示波器进行记录。

| 参数 | 参数值 | |
|------------------------------------|--------|--|
| 定转子数 | 8/12 | |
| 转动惯量 <i>J</i> /kg・m ²) | 0.008 | |
| 定子电感 L/mH | 8.5 | |
| 额定电压 U/V | 311 | |
| 额定功率 P/W | 150 | |
| 额定转速 n/(r・min ⁻¹) | 600 | |
| 磁链 ψ /Wb | 0. 175 | |
| 定子电阻 R_{s}/Ω | 1.2 | |

表 2 无刷直流电机参数

3.1 仿真分析

电机转速为600 r/min,负载转矩为2 Nm 时,传统 DTC 算法与新型 DTC 算法的转速、转矩、扇区划分及相电流仿真波形图如图6、图7、图8 和图9 所示。



图 6 传统 DTC 与新型 DTC 转速对比图

表 3 传统 DTC 与新型 DTC 转速性能比较

| | 传统 DTC | 新型 DTC |
|---------------|---------|---------|
| 响应时间 t/s | 0. 0269 | 0. 0238 |
| 超调值 n/(r/min) | 877.2 | 802.9 |
| 平均值 n/(r/min) | 598.7 | 599.8 |

如图 6 所示为传统 DTC 仿真和基于新型多扇区 划分的 DTC 仿真下的 BLDCM 转速对比图。可以看 出,本文所提出的新型 DTC 策略下,电机响应更 快,提升了 12.8%,转速超调与传统 DTC 策略相比 也有了明显的改善,提升了约8.6%。在电机0.2s 后开始平稳运行时,新型DTC策略下的转速波动幅 度更小。表3记录了传统DTC仿真和新型DTC仿真 两种策略下电机转速的相关性能数值。



表 4 传统 DTC 与新型 DTC 转矩性能比较

| | 传统 DTC | 新型 DTC | |
|------------------------|---------|----------|--|
| 响应时间 t/s | 0.00649 | 0. 00495 | |
| 超调值 T _e /Nm | 5.887 | 5. 501 | |
| 平均值 T _e /Nm | 1.499 | 1.878 | |

如图 7 所示为传统 DTC 仿真下和新型 DTC 仿真 下的 BLDCM 转矩对比图。由图 7 可以明显看出,新 型 DTC 策略下,电机转矩响应更快,响应时间提升 了 23.7%,电机转矩相对平稳,电机转矩超调值减 小 6.6%,换相区域内的转矩脉动明显减小。结果验 证了本文所提出的新型 DTC 转矩脉动策略,通过增 加电压空间扇区以及电压矢量数量,提高电机换相 效率,并通过选择更为合适的电压矢量,达到控制 电机转矩的目的,进而使得 BLDCM 转矩脉动得到抑 制。表 4 记录传统 DTC 仿真和新型 DTC 仿真两种策 略下电机转矩相关性能数值。



如图 8 所示,新型 DTC 策略下 BLDCM 的电压 空间由原来的六扇区增至十二扇区。结合传统转矩 波形图可以看出,传统 DTC 策略下,BLDCM 转矩 脉动出现在换相区域,此时前一相电流增加,另一 相电流下降,对应的扇区位置为扇区切换之间。结 合图 9 所示的相电流波形仿真对比图可以看出,在 新型 DTC 策略下,电压空间扇区增至十二个,扇区 范围缩小,相电流的幅值更小,所以电机转矩脉动 更小,电机运行更平稳。



图9 传统 DTC 与新型 DTC 的相电流 A 对比图

基于本文所提出的新型 DTC 策略,结合式(9) 和式(10)的计算方法,利用 Maxwell/Ansoft 针对转 矩、电流及电机转子的转角位置,并由 Matlab/Simulink 模块进行多维插值拟合得到的结果如图 10 所 示。如图所示,以电机转子角度(或根据转子位置计 算电机运行速度)为 x 横轴,以瞬时电流为 y 纵轴, 以瞬时转矩为 z 纵轴构建出多维插值结果,该结果 可以作为图 4 基于新型多扇区划分的 BLDCM 直接转 矩控制策略拓扑图中 Look-up-table 的参数矩阵,用 于电机仿真平台参数提取的储备样本;同时可以根 据该 Look-up-table 集合式(5)~式(10)计算出其他 相应性能参数如电感、磁链,进而对脉动情况进行 抑制调配;同时该仿真结果可以用于电机样机运行 时测试参数的采样样本使用,提高了电机的控制精 确度和运行效率。



图 10 三维插值转矩 - 电流 - 角度特性曲线

3.2 实验验证

本实验验证主要应用 Texas Instruments 公司生产的 TMS320F2812 控制芯片作为控制核心,采用 512ppr 通用编码器确定转子位置,采用不对称板桥

式控制电路,本实验的试验台结构及设备如图 11 展示。



图 11 BLDCM 直接转矩控制方法实验平台

利用图 11 所示的实验平台,比较不同转速下, 传统 DTC 策略与新型 DTC 策略的电机运行效率。如 图 12 所示,两条曲线分别展示了传统 DTC 策略与 新型 DTC 策略效率性能的对比。可以看出在低转速 区域内,新型 DTC 策略下的电机效率较传统 DTC 策 略下的效率提高近 5%;在高转速区域内,随着换 相时间的缩短,两种策略的效率近似。但从整体仿 真实验来看,新型 DTC 策略相比于传统 DTC 策略大 幅度降低了转矩脉动,达到了本文所提策略的预期 效果。



图 12 两种 DTC 策略效率对比图

4 结 语

本文以新能源汽车散热风机所需 BLDCM 为研究 样本,以其转矩脉动特性为研究目标,提出了多扇 区预测算法的 BLDCM 转矩脉动抑制策略,所提方法 通过在原有传统 DTC 策略的基础上,对转矩脉动产 生原因及解决方法进行分析后,通过角度计算,重 新构建电压矢量,设计新型扇区划分开关表,进行 扇区判断,以此减小 BLDCM 换相期间所产生的转矩 脉动,提高了电机运行效率。同时将两种 DTC 策略 进行仿真对比,结果证明了本文所提方法的正确性 和有效性。

参考文献

- Pahlavani M R A, Ayat Y S, VAHEDI A. Minimisation of Torque Ripple in Slotless Axial Flux BLDC Motors in Terms of Design Considerations[J]. IET Electric Power Applications, 2017, 11(6): 1124-1130.
- [2] 梁超,段富海,邓君毅,等.无刷直流电机转矩脉动抑制方法 研究综述[J].机电工程技术,2020,49(11):20-22,170.
- [3] Xia K, Ye Y, Ni J, et al. Model Predictive Control Method of Torque Ripple Reduction for BLDC Motor[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2020, 56(1): 1-6.
- [4] 李奧,梅佳胜.基于 Buck 变换器的无刷直流电机转矩脉动抑制[J].微电机,2018,51(1):54-58,64.
- [5] Khazaee A, Zarchi H A, Markadeh G A, et al. MTPA Strategy for Direct Torque Control of Brushless DC Motor Drive[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(8): 6692-6700.
- [6] Sharma T R, Pal Y. Direct Torque Control of BLDC Drives with Reduced Torque Pulsations [C]. 3rd International Conference on Electronics, Communication and Aerospace Technology, 2019.
- [7] Jianhui M, Yongyun M, Zhou G, et al. Direct Torque Control of Switched Reluctance Motor Based on Optimization of Switch Table

(上接第35页)

参考文献

- [1] 吴杰,王华,包伟刚.改进粒子群算法的双电机转速同步控制[J].组合机床与自动化加工技术,2019,544(06):98-101.
- [2] 于洋,吴峰,王巍. 永磁同步电动机位置伺服系统的自适应神 经网络控制[J]. 工程数学学报, 2022(4): 559-570.
- [3] 刘洋,赵凯岐. 基于神经网络的双闭环伺服系统自适应控制 [J]. 电机与控制应用, 2022, 49(7): 22-29.
- [4] Najm Aws Abdulsalam. Output Tracking and Feedback Stabilization for 6-DoF UAV Using An Enhanced Active Disturbance Rejection Control[J]. International Journal of Intelligent Unmanned Systems, 2022, 10(4): 330-345.
- [5] Hagino M, Zanma T, Ishida M. OptimalDirect Torque Control for PMSM Based on Model Predictive Control [C]. Proceedings of the 14th European Conference on Power Electronics and Applications, 2011: 1-6.
- [6] De Santana E S, Bim E, Do Amaral W C. A Predictive Algorithm

[C]. China Automation Congress, 2022.

- [8] 付朝阳,李聪,常国勇.基于分时换相优化策略的无刷直流电 机直接转矩控制[J]. 微电机, 2018, 51(7): 29-33.
- [9] 杨建飞,曹伟,李德才,等.两相导通无刷直流电机直接转矩 控制零电压矢量特性分析[J].电工技术学报,2019,34 (23):4948-4956.
- [10] 王大方,朱洪彪,金毅,等.抑制 BLDCM 换相转矩脉动的超前 换相控制策略[J].电机与控制学报,2018,22(10):77-86.
- [11] 杨建飞,胡育文,刘建,等.两相导通 BLDCM DTC 电压空间 矢量分析[J].电机与控制学报,2018,22(3):95-104.
- Mars R, Bouzidi B, Badsi B E, et al. DTC of Three-Level Inverter Fed Brushless DC Motor Drives with Torque Ripple Reduction [C]. Thirteenth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies, 2018.
- [13] 卿龙,王惠民,葛兴来.一种高效率开关磁阻电机转矩脉动抑 制方法[J].电工技术学报,2020,35(9):1912-1920.
- [14] 何昆仑,许爱德,曹玉昭,等. 基于 12 扇区的开关磁阻电机
 直接转矩控制脉动抑制研究[J]. 电机与控制应用, 2016, 43 (10): 19-23.
- [15] 王哲, 闫学文. 无刷直流电机扇区细分控制方法[J]. 工业控制计算机, 2015, 28(9): 153-154, 156.

for Controlling Speed and Rotor Flux of Induction Motor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(12): 4398-4407.

- [7] 徐艳平,张保程,周钦. 永磁同步电机双矢量模型预测电流控制[J].电工技术学报,2017,32(20):222-230.
- [8] 刘旭东,李珂,孙静,等. 基于广义预测控制和扩展状态观测器的永磁同步电机控制[J]. 控制理论与应用,2015,32 (12):613-619.
- [9] 孔小兵,刘向杰. 永磁同步电机高效非线性模型预测控制[J].
 自动化学报,2014,40(9):1958-1966.
- [10] Florian A B, Matthias L, Matthias A M, et al. RobustEconomic Model Predictive Control Using Stochastic Information [J]. Automatica, 2016, 52(6): 151-161.
- [11] Angeli D, Amrit R, Rawlings J B. On Average Performance and Stability of Economic Model Predictive Control [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2012, 57(7): 1615-1626.
- [12] Rawlings J B, Amrit R. OptimizingProcess Economic Performance Using Model Predictive Control[J]. Lecture Notes in Control & Information Sciences, 2009, 384: 119-138.

双电机远距离送丝控制系统的技术研究

苏立虎

(唐山松下产业机器有限公司,河北 唐山 063020)

摘 要: 铝罐车、钢结构以及造船等行业中工件体积大、焊缝长,焊接过程中需要频繁移动送丝机或者焊接电源才 能完成焊接作业。针对该问题为扩展焊接作业半径,减少移动送丝机和焊接电源的次数,研究了双电机远距离送丝 控制系统,系统包含拉丝电机和推丝电机。为使两电机能够实现良好的同步性能,分析了现有多电机的控制策略, 选取了适合双电机的交叉耦合控制方式,将拉丝电机与推丝电机的转速差作为耦合控制变量。引入焊接电弧电压和 转速差作为拉丝电机转速的调整变量,推丝电机转速的调整变量使用转速差和电机电流的变化量,利用高精度激光 测速仪在送丝电缆 15 m 的条件下,对不同送丝速度下的转速进行长时间测试,测试过程中未发生焊丝堆集现象, 采集的送丝速度反馈值与设定值的偏差小于 0.2 m/min,满足使用要求。

关键词: 拉丝; 推丝; 电机; 同步; 远距离

中图分类号: TP273 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2024)07-0043-06

Research on Technical of Dual-motor Long-distance Wire Feeding Control System

SU Lihu

(Panasonic Welding Systems (Tangshan) Co., LTD., Tangshan Hebei 063020, China)

Abstract: In industries such as aluminum tank trucks, steel structures and shipbuilding, the workpiece is large and the weld seam is long, and the welding process requires frequent movement of the wire feeder or welding power supply to complete the welding operation. In order to expand the radius of welding operation and reduce the mobile wire feeder and welding power supply, a two-motor long-distance wire feeding control system was studied, including a wire drawing motor and a wire pushing motor. In order to achieve good synchronous performance of the two motors, the control strategy of the existing multi-motor was analyzed, and the cross-coupling control method suitable for the dual motors was selected, and the speed difference between the wire drawing motor and the wire pushing motor was used as the coupling control variable. The welding are voltage and speed difference were introduced as the adjustment variables of the speed of the motor current, and the high-precision laser velocimeter was used to test the speed of different wire feeding speeds for a long time under the condition of 15 meters of the wire feeding cable, and the phenomenon of welding wire stacking does not occur during the test, and the deviation between the collected wire feeding speed feedback value and the set value is less than 0. 2m/min, which meets the requirements of use.

Key words: pull wire; push wire; motor; synchronous; long distance

0 引 言

随着焊接技术的发展,熔化极气保焊越来越多 的应用于实际生产中。随着产品轻量化、省能源、 低成本、可回收等需求的增加,使用铝或铝合金材 料的产品也随之增加,尤其是专用车行业中的铝罐 车。由于铝罐车内部需要焊接防波板,防波板内部 的通行孔比较小,在焊接施工时需要使用较小体积 的送丝机才能通过,其次铝罐车较长,焊接时需要 频繁的移动焊接电源和送丝机才能完成生产。为扩 大作业半径,部分生产企业在焊接车间使用加长焊 枪,然而能够实现稳定焊接的定制加长焊枪最长不

收稿日期: 2023-12-06

作者简介:苏立虎(1986),男,硕士,高级工程师,研究方向为焊接自动化、复杂工业系统智能控制。

超过10m,无法满足焊接现场的需求,此外在钢结构、船舶的焊接生产中,难免会遇到工件体积大、高空作业、狭小空间等送丝机无法到达的情况,此时只能通过频繁的移动送丝机或者焊接电源的方式来完成焊接作业。

通过使用拉丝电机与推丝电机协同控制的双电 机送丝系统应运而生,双电机送丝系统可以有效的 延伸工作半径,克服主送丝机和焊接工作点之间距 离过长的问题,并在长距离送丝的情况下,保持焊 接电弧的稳定,确保焊接质量。双电机送丝系统中 电机的协同控制为核心问题,文章汇总并分析了目 前常用的多电机协同控制策略,选用了最适合双电 机控制系统的的交叉耦合控制策略,研究了拉丝电 机和推丝电机的控制算法,并进行了试验验证,实 现了远距离长时间的稳定送丝。

1 控制策略

多电机的同步控制是国内外学者的研究热点,从 目前的研究情况来看,同步控制主要分为并行控制和 耦合控制两大类,并行控制也称为同等控制,有主令 控制和主从控制^[1]两种,耦合控制有交叉耦合、相邻 耦合、环形耦合、偏差耦合和虚拟主轴控制等方 式^[2],国内外学者又针对不同控制策略的缺点进行了 改进如使用模糊控制、神经网络、改进 PID 及滑膜控 制等^[3],文章对不同的控制策略进行简要介绍。

1.1 主令控制

主令控制是最简单的一种并行控制方式,多个 电机控制系统接收同一个指令信号完成各自的控制 功能^[4],控制结构参考图1所示。这种控制策略的 优点是结构简单、起停信号无延时;缺点是系统为 开环控制,同步性能取决于每条支路的跟随能力和 抗干扰能力,整体的同步能力较弱。



1.2 主从控制

主从控制是将主机的实际运行状态作为从机的 输入参数,当主机运行状态发生变化时,从机跟随 变化。采用这种控制方式,主机完全控制从机,从 机的运行状态不能影响主机,这种方案还存在信号 传递延时较大的问题,尤其是在电机的起停控制阶 段^[5-6]。主从控制一般应用于对同步性能要求较低的 场合,控制结构参考图 2。



1.3 交叉耦合控制

最早在 1980 年由 Y. Koren^[7]提出的交叉耦合控制 方式是一种闭环控制,它在主令控制的基础上进行改 进,增加了转速误差补偿模块,对电机的转速误差进行 处理后分别补偿至跟随控制器的输入,实现电机的同步 控制。当外界发生扰动时根据转速差补偿自身的转速同 时跟随控制器也随着扰动量的变化进行补偿,有效的减 小了电机之间的转速误差,提升了抗干扰能力^[8],经 多名专家学者的研究,这种方式最适合双电机同步控制 系统,但是当电机数量增多时结构变得复杂补偿效果不 够明显,控制结构参考图 3。



图 3 交叉耦合控制结构示意图

1.4 相邻耦合控制

2002 年由 Sun Dong^[9-10]等提出的相邻耦合控制 方式适用于多个电机同步控制的场合,该控制结构 利用最小相关个数的思想,在控制单个电机的同时 考虑与其相邻的两个电机运行状态的影响。该控制 方法在电机数量增加时,控制算法不会变的复杂, 缺点在于某个电机产生的误差只能向两侧传递,无 法实时传递给其他电机,同时控制器的数量是电机 数量的3倍,运算量很大,控制结构参考图4。



图 4 相邻耦合控制结构示意图

1.5 偏差耦合控制

偏差耦合由 F. J. Perez-Pinal^[11-12]等提出,是对交 叉耦合在多电机同步控制场景下的优化,控制系统中 所有电机的运行状态共同决定补偿信号的大小,控制 结构如图 5 所示,将被控电机与其他各电机的实际速 度分别作差后乘以适当的系数,求和后作为被控电机 的输入误差补偿。该控制结构的优点是系统的耦合程 度高,系统中任何一个电机发生波动都会迅速的将波 动信息传递给其他电机并采取相应的补偿,延时低具 有很好的同步性能。缺点是系统中每个补偿器都要考 虑所有电机的转速信息,当电机的数量增加时补偿器 的数量也会随之增加,同时补偿器的复杂程度和整体 的运算量都会极大的增加。



图 5 偏差耦合控制结构示意图

1.6 虚拟主轴控制

虚拟主轴最早由 Lorenz 和 Meyer^[13]在相对刚度

控制的基础上提出的,后来由 Valenzula 和 Lorenz^[14] 对该控制策略进一步完善和发展,控制结构如图 6 所示。该控制方式主要采用模拟化机械主轴的拖动 特点来实现多电机的同步控制,核心控制策略是采 集电机的实际转矩反馈到虚拟主轴上,虚拟主轴对 转矩进行输出调整使电机达到同步输出的状态。这 种控制方式用电信号反应了机械主轴的特性,但是 信号经过主轴并进行滤波,可能存在主参考值与电 机实际转速的误差,同时存在给定信号有延时且虚 拟主轴惯量难以确定等问题^[15]。





2 控制算法

双电机送丝控制系统由焊枪、拉丝电机、推丝 电机、送丝装置等构成,其中推丝电机与焊接电源 相连接,焊丝从焊丝桶或焊丝盘直接输入到推丝电 机,推丝电机将焊丝送到拉丝电机处,拉丝电机将 焊丝输送到焊枪中,系统构成示意图参考图7所示。 整套系统中送丝路径有3处,拉丝电机与推丝电机 之间的部分为送丝路径 R1,对送丝路径 R1 而言右 侧电机将焊丝推入该路径为推丝电机,拉丝电机拉 动焊丝到焊枪中,因此称其为拉丝电机,送丝路径 R2 为焊丝在焊枪中的路径,送丝路径 R3 为焊丝从 焊丝盘或焊丝桶处到推丝电机之间的距离。





送丝路径 R1 距离最长(约 20~25 m),送丝路 径中有输送焊丝专用的送丝管,焊丝在送丝管中呈 蛇形分布存在较大的摩擦力,送丝路径越长摩擦力 越大,为克服焊丝与送丝管的摩擦力,采用拉丝电 机和推丝电机共同作用的方式。当两电机转速不同 步时会造成焊丝堆集堵塞送丝管或者送丝速度不均 匀使焊接电弧不稳定,进而影响焊接质量。整体送 丝系统的核心问题是解决拉丝电机和推丝电机的同 步,根据上一章节介绍的电机同步控制策略,最适 合双电机系统的为交叉耦合控制,因此文章选用了 这种控制方式。双电机交叉耦合控制方式多采用位 置反馈或者转速反馈,本文从焊接电弧的角度出发 将焊接电弧电压也作为反馈值参与系统运算,构成 电机电流、转速、焊接电压的三闭环控制。当拉丝 电机与推丝电机转速不同步时会出现焊丝抖动或送 丝速度慢,这些现象会通过焊接电弧直观的表现出 来。当焊丝抖动时电弧也随之抖动,送丝慢时电弧 弧长会变长,通过采集电弧电压能将这些不良量化 出来。远距离送丝焊接控制系统判定电机同步的重 要指标是焊接过程中电弧始终稳定,弧长保持一致 未发生电弧抖动弧长变化的情况。 双电机送丝控制系统主体控制思路为设定拉 丝电机与推丝电机的转速、焊接电流电压,实际 焊接过程中实时采集电弧的电压、电机的实际转 速和电机电流,根据电弧电压的变化量调整拉丝 电机的转速,将拉丝电机与推丝电机的转速偏差 和推丝电机的电流偏差作为推丝电机转速调整的 输入量,实时调整推丝电机的转速,保证拉丝电 机与推丝电机良好的同步性能,系统控制流程图 参考图8所示。



图 8 双电机送丝系统控制流程图

双电机送丝控制系统中,为保证焊接过程中熔 覆量不发生变化,将推丝电机设置为主电机拉丝电 机为从电机。

拉丝电机转速调整计算公式如式(1)所示。

$$\begin{aligned} &\text{PullSpd}_{adj} = \text{PullSpd}_{base} + \\ &\text{Spd}_{dif} \Big(1 + \frac{\text{FeedV} - \text{SetV}}{\text{SetV}} \Big) * K_1 \end{aligned} \tag{1}$$

式中,PullSpd_{adj}为拉丝电机调整后的转速指令值; PullSpd_{base}为拉丝电机初始设定指令值;SPD_{df}为拉丝 电机与推丝电机实际转速差值;FeedV为实际焊接 电压反馈值;SetV为焊接电压设定值;K₁为拉丝电 机转速调整系数。推丝电机的转速指令调整分为两 部分,一部分是拉丝电机与推丝电机转速差的变化 进行调整的指令值,第二部分是由于推丝电机电流 的变化量所进行调整的指令值,两部分调整值的和 为最终推丝电机转速的指令输出值,计算公式如式

(2)所示:

$$PullSpd_{djf} = PullSpd_{base} + Spd_{base} * \left(1 + \frac{FeedV - SetV}{SetV}\right) * K_{2}$$

$$PullSpd_{adj} = PullSpd_{djf} +$$

$$PushSpd_{base} * \left(1 + \frac{Mot_{this} - Mot_{last}}{Mot_{this}}\right) * K_{3}$$
(2)

式中,PushSpd_{dif}为推丝电机一次调整的转速指令值; PushSpd_{base}为推丝电机转速初始设定指令值;K₂为 推丝电机转速变化调整系数;PushSpd_{adj}为推丝电机 最终的转速输出指令值;Mot_{this}为推丝电机本次电 流;Motlast为推丝电机上次电流值;K₃为推丝电机 电流变化调整系数;上述控制算法是在两电机到达 设定转速后开始起作用,在电机转速爬坡阶段按照 预设的加速度进行速度爬升,不进行调整。保证良

· 47 ·

好的焊接引弧性能,在两电机运转初期不产生焊丝 堆集等现象,拉丝电机应先于推丝电机运转。

3 试验验证

对双电机送丝系统进行试验验证,试验设备全数字逆变焊接电源 YD - 350GP5HGE、推丝送丝装置 YW - 40NFW1、拉丝送丝装置 YW - 40LFW1HAE (含长度 15 m 电缆)、MIG/MAG 焊接专用焊枪 YT - 40MFW1HAE、激光测速仪 LaserSpeed DataPro500 和 牌号为 5356 的铝合金焊丝,试验平台如图 9 所示。试验通过高精度激光测速仪对送丝速度进行实时监

测,采集实时速度值分析偏差同时观察送丝过程中 是否有堆丝现象,试验参数如表1所示。



图 9 焊接试验平台图

| | | ×1 . | | ~ 30 12 | | | |
|--------------|--------------|---------|------|---------|-------|------|------------|
| 拉丝电机 | 推丝电机 | 电机转速差/ | 设定电流 | 设点电压 | 激光测速仪 | 采样精度 | ☑ 样 时 同 /₀ |
| 送丝速度/(m/min) | 送丝速度/(m/min) | (m/min) | /A | /V | 功率/mW | ∕µs | 不住时间/8 |
| 4 | 4 | 0.1 | 62 | 19.8 | 300 | 32 | 60 |
| 8 | 8 | 0.3 | 130 | 22.6 | 300 | 32 | 60 |
| 12 | 12 | 0.3 | 190 | 24.8 | 300 | 32 | 60 |
| 14 | 14 | 0.4 | 224 | 26.6 | 300 | 32 | 60 |
| 16 | 16 | 0.4 | 260 | 28.8 | 300 | 32 | 60 |
| 20 | 18 | 0.5 | 332 | 32.0 | 300 | 32 | 60 |

亚由坦光从计应主

在长度为15 m 的加长电缆下进行长时间的双电 机送丝试验,采集实时的送丝速度反馈值,分析速度 波动大小,采集的实时送丝速度波形如图 10 至图 17 所示,图中上方红色波形为送丝速度实际反馈值,下 方蓝色波形为数据采集有效性波形图,蓝色波形图中 数据不小15 时,采集数据有效。从图中可以看出送 丝整体稳定性良好与设定送丝速度偏差不超过 0.2 m/min,送丝过程未出现焊丝堆集现象。根据表 1 中 送丝速度对应的焊接电流、电压参数进行实际焊接测 试,采集实际焊接电流、电压波形图,焊接电压整体 较为平稳未发生较大波动,并且焊接过程中焊丝没有 出现抖动的现象,始终保持匀速送丝。

在某铝罐车生产现场进行实际焊接测试,包含 送丝控制电缆拉直、盘圈,不同的焊缝接头形式包 含角焊缝、对接焊缝以及平焊、立焊、仰焊等多种 不同的焊接位置,经实际长时间焊接测试,焊缝成 型、电弧稳定性良好,整个焊接过程中未出现送丝 不畅的现象,满足实际使用的要求,焊接测试现场 及焊缝成型可参考图 16 和图 17。







图 11 送丝实时速度及实际焊接电压波形图 - 8 m/min



图 12 送丝实时速度及实际焊接电压波形图 - 12 m/min



图 13 送丝实时速度及实际焊接电压波形图 - 14 m/min





送丝实时速度及实际焊接电压波形图-16 m/min

图 15 送丝实时速度及实际焊接电压波形图 - 20 m/min



图 16 现场实际焊接测试图



图 17 现场实际焊接焊缝成型图

4 结 论

使用双电机组成的送丝焊接控制系统能够有效 的延伸工作半径,克服主送丝机和焊接位置之间距 离过程的问题。

双电机送丝系统需要拉丝电机与推丝电机的同 步控制,交叉耦合的控制方式是最佳选择。拉丝电 机与推丝电机通过转速进行交叉耦合控制,引入了 焊接电弧电压反馈对拉丝电机转速实时调整,推丝 电机通过转速差与电机电流的变化进行实时调整, 送丝效果良好,满足使用要求。

采用高精度激光测速仪进行长时间的送丝测试, 以及在生产现场针对多种焊缝接头形式、不同的焊 接位置、送丝电缆的不同状态如拉直、盘圈等进行 测试,结果表明整个过程送丝及焊接电弧始终保持 稳定,焊缝成型良好,满足生产要求。

参考文献

- [1] 叶宇豪,彭飞,黄允凯.多电机同步运动控制技术综述[J].电 工技术学报,2021,36(14):2922-2935.
- [2] 陈海森,张德新,王继河,等.基于H∞交叉耦合算法的双驱同 步控制[J].浙江大学学报(工学版),2017,51(1):131-137.
- [3] 王丽梅,孙璐. 基于经验模态分解算法的直驱 XY 平台交叉耦合迭代学习控制[J]. 中国电机工程学报,2016,36(17):4745-4752.
- [4] 韩仁银,郭阳宽,祝连庆,等. 多电机同步控制综述[J]. 电机 与控制应用, 2017, 44(6): 8-12.
- [5] 赵希梅,赵久威.精密直驱龙门系统的交叉耦合互补滑模控制[J].电工技术学报,2015,30(11):7-12.

(下转第72页)

图 14

基于饱和参数和混沌搜索算法的同步发电机组 励磁分阶段优化控制方法

董成龙,朱青国,董 磊,张世建,田浩然 (浙江浙能中煤舟山煤电有限责任公司,浙江舟山316100)

摘 要:为了令同步电机励磁控制效果更加优秀,提出基于饱和参数和混沌搜索算法的同步发电机组励磁分阶段优 化控制方法。建立饱和状态下同步发电机数学模型,使用模糊 PID 控制器进行励磁控制,整个同步发电机组的励磁 控制分为控制阶段和优化阶段,在控制阶段,PID 控制器输入变量为同步电机实际电压和目标电压之间的偏差,输 出励磁控制量,作用于同步发电机,并通过模糊推理器对输入、输出变量进行模糊处理,实现同步发电机组励磁控 制;在优化阶段,为保证模糊 PID 的控制效果,选择混沌搜索算法优化模糊 PID 中不同控制参数的隶属度函数划 分,通过在混沌空间内生成多组混沌变量,映射在求解空间中寻找最佳的模糊 PID 隶属度划分结果,使同步发电机 的励磁控制效果达到最好。通过实验可以看出,该方法能够高效完成同步发电机的励磁控制,同步发电机的机端电 压由起动到平稳运行的变化幅度小,在平稳运行后能够保证电压长期处于一个相对稳定的状态,并且在非饱和以及 饱和参数的情况下调整的速度都十分迅速,并且可以保持平稳运行。

关键词:饱和参数;混沌搜索;混沌理论;PID 控制;同步发电机;励磁控制 中图分类号:TM301 文献标志码:A 文章编号:1001-6848(2024)07-0049-05

A Phased Optimization Control Method for Synchronous Generator Excitation Based on Saturation Parameters and Chaotic Search Algorithm

DONG Chenglong, ZHU Qingguo, DONG Lei , ZHANG Shijian, TIAN Haoran (Zhejiang Zheneng Middling coal Zhoushan Coal Power Co., LTD., Zhoushan Zhejiang 316100, China)

Abstract: In order to improve the excitation control effect of synchronous motors, a phased optimization control method for synchronous generator excitation based on saturation parameters and chaotic search algorithm was proposed. Based on the mathematical model of the synchronous generator in a saturated state, a fuzzy PID controller was used to control the excitation of the synchronous generator. The excitation control of the entire synchronous generator unit was divided into a control stage and an optimization stage. In the control stage, the deviation and deviation change rate between the synchronous motor voltage and the target voltage were used as input variables of the PID controller, and the excitation control quantity was output to act on the synchronous generator. The input fuzzy processing of output variables to achieve excitation control of synchronous generator units; In the optimization stage, in order to ensure the control effect of the fuzzy PID, the chaos search algorithm was selected to optimize the membership function division of different control parameters in the fuzzy PID. By generating multiple sets of chaotic variables in the chaotic space and mapping them to the solution space, the optimal membership division result of the fuzzy PID was searched for to achieve the best excitation control effect of the synchronous generator. Through experiments, it can be seen that this method can efficiently complete the excitation control of synchronous generators. The change in terminal voltage of synchronous generators from startup to stable operation is small, and after stable operation, the voltage can be guaranteed to be in a relatively stable state for a long time. The speed of adjustment is very fast in the

```
收稿日期: 2023-11-30,修回日期: 2024-03-05
作者简介: 董成龙(1988),男,本科,工程师,研究方向为电气工程。
朱青国(1968),男,硕士,正高级工程师,研究方向为电气工程。
董 磊(1969),男,本科,高级工程师,研究方向为电力系统自动化。
张世建(1989),男,本科,工程师,研究方向为电气工程。
田浩然(1990),男,本科,工程师,研究方向为电气工程。
```

case of non saturation and saturation parameters, and stable operation can be maintained.

Key words: Saturation parameter; Chaotic search; Chaos theory; PID control; Synchronous generator; Excitation control

0 引 言

同步发电机是现代电力系统中十分重要的组 成^[1-2],对于同步发电机进行励磁优化,便是发电机 能够平稳、安全的运行。在电力系统中,励磁控制 虽然占比较小^[3-5],但励磁控制是一个能够监控电网 运行,提高电网安全可靠运行的重要部分。在一些 大型的同步发电机组中,励磁控制能够有效的提升 同步发电机的性能,并且励磁控制是一种经济效益、 效果最明显且最直接的手段。

针对同步电机使用励磁控制保证电网的稳定和 安全是一个重要的研究方向。许多学者对励磁控制 进行了研究,如磁控制方法^[6],若要判断发电机的 功率变化情况,对发电机的有功和无功功率以及励 磁电流进行不完全微分,改变发电机 dq 轴的励磁电 流大小达到励磁控制的目的;励磁控制方法^[7],计 算发电机的无功输出,分析发电机在不同情况下饱 和参数的无功特性,使用 PI 控制进行分阶段励磁优 化。上述方法虽然能够完成对发电机的励磁控制, 但是存在着一定的缺点,例如:对发电机控制制 后性,无法保证及时快速的完成发电机励磁控制, 且 PI 控制的效果相对较差,无法保证发电机的长时 间平稳运行状态

同步发电机的饱和参数用于描述发电机正常运 行过程中电磁场强度达到最大值时输出电压、电流 不持续进行线性递增时的状态参数;混沌搜索算法 具有强大的全局搜索能力^[8-9],并且由于混沌变量的 引入避免了陷入局部最优的问题,因此能够选择最 佳的模糊 PID 控制器中隶属度函数划分结果,可以 有效提高模糊 PID 控制能力,基于此提出基于饱和 参数和混沌搜索算法的同步发电机组励磁分阶段优 化控制方法。本文方法能够有效对同步电机进行励 磁控制,通过调节同步电机的电流,使同步电机正 常运行阶段安全平稳的运行,异常发生阶段能够保 护发电机防止设备受损。

1 同步发电机组励磁分阶段优化控制

1.1 饱和参数下的同步发电机建模

1.1.1 饱和参数同步发电机模型

通常情况下对于同步发电机的建模^[10-12],是处 于发电机磁路不饱和的情况下完成的,但是在同步 发电机运行的过程中,电机中的定子和转子铁心便 会逐渐饱和,而特殊形况下甚至会使电机产生内磁 饱和的情况。为了能够提升建模准确度以及对发电 机励磁优化更加精确需要建立饱和参数情况下的发 电机模型。

假设发电机满足如下条件:

(1)在发电机的 d、q 模型中,因为 d、q 两轴的 气隙长度不同,因此两轴分别会受到发电机磁路饱 和的影响。

(2)保护电抗 *X*_p 所对应的电压分量会决定 *d*、*q* 两轴的磁路饱和程度,但饱和程度增加时,*X*_p 对应的电压分量会升高。*d*、*q* 轴 *X*_b 对应的电压分量为

$$\begin{cases} u_{dp} = u_d + R_a i_d - X_p i_q \\ u_{qp} = u_q + R_a i_q - X_p i_d \end{cases}$$
(1)

式中, i_d 、 i_q 为同步发电机中绕组 d、q轴电流, u_d 、 u_q 为同步发电机中绕组 d、q轴电压, R_a 为绕组电阻。

(3)可以简单的将相同轴的定子和转子绕组认 为有相同的饱和程度。

(4)假设绕组的自感电抗和互感电抗的不饱状态不会因为气隙磁通的分布波形畸变影响到。

使用饱和系数,表示磁路饱和情况。在d轴中 磁路饱和系数 S_d 由同步发电机的空载饱和特性决 定,当d轴形成气隙磁通时,q轴绕组产生电压 V_{dq} 。由 V_{dq} 对应的空载值,计算饱和系数 S_d 为

$$S_{d} = \frac{u_{qp0}}{V_{dq}} - 1$$
 (2)

式中, u_{qp0} 表示 V_{dq} 初始值。由于 S_d 为反应磁路饱和 系数,因此 S_d 越大证明磁路饱和程度越高。而 S_d 为 0 时证明磁路未发生饱和。但是 q 轴的饱和特性则难 以使用电机验证获取,因此饱和系数 S_q 需要根据空 载饱和特性确定,则 S_q 为

$$S_q = \frac{u_q}{X_p} f(u_{qp}) \tag{3}$$

因此,当磁路饱和时,同步电机中实际磁链对 应的饱和值,是电机中转子绕组内磁链根据时间变 化产生的电压变化。使用(1 + S_d)表示 d 轴中感应 电压以及磁链的不饱和与饱和值之比,(1 + S_q)则表 示 q 轴中感应电压以及磁链的不饱和与饱和值之比。 1.1.2 同步发电机励磁控制模型

在进行励磁控制时,同步发电机的传递函数十

分复杂^[13],因此将传递函数简化公式表达为

$$G(B) = \frac{K_{\rm G}}{1 + T_{\rm o}B} \tag{4}$$

式中, G(B)为传递函数, B为传递函数复变量, K_c为同步发电机放大系数, T_o为时间。

1.2 基于模糊 PID 的同步发电机励磁控制阶段

1.2.1 同步发电机励磁 PID 控制

传统的 PID 控制数学模型为

$$\iota(t) = K_{\rm p} e(t) + K_{\rm i} \int_0^t e(t) \,\mathrm{d}t + K_{\rm d} \,\frac{\mathrm{d}e(t)}{\mathrm{d}t} \qquad (5)$$

式中, K_p 、 K_i 、 K_d 为 PID 控制的比例系数、积分系数和 微分系数; $\frac{de(t)}{dt}$ 为输入电压 t 与目标电压 e(t)的偏差 变化率, 以 e_c 表示。传统 PID 控制结构如图 1 所示。



图1 PID 控制结构

利用 PID 进行励磁控制,首先将同步电机的电 压输入 PID 控制器中,根据同步发电机电压 U_r 与目 标电压 U_a 的偏差 e 与偏差变化率 e_c , 计算 K_p 、 K_i 、 K_d 得到控制量 u(t),将控制量作用同步发电机,使 同步发电机输出电压 U_{au} 接近目标电压 U_a 。

三个系数在励磁控制中起到的作用分别为

(1) K_p 能够快速有效降低整个励磁控制系统对 于偏差信号的响应时间,降低信号偏差主要作用便 是增加励磁控制系统对于发电机组的控制精度。 K_p 值增加,则励磁控制系统的响应速度便会越快,对 于同步发电机组的控制精度也会越高,不过 K_p 值超 过一定限度会产生反作用,使同步发电机组的运行 产生强烈的波动,并且对机组的控制精度会产生大 幅度下降;而 K_p 值过小则会导致进行励磁控制时响 应时间过长,调节精度过低使同步电机组的电压调 节特性产生问题。

(2) *K*_i 越大稳态误差消除越迅速,与*K*_p相同的 是一旦*K*_i 取值过大会导致超调问题出现,反之则会 导致稳态误差难以消除,影响励磁控制精度。 (3) K_d 起到抑制变差变化的作用,能够有效提升永磁同步电机的动态特性。但 K_d 取值过大会增加励磁控制时间,减少励磁控制的抗干扰能力。

1.2.2 同步发电机励磁模糊 PID 控制

由于发电机组励磁控制是一个复杂的系统,而 以模糊理论为基础的模糊控制,针对非线性复杂系 统具有特殊优势,符合了发电机组励磁控制的要求, 因此本文利用模糊 PID 完成对同步发电机组的励磁 控制^[14]。

根据传统 PID 控制器结合模糊控制理论形成的 模糊 PID 控制器其结构如图 2 所示。



图 2 模糊 PID 控制器结构

通过控制功率单元使同步发电机能够稳定输出电 压,同时保证同步发电机组将能够有稳定的无功分配 是 PID 励磁控制的主要目的。整定 PID 励磁控制时的 参数,是模糊推理的主要工作内容,此工作能够实现 发电机组不同工作阶段的 PID 参数调整,使 PID 获取 最优参数保证同步发电机组即使在饱和参数下依旧平 稳运行。模糊推理器的工作内容便是将精确的同步发 电机系统电压偏差 e 和偏差变化率 e_c进行模糊处理, 使两项参数成为模糊量。使用对应的模糊语言表达模 糊量,将全部模糊后的同步发电机系统电压偏差 e 和 偏差变化率 e_c形成集合,完成模糊决策,得到了模糊 控制参数 U。使用反模糊化处理模糊控制参数 U便可 以得到精确控制参数 u,调整同步发电机电压以及 PID 中的参数 K_p、K_i、K_d。由此完成利用模糊 PID 对 同步发电机的励磁控制。

在进行模糊 PID 控制中^[15],模糊规则则是核心 其输入输出的论域为{-6,-5,-4,-3,-2, -1,0,1,2,3,4,5,6},且输入输出变量用隶 属度函数划分。

1.3 基于混沌搜索算法的模糊 PID 控制优化阶段

为保证同步发电机的控制效果,本文采用模糊 PID 完成励磁控制。引入混沌搜索算法优化模糊 PID 隶属度函数划分结果。通过此方法,即使在饱和参 数条件下,电机也可以平稳运行。

1.3.1 混沌搜索算法

非线性、复杂性高但存在一定的内在规律的情况可以成为混沌。混沌性质特殊,与随机性类似但 不相同;能够不重复的表达一定范围内状态;混沌 可以通过公式进行迭代确定。

在混沌搜索算法中, 混沌变量 *z_k* 利用 Logisic 模型生成, 生成的混沌变量为

$$z_{k+1} = z_k(1 - z_k), k \in (0, 1)$$
(6)

选择混沌变量迭代开始的任意初始点 k 在 (0,1) 之间,获取能够遍历 (0,1)的点列。将点列进行平 移以及尺度变换,转化为模糊 PID 控制器的隶属度 函数划分结果优化问题。在求解空间内混沌遍历的 变量,搜索到最优解。

将混沌变量的区间分为 $S_1 = S_2$ 两部分,其中 S_1 = (0,0.2) \cup (0.8,1), S_2 = (0.2,0.8),若混沌变 量在 S_1 中则跳过该点,若混沌变量位于 S_2 中,则利 用线性映射,将其映射到模糊 PID 控制器的隶属度 函数划分结果优化问题求解空间中,获取模糊 PID 控制器的隶属度函数划分结果最优解区间。

1.3.2 基于混沌搜索算法优化模糊 PID

(1)隶属度函数划分

由于模糊 PID 输入为同步发电机组的电压偏差 e,以及电压偏差变化率 e_c ,最终的输出结果为模 糊 PID 参数。由于同步发电机的变化,模糊 PID 的 控制参数变化规律不同,因此隶属度函数的划分情 况需要变化。对于隶属度的划分主要由两个点决定, 设为 X_1 和 X_2 ,使用混沌搜索算法可以选择出模糊 PID 控制器的输入量划分点,只需要 5 个划分量 10 个划分点便可以得出最佳的划分结果。

(2)利用混沌搜索算法优化模糊 PID 具体步骤为

基于混沌搜索算法优化模糊 PID 隶属度函数划 分参数的过程如下:

第一步:初始化 PID 参数,包括输入输出值等。

第二步:随机生成若干个混沌变量;

第三步:将每组的混沌变量分别映射到对应的 初始求解区间中,利用混沌搜索算法进行求解得到 每组对应的初始最优值;

第四步:输出最优解区间,同时更新初始解的 区间。 第五步:重复一至四步直至搜索到最佳结果或 达到迭代次数上限,输出最优解区间。完成模糊 PID 控制器的输入量划分点,利用具备最佳隶属度 函数划分结果的模糊 PID 控制器实现同步发电机组 励磁控制。

2 实验分析

2.1 实验对象

为验证本文方法对同步发电机组的励磁控制效 果,选择位于某市的一个发电厂其中一组发电机进 行励磁控制。该发电机具体参数如表1所示。

表1 发电机参数

| 参数 | 参数值 |
|----------------|-----|
| 额定功率 P_n /MW | 100 |
| 额定电压 U_n/kV | 11 |
| 额定频率 F_n /Hz | 50 |
| 极对数 p | 2 |
| 饱和磁通密度 B/T | 1.8 |

2.2 实验数据

输入输出的变量分别为 {*NB*(负大),*NM*(负 小),*Z*(零),*PS*(正小),*PM*(正中),*PB*(正大)},则 隶属度函数划分结果如图 3 所示。



由于隶属度函数具有能够描述输入输出量的模 糊性的作用,因此十分重要。使用本文方法进行的 隶属度划分,划分后的隶属度函数的控制性能和鲁 棒性有不同程度的提升,简洁性具有充分的保证。

为验证本文方法对于同步发电机组的励磁控制 效果,与常规的 PID 控制进行励磁控制对比,结果 如图 4 所示。



通过图 4 可以看出,使用本文方法进行控制能 够更加快速平稳的达到预设的目标,并且在持续的 运行中能够保持较高时间的平稳运行,产生的波动 极小。普通 PID 方法在进行励磁控制时,初始阶段 的电压值会上升速度快,电压值高,并在之后逐步 降低电压使同步电机达到预设控制目标,并且在后 续的运行阶段,普通 PID 控制方法的无法保持长时 间的平稳运行,且电压波动较大。

为验证本文方法在对同步发电机控制时的阶越 响应情况,对同步发电机进行控制,同步发电机的 阶越响应曲线如图5所示。



图 5 同步发电机阶越响应曲线

经过本文的同步发电机励磁优化控制方法的应 用,图5清晰地展示了跃阶响应函数能够精确反映 无功功率之间的关系。这一优化方法显著提升了同 步发电机的性能。优化后的跃阶响应曲线呈现出了 快速响应、平滑调整的特性,有效减小了超调量, 并消除了振荡或大幅降低了振荡幅度。此外,该方 法的适应性也很强,可以应对各种工况下的挑战。 这样的曲线表现凸显了励磁控制系统的优越性能和 稳定性,这两点对于确保发电机在各种环境下都能 高效、安全地运行至关重要。

在涉及饱和参数的情况下,使用本文方法进行 同步发电机励磁控制,结果如图6所示。

通过图 6 可以看出,在使用本文控制方法后, 无论同步发电机是否处于饱和参数的情况下,本文 方法依然能够快速精准地完成对同步电机的励磁控 制,保证同步电机电压稳定,运行平稳。





(b) 发电机切率变化

图6 涉及饱和参数情况下的励磁控制 在进行励磁控制发生短路故障时,同步发电机 励磁电流变化如图7所示。



图 7 故障情况下励磁控制结果

通过图 7 可以看出,在发生了故障之后,本文 方法能够十分迅速的调整同步发电机的状态,使同 步发电机处于相对稳定的状态,为设备维修人员争 取时间保护设备防止受损。

3 结 论

通过实验观察,可以清晰地看出,在进行励磁 控制时,该方法展现出了快速且准确的控制能力, 使得同步发电机能够迅速响应并达到预设状态。尤 其在涉及饱和参数的情况下,传统方法往往面临挑 战,但本文方法却能够迅速适应,并以极快的速度 对同步发电机进行有效的控制,确保其快速进入平 稳运行阶段。这充分证明了本文方法在同步发电机 励磁控制中的优越性和实用性。

参考文献

- [1] 殷生晶,王晓琳,张艳.基于扰动观测器补偿的高速永磁同步 发电机稳压控制策略[J].电工技术学报,2023,38(14): 3800-3811.
- [2] 甘志伟, 缪冬敏, 王云冲, 等. 宽转速范围永磁同步发电机系 统稳压控制及参数优化[J]. 电工技术学报, 2020, 35(08): 1624-1633.
- [3] 肖权,周筱珊,王瑞清,等.一种自主可控励磁控制模块硬件 实现方案[J].电气传动,2023,53(08):3-8.
- [4] 荆立坤,杨宁,刘波,等.同步发电机最优非线性自适应励磁控 制器设计[J].电力系统保护与控制,2020,48(23):115-123.

(下转第72页)

导热胶对小型无刷轴流风机驱动器散热影响研究

豆 EE^{1,2},杨 林^{1,2},蔡华祥^{1,2}

(1. 贵州航天林泉电机有限公司,贵阳 550081; 2. 国家精密微特电机工程技术研究中心,贵阳 550081)

摘 要: 以小型无刷轴流风机驱动器作为研究对象,建立驱动器散热求解域模型,在数值模拟的基础上对试验温度、导热胶牌号、导热胶灌封区域进行了正交试验。通过极差与方差分析法得到这些参数对驱动器最高温度影响,确定了驱动器散热系统最优性能参数,数值模拟结果表明优化后的驱动器散热系统在极限高温 100 ℃下可有效控制驱动器最高温度在 125 ℃工作范围内。

关键词:小型无刷轴流风机;导热胶;驱动器;散热 中图分类号:TP272 文献标志码:A 文章编号:1001-6848(2024)07-0054-06

Study on Influence of Thermal Conductivity Adhesive on Heat Dissipation of Small Brushless Axial Fan Driver

DOU Wang^{1,2}, YANG Lin^{1,2}, CAI Huaxiang^{1,2}

(1. Guizhou Aerospace Linquan Motor Co., LTD., Guiyang 550081, China;

2. National Engineering Research Centre for Precision Microtechnology, Guiyang 550081, China)

Abstract: Taking small brushless axial fan driver as the research object, the heat dissipation solving domain model of the driver was established. On the basis of numerical simulation, orthogonal tests were carried out on the test temperature, heat conduction adhesive brand and heat conduction adhesive filling area. The influence of these parameters on the maximum temperature of the driver was obtained by the analysis of range and variance, and the optimal performance parameters of the driver cooling system were determined. The numerical simulation results show that the optimized driver cooling system can effectively control the maximum temperature of the driver within the working range of 125 $^{\circ}$ C at the ultimate high temperature of 100 $^{\circ}$ C. **Key words**: small brushless axial flow fan; heat conducting adhesive; driver; heat dissipation

0 引 言

小型无刷轴流风机具有效率高、调速性能好、 易维修等优点,被广泛应用于雷达设备上散热。驱 动器安装于体积紧凑的风机内部,驱动器上元器件 工作温度范围为 – 55 ℃ ~ 125 ℃。然而风机在恶劣 工况下满载长时工作时,驱动器上元器件最高温度 很容易高出 125 ℃,严重的可能会导致驱动器烧坏 进而引起风机停转,研究表明,温度过高导致驱动 器失效比列高达 55%^[1],温度每升高 10 ℃,驱动 器失效率增加 1 倍以上^[2],所以提高小型无刷轴流 风机驱动器的散热性能是十分有必要的。

目前,国内外学者对驱动器散热性能进行了一系 列研究。张琴琴等^[3]通过公式计算总结出减少驱动器 发热的方法,并设计驱动器散热结构,进而验证计算 过热区域的有限元热分析方法,该方法便于系统随时 改进;翟茜^[5]通过在散热翅片上设计四面体花纹,提 高散热系统性能;唐琳等^[6]采用协同优化方法寻求低 流阻、高效散热冷却流道结构,结果表明优化后的冷 却流道结构有效改善了控制器散热;霍达等^[7]对比分 析了不同流体介质及进出液口位置对控制器散热性能 影响,并获得不同流体介质优缺点及最优进出液口位 置;童莉莉等^[8]研究了冷却流道、冷却介质流量、导 热硅脂涂抹厚度对客车电机控制器散热性能影响,并 得到最优参数;张熙萌^[9]采用遗传算法对针柱状散热 器与风冷相结合的散热结构进行优化,并获得最优散 热结构;LING 等^[10]将相变材料与强制风冷相结合, 通过改变风速有效控制了系统温升;HeMERY 等^[11] 提出相变材料与液冷相结合的散热结构,液冷能使相

方法的可行性; Pervaiz 等^[4]提出一种可以检测驱动器

收稿日期: 2024-02-01

作者简介: 豆 旺(1994), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为风机结构设计及热分析。

变材料快速凝结提高系统散热性能。温度场数值模拟 已广泛应用于电子设备散热研究,与物理实验相比具 有计算效率高、设计成本低等优点,比如文献[6]中 IGBT(绝缘栅双极型晶体管)最高温度仿真值与实验值 相差5%以内;文献[12]中变压器顶层油平均温升试 验值与仿真值相差1.71%;文献[13]中控制器出口温 度和IGBT 结点温度仿真值与实验值误差小于2%。

上述对驱动器散热研究主要集中在风冷及液冷 上,而对导热胶用于驱动器散热的研究较少,风冷 冷却性能有限、液冷冷却系统复杂成本高,在很多 时候这两种冷却方式并不适用。针对以上研究的不 足,本文以小型无刷轴流风机作为研究对象,对风 机驱动器在极限高温环境下长时工作的散热性能进 行研究,提出驱动器正反面灌封导热胶的散热方式, 并利用温度场仿真技术对散热效果进行了分析。

1 模型及方法

1.1 仿真模型建立

以小型无刷轴流风机作为研究对象,风机装配 爆炸图如图1所示,主要由转子、轴承、风筒、驱 动器、空心轴、弹簧、衬套、电枢、自锁螺母、防 尘盖等组成,风机主要性能参数如表1所示。驱动 器安装在风筒内部,其作用为驱动和控制转子旋转, 转子上旋转的扇叶使风机进出风口产生压差进而使 气体沿轴向输出,将电能转换为风能。



图 1 轴流风机装配爆炸图

| 参数 | 参数值 |
|--------------|----------------------------|
| 额定电压/VDC | 24 |
| 基准转速/(r/min) | 5000 |
| 工作电流/A | 1.25 |
| 最大静压/Pa | 203 |
| 最大风量/(m³/h) | 324 |
| 外形尺寸/mm | $127 \times 127 \times 38$ |

由于本文主要研究导热胶对驱动器散热性能的 影响,因此为提高计算效率,在保证计算精度的前 提下,对风机三维模型进行简化处理,省略风筒上 安装孔与减重孔,略掉与驱动器自然对流传热较少 的零部件如转子、调整垫圈、弹簧等,仅仅保留驱 动器、风筒及驱动器正反面所灌封的导热胶,简化 后的仿真模型如图 2 所示,对网格模型中主要生热 传热区域进行网格加密处理,整个模型网格数量为 846844 个。



图 2 驱动器散热求解域模型

1.2 试验方案设计

正交试验在保证计算准确性的前提下,具有降低 试验成本、提高试验效率等优点,正交试验基本流程 如图3所示, 故本文采用正交试验方法来研究导热胶 对驱动器散热性能的影响,选取试验温度、导热胶牌 号、灌封区域作为仿真试验的影响因子,因素水平表 如表2所示,各因素均具有4个水平。其中试验温度 4 个水平分别为 70 ℃、80 ℃、90 ℃、100 ℃。导热 胶牌号4个水平分别为牌号Ⅰ、牌号Ⅱ、牌号Ⅲ、牌号 IV,各牌号导热胶在使用前为粘稠状具有良好的流动 性, 驱动器反面与风筒内腔间区域采用抽真空方式保 证灌满,各型号导热胶参数如表3所示。灌封区域4 个水平分别为无、驱动器正面、驱动器反面、驱动器 正反面,其中无表示驱动器与风筒间未进行任何导热 胶灌封只有空气, 驱动器正面表示驱动器正面与风筒 间灌满导热胶,驱动器反面表示驱动器反面与风筒间 灌满导热胶, 驱动器正反面表示驱动器正反面与风筒 间均灌满导热胶。

本文不考虑各因素间交互作用, 故选择 L₁₆(4³)



图 3 正交试验基本流程图 表 2 因素水平表

| | | | 因素 | |
|-----|----------------|-------------|----------------|-----------------|
| 水平 | 试验 | `温度/℃ | 导热胶牌号 | 灌封区域 |
| | | С | А | В |
| 1 | | 70 | 牌号 I | 无 |
| 2 | | 80 | 牌号Ⅱ | 驱动器正面 |
| 3 | | 90 | 牌号Ⅲ | 驱动器反面 |
| 4 | | 100 | 牌号Ⅳ | 驱动器正反面 |
| | | 表 3 | 导热胶参数 | |
| 已力成 | sh山口 | 速干时间/ | 温度范围 | 导热系数/ |
| 可於即 | (小平・ケ | (25 °C/min) |) ∕°C | $(W/m \cdot k)$ |
| 牌号 | ΗI | ≤30 | $-60 \sim 190$ | 0.6 |
| 牌号 | <u></u> 7 ∏ | ≤30 | $-60 \sim 190$ | 0.9 |
| 牌号 | ÷Ⅲ | ≤30 | $-60 \sim 190$ | 1.2 |
| 牌号 | łW | ≤30 | $-60 \sim 190$ | 1.5 |

1.3 热源及边界条件确定

驱动器在驱动轴流风机满载运行时,由于内部 元器件的耗能,能量转化为热量导致驱动器温度升 高,由于温差的存在热量总是由高温区域转移到低 温区域,即当驱动器温度高于外界环境温度时热量 就会从驱动器传向外界环境。根据热量转移的特点, 热量传递分为热传导、热对流及热辐射三大类,由 于辐射传热不是风机内主要传热方式,故本文在研 究导热胶对驱动器散热性能的影响时对其进行忽略。 热传导、热对流计算公式分别如式(1)和式(2) 所示^[14-15]。

$$\emptyset = \frac{\lambda A}{L} \Delta t \tag{1}$$

式中, \emptyset 为截面传递的热量; λ 为导热系数; A 为截 面横截面积; L 为换热面间距离; Δt 为温度差。

$$q = hS\Delta t \tag{2}$$

式中, q 为单位时间传递的热量; h 为对流传热系数; S 为传热面积; Δt 为温度差。

驱动器内部主要发热元器件分布及 PCB 板外形 尺寸如图 4 所示,发热元器件主要包括芯片、线性 电源、差模电感、共模电感及上下桥臂 MOS 管。



图 4 驱动器内部主要发热元器件分布

发热元器件生热率计算公式如式(3)所示^[14], 元器件损耗功率与体积在元器件选型时通过厂家手 册获得,根据式(3)计算所得的驱动器上各元器件 生热率如表4所示。

$$Q = \frac{p}{V} \tag{3}$$

式中, Q 为元器件生热率; p 为元器件损耗功率; V 为元器件体积。

表 4 驱动器内部各元器件生热率

| 名称 | 损耗功率/W | 体积/m ³ | 生热率 /(W・m ⁻³) |
|-----------|--------|--------------------------|------------------------------|
| 芯片 | 0. 132 | 6. 39 $\times 10^{-9}$ | $2.\ 07\times107$ |
| 线性电源 | 0.144 | 4×10^{-9} | 3.6 × 107 |
| 差模电感 | 0. 256 | 3×10^{-8} | 8.53 ×106 |
| 共模电感 | 0.08 | 3. 6×10^{-8} | 2.22×106 |
| 上桥臂 MOS 管 | 0.468 | 2. 07 × 10 ⁻⁸ | 2. 26 × 107 |
| 下桥臂 MOS 管 | 0. 131 | 2. 1×10^{-8} | 6. 24 × 106 |

假设风筒外表面与外界空气温度始终相等,则 风筒外表面与外界空气对流换热系数计算公式如式 (4)所示^[15]。

$$a = 14(1 + k\sqrt{v})^3 \frac{T}{25}$$
(4)

式中, *a* 为风筒外表面与外界空气对流换热系数; *k* 为气体吹拂效率系数; *v* 为外界空气流速; *T* 为外界 空气温度。

随着转子扇叶旋转,风筒内表面有空气流动, 此时的空气属于受迫对流,风筒内表面对流换热系 数计算公式如式(5)所示^[15]。

$$h_c = 0.06 \left(\frac{v\delta}{\gamma}\right)^{0.7} \frac{\lambda}{\delta} \tag{5}$$

式中, h_e 为风筒内表面对流换热系数;v为转子圆 周速度; δ 为气隙长度; γ 为空气运动黏度; λ 为空 气导热系数。

轴流风机风筒材料为铝合金,驱动器 PCB 板材 料为环氧树脂,芯片材料为硅,各材料热物理性质 参数如表5 所示。

| | | 热物理性质参数 | 汝 |
|------|-----------------------------------|---|--|
| 材料 | 密度/ | 比热容/ | 导热系数/ |
| | $(\text{kg} \cdot \text{m}^{-3})$ | $(\mathbf{J} \cdot \mathbf{kg}^{-1} \cdot \mathbf{K}^{-1})$ | $(\mathbf{W} \cdot \mathbf{m}^{-1} \cdot \mathbf{K}^{-1})$ |
| 铝合金 | 2790 | 833 | 168 |
| 环氧树脂 | 1840 | 600 | 0.3 |
| 硅 | 2330 | 710 | 148 |

表 5 风机材料热物理性质参数

1.4 模型仿真可靠性验证

为了确保仿真模型的可靠性,对驱动器散热求 解域模型开展网格独立性验证。试验温度 70 ℃,驱 动器无灌封、驱动器正面灌封牌号 II 导热胶、驱动 器反面灌封牌号 II 导热胶、驱动器正反面灌封牌号 IV导热胶时,驱动器最高温度随体网格数量变化的 曲线如图 5 所示。





从图中可知, 散热模型体网格数量从 68×104 增 加至 120×104 个时, 各散热模型驱动器最高温度基本 保持在同一直线上, 驱动器最高温度波动最大值为 0.5℃, 出现在驱动器反面灌封牌号Ⅲ导热胶模型中。 结果表明体网格数量对仿真结果无明显影响, 仿真模 型可靠,可用于后续温度场仿真工作开展。

2 试验结果与讨论

2.1 试验结果

按照正交试验表共进行 16 组数值模拟试验,各 组试验结果如表 6 所示,数值模拟得到的风机及驱 动器温度云图如图 6 所示。

表6 试验结果

| | 因素 | | 试验结果 |
|---|--|---|---|
| А | В | С | 驱动器最高温度/℃ |
| 1 | 1 | 1 | 142.00 |
| 1 | 2 | 2 | 94. 28 |
| 1 | 3 | 3 | 99.48 |
| 1 | 4 | 4 | 82. 55 |
| 2 | 1 | 2 | 107.23 |
| 2 | 2 | 1 | 147. 59 |
| 2 | 3 | 4 | 93. 51 |
| 2 | 4 | 3 | 108.05 |
| 3 | 1 | 3 | 121.73 |
| 3 | 2 | 4 | 104. 98 |
| 3 | 3 | 1 | 153.76 |
| 3 | 4 | 2 | 108.97 |
| 4 | 1 | 4 | 117.43 |
| 4 | 2 | 3 | 129.03 |
| 4 | 3 | 2 | 119.98 |
| 4 | 4 | 1 | 160. 40 |
| | A 1 1 1 1 2 2 2 2 3 3 3 3 4 4 4 4 4 | A B 1 1 1 2 1 3 1 4 2 1 2 2 2 3 2 4 3 1 3 2 3 3 4 1 4 2 4 3 4 4 | A B C 1 1 1 1 2 2 1 3 3 1 4 4 2 1 2 2 2 1 2 2 1 2 3 4 2 4 3 3 1 3 3 2 4 3 3 1 3 4 2 4 1 4 4 2 3 4 3 2 4 4 1 4 3 2 4 4 1 |



(b)试验16驱动器反面温度云图



图 6 部分试验数值模拟结果

2.2 极差与方差分析

通过计算得到极差分析结果,如表7及图7所 示,从中可知各因素对试验结果影响顺序为C>A>

| B, A 因素的优水平为1, B 因素的优水平为4, | С |
|----------------------------|---|
| 因素的优水平为4,即最优组合为 A1B4C4。 | |

| | 表 7 | 极差分析表 | |
|----------------|---------|---------------|---------|
| | | 因素 | |
| | А | В | С |
| \mathbf{k}_1 | 104. 58 | 122. 10 | 150. 94 |
| \mathbf{k}_2 | 114.10 | 118.97 | 107.62 |
| k ₃ | 122.36 | 116.68 | 114. 57 |
| \mathbf{k}_4 | 131.71 | 114. 99 | 99.62 |
| R | 27.13 | 7.11 | 51.32 |
| 主次顺序 | | C > A > B | |
| 最优组合 | | $A_1 B_4 C_4$ | |



图 7 因素与试验指标趋势图

通过计算得到方差分析结果,如表 8 所示,显著水 平 a =0.01 和 0.05,置信区间为 95% ~99%,查阅 F 检验临界值表得 3 个因素对试验结果均表现为高 度显著。

| 方差来源 | 自由度 | 平方和 | 均方 | F 值 | 显著性 | | |
|------|-----|-------------|-------------|-------------|------|------|------|
| А | 3 | 1608. 99362 | 536. 33121 | 800. 351 | 4.76 | 9.78 | 高度显著 |
| В | 3 | 113. 49377 | 37. 83126 | 56. 45446 | 4.76 | 9.78 | 高度显著 |
| С | 3 | 6169.01347 | 2056. 33782 | 3068. 61132 | 4.76 | 9.78 | 高度显著 |
| 模型 | 9 | 7891.50086 | 876. 83343 | 1308. 47226 | _ | | — |
| 试验误差 | 6 | 4. 02073 | 0.67012 | — | — | | — |
| 修正整体 | 15 | 7895. 52159 | _ | — | _ | _ | _ |

2.3 讨论

从图 6 中风机温度云图可知,风筒整体散热效 果最好,其次为导热胶,最高温度位于驱动器上, 这主要是由于风筒非热源且与外界环境直接接触, 驱动器上元器件作为热源将主要热量通过导热胶传 递到风筒及空气中,故呈现图中所示温度梯度,从 试验 16 驱动器正反面温度云图可知 PCB 板上各元器 件温度呈现一定梯度,最高温度位于上桥臂 MOS 管 处,这主要是因为不同元器件发热量及所处散热环 境不同,发热量越大元器件温度越高,越靠近风筒 内腔位置的元器件散热效果越好。

通过图7可知随着试验温度的升高驱动器的最 高温度越来越高,这主要是由于随着试验温度升高 外界散热环境变差;随着导热胶导热系数的增加驱动器的最高温度越来越低,这主要是由于随着导热 胶导热系数的增加驱动器被带走的热量越多;驱动 器正反面均进行导热胶灌封时驱动器温度最低,其 次为驱动器正面灌封导热胶,以及驱动器反面灌封 导热胶,驱动器未进行导热胶灌封时驱动器温度最 高,这主要是因为发热量最大的线性电源与第二大 的上桥臂 MOS 管位于驱动器正面,当在驱动器正面 灌封导热胶时,线性电源与上桥臂 MOS 管直接与导 热胶接触,温度得到有效控制,而在驱动器反面灌 封导热胶时线性电源与上桥臂 MOS 管未与导热胶直 接接触,但对改善驱动器散热仍有一定效果。

从表7及表8可知试验温度、导热胶牌号、灌

封区域对驱动器最高温度影响均表现为高度显著, 灌封区域对试验结果影响最大,其次为试验温度, 最后为导热胶牌号,最优参数为试验温度70℃、导 热胶牌号W、驱动器正反面均灌封,对应的数值模 拟结果如图6所示,此时驱动器最高温度为 82.55℃。

3 结 论

本文采用正交试验与数值模拟相结合的方法分 析研究了试验温度、导热胶牌号、导热胶灌封区域 对小型无刷轴流风机驱动器散热性能影响,得出如 下结论:

(1)试验温度、导热胶牌号、导热胶灌封区域 对驱动器最高温度影响均表现为高度显著,其中导 热胶灌封区域对驱动器散热性能影响最大,其次为 试验温度,影响最小的为导热胶牌号。

(2)随着试验温度的升高,驱动器的散热性能 变差;导热胶导热系数越大,驱动器散热性能越好; 驱动器正反面均灌封导热胶时可有效控制驱动器最 高温度在工作温度范围内即125℃以下。

(3)最优参数为试验温度 70 ℃、导热胶选择牌 号Ⅳ、导热胶灌封区域为驱动器正反面均灌封,此 时驱动器最高温度为 82.55 ℃。

参考文献

- [1] 郭宇轩,张小平,刘东浩,等.基于果蝇算法的多边形柱状热 分析模型结构化网格优化划分方法[J].电工技术学报,2021, 36(10):2028-2038.
- [2] 蒋超,余国瑶,罗二仓,等.回热型静止式热磁发电机中的换 热和回热分析[J].中国电机工程学报,2022,42(1):

(上接第29页)

- [5] 孟兵兵,于春来,郭吴昊,等.一种改进的内置式永磁同步电机最大转矩电流比控制方法[J]. 微电机,2021,54(12):71-76.
- [6] Wang J, Huang X, Yu D, et al. An Accurate Virtual Signal Injection Control of MTPA for an IPMSM With Fast Dynamic Response[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018(9).
- [7] 邱建琪,宋攀,史涔溦.基于改进多虚拟信号注入的永磁同步 电机 MTPA 控制[J]. 微电机, 2022, 55(10): 48-53.
- [8] R. Antonello, M. Carraro and M. Zigliotto. Towards the automatic tuning of MTPA algorithms for IPM motor drives [C]. International

211-220.

- [3] 张琴琴,杨建宏,刘作昌,等. 基于 IGBT 的大功率驱动器热 性能研究[J]. 微电机, 2023, 56(7): 47-50.
- [4] Pervaiz K, Shamim K, Qadir I, et al. Conduction and Convection Based Thermal Analysis of Printed Circuit Boards for Air-borne Applications [C]. Islamabad, Pakistan: 2005 International Conference on Microelectronics, 2005: 350-354.
- [5] 翟茜.大型变压器片式散热器散热效率分析与研究[D]. 沈阳: 沈阳工业大学, 2019.
- [6] 唐琳,赖晨光,谭礼斌. 电机及控制器冷却流道散热性能分析 及结构优化[J]. 重庆理工大学学报(自然科学版),2023,37
 (4):104-112.
- [7] 霍达, 翟黎明, 张越晗. 结构与冷却介质对车载电机控制器散 热的影响[J]. 微特电机, 2020, 48(11): 42-46.
- [8] 童莉莉,丁永根,李星明. 车用电机控制器散热结构及热仿真 分析[J]. 微特电机, 2021, 49(11): 30-33, 37.
- [9] 张熙萌. 电机驱动器热分析及散热优化研究[D]. 天津:河北工业大学, 2021.
- [10] LING Ziye, WANG Fangxian, FANG Xiaoming, et al. Hybrid Thermal Management System for Lithium Ion Batteries Combining Phase Change Materials with Forced-air Cooling [J]. Applied Energy, 2015, 148: 403-409.
- [11] HéMERY C V, PRA F, ROBIN J F, et al. Experimental Performances of a Battery Thermal Management System Using a Phase Change Material [J]. Journal of Power Sources, 2014, 270: 349-358.
- [12] 刘演,彭庆军,高盛详,等. 热辐射和绕组绝缘纸对自然对流下的变压器温度影响[J]. 科学技术与工程, 2023, 23(26): 11232-11238.
- [13]何海斌,胡文涛,阮晓东,等.基于回归分析法的电机控制器 散热翅片优化[J].科学技术与工程,2023,22(2):828-834.
- [14] 李亚坤. 电动汽车开关磁阻电机磁 热耦合与冷却研究 [D]. 重庆: 重庆交通大学, 2020.
- [15] 刘高朋. 电动汽车用感应电机热磁耦合分析[D]. 重庆: 重庆 交通大学, 2018.

Conference on Electrical Machines, Marseille, France, 2012: 1121-1127.

- [9] 杨宇健,赵世伟,杨向宇.基于梯度下降搜索法的 IPMSM 最 大转矩电流比控制[J].微特电机,2022,50(07):34-39.
- [10] 廖勇,伍泽东,刘刀.车用永磁同步电机的改进 MTPA 控制策 略研究[J].电机与控制学报,2012,16(01):12-17.
- [11] 李军,何资,林嘉义. 基于黄金分割搜索法的 IPMSM 最大转 矩电流比控制[J]. 微电机, 2014, 47(09): 32-36.
- [12] 沈启迪. 基于改进搜索法的永磁同步电机最大转矩电流比控制 研究[D]. 杭州:浙江大学, 2023.

5MW 半直驱永磁风力发电机设计及关键特性研究

舒聪慧^{1,2},李 霞^{1,2},刘中华^{1,2},杨 波³,许 欣^{1,2} (1. 湖南兴蓝风电有限公司,湖南 湘潭 411101;

2. 海上风力发电装备与风能高效利用全国重点实验室, 湖南 湘潭 411101;

3. 湖南理工职业技术学院,湖南 湘潭 411100)

摘 要:目前半直驱机型已成为风力发电机组陆上机型的研发重点,发电机作为重要的传动部件,其性能参数的合理性对传动链总成的影响极大。本文基于 5.5 MW 半直驱风力发电机,对其从空载特性、负载特性、短路特性等方面进行了仿真计算,对其他关键性参数进行了重点分析。根据齿槽转矩数据进行发电机定转子结构选型;通过对比单相、两相、三相短路故障下最大短路电流值进行退磁仿真;最后本文提出一种仿真方法计算出定子齿部电磁激振力,并通过 Romax 软件分析其对传动链总成的振动影响,为后续传动链设计及动力学研究提供了一定的理论与实践基础。

关键词:半直驱电机;齿槽转矩;短路;电磁力 中图分类号:TM315 文献标志码:A 文章编号:1001-6848(2024)07-0060-07

Research on Design and Key Characteristics of 5MW Semi-direct-drive Permanent Magnet Wind Turbine Generator

SHU Conghui^{1,2}, LI Xia^{1,2}, LIU Zhonghua^{1,2}, YANG Bo³, XU Xin^{1,2}

(1. SinoAzure Wind Power Co., LTD., Xiangtan Hunan 411101, China;

- 2. National Key Laboratoryof Offshore Wind Power Equipment and Efficient Utilization of Wind Energy, Xiangtan Hunan 411101, China;
- 3. Hunan Vocational Instituteof Technology, Xiangtan Hunan 411100, China)

Abstract: At present, semi-direct drive models have become the focus of research and development for onshore wind turbine models. As an important transmission component, the rationality of the performance parameters of the generator has a great impact on the transmission chain assembly. This article was based on a 5. 5 MW semi-direct drive wind turbine, and conducted simulation calculations on its no-load characteristics, load characteristics, short-circuit characteristics, and other key parameters, with a focus on analysis. Selected the structure of the generator stator and rotor based on the cogging torque data; Simulate demagnetization by comparing the maximum short-circuit current values under single-phase, two-phase, and threephase short-circuit faults; Finally, this article proposed a simulation method to calculate the electromagnetic excitation force of the stator teeth, and analyzed its impact on the vibration of the transmission chain assembly through Romax software, providing a certain theoretical and practical basis for subsequent transmission chain design and dynamic research.

Key words: semi-direct drive motor; tooth trough torque; short circuit; electromagnetic force

0 引 言

目前陆上风机叶轮直径及功率等级已逐渐趋向 于大型化,同时整机价格不断探底,尽管直驱机型 结构简单且维修成本低,但不管是叶轮直径过大还 是发电机的体积,使其运输成本急剧上升。发电机 成本占整机比例较大,发电机内部本身磁钢、铜的 用量占比受原材料波动影响,同时投入大直径浸漆 罐也是高成本的原因所在。对于陆上机型来说,半 直驱机型是一个顺应时代的选择。对其进行的半直

收稿日期: 2024-02-01

作者简介:舒聪慧(1993), 女, 硕士, 工程师, 研究方向为风力发电机设计与分析。

驱发电机设计优化具有重大意义。

1 发电机基本参数

参

与传统的直驱式风力发电机结构相比,半直驱 机型结构紧凑,转速提高后发电机整体的体积减小, 传动效率得到有效提升。本文基于 5.5 MW 半直驱 发电机机型,对其从空载特性、负载特性、短路特 性、电磁激振力等方面进行了仿真计算,针对关键 性参数进行了重点分析。在使用 maxwell2D 进行发 电机仿真建模时,需根据实际转子尺寸重新绘制新 的转子。以下是发电机的基本参数:

| 表目 | 发电机基本参数 | |
|----|---------|--|
| 数 | 参数值 | |
| | | |

| 额定功率/MW | 5.5 | |
|--------------|------|--|
| 额定转速/(r/min) | 650 | |
| 额定转矩/(Nm) | 80 | |
| 额定电压/V | 1380 | |
| 额定电流/A | 2524 | |

2 定转子不同结构下齿槽转矩对比

作为永磁电机固有的问题之一,齿槽转矩是电 机设计与制造生产中需重点关注的一个参数^[1]。目 前定子斜槽或转子斜极是削弱齿槽转矩最有效的方 法,就经验而言,该两类手段仅针对槽数多且铁心 长度一定的电机有效。又由于斜极的制造工艺较为 复杂,实际生产中用的较多的还是定子斜槽。齿槽 转矩的定义是当电机不通电时的磁场能量 W 相对于 位置角 α 的负导数。

已知齿槽转矩的公式为[2-3]

$$T_{cog} = -\frac{\partial W_{ag}}{\partial \alpha} \tag{1}$$

假设电枢铁心的磁导率为无穷大,则电机内的 存储能量可近似表示为

$$w \approx w_{airgap+PM} = \frac{1}{2\mu_0} \int_{v} B^2 dV \qquad (2)$$

气隙磁密沿永磁电机电枢表面的分布可近似表 示为

$$B(\theta, \alpha) = B_r(\theta) \frac{h_m}{h_m + g(\theta, \alpha)}$$
(3)

式中, $B_r(\theta)$ 为永磁体剩磁, $\delta(\theta, \alpha)$ 为有效气隙长度, h_m 为永磁体充磁方向长度沿圆周方向的分布。将式(3)代入式(2), 可得:

$$W = \frac{1}{2\mu_0} \int_v B_r^2(\theta) \left[\frac{h_m}{h_m + g(\theta, \alpha)} \right]^2 \mathrm{d}V \qquad (4)$$

式中,
$$B_r^2(\theta)$$
 和 $\left(\frac{h_m}{h_m + g(\theta, \alpha)}\right)^2$ 分别进行傅里叶展开,

可得到电机内的磁场能量,进而推出齿槽转矩公式。 不考虑斜槽时的齿槽转矩公式为

$$T_{cog}(\alpha) = \frac{\pi z L_a}{4 \mu_0} (R_2^2 - R_1^2) \sum_{n=1}^{\infty} n G_n B_{\frac{nz}{2p}} \sin nz\alpha$$
(5)

考虑斜槽时的齿槽转矩公式为

$$T_{cog}(\alpha, N_s) = \frac{\pi L_a}{2 \mu_0 N_s \theta_{s1}} (R_2^2 - R_1^2)$$
$$\sum_{n=1}^{\infty} G_n B_{\frac{nz}{2p}} \sin \frac{nz N_s \theta_{s1}}{2} \sin nz \left(\alpha + \frac{N_s \theta_{s1}}{2}\right) \quad (6)$$

其中, $G_n = \frac{2}{n\pi} \left(\frac{h_m}{h_m + \delta} \right)^2 \sin \frac{nz \, \theta_{s0}}{2}$, α 为定转子之间

的相对位置角, μ_0 为电枢铁心的磁导率, L_α 为电枢 铁心的轴向长度; R_1 为电枢外半径, R_2 是定子轭内 半径,z 为电机槽数,p 为极对数, N_s 为斜槽数, θ_{s1} 电枢齿距(用弧度表示)。可见 $B_{\frac{\mu_s}{2p}}$ 对齿槽转矩产生 决定性影响,当减小 $B_{\frac{\mu_s}{2p}}$ 时即可削弱齿槽转矩。

均匀气隙下磁密径向分量分布为

$$B(\theta) = B_r(\theta) \frac{h_m}{h_m + \delta(\theta)}$$
(7)

非均匀气隙下磁密径向分量分布为

$$B'(\theta) = B_{r}(\theta) \frac{h'_{m}(\theta)}{h'_{m}(\theta) + \delta'(\theta)} =$$

$$B_{r}(\theta) \frac{h'_{m}(\theta)}{h_{m} + \delta(\theta)} =$$

$$\frac{h'_{m}(\theta)}{h_{m}} B_{r}(\theta) \frac{h_{m}}{h_{m} + \delta(\theta)} =$$

$$B'_{r}(\theta) \frac{h_{m}}{h_{m} + \delta(\theta)}$$
(8)

其中, $B'_{r}(\theta) = \frac{h'_{m}(\theta)}{h_{m}} B_{r}(\theta) \circ h_{m}$ 为均匀气隙下磁钢 厚度, h'_{m} 为非均匀气隙下磁钢厚度, 气隙长度为 $\delta'(\theta) \circ$ 将其代入公式(4)可得:

$$W = \frac{1}{2\mu_0} \int_v {B'}_r^2(\theta) \left[\frac{h_m}{h_m + \delta(\theta)} \right]^2 \mathrm{d}V \qquad (9)$$

图 1 为均匀气隙与非均匀气隙结构模型,均匀 结构下气隙值为 3.5 mm,非均匀结构下气隙值为 3.5~5 mm。如前文所言,对 B^{'2}_r(θ)进行傅里叶分 解,得到 B_{1²⁵/2}。由于非均匀气隙下磁钢不等厚,且 磁钢内外径不同心,由此可减小 B⁻⁴⁵/₂₅ 以降低齿槽转 矩。为了验证斜槽与非均匀气隙对电机齿槽转矩削 弱因素的影响,本文利用定子斜槽与转子非均匀气 隙的结构形式对发电机的进行仿真分析,对比斜槽 均匀气隙、不斜槽均匀气隙、斜槽非均匀气隙与不 斜槽非均匀气隙四种方案下的齿槽转矩。



图1 定转子模型

不同于以往的瞬态场手动划分高密度网格,本 文通过静态场自动划分网格计算,其误差限可满足 转子每一个计算位置,计算精度更高。由于转子角 度变化,静态场需用全模型进行计算。本文通过静 态场转子角度参数化对齿槽转矩进行仿真。



图 2 齿槽转矩对比波形图

可以看出,斜槽均匀气隙及不斜槽均匀气隙时, 齿槽转矩值达到了900 Nm 以上,超过了额定转矩的 1%,不符合设计要求。对比了均匀气隙与非均匀气 隙情况下齿槽转矩波形不难发现,非均匀气隙可有 效抑制发电机的齿槽转矩。斜槽非均匀气隙对齿槽 转矩的削弱能力最强,最优方案为斜槽非均匀气隙, 该结构方式下,齿槽转矩数值最小。能有效提高并 优化发电机性能。因此本文发电机转子选用不均匀 气隙结构,定子斜槽。

如图 3 和图 4 所示,对发电机进行空载与负载 的基础仿真计算,得出发电机空载反电势为 1420 V, 发电机负载状态下转子磁钢、1/2 转子轭部、1/3 定 子齿部、1/2 定子轭部、气隙中心磁密波形见图 3, 各项参数均满足设计要求。





图 4 负载磁密波形图

短路退磁特性分析

3.1 短路分析

3

发电机发生突然短路故障时,会产生巨大的瞬态 电流,此时短路时发电机的转矩也会激增,因此发电 机突然短路下最大转矩值对于整机而言也是需要重点 关注的,转矩过大会增加断轴或者叶片断裂的风险。

当发电机发生三相短路时,三相磁链的表达 式为^[4]

$$\begin{cases} \psi_A = \psi_0 \sin(\omega t + \theta_0 - 90^\circ) \\ \psi_B = \psi_0 \sin(\omega t + \theta_0 - 210^\circ) \\ \psi_C = \psi_0 \cos(\omega t + \theta_0 + 30^\circ) \end{cases}$$
(10)

式中, ψ_0 为初始电角度, θ_0 为d轴与A相对称轴的初始夹角,若t=0时短路,在短路的初始瞬间,三相磁链初始值为

$$\begin{cases} \psi_A = \psi_0 \sin(\theta_0 - 90^\circ) \\ \psi_B = \psi_0 \sin(\theta_0 - 210^\circ) \\ \psi_C = \psi_0 \cos(\theta_0 + 30^\circ) \end{cases}$$
(11)

若忽略电枢内电阻,则短路后每刻均满足超导体闭合回路磁链守恒定律,可推出短路后三相磁链的表达式:

$$\begin{cases} \psi_{A} = \psi_{0} \sin(\omega t + \theta_{0} - 90^{\circ}) + \psi_{0} \sin(\theta_{0} - 90^{\circ}) \\ \psi_{B} = \psi_{0} \sin(\omega t + \theta_{0} - 210^{\circ}) + \psi_{0} \sin(\theta_{0} - 210^{\circ}) \\ \psi_{C} = \psi_{0} \sin(\omega t + \theta_{0} + 30^{\circ}) + \psi_{0} \sin(\theta_{0} + 30^{\circ}) \end{cases}$$
(12)

对其进行空载与负载突然短路计算,为了包络 所有可能的故障工况,通常我们会对发电机的单相、 两相、三相短路进行仿真,不同机型的最大短路电 流工况不一。

本文的主电路均采用阻容并联来模拟负载电路, 以图示为例,图 5 为负载单相短路外电路模型,S1 为压控开关管,通过控制电压 Vc1 的电压大小来控 制压控开关的开合,脉冲电压源用来提供开关管动 作电压。压控开关 Von 与 Voff 都设置为 0.5 V,当 压控开关管的电压高于 0.5 V时,开关闭合,反之

断开。进行空载短路工况仿真时,将负载电路改为 无穷大负载即可。



图 5 控制短路模型



如图 6 所示,通过计算,在 0.3 s 时使开关闭 合,负载电路下最大短路电流出现在三相短路时, 此时最大短路电流为额定电流的 4.15 倍,短路转矩 为额定转矩的 1.69 倍;在 0.7 s 使开关闭合,空载 电路下最大短路电流出现在两相短路时,此时最大 短路电流为额定电流的 3.4 倍,短路转矩为额定转 矩的 1.69 倍;以上结果均满足整机技术要求。

3.2 退磁分析

当发电机发生最严重突然短路时,巨大的电枢 电流产生的反向磁动势可能导致永磁体发生退磁风 险,影响永磁体的稳定性^[5-6]。从短路工况分析, 考虑两种退磁状态:

(1)发电机负载状态下发生三相短路时,在t=0.034 s, B相短路电流达到最大;

(2)发电机空载状态下发生两相短路时,在t=0.079 s, C相短路电流达到最大;

在以上两个时刻,发电机的电枢反应将对永磁 体产生最大的去磁效应。

永磁体发生空载及负载最大退磁面积时的磁场 强度分别见图7(a)和图7(b),局部磁场大于内禀 矫顽力退磁点1280 KA/m值的磁钢面积不足磁钢总 面积的1%,不存在退磁的风险,满足设计要求。



4 电磁激振力特性与动力学仿真

4.1 电磁激振力计算

电磁振源作为电机最主要的振动噪声源,一般 分为转矩脉动和定子电磁力两部分^[7]。转矩脉动研 究的已经较为系统和深入,但对于电磁力的研究还 较少,目前的计算方法具有一定局限性,且机电能 量转换引起的电磁振源较为复杂,因此研究电机的 电磁激振力和其引起的电机谐响应具有重要意义。

电磁激振力作用于定子齿面,引发定子轭部和 机座部分以相同的频率振动,引起电机周围空间气 体流动,从而产生噪声^[8]。本文通过计算对定子齿 部进行受力仿真,得到的电磁激振力就相当作用于 定子齿部电磁振动的载荷,再将数据导入结构场中 进行动力学仿真。为了便于分析,可将电磁激振力 分解为径向电磁激振力和切向电磁激振力。

电磁激振力其本质上是一种应力,单位是 N/m²。根据 Maxwell 应力张量法算得,定子铁心单 位面积上的径向电磁激振力公式为^[9]

$$F_{r} = \frac{B_{r}^{2} - B_{t}^{2}}{2\,\mu_{0}} \approx \frac{B_{r}^{2}}{2\,\mu_{0}}$$
(13)

切向电磁激振力公式为

$$F_{\iota} = \frac{B_{\iota} * B_{\iota}}{\mu_0} \tag{14}$$

其中, μ_0 为真空磁导率, $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ H/m; B_r 为径 向气隙磁感应强度; B_t 为切向气隙磁感应强度; $B_r = B_y \approx \cos(\theta) - B_x \approx \sin(\theta); B_t = B_y \approx \cos(\theta) +$ $B_x * \sin(\theta)$ o

仿真电磁激振力的方法有多种,可通过场计算 器得出电磁激振力密度再对其进行积分求解,或是 对定子齿部添加 Force 求解后进行坐标变换。本文提 出一种新的电磁激振力计算方法。



图 8 定子齿部划分模型

如图 8 所示, 仿真时先对定子冲片进行单独建 模, 在距离定子齿尖三分之一的位置处进行划分, 将其分为定子齿部与定子轭部。再将定子齿部单独 分离, statortooth1 ~ 12 分别为各齿电磁激振力。通 过 Harmonic Force 的添加可直接求出径向与切向电 磁激振力。该方法操作便捷且精确度高。从目前的 文献来看,该方法使用者较少,可以对定子激振力 的计算提供参考。



为径向电磁激振力,图9(b)为切向电磁激振力,径 向力往往大于切向力。

4.2 动力学分析

传动链总成是半直驱机组关键组成部分,对其 进行动力学仿真对于整个风电机组的稳定运行有着 至关重要的意义。首先需要通过仿真确认发电机定 子齿面激振力是否引起风险共振点,将两组电磁激 振力数据及转矩数据导入 romax 软件,通过对发电 机的激励进行快速傅里叶变换,发电机最低的空间 径向激励阶次为机械频率的 18 倍频,发电机最高的 空间径向激励阶次为机械频率的 90 倍频,发电机径 向力和切向力波分布考虑 5 个主要阶次: 18,36, 54,72 和 90。



图 10 传动链总成测点分布图 如图 10 所示,在整个传动链上分布 6 个传感器测 点,对其进行振动响应分析。基于 VDI3834 标准,齿轮 箱处传感器的振动响应加速度应低于参考值 7.5 m/s², 发电机处的振动响应加速度应小于参考值 10 m/s^{2[10]}。





图 11 为在 0 到额定工况转速范围内,各测点在 发电机所有阶次激励下的振动加速度响应曲线。通 过振动分析可知,在发电机各阶次激励力下,齿轮 箱上的测点的振动响应加速度均低于参考加速度 7.5 m/s²,发电机上的测点的振动响应加速度全部低于 参考加速度 10 m/s²,证明由发电机本体内部激励引 起的振动响应风险较低。

5 对拖试验验证

本款机型已完成样机制造,型式试验采用发电机与齿轮箱联合试验方式进行对拖试验,试验场地如图 12 所示。试验温升良好,电压电流等各参数满足要求。发电机的最大振动值为 1.38 m/s², 空载反

电势为1413 V,证明仿真结果与实际相符,样机具 有良好的电磁特性。通过对比试验与仿真数据,验 证了该方案的合理性。

目前样机已完成并网,各性能数据良好,运行 稳定。



图 12 传动链对拖试验

6 结 语

(1)本文通过对比斜槽均匀气隙、不斜槽均匀 气隙、斜槽非均匀气隙与不斜槽非均匀气隙四种方 案下的齿槽转矩,分析了斜槽与非均匀气隙对齿槽 转矩的影响,根据计算可知调整 *B_{12p}*大小可改变齿 槽转矩,通过改变磁钢结构来降低 *B_{2p}*。通过仿真 验证了斜槽对齿槽转矩有一定的削弱能力,而非均 匀气隙对其抑制效果最佳。

(2)通过三相空载与负载短路计算出突然短路下的最大转矩均小于2倍额定转矩,符合整机设计要求。另外在短路大电流工况下,对永磁体进行退磁计算,证明磁钢不存在退磁风险。

(3)本文提出一种仿真方法对发电机定子齿部 电磁力进行计算,所得的电磁激振力结果导入到 romax 软件中进行传动链的动力学仿真,对传动链上 6 个测点进行振动响应分析。结果表明,各测点的振 动响应值均小于参考值,由发电机本体内部激励引 起的振动响应风险较低。

- [2] 邢泽智.基于不同极弧系数组合分段倾斜磁极的表贴式永磁同步电机齿槽转矩削弱措施研究[J].中国电机工程学报,2021, 41(16):5737-5747.
- [3] SHIN K H, PARK H I, CHO H W, et al. Analytical Calculation and Experimental Verification of Cogging Torque and Optimal Point in Permanent Magnet Synchronous Motors [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2017, 53(6): 8106204.
- [4] 张广慧. MW 级直驱永磁风力发电机的研究与设计[D]. 曲阜: 曲阜师范大学, 2018.
- [5] Ki-Chan Kim, KwangSoo Kim, Hee Jun Kim, et al. Demagnetization Analysis of Permanent Magnets According to Rotor Types of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor [C]. IEEE Transactions on Magnetics, 2009.
- [6] 朱博文. 10MW 永磁半直驱中速风力发电机优化设计[D]. 沈阳: 沈阳工业大学, 2021.
- [7] 张冉. 表面式永磁电机电磁激振力波及其抑制措施研究[D]. 山东:山东大学, 2011.
- [8] 华亦峰. 基于电磁力特性分析的永磁电机设计与电磁振动研究[D]. 江苏: 江苏大学, 2020.
- [9] 张立军,徐杰.切向电磁力对永磁同步轮毂电机电磁振动的影响[J].同济大学学报(自然科学版),2019,47(S1): 127-132.
- [10] 杨扬,齐涛.风电机组传动链的动力学仿真研究[J].机电工程,2017,34(7):702-707.

べ彼 电 机 》(人 利 》) 能发代号: 52 - 92 な年 12 期, 读者可到当地邮局订阅,本刊亦可破订、零約 年价: 96 元/年 编辑部邮购(含快递费): 300 元/年 か迎 投稿! 欢迎 订阅! 欢迎 刊登 广告! 国际刊号: ISSN 1001 - 6848 m れ: micromotors @ vip. sina. com 地 北: 高新区上林苑四路 36 号(710117) 电话: 029 - 84276641

参考文献

[1] 王秀和. 永磁电机[M]. 北京: 中国电力出版社, 2007: 80-81.

绕线转子无刷双馈电机的电磁计算方法

郑贵翔1,夏云清2,颜 睿3

(1. 云南锡业股份有限公司卡房分公司,云南个旧 661400;2. 长沙湘电电气技术有限公司,长沙 412000;3. 华中科技大学,武汉 430074)

摘 要:为了快速准确计算绕线转子无刷双馈电机的运行性能,基于无刷双馈电机的等效磁路与电路,提出了一种 新型电磁解析快速计算方法。以一台100 kW的绕线转子无刷双馈电机为例,通过对比计算与有限元仿真的结果, 证明了此分析方法的快速性与准确性。

关键词:无刷双馈电机;绕线转子;电磁计算;解析法;有限元仿真

中图分类号: TM315 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2024)07-0067-06

Electromagnetic Calculation of a Wound-rotor Brushless Doubly-fed Machine

ZHENG Guixiang¹, XIA Yunqing², YAN Rui ³

(1. Yunnan Tin Company Group Limited Kafang Branch, Gejiu Yunnan 661400, China;

2. ChangshaXiangdian Electric Technology Co., LTD., Changsha 412000, China;

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

Abstract: To calculate operational performance of wound-rotor BDFM quickly and accurately, based on the magnetic and equivalent circuit, a new electromagnetic rapid calculation method was proposed. A 100 kW wound-rotor BDFM was used as an example, the quickness and accuracy of the analytical method has been validated by the comparison of the calculation data and finite element (FE) simulation results.

Key words: brushless doubly-fed machine; wound rotor; electromagnetic calculation; analytic method; FE simulation

0 引 言

无刷双馈电机系统由于其所需变频器容量小、 无电刷和滑环等优点,在变频调速与变速发电领域 有着广阔的应用前景^[1-2]。相比传统双馈感应电机而 言,无刷双馈电机的可靠性高,维护成本低,低电 压穿越能力表现更好^[34]。近期高可靠性与低成本的 电机发展需求使得具有上述优势的无刷双馈电机研 究成为了变速领域的研究热点。

无刷双馈电机是一种特殊的单机座感应电机,区 别于普通感应电机的定转子结构的是其定子上有两个 不同的极对数绕组(例如1和3或者2和4对极);其 中一套绕组被称为功率绕组,直接与电网连接,另外 一套绕组则被称为控制绕组,由连接到电网的电压或 电流源变频器供电。转子结构一般为特殊笼型,磁阻 型或者绕线式。每个定子绕组通入三相电压产生旋转 磁场,所产生的两个不同极对数的磁场通过特殊设计 的转子进行间接耦合。其工作模式一般为双馈运行模 式和同步运行模式,在两种模式下,转子转速与两定 子绕组的电流频率存在固定的相互联系。

目前已设计的许多中大型无刷双馈电机发电系 统展示了在大型风力功率发电系统中无刷双馈电机 替代传统双馈电机的可能性,例如:功率200 kW 和 变速范围在400-1200 r/min内的径向叠片磁障式转 子结构无刷双馈风力发电机样机^[5];250 kW 笼型转 子无刷双馈发电机在风力发电领域的实际应用^[6]。 在船舶轴带独立发电领域,64 kW 无刷双馈发电机 在长江荣江号实船运行已达十年^[7]。

磁场计算是在电机设计和性能仿真分析过程中 一个重要的环节,所以提出一种有效快速计算无刷 双馈电机电磁参数的解析法十分关键。相比传统感 应电机,无刷双馈电机的两套定子绕组磁场非线性 叠加,导致气隙磁场构成更加复杂,计算难度更大。 有限元分析方法^[8-9]和优化磁路模型^[10-11]都已经被应

收稿日期: 2023-11-06

作者简介:郑贵翔(1984),男,工程师,研究方向为新型特种电机及其控制。

用于无刷双馈电机计算,这些方法和模型能准确计 算磁场,但计算时间过长,需要大量的数据处理和 分析工作。其他基于等效电路的磁场计算方法可能 存在忽略磁场饱和效应影响的问题^[12]。

本文基于等效磁路与电路模型提出了一种计算绕 线转子无刷双馈电机的稳态电磁参数的解析方法,并 为绕线转子无刷双馈电机设计提供一种快速、准确、 便利的手段。通过对一台 100 kW 的绕线转子无刷双 馈电机进行分析,对比解析法计算的结果与有限元仿 真的结果来验证此计算方法的快速性与准确性。

1 结构参数

图1展示了绕线转子无刷双馈电机的基本结构。 定子绕组采用两套独立绕组结构,功率绕组与控制 绕组更灵活独立,设计方便。由单层线圈组成的功 率绕组极对数为2,由两层线圈组成的控制绕组极 对数为4。为了提高导体利用率并降低转子绕组的 谐波含量,丢弃一部分槽线圈后,设计的新绕线转 子由三层线圈组成。



图 1 绕线转子无刷双馈电机结构图

采用电机定子、转子槽数分别为 72 与 84, 定子 外径尺寸 590 mm、内径 445 mm, 转子外径 443 mm, 叠片长度 520 mm。对应转子绕组的连接图如图 2 所 示,其中槽号代表的是在对应槽中的线圈上层边导 体,虚线和点横线框所包围的槽内线圈匝数分别为 5 和 2, 虚线和点横线框内部的线圈弦距分别为 12 和 9。

| $\begin{bmatrix} 1 - 2 - 3 - 4 - 5 - 6 - 7 - 8 - 9 \end{bmatrix}$ | 4-5-6-7-81 |
|---|----------------|
| 43-44-45-46-47-48-49-50-51 | 46-47-48-49-50 |
| 15-16-17-18-19-20-21-22-23 | 18-19-20-21-22 |
| 157-58-59-60-61-62-63-64-65 | 60-61-62-63-64 |
| 29-30-31-32-33-34-35-36-37- | 32-33-34-35-36 |
| 71-72-73-74-75-76-77-78-79 | 74-75-76-77-78 |
| | |

图 2 转子绕组连接方式示意图

此类型绕线转子的优点是绕组谐波含量和材料 成本低,设计调整便利,制造方便。定子功率与控 制绕组都通过星型接法连接,电机的转速范围为300~750 r/min 如表1所示。在额定转速500 r/min下输出额定功率100 kW,在转速为750 r/min 时达到最大功率150 kW。

表1 绕线转子无刷双馈电机设计参数

| 参数 | 参数值 |
|--------------|-------------|
| 速度范围/(r/min) | 300 ~ 750 |
| 功率范围/ kW | 0 ~ 150 |
| 功率绕组额定电压/ V | 400 |
| 功率绕组频率/Hz | 50 |
| 功率绕组额定电流/ A | 144 |
| 功率绕组极对数 | 2 |
| 功率绕组匝数/线径规格 | 8/8 – Φ1. 6 |
| 控制绕组电压范围/ V | 0 ~ 363 |
| 控制绕组频率/ Hz | -20~25 |
| 控制绕组电流范围/ A | 0 ~ 143 |
| 控制绕组极对数 | 4 |
| 控制绕组匝数/线径规格 | 5/7 – Φ1.6 |

本文主要的电磁设计计算思路为:首先将绕线转子 无刷双馈电机分解为两个电机子系统,功率子系统 和控制子系统,它们具有不同极对数的独立磁场, 基于常规等效磁路法,分别独立计算两个子系统的 磁场参数,再进行非线性叠加;然后等效电路参数 可根据电阻和电感计算方法从主要参数和磁场参数 中得到;最后采用所得的等效电路参数计算得出电 机的稳态性能参数。

2 磁场解析方法

基于绕线转子无刷双馈电机等效为两个不同极 对数的感应电机进行分析,气隙中存在两个基波磁 场,功率子系统和控制子系统的每极所产生的磁场 可以通过式(1)进行计算。

$$\varphi = \frac{K_{\rm e} * U}{4K_{\rm nm} |f|N} \tag{1}$$

式中, φ 为每极所产生磁场, K_e 为反电势系数,U为 对应定子绕组的相电压, K_{nm} 为对应的波形因数,f为对应定子绕组的电流频率,N为每相有效的绕组 匝数。

磁场参数计算主要集中在两个子系统的气隙、 齿和轭的磁通密度峰值上。磁通密度峰值如式(2) 所示。

$$B = \frac{f_s * \varphi}{S} \tag{2}$$

式中, *B* 为磁通密度峰值, *f*_s为波幅因数, *S* 为对应 区域面积。

本文所使用的对应磁通密度峰值的符号变量与
物理意义对应如表2所示。

| 符号 | 对应分量描述 |
|-------------------------------|----------------|
| $B_{ m tsp}/B_{ m tsc}$ | 功率/控制子系统定子齿部磁密 |
| $B_{ m ysp}/B_{ m tsc}$ | 功率/控制子系统定子轭部磁密 |
| $B_{ m trp}/B_{ m trc}$ | 功率/控制子系统转子齿部磁密 |
| $B_{ m yrp}/B_{ m yrc}$ | 功率/控制子系统转子轭部磁密 |
| $B_{\delta p} / B_{\delta c}$ | 功率/控制子系统气隙磁密 |

表2 使用符号定义

在计算完气隙,定子齿轭部,转子齿轭部的磁 通密度和磁动势后,需要考虑电机的饱和效应。饱 和系数的值通常受到定子和转子齿饱和程度的影响, 如式(3)所示。

$$f_{t} = \frac{F_{\delta} + F_{ts} + F_{tr}}{F_{\delta}}$$
(3)

式中, f_i 为饱和系数, F_s 为气隙磁动势, F_{ts} 为定子 齿磁动势, F_{tr} 为转子齿磁动势。

考虑饱和效应的磁场计算的关键点是准确推导 出波形因数、波幅因数和饱和因数。波形因数和波 幅因数都与饱和因数存在一定的关系,本文使用的 关系曲线参考了其他文献^[13]。

3 等效电路与功率流向分析

3.1 绕线转子无刷双馈电机等效电路

等效电路是计算电机稳态参数的一种有效方法。 为了使计算结果更加接近工程实际,本文采用了一 种改进型每相等效电路,如图3所示。



图 3 改进每相等效电路模型图

这种等效电路加入了铁耗计算,但是忽略了谐 波影响,其中 U_p 和 U_e 分别代表功率绕组和控制绕 组的电压; I_p , I_e 和 I_r 分别代表功率绕组,控制绕 组和转子绕组的电流; R_p , R_e 和 R_r 分别代表功率 绕组,控制绕组和转子绕组的电阻; L_p , L_e 和 L_r 分 别代表功率绕组,控制绕组和转子绕组的调感; R_{mp} , R_me 分别代表功率绕组和控制绕组的铁耗等效 电阻; L_mp , L_me 分别代表功率绕组和控制绕组的铁耗等效 电阻; L_mp , L_me 分别代表功率绕组和控制绕组的微 化电感; s_p , s_e 分别代表功率绕组和控制绕组的滑 差; ω_p 为功率绕组的电流角速度,j为虚部单位, 所有的参数值均为经绕组和频率折算到功率绕组侧 后的折算值。

根据等效电路的结构,可以用方程表示电机模

型,如式(4)所示,当等效电路的各参数被推导得 出后,电压、电流、功率、转矩等稳态运行参数值 都可以简单计算得出。

$$\begin{cases} \dot{U}_{p} = (R_{p} + j\omega_{p}L_{p})\dot{I}_{p} \\ + (\dot{I}_{p} - \dot{I}_{r})R_{mp}j\omega_{p}L_{mp}/(R_{mp} + j\omega_{p}L_{mp}) \\ \dot{U}_{c}s_{c}/s_{p} = (R_{c}s_{c}/s_{p} + j\omega_{p}L_{c})\dot{I}_{c} \\ + (\dot{I}_{c} + \dot{I}_{r})R_{mc}s_{c}j\omega_{p}L_{mc}/(R_{mc}s_{c} + s_{p}j\omega_{p}L_{mc}) \quad (4) \\ \dot{I}_{p} - \dot{I}_{r})R_{mp}j\omega_{p}L_{mp}/(R_{mp} + j\omega_{p}L_{mp}) \\ = (R_{r}/s_{p} + j\omega_{p}L_{r})\dot{I}_{r} \\ + (\dot{I}_{c} + \dot{I}_{r})R_{mc}s_{c}j\omega_{p}L_{mc}/(R_{mc}s_{c} + s_{p}j\omega_{p}L_{mc}) \end{cases}$$

3.2 电机功率流向与控制绕组频率关系分析

在作为发电机运行时,虽然电机运行在亚同步运行状态与超同步运行状态时功率绕组都提供有功功率供给电网,但控制绕组有功功率流向则略有区别并且与频率f。相关,具体关系如表3所示。

表 3 无刷双馈电机发电功率流向与控制绕组频率关系

| 运行业太 | 发电运行 | |
|----------------------|------|------|
| 运行状态 | 功率绕组 | 控制绕组 |
| 亚同步运行状态($f_c < 0$) | 提供有功 | 吸收有功 |
| 超同步运行状态($f_c > 0$) | 提供有功 | 提供有功 |

在发电运行状态下,亚同步运行状态下的控制 绕组频率为负,在功率绕组提供有功的同时吸收有 功,实际电机总功率比额定100 kW小。而在超同步 运行状态下的控制绕组频率为正,在功率绕组提供 有功的同时提供有功,所以实际电机总功率能达到 比额定100 kW 大的数值。

本文中仿真采用发电状态运行情况,在额定转 速为500 r/min 的情况下,亚同步转速最低为300 r/ min,超同步转速最高为750 r/min,对应控制绕组频 率分别为-20 Hz 与25 Hz。

4 主程序流程图

绕线转子无刷双馈电机主设计程序流程如图 4 所示,主要由四个部分构成:绕组谐波计算,电机 尺寸计算,磁场计算和等效电路计算。为了提升计 算的精度,通过四个循环结构来调整假设的 *K*_{ep}, *K*_{ee},*K*_{sp}和 *K*_{se}值与计算值之间的绝对误差,循环直 到两个值非常接近后才输出结果。



5 计算与仿真

基于 Visual C + + 6.0 开发了用于计算稳态电磁 参数的程序,并对图 1 中的绕线转子无刷双馈电机 进行电磁计算,同时通过有限元仿真软件对其进行 有限元分析。

为了证明电磁参数的计算有效性,在两种工况 下,分别进行了计算与仿真分析:工况(1):当转子 转轴速度为 300 r/min 时,功率绕组与每相电阻值为 1.6 Ω 的三相对称电阻相连,控制绕组由每相幅值为 300 V 的 20 Hz 频率三相平衡电压供电。工况(2):当 转子转轴速度为 750 r/min 时,功率绕组与每相电阻 值为 1.6 Ω 的三相对称电阻相连,控制绕组由每相幅 值为 367 V 的 25 Hz 频率三相平衡电压供电。

图5给出了仿真时间为0.5s时的瞬态仿真结果。

图 5(a)、图 5(c)、图 5(e)分别展示了在工况 (1)条件下电机的磁力线,定子齿部和轭部的磁通 密度情况。图 5(b)、图 5(d)、图 5(f)分别展示了 在工况(2)条件下电机的磁力线,定子齿部和轭部 的磁通密度情况。从图 5(a)、图 5(b)两图可以看 出,磁场主要由一个两对极和一个四对极的磁场构 成。定子齿部与轭部的磁通密度峰值的两对极与四 对极分量可以通过对图 5(c)、图 5(d)、图 5(e)、 图 5(f)中的仿真数据进行 FFT 分析导出。计算与仿 真的电压,电流,功率和磁密分布都分别在表 4 和 表 5 中列出,其中"计算值"和"仿真值"分别代表通 过程序计算、有限元仿真所得到的结果。





(2)稳定最大转速750 r/min下运行仿真对比示意图

表 4 工况(1)程序计算和仿真结果对比

| 转子转速 | 工况(1) 300 r/min | |
|-------------------------------------|-----------------|----------|
| 分析方法 | 计算值 | 仿真值 |
| 功率绕组线电压/ V | 400.0 | 409.5 |
| 功率绕组线电流/ A | 144. 3 | 147.8 |
| 功率绕组功率/ kW | 100.0 | 104.8 |
| 控制绕组线电压/ V | 305.8 | 300.0 |
| 控制绕组线电流/ A | 142. 7 | 153.6 |
| 控制绕组功率/ kW | -49.72 | - 53. 42 |
| $B_{\rm tsp}$ / T | 0. 5235 | 0. 5497 |
| B_{ysp} / T | 0.8417 | 0.8570 |
| $B_{ m trp}$ / T | 0. 5101 | 0. 5442 |
| $B_{ m yrp}$ / T | 0. 2779 | 0.2692 |
| $B_{\delta p}$ / T | 0. 2083 | 0. 2236 |
| $B_{ m tsc}$ / T | 1.2449 | 1. 3248 |
| $B_{ m ysc}$ / T | 1.0167 | 1.0855 |
| $B_{ m trc}$ / T | 1.2094 | 1.1509 |
| $B_{ m yrc}$ / T | 0.3356 | 0.2366 |
| $B_{\mathrm{\delta}\mathrm{c}}$ / T | 0. 4939 | 0. 5287 |

在工况(1)情况下,程序计算的定子齿部和轭 部的磁密峰值分别由功率子系统和控制子系统直接 叠加的总量为 1.77 T 和 1.86 T,与图 5(c)、图 5 (e)的仿真结果非常接近。

表 5 工况(2)程序计算和仿真结果对比

| 转子转速 | 工况(2) 750 r/min | |
|--------------------|-----------------|---------|
| 分析方法 | 计算值 | 仿真值 |
| 功率绕组线电压/ V | 400.0 | 400.3 |
| 功率绕组线电流/ A | 144. 3 | 144. 4 |
| 功率绕组功率/ kW | 100.0 | 100. 1 |
| 控制绕组线电压/ V | 363.4 | 367.4 |
| 控制绕组线电流/ A | 138.9 | 155.5 |
| 控制绕组功率/ kW | 50.65 | 45.08 |
| $B_{\rm tsp}$ / T | 0. 5235 | 0.5125 |
| $B_{\rm ysp}$ / T | 0.8417 | 0.8414 |
| $B_{ m trp}$ / T | 0. 5101 | 0.5594 |
| $B_{ m yrp}$ / T | 0. 2779 | 0.2758 |
| $B_{\delta p}$ / T | 0. 2083 | 0.2242 |
| $B_{ m tsc}$ / T | 1.2701 | 1.4397 |
| $B_{\rm ysc}$ / T | 1.0387 | 1.1464 |
| $B_{ m trc}$ / T | 1.2339 | 1.1801 |
| $B_{ m yrc}$ / T | 0.3429 | 0.2482 |
| $B_{\delta c}$ / T | 0. 5040 | 0. 5522 |

同样,在工况(2)情况下计算值与仿真值误差 很小。从表4和表5中可以发现,除了转子轭部磁 密峰值由控制子系统提供的分量以外,其余所有的 程序计算结果都与有限元仿真的结果十分吻合,最 大的相对误差不超过14%。因此,所提出的分析方 法经过验证,可以作为无刷双馈电机设计的初步合 理分析方法。

在计算时间方面,以工况(1)为例,稳定最小转速运行情况下,程序计算和有限元仿真的时间分别为5.6 s 和 3.5 h,很明显采用本文提出的程序进行计算可以极大减少需要通过仿真来进行分析的时间。

6 结 语

本文提出了一种绕线转子无刷双馈电机的电磁 计算与分析方法,并通过进行程序计算结果和有限 元模型的仿真对比,验证了此方法的快速性与合理 性。分析法中所考虑到的饱和效应是基于传统的等 效磁路分析方法上的,与工程实际略有不同。下一 步考虑到理论上忽略的影响部分,可以通过修正齿 部和轭部的饱和影响与谐波效应来进一步提升分析 方法的准确性。

参考文献

- [1] 于克训,陈曦,谢贤飞,等.无刷双馈电机研究综述与展望[J].
 电工技术学报,2024,39(02):397-422.
- [2] Liu Y, Hussien M G, Xu W, et al. Recent Advances of Control Technologies for Brushless Doubly-Fed Generators [J]. IEEE Access, 2021, 9(1): 123324-123347.
- [3] Sadeghi R, Madani S M, Lipo T A, et al. Voltage-Dip Analysis of Brushless Doubly Fed Induction Generator Using Reduced T-Model
 [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(10): 7510-7519.
- [4] 王一丁,苏建徽,汪海宁,等. 无刷双馈电机故障穿越策略[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(02): 28-36.
- [5] Xu L, Guan B, Liu H, et al. Design and Control of a High-Efficiency Doubly-fed Brushless Machine for Wind Power Generator Application [C]. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2010: 2409-2416.
- [6] Long T, Shao S, Malliband P, et al. Crowbarless Fault Ride Through of the Brushless Doubly Fed Induction Generator in a Wind Turbine Under Symmetrical Voltage Dips[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(7): 2833-2841.
- [7] Xiong F, Wang X. Design and Performance Analysis of a Brushless Doubly-fed Machine for Stand-alone Ship Shaft Generator Systems
 [C]. International Conference on Electrical and Control Engineering, 2011: 2114-2117.
- [8] Xu L, Tang Y, Ye L. Comparison Study of Rotor Structures of Dou-

bly Excited Brushless Reluctance Machine by Finite Element Analysis [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 1994, 9(1): 165-172.

- [9] Scian I, Dorrell D G, Holik P. Assessment of Losses in a Brushless Doubly-fed Reluctance Machine[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2006, 42(10): 3425-3427.
- [10] Chau K T, Cheng M, Chan CC. Nonlinear Magnetic Circuit Analysis for a Novel Stator Doubly Fed Doubly Salient Machine [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2002, 38(5): 2382-2384.

(上接第48页)

- [6] 刘大伟,高钦和,陈志翔,等.双电机同步交叉耦合 PID 控制器
 的设计与试验验证[J].电机与控制应用,2019,46(9):
 31-35.
- [7] Huang Zhilong, Li Yiming, Song Guiqiu, et al. Speed and phase adjacent cross-coupling synchronous control of multi-exciters in vibration system considering material influence[J]. IEEE Access, 2019, 7: 63204-63216.
- [8] 胡松钰,钱松,吴伟,等.相邻交叉耦合直线开关磁阻电机位置
 同步控制[J].中国电机工程学报,2017,37(23):7024-7031,7094.
- [9] 耿强,徐婷婷.关于多电机转速同步控制系统仿真研究[J].计 算机仿真,2018,35(11):319-323.
- [10] Wu Yanjuan, Cheng Yanbin, Wang Yunliang. Research on a multimotor coordinated control strategy based on fuzzy ring network control [J]. IEEE Access, 2020, 8: 39375-39388.
- [11] 金鸿雁, 赵希梅. 基于 Sugeno 型模糊神经网络和互补滑模控制

- [11] Hsieh M, Lin I, Hsu Y, et al. Design of Brushless Doubly-fed Machines Based on Magnetic Circuit Modeling[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2012, 48(11): 3017-3020.
- [12] McMahon R A, Roberts P C, Wang X, et al. Performance of BDFM as Generator and Motor[J]. IEE Proceedings - Electric Power Applications, 2006, 153(2): 289-299.
- [13] ChenShikun. Design of Electric Machines[M]. Beijing: Press of Mechanic Industry, 2002.

器的双直线电机伺服系统同步控制[J]. 电工技术学报, 2019, 34(13): 2726-2733.

- [12] Wang Yaowei, Zhang Wenan, Yu Li. GESO-based position synchronization control of networked multiaxis motion system [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2020, 16(1): 248-257.
- [13] Zhang Lishi, Liang Deliang, Cai Shengliang, et al. Multi-motor fault-tolerant synchronous control system based on fuzzy feedback
 [C]. IEEE 2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems, Harbin, China, 2019: 1-4.
- Wang Minlin, Ren Xuemei, Chen Qiang. Cascade optimal control for tracking and synchronization of a multimotor driving system [J].
 IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2019, 27(3): 1376-1384.
- [15] 董凡,方攸同,黄晓艳,等.同步控制策略在高速列车牵引电机中的应用[J].微电机,2016,49(8):27-30,39.

(上接第53页)

- [5] 申高波,刘旭.基于单桥臂励磁控制的可变磁通磁阻电机控制 系统[J].电气传动,2022,52(13):3-7,13.
- [6] 许国瑞,王珍珍,李伟力.双轴励磁发电机功率跟踪励磁控制 系统研究[J].电力自动化设备,2022,42(06):192-198.
- [7] 袁彬,李辉,向学位,等.考虑调相机饱和参数的分阶段励磁 控制优化策略[J].电力系统保护与控制,2023,51(15): 42-54.
- [8] 许秋艳,马良,刘勇. 基于混沌搜索和错卦变换的阴阳平衡优 化算法[J]. 计算机应用,2020,40(08):2305-2312.
- [9] 吴忠强,谢宗奎,刘重阳,等. 基于混沌搜索的改进狮群算法 及其在光伏电池参数辨识中的应用[J]. 计量学报,2021,42 (04):415-423.
- [10] 胡海林,万晓凤,丁小华,等.分布式虚拟同步发电机改进低 电压穿越控制技术[J]. 电机与控制学报,2020,24(01):

145-155.

- [11] 李文真,刘景林.考虑磁路饱和及交叉耦合效应的内置式永磁 同步电机无传感器优化方法[J].电工技术学报,2020,35 (21):4465-4474.
- [12] 林豪,廖勇. 基于非线性磁路饱和模型的永磁同步电机增益调度电流控制[J].中国电机工程学报,2023,43(02):770-779.
- [13] 郑涛,王子鸣,邹芃蓥.基于相位跳变补偿的虚拟同步发电机 低电压穿越控制策略研究[J].电网技术,2023,47(01): 100-109.
- [14] 刘宗锋,荣德慧,王世国,等. 永磁同步电机模糊 PID-内模控 制系统研究[J]. 机械设计与制造,2021(09):85-89.
- [15] 彭斌,王文奎,马军祥,等.基于改进前馈补偿模糊 PID 的随 动特性分析[J].计算机仿真,2022,39(03):72-78.

空心杯电机非对称同心式绕组成型工艺技术研究

白 怡,王引波,张 亮,董超奎,唐春博,靳佳龙 (西安微电机研究所有限公司,西安710077)

摘 要:空心杯电机与传统齿槽电机相比具有输出功率密度大、体积小、重量轻、运行平稳、响应快速等特点,其 应用越来越广泛。空心杯电机杯型绕组成型工艺是空心杯电机制造中的关键,杯型绕组加工质量直接影响电机的性 能。本文提出了一种空心杯电机非对称同心式杯型绕组的成型工艺技术,对非对称同心式绕组的结构及杯型绕组成 型工艺进行分析,通过具体产品的生产验证了该工艺方法的可行性及有效性。 关键词:空心杯电机;非对称绕组

中图分类号: TM305 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2024)07-0073-04

Reserch on Asymmetric Concentric Winding Shaping Technology of Coreless Motor

BAI Yi, WANG Yinbo, ZHANG Liang, DONG Chaokui, TANG Chunbo, JIN Jialong (Xi' an Micromotor Research Institute Co., LTD., Xi' an 710077, China)

Abstract: Compared with traditional cogging motor, coreless motor has the characteristics of high output power density, small volume, light weight, stable operation, fast response, etc., and is used more and more widely. The forming process of cup winding is the key technology in the manufacture of coreless motor. The machining quality of cup winding directly affects the performance of the motor. This paper presented the forming process of an asymmetric concentric structure cup winding for coreless motor. The structure of the asymmetric concentric winding and the forming process of the cup winding were analyzed and explained in detail. The feasibility and effectiveness of the process method were verified by actual production.

Key words: coreless motor; asymmetric winding

0 引 言

空心杯电机是一种新型微特电机,这种电机由 于采用空心杯绕组形式,极大地降低了电机重量和 转动惯量,消除了电枢铁心涡流损耗及转矩波动, 减少了电机运行时的能量损耗,使空心杯电机具有 效率高、响应速度快、运行平稳等特点。

空心杯电机杯型绕组成型工艺复杂,要求严格, 生产合格率低,制造成本高,是空心杯电机面临的难 题,也使得空心杯电机的应用受到一定限制。随着先 进加工技术的出现及人们对空心杯电机的不断研究, 空心杯电机的制造技术得到了快速发展,国内生产的 空心杯电机性能和可靠性不断提高,但与国外先进的 空心杯电机相比,在工艺技术方面还存在不小的差 距,主要体现在杯型绕组的结构及成型工艺。

本文给出一种非对称同心式杯型绕组的成型工

艺,主要内容包含线圈绕制、线圈排布拼接、绕组 卷圆及整形固化等关工艺过程,通过分析研究提出 了杯型绕组成型中的工艺装备,形成了非对称同心 式杯型绕组的成型技术,采用此技术使空心杯电机 杯型绕组制造难度大大降低,转子杯质量显著提高, 电机性能得到保证。

1 杯型绕组分类

1.1 直绕式杯型绕组

直绕式杯型绕组是指元件有效导体部分与电机轴 线平行。这种结构形式的杯型绕组直线部分壁薄,端 部线圈重叠较多,导致端部尺寸高,这部分导线是不 切割磁力线的,绕组利用率较低;电机结构设计上需 留出放置端部的空间,电机空间不能有效率用^[1]。

直绕式杯型绕组成型工艺主要靠手工在专用工 装上按绕组跨距挂线,再利用整形工装进行整形。

收稿日期:2023-12-27 作者简介:白 怡(1983),女,工程师,研究方向为微特电机及控制。 直绕式杯型绕组直线部分壁薄、端部厚,整形后采 用灌封工艺以增加杯体的强度和绝缘性。直绕式杯 型绕组挂线工装及整形模具复杂,灌封工艺繁琐, 生产效率低。图1为直绕式有刷电机空心杯转子, 图2为直绕式无刷电机空心杯电机定子绕组。



图1 直绕式有刷空心杯电机转子



图 2 直绕式无刷空心杯电机杯定子绕组

1.2 斜绕式杯型绕组

斜绕式杯型绕组是指元件有效导体部分与电机 轴线成一定倾斜角度的绕组。斜绕组又按其绕制形 状有六边形、三角形等。图3为斜绕组两种不同形 式的杯型绕组。

斜绕式杯型绕组端部与有效边厚度相同,不另 外占用空间,绕组利用率高;杯型绕组成型过程采 用自动化设备加工,生产效率高,在空心杯电机中 应用广泛。



图 3 斜绕式杯型绕组

斜绕式杯型绕组成型工艺是将导线在专用绕线 模上绕制成一定形状,为了缩短端部,元件有效边 和电枢轴线成一定倾斜角度。斜绕式杯型绕组可采 用自动化绕线机在专用模具上直接绕制成杯子形状, 图 4 为斜绕式杯型绕组自动绕线机。绕制成型后再 进一步整形固化并浸漆,以增加其强度和绝缘性。 斜绕式杯型绕组工装模具结构简单,工艺过程较为 简便。这种绕制方法适合体积小、线径细、槽满率 低的杯型绕组,对于电流较大的电机需多根线并绕, 采用斜绕组杯子则难以实现。



图 4 斜绕式杯型绕组自动绕线机

1.3 同心式杯型绕组

同心式杯型绕组以其独特的绕组结构、优异的性能参数近几年在国内外空心杯电机上广泛使用。同心 式绕组由数个相互独立的线圈采用拼接、整形固化的 方法制成杯型绕组,图5为杯型绕组展开平面图。



图 5 同心式杯型绕组平面示意图

同心式绕组由互相独立的单个线圈拼接,端部 无重叠,大大减小了杯型绕组的厚度,减小磁路气 隙的同时增加了线圈切割磁场的有效长度,绕组利 用率高。经过一系列的理论分析和实际产品验证, 相同绕组参数下同心式绕组转子杯性能较斜绕组结 构性能优异^[1-2]。

同心式绕组线圈根据设计要求可以单根绕制也 可多根并绕,线径选择灵活,槽满率高,可适用于 多种尺寸规格的电机。

同心式杯型绕组是由单个独立的线圈拼接,线圈 在圆周排布的一致性及均匀性不易保证。同时,受杯 子壁厚影响,杯型绕组内外圆分布系数存在较大差 异,线圈分布一致性是同心式杯型绕组成型工艺的难 点,采用非对称同心式绕组可以有效解决这一问题。

2 非对称同心式绕组

2.1 对称同心式绕组的不足

同心式杯型绕组由单个成型的线圈拼接组成, 线圈排列的整齐和均匀程度决定了杯型绕组的一致 性。同心式绕组单个线圈为对称形的四边形结构, 如图6所示。这种绕组的缺点是随着杯型绕组壁厚 的增加,内外圆绕组分布系数差异变大。当内圆线 圈分布系数正常时,外圆线圈分布系数低,线圈在 圆周分布则过于稀疏,转子杯运转时平衡性差;当 外圆线圈分布系数正常时,内圆线圈分布系数则过 高,排布在内圆的线圈过于紧密甚至产生重叠挤压, 整形时容易出现短路、断路等问题,影响杯型绕组 成品质量。



图 6 对称同心式线圈

为了保证杯型绕组质量,设计上通过降低槽满 率以保证内圆的分布系数,在工艺上虽采取一些措 施改善线圈在圆周分布均匀性,但由于外圈分布系 数过大,线圈之间存在较大间隙,杯型绕组工艺性 仍未达到理想效果。

2.2 非对称同心式绕组研究

为了解决上述对称同心式绕组内外圆分布系数 不一致的问题,通过理论分析及工程实践提出了非 对称同心式绕组结构型式,如图7所示。相同节距 下线圈采用长短边设计,线圈短边(a)统一排布在 杯型绕组内圆,长边(b)排布在杯型绕组外圆。



图 7 非对称同心式线圈

绕组线圈采用非对称设计使绕组成型后内圆与 外圆线圈分布系数可达到一致,解决了原对称同心 式线圈成型后内外圆分布系数差异大、线圈分布不 均匀的问题。采用非对称同心式绕组结构一方面提 高了杯型绕组的槽满率,在相同跨距下,排布在杯 型绕组内圆的短边线圈斜率更小,可排布更多匝数 线圈;另一方面杯型绕组内外圆线圈排布均匀整齐, 有刷空心杯电机电枢平衡性好,高速旋转时振动小, 电机运行更为平稳,对于无刷空心杯电机霍尔传感 器与绕组的相对位置具有一致性。

非对称同心式绕组线圈 a、b 尺寸设计与电机的 极槽数、绕组参数及杯型绕组尺寸等因素相关。

3 非对称绕组成型工艺

3.1 绕组成型工艺流程

通过对非对称同心式杯型绕组工艺的试验研究, 在实际中不断优化创新,引入专用加工设备,配备 专用工艺装备,将复杂繁琐的工艺过程逐渐简化。 非对称同心式杯型绕组工艺主要分四步完成,如图 8 所示,采用此工艺技术使杯型绕组的制造效率和 合格率得到了显著提升。



图 8 非对称绕组工艺流程

3.2 线圈绕制工艺

采用自粘性漆包线在专用绕线模上绕制线圈, 利用其自粘特性使线圈固化。要保证线圈在圆周分 布均匀,必须要保证每个线圈尺寸一致。要求线圈 绕制时漆包线受力均匀,在绕线机上安装张力装置, 控制漆包线的拉力,使漆包线在绕制过程受力均匀 一致,达到每个线圈尺寸相同,这样保证下道工序 线圈排布均匀整齐。图9为绕制的单一线圈。



图9 非对称同心式线圈

3.3 绕组成型工艺

拼接整形工艺从对单个线圈压形后再在芯轴上 拼接改进为采用设备进行半自动化加工。将所需的 线圈按数量在工装上一字排列,依靠工装定位每个 线圈位置,保证总长度符合要求。拼接时应注意线 圈长短边方向。线圈拼接完成后高温下使其加热, 固化定型后取出,定型后的线圈如图10所示。

利用设备对排布好的线圈进行卷圆,卷圆时需 注意线圈放置方向,保证成型后线圈的短边在杯型 绕组内圆,并保持线圈端部始终平齐,防止发生倾 斜产生尺寸超差。卷圆后的杯型绕组放在整形工装 上进行多次整形达到要求尺寸。图 11 为最终整形后 的杯型绕组。



图 10 线圈拼接压型



图 11 整形后杯型绕组

非对称绕组线圈排布位置依靠工装定位,相邻 线圈之间密排,线圈在圆周分布均匀性得以保证, 采用设备卷圆、整形,杯型绕组成型效率显著提升。 与同心式绕组相比,内外圆绕组分布系数相同,间 隙均匀一致,杯型绕组的一致性提高。

对于高速运转的转子杯来说,杯型绕组的强度 还不足以承受较大的离心力及振动冲击等作用力, 因此采用浸漆和外圆加固的方法增加杯型绕组强度 及绝缘可靠性。

3.4 绕组成型工艺装备

杯型绕组成型工艺采用工装模具保证,工装模 具设计水平和加工精度直接影响杯型绕组的质量和 效率。杯型绕组的成型过程主要有绕线、拼接、整 形固化等模具,要保证杯型绕组的加工质量,应注 意模具设计及加工中的细节问题。

非对称同心式绕组可单个线圈绕制也可多个线 圈连绕,模具设计及安装时应注意长短边的方向, 不同的方向会产生不同的线圈状态,容易造成接线 错误。绕线模设计时由于漆包线的自粘特性,要考 虑脱模问题,本文采用两半拼接式绕线模具设计, 这样可方便脱模。

拼接压型模具主要保证杯型绕组拼接和整形后 的尺寸,根据线圈尺寸和杯型绕组的尺寸设计。每 个线圈在工装上的位置和杯型绕组的周长有关,线 圈拼接后的长度应与杯型绕组周长一致,否则卷圆 时会出现首尾衔接不上或叠压等问题。

整形模具将卷圆后杯型绕组进一步收拢整形, 利用设备的加热功能使线圈进一步固化,经多次整 形固化最终达到设计要求尺寸。

4 绕组成型工艺在产品中应用

非对称同心式杯型绕组目前在我公司多项空心 杯电机产品中得到应用,所涉及的产品机座号有 φ16、φ22、φ24、……、φ35,φ40,多种规格尺寸, 包含有刷和无刷两种电机类型,部分产品已实现小 批量生产。

采用非对称同心式绕组制造工艺加工的两种电 机杯子内外圆,分布均匀一致,杯子质量稳定,高 速转动时电机运行平稳,产品在系统上使用达到 要求。

5 结 论

本文对非对称同心式杯型绕组成型工艺进行了 分析,采用非对称同心式绕组成型工艺技术完成杯 型绕组制造,解决了空心杯绕组内外圆线圈分布不 均匀、转子杯不平衡量大、转子杯运行稳定性差等 问题。经过实际生产过程验证,表明非对称同心式 杯型绕组的成型工艺具有加工方法合理、操作过程 简便、杯子合格率高、杯子加工工艺装备简单的特 点。采用文中所述工艺技术加工的杯型绕组质量可 靠、合格率高,生产效率能满足批量生产需求,具 有重要的工程应用价值。

参考文献

- [1] 杨素香,石峰,王峥,等.空心绕线杯无刷电机绕组设计技术[J].微特电机,2020,48(11):22-24.
- [2] 张琴琴,陈莉,刘阿宁,等.空心杯电机斜绕组与同心式绕组 性能分析[J].微电机,2015,48(3):17-19.