





第57卷 第4期 No.4 Apr., 2024

西安微电机研究所有限公司主办



MICROMOTORS

微电机



测试仪器及板卡













编码器



电机驱动器

	JR2136	the second second	XX 还用111X 备		した。 一日の日本の日本の日本の日本の日本の日本の日本の日本の日本の日本の日本の日本の日本		伺服驱动器
二〇二四年	旋转变压器-数字信号 转换、栅极驱动、原位 替代进口芯片、进入抗 辐照领域	LVDT/RVDT一直流电压/ 数字信号转换、自整角机/旋 转变压器一数字信号转换, 质量等级满足GJB2438 H 级	各类旋转变压器等微特 电机信号测量和仿真, 产品水平国内先进		小尺寸系列, \$58系 列, 无轴承系列; 高分 辨率、高精度、环境适 应性强		低功耗、低热阻、高 驱动效率,降额设 计,高可靠性,高功率 密度
				苏省	〕连云港市海州区圣湖路18 	号	

③ 连云港杰瑞电子有限公司

地址:江苏省连云港市海州区圣湖路 电话:0518-85981715 传真:0518-85981799 邮箱:连云港市102信箱7分箱 网址:http://www.jariec.com



杰瑞电子微信公众平台



WEI DIAN JI

月刊,1972年创刊 第57卷 第4期(总第364期) 2024年4月28日出版 中国科技论文统计源期刊 中国学术期刊(光盘版)全文收录期刊 《中国核心期刊(遴选)数据库》收录期刊 《中文科技期刊数据库(全文版)》收录期刊 RCCSE 中国核心(扩展版)学术期刊 美国《乌利希期刊指南》(UPD)收录期刊 美国《剑桥科学文摘(工程技术)》(CSA)来源期刊 英国《科学文摘》(Inspec)检索源期刊 中国机械工业优秀期刊 陕西省优秀期刊

编辑委员会	
顾 问:唐任远(院士) 赵淳生(院士)	
王宗培 陆永平 程树康 谭建成	
主 任 委 员:莫会成	
副主任委员:谭顺乐 荆仁旺	
土 健 土建齐 土晓远 土堆馂 红 電 刘 刚 刘卫国 刘树林	设计与研究
过 留 刈 州 刈上国 刈树杯 刘暑林	
杨向宇肖曦吴玉新闵琳	
沈建新 张 卫 郝双晖 顾菊平	高速电机转子永磁体形状和转子材料对转子受力的影响分析
柴凤、柴建云、徐衍亮、郭宏	
黄守道 黄声华 梁得员 桯 明 温如烟 应	
<i>温</i> .旭.阵 <i>惨</i> 男	天文冲,工用圈,首 刀,守(1)
主 管: 西安微电机研究所有限公司	
主 办 : 西安微电机研究所有限公司	基丁定于结构优化的永磁电机齿槽转矩抑制万法
协 办 : 中国电器工业协会微电机分会	
中国电工技术学会微特电机专委会	
编 辑 出 版· 《微由机》编辑部	
主 编: 谭顺乐	感应子电机二维磁场计算模型的对比研究
副主编: 谭莹贾钰	
地 址:西安市高新区上林苑四路 36 号	
(710117) 中 并 86 20 84276641	
电 站: 80-29-842/0041 在线投稿系统・wdi naperopen com	
E-mail: micromotors@ vip. sina. com	吸动物生
Http://www.china-micromotor.com.cn	
国外总发行: 中国国际图书贸易总公司 (100044 北京 200 邮箱)	
(100044 北京 599 邮相) 国外代号・M 4228	基丁新型超近律和犹动补偿的永磁同步电机滑模调速系统…
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 ISSN 1001 6848	磁悬浮球自适应模糊滑模控制 沈 浩,李俊芳(24)
刊 号: <u>CN 61 - 1126/TM</u>	
国内定价: ¥8.00	浅析某型电机异常停转故障的问题
国外定价: \$8.00	
亡生经营业工程 6101004004005	
印 刷:西安创维印务有限公司	

 $\overset{}{\leftarrow} \overset{}{\leftarrow} \overset{}{\leftarrow}$

期刊基本参数: CN61-1126/TM * 1972 * m * A4 * 76 * zh * P * ¥8.00 * * 13 * 2024-4

表贴式永磁同步电机无位置传感器零低速起动方法的比较研究……… 俞力豪,周士贵,曹凤斌,等(33) 基于嵌入式技术的施工升降机多电机同步控制方法…………………………………………………………… 王增科(40)

新能源汽车技术

基于电机母线电流的低成本纹波 - 方波转换策略	周	满,	王立	献,	江华侨,	等(46)
电动汽车用扁线异步电机性能分析与计算	史传	发把,	吴	霜,	陈致初,	等(52)
基于改进型 SMO 的 PMSM 无传感器控制研究	李	宁,	江学	, 焕	张德志,	等(60)

风力发电技术

海上半直驱永磁风力发电机电磁设计与温度场分析	段志强,	何庆峰	夆,项	尚,等(66)
英国江台中选校制和中国的 DEIC 宣中 国际建校制体型研究	T +	<i>た</i> 」ローマ	1.14	木 丁 升(71)
单闭坏与去磁拴制相砂调的 DFIG 尚电压穿越拴制束略妍允	土杉	色娟,れ	小减,	孚万禹(11)

, 5333 S	NG S S S S S S S S S S S S S S S S S S S	2526	\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$	\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$	28
33.23		,		邮发代号: 52-92	2020
3.23		《	(微电机》(月刊)	订价:8元/期	2000
252	人在 1/	7 甘日	净本可列水种州台江河 平利少可称江 金附	年价:96元/年	かんろん
282 C	王平口	2 刑	,以有可到当地即问订阅,平门小可饭讨、令购。	编辑部邮购(含快递费): 300 元/年	SSS)
52°52	欢	迎扎	殳稿!欢迎订阅!欢迎刊登广告!) 2 2	20,20
12 S.S.	国内刊	号:	CN61 – 1126/TM	国际刊号: ISSN 1001-6848	2000
5 6 2 S	邮	箱:	micromotors @ vip. sina. com		うくろく
23.2	地	址:	高新区上林苑四路 36 号(710117)	电话: 029-84276641	かくらう
e se se	Sesese	S2 S4	\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$	} }9898989898989898989898989898989898989	202

*

CONTENTS

	Analysis of Rotor Permanent Magnet Shape and Rotor Material Influence of High-speed Motor
MICROMOTORS	Rotor Stresses WU Wenkun, WANG Bohan, CAO Li, et al (1)
	Cogging Torque Reduction Method of Permanent Magnet Motor Based on Optimization of Stator
Founded 1972 • Monthly • Public Publication	Structure
Vol. 57 No. 4 (Serial No. 364) Apr., 2024	Comparative Study on Two-dimensional Magnetic Field Calculation Model of Homopolar In-
	ductor Alternator
Authorities: Xi' an Micromotor Research Institute	Sliding Mode Speed Control System of PMSM Based on New Reaching Law and Disturbance
Co. Ltd.	Compensation WEN Chao, QIU Nan(18)
Sponsor: Xi'an Micromotor Research Institute Co. Ltd. Edited & Published: MICROMOTORS	Magnetic Levitation Ball Adaptive Fuzzy Sliding Mode Control
Editorial Department	
Chief Editor: TAN Shunle Add.: No. 36, shanglinyuan 4th road, Xi'an	Analysis and Reflection on the Abnormal Stopping Fault of a Certain Type of Motor
(710117)	LIU Yifan, ZHANG Zhaohui, ZHANG Pengtao, et al(29)
Tel. : 86 – 29 – 84276641	A Comparative Study of Position Sensorless Low Speed Start Methods in Surface Mounted Per-
Online Submission System: wdj. paperopen. com	
E - mail: micromotors@vip. sina. com	manent Magnet Synchronous Motor
Http: //www.china - micromotor.com.cn	······ YU Lihao, ZHOU Shigui, CAO Fengbin, et al(33)
Distributor : Xi'an Newspapers and Periodicals	Multi-motor Synchronous Control Method of Construction Elevator Based on Embedded Tech-
Publish Office	nology WANG Zengke(40)
Domestic Subscription: Local Post Office &	Low-cost Ripple-to-square Wave Conversion Strategy Based on Motor Bus Current
MICROMOTORS Editorial Department	······ ZHOU Man, WANG Lixian, IIANG Huagiao, et al (46)
Periodical Code: 52 – 92	
Journal Code: <u>ISSN1001 - 6848</u> <u>CN61 - 1126/TM</u>	Performance Analysis and Calculation of Flat Wire Induction Motors for Electric Vehicles
	SHI Junxu, WU Shuang, CHEN Zhichu, et al (52)
Foreign Subscription :	Research on Sensorless Control for PMSM Based on Improved SMO
China National Publications Import & Export Corp.	
(P. O. Box 399, Beijing 100044, China)	LI Ning, JIANG Xuehuan, ZHANG Dezhi, et al (60)
Overseas Code: M 4228	Electromagnetic Design and Temperature Field Analysis of Offshore Semi-direct Drive Perma-
Price: \$ 8.00	nent Magnet Wind Turbine
Annual Price : \$96.00	
Publication Date: Apr. 28, 2024	····· DUAN Zhiqiang, HE Qingfeng, XIANG Shang, et al(66)
	Analysis of DFIG Stator and Rotor Current in Case of Voltage Swell and Improvement of Reac-
	tive Current Configuration WANG Yanjuan, SUN Xiao, LI Wanyu(71)

MICR

Foreign Subscript

高速电机转子永磁体形状和转子材料对转子受力 的影响分析

吴文坤,王泊涵,曹 力,禹业通,施道龙,卓 亮 (贵州航天林泉电机有限公司,贵阳 550000)

摘 要: 永磁体开裂是外转子永磁同步电机的常见故障。为研究永磁体开裂的原因并提出解决方案,本文考虑永磁体形状、永磁体和磁轭材料配合对电机转子各部分受力的影响,并对电机转子进行力学分析。结果表明,瓦形磁体的应力分布优于矩形磁体。磁体和磁轭材料配合为 DT4/N35(EH)时,安全余量最高,达到 56.41%。当材料配合为 DT4/SmCo28 时,永磁体最大应力超过屈服强度 22.38%,导致永磁体出现裂纹。本文研究结果对于外转子电机的结构设计和电机的安全可靠运行具有重要的参考意义。 关键词:永磁体开裂;安全裕度;应力分析

中图分类号: TM355; TM351 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2024)04-0001-06

Analysis of Rotor Permanent Magnet Shape and Rotor Material Influence of High-speed Motor Rotor Stresses

WU Wenkun, WANG Bohan, CAO Li, YU Yetong, SHI Daolong, ZHUO Liang (Guiyang Aerospace Linquan Motor Co., LTD., Guiyang 550000, China)

Abstract: Permanent magnet cracking is a common failure of external rotor permanent magnet synchronous motors. In order to study the causes of permanent magnet cracking and propose solutions, the influence of permanent magnet shape, permanent magnet and yoke material fit on the stresses on each part of the motor rotor was considered in this paper, and the motor rotor was mechanically analyzed. The results show that the stress distribution of tile-shaped magnets is better than that of rectangular magnets. The highest safety margin of 56. 41% is achieved when the magnet and yoke material fit is DT4/N35(EH). When the material fit is DT4/SmCo28, the maximum stress in the permanent magnet exceeds the yield strength by 22. 38%, resulting in permanent magnet cracking. The results of this paper are of great reference significance for the external rotor motor structural design and motor safe and reliable operation.

Key words: magnet cracking; safety margin; stress analysis

0 引 言

随着航空航天等领域的发展,高速电机逐渐向 高速轻量化、高功率密度等方向发展。与三相异步 电机相比,稀土永磁电机具有功率因数高、在全负 载范围内保持高效率、可适应多种运行环境等优 点^[1]。然而,稀土永磁体的抗拉强度通常较低,使 其不太能够承受高速旋转产生的离心力。因此,在 工程中,一般会在稀土永磁体的外圆加装转子护套 以改善转子整体的机械性能,提高其抗拉强度,保 证电机在高速运转下的稳定性。由于高速永磁电机 的转速较高,对转子的机械可靠性设计要求更高,

收稿日期: 2023-10-17

基金项目:无刷直流起动电机系列型谱,项目号(2110WZ0002)

作者简介:吴文坤(1995),男,硕士,工程师,研究方向为高速电机研发。 王泊涵(1997),女,硕士,助理工程师,研究方向为高速电机研发。 曹 力(1996),男,硕士,工程师,研究方向为高速电机研发。 禹业通(1995),男,学士,助理工程师,研究方向为高速电机研发。

施道龙(1988),男,硕士,高级工程师,研究方向为高速电机研发。

卓 亮(1986),男,硕士,研究员,研究方向为高速电机研发。

57 卷

转子机械强度和动态特性问题更为突出^[2-6]。因此, 作为高速转子可靠性设计的重要依据,转子应力分 析直接决定了电机的寿命和运行性能。

1 试验设置

为验证电机转子磁体强度是否满足使用要求, 本文使用电机运行系统对电机进行测试,系统如图 1 所示。



图1 测试系统

该系统由拖动设备、待测电机、控制器、电源 和示波器组成。其中,拖动台用于驱动电机旋转, 控制器用于控制电机,示波器用于实时监测电机电 流。通电指令发出后,控制器根据指令给定电机电 流和转速,电机以固定速度旋转。电机工作到给定 时间后,将电机拆下,观察电机各部分的状态。

2 模型建立和模拟分析

2.1 数学模型

Von-Misses 应力是全面了解机体应力状态的合适指标,适合作为设计过程中分析机械应力的第一步。永磁体是脆性材料,工程中常用最大拉应力准则来分析其应力。本文采用 Von-Misses 定律计算转子整体应力、变形和磁轭应力,采用最大拉应力准则评估永磁体受力。由于转子结构的对称性,认为磁轭在中性面上没有变形或受力,而转子在高速运转时永磁体和磁轭受到很大的离心力,因此可以将各个磁体和磁轭模型的应力简化为固体支撑梁结构。根据胡克定律,作用在面积为 A 的物体上的力 F 所导致物体产生的变形量 ε 为

$$\varepsilon = \frac{\Delta l}{l} \tag{1}$$

式中, Δ*l* 是物体长度的变化量, *l* 是物体本身长度。 由于变形,用于抵抗物体变形的机械应力 σ 为

$$\vec{\sigma} = \lim_{\Delta A \to 0} \frac{\vec{F}}{\vec{A}}$$
(2)

作用在物体上的力可分为五种不同类型:拉应 力、压应力、弯曲力、扭转力和推力。这些力可以 作用在法向和切向。由于应力类型不同,物体上也 会相应产生不同类型的机械应力。应力通常由切向 分量^τ和法向分量 σ。

根据最大拉伸应力准则,当物体受到的拉力产 生的应力超过允许的许用应力(即 σ > [σ])时,物 体就会发生损坏。如果变形是弹性的,机械应力与 变形成正比,用胡克定律描述如下:

$$\sigma = E \cdot \varepsilon \tag{3}$$

$$\tau = G \cdot \gamma \tag{4}$$

式中, *E* 和 *G* 分别为弹性模量和剪切模量, γ 是物体在切线方向上的变形量。

如果物体在释放力后恢复到初始形态,则该形 变为弹性形变。

$$\sigma = \begin{bmatrix} \sigma_{xx} & \tau_{xy} & \tau_{xz} \\ \tau_{yx} & \sigma_{yy} & \tau_{yz} \\ \tau_{zx} & \tau_{zy} & \sigma_{zz} \end{bmatrix}$$
(5)

$$\varepsilon = \begin{bmatrix} \varepsilon_{xx} & \gamma_{xy} & \gamma_{xz} \\ \gamma_{yx} & \varepsilon_{yy} & \gamma_{yz} \\ \gamma_{yx} & \gamma_{yy} & \varepsilon_{yz} \end{bmatrix}$$
(6)

系统的胡克矩阵为

$$\sigma = H \cdot \varepsilon \tag{7}$$

考虑材料对称性,上述矩阵可简化:

$$\begin{bmatrix} \sigma_{xx} \\ \sigma_{yy} \\ \sigma_{zy} \\ \tau_{xx} \\ \tau_{yy} \\ \tau_{zz} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E & -\frac{E}{\nu} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{E}{\nu} & E & -\frac{E}{\nu} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{E}{\nu} & -\frac{E}{\nu} & E & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & G & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & G & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & G \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varepsilon_{xx} \\ \varepsilon_{yy} \\ \varepsilon_{zz} \\ \gamma_{xx} \\ \gamma_{yy} \\ \gamma_{zz} \end{bmatrix}$$
(8)

其中, 泊松比 v 是 x 方向上的变形与 y 方向上的 长度增长之间的负比, 可用式(9)表示:

$$v_{xy} = -\frac{\varepsilon_{yy}}{\varepsilon_{xx}} \tag{9}$$

弹性模量、剪切模量和泊松比之间的计算可表 示为

$$E = 2G \cdot (1+v) \tag{10}$$

为简化材料失效分析,应力状态被映射为标量 值,因此 von Mises 应力为

$$\sigma_{vM} = \sqrt{\sigma_{xx}^2 + \sigma_{yy}^2 + \sigma_{zz}^2 + \sigma_x \sigma_y - \sigma_x \sigma_z - \sigma_y \sigma_z + 3(\tau_{xy}^2 + \tau_{xz}^2 + \tau_{yz}^2)}$$
(11)

电机转子表面应力主要由电机高速运转时的离 心力引起,离心力 *F* 为

$$F = 4\pi^2 m n^2 r \tag{12}$$

式中, *m* 为转子质量, *n* 为电机转速, *r* 为转子半径。将式(12)代入式(2),可分别计算转子各部分的应力。

综上所述,模型的变形和应力大小不仅与模型 的几何参数有关,还与模型本身的材料参数有关。 因此,降低转子各部分应力,可从模型几何参数和 转子各部分材料两方面进行。

2.2 有限元模型建立

本文选择一外转子电机作为研究对象。电机转 子由磁轭和永磁体组成,转子几何形状如图2所示, 永磁体的形状考虑瓦形结构和矩形结构,分别对应 圆形槽磁轭和矩形槽磁轭,在矩形永磁体方案中, 为保证磁通量相同,永磁体厚度为*h*,宽度取瓦形 结构中点距离。



图 2 转子几何形状

采用对称模型进行仿真,取一块永磁体和磁轭 进行仿真。考虑实际加工过程中,永磁体和磁轭通 过胶液粘接;为符合实际情况,在永磁体和磁轭之 间添加0.04 mm 胶层,模拟胶液对永磁体和磁轭的 影响。在仿真模型中,永磁体顶面与胶液底面、胶 液侧面与磁轭以及胶液顶面与磁轭设置为绑定接触, 为考虑更严苛工况,永磁体与磁轭侧面的接触设置 为无摩擦接触。永磁体切割和接触示意图如图 3 所示。



图 3 永磁体分割和接触示意图

仿真几何模型如图 4 所示,建立圆柱坐标系, 磁轭左右两侧的位移约束设为 0 mm,磁体外表面设 置圆柱支撑,释放径向自由度,固定切向和轴向自 由度。转速按照工况分别设置为 60000 r/min、 55000 r/min 50000 r/min 45000 r/min o



图4 有限元几何模型

3 结果及讨论

3.1 试验工况

选择瓦形转子进行测试。如图 5 所示,使用测试系统按照表1 工况对图 2 的外转子电机进行测试,按照相应转速工作对应时间后,拆下转子进行目视观察。磁体呈黄绿色,内表面没有明显磨损特征, 有 4 块永磁体表面出现裂纹。

表1 测试]

转速/(r/min)	带载工况/W	时间/min
45000	2100	10
45000	2310	2
50000	2100	5
55000	2100	5
60000	2100	10



图 5 转子宏观形状

四条裂纹沿轴向分布,形状较为平直,长度为 磁体的整个长度,开口宽度较小,位置与磁体边缘 的距离约为2~4 mm,选取开裂永磁体1对裂纹进 行宏观观察,形状如图6所示。



图6 永磁体断裂图

3.2 有限元计算

根据试验结果,对转子进行应力分析。该电机 转子磁轭材料为 DT4,永磁体材料为 SmCo28,材料 参数如表 2。转子在对应转速下的应力分析结果如 表 3 所示。

	衣 2 牧丁合	即刀材科梦致	
		DT4	SmCo28
密度/(kg/	′m ³)	7850	8400
弹性模量/	⁄GPa	214	175
泊松出	Ś	0.3	0.3
屈服强度/	'MPa	260	/
抗拉强度/	MPa	270	35
应力极限/	MPa	330	/
-	表 3 试验转子	一应力分析结果	
	永磁体应力	磁轭应力	转子总变形
┮逨/(I/mm)	/MPa	/MPa	/mm
45000	20. 48	152.08	0.0089
50000	26.54	188.71	0.011
55000	33.99	229.69	0. 0133
60000	42.83	274.97	0.0158

从仿真结果可知,转速在55000 r/min 内转子各 部分的应力均在相应材料屈服强度内。60000 r/min 时,永磁体最大应力为42.8 MPa,磁轭的最大应力 为274.97 MPa,最大变形为0.0158 mm。永磁体和 磁轭上的应力都超过各自对应材料的屈服极限。磁 轭的最大应力位于槽角处。永磁体最大应力和变形 位于其中间位置。与试验结果对比,永磁体裂纹位 置与有限元模拟中最大应力位置一致,可以认为有 限元模型是准确的。

4 影响因素分析

为进一步阐明永磁体开裂的原因和影响永磁体 应力的因素,选择不同永磁体形状和不同永磁体和 磁轭材料配合对转子进行模拟。

4.1 永磁体形状

首先考虑永磁体几何形状对受力的影响。分别 建立瓦形永磁体转子和矩形永磁体转子的有限元模 型。瓦形转子应力分析在上一节已经进行了计算, 对矩形永磁体转子在对应工况下的应力和变形如表 4 所示。

由表4可知,45000 r/min时,永磁体最大应力为61.63 MPa,永磁体应力已经超过 SmCo28 屈服强度。在 60000 r/min 时,矩形永磁体的应力为111.69 MPa,磁轭的最大应力为505.47 MPa,转子的最大变形为0.024 mm。应力分布趋势与瓦形相同。

转速/(r/min)	永磁体应力 /MPa	磁轭应力 /MPa	转子总变形 /mm				
45000	61.63	282.69	0.014				
50000	76.54	349.7	0.0167				
55000	93.09	423.96	0.02				
60000	111.26	505.47	0.024				
表 5 矩形永磁体与外形永磁体计算结果对比							
参数	矩形永	磁体	瓦形永磁体				
转速/(r/min)	60000	45000 6	60000 45000				
永磁体应力/MI	Pa 111.26	61.63 42	2. 834 20. 481				

表 4 矩形永磁体转子应力分析结果

由表5可知, 瓦形永磁体最大拉应力、磁轭最 大应力和转子总变形量都远小于矩形永磁体转子。 因此在设计电机时, 电机永磁体的形状应优先选择 瓦形。

282.69

0.014

274.97

0.016

152.08

0.009

4.2 永磁体和磁轭材料配合对转子受力的影响

505.47

0.024

磁轭应力/MPa

总变形/mm

为分析永磁体和磁轭材料对转子应力分布的影响,选择常见的永磁体和磁轭材料进行应力分析。 在实际应用中,电机磁轭材料通常为DT4或 40CrNiMoA,永磁体材料为SmCo28或N35(EH)。 40CrNiMoA和N35(EH)材料参数如表6所示。根据 上述情况,矩形磁体形状导致更大的应力,因此材 料配合仿真均采用瓦形转子。DT4/SmCo28已在第3 节中计算过,对其余材料配合进行分析。

表6 材料参数比较

	40CrNiMoA	N35(EH)
密度/(kg/m ³)	7860	7600
弹性模量/GPa	209	160
泊松比	0. 295	0. 24
屈服强度/MPa	400	/
抗拉强度/MPa	/	80
应力极限/MPa	600	/

(1) 40CrNiMoA/SmCo28

永磁体材料为 SmCo28 和磁轭材料为 40CrNiMoA 时,计算结果如表 7 所示。

表 7 40CrNiMoA/SmCo28 转子应力分析结果

转速/(r/min)	永磁体应力 /MPa	磁轭应力 /MPa	转子总变形 /mm
45000	25.63	160. 82	0.009
50000	32.836	199	0.011
55000	41.524	242.06	0.014
60000	50. 435	289.74	0.016

结果表明,更换材料后,电机转速在 50000 r/ min 内,转子各部分的应力均在相应材料的屈服极 限内,不会发生失效。永磁体在 55000 r/min 时,永 磁体的最大应力为 41.524 MPa,超过其屈服极限 35 Mpa,永磁体将失效;60000 r/min 内,磁轭所受应 力均在 600 MPa 的屈服极限之内。因此不建议在 50000 r/min 以上转速采用这种材料配合。

(2) DT4/N35(EH)

当永磁体材料为 N35(EH),磁轭材料为 DT4 时,模拟结果如表8 所示。

转速/(r/min)	永磁体应力 /MPa	磁轭应力 /MPa	转子总变形 /mm
45000	17.21	144. 85	0.0085
50000	22. 296	179.63	0.0105
55000	28.563	218.57	0.0127
60000	36.056	259. 54	0.015

表 8 DT4/N35(EH)转子应力分析结果

结果表明,电机转速为45000 r/min 时,永磁体的最大应力仅为10.25 MPa,磁轭应力为39.04 MPa,最大变形为0.0086 mm。当电机转速为60000 r/min 时,转子的最大变形为0.015 mm,永磁体应力为36.056 MPa,磁轭应力最大值为259.54 MPa。永磁体的安全裕度为56.41%,转子在45000 ~ 60000 r/min范围内均不会失效。

(3) 40CrNiMoA/N35(EH)

当磁体材料为 N35(EH),磁轭材料为 40CrNiMoA时,仿真结果如表9所示。

结果表明,在45000~60000 r/min 转速范围内, 转子部件应力都在屈服极限之内,磁体的安全裕度 为54.22%,磁轭的安全裕度为55.96%,转子不会 失效,但应力值都大于 DT4/N35(EH)配合的应 力值。

转速/(r/min)	永磁体应力	磁轭应力 /MPa	转子总变形 /mm		
45000	17 369	146.35	0.0086		
50000	22. 557	181.47	0.0107		
55000	28.967	220. 83	0. 0129		
60000	36.627	264. 24	0.015		

表 10 和表 11 总结了转子不同材料配合的仿真 分析结果。结果表明,60000r/min 时,无论选择何 种材料作为磁轭,SmCo28 的强度都不满足要求。在 其余两组配合中,40CrNiMoA/N35(EH)转子磁轭的 安全裕度最大。

材料配合	永磁体应 力/MPa	磁轭应力 /MPa	总变形 /mm			
DT4SmCo28	20. 481	152.08	0.009			
DT4/N35(EH)	17.21	144. 85	0.009			
40CrNiMoA/SmCo28	25.63	160. 82	0.009			
40CrNiMoA/N35(EH)	17.369	146.35	0.009			
表 11 60000r/min 下转子力学分析结果比较						

材料配入	永磁体应	磁轭应力	总变形
初本自己口	力/MPa	/MPa	/mm
DT4SmCo28	42. 834	274.97	0.016
DT4/N35(EH)	36.056	259. 54	0.015
40CrNiMoA/SmCo28	50. 435	289.74	0.016
40CrNiMoA/N35(EH)	36. 627	264.24	0.015

4.3 修改有效性验证

综上所述,DT4/N35(EH)是永磁体应力最小、 转子变形最小的材料配合方案。对其进行试验,试 验条件和过程与第2节相同。测试结束后,使用内 窥镜设备检查磁性状态,结果如图7所示,磁体形 状完好无损,没有出现裂纹,与模拟结果一致。



图 7 试验后的永磁体状态

5 结 论

本文根据电机测试过程中的永磁体断裂现象, 通过改变永磁体几何形状和使用不同的永磁体、磁 轭材料配合,进行仿真和试验研究,主要结论如下:

(1)提出了适用外转子电机的转子应力计算方法,该方法计算出的应力风险点与实验中的磁裂位置高度吻合,验证了该计算方法的有效性。

(2)在转速为 60000r/min 时,转子材料配合为DT4/N35(EH)时,转子各部分的应力最小;选择40CrNiMoA/N35(EH)时,磁轭的安全裕度较大。

(3)SmCo28 永磁体强度低,不适合转速高于(下转第32页)

基于定子结构优化的永磁电机齿槽转矩抑制方法

张衍军^{1,2},叶乾杰^{1,2},赵新超^{1,2},姜泽²,朱吉安² (1. 卧龙电气(济南)电机有限公司,济南 250000;

2. 卧龙电气驱动集团股份有限公司,浙江 绍兴 312000)

摘 要:为了削弱永磁电机的齿槽转矩,研究了在永磁电机定子齿部开设辅助槽进行结构优化的方法。理论上分析 了永磁电机齿槽转矩的产生机理及其抑制方法,通过有限元分析软件 JMAG 建立了9槽6极表贴式永磁同步电机的 仿真模型,在定子齿部开设辅助槽,分析了辅助槽数量、槽位置角、槽深度、槽宽度等单参数变化及双参数同时变 化对齿槽转矩的影响规律,并制作样机进行测试,对比开槽前后的电机性能。结果表明:选定合理的辅助槽位置和 尺寸,可以显著降低永磁同步电机的齿槽转矩。

Cogging Torque Reduction Method of Permanent Magnet Motor Based on Optimization of Stator Structure

ZHANG Yanjun^{1,2}, YE Qianjie^{1,2}, ZHAO Xinchao^{1,2}, JIANG Ze², ZHU Jian²

(1. Wolong Electric (Jinan) Motor Co., LTD., Jinan 250000, China; 2. Wolong Electric Group

Co., LTD., Shaoxing Zhejiang 312000, China)

Abstract: In order to reduce the cogging torque of permanent magnet motor, the method of stator teeth opening auxiliary slot to optimize structure was studied. The mechanism and suppressing method of cogging torque was analyzed theoretically. By using finite element analysis software JMAG, the simulation model of surface mounted permanent magnet synchronous motor with 9-slot 6-pole was established, and auxiliary slots was set up on the stator teeth. The influence of the number, position angle, depth and width on the cogging torque of slot was analyzed, and the influence of simultaneous changes in dual parameters on cogging torque was analyzed. Prototypes was made for testing, to compare the performance parameters of the motor before and after the slotting. The results show that reasonable position and size of the stator slot can effectively reduce the cogging torque of permanent magnet synchronous motor.

Key words: permanent magnet motor; cogging torque; auxiliary slots; stator structure

0 引 言

永磁同步电机调速性能好、功率密度高、效率 高,因此在家用电器领域得到了广泛的应用,随着 家电产品向智能化、舒适化发展,永磁同步电机正 逐步取代交流电机成为市场的主流。由于人们对产 品的舒适度要求越来越高,因此解决永磁电机的振 动与噪音问题成为技术人员的重点研究方向。齿槽 转矩作为永磁电机的固有特性,会加大永磁电机的 转矩脉动,对系统的振动和噪音产生不利的影响, 因此降低齿槽转矩对于改善永磁电机的振动噪音具 有重要意义。降低齿槽转矩的方法主要有槽口宽度 优化法、定子斜槽法、转子斜极法、不均匀气隙法、 不等厚永磁体法等。文献[1]通过在转子表面开设 关于永磁体中心线对称的半圆形辅助槽降低了"V 一"型转子结构的永磁电机的齿槽转矩,文献[2]提 出使用转子不等齿宽结合转子斜极的方法降低可变 磁通磁阻电机额定励磁电流下的齿槽转矩,文献

作者简介:张衍军(1990),男,硕士,工程师,研究方向为永磁电机。 叶乾杰(1984),男,硕士,高级工程师,研究方向为电机技术。 赵新超(1975),男,工程师,研究方向为电机技术。

收稿日期: 2024-02-16

[3]基于转子分段的方法,提出一种用于磁通反向 永磁电机齿槽转矩抑制的新结构。文献[4]为降低 电动汽车内置式永磁电机的转矩脉动和电磁振动, 设计并研发了一种新型两段式磁极转子结构以抵消 不等极弧宽度所引入的不平衡磁拉力。文献[5]采 用口田法配合转子偏心的方法抑制电机的齿槽转矩, 其优化方法比传统随机算法收敛效果更优。文献 [6]研究了偏心距和极弧系数对齿槽转矩的影响, 文献[7]通过选择合适的定子模块化类型与齿尖结 构降低了分数槽集中绕组永磁电机的齿槽转矩,文 献[8]提出一种非对称 V 型磁极偏移转子结构抑制 电机的齿槽转矩与转矩脉动。

本文以一台9槽6极表贴式永磁同步电机为研 究对象,研究在定子齿部开设辅助槽降低永磁电机 齿槽转矩的方法。分析辅助槽数量、槽位置角、槽 宽度、槽深度等单参数变化及双参数同时变化对齿 槽转矩的影响规律,通过开设合适的辅助槽降低永 磁电机的齿槽转矩,并根据计算结果制作样机进行 验证。

1 齿槽转矩的数值解析

在永磁电机中,转矩可表示为

$$T = -\partial W/\partial \alpha \qquad (1)$$

)

式中, W 为永磁电机中存储的磁能, 其解析式为

$$W = \frac{1}{2}Li^{2} + \frac{1}{2}(R + R_{m})\phi_{m}^{2} + Ni\phi_{m}$$
(2)

式中, L 为绕组的自感, i 为绕组的相电流, N 为绕 组的匝数, R_m 为定子铁心的磁阻, R 为气隙磁阻, ϕ_m 为永磁体的磁通量。将式(2)代入式(1)可得:

$$T = \frac{1}{2}i^2 \frac{\mathrm{d}L}{\mathrm{d}\theta} - \frac{1}{2}\phi_m^2 \frac{\mathrm{d}R}{\mathrm{d}\theta} + Ni \frac{\mathrm{d}\phi_m}{\mathrm{d}\theta}$$
(3)

在永磁电机中,当绕组中电流为零时,电机的 转矩即为齿槽转矩*T_{cog}*:

$$T_{cog} = \frac{1}{2} \phi_m^2 \frac{\mathrm{d}R}{\mathrm{d}\theta} \tag{4}$$

由式可知,适当降低磁通量 ϕ_m 可以降低永磁电 机的齿槽转矩,但是 ϕ_m 的降低会引起电机性能的降 低,因此可将减小 d $R/d\theta$ 作为抑制齿槽转矩的研究 方向。

对于表贴式永磁电机,假定铁心的磁导率无穷 大,电机不通电时,其储存在磁场中的磁能近似等 于永磁体的磁能加气隙中的磁能:

$$W \approx W_{\rm pm} + W_{\rm gap} = \frac{1}{2 \,\mu_0} \int_V B^2(\theta, \alpha) \,\mathrm{d}V \qquad (5)$$

式中, θ 为转子的位置角度, α 为某一定子齿部中心

线与某一永磁体中心线的夹角,气隙磁通密度沿电 枢表面的分布可表示为

$$B(\theta, \alpha) = B_r(\theta) G(\theta, \alpha)$$
(6)

式中, $B_r(\theta)$ 为永磁体中剩磁磁通密度沿转子位置角的分布, $G(\theta, \alpha)$ 为有效气隙长度沿着气隙圆周方向的分布。此时齿槽转矩可表示为

$$T_{\rm cog} = -\frac{\partial}{\partial \alpha} \left[\frac{1}{2 \mu_0} \int_V B_r^2(\theta) G^2(\theta, \alpha) \, \mathrm{d}V \right] \quad (7)$$

将 $B_r(\theta)$ 和 $G(\theta, \alpha)$ 进行傅里叶级数展开可得齿 槽转矩的数学解析式:

$$T_{\rm cog}(\alpha) = \frac{\pi z \, L_a}{4 \, \mu_0} (R_2^2 - R_1^2) \sum_{n=1}^{\infty} n \, G_n \, B_{r_{2p}} \sin(nz\alpha)$$
(8)

式中, z 为定子槽数, 2p 为转子极数, L_a 为铁心长度, R_1 和 R_2 分别为外转子电机的定子外径与转子导磁轭内径, n 为能使 nz/2p 为整数的整数。由式(8)可知, 对齿槽转矩产生影响的是 $B_r(\theta)$ 的 nz/2p 次谐波分量,因此可以通过减小 nz/2p 次谐波的幅值削弱永磁电机的齿槽转矩。

2 电机有限元分析

本文以一台9槽6极表贴式外转子永磁同步电 机为研究对象,在定子齿部开设关于齿部中心线对 称分布的辅助槽,分析辅助槽数量、位置角、槽宽 度及槽深度对电机齿槽转矩的影响。定子齿部结构 如图1所示,其中β为辅助槽中心线与定子齿部中 心线的夹角,即辅助槽位置角, *a* 为槽宽度, *b* 为槽 深度。电机结构参数如表1所示。



图 1 定子齿部结构 表 1 电机结构参数

参数	参数值	参数	参数值	
定子槽数	9	定子外径/mm	82	
转子极数	6	电枢长度/mm	25	
转子外径/mm	102	额定功率/W	100	
气隙尺寸/mm	0.5	额定转速/(r/min)	3000	

图 2 为使用有限元分析软件 JMAG 建立的电机 仿真模型,定子采用直槽结构,永磁体采用铁氧体 磁瓦,并通过环氧胶粘结在转子导磁轭上,定子与 转子同心。为了提高计算效率,仿真模型采用周期 性边界条件,选取电机的 1/3 模型进行计算。



图 2 电机仿真模型

设置转子转速为 1000 r/min, 定子三相绕组的 相电流为 0, 计算电机空载特性,得到电机的齿槽 转矩波形如图 3 所示,齿槽转矩的绝对值为波形的 最大值减最小值,由图可知定子未开辅助槽时电机 的齿槽转矩为 39 mNm。



2.1 辅助槽数量对齿槽转矩的影响

设定定子辅助槽宽度 2 mm, 槽深度 1 mm, 定 子齿部开设辅助槽数量取值范围 0 到 5, 计算电机的 齿槽转矩。齿槽转矩随辅助槽数量的变化趋势如图 4 所示,根据图 4,当定子齿部开设一个辅助槽时, 齿槽转矩增加 56%,可见定子齿部开设辅助槽数量 不当会增加齿槽转矩,当定子齿部分别开设 2、3、4 个辅助槽时,齿槽转矩显著下降,当定子齿部开设 5 个辅助槽时,齿槽转矩基本无变化。由于定子齿 部开设辅助槽数量过多会影响定子齿部强度,因此 定子齿部开设 2 个辅助槽对于削弱永磁电机的齿槽 转矩效果最佳,此时齿槽转矩为 22 mNm,比未开槽 时下降 43.6%。

2.2 辅助槽位置角对齿槽转矩的影响

设定定子齿部开设 2 个辅助槽,槽宽度 2 mm, 槽深度 1 mm,研究齿槽转矩随槽位置角β的变化规 律,由于β取值大于16°时,辅助槽位于定子齿部末 端,此处开设辅助槽会降低齿部强度,因此β取值



图 4 齿槽转矩随辅助槽数量变化趋势

范围设定 3°到 15°,每间隔 1°计算电机的齿槽转矩, 齿槽转矩随槽位置角变化趋势如图 5 所示。由图 5 可知,随着槽位置角加大,齿槽转矩出现波动,在 槽位置角取值 7°和 13°时,齿槽转矩较小,考虑到 当槽位置角为 13°时,辅助槽位置接近定子槽口,影 响齿部强度,因此,槽位置角取值 7°对于削弱永磁 电机齿槽转矩效果最佳,此时齿槽转矩为 14.3 mNm,比未开辅助槽时下降 63.3%。



图 5 齿槽转矩随辅助槽位置角变化趋势

2.3 辅助槽宽度对齿槽转矩的影响

设定定子齿部开设 2 个辅助槽,槽深度 1 mm, 槽位置角 7°,研究齿槽转矩随槽宽度的变化规律。 槽宽度取值 1.2 mm 到 4.4 mm,每隔 0.4 mm 计算电 机齿槽转矩,齿槽转矩随槽宽度变化趋势如图 6 所 示,由图 6 可知,当槽宽度由 1.2 mm 逐渐增大时, 齿槽转矩显著降低,槽宽度为 2.8 mm 时,齿槽转矩 最小为 12 mNm,比未开辅助槽时降低 69.2%,当 槽宽度由 2.8 mm 逐渐增大时,齿槽转矩明显增大。

2.4 辅助槽深度对齿槽转矩的影响

设定定子齿部开设 2 个辅助槽, 槽宽度 2 mm, 槽位置角 7°, 研究齿槽转矩随槽深度的变化规律。 槽深度取值 0.1 mm 至 1.5 mm, 每隔 0.2 mm 计算电 机齿槽转矩, 齿槽转矩随槽深度变化趋势如图 7 所 示, 由图 7 可知, 当槽深度由 0.1 mm 增加到 0.7 mm, 齿槽转矩显著减小, 槽深度为 0.7 mm 时, 齿 槽转矩最小为 10 mNm, 比未开辅助槽时降低



图 6 齿槽转矩随槽宽度变化趋势 74.4%,当槽深度由 0.7 mm 逐渐增大时,齿槽转矩 逐步增大但其数值小于定子未开槽时齿槽转矩。



图 7 齿槽转矩随槽深度变化趋势

2.5 槽宽度、槽深度双参数变化对齿槽转矩的影响

以上研究是分析单一参数变化对永磁电机齿槽 转矩的影响,每一项得到的最优参数组合在一起不 一定是最优解,因此需要分析多参数变化对齿槽转 矩的影响。考虑到制造工艺性及定子齿部强度,设 定辅助槽数量为2,槽位置角为7°,槽宽度设定1.2 mm到4.4 mm,间隔0.2 mm,槽深度设定0.2 mm 到1.4 mm,间隔0.1 mm,进行组合计算,得到221 组数据。图8为齿槽转矩随辅助槽宽度、槽深度双 参数变化的趋势,由图8可知,在槽深度为0.4 mm、槽宽度为4.2 mm时,齿槽转矩最小,其值为 6 mNm,比未开槽时降低84.6%。与单一参数变化 相比,多参数变化更容易得到齿槽转矩的最优解, 但分析多参数变化需要的计算量更大,更耗时。



图 8 齿槽转矩随槽宽度、槽深度变化趋势

3 开槽前后电机性能对比

根据上述分析结果,文中研究的9槽6极外转 子永磁同步电机,定子齿部开设辅助槽数量为2, 槽位置角为7°,槽深度为0.4 mm,槽宽度为4.2 mm,对于降低电机齿槽转矩效果显著,制作一台定 子齿部未开辅助槽的电机及定子齿部开辅助槽的电 机进行对比测试,验证上述仿真结果。图9为两种 定子冲片对比图,图10为定子组件与转子组件。



图 9 两种定子冲片对比图



图 10 定子组件与转子组件

图 11 为定子齿部开槽前后齿槽转矩波形对比。 在一个电周期内,定子未开设辅助槽时,齿槽转矩 出现 6 次波峰,定子齿部开设两个辅助槽后,齿槽 转矩波形出现 18 次波峰。转子极数不变,定子槽数 加倍后,齿槽转矩波峰增加相同倍数。定子未开辅 助槽时齿槽转矩为 39 mNm,定子开辅助槽后齿槽转 矩为 6 mNm,定子齿部开设辅助槽后,电机齿槽转 矩降低 84.6%,可见在定子齿部开设合适的辅助槽 可以显著降低永磁电机的齿槽转矩。



图 11 开槽前后齿槽转矩对比 图 12 为将上述齿槽转矩曲线进行傅里叶变换得 (下转第 17 页)

感应子电机二维磁场计算模型的对比研究

韩 坤1, 刘龙建2

(1. 中国能源建设集团云南省电力设计院有限公司,昆明 650051; 2. 昆明理工大学 电力工程学院,昆明 650500)

摘 要: 感应子电机因其转子结构简单,具有非常高的可靠性,特别适用于高速场合,在脉冲电源、储能系统、航 空发电、船舶推进系统等领域有着广泛的应用。感应子电机的磁场为三维磁场,但三维磁场分析所需计算资源和时 间太多。因此,对感应子电机的磁场分析一般采用简化二维模型。目前,感应子电机二维磁场计算模型主要有:标 量磁位法、矢量磁位法、等效励磁绕组法和改进等效励磁绕组法四种模型。标量磁位法、矢量磁位法、等效励磁绕 组法和改进等效励磁绕组法各有优缺点,本文对以上四种二维磁场计算模型进行了对比研究,分析了各自的优缺 点,对其适用性进行了讨论。

关键词:感应子电机;二维磁场计算模型;标量磁位法;矢量磁位法;等效励磁绕组法
 中图分类号:TM346
 文献标志码:A
 文章编号:1001-6848(2024)04-0010-08

Comparative Study on Two-dimensional Magnetic Field Calculation Model of Homopolar Inductor Alternator

HAN Kun¹, LIU Longjian²

 China Energy Construction Group Yunnan Electric Power Design Institute Co., LTD., Kunming 650051, China; 2. Faculty of Electric Power Engineering, Kunming University of Science and Technology, Kunming 650500, China)

Abstract: Because of its simple rotor structure, the homopolar inductor alternator (HIA) has very high reliability, especially suitable for high-speed applications, in the pulse power supply, energy storage system, aviation power generation, marine propulsion system and other fields have a wide range of applications. The magnetic field of HIA is 3D magnetic field, but the computing resources and time required for 3D magnetic field analysis are too much. Therefore, a simplified two-dimensional model is generally used to analyze the magnetic field of HIA. At present, there are four kinds of two-dimensional magnetic field calculation models of HIA: scalar magnetic potential method, vector magnetic potential method, equivalent excitation winding method and improved equivalent excitation winding method. Scalar magnetic potential method, vector magnetic potential method, equivalent excitation winding method and improved equivalent excitation winding method have their advantages and disadvantages. In this paper, the above four two-dimensional magnetic field calculation models were compared, their advantages and disadvantages were analyzed, and their applicability was discussed.

Key words: homopolar inductor alternator; two-dimensional magnetic field calculation model; scalar magnetic potential method; vector magnetic potential method; equivalent excitation winding method

0 引 言

感应子电机因其转子结构简单,具有非常高的 可靠性,特别适用于高速场合,在脉冲电源、储能 系统、航空发电、船舶推进系统等领域有着广泛的 应用^[1-15]。感应子电机的磁场为三维磁场,但三维 磁场分析所需计算资源和时间太多。因此,对感应 子电机的磁场分析一般采用简化二维模型。

感应子电机的磁场分析,主要基于电机截面的 磁场分析。上个世纪六七十年代,国外研究机构,

收稿日期: 2023-10-12

作者简介:韩 坤(1990)女,硕士,工程师,主要从事电网接入系统及电机的设计。 刘龙建(1989)男,博士,讲师,研究方向为新型电机分析及设计。 如科罗拉多大学博尔德分校 E. A. Erdelyi 教授,对 感应子电机截面的磁场分析做过仔细研究。这些研 究,主要基于两种方法,一种是标量磁位法^[16],另 一种是矢量磁位法^[17]。国内研究机构如哈尔滨工业 大学和华中科技大学,提出了等效励磁绕组法,将 感应子电机三维磁场分析模型转为二维磁场分析模 型^[18-20]。通过对感应子电机截面的电磁场分析,可 以用来对电机转子的形状、齿数等进行优化设 计^[18-22];分析定子开槽对感应子电机气隙磁场分布 的影响;研究感应子电机实心转子在高转速情况下 的空载涡流损耗^[23],以及感应子电机带整流或者逆 变负载时,由于负载带来的高次谐波电流所引起的 实心转子涡流损耗^[6,24-25];计算感应子电机各绕组 的自感以及互感,用于感应子电机的瞬态过程或者 超瞬态过程的分析^[26-28]。

本文对感应子电机二维磁场的四种计算模型进 行了对比,分析了各自的优缺点,对其适用性进行 了讨论。

1 标量磁位法

1.1 分析模型

标量磁位法的分析模型如图 1 所示, 励磁绕组 产生的磁动势消耗在气隙以及定转子和机壳上。磁 力线垂直于边界 AB 和 CD, 因此 AB 和 CD 满足的边 界条件为



图1 感应子电机截面分析区域 式中, $\varphi_{|AB}$ 和 $\varphi_{|CD}$ 分别表示边界 AB 和 CD 上的标量 磁位。 φ_f 表示励磁绕组产生的磁势。

空载时, 磁力线平行于边界 AC 和 BD。因此有:

$$B_{\varphi \mid AC} = 0$$

$$B_{\varphi \mid BD} = 0$$
(2)

式中, $B_{\varphi+AC}$ 和 $B_{\varphi+BD}$ 分别表示边界 AC 和 BD 上的磁 感应强度的周向分量。对于有限元法(标量磁位法) 而言,磁力线平行边界 AC、BD 自然满足,无需特 别处理。

1.2 适用性分析

当电机的极对数很多时,可以将图 2 所示的扇 形求解区域转换为图 3 所示的矩形求解域,因为此 时定转子形状弯曲的影响很小。当需要考虑负载电 流的电枢反应时,由于负载电流相位的变化,边界 AC、BD可能不再满足对称边界条件。此时图 2 所 示八分之一电机模型不再适用于磁场分析,需要建 立如图 4 所示的四分之一电机模型。图 4 所示的模 型,对应的边界条件: AC 和 BD 边界应该满足周期 性边界条件。

$$B_{\varphi \mid AC} = B_{\varphi \mid BD}$$

$$B_{r \mid AC} = B_{r \mid BD}$$
(3)

式中, B_{r+AC} 和 B_{r+BD} 分别表示边界 AC 和 BD 上的磁 感应强度的径向分量。因此有:

$$\varphi_{\mid AC} - \varphi_{\mid BD} = 0 \tag{4}$$

式中, $\varphi_{|AC}$ 和 $\varphi_{|BD}$ 分别表示边界 AC 和 BD 上的标量 磁位。



图 2 适用于电机极对数很小的情况



图 3 电机极对数很大时的计算模型

也即需要耦合边界 AC 与 BD 对应节点的标量磁 位。实际上,空载时,磁力线平行于边界 AC、BD 是周期性边界条件的特殊情况。当三相绕组的合成 磁势轴线与转子直轴重合时,磁力线平行于边界 AC、BD,对于标量位,自然满足;而当三相绕组的 合成磁势轴线与转子交轴重合时,磁力线垂直于边 界 AC、BD,需要强加相应的边界条件。

交流绕组采用的是正弦电流片模拟,因此 AB、 CD 边界应该满足的边界条件为

$$\varphi_{|AB} = A_{m} \sin \theta$$

$$\varphi_{|CD} = 0$$
(5)

式中, *A*_m为电枢绕组产生的标量磁势的幅值, 由定 子交流绕组电流及绕组参数确定。



图 4 考虑负载电流电枢反应时的二维分析模型



图 5 定转子磁导率为无穷大时的二维分析模型

如果只考虑主气隙对磁场的影响,完全忽略掉 定子和转子上的磁压降,以及定子开槽对气隙磁场 的影响,也即认为定子和转子的磁导率为无穷大并 且定子光滑,则感应子电机的磁场分析模型可进一 步简化为图5所示。

对于标量磁位法来说,由于现有的有限元软件, 二维磁场分析,均使用的是矢量磁位法,没有相应 的边界条件,需要先将标量磁位模型比拟成标量电 位,用求解电场的方法间接求解。或者采用有限差 分法进行数值求解。标量磁位法与标量电位法的各 物理量之间的对应关系为

$$\begin{array}{l} \varphi_{mag} \leftrightarrow \varphi_{elec} \\ B \leftrightarrow D \\ H \leftrightarrow E \\ \mu \leftrightarrow \varepsilon \end{array} \tag{6}$$

式中, φ_{mag} 和 φ_{elec} 分别表示标量磁位和标量电位。B 表示磁感应强度, D 表示电位移矢量, H 表示磁场 强度, E 表示电场强度。 μ 和 ε 分别表示磁导率和电 容率(介电常数)。因此,用标量电位比拟法求得的结果,转换为磁场时,对应的转换关系式为:

$$B \leftrightarrow \frac{\varepsilon}{\mu} E \tag{7}$$

1.3 仿真结果

以一台额定容量为100 kVA,额定电压2000V, 极对数为5的感应子电机为例,采用标量磁位法(标 量电位比拟法),计算的磁场结果如图6所示。其中 电机的主要尺寸参数如表1所示。

表1 感应子电机样机几何尺寸参数(mm)

参数	参数值
定子内圆直径 D_i/mm	245
转子外圆直径 D_r/mm	241
定子铁心外圆直径 D_o/mm	368
机壳外圆直径 $D_{\rm s}/{\rm mm}$	420
定子铁心长度 l/mm	109
气隙长度 δ/mm	2
转子槽宽系数γ	0.66



2 矢量磁位法

2.1 分析模型

如上所述,用标量磁位法求解感应子电机负载 磁场时,交流绕组采用的是正弦电流片模拟,当需 要考虑交流绕组电流分布的影响时,需要采用矢量 磁位的方法。文献[17]中使用的正是矢量磁位法。 矢量磁位法中,矢量磁位 A₄满足的边界条件如下: AB、CD 边界为对称边界,磁力线垂直于边界 AB、 CD,有限元法中自然满足,无需处理。AC、BD 边 界为周期性奇对称边界,磁感应强度满足条件:

$$B_{\varphi \mid AC} = B_{\varphi \mid BD}$$

$$B_{z \mid AC} = B_{z \mid BD}$$
(8)

由此可得:

$$A_{z \mid AC} - A_{z \mid BD} = K_{\varphi} \tag{9}$$

式中, A_{z+AC} 和 A_{z+BD} 分别表示边界 AC 和 BD 上的矢 量磁位。 K_{φ} 的物理含义:单位轴向长度,穿过一个 极距所对应的截面的磁通,由励磁绕组电流和三相 交流绕组电流共同决定。

只考虑交流绕组的电枢反应时,与标量磁位法 相同,会有两个特例:

(1)交流绕组的合成磁势的位置与转子直轴重 合时,磁力线平行于 AC、BD 边界;

(2)交流绕组的合成磁势的位置与转子交轴重 合时,磁力线垂直于 AC、BD 边界。



图7 矢量磁位法的二维分析模型

对交轴电枢反应来说,穿过一个极距对应的截 面的磁通等于零,因此有边界 AC、BD 对应节点的 矢量磁位 A_i 相等,在有限元软件 Ansoft 中,添加的 边界为周期性边界($B_s = B_m$, B_s 和 B_m 分别表示主、 从边界的磁感应强度),在有限元软件 Ansys 中,添 加边界为耦合边界上对应节点的矢量磁位 A_i 。 对直轴电枢反应来说,穿过一个极距对应的截面的磁通不等于零,因此边界 AC、BD 对应节点的 矢量磁位 A_z 不相等,考虑到磁力线平行于边界 AC、 BD,因此边界 AC 或 BD 上所有节点的矢量磁位 A_z 相等,因此在有限元软件 Ansoft 中,添加的边界为 $A_{z+AC} = K_{\varphi}, A_{z+BD} = 0$ 。在有限元软件 Ansys 中,边 界 AC、BD 对应节点的矢量磁位 A_z 要满足约束方程 (9)。其中, K_{φ} 的计算公式为

$$K_{\varphi} = \frac{1}{2} F \frac{\mu_0}{\delta} \lambda_1^* \frac{\pi D_r}{p}$$
(10)

式中, μ_0 为真空磁导率, λ_1^* 为气隙磁导一次分量的标幺值,p为极对数。F为三相绕组合成磁动势幅值,其计算公式为

$$F = \frac{3Nk_{\rm w1}i_{\rm m}}{\pi p} \tag{11}$$

式中, N 为每相绕组串联匝数, k_{w1} 为绕组基波系数, i_m 为绕组相电流幅值。任意位置时的电枢反应, 边界 AC、BD 对应节点的矢量磁位 A_e 需要满足约束 方程(9)和方程(10),由于有限元软件 Ansoft 不能 对节点自由度的方程进行约束(Ansoft 中周期性边界 约束,则 K_{φ} = 0,实际 K_{φ} 只在交轴电枢反应时等于 零),因此需要用有限元 Ansys APDL 软件通过对边 界相应节点添加等式约束条件来计算。

根据以上分析,对于标量磁位和矢量磁位都要 涉及到内边界 CD 以及外边界 AB 所对应的圆弧半径 大小的选取问题。周期性边界条件在原点位置产生 奇异,为避免奇异,求解区域不包括原点。内圆半 径选取原则为,即不能过小以避免原点附近奇异, 在真实的 3D 模型中,弧线 AB 处的磁力线非常接近 于垂直,强加垂直边界时,应对求解区域重要位置 的磁场影响很小。根据三维场的计算结果,磁力线 在半径等于转子转轴半径的位置磁力线接近垂直, 因此,一般取内边界的半径为转子转轴的半径。外 边界的半径选取原则,用定子外径作为外边界半径, 此处磁力线要尽可能垂直于外圆弧线。

2.2 仿真结果

采用矢量磁位法,计算得到的空载及电枢反应 磁场结果如图8所示,电机尺寸参数与采用标量磁 位法计算时所使用的电机相同。从计算结果可以看 出,矢量磁位法计算得到的空载磁场结果以及电枢 反应磁场与采用标量磁位法的结果相同。



图 8 矢量磁位法计算得到的磁场分布

3 等效励磁绕组法

3.1 分析模型

根据以上分析,对于标量磁位法,无论是采用 有限元法还是有限差分法,都不是很方便操作。为 此,文献[18]提出了一种等效励磁绕组的方法,将 轴对称的励磁绕组用与常规同步电机类似的励磁绕 组等效,从而在电机截面内进行磁场计算分析。等 效励磁绕组的示意图如图9所示。

从图9可以看出,等效励磁绕组法,磁力线的 分布为:磁力线从励磁绕组所在磁极位置的定子侧 穿过气隙,进入转子侧,然后经由转子的其它三个 磁极穿过气隙,经过定子和外壳回到励磁绕组所在 磁极位置的定子处。根据以上磁力线的特征,等效 励磁绕组法模型,气隙磁场在励磁绕组位置与其他 位置为极性相反,并且大小还不相等,因此等效励





磁绕组法求解区域只适用于图 9, OA 与 OB 直线所 夹的扇形区域,并且只适用于感应子电机空载磁场 的分析。

3.2 仿真结果

采用等效励磁绕组法,计算得到的空载磁场结 果如图 10 所示,电机尺寸参数与采用标量磁位法计 算时所使用的电机相同。从计算结果可以看出,等 效励磁绕组法计算得到的空载磁场结果与采用标量 磁位法的结果相同。



图 10 等效励磁绕组法计算得到的空载磁场分布

4 改进等效励磁绕组法

4.1 分析模型

从上文可以看出,等效励磁绕组法分析模型只 能用于空载磁场的分析,存在很大局限性。因此, 文献[20]提出了改进的等效励磁绕组法,其模型如 图 11 所示。将感应子电机左右两个转子截面移至同 一平面。每个凸极上有一个等效励磁绕组,相邻励 磁绕组的电流方向相反。电机等效轴向长度为单个 定子铁心的长度。

4.2 仿真结果

采用改进等效励磁绕组法,计算得到的空载和 电枢反应磁场结果如图 12 所示,电机尺寸参数与采 用标量磁位法计算时所使用的电机相同。可以看出, 改进等效励磁绕组法将电机左右两半的磁场同时考



图 11 改进等效励磁绕组法分析模型

虑进去,在一个周期性对称模型中,有两个凸极, 每个凸极分别对应电机的左右两半部分。四种模型 计算得到的空载和直交轴电枢反应气隙磁密分布曲 线分别如图 13~图 15 所示。



(c) 交轴电枢反应

图 12 改进等效励磁法计算得到的磁场分布

可以看出,对于空载气隙磁密,将标量磁位、 矢量磁位及等效励磁绕组法计算得到左右两半的气 隙磁密合成,与改进等效励磁绕组法的结果基本吻 合。同理,对于交轴电枢反应气隙磁密,将标量磁 位、矢量磁位及等效励磁绕组法计算得到左右两半 的气隙磁密合成,与改进等效励磁绕组法的结果基 本吻合。对于直轴电枢反应气隙磁密,标量磁位、 矢量磁位及等效励磁绕组法计算得到的气隙磁密基 本吻合。将标量磁位、矢量磁位及等效励磁绕组法 计算得到左右两半的气隙磁密合成,与改进等效励 磁绕组法的结果会有较大差别。这是因为,直轴电 枢反应磁场存在直流偏置分量,改进等效励磁绕组 法,由于模型中气隙磁导不存在直流分量,无法考 虑直轴电枢反应磁场的直流分量,因此也不能将直 流偏置磁场对磁路饱和的影响考虑进来。



图 13 各种模型计算得到的空载气隙磁密分布



图 14 各种模型计算得到的直轴电枢反应磁场径向气隙 磁密分布



图 15 各种模型计算得到的交轴电枢反应磁场径向气隙 磁密分布

5 结 语

本文对感应子电机二维磁场的不同计算模型进行了分析对比。四种二维磁场计算模型的对比如表 2 所示。可以看出,除等效励磁绕组法外,其余三 种方法均可考虑空载和负载情形。等效励磁绕组法 只能用于转子形状优化,而标量磁位法、矢量磁位 法和改进等效励磁绕组法还可用于负载时气隙磁场 分析、电抗参数计算、转子涡流计算等,但标量磁 位法不能考虑电流分布的影响。对于标量磁位法, 考虑直交轴电枢反应磁场时,Ansoft软件不能加上 相应边界条件,只能借助于Ansys APDL软件。对于 矢量磁位法,考虑任意位置的电枢反应磁场时,Ansoft软件不能加上相应边界条件,只能借助于Ansys APDL软件。对于改进等效励磁绕组法,无法考虑直 轴电枢反应气隙磁场的直流分量,也不能将直流偏 置磁场对磁路饱和的影响考虑进来。

表 2 四种二维磁场计算模型的对比

	标量磁位	矢量磁位	等效励 磁绕组	改进等效 励磁绕组		
工况	空载及负载	空载及负载	空载	空载及负载		
应用 场合	转子形状优 化,负载时 气隙磁场分 析,电抗参 数计算,转子 涡流计算。	转子形状优 化,负载时 气隙磁场分 析,电抗参 数计算,转 子涡流计算。	转子形 状优化	转子形状优 化,负载时 气隙磁场分 析,电抗参 数计算,转 子涡流计算。		
边界条件	AB、CD 边 界,标量磁 位强制性 约束; AC、BD边界 为周期性 边界。	AC 、 BD 边 界, 矢 量 磁 位等式约束。	机壳外 边界	机壳外边界		
缺点	不能考虑定 子交流绕组 分布的影响; 直交 磁场, Ansoft 软件不 能加上相应 边界条件。	考虑任意位 置的电枢反 应磁场,An- soft软件不能 加上相应边 界条件。	只能用 于空载 磁场的 分析	无法考虑直 轴电枢反应 气隙磁场的 直流分量		

参考文献

- Zhang'ao Ren, et al. Investigation of a Novel Pulse CCPS Utilizing Inertial Energy Storage of Homopolar Inductor Alternator[J]. IEEE Trans. Plasma Sci., 2011, 39(1): 310-315.
- [2] Zhang'ao Ren, Kexun Yu, Qingming Xin, et al. Performance of Homopolar Inductor Alternator with Diode-Bridge Rectifier and Capacitive Load[J]. IEEE Trans. Ind. Electron., 2013, 60(11): 4891-4902.
- [3] Qingming Xin, et al. Inductance Mathematic Model of a Homopolar

Inductor Alternator in a Novel Pulse Capacitor Charge Power Supply [J]. IEEE Trans. Plasma Sci., 2013, 41(5): 1231-1236.

- [4] Qingming Xin, Kexun Yu, Qilin You, et al. Repetition Pulse Charging Characteristics for Homopolar Inductor Alternator with Rectified Capacitive Load [J]. IEEJ Trans. Elect. Electron. Eng., 2015, 10(1): 44-49.
- [5] C Ye, K Yu, W Xu, et al. Optimal Design and Experimental Research of a Capacitor-Charging Pulsed Alternator [J]. IEEE Trans. Energy Convers., 2015, 30(3): 948-956.
- [6] Kexun Yu, Longjian Liu, Xainfei Xie. Design Consideration of Eddy Current Losses for Rotor of HIA with Rectifier and Capacitive Loads [J]. IEEE Trans. Plasma Sci., 2018, 46(8): 2949-2953.
- [7] Longjian Liu, Kexun Yu, Xianfei Xie. Analysis and Test Efficiency of a High-Power Pulsed Power Supply Based on HIA [J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2019, 47(5): 2293-2301.
- [8] Songlin Guo, Kexun Yu, Lidan Jiang, et al. Optimization of Design Method and Experiment of A Repetition Pulse Charging HIA-CCPS
 [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2023, 59(1): 745-758.
- [9] Tsao P, Senesky M, Sanders S R. An Integrated Flywheel Energy Storage System with Homopolar Inductor Motor/Generator and High-Frequency Drive[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(6): 1710-1725.
- [10] Yang J, Liu P, Ye C, et al. Multidisciplinary Design of High-Speed Solid Rotor Homopolar Inductor Machine for Flywheel Energy Storage System [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2021, 7(2): 485-496.
- [11] C Ye, J Yang, W Xu, et al. A novel Multi-Unit Outrotor Homopolar Inductor Machine for Flywheel Energy Storage System [J]. IEEE Trans. Magn., 2018, 54(11): 1-5.
- [12] Jiangtao Yang, Caiyong Ye, Shoudao Huang. Development and Analysis of an Outer Rotor Homopolar Inductor Machine for Flywheel Energy Storage System [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(8): 6504 - 6515.
- [13] K Sivasubramaniam, E T Laskaris, M R Shah, et al. High-Temperature Superconducting Homopolar Inductor Alternator for Marine Applications[J]. IEEE Trans. Applied Superconductivity, 2008, 18: (1): 1-6.
- [14] K Sivasubramaniam, et al. Development of a High Speed HTS Generator for Airborne Applications [J]. IEEE Trans. Appl. Supercon., 2009, 19(3): 1656-1661.
- [15] Longjian Liu, Kexun Yu, Xianfei Xie. A High-Temperature Superconducting Homopolar Inductor Alternator with Slotless Stator Core for High-Power Pulsed Power Supply [C]. IEEE International Conference on Power Science and Technology, 2023: 151-156.
- [16] Trutt F C, E A Erdelyi. No-Load Flux Distribution in Saturated High-Speed Homopolar Inductor Alternators[C]. IEEE Transactions on Aerospace, 2007: 417-429.
- [17] K E Schenk, E F Fuchs, F C Trutt. Load Analysis of Nonlinear Homopolar Inductor Alternators [J]. IEEE Trans. Power App. Syst., 1973, PAS-92(2): 442-448.
- [18] Fu et al. A Novel 2-D Simplified Model for Investigating the Rotor Shape of Homopolar Inductor Alternator [C]. Sixth International

Conference on Electromagnetic Field Problems & Applications IEEE, 2012.

- [19] X Fu, H Li, D Xu, et al. Analysis of Air-Gap Magnetic Field in Homopolar Inductor Alternator by AM and FEM[J]. IEEE Trans. Magn., 2015, 28(3): 1-4.
- [20] Yang J, Ye C, Liang, X, et al. Investigation of a Two-Dimensional Analytical Model of the Homopolar Inductor Alternator [J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2018, (3): 1-5.
- [21] Landgraff R W, E A Erdelyi. Influence of Airgap Curvature on the Flux Distribution in Saturated Homopolar Alternators [J]. IEEE Transactions on Aerospace 1964(2): 904-912.
- [22] Hopkins R E, E A Erdelyi. Optimization of Rotor Tooth Shape of Aerospace Homopolar Alternators [J]. IEEE Transactions on Aerospace, 1965, AS-3(2): 12-17.
- [23] Siegl M, V. Kotrba. Losses and Cooling of a High-Speed and High-Output Power Homopolar Inductor Alternator [C]. Fifth International Conference on Electrical Machines and Drives IET, 2002.
- [24] E A Erdelyi, R F Jackson, S V Ahamed, et al. Eddy Current Los-

(上接第9页)

到的各次谐波幅值频谱图,由图可知,定子齿部开 设辅助槽后各次谐波幅值均有所降低,基波幅值降 低83%,2次、3次、4次谐波幅值接近0。



图 12 开槽前后齿槽转矩谐波对比

4 结 语

本文以一台9槽6极表贴式外转子永磁电机为 研究对象,采用有限元分析方法,研究了通过在定 子齿部开设辅助槽降低永磁电机齿槽转矩的可行性, 分析了定子辅助槽数量、槽位置角、槽宽度、槽深 度对齿槽转矩的影响规律,并制作样机对仿真结果 进行测试验证。结果表明:

(1)定子齿部开设合适的辅助槽可以降低永磁 电机的齿槽转矩,齿槽转矩的大小与辅助槽的尺寸 及位置有关。若辅助槽参数选择不当,可能会增大 电机的齿槽转矩。 ses in the Rotor Teeth of Aerospace Homopolar Alternators [J]. in IEEE Transactions on Aerospace, 1965, AS-3(2): 24-31.

- [25] A L Jokl, L I Amstutz, E A Erdelyi. Nonsymmetrical, Nonlinear Aerospace Alternators on Nonlinear Loads[J]. In IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1975, AES-11 (3): 298-315.
- [26] Siegl M, E A Erdelyi. Damper Bars and Their Influence in Operating Homopolar Inductor Alternators for Aerospace Supplies-Part I: Determination of Saturated Time-Dependent Reactances[J]. Aerospace & Electronic Systems IEEE Transactions 1973, AES-9(6): 925-931.
- [27] Siegl M, E A Erdelyi. Damper Bars and Their Influence in Operating Homopolar Inductor Alternators for Aerospace Supplies - Part II: Subtransient Reactances of Saturated Homopolar Inductor Alternators with Damper Windings[J]. IEEE Transactions on Aerospace & Electronic Systems 2007, AES-9(6): 932-939.
- [28] Z Lou, et al. Analytical Calculation of Synchronous Reactances of Homopolar Inductor Alternator [J]. IEEE Trans. Plasma Sci., 2015, 43(5): 1462-1468.

(2)对于本文研究的电机, 在定子齿部开设两个辅助 槽, 槽位置角 7°, 槽宽度 4.2 mm, 槽深度 0.4 mm, 齿槽转矩降低 84.6%。

(3)对齿槽转矩进行优化设计时,采用多参数 同步优化比单一参数优化更容易得到最佳解。

参考文献

- [1] 申合彪,赵朝会,陆海玲,等.对称转子辅助槽对内置式永磁 同步电机齿槽转矩的影响[J].微电机,2021,54(7):50-54.
- [2] 夏邦俊,刘旭.不等齿宽可变磁通磁阻电机齿槽转矩抑制[J]. 中国科技论文,2023,8(10):1153-1158.
- [3] 姜富宽. 基于转子分段的永磁电机齿槽转矩抑方法研究[J]. 中国测试, 2022, 48(11): 106-112.
- [4] 王道涵,彭晨,王柄东,等.电动汽车新型转子内置式永磁同 步电动机转矩脉动与电磁振动抑制研究[J].中国电机工程学 报,2022,42(14):5289-5300.
- [5] 姚仲安,陈瑛,刘军,等.基于田口法和转子偏心的 PMSM 齿槽转矩研究[J].实验室研究与探索,2022,41(8):102-106.
- [6] 刘金刚,郑剑云,张聪悦,等. EHB 用无刷直流电机齿槽转矩 抑制方法研究[J]. 湖南大学学报(自然科学版),2022,49 (2):38-46.
- [7] 王艾萌,李姗姗,李大双.不同定子模块化结构对分数槽永磁 电机性能的影响[J].电机与控制应用,2022,49(2):54-59.
- [8] 高锋阳,李晓峰,齐晓东,等. 非对称 V 型磁极偏移内置式永 磁同步电机转矩脉动分析[J]. 电机与控制学报, 2021, 25 (9): 112-120.

基于新型趋近律和扰动补偿的永磁同步电机滑 模调速系统

温超,邱楠

(大连交通大学 机车车辆工程学院, 辽宁 大连 116028)

摘 要:针对永磁同步电机传统 PI 调速系统中存在响应速度慢、控制精度低和鲁棒性差等问题,本文设计了一种新 型滑模调速系统。首先,提出一种新型变指数趋近律,并采用新型分段指数型函数优化开关项,提升了趋近速度的 同时削弱了系统抖振;其次,在新型变指数趋近律的基础上设计非奇异快速终端滑模速度控制器,进一步提高系统 动态响应;最后,设计一种改进扩展扰动观测器,并基于 Landau 离散自适应辨识算法提出一种级联扰动补偿策略, 实现对系统所受不确定扰动的前馈补偿,进一步提高调速系统的快速性和抗干扰性。仿真结果表明,所设计的滑模 调速系统能够有效地提高系统的动态控制性能、控制精度和鲁棒性。

关键词:永磁同步电机;滑模控制器;非奇异快速终端;趋近律;扩展扰动观测器 中图分类号:TM351;TM341;TP273 文献标志码:A 文章编号:1001-6848(2024)04-0018-06

Sliding Mode Speed Control System of PMSM Based on New Reaching Law and Disturbance Compensation

WEN Chao¹, QIU Nan¹

(1. School of Locomotive and Vehicle Engineering, Dalian Jiaotong University, Dalian Liaoning 116028, China)

Abstract: In response to the issues of slow response, low control precision, and poor robustness in the traditional PI speed control system for permanent magnet synchronous motors, the paper proposed a novel sliding mode speed control system. Firstly, a new variable exponent approaching law was introduced, and a novel segmented exponent-type function was employed to optimize the switching term, enhancing the approaching speed while attenuating system oscillations. Secondly, based on the new approaching law, a non-singular fast terminal sliding mode speed controller was designed to further improve the system's dynamic response. Finally, an improved extended disturbance observer was designed, and a cascade disturbance compensation strategy was proposed based on the Landau discrete adaptive identification algorithm to achieve feedforward compensation for uncertain disturbances affecting the system, further enhancing the speed and disturbance rejection capabilities of the speed control system. Simulation results demonstrate that the designed sliding mode speed control system effectively improves the dynamic control performance, control precision, and robustness of the system.

Key words: PMSM; sliding mode controller; nonsingular fast terminal; approaching law; extended disturbance observer

0 引 言

永磁同步电机(PMSM)具有转矩脉动小、效率 高和可靠性高等优点,广泛引用于工业机械、风力 发电和轨道交通等领域^[1]。目前在 PMSM 调速系统 中,通常采用 PI 控制技术,该技术结构简单且易于 实现,然而在实际应用中,存在大量来自内部或外 部的扰动和不确定性,导致传统 PI 控制很难实现系 统高性能调速控制^[23]。

目前,在具有不同扰动和不确定性的系统中,

收稿日期: 2023-11-21

作者简介:温 超(1999),男,硕士研究生,研究方向为电力电子与电力传动。 邱 楠(1980),男,博士,讲师,研究方向为电力电子与电力传动。

已经开发出许多非线性控制方法来改善控制性能^[4]。 其中滑模控制因其对不确定性和干扰不敏感而被认 为是处理非线性系统的最有效方法之一^[5]。

为了进一步提升 PMSM 调速系统性能,近年来 国内外学者做了大量研究。文献[6]对指数趋近律 中的状态变量进行曼哈顿范数化处理,通过考虑状 态变量与平衡点的距离,实现对趋近速度自适应调 整,从而缩短系统运行时间。文献[7]采用变速趋 近项和变指数趋近项相结合的方式对指数趋近律进 行改进,能够在两者共同作用下加快响应速度。文 献[8]引入加权积分算法对指数趋近律进行改进, 抑制了系统在接近平衡点时产生的抖振现象。文献 [9]采用平滑过渡切换的开关函数代替不连续的符 号函数,有效削弱滑模抖振现象,提高了控制性能。 文献[10]在控制器中引入分数阶积分滑模理论设计 了新型滑模面,使系统具有全局鲁棒性。文献[11] 设计一种二阶有限时间扰动观测器,但电机参数默 认为是固定量,没有考虑到参数实时变化情况。文 献[12]设计一种改进递推最小二乘法来辨识转动惯 量,但该方法设计复杂且计算量较大,且没有将辨 识结果实时反馈到控制器中。

为进一步优化 PMSM 调速系统控制性能,本文 提出一种新型变指数趋近律,并采用新型分段指数 型函数对趋近律开关项进行优化,在此基础上设计 了改进非奇异快速终端滑模速度控制器,有效提升 了动态性能和控制精度,同时,基于改进扩展扰动 观测器和 Landau 离散时间迭代算法,提出一种级联 扰动补偿策略,实现对速度控制器的前馈扰动补偿, 提高了系统抗扰动能力。仿真结果表明了新型滑模 调速系统的可行性和有效性。

1 PMSM 数学模型

为使调速系统的设计过程具备简洁性和普遍性, 假设 PMSM 为理想电机,即满足:

(1)忽略铁心、磁滞和涡流损耗;

(2)忽略高次谐波和电机转子阻尼;

(3)电机相绕组感应电动势呈正弦分布。

基于上述条件,在转子参考坐标系下,PMSM 的电压方程为:

$$u_{d} = R_{s}i_{d} + L_{d}pi_{d} - \omega_{r}L_{q}i_{q}$$

$$u_{a} = R_{s}i_{a} + L_{a}pi_{a} + \omega_{r}L_{d}i_{d} + \omega_{r}\lambda_{m}$$
(1)

式中, i_d , i_q 为 d - q轴定子电流分量; u_d , u_q 为 d - q轴电压分量; L_d , L_q 为 d - q轴电感分量; R_s 为 定子相绕组电阻; ω_r 为电角速度; λ_m 为磁极产生的

最大相磁链; p 为微分算子。

电机电磁转矩和机械动态方程为

$$T_e = 1.5P_n [\lambda_m + (L_d - L_q)i_d]i_q \qquad (2)$$

$$T_e = T_L + B\omega_m + J \dot{\omega}_m \tag{3}$$

式中, T_e 为电磁转矩; T_L 为负载转矩; P_n 为极对数;B为阻尼系数;J为转动惯量; ω_m 为机械转速。

对于表贴式 PMSM, 有 $L_d = L_a$, 则电磁转矩为

$$T_e = 1.5P_n \lambda_m i_q \tag{4}$$

在考虑参数和负载变化的情况下,采用 $i_a = 0$ 矢量控制策略,结合式(3)、式(4)得:

$$\dot{\omega}_{m} = \frac{3P_{n}\lambda_{m}}{2J}\dot{i}_{q} - \frac{B}{J}\omega_{m} - \frac{d(t)}{J}$$
(5)

式中, d(t)为系统总扰动量。

2 改进滑模速度控制器设计

2.1 新型趋近律

传统指数趋近律为

$$\dot{s} = -\varepsilon \operatorname{sgn}(s) - \eta s \tag{6}$$

式中, $\varepsilon > 0$; $\eta > 0$; sgn()为符号函数。

由上式可以看出指数趋近律由等速项 - εsgn(s) 和指数趋近项 - ηs 组成,当系统远离滑模面时, ηs 起主要作用,趋近速度随系统向滑模面的不断趋 近而逐渐减小。当系统到达滑模模态时, - εsgn(s) 起主要作用,此时 - ηs 为零,系统可以在有限时间 内以速度 ε 趋近滑模面。因此,增大 ε 和 η 的取值 可以加快系统的趋近速度,但过大取值会导致系统 产生明显抖振,降低滑模控制精度,而取值过小会 减慢趋近速度,从而影响调速系统性能。同时,传 统指数趋近律的趋近运动轨迹呈带状分布,系统状 态量变量不能稳定于原点,而是趋近于原点的一个 抖振。

针对传统指数趋近律存在的问题,本文提出一 种新型变指数趋近律:

$$\begin{cases} \dot{s} = -\varepsilon f(s) |s|^{\alpha} F(s) - \eta |x|^{\beta} s\\ f(s) = \frac{1}{(1-\delta)e^{-\gamma |s| \rho} + \delta (|s|+1)^{-1}} \end{cases}$$
(7)

式中, $0 < \alpha < 1$; $0 < \beta < 1$; $0 < \delta < 1$; $\gamma > 0$; $\lambda > 0$ 。 为进一步削弱滑模抖振,本文采用新型分段指数型 函数 F(s)代替传统符号函数^[13],新型函数为

$$F(s) = \begin{cases} \sigma^{-2}s^2 & 0 \le s < \sigma \\ -\sigma^{-2}s^2 & -\sigma < s < 0 \\ \operatorname{sgn}(s) & \sigma \le |s| \end{cases}$$
(8)

式中, σ 为边界层厚度且 $\sigma > 0$ 。

由式(7)可知,当运动点离滑模面较远时,此时 |s|较大,f(s)趋于无穷,存在指数项系数 ɛf(s) |s|^a > ɛ,有效提高了趋近速度,加快调速系统响应 时间。当运动点离滑模面较近时,此时 |s|趋近于0, f(s)趋于1,指数项系数趋近于 ɛ |s|^a,有效降低收 敛速度,同时削弱了抖振现象。新型变指数趋近律 可以随 |s|的变化调节指数项系数,从而实现趋近速 度的自适应调节。同时,新型分段指数型函数可实 现开关项零点的光滑过渡,在不影响趋近速度的情 况下进一步削弱了抖振。

2.2 稳定性和性能分析

为验证所提趋近律的稳定性,构建 Lyapunov 函数:

$$V = s^2/2 \tag{9}$$

将式(7)代入式(9)并求导得:

$$\dot{V} = s\dot{s} = \frac{-\varepsilon |s|^{\alpha} sF(s)}{(1-\delta)e^{-\gamma + s+\rho} + \delta (|s|+1)^{-1}} - \eta |x|^{\beta}s^{2}$$
(10)

可知(1 – δ) $e^{-\gamma^{1}s^{1}\rho} + \delta(|s|+1)^{-1}$ 项和 $|s|^{\alpha}sF$ (s) 项恒为正数,所以满足 $\dot{V} \leq 0$,即新型变指数趋 近律满足滑动模态可达性,不同趋近律之间收敛速 度对比如图 1 所示。

由图1可知,与传统指数趋近律相比,无论是 趋近阶段还是滑动阶段,新型变指数趋近律可以在 更短的时间内收敛并到达滑模面,其控制效果和趋 近速度均有明显提升。



图1 不同趋近律收敛速度对比

2.3 滑模速度控制器

定义速度控制器状态变量:

$$x = \omega_{ref} - \omega_m \tag{11}$$

式中, ω_{ref} 为参考机械转速。对式(11)求导并代入式(5)得:

$$\dot{x} = -\dot{\omega}_m = -\frac{3P_n\lambda_m}{2J}\dot{i}_q + \frac{B}{J}\omega_m + \frac{d(t)}{J} \qquad (12)$$

为了进一步提升系统响应速度,根据调速系统

控制要求,本文设计一种非奇异快速终端滑模面:

$$s = x + k_1 x^{p/q} + k_2 |x|^{m/n}$$
(13)

式中, $k_1 > 0$; $k_2 > 0$, p, q, m, n 均为正奇数且有 1 < p/q < 2; $p/q < m/n_{\circ}$ 对滑模面求导可得:

$$\dot{s} = \dot{x} + \frac{k_1 p}{q} x^{\frac{p-q}{q}} \ddot{x} + \frac{k_2 m}{n} |x|^{\frac{m-n}{n}} \dot{x}$$
(14)

结合式(12)、式(14)和新型变指数趋近律,得 改进滑模速度控制器的控制律为

$$i_q^* = \frac{2J}{3P_n\lambda_m} \Big[\int \frac{k_1 m \cdot \frac{2n-m}{n}}{n} (1 + \frac{k_2 p}{q} x^{\frac{p-q}{q}}) + \frac{B\omega_m}{J} + \varepsilon f(s) |s|^{\alpha} F(s) + \eta |x|^{\beta} sdt + \frac{d(t)}{J} \Big]$$
(15)

由式(14)可知:

$$\dot{s} = \dot{x} + \frac{k_1 p}{q} \dot{x}^{\frac{p-q}{q}} \left(-\frac{3P_n \lambda_m}{2J} \dot{i}_q + \frac{B}{J} \dot{\omega}_m + \frac{\dot{d}(t)}{J} \right) + \frac{k_2 m}{n} |x|^{\frac{m-n}{n}} \dot{x}$$
(16)

结合式(15)和式(16)得:

$$\dot{s} = \frac{k_1 p}{q} x^{\frac{p-q}{q}} (-\varepsilon f(s) |s|^{\alpha} F(s) - \eta |x|^{\beta} s) \quad (17)$$

根据 Lyapunov 稳定判据,将式(17)代入式(9) 并求导得:

$$\dot{V} = s\dot{s} = \frac{k_1 p}{q} x^{\frac{p-q}{q}} (-\varepsilon f(s)s \mid s \mid^{\alpha} F(s) - \eta \mid x \mid^{\beta} s^2) \leq \frac{\eta k_1 \mid x \mid^{\beta} p \cdot \frac{p-q}{q} s^2}{q} (18)$$

经上述证明,表明所设计的控制器满足稳定性 理论,可使系统误差在有限时间内趋于零。

由式(15)可以看出电机的参数摄动和负载扰动 会对控制器的控制精度产生影响,而电机在实际运 行中所受的扰动是一种不可测量的未知量,为避免 未知扰动量对系统控制精度造成的影响,通常会增 加控制器滑模增益,但过大的增益又会加剧系统抖 振,同样不利于电机高精度控制。

3 级联扰动补偿策略

3.1 改进扩展扰动观测器

针对控制系统抗扰动和抑制抖振之间存在矛盾 问题,本文设计一种改进扩展扰动观测器对系统总 扰动量进行实时观测和补偿。

由于系统采样频率远高于等效负载转矩变化频 率,故在控制采样间隔内负载转矩可被认为是恒定 值,即 $\dot{T}_{L}=0$,进而得到 $\dot{d}(t)=0$,以机械角速度 ω_{m} 和系统总扰动d(t)作为状态变量,定义状态方 程为

$$\begin{bmatrix} \dot{\omega}_m \\ \dot{d}(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{J} \begin{bmatrix} -B & -1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_m \\ d(t) \end{bmatrix} + \frac{1}{J} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} T_e (19)$$

定义机械角速度误差 $e_{\omega} = \hat{\omega}_m - \omega_m$,构建观测器 方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{\omega}_m \\ \dot{\omega}_m \\ \dot{d}(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{J} \begin{bmatrix} -B & -1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\omega}_m \\ \dot{d}(t) \end{bmatrix} + \frac{1}{J} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} T_e + \begin{bmatrix} h(e_\omega) \\ K_T h(e_\omega) \end{bmatrix}$$
(20)

式中, K_r 为反馈增益; $h(e_{\omega})$ 为误差滑模控制律。 式(20)减去式(19)得误差方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_{\omega} \\ \dot{e}_{d} \end{bmatrix} = \frac{1}{J} \begin{bmatrix} -B & -1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{\omega} \\ e_{d} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} h(e_{\omega}) \\ K_{T}h(e_{\omega}) \end{bmatrix}$$
(21)

式中, e_d 为系统总扰动误差且 $e_d = \hat{d}(t) - d(t)$ 。为避免高频噪声造成稳态误差,在线性滑模的基础上增加状态量的积分量得:

$$s_{\omega} = e_{\omega} + c \int_{0}^{t} e_{\omega} \, \mathrm{d}t \qquad (22)$$

式中, *c* >0。对式(22)求导,并基于一般趋近律和 新型分段指数型函数,结合式(8)和式(21)得改进 扩展扰动观测器的控制律为

$$h(e_{\omega}) = \left(c - \frac{B}{J}\right)e_{\omega} - \frac{d(t)}{J} + \varepsilon_{\omega}F(e_{\omega}) \qquad (23)$$

式中, ε_{ω} 为待设计参数。根据 Lyapunov 稳定判据, 将式(23)代入式(9)并求导得:

$$\dot{V} = s\dot{s} = s_{\omega} \left(ce_{\omega} - \frac{Be_{\omega}}{J} - \frac{d(t)}{J} - h(e_{\omega}) \right) \leq -\frac{d(t)s_{\omega}}{J} - \varepsilon_{\omega} \parallel s_{\omega} \parallel = |s_{\omega}| \left(\frac{|d(t)|}{J} - \varepsilon_{\omega} \right)$$
(24)

从工程实际角度出发,d(t)应存在上下界,所 以当 $\varepsilon_{\omega} \geq |d(t)|/J$ 时,有 $V \leq 0$ 成立,即改进扩展 扰动观测器可在有限时间内收敛并趋于稳定。

3.2 转动惯量在线辨识

在电机实际运行过程中,转动惯量 J 会随着电 机本体参数或受外界影响而变化,但传统扰动观测 常将 J 视作定值,这将会影响调速系统的控制精度 和鲁棒性,针对此问题,本文采用 Landau 离散时间 迭代算法对转动惯量进行自适应在线辨识。

在忽略粘着系数 *B* 的条件下,对式(3)离散 化得:

$$T_{e}(k-1) = J \frac{\omega_{m}(k) - \omega_{m}(k-1)}{T_{s}} + T_{L}(k-1)$$

$$T_{e}(k-2) = J \frac{\omega_{m}(k-1) - \omega_{m}(k-2)}{T_{s}} + T_{L}(k-2)$$
(26)

式中,T_s为系统采样周期。

由于负载波动频率远大于转动惯量采样频率, 所以可以忽略相邻周期内的转矩变化影响,即 $T_e(k-1) = T_e(k-2)$,基于此条件结合式(25)和式(26)得:

$$\omega_m(k) = 2\omega_m(k-1) - \omega_m(k-2) + \frac{T_s[T_e(k-1) - T_e(k-2)]}{J}$$
(27)

定义 $\Delta T_e(k-1) = T_e(k-1) - T_e(k-2)$, $U(k) = T_s/J$, 改写式(27)得参考模型为 $\omega_m(k) = 2\omega_m(k-1) - \omega_m(k-2) + U(k)\Delta T_e(k-1)$

则可调模型为

$$\hat{\omega}_{m}(k) = 2\omega_{m}(k-1) - \omega_{m}(k-2) + \hat{U}(k-1)\Delta T_{e}(k-1)$$
(29)

定义 $u(k) = \omega_m - \hat{\omega}_m$, 基于 Popov 超稳定性理 论, 可得 Landau 转动惯量辨识算法的自适应律:

$$\hat{U}(k) = \hat{U}(k-1) + K_e \frac{\Delta T_e(k-1)}{1 + K_e \Delta T_e (k-1)^2} u(k)$$
(30)

式中, K_e 为自适应增益。则转动惯量辨识值为

$$\hat{J}(k) = \frac{T_s}{\hat{U}(k)} \tag{31}$$

4 仿真结果分析

为验证本文所提策略的可行性和有效性,基于 Matlab/Simulink 平台建立如图 2 所示的 PMSM 新型 滑模调速系统系统仿真实验模型。



图 2 系统整体框图 PMSM 仿真实验参数如表 1 所示。



定子电阻 R_s/Ω	2.875
定子电感 L_s/mH	8.5
永磁体磁链 λ_m /Wb	0. 175
极对数 P _n	4
转动惯量 J/(kg・m ²)	0.003
阻尼系数 B/(N・m・s)	0.008

仿真实验中, PMSM 给定转速 600 r/min 空载起 动,在 0.1s 时刻突加转速至 1000 r/min,并保持 1000 r/min 空载运行,在 0.15 s 时刻突加 5 Nm 负载 转矩。给定电机直流侧电压 U_{de} 为 311 V,脉宽调制 开关频率 f_{pvm} 为 10 kHz,系统采样周期 T_s 为 10 μs, 系统仿真时间为 0.2 s,图 3~图 9 为仿真结果波形。

图 3 和图 4 分别为不同调速系统下的转速对比 曲线和起动阶段转速响应曲线。



图 4 起动阶段转速响应曲线

由图3可知,在限制起动电流的幅值相同的情况下,新型滑模调速在不同工况下转速无大范围波动,系统整体运行状态更加平稳。

由图 4 可知,在系统空载起动时, PI 调速和传 统滑模调速分别有 64 r/min 和 30 r/min 的最大超调 量,且分别需要 0.44 s 和 0.29 s 的才能收敛至给定 转速并进入稳态。而新型滑模调速最大超调量仅有 0.7 r/min,几乎能够实现无超调起动,系统在 0.14 s时刻即进入稳态,较 PI 调速和传统滑模调速 分别加快了 68.2% 和 51.7%,调速系统动态响应性 能得到明显改善。

图 5 和图 6 分别为稳态转速对比曲线和负载突

变转速对比曲线。



图 6 负载突变转速对比曲线

由图 5 可知,系统在进入稳态时,传统滑模调 速为 ±0.11 r/min,而新型滑模调速无大范围的转速 波动,波动范围为 ±0.05 r/min,有效削弱了传统滑 模中较大的固有抖振,系统控制精度和稳定性得到 提高。

由图 6 可知,在 0.15 s 时刻系统负载突变时, PI 调速和传统滑模调速均有超过 30 r/min 的转速突 降,且突降后不能在短时间内恢复至给定转速,收 敛时间分别为 0.3 s 和 0.012 s。而新型滑模调速最 大突降为 14.6 r/min,且转速在负载突变后经过 0.007 s 便能够迅速恢复,有着更好的抗负载扰动能 力。图 7 为转动惯量辨识值曲线。



图 7 转动惯量辨识值曲线

由图 7 可知,系统在给定采样周期下转速和负载突变时,辨识算法可以实现快速响应并在极短时间内收敛于目标值。当系统在 0.15 s 时刻受负载扰动影响后,辨识误差小于 0.01%,表明了算法能够

保持很好的辨识精度和跟踪能力,有利于提升扰动 观测和速度控制的精确度和抗扰动能力。

图 8 和图 9 分别为系统扰动观测值对比和负载 突变时观测值细节对比。



图9 负载突变时观测值细节对比

由图 8 可知,改进扩展扰动观测器很好地抑制 了起动后的脉动,实现光滑输出。由图 9 可知,在 0.15 s 时刻突加 5 N · m 负载时,观测器在 2 ms 左 右完成响应,且观测过程中无超调现象,有着良好 的扰动观测精度和跟踪速度。

5 结 语

为了提高 PMSM 调速系统的动态性能,本文首 先提出一种的新型变指数趋近律,该趋近律通过状 态变量的变化调节指数项系数,从而实现趋近速度 的自适应调节,同时采用一种新型开关函数对趋近 律开关项进行优化,进一步削弱滑模抖振;其次, 在新型趋近律的基础上设计非奇异快速终端滑模速 度控制器,实现了减少稳态误差、削弱抖振的同时 又能快速到达滑模面;最后,提出一种级联扰动补 偿策略,通过设计改进扩展扰动观测器,并基于 Landau 离散自适应算法对转动惯量进行在线辨识, 实时对系统所受的不确定扰动进行补偿,进一步提 高了调速系统的快速响应能力和抗扰动能力。仿真 结果表明,所设计的滑模调速系统能够有效提高系 统的动态控制性能、控制精度和鲁棒性。

参考文献

- [1] 陆婋泉,林鹤云,韩俊林.永磁同步电机的扰动观测器无位置
 传感器控制[J].中国电机工程学报,2016,36(5):
 1387-1394.
- [2] 杨淑英,王玉柱,储昭晗,等.基于增益连续扩张状态观测器的永磁同步电机电流解耦控制[J].中国电机工程学报,2020,40(6):1985-1997.
- Xu B, Zhang L, Ji W. Improved Non-Singular Fast Terminal Sliding Mode Control With Disturbance Observer for PMSM Drives [J].
 IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2021, 4(7): 2753-2762.
- [4] 吕从鑫,汪波,陈静波,等.水磁同步电机控制策略综述与展望[J].电气传动自动化,2022,44(4):1-10.
- [5] 刘金锟. 滑模变结构控制 Matlab 仿真基本理论与设计方法[M]. 北京:清华大学出版社, 2019: 15-17.
- [6] 许波,朱熀秋. 自适应非奇异终端滑模控制及其在 BPMSM 中的应用[J]. 控制与决策, 2014, 29(5): 833-837.
- [7] 王其铭,姜长泓,谢慕君.复合变指数趋近律的永磁同步电机 控制 [J]. 微电机, 2021, 54(7): 99-103.
- [8] 马畅,冷建伟. 永磁同步电机滑模调速系统新型趋近律控制[J]. 组合机床与自动化加工技术, 2019(4): 81-85.
- [9] 禹聪,康尔良.永磁同步电机模糊滑模速度控制器设计 [J].
 电机与控制学报,2022,26(7):98-104.
- [10] 缪仲翠,张文宾,余现飞,等. 基于转速估计的 PMSM 分数阶 积分滑模控制 [J].太阳能学报,2021,42(3):28-34.
- [11] 孙继卫,刘秀敏,郭亚男.基于扰动观测器的永磁同步电机复 合滑模控制 [J].电气传动,2018,48(2):14-18.
- [12] 石建飞, 戈宝军, 吕艳玲, 等. 永磁同步电机在线参数辨识方法研究 [J]. 电机与控制学报, 2018, 22(3): 17-24.
- [13] 张立伟,李行,宋佩佩,等. 基于新型滑模观测器的永磁同步
 电机无传感器矢量控制系统 [J]. 电工技术学报,2019,34
 (S1):70-78.

磁悬浮球自适应模糊滑模控制

沈 浩,李俊芳

(天津理工大学 电气工程与自动化学院, 天津 300384)

摘 要:磁悬浮球系统是典型的具有非线性特征的开环不稳定系统,为提高磁悬浮球(Magnetic Levitation Ball, MLB)系统的悬浮性能,设计直接自适应模糊滑模控制器。构造新型的积分型滑模面保证状态变量能够在有限时间内收敛到零点;为了消除趋近率函数的不连续产生的抖振问题,设计特定的自适应律,采用自适应模糊控制对切换项进行估计。仿真结果表明,自适应模糊控制能够有效的估计切换项,从而大大削弱了滑模的抖振,证明了控制策略的有效性。

关键词: 自适应控制; 磁悬浮球; 模糊推理; 滑模控制 中图分类号: TP273.4 ______文献标志码: A ______文章编号: 1001-6848(2024)04-0024-05

Magnetic Levitation Ball Adaptive Fuzzy Sliding Mode Control

SHEN Hao, LI Junfang

(School of Automation, Tianjin University of Technology, Tianjin 300384, China)

Abstract: Magnetic levitation ball system is a typical open-loop unstable system with nonlinear characteristics, to improve the suspension performance of magnetic levitation ball system, the direct adaptive fuzzy sliding mode controller is designed. Construct new type integral sliding mode surface to ensure state variables can be finite time convergence to zero. In order to eliminate the reaching rate function of discontinuous chattering problem, designed specific adaptive law, using adaptive fuzzy control for switching to estimate. The simulation results show that adaptive fuzzy control can effectively estimate the switching term, greatly weakening the chattering of the sliding mode, thereby proving the effectiveness of the proposed control strategy. **Key words**: adaptive control; magnetic levitation ball; fuzzy reasoning; sliding mode control

0 引 言

磁悬浮系统具有无污染、无润滑、无机械磨损 等优势,且悬浮物体位置的改变只需要调节通过线 圈的电压或者电流就能够实现,因此在工业系统中 磁悬浮技术被广泛的应用,并且随着科学技术不断 的发展,磁悬浮技术应用的前景越来越广阔^[1-2]。

磁悬浮球系统是研究如何对磁悬浮系统进行控制的一个经典平台,可以使科研工作者专注于控制策略方面的研究。磁悬浮球系统本质上是一个复杂单自由度非线性系统^[3],容易受到外部扰动的影响, 且存在线圈磁滞的现象和模型参数不确定性,所以这些因素影响着对磁悬浮球系统的控制^[4]。磁悬浮 球常用到的控制方法包括 PID 控制算法^[5]、神经网 络控制算法^[6]、滑模控制法(Sliding Mode Control, SMC)^[7]。滑模控制的算法简单,反应的速度快,对 外部扰动和未建模动态具有强鲁棒性。文献[8]设 计了扩张状态观测器对外部扰动进行估计并进行补 偿,克服了扰动对系统的影响,进一步增强了滑模 控制的效果。文献[9]提出了一种基于等价输入干 扰滑模观测器的模型预测控制方法,有效抑制了外 部扰动和内部不确定性,提高了磁悬浮球的跟踪性 能。文献[10]设计了滑模观测器,并且在此基础上 设计了滑模控制器实现了磁悬浮球的控制。但是, SMC 理论发展已显示出主要缺点是震颤现象,针对 这主要问题许多学者提出了许多解决办法,主要有 边界层法、高阶滑模、自适应滑模以及与智能控制 相结合的方法来削弱抖振。文献[11]为减小滑模控 制中的抖振现象,设计一种双幂次趋近率的积分滑 模控制算法,这种控制算法不仅削弱了"抖振",响

收稿日期: 2023-10-07

作者简介:沈 浩(1995),男,硕士研究生,研究方向为电机的滑模控制、智能控制。 李俊芳(1974),女,副教授,研究方向为四旋翼的智能控制。

应速度变快,还减小了系统的超调。文献[12]改进 了滑模控制法的趋近率,在系统误差小的时候把滑 模控制中的不连续项替换成连续函数,但是牺牲了 系统部分动态性能,消除了控制过程中的静态误差, 减小了"抖振"。文献[13]设计了一种动态滑模控制 器,体现了动态滑模控制器在削弱"抖振"和减小稳 态误差方面的优良性能,但是动态滑模控制器的设 计较为复杂。文献[14]采用了指数趋近率设计了控 制器,在消除稳态误差和"抖振"取得了良好的效果。

因为被控的过程当中会受到随机的干扰,且被 控过程是时变性、非线性、强耦合的,在这些方面 的影响下,会使模糊规则变得不完善、不精确继而 影响到实际的控制效果。为了削弱减少这些因素造 成的影响,先进的模糊控制应当具备自适应,当出 现上述的影响时,系统仍然能够保持良好的控制效 果。自适应模糊控制^[15-16]可以使用专家提供的具备 自适应功能的语言性模糊信息,能够使控制系统很 好的应对干扰和系统不确定性。文献[17]设计了一 种自适应快速终端滑模控制器,保证了磁悬浮球的 状态能够在有限的时间内到达给定的位置。

本文在积分型滑模面引入了状态变量的低次项 保证状态变量能够快速收敛到零点。为了消除抖振 问题,提出了直接自适应模糊控制方法来替代不连 续的符号函数,该方法能够有效的提高系统动态和 静态响应,降低滑模的抖振现象。

1 磁悬浮球的数学模型

为了便于分析,简化模型,做如下假设^[18]:

(1)忽略磁场的涡流、磁滞等非线性因素;

(2)忽略漏磁,假设气隙中的磁场均匀的分布;

(3)忽略电磁线圈与磁悬浮球的磁阻,假设磁 阻主要集中在磁悬浮球与励磁线圈之间的气隙中;

(4)假设小球受到的力均匀的作用在磁悬浮球 的质心上。

根据以上假设,磁悬浮球的数学模型可以描述为

$$\begin{cases} m \frac{d^2 x(t)}{dt^2} = F(i, x) + mg \\ F(i, x) = k \left(\frac{i}{x}\right)^2, \quad K = -\frac{\mu_0 H N^2}{4} \\ u(t) = K_a i(t) + L \frac{di(t)}{dt} \\ mg + F(i_0, x_0) = 0 \end{cases}$$
(1)

式中, u(t)表示的是功率放大器的输入电压, i 表示

的是励磁线圈中的电流, *m* 表示的是小球的质量, *F*(*i*, *x*)表示电磁力, *x* 表示小球的位置, *F*(*i*₀, *x*₀) 表示平衡位置处的电磁力, 因为线圈电感 *L* 未知, 所以将 $L \frac{\text{di}(t)}{\text{d}t}$ 当作未知扰动处理, *K*_a 表示线圈的 电阻, μ_0 表示的是真空磁导率, *N* 表示的是线圈的 匝数, *x*₀ 表示的是小球平衡的位置, *i*₀ 表示的平衡 位置的电流, *H* 表示的是磁导截面积。由式(1)可 知, *x*、*i* 与电磁力 *F*(*i*, *x*)它们之间的关系是非线 性的,将电磁力在平衡位置 *x*₀ 处进行泰勒展开, 并 且去掉高阶项部分得:

$$F(i, x) = F(i_0, x_0) + F_i(i_0, x_0)(i - i_0) + F_x(i_0, x_0)(x - x_0) = F(i_0, x_0) + K(\frac{2i_0}{x_0^2})(i - i_0) - K(\frac{2i_0}{x_0^3})(x - x_0)$$
(2)

将式(2)代入式(1)可得:

$$m \frac{\mathrm{d}^{2} x(t)}{\mathrm{d}t^{2}} = K(\frac{2i_{0}}{x_{0}^{2}})(i - i_{0}) - K(\frac{2i_{0}}{x_{0}^{3}})(x - x_{0}) = K(\frac{2i_{0}}{x_{0}^{2}}) - K(\frac{2i_{0}}{x_{0}^{3}})x$$
(3)

由式(1)、式(3)可得功率放大器的输入电压 *u*(*t*)和小球位移 *x* 的关系为

$$u(t) = K_a \frac{m \frac{d^2 x(t)}{dt^2} - K(\frac{2i_0^2}{x_0^3})x(t)}{K(\frac{2i_0}{x_0^2})}$$
(4)

式(4)等号两边同时进行拉普拉斯变换得到系 统的传递函数:

$$G(s) = \frac{X(s)}{U(s)} = \frac{-\frac{1}{m} \frac{\mu_0 N^2 i_0 H}{2x_0^2 K_a}}{s^2 - \frac{1}{m} \frac{\mu_0 N^2 i_0 H}{2x_0^3}}$$
(5)

将数据代入可得:

$$G(s) = \frac{X(s)}{U(s)} = \frac{-0.3}{s^2 - 61}$$
(6)

实际上,由于功率放大器输出的电压和电流为 典型的一阶惯性环节,不是比例关系,铁心具有磁 阻,励磁线圈又是感性的负载,这些因素都会使系 统的模型具有不确定性,再加上外部的扰动,很难 取得满意的控制效果,考虑这方面的因素,再结合 系统的传递函数,得到系统的状态空间方程为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = a_0 x_1 + b_0 u + f(x_1, x_2, u) \\ y = x_1 \end{cases}$$
(7)

其中, $x_1 = x(t)$, $x_2 = \dot{x}(t)$ 分别表示的是小球的位 移和速度, u(t)为控制输入, a_0 、 b_0 为可调节的参 数, 初始值分别为 61、-0.3; $f(x_1, x_2, u)$ 表示模 型参数的不确定性, 由 $(a - a_0)x_1 + (b - b_0)u$, $L \frac{di(t)}{dt}$ 相关项以及电磁力的高阶项构成。

2 滑模控制器的设计

2.1 构造积分型滑模面

定义1 误差 e 为

$$e = x^{*}(t) - x(t)$$
 (8)

式中, x*(t)为给定悬浮位置, x(t)为实际观测值。 定义2 积分型滑模面为

$$s = \dot{e} + \alpha \int_0^t |e|^{\gamma} \operatorname{sgn}(e) dt + \beta \int_0^t |e|^{\lambda} \operatorname{sgn}(e) dt$$
(9)

 α 、 β 为系统状态变量系数,且 α , β 都大于0, $\gamma = a/b$, $\lambda = c/d$, a、b、c、d为正奇数,且1 < c/d<2,a/b > c/d。sgn(e)是符号函数,表达式为

$$sgn(e) = \begin{cases} e/|e|, & e \neq 0\\ 0, & e = 0 \end{cases}$$
(10)

|e|^γsgn(e)为误差的低次项,当误差较小的时候能够快速衰减,这样就可以使状态变量在有限时间内快速收敛至零。

2.2 趋近律的设计

趋近律为

 $\dot{s} = -l \cdot \operatorname{sgn}(s)$ (11) 式中, *l*是切换增益, 取 $l = \max |f(x_1, x_2, u)| + \eta$, $\eta > 0$ 。

由式(7)、式(9)和式(11)可得控制律为 *u* =

$$-\frac{1}{b_0} \{ a_0 x_1 + \alpha \mid e \mid^{\gamma} \operatorname{sgn}(e) + \beta \mid e \mid^{\lambda} \operatorname{sgn}(e) + l \cdot \operatorname{sgn}(s) \}$$
(12)

证明 构造 Lyapunov 函数

$$V = \frac{1}{2}s^2 \tag{13}$$

对 V 求导得:

$$v = ss =$$

$$s\{ \ddot{e} + \alpha \mid e \mid^{\gamma} \operatorname{sgn}(e) + \beta \mid e \mid^{\lambda} \operatorname{sgn}(e) \} =$$

$$s\{a_{0}x_{1} + b_{0}u + f(x_{1}, x_{2}, u) + \alpha \mid e \mid^{\gamma} \operatorname{sgn}(e) +$$

$$\beta \mid e \mid^{\lambda} \operatorname{sgn}(e) \} =$$

$$s(f(x_{1}, x_{2}, u) - l \cdot \operatorname{sgn}(s)) =$$

$$f(x_{1}, x_{2}, u)s - l \cdot \mid s \mid =$$

i/____

$$f(x_1, x_2, u)s - (\max |f(x_1, x_2, u)| + \eta) |s| \\ \leq -\eta |s|$$
(14)

l用于补偿未知扰动f,当增益l满足: $l > \max$ $|f(x_1, x_2, u)|$ 时,可得 $\dot{V} < 0$ 。因此,该控制律能 够保证系统稳定。

2.3 自适应模糊滑模控制器设计

当干扰项 f(x₁, x₂, u) 是未知的,为保证控制 器稳定需要一个比较大的切换增益来抵抗扰动,这 样的话就会造成抖振。为了消除削弱抖振采用模糊

系统
$$h$$
 逼近 $l \cdot \operatorname{sgn}(s)$ 。



图 1 自适应模糊切换项控制框图 自适应模糊滑模控制律为

$$u = -\frac{1}{b_0} \{ a_0 x_1 + \alpha \mid e \mid^{\gamma} \operatorname{sgn}(e) + \beta \mid e \mid^{\lambda} \operatorname{sgn}(e) + \hat{h}(s \mid \hat{\theta}_h) \}$$
(15)

$$\hat{h}(s \mid \hat{\theta}_{h}) = \hat{\theta}_{h}^{\mathrm{T}} \xi(s)$$
(16)

式中,向量 $\hat{\theta}_{h}^{T}$ 根据自适应律而变化; $\xi(s)$ 为模糊向量; $\hat{h}(s|\hat{\theta}_{h})$ 为模糊系统输出;

设模糊系统由 IF-THEN 形式的模糊规则构成:

 $R^{(j)}$: IF x_1 is A_1^j and … and x_n is A_1^j THEN y is B^j 采 用中心平均解模糊器、单值模糊器和乘积推理机, 则模糊系统的输出为

$$\hat{h}(s|\hat{\theta}_{h}) = \frac{\sum_{j=1}^{m} y^{j}(\prod_{i=1}^{n} \mu A_{i}^{j}(x_{i}))}{\sum_{j=1}^{m} (\prod_{i=1}^{n} \mu A_{i}^{j}(x_{i}))}$$
(17)

式中, $\mu A_i^j(x_i)$ 为 x_i 的隶属函数。 引入向量 $\xi(x)$, 式(16)变为

$$\hat{h}(s \mid \theta_{\rm h}) = \theta_{\rm h}^{\rm T} \xi(x) \tag{18}$$

武中,
$$\theta_h = (y^1, y^2, \dots, y^m)^T$$
, $\xi(x) = (\xi^1(x), \xi^2(x), \dots, \xi^m(x))^T_{\circ}$

$$\xi(x) = \frac{\prod_{i=1}^{n} \mu A_{i}^{j}(x_{i})}{\sum_{j=1}^{m} (\prod_{i=1}^{n} \mu A_{i}^{j}(x_{i}))}$$
(19)

理想的 $\hat{h}(s|\theta_h)$ 为

$$\hat{h}(s \mid \theta_{\rm h}^*) = l \cdot \operatorname{sgn}(s) \tag{20}$$

自适应律为

$$\dot{\hat{\theta}}_{\rm h} = \lambda s \xi(s) \tag{21}$$

式中, $\lambda > 0_{\circ}$

证明:

定义最优参数为

$$\theta_{h}^{*} = \arg\min_{\hat{\theta}_{h} \in \Omega_{h}} [\sup|\hat{h}(s|\hat{\theta}_{h}) - l \cdot \operatorname{sgn}(s)|] (22)$$

式中,
$$\Omega_{h}$$
 为 θ_{h} 的集合。
则:
 $\dot{s} = \{\ddot{e} + \alpha \mid e \mid^{\gamma} \operatorname{sgn}(e) + \beta \mid e \mid^{\lambda} \operatorname{sig}(e) + f(x_{1}, x_{2}, u)\} =$
 $\begin{cases} a_{0}x_{1} + b_{0}u + f(x_{1}, x_{2}, u) + \alpha \mid e \mid^{\gamma} \operatorname{sgn}(e) \\ + \beta \mid e \mid^{\lambda} \operatorname{sig}(e) + f(x_{1}, x_{2}, u) \end{cases}$
 $(f(x_{1}, x_{2}, u) - l \cdot \operatorname{sgn}(s)) =$
 $-\hat{h}(s \mid \hat{\theta}_{h}) + f(x_{1}, x_{2}, u) + \hat{h}(s \mid \theta_{h}^{*}) - \hat{h}(s \mid \theta_{h}^{*}) =$
 $\tilde{\theta}_{h}^{T} \xi(s) + f(x_{1}, x_{2}, u) - \hat{h}(s \mid \theta_{h}^{*})$
(23)

式中, $\tilde{\theta}_{h} = \theta_{h}^{*} - \hat{\theta}_{h\circ}$

Lyapunov 函数为

$$V = \frac{1}{2} \left(s^2 + \frac{1}{\lambda} \tilde{\theta}_{\rm h}^{\rm T} \tilde{\theta}_{\rm h} \right)$$
(24)

则:

$$\dot{V} = s\dot{s} + \frac{1}{\lambda}\dot{\tilde{\theta}}_{h}^{T}\dot{\tilde{\theta}}_{h} =$$

$$s(\tilde{\theta}_{h}^{T}\xi(s) + f(x_{1}, x_{2}, u) - \hat{h}(s|\theta_{h}^{*})) + \frac{1}{\lambda}\tilde{\theta}_{h}^{T}\dot{\tilde{\theta}}_{h} =$$

$$\tilde{s}\tilde{\theta}_{h}^{T}\xi(s) + \frac{1}{\lambda}\tilde{\theta}_{h}^{T}\dot{\tilde{\theta}}_{h} + s(f(x_{1}, x_{2}, u) - \hat{h}(s|\theta_{h}^{*}))$$
(25)

$$\dot{\Psi} = \frac{1}{\lambda} \tilde{\theta}_{h}^{T} (\lambda s \xi(s) - \dot{\hat{\theta}}_{h}) + s f(x_{1}, x_{2}, u) - l |s|$$

$$(26)$$

式中,
$$\dot{\hat{\theta}}_{h} = -\dot{\hat{\theta}}_{h\circ}$$

 $\dot{V} = sf(x_1, x_2, u) - l \cdot |s| \leq 0$

可见,当 $\dot{V} \equiv 0$ 时, $s \equiv 0$,则根据 LaSalle 不变 集原理, $t \rightarrow \infty$ 时, $s \rightarrow 0_{\circ}$

3 仿真研究

磁悬浮球的仿真框图如图 2 所示,而系统的位 置环节为自适应模糊滑模控制器。



图 2 磁悬浮球控制系统结构图

控制器的参数: $c_1 = 1500$, $b_0 = 14$, $b_1 = 35000$, $\gamma = 1/3$, $\lambda = 35$ 。将直接自适应模糊滑模控制(AF-SMC)与模糊滑模(FSMC)控制进行比较。

(1)图 3 表示的是在稳定时候磁悬浮高度响应曲 线。采用 FSMC 控制方法对系统进行控制,则磁悬 浮系统没有超调,但是 FSMC 控制方法到达给定悬 浮高度的时间更加的长;而采用 AFSMC 控制方法, 不仅没有出现超调,到达给定悬浮高度的时间也更 加的短约为 1 s。从仿真结果可以看出,AFSMC 控 制方法的启动性能要优于 FSMC 控制方法。



图 3 稳定时的磁悬浮高度响应曲线 (2)模拟阶跃信号对磁悬浮球的影响,加入阶 跃信号以后仿真结果分别如图 4 至图 6 所示。



图 4 加入阶跃扰动时切换项估计值

由图 4 可知,采用 FSMC 控制有较大的峰值误差,在加入阶跃扰动时,稳定时间为 0.325 s;采用 AFSMC 控制可以有效地削弱峰值误差。

图 5 表示的是磁悬浮球在加入阶跃扰动以后悬 浮高度的变化,出现了些许的波动,但总体上对系 统没什么影响。



图 6 加入阶跃扰动时电流响应曲线

如图 6 所示, 电流为 1 A 作用, 在 0.3 s 时加入 阶跃扰动, 在 0.6 s 去除扰动。

模拟正弦干扰信号对磁悬浮球的影响,在0.3 s 时加入*f*=10sin(20*t*)的正弦扰动,分别如图7至图 9 所示。



图 8 加入正弦扰动时悬浮高度响应曲线



4 结 语

针对磁悬浮球系统,设计了一种自适应模糊滑 模控制方法,得到以下结论:

(1)对磁悬浮球系统的工作原理和结构进行分析,推导出磁悬浮系统的状态方程和数学模型。

(2)提出自适应模糊滑模控制方法,并且构造 积分型滑模面,引入了误差的低次项不仅保证了系 统的全局鲁棒性同时使状态变量能够在有限的时间 内收敛至零。

(3)选择合适的自适应律,设计自适应模糊滑 模控制器来估计切换项,代替不连续的符号函数从 而达到削弱抖振的目的。最后仿真结果表明自适应 模糊滑模控制方法的有效性。

参考文献

- [1] 马晓东,魏利胜,刘小珲. 基于新型 YOLO v5 算法的磁悬浮球 精确识别[J]. 电子测量与仪器学报,2022,36(8):204-212.
- [2] 刘丽丽,左继红.磁悬浮球系统模糊 PID 参数自调整控制方法[J].控制工程,2021,28(2):354-359.
- [3] 张驰,陆永华,梁立鹏,等.基于双霍尔传感器的磁性小球悬 浮控制系统研究[J].计算机测量与技术,2019,27(11): 86-90.
- [4] 汪鑫,许贤泽,徐逢秋. 磁悬浮球系统往复运动的迭代学习控制[J]. 武汉大学学报(工学版), 2020, 53(4): 364-370.
- [5] 高子龙,张林梅,刘丽龙,等. 模糊 PID 复合控制在某武器装 备随动系统负载模拟器中的应用研究[J]. 微电机,2021,54 (5):110-114.
- [6] 于建国,岳占岐,边辉,等.基于 BP 神经网络的风力发电机 温升故障诊断研究 [J].微电机,2020,53(2):32-36.
- [7] 李争,王蕾永,史雁鹏,等.改进型积分滑模算法在永磁同步 直线电机中的应用[J].微电机,2019,52(6):40-44.
- [8] 赵磊,王军晓,黄光普,等.基于扩张状态观测器的磁悬浮球 连续滑模控制[J].高技术通讯,2020,30(5):480-486.

(下转第45页)

浅析某型电机异常停转故障的问题

刘艺凡¹,张朝晖²,张鹏涛²,安 博²,杨 鹏²,李 煜² (1. 陆装驻西安地区第八军事代表室,西安 710043; 2. 西安微电机研究所有限公司,西安 710077)

摘 要:本文针对某型电机在验收试验中出现异常停转的故障进行了分析,对驱动器中功率 MOSFET 短路失效的机 理进行分析及试验验证,确定了异常停转问题的原因,并采取了改进措施,为同类问题解决提供了可供借鉴的 途径。

关键词: 电机驱动器; 故障; 失效分析; 改进

中图分类号: TM36 +1; TP272 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2024)04-0029-04

Analysis and Reflection on the Abnormal Stopping Fault of a Certain Type of Motor

LIU Yifan¹, ZHANG Zhaohui², ZHANG Pengtao², AN Bo², YANG Peng², LI Yu²

 The Eighth Military Representitive Office of Land Equipment Department Xi'an Bureau, Xi'an 710043, China; 2. Xi'an Micromotor Research Institute Co., LTD., Xi'an 710077, China)

Abstract: This article analyzed the fault of abnormal shutdown of a certain type of motor during acceptance testing, analyzed and verified the mechanism of power MOSFET short circuit failure in the driver, identified the cause of the abnormal shutdown problem, and took improvement measures. In response to changes in the parameters of imported components, it provides a reference path for solving similar problems.

Key words: motor driver; fault; failure analysis; improve

0 引 言

2023 年 17 台 2022 批次某型无刷直流电动机 及驱动器进行验收试验,其中 15 台按照要求完成 所有验收试验。编号为 7 号及 16 号的 2 台电机在 加载试验时异常停转,同时驱动器报过流故障。检 测发现两台驱动器的三相逆变桥电路中位号为 Q2 -2 的 A 相下桥臂的 MOSFET 短路失效。本文通过 对 MOSFET 失效的机理分析及试验验证,并进行了 问题复现,采取了相应的改进措施,解决了 MOS-FET 短路失效的问题。最后对产品研制过程中技术 状态管理,特别是元器件的管理,提出了更高的 要求。

问题定位

驱动器主要由主电源滤波、DC - DC 变换电路、 前级驱动电路、功率逆变电路、绕组电流采样电路、 霍尔信号反馈电路、RS422 通讯接口电路、MCU 电路等组成。驱动器采用电机专用控制 MCU 作为控制核心; 上位机通过 RS422 接口进行通讯,完成控制指令下发及驱动器状态反馈; 功率逆变部分采用三相逆变桥,功率管采用2只 MOSFET 并联,共计12只; 前级驱动电路采用专用驱动芯片驱动 MOSFET; 控制电源从母线电源经 DC - DC 变换电路获取 5V 和 12V 两组电源; 速度反馈通过对电机霍尔传感器信号采样处理取得。

根据初步排查分析,验收试验时由于 Q2 – 2 的 MOSFET 短路失效导致驱动器异常,引起电机停转。 该 MOSFET 选用的是某公司的高压 MOSFET,其主 要参数: $V_{DS(max)}$ = 650 V, $R_{DS(on)}$ = 0.07 Ω, I_D = 47 A。

两只失效后的 MOSFET 内部形貌图如图 1 和图 2 所示,元器件失效分析中心的分析结论是由于异常 过电应力导致芯片击穿烧毁失效。

收稿日期: 2023-11-08

通讯作者:张朝晖(1972),男,高工,研究方向为电机驱动控制。

图 1 MOSFET 失效后的形貌图



图 2 MOSFET 失效后的形貌图

通过对 MOSFET 短路失效问题的排查,排除了 漏源极过电压、过电流、过热以及元器件本身问题, 定位到栅源过电压引起故障。栅源过电压可能是 ESD 静电损伤或在栅源间施加了超出器件允许的极 限电压(±30V),根据对失效 MOSFET 的形貌分析, 排除了 ESD 静电损伤,因此问题定位在 MOSFET 在 工作时产生超过栅源极限电压导致器件失效。

2 机理分析

两台故障驱动器中失效的 MOSFET 位号均为 Q2 -2,为验证其栅源间是否存在过电压,对 2022 批 次生产的驱动器中失效元器件 Q2-2 的栅源间电压 V_{cs}进行测试。在测试过程中,随着驱动器的输入电 压升高以及电机电流的增大,V_{cs}出现高频振荡,且 幅值超过 MOSFET 的栅源电压极限值 ± 30V 的情况, 有时会出现 MOSFET 短路失效的情况。

同时也监测到 Q2 – 2 的漏源电压 $V_{\rm DS}$ 的尖峰电压 幅值也随输入电压和电机电流的增大而增大,但仍 低于 MOSFET 的 $V_{\rm DS(max)}$ 。

由于在上管快速开关时在下管的漏源间会产生 较大的 dV_{DS}/dt ,且 MOSFET 的栅漏间存在结电容 C_{gd} ,该 dV_{DS}/dt 会通过 C_{gd} 产生位移电流即 I_{gd} = $C_{gd} * \frac{d V_{DS}}{dt}$, I_{gd} 会在下管栅极电阻 R_{g} 上产生压降, 从而在栅源间产生一定的电压。如果栅驱动回路的 寄生电感 L_{g} 和 L_{s} 较大,则有可能在栅驱动电路中产 生 RLC 振荡,从而在栅源间产生过电压,导致栅极 损坏。



图 3 快速变化的漏源电压产生的栅源电压瞬变

对于 Q2-2 栅源间出现高频振荡过电压,但仍 正常工作并未立即损坏的情况,是由于虽然在栅源 间出现了超过极限 ±30 V 的电压,但作用时间较短 (ns 级),其能量不足以损坏栅极,但随着能量累 积,或在边界工况下可能出现单次能量较大,造成 栅源间过电压失效,进而引起 MOSFET 的漏源极短 路失效。

该产品在 2017 年已交付数台,但是从未发生过 MOSFET 短路失效的问题,且 2022 批产品的技术状 态与 2017 批产品一致,未发生变化。为此又对 2017 批的产品进行同样的测试,虽然 Q2 - 2 的栅源间电 压也存在高频振荡,但未出现超过 ± 30V 的过电压, 且 Q2 - 2 漏源间的尖峰电压较小。

为验证 2017 批与 2022 批产品中的 MOSFET 的 参数可能存在的差异,将两批次产品的功率板中 A 相 MOSFET 交叉互换,发现使用 2022 批次 MOSFET 时,两个批次功率板中的下管 Q2-2 的 V_{GS}振荡明显 增大,V_{DS}间的电压峰值增加约 100 V,而使用 2017 年批次的 MOSFET 未出现栅源间高频振荡过电压的 情况。初步判断 2017 批次 MOSFET 与 2022 批次 MOSFET 动态参数有较大差异。

对三个批次(2017 年产品 MOSFET 批次号 HAC615、2022 年产品 MOSFET 批次号为 HV4203 和 HU2224)的 MOSFET 进行 X – ray 检查以及动态性能 指标比对。通过 X – ray 检查, 2017 批的管芯尺寸明 显较小,如图 3 所示。



图 4 三批次 MOSFET 的管芯尺寸对比图

测试参数	Td(on)/ns	Tr/ns	Td(off)/ns	Tf/ns	Qgs/nC	Qgd/nC	Qg/nC	Irrm/A	Trr/ns	Qrr∕µC
	VDS = 3	80V, ID	=47A, RG = 1	.80,	VDS = 35	60V, VGS =	0 to10V,	VDD = 35	0V, IS = 47	A, VGS =
测试余件		VGS	=0/13V			ID = 47A		0V,	di/dt = 100	A∕µs
S/N1 – HU2224	25.4	35.8	124. 2	27.4	49.80	76.80	228.80	48.68	703.47	17.25
S/N2 – HU2224	25.2	36.2	122.0	27.2	52.80	76.40	230.60	48.54	684.67	16. 75
S/N3 – HAC615	41.8	46.6	8.8	25.8	43. 10	21.40	70. 50	16. 98	207.07	1. 77
S/N4 – HAC615	33.6	33.8	20. 4	24.2	35.95	28.45	80. 20	14.33	178.47	14. 32
S/N5 – HV4203	24.6	29.8	118.2	24.6	54.88	73.92	224.96	48.92	682.00	16.86
S/N6 - HV4203	25.0	30. 8	125.0	23.8	46.60	78.00	220. 40	484. 47	655.73	16. 15

表1 三批次 MOSFET 动态参数测试结果

在不同批次 MOSFET 动态参数的性能指标对比 中可以看出,HAC615 批测试数据中的 $Q_g 和 Q_{gd}$ 的值 较小, $Q_{gd} = C_{gd}$ 成正比。MOSFET 内部二极管反向恢 复特性的三项参数 Qrr、Trr 和 Irr 的值也比 HV4203 批和 HU2224 批要小得多,这三项参数值较大导致 MOSFET 中寄生二极管的反向恢复电流也较大。该 电流与 MOSFET 的漏极寄生电感 L_d 产生漏极尖峰电 压 dV_{DS}/dt_o

通过对 2017 批和 2022 批 MOSFET 的对比测试, 并结合 MOSFET 在驱动器中的工作情况,分析结论 为: (1) MOSFET 的反向恢复电流与漏极寄生电感 L_{a} 产生尖峰电压,该电压可通过 MOSFET 的结电容 C_{ed} 与 Q2-2 栅极驱动电路中的串联电阻 R。以及寄生电 感L_a和L_s形成 RLC 高频振荡。(2)由于 2022 批次 MOSFET 内部二极管的反向恢复特性较差,具有更 大的反向恢复电流,作用在漏极的寄生电感上会在 功率逆变桥下管 Q2-2 的漏源极产生较大的尖峰电 压,特别是在高电压及大电流的条件下,漏源间的 尖峰电压更大。(3)2022 批 MOSFET 的栅漏结电容 C_{ed}较 2017 批 MOSFET 更大,漏极与栅极的耦合作 用更强。(4) Q2-2 距离前级驱动芯片最远, 栅驱 动回路的寄生电感最大。(5)Q2-2的 MOSFET 在以 上四个因素的共同作用下,极易导致 Q2-2 的栅源 电压超出极限电压 ± 30V, 引起 MOSFET 的栅源极 和漏源极损坏。

2017 年产品未出现 MOSFET 失效的原因是:管芯尺寸相对较小,结电容 C_{gd} 以及反向恢复电流 Irr 较小。因此在 Q2 – 2 的 MOSFET 漏源间的电压瞬变 更小一些,通过 C_{gd} 耦合到栅驱动回路的作用也更 小,因此未发生高频振荡且超出极限电压 ± 30V 的 情况。

3 问题复现

使用 2022 批次的一台驱动器在高电压大负载工

况测试,对A相上、下管 MOSFET 的 V_{cs} 、A相下 MOSFET 的 V_{bs} 以及电源回线上的电流进行测试。A 相下 MOSFET 的 V_{cs} 在A相上管 MOSFET 开通时存 在高频振荡的尖峰电压,随着负载增大,电压出现 幅值增加且高频振荡,特别是电压升高到265 V,额 定负载25 Nm时,高频振荡情况更加严重,负向尖 峰电压为 – 30 V,达到栅源电压 ± 30 V的极限值。 经过数次加载试验后,该驱动器中位号为Q2 – 2 的 MOSFET 出现两次短路失效,与7号和16号故障驱 动器的故障相同。

对两只短路失效的 MOSFET 进行开帽检查,从 形貌图上看,本次复现失效的两只 MOSFET 与7号 和16号故障驱动器失效的 MOSFET 失效点部位基本 一致,失效分析的结论为由于异常过电应力导致芯 片击穿后烧毁。

4 改进措施

通过调整栅驱动回路的 RLC 参数可以削弱或消除 MOSFET 栅源间的高频振荡过电压;降低栅回路 RLC 电路的激励源,即漏源电压变化率 dV_{DS}/dt 也可以达成目标。

(1)调整栅驱动回路的 RLC 参数。在 MOSFET 的栅源间增加电容或增大栅极电阻的阻值会削弱高频振荡的影响,但会增加 MOSFET 的开关时间和开关损耗,降低系统效率。

(2)降低 dV_{DS}/dt。三相逆变桥中每个半桥上的 母线电源与回线之间分别设置有三个容值为 0.033 μF 的吸收电容。可以通过增大三只吸收电容的容值 以加强对尖峰电压的吸收作用,从而削弱或消除在 栅驱动电路的 RLC 高频振荡过电压。该方案不影响 MOSFET 的开关速度,重新选型就可满足要求,且 不影响性能。

将三只吸收电容容值增加到 0.33 µF 进行测试。

在 206 V, 34 Nm 过载; 265 V 电压拉偏; 25 Nm 额 定负载三种条件下, Q2-2的栅源电压 V_{GS}均未出现 高频振荡过电压的情况,最大幅值仅为+5V,且无 负向尖峰电压; V_™的尖峰电压由原最高 120 V 左右 降低至10V左右,驱动器工作正常。

因此,对验收试验时出现故障的7号和16号两 台驱动器以及其余15台驱动器采取以下措施:将功 率板上的三只吸收电容由 0.033 µF 调整为 0.33 µF。

后续产品处理措施: 足额采购, 保证同一批次 产品优先使用同一批次器件;在入所检验时对 MOS-FET 的动态指标参数进行抽样测试;在生产过程的 调试工序中增加关键检验点:首件调试时根据 MOS-FET 的动态参数调整功率板上3只吸收电容的容值, 并在高电压大负载的条件下对位号为 Q2-2 的 MOS-FET 的栅源电压和漏源电压进行测试,确认 MOS-FET 的栅源电压不出现高频振荡过电压的情况。

5 结 语

(1)2022 批次两台驱动器中 MOSFET 短路失效

的原因是虽然驱动器的产品技术状态未发生改变, 而且 MOSFET 的生产厂商和元器件型号也未发生变 化, 但是 2022 批次 MOSFET 与上一批次的管芯尺寸 及动态参数有所改变,而本批次驱动器在生产过程 中未能针对这一变化对吸收电容的参数进行调整。 在这一过程中体现出了承制单位对 MOSFET 的动态 指标参数分析判断不深入、生产调试不托底。

(2)军事代表在日常工作中,要加强生产过程 质量监督特别是技术状态管理,确保产品与技术状 态文件的一致性。同时,要扎实搞好提交条件审查, 不能因为是成熟产品的生产就理所当然认为不出问 题,应通过查阅技术文件尽早发现并督促纠正问题。

(3)随着国际安全和武器发展形势的巨大变化, 我们还要在快速推进电子元器件自主可控工作方面 下大力气,必须持续探索研究符合国情、适应企业 发展的工作机制,倒逼承制单位通过技术手段创新 实现装备电子元器件国产化,促进国内相关行业的 健康发展。

(上接第5页)

50000r/min 工况。转速高于 50000r/min 时,转子永 磁体材料应选用 N35(EH)。

综上所述,本文提出的结论对外转子电机的结 构设计和安全可靠运行具有重要的参考意义。

参考文献

- [1] Gerada D, Mebarki A, Brown NL, et al. High-speed electrical machines: technologies, trends and developments [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(6): 2946-2959.
- [2] M S Lim, S H Chai, J S Yang, et al. Design and Verification of

150-kr/min PMSM Based on Experiment Results of Prototype [J]. IEEE Trans. Ind. Electron., 2015, 62(12).

- [3] D Gerada, A Mebarki, N L Brown, et al. High-speed Electrical Machines: Technologies, Trends, and Developments [J]. IEEE Trans. Ind. Electron., 2014, 61(6).
- [4] 顾雪政,顾海勤,倪红军,等. 高速内置式永磁同步电机转子 强度分析[J]. 微电机, 2022, 55(2): 24-27, 36.
- [5] 林展毅,张超,徐广人.高速表贴式永磁转子强度等效计算与 分析[J]. 微电机, 2021, 54(12): 1-9.
- [6] 黄云凯,余莉,胡虔生。高速永磁电动机设计的关键问题[J]. 微电机, 2006, 39(8): 6-9.
表贴式永磁同步电机无位置传感器零低速起动 方法的比较研究

俞力豪,周士贵,曹凤斌,李强,张顺杰 (曲阜师范大学,山东日照276800)

摘 要:由于运行在中高速状态下的永磁同步电机无位置传感器控制方式大多是采用反电动势来估算角度位置和转速,这在零低速往往不适用。为了实现表贴式永磁同步电机无位置传感器零低速起动和平滑切换到中高速运行,分析了恒压频比控制、恒流频比控制、脉振电压信号高频注入法三种低速起动控制方法。开环恒压频比控制采用了新的 V/F 曲线和电压补偿,近似补偿定子阻抗压降防止起动失败;单闭环 IF 控制和双闭环脉振高频电压注入控制采用加权算法切换至滑模观测器。对某一表贴式永磁同步电机应用 Matlab/Simulink 进行了永磁同步电机无位置传感器控制系统的仿真分析,仿真结果验证了所提出方法的有效性。

关键词: 永磁同步电机; 零低速起动; 加权算法; 无位置传感器 中图分类号: TM341; TM351; TP273 ______ 文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2024)04-0033-07

A Comparative Study of Position Sensorless Low Speed Start Methods in Surface Mounted Permanent Magnet Synchronous Motor

YU Lihao, ZHOU Shigui, CAO Fengbin, LI Qiang, ZHANG Shunjie (Qufu Normal University, Rizhao Shandong 276800, China)

Abstract: Due to the fact that most sensorless control methods for permanent magnet synchronous motors operating at medium-high speeds use back electromotive force to estimate angle position and speed, this is often not applicable at low speeds. In order to realize the low speed start of the sensorless control for PMSM and switch to medium high speed, analyzed three low speed start control methods constant volts/hertz, keeping constant ratio of current and frequency, pulse high frequency voltage signal injection. Open loop control based on new V/F curve and voltage compensation, approximate compensation pressure drop of stator impedance to prevent start fail. One close loop keeping constant ratio of current and frequency voltage signal injection control introduces weighting algorithm to switch to sliding model observer. Finally, a simulation model for sensorless control system of a PMSM was established and the simulation was established by using Matlab / Simulink. Furthermore, the simulation results corroborate the efficacy of the proposed method.

Key words: permanent magnet synchronous motors; low speed start; weighted method; sensorless control

0 引 言

永磁同步电机(PMSM)与其他电机相比具有相 对更高效率、高功率因数、高功率密度,更小体积, 更低温升、低电枢反应,简单结构,重量轻,此外 其调速和力矩性能指标也更好。同时 PMSM 因为具 有非线性和多变量的特点,运动控制算法也更加复杂。传统的安装了位置传感器的 PMSM,往往采用 光电编码器或者霍尔传感器,这些位置传感器不但 使得电机本体的体积增大导致电机转动惯量增大, 也增加了整个电机系统的成本,同时降低了抗干扰 能力,而且在复杂艰难的工作环境中,其可靠性也

收稿日期: 2023-11-06

基金项目:山东省自然科学基金(ZR2021ME017)

作者简介:俞力豪(1996),男,硕士研究学生,研究方向为永磁电机控制。 周士贵(1970),男,副教授,研究方向为永磁电机设计。

· 34 ·

由于工业环境等因素和对生产成本的控制,采 用无位置传感器控制是当下的研究热门^[1-2]。常见无 位置控制算法有模型参考自适应算法(MRAS)、扩 展卡尔曼滤波器算法(EKF)、滑模观测器算法 (SMO)。滑模观测器是一种采用滑模变结构增益观 测电机转子位置的方法^[3],滑模变结构控制是一种 不连续的、不同寻常的非线性控制,在内部参数变 化和抑制外部干扰具有良好的鲁棒性。滑模观测器 算法是滑模变结构控制理论的具体应用,适用于同 步电机的中高速状态下的转速、角度位置估计。

同步电机在零低速阶段时,反电动势的信噪比 小,加之其他干扰因素,此时 SMO 算法对转子位置 和转速的估算会产生较大误差。常见的零低速起动 方法有恒压频比控制(恒 V/F 控制)、恒流频比控制 (I/F 控制)、高频注入法(HFI)等。V/F 控制是一种 开环控制,其基本思路是改变供电频率的同时也改 变逆变器的电压^[4],保持 V/F 之比即磁通为常数, 进而对电机进行调速。I/F 控制是只包含单一电流环 控制,通过在 d-q 坐标系中施加一个电流旋转矢 量,利用恒定的电流矢量产生恒定的加速度,在加 速到设定转速后电机转速 n 围绕目标值波动并逐渐 收敛^[5]。HFI 控制是通过向旋转坐标系注入一个高 频电压(电流)信号,共同施加给电机三相绕组,产 生的高频反馈电流(电压)信号将会携带转子位置信 息,通过带通滤波器把这一信号抽取,处理后就能 估计出转子位置。

三种低速起动方法各有优劣,V/F 控制不能根 据反馈精确控制电机,弱化了 PMSM 的带载能力和 抗干扰能力,I/F 控制起动需要给定大电流,会产生 电流利用率低且受到干扰容易失步,HFI 控制需要 施加足够大幅值的电压或电流激励来产生高频信号 响应,这会降低逆变器的电压利用率;同时,注入 的高频信号会产生额外的电磁转矩,滤波器的使用 会产生相移和畸变问题。不同的模块采用 PI 调节器 要分别整定^[6]。针对上述问题,本文采用三种低速 起动算法,在达到电机额定转速 10% 时切换滑模观 测器算法。观察对比起动和切换过程中算法和实际 电机的转速、电流和位置信息。采用不同于加权算 法的切换方法,降低切换过程中的震荡。仿真和实 验表明采用高频电压信号注入法低速起动的有效性。

1 PMSM 数学模型

设所采用的表贴式永磁同步电机(SPMSM)忽略

电机铁心的饱和、涡流、磁滞损耗和转子的阻尼绕 组,也忽略永磁体的阻尼作用,同步电机的反电动 势波形为对称的三项正弦波。在转子 *d* - *q* 坐标系 下, SPMSM 的动力数学模型为

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_s \frac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} - p_n \omega L_s i_q \\ u_q = R_s i_q + L_s \frac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t} - p_n \omega L_s i_d + p_n \omega \psi_f \\ 1.5 p_n \psi_f i_q - T_L = J \frac{\mathrm{d}\omega_m}{\mathrm{d}t} + B\omega_m \end{cases}$$
(1)

式中 u_{d-q} 、 i_{d-q} 分别为定子侧 d 轴和 q 轴的电压 电流; R_{s} 和 L_{s} 分别为定子侧电阻和电感; ω_{m} 、 Ψ_{f} 分 为转子侧机械角速度和永磁体磁链; p_{n} 、B 为电机 的极对数和摩擦系数; T_{L} 、J 为负载转矩和转动 惯量。

通过采用 $i_d = 0$ 的磁场定向控制策略,式(1)中 电磁转矩平衡方程可简化为

$$\frac{\mathrm{d}\omega_m}{\mathrm{d}t} = \frac{1.5p_n\psi_f}{J}i_q - \frac{1}{J}T_L + \frac{B}{J}\omega_m \qquad (2)$$

2 零低速起动策略

2.1 V/F 起动策略

变频调速控制通常需要在频率变化的过程中保 持电机磁场气隙磁通的大小不变,即保持最大磁通 φ_m稳定不变。,有利于在限定电流下获得最大转矩。 永磁同步电机的单相定子感应电动势为

$$E_{\varphi} = 4.44 f_1 N_S k_N \varphi_m \tag{3}$$

式中,4.44 $N_{s}k_{N}$ 为有由电机结构决定的常数, E_{g} 为 感应电动势, f_{1} 为电机频率, φ_{m} 为气隙磁通。在 E_{g} 值较高时,一般会假定定子电阻和漏感压降为0, 认为定子相电压 $U_{s}\approx E_{g}$,则式(3)可改写为

$$U_S = 4.44 f_1 N_S k_N \varphi_m \tag{4}$$

稳定每极磁通量 φ_m ,使其保持在额定值 φ_{mN} 不变,当频率 f_1 改变时, U_s 也必须同方向改变。使得两者比值为常数,且一般取额定电压和额定频率 U_N/f_N :

$$\frac{U_N}{f_N} = \frac{U_S}{f_1} = 4.44N_S k_N \varphi_m = C$$
(5)

因此变频调速系统保持 U_s/f₁为常数的控制就称为恒压频比控制(V/F),恒压频比开环控制框图如图1所示。VF 控制不能检测转子位置,没有反馈电路,没有形成闭环,因此也不能观测电机运行状态,容易产生振荡。但是对硬件系统要求低,控制参数精度要求也低。



图1 V/F 控制框图

由于低频时 U_s 和 E_s 都比较小,此时,定子电阻 和漏感磁通所占压降的比值较大,不能忽略,所以 需要给定一个电压补偿,近似的等于定子阻抗压降, 防止起动失败,如图 2 的 b 线所示。



图 2 定子阻抗压降补偿

2.2 I/F 起动策略

恒流频比 L/F 控制和矢量控制(FOC)双闭环相 比是一种转速环开环,电流环闭环的控制方式,通 过给定子绕组设定一个适当的电流和电角频率的大 小实现对电机转速的控制,所以这种控制方法不会 发生电机过电流的情况。

L/F 控制中给定的定子电流可以产生一个驱动转 子转动的电磁转矩,转子电角度的给定值和实际值 会有相位差。假设给定的 d - q 坐标系和实际 $d_1 - q_1$ 坐标系的相位差为 θ_L , θ_L 代表转矩角,也称功角。 在实际坐标系中, d_1 轴的幅值为 0, q_1 轴的幅值为 i_q^* 。转子电角度的给定值和实际值的相位关系如图 3 所示。

PMSM 电磁转矩方程为

$$T_{\rm e} = \frac{3}{2} p_n i_q^* \cos\theta_L [\psi_f + (L_d - L_q) i_q^* \sin\theta_L] \qquad (6)$$

式中,*T*。为电磁转矩。对于表贴式永磁同步电机, 其直轴电感等于交轴电感,因此式(6)可以简化为

$$T_{\rm e} \approx \frac{3}{2} p_n \psi_f i_q^* \cos\theta_L \tag{7}$$

 i_q^* 为正时,电磁转矩为正,电机正转; i_q^* 为负时,电磁转矩为负,电机反转。 i_q^* 为定值时,q轴上转矩电流为 $i_q^*\cos\theta_L$,相位差 θ_L 决定电磁转矩大小,转矩平衡方程为

$$T_e - T_L = J \frac{\mathrm{d}\omega_m}{\mathrm{d}t} = J \frac{\mathrm{d}^2\theta}{\mathrm{d}t} \tag{8}$$



图 3 虚拟坐标与实际坐标相位关系

 $T_{\rm L}$ 为负载转矩。当电机达到转矩平衡时, $T_{\rm e} = T_{\rm L}$ 。如果 $T_{\rm L}$ 激增,则电机转子的转速 n 下降,使得 d-q 坐标系和 $d_1 - q_1$ 坐标系的相位差 $\theta_{\rm L}$ 减小,最终 使得 $T_{\rm e}$ 变大,达到新的稳态。反之如果 $T_{\rm L}$ 突然变 小^[7],则转速 n 上升,相位差 $\theta_{\rm L}$ 变大,电磁转矩降 低,达到平衡。这就是"转矩 – 功角自平衡"特性。

由上述理论可知,如果给定 i_q^* 的值越大,那么 处于该平衡下的相位差 θ_L 也越大, θ_L 也越趋近于 $\pi/2$ 。 θ_L 越大的结果会导致电磁转矩储备越大,也就会 提升电机的抗扰动能力。反之如果给定 i_q^* 的值越小, 那么维持在这种平衡下的相位差 θ_L 也越小, θ_L 越趋 近于 0。从而导致电磁转矩储备越小,最终降低电 机的抗扰动能力。 θ_L 不能小于 0,如果 θ_L 的值小于零 时电机就会失步。



图4 I/F 控制系统框图

图 4 为 I/F 控制系统框。在实现过程中必须满 足转矩功角自平衡条件。在仿真过程中,先建立电 流内环再给定两个参数:①给定一个电流值。②给 定一个加速度。加速度积分得到速度,速度根据式 (9)换算成角频率,再乘以2π得到角速度,再对其 积分得到电角度。再将电角度减去 π/2,使得给定 的 *d*₁*q*₁坐标系滞后于实际的同步 *dq* 坐标系 90°。电 机同步转速方程为

$$n = \frac{60f}{p_n} \tag{9}$$

式中, *n* 为同步电机转速, *f* 为产生定子侧旋转磁场的交流电频率。

在参数设置过程中,加速度的设置也有要求。 根据式(7)和式(8),在空载运行时,要保证等式两 边的匹配。在有带载运行过程中,加速度值设置的 大小要小于电磁转矩减去负载转矩后除以转动惯量,

即: $\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{\omega}_m}{\mathrm{d}t} \leq \frac{1}{J} (T_e - T_L)$, 否则电机会失步。

2.3 HFI 起动策略

表贴式永磁同步电机(IPMSM)的 d 轴和 q 轴电 感近似相等 $L_a \approx L_q$, 但是定子铁心的饱和作用同样 会在电机中产生很小的凸极效应,当定子线圈和磁 极相平齐时,磁极产生的磁通足以使定子铁心达到 饱和,从而使线圈电感减小,即 $L_a < L_q$;脉振高频 电压信号注入对凸极率小的 SPMSM 也可以进行转子 位置检测^[8]。

建立估计转子同步旋转坐标系 $\hat{d} - \hat{q}$ 与实际转子 同步坐标系 d - q 的相位关系如图 5 所示。



图 5 转子的估计同步旋转坐标系与实际同步坐标系关系

图 5 中, $\alpha - \beta$ 为两相静止坐标系, $\hat{\theta}_{e}$ 、 θ_{e} 分别时估计的转子位置和实际转子位置角, 两者之间的 夹角 $\hat{\theta}_{e}$ 为估计误差角, 其关系为

$$\theta_e = \theta_e - \hat{\theta}_e \tag{10}$$

通常,高频注入法注入的信号频率一般是0.5~ 2kHz,选定这个范围内的频率远远高于电机基波频 率ω_e,所以能将三相同步电机当做简单的 *RL* 电路。 高频时电阻相对于电抗很小可以忽略。高频状态下 三相 PMSM 电压方程式为

$$\begin{cases} u_{\rm din} \approx L_d \ \frac{{\rm d}i_{\rm din}}{{\rm d}t} \\ u_{\rm qin} \approx L_q \ \frac{{\rm d}i_{\rm qin}}{{\rm d}t} \end{cases}$$
(11)

在同步旋转坐标系中, PMSM 的定子电感为

$$L_{dq} = \begin{bmatrix} L_d & 0\\ 0 & L_q \end{bmatrix}$$
(12)

利用 Park 变换将式(12)转化为 $\alpha - \beta$ 坐标系中 定子电感表达式:

$$L_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} L + \Delta L \cos 2\theta_e & -\Delta L \sin 2\theta_e \\ -\Delta L \sin 2\theta_e & L - \Delta L \cos 2\theta_e \end{bmatrix}$$
(13)

其中, $L = (L_d + L_q)/2$ 为平均电感, $\Delta L = (L_d - L_q)/2$ 为半差电感。

那么在估计转子的 $\hat{d} - \hat{q}$ 坐标系中,高频电压和 电流之间的关系式为

$$\begin{bmatrix} \frac{d\tilde{i}_{din}^{s}}{dt} \\ \frac{d\tilde{i}_{qin}^{s}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\tilde{\theta}_{e} & -\sin\tilde{\theta}_{e} \\ \sin\tilde{\theta}_{e} & \cos\tilde{\theta}_{e} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{d}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{q}} \end{bmatrix} .$$
(14)
$$\begin{bmatrix} \cos\tilde{\theta}_{e} & \sin\tilde{\theta}_{e} \\ -\sin\tilde{\theta}_{e} & \cos\tilde{\theta}_{e} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{u}_{din}^{s} \\ \tilde{u}_{qin}^{s} \end{bmatrix}$$

其中: \hat{u}_{din}^{s} 、 \hat{u}_{qin}^{s} ,以及 \hat{i}_{din}^{s} 、 \hat{i}_{qin}^{s} 分别为估计转子 同步旋转坐标系中 \hat{d} - \hat{q} 轴的高频电压和高频电流分 量。如果用 L 和 ΔL 来表述,则式(14)可以重写为

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_{din}^{s}}{dt} = \frac{1}{L^{2} - \Delta L^{2}} \cdot \\ \left[(L + \Delta L \cos 2\tilde{\theta}_{e}) \hat{u}_{din}^{s} + \Delta L \sin (2\tilde{\theta}_{e}) \hat{u}_{qin}^{s} \right] \\ \frac{d\hat{i}_{qin}^{s}}{dt} = \frac{1}{L^{2} - \Delta L^{2}} \cdot \\ \left[(\Delta L \sin 2\tilde{\theta}_{e}) \hat{u}_{din}^{s} + (L - \Delta L \cos 2\tilde{\theta}_{e}) \hat{u}_{qin}^{s} \right] \end{cases}$$
(15)

脉振高频电压注入法的原理是在同步旋转坐标 系中 *d* 轴注入高频正弦电压信号:

$$\begin{cases} \hat{u}_{din}^{s} = u_{in} \cos \omega_{in} t \\ \hat{u}_{qin}^{s} = 0 \end{cases}$$
(16)

*u*_{in}、*ω*_{in}分别为注入信号的幅值和频率。将式 (16)代入式(15)为

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_{din}^{s}}{dt} = \frac{u_{in}\cos\omega_{in}t}{L^{2} - \Delta L^{2}} (L + \Delta L\cos2\tilde{\theta}_{e}) \\ \frac{d\hat{i}_{qin}^{s}}{dt} = \frac{u_{in}\cos\omega_{in}t}{L^{2} - \Delta L^{2}} (\Delta L\sin2\tilde{\theta}_{e}) \end{cases}$$
(17)

再积分可得高频电流方程式:

$$\begin{cases} \hat{i}_{din}^{s} = \frac{u_{in} \sin \omega_{in} t}{\omega_{in} (L^{2} - \Delta L^{2})} (L + \Delta L \cos 2\tilde{\theta}_{e}) \\ \hat{i}_{gin}^{s} = \frac{u_{in} \sin \omega_{in} t}{\omega_{in} (L^{2} - \Delta L^{2})} (\Delta L \sin 2\tilde{\theta}_{e}) \end{cases}$$
(18)

从式(18)可以看出,如果 $\Delta L \neq 0$ (即 dq 轴电感 不相等),则估计同步坐标系中的高频电流分量都与 估计误差角 $\hat{\theta}_e$ 相关。当 $\hat{\theta}_e = 0$ 时, \hat{q} 轴高频电流分 量为0,所以通过对 \hat{q} 轴高频电流信号进行调理来获 得转子的位置和速度。文献[9]中向 q 轴通入高频测 试电压,但是向 q 轴注入信号往往会引发额外的脉 动,实际采用不多。

转子位置估计的方法是根据跟踪观测器。先提

取 \hat{q} 轴的高频信号再对其进行处理,然后经过低通 滤波器(LPF)得到观测器输入信号:

$$f(\tilde{\theta}_{e}) = \text{LPF}(\hat{i}_{qin}^{s} \sin \omega_{in} t) = \frac{u_{in} \Delta L}{2\omega_{in} (L^{2} - \Delta L^{2})} \sin 2\tilde{\theta}_{e}$$
(19)

当误差很小时可以将其线性化为

$$f(\tilde{\theta}_{e}) = \frac{u_{in}(L_{q} - L_{d})}{4\omega_{in}L_{d}L_{q}} \sin 2\tilde{\theta}_{e} \approx 2k_{\varepsilon}\tilde{\theta}_{e} \qquad (20)$$

$$\ddagger \psi, \ k_{\varepsilon} = \frac{u_{in}(L_{q} - L_{d})}{4\omega_{in}L_{d}L_{q}}$$

不难发现,当调节使得 *f*(*θ*_e) =0,那转子误差也为零,即转子位置估计值收敛为实际值。采用脉振高频注入的无位置传感器控制系统框图如图6所示。



图 6 脉振高频电压注入控制系统框图

3 仿真建模及实验分析

仿真模型直流侧电压 U_{dc} = 311V, PWM 开关频率 f_{pwm} = 10kHz。在零低速起动阶段分别采用 IF、VF、 HFI 控制策略,达到电机额定转速 10% 的时候切换成 滑模控制策略,切换函数为加权算法。电机系统参数 如表 1 所示。

表1 电机主要参数

_				
	参数	参数值	参数	参数值
	极对数	4	额定转速 n/(r/min)	2500
	额定转矩 T _N /Nm	4	定子电阻 R/Ω	1.108
	最大转矩 T _{max} /Nm	13	定子电感 L/mH	3.76
牟	 专动惯量 J∕(kg・cm ²)	1. 100×10^{-3}	额定电流 I/A	4
	额定电压 U/V	310	额定功率 P/kW	1

3.1 开环 VF 控制

给定转速由斜坡函数产生,转速为稳定在

300 r/min; 然后根据:

$$f = p_n \times n/60 \tag{21}$$

计算出频率。为了保证起动的平缓,设置 20V 的 补偿电压,同样为了避免电压补偿对 V/F 常数的影 响采用了图 7 的 b 线斜率给定方式。当设定的目标转 速 n 为 300r/min 时,电机所在的频率低于 $f_N/2$,所 以 V/f 常数为($U_N/2 - 20$)/($f_N/2$)。图 8 为 VF 开环 起动转速波形。



图 7 改进的定子阻抗电压补偿



图 9 为 VF 起动在 250 转切换 SMO 的转速、三相 定子电流和转子位置波形。图 9(a)可以看到电机以 1000 加速度开环起动,在接近0速时波动较大,当加 速至 250 r/min 时,切换至滑模观测器控制并再达到 1500 r/min 后稳定。图 9(b)为三相定子电流波形, 在起动短暂波动后成稳定三相正弦波且幅值线性增 加,在转速达到切换要求之后,定子电流突变然后迅 速恢复稳定。图 9(c)为转子位置波形,初始时转速 为0,滑模观测器估算的不能对位置角 0 和 2π 两者 进行判断,等到转速上升后,转子位置误差则迅速 减小。



3.2 单电流闭环 IF 控制

给定电流幅值为4A,给定加速度设置为1000, 通过积分再限幅得到转速 n,在根据式(21)计算出频 率,乘以2π后得到角速度,再对角速度进行积分减 去 π/2 后得到虚拟 dq 角度位置信息。加速度设置不 能过大,根据公式(8)可知,如果带载起动,加速过 大会导致产生的转矩小于负载转矩,从而起动失败。 设置转速为 300r/min。IF 单闭环转速波形如图 10 所 示。相比较 VF 控制而言,多了电流环反馈,使得转 速达到设定值后迅速稳定。



图 10 IF 起动控制转速曲线

图 11 为 IF 起动在 200 转开始切换 SMO 的转速、 三相定子电流和转子位置波形。图 11(a)为转速波 形,为了使得切换平滑稳定,在 200~300 r/min 之间 采用了加权算法,转速达到设定值 1500 r/min 后迅速 稳定。图 11(b)为三相定子电流波形,定子电流在起 动过程中恒定为幅值 4 的三相正弦波。在达到 200r/ min 切换速度后,电流发生突变。最后恢复稳定。图 11(c)为转子位置波形,为了使得转子更容易被拖入 同步,设定的虚拟 dq 角度位置始终落后 dq 坐标 90°。 在切换至 SMO 后,估算值与实际值的误差迅速减少。





3.3 双闭环 HFI 控制

利用 S 函数对电机的状态进行判定,如果电机转 速小于 300 r/min, 会产生一个信号使向 D 轴注入高 频信号的模块工作,当转速大于 300 r/min 时,电机 控制算法已经完全切换成 SMO,这时使这个信号置 0,关闭高频注入模块。高频注入信号大小幅值为 20 V,频率为 1000 Hz。注入的幅值调制信号为 sin 函 数,幅值大小为 1,频率为 1000 Hz。低通滤波器采 用阶数为 1 的巴特沃斯法,通带边缘频率为 140 Hz。 高通滤波器采用阶数为 2 的巴特沃斯法,低通带边缘 频率和高通带边缘频率分别为 980 Hz、1020 Hz。脉 振高频电压信号注入法的转子位置估计方法采用的是 跟踪观测器。

图 12 为 HFI 转速波形双闭环控制,使得达到设 定转速后迅速稳定。





图 13 为 HFI 起动在 200 r/min 开始转切换 SMO 的转速、三相定子电流和转子位置波形。图 13(a)为 4 脉振高频电压注入法转速波形。图 13(b)为三相定子 电流波形,在初始加速阶段有较大突变电流。图 13 (c)为转子位置波形,在加速到设定速度后,位置跟 对 踪迅速稳定。 器

VF 是完全开环控制,控制方法和实现都比较简 单,但是在起动阶段需要进行电压补偿,加速度波动 较大,起动阶段定子电流较大,且如果 V/F 曲线如 果出现误差会影响系统的带载能力。IF 控制是单电流 环控制,其控制能力和稳定性相比较 VF 开环提高不 少,但是对于电机的加速度有较大限制,一旦动态加 速度超过上限,会导致功角自平衡被破坏,造成失 步。高频脉振电压信号注入法是双闭环控制,控制稳 定性高,利用电机凸极效应过去位置信息,能较好的 实现电机零低速时的无位置传感器控制。相比较于 VF 和 IF 控制,其控制稳定,加速时间短,位置估算 准确等优点。



图 13 脉振高频电压注入切换滑膜实验结果

4 结 论

本文分析了三种不同的零低速起动方式原理,针 对永磁同步电机在零速起动、低速切换传统滑模观测 器分别搭建 Simulink 仿真模型,比较了 VF、IF、HFI 的零低速起动,系统稳定性能。提出了新的 VF 的电 压补偿曲线。并对三种起动方法转速波形,定子电流 波形,转子位置波形等关键性指标进行仿真和分析,

(下转第59页)

基于嵌入式技术的施工升降机多电机同步控制方法

王增科

(中铁二十三局集团轨道交通工程有限公司,上海 200000)

摘 要:为提升施工升降机的自动化控制水平,设计基于嵌入式技术的施工升降机多电机同步控制方法。选取型号为 STM32F407 的嵌入式芯片,作为多电机同步控制的嵌入式微处理器。利用偏差耦合控制方法,将施工升降机的一 台电机速度,与其它电机速度信息反馈结果作差处理。设置多电机速度偏差作为速度补偿信号,利用滑模速度控制器,使电机的速度误差快速收敛直至趋于0,确定电机控制量。嵌入式芯片依据电机控制量,向电机驱动单元发送 电机控制命令,电机驱动单元接收控制信号后,控制施工升降机的电机运行参数调节,实现施工升降机多电机的同 步控制。实验结果表明,采用该方法控制施工升降机多电机,跟踪误差和同步误差可以降低至10 r/min,多电机同步控制性能优越。

关键词:嵌入式技术;施工升降机;多电机;同步控制方法;微处理器;偏差耦合控制 中图分类号:TP273 文献标志码:A 文章编号:1001-6848(2024)04-0040-06

Multi-motor Synchronous Control Method of Construction Elevator Based on Embedded Technology

WANG Zengke

(China Railway 23rd Bureau Group Rail Transit Engineering Co., LTD., Shanghai 200000, China)

Abstract: To improve the automation control level of construction elevators, a multi motor synchronous control method for construction elevators based on embedded technology was designed, selected an embedded chip with model STM32F407 as the embedded microprocessor for multi motor synchronous control. Using the deviation coupling control method, the speed of one motor of the construction elevator was treated as a difference from the feedback results of other motor speed information. Set the speed deviation of multiple motors as the speed compensation signal, and used a sliding mode speed controller to quickly converge the speed error of the motor until it approaches 0, determining the motor control quantity. The embedded chip sends motor control commands to the motor drive unit based on the motor control quantity. After receiving the control signal, the motor drive unit controls the motor operation parameters of the construction elevator to achieve synchronous control of multiple motors of construction elevator. The experimental results show that using this method to control multiple motors of construction elevators can reduce tracking error and synchronization error to 10r/min, and the synchronous control performance of multiple motors is superior.

Key words: embedded technology; construction elevator; multi-motor; synchronous control method; microprocessor; deviation-coupled control

0 引 言

施工升降机是大型工程建设和高层建筑工程建 设中,极为重要的施工机械^[1],施工升降机主要执 行传送施工物料和施工人员的重要任务。目前,施 工电梯的自动化控制水平相对较低。施工电梯属于 大型设备,通常采用多电机同步控制方式进行施工 升降机运行过程中的控制^[24]。施工升降机采用多 电机结构时,多电机未设置物理连接或物理连接结 构过于复杂,增加了同步控制难度。施工升降机实 际运行时,容易受到众多因素影响^[57],参数调节 难度较高,影响控制精度,同步控制参数的鲁棒性 较差,导致施工升降机的停靠难度与停靠误差过 大^[8]。研究施工升降机的多电机同步控制,具有极

收稿日期: 2023-10-17

作者简介:王增科(1984),男,本科,研究方向为电气化控制。

高的必要性,通过多电机的同步控制,提高施工升 降机的使用效率。

多电机同步控制时,需要通过电机之间的信息 交互,实现施工升降机配套电机的同步控制。多电 机同步控制技术是近年来控制领域极为重视的重要 研究方向。赵宏英等人将一种新型的同步补偿器、 模糊自整定滤波器和传统的交叉耦合控制结构相 结合^[9],

依据电机负载转矩和额定速度变化,调节电机 软化系数,降低同步电机的控制误差,缩短电机控 制时间;杨赛东等人设计了二阶线性自抗扰控制 器^[10],该控制器以速度补偿器为基础,解决电机同 步控制时误差过大的缺陷。以上方法虽然可以实现 电机的同步控制,但是存在控制过程过于复杂,对 电机同步运行效率存在一定影响的缺陷。针对以上 方法在多电机同步控制中存在的问题,研究基于嵌 入式技术的施工升降机多电机同步控制方法,利用 嵌入式技术具有的快速运算性能,提升施工升降机 多电机同步控制性能。

1 施工升降机多电机同步控制方法

1.1 基于嵌入式技术的多电机同步控制总体设计

选取嵌入式技术,运行多电机同步控制方法。 嵌入式微处理器体积小,具有较高的可靠性,使用 成本低。选取型号为 STM32F407 的嵌入式芯片,作 为多电机同步控制的嵌入式微处理器。该嵌入式芯 片主频高达 168 MHz,闪存大小为 1 MB, SRAM 大 小为 192 kB。嵌入式芯片,设置了 SPI、I2C、US-ART 等外设接口,可以依据电机实际应用情况,配 置相应资源。

基于嵌入式技术的施工升降机多电机同步控制 的硬件结构图如图1所示。

通过图1的多电机同步控制硬件结构图可以看 出,选取型号为STM32F407的嵌入式芯片作为多电 机同步控制的嵌入式微控制器,利用该芯片运行多 电机同步控制方法,向电机驱动单元发送电机控制 命令,在电机驱动单元接收控制信号后,控制施工 升降机的多电机,实现施工升降机多电机的同步控 制。通过嵌入式芯片的控制程序,计算施工升降机 多电机的运转步数与圈数,对电机的运行状态进行 实时记录。使用嵌入式芯片的外部接口将电机运行 状态的相关数据传输到微处理器。微处理器运行多 电机同步控制方法,进行运算以及开关状态信息处 理控制,最终同步控制多电机的运转速度。



图1 多电机同步控制硬件结构图

同步控制施工升降机多电机的嵌入式芯片软件 程序设计流程图如图 2 所示。



图 2 嵌入式芯片软件程序设计流程图

通过图 2 的嵌入式芯片软件程序设计流程图, 设计嵌入式芯片软件,对多电机进行同步控制。图 2 中,嵌入式芯片无法正常运行时,自动转换至维 护模式,利用维护模式将芯片调整至正常运行状态 后,继续运行多电机同步控制方法。

1.2 施工升降机多电机同步控制方法

在对施工升降机多电机之间进行同步控制时, 选取偏差耦合控制方法,将施工升降机其中一台电 机的速度,与其它电机的速度信息反馈结果,进行



图 3 施工升降机多电机同步控制结构图

分析图 3 中的施工升降机多电机同步控制结构 图,将速度补偿器设置为多电机同步控制的耦合单 元,通过耦合单元控制施工升降机的全部电机^[12], 均可以快速响应其它电机的转速变化。

多电机同步控制中,速度补偿器的结构图如图 4 所示。



图 4 速度补偿器结构图

分析图 4 的速度补偿器,施工升降机多电机之间的转动惯量,利用设置的增益进行协调。采用该方法同步控制施工升降机多电机时,伴随电机数量的增加,电机速度值的运算量随之增加,控制结构更加复杂,因此选取高效的速度控制器极为必要。

1.3 多电机同步控制的滑模速度控制器

利用滑模速度控制器,使电机的速度误差快速 收敛并趋于 0。滑模速度控制器的结构图如图 5 所示。

施工升降机的电机通常为异步电动机,异步电动机的模型结构较为复杂。利用矢量控制的坐标变换方法,通过励磁分量和转矩分量表示施工升降机的定子电流^[13],分别对电动机的励磁和转矩进行控制,即通过等效的直流电动机方式,表示异步电动机的运行状态。选取直流电动机模型进行电机同步

控制研究。依据电机的调速方程,获取电机转速与电压微分方程,依据速度误差渐近收敛,直至趋于0的原则,完成电机的滑模切换面的设计。选择Lyapunov稳定性判据,构造了一个滑模切换函数,该函数包括滑模切换面和速度跟踪误差两部分。



图5 滑模速度控制器结构图 施工升降机的电机电枢回路方程表达式为

$$U_a = RI_d + \frac{L_a dI_d}{dt} + E \tag{1}$$

施工升降机的电机转矩 T。的表达式为

$$T_e = C_{\rm m} I_d \tag{2}$$

施工升降机的电动势方程表达式为

$$E = C_{\rm e} n(t) \tag{3}$$

施工升降机的运动方程表达式为

$$T_{\rm e} - T_{\rm L} = \frac{D \, \mathrm{d}n(t)}{386 \, \mathrm{d}t} \tag{4}$$

利用以上方程,设置输入量和输出量分别为电 枢电压以及电机转速^[14],构建电机微分方程的表达 式为

$$\frac{T_{\rm m} \mathrm{d}n(t)}{\mathrm{d}t} = \frac{U_{\rm a} T_{\rm L}}{C_{\rm e}} - \frac{RT_{\rm L}}{C_{\rm e} C_{\rm m}} - \frac{L_{\rm a}}{C_{\rm e} C_{\rm m}} \frac{\mathrm{d}T_{\rm L}}{\mathrm{d}t}$$
(5)

式中, $R 与 U_a$ 为电枢电阻以及给定的电机电压, E 与 L_a 为反电动势以及电枢漏磁电感, $T_m 与 I_d$ 为机 电时间常数以及电枢回路电流, $T_L 与 C_m$ 为负载转 矩以及额定励磁下的转矩系数, n(t)与 D 为电机实 际转速以及电机轴上的飞轮惯量, C_e 为电机的电势 常数。

设:

$$a = \frac{1}{T_{\rm m}}$$

$$b = \frac{1}{C_{\rm e}T_{\rm m}}$$

$$c = \frac{1}{T_{\rm m}} \left(\frac{R}{C_{\rm e}C_{\rm m}} + \frac{L_{\rm a}}{C_{\rm e}C_{\rm m}}\frac{\mathrm{d}T_{\rm L}}{\mathrm{d}t}\right)$$
(6)

可将式(5)转化如式(7)所示。

 $\dot{n}(t) + an(t) = -c + bU_{a} \tag{7}$

式中, $n(t)^*$ 表示电机转子的机械转速。

将不确定因素和参数变化加入公式(7)中,将 式(7)转化如式(8)所示。

 $\dot{n}(t) = (a + \Delta a)n(t) - (c + \Delta c) + (b + \Delta b)U_a$ (8) 式中, Δa 、 Δb 与 Δc 分别表示 a、b、c 的摄动值, 设置摄动范围为 ±3%。

施工升降机电机速度跟踪误差的表达式为

$$e(t) = n(t) - n(t)^*$$
 (9)
电机控制不确定项的表达式为

$$f(t) = \Delta an - \Delta c(t) + \Delta bU_{a}$$
(10)

设电机控制的期望误差,以指数衰减形式^[15], 逐渐收敛直至趋于0,可将跟踪误差转化为

$$\dot{e}(t) = (k-a)e(t) \tag{11}$$

式中, *k* 表示控制系数, (*k*-a) <0。

综合以上公式,设计电机同步控制的滑模切换 面的表达式为

$$S(t) = e(t) - \int_{0}^{t} (k - a)e(t) dt$$
 (12)

依据滑模切换面设计滑模速度控制器,其中的 Lyapunov 函数表达式为

$$V(t) = \frac{1}{2}S(t)S(t)^{-1}$$
(13)

对式(13)求导,其导数用 V(t)表示。为了满足 V(t) ≤0 条件,构造 u(t)表达式为

$$u(t) = ke(t) - \xi \operatorname{sign}(S(t))$$
(14)

式中, S(t)与 & 分别表示滑模切换函数以及切换 增益。

为了保障施工升降机的电机速度,精准跟踪给定的期望速度,任何条件下,电机控制的切换增益均应该满足 $\xi \geq |f(t)|$ 条件。可将 Lyapunov 函数转化为

$$\dot{V}(t) = S(t) \left[-\xi \operatorname{sign} S(t) + f(t) \right]$$

$$\leq -(\xi - |f(t)|) |S(t)| \leq 0$$
(15)

以 Lyapunov 第二方法为基础可知,当 V(t)为正 定时,V(t)为负定。当 S(t)趋于无穷时,V(t)同样 趋于无穷,在平衡原点 S(t) = 0的条件时,控制方 法趋于稳点平衡点发展。

综合以上公式,获取施工升降机多电机同步控制中,速度控制器的控制速度参考电压表达式为

$$U_{a}^{*} = \frac{1}{h} [ke(t) - \xi \text{sign}S(t) + an(t)^{*} + c] \quad (16)$$

利用以上过程,获取理想的施工升降机的多电 机同步控制结果。

2 实验分析

为了验证所研究的施工升降机多电机同步控制 性能,研究对象选择南明区二戈寨东站货场周边棚 户区改造项目的施工升降机,设置了3台配套电机, 施工升降机及电机的技术参数如表1所示。

表1 施工升降机及电机技术参数

项目	参数	备注
额定载重量/kg	2000	-
额定安装或拆卸载 重量/kg	1000	_
额定提升速度 /(m/min)	34(0-40)	减速器速 比 1:16
最大提升 高度/m	243	本工程运行 高度 140m
吊笼空间 (长×宽×高)/ (m×m×m)	1.9×1.3×2.4	_
地面基础至笼底高度/m	0.46	_
附墙架附墙间距/m	≼9	本工程 9m 一道
导轨架自由端高度/m	≤7.5	_
电源电压/V	$380\mathrm{V}\pm5\%$	_
电机功率/kW	2 × 12. 5	JC = 25%
额定工作电流/A	2×27	_
标准节重量/kg	110	650mm × 300mm × 1508mm
单吊笼自重(含传 动机构)/kg	1570	_
整机自重/t	25.5	H = 250m
安全器型号	SAJ40 -	- 1. 2A

采用 Simulink 软件,构建工程升降机的无刷直 流电机仿真模型。构建的仿真模型的转速模拟结果 如图 6 所示。



通过图 6 实验结果可以看出,所构建的电机模 型模拟结果,电机起动响应速度快,转速平稳,可 以快速跟踪电机的参考信号,具有较快的响应速度。 在突加负载时,电机转速可以快速下降。通过调节 电机电流环,增加电机的输出转矩,保障电机转速 快速达到目标值。施工升降机的电机控制过程中, 具备带负载的能力。图 6 结果表明,Simulink 软件 构建的无刷直流电机模型,满足理论分析结果,电 机运行稳定,便于后续多电机同步控制性能测试。

在零初始时刻,给定施工升降机 1200 r/min 的 转速,采用本文方法以及未采用本文方法同步控制 电机时,电机的启动特性对比结果如图 7 所示。



图 7 电机起动特性对比结果

图 7 实验结果可以看出,采用本文方法对施工 升降机进行多电机同步控制,施工升降机的多个电 机,均可以快速到达目标转速,3 个电机达到目标 转速的同步性较高。进一步分析图 7 的对比结果, 未采用本文方法同步控制施工升降机的多电机时,3 个电机在较长的时间,分别到达目标转速,同步性 较差。本文方法具有良好的同步控制性能,为施工 升降机的可靠运行提供良好的基础。

为了进一步验证本文方法的同步控制性能,统 计多电机同步运行时,电机的转动位移曲线,统计 结果如图8所示。

图 8 实验结果可以看出,采用本文方法对施工 升降机进行同步控制时,电机的转动位移曲线基本 相同,未使用本文方法同步控制施工升降机电机时, 电机2和电机3的转动曲线时刻低于电机1,直至最 终仍然未能实现同步。实验结果验证本文方法具有 良好的同步控制性能,保障多电机的转动位移一致。



图 8 转动位移统计结果

设置施工升降机的电机供电电压为 20 V,依据 电机实际运行情况,设置施工升降机配套电机的调 速区间为[1500 r/min, 3500 r/min]。受电机实际情 况影响,电机的转速输出存在一定的波动,统计施 工升降机运行过程中的电机转速平均值。电机运行 时的跟踪误差与同步误差统计结果如表 2 所示。

表 2 多电机运行误差

参考转速	跟踪误差/(r/min)		同步误差/(r/min)	
/(r/min)	控制前	控制后	控制前	控制后
1500	18.64	9. 58	35.61	8.46
1900	37.52	8.46	29.54	7.84
2300	18.45	7.85	28.41	9.15
2700	16.64	6.85	33. 52	7.52
3100	28.46	7.18	29.45	8.11
3500	38.46	6. 88	37. 58	6.85

表2实验结果可以看出,采用本文方法同步控 制施工升降机配套电机,相比于未同步控制前,电 机的跟踪误差和同步误差有了明显的降低。本文方 法同步控制多电机,在施工升降机运行时,其跟踪 误差和同步误差可以降低至10 r/min,验证本文方 法可以保障多电机的跟踪精度以及同步精度。以上 实验结果表明,采用本文方法同步控制施工升降机 多电机,具有一定的同步控制有效性,本文方法采 用了嵌入式技术,控制性能稳定,可以消除多电机 同步运行时的跟踪误差和同步误差,具有较高的同 步性能,以及良好的动态响应性能。

3 结 论

建筑施工过程中,施工升降机的电机同步控制 极为重要,通过高效的同步控制方法,保证施工升 降机的运行稳定性。利用嵌入式技术,实现施工升 降机运行过程中,多电机同步运行的高效控制。通 过实验验证采用该方法同步控制施工升降机多电机, 有效兼顾电机的跟踪误差与同步误差,降低控制抖 振。通过施工升降机的多电机同步控制,提升升降 机的运输效率,保障了建筑施工企业的安全、稳定。

参考文献

- [1] 卓书芳,黄宴委,郭崇光.观测器补偿的永磁同步电机电流环 多变量滑模控制[J].福州大学学报(自然科学版),2021,49
 (6):767-774.
- [2] 王莉静,赵海盟,戴远东,等.基于 RF-EL 融合算法的施工升
 降机可靠性模型研究[J].中国工程机械学报,2022,20(4): 371-376.
- [3] 赵挺生, 庞奇志, 姜雯茜. 基于数据库与支持向量机的施工升
 降机安全风险预测[J]. 中国安全科学学报, 2021, 31(4):
 11-17.

(上接第28页)

- [9] 王军晓,陈林杰,俞立.基于等价输入干扰滑模观测器的磁悬 浮球系统模型预测控制[J].控制理论与应用.2021,38(1): 137-146.
- [10] 王伟超,褚晓广,王文轩,等.基于滑模状态观测器的两自由 度磁悬浮球控制[J].南京信息工程大学学报(自然科学版), 2021,13(5):355-362.
- [11] Pan J, Li W, Zhang H. Control Algorithms of Magnetic Suspension Systems Based on the Improved Double Exponential Reaching Law of Sliding Mode Control[J]. International Journal of Control, Automation and Systems, 2018, 16(6): 2878-2887.
- [12] Cho D, Kato Y, Spilman D. Sliding Mode and Classical Controllers in Magnetic Levitation Systems [J]. IEEE control Systems Magazine, 1993, 13(1): 42-48.
- [13] Al-Muthairi N F, Zribi M. Sliding Mode Control of a Magnetic Levitation Systems [J]. Mathematical Problems in Engineering, 2004

- [4] 牛峰,马建伟,胡艳芳,等.预测控制模式自切换的永磁同步
 电机位置控制方法[J].电机与控制学报,2022,26(10):66-73,80.
- [5] 赵正阳,杜钦君,凌辉,等.改进的同步磁阻电机模型预测转 矩控制[J].太阳能学报,2023,44(6):469-476.
- [6] 丁威,杜钦君,宋传明,等.均值耦合多电机滑模速度同步控制[J].西安交通大学学报,2022,56(2):159-170.
- [7] 王菁,颜建虎,季国东,等.一种基于双位置观测器的永磁同步电机低速无位置传感器控制方法[J].电工技术学报,2023, 38(2):375-386.
- [8] 曹晓冬,徐晴,赵双双,等. 高效能同步磁阻电机数据驱动型 模型预测控制方法[J]. 电机与控制应用,2022,49(5): 14-19.
- [9] 赵宏英,曾彦,廖丽.基于改进交叉耦合的多永磁同步电机速 度同步控制[J].机床与液压,2021,49(22):44-51.
- [10] 杨赛东,张士雄,刘亚奇. 基于二阶 LADRC 的多电机同步控制 系统研究[J]. 机床与液压,2021,49(17):104-106,172.
- [11] 邓聪颖,舒杰,陈翔,等.多参数变化下基于参数辨识的永磁
 同步电机偏差解耦控制方法[J].仪器仪表学报,2022,43(6):
 260-268.
- [12] 郗涛,徐伟雄,高宗帅,等.基于 RF-GA-SVM 算法的施工升降 机输入电压控制模型[J].天津工业大学学报,2022,41(2):
 60-66.
- [13] 郑火胜, 黄德枝. 基于三阶反馈控制器的永磁同步电动机控制 方法[J]. 机床与液压, 2021, 49(16): 46-50.
- [14] 李耀华,苏锦仕,秦辉,等.表贴式永磁同步电机多步预测控制简化算法[J].电机与控制学报,2022,26(11):122-131.
- [15] 卢宁,赵秉鑫,张昊,等.施工升降机多电机同步控制系统建模与仿真[J].计算机仿真,2023,40(2):331-338.

(2):93-107.

- [14] Shao X, Meng F, Chen Z, et al. The Exponential Reaching Law Sliding Mode Control of Magnetic Levitation System [C]. IEEE Chinese Control and Decision Conference, 2016; 3500-3503.
- [15] 马幼捷,陶珑,周雪松,等.结合自抗扰的风电系统电压环模 糊自适应控制[J].太阳能学报,2020,41(12):330-337.
- [16] Hui M, Qi Z, Lu B, et al. Observer-Based Adaptive Fuzzy Fault-Tolerant Control for Stochastic Nonstrict-Feedback Nonlinear Systems With Input Quantization[J]. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems, 2019: 1-12.
- [17] Boonsatit N, Pukdeboon C. Adaptive fast terminal sliding mode control of magnetic levitation system[J]. Control, Automation and Electrical Systems, 2016, 27(4): 359-367.
- [18] 宋文华. 新型磁悬浮球控制系统设计与控制算法研究[D]. 浙 江:浙江工业大学, 2017.

基于电机母线电流的低成本纹波 – 方波转换策略

周 满^{1,3},王立献²,江华侨²,曹晓鹏²,李冬辉³

(1. 中国科学院长春光学精密机械与物理研究所,长春 130033; 2. 宁波帅特龙集团有限公司,浙江 宁波 315000;3. 天津大学,天津 300072)

摘 要: 为降低汽车产品自主防夹的成本,对纹波防夹的关键技术——纹波转换技术展开研究。提出了低成本的硬件纹波 – 方波转换方案,采用低成本的电容电阻设计采样电路、微分电路、滤波电路,有效滤除信号中的高频噪声及直流成分。同时,为进一步降低硬件成本,提出了基于软件的低成本纹波 – 方波转换方案,通过软件处理实现硬件的滤波、微分、比较器等功能,进而实现低成本的纹波 – 方波转换。最后,通过试验表明,正常运行阶段,基于硬件的纹波转换方案和基于软件的纹波转换方案均能实现纹波 – 方波转换,基本无误转换问题;电机启动阶段,硬件纹波转换方案存在两个误转换,软件纹波转换方案存在四个误转换,均远小于系统允许误差。两种低成本转换方案均能满足系统要求。

关键词:电流纹波;纹波-方波转换;防夹控制;电机 中图分类号:TP273 文献标志码:A 文章编号:1001-6848(2024)04-0046-06

Low-cost Ripple-to-square Wave Conversion Strategy Based on Motor Bus Current

ZHOU Man^{1,3}, WANG Lixian², JIANG Huaqiao², CAO Xiaopeng², LI Donghui³

(1. Changchun Institute of Optics, Fine Mechanics and Physics, Chinese Academy of Sciences,

Changchun 130033, China; 2. Ningbo Shuaitelong Group Co., LTD., Ningbo Zhejiang 315157,

China; 3. Tianjin University, Tianjin 300072, China)

Abstract: In order to reduce the cost of anti-pinch control of automobile products, the ripple conversion technology in the key technology of ripple anti-pinch was studied. A low-cost hardware ripple-square wave conversion scheme was proposed. The sampling circuit, differential circuit and filtering circuit were designed by using low-cost capacitance and resistance to effectively filter out high-frequency noise and DC components in the signal. At the same time, in order to further reduce the hardware cost, a low-cost ripple-to-square wave conversion scheme based on software was proposed. The hardware functions such as filtering, differential, and comparator were realized through software processing, thereby achieving low-cost ripple-to-square wave conversion. Finally, the experiment shows that in the normal operation stage, the ripple conversion scheme based on hardware and the ripple conversion scheme based on software conversion problem. In the motor start-up phase, there are two false conversions in the hardware ripple conversion scheme, and four false conversions in the software ripple conversion scheme, which are far less than the allowable error of the system. Both low-cost conversion schemes can meet the system requirements.

Key words: current ripple; ripple-square wave conversion; anti-pinch control; electrical machinery

0 引 言

随着科技进步及用户对物质文化需求的提升,

人们对汽车的舒适性、安全性、科技感也有了更高的要求,各大汽车零部件厂商开始追随消费者的理念,改变研发方向,竞相开展商业竞争。目前越来

收稿日期: 2023-09-15

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61873180)

作者简介:周 满(1988),男,博士后,助理研究员,研究方向为电动舵机及光电平台稳定跟踪控制技术。

越多的汽车零部件朝着电动化、智能化方向发展, 如电动车窗、隐藏式外门把手、电动遮阳帘等^[1-3], 其电动化的发展大幅提升了用户的舒适感,但也存 在夹手等问题,在汽车的使用过程中带来了巨大的 安全隐患,为此国内外诸多学者、车企对此展开 研究^[4]。

目前使用较多的是霍尔防夹策略与纹波电流防 夹策略。两者区别主要在于霍尔防夹策略通过捕获 霍尔方波脉冲进行位置估计,纹波防夹策略需要进 行纹波-方波转换,然后捕获方波脉冲进行位置估 计。霍尔防夹策略较为简单,因而得到广泛应用, 纹波防夹策略虽实现难度较大,但其无需霍尔传感 器和磁铁,可有效较低成本,因而受到诸多学者和 车企的关注^[58]。

纹波防夹控制方面国内起步较晚,市面上成熟的产品较少,为降低现有防夹策略的硬件成本,提高产品竞争力,对纹波防夹的关键技术-纹波转换技术展开研究,提出低成本的纹波-方波转换策略。

1 系统简介

1.1 纹波电机组成

纹波电机与普通直流有刷电机相同,由定子、 转子、电刷、换向片四部分组成,其结构如图1所 示。定子由两级永磁体构成,转子由多个线圈组成, 当线圈通电以后,会形成磁场,与定子中磁极作用 开始转动。在换向片和电刷作用下,线圈中的电流 周期性改变,进而保证旋转过程中线圈受到的力矩 方向不变,从而让转子保持固定方向旋转。



图1 电机结构图

1.2 工作原理

有刷电机旋转过程中,由于电刷与换相片接触 存在两种不同状态,导致其切换时回路电阻存在差 异,从而产生周期性电流纹波,合理利用电机的纹 波的特性,通过统计纹波数量可实现其位置估计, 实现防夹控制^[9]。两种接触状态如图 2 所示。

1.3 电机纹波分析

设电机共有 2n 个换相片,单个绕组阻值为 R,则碳刷接触一个换相片时回路总阻值R_m为



图 2 电刷与换相片两种接触状态

$$R_{M1} = nR/2 \tag{1}$$

碳刷接触两个换相片时回路总阻值
$$R'_{M1}$$
为
 $R'_{M1} = (n-1)R/2$ (2)

因此,纹波电机的回路总阻值波动
$$\Delta R_{\rm M}$$
为

$$\Delta R_{M1} = 0.5R \tag{3}$$

同理,假设电机共有 2n + 1 个换相片,则碳刷 接触一个换相片时回路总阻值*R*₁₀为

$$R_{M2} = n(n+1)R/(2n+1)$$
(4)

碳刷接触两个换相片时回路总阻值R'加为

$$R'_{M2} = nR/2$$
 (5)

因此, 纹波电机的回路总阻值波动 ΔR_{M2} 为

$$\Delta R_{M2} = nR/(4n+2) \tag{6}$$

由两个阻值波动式(3)和式(6)可以看出,偶数 个换相片时阻值波动较大,电流纹波幅值比奇数时 要大,为此选择偶数个换相片的电机作为纹波电机。

目前纹波 - 方波转换技术主要通过硬件实现, 硬件电路复杂,且所用的元器件成本较高,为此考 虑进行低成本化研究,设计一种低成本的纹波转换 方案。

2 基于硬件的纹波 – 方波转换设计

电机纹波信号幅值较小,受回路噪声影响,直 接检测电机纹波难度较大,需将纹波信号进行滤波、 放大等处理后,再将其转换为方波信号,便于处理 器进行信号捕获。系统的组成及工作原理框图如图 3 所示。



图 3 硬件纹波 - 方波转换原理框图

为降低系统成本,采样电阻采集电机母线电流, 并使用 RC 微分电路过滤电路直流部分,再通过 RC 滤波电路进行低通滤波,过滤电流中的高频噪声。 运放电路及比较器采用一块双通道运放芯片进行设计,降低成本,同时实现纹波信号的放大及方波转换。

2.1 微分电路设计

因电机母线电流中存在直流成分,且直流部分 受电机运行状态、外部负载阻力、供电电压波动等 影响较大,将影响纹波波形的辨识及比较器比较电 压的设定,需剔除纹波中的直流成分,RC 微分电路 基本原理如图 4 所示。



图 4 RC 微分电路基本原理图

RC 微分电路由电容、电阻串联组成, 令输入电 压为 $u_i(t)$, 电容器 *C* 上电压为 $u_e(t)$, 因电容充放 电速度较快, 因此有 $u_e(t) \approx u_i(t)$, 这时输出电压 为 $u_0(t)$, 有

$$u_0(t) = R \cdot i_c = RC \frac{\mathrm{d}u_c}{\mathrm{d}t} \approx RC \frac{\mathrm{d}u_i(t)}{\mathrm{d}t}$$
(7)

由式(7)可知,输出电压 u₀(t)近似地与输入电 压 u_i(t)成微分关系,可以有效过滤电路中的直流成 分,有效保留因碳刷换向引起的电流波动。

2.2 RC 滤波电路设计

为降低高频噪声对纹波分析及转换的影响,同时不增加硬件体积及成本,采用 RC 低通滤波电路,通过一个电容与电阻串联方式,过滤其中的高频噪声。RC 低通滤波电路基本原理如图 5 所示。



图 5 RC 低通滤波电路基本原理图

将 RC 电路的电容两端作为输出端,选择合适的电阻电容,降低电容器充放电速度,电阻 R 上的
电压 u_R(t)近似等于输入电压 u_i(t),其输出电压 u₀(t)为

$$u_0(t) = u_c(t) = \frac{1}{C} \int \frac{u_R(t)}{R} dt \approx \frac{1}{RC} \int u_i(t) dt \quad (8)$$

上式表明,输出电压 u₀(t) 与输入电压 u_i(t) 近 似地成积分关系,因此也称为积分电路,积分时间

越长,则其截止频率越低,进而实现低通滤波的 功能。

2.3 运放电路及比较器电路设计

综合考虑系统研制成本、采样电压方向等因素, 运算放大器及比较器电路采用一颗双通道运放芯片, 可有效降低成本及电路板尺寸,搭建运放电路及比 较器电路如图6所示。



图6 运放及比较器原理图

令电路输入电压为 V_{in},输出电压为 V_{out},根据 运算放大器"虚短""虚断"特性,可推导得到运放电 路放大比例 K 为

$$K = \frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} = \frac{R_{21} + R_{24}}{R_{21}}$$
(9)

因单限电压比较器与单一电压进行比较,大于 参考电压即进行电压翻转,在电压信号存在干扰时 容易出现误翻转,为此在输出与输入之间增加反馈 网络,即反相型迟滞比较器,提高抗扰动能力,减 小误翻转问题,如图6所示。

令电路输入电压为 V_{in} ,输出电压为 V_{out} ,对应的门限 V_{TL} 和 V_{TH} 。当输入电压 $V_{in} > V_{+}$ 时,比较器输出低电平,输出电压为 V_{0L} ,有

$$V_{\rm TL} = \left\{ (R_{38} \parallel R_{36}) \times \frac{V_{\rm CC}}{R_{34} + (R_{38} \parallel R_{36})} \right\} +$$

$$\left\{ (R_{38} \parallel R_{34}) \times \frac{V_{\rm OL}}{R_{36} + (R_{38} \parallel R_{34})} \right\}$$
(10)

同理,当输入电压 V_{in} < V₊时,比较器输出高电 平,输出电压为 V_{0H},有

$$V_{\text{TH}} = \left\{ (R_{38} \parallel R_{36}) \times \frac{V_{\text{CC}}}{R_{34} + (R_{38} \parallel R_{36})} \right\} +$$

$$\left\{ (R_{38} \parallel R_{34}) \times \frac{V_{\text{OH}}}{R_{36} + (R_{38} \parallel R_{34})} \right\}$$
(11)

由式子(10)和式(11)可得到门限宽度,即回差 电压 ΔU 为

$$\Delta U = V_{\rm TH} - V_{\rm TL} = (V_{\rm OH} - V_{\rm OL}) \frac{(R_{38} \parallel R_{34})}{R_{36} + (R_{38} \parallel R_{34})}$$
(12)

当输出状态切换后,干扰电压不超过 ΔU 则输 出电压值保持不变,因此 ΔU 越大,比较器抗扰动 能力越强,但其灵敏度随之降低。为此,可根据输 入电压 V_{in} 的变化范围,先选择合适的参考电压,即 完成 $R_{38} \parallel R_{34}$ 的设计,之后设置合适的门限宽度 ΔU ,根据 ΔU 选择合适的电阻 R_{36} ,实现纹波 – 方波 转换,同时提高比较器电路的抗干扰能力。

3 基于软件的纹波 – 方波转换设计

硬件纹波 - 方波转换电路较为复杂,且受器件 老化等因素影响较大,为进一步降低系统硬件成本, 同时提高系统的智能性,采用软件对纹波信号进行 处理,实现纹波 - 方波转换设计。软件纹波 - 方波 转换的组成及工作原理框图如图 7 所示。





软件纹波 - 方波转换系统主要包括采样模块、 双重滤波处理、数据微分处理、阈值比较处理、纹 波计数处理等,其工作原理为:(1)通过采样电阻 采集电机母线电流;(2)对纹波电流进行双重滤波, 剔除其中异常数据后,进行低通滤波,去除高频噪 声信号;(3)对滤波后数据进行微分处理,去除直 流部分,使其位于0轴附近;(4)将微分处理后数据 与设定的阈值进行比较,高于阈值上限输出高电平, 低于阈值下限输出低电平,将纹波信号转换为方波 脉冲信号进行输出;(5)电平做一次翻转,纹波计 数器加一,通过纹波数估计出电机旋转的总圈数, 进而估计出对应的位置。

3.1 双重滤波器设计

在电机母线上串联采样电阻,通过处理器自带的 ADC 引脚对采样电阻两端电压进行采样,此方法 元器件数量少、成本低,但其缺点是噪声较大,尤 其是电机起动阶段,存在较大尖峰脉冲扰动,为有 效滤除电流纹波中的尖峰脉冲、高频噪声等干扰信 号,对其进行双重滤波。为保证隐藏式外门把手控 制器成本可控,所选用处理器多为车规级 8 位单片 机,其主频较低、运算速度较慢,因此选用较为简 单的限幅滤波和一阶低通滤波算法。 3.1.1 限幅滤波算法设计

根据实际测试效果发现,PWM 调制频率小于 20 kHz 时,采用软起动方式,在电机起动过程中采 集到的电流信号中存在明显的尖峰脉冲,脉冲斜率 较大,明显大于电机起动及堵转时的电流斜率。

定义电流两次采集间的斜率为k,电机堵转及起动时的电流斜率阈值为[k_{min} k_{max}],当前电流信号为i(t),上一时刻电流信号为i(t-1),对其进行处理后输出电流数据为 $i_1(t)$,处理逻辑如式(13)所示。

$$\begin{cases} \text{if} & k < k_{\min}, \ i_1(t) = i(t-1) \\ \text{if} & k > k_{\max}, \ i_1(t) = i(t-1) \\ \text{else} & i_1(t) = i(t) \end{cases}$$
(13)

即本次电流斜率超出阈值范围,则剔除本次采 样值。此方法优点是可以有效克服软起动时引起的 脉冲干扰,但无法过滤高频噪声信号,为此增加低 通滤波。

3.1.2 一阶低通滤波算法设计

通过软件实现 RC 低通滤波器的功能,其对周 期干扰具有较好的抑制作用,且其算法较为简单, 易于在8位单片机上进行实现。其数学表达式为

 $Y(t) = \alpha X(t) + (1 - \alpha) Y(t - 1)$ (14)

其中, α 为滤波系数, X(t) 为本次采样值, Y(t-1) 为上次滤波输出值, Y(t) 为本次滤波输出值。

因 8 位单片进行浮点运算效率,为尽量减少乘 除运算,提高运算效率,可将式(15)整理为

 $Y(t) = Y(t-1) + \alpha [X(t) - Y(t-1)] \quad (15)$

3.2 微分器设计

在离散系统中,一阶微分算法简单易行,计算 量小,且本系统的电流纹波频率和采样频率都较高, 采用一阶微分方式,能较好地体现出纹波的变化趋 势,因此电流微分后的数据为电流变化率,用 k_i 表 示。为简化系统计算过程,直接对相邻两个采样点 的电流值进行差分得到微分结果。即有

$$k_{i}(t) = i_{1}(t) - i_{1}(t-1)$$
(16)

其中, i₁(t)表示滤波处理后 t 时刻采样点的数值。

电流纹波波形与正弦相似,近似描述为

$$i_1(t) = a \cdot \sin(\omega t) + b \tag{17}$$

经过微分处理后得到的电流变化率ki为

$$k_i(t) = a\omega \cdot \cos(\omega t) \tag{18}$$

从式(18)可知, 微分后的电流变化率 k_i 没有直流分量, 在0轴附近波动, 且波动频率与纹波频率

保持一致,因此可根据通过 k_i 幅值实现纹波 – 方波转换。

3.3 阈值比较器设计

为提高比较器的抗干扰能力,在比较时设定一 定的阈值,大于阈值上限及低于阈值下限时,进行 电平翻转。令转换后输出数据为*z*(*t*),比较器阈值 设置为[*m*_{min} *m*_{max}],具体处理逻辑如式(19)所示。

if
$$k_i < m_{\min}, \ z(t) = 1$$

if $k_i > m_{\max}, \ z(t) = 0$ (19)
else $z(t) = z(t-1)$

即本次电流斜率超出阈值上限,输出低电平; 低于阈值下限,输出高电平;介于阈值范围内,电 平不翻转。此方法优点是没有乘除运算,计算效率 高,同时可有效克服噪声引起的干扰。

4 试 验

4.1 试验平台

为验证低成本纹波 - 方波转换效果,选用纹波 电机对上述方法进行对比测试,测试设备主要包括 纹波电机、磁铁、霍尔传感器、纹波 - 方波转换板、 电源、示波器等,试验平台如图 8 所示。电机输出 轴前端交错布置 4 枚磁铁,磁铁正前方布置一块霍 尔传感器,电机旋转一圈输出两个方波脉冲;纹波 电机旋转一圈输出 8 个纹波信号。



图 8 纹波 - 方波转换测试平台

4.2 硬件纹波 - 方波转换测试

硬件纹波 - 方波转换效果如图9所示,图9(a) 为电机起动段,图9(b)为电机正常运行阶段。其 中,图中黄线曲线1为通过采样电阻采集的原始纹 波信号;绿色曲线2为霍尔传感器输出方波脉冲信 号;蓝色曲线3为通过采样 RC 微分、RC 滤波、运 放之后的纹波信号;粉色曲线4为通过比较器之后, 输出的方波脉冲信号。



(a) 电机起动阶段

(b) 电机正常运行阶段

图9 硬件纹波转换与霍尔信号对比图

从图9,对比曲线1、3可知,通过RC 微分可 有效去除直流成分;RC 滤波可过滤电路中高频噪 声。对比曲线2和曲线4可知,正常运行阶段,一 个霍尔脉冲周期对应4个纹波信号,硬件纹波-方 波转换准确率高,无误转换、丢波问题;电机起动 阶段,受起动瞬间电流冲击影响,仅第一个霍尔周 期内存在1~2个误转换。

4.3 软件纹波 - 方波转换测试

软件纹波 - 方波转换效果如图 10 ~ 图 12 所示。 其中,深蓝色曲线为原始信号,红色为霍尔输出信 号,黄色曲线为限幅滤波输出曲线,紫色曲线为微 分后曲线,绿色为纹波 - 方波转换输出,浅蓝色曲 线为一阶低通滤波输出曲线。



图 10 纹波 - 方波转换图

从图 10 可知,通过软件滤波后,信号幅值有所 衰减,高频噪声得到抑制;通过微分处理后的纹波 信号位于 0 轴附近,有效剔除直流成分;通过阈值 比较后,有效将纹波转为方波信号。





图 12 起动运行阶段转换效果图

通过图 11、图 12 的局部放大图可知,正常运行 阶段,一个霍尔脉冲周期对应 4 个纹波信号,软件 纹波 - 方波转换准确率高,无误转换、丢波问题; 电机起动阶段,在第一个霍尔周期内存在误转换问 题,但误转换个数小于 4。

通过硬件及软件的纹波 - 方波转换测试可知, 在正常运行阶段纹波 - 方波转换准确率较高,基本 无误转换,但在起动阶段,硬件转换方案存在2个 误转换,软件转换方案存在4个误转换。因汽车车 窗、遮阳帘、电动座椅、隐藏式门把手等系统,其 减速比较大,且对位置精度要求较低,以某型隐藏 式外门把手为例,其允许的误转换个数为40,远大 于本方案的误转换数。

5 结 语

本文为降低自主防夹方案的成本,对纹波防夹 关键技术——电流纹波转换技术展开研究,提出了 基于硬件的低成本纹波 – 方波转换策略,通过使用 低成本的电容电阻搭建采样电路、微分电路及滤波 电路,有效过滤电路中的高频噪声及直流成分,并 通过比较器实现方波转换。同时,为进一步降低硬 件成本,通过软件实现硬件的微分、滤波及比较器等功能,实现纹波 - 方波转换。最后,搭建测试平台,通过与霍尔传感器的对比实验表明,正常运行阶段硬件及软件方案,均能实现纹波 - 方波转换,转换准确率高,基本没有误转换问题;电机起动阶段,在第一个霍尔周期内,硬件方案存在2个误转换,软件方案存在4个误转换,远小于系统的允许误差,均能满足系统要求。硬件及软件的低成本转换技术的研究为智能防夹的低成本化提供了参考。

参考文献

- [1] 刘建国,付恒,饶政玉,等.基于高斯滤波和近似积分的电动 车窗防夹算法[J].汽车工程,2017,39(12):1464-1471.
- [2] 李博,宫迎娇,张元良.基于霍尔传感器的汽车天窗防夹系统 设计[J]. 仪表技术与传感器,2023(5):64-69.
- [3] 杨贺. 基于 K-means 的汽车天窗防夹控制系统设计与研究[D]. 辽宁:大连理工大学,2022.
- [4] 郑刚,张朝阳,侯志龙,等.基于虚拟仪器的电动车窗防夹力
 自动测试系统设计[J].机械设计与研究,2020,36(2):
 133-136.
- [5] 陈俊,殷召凯,孙新函,等. 电动汽车电机控制器母线电容纹 波电流研究[J]. 微电机, 2023, 56(3): 63-66, 82.
- [6] 严静,刘瑞军,丁玲,等.基于小波变换的车窗防夹系统电流
 降噪与特性分析[J].广西大学学报(自然科学版),2017,42
 (2):602-610.
- [7] 范立荣,李怀俊.一种低成本高可靠性纹波补偿控制方法[J].
 微电机,2021,54(5):115-120.
- [8] 严浩.乘用车电动车窗控制器防夹功能测试系统的研究与设计 [D].重庆:重庆邮电大学,2021.
- [9] 周楠怡. 基于电机纹波信号的车窗防夹系统设计[D]. 陕西: 西安电子科技大学, 2021.

Addaedaedaedaedaedaedaedaedaedaedaedaedae	《微电机》(月刊) ,读者可到当地邮局订阅,本刊亦可破订、零购。 设稿!欢迎订阅!欢迎刊登广告 !	邮发代号:52-92 订价:8元/期 年价:96元/年 编辑部邮购(含快递费):300元/年
》 国内刊号:	CN61 – 1126/TM	国际刊号: ISSN 1001-6848
》	micromotors @ vip. sina. com	
》 地 址:	高新区上林苑四路 36 号(710117)	电话: 029-84276641

电动汽车用扁线异步电机性能分析与计算

史俊旭¹, 吴 霜¹, 陈致初¹, 胡勇峰¹, 杨 斌¹, 胡 巧² (1. 株洲中车时代电气股份有限公司, 湖南 株洲 412001; 2. 长沙市第一社会福利院, 长沙 410007)

摘 要:随着电动汽车行业的高端化发展,异步电机以其优越的性能特点及成熟的制造工艺,成为电动汽车辅驱电机的首选。为满足高效率、高功率密度、良好的 NVH 等性能需求,扁线绕组被逐渐应用于电动汽车驱动电机中。 为深入研究交流损耗对扁线电机定子铜耗及效率的影响,揭示扁线电机性能较传统圆线电机的优势所在,本文以一 台自主设计的峰值功率为 140kW 的扁线绕组异步电机为研究对象,首先,从数学模型与仿真计算两方面出发,分析 了交流损耗的变化规律,并基于考虑交流损耗前、后电机性能的变化情况,说明了扁线绕组的交流损耗是影响电机 效率的关键因素之一。在仿真过程中,为缩短仿真耗时,介绍了一种并行瞬态求解算法在异步电机中的应用原理。 最后,对具有相同定子槽面积及转子结构的扁线电机与圆线电机的性能进行仿真计算与对比分析,结果表明,与圆 线电机相比,扁线电机具有更高的效率、功率密度及更好的热性能等运行特点。

关键词:异步电机;扁线绕组;交流损耗;效率 map 计算

中图分类号: TM346 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2024)04-0052-08

Performance Analysis and Calculation of Flat Wire Induction Motors for Electric Vehicles

SHI Junxu¹, WU Shuang¹, CHEN Zhichu¹, HU Yongfeng¹, YANG Bin¹, HU Qiao²

(1. Zhuzhou CRRC Times Electric Co., LTD., Zhuzhou Hunan 412005, China;

2. Changsha First Social Welfare Institute, Changsha 410007, China)

Abstract: With the high-end development of the electric vehicle (EV) industry, induction motors (IMs), due to their superior performance characteristics and mature manufacturing processes, have become the preferred choice for auxiliary drive motors in EVs. To meet the performance requirements of high efficiency, high power density, and excellent NVH (Noise, Vibration, and Harshness), flat wire winding is gradually being applied in EV motors. In order to delve into the impact of AC losses on the stator copper losses and efficiency of flat wire motors, and to reveal the advantages of flat wire motors over traditional round wire motors, this paper took a self-designed IM with a peak power of 140 kW as the research object. Firstly, from the perspectives of mathematical modeling and simulation calculations, the variation pattern of AC losses was analyzed. Based on the changes in motor performance before and after considering AC losses, it was explained that AC losses of flat wire winding were one of the key factors affecting motor efficiency. In the simulation process, to shorten simulation time, the application principle of a parallel transient solution algorithm in IMs was introduced. Finally, the electromagnetic performance of flat wire motors and round wire motors with the same stator slot area and rotor structure was simulated, analyzed, and compared. The results show that compared to round wire motors, flat wire motors exhibit higher efficiency, power density, and better thermal performance during operation.

Key words: induction motor; flat wire; AC loss; efficiency map

作者简介:史俊旭(1987),男,硕士,研究方向为电机仿真设计及优化。

吴 霜(1994),女,博士,研究方向为乘用车驱动电机本体设计。

收稿日期: 2023-08-28

基金项目:湖南省科技创新领军人才计划(2021RC4050)

随着全球环保意识的逐渐提高和可再生能源技术的不断成熟,电动汽车以其远低于传统燃油车的温室气体排放量,成为汽车行业发展的主流趋势。随着核心技术的不断创新和突破,电动汽车行业的市场竞争力不断提高,根据工信部统计数据,到2022年底,我国电动汽车产、销分别完成705.8万辆和688.7万辆,同比分别增长96.9%和93.4%,电动汽车新车销量已达到汽车新车总销量的25.6%^[1]。

电机作为电动汽车的核心部件,其性能优劣将 直接影响到电动汽车的生命周期与发展前景。随着 电动汽车行业的高端化发展,为了增加汽车的驾驶 性能,尤其是动力性,主驱+辅驱的四驱架构已成 为行业竞相比较的焦点。目前,特斯拉 Model X,蔚 来 ES8, ID.6X 以及奥迪 Q5 e - tron 等电动汽车均采 用永磁电机主驱,异步电机辅驱的电机配置。对于 辅驱电机主要要求其在加速工况中使用,其他工况 以反拖为主,对零扭矩损耗要求高。因此,异步电 机以其较小的拖曳损耗、较低的制造成本以及成熟 的制造工艺,成为电动汽车辅驱电机的首选^[2]。

高功率密度、高效率以及低噪声等性能需求, 一直是电动汽车用电机的主要研究方向与亟待解决 的技术难题。近年来,扁线绕组技术逐渐成为提升 车用驱动电机性能的一个热门选择^[3]。与传统圆线 绕组电机相比,扁线电机通常有以下几方面优势: 一方面,扁线绕组的导体结构通常为矩形,其在定 子槽中的间距较小,能够达到更高的槽满率,进而 可以有效提升电机的功率密度。同时,由于导体的 截面积较大,使其直流电阻较小,对应的绕组直流 损耗较小,这可以在一定程度上提高电机运行效 率^[4]。然而,受趋肤效应与邻近效应影响,这一优 势将随着电机转速的升高,交流损耗的增大而减 小^[5]。另一方面,扁线导体在生产过程中先成型, 再将成型绕组沿轴向方向插入定子槽中,因此,扁 线电机具有更小的定子槽口宽度,能够有效降低磁 场谐波与电磁噪声。且由于一个定子槽中导体根数 一般较少,有利于简化绕组成型工艺^[6]。此外,由 于导体硬度较高,在加工时可以允许留有较小的端 部伸长量,这使得扁线电机的端部漏感较小,在高 速区的外特性较硬。因此,相比于传统的圆线绕组, 扁线绕组电机在电磁性能、加工工艺以及振动噪声 等方面均有所改善。

现阶段,针对扁线绕组的分析大多围绕永磁电 机展开^[7-8],对于扁线绕组异步电机的研究相对较 少。因此,为了更好地了解扁线异步电机的研究相对较 少。因此,为了更好地了解扁线异步电机的性能, 本文针对此种类型的电机展开研究。文中以一台峰 值功率140 kW的扁线异步电机为基础,首先,对此 类电机的设计步骤进行说明。同时,为缩短异步电 机的仿真耗时,文中采用有限元模型的时间分布算 法进行仿真计算,并给出该方法应用于异步电机的 前提条件。其次,从理论分析与仿真结果两方面, 说明扁线绕组的趋肤效应与邻近效应对电机定子铜 耗的影响。最后,为直观对扁线绕组与圆线绕组电 机进行比较,在定子槽面积相同的条件下,对二者 的电磁性能进行仿真计算,并根据所得结果,给出 扁线电机与圆线电机的差异所在。

1 电动汽车用扁线异步电机方案建模

本小节中,根据给定的异步辅驱电机的技术指标,对扁线异步电机方案进行设计,得到能够满足 电机性能要求的电机结构参数。同时,由于异步电 机存在较长的瞬态运行周期,利用常规有限元瞬态 场求解器进行仿真时,通常需要较长时间才能使电 机达到瞬态稳定,求解耗时大。针对此问题,本文 介绍一种有限元模型的并行瞬态求解算法在异步电 机中的应用,以降低仿真耗时,并利用此方法对电 机的性能参数进行仿真计算。

1.1 电机性能要求与方案设计

异步电机的技术指标如表1所示。根据此技术 指标,对扁线异步电机进行方案设计,其主要的设 计流程如图1所示。

表1 异步电机技术指标

参数	参数值
额定功率 P_N/kW	32
额定转矩 T_N /Nm	65
峰值功率 P _{max} /kW	140
峰值转矩 T _{max} /Nm	260
最高转速 n _{max} /(r/min)	18000
DC 电压限值 U _{DC} /V	400

异步电机定、转子槽配合的选取,一方面,要 考虑附加损耗、附加转矩、力波次数、振动和噪声 等多方面的影响^[9];另一方面,由于增加转子槽数 基本不改变转子电阻以及槽漏感,对电机启动和低 速性能影响甚微,而其可以减小转子谐波漏感,对 高速转矩具有提升作用,因此,与传统工频异步电 机通常采用的少槽一近槽配合不同,多转子槽数的 选取现已成为车用辅驱异步电机提升高速转矩的一 种有效手段^[10]。

电机的电磁负荷受冷却条件、材料绝缘、功率、 转速等多方面条件决定,电磁负荷高,电机的尺寸 将减小,进而降低材料成本。然而,在电机尺寸一 定的情况下,电负荷的增加将导致铜耗增加,绕组 发热严重,磁负荷的增加将导致电机铁耗增加,铁 心饱和程度增加,这两方面因素均会影响电机出力, 因此,电磁负荷的选取是否合适将直接影响电机性 能的优劣。



图1 异步电机设计流程图

确定了电机的电磁负荷后,可根据给定的技术 指标对电机的主要尺寸进行初步估计,表达式如式 (1)所示^[11]。

$$D_{\rm il}^2 l_{\rm ef} = \frac{8.6P'}{k_{\rm dg}B_{\delta}An} \tag{1}$$

其中,

$$P' = \frac{k_e P_{\rm N}}{\eta_{\rm N} \cos\varphi_{\rm N}} \tag{2}$$

式中, P'为电机计算功率; P 为电机额定功率; D_{il} 为定子内径; l_{ef} 为铁心有效长度; k_{dq} 为绕组系数; A为电负荷; B_{s} 为磁负荷; n 为电机同步转速; k_{e} 为电 势系数,其值定义为额定负载时感应电势与端电压 的比值; η_{N} 为额定效率; φ_{N} 为额定功率因数。

根据式(1)和式(2)所示关系,并参考同类电机 的设计经验,初步选取所设计电机的主要尺寸。

定子绕组的每相串联匝数 N 可由下式进行计算:

$$N = \frac{A\pi D_{\rm il}}{2mI_{\rm N}} \tag{3}$$

式中, m 为相数; I_N为电机的额定电流。

每相串联匝数确定之后可根据选定的定子槽数 及并联支路数对扁线绕组的层数进行确定,进而根 据槽满率对定子槽面积大小进行计算。为了达到更高的槽满率,扁线电机的定子槽型通常为平行槽。 对于转子槽型,为了消弱气隙磁场的脉动,降低谐 波磁场的损耗,闭口槽型逐渐成为异步辅驱电机的 首先。根据电机尺寸及槽型的选择,对电机的定、 转子冲片进行初步设计,建立电机的初始模型,进 而进行磁路计算。磁路计算可采用有限元仿真或路 算的方法,根据计算结果对电机的结构参数进行调 整,以得到满足电机技术指标的设计方案。本文中 所设计电机的主要方案参数如表2 所示。

表 2 异步电机设计方案

参数	参数值	参数	参数值	
定子槽数	54	定子外径/mm	210	
转子槽数	69	定子内径/mm	140	
极对数	3	有效长度/mm	114	
绕组层数	6	气隙长度/mm	0.6	
并联支路数	3	冷却方式	水冷	

1.2 有限元模型与仿真方法

上一小节中所设计电机的二维有限元模型如图 2 所示。为了使异步电机在仿真过程中,快速达到 稳定状态,本文利用一种将电机工况等效为转子堵 转的求解方法,对异步电机的性能进行计算,并与 常规瞬态场仿真所得结果与求解耗时进行对比,以 说明该方法的准确性与快速性。



图 2 电机二维截面图

对于有限元模型的常规瞬态求解算法,需要按 顺序求解所有的时间步,电机瞬态过程较长;而通 过等效的转子堵转求解方法,电机可直接运行到达 稳定状态,该方法要求包括感应涡流在内的所有源 都处于相同的频率,因此,异步电机只有在转子零 转速时求解方法才成立,即需要对异步电机进行频 率折算。

由于异步电机定、转子之间无电的直接联系, 转子只是通过其磁动势 F₂对定子作用,因此在保证 F₂不变的条件下,用一个静止的转子来代替旋转的 转子,即可保证在定子方各物理量不发生任何变化的基础上,实现频率折算。由电机学相关理论可以得到,转子旋转时,转子电流 *I*_{2s}的表达式如式(4) 所示^[12]。

$$I_{2s}^{\bullet} = \frac{E_{2s}}{R_2 + jX_{2\sigma s}} = \frac{sE_2}{R_2 + jsX_{2\sigma}}$$
(4)

式中, E_{2s} 为转子旋转时, 对应于转子频率 f_2 的转子 绕组每相电动势; E_2 为对应于定子频率 f_1 的转子绕 组相电动势, 即转子不转, 主磁通不变时的转子相 电动势; $X_{2\sigmas}$ 为对应于转子频率 f_2 的转子漏电抗; $X_{2\sigma}$ 为对应于定子频率 f_1 的转子漏电抗; s为转差率; R_2 为转子相电阻。

将式(4)右边分子、分母同除以转差率s,得

$$\mathbf{I}_{2s}^{\bullet} = \frac{\mathbf{E}_{2}}{\frac{\mathbf{R}_{2}}{s} + jX_{2\sigma}} = \mathbf{I}_{2}^{\bullet}$$
(5)

式中, I₂为对应于定子频率f₁的转子电流。

式(4)所描述的是转子旋转、转子回路电流频 率为 f_2 时的电动势平衡方程,而式(5)则描述的是相 应的静止的转子回路的电动势平衡方程式,此时转 子侧电流频率已与定子侧相同,为 f_1 。且由于 I_{2s} = I_2 ,因此保证了磁动势 F_2 保持不变,因此可知,异 步电机的频率折算需将转子堵转的同时,将转子电 阻由 R_2 变为 R_2/s_o



图 3 频率折算方法仿真结果 以电机额定工况为例(电机额定频率为 240 Hz),

得到频率折算与常规瞬态仿真的转矩及电流波形分 别如图 3 及图 4 所示,相应的数值如表 3 所示。从 表 3 中可以看出,两种仿真方法所得的转矩及电流 的结果基本相同,且满足表 1 所示技术指标。



图 4 常规瞬态仿真结果

由上述分析知,异步电机模型利用等效堵转的 方法进行求解(即频率折算)时,能够在保证计算结 果准确性的同时,大幅缩短异步电机的仿真耗时。

表 3 异步电机仿真结果对比

名称	常规仿真	频率折算
额定转矩平均值/Nm	68.28	67.22
额定电流有效值/A	155.63	159.89

2 扁线电机绕组损耗原理与仿真分析

由于扁线绕组导体的截面积相对较大,受趋肤 效应和临近效应的影响,在扁线绕组中会产生额外 的交流损耗,尤其当电机频率较高时,交流损耗所 占比重不可忽略。因此,研究扁线绕组的交流损耗 成为分析电动汽车用扁线异步电机的一个重要内容。

2.1 扁线绕组损耗理论分析

扁线绕组总损耗一般由直流损耗与交流损耗两 部分构成,即

$$P_{cu} = P_{DC} + P_{AC} \tag{6}$$

式中, P_{cu} 为扁线绕组总损耗; P_{DC} 为直流损耗; P_{AC} 为交流损耗。

1.1 直流损耗
 绕组的直流损耗由直流电阻决定,即

$$P_{DC} = 3I^2 R_{DC} \tag{7}$$

其中,

$$R_{DC} = \rho \, \frac{L}{S} \tag{8}$$

式中,I为定子相电流; R_{DC} 为定子相电阻,L为一 相绕组总长度;S为导体横截面积; ρ 为绕组所用材 料电阻率。

由式(7)及式(8)可知,绕组的直流损耗与导体 的材料、尺寸及电流大小相关,由于扁线绕组的截 面积相对较大,因此,在其他条件相同时,其直流 损耗更小。

2.1.2 交流损耗

扁线绕组中的交流损耗主要受趋肤效应和邻近 效应的影响而产生。下面将分别对趋肤效应和邻近 效应的产生原理及其对导体电阻的影响进行分析。

(1)趋肤效应

当绕组中通入交流电时,导体内部电流不再均 匀分布,而是集中在导体外表面的现象,被称为趋 肤效应。交变电流产生的交变磁场,在导体中感应 出电动势以抵抗电流的通过,该电动势称为自感电 动势。自感电动势的大小正比于单位时间内切割导 体的磁通量,越靠近导体中心位置所产生的自感电 动势越大。而自感电动势的方向总是与实际电动势 的方向相反,故起削弱作用,因此在导体中心位置 实际电动势较小,而在导体外表面位置实际电动势 较大,最终表现为沿导体截面的电流聚集于导体外 表面,致使电流分布不均^[13],如图5(a)所示。

基于电磁场相关理论,推导出由于趋肤效应导 致的导体横截面上电流密度分布的差异而引起的电 阻的相对变化为^[14]

$$k_{qf} = \frac{(R_{qf} + R_{DC})}{R_{DC}}$$

= $\frac{1}{8}r_0^2 d_{qf} \exp(-\frac{2r_0}{d_{qf}})$
 $\cdot \frac{2r_0 \exp(\frac{2r_0}{d_{qf}}) - d_{qf} \exp(\frac{2r_0}{d_{qf}}) + d_{qf}}{[r_0 d_{qf} - d_{qf}^2 + d_{qf}^2 \exp(-\frac{r_0}{d_{qf}})]^2}$ (9)

其中,

$$d_{qf} = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu_0\mu_r\sigma}} \tag{10}$$

式中, k_{qf} 为由于趋肤效应而引起的电阻增大系数; R_{qf} 为由于趋肤效应而产生的等效电阻; r_0 为导体的 等效半径; d_{qf} 为趋肤深度,表示导体外表面至 1/e 导体外表面电密所在面之间的距离; ω 为电角频率; μ_0 为真空磁导率; μ_r 为相对磁导率; σ 为导体电 导率。

由式(10)可以看出,当导体材料一定时,趋肤 深度与电角频率ω,即与通电频率f反相关。当导体 的等效半径 r₀不变的情况下,根据式(9)所示关系 式,得到的由趋肤效应引起的电阻增大系数 k_q与频 率的关系曲线如图 6 所示。由图 6 可知随着通电频 率的增加,电阻增大系数增加,因此可得受趋肤效 应的影响,导体电阻将随通电频率的增加而增大, 进而导致交流损耗增加。



图 6 电阻增大系数随频率变化关系曲线 (2)邻近效应

邻近效应是在磁场作用下存在于邻近放置导体 间的一种相互作用的现象。当导体中通以交变电流 时,会在其周围产生变化的磁通量,这将影响与其 相近导体中的电密分布。与趋肤效应相似,邻近效 应的最终表现同样为沿导体截面的电流聚集于导体 外表面,致使电流分布不均,如图5(b)所示^[13]。

通电导体间的邻近效应主要与通电频率、相位 差以及导体间的距离有关。当导体处于均匀磁通密 度状态下,宽度为 w,厚度为 h 的矩形导体,沿厚 度 h 方向的邻近损耗可为^[15]

$$P_{lj_{h}} = \frac{NLf^{2}}{12\rho} w^{3} h \left(\frac{\mathrm{d}B_{b}}{\mathrm{d}\theta}\right)^{2}$$
(11)

同样地,沿宽度 w 方向的邻近损耗如式(12) 所示。

$$P_{\rm lj_w} = \frac{NLf^2}{12\rho} wh^3 \left(\frac{\mathrm{d}B_{\rm a}}{\mathrm{d}\theta}\right)^2 \tag{12}$$

因此,总邻近损耗为

$$P_{\rm li} = P_{\rm li-h} + P_{\rm li-w} \tag{13}$$

式中, N 为绕组每相串联匝数; θ 为电角度; B_a 和 B_b 分别为沿矩形截面宽度 w 方向和厚度 h 方向的磁 通密度,其值与通电电流的幅值、相角及邻近导体 所产生的磁场大小有关;

由式(11)至式(13)可知,随着通电频率的增 大,邻近效应的影响增大,进而导致导体的交流损 耗增加。

2.2 扁线绕组损耗仿真结果分析

为了进一步说明由趋肤效应与邻近效应而引起 的交流损耗对扁线电机性能的影响,本节中,利用 第2小节所给电机模型及仿真算法,对扁线电机的 绕组铜耗进行仿真计算,并与未考虑交流损耗的仿 真结果进行对比,分析考虑交流损耗后,电机定子 电阻及绕组铜耗的变化情况。



图 7 扁线电机定子铜耗 map 图

图 7 所示为扁线异步电机定子铜耗 map 图,蓝 色线为未考虑交流损耗的定子铜耗 map 曲线,其所 对应的绕组损耗,仅为直流损耗;红色线为考虑交 流损耗的定子铜耗 map 曲线,其所对应的绕组损耗, 涵盖了趋肤效应与邻近效应的影响。从图 7 中可以 看出,与仅考虑直流损耗的定子铜耗曲线相比,考 虑交流损耗的铜耗曲线在各运行点的数值均较大, 且随着电机转速的增加,两条曲线的差距逐渐增大。

图 8 所示为对应的效率 map 图,从图中可以看 出,考虑交流损耗的效率 map 曲线中的高效区,明 显小于仅考虑直流损耗所对应的情况。为了更直观 的进行对比说明,根据定子铜耗的计算结果,求得 不同转速下,定子电阻的对比曲线,如图 9 所示。 从图中可以看出,不同转速下对应的直流电阻 *R*_{DC}均 为恒值;而当电机转速较低时,交流电阻 *R*_{AC}趋近于 0,其值随着转速的增加其值逐渐增大。



图 8 扁线电机效率 map 图

通过上述仿真计算结果可以看出,与前述理论 分析结论一致,扁线电机的交流损耗随着电机转速 的增加而增大,且其数值将显著影响电机的效率, 因此,在电机设计及性能计算的过程中,不可忽略 扁线绕组的交流损耗影响。



3 扁线电机与圆线电机对比分析

为了说明扁线电机与圆线电机的性能差异,本 文在上述所设计的扁线电机基础上,将扁线绕组替 换为圆线绕组并对定子槽型做适当修改,同时,保 持转子槽型等其他结构不变,对扁线电机与圆线电 机的性能进行对比分析。

3.1 扁线电机与圆线电机模型对比

扁线绕组与圆线绕组的定子槽型及绕组分布示 意图,如图 10 所示。由于扁线绕组导体截面呈矩 形,因此为了提高槽满率其定子铁心通常为平行槽 结构,如图 10(a)所示。而对于圆线绕组而言,为 了使其定子齿部分的铁心饱和更加均匀,避免因齿 尖部分的不均匀饱和而影响到电机磁负荷的提升, 其定子铁心通常采用平行齿结构,如图 10(b)所示。 为了合理对比扁线绕组电机与圆线绕组电机之间的 性能差异,在更改定子槽型时,保证了两台电机对 应的定子槽面积不变,在此基础上进行后续对比 分析。



图 10 定子绕组槽满率示意图

从图10中可以看出,一方面,与圆线绕组导体 相比,扁线绕组导体间的间隙更小,因此其具有更 高的槽满率。在工程应用中,扁线电机的纯铜槽满 率可高达70%,而圆线电机的纯铜槽满率不足 50%。另一方面,与圆线电机需从定子槽口下线不 同,扁线电机的绕组导体可以直接从轴向方向插入 定子槽中,这使得扁线电机相比于圆线电机而言, 定子可以具有更小的槽口宽度。

3.2 扁线电机与圆线电机性能计算与分析

本小节将对上述扁线电机与圆线电机的电磁性 能进行仿真计算及对比分析。计算得到的电机定子 铜耗 map 及效率 map 分别如图 11 及图 12 所示。从 图中可以看出,与扁线电机相比,圆线电机的外特 性曲线在恒转矩区的转矩略大,而在恒功率区的转 矩略小。这是因为,在恒转矩区,由于定子槽型的 不同,以额定运行工况为例,扁线电机与圆线电机 的磁密云图如图 13 所示,由图可知圆线电机的定子 齿部饱和较为均匀,铁心饱和影响较扁线电机小, 这一影响在电流数值较大, 饱和程度较高时, 将更 为显著,因此导致扁线电机在相同限值下恒转矩区 的转矩较圆线电机小。在恒功率区,由于圆线电机 的端部通常留有较长的伸长量,以免在工艺过程中 损伤铜线。而扁线电机端部较短,这使得扁线电机 的端部漏感较圆线电机小,因此当其在高速区运行 时,降落在漏感上的压降小,故其在恒功率区的转 矩较圆线电机大,高速特性较硬。

如图 11 所示,与圆线电机相比,在低速区扁线 电机的定子铜耗显著降低,而随着转速的增加,二 者之间的差异逐渐减小,这与第三小节的理论分析 一致。受定子铜耗的影响,图 12 中,扁线电机效率 map 图中的高效区所覆盖的范围,明显大于圆线电 机的高效区,其中,扁线电机 95% 以上的高效区较 圆线电机而言,占比增加 12.67%。

通过上述性能对比,可知扁线电机在同等外径 尺寸条件下,可以达到更高的输出功率,以及更高



图 11 扁线电机与圆线电机定子铜耗 map 图 的运行效率;而在同等出力条件下,由于扁线电机 的定子铜耗更低,因此其将具有更低的温升。故与 圆线电机相比,扁线电机具有高功率密度、高效率 以及更好的热性能等优势。



图 13 扁线电机与圆线电机磁密云图

4 结 语

本文以一台自主研发的峰值功率为140kW的电动汽车用扁线绕组异步电机为研究对象,围绕设计与仿真方法、交流损耗影响以及扁线电机与圆线电机的性能差异三个方面展开研究,得到结论如下:

(1)为满足性能需求,异步辅驱电机定子绕组的选择逐渐偏向于扁线绕组,而其转子通常为多槽闭口槽型;在仿真中,基于时间分布算法的瞬态求 解方法能够在保证计算准确性的同时大幅降低仿真 耗时。

(2)受趋肤效应与邻近效应影响,扁线绕组异步电机的交流损耗随转速的增加而逐渐增大,其对此类电机的定子铜耗、效率 map 及运行温度的影响显著。

(3)与圆线电机相比,扁线电机铁心饱和的均 匀度较差,然而,得益于其更高的槽满率,更小的 直流电阻、定子槽口宽度以及端部伸长量,使其具 有更高的效率、功率密度,更好的 NVH 性能、热性 能等运行优势。

参考文献

- [1] 工信数据. 2022 年 12 月汽车工业经济运行情况[EB/OL]. https://wap.miit.gov.cn/gxsj/tjfx/zbgy/qc/art/2023/art_ 610c626d34b8424c9c1077ac5e5a40fe.html.
- [2] 任晓勇.新能源汽车与电机驱动控制技术[J]. 自动化应用, 2022(5): 95-97.
- [3] Mircea P, James G, David A S, et al. Electrical Vehicles—Practical Solutions for Power Traction Motor Systems [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(3): 2751-2762.
- [4] 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.
- [5] Sung-Bae J, ByungKwan S, SangHyeok S, et al. Study on the Method for Reducing AC Copper Loss of Interior Permanent Magnet

Synchronous Motor[C]. International Conference on Electrical Machines and Systems, 2018: 7-10.

- [6] 兰鹏字.新能源汽车扁线电机技术分析[J].内燃机与配件, 2022: 212-214.
- [7] Shaohong Z, Krzysztof P, Richard B. Application of Flat Rectangular Wire Concentrated Winding for AC Loss Reduction in Electrical Machines[J]. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2021: 4619-4623.
- [8] Jia L, Yanping L, Peipei Y. Research on Novel Flat Wire Transposed Winding of PMSM for Electric Vehicle [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2023, 9(1): 771-781.
- [9] 陈世坤. 电机设计[M]. 北京: 机械工业出版社, 2000.
- [10] 刘庆. 低电压纯电动车用异步电机优化设计及控制研究[D]. 重庆: 重庆大学, 2019.
- [11] 江虹. 高速感应电动机电磁设计方法的研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2006.
- [12] 辜承林, 陈乔夫, 熊永前. 电机学[M]. 武昌: 华中科技大学 出版社, 2010.
- [13] Mingyu C, Gilsu C. Modeling, Investigation, and Mitigation of AC Losses in IPM Machines with Hairpin Windings for EV Applications [J]. Energies, 2021, 14: 1-18.
- [14] 鲁百佐. 载流导线等效电阻与频率关系研究[J]. 陕西师范大 学学报, 2002, 30(4): 64-66.
- [15] 韩常青. 基于扁线绕组的高效率永磁同步电机的设计与优化 [D]. 西安: 西安建筑科技大学, 2022.

(上接第39页)

通过仿真效果知,与开环恒压频比控制和电流闭环 恒流频比控制相比,脉振高频电压信号注入法的加 速时间短和控制稳定性都优秀。其较高的位置辨识 精度和控制稳定性能满足零低速稳定起动需求。

参考文献

- Danil Nahum Zmood, Donald Grahame Holmes, Gerwich H. Bode Frequency-domain Analysis of Three-phase Linear Current Regulators
 [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2001, 37(2): 601-609.
- [2] Yuan X, Merk W, Stemmler H, et al. Stationary-frame Generalized Integrations for Current Control of Active Power Filters with Zero teady-state Error for Current Harmonics of Concern under Unbalanced and Distorted Operating Conditions [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2012, 38(2): 523-532.
- [3] 阎宝君,刘健,梁禹升,等.无位置传感器的永磁同步电机控

制技术综述[J]. 仪表与自动化, 2020, 35(10): 83-87, 91.

- [4] 崔弘,李艳东.永磁同步电机控制策略综述[J].防爆电机, 2021,56(3):3-7.
- [5] 赵毅恒,宁博文,卢少武,等.基于 L/F 起动和扩展卡尔曼滤 波的永磁同步电机全速域无传感器控制方法[J].控制与应用 技术,2022,49(2):1-7,19.
- [6] 王红,潘家栋,张奎庆,等.永磁同步电机无位置传感器控制
 参数整定[J].微电机,2020,53(7):71-74,83.
- [7] 赵计龙,肖飞,麦志勤,等. IF 控制结合滑模观测器的永磁同 步电机无位置传感器复合控制策略[J].电工技术学报,2018, 33(4):919-929.
- [8] 牛继高,张朋播,王招军,等. 永磁同步电机无位置传感器复 合控制算法研究[J]. 微电机, 2021, 54(1): 68-74.
- [9] Matthew J C, Robert D Lorenz. Rotor Position and Velocity Estimation for a Salient-Pole Permanent Magnet Synchronous Machine at Standstill and High Speeds [J]. IEEE Transaction on Industry Applications, 1998, 34(4): 784-789.

基于改进型 SMO 的 PMSM 无传感器控制研究

李 宁¹, 江学焕¹, 张德志², 张金亮¹, 彭国生¹, 董万建² (1. 湖北汽车工业学院 电气与信息工程学院, 湖北 十堰 442002;

2. 上海致控驱动技术有限公司,上海 201806)

摘 要:针对传统滑模观测器(SMO)对永磁同步电机(PMSM)反电动势估计存在高频抖动而导致位置和转速误差较大的问题,分析设计了一种新型滑模观测器。首先,从滑模变结构控制原理出发,分析了传统 SMO 中控制函数的不足,其次,设计了新型控制函数,改善传统滑模观测器因使用开关函数造成估算值抖动过大的问题;同时使用频率 自适应复系数滤波器代替传统的低通滤波器,提升估计转子位置和转速的精度。最后,在 Matlab/Simulink 平台搭建 了算法仿真,仿真结果表明,该观测器能够很好地观测跟踪电机转速和其转子位置,能有效抑制高频抖振,提高滑 模观测器估算精度,提高了 PMSM 无传感控制系统的稳定性。

关键词:滑模观测器;永磁同步电机;高频抖动;无传感器控制;复系数滤波器

中图分类号: TM351; TM341; TH165; TG659 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2024)04-0060-06

Research on Sensorless Control for PMSM Based on Improved SMO

LI Ning¹, JIANG Xuehuan¹, ZHANG Dezhi², ZHANG Jinliang¹, PENG Guosheng¹, DONG Wanjian² (1. School of Electrical & Information Engineering, Hubei University of Automotive Technology, Shiyan Hubei 442002, China; 2. Shanghai Zhikong Drive Technology Co., LTD., Shanghai 201806, China)

Abstract: A novel sliding mode observer was analyzed and designed to address the problem of high frequency jitter in the estimation of the back electromotive force of permanent magnet synchronous motors (PMSM) using traditional sliding mode observers (SMO), which results in significant position and speed errors. Firstly, starting from the principle of sliding mode variable structure control, the shortcomings of traditional SMO control functions were analyzed. Secondly, a new control function was designed to improve the problem of excessive estimation jitter caused by the use of switch functions in traditional sliding mode observers; Simultaneously using frequency adaptive complex coefficient filters to replace traditional low-pass filters improves the accuracy of estimating rotor position and speed. Finally, algorithm simulation was built on the Matlab/Simulink platform, and the simulation results showed that the observer can effectively observe and track the motor speed and rotor position, effectively suppress high-frequency chattering, improve the estimation accuracy of the sliding mode observer, and improve the stability of the PMSM sensorless control system.

Key words: sliding mode observer; permanent magnet synchronous motor; high frequency jitter; sensorless control; complex coefficient filter

0 引 言

永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motors, PMSM)具有出色的性能优势,包括高效率、小尺寸、低噪音、优良的过载能力和高功率因素等。因此,PMSM 被广泛运用于新能源电动汽车^[1]。然而由于电动汽车复杂的行驶工况,导致 PMSM 的传

感器容易产生错误信号,影响系统的正常运行,同时由于增加了额外的机械部件,导致在安装和维护过程中存在困难。因此,越来越多的学者开始将研究集中在无位置传感器控制的方式上。这种方式不再依赖于机械传感器,而是通过采集电机上的电压电流信息,使用软件算法计算得到电机转子的位置, 从而实现对电机的精确控制。近年来,国内外学者

收稿日期: 2023-10-24

基金项目:湖北省教育厅科学研究计划资助项目(D20221805);湖北省教育厅科学研究计划资助项目(D20221802)。

作者简介:李 宁(1999),硕士研究生,研究方向为无传感器电机驱动及其控制技术。

江学焕(1982),硕士,副教授,研究方向为功率电子技术、电机驱动控制、电源管理、物联网。

对无位置传感器控制研究已相当深入,这些方法主要包括滑模观测器法(Sliding Mode Observer, SMO)^[2-4]、模型参考自适应法(Model Reference A-daptive System, MRAS)^[5-6]、基于扩展卡尔曼滤波器法(Extended Kalman Fliter, EMF)^[7-11]等方法。

其中 SMO 具有抗扰动性强,动态性能好及鲁棒 性好等特点,广泛应用在无传感器 PMSM 中。传统 SMO 的控制函数在滑模面的高速切换会导致高频抖 振的问题。胡堂清等^[12]尝试运用模糊 PID 速度环代 替传统的 PI 控制,并采用 Sigmoid 饱和函数设计观 测器,虽然可以有效消除抖动,但其抗扰动性能有 所欠缺。相比之下,柯希彪等^[13]采用了模糊积分滑 模控制策略对速度环控制器进行了改良,在降低稳 态误差方面取得了显著成效,然而该方法仍存在滑 模抖振现象。在此基础上,张谦、彭思齐等研究 者^[14-15]提出不同的自适应滑模观测器方案,有效减 少了传统高频抖振问题,但由于转子位置估计值的 观测误差较大,其效果仍有待进一步提升。

为了进一步改善传统 SMO 由于符号函数快速切换导致的高频抖动及转子位置估计值的观测误差较 大问题,本文提出了一种基于新型饱和函数的滑模 观测器作为改进,并通过 Lyapunov 函数对该控制器 进行了稳定性分析;同时使用频率自适应复系数滤 波器代替传统 SMO 中的低通滤波器,以更精准估算 电机转速和转子位置,最后进行仿真实验对比,验 证了新型算法的有效性。

1 PMSM 数学模型

为了更好地分析和设计永磁同步电机控制系统, 需要建立一个适当的数学模型以简化系统。一般常 作以下假设:不考虑电机涡流和磁滞损耗;排除铁 芯产生饱和现象的影响。

电机在 $\alpha - \beta$ 轴下的电压方程为

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} E_{\alpha} \\ E_{\beta} \end{bmatrix}$$
(1)

$$A = \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} -R_s & -\omega_e (L_d - L_q) \\ -\omega_e (L_d - L_q) & -R_s \end{bmatrix}$$
(2)

$$\begin{bmatrix} E_{\alpha} \\ E_{\beta} \end{bmatrix} = \left[(L_d - L_q) (\omega_e i_d - \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} i_q) + \omega_e \psi_f \right] \begin{bmatrix} -\sin\theta_e \\ \cos\theta_e \end{bmatrix}$$
(3)

式中, i_{α} 、 i_{β} 、 u_{α} 、 u_{β} 、 R_{s} 、 ω_{e} 、 θ_{c} 、 ψ_{f} 分别表示定 子电流、电压、电阻、电角速度、电角度及磁链; E_{α} 、 E_{β} 表示 $\alpha - \beta$ 轴下的反电动势; L_{d} 、 L_{q} 表示 d - q轴电感。

对于表贴型 PMSM 有 $L_d = L_q$,因此式(1)、式 (2)和式(3)可以简化为

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_{d}} \begin{bmatrix} -R_{s} & 0 \\ 0 & -R_{s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_{d}} \begin{bmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_{d}} \begin{bmatrix} E_{\alpha} \\ E_{\beta} \end{bmatrix}$$
(4)

$$\begin{bmatrix} L_{\alpha} \\ E_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega_{e}\psi_{f}\sin\theta_{e} \\ \omega_{e}\psi_{f}\cos\theta_{e} \end{bmatrix}$$
(5)

2 传统滑模观测器设计

2.1 电流观测器设计

为了得到估计 E_{α} 、 E_{β} 的值,由式(3)设计 SMO 方程:

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \begin{bmatrix} \hat{i}_{\alpha} \\ \hat{i}_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_{d}} \begin{bmatrix} -R_{s} & 0 \\ 0 & -R_{s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{\alpha} \\ \hat{i}_{\beta} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_{d}} \begin{bmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_{d}} \begin{bmatrix} E_{\alpha} \\ E_{\beta} \end{bmatrix}$$
(6)

式中, \hat{i}_{α} 、 \hat{i}_{β} 为 i_{α} 、 i_{β} 的观测输出; u_{α} 、 u_{β} 则为观测输入。

由式(4)至式(6)得动态电流误差方程:

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{\alpha} \\ \tilde{i}_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} -R_s & 0 \\ 0 & -R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{\alpha} \\ \tilde{i}_{\beta} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} E_{\alpha} - v_{\alpha} \\ E_{\beta} - v_{\beta} \end{bmatrix}$$
(7)

其中, $i_{\alpha} = i_{\alpha} - i_{\alpha}$ 、 $i_{\beta} = i_{\beta} - i_{\beta}$ 表示为电流观测误差。 定义滑模控制律式(8)所示。

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k \cdot \operatorname{sgn}(\tilde{i}_{\alpha}) \\ k \cdot \operatorname{sgn}(\tilde{i}_{\beta}) \end{bmatrix}$$
(8)

式中, k 为滑模增益。

滑模面定义为

$$\begin{bmatrix} s_{\alpha} \\ s_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{\alpha} - i_{\alpha} \\ \vdots \\ i_{\beta} - i_{\beta} \end{bmatrix}$$
(9)

由滑模控制理论可知,当定子电流到达滑模面, 发生滑模动态时,定子电流误差趋近于0,此时估 计转速收敛到实际转速,且由等效控制原理可以 得到:

$$\begin{bmatrix} \tilde{E}_{\alpha} \\ \tilde{E}_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k \cdot \operatorname{sgn}(\hat{i}_{\alpha} - i_{\alpha}) \\ k \cdot \operatorname{sgn}(\hat{i}_{\beta} - i_{\beta}) \end{bmatrix}$$
(10)

因为符号函数的不连续性导致系统在切换时产 生的高频谐振及噪声,故加入低通滤波器滤波后 可得:

$$\begin{bmatrix} \hat{E}_{\alpha} \\ \hat{E}_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{\omega_{c}}{s + \omega_{c}} \begin{bmatrix} k \cdot \operatorname{sgn}(\hat{i}_{\alpha} - i_{\alpha}) \\ k \cdot \operatorname{sgn}(\hat{i}_{\beta} - i_{\beta}) \end{bmatrix}$$
(11)

式中, E_{α} 和 E_{β} 为反电动势估计值; ω_{α} 为低通滤波 器截止频率。

2.2 位置与转速估计

由于滤波器会引起相位延迟,因此在估计角度 时需要进行相应的补偿操作:

$$\theta_{cs} = \arctan(\hat{\frac{\omega_e}{\omega_c}})$$
 (12)

式中, θ_{α} 为补偿角度, ω_{a} 为角速度观测值。 最终得到的转子位置信息:

$$\hat{\theta}_e = -\arctan(\frac{E_\alpha}{\hat{E}_\beta}) + \theta_{\rm cs}$$
(13)

最后,由式(5)进行推导运算,得出角速度估 计值:

$$\hat{\omega}_e = \frac{\sqrt{\hat{E}_{\alpha}^2 + \hat{E}_{\beta}^2}}{\psi_f} \tag{14}$$

新型 SMO 算法 3

3.1 传统 SMO 抖振分析

"滑模模态"通常可以被事先设计,虽然系统状 态点在由"趋近模态"进入"滑动模态"后,对其内部 参数变化和外部扰动不再敏感,可以保证系统状态 点处于"滑动模态"时的系统具有很好的鲁棒性,但 是系统状态点在尚未进入"滑动模态",而处于"趋 近模态"时,其对内部的参数变化和外部扰动依然很 敏感,因此设计能使系统状态点快速完成"趋近模 态"而进入"滑动模态",最终平稳地趋近平衡点的 趋近律,对提高系统的鲁棒性具有重要的意义。

而传统的 SMO 算法为等速趋近律:

$$\dot{s} = -\varepsilon \operatorname{sgn}(s), \ \varepsilon > 0$$
 (15)

式中, ε为切换增益,对式(15)进行微积分求解, 令初始状态 s(0) =0, 得:

$$s(t) = \begin{cases} -\varepsilon \cdot t, \ s > 0\\ \varepsilon \cdot t, \ s < 0 \end{cases}$$
(16)

由式(16)可知,系统状态空间点在做趋近运动 时以恒定速度 ε 从滑模面两侧向滑模面运动,因此 ε 的取值影响系统状态空间点到达滑模面的时间。 当 ε 较小时, 趋近时间较长; ε 较大时, 趋近时间 变短,但此时会导致系统状态空间点到达滑模面趋 近速度过快,抖动剧烈。此外传统 SMO 采用符号函 数在等于零时,没有起到控制量作用,是一种不连 续控制,这将导致系统切换瞬间产生高频分量,并 且由于惯性作用,会让其穿过滑模面来回波动最终 形成抖振。

3.2 新型 SMO 算法

基于上述分析,设计了取代符号函数的新控制 函数 $\varphi(s)$, 该函数的表达式为

$$\varphi(s) = \frac{8}{2\pi + \pi^2 1 + e^{-ns}} \left(1 + \left(\frac{1 - e^{-ns}}{1 + e^{-ns}}\right)^{2m}\right) \quad (17)$$

式中, m 和 n 为可调参数, $m \in R^+$, $n \in R^+$ 。

图1和图2均为该函数的特征曲线,其中图1 表示当m=1时,函数随n变化而产生的曲线;图2 则表示当 n = 0.1 时,函数随 m 变化而产生的曲线。 当系统状态变量沿着滑模面做高频、低幅的上下运 动时, 该函数可以加快系统状态变量远离滑模面的 运动,从而加快系统的收敛速度,这样可以节省系 统状态变量的收敛时间,起到了提高系统稳定性和 改善系统响应速度的作用,而在系统状态变量以较 快的速度收敛到滑模面附近将再一次做穿越运动或 最终收敛于平衡点时,其收敛速度转而变慢,这就 降低了系统状态变量到达滑模面或平衡点时的抖振, 提高了系统的稳定性。



图 2
$$n = 0.1$$
 时 $\varphi(s)$ 的变化曲线

根据式(17),可以得到改进的电流观测器方程: $\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \begin{bmatrix} \hat{i}_{\alpha} \\ \hat{i}_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} -R_s & 0 \\ 0 & -R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{\alpha} \\ \hat{i}_{\beta} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} u_{\alpha} - k \cdot \varphi(\hat{i}_{\alpha} - i_{\alpha}) \\ u_{\beta} - k \cdot \varphi(\hat{i}_{\beta} - i_{\beta}) \end{bmatrix}$ (18)

根据式(18)推导得出新的电流误差方程:

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{\alpha} \\ \tilde{i}_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} -R_s & 0 \\ 0 & -R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{\alpha} \\ \tilde{i}_{\beta} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} u_{\alpha} - k \cdot \varphi(\hat{i}_{\alpha} - i_{\alpha}) \\ u_{\beta} - k \cdot \varphi(\hat{i}_{\beta} - i_{\beta}) \end{bmatrix}$$
(19)

由此,得到在新型 SMO 下的反电动势估计值:

$$\begin{bmatrix} \tilde{E}_{\alpha} \\ \tilde{E}_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k \cdot \varphi(\hat{i}_{\alpha} - i_{\alpha}) \\ k \cdot \varphi(\hat{i}_{\beta} - i_{\beta}) \end{bmatrix}$$
(20)

3.3 新型 SMO 算法稳定性分析

基于上述分析, 滑模面定义为

$$\begin{bmatrix} s_{\alpha} \\ s_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{\alpha} - i_{\alpha} \\ \vdots_{\beta} - i_{\beta} \end{bmatrix}$$
(21)

将式(21)带入式(19),得到:

$$\begin{bmatrix} \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}s_{\alpha} \\ \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}s_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} -R_s\hat{i}_{\alpha} & E_{\alpha} & -k \cdot \varphi(\hat{i}_{\alpha} - i_{\alpha}) \\ -R_s\hat{i}_{\beta} & E_{\beta} & -k \cdot \varphi(\hat{i}_{\beta} - i_{\beta}) \end{bmatrix} (22)$$

根据滑模控制理论,须满足 s(x) s(x) r < 0。定义 Lyapunov 函数:

$$V = \frac{1}{2} S(x)^{T} S(x), \quad S(x) = \begin{cases} S_{\alpha}(x) \\ S_{\beta}(x) \end{cases}$$
(23)

对上式求导有:

$$V = S_{\alpha}(x)\dot{S}_{\alpha}(x) + S_{\beta}(x)\dot{S}_{\beta}(x)$$

$$= -\frac{R_{s}}{L_{d}}\left[\left(\tilde{i}_{\alpha}\right)^{2} + \left(\tilde{i}_{\beta}\right)^{2}\right] + \frac{1}{L_{d}}\left[E_{\alpha}\tilde{i}_{\alpha} - k \cdot \tilde{i}_{\alpha}\varphi(\tilde{i}_{\alpha})\right] + \frac{1}{L_{d}}\left[E_{\beta}\tilde{i}_{\beta} - k \cdot \tilde{i}_{\beta}\varphi(\tilde{i}_{\beta})\right]$$
(24)

分析式(24)可知,只需满足 $k > \max(|E_{\alpha}|, |E_{\beta}|),$ 则式(23)便可满足稳定性定理。

3.4 频率自适应复系数滤波器设计

电机在运行过程中转速每时每刻都在变化,因此在对其反电动势信号滤波时,使用频率自适应复系数滤波器(Frequency Adaptive Complex Coefficient Filter, FACCF)可以有效改进系统性能。由式(3)可知反电动势的频率随着电机运行频率不断的改变,因此在设计FACCF时,应该保证其中心频率与估计电角速度相匹配,同时截止频率随着估计电角速度 实时自适应地改变,具体表示如式(25)所示。

$$\begin{bmatrix} \omega_0 \\ \omega_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega_e \\ \vdots \\ k_a \omega_e \end{bmatrix}$$
(25)

式中, k_a 为 FACCF 的截止频率系数, ω_e 为电机转 子估计电角速度, ω_0 为中心频率, ω_e 为截止频率。

由式(25)得 FACCF 表达式为

$$F(s) = \frac{k_a \omega_e}{s - j \omega_e + k_a \omega_e}$$
(26)

由式(26)可知,截止频率系数 k_a 的取值会影响 FACCF 的滤波效果,如图 3 所示为不同 k_a 取值下 FACCF 的 Bode 图。



图 3 不同 ka 取值下 FACCF 的 Bode 图

由图 3 可得, FACCF 在中心频率 ω_0 处增益为 1, 相角为0°, 而在其他频率处则对信号有幅值衰减 和相位延迟的作用,并且离中心频率越远,对幅值 和相位影响将越大。同时 k_a 越小, FACCF 的带宽越 窄,此时滤波特性接近理想化,但导致系统的响应 变慢;反之, k_a 越大, FACCF 的带宽越宽,滤波器 特性较差,但系统的响应变快。

根据上述分析最终改进的 SMO 算法框图如图 4 所示。



图 4 新型 SMO 算法原理框图

4 仿真实验对比

为验证改进的滑模控制函数和自适应复系数滤 波器的效果,使用 Matlab/Simulink 平台,对传统滑 模观测系统和改进的滑模控制系统进行了对比仿真 实验,对比仿真中均采用表1 所示的电机参数。

表1	电机参数
参数	参数值
额定电压 U/V	220
定子电阻 R_s/Ω	2.875
极对数 P_n	4
定子电感 $L_d , L_q / \mathrm{mH}$	8.5e-3
磁链 ψ_f /Wb	0. 175
转动惯量 J/(kg・m ²)	1e - 3

在仿真实验中, PMSM 以 1000 r/min 的转速进 行空载启动, 在启动后 0.15 s, 速度快速增至 1600 r/min, 并持续维持在该转速下运行。在 0.25 s 时刻 系统负载增加至 5 Nm, 然后以 1600 r/min 带载运行 到 0.4 s, 之后转速降至 1000 r/min 并继续带载运行 至 0.6 s, 最终实验结束。实验结果的波形数据如图 5~图 9 所示。





综合分析图 5(a)、图 5(b)、图 5(c)及图 5(d),可以发现传统 SMO 的估计反电动势含有较大的谐波,基于 FACCF – SMO 的估计反电动势则较光滑。同时通过对比 1600 r/min 及 1000 r/min 下估计反电动势的波形可以看出,电机运行于较低转速时传统 SMO 的估计反电动势将受到影响,在低速域谐

波更大,而新型 SMO 的估计反电动势几乎不受影响,这是由于本文所提方法使用的是频率自适应复系数滤波器,它可以根据电机运行频率对两个滤波参数进行自适应,由此进一步说明了新型 SMO 比传统 SMO 具有更好的观测性能。由各自的局部放大估计图可以得到,传统 SMO 估计得到的反电动势值波动振荡幅度更大,这一观察结果间接证明了之前的假设,而新型 SMO 反电动势估计结果更为平滑,无较大抖动现象。



由图 6(a) 和图 6(b) 可以看出,新型 SMO 与传统 SMO 均能够实现转速响应的动态估计。此外,传统 SMO 存在较大的估计转速抖振脉动,并且出现较大的估计误差。而新型 SMO 算法,明显降低了转速稳态误差,由原来的约 22 r/min 降低至 0.5 r/min 左右,同时有效抑制了转速的抖振现象,提高了转速观测的精度。



图9 SMO转子误差局部图

从图 8a 至图 9b 可以看出,两种算法均能够很 精确地估算转子的角度。然而在启动时的角度估计 方面, 传统 SMO 算法需要 0.0021 s 才能完成角度的 正常估算, 其观测误差约为 0.25 rad, 同时存在明 显的抖动现象,并不能很好地反映出转子的真实位 置,估算精度不高。相比之下,新型 SMO 算法只需 0.001 s 即可完成同样的角度估算,同时其估算误差 仅约为 0.08 rad,且几乎没有抖动现象,相较传统 的 SMO 算法,估算误差明显缩小。

5 结 论

以传统 SMO 在控制过程中存在的抖振问题为切 入点,提出一种基于新型饱和函数及频率自适应复 系数滤波器的新型滑模观测系统。通过在 Matlab/ Simulink 中搭建仿真分析对比。实验结果表明:本 文提出的改进控制方案抑制了抖振现象,提高了 SMO 系统对电机反电动势、转速及角度的估计精度。

参考文献

- [1] Lin, C. T., Zhu, et al. Sensorless Operation Capability of Surface-Mounted Permanent-Magnet Machine Based on High-Frequency Signal Injection Methods[Z], 2015.
- [2] 邓智浩,李争光,祝后权,等. 永磁同步电机无传感器控制在
 电力推进中的应用综述[J]. 船电技术,2021,41(07):
 49-55.
- [3] 生龙,刘立昊,叶永强.永磁同步电机无位置传感器控制现状 和展望[J].电工电气,2023,(02):1-8.
- [4] 刘雪杰,韩镇锚,张月明.基于改进滑模观测器的永磁电机转 子位置和转速估计[C].第五届中国航空科学技术大会论文集. 第五届中国航空科学技术大会论文集.中国航空学会,2021: 331-336.
- [5] 任金震,黄艺培,蒋梦倩. PMSM 分数阶滑模变结构 MRAS 仿 真[J]. 组合机床与自动化加工技术,2020,(05): 36-39.
- [6] 廖自力, 解建一, 赵其进, 等. 基于改进型 MRAS 的永磁同步 电机无位置传感器控制方法研究[J]. 微电机, 2020, 53(11): 100-105.
- [7] 赵湘衡,杨武,王敏怀. 基于 MRAS 无速度传感器的 PMSM 直接转矩控制[J].中南大学学报(自然科学版),2015,46 (10):3631-3636.
- [8] 施大发,施佳,黄庆,等.基于扩展卡尔曼滤波的 PMSM 无位 置传感器控制[J].电源技术,2015,39(01):161-164.
- [9] GOPINATH G R, DAS S P. An Extended Kalman Filter Based Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor Drive With Improved Dynamic Performance [C]. Proceedings of the International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems, 2018: 1-6.
- [10] 臧瑞真,黄开启. 基于多重渐消因子 EKF 的 PMSM 无传感器控制[J]. 电力电子技术, 2019, 53(10): 60-63.
- [11] 何龙飞,王崇武,单友辉,等.一种改进 EKF 的 PMSM 无传感 器控制策略[J]. 微特电机, 2013, 41(06): 54-56.

(下转第70页)

海上半直驱永磁风力发电机电磁设计与温度场分析

段志强¹,何庆峰²,项 尚²,刘闯闯²

(1. 中车永济电机有限公司,西安710016;2. 西安中车永电捷力风能有限公司,西安710018)

摘 要: 以海上 16 MW 半直驱永磁风力发电机作为研究对象,基于有限元分析方法针对不等气隙条件下电磁特性、 冷却结构设计及温度场仿真展开研究,结果表明优化后的电机能够合理地降低电机损耗,提高电磁性能,水套冷却 和空水冷却相结合的冷却方式散热效果良好。通过型式试验,验证了电机设计的合理性。该电机的设计对海上永磁 风力发电机大型化的发展发挥了重要作用。

关键词:半直驱永磁风力发电机;电磁特性;冷却结构;温度场 中图分类号:TM351;TM315 文献标志码:A 文章编号:1001-6848(2024)04-0066-05

Electromagnetic Design and Temperature Field Analysis of Offshore Semi-direct Drive Permanent Magnet Wind Turbine

DUAN Zhiqiang¹, HE Qingfeng², XIANG Shang², LIU Chuangchuang² (1. CRRC Yongji Electric Co., LTD., Xi'an 710016, China; 2. Xi'an Yonge Jieli Wind Energy Co., LTD., Xi'an 710018, China)

Abstract: Taking the offshore 16MW semi-direct drive permanent magnet wind turbine as the research object, this paper studied the electromagnetic characteristics, cooling structure design and temperature field simulation under unequal air gap conditions based on the finite element analysis method, and the results show that the optimized motor can reasonably reduce the motor loss, improve the electromagnetic performance, and the cooling method combining water jacket cooling and air water cooling has good heat dissipation effect. Through the type test, the rationality of the motor design was verified. The design of this motor has played an important role in the development of large-scale offshore permanent magnet wind turbines.

Key words: semi-direct drive permanent magnet wind turbine; electromagnetic characteristics; cooling structure; temperature field

0 引 言

近年来,随着国家"碳达峰、碳中和"口号的提 出,风力发电技术不断创新,装机容量逐年递增。 永磁发电机由于结构简单、可靠性高、发电质量好 等优点受到广泛关注,但随着风力发电"平价上网" 政策实施、原材料价格上涨造成电机制造成本提高, 永磁风力发电机装机容量正在迅速降低^[1]。随着永 磁风力发电机单机容量不断增大,电机绕组、铁心 等部件损耗随着增大,给电机绝缘性能和永磁体退 磁问题都带来了严峻的考验。文献[2]以10.5 kV 高 压电机作为研究对象,采用 XLPE 高压电缆作为定 子绕组,通过空载状态下电磁仿真,验证了电磁方 案的可行性。文献[3]研究了梨形槽、扇形槽、斜 肩圆底槽3种不同槽型在不同工况下电机温度场分 布情况,经过对比,得到散热性好的结构。

以上研究均未考虑到将电机的电磁设计和温度 场分析作为一个整体进行优化。因此,本文提出一 种大功率、高度集成的永磁半直驱风力发电机,对 降低风电机组制造成本具有重要意义。文中重点论 述了永磁发电机的电磁设计方案和冷却散热结构, 将仿真数据与样机实验数据进行对比,验证电机设 计的合理性。

作者简介:段志强(1974),男,硕士,教授级高级工程师,研究方向为特种电机设计与分析。 何庆峰(1978),男,学士,教授级高级工程师,研究方向为风力发电机设计与分析。 项 尚(1993),男,硕士,工程师,研究方向为风力发电机设计与分析。

收稿日期: 2023-10-24

基金项目: 西安市科技计划项目(2022JH-LLRHCJ-0011)

1 基本方案

永磁半直驱风力发电机基本结构和冷却结构如 图1所示。该电机采用外定子内转子结构,定子为 双层叠绕组结构,4 套绕组发电,转子共10 对极, 采用钕铁硼永磁体嵌入磁极盒中。电机冷却结构方 面采用水套冷却和空水冷却相结合方式,即定子铁 心圆周表面采用水套冷却,电机整体再利用空水冷 却方式冷却。



图1 永磁电机基本结构

为了保证硅钢片良好的导磁性能,永磁电机定转子硅钢片采用牌号为35TW1900 硅钢片材料。永磁体采用高矫顽力、高磁能积的牌号 N42SH 钕铁硼。该电机主要参数如表1 所示。

参数	参数值
功率/MW	16
相数	3
极数	20
额定转速/(r/min)	560
定子额定电压/V	1380
定子额定电流/A	6885.4
效率	>97%
运行温度/℃	- 30 ~ 45

表1 永磁发电机的主要参数

2 电磁分析

在确定发电机主要参数后,在 Ansys electronic 中建立电机仿真模型,分析各种工况对电机性能影响。

2.1 负载瞬态工况

通过有限元仿真得到图 2 所示为永磁发电机负载工况下磁密云图,图 3 的定子齿部磁密曲线,最大值约 1.9 T。从图中可知,磁密过饱和区域相对较少,定子冲片和转子冲片选用合理,符合设计需求。





2.2 转矩脉动分析

齿槽转矩和冲片齿部谐波含量是影响永磁电机 转矩脉动的重要因素。

电机转子为永磁体, 仅定子冲片开槽。以定子 槽为开口槽和半开口槽两种槽型作为对比, 该半开 口槽相比开口槽, 槽高、槽宽等尺寸不作调整, 仅 缩小槽口宽度。仿真后得到表 2 所示的两种槽型仿 真结果参数。开口槽电机空载电流比半开口槽电机 空载电流大约 80 A, 但功率因数和效率影响很小, 且半开口槽电机嵌线难度较大, 故该方案定子冲片 采用开口槽槽型。

表 2 定子开口槽与半开口槽的参数对比

参数	开口槽	半开口槽
空载电流/A	396. 19	317.85
功率因数	0. 8963	0.9072

在转速560 r/min 条件下进行电机空载工况仿 真,得到图4所示的空载反电势1478.5 V。经计算, 电压调整率为7.14%,符合国家对电压调整率的 要求。

对空载反电势谐波分析,得到表 3 所示的各阶 谐波分量对基波的比值。因三相绕组对称,故 3 次 谐波不在考虑范围。从图中可以发现,第 5 次、7 次谐波分量占比较大,分别为 0.369%、0.242%。 可知该电机谐波含量小,电能质量好。



图 4 空载反电势 表 3 空载电压谐波

空载电压谐波	比值
5	0.369%
7	0.242%
11	0.07%
13	0.097%
15	0.012%
17	0.002%

定子斜槽和转子斜槽都是减小电机齿槽转矩的 方法^[45],定子斜槽能够更好地抑制齿槽转矩和齿谐 波。定子斜槽和未斜槽对比如表4所示,其中定子 斜槽为斜一个槽。

表4 齿槽转矩

转矩	斜槽	未斜槽
$T_{\rm max}/{ m Nm}$	268. 1	2631.5
$T_{ m min}/ m Nm$	- 268. 8	- 2622. 9
$T_{\rm r}/{ m Nm}$	536.8	5254.4
$T_{ m n}/ m kNm$	278.4	278.4
$T_{ m r}$	0. 193%	14. 887%

转矩脉动对比如图 5 所示,从图图中可以看出, 定子斜槽后比定子直槽转矩波动明显减小。



3 温度场分析

3.1 冷却系统设计

发电机冷却系统采用整机空水冷却器的散热结

构,定子铁心圆周表面附加水套冷却方案。定子水 套与小换热器进行并联,最终冷却液通过舱外换热 器与外界大气进行换热。

电机的各部件损耗以热量的形式释放,根据相近功率等级的永磁发电机试验结果和该方案电磁计算损耗310 kW,初步计算本方案的水套与空冷器散热功率分别为170 kW 和140 kW,依次占55%和45%。

3.1.1 定子铁心水套冷却

水套冷却结构直接影响冷却液在铁心表面的分 布和流速^[68],通过对螺旋型、轴向Z型、径向Z型 三种水路结构分析,螺旋型水冷结构散热均匀、制 造工艺简单,选择螺旋型水冷结构为最佳方案。

在定子铁心圆周表面布置双螺旋、两路并联水路结构,可降低压降且铁心表面换热均匀^[9-10],如 图6所示。图中在铁心表面螺旋缠绕金属隔离条, 金属隔离条与机座焊接一体形成密闭结构。2条支路并联,共6条水路。



图 6 水套结构图

冷却液为含 50% 乙二醇水溶液,其密度为 1061 kg/m³,比热容 3377 J/(kg · ℃)。根据 151 kW 散热 量和进出水温差 3-8 K 为宜的原则,计算定子水套 冷却液流量,确定定子侧流量为 630 L/min。

根据式(1)

$$\begin{cases} m = \rho V \\ Q = cm\Delta t \end{cases}$$
(1)

式中, *m* 为冷却液质量, 单位为 kg; ρ 为冷却液密 度, 单位为 kg/m^3 , 该方案中冷却液为含 50% 乙二 醇水溶液, 其密度为 1061 kg/m^3 ; *V* 为冷却液在通 道内所占体积, 单位为 m^3 ; *Q* 为液体比热容, 已知 其值为 3377 $J/(kg \cdot C)$; *c* 为比热容系数; Δt 为温 度变化值, 单位为 C。

依据经验设定冷却液流速为2 m/s,发电机铁心 长度为777 mm。根据公式(2)计算流道截面积和隔 离条尺寸。

$$S = \frac{Q_m}{60\nu} \times 10^3 \tag{2}$$

式中, S 为流道截面积, 单位为 mm^2 ; Q_m 为冷却液流 量, 单位为 L/min; ν 为冷却液流速, 单位为 m/s。
因此设计水套轴向总长度为811 mm,隔离条宽 度8 mm,6条水道,冷却液流速为2.03 m/s。 3.1.2 空水冷却器

空水冷却器由钢板焊接而成,外壳、换热芯体 和离心通风机为主要部件的装配体。其中热交换芯 体为铝合金制造的板翅式换热器,具有换热效率高、 重量轻、耐腐蚀等特点,且芯体底部装有集水槽、 排水孔和泄漏报警器等防漏水设计。

根据 140 kW 散热量和进出水温差 3-8 K 为宜 的原则,计算得空水冷却器流量为 450 L/min。设定 板翅式热交换器进风口和出风口温差为 20 ℃、风量 为 22000 m³/h,确定风机采用 2 个功率为 15 kW 电 机。综上,冷却结构设计方案如图 7 所示。



图 7 电机温度方案

3.2 热计算

使用 Motor - CAD 仿真软件对电机稳态工况进行 温升仿真,进行该电机的热计算。

仿真时输入以下参数:

转速为 560 r/min,绕组绝缘厚度为单边 1.025 mm(其中电磁线熔敷膜 0.215 mm 厚度,绝缘层 0.81 mm 厚度),定子水套冷却液流量为 630 L/min,进水温度 50 ℃,空水冷却器风量为 22000 m³/h,60℃。

加载损耗如表5所示。

AC 5	
参数	参数值
铜耗/kW	94. 74
齿部铁耗/kW	89.32
轭部铁耗/kW	83.95
磁极损耗/kW	11.84

耒5 仿直加裁损耗

定子绕组温度分布如图 8 所示,绕组中间部分 温度 最高,两端端部温度较低。最大温度为 143.5℃,最大温升为93.5 K,满足用户 100 K 温升 要求。

磁钢最大温度 79℃,平均温度为 75℃,满足磁 钢工作极限温度,如图 9 所示。



图8 定子绕组温度



图9 永磁体温度

图 10 为定子铁心仿真温度分布,从图中可知水 套冷却作用下,定子铁心外圆表面温度较低,高温 集中在内圆中间部位。



图 10 定子铁心温度

定子水套出水平均温度为 54℃,温升为 4 K; 进出风温差:空水冷却器出风温温度为 79.2℃,温 升为 19.2 K;定子水套和空水冷却器分别带走 150 kW(54.7%)和 124 kW(45.3%)的热量。综上各指 标值,该发电机冷却系统满足设计要求。

4 实验分析

本文根据 16 MW 永磁风力发电机的设计方案制 造了两台样机,如图 11 所示。其中一台作为拖动 机,使发电机工作在额定状态。为了测试发电机工 作状态下主要部件的温升情况,在定子绕组中埋置 pt100 温度传感器,用于试验过程中检测电机各部件 温升。

在样机热实验过程中,实测发电机中部风速为

些丽女

10 m/s,每隔 15 min 记录各温度传感器的温度和环 境温度,当 30 min 内发电机温差小于 1 K 时,认为 发电机的温升达到稳定状态。



图 11 样机试验 试验结果如表 6 所示,当电机运行于额定工况 时,定子绕组温升为 85.8 K,与仿真数据相近。

表 6	样机	l试验结果	
衒	态	始一在	笛二右

今 乙/64/1	<u> </u>	퐈 —丟	舟二 岳	矛四铥
走丁统组	绕组	绕组	绕组	绕组
定子功率/kW	4010	4008.6	3976. 1	3995.6
定子频率/Hz	93.3	93.3	93.3	93.3
定子功率因数	0.97	0.97	0. 98	0. 98
定子绕组电压/V	1375.47	1374. 23	1369. 73	1376.07
定子绕组温升/K		85	5.8	

5 结 论

通过对 16 MW 永磁风力发电机的电磁和温度场 分析,论述了该功率等级下电机的电磁特性和冷却

(上接第65页)

- [12] 胡堂清, 张旭秀. 基于改进模糊 PI 控制器的 PMSM 矢量控制系 统仿真[J]. 自动化与仪表, 2019, 34(6): 91-95.
- [13] 柯希彪, 袁训锋, 郭琳. 基于模糊积分滑模控制器的永磁同步 电机控制[J]. 计算机技术与发展, 2020, 30(06): 197-201.

结构,并通过样机试验与仿真数据进行对比,验证 了试验的正确性和仿真的准确性。

参考文献

- [1] 薛玉石,韩力,李辉. 直驱永磁同步风力发电机组研究现状与 发展前景[J]. 电机与控制应用, 2008(4): 1-5, 21.
- [2] 张婷婷,张新燕,何山,等. 高压直驱永磁风力发电机电磁设 计[J]. 电源技术, 2015, 39(12): 2703-2706.
- [3] 温彩凤,汪建文,孙凯,等.齿槽形状对永磁风力发电机温度
 场分布的影响[J].可再生能源,2014,32(12):1844-1849.
- [4] 杨归,许金,朱俊杰等.六相永磁直线同步电机电磁特性分析及数学模型建立[J].电机与控制应用,2022,49(11): 22-28.
- [5] Dupont, J, Lanfranchi V. Noise Radiated by a Permanent Magnet Synchronousmotor: Simulation Methodology and Influence of Motor Defects [C]. International Conference on Electrical Machines; 2014 International Conference on Electrical Machines, 2014: 1321-1327.
- [6] 温彩凤,汪建文,孙凯,等.齿槽形状对永磁风力发电机温度 场分布的影响[J].可再生能源,2014,32(12):1844-1849.
- [7] 曹君慈, 闫华, 李栋, 等. 不同通风结构下高铁异步牵引电机 温度场分析[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(2): 72-81.
- [8] 肖宗鑫, 胡明辉, 石力王, 等. 电动汽车内置式永磁同步电机 转子温度在线估计[J]. 机械工程学报: 1-14.
- [9] 王小飞,代颖,罗建.基于流固耦合的车用永磁同步电机水道 设计与温度场分析[J].电工技术学报,2019,34(S1): 22-29.
- [10] 吴胜男,李文杰,安忠良,等.变速恒压混合励磁风力发电机 的热分析[J]. 电工技术学报,2019,34(9):1857-1864.
- [14]张谦,李东.带参数辨识的自适应二阶滑模观测器 PMSM 无传感器矢量控制[J].控制与决策,2019,34(07):1385-1393.
- [15] 彭思齐, 宋彦彦. 基于自适应模糊滑模观测器的永磁同步电机 无传感器矢量控制[J]. 控制与决策, 2018, 33(04): 644-648.

J&J&J&J&J&J&J&J&	全 年12期	《微电机》(阝刊) ,读者可到当地邮局订阅,本刊亦可破订、零购。	邮发代号: 52-92 订价: 8 元/期 年价: 96 元/年 编辑部邮购(含快递费): 300 元/年	うちんでんでんでんでん
32323232	欢迎 国内刊号:	投稿! 欢迎订阅! 欢迎刊登广告! CN61-1126/TM	国际刊号: ISSN 1001 - 6848	うちんちんちんし
12 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2	邮 箱: 地 址:	micromotors @ vip. sina. com 高新区上林苑四路 36 号(710117)	电话: 029-84276641	うちょうちょうい

单闭环与去磁控制相协调的 DFIG 高电压穿越 控制策略研究

王艳娟,孙 潇,李万禹

(国网冀北电力唐山市曹妃甸区供电公司,河北 唐山 063299)

摘 要: 双馈感应风力发电机(DFIG)高电压穿越(HVRT)过程中,传统的网侧换流器(GSC)双闭环控制中,不仅外 环对 DC - link 电压振荡反应有延时,且对内环的补偿也有一定的滞后效应;此外,传统的转子侧换流器(RSC)控制 对其容量利用率较低,在 HVRT 时,存在向转子注入无功不足等问题。针对上述情况,本文提出一种单闭环控制与 去磁控制相协调的 HVRT 控制方案。仿真结果表明,GSC 单闭环与 RSC 去磁相协调的 HVRT 控制策略,不仅有效抑 制了 HVRT 过程中 DC - link 电压的波动,克服了传统控制的弊端,而且在保证功率平衡及 RSC 容量完全利用的状 态下向转子侧注入了无功,提高了 RSC 利用率,成功实现 DFIG 的故障穿越。

Analysis of DFIG Stator and Rotor Current in Case of Voltage Swell and Improvement of Reactive Current Configuration

WANG Yanjuan, SUN Xiao, LI Wanyu

(State Grid Hebei Electric Power Co., LTD., Tangshan Caofeidian District Power Supply Branch, Tangshan Hebei 063299, China)

Abstract: In the high voltage ride through problem of DFIG, in view of the traditional GSC double closedloop control, the response of the outer loop to DC-link voltage oscillation is slow, and there is a certain delay to the inner loop compensation; and the traditional RSC control has low capacity utilization rate, and in HVRT, the reactive power injected into the rotor is insufficient, etc., this paper proposed a HVRT control strategy coordinated by GSC single closed-loop control and RSC demagnetization control. The simulation results show that the HVRT control strategy coordinated by GSC single closed-loop and RSC demagnetization not only effectively suppresses the DC-link voltage fluctuation in the HVRT process, but also injected reactive power into the rotor side under the condition of ensuring power balance and RSC capacity full utilization, improved the RSC utilization ratio, and made DFIG successfully realize HVRT.

Key words: doubly-fed induction generator; high voltage ride through; DC-link voltage; single closed loop; demagnetization control

0 引 言

双馈感应风力发电机(Doubly Fed Induction Generator, DFIG)由于独特的性能及价格优势,成为风电市场占比最多的机型^[1-2]。但 DFIG 的网侧换流器 (Grid Side Converter, GSC)与转子侧换流器(Rotor Side Converter, RSC)独特的背靠背结构,导致电网

电压故障对 DFIG 的影响极大^[3-7]。

目前,大量学者对 DFIG 的 LVRT 进行研究,但 同样会造成转子过电流和 DC - link 过电压的 DFIG 高电压穿越(High Voltage Ride Through, HVRT)也亟 需研究^[8-11]。

针对 HVRT 期间的 RSC 控制, 文献[12]提出消 磁控制方案, 以此抵消故障期间磁链的瞬态分量,

收稿日期: 2023-10-10

作者简介:王艳娟(1992),女,硕士,工程师,研究方向为新能源发电,电力调度控制。

孙 潇(1995),男,本科,工程师,研究方向为电力系统保护控制,电力调度控制。

进而抑制转子过电流对 DFIG 的不利影响; 文献 [13]提出了一种加快定子磁链暂态分量衰减速度的 去磁控制策略,但却对电磁转矩没有起到抑制作用; 文献[14-15]提出一种基于定子磁链消磁和现代控制 理论相结合的改进控制策略,但受限于 RSC 容量, 当出现较大的电压故障时,DFIG 仍无法完成故障穿 越。此外,上述传统的 RSC 控制存在对其容量利用 率低,且在 HVRT 时,向转子注入无功不足等问题。

考虑在 HVRT 期间的 GSC 控制, 文献[16]通过 串联 GSC 完成 HVRT 控制策略, 依据定子电压可控 灵活的特点来完成 DFIG 的故障穿越。而这种策略的 问题在于,提高了系统的成本,对于 DFIG 本身来 说,这个策略会导致一定程度的扰动; HVRT 过程 中的母线电压波动,文献[17]还提出一种控制方案 用于穿越高电压故障恢复过程; 文献[18]提出了 HVRT 时换流器无功功率和有功功率的动态关系, 提出一种考虑无功支撑的 HVRT 控制策略。但上述 GSC 仍存在外环对 DC - link 电压振荡反应延迟同时 内环补偿有一定滞后等缺陷。

对于上文所述问题,本文利用 GSC 单闭环控制 与 RSC 去磁控制相协调的 HVRT 控制策略。GSC 单 闭环控制较传统的双闭环控制相比,外环对 DC – link 电压振荡反应迅速,且对内环补偿不存在延时 情况,很好的效抑制了 HVRT 过程中 DC – link 电压 的波动;此外,改进的 RSC 去磁控制在确保功率平 衡及 RSC 容量完全利用的情况下,向转子侧注入一 定的无功功率,提高了 RSC 利用率。在仿真平台进 行验证,结果表明:GSC 单闭环控制与 RSC 去磁控 制相协调的 HVRT 控制策略,不仅克服了传统控制 的弊端,而且 DFIG 具有瞬态响应性能良好,对于严 重的高电压故障能够成功穿越。

1 DFIG 数学模型

DFIG 的数学模型在定子坐标系下为

$$\begin{cases} U_{s} = R_{s} I_{s} + p \psi_{s} \\ U_{r} = R_{r} I_{r} + p \psi_{r} - j \omega_{r} \psi_{r} \end{cases}$$
(1)

$$\begin{cases} \psi_{\rm s} = L_{\rm s} I_{\rm s} + L_{\rm m} I_{\rm r} \\ \psi_{\rm r} = L_{\rm r} I_{\rm r} + L_{\rm m} I_{\rm s} \end{cases}$$
(2)

式中, U_s 、 I_s 、 ψ_s 分别为定子电压、电流、磁链矢量; U_r 、 I_r 、 ψ_r 分别为转子电压、电流、磁链矢量; R_s 、 L_s 、 R_r 、 L_r 分别为定、转子电阻和电感; L_m 为定、转子间互感; ω_1 、 ω_r 、 ω_{sl} 分别是同步旋转角速度、转子旋转角速度、滑动角速度,且 $\omega_{sl} = \omega_1 -$ ω_r ; p 为微分算子。

DFIG 的 RSC 采用 ψ_s 定向矢量控制,此时 DFIG 的转子方程为

$$\begin{cases} \frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{rd}}}{\mathrm{d}t} = -\frac{R_{\mathrm{r}}}{\sigma L_{\mathrm{r}}} i_{\mathrm{rd}} + \omega_{\mathrm{sl}} i_{\mathrm{rq}} + \frac{u_{\mathrm{rd}}}{\sigma L_{\mathrm{r}}} \\ \frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{rq}}}{\mathrm{d}t} = -\frac{R_{\mathrm{r}}}{\sigma L_{\mathrm{r}}} i_{\mathrm{rq}} - \omega_{\mathrm{sl}} i_{\mathrm{rd}} - \omega_{\mathrm{sl}} \frac{L_{\mathrm{m}}}{\sigma L_{\mathrm{rs}}} \psi_{\mathrm{sd}} + \frac{u_{\mathrm{rq}}}{\sigma L_{\mathrm{r}}} \end{cases}$$
(3)

式中, $\sigma = 1 - L_m^2 / L_s L_r$ 为 DFIG 的漏磁系数。

2 GSC 单闭环控制

传统的 GSC 双闭环控制中,外环对 DC - link 电 压振荡反应较为滞后,且对于内环的补偿存在一定 的延迟,鉴于这些问题,本文拟设计一种用 DC link 直接控制的 GSC 单闭环控制策略。



图 1 GSC 拓扑结构图

图 1 给出了 GSC 的拓扑结构图,将其转换到 dq 坐标系下,GSC 与 DC – link 的数学模型为

$$\begin{cases} \frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{gd}}}{\mathrm{d}t} = -\frac{R_{\mathrm{g}}}{L_{\mathrm{g}}}i_{\mathrm{gd}} + \omega_{1}i_{\mathrm{gq}} + \frac{u_{\mathrm{gd}} - u_{\mathrm{sd}}}{L_{\mathrm{g}}} \\ \frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{gq}}}{\mathrm{d}t} = -\frac{R_{\mathrm{g}}}{L_{\mathrm{g}}}i_{\mathrm{gq}} - \omega_{1}i_{\mathrm{gd}} + \frac{u_{\mathrm{gq}} - u_{\mathrm{sq}}}{L_{\mathrm{g}}} \\ \frac{\mathrm{d}U_{\mathrm{dc}}}{\mathrm{d}t} = \frac{1}{C}i_{\mathrm{cap}} \end{cases}$$
(4)

式中, u_{gd} 、 u_{gq} 为 GSC 交流侧 d、q轴电压; i_{gd} 、 i_{gq} 为 GSC 交流侧 d、q轴电流; R_g 、 L_g 为 GSC 电阻和 电感; U_{dc} 、 i_{cap} 、C为 DC – link 的电压、电流和 电容。

DC – link 向 DFIG 提供的功率 P_r (不考虑 RSC 的 开关损耗)为

$$P_{\rm r} = U_{\rm dc} i_{\rm dcr} = \frac{3}{2} (u_{\rm gd} i_{\rm gd} + u_{\rm gq} i_{\rm gq})$$
(5)

式中, i_{rdc} 为RSC直流侧电流。

2.1 GSC 传统控制策略

GSC 传统控制策略采用电压定向控制,即 $u_{gq} = 0$, $i_{gq} = 0$, 不考虑 GSC 的开关损耗,由式(5)可知 DC – link 向 DFIG 提供的功率为

$$U_{\rm dc}i_{\rm gdc} = \frac{3}{2} (u_{\rm gd}i_{\rm gd} + u_{\rm gq}i_{\rm gq}) = \frac{3}{2} u_{\rm gd}i_{\rm gd} \qquad (6)$$

式中, i_{gd} 为 GSC 直流侧电流。注入 DC – link 的功率 P_{dc} 为

$$P_{dc} = U_{dc} i_{cap} = U_{dc} C \frac{\mathrm{d}U_{dc}}{\mathrm{d}t}$$
(7)

2.2 GSC 单闭环控制

鉴于传统 GSC 控制的缺陷,为缩短抑制 DC – link 电压振荡的时间,提出一种 GSC 单闭环无延迟 的快速 GSC 单闭环控制策略,即:直接以 DC – link 电容器的 i_{cap} 为控制变量,若使 $i_{cap} = 0$,就能确保 DC – link 的 U_{dc} 相对稳定。

对 DC - link 的节点应满足:

$$P_{\rm dc} = P_{\rm gdc} - P_{\rm rdc} \tag{8}$$

联立式(6)、式(7)和式(8), DC - link 节点方 程变化为

$$U_{\rm dc} C \, \frac{\mathrm{d}U_{\rm dc}}{\mathrm{d}t} = \frac{1}{2} C \, \frac{\mathrm{d}U_{\rm dc}^2}{\mathrm{d}t} = \frac{3}{2} u_{\rm gd} i_{\rm gd} - P_{\rm rdc} \tag{9}$$

将式(9)中的 U_{de}^2 在 $U_{de_{ref}}$ 处进行 Taylor Expansion 得:

$$U_{dc}^{2} = U_{de_{-} ref}^{2} + 2U_{de_{-} ref} (U_{dc} - U_{de_{-} ref}) = 2U_{de_{-} ref} U_{dc} - U_{de_{-} ref}^{2}$$
(10)

将式(10)代入式(9),可得 GSC 的 d 轴 i_{gd}为

$$i_{gd} = \frac{2U_{de_rref}}{3u_{gd}}i_{cap} + \frac{2}{3u_{gd}}P_{rdc}$$
(11)

式(9)代入式(4),可得GSC的
$$d$$
轴 u_{gd} 为

$$u_{gd} = \frac{2U_{de_r ref}}{3u_{gd}} \left(R_g i_{cap} + L_g \frac{\mathrm{d}i_{cap}}{\mathrm{d}t} \right) + \omega_1 L_g i_{gq} + u_{gd} - \frac{2}{3u_{gd}} \left(R_g P_{rdc} + L_g \frac{\mathrm{d}P_{rdc}}{\mathrm{d}t} \right)$$
(12)

因此,采用 PI 调节,以 DC – link 的 *i*_{cap}作为控制变量,则 GSC 的 *d* 轴控制策略为

$$U_{gd_ref} = -\left(k_p + \frac{k_i}{s}\right)\left(i_{cap_ref} - i_{cap}\right) + \omega_1 L_g i_{gq} + u_{gd} - \frac{2}{3u_{gd}}\left(R_g + sL_g\right)P_{rdc}$$

(13)

GSC 的 q 轴控制策略与 d 轴采用同一方案, 这 里不一一赘述, 其控制框图如图 2 所示。

由上图可知,本文通过直接控制 DC - link 的 *i*_{cap} 研究 GSC 单闭环快速控制策略,进而达到控制 DC - link 的*U*_{dc}目的;此外,由上图能够发现,这种方法能够避免 PI 调节对前馈补偿的延时,在 DFIG 的转子绕组前馈补偿通道中没有 PI 调节。



图 2 GSC 改进控制策略

3 RSC 去磁控制

当电压对称骤升时, ψ_s 会产生交流分量和直流 分量;当电压不对称骤升时, ψ_s 还会产生负序分 量。由于定、转子间的耦合作用以及 ψ 的复合影响, HVRT期间会在转子侧形成较大的 U_r ,但由于 R_r 、 $L_r较小,较大的U_r$ 施加会产生转子过电流,进而导 致 RSC 失控,造成 DFIG 的 HVRT 失败。

 ψ_r 与 ψ_s 的耦合关系为

$$\psi_{\rm r} = L_{\rm m} \, \psi_{\rm s} / L_{\rm s} + \sigma L_{\rm r} \, I_{\rm r} \tag{14}$$

$$\psi_{\rm r} \approx (\psi_{\rm s1} + \psi_{\rm s2} + \psi_{\rm sn}) + \sigma L_{\rm r} I_{\rm r} \qquad (15)$$

控制 I_r 使其产生与 ψ_s 相反的 ψ ,以此抵消 HVRT 期间的直流分量与负序分量。

 $i_{r}^{*} = i_{r2}^{*} + i_{rn}^{*} = -\psi_{s2}/(\sigma L_{r}) - \psi_{sn}/(\sigma L_{r})$ (16) 式中, i_{r}^{*} 、 i_{r2}^{*} 、 i_{m}^{*} 为抵消 ψ_{s} 的 I_{r} 参考值、负序分量 I_{r} 参考值、自由分量量 I_{r} 参考值。

电网电压稳定时,通过d轴电压定向矢量控制, 也就是利用 RSC 的 i_{rd} 、 i_{rq} 分量分别控制 u_{rd} 、 u_{rq} , RSC 电流内环控制为

$$\begin{cases} u_{\rm rd} = R_{\rm r} i_{\rm rd} + \sigma L_{\rm r} di_{\rm rd} / dt - \omega_{\rm sl} \psi_{\rm rq} \\ u_{\rm rq} = R_{\rm r} i_{\rm rq} + \sigma L_{\rm r} di_{\rm rq} / dt + \omega_{\rm sl} \psi_{\rm rd} \end{cases}$$
(17)

电网电压骤升时,注入去磁电流后,RSC 电流 内环控制为

$$\begin{cases} u_{\rm rd}' = R_r \dot{i}_{\rm rd}' + \sigma L_r d\dot{i}_{\rm rd}' / dt - \omega_{\rm sl} \left(-U_{\rm s} \frac{L_{\rm m}}{\omega_1 L_{\rm s}} + \sigma L_r \dot{i}_{\rm rq} \right) \\ u_{\rm rq}' = R_r \dot{i}_{\rm rq}' + \sigma L_r d\dot{i}_{\rm rq}' / dt + \omega_{\rm sl} \sigma L_r \dot{i}_{\rm rd} \end{cases}$$
(18)

式中, u_{rd}' 、 u_{rq}' 为加入去磁电流后,RSC 内环 u_{rd} 、 u_{rq} 修正分量。 在 RSC 去磁控制中,电流内环提供去磁电流,鉴于 RSC 容量的限制,在保证产生去磁电流的情况下,剩余的功率提供最大的无功支撑。在不计 RSC 自身损耗时, $P_r \approx P_{RSC}$, RSC 所能给予的最大 Q 为

$$\begin{cases} P_{\text{rmax}} = sP_s \\ Q_{\text{rmax}} = \sqrt{P_{\text{rmax}}^2 - P_s^2} = \sqrt{(sP_s)^2 - P_{\text{rmax}}^2} \quad (19) \end{cases}$$

式中, s为 DFIG 的转差率。因此, RSC 外环控制中 Q的参考值为

$$\begin{cases} P_{rmax} = sP_s \\ Q_{rref} = = \sqrt{\left(sP_s\right)^2 - \left(3u_g \frac{\sqrt{i_{gmax}^2 - i_{gq}^2}}{2}\right)^2} \quad (20) \end{cases}$$

由式(18)和式(20)可得 DFIG 在 HVRT 期间的 控制框图,如图 3 所示。



图 3 RSC 去磁控制

4 仿真分析

在 Matlab/Simulink 仿真平台上搭建如图 4 所示 的含 GSC 单闭环控制与 RSC 去磁控制相协调的 HVRT 控制策略的 DFIG 仿真模型。其中双馈感应发 电机参数为:设定额定功率为 2 MW,设置额定频率 为 50 Hz,设定定子额定电压 690 V,设定直流母线 额定电压为 1200 V,设定定子电阻为 0.0108 pu,设 定转子电阻为 0.0102 pu,设定定子漏感为 0.102 pu,设定转子漏感为 0.11 pu,设定定转子间的互感 为 3.362 pu。兆瓦级 DFIG 转动惯量较高,且电网电 压骤升暂态过程较短,所以在整个过程中可以认为 DFIG 转速不变。



图 4 DFIG 仿真模型

4.1 GSC 单闭环控制

为证明 GSC 单闭环控制策略下 U_{de}瞬态响应效 果,图5给出了单闭环控制策略下 i_{cap} = 0 波形。图 6给出了 t = 1.5 s 时发生电压骤升故障,骤升幅度为 1.3 pu,GSC 单闭环控制策略给出了传统控制策略 以及 i_{cap}不同取值下的U_{de}瞬态响应对比波形。



图 6 U_{de}仿真对比波形

通过图 6 能够发现, 传统控制策略下, HVRT 故障时, U_{de} 瞬间升高, DC – link 电压大幅振荡, 且 其峰值达到 1.34 pu, DFIG 在原有控制策略下无法 实现故障穿越; 在 i_{cap} 取 0.1 时, U_{de} 瞬时值有所下 降, 但仍高于 1.2 pu。但在采用 GSC 单闭环控制后, HVRT 期间, GSC 不存在对内环补偿的延时问题, 加快抑制了 DC – link 电压的振荡, 且此时 U_{de} 峰值仅 为 1.13 pu, 远低于 U_{de} 的安全限制 2 pu。GSC 单闭 环控制对 U_{de} 的振荡抑制远好于 GSC 传统控制。

4.2 RSC 去磁控制

图 7 给出了 t = 1.5 s 时发生电压骤升故障,骤 升幅度为 1.3 pu,采用传统控制策略和 RSC 去磁控 制下 DFIG 的 Q 瞬态响应对比波形,并对暂态部分 进行了展宽。



图7 Q仿真对比波形

通过图 7 可以发现, 传统控制策略方式, HVRT 故障时, Q 波动幅度显著; 在采用 RSC 去磁控制后, HVRT 期间, 改善了 DFIG 系统的 Q 功率关系, 在 HVRT 过程中向转子侧注入一定的无功功率, 确保 了 DFIG 功率的平衡, 提高了 RSC 的利用率。

4.3 HVRT 协调控制

图 8 分别给出了 *t* = 1.5 s 时发生电压骤升幅度 为 1.3 pu 的故障, *t* = 1.6 s 时故障恢复,采用传统 双闭环控制、无源阻尼优化控制策略以及本文所提 的 GSC 单闭环控制与 RSC 去磁控制相协调的 HVRT 控制策略下 DFIG 的瞬态响应波形对比图。

为了更加清晰、直观的对比传统双闭环控制、 阻尼控制以及本文所提的GSC单闭环控制与RSC去 磁控制相协调的HVRT控制策略下 I_r 、 U_{de} 、 T_e 的瞬 态性能,表1给出了DFIG在两种的控制策略下 I_r 、 U_{de} 、 T_e 的峰值对比情况。

木 回 控 制 束 略 ト DF1G 瞬 念 响 应 :	对比
------------------------------	----

控制策略	$I_{ m r}$	$U_{ m dc}$	$T_{ m e}$
双闭环控制	2.98	1.36	2.62
阻尼控制	2.45	1.17	1.78
协调控制	1.53	1.12	1.61

由 I_r 和 U_{de} 的波形对比可以看出,HVRT 期间, I_r 和 U_{de} 的振荡幅度显著降低,且峰值分别减小了 1.47 pu 和 1.24 pu,在 GSC 单闭环控制与 RSC 去磁 控制相协调的 HVRT 控制策略下 I_r 、 U_{de} 的峰值均在 安全限值 2 pu 和 1.2 pu 以内,消除了转子过电流和 直流母线过电压的不利影响,DFIG 成功实现了严重 高电压故障下的 HVRT。此外,由 T_e 的波形可以看 出,T_e 的振荡幅度明显降低,对转轴的冲击减小, DFIG 的使用寿命增加。



图 8 DFIG 动态响应

DFIG 在 GSC 单闭环控制与 RSC 去磁控制相协 调的 HVRT 控制策略下的瞬态响应显著优于双闭环 控制,本文所提的改进控制策略优化了 DFIG 的动态 性能。

5 结 语

本文针对过去的 GSC 双闭环控制下,外环对 DC - link 电压振荡反应迟滞,内环补偿存在一定的 滞后;传统的 RSC 控制对其容量利用率低,且在 HVRT 时,向转子注入无功不足等问题,提出一种 GSC 单闭环控制与 RSC 去磁控制相协调的 HVRT 控 制策略,结果表明:

(1)GSC 单闭环控制很好的效抑制了 HVRT 过

程中 DC – link 电压幅值及其波动情况,优化了 DFIG 的瞬态响应性能;

(2)RSC 去磁控制在 HVRT 过程中向转子侧注 入一定的无功功率,确保了 DFIG 功率的平衡,提高 了 RSC 的利用率;

(3)GSC 单闭环控制与 RSC 去磁控制相协调的 HVRT 控制策略克服了传统控制的弊端,帮助 DFIG 成功穿越了严重的高电压故障。

参考文献

- [1] 孙正龙,姜权峰,王嘉琛,等.含风电电力系统机电振荡局部阻 尼评估方法[J].高电压技术,2021,47(10):3452-3462.
- [2] 徐玉琴,曹璐璐. 双馈感应风力发电机暂态特性分析及 Crowbar 阻值优化[J]. 电工技术学报, 2017, 32(4): 93-100.
- [3] 施贵荣,孙荣富,丁华杰,等.大规模风电并网的评估指标体系 构建与应用[J].电网技术,2021,45(3):841-848.
- [4] 许伯强,张舒怡. 定子故障下的双馈风力发电机组建模与稳定 性分析[J]. 电力自动化设备,2016,36(9):93-99.
- [5] 孙正龙,姜权峰,王嘉琛,等.含风电电力系统机电振荡局部阻 尼评估方法[J].高电压技术,2021,47(10):3452-3462.
- [6] 孙丽玲,房丹. 定子匝间故障的双馈风力发电机组的建模与低 电压穿越分析[J]. 电力自动化设备,2016,36(4):81-87.
- [7] Mohajeryami S, Salami Z, Naziri-Moghaddam I. Study of Effectiveness of Under-excitation Limiter in Dynamic Modeling of Diesel Generators [C]. Power and Energy Conference at Illinois. IEEE, 2014: 1-5.

- [8] 孙丽玲,王艳娟. 电网电压不对称骤升时双馈风力发电机定子 磁链暂态全过程及控制策略研究[J]. 高电压技术, 2019, 45 (7): 2160-2166.
- [9] Zhang Xing, Qu Tingyu, Xie Zhen. Dynamic Analysis of Doubly fed Induction Generator During Symmetrical Voltage Swells [C]. Mechanic Automation and Control Engineering, IEEE, 2011: 1245-1248.
- [10] 白 恺,宋 鹏,徐海亮,等.双 馈 风 电 机 组 的 高 电 压 穿 越 控 制 策 略[J].可再生能源,2016,34(1):21-29.
- [11] 赵亚清,刘青,谢欢,等.考虑源网协调的风电场动态无功补偿 装置控制策略[J].电力系统自动化,2015,35(8):118-123.
- [12] 李俊杰,蒋昆,刘国平,等.采用串联网侧变换器的双馈风电系统高电压穿越控制策略[J].电网技术,2014,38(11): 3037-3044.
- [13] 郭源博,周鑫,张晓华,等. 电网不平衡条件下 STATCOM 的 非线性控制[J]. 电力自动化设备, 2012, 32(2): 50-55.
- [14] 王久和,黄立培. 杨秀媛,三相电压型 PWM 整流器的无源性 功率控制[J]. 中国电机工程学报,2008,28(21):20-25.
- [15] Zhang Xing, Qu Tingyu, Xie Zhen. Dynamic Analysis of Doubly fed Induction Generator During Symmetrical Voltage swells[C]. Mechanic Automation and Control Engineering, IEEE, 2011: 1245-1248.
- [17] 赵亚清,刘青,谢欢,等.考虑源网协调的风电场动态无功补偿 装置控制策略[J].电力系统自动化,2015,35(8):118-123.
- [18] 李俊杰,蒋昆,刘国平,等.采用串联网侧变换器的双馈风电系统高电压穿越控制策略[J].电网技术,2014,38(11): 3037-3044.

2020-20-20-20-20-20-20-20-20-20-20-20-20	▲◇◇◇◇◇◇◇◇◇◇◇◇◇◇◇◇◇◇◇◇◇◇◇◇◇◇◇◇◇◇◇◇◇◇◇◇	邮发代号: 52-92 订价: 8 元/期 年价: 96 元/年 编辑部邮购(含快递费): 300 元/年
欢迎 家 国内刊号:	投稿! 欢迎订阅! 欢迎刊登广告! 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