中国科技核心期刊

陕西省优秀期刊

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



# MICROMOTORS



西安微电机研究所有限公司主办

# 无锡市黄氏电器制造有限公司



无锡市黄氏电器 制造有限公司(原无 锡市剑清微电机有限 责任公司)为爪极式

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





28KTYZ



SOKTYZ



SOKTYZ



50KTYZL



GERTYZ



50KTYZLRGBI0

MKTYZ



50KTYZ



RGB65

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



60KTYZ



WEI DIAN JI

月刊,1972年创刊 第56卷 第5期(总第353期) 2023年5月28日出版 中国科技论文统计源期刊 中国学术期刊(光盘版)全文收录期刊 《中国核心期刊(遴选)数据库》收录期刊 《中文科技期刊数据库(全文版)》收录期刊 中国科学引文数据库来源期刊 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



印 刷:西安创维印务有限公司

期刊基本参数: CN61-1126/TM \* 1972 \* m \* A4 \* 91 \* zh \* P \* ¥8.00 \* \* 17 \* 2023-5

基于小母线电容的高过载小型化电机驱动技术研究	秦向南,	付俊永,	许培林(	41)
九开关逆变器供电的双 Y 移 30° PMSM 开路故障诊断	刘陵顺,	李永恒,	葛宝川(	47)
永磁同步电机电流预测控制静差消除方法及其灵敏度分析 林	立,王	桐,刘艺	.凡, 等(	53)
基于自适应滑模观测器的无位置传感器控制 纪非	色华,李	杰,宋文	祥, 等(	58)

# 应用技术与经验交流

一种国产无刷直流电机驱动电路的设计	潘运昌	哥(67)	
涡轮发电机用磁力耦合器设计 张 达, 白玉新, 袁	田,鲁	爭(72)	
一种基于 SOPC 的低成本便携式数字示波器设计 冯 浩, 师 毓,	葛洋洋	羊( 76 )	
异步牵引电机铸铝转子槽型设计探究	王耆	皆(79)	
旋翼驱动的微小型气动发电机	L丽,争	爭(82)	

# 综 述

磁悬浮电机解耦控制方法综述	范宁宁,	曹广忠,	黄苏丹,	等(86)
		$\mu$ , $\omega$ ,		1 ( /

6333 6333	535534	33534	25252525252525252525252525252525252525	\$ \$	えか
Sece				邮发代号: 52-92	2000
3-3-3-5 		~	(微电机》(⑧利)	订价:8元/期	くろうい
2525	<b>今</b> 年 1	っ間	责老可列当地邮旨订阅 本刊亦可破订 雯附	年价:96元/年	りつかい
28 S	王中 1	2 判	,陕有可到当地即问讨阅,平门小可诚讨、令购。	编辑部邮购(含快递费): 300 元/年	うろう
52-52	欢	迎打	殳稿!欢迎订阅!欢迎刊登广告!	) 2 (	うからの
See	国内刊	刂号∶	CN61 – 1126/TM	国际刊号: ISSN 1001-6848	10/10/10/10/10/10/10/10/10/10/10/10/10/1
S.S.S.	邮	箱:	micromotors @ vip. sina. com	2 ( (	1202
12.2 S	地	址:	高新区上林苑四路 36 号(710117)	电话: 029-84276641	りつりつ
eses.	858585 1	2505 9	£\$	292 <i>92929292929292929292929292929292929</i>	10,00

# **MICROMOTORS**

Founded 1972 • Monthly • Public Publication Vol. 56 No. 5(Serial No. 353)May., 2023

Authorities: Xi' an Micromotor Research Institute Co. Ltd. Sponsor: Xi'an Micromotor Research Institute Co. Ltd. Edited & Published: MICROMOTORS Editorial Department Chief Editor: TAN Shunle Add. : No. 36, shanglinyuan 4th road, Xi'an (710117) Tel.: 86 - 29 - 84276641 Online Submission System: wdj. paperopen. com E - mail: micromotors@vip. sina. com Http: //www.china - micromotor.com.cn Distributor: Xi'an Newspapers and Periodicals Publish Office Domestic Subscription: Local Post Office & **MICROMOTORS** Editorial Department **Periodical Code:** 52 – 92 Journal Code: <u>ISSN1001 - 6848</u> <u>CN61 - 1126/TM</u>

# Foreign Subscription: China National Publications Import & Export Corp. (P. O. Box 399, Beijing 100044, China) Overseas Code: M 4228 Price: \$ 8.00 Annual Price: \$ 96.00 Publication Date: May. 28, 2023

# **CONTENTS**

Study on the Influence of Pole Number on Torque Density of Dual-stator Hybrid Rotor Syn-
chronous Motor NI Tao, ZHANG Zhaoyu, YU Siyang, et al( 1 )
Research on Electromagnetic Vibration Noise Characteristics of Permanent Magnet Synchro-
nous Generators for Electric Vehicles
SHEN Qiping, CHENG Jun, ZHOU Ziyao, et al( 6 )
Thermal Performance Analysis of Permanent Magnetism Synchronous Motorized Spindle $\cdots$
LIN Qi, SHAN Wentao, CAO Weichang, et al( 13 )
Taylor Vortex Simulation Analysis of Air Gap Fluid in High Speed Shielded Motors
CAO Li, HU Yan, ZHUO Liang, et al( 19 )
Research on Shaft Voltage Measurement and Suppression of Semi Direct Driven Permanent
Magnet Wind Turbine CHE Sanhong, LI Hua, WEN Zhang( 25 )
Research on Compound Control Strategy of Aircraft Electric Cargo Door Position Servo System
······ ZHOU Suying, LI Yalun, WANG Zekun, et al( 31 )
Frequency Detection and Shake Suppression Scheme Based on Torque Signal Injection $\cdots$
······ WANG Zhipeng, LUO Xin( 36 )
Research on High Overload and Miniaturized Motor Drive Technology Based on Small Capaci-
tance QIN Xiangnan, FU Junyong, XU Peilin( 41 )
Open Circuit Fault Diagnosis Method for Dual Y Shift 30 Degrees PMSM Supplied by Nine-
switch Converter LIU Lingshun, LI Yongheng, GE Baochuan( 47 )
Static Error Elimination Method and its Sensitivity Analysis of PMSM Current Predictive Con-
trol LIN Li, WANG Tong, LIU Yifan, et al( 53 )
Sensorless Control Based on Adaptive Sliding Mode Observer
JI Yanhua, LI Jie, SONG Wenxiang, et al( 58 )
Design of a Domestic Brushless DC Motor Drive Circuit PAN Yunchang( 67 )
Design of Magnetic Coupling for Turbine Generator
······ ZHANG Da, BAI Yuxin, YUAN Tian, et al( 72 )
Design of SOPC-based Low-cost Digital Storage Oscilloscope
······ FENG Hao, SHI Yu, GE Yangyang ( 76 )
Research on Slot Type of Casting Aluminum Rotor of Asynchronous Traction Motors
····· WEI Xiaowen, HUANG Xiaoting, WANG Zhe( 79 )
Miniature Pneumatic Generator Driven by Rotor Wing
GUO Junxian, LI Fusong, WANG Hongli, et al( 82 )
A Review on the Decoupling Control Methods of the Magnetic Levitation Motors
······ FAN Ningning, CAO Guangzhong, HUANG Sudan, et al( 86 )

# 极数对双定子混合转子同步电机转矩密度的影响研究

倪 涛,张兆宇,于思洋,金 石,张凤阁 (沈阳工业大学电气工程学院,沈阳 110870)

**摘 要:**双定子混合转子同步电机是一种新型结构电机,该电机可在不显著增加成本的前提下,充分利用传统低速 直驱永磁电机内部空间,提高电机的转矩密度。针对该种新型电机,本文详细研究了其结构特点,分析了内、外单 元电机组合角度对其输出转矩的影响,推导了其转矩计算公式,并以体积和温升为约束条件,对不同极数的内磁阻 电机进行了设计,进而归纳总结出内磁阻电机极数对双定子混合转子同步电机转矩密度的影响规律,为该种特殊结 构电机的设计与分析奠定理论基础。

关键词: 混合转子; 磁阻电机; 转矩密度 中图分类号: TM352 文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2023)05-0001-05

# Study on the Influence of Pole Number on Torque Density of Dual-stator Hybrid Rotor Synchronous Motor

NI Tao, ZHANG Zhaoyu, YU Siyang, JIN Shi, ZHANG Fengge (School of Electrical Engineering, Shenyang University of Technology, Shenyang 110870, China)

Abstract: The dual-stator hybrid rotor synchronous motor is a new type of structure motor, which can make full use of the internal space of the traditional low-speed direct-drive permanent magnet motor and improve the torque density of the motor without significantly increasing the cost. Aiming at this new type of motor, this paper studied its structural characteristics in detail, analyzed the influence of the combination angle of inner and outer unit motor on its output torque, derived its torque calculation formula, and took the volume and temperature rise as constraints, designed the internal reluctance motor with different pole numbers. Then the influence law of the pole number of the internal reluctance motor on the torque density of the dual-stator hybrid rotor synchronous motor was summarized, which lays a theoretical foundation for the design and analysis of the motor with the special structure.

Key words: hybrid rotor; reluctance motor; torque density

# 0 引 言

随着国际电机设计标准的不断提高,现代工业 对电机的转矩密度、效率等性能提出了更高的要求。 常规的低速大转矩传动系统由感应电机加减速器构 成,其系统可靠性较差,维护成本高,且在轻载运 行状态下,感应电机效率和功率因数低,降低了系 统的能量利用率,因此该种低速大转矩传动系统已 不再适应现代工业飞速发展的需求<sup>[1-2]</sup>。低速直驱永 磁同步电机具有功率因数与效率高、结构简单、运 行可靠等优点,可有效提高系统的运行效率,因此 在低速大转矩传动系统中具有广泛的应用前景<sup>[3-5]</sup>。

传统的低速直驱永磁同步电机径长比较大,电 机整体呈扁平状,内部有大部分空间未被利用,转 矩密度较低。为此,学者们提出了一种双定子永磁 电机结构,该结构可有效提高电机的转矩密度,但

收稿日期: 2022-10-24

基金项目: 国家自然科学基金项目(51877139, 52007124)

作者简介: 倪 涛(1997), 男,硕士研究生,研究方向为电机及其控制。 张兆宇(1984), 男,博士研究生,研究方向为特种电机及其控制技术。 于思洋(1988), 男,副教授,研究方向为特种电机及其控制技术。 金 石(1981), 女,教授,研究方向为特种电机及其控制技术。 张凤阁(1963), 男,教授,研究方向为特种电机及其控制技术。

同时也极大增加了永磁材料的用量,进而大幅提高 了电机的制造成本<sup>[6-7]</sup>。为了既提高电机转矩密度, 又能很好限制电机制造成本,研究人员又提出了一 种双定子混合转子结构,该结构电机是在传统低速 直驱永磁电机内部添加一个同步磁阻电机,这样可 极大降低电机的制造成本,还充分利用了电机内部 空间,有效提高了电机的输出转矩与转矩 密度<sup>[8-11]</sup>。

· 2 ·

同步磁阻电机采用磁阻块结构替代转子部分 的绕组结构,以磁通总是沿着磁阻最小路径闭合 的原理工作,因其结构简单、功率密度高、制造 成本低的优点被广泛应用。同步磁阻电机通常设 计为小极数,提高电机凸极率,进而提高电机输 出转矩<sup>[12-13]</sup>。双定子混合转子同步电机转子结构 相对复杂,内、外单元电机特性不同,致使该电 机输出转矩的计算与优化较为困难。改变内磁阻 电机极数,能够提高电机转矩密度,增大内磁阻 电机的转矩占比,同时还可以减少永磁材料的使 用,降低电机制造成本。因此,研究内磁阻电机 的极数是十分必要的。本文对比分析了采用三台 不同极数的内磁阻电机的双定子混合转子同步电 机的转矩密度,归纳总结了该类电机极数的选取 原则和设计方法。

# 1 电机基本结构和理论分析

双定子混合转子同步电机的基本结构如图1所 示,该电机转子由永磁转子和磁阻转子两部分构成, 并通过隔磁环连接。电机外侧由外定子与永磁转子 构成外单元电机,内侧由内定子与磁阻转子构成内 单元电机。隔磁环采用铝合金材料制成,其既可使 永磁转子与磁阻转子形成统一整体,又可使二者之 间磁路彼此独立,方便电机的设计与控制。由电机 结构可知,电机的输出转矩由外单元电机的永磁转 矩和内单元电机的磁阻转矩共同组成。表1给出了 内、外单元电机极数均为30的混合转子双定子同步 电机的基本参数。



表 1 30 极双定子混合转子同步电机基本参数

参数	参数值
外电机功率/kW	40
内电机功率/kW	6.6
输出转矩/N・m	4976
额定电压/V	1140
频率/Hz	22.5
转速/(r/min)	90
外定子外径/mm	740
外定子内径/mm	550
永磁转子外径/mm	446
永磁体厚度/mm	12.5
永磁转子轭厚/mm	18
磁阻转子内径/mm	411
内定子外径/mm	409.4
内定子内径/mm	250
铁心长度/mm	350

双定子混合转子同步电机包含两种转矩成分, 即外电机的永磁转矩和内电机的磁阻转矩。在对该 电机进行电磁设计时,可通过对内、外转子的组合 角度γ进行设计(组合角度γ定义如图2矢量图所 示),使两种转矩成分得到充分利用,进而提高电机 的输出转矩。据此,可推出双定子混合转子同步电 机的转矩表达式为

$$T = \frac{3}{2} p_1 \psi_{\rm pm} I_1 \cos\alpha_1 + \frac{3}{4} p_2 (L_{d2} - L_{q2}) I_2^2 \sin^2(\alpha_2 + \gamma)$$
(1)

而永磁转矩 Tpm和磁阻转矩 Trel的表达式分别为

$$T_{\rm pm} = \frac{3}{2} p_1 \psi_{\rm pm} I_{q1} = \frac{3}{2} p_1 \psi_{\rm pm} I_1 \cos \alpha_1 \tag{2}$$

$$T_{\rm rel} = \frac{3}{2} p_2 (L_{d2} - L_{q2}) I_{d2} I_{q2} = \frac{3}{4} p_2 (L_{d2} - L_{q2}) I_2^2 \sin 2\alpha_2$$
(3)

式中,  $p_1$  为外永磁电机极对数,  $p_2$  为内磁阻电机极 对数,  $\psi_{pm}$ 为永磁磁链,  $I_{q1}$ 为永磁电机交轴电流,  $I_1$ 为永磁电机电流幅值,  $L_{d2}$ 和  $L_{q2}$ 分别为磁阻电机的 直、交轴电感,  $I_{d2}$ 和  $I_{q2}$ 分别为磁阻电机的直、交轴 电流,  $\alpha_1$  为永磁电机电流矢量与其  $d_p$  轴夹角,  $I_2$  为 磁阻电机电流幅值,  $\alpha_2$  为磁阻电机电流矢量与其  $d_R$ 轴夹角, 其中永磁转子和磁阻转子的 d、q 轴定义如 图 3 所示。



由式(1)和式(3)可知,与单独分析磁阻电机转 矩不同,双定子混合转子同步电机的磁阻转矩计算 公式中增加了一个组合角度γ,其可以使磁阻转矩 对应的电流相位发生偏移,进而影响该电机的输出 转矩,为了统一永磁电机和磁阻电机转矩的参考系, 在计算该电机输出转矩时,需要考虑组合角度γ的 影响。



图 3 内、外转子 d、q 轴

由式(3)可知,在电流一定时,内磁阻电机的 转矩主要由极数和 d、q 轴电感差值决定。同时,同 步磁阻电机的差值电感一般也会随着极数的减小而 增大。因此,作为同步磁阻电机输出转矩的重要影 响因素,研究极数对其转矩的影响是十分必要的。

由式(2)和式(3)可知,当内、外电机极数均为 30时,永磁电机在  $\alpha_1$ 为0°时获得最大转矩,磁阻 电机在  $\alpha_2$ 为45°时获得最大转矩,因此在不考虑饱 和时,组合角度应为45°时才能发挥充分利用磁阻转 矩。而当内电机极数为20和10时,内、外电机电 流频率不再相同,但仍可通过调整组合角度 $\gamma$ ,充 分利用内、外电机的两种转矩成分。

通过改变组合角度 γ,可以使磁阻转矩和永磁 转矩最大值所对应的电流相位角尽量靠近甚至重合, 进而最大限度提升磁阻转矩成分的利用率,如图 4 所示为理想情况下的转矩叠加曲线图,在组合角度 为0°时,磁阻转矩和永磁转矩未在同一电流相位角 取得最大值,其合成转矩为 T;在组合角度为γ'时, 磁阻转矩与永磁转矩在同一电流相位达到最大值, 其合成转矩为 T',显然 T'明显大于 T。



图4 转矩叠加曲线

# 2 不同极数电机的电磁设计

为了分析内单元磁阻电机极数对该种新型结构电 机性能的影响,本文在 30 极的基础上,设计了极数 分别为 20 极和 10 极两种内单元磁阻电机,并将 3 者 进行对比分析。为排除其他参数对电机性能的影响, 在设计时需保证不同极数电机的体积和工作条件相 同。此外,考虑到电机为低速电机,电机的温升主要 由铜耗决定,因此为保证电机工作条件基本一致,在 保证铜耗一定的情况下,对不同极数磁阻电机进行了 设计。同步磁阻电机的铜耗估算公式可表示为

$$p_{\rm cu} = 3I_{\rm rel}^2 R \tag{4}$$

$$R = \rho_{\omega} \frac{2N_{1}(l_{\rm ef} + l_{\rm E})}{A_{c1}a_{1}} \tag{5}$$

$$l_{\rm E} = y_1 \, \frac{\pi \left[ D_1 - 2(h_{\rm s0} + h_{\rm s1}) - h_{\rm s2} \right]}{2N_{\rm s}} \tag{6}$$

式中,  $I_{rel}$ 为磁阻电机的电流有效值, R 为电机相电 阻,  $\rho_0$  为电机工作温度时的导体电阻率,  $N_1$  为定子 绕组每相串联匝数,  $l_{ef}$ 为定子铁心长度,  $l_E$  为定子 绕组端部长度,  $A_{el}$ 为导体截面积,  $a_1$  为定子绕组并 联支路数,  $y_1$  为定子绕组节距,  $D_1$  为定子外径,  $N_s$ 为定子槽数,  $h_{s0}$ 、 $h_{s1}$ 和  $h_{s2}$ 分别为如图 5 所示的定子 槽口高、槽肩高和槽深度。



# 图 5 定子槽型图

对于磁阻电机的定子部分设计,在保证极槽比 相同的情况下,以 30 极 54 槽磁阻电机为参考,对 20 极和 10 极两种极数进行设计,其槽数分别为 36 槽、18 槽。对于转子部分设计,由于采用磁障结 构,因此在设计时,需要对转子的极弧系数、导磁 层数、导磁层占比等参数综合考虑,极弧系数和导 磁层占比的定义分别由式(7)和式(8)给出,其中计 算参数的物理含义如图 6 所示。本文保持磁阻转子 导磁层数为 3 不变,对不同极数电机的极弧系数  $\alpha_p$ 、 导磁层占比  $\lambda$  和转子肋宽  $rib_1$ 等参数进行优化设计, 使电机获得最大转矩。最终使各极数磁阻电机获得 最大平均转矩的最终设计参数如表 2 所示(其中 p 为 极数, s为槽数)。可以发现在保持转子外径不变的 情况下,极数越小,转子内径和绕组匝数也越小。

$$\alpha_{\rm p} = \frac{b}{a} \tag{7}$$

$$\lambda = \frac{k}{k+h} \tag{8}$$



图 6 磁阻转子示意图 表 2 不同极数磁阻电机的设计参数

	30p54s	20p36s	10p18s
转子外径/mm	449	449	449
转子内径/mm	411	392	351
气隙/mm	0.8	0.8	0.8
定子内径/mm	250	230	190
每相串联匝数	270	264	228
极弧系数 $\alpha_p$	0.78	0.74	0.76
导磁层占比λ	0.4	0.6	0.5
转子肋宽 rib <sub>1</sub> /mm	0.5	0.5	1.5

# 3 仿真与分析

确定电机的基本电磁方案后,利用有限元软件 建立电机模型,对电磁方案进行分析与计算,验证 电磁方案的合理性,并修改相关参数对设计方案进 行优化,从而获得更合理的电磁设计方案,电磁设 计方案的优劣并无确切的衡量标准,需结合所设计 电机的应用领域与相关运行特性对电机进行有针对 性的设计,从而实现电机材料的充分利用,使电机的 性能充分发挥。图7给出了额定运行条件下3台电机 的磁密分布及磁力线分布云图,由图可以看出:隔磁 环很好的实现了内、外电机磁场解耦的作用;电机磁 密整体分布合理,只在定子齿边缘与磁障转子拐点处 极少部分出现了磁饱和现象;磁力线走向也比较合 理,漏磁通较少。同时,也可看出随着内电机极数的 减小,电机铁心磁密的饱和程度也在增加。



(a) 30极



(c) 10极 图 7 电机磁密和磁力线分布云图

图 8 给了磁阻电机 d、q 轴电感随极数变化的关 系曲线。可以看出:内单元磁阻电机的 d 轴电感值 高于 q 轴电感值; d、q 轴电感值随着极数的增加而 减小,但 d 轴电感值随极数的变化率要远大于 q 轴。 由结果可知,磁阻电机交、直轴电感差值随着极数 的减小而增加。



图 8 磁阻电机电感随极数变化曲线

图9给出了3台电机额定输出转矩曲线,可以 看出磁阻电机平均转矩随极数的减小而增大,但10 极电机相对于20极电机的增幅相对较小,其原因主 要是随着极数的减小,电机铁心磁密饱和程度也在 增加,影响了电机的出力。



图9 不同极数磁阻电机输出转矩曲线 对于永磁电机,需调整外定子角度使外定子绕 组 A 相轴线和永磁电机的 d 轴重合,使永磁转矩达 到最大,此时永磁电机的输出转矩曲线如图 10 所

示,其输出的平均转矩为4269 N·m。



图 10 30 极永磁电机转矩

为使该新型双定子电机输出转矩达到最大,需 调整内、外电机组合角度。在内、外电机极数均为 30极时,在电流一定的情况下,理论上 $d_p$ 轴和 $d_R$ 轴之间的组合角度  $\gamma$  为 45 电角度时能够达到最大 值,但为了充分利用电机铁心,组合角度应略小于 45 电角度,经过计算与分析,组合角度为40.5 电角 度时,30极电机的输出转矩最大。

当磁阻电机分别为 20 极和 10 极时,电机输出 转矩随组合角度γ的变化曲线如图 11 所示。可以看 出,当极数为 20 时,γ取 30 电角度可使电机的输出 转矩最大;当极数为 10 时,γ取 42 电角度时可使电 机的输出转矩最大。





采用不同内磁阻电机极数的双定子混合转子同 步电机的平均输出转矩如表 3 所示,由数据可知, 随着内磁阻电机极数的减小,双定子混合转子同步 电机输出转矩逐渐增加。由此可知,对于该种特殊 结构电机,在综合考虑体积、转速等情况下,内磁 阻电机应该尽量设计为较小极数,进而提高该电机 的输出转矩。

表 3 不同磁阻电机极数的双定子混合转子同步电机的转矩

极数	转矩/(N・m)
30	4976
20	5098
10	5120

# 4 结 语

本文针对双定子混合转子同步电机这种新型结构电机进行了研究,介绍了该电机的结构,推导了 该电机的电磁转矩公式,分析了其内、外电机组合 角度对电机输出转矩的影响。以体积和铜耗为约束 条件,对不同极数内磁阻电机进行电磁设计并对比 分析,研究结果表明,相对 30 极和 20 极,内磁阻 电机极数为 10 时,能够提高双定子混合转子同步电 机的转矩密度,提高该电机磁阻转矩的输出占比,但 随着极数的减小,其铁心磁饱和程度也会增加,具体 设计时应参照电机尺寸和转速选择合适的极数。为进 一步深入开展该种电机的本体设计,降低电机成本, 以及提高电机的性能提供了一定的参考借鉴意义。

# 参考文献

- [1] Y Gao, R Qu, D Li, et al. Design of a Dual-Stator LTS Vernier Machine for Direct-Drive Wind Power Generation [J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2016, 26(4): 1-5.
- [2] 柳也东. 低速大转矩永磁同步电动机研究综述[J]. 微电机, 2022, 55(4): 77-81, 93.
- [3] 唐任远.现代永磁电机理论与设计[M].北京:机械工业出版 社,2011:4-12.
- [4] 鲍晓华,刘佶炜,孙跃,等. 低速大转矩永磁直驱电机研究综述与展望[J]. 电工技术学报,2019,34(6):1148-1160.
- [5] X Yin, Y T Fang, X Y Huang, et al. Analytical Modeling of a Novel Vernier Pseudo-Direct-Drive Permanent-Magnet Machine [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2017, 53(6): 1-4.
- [6] 杨森.双定子低速大转矩永磁同步电机的设计与优化[D].沈 阳:沈阳工业大学,2019.
- [7] 陈哲. 双定子永磁同步风力发电机的设计与研究[D]. 上海: 上海电机学院, 2019.
- [8] 荆晓杰.具有单混合转子的双定子低速同步电机电磁设计与分析[D]. 沈阳:沈阳工业大学,2020.
- [9] 丁辉. 永磁\_ 磁阻复合转子双定子低速同步电机的电磁设计与 分析[D]. 沈阳: 沈阳工业大学, 2022.
- [10] Z Y Zhang, S Y Yu, F G Zhang, et al. Electromagnetic and Structural Design of a Novel Low-Speed High-Torque Motor With Dual-Stator and PM-Reluctance Rotor[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2020, 30(4): 1-5.
- [11] 李响. 永磁\_磁阻混合双转子低速大转矩电机电磁设计与分析 [D]. 沈阳:沈阳工业大学, 2022.
- [12] 沈建新,蔡顺,郝鹤,等.同步磁阻电机分析与设计(连载之三)极对数与裂比的优化设计[J].微电机,2016,49(11):90-92,97.
- [13] 蔡顺. 同步磁阻电机性能分析与结构优化[D]. 杭州: 浙江大学, 2017.

# 分数槽集中绕组永磁同步发电机电磁振动噪声分析

沈启平<sup>1</sup>,程 俊<sup>1</sup>,周子遥<sup>1</sup>,杨天海<sup>1</sup>,郭 栋<sup>2</sup> (1. 重庆理工大学 电气与电子工程学院,重庆 400054;

2. 重庆理工大学 车辆工程学院, 重庆 400054)

**摘 要:**采用分数槽集中绕组的设计给永磁同步发电机带来更高效率、更小体积的同时也会使得电机的振动噪声问题更加突出。为确定永磁同步发电机电磁振动噪声的主要产生源,文章从永磁同步发电机的二维气隙磁场出发,依据 Maxwell 张量法得到径向及切向电磁力的表达式,分析了电磁力波的谐波来源与谐波特征。建立永磁同步发电机的电磁 – 结构 – 声场多物理域有限元仿真模型,提出通过单独加载径向力与切向力,对比分析了径向力与切向力引起振动噪声的贡献度,通过模态试验与振动噪声试验验证了解析模型建立的正确性与仿真模型建立的准确性,研究结果为永磁同步电机电磁振动噪声问题的分析与优化提供参考。

关键词: 永磁同步发电机; 分数槽集中绕组; 径向电磁力; 切向电磁力; 电磁振动噪声
 中图分类号: TM341; TM351
 文献标志码: A
 文章编号: 1001-6848(2023)05-0006-07

# Research on Electromagnetic Vibration Noise Characteristics of Permanent Magnet Synchronous Generators for Electric Vehicles

SHEN Qiping<sup>1</sup>, CHENG Jun<sup>1</sup>, ZHOU Ziyao<sup>1</sup>, YANG Tianhai<sup>1</sup>, GUO Dong<sup>2</sup> (1. School of Electrical and Electronic Engineering, Chongqing University of Technology, Chongqing 400054, China; 2. School of Vehicle Engineering, Chongqing University of

Technology, Chongqing 400054, China)

**Abstract**: The design of fractional slot centralized winding brings higher efficiency and smaller size to the permanent magnet synchronous generator, but also makes the vibration and noise problem of the motor more prominent. In order to determine the main sources of electromagnetic vibration noise of permanent magnet synchronous generators, the paper started from the two-dimensional air-gap magnetic field of permanent magnet synchronous generators, obtained the expressions of radial and tangential electromagnetic force based on Maxwell tensor method, and analyzed the harmonic sources and harmonic characteristics of electromagnetic force wave. The paper established a multi-physics finite element simulation model of the electromagnetic-structure-acoustic field of the permanent magnet synchronous generator, and proposed to compare and analyze the contribution of the radial force and tangential force to the vibration noise caused by the radial force and tangential force to the vibration noise of the study provide a reference for the analysis and optimization of the electromagnetic noise of permanent magnet synchronous motor. **Key words**: permanent magnet synchronous generators; fractional slot centralized winding; radial electromagnetic force; tangential electromagnetic force; electromagnetic vibration noise

# 0 引 言

随着我国"碳达峰、碳中和"及"推动新能源汽

车产业高质量发展"战略目标的提出,以新能源汽车 为主体的新型汽车产业将加速形成。目前国内外市 场上的电动汽车主要包括:纯电动汽车(EV)、混合

收稿日期: 2022-10-08

程 俊(1997),男,硕士研究生,研究方向为永磁同步电机振动噪声源的分析与抑制。

基金项目:重庆市巴南区定向科研委托项目(2020QC404)

作者简介:沈启平(1983),男,博士,副教授,研究方向为永磁电机系统设计及控制、高速和新能源驱动电机设计和分析。

周子遥(1997),男,硕士研究生,研究方向为高速永磁电机的设计与分析。

杨天海(1998),男,硕士研究生,研究方向为永磁同步电机振动噪声的优化。

郭 栋(1983),男,博士,副教授,研究方向为汽车测试技术、汽车传动系统技术、汽车 NVH 技术。

动力汽车(HEV)、插电式混合动力(PHEV)、燃料 电池汽车(FC)等<sup>[1]</sup>。永磁同步发电机因其高效率、 结构简单、体积小等优势,被广泛应用于增程式混 合动力汽车的增程系统中。然而,永磁同步发电机 在工作时产生的噪声具有频率高、频带窄的特点, 这不仅严重降低了车内人员的舒适性和安全性,同 时也不利于电动汽车产业的高质量发展。因此,针 对永磁同步发电机振动噪声的来源与特性展开研究 是非常有意义的。

对于永磁同步电机的振动噪声问题,国内外学 者对此展开了较多的研究。电机在运行过程中产生 的噪声大致可分为3类: 电磁噪声、空气动力噪声 和机械噪声,其中电磁噪声占主导地位<sup>[2]</sup>,它是 由作用于定子齿上的电磁力产生<sup>[3]</sup>。根据电磁力 作用在定子齿上方向的不同,可将电磁力分解为径 向力与切向力。由于切向力的幅值远小于径向力, 大多数研究普遍认为径向力是导致电机产生振动噪 声的主要或唯一因素<sup>[49]</sup>。在这些研究中,学者通 常是将电机内部磁场简化为一维径向磁场,基于磁 势乘磁导法及麦克斯韦应力张量法得到径向力的解 析式,通过二维傅里叶变换分解为时间与空间谐 波,以此作为激励计算振动响应。这在传统电机结 构中是合理的,但随着永磁电机应用场合的不断增 加, 电机的拓扑结构呈现多样化发展, 这种简化的 分析方法可能不再完全适用。例如,对于具有较大 槽开口和槽面积的分数槽集中绕组(FSCW)永磁同 步电机,其定子齿上会受到相当大的切向力<sup>[10]</sup>。 同时由于分数槽的谐波成分本身比整数槽更丰富, 使得分数槽集中绕组的结构存在更严重的振动噪声 问题<sup>[11]</sup>。

近年来,已有一些研究人员开始注意到切向力 对振动噪声的的影响问题。文献[12]仿真对比了径 向力单独作用与各向电磁力共同作用时电机的电磁 噪声特性,分析结果表明切向电磁力对电磁噪声的 影响不容忽视,但未能明确切向力的谐波特征与谐 波来源。文献[13]为了考虑切向力对振动噪声的影 响,采用节点力的方式加载电磁力进行仿真分析, 但并未将其工作推进到切向力的最终贡献。文献 [14]针对8极12槽分数槽集中绕组永磁电机,仿真 分析了由切向力引起的振动。结果表明,在弱磁控 制期间切向力对振动响应的影响显著增大。

综上所述,目前对于永磁同步电机电磁振动噪 声源的研究主要集中于径向力的分析与抑制,对于 切向力的研究相对较少,这使得切向力的谐波来源 与谐波特征未能明确。而考虑了切向力作用的学者 旨在建立更为精确的振动噪声仿真分析模型,并不 是将径向力与切向力进行解耦后,定量分析径向力 与切向力引起振动噪声的贡献度。

基于此,本文以一台 24 极 36 槽的分数槽集中 绕组永磁同步发电机为例,针对其振动噪声的来源 问题展开研究。首先,利用解析法建立径向力及切 向力的时空分布数学模型,分析谐波来源及谐波特 性。然后,提出单独加载径向力与切向力的仿真分 析方法,基于电磁 - 结构 - 声场的多物理域有限元 模型得到径向力、切向力单独作用时对样机振动噪 声的贡献度,最后,通过模态试验与振动噪声试验 对仿真结果的有效性进行验证。

# 1 径向与切向电磁力解析分析

基于 Maxwell 应力张量法,可以得到定子齿面 单位面积的径向与切向电磁力密度表达式为<sup>[15]</sup>

$$\begin{cases}
f_{\rm r} = \frac{1}{2\mu_0} (B_{\rm r}^2 - B_{\rm t}^2) \\
f_{\rm t} = \frac{1}{\mu_0} B_{\rm r} B_{\rm t}
\end{cases} (1)$$

式中,  $B_r$ 、 $B_t$ 分别为定子齿表面磁密的径向、切向 分量;  $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$  H/m 为空气磁导率。

由式(1)可知,电磁力的谐波特征与径向及切 向气隙磁密的关系密不可分。基于电机磁场的周期 性理论,以一对磁极为基础可以将气隙磁场,展开 为周向坐标θ的傅里叶级数形式。根据傅里叶级数 的性质,径向磁密的展开式中将只包含余弦项,而 切向磁密将只包含正弦项<sup>[16]</sup>。

在不考虑铁心饱和的影响下,电机空载时气隙 磁密的径向与切向分量可表示为

$$B_{r_{PM}} = \sum_{\mu}^{\infty} \sum_{l}^{\infty} B_{r}^{PM} \cos[(\mu p \pm lZ)\theta - \mu\omega t] \quad (2)$$
$$B_{t_{PM}} = \sum_{\mu}^{\infty} \sum_{l}^{\infty} B_{t}^{PM} \sin[(\mu p \pm lZ)\theta - \mu\omega t] \quad (3)$$

式中,  $B_r^{PM} 与 B_1^{PM}$ 分别为永磁磁场作用下径向磁密 与切向磁密的 $\mu$ 次谐波幅值;永磁磁密谐波次数 $\mu = 2k_1 + 1, k_1 = 0, 1, 2, \dots; p$ 为极对数; Z 为定子 槽数; l为定子开槽磁导可变分量谐波次数,  $l = 0, 1, 2, \dots$ 。

同样,若定子绕组采用星型连接,则内置式永 磁同步电机的电枢磁密的径向与切向分量表示为

)

 $B_{1\_arm} = \sum_{v}^{\infty} \sum_{l}^{\infty} B_{t}^{arm} \sin[(vp \pm lZ)\theta - \omega t + \varphi_{v}] \quad (5)$  $\exists theorem for the state of the state of$ 

依据磁场的线性叠加原理<sup>[16]</sup>,得到永磁磁场与 电枢磁场共同作用时径向与切向气隙磁密为

$$\begin{cases} B_{r\_load} = B_{r\_PM} + B_{r\_arm} \\ B_{t\_load} = B_{t\_PM} + B_{t\_arm} \end{cases}$$
(6)

将式(6)代入式(1),径向电磁力密度及切向电磁力密度解析式如式(7)、式(8)所示

$$f_{r} = \frac{1}{2\mu_{0}} \left\{ \left[ \sum_{\mu}^{\infty} \sum_{l}^{\infty} B_{r}^{PM} \cos\left[ \left(\mu p \pm lZ \right) \theta - \mu \omega t \right] + \right] \right\}$$

$$\sum_{v}^{\infty} \sum_{l}^{\infty} B_{r}^{arm} \sin\left[ \left(vp \pm lZ \right) \theta - \omega t + \varphi_{v} \right]^{2} - \left[ \sum_{\mu}^{\infty} \sum_{l}^{\infty} B_{r}^{PM} \sin\left[ \left(\mu p \pm lZ \right) \theta - \mu \omega t \right] + \right] \right\}$$

$$\sum_{v}^{\infty} \sum_{l}^{\infty} B_{r}^{arm} \sin\left[ \left(vp \pm lZ \right) \theta - \omega t + \varphi_{v} \right]^{2} \right\}$$

$$(7)$$

$$f_{t} = \frac{1}{\mu_{0}} \left\{ \left[ \sum_{\mu}^{\infty} \sum_{l}^{\infty} B_{r}^{PM} \cos\left[ \left(\mu p \pm lZ \right) \theta - \mu \omega t \right] + \right] \right\}$$

$$\sum_{v}^{\infty} \sum_{l}^{\infty} B_{r}^{arm} \sin\left[ \left(vp \pm lZ \right) \theta - \omega t + \varphi_{v} \right] \right] \times$$

$$\left[ \sum_{\mu}^{\infty} \sum_{l}^{\infty} B_{r}^{PM} \sin\left[ \left(\mu p \pm lZ \right) \theta - \mu \omega t \right] + \right]$$

$$\sum_{v}^{\infty} \sum_{l}^{\infty} B_{r}^{arm} \sin\left[ \left(vp \pm lZ \right) \theta - \omega t + \varphi_{v} \right] \right]$$

$$(8)$$

由于文章篇幅有限,其表达式具体展开过程不 再赘述。由式(7)、式(8)的计算结果可知,径向力 波与切向力波的时空谐波特征完全相同,但幅值与 相位有所差别。因此,切向力波对于电机定子铁心 的径向振动必定有增强或削弱的作用,这取决于力 波之间的相位。

从不同磁场作用的角度可将电磁力波的谐波来 源分为3类:①永磁磁场单独作用;②电枢反应磁 场单独作用;③永磁磁场与电枢反应磁场共同作用。 表1归纳了不同磁场作用时电磁力的空间阶次与频 率特征,其中f为电流基频。

表1 径向及切向电磁力波空间阶次与频率特征

分类	阶次(r)	频率 $(f_1)$	
	$(\boldsymbol{\mu}_1 + \boldsymbol{\mu}_2)p$	$(\boldsymbol{\mu}_1 + \boldsymbol{\mu}_2)f$	
<b>补选按扫作</b> 田	$(\boldsymbol{\mu}_1 - \boldsymbol{\mu}_2)p$	$(\boldsymbol{\mu}_1 - \boldsymbol{\mu}_2)f$	
水ໝ衄切作用	$(\mu_1 + \mu_2)p \pm lZ$	$(\boldsymbol{\mu}_1 + \boldsymbol{\mu}_2)f$	
	$(\mu_1 - \mu_2)p \pm lZ$	$(\boldsymbol{\mu}_1 - \boldsymbol{\mu}_2)f$	
中枢后亡帝权作用	$\left(v_1^{}+v_2^{}\right)p\pm lZ$	0	
电枢汉应磁切作用	$\left(v_1 - v_2\right)p \pm lZ$	2f	
永磁磁场与	$(\mu + v)p \pm lZ$	$(\mu + 1)f$	
电枢反应磁场作用	$(\mu - v)p \pm lZ$	$(\mu - 1)f$	

电机作为一个旋转部件,在电磁力波的作用下, 产生的振动噪声的阶次与电磁力频率和转速之间存 在着固定关系,其关系可表示为

$$o = \frac{f_1}{(n/60)}$$
 (9)

式中, *f* 为电磁力波频率, *n* 为电机转速, *o* 为振动和噪声的频次。

# 2 电磁场仿真分析

# 2.1 样机电磁性能参数

本文以某增程式混合动力汽车中的永磁同步发 电机为研究对象,样机主要参数如表2所示,其二 维有限元模型如图1所示。

表 2 样机主要参数 参数 参数值 额定功率/kW 55 额定转速/(r/min) 3600 槽数/极数 36/24 定子外径/mm 300 定子内径/mm 225 转子外径/mm 223.4 铁心轴向长度/mm 50



#### 图1 样机二维截面图

对样机的电磁性能进行有限元仿真,得到样机 在不同运行工况下的效率 Map 如图 2 所示。结合发 电机运行范围内的高效区与电动汽车在城市道路中 经常启停的特点,确定了样机的四个常用工况。其 中永磁同步发电机工作在 900 r/min@ 40 Nm 时为驻 车发电工况。在此工况下车辆处于静止状态,风噪、 胎噪等其它噪声源均不存在,在"安静"的车内环境 中永磁同步发电机工作产生的振动和噪声就会更加 显著突出。因此,后文将重点对此工况下的振动噪 声来源进行分析与抑制。



图 2 样机效率 Map 与运行工况点

永磁同步发电机空载下与驻车发电工况下的反 电动势波形及其傅里叶分解结果如图 3 所示。由上 图可知,在电枢磁场作用下,反电动势的波形畸变 程度较空载时更大,而产生畸变的主要原因是由气 隙磁密的 5、7 次谐波导致,并且随着负载的增加, 5 次谐波的含量更高。





# 2.2 样机电磁力仿真分析

取平均气隙处的整圆为径向气隙磁密的观测路 径,基于麦克斯韦应力张量法将径向气隙磁密通过 后处理得到定子齿上的径向及切向电磁力密度分布, 并进行二维傅里叶时空分解,得到的结果如图 4 所示。





由图4结果可知,径向力与切向力具有相同的 时空分布特征,空间阶次为极槽数最大公约数的倍 数,频率为电流频率的偶数倍频。电磁力波产振动 噪声的强弱与力波幅值和力波阶次有关,通常铁心 振动时动态变形的振幅与 r<sup>4</sup> 成反比,对于空间阶次 大于4 的电磁力波引起的振动噪声可以忽略不 计<sup>[17]</sup>。24极36槽永磁同步发电机电磁力波的非0 最小空间阶次为12,远大于4。而频率为0Hz的电 磁力波分量不能使得定子铁心产生振动,在整个空 间0阶范围内,径向力与切向力的0阶6倍频分量 幅值最大。联合式(9)可知,样机产生72阶电磁振 动噪声的风险较大。

齿槽转矩与转矩脉动作为一种切向电磁力,必 然与切向力波存在联系<sup>[18]</sup>。而有研究表明,齿槽转 矩与转矩波动,均是由切向力波的空间0阶分量产 生,因此齿槽转矩或转矩脉动的谐波频率应该与切 向电磁力波空间0阶分量所对应的频率相同。仿真 得到一个电周期内齿槽转矩、电磁转矩及其频谱特 性如图5所示。

从图 5 中可知,该样机的齿槽转矩与转矩脉动 均较大,转矩脉动率为 24.7%。电磁转矩在一个电 周期内上下脉动六次,而引起转矩脉动的谐波分量 主要为电流频率的 6 倍频谐波,这与前文切向力分 析的结果一致。由于切向力的空间 0 阶分量幅值较 大,从而使得样机的转矩脉动较大。这不仅大大降 低了控制精度,而且使得切向力分量对振动噪声的 贡献在总电磁激励中的占比较大。



图 5 转矩波形及频谱特性

对于不同定子结构的永磁同步电机,同一电磁 激励下产生的振动噪声水平可能存在较大差异。因 此需要联合结构场与声场进一步分析该电磁激励作 用下电机的振动噪声表现。

# 3 振动噪声特性分析

# 3.1 定子系统模态仿真

若模态固有频率与振型同时和电磁力频率与振 型一致时,电机就会发生共振现象,产生更为严重 的振动噪声。因此,需要对定子系统模态及固有频 率进行仿真分析,避免发生共振现象。

为了考虑定子绕组对定子模态频率的影响,需 要建立绕组等效模型。由于绕组刚度较小,故在建 模时仅考虑绕组质量对模态频率的影响<sup>[19]</sup>,忽略绕 组的刚度。其中,电机壳体材料为A365铝合金,定 子铁心材料为B25AV1300硅钢片。考虑定子铁心各 向异性材料的力学参数如表3所示。

立口小	弹性模量/	剪切模量/	近れい	密度/
十八日	GPa	GPa	伯松比	$(kg/m^3)$
定子	$E_{x} = E_{y} = 180$	$G_{xz} = G_{yz} = 9$	0.264	7650
铁心	$E_z = 161.9$	$G_{xy} = 50$	0.204	7050
绕组	E = 0.35	G = 0.14	0.275	7500
売体	<i>E</i> = 72	G = 27	0.33	2700

表 3 定子系统模态分析材料力学参数

通过有限元仿真可得到的定子系统在自由条件 下前四阶固有频率及模态振型如图6所示。

Eigen Mode(Meg) Analysis system 2.982E401 2.631E401 2.301401 1.9391401 1.657E401 1.326E401 0.932E400 3.330E400 3.330E400 3.330E400 3.330E400 3.330E400 3.992E401 Man-2.982E401 Min-1.909E-02	Eigen Mode(Meg) Analysis system 2.534E+01 2.253E+01 1.972E+01 1.410E+01 1.410E+01 1.410E+01 1.129E+01 8.476E+00 2.854E+00 4.324E+02 Max=2.534E+01 Min=4.324E+02	
(a) 前端盖一阶,f	<sub>m</sub> =817 Hz (b) 定子二阶,f	_=1246 Hz
Figen Mode(Meg) Analysis system 1.776F401 1.8579E401 1.882F401 9.874F400 7.901E400 5.9295F400 1.985F400 1.995F400000000000000000000000000000000000	Eigen Mode(Meg) Analysis system 3.869E+01 3.00E+01 -2.151E+01 1.722E+01 1.722E+01 1.725E+01 4.540E+00 4.580E+02 Mar=4.589E+02	3
(c) 定子三阶,/ <sub>m</sub> =	1552 Hz (d) 前端盖二阶,	$f_m$ =1657 Hz
图 6	定子系统自由模态仿真结	果

由上一节的分析可知,电机电磁力频率为电流 频率的偶数倍。电流频率f=180 Hz,电磁力的主要 频率包括 2f(360 Hz),4f(720 Hz),6f(1080 Hz)。 定子及机壳结构的各阶固有频率和主要的电磁力频 率均有较大差距,因此不会出现共振现象。

# 3.2 各向电磁力对振动噪声贡献度分析

在传统振动谐响应仿真分析方法中,通常是将 电磁场中求解得到的定子齿部的电磁力作为激励源 直接单向耦合至结构模型中<sup>[20]</sup>,通过模态叠加法计 算得到电机的振动响应。此种方法分析由电磁力作 用产生的振动响应强弱程度是足够的,但由于未能 将径向力与切向力解耦,使得径向力与切向力各自 对振动噪声的贡献程度不清晰,这对振动噪声源的 确定以及后续的优化工作带来困难。

为了确定径向力与切向力对电机振动噪声的贡 献度,建立多物理场的有限元分析模型。首先通过 电磁场仿真软件求解得到定子齿上径向集中力与切 向集中力的时域数据,通过傅里叶变换将时域数据 转化为频域数据,然后在结构模型的激励源中确定 集中力的作用方向、幅值和相位信息,最后进行谐 响应振动噪声仿真分析。定子齿上的径向集中力、 切向集中力及综合加载径向、切向集中力的示意图 如图7所示。电磁场中求取齿集中力的表达式为

$$\begin{cases} F_{\rm r} = L_{\rm ef} \cdot \sum_{i} f_{\rm nodal}^{i} \cdot e_{x} \\ F_{\rm t} = L_{\rm ef} \cdot \sum_{i} f_{\rm nodal}^{i} \cdot e_{y} \end{cases}$$
(10)

式中,  $F_r$ 、 $F_t$ 分别为齿集中力的径向和切向分量;  $f_{nodal}$ 为第个节点的节点矢量;  $e_x$ 、 $e_y$ 分别为齿面局部 坐标系的 x 轴和 y 轴网格节点矢量。



图 7 集中力加载示意图

为模拟电机置于测试台架上,对电机后端盖螺 栓孔位置添加零位移固定支撑条件,定子铁心与机 壳接触面采用绑定连接以模拟过盈配合。振动观测 点位置如图8所示,各电磁力分量单独作用与共同 作用下的振动噪声仿真结果如图9、图10所示。







图 9 各分量电磁力作用时的径向振动加速度频谱



图 10 各分量电磁力作用时的 A 计权声压级

由图9可知,径向力与切向力单独作用时均会 引起电机的径向振动,其中径向力激起的振幅要大 于切向力激起的振幅。这是因为的0阶6倍频电磁 力波分量下径向力的幅值本身大于切向力,并且径 向力是直接使得定子铁心产生径向形变,而切向力 是使得定子齿根产生左右摆动进而拉扯定子轭部产 生径向振动。若定子轭部刚度越大,则切向力引起 的径向振幅就越小,对于噪声的贡献就越小。另一 方面,切向力引起的振幅大小还与电机的安装方式 有关,若安装端面与螺栓之间的连接刚度不足,则 会使得电机的振幅更强烈。

由图 10 可知,样机在 1080 Hz 处的噪声幅值最 突出,这与上文理论解析的结果一致。此外,切向 力单独作用时对电磁噪声的贡献在某些频率下甚至 与径向力相当。对于某些切向力幅值较大的电机, 若只考虑径向力的作用时,所得到的结果可能与实 际值差异较大,不利于电机振动噪声的抑制。

# 4 试验验证

# 4.1 定子系统模态测试

为了对定子系统仿真模型建立的准确性进行验证,进行样机的自由模态试验,如图11所示。



图 11 自由模态测试

采用弹性绳将样机悬挂至半空以模拟自由状态, 分别在前端盖和壳体上布置三向振动加速度传感器, 采用移动力锤法进行测试。通过分析试验数据得到 样机的固有频率如图 12 所示。



图 12 定子系统自由模态试验结果 对比仿真及试验的结果可知, 仿真得到的定子

系统固有模态频率误差小于3%,定子系统有限元 模型的准确度满足振动噪声仿真分析的要求。

# 4.2 振动噪声测试

对样机进行振动噪声试验以验证仿真结果,试 验环境如图 13 所示。在发电机上方、前方、后方 1 米处放置麦克风,其中左侧麦克风由于场地限制的 原因不能放置在1米处,故不做参考。在电机机壳 与麦克风对应的位置布置三向振动传感器,测试样 机在 900 r/min@ 40N m 工况下的振动噪声。



图 13 试验环境及传感器布置

从图14、图15中可以看出,同时加载径向力和 切向力时的仿真结果与试验结果之间更加吻合,验 证了前文仿真模型的有效性。而仅考虑径向力或切 向力的作用时, 仿真结果与试验结果之间的误差较 大。仿真结果与试验结果数值上的误差则是因为在 仿真建模过程中只考虑了由定子侧的电磁激励产生 的振动噪声,忽略了转子侧对振动噪声的影响,并 且测试过程中的电机还存在着机械噪声、背景噪声 等其它因素,故仿真值略小于试验值。



图 14 径向振动加速度仿真与试验对比



#### 结 5 论

本文以一台分数槽集中绕组永磁同步发电机为 研究对象,针对其振动噪声的来源问题展开研究。 采用解析法定性分析了径向力与切向力的谐波特征. 分析表明切向力的空间阶数和时间次数均和径向力 保持一致, 仅有幅值与相位的差别。建立电机振动 噪声谐响应分析模型,进行径向力与切向力的解耦, 分别加载至结构模型中, 计算径向力与切向力对振 动噪声的贡献度,并通过试验进行验证。结果表明, 对于分数槽集中绕组的结构, 若忽略切向力对振动 噪声的作用,会导致计算结果的偏差,不利于后续 振动噪声的优化。本文的研究能够为同类型电机振 动噪声的分析与抑制提供方法。

# 参考文献

- [1] 王晓远,吕海英. 增程式电动汽车永磁同步发电机设计与改进 [J]. 微特电机, 2016, 44(12): 6.
- [2] 高鹏, 孙汐彬, 谭顺乐, 等. 电动汽车用永磁同步电机电磁振 动噪声分析及优化[J]. 微电机, 2019, 52(12): 6.
- [3] 陈益广,韩柏然,沈勇环,等.永磁同步推进电机电磁振动分 析[J]. 电工技术学报, 2017, 32(23): 16-22.
- [4] Yang H, Chen Y. Influence of Radial Force Harmonics with Low Mode Number on Electromagnetic Vibration of PMSM [ J ]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2014, 29(1): 38-45.
- [5] 任明旭, 沈慧, 谢利昌, 等. 变频压缩机电机电磁振动与噪声 优化设计研究[J]. 微电机, 2021, 54(9): 43-47.
- [6] W Liang, P C K Luk, W Fei. Analytical Investigation of Side Band Electromagnetic Vibration in Integral-slot PMSM Drive with SVPWM Technique [J]. IEEE Trans. Power Electron., 2017, 32 (6): 4785-4795.
- [7] Fakam M, Hecquet M, Lanfranchi V, et al. Design and Magnetic Noise Reduction of the Surface Permanent Magnet Synchronous Machine Using Complex Air-Gap Permeance[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2015, 51(4) : 1-9.
- [8] 汪盼,颜建虎,杨凯,等.基于有限元法的内置式永磁同步电机 电磁振动多物理场耦合研究[J]. 微电机, 2017, 50(12): 16-20.
- [9] 胡溧,张桐,袁爽,等.加速工况下永磁同步电机电磁噪声分 析与优化[J]. 微电机, 2022, 55(1): 25-29.

(下转第18页)

# 永磁同步电主轴的热态特性分析

林 奇,单文桃,曹伟长,吕冬喜,池云飞 (江苏理工学院机械工程学院,江苏常州 213001)

摘 要:为深入探讨永磁同步电主轴内部传热和散热的机制,对其内置永磁电机和轴承产热进行了理论分析,并对主轴内部轴承和电机的发热进行定量计算。依据现代传热学的知识,确定了温度场的定解条件。在 Ansys 中对电主轴进行了热特性分析,通过热-结构耦合分析求解温度场对结构中应力应变和位移的影响。分析结果表明:电主轴内部各部件之间温差较大,轴承端与主轴前端温升严重,与定转子之间温差较大,主轴内部各部件的温升趋势基本相同。因此,提出了改善电主轴热特性的措施,如加强温升严重部位的散热和减小轴承发热等。
 关键词:电主轴;热态特性;有限元法;温度场分析
 中图分类号: TH133
 文献标志码: A
 文章编号: 1001-6848(2023)05-0013-06

# Thermal Performance Analysis of Permanent Magnetism Synchronous Motorized Spindle

LIN Qi, SHAN Wentao, CAO Weichang, LYU Dongxi, CHI Yunfei

(Institute of Mechanical Engineering, Jiangsu University of Technology, Changzhou Jiangsu 213001, China)

Abstract: In order to deeply discuss the internal heat transfer and heat dissipation mechanism of permanent magnetism synchronous motorized spindle, the heat generation of its built-in permanent magnetism motor and bearing was theoretically analyzed, and the heat generation of the bearing and motor inside the spindle was quantitatively calculated. According to the knowledge of modern heat transfer, the definite solution condition of temperature field was determined. The thermal characteristics of the motorized spindle were analyzed in Ansys, and the influence of temperature field on the stress, strain and displacement of the structure was solved by thermal structural coupling analysis. The results indicate that there is a big temperature discrepancy in each component of motorized spindle, the temperature rise between the bearing end and the spindle front end is serious, and the temperature difference between stator and rotor is huge, and the temperature increase tendency of the interior components of the spindle is no distinction. Hence the steps to perfect the thermal characteristics of motorized spindle were put forward, such as strengthening the heat dissipation of the parts with severe temperature rise and reducing the heat generation of the bearing.

Key words: motorized spindle; thermal characteristics; finite element analysis; temperature field analysis

# 0 引 言

高速电主轴在高速加工机床中扮演了重要的角 色,它具有不错的应用前景。由于其转速极高,主 轴部件在运行时会因摩擦及内置电机损耗产生大量 热。主轴各部件温度随着时间升高,并改变滚珠轴 承间隙,使得加工精度降低。随着部件温度的升高, 由于温度不均匀很容易产生热变形,对于电主轴的 使用寿命有很大的影响。所以,为了降低热变形需要改善主轴发热问题。Bossmanns等<sup>[1]</sup>建立了电主轴的有限差分热模型,对其传热机理进行研究,特别是转速、预紧力和润滑条件对热态特性的影响。王保民等<sup>[2]</sup>用 Ansys 分析了冷却润滑系统和转速对电主轴温升的影响,揭示了其温度分布的非线性特征。 刘志峰等<sup>[3]</sup>用 Ansys 对立式加工中心电主轴进行了 温度场分析,在不忽略接触热阻的情况下,分析了

收稿日期: 2022-10-08

作者简介:林 奇(1998),男,硕士,研究方向为高速电主轴技术。 单文桃(1987),男,博士,副教授,研究方向为高速电主轴技术与智能驱动控制算法。

基金项目: 江苏省高校自科重大项目(19KJA510001),青蓝工程中青年学术带头人项目(KYQ20004)。

电主轴的温升。朱科等<sup>[4]</sup>提出了一种轴芯冷却结构 及系统,并证明了该系统的可靠性。

上述研究主要针对内置电机为异步电机的高速 电主轴,而永磁电机的转子无感应电流产生的铁损, 极大地降低了电机发热量,因此永磁同步电主轴内 部的温度场必然与之不同,值得深入研究。本文首 先介绍了永磁同步电主轴的热源,运用摩擦学和传 热学等理论分析了生热量,确定了主轴系统的热参 数。然后将其加载到有限元分析软件中进行热态特 性分析。根据分析结果,得到了永磁同步电主轴内 部温度分布及其达到热平衡的时间,并提出了改善 永磁同步电主轴内部温度分布不均匀的措施。

# 1 永磁同步电主轴散热分析

永磁同步电主轴转子几乎不发热,热源主要由 两个方面组成:一是由定子的损耗引起。在此过程 中,一部分热能被热对流和热辐射转移至转子系统 及周边空气,而大量的热则由冷却流道内的冷却液 进行强迫对流交换;二是由轴承摩擦导致。它们被 润滑装置的压缩气体和轴承座的冷却液从冷却槽中 排出,并通过热的方式输送到电机的转子上。永磁 同步电主轴热量流动简图如图1所示。传热是由热 传导、热对流和热辐射三种主要的方式来实现的。



图 1 永磁同步电主轴热源与热量流动简图

# 2 永磁同步电主轴热载荷计算

内置电机和轴承等热源损耗值的精确计算是对 电主轴进行热分析的重要基础与前提,是提高电主 轴散热效率的重要依据,也是准确模拟电主轴温度 场的关键一步。

永磁同步电主轴的功率损耗主要包括铁耗、电 枢绕组铜耗、杂散损耗和机械损耗。

(1)铁心损耗

永磁同步电主轴的永磁体不从外部供给转子励

磁电流,永磁体本身会产生穿过定子铁心的磁通。因此,转子的铁损可以忽略不计,定子铁损主要是铁心铁损。铁耗 *P*<sub>Fe</sub>计算如下<sup>[5]</sup>:

$$P_{\rm Fe} = P_{\rm h} + P_{\rm e} \tag{1}$$

式中, P<sub>h</sub> 为磁滞损耗; P<sub>e</sub> 为涡流损耗。

其中,体积为V的铁心所消耗的磁滞损耗 $P_h$ 为

$$P_{\rm h} = V f C_{\rm h} B_{\rm m}^k \tag{2}$$

式中,f为每秒磁场交变次数; $C_h$ 为磁滞损耗系数;k为取决于铁心特征的系数; $B_m$ 为磁感应强度。

体积为V的铁心所消耗的涡流损耗 $P_e$ 为

$$P_{\rm e} = V \frac{\pi^2 \Delta^2 f^2 B_{\rm m}^2}{6\rho} \tag{3}$$

式中, $\Delta$ 为铁心厚度; $\rho$ 为铁心电阻率。

(2)绕组损耗

电枢绕组铜耗为电流在定子绕组中产生的电阻 损耗,即:

$$P_{\rm Cu} = 3I_1^2 R_1 \tag{4}$$

式中, $I_1$ 为相电流; $R_1$ 为相电阻。

(3)杂散损耗

负载杂散损耗由基频负载杂散损耗和高频负载 杂散损耗组成,其主要成分是定子谐波及齿谐波磁 动势在转子中引起的高频损耗,以及定子磁动势引 起转子横向电流所产生的损耗。杂散损耗 P<sub>s</sub> 计算 如下<sup>[6]</sup>:

$$P_{s} = \left(\frac{I_{1}}{I_{N}}\right)^{2} P_{sN} P_{N}$$
(5)

式中, $I_N$  为额定电流; $P_N$  为额定功率下杂散损耗 占比。

(4)机械损耗

永磁同步电主轴的机械损耗包括轴承摩擦损耗 和风摩损耗。轴承发热的原因有很多,主要与摩擦 力矩有关,发热量与摩擦力矩成正比。另外也受到 轴承自身结构、配合方式、轴承轴向预紧载荷及润 滑油的粘性摩擦等因素的影响。电主轴选用的轴承 的技术参数如表1所示。

轴承的摩擦发热量可由 Palmgren 公式<sup>[7]</sup>得到:

$$Q_{\rm f} = 1.047 \times 10^{-4} M \cdot n$$
 (6)

总摩擦力矩 M 计算公式为

 $M = M_0 + M_1 = 10^{-7} f_0 (vn)^{\frac{2}{3}} \cdot d_m^3 + f_1 P_1 d_m$  (7) 式中,  $f_0 \, f_1$  为轴承润滑系数和载荷系数; v 为润滑 剂运动粘度;  $d_m$  为轴承平均直径。

风摩损耗主要指由电主轴高速运转而引起的转 子与气隙间流体的摩擦损耗,其值与转子表面粗糙 度和转速有关。可表示为<sup>[8]</sup>

$$P_{\rm m} = k_{\rm r} C \pi \rho \omega^3 R^4 L \tag{8}$$

式中, k<sub>r</sub> 为转子表面粗糙度系数; C 为空气摩擦系数; ρ 为空气密度; ω 为转子角速度; R 为转子半径; L 为转子轴向长度。

定子的生热率为

$$\overline{q_d} = \frac{P_d}{V_d} \tag{9}$$

式中,  $P_d$  为电机损耗功率;  $V_d$  为定子体积。

表1	轴承的技术参数	
参数	前轴承	后轴承
内径 d/mm	45	40
外径 d/mm	68	62
接触角 α/(°)	15	15
润滑方式	油气润滑	油气润滑

# 3 永磁同步电主轴各部分换热系数

# 3.1 定子与冷却水的对流换热

永磁同步电主轴的流道设计对于电主轴散热有 着至关重要的影响,冷却流道结构型式直接影响流 道内液体流速的分布,导致散热效果的不同。典型 的流道结构<sup>[9]</sup>有周向型流道、轴向 Z 型流道、螺旋 型流道、工字型流道,其中周向型流道的进出水口 分居电机两端,流道平顺,液阻较小,电机温度沿 轴向由进口端向出口端温度呈现梯度分布, 而圆周 方向温度分布均匀;轴向 Z 型流道的进出水口位于 电机一端,并由水隔分开,其温度分布与圆周型相 反,易形成局部流阻较大的现象;螺旋型流道的进 出水口位于电机两端, 电机温度沿轴向产生温度梯 度,流道平顺,流阻较小;工字型流道的局部流阻 损失小,但其折弯处温度较高且热量无法及时带出。 对比可知,螺旋型流道流速最大且水道内流速稳定, 能更好地带走电机和轴承的发热,对定子及外壳有 很好的冷却效果。冷却液与冷却流道的换热属于强 制对流换热。由于流型的差异会导致流体传热规律 和效果皆不相同,所以用于求解对流换热系数的计 算式也是不同的。首先计算雷诺数 Re 来判断流态, 它是一个无量纲数。冷却液 Re 由下式得出<sup>[10]</sup>:

$$\operatorname{Re} = \frac{u \cdot D}{v} \tag{10}$$

式中, D 为几何特征大小; u 为流体特征流速。

根据文献[11],稳态强制对流换热的相关方 程为

$$\alpha = \frac{\mathrm{Nu} \cdot \lambda}{D} \tag{11}$$

式中, Nu 为努塞尔数; λ 为流体热导率。

由上述公式得到冷却水在管道内的流态为湍流, 选用的努谢尔特数计算公式为

Nu = 0. 023 × Re<sup>0.8</sup> × 
$$P_{\rm r}^{0.4}$$
 (12)

式中, P<sub>r</sub> 为流体的普朗特数。

# 3.2 转子端部的换热

永磁同步电主轴在工作时,转子两端随着主轴 的高速旋转,端面会产生包含对流换热和热辐射的 复合型换热,该复合换热系数<sup>[12]</sup>可用下式计算:

$$\alpha_{t} = 28 \left[ 1 + \left( 0.45 \times \frac{\pi nd}{60} \right)^{0.5} \right]$$
(13)

式中, d 为转子端部平均直径。

# 3.3 轴承与压缩空气的对流换热

本文选用的电主轴的转速较高, *d*<sub>m</sub>*n* 值大, 因 此采用油气润滑方式。由于该润滑方式不受润滑油 黏度的限制且所喷出的油量很少,因此忽视润滑油 所吸收的热。轴承与压缩空气的换热系数可由下式 确定:

$$\alpha = c_0 + c_1 u^{c_2} \tag{14}$$

式中, *c*<sub>0</sub>、*c*<sub>1</sub>、*c*<sub>2</sub>为通过试验确定的常数,分别取 9.7, 5.33, 0.8。*u*为空气平均流速,计算如下:

$$u = \sqrt{\left(\frac{V_1}{A_{\alpha}}\right)^2 + \left(\frac{\omega \times d_{\rm m}}{2}\right)^2} \tag{15}$$

式中, $V_1$ 为实际作用在轴承上的最大空气流量; $A_{\alpha}$ 为轴向气体经过轴承的面积,计算如下:

$$A_{\alpha} = 2\pi d_{\rm m} \Delta h \tag{16}$$

式中,  $\Delta h$  为轴承到保持架距离。

# 3.4 外壳与周围空气的换热

永磁同步电主轴在高速运转时,由于各因素的 综合作用,壳体表面温度高于周围空气的温度,从 而与周围空气发生自然对流换热,同时还对周围空 气产生辐射传热。取复合传热系数<sup>[13]</sup>为9.7。

# 4 永磁同步电主轴有限元分析

#### 4.1 构建有限元模型

首先,在 Solidworks 软件中建立三维模型。在几 何形状和内部结构方面,主轴满足轴对称条件。此 外,载荷和边界条件也满足轴对称要求。故可以取 永磁同步电主轴截面的一半建立相应的几何模型进 行分析求解。几何模型做如下简略和等效:定子和 转子视为厚壁圆筒;定子和前轴承冷却水套简略为 环形槽;因转速较高,轴承中的滚动元件可以等效 为具有相同横截面积的圆环;忽略倒角、圆角、排 气孔等一些微小的特征,所建立的几何模型如图 3 所示。



# 图 3 电主轴三维模型

将 Solidworks 中建立好的模型导入到 Ansys Workbench 中,首先确定不同材料的属性并将其添 加到对应的部件中去,进行网格划分,如图4 所示。



图4 电主轴网格划分

# 4.2 永磁同步电主轴稳态热分析

设定主轴的转速为 60000 r/min、环境温度 22 ℃。根据前文的公式,得到了热荷载和热边界条件 的相关参数,如表 2 所示。将以上数值输入永磁同 步电主轴的有限元计算模型,并通过模拟计算,得 出电主轴的瞬态温度场,如图 5 所示。

参数名称	计算结果
	2700000
转子生热率/(W/m <sup>3</sup> )	730000
永磁体生热率/(W/m <sup>3</sup> )	866000
前轴承生热率/(W/m <sup>3</sup> )	35100000
后轴承生热率/(W/m <sup>3</sup> )	28900000
定子冷却水套与冷却水的换热系数/(W/m <sup>2</sup> ・℃)	1300
转子端部的对流换热系数/(W/m <sup>2</sup> ・℃)	235.3
定转子气隙间的对流换热系数/(W/m <sup>2</sup> ・℃)	240
前轴承与润滑气体的对流换热系数/(W/m <sup>2</sup> ・℃)	282
后轴承与润滑气体的对流换热系数/(W/m <sup>2</sup> ・℃)	269
内部主轴表面与气体的换热系数/(W/m <sup>2</sup> ・℃)	205
_ 主轴外壳与周围空气的换热系数/(W/m <sup>2</sup> ・℃)	9.7
B. Danaly-States Thermal JUR	
Type Temperature Unit C: Tenes 1 2003/0/12008	
118.62 Max	

#### 表 2 热载荷及热边界条件参数

图 5 电主轴的稳态温度场

由图 5 可知, 永磁同步电主轴温度分布十分不 均, 主轴两端的温度明显要高于中部。前轴承、后 轴承以及主轴前端的温度较高, 在这些热源中, 前 轴承的球心处温度最高, 大约在 118 ℃, 后轴承处 约为 102 ℃。主要是由于前轴承负载较大, 导致其 发热量也比较大。并且主轴内空间相对来说比较封 闭, 对于散热不利, 使得主轴的温升较大。另外, 主轴的中部温度较低, 温度最低处是定子冷却水套, 约为 54 ℃。定子处的温度约为 56 ℃, 最高处的温 度也只有 65 ℃。而转子处最高温度为 75 ℃。这是 因为, 尽管定子也会产生大量的热, 但由于定子冷 却水套的原因, 大多数的热都会被冷却水的循环所 吸收。因此, 定子的温度比转子的温度要低, 且主 轴的中部温度较其他部分更低。

# 4.3 永磁同步电主轴热 - 结构耦合分析

热-结构耦合分析主要用来解算热分析结果对 结构应力、应变和位移等力学参数的综合作用。顺 序耦合和直接耦合是比较常用的两种方法,本章中 使用了顺序耦合法进行热-结构耦合分析,其基本 过程是把电主轴有限元热分析的结果作为预载荷之 一加载到主轴部件中计算求解,变形云图如图 6 所示。



(c) Y轴(径向)变形云图



#### 图 6 电主轴整体及各方向变形云图

由有限元计算理论知,直接耦合分析法较于顺 序耦合分析法能得到最优解。但是电主轴系统耦合 分析是高度非线性的,热态分析和结构分析具有相 对独立性,因此使用顺序耦合分析法能使分析过程 更加灵活有效。

由图 6(a)可以看出,电主轴达到热平衡状态 后,整个电主轴的最大变形出现在主轴轴心前端面, 变形量约为 70 μm,其后端面变形量约为 33 μm。定 子和转子的变形量较小,这主要是因为定子和转子 部分在循环冷却水作用下温升较小,且转子不发热。 从图 6(c)和图 6(d)可以看到,电主轴定子和转子 部分的变形在 Y 轴和 Z 轴方向上相对较小,最大变 形量约为 15 μm,相较于定转子间气隙厚度 0.2 mm 来说,电主轴稳态运行时,电机处于安全运行状态。 从图 6(b)中可以看出 X 轴方向的变形即为电主轴轴 向的变形,由于前后轴承发热严重,轴头处产生较 大的轴向热位移,轴向热位移是影响机床加工精度 和机床稳定性的首要原因,因此,必须采取措施减 小电主轴的轴向热变形。

# 4.4 永磁同步电主轴瞬态热分析

设定计算时间为1800 s,时间步为15 s,其余 参数与稳态热分析一致。将以上各数据加载到永磁 同步电主轴有限元热分析模型中,求解得到电主轴 瞬态温度场模型,如图6所示。图7分别截取了电 主轴转速为60000 r/min,运行时间为200 s、450 s、 900 s、1350 s、1800 s时的电主轴温度场分布情况。 从图中可以看出其温度分布情况与稳态热分析温度 分布情况基本相同。





#### 图7 电主轴的瞬态温度场

图 8 为永磁同步电主轴前轴承和后轴承、定子 和转子处的温升变化曲线。



# 图 8 电主轴瞬态温升曲线

从图中可以看出,永磁同步电主轴的前轴承、 后轴承、定子及转子的温度变化趋势几乎是一致的。 在电主轴初始运行阶段温度上升较快,热量主要集 中在前、后轴承处,且前轴承发热比后轴承更为严 重。而定子处温度要低于转子,证明定子冷却水套 能够很好地降低主轴的温升。运行至 600 s 后,电主 轴温升曲线变化渐渐趋向平缓,内部温度变化缓慢。 在运行至 1500 s 后,电主轴基本上达到了热平衡。 因此,若在工件加工之前先将加工中心加热 1500 秒,再进行加工,则能有效减少因主轴热变形而造 成的加工精度偏差。

# 5 改善措施

为了改善电主轴的热态特性,可采取以下措施:

(1)减小轴承发热。在不过分降低其刚度的前提下,可以通过适当地减小轴承滚珠的直径的方法 来降低其离心力和摩擦力,以减少轴承的摩擦发热; 合理调节轴承预紧力,避免轴承与轴颈或端盖配合 过紧或过松;采用其他材料的轴承,如陶瓷球轴承 和磁悬浮轴承。前者具有质量轻和线膨胀系数小的 特点,由温升导致的轴承轴向位移更小。而磁轴承 不存在机械接触,特别适用于高速环境中。

(2)加强温升严重部位的散热。改进主轴电机 和轴承冷却系统的结构,也可用风机向轴承吹风以 加速散热。适当增大冷却水流量,对于散热也能起 到不错的效果。

(3)对热变形进行补偿。如利用辅助人工热源, 对热变形进行矫正。

# 6 结 论

(1)永磁同步电主轴在运行至 1500 s 后基本达 到热平衡状态。达到热平衡后各方面逐渐稳定,此 时再进行加工,能够更好地保证加工精度。

(2)永磁同步电主轴的前、后轴承以及主轴前端的温升较高,容易引起热变形。因此提出了降低

轴承发热、加强温升严重部位的散热等措施。

# 参考文献

- Bossmanns B, TU J F. A Thermal Model for High Speed Motorized Spindles[J]. Machine Tools & Manufacture, 1999.
- [2] 王保民, 胡赤兵, 孙建仁, 等. 高速电主轴热态特性的 ANSYS 仿真分析[J]. 兰州理工大学学报, 2009, 35(1): 28-31.
- [3] 刘志峰,马澄宇,赵永胜,等.基于接触热阻的高速精密电主轴 热特性分析[J].北京工业大学学报,2016,42(1):17-23.
- [4] 朱科,史晓军,高建民,等. 轴芯冷却电主轴热特性分析的数 值模拟与实验研究[J]. 西安交通大学学报,2018,52(4): 40-47.
- [5] 李帅杰. 永磁同步电主轴热态特性分析[D]. 西安: 西安理工 大学, 2019.
- [6] 李成功. 电动汽车用永磁同步电机冷却系统及温升的研究[D]. 洛阳:河南科技大学, 2020.
- [7] Harris T A, Kotzalas M N. Rolling Bearing Analysis, Part 2: Advanced Concepts of Bearing Technology[M]. 5th ed. Beijing: China Machine Press, 2011.
- [8] 章熙民,任泽霈. 传热学[M]. 北京:中国建筑工业出版社, 2001:146-151.
- [9] 孙若兰,彭辉灯,杨都,等.基于磁热双向耦合的永磁电机损耗 和温升分析[J].微电机,2022,55(5):23-29,39.
- [10] Liu J, Zhang P. Thermo-mechanical Behavior Analysis of Motorized Spindle Based on a Coupled Model[J]. Advances in Mechanical Engineering, 2018, 10(1).
- [11] Niu Shuangxia, Ho S L, et al. Current Reduction in High-Speed Machines and Eddy Current Loss Analysis With Multislice Time-Stepping Finite-Element[J]. IEEE Transactions on Magnetics 2012, 48(2): 1007-1010.
- [12] 张闯,刘保国,冯伟. 超高速磨削电主轴热特性分析[J]. 组合 机床与自动化加工技术,2019(4):41-44.
- [13] 王丽锋. 高速电主轴热态特性分析及冷却系统实验研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨理工大学, 2020.

(上接第12页)

- [10] F Magnussen, H Lendenmann. Parasitic Effects in PM Machine With Concentrated Windings[J]. IEEE Trans. Ind. Appl., 2007, 43(5): 1223-1232.
- [11] 李晓华, 汪月飞, 刘成健, 等. 低振动噪声永磁同步电机极槽 配合的选择[J]. 微特电机, 2019, 47(6): 10-15.
- [12] 王宇,郝志勇,郑康,等.基于多向电磁力的永磁同步电机电磁噪声分析[J].浙江大学学报(工学版),2020,54(12):2286-2293,2404.
- [13] 张立军,徐杰,孟德建.切向电磁力对永磁同步轮毂电机电磁振动的影响[J].同济大学学报(自然科学版),2019,47(S1): 126-132.
- [14] D Y Kim, G H Jang, J K Nam. Magnetically Induced Vibrations in an IPM Motor Due to Distorted Magnetic Forces Arising From Flux Weakening Control [J]. IEEE Trans. Magn., 2013, 49 (7): 3929-3932.

- [15] Gieras J F, Wang Chong, Lai J C S. Noise of Polyphase Electric Motors[M]. Boca Raton, FL, USA: CRC Press, 2006: 68-90.
- [16] 马琛,吉敬华,赵文祥,等.内置式永磁同步电机的极宽调制 低振噪设计[J].电气工程学报,2021,16(4):33-41.
- [17] 陈世坤. 电机设计[M]. 北京: 机械工业出版社, 2002: 191-200.
- [18] J Zou, H Lan, Y Xu, et al. Analysis of Global and Local Force Harmonics and Their Effects on Vibration in Permanent Magnet Synchronous Machines [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2017, 32(4): 1523-1532.
- [19] 马冠群. 永磁同步电动机定子模态的分析、等效和解析计算 [D]. 济南:山东大学, 2020.
- [20] 高鹏,孙汐彬,谭顺乐,等.电动汽车用永磁同步电机电磁振动噪声分析及优化[J].微电机,2019,52(12):7-12.

# 高速屏蔽电机气隙流体泰勒涡仿真分析

曹 力<sup>1,2,3</sup>, 胡 岩<sup>1</sup>, 卓 亮<sup>2,3</sup>, 吴文坤<sup>2,3</sup>, 施道龙<sup>2,3</sup>
(1. 沈阳工业大学, 沈阳 110000; 2. 贵州航天林泉电机有限公司, 贵阳 550008;
3. 国家精密微特电机工程技术研究中心, 贵阳 550081)

摘 要:一体化高速屏蔽电机本体气隙处通常充满着动力推进介质,在转子高速运转时转子表面线速度会搅动气隙流体高速旋转,使得流体在小而窄的气隙中产生湍流效应,对电机本体内置轴承润滑和转子冷却产生影响。本文以额定转速为40000 r/min 的高速屏蔽电机本体环形气隙内的流体运动为背景,针对气隙内泰勒库特流的流体流态开展了数值模拟研究,通过数值仿真分析得出,随着转子转速增加,气隙进、出口压力差变大,随着气隙宽度增加,气隙进、出口压力差减小。本文计算所得数据为维持内置轴承润滑和转子冷却所需进液流体参数提供了理论参考依据。
 关键词:高速屏蔽电机;气隙;泰勒涡;仿真分析
 中图分类号:TM302;TM355
 文献标志码:A
 文章编号:1001-6848(2023)05-0019-06

# Taylor Vortex Simulation Analysis of Air Gap Fluid in High Speed Shielded Motors

CAO Li<sup>1,2,3</sup>, HU Yan<sup>1</sup>, ZHUO Liang<sup>2,3</sup>, WU Wenkun<sup>2,3</sup>, SHI Daolong<sup>2,3</sup>

(1. Shenyang University of Technology, Shenyang 110000, China;

2. Guizhou Aerospace Linquan Motor Co., Ltd., Guiyang 550008, China;

3. National Precision Micro and Special Electric Motor Engineering Technology Research Center,

Guiyang 550008, China)

Abstract: The air gap of the integrated high-speed electric pump body is usually filled with power propulsion medium. When the rotor is running at high speed, the linear velocity on the rotor surface will stir the air gap fluid to rotate at high speed, causing turbulence in the small and narrow air gap, which affects the lubrication of the built-in bearings and rotor cooling of the motor body. This article took the fluid movement in the annular air gap of the high-speed electric pump motor with a rated speed of 40000 r/min as the background, and conducted numerical simulation research on the fluid flow pattern of Taylor Coulter flow in the air gap. Through numerical simulation analysis, it is found that as the rotor speed increases, the pressure difference between the inlet and outlet of the air gap decreases. The data calculated in this article provides a theoretical reference for maintaining the inlet fluid parameters required for internal bearing lubrication analysis **Key words**: high speed shielded motor; air gap; Taylor Coulter flow; simulation analysis

# 0 引 言

高速电动泵通过离心泵体与永磁同步电机本体 一体化高度集成,具备高效轻质、高功率密度、高 可靠性等优点,是新一代发动机动力系统领域的重 要发展方向之一。随着转速及功率的不断提升,高 速电动泵电机本体需要对内置轴承润滑和转子冷却, 介质在电机屏蔽罩内浸泡包覆转子,转子在高速旋转时带动气隙处流体流动,然而,高速电机的高功 率密度和高转速特性决定了永磁同步电机运行气隙 处直径小、宽度窄、长径比大,这些特征促使高速 转子在运转时会搅动气隙处流体流动产生湍流现象, 形成更大的流动阻力,进而对气隙处的介质压力、 流量产生影响。为了保证流经气隙处的流体流量不

收稿日期: 2023-03-26

作者简介:曹 力(1996),博士研究生,研究方向为高速永磁电机设计。

胡 岩(1964),博士研究生,教授,研究方向为高品质永磁及特种电机系统。

变,就必须增加气隙进、出口的压力差,提高了屏 蔽罩内冷却流量的供流难度。

高速电动泵屏蔽电机本体工作时气隙处流体的 流动状态,很显然是一个经典的流体动力学问题, 即泰勒库特(Taylor-Couette)流。国内外大多数泰勒 库特流研究多数局限于去研究大、中间隙内的分布, 而较少去研究小间隙内的分布。国内外大多数已有 的关于研究泰勒库特流是针对中等或偏大间隙展开 的。国外最早的工作是起始于19世纪末,法国的 Couette<sup>[2]</sup> 研究外筒旋转的情况并开发粘度计, Akonur<sup>[3]</sup>等使用 PIV 粒子显像测速技术研究仅内轴 旋转的泰勒库特流横截面和子午面上的速度场,研 究结果表明 Taylor 涡的强度与雷诺数成正比关系, 轴向不同位置上的流体切向速度存在明显差异,且 邻近外圆柱面的速度梯度远小于内圆柱表面的梯度, 具有明显的非对称性, Werelev<sup>[4]</sup>实验研究了内外半 径比 $\eta = 0.83$ 且具有轴向压力流动的泰勒库特流, 使用 PIV 系统测量子午面上的速度分布,发现由于 外加轴向流动的存在,泰勒涡与其相互作用,导致 旋涡发生明显变形。目前国内对泰勒库特流流动研 究的任处于开始阶段。钱文韬<sup>[5]</sup>针对核主泵轴和壳 体间环形缝隙内流体流动的稳定性问题使用 Fluent 进行了研究,研究结果表明 Taylor 涡的存在会造成 的气隙内温度波动造成长时间工作的核主泵轴和壳 体表面发生热疲劳,最终形成裂缝。朱方能<sup>[6,7]</sup>等利 用 Fluent 分析了外壳体凹槽对环形间隙内涡流特性 的影响,并根据 PIV 系统实验验证了数值模型的可 靠性,结果表明外壳体凹槽中产生的二次涡流造成 环隙内流体愈加不稳定。孙玉昕<sup>[8]</sup>等采用数值模拟 方法,分析处于不同泰勒数下同轴旋转圆柱间气隙 内流体的速度与温度分布,其结果表明 Taylor 涡的 存在强化了气隙内的流体的传热能力。

此外,对于发动机用一体化高速电动泵,研究 不同转速下气隙处的流体流动状态还能为电动泵轴 向力平衡、叶轮间隙泄漏量控制提供技术支持。因 此开展高速电动泵屏蔽电机气隙流体泰勒涡效应对 提升电动泵的运行稳定性和发动机变工况的适应性 均具有重要意义。

# **1** Taylor-Couette 流的理论基础

如图 1 所示,影响 Taylor 涡形成的几何参数主要是内、外转子半径(*r<sub>i</sub>、r<sub>o</sub>*),转子长度(*L*)和内外转子间隙,无量纲后表示为半径比和长径比。



对于 Taylor-Couette 流动来说, 1916 年 Rayleigh 曾经提出来流体不稳定标准,该标准从微观角度出 发,进一步阐述了流体失衡的原因,通过判断环形 间隙内流体的径向压力梯度和径向合力是否能够达 到平衡状态,从而预测异位的流体单元有没有回到 原来位置的趋势<sup>[9]</sup>。从本质上来说,该标准是分析 了由向内径向压力梯度产生的力能否进一步维持流 体中的任意流体单元的向心加速度。如图 2 所示, 流体失去稳态后,当雷诺数增加,在间隙内会依次 出现前面所说的涡流状态和湍流状态。



# 2 计算模型及条件设定

# 2.1 控制方程组

自然界的一切流体流动都遵循质量、动量以及 能量守恒定律,通常是指连续性方程、动量方程和 能量方程。

连续性方程:

$$\frac{\partial \rho}{\partial t} + \frac{\partial (\rho u_x)}{\partial x} + \frac{\partial (\rho u_y)}{\partial y} + \frac{\partial (\rho u_z)}{\partial z} = 0 \qquad (1)$$

式中, $\rho$ 为密度;t为时间; $u_x$ , $u_y$ , $u_z$ 分别为三个方向上的速度分量。

动量方程:

$$\frac{\partial(\rho u_x)}{\partial t} + \nabla \cdot (\rho u_x u) = -\frac{\partial p}{\partial x} + \frac{\partial \tau_{xx}}{\partial x} + \frac{\partial \tau_{yx}}{\partial y} + \frac{\partial \tau_{zx}}{\partial z} + \rho f_x$$

$$\frac{\partial(\rho u_y)}{\partial t} + \nabla \cdot (\rho u_y u) = -\frac{\partial p}{\partial y} + \frac{\partial \tau_{xy}}{\partial x} + \frac{\partial \tau_{yy}}{\partial y} + \frac{\partial \tau_{zy}}{\partial z} + \rho f_y$$

$$\frac{\partial(\rho u_z)}{\partial t} + \nabla \cdot (\rho u_z u) = -\frac{\partial p}{\partial z} + \frac{\partial \tau_{xz}}{\partial x} + \frac{\partial \tau_{yz}}{\partial y} + \frac{\partial \tau_{zz}}{\partial z} + \rho f_z$$
(2)

式中, u = u(x, y, z, t)表示各点流速分布; p 为压力;  $\tau_{xx}$ ,  $\tau_{xy}$ ,  $\tau_{yz}$ 分别为流态单元表面上的应力 $\tau$ 的分量;  $f_x$ ,  $f_y$ ,  $f_z$ 分别为三个方向的单位质量力。

能量方程表示为

$$\rho \, \frac{Dh}{Dt} = \, \nabla \cdot (k \, \nabla T) + \frac{Dp}{Dt} + (\tau \cdot \nabla) u + \rho S_h \quad (3)$$

式中, *h* 为焓; *k* 为传热系数; *T* 为温度; *S<sub>h</sub>* 为粘性 耗散项。

# 2.2 泰勒数

在泰勒库特流中,相对旋转的同心圆柱体之间 流体泰勒数为

$$Ta = \frac{\pi n \sqrt{R_i} (R_o - R_i)^{3/2}}{30\nu}$$
(4)

式中, n 为内圆柱转速, r/min;  $R_i$  为内圆柱半径, m;  $R_o$  为外圆柱半径, m; v 为流体的运动黏度, m<sup>2</sup>/s<sub>o</sub>

# 2.3 雷诺数

各流态的出现取决于不同的旋转雷诺数 Re,其 表达式为

$$\operatorname{Re} = \frac{\omega_i R_i (R_o - R_i)}{v}$$
(5)

式中, $\omega_i$ 为电机转子的角速度,rad/s。

上述式子表明,相对旋转的同心圆柱体之间, 流体的流动状态与圆柱体转速、内径、气隙宽度和 流体轴向流速均有关系。总体而言,轴向流速越大, 泰勒涡效应越弱,旋转速度越高,泰勒涡效应越强。

# 2.4 建立几何模型

以某型过氧化氢高速电动泵用屏蔽电机为研究 对象,分析高速屏蔽电机工作时气隙流体的流动状 态,采用圆柱坐标系进行建模,其x方向为径向方 向、y方向为圆周方向、z方向为轴向方向,对于描 述轴向流动和流体旋转具有很大的便捷性,气隙流 体处泰勒库特流几何模型如图3所示。该电动泵额 定工作转速为40000 r/min,流体流通气隙尺寸如表 1 所示。



图 3 几何模型

表 1	运行气	ミ隙几	何参望	敗表

几何 参数	外径/ mm	内径/ mm	运行 气隙/ mm	轴向 长度 /mm	细长 比	气隙宽度 与长度比
数值	17	16	0.5	58	0. 293	0.0086

#### 2.5 网格划分

泰勒库特流的计算模型简单,本文对模型采用 了多区域网格划分方式,在靠近内壁面及外壁面的 流体采用了边界层网格进行划分,最终计算模型由 六面体网格组成。Y<sup>+</sup>的计算公式如下。

$$Y^{+} = \rho u_{\tau} y/v \tag{6}$$

为了保证 Y<sup>+</sup> 值在所取范围之内,需要根据雷诺数的变化调整径向网格数量。当气隙宽度为 0.5 mm时,高速电机气隙流体泰勒库特流模型网格划分结果如图 4 所示,共 4027504 个网格,4344816 个节点。



(b) 子午面局部放大图

图 4 网格划分结果

# 3 流体流动仿真分析

# 3.1 不同转速下流体流动仿真分析

# 3.1.1 10000 r/min 流体流动分析

如图 5~图 7 分别为 10000 r/min 下子午面局部 的流体压力分布云图、速度分布云图及气隙中线的 轴向压力 - 速度分布曲线,转子转速为 10000 r/min 时,气隙处泰勒数为 60.15,雷诺数为 240.74,气 隙内的径向以及轴向速度开始出现有规律的交错变 化,即此时气隙内开始出现轴向对称的旋涡,流态 开始失稳,雷诺数达到产生涡流的临界雷诺数。从 云图中可以看到子午面内的综合速度开始出现轴向 周期性的波动,涡流的存在使径向中间位置的速度 梯度开始变小。从气隙中线的轴向压力 - 速度分布 曲线可以得出,气隙进、出口压力分别为 778 Pa、 -170 Pa,其压差为 948 Pa。



图 7 10000 r/min 时气隙中线轴向压力 - 速度分布曲线 3.1.2 20000 r/min 流体流动分析

如图 8~图 10 分别为 20000 r/min 下子午面局部 的流体压力分布云图、速度分布云图及气隙中线的 轴向压力 - 速度分布曲线,转子转速为 20000 r/min 时,气隙处泰勒数为 120.3,雷诺数为 481.47。从 图 9 子午面的局部压力云图可以看出,相对转速为 10000 r/min 时,此时泰勒库特流由内壁面至外壁面 径向方向上压力梯度大幅上升,同等轴向长度区域 范围内,泰勒涡数量减少,而压力波影响范围变大。 与压力云图相对应,从图 9(a)子午面的局部综合速 度云图可以看出,近内壁面速度梯度逐渐变大。从图 10 气隙中线的轴向压力 - 速度分布曲线可以得出,气隙进、出口压力分别为 868 Pa、-1340 Pa, 其压差为 2208 Pa。



图 8 20000 r/min 时子午面局部压力云图(左侧为入口)



图 9 20000 r/min 时子午面局部速度云图(左侧为入口)





如图 11~图 13 分别为 40000 r/min 下子午面局 部的流体压力分布云图、速度分布云图及气隙中线的 轴向压力-速度分布曲线,转子转速为 40000 r/min 时,气隙处泰勒数为 240.6, 雷诺数为 962.94。从 云图中可以看出速度云图开始发生变形,意味着涡的形状及分布出现变化,综合速度的波动加剧并且 波峰向壁面靠近,正负交替的径向速度区域变窄及 轴向速度向定、转子表面靠近,旋涡范围向定、转 子边界发展。在该转速下,由于旋涡的变化迫使间 隙内流体的中间层变宽且速度梯度变缓,同时边界 层变窄且速度梯度变陡。从图 13 气隙中线的轴向 压力-速度分布曲线可以得出,气隙进、出口压力 分别为 1340 Pa、-2180 Pa,其压差为 3520 Pa。



图 11 40000 r/min 时子午面局部压力云图(左侧为入口)







图 13 40000 r/min 时气隙中线轴向压力 - 速度分布曲线

# 3.2 不同气隙宽度下流体流动仿真分析

3.2.1 0.8 mm 气隙宽度流体流动分析

如图 14~图 15 分别为 40000 r/min 下气隙宽度 为0.8 mm 时子午面局部的流体压力分布云图和速度 分布云图,此时气隙处泰勒数为 51.02,雷诺数为 1540.7。相对 40000 r/min 下气隙宽度为 0.5 mm 时, 由于雷诺数变大,气隙内流体湍动程度变大,从压 力云图上可以看出压力梯度变大,近外壁面处最大 压力点周期性出现,而由于气隙宽度增大后,从轴 向速度云图上可以看出近内、外壁面旋涡径向距离 增大,气隙中间层轴向速度稳定区域变宽。根据气 隙中线的轴向压力分布,气隙进、出口压力分别为 5.37 Pa、-2600 Pa,其压差为 2605.37 Pa。



图 14 0.8 mm 宽度气隙子午面局部压力云图(左侧为入口)



图 15 0.8 mm 宽度气隙子午面局部速度云图(左侧为入口)



图 16 0.8 mm 宽度气隙中线轴向压力 - 速度分布曲线 3.2.2 1.0 mm 气隙宽度流体流动分析

如图 17~图 18 分别为 40000 r/min 下气隙宽度 为1.0 mm 时子午面局部的流体压力分布云图和速度 分布云图,此时气隙处泰勒数为71.3,雷诺数为 1925.88。相对 40000 r/min 下气隙宽度为 0.8 mm 时, 气隙流体湍流流动状态有所削弱, 由内壁面至 外壁面径向方向上压力梯度相对减小,从综合速度 云图上可以看出,近内壁面流体波动减弱,气隙中 间层轴向速度稳定区域明显变宽。根据气隙中线的 轴向压力分布, 气隙进、出口压力分别为-759 Pa、 -1970 Pa, 其压差为 1211 Pa。







#### 4 结 论

本文对额定转速为40000 r/min 高速电动泵屏蔽 电机本体进行气隙处流体流动仿真分析, 以泰勒数 和雷诺数为基础计算依据,分析了不同转速及不同 气隙宽度下气隙处的流体流动特性,结论如下:

(1)在气隙入口流量保持一定的条件下,随着 转子转速增加,泰勒数和雷诺数增大,气隙内流体 湍动程度加剧,进、出口压差大幅上升,转子转速 为10000 r/min 时, 气隙内的径向速度和轴向速度开 始出现周期性的正负变化,此时间隙内开始出现轴 向对称的旋涡,流态开始失稳,雷诺数达到产生涡 流的临界雷诺数。

(2) 随着气隙宽度增大, 气隙内流体雷诺数变 大,同等入口流量条件下,气隙通道内流阻减小, 进、出口压差呈减小趋势,由内壁面至外壁面径向 方向上压力梯度变大,近外壁面处最大压力点周期 性出现, 近内、外壁面旋涡径向距离增大, 气隙中 间层轴向速度稳定区域变宽。

本文从新一代发动机动力系统性能角度出发, 研究了高速电动泵屏蔽电机在不同转速和不同气隙 宽度下气隙内的流体流动状态,进而获取不同工况 下的进、出口压力,为高速电动泵屏蔽电机本体冷 却系统流量稳定供给提供了理论参考依据。

(下转第30页)



图 18 1.0 mm 宽度气隙子午面局部速度云图(左侧为入口)





# 半直驱永磁风力发电机轴电压测量及抑制方法研究

车三宏,李华,文章

(中车株洲电机有限公司,湖南株洲412000)

**摘 要:**针对兆瓦级半直驱永磁发电机轴电压测量及抑制问题展开研究。首先从驱动系统和叠片方式上对轴电压产 生机理进行了解析分析,并在叠片方式上进行有限元计算以验证分析的合理性。然后研究了不同变频器供电、叠片 方式、不同接地线长度以及不同绕组排布方式下对轴电压测量影响,最后对该机组轴电压抑制问题提出两种抑制方 法。最终研究表明,该研究为减小轴电压测量干扰和轴电压抑制提供切实可行的依据。

关键词: 永磁风力发电机; 轴电压; 轴电压测量; 轴电压抑制

中图分类号: TM351; TM315 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2023)05-0025-06

# Research on Shaft Voltage Measurement and Suppression of Semi Direct Driven Permanent Magnet Wind Turbine

CHE Sanhong, LI Hua, WEN Zhang

(CRRC Zhuzhou Electric Co., Ltd., Zhuzhou Hunan 412000, China)

Abstract: The problem of shaft voltage measurement and suppression of megawatt semi direct drive permanent magnet generator was studied. Firstly, the mechanism of shaft voltage generation was analyzed from the aspects of drive system and lamination mode, and the finite element calculation was carried out on the lamination mode to verify the rationality of the analysis. Then the influence of different inverter power supply, lamination mode, different grounding wire length and different winding layout on shaft voltage measurement was studied. Finally, two suppression methods were proposed for the shaft voltage suppression of the unit. The final research shows that this research provides a practical basis for reducing the interference in shaft voltage measurement and shaft voltage suppression.

Key words: permanent magnet wind generator; shaft voltage; shaft voltage measurement; shaft voltage suppression

# 0 引 言

在全球环温变暖、电力消耗剧增的环境和能源 等压力下,风力发电技术在国内外得到快速发展, 风力发电组结构也逐步进行了更新和完善,主要目 的是不断提高发电机稳定性和机组持续运行能力<sup>[1]</sup>。 轴承作为连接机组内电机和传动链的关键纽带,在 恶劣的风场环境下使其损伤的因素除了机械机构原 因还承受着被电腐蚀的风险。

目前已有大量的学者针对轴电压造成轴承电腐 蚀的现象展开了大量研究。北京交通大学刘瑞芳老 师团队探究了多种电机的轴承被击穿的机理,并研 究了轴电流抑制策略,同时对电机内部杂散电容进 行准确计算,搭建了轴电流系统仿真模型,对减少 轴承电腐蚀具有重要理论意义<sup>[23]</sup>。山东大学王秀和 老师团队对电机固有轴电压产生机理展开大量的研 究,探究了极槽配合、转子齿宽、转子槽宽、定子 斜槽、极弧系数、气隙结构、静态偏心、动态偏心 和混合偏心等结构对轴电压影响,对抑制轴电压和 提高电机运行稳定性具有深远意义<sup>[45]</sup>。同时文献 6、7 针对大型汽轮发电机、风力发电机等轴电压测 量及判定给出了指导性依据。

但以上学者并未对兆瓦级半直驱永磁发电机组 合体(发电机+齿轮箱)进行轴电压测量与抑制研

收稿日期: 2022-09-09

作者简介:车三宏(1984),男,高级工程师,硕士,研究方向为风力发电机设计与制造。

李 华(1984),男,高级工程师,硕士,研究方向为风力发电机设计与制造。

究。本文首先针对该组合体结构和其轴电压主要产 生机理进行分析,再通过大量测量后发现不同变频 器、不同接地线长度及不同绕组排布方式对轴电压 测试结果影响较大。最后针对该组合体结构提出两 种可抑制轴电压大小的方法。最终研究表明,该抑 制方法对降低轴电压和提高机组持久运行具有积极 意义。

# 1 轴电压产生机理

# 1.1 高频共模电压引起的轴电压

交流电机通常采用交直交电压源型逆变器供电, 利用 PWM 技术控制开关管的导通和关断使逆变器输 出电压脉冲来代替正弦电压源激励<sup>[8]</sup>。其变频供电 系统主结构如图 1 所示。



图1 变频供电系统图 该供电系统三相电压满足于以下条件:

$$\begin{cases} U_{g} = R_{a}i_{a} + L_{e} \frac{\mathrm{d}i_{a}}{\mathrm{d}t} + U_{Ng} \\ V_{g} = R_{a}i_{b} + L_{e} \frac{\mathrm{d}i_{b}}{\mathrm{d}t} + U_{Ng} \\ W_{g} = R_{a}i_{c} + L_{e} \frac{\mathrm{d}i_{c}}{\mathrm{d}t} + U_{Ng} \end{cases}$$
(1)

式中, $U_{g}$ 、 $V_{g}$ 、 $W_{g}$ 为逆变器输出三相对地电压, $i_{a}$ 、 $i_{b}$ 、 $i_{c}$ 为绕组三相电流; $R_{a}$ 、 $L_{e}$ 为每相电阻和漏电感;

在定子绕组星型连接的三相交流电机中,定子 绕组三相电流对称分布,三相电流满足:

$$i_{a} + i_{b} + i_{c} = 0$$
 (2)  
因此整理式(1) - 式(2)得:

$$U_{Ng} = \frac{(U_{g} + V_{g} + W_{g}) - (R_{a} + L_{e} \frac{d}{dt})(i_{a} + i_{b} + i_{c})}{3}$$
(3)

$$V_{\rm com} = U_{Ng} = \frac{U_{\rm g} + V_{\rm g} + W_{\rm g}}{3}$$
 (4)

式中, $\lambda_{0d}$ 为等效接缝气隙磁导基波分量; $\lambda_k$ 为气隙 磁导 k 次谐波分量; $\theta_\lambda$ 为定子圆周位置角。D为每

 $B_{\rm dc} = \left\{\lambda_{\rm 0d} + \right.$ 

U<sub>Ng</sub>是三相电机负载侧的中性点对地电压,即逆 变器输入电机的共模电压 V<sub>com</sub>,其大小主要取决于 逆变器内部拓扑结构和控制算法。若采用变频器供 电,开关管的开关频率在1 kHz 到几十 kHz 之间, 导致逆变器输出侧的电压变化率 dv/dt 很大,将对 电机产生很大的冲击,在任意时刻三相交流电压将 不为0,因此共模电压也不为0。同时电机绕组、定 子、转子、轴承之间存在绝缘耦合电容。在高频共 模电压的作用下能在各部分耦合电容之间形成低阻 抗通路,从而形成轴电流流通路径。其耦合电容分 布如图2 所示。



图 2 耦合电容分布图

在耦合电容分压的影响下,最终在轴承上产生 轴电压:

$$V_{BVR} = V_{\rm com} \cdot \frac{C_{\rm wr}}{C_{\rm wr} + C_{\rm wf} + C_{\rm b}}$$
(5)

式中, *C*<sub>wr</sub>为绕组和转子之间的耦合电容, 其主要由 转子表面与定子绕组间的绕组绝缘、槽绝缘、槽楔 和气隙组成的间隙决定; *C*<sub>wf</sub>为定子绕组和机壳的耦 合电容,主要由槽绝缘、槽底垫条、匝间绝缘决定; *C*<sub>rf</sub>为转子与机座的耦合电容; *C*<sub>b</sub> 为转子和转轴之间 的轴承电容,主要由轴承油膜温度、润滑度、介电 常数,轴承结构尺寸及转速等参数有关。

# 1.2 磁路不平衡引起的轴电压

# 1.2.1 叠片结构的轴电压解析模型

大型风力发电机常采用硅钢片叠片结构,即将 多片叠片拼接成一整片结构,上下层之间呈一定规 律进行循环重叠。相较于整片结构,多层叠片会存 在叠片之间接缝间隙不均匀、接缝数不均匀等现象, 该现象将导致磁导变化,造成局部磁路不均衡,从 而在转轴上感应出轴电压<sup>[9]</sup>。

考虑扇形叠片结构的气隙磁导函数和气隙磁密 可表示为

$$\lambda_{\rm d} = \lambda_{\rm 0d} + \sum_{k} \lambda_k \cos\left[kD\left(\theta_{\lambda} + s\frac{360^\circ}{DQ}\right)\right] \quad (6)$$

$$\sum_{k} \lambda_{k} \cos\left[kD\left(\theta_{\lambda} + s\frac{360^{\circ}}{DQ}\right)\right] \sum_{n} F_{2n-1} \cos\left[(2n-1)p\theta_{\delta}\right]$$
(7)

层的叠片数; s 为第s 叠片层, s = 1, 2, 3...; Q 为 错叠层数;  $F_{2n-1}$  为永磁体磁动势 2n - 1 次谐波幅

# 值; *p* 为极对数; θ<sub>s</sub> 为转子圆周位置角。

当定子扇形叠片分层错叠时, 第 。 层的磁通密

$$B_{s} = \frac{1}{2} \sum_{n} \sum_{k} \lambda_{k} F_{2n-1} \cos \left[ kD \left( \theta_{\delta} + s \frac{360^{\circ}}{DQ} \right) - (2n-1)p(\theta_{\delta} + \omega_{r}t) \right]$$
(8)

度可表示为

式(8)中只有定子叠片数和永磁体极对数满足 kD = 定律并将各层轴电压进行矢量叠加,得出转轴上的 (2n-1)p, k=1, 2, 3…时, 电机每层叠片才有有 轴电压解析式为 效净磁通;将转轴定义为一根导体,通过电磁感应

$$V_{\text{shaft}} = \frac{1-2n}{2} S_r \omega_r \lambda_k F_{2n-1} \sum_s \sum_n \sum_k \sin\left[(2n-1)\left(\omega_r t + p \frac{360^\circ s}{DQ}\right)\right]$$
(9)

式中,  $S_r$  为转轴磁通穿过面积;  $\omega_r$  为转子机械角 速度。

结合以上分析,可得到如下推论:

$$\frac{DQ}{\text{GCD}(DQ, p)} = T \tag{10}$$

式中, GCD(DQ, p)为叠片数 D 和错叠层数 Q 积与 极对数p的最大公约数。

当T为偶数时,则不可能产生轴电压;为奇数 时则可能会产生轴电压<sup>[10]</sup>。

1.2.2 有限元验证

为保证铁心叠片的一体化成型及抗屈服能力, 冲片分割通常按照槽中间和齿中间原则进行,因此 对于某极槽电机分割原则如下:

$$\frac{Z}{DQ} =$$
 整数 (11)

当满足(槽数Z)/(叠片数D\* 错叠层数Q)为整 数时,冲片分割线总为槽中间或者齿中间。

针对以上分析,对1台24极108槽发电机进行关 于叠片数与错叠层数的有限元计算,以验证关于铁心 叠片方式的正确性, 电压波形如图3、图4所示。



单层叠 片数	重叠 层数	<i>T</i> 值	峰峰值 /mV	有效值 /mV
6	2	1	195.8	98.7
0	3	3	30.8	8.7
0	2	3	30.8	8.8
9	3	9	5.6	1.7
12	2	2	0.3	0.1
12	3	3	61.1	17.5
10	2	3	61.7	17.6
18	3	9	21.6	6.8

表1 不同叠片方式的轴电压数据

针对该机型常用的6、9、12、18 片叠片数和错 叠层数2、3进行有限元分析,表1数据显示,满足 式(10)目T值为奇数的叠片方式轴电压峰峰值和有 效值均远大于偶数的叠片方式。

#### 测试结果及影响分析 2

# 2.1 不同变频器供电测试结果

对该电机从系统上对轴电压的机理分析中主要 表现为脉冲宽度调制技术的变频电源供电对轴电压 的影响<sup>[11]</sup>,采用脉冲宽度调制技术的逆变器开关状 态有两个零矢量和六个非零矢量状态,对应的共模 电压分别为直流母线电压  $V_{\mu}$ 的 ± 1/2 倍和 ± 1/6 倍, 同时对于开关管的快速开断,三电平逆变器比两电 平逆变器将有更小的 dv/dt,可降低对负载端的电压 冲击,为此分别测量了两电平和三电平变频电源供 电时轴电压数据如表2所示。

₩2 Yr	「又妙留供吧」	、女灯がパンプレ
变频器	峰峰值/V	有效值/V
2 电平	7.44	0. 748
3 电平	7.27	0.676
8.2200	Dille Jahr of Jack 10.00	[10.00 ms/div]
•CH2 0 444444	~	himmon
-11.780	······································	
'CH3 0	which have	
-500.00 2.4900k	······	
-CH4 0	grunu	non
-2.5100k No.0000-10.36039	[s]	-10.26039
图 5 2	电平变频器供	电波形



图 6 3 电平变频器供电波形

图 5、图 6 分别为两电平和三电平变频器供电时 测量波形,通道 CH2、CH3、CH4 分别对应轴电压、 共模电压、相电流,很直观可以看出三电平相较于 两电平变频器波形更加稳定,毛刺尖波更小。对比 相电流谐波含量如图 7 所示。



图 7 两种变频器供电相电流 FFT

从 FFT 傅里叶谐波分析中可知三电平变频器的相 电流波形 FFT 为 36.56%,两电平变频器相电流波形 FFT 为 49.91%,三电平较两电平变频器谐波成分抑 制更加明显。因此三电平变频器供电电能质量更优, 对轴电压抑制也有一定效果,但作用不明显。

# 2.2 叠片方式测试结果

对该采用整圆 12 片, 2 层错叠的电机进行轴电 压测试,测试波形如图 8 所示。



图 8 轴电压波形

该叠片方式轴电压峰峰值为 6.89V, 有效值为 0.65V, 其频谱分析结果如图 9 所示, 均为变频器开 关频率的倍数相关, 与电机转频及倍数无明显关系。



#### 2.3 不同接地线长度的影响

为抑制轴电压大小,采用最多的方法即将转轴 接地,使轴承内外圈达成相同电位,以此降低轴承 内外圈电势差,减小轴承内油膜被击穿的电压幅值, 测试发现转轴接地线(图1中N、g点之间)长度不 同将影响轴电压测量大小,如表1所示。

表 3	不同接地线长度数据对比
-----	-------------

接地线长度/m	峰峰值/V	有效值/V
0.5	2.5	0.38
1	2.46	0.4
2	6. 29	0.53

由于增加接地线长度会增加接地阻抗,无法明 显的使轴承内外圈电位保持一致,因此在保证接地 状态良好的情况下,应尽可能缩短接地线长度,轴 电压测量值将在一定程度上趋于稳定并有降低的 趋势。

# 2.4 不同绕组排布方式的影响

对于常规小功率电机,电流较小,并联支路数 少,一般采用单套绕组(单Y三相);兆瓦级永磁风 力发电机槽数多极数少,为减少电缆规格和铜耗, 通常采用多套绕组(双Y三相),以图10中4极24 槽画60°相带槽电动势星型图为例进行说明。



图 10 槽电动势星型图 根据分相原理可得到图 11 接线方式。若将图中 的接线原理图的同相出线端口和中性点相连,则可 构成一个单Y三相4并联支路数的接线方式,且每 相出线端仅有一个端口。



# 图 11 双 Y 呈 180°接线原理图

若按照图 11 接线,则可构成两 Y 三相 2 并联支 路数的接线方式,每相出线端口可变为两个。相比 于单 Y 三相,出线电缆电流、电缆规格可降低一半, 在大型电机电机中常用此种方式进行设计,便于 出线。

因此可从接线原理图中看出,Y<sub>1</sub>(A<sub>1</sub>B<sub>1</sub>C<sub>1</sub>)所占 用的线圈为1-12号线圈,Y<sub>2</sub>(A<sub>2</sub>B<sub>2</sub>C<sub>2</sub>)所占用的线 圈为13-24号线圈,在空间圆周上Y<sub>1</sub>与Y<sub>2</sub>绕组将 呈现180°排布。

若将图 12 中 Y<sub>1</sub> 内 7、8、5、6 号线圈分别与 Y<sub>2</sub> 内 19、20、17、18 号线圈交换位置,同样满足分相 原理,此时 Y<sub>1</sub>(A<sub>1</sub>B<sub>1</sub>C<sub>1</sub>)所占用的线圈为 1 − 4、9 − 12、17 − 20 号线圈,Y<sub>2</sub>(A<sub>2</sub>B<sub>2</sub>C<sub>2</sub>)所占线圈为 5 − 8、 13 − 16、21 − 24 号线圈,在空间圆周上 Y<sub>1</sub> 与 Y<sub>2</sub> 绕 组将呈现 60°排布。



#### 图 12 双 Y 呈 60°接线原理图

两种绕组排布形式仅存在空间上位置差异,但 形成磁动势仍能对称。为此研究了这两种排布形式 对轴电压的影响,如表4所示。

绕组排布形式	峰峰值/V	有效值/V
180°	6.25	0. 94
60°	5.65	0. 81

通过测试表明,绕组排布对轴电压有一定影响, 但影响不大。另在测试中发现,绕组排布影响较大 的是机座对地电流,180°绕组排布机座对地电流有 效值为1.6A,而60°绕组排布机座对地电流有效值 为18.45A,总体而言,60°绕组排布对轴电压和减 少内部环流现象具有改善作用。

# 3 抑制方法分析

# 3.1 增加接地线数量

采用单个接地装置在转接圆筒端部接触面积有限,电机在稳定运行时产生的振动会减少接触性, 从而导致接地线接地效果。为此研究通过增加接地 装置(接地线)数量来保证接地效果,起到抑制轴电 压效果,如表5所示。

接地线数量/根	峰峰值/V	有效值/V
0	5.5	1.1
1	3.41	0.66
2	3.31	0.64
3	3.1	0.63
4	2.68	0.48
5	2.3	0.41

通过增加接地线数量, 轴电压峰峰值由 5.5 V 降至 2.3 V, 有效值由 1.1 V 降至 0.41 V, 数值均下 降约 60%, 表明增加接地线数量的方式对抑制轴电 压效果较好。

# 3.2 采用绝缘层

研究发现,轴电压抑制可用"一消一隔"来概括,即从整个系统源头上消除轴电压和阻隔轴电压 传递路径。对于该发电机组合体,影响因素包括变 频器共模电压和电机本身的磁路不平衡等,但并无 法完全消除轴电压,只尽可能抑制轴电压,因此对 于该电机转子结构提出一种增加绝缘层的以阻隔轴 电压传递路径的方法,其结构如图 13 所示。



图 13 增加绝缘层示意图

该绝缘层主要位于转子支架和齿轮箱之间,起 到了阻断了轴电压传递路径,测试数据如表6所示。

表6 有无绝缘层测试数据

	峰峰值/V	有效值/V
无绝缘	7.27	0.676
有绝缘	1.4	0. 192

通过增加绝缘层的对比测试表明,采用绝缘层 结构轴电压几乎完全被抑制,另外增加轴电流测试 (Ag之间电流),无绝缘时轴电流有效值为1.13 A, 有绝缘时电流为0.04 A,因此通过在转子支架和齿 轮箱之间增加绝缘层将轴电压和轴电流得到很好的 抑制,对轴承保护起到关键性作用。

# 4 结 语

在兆瓦级永磁风力发电机组合体的轴电压测试 试验中,探究了不同变频器供电、叠片方式、不同 接地线长度、不同绕组排布方式对轴电压测量的影 响。同时为抑制轴电压大小给出了两种抑制方法。 实验结果表明,增多接地线数量和采用绝缘层材料 对轴电压抑制效果明显,极大降低了轴承被电腐蚀 的风险,同时提高了永磁风力发电机组的可靠性, 为兆瓦级发电机设计和维护提供了切实可行的工程 指导依据。

# 参考文献

 宋剑波.风力发电技术的现状与发展综述[J].集成电路应用, 2022, 39(4): 148-149.

- [2] 贾磊,刘瑞芳,王芹芹.变频驱动感应电机轴电流问题中端部 杂散电容的解析计算[J].电机与控制学报,2022,26(8): 30-39.
- [3] 刘瑞芳,陈嘉垚,朱健,等. 轴承绝缘对双馈异步发电机高频 轴电压和轴电流抑制效果研究[J]. 电工技术学报,2020,35 (S1):212-219.
- [4] 赵方伟,王秀和,赵文良,等.内置式永磁同步电机动态偏心 故障下的轴电压解析分析和削弱[J].电工技术学报,2022, 37(4):837-848.
- [5] 赵俊杰,王福杰,王秀和.抑制分数槽永磁电机空载轴电压的 定子斜槽法[J].微电机,2021,54(11):1-5.
- [6] 叶日新,董明,任明,等.兆瓦级风力发电机轴电压现场测量 与分析[J].电网与清洁能源,2015,31(6):97-103.
- [7] 李翠荣.大型汽轮发电机组轴电压的测量[J].科技资讯, 2006(5):37.
- [8] 刘瑞芳,陈嘉垚,马喜平,等. 基于 PWM 逆变器供电轴电流 问题的交流电机耦合电容的计算与测量[J].电工技术学报, 2014,29(1):60-67.
- [9] 彭博. 永磁电机轴电压产生原理与抑制方法的研究[D]. 济南: 山东大学, 2019.
- [10] 湘潭电机厂. 交流电机设计手册[M]. 长沙: 湖南人民出版 社, 1978.
- [11] 桑秉谦. 变频供电交流电机轴电流的分析与测量[D]. 北京: 北京交通大学, 2016.

# (上接第24页)

# 参考文献

- Grossmann S, Lohse D, Sun C. High-Reynolds Number Taylor-Couette Turbulence [J]. Annual Review of Fluid Mechanics. 2016, 48: 53-80.
- [2] M Couette M. études Sur le Frottement des Liquides [J]. Gauthier-Villars et Fils., 1890, 21: 433-510.
- [3] Akonur A, Lueptow R M. Three-dimensional Velocity Field for Wavy Taylor-Couette flow[J]. Physics of Fluids. 2003, 15(4): 947-960.
- [4] Wereley S T, Lueptow R M. Velocity Field for Taylor-Couette Flow with an Axial Flow [J]. Physics of fluids. 1999, 11 (12): 3637-3649.

- [5] 钱文韬.针对泰勒涡在核主泵应用中的现象研究[D].上海: 上海交通大学,2013.
- [6] 朱方能.外圆柱沟槽对环隙内波动涡流的影响[J]. 排灌机械 工程学报, 2015, 33(6): 516-520.
- [7] 刘栋. 沟槽尺寸对环隙内流动及其传热特性影响的研究[D]. 镇江: 江苏大学, 2016.
- [8] 孙玉昕,赵旭峰,吴波.同心圆柱体间旋转气隙内对流换热的数值模拟研究[J].武汉纺织大学学报,2012,25(6): 81-85.
- [9] N C P R. Rotating flow [M]. San Diego, Chatswood: Butterworth-Heinemann, 2010.
- [10] 吴波. 泰勒库特流数值模拟方法的研究[D]. 武汉: 华中科技 大学, 2012.

 (次定电机)(月利)

 金年12期,读者可到当地邮局订阅,本刊亦可破订、零购

 次迎投稿! 欢迎订阅! 欢迎刊登广告!

 国内刊号: CN61 - 1126/TM
 国际刊号: ISSN 1001 - 6848

 邮 箱: micromotors @ vip. sina. com

 地 址: 高新区上林苑四路 36 号(710117)
 电话: 029 - 84276641

# 飞机电动货舱门位置伺服系统的复合控制策略研究

周素莹,李亚伦,王泽坤,林 辉 (西北工业大学自动化学院,西安 710129)

摘 要:在建立电动舱门非线性数学模型的基础上,为解决舱门启闭过程中风载、系统结构参数及未知扰动等影响,提出了滑模控制和改进 PID 控制相结合的复合控制策略,外环采用滑模控制实现系统建模不精确或有干扰时给 定舱门启闭角度的跟踪控制,并产生内环电流控制的给定信号。采用抗积分饱和的改进 PID 控制舱门作动电机的 PWM 信号实现内环的电流跟踪控制。仿真及实验结果表明,该文所提的控制方法在系统参数变化或有扰动时,可 降低系统稳态误差,改善动态性能。

关键词: 自适应滑模; 电动舱门; 轨迹跟踪

中图分类号: TP273; V271.4 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2023)05-0031-05

# Research on Compound Control Strategy of Aircraft Electric Cargo Door Position Servo System

ZHOU Suying, LI Yalun, WANG Zekun, LIN Hui

(Northwestern Polytechnical University, School of Automation, Xi' an 710129, China)

**Abstract**: In order to realize the accurate tracking of the motion trajectory of the aircraft electric cargo door, a composite control strategy was proposed according to the structure and opening-closing requirements of the electric cargo door of an aircraft. Based on the nonlinear mathematical model of electric cabin door, a control strategy combining sliding mode control and improved PID control was proposed to track the position when the conditions such as wind load and system parameters change. The position loop tracking was realized by sliding mode control, and the PWM signal of the door actuator motor was controlled by an improved PID with anti-integral saturation to realize the current loop tracking. Simulation and experimental results show that the proposed control method can significantly reduce the steady-state error and improve the dynamic performance when the external conditions change.

Key words: adaptive sliding mode; electric cabin door; track tracking

# 0 引 言

随着多电飞机的发展,功率电传的优势越来越 明显,民用飞机货舱门也越来越多地由液压作动改 为电作动。大量采用机电作动器(Electro-mechanical Actuator, EMA)代替集中式液压、气压作动系统已 成为现代先进飞机的一个重要的特征<sup>[1]</sup>。目前,波 音飞机的部分机型如 B777、747 飞机的货舱门已采 用电作动,电作动的舱门与液压作动相比在可靠性 及维护成本上具有一定优势<sup>[23]</sup>。电作动舱门中用来 控制舱门启闭的电作动器是其核心部件,舱门电作 动器在设计及工程使用中必须要满足飞机舱门的适 航条例,即舱门需要按照预先设置的路径平稳运行。 然而,由于航空公司要求打开关闭舱门的时间一般 为10~20 s,电作动舱门控制系统不仅要能够实现 快速地起、停、加速和减速,还要保证舱门运动过 程中的功率平稳和位置的精确跟踪控制<sup>[3]</sup>。因此, 电作动舱门伺服控制中,驱动电机及位置伺服控制 成为实现电动舱门控制的关键。

然而,由于电动舱门伺服系统是一个强耦合、时 变参数的非线性系统,其具有未知扰动和精确数学模 型难以建立等特性。与机械式舱门不同,电作动舱门 应避免在各种复杂条件下电机运行过程中的峰值转速 过高、峰值电流过大,从而易导致电机运行的不稳定 性及线路受损,系统可靠性降低等问题。在这些非线 性因素和工作特性的影响下,采用常规的 PID 控制难 以保证控制的性能,而滑模控制具有鲁棒性好、结构 简单、对时变参数不敏感等特点,可以更好地抑制系

收稿日期: 2022-11-22

作者简介:周素莹(1978) 女,博士,副教授,研究方向为高性能伺服控制。

统的不确定干扰,适用于电机伺服系统<sup>[45]</sup>。

论文根据舱门的运动特点,采用复合控制策略, 其中外环采用滑模控制实现系统建模不精确时给定 舱门启闭角度的跟踪控制,并产生内环电流控制的 给定信号。外环所产生的电流控制信号在抗积分饱 和 PID<sup>[68]</sup>控制器的作用下,驱动舱门作动器实现舱 门的启闭控制,所采用的抗积分饱和 PID 控制器能 够抑制舱门在启闭过程中负载变化大所引起过冲电 流对电作动器的冲击影响,提高系统的稳态性能。

# 1 电动舱门作动系统模型

在舱门控制系统中,假设磁路不饱和,不计磁 滞和涡流损耗影响,转子无阻尼绕组。舱门作动器 中驱动电机的数学方程为<sup>[8-9]</sup>

$$\begin{cases} \theta = \omega \\ \dot{\omega} = (T_{e} - T_{L} - D\omega) / J \\ U = Ri + L \dot{i} + E_{a} \\ T_{e} = K_{T}i \\ E_{a} = K_{a}\omega \end{cases}$$
(1)

式中, $\theta$ 为电机角度, $\omega$ 为电机角速度, $T_{e}$ 为电磁 转矩, $T_{L}$ 为作动系统的负载转矩,D为摩擦系数,J为电机的转动惯量,R为电机电阻,L为电机电感,  $E_{a}$ 为电机的反电势, $K_{e}$ 为反电势系数, $K_{T}$ 为转矩 系数,U为电机端电压。

在舱门运动过程中,舱门电作动系统中的电机 负载转矩为

 $T_{L} = T_{R} + T_{J} + T_{G}$  (2) 将某型货舱门作动机构等效为一个四连杆机构, 图 1 为货舱门的受力分析图。





图 1 中 *A* 为舱门的转轴,*T* 为舱门的尾端点,*G* 为舱门及作动器的质心。

为简化分析过程,做如下假设:

(1)涉及构件当作刚体处理,不计形变产生

的力;

(2)杆 BC 和杆 CD 质量较轻当作均质杆;(3)不计摩擦。

通过对舱门的受力分析,可得到影响舱门作动 系统功能转变的负载分量,即系统的惯性负载为

$$\begin{split} T_{J} &= -\left[ 8\alpha_{2}J_{2}l_{1}l_{3}\sin(\theta_{1}-\theta_{3}) - 8\alpha_{1}J_{1}l_{2}l_{3}\sin(\theta_{2}-\theta_{3}) + \\ &8\alpha_{3}J_{3}l_{1}l_{2}\sin(\theta_{1}-\theta_{2}) + 2\alpha_{1}l_{1}^{2}l_{2}l_{3}m_{2}\sin(2\theta_{1}-\theta_{2}-\theta_{3}) + \\ &\theta_{3}) + 2l_{1}l_{2}^{2}l_{3}m_{2}\omega_{2}^{2}\cos(\theta_{1}-\theta_{3}) - \\ &2l_{1}^{2}l_{2}l_{3}m_{2}\omega_{1}^{2}\cos(\theta_{2}-\theta_{3}) + 2\alpha_{2}l_{1}l_{2}^{2}l_{3}m_{2}\sin(\theta_{1}-\theta_{2}-\theta_{3}) + \\ &2\theta_{2}+\theta_{3}) + 2l_{1}^{2}l_{2}l_{3}m_{2}\omega_{1}^{2}\cos(2\theta_{1}-\theta_{2}-\theta_{3}) - \\ &2l_{1}l_{2}^{2}l_{3}m_{2}\omega_{2}^{2}\cos(\theta_{1}-2\theta_{2}+\theta_{3}) - 6\alpha_{1}l_{1}^{2}l_{2}l_{3}m_{2}\sin(\theta_{2}-\theta_{3}) - \\ &2\alpha_{2}l_{1}l_{2}^{2}l_{3}m_{2}\sin(\theta_{1}-\theta_{3}) \left] / \left\{ 4l_{4} \left[ 2l_{1}\sin(\theta_{1}-\theta_{3}) + 2l_{2}\sin(\theta_{2}-\theta_{3}) \right] \right\} \end{split}$$

(3)

负载转矩中影响舱门作动系统重力势能转变的 负载分量的位能负载表达式为

$$T_{\rm G} = - \left[ 4gl_2 l_3 l_{AG} m_1 \cos(\theta_1 + \theta_2 - \theta_3 - \theta_{\rm g} + \theta_{\rm GAB}) \right] - 
4gl_2 l_3 l_{AG} m_1 \cos(\theta_1 - \theta_2 + \theta_3 - \theta_{\rm g} + \theta_{\rm GAB}) + 
2gl_1 l_2 l_3 m_2 \cos(\theta_1 - \theta_2 - \theta_3 - \theta_{\rm g}) - 
4gl_1 l_2 l_3 m_2 \cos(\theta_1 - \theta_2 + \theta_3 - \theta_{\rm g}) + 
2gl_1 l_2 l_3 m_2 \cos(\theta_1 - \theta_2 - \theta_3 + \theta_{\rm g}) - 
2gl_1 l_2 l_3 m_3 \cos(\theta_1 - \theta_2 - \theta_3 - \theta_{\rm g}) + 
2gl_1 l_2 l_3 m_3 \cos(\theta_1 - \theta_2 - \theta_3 + \theta_{\rm g}) \right] / 
\{4l_3 [2l_1 \sin(\theta_1 - \theta_3) + 2l_2 \sin(\theta_2 - \theta_3)] \}$$
(4)

根据飞机设计手册的规定,舱门在开启和关闭 过程中,风速为水平的40节,即20.6 m/s。根据伯 努利方程,等效的风载为

 $T_{\text{A}} = \frac{1}{2} \rho S v^2 \times 风向同舱门受风面夹角的正弦$  (5)

式(3) ~式(5) 中杆  $l_1$ 、 $l_2$ 和  $l_3$ 分别是杆 AB、 BC和 CD 的长度,  $m_1$ 为舱门及作动器的质量,  $m_2$ 为杆 BC 的质量,  $m_3$ 为杆 CD 的质量,  $\theta_1$ 为向量 AB 和向量 AD 的夹角,  $\theta_2$ 为向量 BC 和向量 AD 的夹 角,  $\theta_3$ 为向量 DC 和向量 AD 的夹角,  $J_1$ 为舱门及 作动器对舱门转轴的转动惯量,  $\omega_1$ 为 $\theta_1$ 对应的角速 度,  $\alpha_1$ 为 $\theta_1$ 对应的角加速度,即舱门及作动器的加 速度,  $G_1$ 为舱门及作动器重力,  $F_{R21}$ 为杆 BC 对舱门 的运动副反力,  $F_{R41}$ 为支座对舱门的运动副反力,  $F_{PA}$ 为风载等效力,  $T_M$ 为电机及减速机输出转矩,  $\theta_{CAB}$ 为 AB 和 AG 的夹角,  $\theta_{BAT}$ 为 AB 和 AT 的夹角,  $\theta_{wind}$ 为风速和水平方向的夹角,  $l_{AC}$ 为 A 到舱门质心 的距离,  $l_{AT}$ 为转轴到舱门尾端的距离,  $\rho$ 为空气密 度, S 为门的最大迎风面积, v为风速。
# 2 舱门复合控制器设计

将优化后的舱门运动轨迹作为参考信号,舱门 控制器根据舱门实时位置与参考位置的差值,计算 出电流环的给定值,电流给定与实际电流反馈经过 改进型抗积分饱和 PID 控制器计算出 PWM 控制信 号,从而控制舱门驱动电机对运动轨迹的精确快速 跟踪。舱门复合控制器的设计如图 2 所示。



#### 2.1 位置环滑模变结构控制器设计

电作动舱门系统的机械结构较为复杂,存在迟 滞、间隙、饱和等诸多非线性因素,滑模变结构控 制的特点适用于这种非线性系统。

将式(1)变形为式(6):

$$\begin{cases} \dot{\theta} = \omega \\ \dot{\omega} = (K_{\rm T}i - T_{\rm L} - D\omega)/J \\ \dot{i} = -Ri/L - K_{\rm e}\omega/L + U/L \\ y = \theta \end{cases}$$
(6)

取状态变量[ $x_i$ ] = [ $\theta$ ,  $\omega$ , i],考虑系统参数不确定性及干扰,式(6)可重新表述为式(7):

$$\begin{cases} \dot{x}_{1} = \omega \\ \dot{x}_{2} = (K_{T}x_{3} - T_{L} - Dx_{2})/J + f_{1} \\ \dot{x}_{3} = -Rx_{3}/L - K_{e}x_{2}/L + U/L + f_{2} \\ \gamma = x_{e} \end{cases}$$
(7)

式中, *f*<sub>1</sub>、*f*<sub>2</sub>分别为舱门系统参数不确定因素及外加 干扰带来不确定性。

定义李亚普若夫函数为

(8)

设计自适应控制律为  $\hat{F} = -\gamma s$ ,则  $\dot{V} = z_1 z_2 - c_1 z_1^2 - h s^2 - h \beta |s| = -z^T Q z - h \beta |s|$ 若 Q 为正定矩阵,则有  $\dot{V} \leq 0$ ,则系统稳定。

#### 2.2 电流环抗积分饱和 PID 控制器设计

电流环是控制器的内环,用于产生控制开关管 开通与关断的 PWM 信号。当系统电流受到扰动而有 大的波动时,电流环必须能迅速调节,保证舱门电 机输出力矩的波动尽可能小,即电流环要有较好的 跟随性能。

另外,为解决在积分作用下长期存在的偏差会 引起积分过量,从而导致系统的响应速度变慢、控 制性能变差等问题。对电流环的控制采用改进型的 抗积分饱和 PID 控制,当输出量达到最大输出限制 时,停止误差积分作用,这样可以避免出现积分饱 和现象,提高系统的响应性能,其原理如图 3 所示。





$$\begin{cases} e_{I}(k) = I_{ref}(k) - I_{f}(k) \\ PWM(k) = PWM(k-1) + K_{I} \cdot e_{I}(k) + \\ K_{P} \cdot [e_{I}(k) - e_{I}(k-1)] \end{cases}$$

其中, PWM(k)—本次循环所产生的 PWM 信号的占 空比; PWM(k-1)—上次循环结束时 PWM 信号的 占空比;  $I_{ref}$ —给定的期望电流值(滑模控制器的输出 值);  $I_f$ 为本次循环运行时的反馈电流流值;  $e_I$ 为给 定电流值与实际电流值的偏差;  $K_P$  为电流调节器的 比例系数;  $K_I$  为电流调节器的积分系数。

PWM 信号经过驱动电路, 控制着主电路中功率 器件的开通和关断时间。当等于零时, PWM 信号的 占空比保持不变; 当 *e*<sub>1</sub> 运算产生的 PWM 过大时, 若超过 PWM 信号的控制上限, 就令 PWM 的占空比 为上限值, 此时舱门电机将以最快的速度加速; 当 运算产生的 PWM 信号为负值时, 就令 PWM 的占空 比等于零, 此时舱门电机将以最快的速度减速。

### 3 模型与仿真结果

本文所设计控制器的有效性。所搭建的系统仿真模型如图4所示。

在 Matlab/Simulink 环境下进行数值仿真, 验证





基于上述的仿真模型,对控制律参数进行不断 调整,最终得到效果较优的控制参数分别为

 $c_1 = 20, \ k_1 = 5, \ \gamma = 35, \ h = 30; \ p = 11.34,$  $i = 0.001_{\circ}$ 

为验证文中所采用的控制策略的优越性,这里 将其与常规的位置、转速、电流的三闭环 PID 控制 策略作对比,其中位置、转速、电流的三闭环 PID 控制策略中从外环到内环的控制律参数分别为

 $p_1 = 8000$ ,  $i_1 = 0$ ;  $p_2 = 0.15$ ,  $i_2 = 15$ ;  $p_3 = 11.34$ ,  $i_3 = 0_{\circ}$ 

为验证文中所设计控制律的适应性,更真实地 模拟舱门开启过程中负载变化时控制律的控制效果, 仿真模型中设定初始的风载为20.6节,在10s时改 变风载为18节,15s时改变风载为20.6节。

在上述的仿真条件下,三闭环 PID 控制策略下 得到的位置误差、电机电流及负载功率仿真结果分 别如图 5(a)、图 5(b)、图 5(c)所示。





图 5 三闭环 PID 控制下的仿真结果 复合控制策略下的仿真结果如图 6 所示。

从图 5 和图 6 的仿真结果来看,复合控制下的 位置跟踪误差比三闭环 PID 控制要小一个数量级。 在复合控制律中,采用滑模控制实现电流环给定控 制,从图 5(b)和图 6(b)可知,复合控制律下的电 机电流具有较小的波动,电流比较平稳,使得在舱 门开启的过程中,负载功率也较为平稳,从而可减 小舱门开启过程中对负载变化对电机的冲击,对提高系统的可靠性具有重要意义。



图 6 复合控制律下的仿真结果

# 4 结 语

在 Matlab/Simulink 中建立的电动货舱门模型, 基于电动货舱门特点,设计了舱门滑模和 PID 相结 合的复合控制器,实现对舱门的实时位置控制,通 过和 PID 的控制结果对比可知,文中所设计的控制 器具有较好的鲁棒性和控制效果。这为后续电动舱 门的研究提供一定的参考。

### 参考文献

- [1] 周磊杰. EMA 伺服驱动控制系统的算法及其性能研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2017.
- [2] 程海龙. 民用飞机货舱门电作动控制系统设计[J]. 科技视界, 2017(14): 167, 132.
- [3] 余健. 基于 FPGA 的飞机货舱门作动器控制策略研究[D]. 北 京:中国运载火箭技术研究院, 2019.
- [4] S M Mozayan, M Saad, H Vahedi, et al. Soltani. Sliding Mode Control of PMSG Wind Turbine Based on Enhanced Exponential Reaching Law [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(10): 6148-6159.
- [5] 王要强,朱亚昌,冯玉涛,等. 永磁同步电机新型趋近律滑模 控制策略[J]. 电力自动化设备, 2021, 41(1): 192-197.
- [6] D Zhang, H Li, E G Collins. Digital Anti-Windup PI Controllers for Variable-Speed Motor Drives Using FPGA and Stochastic Theory[J].
   IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21 (5): 1496-1501.
- [7] 杨锦. 数字 PID 控制中的积分饱和问题[J]. 华电技术, 2008, 30(6): 64-67.
- [8] 胡锐,杜怿.基于永磁形状的 BLDC 永磁电机转矩分析与优化[J].微电机,2022,55(4):20-25.
- [9] 罗小丽,范桂林. 无刷直流电机模糊 PI 自适应控制系统仿真研究[J]. 微电机, 2018, 51(12): 67-71.

\ \b_525_626_626_626_626_626_626_62626262626	\$4369494969694949494949494949494949494
《微电机》(月刊)	邮发代号: 52 - 92 订价: 8 元/期
全年 12 期,读者可到当地邮局订阅,本刊亦可破订、零购。	年价:96元/年 编辑部邮购(含快递费):300元/年
欢迎投稿!欢迎订阅!欢迎刊登广告!	
》 国内刊号: CN61-1126/TM	国际刊号: ISSN 1001 - 6848
影 邮 箱:micromotors @ vip. sina. com	
<b>地 址:</b> 高新区上林苑四路 36 号(710117)	电话: 029-84276641

# 基于转矩信号注入的频率检测及抖动抑制方案

王治鹏,罗 欣

(华中科技大学,武汉 430074)

摘 要:柔性负载凭借其操作安全、能耗低等优点被广泛应用于工业和航天领域,但因为其惯量小,在定位时容易 发生抖振,存在局限性。为了提高末端抖动抑制的效率及降低成本,提出基于转矩信号注入的频率检测及末端抖动 抑制方案,该方案根据注入的转矩信号分析得到转速表达式,结合 FFT 得到柔性负载的固有频率,再使用输入整形 器对末端抖动进行抑制。仿真结果表明,该方案具有良好的控制效果。

关键词:信号注入;频率检测;抖动抑制

中图分类号: TP272 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2023)05-0036-05

# Frequency Detection and Shake Suppression Scheme Based on Torque Signal Injection

WANG Zhipeng, LUO Xin

(Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China)

**Abstract**: Flexible loads are widely used in industry and aerospace due to their advantages of safe operation and low energy consumption. However, due to the small inertia, prone to shaking during positioning, which has limitations. In order to improve the efficiency of terminal shake suppression and reduce the cost, a frequency detection and terminal shake suppression scheme based on torque signal injection was proposed. This scheme obtained the rotational speed expression according to the injected torque signal, combined with FFT to obtain the natural frequency of the flexible load, and then terminal shake was suppressed using an input shaper. The simulation results show that the scheme has a good control effect.

Key words: signal injection; frequency detection; shake suppression

# 0 引 言

在工业应用场景中,机器人质量越小或者速度 越高,对应的生产效率就越高,所以为了满足高速 低能耗的要求,轻型机器人和柔性操作器开始被广 泛使用<sup>[1-2]</sup>。在机械装备中柔性连杆通常作为末端执 行部件的重要组成部分,柔性连杆引起的末端抖动 严重影响制造装备的性能,因此,应用于高精装备 的伺服设备必须具备末端抖动抑制功能。

目前柔性负载的振动研究包括动力学建模和振动检测与控制方法等。柔性负载的建模方法主要包括<sup>[34]</sup>:假设模态法、有限元法、集总参数法、摄动技术和几何非线性方法等,现有的动力学建模主要是基于 Hamilton 原理、Newton-Euler 方程、Lagrange 方程、Kane 方法和虚功原理等获得偏微分或有限微

分方程,采用有限元法或假设模态法建模并通过模态截断获得低阶模型,本文选用模态分析结合欧拉方程构建柔性连杆动力学模型。

为了得到负载抖振频率,研究人员通常采用位 置感知装置、速度/加速度传感器、激光传感器、压 电传感器以及视觉传感器等设备去测量柔性负载的 应变、速度、加速度、位移以及力等信号<sup>[5-10]</sup>,再 利用测量得到的抖振频率对柔性负载抖动进行抑制, 期望执行器能够快速到达指定位置并且消除抖动。

输入整形器是目前常用的末端抖动抑制方案, 它根据负载末端的振荡频率完成设计,通过对给定 命令进行整形规划可以有效消除负载末端抖动<sup>[11-13]</sup>。 美国新泽西理工学院教授 Timothy Chang 提出了一种 基于模型参考零振动(MRZV)的控制方法来改善机 器人的瞬态性能<sup>[14]</sup>。泰国学者 Matthew O. T. Cole

收稿日期: 2023-03-21

基金项目:国家自然科学基金项目(6227020992)《面向复杂曲面加工装备的高性能伺服驱动控制策略研究》。

作者简介:王治鹏(1997),男,硕士,研究方向为柔性负载末端抖动抑制及多轴同步。

罗 欣(1986),男,副教授,研究方向为电力电子与电机控制系统。

提出了一种自适应有限脉冲响应输入整形器,通过 自适应调整运动滤波系数使滤波器的脉冲响应与被 控系统的脉冲响应正交,能有效减小负载末端的残 余振荡<sup>[15]</sup>。然而,这些被动抑制方法的实施均需要 末端抖振频率参数,而抖振频率需额外添加测量仪 器来获取,这不仅增加了方案的复杂度和局限性, 还增加了系统成本和体积。因此,如何快速、便捷、 精确地检测抖振频率是实现抑制末端抖振的关键。

# 1 柔性连杆动力学模型

对于本文研究的柔性连杆横向弯曲振动问题,为 了方便建模,忽略连杆的轴向和剪切变形、忽略重力 影响以及连杆各处的振动幅度仅用梁横向位移表示, 将其等效为一根欧拉-伯努利梁进行建模分析研究。



图1 单连杆伺服系统示意图

单柔性连杆伺服系统的结构示意图如图 1 所示, 连杆左端与电机输出轴相连接,连杆右端是一个质 点,代表单连杆在工作时的执行器。*XOY* 为固定坐标 系,*xoy* 为移动坐标系,当连杆跟随电机转轴发生转 动时,*xoy* 坐标系随之发生转动。*T* 为电机转轴处的 驱动转矩, $J_{h}$  为伺服电机转轴处的转动惯量, $\theta(t)$ 表 示 *X* 坐标轴与 *x* 坐标轴之间的夹角,随电机转动发生 变化,y(x, t)表示单连杆上任意一点 *p* 在 *t* 时刻 *x* 坐 标位置的横向振动位移, $m_{l}$ 表示单连杆末端执行器的 质量,视为质点,此外单连杆的长度是 *l*,横截面的 高度是 *h*,宽度是 *b*,质量是 *m*,材料的杨氏模量是 *E*,材料密度是  $\rho$ ,截面对中心轴的惯性矩是 *l*。

参考振动理论,单连杆扰度的表示为

$$y(x,t) = \sum_{i=1}^{x} \varphi_i(x) \mu_i(t)$$
 (1)

式中,关于 x 的函数是模态振型,关于 t 的函数是模态坐标。模态分析是将物理空间上复杂的、耦合的运动方程变换到模态空间,使得物理上耦合的方程 变成解耦的单自由度系统的运动方程,方便计算。 模态振型是连杆每一阶模态振动的形态,在数学上 可以等价为模态空间的基向量,模态坐标是加权系 数,是各阶模态对响应的贡献量。

根据欧拉-伯努利梁的横向自由振动方程可以

推导得到:

$$\frac{\partial^{2}\mu(t)}{\partial t^{2}} + \omega^{2}\mu(t) = 0$$

$$\frac{\partial^{4}\varphi(x)}{\partial x^{4}} - \frac{\omega^{2}\rho A}{EI}\varphi(x) = 0$$
(2)

式中, **ω** 为连杆固有振荡频率, A 为连杆的横截 面积。

根据欧拉 - 伯努利梁的特性,在末端有一个质 点的情况下,实际的边界条件如:

$$\begin{cases} \varphi(0) = 0\\ \frac{\partial \varphi(x)}{\partial x} = 0\\ \frac{\partial^2 y(l, t)}{\partial x^2} = 0\\ EI \frac{\partial^3 y(l, t)}{\partial x^3} = m_l \frac{\partial^2 y(l, t)}{\partial t^2} \end{cases}$$
(3)

令  $\gamma^4 = \omega^2 \rho A / (EI)$ , 根据边界条件可以推导得到:

$$m_{l}\gamma[\sinh(\gamma l)\cos(\gamma l) - \cosh(\gamma l)\sin(\gamma l)] + \rho A[1 + \cosh(\gamma l)\cos(\gamma l)] = 0$$
(4)

给定模型参数:连杆长度 l = 1 m,截面宽度 b = 50 mm,截面高度 h = 4 mm,密度  $\rho = 7800$  kg/m<sup>3</sup>, 弹性模量为 E = 200 GPa,末端质量为  $m_l = 2$  kg,电 机轴侧的转动惯量为  $J_h = 0.38$  kg \* m<sup>2</sup>,截面对中心 轴的惯性矩为  $I = 2.6667e - 10_{\odot}$ 

结合边界条件(3)和模型参数,可以求得连杆 一阶振型如:

$$\varphi(x) = -\cosh(1.1855x) + 0.8982\sinh(1.1855x) + \cos(1.1855x) - 0.8982\sin(1.1855x)$$

(5)

定义一阶模态的广义质量如:  

$$M = aA^{\int_{-\infty}^{l}} a^{2}(x)dx + ma^{2}(l)$$
(6)

$$K = EI \int_{0}^{t} \left( \frac{\partial^{2} \varphi(x)}{\partial x^{2}} \right)^{2} dx$$
 (7)

定义三个变量如:

$$\begin{cases} J = \rho A \int_{x=0}^{l} x^2 dx + m_l l^2 \\ \varepsilon = m_l l \varphi(l) \\ \sigma = \rho A \int_{x=0}^{l} x \varphi(x) dx \end{cases}$$
(8)

结合拉格朗日方程可以推导得到单柔性连杆末 端抖动参量与电机参量之间的传递函数如:

$$\frac{\omega_{\rm e}}{T_{\rm e}} = \frac{Ms^2 + K}{\left(\left(J + J_{\rm h}\right)M - \left(\delta + \varepsilon\right)^2\right)s^3 + \left(J + J_{\rm h}\right)Ks} \tag{9}$$

$$\frac{\mu}{\omega_e} = -\frac{(\delta + \varepsilon)s}{Ms^2 + K} \tag{10}$$

# 2 基于转矩信号注入的末端抖振频率 检测技术

令  $J_1 = J + J_h$ , 且  $J_1$  为常量, 再令  $a = J_1m - (\delta + \varepsilon)^2$ ,  $b = J_1K$ , c = M, d = K, 则式(9)可以写为

$$\frac{\omega_e}{T_e} = \frac{cs^2 + d}{as^3 + bs} \tag{11}$$

给定注入转矩信号为  $T_e = \sin(\omega_0 t)$ , 带入式 (11)可以得到转速的时域表达式为

$$\omega_{e}(t) = \frac{c}{a} \frac{\omega_{0}}{\omega_{0}^{2} - \frac{b}{a}} (\cos(\sqrt{\frac{b}{a}t}) - \cos(\omega_{0}t)) + \frac{d}{a} \frac{1}{\omega_{0}^{2} - \frac{b}{a}} \cos(\omega_{0}t) - \frac{d}{a} \frac{\frac{a}{b}\omega_{0}}{\omega_{0}^{2} - \frac{b}{a}} \cos(\sqrt{\frac{b}{a}t}) + \frac{d}{a} \frac{1}{\omega_{0}^{2} - \frac{b}{a}} (\frac{a}{b}\omega_{0} - \frac{1}{\omega_{0}})$$

$$(12)$$

令 
$$b/a = \omega_1^2$$
, 式(12)直流分量化简可得:  
 $\frac{d}{a} \frac{1}{\omega_0^2 - \omega_1^2} (\frac{\omega_0}{\omega_1^2} - \frac{1}{\omega_0}) = \frac{1}{J_1 \omega_0}$  (13)  
给定常数  $m = 1/(J_1 \omega_0)$ : 则式(12)可简化为  
 $\omega_e(t) = m\omega_0 \omega_1^2 \frac{1}{\omega_0^2 - \omega_1^2} (\frac{c}{d} \omega_0 - \frac{\omega_0}{\omega_1^2}) \cos(\omega_1 t) +$ 

$$m\omega_{0}\omega_{1}^{2}\frac{1}{\omega_{0}^{2}-\omega_{1}^{2}}(\frac{1}{\omega_{0}}-\frac{c}{d}\omega_{0})\cos(\omega_{0}t)+m$$
(14)

$$\omega_{e}(t)\cos(\omega_{0}t) = m\cos(\omega_{0}t) + m\omega_{0}\omega_{1}^{2}\frac{1}{\omega_{0}^{2}-\omega_{1}^{2}}(\frac{c}{d}\omega_{0}-\frac{\omega_{0}}{\omega_{1}^{2}})\cos(\omega_{1}t)\cos(\omega_{0}t) + m\omega_{0}\omega_{1}^{2}\frac{1}{\omega_{0}^{2}-\omega_{1}^{2}}(\frac{1}{\omega_{0}}-\frac{c}{d}\omega_{0})\cos(\omega_{0}t)\cos(\omega_{0}t)$$

$$(15)$$

式(15)经过化简得到常数项 m<sub>1</sub>:

$$m_{1} = \frac{1}{2} m \omega_{0} \omega_{1}^{2} \frac{1}{\omega_{0}^{2} - \omega_{1}^{2}} (\frac{1}{\omega_{0}} - \frac{c}{d} \omega_{0}) \qquad (16)$$
(46)
(46)
(46)

$$\omega_{e}(t) = (-m - 2m_{1})\cos(\omega_{1}t) + 2m_{1}\cos(\omega_{0}t) + m$$
(17)

取时刻为 $t_0$ ,可以得到:

$$\omega_{e}(t_{0}) = (-m - 2m_{1})\cos(\omega_{1}t_{0}) + 2m_{1}\cos(\omega_{0}t_{0}) + m$$
(18)

令常数  $m_2 = \omega_e(t_0) - 2m_1 \cos(\omega_0 t_0) - m$ , 则  $\omega_1$ 的值为

$$\omega_1 = \frac{\arccos\left(\frac{-m_2}{2m_1 + m}\right)}{t_0} \tag{19}$$

由式(16)可以得到:

$$\frac{d}{c} = \frac{m\omega_0^2 \omega_1^2}{m\omega_1^2 - 2m_1(\omega_0^2 - \omega_1^2)}$$
(20)

表1 固有频率表达式验证

理论频率值ω	Sqrt(K/M)
一阶: 8.2176	8.2176
二阶: 94.0499	94.0494
三阶: 296.4647	296.4631
四阶: 613.9264	613.9289
五阶: 1046.7849	1046. 7849
六阶: 1595.0412	1595.0412

从表1可以看出单连杆固有频率可以等效为

$$\omega = \sqrt{\frac{K}{M}} = \sqrt{\frac{d}{c}}$$
(21)

# 3 仿真结果

在式(9)的基础上,将正弦型转矩信号注入, 设定为  $T_e = \sin(2\pi ft)$ , f = 10 Hz,就可以得到转速 的时域表达式(12),对该表达式进行 FFT 分析可以 得到其常数项为 m = 0.005391,分析结果如图 2 所示。



4

311

给定余弦信号 cos(ω<sub>0</sub>t),将转速的表达式与该 信号相乘,可以得到转速的时域表达式(15),对该 表达式进行 FFT 分析可以得到式(16)常数为 m<sub>1</sub> = -0.02187,分析结果如图 3 所示。



图 3 转速与余弦信号相乘之后 FFT 分析结果
取时刻为 t<sub>0</sub> = 1 s,由式(18)可得常数项 m<sub>2</sub> = -0.0382,将 m<sub>2</sub> 带人式(19),结合图 2 可得
ω<sub>1</sub> = 21.9029。

结合式(20)和式(21)可得连杆固有频率为 $\omega$ =8.135,由式 $\gamma^4 = \omega^2 \rho A / (EI)$ 计算得到的理论频 率值为 $\omega^* = 8.2176$ ,可见,在误差允许的范围内, 基于转矩信号注入得到的固有频率值基本接近真 实值。

计算得到连杆的固有频率之后,在 Matlab-Simulink 中将输入整形模型和电机控制模型相结合,对 末端抖动抑制效果进行仿真,模型如图4 所示。



图4 末端抖动主动抑制模型 仿真中使用的永磁同步电机参数如表2所示。

表 2 电机参数表	
参数	数值
定子相电阻 $R_s/\Omega$	0.62
电枢电感/mH	0.0035
永磁磁链业	0 335

极对数 n<sub>p</sub>

直流母线电压 U<sub>d</sub>/V

Matlab 仿真使用 Simulink 的 Sfunction builder 功 能实现坐标变换,位置指令规划、PI 调节器和 SVPWM算法。PWM 载波频率设置为 10 kHz,因为 计算得到 $\omega$  = 8.135,所以模型中给定 ZVD 抑制频率 值 $f_{red}$  = 1.2947,位置环控制频率为 1 kHz,给定输 入整形数组长度为 1000,可以采用 ZVD(零振荡导 数输入整形器)抑制的最低频率为 1 Hz,仿真结果如 图 5 所示。



图 5 连杆末端抖动 FFT 分析结果

由图5可以看出,连杆末端抖振主频率大约为 1.3 Hz,与计算得到的频率基本一致,而且根据本 实验设定条件,可以用 ZVD 整形器来抑制该抖动, 抑制效果如图6 所示。



图中,给定位置在1s时达到恒定值,蓝色曲线是柔 性连杆的抖振波形,黑色曲线是施加 ZVD 整形器之 后的抖动波形,可以看到,将基于转矩信号注入得 到的固有频率作为末端抖振频率去抑制,末端抖振 幅值能够快速趋于零,抑制效果良好。

### 4 结 论

提出一种基于转矩信号注入的频率检测及末端 抖动抑制方案,该方案在得到转速与转矩的关系式 之后,注入转矩信号得到转速表达式,再对转速表 达式进行分析得到负载抖动固有频率,根据得到的 固有频率构建输入整形器,使得电机停转后,末端 抖动能够被快速抑制,相比借助传感器测量抖动频 率并进行抑制的传统方案,不仅简化了控制结构而 且降低了成本。仿真结果表明,基于转矩信号注入 的频率检测及抖动抑制方案具有良好的动态性能和 控制效果。

# 参考文献

- [1] 邱志成.柔性机械臂的振动测量和控制研究进展综述[J].信
   息与控制,2021,50(2):141-161.
- [2] Sayahkarajy M, Mohamed Z, Faudzi A A M. Review of Modelling and Control of Flexible-link Manipulators [J]. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers Part I -Journal of Systems and Control Engineering, 2016, 230(8) : 861-873.
- [3] Lee T S, Alandoli E A. A Critical Review of Modelling Methods for Flexible and Rigid Link Manipulators [J]. Brazilian Society of Mechanical Sciences and Engineering, 2020, 42: 508-521.
- [4] Cannon R H, Schmitz E. Initial Experiments on End-point Control of a Flexible One-link Robot[J]. Robotics Research, 1984, 3(3): 62 -75.

- [5] Luo Z H. Direct Strain Feedback Control of Flexible Robot Arms: New Theoretical and Experimental Results [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1993, 38(11): 1610-1622.
- [6] 朱晓锦,陆美玉,赵晓瑜,等.太空机械臂振动形态三维重构 算法及可视化分析[J].系统仿真学报,2009,21(15):4706-4709,4713.
- [7] 邱志成,张祥通.基于视觉的柔性结构振动测量及其控制[J].
   振动.测试与诊断,2012,32(1):11-16,157-158.
- [8] Yang Y C, Dorn C, Mancini T, et al. Blind Identification of Fullfield Vibration Modes from Video Measurements with Phase-based Video Motion Magnification [J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2017, 85: 567-590.
- [9] Ju J Y, Li W, Wang Y Q, et al. Two-time Scale Virtual Sensor Design for Vibration Observation of a Translational Flexible-link Manipulator Based on Singular Perturbation and Differential Games [J]. Sensors, 2016.
- [10] Ma X, Chiu P W Y, Li Z. Real-time Deformation Sensing for Flexible Manipulators with Bending and Twisting [J]. IEEE Sensors, 2018, 18(15): 6412-6422.
- [11] 李鹏辉, 沈汉林, 罗欣, 等. 伺服驱动中末端抖动的抑制[J]. 工业控制计算机, 2018, 31(5): 58-60.
- [12]杨明,曹佳,徐殿国.基于输入整形技术的交流伺服系统抖动 抑制[J].电工技术学报,2018,33(21):4979-4986.
- [13] 郭少辉. 交流永磁伺服系统定位末端抖动抑制[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2013.
- [14] D Yuan, T Chang. Model Reference Input Shaper Design With Applications to a High-Speed Robotic Workcell With Variable Loads [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(2): 842-851.
- [15] M O T Cole, T Wongratanaphisan. A Direct Method of Adaptive FIR Input Shaping for Motion Control With Zero Residual Vibration [J].
   IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2013, 18 (1): 316-327.

pese	5353333333	\$	<u></u> \$	2
95 25 25		《微由机》(1931)	邮发代号: 52-92	10000
23 23.			年价:96元/年	1000
23.23 1	全年 12 期	1,读者可到当地邮局订阅,本刊亦可破订、零购。	编辑部邮购(含快递费): 300 元/年	1000
33.23 1	欢迎	投稿!欢迎订阅!欢迎刊登广告!	j j	1000
Sec.	国内刊号:	CN61 – 1126/TM	国际刊号: ISSN 1001 - 6848	
282	邮 箱:	micromotors @ vip. sina. com	2 2	23)
23 23	地 址:	高新区上林苑四路 36 号(710117)	电话: 029-84276641	コシコシ

# 基于小母线电容的高过载小型化电机驱动技术研究

秦向南,付俊永,许培林 (美的威灵电机技术(上海)有限公司,上海 201203)

摘 要:本文针对小母线电容控制策略中低速转矩性能降低以及衍生的低频异音问题,提出了基于变母线电容电路 拓扑和控制算法,达到提升低速转矩性能,解决低频异音的目的。首先分析了传统小母线电容控制策略转矩性能降 低和低频噪音问题产生的机理;然后提出了基于小电容能量分时控制策略,解决了低频异音的问题并且低速转矩性 能提升15.9%;针对网侧谐波电流超标的问题,提出了基于变母线电容电路拓扑和控制算法,网侧谐波电流 GB/T 17625.1-2012标准,并且兼顾了低速转矩性能。最后实验验证了该方案的有效性。 关键词:小母线电容;变电容;无电解电容;能量分时控制

中图分类号: TM341; TM921.2; TP272 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2023)05-0041-06

# Research on High Overload and Miniaturized Motor Drive Technology Based on Small Capacitance

QIN Xiangnan, FU Junyong, XU Peilin

(Midea Welling Motor Technology (Shanghai) Co., LTD., Shanghai 201203, China;)

**Abstract**: Aiming at the low-speed torque performance reduction and low-frequency abnormal noise problem in the small bus capacitor control strategy, this paper proposed a circuit topology and control algorithm based on variable bus capacitor to improve the low-speed torque performance and solve the low-frequency abnormal noise problem. Firstly, a mechanism of torque performance reduction and low frequency noise of traditional small bus capacitor control strategy was analyzed; Then the time-sharing control strategy based on small capacitance energy was proposed, which solves the problem of low-frequency abnormal noise and improved the lowspeed torque performance by 15. 9%; In view of the problem that the harmonic current at the grid side exceeds the standard, a circuit topology and control algorithm based on variable bus capacitance were proposed. The harmonic current at the grid side is in accordance with the GB/T17625. 1-2012 standard, and the lowspeed torque performance is considered. Finally, the experiment verified the effectiveness of the scheme. **Key words**: small capacitance; variable capacitance; capacitorless; energy time sharing control

# 0 引 言

在传统交流电机驱动系统中,直流母线侧配置 的大容量电解电容除了降低系统功率密度外,还会 引起系统前端整流二极管导通角变窄,使电网电流 产生较大畸变,降低了系统输入功率因数。近年来 小母线电容/无电解电容电机驱动方案得到了广泛关 注。针对压缩机、风机和泵类负载等应用场合,小 母线电容电机驱动方案可以有效提高系统功率密度, 并进一步降低系统成本,具有显著的应用优势。小 母线电容电机驱动系统的母线电容容值可以降低至 传统方案的1/100~1/20。母线电容容值的降低,导 致母线电压大幅度波动,使得驱动系统的电网输入 侧和逆变器输出侧能量严重耦合,对系统控制提出 新的挑战<sup>[1]</sup>。但是正是由于小母线电容电机驱动系 统的输入侧和输出侧深度耦合,可以通过对逆变器 输出侧施加特定的高功率因数控制策略,以提高网 侧输入的功率因数<sup>[2]</sup>。

国内外的学者在小母线电容电机驱动系统网侧输 入功率因数提升和网侧输入电流谐波抑制方面做了大 量的研究。Inazuma, Utsugi H 等人研究了基于逆变器 输出功率调节的电网电流控制方法,实现了 IPMSM 的有效调速以及电网电流的近似正弦化控制<sup>[3-4]</sup>。哈 工大赵楠楠等人则提出了将实际母线电压和理想母线

收稿日期: 2023-01-07

作者简介:秦向南(1983),男,硕士,工程师,研究方向为永磁同步电机控制。

通讯作者:付俊永(1993),男,硕士,工程师,研究方向为永磁同步电机控制。

电压做比较建立母线电压闭环控制环路,来抑制网侧 输入电流谐波<sup>[5]</sup>。Abe K, Yang G, Jung H, Luo H等 人将理想系统输入功率等效折算到 IPMSM 的 q 轴电 流指令<sup>[69]</sup>, Xiao X 则将理想系统网侧电流折算到 IPMSM 的 q 轴电流指令,有效避免了额外增加的逆变 器输出功率闭环<sup>[10]</sup>。哈工大张国柱对电机 q 轴电流调 制形状进行了改进以降低电机电流幅值<sup>[11]</sup>。

综上所述,现有的小母线电容驱动系统电网电 流控制技术可以在不同程度上改善电网电流质量, 但是这些方法无一例外都牺牲了电机最大输出转矩, 不能满足低速高过载场合的应用需求。同时,改善 电网电流质量而导致转矩电流脉动变化而衍生的倍 频于电网频率的低频噪音问题,也未有有效地解决 方法。本文针对以上问题开展研究,提出了基于小 母线电容能量分时控制的低速高过载驱动技术,保 证电机低速最大转矩平稳输出,并且降低了倍频于 电网频率的低频噪音;针对小电容能量分时控制方 案网侧电流谐波与电机低速过载能力不可兼得的问 题,提出了基于可变电容的网侧电流谐波抑制策 略,通过控制母线电容充放电时串并联切换,降低 了网侧电流谐波幅值。实验结果验证了本方案的有 效性, 电机低速过载能力与大电解驱动方案相当, 声品质也与大电解方案相当, 网侧谐波电流满足 GB 17625.1-2012 标准,体积比大电解驱动系统 减小了50%。

## 1 小母线电容驱动转矩波动原因分析

传统小母线电容驱动控制策略利用输入功率和 输出功率平衡的原则给定交直轴电流,实现电机输 出功率的控制。基于功率平衡的控制策略主要是为 了使输入电流的波形尽可能正弦且与输入电压保持 同相位。假设网侧输入为单位功率因数,则理想的 交流输入电流 *i*<sub>e</sub>和输入电压 *u*<sub>in</sub>分别为

$$i_a = I_a \sin \omega_s t \tag{1}$$

$$u_{\rm in} = U_{\rm g} {\rm sin} \omega_{\rm s} t \tag{2}$$

则,该条件下理想的交流输入功率为

$$P_{\rm in} = u_{\rm in} i_{\rm g} = U_{\rm g} I_{\rm g} \sin^2 \omega_{\rm s} \tag{3}$$

式中, $U_{g}$ 、 $I_{g}$ 分别为交流输入电压和交流输入电流的幅值, $\omega_{s}$ 为交流输入电压的角频率。

为提高输入功率因数,交流输入功率应该控制 为 $K_{p}sin^{2}\omega_{s}t(K_{p}$  为功率系数)。因此,相比于大电解 电容控制系统,小母线电容控制系统增加了功率控 制环路,转矩电流与  $sin^{2}\omega_{s}t$  的乘积作为交流输入功 率的给定。

从功率平衡关系可知,交流输入功率给定减去

母线电容功率,就可以得到逆变器功率给定,然后 再经过功率控制器输出交轴电流给定,实现电机输 出转矩的控制。

基于功率跟踪的目标,不难得到交轴电流指令 中同样包含 $K_e \sin^2 \omega_s t$ 的电流样式( $K_e$  为电流系数), 根据式(4)中永磁同步电机的电磁功率 $P_{em}$ 方程可 知:输出转矩将呈现两倍于电网电压频率的波动, 进一步会衍生低频噪音。显然这种控制策略必会降 低低速的转矩性能。

$$P_{\rm em} = T_{\rm em} \boldsymbol{\omega}_{\rm m} = \frac{3}{2} \boldsymbol{\omega}_{\rm e} [\boldsymbol{\psi}_{\rm f} + (L_d - L_q) i_d] i_q \qquad (4)$$

式中,  $T_{em}$ 、 $\omega_m$  分别为电磁转矩和电机机械角速度,  $\omega_e$  为电机转子电角速度,  $\psi_f$  为电机永磁磁链,  $L_d$ 、  $L_q$  分别为电机直轴电感和交轴电感  $i_d$ 、 $i_q$  分别为电 机直轴电流和交轴电流。

为能够实现低速高过载的设计目标,从功率信号的角度进一步分析转矩波动的原因。图1中小母 线电容驱动系统中的功率信号主要由三个部分组成: 网侧输入功率 *P*<sub>in</sub>、母线电容功率 *P*<sub>c</sub> 以及逆变器功 率 *P*<sub>inv</sub>。分析可知,当直流母线电压 *u*<sub>dc</sub>小于网侧电 压绝对值 |*u*<sub>in</sub> |时,即整流桥二极管导通,网侧电压 通过整流桥向母线电容和逆变器提供能量(模态 I), 如图 1(a)所示,功率关系满足:

$$P_{\rm in} = P_c + P_{\rm inv} \tag{5}$$

而当直流母线电压  $u_{de}$ 大于等于网侧电压绝对值  $|u_{in}|$ 时,即整流桥二极管关断,由母线电容向逆变器 提供能量(模态 II),如图1(b)所示,功率关系满足:

$$0 = P_{\rm c} + P_{\rm inv} \tag{6}$$

模态 I 的情况下因电网能够提供的足够的功率 输入,因此通过逆变器能够向电机输出的功率几乎 不会受到限制;而在模态 II 的情况下,逆变器能够 向电机输出的功率将会受到母线电容功率 P<sub>e</sub>的约 束。其中,母线电容功率为

$$P_{\rm c} = u_{\rm dc} i_{\rm c} = C u_{\rm dc} \frac{\mathrm{d}u_{\rm dc}}{\mathrm{d}t} \tag{7}$$



图1 小母线电容驱动系统功率模态

在小母线电容驱动系统中,因母线电容存储的 能量大大降低,会导致在带载工况下母线电压跌落, 呈现两倍于电网电压频率的波动。如果母线电压虽 然跌落,但仍然能够提供电机控制所需的电压,即q 轴反馈电流可以跟踪 q 轴指令电流,此时电机的输 出转矩将取决于 q 轴指令电流;如果 q 轴指令电流 由功率控制策略得到,那么电机输出转矩将出现周 期性的波动。若为了提高电机的输出转矩性能,采 用直流的 q 轴指令电流给定,因母线电压最低可以 跌落到 0 伏,母线电压不足以提供电机控制所需的 电压,系统在一段电压区间内处于不可控状态,此 时 q 轴反馈电流将无法跟随 q 轴指令电流。此时, 无论 q 轴指令电流是否采用直流给定,随着母线电 压的波动,电机输出转矩都会出现周期性波动。



图 2 q 轴指令电流直流给定示意图 永磁同步电机控制所需的稳态电压可表示为

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d - \omega_e L_q i_q \\ u = R_i + \omega L_i i_s + \omega \psi_c \end{cases}$$
(8)

式中, $u_d$ 、 $u_q$ 分别为电机直轴电压和交轴电压, $R_s$ 为电机定子电阻。

根据上述分析可知,消除转矩波动需要:

(1) q 轴指令电流需要直流给定;

(2) 最低的直流母线 u<sub>de\_min</sub>电压满足以下条件:

 $u_{dc\ min} \ge \sqrt{3\left(u_d^2 + u_a^2\right)} \tag{9}$ 

# 2 基于小电容能量分时控制策略

根据上述分析可知,传统小母线电容驱动系统 的矛盾在于:小母线电容储能少,无法满足低速高 过载稳定运行所需的最低母线电压要求。针对此问 题,提出如图3所示电路拓扑以及基于小电容能量 分时控制策略,其基本思想是:在低转速高过载工 况,根据交流电压的瞬时幅值控制开关器件的开通 和关断。交流电压过零点时,开关器件闭合,避免 小电解电容充电电流过大损坏器件;交流电对小电 解电容充电至设定电压阈值后开关器件断开;母线 电压低于电解电容电压时,电解电容对逆变器放电 以维持母线电压,电机转矩参考设定为直流量,保 证电机最大转矩平稳输出。



图 3 小电容电路拓扑 小电容电路拓扑主要由小容值电解电容(容值≤

100 μf)、电阻、稳压管和功率开关组成。电机在低转速大转矩运行的时候,通过功率开关对电解电容的充放电进行控制,从而维持母线电压不低于电机转矩平稳输出的最低电压阈值。而当电机在高速大功率运行时,控制功率开关断开,将小电解电容切出电路,防止电容纹波电流过大而影响电容寿命。

根据交流电压(幅值或相位)控制电解电容的充 放电,具体可以分为三个模态

(1)充电模态:当交流电压高时对电解电容充电,即交流输入电压经过整流桥向电解电容充电,如图4所示。在第一次对电解电容充电时,充电电流取决于开通时刻母线电压和电阻阻值。



图 4 小电容电路拓扑充放电模态

(2)维持模态:电解电容维持电压取决于功率 开关的关断时刻,即功率开关关断后电解电容电压 值将有一段时间保持不变,直到交流电压绝对值小 于电解电容电压维持值,如图5所示。



图 5 小电容电路拓扑效果示意图

(3)放电模态:当交流电压绝对值小于电解电容电压值时,电解电容与薄膜电容并联,共同向逆变器放电。放电模态电解电容和薄膜电容的并联实现了母线电容值的等效放大,避免出现周期性的转短波动,如图5所示。

## 3 基于可变电容的电流谐波抑制策略

前述提出的基于小电容能量分时控制技术可以 满足低速高过载工况需求,而新增的小电解电容充 电过程会在网侧电流上叠加谐波电流,导致网侧谐 波电流无法满足国标要求。针对此问题,提出了可 可变电容技术旨在抑制网侧电流谐波,电路拓 扑如图 6 所示,主要由可控制的小电解电容单元和 小薄膜电容两部分组成,其中 C1、C2 为小电解电 容,C3 为薄膜电容,R1、R2 为均压电阻,D1、 D2、D3、D4 为二极管,SCR 为晶闸管。



图 6 可变电容技术拓扑及电压波形

根据电机的输出功率匹配不同的工作模式,以 区分低速工况和高速工况,控制晶闸管开关,模式 匹配控制框图如图7所示。根据电机的输出功率与 预设的功率阈值 P\_ref 比较来确定电机的工作状态。 预设的功率阈值是根据小电解电容的规格设定,确 保小电解电容工作时的纹波电流和纹波电压满足其 规格要求。



#### 图 7 模式匹配控制框图

(1) 若电机输出功率小于或等于预设的阈值, 转矩电流指令 *i*<sub>q\_ref</sub>为直流量 *i*<sub>q\_de</sub>,并且晶闸管 SCR 常开,小电解电容接入母线,可正常充放电;

(2)若电机输出功率大于预设的阈值,转矩电流指令*i*<sub>q\_ref</sub>为直流量*i*<sub>q\_ac</sub>,并且晶闸管 SCR 常关,直流母线上只有薄膜电容 C3,该状态拓扑与传统小母线电容拓扑一致。

根据不同的工作模式,直流母线电容的工作状

态可分为四种:

状态1:小电解电容串联充电状态。

如图 8 所示, 晶闸管闭合, 当交流电压幅值 V<sub>ae</sub> 大于小电解电容电压 V<sub>C1</sub>和 V<sub>C2</sub>之和时, 小电解电容 C1、C2 通过二极管 D2 和晶闸管 SCR 串联, 交流电 同时给两电容串联充电和给逆变器供电。



图 8 小电解电容串联充电

充电状态:

$$V_{\rm ac} > V_{\rm C1} + V_{\rm C2} \tag{10}$$

充电结束后,两电容的电压为直流母线电压最 大电压的一半。充电状态下,母线电容容值 C<sub>de</sub>为

$$C_{\rm dc} = \frac{1}{2}C_{\rm scap} + C_{\rm fcap} \tag{11}$$

式中, $C_{dc}$ 为直流母线电容容值, $C_{scap}$ 为小电解电容容值电容, $C_{fcap}$ 为薄膜电容容值。

状态2:小母线电容控制状态。



#### 图 9 传统小容值母线电容状态

如图9所示,晶闸管闭合,当交流电压介于两 小电解电容电压之和和单个电解电压之间时,交流 电只给逆变器供电。

$$V_{\rm C1} \text{ or } V_{\rm C2} < V_{\rm ac} < V_{\rm C1} + V_{\rm C2}$$
 (12)

该状态小电解电容既不充电也不放电。该状态 拓扑与传统小容值母线电容拓扑一致,母线电容容 值 C<sub>de</sub>为

$$C_{\rm dc} = C_{\rm fcap} \tag{13}$$

状态3:小电解电容并联放电状态。

如图 10 所示,晶闸管闭合,当交流电压幅值小 于小电解电容 C1 或 C2 电压时,即交流电压幅值小 于其最大值一半时,小电解电容 C1、C2 分别通过 二极管 D3、D1 和 D4 并联,向直流母线放电,以维 持母线电压。

放电状态:





#### 图 11 传统小容值母线电容状态

如图 11 所示, 晶闸管打开, 小电解电容 C1 和 C2 切出母线,母线上只有薄膜电容 C3,该状态拓 扑与传统小母线电容拓扑一致,可以通过控制电机 的输出功率的方法控制网侧谐波。母线电容容值  $C_{dc}$ 为

$$C_{\rm dc} = C_{\rm fcan} \tag{16}$$

综上所述四种工作状态,提出的控制策略为电 机低速工况,开关器件闭合:当交流电压高于两小 电解电容电压之和时, 交流电同时给两电容串联充 电和给逆变器供电; 当交流电压介于两小电解电容 电压之和和单个电容电压之间时, 交流电只给逆变 器供电: 当交流电压低于单个小电解电容电压时, 两电容并联放电来维持母线电压,交流电流幅值接 近0。实现了交流电压高时,交流电流大;交流电 压低时,交流电流小的效果。控制了网侧电流相位, 降低了网侧电流谐波,同时维持母线电压不低于电 机高过载运行所需最低电压阈值,保证了电机最大 转矩平稳输出; 电机高速工况, 开关器件断开, 两 小电解电容切出电路,通过控制薄膜电容和逆变器 瞬时功率控制网侧电流谐波。

#### 4 实验验证

为了验证本文提出的基于小电容能量分时控制策 略和可变电容网侧谐波抑制技术的实际效果,搭建硬 件控制平台如图 12 所示, 电机参数如表1 所示。



图 12 可变电容控制硬件平台 表

1 11/1/2/31
-------------

参数	参数值
相电阻/Ω	2.45
D轴电感/mH	16.09
Q轴电感/mH	20.36
磁链/Wb	0.0704
极对数	4

在相同的低速高过载工况下,采用如图3所示 的交轴电流给定方式,主要从母线电压波形、转矩 脉动效果和带载性能三个方面进行对比。



#### 图 13 母线电压和转矩波动对比波形

由母线电压对比波形可知:传统小容值母线电 容驱动系统仅有一个小容值的薄膜电容,在低速高 过载工况下,母线电压跌落,转矩电流同频波动, 如图 13(a) 所示。基于小电容能量分时控制的驱动 系统中母线电压跌落较小,最低母线电压值比传统小 容值母线电容驱动系统提高到80V以上,如图13(b) 所示。

由转矩电流波动对比波形可知:传统小容值母线 电容驱动系统在低速高过载工况下,转矩波动很大; 而基于小电容能量分时控制的驱动系统转矩波动很小。 根据低速最大带载能力对比测试可知,传统小母线电容 驱动系统的最大带载能力为 2.2 Nm;而基于小电容 能量分时控制的驱动系统最大带载能力为2.55 Nm, 与有电解电容驱动系统的转矩波动水平相当。

表2 低速带载能力对比

方案	最大带载能力/Nm
大电解电容驱动系统	2. 55
传统小母线电容驱动系统	2.2
基于小电容能量分时控制驱动系统	2.55

根据以上分析和测试结果可知,基于小电容能 量分时控制的驱动系统低速带载性能相比于传统的 小母线电容电机驱动方案提升了15.9%,与大电解 电容电机驱动方案相当。用此技术方案的转矩波动 相比于传统的小容值母线电容电机驱动方案转矩波 动大大减小,与大电解电容电机驱动方案相当如图 14 所示,可以有效抑制因周期性转矩波动引起的系 统共振和噪音。



图 14 不同方案的系统噪音对比

基于可变电容的网侧电流谐波抑制技术根据不 同工况自动匹配不同的控制方法,自动匹配切换小 电解电容。该方案在高速工况网侧谐波方案与传统 小母线电容及控制方案一致,谐波满足 GB 17625.1 -2012 标准,此处不再分析。本文关注解决的问题 主要在低速高过载工况,因此分别对比改进前后以 及传统大电解电容方案的网侧电流谐波性能,如图 15、图 16、图 17 所示。FFT 分析结果如图 18 所示, 可变电容网侧谐波抑制技术的谐波电流满足 GB 17625.1-2012 标准。



图 15 传统小容值母线电容方案网侧电流波形



图 16 基于小电容的能量分时控制方案网侧电流波形



## 5 结 语

针对传统小母线电容电机驱动系统的电机低速 过载能力不足,以及由倍频于电网频率的转矩波动 衍生的低频噪音问题,提出基于小电容能量分时控 制的低速高过载驱动技术。用小容值薄膜母线电容 替换大容值电解母线电容,并设计了小容值电解电 容控制电路和控制算法,根据交流电压相位和幅值 控制小容值电解电容充放电,维持电机低速运行所 需母线电压,保证电机低速最大转矩平稳输出,解 决了小母线电容驱动方案电机低速过载能力不足及 转矩波动衍生的噪音问题。使电机低速过载能力较 传统小母线电容控制方案提升了15.9%,声品质与 大电解电容方案持平。提出基于可变电容的网侧谐 波电流抑制技术,设计变母线电容控制电路和控制 算法,通过控制母线电容充放电时串并联切换,降低 了网侧电流谐波幅值,维持母线电压,突破小母线电 容驱动方案网侧电流谐波与电机低速过载能力不可兼 得的问题。并保证全工况下网侧电流谐波都满足 GB 17625.1-2012标准, 电机低速过载能力与大电解驱 动方案相当,体积比大电解驱动系统减小了50%。

# 九开关逆变器供电的双 Y 移 30° PMSM 开路故障诊断

刘陵顺1,李永恒2,葛宝川1

(1. 海军航空大学 航空基础学院,山东 烟台 264001; 2. 92781 部队,海南 三亚 572029)

**摘 要:**本文在双Y移30°PMSM逻辑动态模型基础上,提出一种九开关变换器开关管开路故障诊断方法。建立九 开关变换器开关管通断信号与电机相电压之间的逻辑关系,推导出电机驱动系统逻辑动态模型,通过逻辑动态模型 提供的电压先验信息与含有故障信息的电压实际输出值比较,提取故障信息,可对任一开关管开路故障进行准确 定位。

# Open Circuit Fault Diagnosis Method for Dual Y Shift 30 Degrees PMSM Supplied by Nine-switch Converter

LIU Lingshun<sup>1</sup>, LI Yongheng<sup>2</sup>, GE Baochuan<sup>1</sup>

(1. Institute of Aviation Basic, Naval Aviation University, Yantai Shandong 264001, China;
2. The 92781th Unit of PLA, Sanya Hainan 572029, China)

**Abstract**: A nine-switch converter open circuit fault diagnosis method was proposed based on dual Y shift 30 degrees PMSM logic dynamic model. The logical relationship between switch on-off signal of nine-switch converter and motor phase voltage was established, and then logic dynamic model of motor drive system was derived. The voltage prior information provided by logic dynamic model was compared with the voltage actual output value containing fault information. By extracting fault information, one switch tube open circuit fault can be accurately located.

Key words: nine-switch converter; dual Y shift 30 degrees PMSM; fault diagnosis

# 0 引 言

多相电机工作时,逆变器开关管或者电机绕组 故障,会导致电机转速不稳,甚至出现停转事故。 当故障发生时,首先要对故障位置进行诊断、隔离, 然后针对故障开关管或电机绕组进行容错控制,保 证系统正常运行<sup>[15]</sup>。文献[6]在 PMSM 逻辑动态模 型基础上,提出一种逆变器开路故障诊断方法。通 过提取电机相电压中包含的故障信息,准确定位逆 变器故障开关管位置。文献[7]将 SVPWM 算法应用 于 T 型逆变器的开路故障诊断。通过分析 T 型逆变 器开路故障后的输出电流,结合有源电力滤波器的 特性,提出垂直和水平桥臂的容错控制方法。文献 [8]针对五相 PMSM 定子绕组开路故障,提出一种 电流容错控制方法。建立电机在一相绕组开路故障 下的解耦空间方程,通过设置坐标系下的电流约束 方程,

实现绕组故障下的容错运行。文献[9]建立六 相感应电机缺相情况下的电压方程,通过 SVPWM 控制方法,提出一种电机直接转矩容错控制方法, 降低缺相情况下的定子电流谐波含量。

双 Y 移 30°PMSM 通过九开关变换器驱动,变换器开关数目众多,在系统高频运行时,开关损耗随之升高。九开关变换器优点在于通过中间三个开关管的复用实现对电机的驱动。此时中间开关管的负担较重,对功率变换阶段的故障较为敏感,开关管开路故障发生频繁。当故障发生时,首先要对故障开关管的位置进行诊断、隔离,然后针对故障开关

收稿日期: 2022-10-26

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51377168)

作者简介:刘陵顺(1969),男,博士,研究方向为电机与控制研究。 李永恒(1989),男,博士,研究方向为电机控制与算法研究。 葛宝川(1993),男,硕士,研究方向为电机与控制研究。

管进行容错控制,保证系统正常运行。因此,开关 管故障的检测和定位显得尤为重要。

本文基于双Y移30°PMSM逻辑动态模型提出一种九开关变换器开关管开路故障诊断方法。在考虑 开关管PWM死区调制情形下,定义电机绕组端对地 电压与开关管通断之间的逻辑关系,推导出电机驱 动系统逻辑动态模型,实现混杂系统连续时间变量 与离散事件变量的统一。通过逻辑动态模型提供的 电压先验信息与含有故障信息的电压实际输出值进 行比较并提取故障信息,实现对任一开关管开路故 障或者同一桥臂两开关管同时开路故障进行准确 定位。

# 双 Y 移 30° PMSM 逆变器开路故障 诊断方法

#### 1.1 电机逻辑动态模型的建立

双 Y 移 30°PMSM 驱动系统由九开关变换器、双 Y 移 30°PMSM、数字控制器以及直流输入环节组成, 如图 1 所示。





双 Y 移 30°PMSM 驱动系统是典型的混杂系统。 电机具有两个独立的中性点 N、N',定子 A、B、C 相与中性点 N 对应,定子 X、Y、Z 相与中性点 N' 对应。列出电机在六相静止坐标系下的数学模型为

$$u_{\rm s} = R_{\rm s} i_{\rm s} + \frac{\mathrm{d}(L_{\rm s} i_{\rm s})}{\mathrm{d}t} + e_{\rm s} \tag{1}$$

式中,  $u_{s} = [u_{AN}, u_{BN}, u_{CN}, u_{XN'}, u_{YN'}, u_{ZN'}]^{T}$  为电 机定子绕组六相相电压,  $i_{s} = [i_{A}, i_{B}, i_{C}, i_{D}, i_{X}, i_{Y}, i_{Z}]^{T}$  为六相电流,  $R_{s}$ 、 $L_{s}$  分别为电机电阻和电 感,  $e_{s}$  为电机反电动势。

九开关变换器开关管通过逻辑信号的通断,给 双 Y 移 30°PMSM 供电。开关管通断相当于混杂系统 的离散事件变量,电机六相相电压相当于连续时间 变量。如果将开关信号通过逻辑编程,代入到式 (1)中,则可建立离散事件变量与连续时间变量的 耦合关系,为后面建立逻辑动态模型打下基础。

根据图1,可得电机相电压与电机定子绕组接 线端对地电压之间的关系为

$\begin{bmatrix} u_{AN} \end{bmatrix}$		2	- 1	- 1			٦	$\begin{bmatrix} u_{Ag} \end{bmatrix}$
$u_{\rm BN}$		- 1	2	- 1		0		$u_{ m Bg}$
u <sub>cn</sub>	_ 1	- 1	- 1	2				$u_{ m Cg}$
$u_{\mathrm{XN}'}$	- 3				2	- 1	-1	$u_{\rm Xg}$
$u_{{ m YN}'}$			0		- 1	2	- 1	$u_{ m Yg}$
$u_{\mathrm{ZN}'}$ -		_			- 1	- 1	2 ]	$\begin{bmatrix} u_{\mathrm{Zg}} \end{bmatrix}$
								(2)

从图 1 可以看出, 电压  $u_{Ag}$ 、 $u_{Xg}$ 大小取决于开关 管 S<sub>1</sub>、S<sub>4</sub>、S<sub>7</sub>的通断, 电压  $u_{Bg}$ 、 $u_{Yg}$ 大小取决于开 关管 S<sub>2</sub>、S<sub>5</sub>、S<sub>8</sub>的通断, 电压  $u_{Cg}$ 、 $u_{Zg}$ 大小取决于 开关管 S<sub>3</sub>、S<sub>6</sub>、S<sub>9</sub>的通断。

定义S=1为开关管导通,S=0为开关管关断,  $\eta$ =1为定子绕组电流从绕组端流入中性点, $\eta$ =0为 电流从中性点流出至绕组端。以a相桥臂为例进行 分析。在理想情况下,忽略开关管 PWM 死区调制, 电压  $u_{Ag}$ 、 $u_{Xg}$ 大小与定子绕组电流方向无关。电压  $u_{Ag}$ 取决于开关管 S<sub>4</sub>、S<sub>7</sub>信号"与非"运算,再与开 关管 S<sub>1</sub>信号进行"与"运算。即当 S<sub>1</sub>=0,S<sub>4</sub>=1, S<sub>7</sub>=1时, $u_{Ag}$ =0;当 S<sub>1</sub>=1,S<sub>4</sub>=0,S<sub>7</sub>=1时,  $u_{Ag}$ =V<sub>dc</sub>;当 S<sub>1</sub>=1,S<sub>4</sub>=1,S<sub>7</sub>=0时, $u_{Ag}$ =V<sub>dc</sub>。电 压  $u_{Xg}$ 取决于开关管 S<sub>1</sub>、S<sub>4</sub>信号"与"运算,再与开 关管 S<sub>7</sub>信号"非"运算后的结果进行"与"运算。即 当 S<sub>1</sub>=0,S<sub>4</sub>=1,S<sub>7</sub>=1时, $u_{Xg}$ =0;当 S<sub>1</sub>=1, S<sub>4</sub>=0,S<sub>7</sub>=1时, $u_{Xg}$ =0;当 S<sub>1</sub>=1,S<sub>4</sub>=1,S<sub>7</sub>=0 时, $u_{Xg}$ =V<sub>dc</sub>。

在实际应用中,九开关变换器由于开关频率高, 有必要在 PWM 波形中设置死区,以防止直流侧母线 电压出现短路情况。对九开关变换器来说,死区设 置有四种情况,即(1)S<sub>1</sub>=0,S<sub>4</sub>=0,S<sub>7</sub>=1,(2) S<sub>1</sub>=1,S<sub>4</sub>=0,S<sub>7</sub>=0,(3)S<sub>1</sub>=0,S<sub>4</sub>=1,S<sub>7</sub>=0, (4)S<sub>1</sub>=0,S<sub>4</sub>=0,S<sub>7</sub>=0。其中,第一种情况对于 A 相输出口是死区设置,对于 X 相输出口不是死区 设置。第二种情况对于 A 相输出口不是死区设置, 对于 X 相输出口均是死区设置。第三、四种情况对于 A 相、X 相输出口均是死区设置。根据 A 相、X 相 电流方向,每一种情况又分为四个部分,故一共有 16 种死区设置方式。当 $\eta_A$ =1, $\eta_X$ =0时,死区的 四种情况的电流方向如图 2 所示。





电压 u<sub>Ag</sub>首先取决于 A 相输出口上、下开关管通断,遇到逆变器死区时,再根据 A 相绕组电流方向确定电压 u<sub>Ag</sub>大小。同理求得同一桥臂电压 u<sub>Xg</sub>大小。

在考虑开关管 PWM 死区调制情况下,可得 A 相、X 相绕组端对地电压  $u_{Ag}$ 、 $u_{Xg}$ 如表 1 所示。

表1 A相、X相绕组端对地电压

	$S_1$	$S_4$	$S_7$	$oldsymbol{\eta}_{ ext{A}}$	$\eta_{\mathrm{X}}$	$u_{ m Ag}$	$u_{\rm Xg}$		$S_1$	$S_4$	$S_7$	$oldsymbol{\eta}_{ ext{A}}$	$\eta_{\mathrm{X}}$	$u_{ m Ag}$	$u_{\rm Xg}$
1	0	1	1	×	×	0	0	11	1	0	0	0	0	$V_{ m dc}$	$V_{\rm dc}$
2	1	0	1	×	×	$V_{\rm dc}$	0	12	0	1	0	1	1	0	0
3	1	1	0	×	×	$V_{\rm dc}$	$V_{\rm dc}$	13	0	1	0	1	0	0	$V_{\rm dc}$
4	0	0	1	1	1	0	0	14	0	1	0	0	1	$V_{ m dc}$	0
5	0	0	1	1	0	0	0	15	0	1	0	0	0	$V_{ m dc}$	$V_{\rm dc}$
6	0	0	1	0	1	$V_{\rm dc}$	0	16	0	0	0	1	1	0	0
7	0	0	1	0	0	$V_{\rm dc}$	0	17	0	0	0	1	0	0	$V_{\rm dc}$
8	1	0	0	1	1	$V_{\rm dc}$	0	18	0	0	0	0	1	$V_{ m dc}$	0
9	1	0	0	1	0	$V_{ m dc}$	$V_{ m dc}$	19	0	0	0	0	0	$V_{ m dc}$	$V_{\rm dc}$
10	1	0	0	0	1	$V_{\rm dc}$	0								

根据表1,推导出A相、X相、B相、C相、Y uzg表达式为

相、Z相绕组端对地电压 $u_{Ag}$ 、 $u_{Xg}$ , $u_{Bg}$ 、 $u_{Cg}$ 、 $u_{Yg}$ 、

$$\begin{cases} u_{Ag} = V_{dc} \cdot \varepsilon_{1} = V_{dc} \cdot \overline{S_{4}} \overline{S_{7}} \left( S_{1} + \overline{S_{1}} \overline{\eta_{1}} \right) \\ u_{Xg} = V_{dc} \cdot \varepsilon_{4} = V_{dc} \cdot \overline{S_{7}} \left( S_{1} S_{4} + \overline{S_{1}} \overline{S_{4}} \overline{\eta_{X}} \right) \\ u_{Bg} = V_{dc} \cdot \varepsilon_{2} = V_{dc} \cdot \overline{S_{5}} \overline{S_{8}} \left( S_{2} + \overline{S_{2}} \overline{\eta_{B}} \right) \\ u_{Cg} = V_{dc} \cdot \varepsilon_{3} = V_{dc} \cdot \overline{S_{6}} \overline{S_{9}} \left( S_{3} + \overline{S_{3}} \overline{\eta_{c}} \right) \\ u_{Yg} = V_{dc} \cdot \varepsilon_{5} = V_{dc} \cdot \overline{S_{8}} \left( S_{2} S_{5} + \overline{S_{2}} \overline{S_{5}} \overline{\eta_{Y}} \right) \\ u_{Zg} = V_{dc} \cdot \varepsilon_{6} = V_{dc} \cdot \overline{S_{9}} \left( S_{3} S_{6} + \overline{S_{3}} \overline{S_{6}} \overline{\eta_{Z}} \right) \end{cases}$$

$$(3)$$

将式(3)代入式(2),可得

$$\begin{bmatrix} u_{AN} \\ u_{BN} \\ u_{CN} \\ u_{XN'} \\ u_{YN'} \\ u_{ZN'} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 & & & \\ -1 & 2 & -1 & 0 & & \\ -1 & -1 & 2 & & & \\ & & 2 & -1 & -1 \\ & & & 2 & -1 & -1 \\ & & & & -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_4 S_4 (S_1 + S_1 \eta_A) \\ \overline{S_5 S_8} (S_2 + \overline{S_2} \overline{\eta_B}) \\ \overline{S_6 S_9} (S_3 + \overline{S_3} \overline{\eta_C}) \\ \overline{S_7} (\overline{S_1 S_4} + \overline{S_1 S_4} \overline{\eta_X}) \\ \overline{S_8} (\overline{S_2 S_5} + \overline{S_2 S_5} \overline{\eta_Y}) \\ \overline{S_9} (\overline{S_3 S_6} + \overline{S_3 S_6} \overline{\eta_Z}) \end{bmatrix}$$
(4)

将式(4)代入式(1),可得电机在六相静止坐标系下的状态空间方程为

2

$$\begin{bmatrix} i_{A} \\ \dot{i}_{B} \\ \dot{i}_{C} \\ \dot{i}_{X} \\ \dot{i}_{Y} \\ \dot{i}_{Z} \end{bmatrix} = -L_{s}^{-1}(R_{s} + \dot{L}_{s})\begin{bmatrix} i_{A} \\ i_{B} \\ \dot{i}_{C} \\ \dot{i}_{X} \\ \dot{i}_{Y} \\ \dot{i}_{Z} \end{bmatrix} - L_{s}^{-1}\begin{bmatrix} e_{A} \\ e_{B} \\ e_{C} \\ e_{X} \\ e_{Y} \\ e_{Z} \end{bmatrix} + \frac{1}{3}V_{dc} \begin{bmatrix} e_{A} \\ e_{B} \\ e_{C} \\ e_{X} \\ e_{Y} \\ e_{Z} \end{bmatrix}$$

式(5)为双 Y 移 30°PMSM 驱动系统逻辑动态模 型。将六相相电压通过开关信号逻辑变量来表示, 实现混杂系统中连续时间变量与离散事件变量的 统一。

根据矢量空间解耦变换表达式可得

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} V_{de} \begin{bmatrix} 1 - \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{S_4 S_4 (S_1 + S_1 \eta_A)}{\overline{S}_5 S_8} (S_2 + \overline{S}_2 \overline{\eta_B}) \\ \frac{\overline{S}_6 S_9 (S_3 + \overline{S}_3 \overline{\eta_C})}{\overline{S}_7 (\overline{S}_1 S_4 + \overline{S}_1 S_4 \overline{\eta_X})} \\ \frac{\overline{S}_7 (\overline{S}_1 S_4 + \overline{S}_1 S_4 \overline{\eta_X})}{\overline{S}_9 (\overline{S}_3 S_6 + \overline{S}_3 S_6 \overline{\eta_Z})} \end{bmatrix}$$
(6)

当九开关变换器开关管出现开路故障时,开关 管所在桥臂两个输出口电压发生变化,导致电压 u<sub>a</sub>、 u<sub>8</sub>相对于正常状态会出现畸变。由此可见,开关管 开路故障时,故障信息包含在电压 u<sub>a</sub>、u<sub>b</sub>中。通过 比较电压 u<sub>a</sub>、u<sub>b</sub> 在正常情况下与开路故障情况下的 电压残差,提取故障信息,可准确定位故障开关管。

#### 1.2 逆变器开路故障诊断方法

当九开关变换器开关管处于正常工作状态时, 基于逻辑动态模型输出电压跟踪电压实际输出值, 电压残差为零。当开关管开路故障时,基于逻辑动 态模型输出电压与电压实际输出值之间的电压残差 包含开关管故障信息。通过提取故障信息,可对任 一开关管开路故障或者同一桥臂两开关管同时开路 故障,进行准确定位。

九开关变换器开关管出现开路故障时,系统离 散输出量定义为 $\varepsilon_1|_{s_1=0}$ ,  $\varepsilon_4|_{s_1=0}$ 代表故障开关管的位 置。以 a 桥臂开关管开路故障为例进行说明。

(a) 某一开关管开路故障

当开关管 S<sub>1</sub> 开路故障时,此时电压实际输出值 出现畸变,系统实际输出电压离散量  $\varepsilon_1$   $_{S_1=0}$ 、 $\varepsilon_4$   $_{S_1=0}$ 分别为

$$\begin{cases} \varepsilon_1 \mid_{S_1=0} = \overline{S_4 S_7} \ \overline{\eta_A} \\ \varepsilon_4 \mid_{S_1=0} = \overline{S_7} \ \overline{\eta_X} \end{cases}$$
(7)

根据式(6)、式(7), 电压残差  $E_{\alpha}$ 、 $E_{\beta}$ 分别为

$$E_{\alpha} = \frac{1}{3} V_{dc} \left( \varepsilon_{1} - \varepsilon_{1} \Big|_{S_{1}=0} \right) + \frac{\sqrt{3}}{6} V_{dc} \left( \varepsilon_{4} - \varepsilon_{4} \Big|_{S_{1}=0} \right) = \frac{1}{3} V_{dc} \cdot S_{1} \overline{S_{4}} \overline{S_{7}} \eta_{A} + \frac{\sqrt{3}}{6} V_{dc} \cdot S_{1} S_{4} \overline{S_{7}} \eta_{X}$$

$$(8)$$

$$E_{\beta} = \frac{1}{6} V_{dc} \left( \varepsilon_4 - \varepsilon_4 \Big|_{S_1 = 0} \right) = \frac{1}{6} V_{dc} \cdot S_1 S_4 \overline{S_7} \eta_X$$

式中,  $S_1$ 、 $S_4$ 、 $S_7$ 、 $\eta_A$ 、 $\eta_X$ 分别为离散量, 在0 或 者1之间取值,故电压残差 $E_{\alpha}$ 、 $E_{\beta}$ 同样为电压离散 量。电压残差  $E_a$  为 0、 $\sqrt{3}V_{dr}/6$ 、 $V_{dr}/3$ 、(2 +  $\sqrt{3}$ )  $V_{dc}/6$ , 电压残差  $E_{\beta}$  为0、 $V_{dc}/6$ 。

当开关管 S<sub>4</sub> 开路故障时,系统实际输出电压离 散量  $\varepsilon_1$   $\varepsilon_{4=0}$ 、  $\varepsilon_4$   $\varepsilon_{4=0}$ 分别为

$$\begin{cases} \varepsilon_1 |_{S_4=0} = S_1 + \overline{S_1} \ \overline{\eta_A} \\ \varepsilon_4 |_{S_4=0} = \overline{S_7} \ \overline{\eta_X} \end{cases}$$
(9)

根据式(6)、式(9)、电压残差 
$$E_{\alpha}$$
、  $E_{\beta}$  分别为  

$$\begin{cases}
E_{\alpha} = \frac{1}{3} V_{dc} (\varepsilon_{1} - \varepsilon_{1} |_{S_{4}=0}) + \frac{\sqrt{3}}{6} V_{dc} (\varepsilon_{4} - \varepsilon_{4} |_{S_{4}=0}) = \\
-\frac{1}{3} V_{dc} \cdot [S_{4} S_{7} (S_{1} + \overline{S_{1}} \overline{\eta_{A}})] + \frac{\sqrt{3}}{6} V_{dc} \cdot S_{1} S_{4} \overline{S_{7}} \eta_{X} \\
E_{\beta} = \frac{1}{6} V_{dc} (\varepsilon_{4} - \varepsilon_{4} |_{S_{4}=0}) = \frac{1}{6} V_{dc} \cdot S_{1} S_{4} \overline{S_{7}} \eta_{X}
\end{cases}$$
(10)

由上式可知, 当 $S_1$ 取1,  $S_4$ 取1,  $S_7$ 取0,  $\eta_x$ 取1时, 电压残差  $E_{\alpha}$  为 $\sqrt{3}V_{dc}/6$ 。即无论  $S_1$ 、 $S_4$ 、  $S_7$ 、 $\eta_A$ 、 $\eta_X$ 如何取值, 电压残差  $E_a$ 均不可能为 - $(2 - \sqrt{3}) V_{dc}/6$ 。故电压残差  $E_{a}$  为 -  $V_{dc}/3$ 、0、 $\sqrt{3}$  $V_{dc}/6$ , 电压残差  $E_{\beta}$  为0、 $V_{dc}/6$ 。

当开关管 S7 开路故障时,系统实际输出电压离 散量  $\varepsilon_1$   $\varsigma_{7=0}$ 、 $\varepsilon_4$   $\varsigma_{7=0}$ 分别为

$$\begin{cases} \varepsilon_1 \Big|_{S_7=0} = S_1 + \overline{S_1} \overline{\eta_A} \\ \varepsilon_4 \Big|_{S_2=0} = S_1 S_4 + \overline{S_1} S_4 \overline{\eta_X} \end{cases}$$
(11)

根据式(6)、式(11), 电压残差 
$$E_{\alpha}$$
、 $E_{\beta}$ 分别为  

$$E_{\alpha} = \frac{1}{3} V_{dc} (\varepsilon_{1} - \varepsilon_{1} |_{S_{7}=0}) + \frac{\sqrt{3}}{6} V_{dc} (\varepsilon_{4} - \varepsilon_{4} |_{S_{7}=0}) = -\frac{1}{3} V_{dc} \cdot S_{4} S_{7} (S_{1} + \overline{S_{1}} \overline{\eta_{A}}) - \frac{\sqrt{3}}{6} V_{dc} \cdot S_{7} (S_{1} S_{4} + \overline{S_{1}} S_{4} \overline{\eta_{X}})$$

$$\left| E_{\beta} = \frac{1}{6} V_{de} \left( \varepsilon_4 - \varepsilon_4 \Big|_{S_7 = 0} \right) = -\frac{1}{6} V_{de} \cdot S_7 \left( S_1 S_4 + \overline{S_1 S_4} \, \overline{\eta_X} \right) \right|$$
(12)

由上式可知,电压残差  $E_{\alpha}$  为 –  $(2 + \sqrt{3}) V_{dc}/6$ 、同理,可求 -  $V_{dc}/3$ 、 –  $\sqrt{3}V_{dc}/6$ 、0,电压残差  $E_{\beta}$  为 –  $V_{dc}/6$ 、0。 表 2 某一开关管开路故障时的电压残差

同理,可求得开关管 *S*<sub>2</sub>、*S*<sub>3</sub>、*S*<sub>5</sub>、*S*<sub>6</sub>、*S*<sub>8</sub>、*S*<sub>9</sub> 开路故障时的电压残差如表 2 所示。

故障	$E_{lpha}$	$E_{eta}$
$S_1$	$0, \frac{\sqrt{3}}{6}V_{\rm dc}, \frac{1}{3}V_{\rm dc}, \frac{2+\sqrt{3}}{6}V_{\rm dc}$	$0, \frac{1}{6}V_{ m dc}$
$S_2$	$-\frac{1+\sqrt{3}}{6}V_{\rm dc}, -\frac{\sqrt{3}}{6}V_{\rm dc}, -\frac{1}{6}V_{\rm dc}, 0$	$0, \ \frac{1}{6}V_{dc}, \ \frac{\sqrt{3}}{6}V_{dc}, \ \frac{1+\sqrt{3}}{6}V_{dc}$
$S_3$	$-\frac{1}{6}V_{dc}$ , 0	$-\frac{2+\sqrt{3}}{6}V_{dc}$ , $-\frac{3}{3}V_{dc}$ , $-\frac{\sqrt{3}}{6}V_{dc}$ , 0
$S_4$	$-\frac{1}{3}V_{\rm dc}$ , 0, $\frac{\sqrt{3}}{6}V_{\rm dc}$	$0, \frac{1}{6}V_{ m dc}$
$S_5$	$-\frac{\sqrt{3}}{6}V_{\rm dc}$ , 0, $\frac{1}{6}V_{\rm dc}$	$-rac{\sqrt{3}}{6}V_{ m dc}$ , 0, $rac{1}{6}V_{ m dc}$
$S_6$	$0, \frac{1}{6}V_{de}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$ , 0, $\frac{\sqrt{3}}{6}V_{dc}$
$S_7$	$-\frac{2+\sqrt{3}}{6}V_{de},  -\frac{1}{3}V_{de},  -\frac{\sqrt{3}}{6}V_{de},  0$	$-rac{1}{6}V_{ m dc}$ , 0
$S_8$	$0, \ \frac{1}{6}V_{dc}, \ \frac{\sqrt{3}}{6}V_{dc}, \ \frac{1+\sqrt{3}}{6}V_{dc}$	$-rac{1+\sqrt{3}}{6}V_{ m dc}$ , $-rac{\sqrt{3}}{6}V_{ m dc}$ , $-rac{1}{6}V_{ m dc}$ , $0$
$S_9$	$0, \frac{1}{6}V_{ m dc}$	$0, \ \frac{\sqrt{3}}{6}V_{\rm dc}, \ \frac{1}{3}V_{\rm dc}, \ \frac{2+\sqrt{3}}{6}V_{\rm dc}$
$S_{6}, S_{9}$	$0, \ \frac{1}{6}V_{\rm dc}$	$-\frac{2+\sqrt{3}}{6}V_{dc}, -\frac{1}{3}V_{dc}, -\frac{\sqrt{3}}{6}V_{dc}, -\frac{2-\sqrt{3}}{6}V_{dc}, 0, \frac{2-\sqrt{3}}{6}V_{dc}, \frac{\sqrt{3}}{6}V_{dc}, \frac{1}{3}V_{dc}, \frac{2+\sqrt{3}}{6}V_{dc}$
		200

# 2 仿真结果分析

为验证双 Y 移 30°PMSM 逆变器开路故障诊断方 法的有效性,以开关管 S<sub>1</sub> 开路故障为例,进行仿真 验证,如图 3~图 6 所示。



图 3 开关管 S<sub>1</sub> 开路故障时的电机电流波形





电机正常起动后,在 0.5 s 时开关管 S<sub>1</sub> 发生开路故障,电机电流、出现畸变,电机实际输出电压、为离散量。通过将基于逻辑动态模型输出电压与电压实际输出值进行比较,可得电压残差  $E_{\alpha}$  取值 0、86.6、100、186.6,电压残差  $E_{\beta}$  取值 0、50,符合表 2 给出的开关管 S<sub>1</sub> 开路故障情况。



图 6 开关管 S<sub>1</sub> 开路故障时的电压残差波形

### 3 结 论

本文在双Y移30°PMSM驱动系统逻辑动态模型基础上,提出一种九开关变换器开关管开路故障诊断方法。建立电机相电压与开关管通断之间的逻辑关系,推导出电机驱动系统逻辑动态模型。通过比较逻辑动态模型提供的电压先验信息与含有故障信息的电压实际输出值,可对任一开关管开路故障进行准确定位,仿真结果证明了方法的有效性。

### 参考文献

- [1] 安群涛,孙力,孙立志,等.三相逆变器开关管故障诊断方法研究进展[J].电工技术学报,2011,26(4):135-144.
- [2] Han J, Song J H, Choi K H. Diagnosis of Induction Motor Faults Using Inverter Input Current Analysis [J]. Academia-Industrial Cooperation Society, 2016, 17(7): 492-498.
- [3] Rajeswaran N, Swarupa M L, Rao T S, et al. Hybrid Artificial Intelligence Based Fault Diagnosis of SVPWM Voltage Source Inverters for Induction Motor[J]. Materials Today Proceedings, 2018, 5(1): 565-571.
- [4] Chen Q, Liu G, Zhao W, et al. Asymmetrical SVPWM Fault-tolerant Control of Five-phase PM Brushless Motors [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2017, 32(1): 12-22.
- [5] Zhou Y, Lin X, Cheng M. A Fault-tolerant Direct Torque Control for Six-phase Permanent Magnet Synchronous Motor with Arbitrary Two Opened Phases Based on Modified Variables[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2016, 31(2): 549-556.
- [6] 张晓光,李正熙.无电压传感器逆变器开路故障诊断方法[J].
   电机与控制学报,2016,20(4):84-92.
- [7] 张建忠, 耿治, 徐帅. 基于 T 型逆变器的 APF 故障诊断与容错 控制[J]. 中国电机工程学报, 2018, 29: 1-12.
- [8] 高宏伟,杨贵杰,刘剑.五相永磁同步电机容错控制策略[J].
   电机与控制学报,2014,18(6):61-65.
- [9] 耿乙文, 鲍宇, 王昊, 等. 六相感应电机直接转矩及容错控制[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(21): 5947-5956.

# 永磁同步电机电流预测控制静差消除方法及 其灵敏度分析

林 立<sup>1</sup>,王 桐<sup>1</sup>,刘艺凡<sup>2</sup>,柳舟洲<sup>1</sup>,张鹏涛<sup>1</sup>,李轶伟<sup>1</sup>

(1. 西安微电机研究所有限公司,西安710077;2. 陆装西安局第八军代室,西安710043)

**摘 要:** 传统的电流预测控制(dPCC)在电机实际参数与模型参数不一致以及逆变器死区等非理想因素的影响下会存 在如电流跟随速度减慢、震荡以及稳态误差等问题,会大大影响永磁同步电机的控制性能。本文针对带有延时补偿的 电流预测控制提出了一种误差消除方法,采用 dPCC 与积分补偿结合的方法消除了稳态误差,提高了鲁棒性。考虑到 积分补偿会影响 dPCC 算法的收敛域,本文采用 z 域分析方法,通过传递函数的方法对所提出算法进行了关于电阻、 电感以及磁链误差的灵敏度分析。文章最后通过 Matlab/Simulink 仿真验证了所提出方法的有效性和正确性。 关键词:电流预测;误差消除;积分补偿

中图分类号: TP272 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2023)05-0053-05

# Static Error Elimination Method and its Sensitivity Analysis of PMSM Current Predictive Control

LIN Li<sup>1</sup>, WANG Tong<sup>1</sup>, LIU Yifan<sup>2</sup>, LIU Zhouzhou<sup>1</sup>, ZHANG Pengtao<sup>1</sup>, LI Yiwei<sup>1</sup> (1. Xi' an Micromotor Research Institute, Xi' an 710077, China;

2. The Eighth Military Representitive Office of Land Equipment Department Xi' an Bureau,

Xi' an 710043, China)

Abstract: The traditional current predictive control (dPCC) has some problems, such as current following speed slowing down, oscillation and steady state error, when the actual parameters of the motor are not in accordance with the model parameters and the dead time of the inverter is not ideal, it will greatly affect the control performance of PMSM. This paper presented an error elimination method for current predictive control with time-delay compensation, which combined dPCC with integral compensation to eliminate steady-state error and improve robustness. Considering the influence of integral compensation on the convergence region of dPCC algorithm, the Z-domain analysis method was adopted in this paper, the sensitivity analysis of the resistance, inductance and flux error of the proposed algorithm was carried out by the method of transfer function. Finally, the validity and correctness of the proposed method were verified by Matlab/Simulink simulation. Key words: current predictive; error elimination; integral compensation

# 0 引 言

永磁同步电机(PMSM)由于具有高可靠性、高 功率密度和高效率等优点,被广泛应用于现代高性 能伺服系统中。同时,作为最内环控制器,电流调 节器的性能是判断伺服系统动态性能的主导因素。 考虑到永磁同步电机的非线性和强耦合特性,PI控 制器等传统线性控制器因其响应速度快和精度高之 间的固有矛盾,不适用于高性能伺服系统。因此, 一系列基于现代控制理论的电流环控制先进控制策 略被提出并应用,如模型预测控制(MPC)<sup>[1-2]</sup>、滑模 控制(SMC)<sup>[3]</sup>、自适应控制<sup>[4]</sup>等。近年来,电流预 测控制表现了优异的电流控制特性,相比于 PI 控 制,电流预测控制根据电机的数学模型计算出相应 的参考电压,大大提高了电流响应的动态性能。然 而,考虑到实际电机控制系统与理想模型有一定差 异,比如电机的参数如电阻、电感以及永磁体磁链 与模型设定值不相符时,电流跟随的动态性能会大

收稿日期: 2023-02-22

作者简介:林立(1986),男,工程师,研究方向伺服驱动器开发设计。

大降低。另一方面,未建模因素如逆变器的死区效 应和 IGBT 管压降等会导致稳态误差的存在。为此, 针对上述问题,本文提出一种积分补偿方法,在保 证了电流预测控制的高性能跟随特性的同时,也能 够补偿稳态误差。考虑到积分项会导致电机在参数 不准确情况下收敛域的变化,本文对此影响进行了 定量分析。

# 1 标准带有时延补偿的电流预测控制

永磁同步电机在 k 时刻的离散域数学模型为

 $\mathbf{i}(k+1) = \mathbf{F}(k)\mathbf{i}(k) + \mathbf{G}(k)\mathbf{u}(k) + \mathbf{H}(k) \quad (1)$ 

$$i(k) = \begin{bmatrix} i_d(k) & i_q(k) \end{bmatrix}^{\mathrm{T}};$$

$$u(k) = \begin{bmatrix} u_d(k) & u_q(k) \end{bmatrix}^{\mathrm{T}};$$

$$F(k) = \begin{bmatrix} 1 - TR/L & T\omega_e(k) \\ -T\omega_e(k) & 1 - TR/L \end{bmatrix};$$

$$G(k) = \begin{bmatrix} T/L & 0 \\ 0 & T/L \end{bmatrix};$$

$$H(k) = \begin{bmatrix} 0 \\ -T\psi_e\omega(k)/L \end{bmatrix}$$

式中,  $u_d \ u_q$  为 dq 轴电压;  $i_d \ i_q$  为 dq 轴电流; L 为 dq 轴电感; R 为定子电阻;  $\omega_e$  为转子电角速度;  $\psi_f$  为永磁体磁链。

根据转速环输出的参考电流  $i^*(k+1)$ 以及方程 (1),可以得到电流环控制器的输出参考电压  $\overline{u}(k)$ 形如式(2),即电流预测控制。该电压矢量通过 SVPWM 调制算法后经过逆变器输出到电机侧,达到 想要的控制效果。

$$\overline{\boldsymbol{u}}(k) = \boldsymbol{G}^{-1}(k) \left[ \boldsymbol{i}^* \left( k+1 \right) - \boldsymbol{F}(k) \boldsymbol{i}(k) - \boldsymbol{H}(k) \right]$$
(2)

另外,在实际应用中,基于微处理器的数字化 控制系统不可避免的会带来一个控制周期的延迟, 也就是说,*k*时刻的参考输出电压在*k*+1才能传递 到逆变器,逆变器自身也存在半个周期的时延来将 参考电压输出到实际电机侧。所以,*k*+1时刻的参 考电流量*i*\*(*k*+1)在*k*+2时刻才能被成功跟随, 由此造成的滞后会导致电流响应速度变慢以及震荡 现象,从而极大地降低系统的性能。

为了解决这个问题,参考电压需要提前一个周 期被获得以补偿数字系统带来的固有延迟,从而保 证  $i^*(k+1)$  在 k+1 时刻能被无差跟随。根据式 (2),为了得到  $\overline{u}(k+1)$ ,电机在 k+1 时刻的实际 电流 i(k+1)需要被提前预测。因此,根据电机的数 学模型, 该预测值 $\hat{i}(k+1)$ 可以由式(3)计算。

 $\hat{\boldsymbol{i}}(k+1) = \boldsymbol{F}(k)\boldsymbol{i}(k) + \boldsymbol{G}(k)\boldsymbol{u}(k) + \boldsymbol{H}(k) \quad (3)$ 

通过代入上述已知常数、测量值以及预测值并 加以化简, *k* 时刻的参考电压计算值可以按照式(4) 进行计算。微处理器在 *k* 到 *k* +1 时刻计算出电流控 制器输出的参考电压 *u*(*k* +1),在 *k* +1 时刻瞬间施 加给逆变器,达到延迟补偿的控制效果。

 $\overline{\boldsymbol{u}}(k+1) = \boldsymbol{G}^{-1}(k) [\boldsymbol{i}^*(k+2) - \boldsymbol{T}(k)\boldsymbol{i}(k) - 2\boldsymbol{H}(k)] - \overline{\boldsymbol{u}}(k)$ (4)

其中, 
$$T(k) = \begin{bmatrix} 1 - 2TR/L & 2T\omega_e(k) \\ -2T\omega_e(k) & 1 - 2TR/L \end{bmatrix}$$

# 2 基于积分补偿的误差消除方法以及 灵敏度分析

#### 2.1 积分补偿误差消除方法

将所有未建模扰动以及电机参数误差的影响考 虑成集总扰动,实际的永磁同步电机数学模型为

$$u_d = Ri_d + L \frac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} - Li_q \omega_e + f_d \tag{5}$$

$$u_q = Ri_q + L\frac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t} + Li_d\omega_e + \psi_f\omega_e + f_q \qquad (6)$$

其中,集总扰动 $f_d$ ,  $f_q$  可以表示成如式(7),式(8) 的形式。 $\varepsilon_d$ ,  $\varepsilon_q$  表示实际逆变器所引入的非理想因 素,如死区效应、IGBT 饱和压降以及续流二极管的 导通压降;  $\Delta L = L - L_0$ ,  $\Delta R = R - R_0$ ,  $\Delta \psi_t = \psi_t - \psi_0$ 分别表示电感、电阻和磁链在控制器中所用参数值 和真实值之间的误差:

$$f_d = -\left(\Delta R i_d + \Delta L \frac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} - \Delta L_q \omega_{\mathrm{e}} i_q\right) + \varepsilon_d \qquad (7)$$

$$f_q = -\left(\Delta R i_q + \Delta L \frac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t} - \Delta \psi_{\mathrm{f}} \omega_e - \Delta L \omega_e i_d\right) + \varepsilon_q \ (8)$$

类似的,在考虑上述扰动以及参数误差的情况 下,带有一个控制周期的时延补偿方法的电流预测 控制的输出电压为

$$\boldsymbol{u}(k+1) = \boldsymbol{G}^{-1}(k) \left[ \boldsymbol{i}(k+2) - \boldsymbol{T}(k)\boldsymbol{i}(k) - 2\boldsymbol{H}(k) \right] - \boldsymbol{u}(k) + \left[ \boldsymbol{f}(k) + \boldsymbol{f}(k+1) \right]$$

(9)

可以发现,当集总扰动存在时,式(9)中的最 后一项导致了稳态误差和动态响应变差。因此,按 照式(3)计算得到的参考电压需要加入一项关于扰 动的补偿项从而得到理想的电流跟随特性。针对上 述问题,本文采用并联积分项的方式对传统的电流 预测控制所得输出电压加以补偿,即将参考电流值 和实际电流反馈的偏差积分作为补偿项使得电流环 成为闭环系统,从而消除稳态误差。带有积分补偿 的电流预测控制算法表达式为

$$\overline{\boldsymbol{u}}(k+1) = \boldsymbol{G}^{-1}(k) \left[ \boldsymbol{i}^* \left( k+2 \right) - \boldsymbol{T}(k) \boldsymbol{i}(k) - 2\boldsymbol{H}(k) \right] - \\ \overline{\boldsymbol{u}}(k) + \frac{1}{\tau} \sum_{n=0}^{k} \left[ \boldsymbol{i}^* \left( k \right) - \boldsymbol{i}(k) \right]$$
(10)

其中, 7代表 dq 轴参考电压积分项系数。

理论上讲,由于在稳态条件下式(9)中扰动 $f_d$ 和 $f_q$ 可以近似看成常数项,因此式(10)中的积分项可以将其完全抵消。然而,当电机处于暂态过程时, $f_d$ 和 $f_q$ 中变化的电流微分存在导致其值剧烈的变化,故积分项可能不能及时跟随该变化,导致在暂态过程中只能完成部分补偿。

#### 2.2 灵敏度分析

即使加入了积分补偿,电流控制器的动态性能 依旧在很大程度上由电机参数的准确性决定<sup>[1]</sup>。 另一方面,由文献[5]可知,传统的电流预测控制 在电感误差大于实际电感时会造成系统发散,同 理,有必要讨论本文所提出的误差补偿方法的收敛 域,使得在实际应用中参数设置不至于导致发散。 为了阐述这一问题,下文将根据离散时间传递函数 的理论对该问题进行讨论。由上文可知, dq 轴方 程具有相似的格式,这里采用 d 轴电方程进行具体 分析。假设逆变器具有理想特性,即输出电压与输 入电压完全相等且无延迟, k+2 时刻电机实际电 流为

$$i(k+2) = T_0(k)i(k) + 2H_0(k) + L[i^*(k+2) - T(k)i(k) - 2H(k)] + \frac{1}{\tau}G_0(k)\sum_{n=0}^{k} [i^*(n) - i(n)]$$
(11)

在讨论电感偏差的影响时,假设  $R = R_0$  成立,因此,式(11)可以化简为如式(12)所示的形式。为了消除积分项,对式(12)进行向后一步计算,可以得到如式(13)所示表达式。

$$i_{d}(k+2) = i_{d}(k) + \frac{L}{L_{0}} [i_{d}^{*}(k+2) - i_{d}(k)] +$$

$$\frac{T}{\tau_{d}L_{0}} \sum_{n=0}^{k} [i^{*}(n) - i(n)]$$

$$i_{d}(k+1) = i_{d}(k-1) + \frac{L}{L_{0}} [i_{d}^{*}(k+1) - i_{d}(k-1)] +$$

$$\frac{T}{\tau_{d}L_{0}} \sum_{n=0}^{k-1} [i^{*}(n) - i(n)]$$
(13)

将上述两式相减并进行 z 变换,最终可以得到 从反馈电流到参考电流的离散域传递函数如式(14) 所示。

$$H_{L-PI}(z) = \frac{i_d(z)}{i_d^*(z)} = \frac{z(z^2 \cdot L/L_0 - z \cdot L/L_0 + T/\tau_d L_0)}{z^3 - z^2 + (\Delta L/L_0 + T/\tau_d L_0)z - \Delta L/L_0}$$
(14)

显然,该传递函数是一个三阶系统,在此应用 Jury 稳定性判据来计算收敛域。相应的 Jury 判据表 可以根据<sup>[7]</sup>进行构建。经过化简,带有积分补偿的 电流预测控制关于电感误差的收敛域可以表示成式 (15)所示形式。

$$0 < L/L_0 < 2 - \frac{T}{\tau_d L} = 2 - \frac{T}{\tau'_d}$$
(15)

其中,  $\tau_d = \tau_d L$  表示隐含未知参数  $L_0$  的等效积分增 益,以便于参数调节。另外,通过式(15)可以发现, 当 $\tau_d$  趋近于无穷时,即无积分补偿情况下,收敛域 退化为(0,2),与传统的电流预测控制分析相符。 图 1 描绘了在不同的积分增益下, z 域传递函数式 (14)的极点随着  $L/L_0$  的变化而变化的轨迹。可以看 出,当积分项系数  $T/\tau'_d$  增大时,收敛域逐渐缩小, 其定量关系于式(15)中分析完全符合。



图 1 不同积分增益下极点随着 L/L<sub>0</sub> 的变化轨迹

综上所述,电感误差会使得本文所提出的带有 积分补偿的电流预测控制的收敛域大大缩小。因 此,在实际应用中,积分增益7应该进行恰当地调 节,使得系统在保证关于集总扰动鲁棒性的同时, 有尽可能大的稳定域。与此同时,当积分增益确定 以后,需要根据式(15)进行校对,从而保证系统 的收敛性。

当讨论电阻和磁链误差时,同样假定控制器中 所用的电感值与真实值一致。由式(11)可以推得, 磁链和电阻的误差方程可以分别由式(16)和式(17) 表示。

$$i_{q}(k+2) - i_{q}^{*}(k+2) = \frac{2T\Delta\psi_{f}}{L_{0}}\omega_{e}(k) + \frac{T}{\tau_{q}L}\sum_{n=0}^{k} \left[i^{*}(k) - i(k)\right]$$
(16)

$$i_{q}(k+1) - i_{q}^{*}(k+1) = \frac{2T\Delta R}{L_{0}}i_{q}(k-1) + \frac{T}{\tau_{q}L}\sum_{n=0}^{k} \left[i^{*}(k) - i(k)\right]$$
(17)

可以观察到,正的磁链误差 Δ $ψ_f$  会使得反馈电 流大于参考值,与之对应的会产生一个负的积分增 量,在后面一个或几个周期中补偿跟随误差。同理, 同样的原则适用于电阻误差方程。因此,积分项在 稳态过程中能够完全补偿电阻和磁链误差带来的稳 态误差。值得一提的是,积分项不会改变动态过程 的收敛域因为 Δ $ψ_f$  与 Δ*R* 在传递函数的分子,并不 会影响系统零极点的分布。

总而言之,本文所采用的积分补偿办法在一定 程度上能能够抵消参数不准确所带来的影响。然而, 其代价是当电感误差存在时,收敛域会因为积分项 缩小且由于系统阶数的升高导致动态性能受到一定 影响。尽管如此,所提出的积分补偿与传统的电流 预测控制相结合方法依旧能较好的消除集总扰动所 带来的电流跟随稳态误差。另外,在实际应用中, 积分增益应该恰当调节以达到最佳的控制性能。

Viref

PID(z) 5

- K 45

# 3 积分补偿的电流预测控制仿真分析

为了验证所提出补偿算法的稳定性和有效性, 本节基于实际伺服电机的参数,应用 Matlab/Simulink 搭建模型并进行仿真。所采用的伺服电机为表 贴式永磁同步电机,其具体参数如表1所示。系统 的控制周期为100 μs,与电流环周期相等,转速环 控制周期为500 μs,仿真模型框图如图2所示。

	电机梦致
参数	参数值
母线电压/V	62.5
额定电流/A	4
极对数	5
相电阻/	0.766
dq 轴电感/mH	2.1
磁链/Wb	0.059333



图 2 带有积分补偿的电流预测控制仿真模型

图 3 为传统的电流预测控制与所提出积分补偿 方法的对比,在此给定 q 轴电流为 0 使电机固定不 动,给定 4 A 的 d 轴电流以测试电机的电流跟随性 能。这里,假设实际电机参数与控制器参数一致, 由于死区的存在(2  $\mu$ s),图 3(a)中实际电流并不能 完全跟踪上给定,存在稳态误差;图 3(b)为当采用 积分补偿方法时(积分增益 $\tau_d$ =0.667),稳态误差被 完全消除,且保证了较好的动态性能。



图 3 积分补偿 d 轴电流跟随性能的仿真结果

### (上接第46页)

### 参考文献

- 赵楠楠, 王高林, 徐殿国. 永磁电机无电解电容驱动系统研究 综述[J]. 中国科学: 技术科学, 2020, 50(7): 13.
- [2] Kodai Abe, Yousuke Akama, Kiyoshi Ohishi, et al. Suppression Method of Increase in Motor Current at Zero Output Voltage for an Electrolytic Capacitor-less Inverter[C]. IEEE International Conference on Industrial Electronics for Sustainable Energy Systems, 2018.
- [3] Inazuma K, Utsugi H, Ohishi K, et al. High-Power-Factor Single-Phase Diode Rectifier Driven by Repetitively Controlled IPM Motor [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(10): 4427-4437.
- [4] Utsugi H, Ohishi K, Haga H. Reduction in Current Harmonics of Electrolytic Capacitor-less Diode Rectifier Using Inverter-controlled IPM Motor[C]. IEEE 38th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, 2012.
- [5] N Zhao, G Wang, L Zhu, et al. Control Strategy of Electrolytic Capacitor-less Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Based on Regulation of Inverter Power[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36: 193-199
- [6] Abe K, Haga H, Ohishi K, et al. Fine Current Harmonics Reduction Method for Electrolytic Capacitor-Less and Inductor-Less Inverter Based on Motor Torque Control and Fast Voltage Feedforward Control

# 4 结 语

提出一种通过并联积分补偿来补偿扰动的方法, 对当电感、电阻以及磁链等参数误差存在时进行了 系统的灵敏度分析,讨论了补偿算法的收敛性。针 对上述理论分析,给出在实际应用中,积分补偿增 益的调试方法和指导,具有极大的实际意义。最后, 通过仿真对实际伺服电机进行建模,并对提出算法 加以验证,证实了其可行性和正确性。

#### 参考文献

- Jose Rodriguez, Jorge Pontt, Cesar A Silva, et al. Predictive Current Control of a Voltage Source Inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(1): 495-503.
- [2] S Kouro, P Cortes, R Vargas, et al. Model Predictive Control—A Simple and Powerful Method to Control Power Converters[J]. IEEE Trans. Industrial Electronics, 2009, 56(6): 1826-1838.
- [3] V Utkin, J Guldner, J Shi. Sliding Mode Control in Electro-Mechanical Systems [ J ]. 2nd ed. Boca Raton, FL, USA: CRC Press, 2009.
- [4] Yasser Abdel-Rady Ibrahim Mohamed, Ehab F El-Saadany. Robust High Bandwidth Discrete-time Predictive Current Control with Predictive Internal Model-A Unified Approach for Voltage-source PWM Converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23 (1): 126-136.
- [5] 王庚,杨明,牛里,等,徐殿国等永磁同步电机电流预测控制
   电流静差消除算法.[J].中国电机工程学报,2015,35
   (10): 2544-2551.

for IPMSM[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, (2); 1-1.

- [7] Yang G D, Lin M Y, Tan G, et al. Direct Input Power Control for Drive System of Single-Phase to Three-Phase Power Converter Without Electrolytic Capacitor [C]. 21st International Conference on Electrical Machines and Systems, 2018.
- [8] Jung H, Chee S, Sul S, et al. Control of Three-Phase Inverter for AC Motor Drive With Small DC-Link Capacitor Fed by Single-Phase AC Source[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(2): 1074-1081.
- [9] Luo H, Chen K, Wu G, et al. Sensorless Vector Control of IPMSM Drive System with Small DC-Link Capacitor [C]. Auckland, New Zealand: IEEE 10th Conference on Industrial Electronics and Applications, 2015: 1980-1985.
- [10] Xiao X, Zhang S, Ding Y, et al. Control Method of PMSM Driving System With Small DC-Link Capacitor [C]. America, Cincinnati: IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2017: 1925-1931.
- [11] 张国柱,徐殿国,朱良红,等.高功率因数无电解电容电机驱动系统电流控制策略[J].电机与控制学报,2018,22(1): 100-106.
- [12] Kim J S, Sul S K. New Control Scheme for AC-DC-AC Converter Without DC Link Electrolytic Capacitor [C]. America, Seattle: Proceedings of IEEE Power Electronics Specialist Conference, 1993: 300-306.

# 基于自适应滑模观测器的无位置传感器控制

纪艳华1,李杰1,宋文祥2,简晗颖2

(1. 上海开放大学 理工学院, 上海 200092; 2. 上海大学 机电工程与自动化学院, 上海 200444)

**摘** 要:本文就三相内置式永磁同步电机基于滑模观测器的设计方法展开研究。传统滑模观测器采取扩展反电势建 立观测器模型,针对抖振和相位滞后问题,研究了归一化锁相环与反电势估计器相结合的自适应滑模观测器。自适 应滑模观测器采用饱和函数及变滑模增益抑制抖振,运用自适应反电势估计器提取扩展反电势信息,并结合归一化 锁相环进行转子位置角估计,提高了系统估计精度。通过仿真和实验对比了两种滑模观测器的运行效果,结果表 明,自适应滑模观测器能够有效地估计转子位置和转速,具有良好的动态性能。

关键词: 内置式永磁同步电机; 滑模观测器; 自适应反电势估计器; 锁相环

中图分类号: TM351; TM341; TP273 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2023)05-0058-09

### Sensorless Control Based on Adaptive Sliding Mode Observer

JI Yanhua<sup>1</sup>, LI Jie<sup>1</sup>, SONG Wenxiang<sup>2</sup>, JIAN Hanying<sup>2</sup>

(1. School of Science and Technology, Shanghai Open University, Shanghai 200092, China;

2. School of Mechatronic Engineering and Automation, Shanghai University, Shanghai 200444, China)

**Abstract**: This paper studied the design method of sliding mode observer (SMO) for three-phase internal permanent magnet synchronous motor (IPMSM). The traditional sliding mode observer adopted the extended back electromotive force (EEMF) to establish the observer model. Aiming at the chattering and phase lag problems of traditional sliding mode observers, an adaptive sliding mode observer combining normalized phase-locked loop (PLL) and back EMF estimator was designed. Among them, the saturation function and variable sliding mode gain were used to suppress chattering, the adaptive back-EMF estimator was used instead of LPF to extract the extended back-EMF information, and the normalized phase-locked loop was combined to estimate the rotor position angle. The adaptive sliding mode observer effectively attenuated the chattering phenomenon and improves the system estimation accuracy. The operating effects of the two sliding mode observers were compared through simulation modeling. At the same time, a 4kW IPMSM was used for experiments. The results show that the adaptive sliding mode observer can effectively estimate the rotor position and speed, and has good dynamic performance.

Key words: internal permanent magnet synchronous motor; sliding mode observer; adaptive back-EMF estimator; phase locked loop

# 0 引 言

内置式永磁同步电机(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor, IPMSM)具有重量轻、体积小、 启动转矩大、效率高、噪声小等竞争优势,广泛应 用于工农业自动化、船舶、航天航空、家用电器等 各个领域<sup>[1]</sup>。传统的电机控制常用机械式传感器来 获取当前时刻电机转速与位置信息,例如旋转变压 器、光电编码器、磁编码器等。同时会带来一系列 问题,如增加电机重量、体积和成本,传感器安装 不当导致的初始位置偏差,以及易受到温度、湿度 和振动等。而无位置传感器控制降低了永磁同步电

李 杰(1973),男,博士,副教授,研究方向为电机驱动与功率变换。

收稿日期: 2022-10-12

基金项目:上海开放大学科研创新项目(XK2006),上海开放大学科研创新团队项目,上海开放大学优秀青年教师培养项目 作者简介:纪艳华(1980),女,硕士,讲师,访问学者,研究方向为电机控制与应用。

宋文祥(1973),男,博士,教授,博士生导师,研究方向为电机驱动控制及应用。

简晗颖(1996), 女, 硕士, 研究方向为电机驱动控制与应用。

动机驱动器的成本、减小了系统规模和提高了可靠 性,在永磁同步电动机驱动器中具有优势<sup>[2]</sup>。

无位置传感器控制技术的研究首先是从感应电 机开始的,大致可以分为两大类:应用于高速范围 的基于模型的控制方法和应用于低速范围的基于凸 极效应的控制方法<sup>[3]</sup>。本文即是对基于模型的滑模 观测器(Sliding Mode Observer, SMO)的设计方法展 开讨论。由于建模的不确定性、逆变器的非线性、 电机的信噪比较低等原因,观测器不能应用于低速 范围,这是现存的基于模型的控制方法一大问题<sup>[4]</sup>。

滑模控制技术首先于 20 世纪 60 代由前苏联学 者 Emelyanov 和 Barbashin 提出,并经 Utkin 等人完 善与发展。近年来滑模观测器的热点问题主要集中 在消除抖振,精确提取反电势信息,提高观测器估 计精度。由于传统滑模观测器位置和转速观测误差 较大且抖振较强, 文献 [5] 研究了一种非奇异快速 终端滑模面,运用带积分的滑模控制律,有效地提 高了观测精度。文献[6]采用边界层可变的正弦型 饱和函数替代传统开关函数,对比初等、终端滑模 型和双曲正切型饱和函数抑制抖振的效果。文献 [7]提出一种基于锁频环的内置式永磁同步电机无 传感器矢量控制策略, 解决了传统锁相环在电机升 速或降速时获取转速与转子位置信息的误差问题。 为实现电机在宽速度范围内拥有良好的动静态运行 需求, 文献[8]提出变滑模增益的自适应控制技术。 为了提高观测性能, 文献 [9] 提出一种自适应同步 滤波器和正交锁相环相结合的滑模观测器。滤除反 电动势中的大量抖振和谐波,并同步输出基波反电 动势。文献[10]采用同步频率提取滤波器(Synchronous Frequency-extract Filter, SFF)代替低通滤波器, 不仅滤除了反电势的抖振和谐波,而且解决了角度 滞后的问题。

针对传统滑模观测器存在的抖振及相位滞后问题,本文设计了一种反电势估计器与归一化锁相环 相结合的自适应滑模观测器。其中,自适应反电势 估计环节用于提取反电势信息,避免了电角度相位 滞后的问题,提高了观测器的精确度。归一化锁相 环不受带宽影响,改善了观测器性能,加速了系统 跟踪响应。同时,采用饱和函数及变滑模增益有效 抑制了抖振现象。针对两种滑模观测器,通过仿真 和实验分别进行了对比,自适应滑模观测器较传统 滑模观测器有所改进,运行性能优异。

## 1 永磁同步电机数学模型

在同步旋转坐标系下, IPMSM 的电压方程为<sup>[11]</sup>

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_d & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_d & R_s + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \psi_f \end{bmatrix}$$
(1)

式中,  $u_d$ ,  $u_q$  为 d, q 轴电压分量,  $i_d$ ,  $i_q$  为 d, q 轴 电流,  $R_s$  为定子电阻,  $L_d$ ,  $L_q$  为 d, q 线圈的自感,  $\omega_r$  为电机角速度,  $\psi_f$  为转子磁链。

电磁转矩方程如下,由两部分组成,即电磁转 矩和磁阻转矩,后者是凸极电机特有的转矩。式中, *p*为电机定子极对数。

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

# 2 传统滑模观测器

滑模控制是一种变结构控制,利用设计出的控制规律迫使系统状态沿着这个滑模面滑动,最终稳定于某个区域。滑模观测器由于其鲁棒性强、动态响应快、易于工程实现等优点,得到了广泛的应用<sup>[12]</sup>。图1为传统滑模观测器结构图,通过不断获取电流估计值和测量值之间的偏差来修正模型,由于 sign 函数的不连续性以及逆变器非线性、磁场空间谐波等原因,导致观测的反电动势( $E_{\alpha}$ ,  $E_{\beta}$ )存在大量的抖振和谐波,采用低通滤波器(Low Pass Filter, LPF)滤除高频成分。



#### 2.1 基于扩展反电动势的滑模观测器模型的建立

滑模观测器一般被应用于观测电机扰动量——反电动势。本文搭建基于扩展反电动势(Extended Electromotive Force, EEMF)的滑模观测器模型对电机进行转速和位置估计<sup>[13]</sup>。电机在  $\alpha - \beta$  坐标系下的模型为

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s} + pL_{d} & (L_{d} - L_{q})\omega_{r} \\ - (L_{d} - L_{q})\omega_{r} & R_{s} + pL_{d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} + E_{ex} \begin{bmatrix} -\sin\theta_{r} \\ \cos\theta_{r} \end{bmatrix}$$
(3)

将 E<sub>ex</sub>定义为扩展反电动势:

 $E_{\rm ex} = \boldsymbol{\omega}_{\rm r} \boldsymbol{\lambda}_{\rm f} = (L_d - L_q) \left( \boldsymbol{\omega}_{\rm r} i_d - p i_q \right) + \boldsymbol{\omega}_{\rm r} \boldsymbol{\psi}_{\rm f} \quad (4)$ 

此时的扩展反电动势包含了传统反电动势信息, 以及 IPMSM 凸极性引起的转子位置信息,因此可以 通过实时观测 EEMF 预估电机电角度。由于 EEMF 较反电动势多了交轴电流 *i*<sub>q</sub> 的微分项,电机能够在 低转速下观测到不为零的扩展反电势值,这使得滑 将电压方程改写成电流的状态方程形式:

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

$$(5)$$

构造传统滑模观测器如:

$$\begin{bmatrix} \frac{\mathrm{d} i_{\alpha}}{\mathrm{d}t} \\ \frac{\mathrm{d} \hat{i}_{\beta}}{\mathrm{d}t} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_{d}} \begin{bmatrix} -R_{\mathrm{s}} & -(L_{d} - L_{q})\hat{\omega}_{\mathrm{r}} \\ (L_{d} - L_{q})\hat{\omega}_{\mathrm{r}} & -R_{\mathrm{s}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{\alpha} \\ \hat{i}_{\beta} \end{bmatrix} +$$
(6)

将式(5)减去式(6)得

系数。

$$\begin{bmatrix} \frac{\mathrm{d}\tilde{i}_{\alpha}}{\mathrm{d}t} \\ \frac{\mathrm{d}\tilde{i}_{\beta}}{\mathrm{d}t} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_{d}} \begin{bmatrix} -R_{\mathrm{s}} & -(L_{d}-L_{q})\hat{\omega}_{\mathrm{r}} \\ (L_{d}-L_{q})\hat{\omega}_{\mathrm{r}} & -R_{\mathrm{s}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{\alpha} \\ \tilde{i}_{\beta} \end{bmatrix} -$$
(7)

$$\frac{1}{L_{d}} \begin{bmatrix} E_{\alpha} \\ E_{\beta} \end{bmatrix} + \frac{k_{sw}}{L_{d}} \begin{bmatrix} \operatorname{sign}(i_{\alpha} - i_{\alpha}) \\ \operatorname{sign}(i_{\beta} - \hat{i}_{\beta}) \end{bmatrix}$$
$$\approx 2 \, \mathrm{e} \, \mathrm{i}_{\alpha} \, \mathrm{e} \, \mathrm{e} \, \mathrm{i}_{\alpha} \, \mathrm{e} \, \mathrm{i}_{\alpha} \, \mathrm{e} \, \mathrm{i}_{\alpha} \, \mathrm{e} \, \mathrm{i}_{\alpha} \, \mathrm{e} \, \mathrm{e} \, \mathrm{i}_{\alpha} \, \mathrm{i}_{\alpha} \, \mathrm{i}_{\alpha} \, \mathrm{i}_{\alpha} \, \mathrm{e} \, \mathrm{i}_{\alpha} \, \mathrm$$

#### 2.2 转子位置和速度估计

应用  $i_d = 0$  的控制方法,当转速稳定时有  $E_{ex} \approx \omega_i \psi_i$ ,经过简单的代数运算可得转子速度估计值为

$$\omega_{\rm r} = \frac{\hat{E}_{\alpha}^2 + \hat{E}_{\beta}^2}{\psi_{\rm f}} \tag{8}$$

同时,通过 arctan 函数可直接求得转子位置 角为

$$\hat{\theta}_{\rm r} = -\arctan\left(\frac{\hat{E}_{\alpha}}{\hat{E}_{\beta}}\right)$$
 (9)

传统 SMO 采用 LPF 滤除扩展反电势的大量高频 信号和谐波,会使得估计出的转子位置角发生相位 滞后现象,从而降低了位置估计的准确性。

$$G(s) = \frac{\omega_{\rm c}}{s + \omega_{\rm c}} \tag{10}$$

LPF 的幅频特性与相频特性分别为

$$|G(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{(\omega/\omega_{e})^{2}} + 1}, \quad \angle G(j\omega) = -\arctan\left(\frac{\omega}{\omega_{e}}\right)$$
(11)

此时,LPF 滞后的位置角度为

$$\Delta \varphi = \arctan\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right) \tag{12}$$

LPF 滤波效果与截止频率  $\omega_{e}$  的选取大小息息相关。若选取的  $\omega_{e}$  太高,则滤波器的滤波效果较差;若选取的  $\omega_{e}$  太低,则角度的相位滞后较大。故而,需要采取相关手段补偿相位偏差。

传统 SMO 估计的角频率 ω<sub>r</sub> 是不断变化的,补 偿角度随 ω<sub>r</sub> 变化而变化,故设计一种截止频率随转 速变化的 LPF,其截止频率 ω<sub>c</sub> 为

$$\omega_c = \frac{\omega_r}{M} \tag{13}$$

式中, M 为常数。利用  $\omega_r$  与 LPF 截止频率  $\omega_e$  计算 出补偿角度的大小, 如:

$$\Delta \theta_{\rm r} = \arctan \frac{\omega_{\rm r}}{\omega_{\rm c}} = \arctan M \qquad (14)$$

经过补偿后的转子位置角可表示为

$$\hat{\theta}_{\rm rc} = \hat{\theta}_{\rm r} + \Delta\theta \tag{15}$$

LPF 的使用必然影响了转子位置角估算的精确 度,虽然相应的采取的角度补偿的方法,但由于输 入角频率也是从提取的扩展反电势信号进行估算的, 它的变化导致了相位无法完全补偿,从而传统滑模 观测器存在一定的角度估算误差<sup>[14]</sup>。

#### 2.3 稳定性分析

稳定性是滑模观测器收敛的前提条件,同时保证了系统的抗扰性和鲁棒性。Lyapunov函数判据常常被运用于 SMO 的稳定性分析<sup>[15]</sup>,构造正定的函数如:

$$V = \frac{1}{2} (S_{\alpha}^{2} + S_{\beta}^{2}) = \frac{1}{2} (\tilde{i}_{\alpha}^{2} + \tilde{i}_{\beta}^{2})$$
(16)

要求式(16)的导数恒小于0,即可保证滑模观测器的稳定性,此时有 $k_{sw} > \max(E_{\alpha}, E_{\beta})$ 。

### 3 自适应滑模观测器

#### 3.1 抖振问题

滑模运动本质上是一种降维的光滑运动,由于 抖振的存在,采用观测器观察的波形像是被叠加了 一个锯齿形的轨迹。减小抖振是近年来一个重要的 研究问题,它的存在影响了控制精度,增加能量损 耗,损坏控制部件,更有甚者导致系统震荡或失稳。 导致抖振的主要原因可以归纳为空间滞后特性, 时间滞后特性,系统惯性的影响,以及离散系统本 身导致的抖振等等<sup>[16]</sup>。现代计算机高精度、快速运 算能力能够有效避免滑模变结构控制器作用时间及 空间的滞后。因此,该控制方式的不连续性才是根 本原因。传统开关函数为不连续开关控制量,本文 采取 Sat 函数代替其,一定程度上抑制了抖振问题。



传统 SMO 采用的是固定的滑模增益值,忽略了 转速较低的场合,由于滑模增益 k<sub>sw</sub>的不匹配造成的 扩展反电势信息的观测畸变,从而导致转子位置信 息的估计误差。本文针对这一问题,设计出随转速 线性变化的滑模增益,使之在不同转速工作点下对 应的都是最佳滑模增益值<sup>[8]</sup>。在 SMO 稳定状态下, 扩展反电动势的幅值正比于电机转速,故可先设定 额定状态下 SMO 的滑模增益 k<sub>sw</sub>,再将滑模增益根 据实际转速进行线性调节。全速范围内的滑模增益 k 可表示为

$$k = \frac{k_{\rm sw}}{\omega} \omega_{\rm ref} \tag{18}$$

#### 3.2 自适应反电势估计器

滑模观测器能够估计出电机位置和转速的前提 是能够精确提取反电势信息。当转速很低时,利用 滑模增益得到高频的反电势信息,抖振现象明显, 又由于信噪比很小,此时利用 LPF 难以提取精确的 反电势信息,因此得到的转速和转子位置角误差较 大,直接启动可能会导致失控。为了克服观测困难, 本文采用自适应反电势估计器代替 LPF 滤波环节, 以确保在低速下也能提取到精确的扩展反电势信号。 同时,提高了转子位置角估计精度,避免了角度相 位滞后。

 $\alpha$ ,  $\beta$  轴反电势有如下关系:

$$\begin{cases} \frac{\mathrm{d}E_{\alpha}}{\mathrm{d}t} = -\omega_{\mathrm{r}}E_{\beta} \\ \frac{\mathrm{d}E_{\beta}}{\mathrm{d}t} = -\omega_{\mathrm{r}}E_{\alpha} \end{cases}$$
(19)

基于上述方程,构造反电动势估计器<sup>[17]</sup>:

$$\begin{cases} \frac{\mathrm{d} \hat{E}_{\alpha}}{\mathrm{d}t} = -\hat{\omega}_{r} \hat{E}_{\beta} - l(\hat{E}_{\alpha} - E_{\beta}) \\ \frac{\mathrm{d} \hat{E}_{\beta}}{\mathrm{d}t} = -\hat{\omega}_{r} \hat{E}_{\alpha} - l(\hat{E}_{\beta} - E_{\beta}) \\ \frac{\mathrm{d} \hat{\omega}_{r}}{\mathrm{d}t} = (\hat{E}_{\alpha} - E_{\alpha}) \hat{E}_{\beta} - (\hat{E}_{\beta} - E_{\beta}) \hat{E}_{\alpha} \end{cases}$$
(20)

式中, *l* 为反电势估计器增益值, 其恒大于零, 起到 放大电势误差信号的作用, 以便精确的估计扩展反 电势。利用(19)减去(20)得到误差方程为

$$\begin{cases} \frac{\mathrm{d} E_{\alpha}}{\mathrm{d}t} = -\tilde{\omega}_{\mathrm{r}} \, \hat{E}_{\beta} - \omega_{\mathrm{r}} \, \tilde{E}_{\beta} - l \, \tilde{E}_{\alpha} \\\\ \frac{\mathrm{d} \, \tilde{E}_{\beta}}{\mathrm{d}t} = \tilde{\omega}_{\mathrm{r}} \, \hat{E}_{\alpha} + \omega_{\mathrm{r}} \, \tilde{E}_{\alpha} - l \, \tilde{E}_{\beta} \\\\ \frac{\mathrm{d} \, \tilde{\omega}_{\mathrm{r}}}{\mathrm{d}t} = \tilde{E}_{\alpha} \, \hat{E}_{\beta} - \tilde{E}_{\beta} \, \hat{E}_{\alpha} \end{cases}$$
(21)

定义电机转速误差为 $\omega_r = \hat{\omega}_r - \omega_r$ :。证明自适应 反电势估计器的稳定性和收敛性,定义 Lyapunov 函 数为

$$V(x) = \frac{1}{2}\tilde{E}_{\alpha}^{2} + \frac{1}{2}\tilde{E}_{\beta}^{2} + \frac{1}{2}\tilde{\omega}_{r}^{2}$$
(22)

同样对上式进行求导,

$$\dot{V}(x) = \tilde{E}_{\alpha} \frac{d\tilde{E}_{\alpha}}{dt} + \tilde{E}_{\beta} \frac{d\tilde{E}_{\beta}}{dt} + \tilde{\omega}_{r} \frac{d\tilde{\omega}_{r}}{dt} = \hat{\omega}_{r} (\tilde{E}_{\beta} \hat{E}_{\alpha} - \tilde{E}_{\alpha} \hat{E}_{\beta} + \frac{d\tilde{\omega}}{dt}) + \omega_{r} (\tilde{E}_{\beta} E_{\alpha} - \tilde{E}_{\alpha} E_{\beta} - \frac{d\tilde{\omega}_{r}}{dt}) - l(\tilde{E}_{\alpha}^{2} + \tilde{E}_{\beta}^{2})$$
(23)

为了满足稳定条件,必须要保证式(23)恒小于 等于零。此时,必有

$$\begin{cases} \tilde{E}_{\beta} \hat{E}_{\alpha} - \tilde{E}_{\alpha} \hat{E}_{\beta} + \frac{\mathrm{d}\tilde{\omega}_{r}}{\mathrm{d}t} = 0\\ \tilde{E}_{\beta}E_{\alpha} - \tilde{E}_{\alpha}E_{\beta} - \frac{\mathrm{d}\tilde{\omega}_{r}}{\mathrm{d}t} = 0 \end{cases}$$
(24)

亦即:

$$\begin{cases} \hat{E}_{\alpha} = E_{\alpha} \\ \hat{E}_{\beta} = E_{\beta} \\ \frac{d\tilde{\omega}_{r}}{dt} = \tilde{E}_{\alpha} \hat{E}_{\beta} - \tilde{E}_{\beta} \hat{E}_{\alpha} \end{cases}$$
(25)

引入的反电势估计器具有自适应的特性,故也 可以叫做自适应滑模观测器。经式(21)推导发现, 转速的自适应调整与反电势的误差变化有联系,当 系统稳定时,经过自适应反电势估计器的 EEMF 观 测值与实际值相等,同时,提升了 $\hat{\omega}_r$ 趋近于 $\omega_r$ 的速度,减小了转速误差,很大程度提高了电机系统的估计精确度。

# 3.3 归一化锁相环

传统滑模观测器由于除法的存在,导致在反电 动势过零点时,高频抖振现象被放大,转子位置观 测误差会加大。

为了防止预测的反电势含有较多扰动信号的干扰,以及滤波器导致的反电动势相位滞后问题,本 文采取归一化锁相环的方式估算转子相位和幅值, 结构如图3所示。



图 3 归一化锁相环结构 根据图 3 计算转子位置角度误差值 Δe。

 $\Delta e = -\hat{E}_{\alpha}\cos\hat{\theta}_{r} - \hat{E}_{\beta}\sin\hat{\theta}_{r} = E_{ex}\sin\theta_{r}\cos\hat{\theta}_{r} - E_{ex}\cos\theta_{r}\sin\hat{\theta}_{r} = (26)$ 

$$E_{\rm ex}\sin(\theta_{\rm r}-\theta_{\rm r})$$

由式(23)可知,位置误差受到扩展反电势的影响,故运用锁相环归一化的处理方法<sup>[9]</sup>,令

$$\Delta = \hat{\omega}_{\rm r} \psi_{\rm r} \sin(\theta_{\rm r} - \hat{\theta}_{\rm r}) / \sqrt{\hat{E}_{\alpha}^2 + \hat{E}_{\beta}^2} = \sin(\theta_{\rm r} - \hat{\theta}_{\rm r}) \quad (27)$$
$$\stackrel{\text{def}}{=} \hat{\theta}_{\rm r} - \theta_{\rm r} < \frac{\pi}{6} \text{ fb}, \quad \hat{\pi} \sin(\hat{\theta}_{\rm r} - \theta_{\rm r}) \approx \hat{\theta}_{\rm r} - \theta_{\rm ro}$$

归一化锁相环的闭环传函为

$$G_{\text{PLL}} = \frac{\hat{\theta}_{\text{r}}}{\theta_{\text{r}}} = \frac{k_{\text{p}}s + k_{\text{i}}}{s^2 + k_{\text{p}}s + k_{\text{i}}} = \frac{2\xi\omega_{\text{n}}s + \omega_{\text{n}}^2}{s^2 + 2\xi\omega_{\text{n}}s + \omega_{\text{n}}^2} \quad (28)$$

带宽为

$$\omega_{\rm b} = \sqrt{\left(k_{\rm i} + \frac{k_{\rm p}^2}{2}\right) + \sqrt{\left(k_{\rm i} + \frac{k_{\rm p}^2}{2}\right)^2 + k_{\rm i}^2}} \quad (29)$$

由式(29)知,归一化锁相环的系统带宽只与 PI 参数相关,只要合理配置  $k_p$ , $k_i$  的值,可使观测系 统的极点固定,此时归一化锁相环带宽为一定值。

归一化锁相环通过 PI 调节器,将转子位置误差 调节至零,输出的转速可以通过 k<sub>p</sub>,k<sub>i</sub>参数进行调 节,很大的程度上改善了 LPF 相位滞后的问题,改 善了观测器的动态跟踪过程。

图 4 为自适应 SMO 的控制原理框图,采用 sat (x)函数代替 sign(x)函数,以及与转速成线性关系 的变滑模增益值,利用自适应反电势估计器代替 LPF 过滤高频信号得到 EEMF,通过归一化锁相环估 算电机转速和转子位置角,比起传统 SMO,不仅改 善了反正切函数放大的抖振现象,还解决了估计的 电角度滞后问题,提高了观测器估计精度,改善了 系统动静态特性。



图 4 自适应滑模观测器控制原理图

# 4 基于滑模观测器的仿真与实验

#### 4.1 控制模型框图

IPMSM 采用双闭环矢量控制策略,两种滑模观测器的控制框图一致,如图 5 所示,将 SMO 得到的估计转速和转子位置代替实际值进行闭环控制。



图 5 滑模观测器控制框图

#### 4.2 仿真结果

本文研究的电机是功率为4 kW 的三相内置式永 磁同步电机,主要参数如表1所示。根据控制框图, 在 Matlab 上搭建基于扩展反电势的传统 SMO 模型以 及自适应 SMO 模型。仿真得到不同转速和不同负载 下的跟踪转速、角度波形、滑模面电流波形,以及 相关误差波形。

表1 IPMSM 主要参数

参数	截数值	截参数	截数值
额定功率 P/kW	截4	截定子电阻 $R_s/\Omega$	截 1.15
额定电压 U/V	截 380	截 $d$ 轴电感 $L_d$ /mH	截 9.6
额定电流 I/A	截 6.75	截 $q$ 轴电感 $L_q$ /mH	截 22. 2
极对数 p	截4	截永磁体磁链 $\psi_{\rm f}$ /Wb	0.396

图 6、图 7 分别为传统 SMO、自适应 SMO 相关 波形。其中,电机给定转速 200 r/min,并空载启 动,在 0.5 s 突加半载。从图 6(a)转速波形可以看 出,传统 SMO 估计的转速较实际转速略有滞后,一 开始转速跟踪误差较大,然而由于符号函数的存在 产生了较大的抖振问题,反正切运算又进一步使得 高频信号被放大,从图 6(b)可以看出误差达±4 r/ min,其稳定性能较差,且加载时转速跌落较大。而 自适应 SMO,估计与实际转速波形几乎重合,转速 跟踪效果优异,转速误差为零且看不出波动,加载 时的转速跌落也在允许的范围内。归功于加入的补 偿角度,传统 SMO 经过 LPF 后转子位置角的估计能 够较为精确,误差约为 3°,如图 6(c)所示。而自适 应 SMO 的 PLL 环节成功解决了角度滞后问题,其误 差约为零度。





图7 自适应滑模观测器波形图(n=200 r/min)

同理,在电机给定转速为1000 r/min 时设定相同的仿真条件,图 8、图 9 分别为传统 SMO、自适应 SMO 相关波形。从仿真结果可知,传统 SMO 在高速范围的动静态特性和估计误差优于低速,从侧面证实了 SMO 是一种适用于中高速运行场合的无位置传感器,转速误差维持在±1 r/min,角度误差约为1°,而自适应 SMO 转速和角度误差约为零,证明了其可适用的范围更广,从低速到高速都保持良好的性能和稳定性。









#### 4.3 实验结果

本文采用定点型的 TMS320F2812DSP 芯片作为 主要控制器进行快速运算和控制电机驱动系统。其 中,主电路采用 AC-DC-AC 结构,首先将工频电压 连接到 15 kVA 的三相调压器,通过整流桥将调压器 输出的电压整流成直流电压。同时,在直流电压侧 串联两个 2200 μF/450 V 的电解电容,并分别并联 两只 51 kΩ/5 W 水泥电阻。电容在电路中起滤波和 稳压作用。电路中 IGBT 的型号为 SKM75GB128D, 实验利用基于 DSP 的控制电路发出 PWM 波,控制 三相全桥逆变电路的 IGBT 通断,以产生所期望的三 相交流电,用于控制电机。图 10 为实验控制平台。 图 11 为实验电机实物图。



图 10 实验控制平台



图 11 实验电机实物图

实验中采用的启动方法为基于初始位置检测的 滑模自启动方法,首先通过微动法检测出静止时刻 的电机转子位置角<sup>[18]</sup>,再将这个值传递给 SMO 作 为角度积分初值,然后采用双闭环矢量控制直接启 动。由于 PLL 估计的角度来源于转速的积分,且积 分值不会突变,只要在低速阶段 SMO 估计精度高, 跟踪响应快,就可实现 SMO 从零速启动。图 12 为 不同转速下的启动波形,其中图 12(d)为微动法启 动的角度波形,可以看出在发出几次电流脉冲后, 微动法利用光编找到了准确的位置角,在 t<sub>1</sub> 时刻将 值传递给 SMO。



图 12 基于初始位置检测的滑模自启动过程波形

图 13、图 14 给出了传统滑模观测器及自适应滑 模观测器在空载及带载下稳定运行的实验波形。实 验分别以斜坡给定转速 200 r/min, 600 r/min 进行实 验,在电机达到稳定状态后,观察 SMO 估计的位置 角与光编得到的实际位置。其中,运行在 200 r/min 时带 10% 负载,600 r/min 时带满载。从图可以看 出,传统 SMO 估计的角度对应实际角度有明显的滞 后现象,但随着转速的上升,角度滞后问题有所改 善着,600 r/min 时角度误差约为 8°。而自适应 SMO 的角度误差无论转速大小都约为 5°。通过波形对比, 发现自适应 SMO 的电流波形正弦度更好。





图 14 电机空载与带载运行波形(自适应 SMO)

图 15、图 16 给出了传统 SMO 及自适应 SMO 突 增与突减负载的实验波形。实验中,主要观察转速 和电流波形的变化情况。实验在 200 r/min 时突增 10% 的负载,600 r/min 时突增满载。自适应 SMO 在突变负载工况下,转速波动1 s 左右重新恢复稳定 状态,可见自适应滑模观测器的稳定性良好。自适 应 SMO 比起传统 SMO 的转速波形抖振小且更平滑。





图 16 突增与突减负载实验波形(自适应 SMO)

通过对比传统 SMO 和自适应 SMO 的实验波形, 自适应 SMO 的转速误差和角度误差都比传统方法的 误差小,表明在估计精度上有所改善。可见,本文 设计的改进型 SMO 具有良好的估计性能、动态特 性,验证了该方案的可行性和有效性。

# 5 结 论

针对传统滑模观测器存在抖振及相位滞后问题, 研究并设计了归一化锁相环与反电势估计器相结合 的自适应滑模观测器。采用自适应反电势估计环节, 避免了电角度相位滞后,提高了观测器的精确度。 同时,采用饱和函数及变滑模增益有效抑制了抖振 现象。通过仿真和实验分别对比了两种滑模观测器, 验证了两种方案的可行性和有效性。

#### 参考文献

- [1] 刘计龙,肖飞,沈洋,等. 永磁同步电机无位置传感器控制技术研究综述[J]. 电工技术学报, 2017, 32(16): 76-88.
- [2] 曹新平, 尹忠刚, 张彦平, 等. 基于改进全阶滑模观测器的 IPMSM 无传感器控制[J]. 电气传动, 2021, 51(5): 10-14, 44.
- [3] G Wang, M Valla, J Solsona. Position Sensorless Permanent Magnet Synchronous Machine Drives Review [J]. IEEE Trans. Ind. Electron, 2020, 67(7): 5830-5842.
- [4] Yuan Q, Yang Y, Wu H, et al. Low Speed Sensorless Control Based on An Improved Sliding Mode Observation and the Inverter Nonlinearity Compensation for SPMSM [J]. IEEE Access, 2020, 8: 61299-61310.
- [5] 王辉航,赵朝会,万东灵.基于非奇异快速终端滑模观测器的 永磁同步电机无位置传感器控制[J].电机与控制学报,2019, 46(1):8-33.
- [6] 陆婋泉,林鹤云,冯奕.永磁同步电机无传感器控制的软开关 滑模观测器[J].电工技术学报,2015,30(2):106-113.
- [7] 岳岩,王惠民,葛兴来.基于锁频环的内置式永磁同步电机无
   传感器控制[J].中国电机工程学报,2019,39(10):
   3075-3084.
- [8] 张磊,高春侠. 一种变增益宽速度范围的永磁同步电机无位置

传感器控制[J]. 电机与控制学报, 2015, 19(8): 36-46.

- [9] 陈勇,高玉文,陈章勇.一种自适应同步滤波器和正交锁相环相结合的滑模观测器[J].电工技术学报,2018,33(2): 265-274.
- [10] Song X, Fang J, Han B, et al. Adaptive Compensation Method for High-Speed Surface PMSM Sensorless Drives of EMF-Based Position Estimation Error [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(2): 1438-1449.
- [11] 唐任远. 现代永磁电机理论与设计[M]. 北京: 机械工业出版 社, 1997: 253-265.
- [12] 王辉航,赵朝会,万东灵,等.基于非奇异快速终端滑模观测器的永磁同步电机无位置传感器控制[J].电机与控制应用, 2019,46(1):28-33.
- [13] 徐晨栋, 尹泉, 罗慧, 等. 永磁同步电机无位置估计误差的滑模 观测器无速度传感器控制方法[J]. 电机与控制应用, 2019, 46 (12): 1-7.
- [14] 张鑫,张传金.改进的滑模观测器实现 PMSM 无传感器控制 [J]. 电气传动, 2021, 51(3): 36-40.
- [15] Zhaowei Qiao, Tingna Shi, Yindong Wang. New Sliding-mode Observer for Position Sensorless Control of Permanent-magnet Synchronous Motor[J]. IEEE Transaction on Industrial Electronics, 2013, 60(2): 701-719.
- [16] Donglai Liang, Jian Li, Ronghai Qu, et al. Adaptive Second-order Sliding-mode Observer for PMSM Sensorless Control Considering VSI Nonlinearity[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33 (10): 8994-9004.
- [17] Yue Zhao, Wei Qiao, Long Wu. Improved Rotor Position and Speed Estimators for Sensorless Control of Interior Permanent-magnet Synchronous Machines[J]. IEEE Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2014, 2(3): 627-639.
- [18] 何鑫, 李明勇, 高跃. 永磁同步电机转子初始位置检测方法 [J]. 船电技术, 2015, 35(2): 77-80.

 $e_{i} + e_{i} + e_{i$ 

<sup>8</sup> 99292929292929292929292929292929292929	
	邮发代号: 52-92
§ 《微电机》(AN)	订价: 8 元/期
	年价: 96 元/年
全年 12 期,读者可到当地邮局订阅,本刊小可破订、零购。	编辑部邮购(含快递费): 300 元/年资
欢迎投稿!欢迎订阅!欢迎刊登广告!	0 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2
》 国内刊号: CN61-1126/TM	国际刊号: ISSN 1001 - 6848
影 邮 箱:micromotors @ vip. sina. com	2) 20
地 址:高新区上林苑四路 36 号(710117)	电话: 029-84276641
<sup>6</sup> 262666666666666666666666666666666666	% %

# - 种国产无刷直流电机驱动电路的设计

#### 潘运昌

(南昌航空大学 测试与光电工程学院,南昌 330000)

**摘** 要:无刷直流电机是一种应用及其广阔的产品,由于其具有体积小、高输出功率、高效率、控制简单、能实现 无级调速、运行速度范围宽、高可靠性和低维护要求等特点,被广泛应用于汽车电子、自动化、航空航天等各个领 域。然而在中国,我们大多使用的无刷直流电机驱动电路中的芯片都依赖进口,几乎很少出现一款完完整整由我们 自己国内制造的芯片设计的无刷直流电机驱动电路,驱动器,所以设计一款国产化无刷直流电机驱动电路,驱动器 是非常有必要的。

# Design of a Domestic Brushless DC Motor Drive Circuit

PAN Yunchang

(Nanchang Hangkong University School of Testing and Opto-electronic Engineering, Nanchang 330000, China)

**Abstract**: Brushless DC motor motors is an application and broad product, since it has small volume, high output power, high efficiency, simple control, can realize stepless speed regulation, wide speed range, high reliability and low maintenance requirements and other characteristics, widely used in automotive electronics, automation, aerospace and other fields. In China, however, most of us use the brushless DC motor drive circuit of the chip are dependent on imports, rarely appear a whole made by our own domestic chip design of brushless DC motor drive circuit, drive, so design a localization of brushless dc motor drive circuit, the drive is very necessary.

Key words: brushless direct current motor (BLDC); position sensor; stepless speed regulation; domestic driver circuit

# 0 引 言

无刷直流电机 (Brushless Direct Current Motor, 简称 BLDC) 是利用位置传感器以及电子开关线路来 代替我们传统的直流电机中的电刷和机械换向器, 这大大提高了系统的可靠性,性能也相比于传统的 直流电机有非常大的优势<sup>[1-2]</sup>。无刷直流电机属于永 磁同步电机的一种,它并不是字面上那种真正的直 流电机,它的本质是直流电源输入,采用逆变电路, 电子逆变器将直流电转化为交流电,并且有转子位 置检测以及反馈的三相交流永磁同步电机<sup>[3]</sup>。目前 常见的驱动电路有使用 IR2101S + MOS 的驱动的, 使用 SI9979DS 芯片 + MOS 驱动的,下面将分别介绍 这两种驱动电路,并提出一种使用国产驱动芯片 JY01 搭配国产 MOS 管设计的国产化无刷直流电机驱 动电路。

# 1 无刷直流电机的原理

无刷直流电机的工作原理和有刷直流电机十分 类似。主要是靠霍尔传感器或者反电动势获得当前 转子的位置,然后根据设定的换相表获得当前时间 应该给哪两相绕组通电,从而获得定子磁链和反向 与转子磁链的方向呈一定的角度。我们都知道只要 通电的导体放置于磁场中,它就会受到一个作用力, 这个力,我们称为洛仑磁力。并且由于作用力与反 作用力,导体将承受相等且相反的力。当线圈中通 入电流时,会产生磁场,该磁场与定子的磁极相互 作用,这时如果我们改变线圈的电流方向,那么转 子感应出来的磁场方向也将相应的发生变化,这时 候我们就能让转子在磁场的作用下一直转动。尽管 通的是直流电,但开关仍会产生具有梯形形状的交

作者简介:潘运昌(1999),男,硕士研究生,研究方向为基于国产 FPGA 的无刷直流电机的控制。

流电压波形<sup>[4]</sup>。然后由于无刷直流电机不同于有刷 电机,它是没有电刷的,因此要实现换相必须是电 子控制的,为了使电机旋转起来,必须给我们需要 的绕组通电,因此我们必须事先知道转子的位置, 才能精确地给特定的绕组通电。这里我们通常使用 霍尔传感器,霍尔传感器是利用霍尔效应来工作的, 通过霍尔传感器的位置传感器检测转子的位置信息, 并将其转化为电信号。大多数无刷直流电机都是采 用三个霍尔传感器,间隔呈 60°或 120°放置。如图 1 所示为霍尔传感器间隔按 60°摆放。



图 1 BLDC 霍尔传感器

# 2 无刷直流电机的驱动方式

分析无刷直流电动机的驱动方式,必须先从其 结构入手。无刷直流电动机的定子结构与感应电动 机很相似,由一堆钢板组成,绕着轴向断裂的槽。 一般来说,大部分无刷直流电动机都是由3个定子 组成的。此外,线圈连接和以定子线圈为基础,可 分为梯形(ladder)和正弦(sine)电动机。在梯形电动 机中,逆转动力是梯形,在正弦电动机中,逆转动 力是正弦型。如图2所示为直流无刷电动机的反电 动势波形<sup>[5]</sup>。



#### 图 2 BLDC 电机反电动势波形

无刷直流电机的驱动方式可以按照不同的类别 分为多种方式,他们有各自的特点。按驱动波形分 类,可以分为方波驱动和正弦驱动。方波驱动这种 驱动方式实现起来非常方便,易于实现电机无位置 传感器控制。正弦驱动这种驱动方式可以改善电机 的运行效果,是运行中输出的力矩比较均匀,但是 实现起来比较复杂。同时这种方法又有 SPWM 和 SVPWM(空间矢量 PWM)两种方式。无刷直流电机 驱动方式的主要进化过程如下,从取消霍尔元件变 为无位置传感器的驱动方式,从方波驱动到正弦波 驱动方式,进而演变成无位置传感器和正弦波驱动 方式相结合,最后引入矢量控制。采用无位置传感 器控制,取消霍尔元件等,有利于在苛刻条件下的 无刷直流电机驱动,而引入矢量控制技术是无刷直 流电机的性能提升,且效率达到极限。目前市面上 大多数还是无刷直流有感电机,所以这里我们主要 研究无刷直流有感电机,调速方式使用0-5 V 电压 调速或者 PWM 模拟电压调速方式<sup>[6]</sup>。

### 3 常见的驱动电路分析

#### 3.1 IR2101S + IRF540N 的驱动电路

一般的无刷直流电动机的驱动电路中,有在高侧和低侧门驱动器 IR2101S 上组合 IGBT 或 MOSFET 的驱动电路。IR2101S 为双通道、栅极驱动、高压高速 功率驱动器,采用高度集成的电平转换技术,大大简 化了逻辑电路对功率器件的控制要求,提高了驱动 电路的可靠性,其引脚图和应用电路如图 3 所示<sup>[7]</sup>。



另外,由于上管采用外部自带电容器,激励电 源数量比其他 IC 激励大幅减少,从工程上减少了控 制变压器的体积和电源数量,降低了产品成本。可 以提高系统可靠性。如图 4 所示 IR2101S 本身是半 桥驱动、采用上桥下桥驱动方式、即一个驱动需要 一个 IR2101S 和两个 MOS 管, 共三路。所以电机驱 动的成本很大一部分在这里。而且根据 MOS 管的不 同应用和不同功率,需要考虑成本,尽量选择性价 比高的 MOS 管。这里我们使用的 MOS 管为 IRF540N, IRF540N 来自国际整流器的先进 HEXFET 功率 MOS 场效应管采用先进的处理技术,实现每个 硅面正低通电阻。这种优势,结合 HEXFET 功率 MOSFET 的快速开关速度和坚固的器件设计,为设 计者提供了一个非常高效和可靠的设备,适用于各 种应用。由于 IRF540N 主要用于为配件提供稳定电 压,所以一般使用在 CPU、AGP 槽位、内存槽位附 近。其中在 CPU 与 AGP 插槽附近各安排一组 IRF540N, IRF540N 一般是以两个组成一组的形式出 现主板上的。IRF540N 是一个电压控制元件。只要 在其电压控制元件上加上所需的电压,就可以使其 导电。其导通与饱和状态的三极管相似,导通结的 压降最小。U2 为 IR2101S, Q1 和 Q2 是 IRF540NN
沟道 MOS 晶体管, D2 和 C3 是上桥引导电路, R3 和 R13 是 MOS 晶体管的电流限制电阻。R15 是驱动 采样功率电阻。大功率电阻可在负载下更换,以免 电流烧坏电阻。R9 和 R10 是控制从单片机到 IR2101S 的引脚的限流电阻。自启动电路也被称为 升压电路(该电路在倒三相桥接电路中起着重要作 用)。其原理是利用自举升压二极管或自举升压电容 等,使电容放电电压与电源电压重合,从而提高电 压(类似升压电路),有的电路可以提高电源电路数 倍的电压。这就是用升降机提高电压。一般使用电 容器和二极管元件。电容器储存电荷,二极管防止 电流逆流。在频率高时,自动上升电路的电压是电 路的输入电压和电容的电压相加,起到提高电压的 作用。同时,自动用电的容量不能太大,也不能太 小,要根据开关频率选择合适的容量。



图 4 IR2101S 控制的驱动电路

#### 3.2 SI9979DS + CSD88537ND 的驱动电路

另外一种常见的无刷直流电机驱动电路采用的 是国外的一款无刷直流电机驱动芯片 SI9979DS, SI9979DS 是一款单片无刷直流电动机控制器正交选 择,制动输入包括控制集成的高侧驱动电路。 SI9979DS 配置向传感器间距的交叉导通保护,限流 和欠压内部低压为连同转速表输出。保护功能包括 允许 60 或者 120 度换稳压器允许超过一个宽停摆。 FAULT 输出表示欠压,可以用于所有 N 通道的 MOS 管的积分高侧驱动器,并且 SI9979DS 提供霍尔效应 传感器的换向,可以通过 PWM 控制。如图 5 所示为 SI9979DS 控制的原理框图<sup>[8]</sup>。



图 5 SI9979DS 控制的原理框图

然后这里我们使用的 MOS 管为 CSD88537ND。 CSD88537ND 为双路 60V N 沟道 NEXFET 功率金属 氧化物半导体场效应晶体管(MOSFET),这款双路小 外形尺寸经常用于低电流控制中的半桥,它拥有超低 的 Qg 和 Qgd,有雪崩额定值等,非常适合无刷直流 电机驱动电路中的 MOS 管。当然我们也可以使用国 产的 MOS 管如 JY2605M,YJGD20G10A 等双 N 沟道 MOS 管,下面的国产化无刷直流电机驱动电路使用 MOS 管为 JY2605,图 6 为 SI9979DS + CSD88537ND 的驱动电路。



图中包括转子位置信号检测这里采用的霍尔传 感器,然后还有电流采样电路用来保护电路。

# 4 国产化控制的驱动电路

设计国产化无刷直流电机驱动电路,我们这里 主要采用的是上海居逸电子科技发展有限公司自主 研发的无刷直流电机驱动芯片,这里我们用到了 JY01, JY213L, JY2605M, UTC317 这几个芯片 . JY01 为无刷直流电动机专用驱动控制 IC, 可应用 于带霍尔霍尔的电机上,具有应用方便、外围电路 简单、成本低、SPWM 驱动方式,以低噪声、高效 率、质量稳定和完善的技术支持,迅速得到广大电 子工程师的认可,已广泛应用于各个领域。各类直 流无刷风扇、直流无刷泵、割草机、踏板车、平衡 车、机器人、科学仪器设备、汽车燃油泵、电动车 窗、电动座椅调节、空调风扇、电动后视镜调节, 如吸尘器、空调、水暖设备等家电、高端儿童玩具、 飞机模型、汽车模型、模型等;在手工工具上也得 到了广泛的应用,如砂光机、手钻、雕刻机、电动 螺丝刀等。下面是它的工作特性。

功能特性:

- ●工作电压: 4.5 V-5.5 V
- ●工作温度: -40度~85度
- ●驱动方式: SPWM
- ●转向控制:正/反
- ●软换转向:有
- ●转速信号:有
- ●过载保护:有
- ●电流闭环:有
- ●恒流驱动:有
- ●堵转保护:有
- ●缓启功能:有
- ●转速调节:线性
- ●双模驱动:有霍尔/无霍尔
- ●适应电机:无霍尔电机/有霍尔电机
- ●缓启动时间分为1S; 3S; 10S 三档可选
- ●特有技术: JYKJ 全工况安全启动功能

JY213L 是一种用于功率 MOS 管和 IGBT 器件 的高速三相门驱动器,具有三个独立的高、低侧参 考输出通道,内置的死区保护和穿透保护,避免损 坏半桥 UVLO 电路可以防止 VCC 和 VBS 电压低于 阈值时发生故障。一种新的高压 BCD 工艺和共模 噪声抵消,保证了高侧驱动器在高噪声条件下的稳 定运行,同时实现了良好的负瞬态电压容限,包括 一个使能引脚(EN),以便使用待机模式将芯片设 置为低静态电流状态,以延长寿命,特别适用于 三相电机用途的高速功率 MOSFET 和 IGBT 的栅极 激励芯片内置死区时间和上下管直通保护,有防止 半桥电路损坏的效果。为防止芯片工作低电源电 压,输出管受到芯片内部债压锁止电路的损害,通 过先进的高压 bcd 制程和内罟共模噪声技术来消除 该现象,同时驱动器高 dv/dt 噪音环境工作稳定, 并具有芯片宽度范负瞬实态电压承受能力。为了延 长电池的使用时间,可以通过控制 ENB 引脚使芯 片处于低电流消耗的待机模式。如图 7 所示为其典 型应用电路。



#### 图 7 JY213L 典型应用电路

然后这里我们采用的是双 N 沟道 MOS 管 JY2605M。JY2605M采用最新的沟槽处理技术,以 实现高电池密度,并降低低栅极电荷的导通电阻。 这些特性结合在一起,使这种设计成为一种极其高 效和可靠的器件,适用于电源开关应用和各种各样 的其他应用。如图 8 所示为其实物图和引脚图。



#### 图 8 JY2605M 实物图和引脚图

这里的电源模块中我们用到了可调节三端正电 压稳压器 UTC317。UTC317 是可调节的三端正电压 稳压器,在输出电压范围 1.2 V 到 37 V 时能够提供 超过 1.5 A 的电流,非常易于使用。如图 9 所示是 我所设计的国产化无刷直流电机驱动电路。



图中包含多个模块, 电源模块, 位置检测模块, 电流采样模块。电源模块用于提供电源,这里我们 所用到的电源有 0-5 V 调速电源以及 24 电机工作 电源。位置检测模块这里我们同样使用的是霍尔传 感器, JY01 芯片中包含霍尔信号检测, 电流采样模 块用来采集三个 MOS 中的电流以及功率,这里的采 样电阻使用的是22毫欧姆的电阻,驱动电路这里我 们采用的是 JY01 + JY213L + JY2605M。经过实验, 发现这款电路能够正常的实现无刷电机控制的一些 基本功能,如调速,正反转,使能控制等。这里的 调速我们可以使用电位器调节0-5V电压来控制电 机的转速,也可以使用单片机,DSP,FPGA等来产 牛 PWM 信号进行模拟电压调速。后期计划使用国产 FPGA 配合这款国产化驱动电路来实现无刷直流电机 控制的更复杂的功能,如电流速度的双闭环控制 等<sup>[9]</sup>。如图 10 和图 11 所示为这款驱动电路的 PCB 图和3D图。



图 10 国产化控制驱动电路 pcb 图

图9 国产化驱动电路



图 11 国产化控制驱动电路 3D 图

### 5 结 语

无刷直流电机广泛应用于各种应用需求,汽车, 航空,自动化系统等,并且经过近几十年的发展, 无刷直流电机在技术上也日益成熟<sup>[10]</sup>,表现出优良 的特性,深受市场欢迎,未来很有可能代替有刷直 流电机的主体地位,并且在国产化时代,国产化芯 片的潮流下,设计一款完完整整的国产化无刷直流 电机驱动电路是非常有必要的,本文设计并提出了 一款国产化无刷直流电机驱动电路可以实现一些常 见的功能,如电机的正反转,调速,使能控制等, 能够满足日常所需。可以使用电压调速,也可以使 用 PWM 模拟电压调速。后期为完整的实现国产化控 制,我们可以利用国产单片机或 DSP,FPGA 产生 PWM 波,输送给驱动板来实现电机的调速,当然也 可以使用算法搭配一个简单的逆变电路来实现无刷 直流电机的控制。

(下转第81页)

# 涡轮发电机用磁力耦合器设计

张达<sup>1</sup>,白玉新<sup>1</sup>,袁田<sup>2</sup>,李雪<sup>1</sup>,许明<sup>1</sup>

(1. 航天深拓(北京)科技有限公司,北京100076;2. 北京精密机电控制设备研究所,北京100076)

**摘** 要:本文以涡轮发电机用磁力耦合器为研究对象,对其进行了设计研究。首先,在磁力耦合器结构基础上,建 立了等效计算模型,分析了磁力耦合器的矩角特性。然后,在综合考虑转矩及涡流损耗的条件下,对磁力耦合器的 最佳极数、最佳极弧系数进行了选择。在综合考虑涡流损耗及结构强度的条件下,对磁力耦合器隔离套厚度进行了 优选。最后,通过试验对计算进行了验证。研究结果可为磁力耦合器设计及性能改进提供参考。 关键词:涡轮发电机;磁力耦合器;设计

中图分类号: TM303; TM313 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2023)05-0072-04

# **Design of Magnetic Coupling for Turbine Generator**

ZHANG Da<sup>1</sup>, BAI Yuxin<sup>1</sup>, YUAN Tian<sup>2</sup>, LI Xue<sup>1</sup>, XU Ming<sup>1</sup>

(1. Aerospace Shentuo (Beijing) Technology Co., Ltd., Beijing 100076, China;

2. Beijing Institute Precision Mechatronics and Controls, Beijing 100076, China)

**Abstract**: In this paper, a magnetic coupling for turbine generator was studied. First, the equivalent calculation model based on the structure of magnetic coupling was established and the torque-angle characteristic was analyzed. Then, under the condition of consideration of torque and eddy current loss, the optimal pole number and the optimal arc coefficient of magnetic coupling were selected. Under the condition of consideration of eddy current loss and structural strength, the thickness of separation sleeve in magnetic coupling was optimized. Finally, the calculation was verified by experiment. The results could provide reasonable suggestions for the design and performance improvement of magnetic coupling.

Key words: turbine generator; magnetic coupling; design

# 0 引 言

井下电源作为石油钻采工具的关键设备,目前 主要包括电池组和涡轮发电机。涡轮发电机可长时 间为系统提供电力,工作寿命长,代表着井下电源 的发展趋势<sup>[1~2]</sup>。涡轮发电机通过将高速冲击的泥 浆动能转化为电能输出,满足供电需求,实现二者 能量传递的关键就是转矩传输。由于具有转矩传输 无接触、运行速度范围宽、无机械振动的优点,磁 力耦合器在真空、化工、核动力、石油等对隔离、 密封、振动要求严格的特殊应用领域得到了极为广 泛的应用,尤其是在井下钻采用涡轮发电机方面占 据着不可取代的地位<sup>[3~5]</sup>。

同时,由于磁力耦合器采用磁力传动,传递的 转矩与传统传动装置相比明显较小,而其性能将会 直接影响涡轮发电机的工作状态,因此,开展涡轮 发电机用磁力耦合器的设计及研究具有重要的现实 意义。

# 1 结 构

磁力耦合器从结构上可以分为同心轴式、平行 轴式以及端面式三种,其中,同心轴式传递的转矩 密度最大,要求内外转子必须同轴安装<sup>[6]</sup>。基于涡 轮发电机空间尺寸限制及传递转矩需求,同心轴式 磁力耦合器是其最佳选择,本文设计的磁力耦合器 结构如图1所示。

磁力耦合器由外转子和内转子组成,泥浆涡轮 安装在外套上,带动外磁体和护套一起转动组成外 转子,作为主动部件。转轴与发电机连接,与内磁 体和护套一起组成内转子,作为从动部件。隔离套 采用钛合金材料,实现承压、密封功能。为了获得 均匀稳定的转矩,内外磁体的极数必须相等,且都

**收稿日期:** 2022-09-28 作者简介:张 达(1986),男,高级工程师,研究方向为石油装备研发。

采用径向充磁, N 极和 S 极交替排列。当有泥浆冲 击时,外转子旋转,由于内外磁体磁场之间的耦合 作用,带动内转子旋转,实现转矩的传递。



<sup>1-</sup>外套; 2-外磁体; 3-外磁体护套; 4-隔离套; 5-内磁体护套; 6-内磁体; 7-转轴

图1 同心轴式磁力耦合器结构

# 2 性能计算

#### 2.1 模型建立

依据电磁场基本原理,磁力耦合器的二维磁场 数学方程表达式如<sup>[7~10]</sup>:

$$\begin{cases} \frac{\partial}{\partial x} \left( \frac{\partial A_z}{\mu \partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left( \frac{\partial A_z}{\mu \partial y} \right) = -J_z \\ \Gamma_1 : A_z = A_0 \\ \Gamma_1 : \left( \frac{\partial A_z}{\mu \partial n} \right) = -H_i \end{cases}$$
(1)

式中,  $A_Z$  为矢量磁位 Z 向分量,  $\mu$  为材料磁导率,  $J_Z$  为电流源密度,  $\Gamma_1$  为第一类边界条件,  $\Gamma_2$  为第 二类边界条件。

由于磁力耦合器内部磁场较为复杂,采用解析 法难以得到精确结果,通常用有限元方法计算。本 文采用目前工程领域常用的电磁场分析软件 Maxwell,对磁力耦合器进行了有限元分析。由于磁力耦 合器为对称结构,忽略端部效应后,可将其简化为 二维模型,采用 2D 瞬态场进行计算,建立的二维模 型如图 2 所示。





#### 2.2 矩角特性分析

保持外转子静止,内转子以2500 r/min速度旋转,计算得到矩角特性如图3所示。由于涡轮发电机通常空载起动,本文仅对该状态进行分析。当涡轮带动外转子旋转时,由于摩擦转矩的存在,内转

子保持静止,外转子转过一定角度后,二者出现角 度差,内外转子间产生旋转转矩,当旋转转矩大于 摩擦转矩后,内转子以固定角度差随外转子一起稳 定旋转。此时给内转子施加负载转矩,内外转子间 角度差将进一步增大,转矩随之增至大于负载转矩 后,内转子以新的更大的角度差随外转子旋转。如 果负载转矩大于磁力耦合器最大转矩,则磁力耦合 器脱转。



图 3 矩角特性

在一个电周期内,磁力耦合器传递的转矩按正 弦规律变化,其内部磁力线分布如图4所示。当电 角度为0°时,磁力线经由转轴、内磁体、内磁体护 套、内气隙、隔离套、外气隙、外磁体护套、外磁 体、外套形成一个闭合回路,内、外气隙中仅存在 径向方向的磁力线,无切向分量,由于能量转换主 要在内、外气隙中完成,外套、转轴中的切向磁力 线可忽略,此时内外转子间无能量传递,转矩为零。 当电角度为90°时,内磁体轴线与外磁体轴线偏转角 度最大,磁力线向一侧最大扭曲,此时转矩最大。 当电角度为180°时,内磁体与外磁体发出的磁力线 各自闭合,二者形成的磁场互不耦合,转矩为零。 当电角度为270°时,内磁体轴线与外磁体轴线偏转 角度最大,磁力线向另一侧最大扭曲,此时转矩最 大,且与90°时的转矩反向。



· 74 ·

在磁力耦合器的设计中,极数是一个重要参数。 极数增加有利于转矩的传递,但也会造成漏磁的增加,使得永磁体利用率降低,最大转矩反而会下降。 计算不同极数下磁力耦合器的矩角特性,结果如图 5 所示,6 极时转矩最大,12 极时转矩最小。



图 5 不同极数矩角特性

基于耐压耐腐蚀需求,隔离套采用钛合金材料, 其电阻率为(0.47-1.8)×10<sup>-6</sup>Ω\*m,当内外磁体 同步旋转时,这个旋转磁场将会在隔离套中感生出 电流,习惯上称之为涡流,从而引起涡流损耗,不 同极数时隔离套涡流损耗如图6所示。



图6 不同极数涡流损耗

由图 6 可见, 4 极时涡流损耗最大, 12 极时涡 流损耗最小。且随着极数增多,涡流损耗波动减小, 表明极数越大磁力耦合器内部磁场分布越均衡。

不同极数时,磁力耦合器最大转矩和涡流损耗 计算结果如表1所示。综合考虑转矩传递能力和效 率,选取磁力耦合器极数为6极。

表1 不同极数时性能

极数	4	6	8	12
最大转矩/Nm	1.74	1.90	1.79	1.00
涡流损耗/W	13.60	10.60	7.80	4.30

#### 2.4 磁体极弧系数选择

磁体形状采用平行充磁瓦片型磁极,作为磁场 能量的来源,磁体极弧系数直接影响磁力耦合器性 能。极弧系数增大,最大转矩也增大,但涡流损耗 也随之增加,其性能反而可能降低,因此对于极弧 系数的选择需要综合考虑转矩和涡流损耗。计算6 极磁力耦合器不同极弧系数时的特性,结果如图7 所示。



图 7 不同极弧系数特性

由图可见,极弧系数为1时,传递转矩能力最 强,涡流损耗最大;随着极弧系数降低,最大转矩 减小,涡流损耗也随之减小;极弧系数为0.8、0.9 时的涡流损耗与极弧系数为1时相差很小,在优先 考虑转矩最大的条件下,选择极弧系数为1。

#### 2.5 隔离套厚度选择

磁力耦合器工作时,涡流损耗主要在隔离套中 产生。为了减小涡流损耗,隔离套的厚度应尽可能 小;而为了保证高压条件下的结构强度及安全裕度, 隔离套的厚度需要越大越好。对于隔离套厚度的选 择,应综合考虑效率和强度需求。在其他尺寸不变 的情况下,计算6极磁力耦合器不同隔离套厚度时 的涡流损耗,结果如图8所示。



图 8 不同隔离套厚度涡流损耗 由图可见,随着隔离套厚度增加,涡流损耗增 加;隔离套厚度由 3.3 mm 增至 4.3 mm 时,涡流损 耗由 3.2 W 增至 4.7 W,增幅并不明显;隔离套厚 度由 4.3 mm 增至 5.3 mm 时,涡流损耗由 4.7 W 增 至 8.8 W,增加量较大。同时考虑刚度需求,选择 隔离套厚度为 4.3 mm。

#### 3 试 验

由于磁力耦合器以部件形式安装于涡轮发电机 中,其内磁体、外磁体无法单独组装成整体,故采 用随发电机整体拖动再折算的方法进行测试。如图 9所示,将磁力耦合器与涡轮发电机一起安装于拖 动测试台,发电机后端连接整流电路、电子负载。 记录磁力耦合器刚刚脱转时的瞬时峰值负载,根据 该值折算出此时磁力耦合器的输出转矩,可近似将 其视为磁力耦合器最大输出转矩。



#### 图9 磁力耦合器测试

转速 2500 r/min 时,磁力耦合器最大转矩测试 值与计算值对比如表 2 所示。由表可见,测试值比 计算值小 0.42 Nm,这是因为测试值根据电机瞬时 输出功率折算得出,后端电路及电机整体效率取值 85%,该效率取值偏大,导致折算得到的测试值偏 小;测试值为近似值,受转矩波动及测量精度影响, 会存在一定误差;同时,计算值未考虑加工、装配 因素,这也会造成一定误差。

#### 表2 最大转矩值对比

	磁力耦合器最大转矩/Nm
测试值	1.48
计算值	1.90

# 4 结 论

(1)磁力耦合器矩角特性为正弦曲线,随内、 外磁体间角度差而变化。

(2)内、外磁体间电角度为90°时,转矩最大; 内、外磁体间电角度为0°、180°时,转矩为零;内、 外磁体间电角度为270°时,转矩最大,但方向与 90°时相反。

(3)极数为6极时转矩最大,12极时转矩最小; 随着极数增多,涡流损耗减小,损耗波动也减小。

(4)极弧系数为1时,传递转矩的能力最强,涡 流损耗也最大;随着极弧系数降低,最大转矩减小, 涡流损耗也随之减小。

(5)随着隔离套厚度增加,涡流损耗增加;隔 离套厚度为 3.3 mm、4.3 mm 时,涡流损耗接近; 隔离套厚度增至 5.3 mm 时,涡流损耗急剧增大。

#### 参考文献

- 苏义脑,窦修荣.随钻测量、随钻测井与录井工具[J].石油 钻采工艺,2005,27(1):74-78.
- [2] 刘新平,房军,金有海.随钻测井数据传输技术应用现状及展望[J].测井技术,2008,32(3):249-253.
- [3] 王群京,赵韩.稀土永磁钕铁硼(NdFeB)的磁性齿轮[J].机
   械制造,1998(5):34-35.
- [4] 赵克中. 磁耦合双向驱动控制器的研究[D]. 沈阳: 东北大学 博士学位论文, 2005: 7-19.
- [5] 赵克中. 磁耦合传动装置的理论与设计[M]. 北京: 化学工业 出版社, 2009.
- [6] 彭科容. 磁力耦合器结构与特性研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工 业大学硕士学,2008:11-22.
- [7] 菅志军. 磁力耦合器矩角特性和涡流损耗的研究[J]. 微电机, 2013, 46(8): 34-37.
- [8] 赵韩,田杰.用有限元法设计稀土永磁齿轮传动[J].机械科 学与技术,2000,19(2):207-209.
- [9] E P Furlani. Two-dimensional Analysis for the Coupling of Magnetic Gears[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1997, 33(3): 2317-2321.
- [10] 方军. 调速型永磁磁力耦合器磁场及传动特性研究[D]. 重 庆: 重庆理工大学, 2016: 32-34.

# -种基于 SOPC 的低成本便携式数字示波器设计

冯 浩,师 航,葛洋洋

(中国航空工业集团公司 西安航空计算技术研究所,西安 710119)

摘 要:为了方便外场电机测量及维护工作,提出了一种基于片上可编程系统(SOPC)技术的便携式低成本数字示 波器设计方案。与传统 FPGA 作为数据存取处理 MCU 作为显示控制的设计方案不同,基于 SOPC 的便携式数字示波 器设计方案通过在 FPGA 中嵌入 Nios II 系统,作为 CPU 实现对 LCD 波形及参数显示控制;利用 FPGA 的逻辑资源,设计采样数据的存取控制模块,实现采样信号的触发存取功能。系统测试结果表明本文所设计的系统具有设计简单、低成本、稳定性好,可重复开发等特点。

关键词: SOPC; FPGA; Nios II; 数字示波器

中图分类号: TN98 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2023)05-0076-03

#### **Design of SOPC-based Low-cost Digital Storage Oscilloscope**

FENG Hao, SHI Yu, GE Yangyang

(AVIC Xi' an Aeronautics Computing Technique Research Institute, Xi' an 710119, China)

**Abstract**: To facilitate the external measurements and maintenance tasks, proposed an implementation of portable digital storage oscilloscope system, based on programmable chip (system on programmable chip) technology. Unlike the traditional design of FPGA for date access process and MCU for display control, the design of portable digital oscilloscope based on SOPC embedded Nios II into FPGA. The embedded system acted as a CPU which controls display of LCD waveform and parameters. In addition, FPGA logical resources were used to design access control module of sampling data and realize trigger access function of that. System test results show that the designed system has the characteristics of simple design, low-cost, good stability and repeatable development.

Key words: system on a programmable chip; field programmable gate array; Nios II; digital storage oscilloscope

# 0 引 言

在外场进行电机测试及维护工作中,通常需要 使用示波器等常用的基本电子测量仪器,对电机转 速等信号的波形和相关参数进行测量,而常规的台 式数字示波器体积笨重、电源供电不方便,因此, 难易携带进行现场测试<sup>[1]</sup>。另外,普通台式数字示 波器价格比较昂贵,造成外场工作投资成本巨大<sup>[2]</sup>。 因此,考虑开发一款低成本、体积小、功能丰富的 便携式数字示波器具有很大的实际意义。在便携式 数字示波器研发上,传统方式大多采用 FPGA + MCU 设计方案<sup>[3]</sup>, FPGA 主要负责数据采集及处理功能, 而 MCU 主要负责液晶显示及控制功能,该方案电路 设计相对复杂,不利于降低功耗、体积以及成本<sup>[4]</sup>。 本文设计一种基于 SOPC 技术的低成本便携式数字 示波器,不仅简化了硬件电路,有效地降低了成本 和体积,同时系统功能丰富,满足波形测试基础上 还具备信号频谱分析功能,可以较好地满足日常外 场测试使用。

# 1 系统总体设计方案

本文设计的基于 SOPC 的设计方案,通过在 FPGA中植入嵌入式软核处理器作为核心控制电路, 利用 FPGA 中的可编程逻辑资源和 IP 软核来构成该 嵌入式系统处理器的接口功能模块,借助 Avalon 总 线,实现对外围模拟通道、高速 A/D 转换器、LCD 显示器、键盘等硬件的控制。系统组成的总体框图 如图 1 所示。

收稿日期: 2022-10-21

作者简介:冯浩(1990),男,硕士,研究方向为机载计算机设计。



#### 图1 系统组成框图

系统主要由信号调理电路、采样电路、FPGA 核 心处理模块和人机交互模块组成。信号调理电路由 交直流耦合切换模块、信号衰减模块以及程控放大 电路组成,主要用于对输入信号进行不同程度的衰 减与放大,使信号在最佳的测量和显示量程范围内。 高速 A/D采样器采用于对调整后的模拟信号进行采 样,以供 FPGA 进行数字化处理。FPGA 为核心控制 模块,实现对采样信号的存取及运算处理并控制 LCD 液晶显示信号波形及相关参数。采用外接键盘 可实现对信号波形显示的控制并完成一些测量功能。

# 2 便携式数字示波器系统 FPGA 逻辑 硬件开发设计

FPGA 内部电路设计是便携式数字示波器系统的 核心部分,它完成了高速数据采集控制、信号测频、 数据处理显示等功能。整个数字控制部分都集成在 一片 FPGA 芯片中<sup>[5]</sup>。



图 2 FPGA 设计框图

FPGA 设计分为数字逻辑硬件设计和 Nios 软核 设计两大部分。其总体设计如图 2 所示。其中,数 字逻辑硬件部分提供外围的接口支持及控制,包括 数据采集存取控制模块、显示驱动、按键驱动、测 频模块、及时钟模块等。按照用户键盘的设置,实 现对模拟信号采集、数据存取、运算处理,最后在 LCD 液晶屏上重现信号波形及相关参数。

# 3 便携式数字示波器系统 Nios II 系统 软件设计

本设计系统软件主程序设计流程如图 3 所示。

上电后 FPGA 开始从配置芯片中读取程序,完成系 统的初始化操作,然后完成 LCD 驱动初始化及显示 界面的初始化;由按键中断设定控制传递标志,从 而做出对不同按键值的系统控制处理;根据触发显 示标志,调整触发显示图标及基线电平;通过在在 每个循环周期读取频率计数器数据,实现频率测量 功能;最后读取采样数据,并作存取控制、运算、 及波形显示处理。



图 3 主程序流程图

如图4所示,按键中断子程序通过键盘扫描与 与延时消抖来识别并确定按键值,根据键值来设定 实现不同功能标志位,同时将键值数据送给控制传 递变量,并对控制传递标志位置位,进而根据标志 位状态及控制传递变量值来做相应的功能处理。



# 4 测试结果

#### 4.1 测试波形

双通道正弦波和方波显示效果如图5所示。



图 5 波形测试结果

#### 4.2 频率测试分析

输入正弦信号幅度 5VPP 时,本款仪器的信号 测量频率值如表1 所示。

表1 频率测量值

输入信号频率/Hz	10	100	1 K	10K	1 M
测量频率/Hz	10.015	100	1 K	10K	1 M
相对误差	0.15%	0	0	0	0

表1中可以看到,输入信号频率在常用的几百 到上兆赫兹范围以内,频率测量误差为零。

#### 4.3 信号幅度测试

输入正弦信号频率为1000 Hz 时,测量结果如表2 所示。

输入信号	50 mV	100 mV	1 V	5 V	10 V
测量值	52 mV	100m V	0.98 V	4.96 V	9.91 V
相对误差	4%	2%	2%	0.8%	1%

表2测试结果表明,在测量从几百毫伏至几十 伏特的信号时,本款仪器测量结果良好,且波形显 示基本无失真。

#### 5 结 语

本文主要讨论了一种基于 SOPC 技术的便携式 数字示波器设计方案,系统测试结果表明本文所设 计的系统具有设计简单、低成本、稳定性好,可重 复开发等特点。

#### 参考文献

- [1] 周学礼,田玉珂,赵娜,等.便携式低功耗多功能数字示波器 设计[J].常熟理工学院学报,2022(5):036.
- [2] 胡兴梅,邹奇朋,杨文任,等.便携式数字示波器设计[J].电 子测试,2015(5):3.
- [3] 徐健, 唐胤. 基于 STM32 的便携式数字示波器设计[J]. 电子设 计工程, 2019, 27(14): 5.
- [4] 孙东胜,于婉婷,崔渊,等.一种基于 STM32 的便携式远程幅 频特性测试仪设计[J]. 江苏技术师范学院学报:自然科学版, 2021,27(2):25-33.
- [5] 孙一航. 便携式数字存储示波器的时间交错并行采样设计与实现[D]. 成都:西南交通大学, 2020.

 $e_{i} e_{i} e_{i$ 



# 异步牵引电机铸铝转子槽型设计探究

魏小文,黄晓婷,王 哲 (中车永济电机有限公司,西安710000)

摘要: 文章对异步牵引电机铸铝转子的槽型设计进行研究,主要分析转子半闭口槽和闭口槽的优劣势,以及槽口
 宽度、桥拱高度等设计参数对电机性能的影响,为牵引电机铸铝转子槽型设计提供参考。
 关键词: 异步牵引电机 铸铝转子 槽型
 中图分类号: TM346+.2
 文載标志码: A
 文章编号: 1001-6848(2023)05-0079-03

# Research on Slot Type of Casting Aluminum Rotor of Asynchronous Traction Motors

WEI Xiaowen, HUANG Xiaoting, WANG Zhe (CRRC Yongji Electric Co., Ltd., Xi' an 710000, China)

Abstract: This paper studied the slot design of cast aluminum rotor for asynchronous traction motor, mainly analyzed the advantages and disadvantages of rotor open slot and closed slot, as well as the influence of design parameters such as notch width and notch height on motor performance, so as to provide reference for the slot design of cast aluminum rotor for traction motor.

Key words: asynchronous motors; casting aluminum rotor; slot type

# 0 引 言

铸铝转子以其成本低、重量轻等优势,在一些 民用电机领域应用较广。就转子槽型而言,大部分 为梨形槽,槽口大多也为闭口。但在轨道交通行业, 对牵引电机的电磁性能、起动转矩、损耗和效率等 提出更高的要求,这就需要在铸铝转子性能和槽型 设计方面做更深入的研究。

#### 1 铸铝材料性能概述

转子电阻对电机的性能有很大影响。铜导体在 150 ℃电阻率约为 0.026 Ω · cm,而铝导体约为 0.0433 Ω · cm,是铜导体的 1.6 倍左右。由于电阻 率越大,导电率就越低,为减小其电阻,提高铸铝 转子的导电性,转子槽形一般选用槽面积更大的梨 形槽,这样在转子内外径限制的情况下更容易布置 槽型。

异步牵引电机的铸铝材质一般要求 AL99.7A 以 上的牌号等级,同时在铸造质量、孔隙率等方面有 更高的要求,目的旨在提高铸铝转子的导电性能, 降低电阻和减少损耗,进而降低电机的温升和提高 效率,使其性能更接近铜导条电机。

# 2 转子槽型设计

在电机起动阶段,转差率 s 较大,转子电流频 率接近电源频率,比正常运行时高很多,使转子导 条中电流的集肤效应更加明显。在集肤效应的作用 下,导体中的交流电阻增加,在槽口处的电流密度 将会升高,导致槽口处的铸铝导条温度很高,很容 易出现熔铝和甩铝现象。

所以,设计铸铝转子槽型时,在满足基本电磁 性能的前提下,齿磁密和导条电密不能太高,齿磁 密尽量小于1.8T,导条电密尽量取铜导条电密的一 半即可,3 A/mm<sup>2</sup> 左右比较合适。

铸铝转子槽型通常为梨形半闭口槽和闭口槽, 为研究两种槽型电磁性能的差异,分别设计不同的 槽口宽度和高度组合,以验证其性能的差异,确定 最佳配置。

#### 2.1 槽口宽度

研究初期,在槽型基本尺寸和其它电气参数确 定的情况下,对不同槽口宽度的电机性能进行计算。

收稿日期: 2022-11-07

作者简介:魏小文(1980),男,本科,研究方向为轨道交通牵引电机设计。



槽口高度  $h_{02}$ 均设计为 1 mm,选取不同的槽口 宽  $b_{02}$ ,电磁计算结果对比如表 1 所示。

 $h_{12}$ 

农1 个问僧口觉度电磁特性对比浓					
槽口宽 $b_{02}$ /mm	4.5	3	1.5	0.5	
槽口高 h <sub>02</sub> /mm	1	1	1	1	
最大转矩倍数	2.50	2.46	2.27	2.04	
效率/%	92.2	92.1	91.9	91.7	
功率因数	0.92	0.92	0.91	0.90	
转子铝耗/kW	3.21	3.20	3.21	3.22	
总损耗/kW	20.17	20. 22	20. 27	20.44	

1 不同槽口宽度电磁特性对比表

对比结果可见,相同槽口高的情况下,转子槽 口宽度 b<sub>02</sub>越小,越接近闭口槽,最大转矩倍数越 小。同时效率和功率因数均逐渐降低,但变化幅度 不明显,总损耗在增加。

依据每相槽漏抗公式:

$$X_{\rm s} = 4\pi f u_0 \, \frac{N^2}{pq} l_{\rm ef} \lambda_{\rm s} \tag{1}$$

式中, f 为频率;  $u_0$  为真空磁导率; N 为每相绕组匝数; p 为极对数; q 为每极每相槽数;  $l_{ef}$ 为铁心计算长度;  $\lambda_s$  为槽比漏磁导。

若为梨形半闭口槽,则:

$$\lambda_{\rm S} = \lambda_{\rm u2} + \lambda_{\rm 12} = \frac{h_{\rm 02}}{b_{\rm 02}} + \lambda_{\rm 12} \tag{2}$$

式中, $\lambda_{u2}$ 为槽口处比漏磁导; $\lambda_{L2}$ 为槽口下部比漏磁 导,取决于 $r_{12}$ , $r_{22}$ 和 $h_{12}$ 。可见, $\lambda_s$ 与槽口高度 $h_{02}$ 成正比,与槽口宽度 $b_{02}$ 成反比。槽漏抗 $X_s$ 也有同 样的关系。

依据最大转矩公式:

$$T_{\rm m} = \frac{m_1 p U_{N\phi}^2}{4\pi f(R_1 + \sqrt{R_1^2 + X_{\sigma}^2})}$$
(3)

式中, m<sub>1</sub>为相数; U<sub>No</sub>为额定相电压; R<sub>1</sub>为定子相

电阻; X<sub>σ</sub>为漏抗。

在定子电阻  $R_1$  远小于定转子总漏抗  $X_\sigma$ ,且漏 磁系数  $\sigma \approx 1$  时,最大转矩  $T_m$  与漏抗  $X_\sigma$  成反比, 在相同的额定转矩下,最大转矩倍数也与漏抗  $X_\sigma$  成 反比。所以,转子槽口宽度  $b_{02}$ 越小, $\lambda_s$  越大,槽漏 抗  $X_s$  也越大,最大转矩倍数就越小。其相互关系如 图 2 所示。



图 2 槽口宽度与最大转矩倍数、功率因数关系图

#### 2.2 槽口(桥拱)高度

槽口高度 h<sub>02</sub>,在闭口槽中也叫桥拱高度,对于 铸铝转子性能有着较大的影响,它是指槽型顶部距 离铁心外圆的距离,如图 3 所示。



图 3 闭口槽桥拱高度示意图

在研究过程中,选取不同桥拱高度 h<sub>02</sub>,分别验 证在半闭口槽和闭口槽中的电磁性能。

(1)槽口宽3 mm,不同桥拱高度 h<sub>02</sub>额定点电磁 参数对比如表2 所示。

表 2 半闭口槽不同桥拱高度电磁参数对比表

桥拱高 h_{02}/mm0.511.52最大转矩倍数2.502.462.412.36效率 %92.292.191.991.8功率因数0.920.920.910.90转子铝耗/kW3.203.233.293.44总损耗/kW20.1420.1720.2020.23						
最大转矩倍数2.502.462.412.36效率 %92.292.191.991.8功率因数0.920.920.910.90转子铝耗/kW3.203.233.293.44总损耗/kW20.1420.1720.2020.23	桥拱高 h <sub>02</sub> /mm	0.5	1	1.5	2	
效率 %92.292.191.991.8功率因数0.920.920.910.90转子铝耗/kW3.203.233.293.44总损耗/kW20.1420.1720.2020.23	最大转矩倍数	2.50	2.46	2.41	2.36	
功率因数0.920.920.910.90转子铝耗/kW3.203.233.293.44总损耗/kW20.1420.1720.2020.23	效率 %	92.2	92.1	91.9	91.8	
转子铝耗/kW3. 203. 233. 293. 44总损耗/kW20. 1420. 1720. 2020. 23	功率因数	0.92	0.92	0.91	0.90	
总损耗/kW 20.14 20.17 20.20 20.23	转子铝耗/kW	3.20	3.23	3. 29	3.44	
	总损耗/kW	20. 14	20. 17	20. 20	20. 23	

(2)转子闭口槽,不同桥拱高度额定点电磁计 算对比如表3所示。

表 3 闭口槽不同桥拱高度电磁参数对比表

桥拱高 h <sub>02</sub> /mm	0.2	0.5	1
最大转矩倍数	2.03	1.58	1.12
效率/%	91.9	91.5	89.9
功率因数	0.90	0.87	0.79
转子铝耗/kW	3.20	3.34	3.98
总损耗/kW	20.42	21.30	24. 27

从上表可见,槽口(桥拱)高度  $h_{02}$ 越小,电机最 大转矩倍数越大。因为依据式(1)和式(2), $h_{02}$ 越 小,槽比漏磁导  $\lambda_s$ 越小,槽漏抗  $X_s$ 就越小。依据 式(3),总漏抗  $X_\sigma$ 越小,电机转矩倍数就越大。同 时槽口(桥拱)高度  $h_{02}$ 越小,效率和功率因数也越 高,损耗也小。

这种关系在闭口槽转子中表现的尤为明显,对 闭口槽的影响也更大。所以,铸铝转子如果设计为 闭口槽,随着  $h_{02}$ 的增加,电机的整体性能将显著下 降。当 $h_{02}$ 大于1 mm 时,电机的最大转矩倍数将接 近1,已难以满足正常起动和制动要求。其变化关 系如图4 所示。



图 4 闭口槽桥拱高度与转矩倍数、功率因数关系

# 3 槽型选取原则

根据以上分析可见,铸铝转子半闭口槽和闭口 槽各有优缺点,在设计时需根据应用需求进行选择。

(1)铸铝转子采用半闭口槽,齿部脉振损耗将 会增大,也会产生一定的电磁噪声。但根据以上计 算对比可见,其转矩倍数、效率和功率因数均优于

#### (上接第71页)

#### 参考文献

- [1] 梁超,段富海,邓君毅,等.无位置传感器无刷直流电机控制 方法综述[J].微电机,2021,54(2):99-103.
- [2] 任志斌,陈柳彬,房梦程. BLDC 新型无位置传感器调速系统 实现[J]. 微电机,2021,54(10):79-83.
- [3] 肖云峰,徐康,马丽梅,等.新型无刷直流电机结构设计与性能分析[J].微电机,2021,54(9):33-36,42.
- [4] 牧雅璐,刘景林,曹祯芝,等.无刷直流电机无位置传感器单 相反电势检测法[J]. 微电机, 2020, 53(10): 27-31.
- [5] 应群伟,谢拴勤. 一种 BLDCM 反电动势过零检测方法[J]. 微

闭口槽。在这些特性要求较高的电机中应优先设计为半闭口槽。

(2)铸铝转子采用闭口槽,减小了气隙磁阻, 激磁电流相对来讲要小一些,产生的铝损耗也就小 一些。同时有效减少铁心表面磁通脉振产生的附加 损耗,电磁噪声也有一定程度的降低,这是闭口槽 的优势。但转子采用闭口槽,因槽漏抗增大,其转 矩倍数、功率因数和效率均不如半闭口槽。

(3)铸铝转子的槽口(桥拱)高度对电机性能影 响较大,特别是在闭口槽中。随着 h<sub>∞</sub>的增加,转子 漏抗也在增大,功率因数、效率和转矩倍数都会明 显下将。因此采用闭口槽时应同时兼顾起动和过载 能力数据的变化不能低于标准允许的限值。

(4)转子闭口槽 h<sub>02</sub>越小,电机各方面性能越优。 但 h<sub>02</sub>过小,加工工艺和制造过程难度又会增大。h<sub>02</sub> 为 0.2 mm 以下时闭口槽的电机特性基本接近于半闭 口槽。

# 4 结 语

随着铸铝转子在异步牵引电机和轨道交通领域 的应用,其较高的电磁负荷和运行特性对铸铝转子 性能也提出更高的要求。本文关于铸铝转子槽口设 计的探究和成果,对其它产品转子槽型设计也具有 较高的参考价值和借鉴意义。

#### 参考文献

- [1] 陈世坤. 电机设计[M]. 北京: 机械工业出版社, 2000.
- [2] 阎治安,崔新艺,苏少平. 电机学[M]. 2版. 西安:西安交 通大学出版社,2008.
- [3] 赵海森,刘晓芳,杨亚秋,等. 基于有限元分析的超高效电机 定子槽型优化设计[J]. 中国电机工程学报,2011.
- [4] 陈永校,汤宗武.小功率电动机[M].北京:机械工业出版 社,1991.
- [5] 傅丰礼,戴政.异步电动机起动等效槽口宽的计算[J]. 微电 机,1990.

处理机, 2009(4): 30-04.

- [6] 寇元超,郗珂庆,王志业,等.一种降低无刷直流电机非导通 相续流的 PWM 调制方式研究[J]. 微电机, 2020(12): 53-12.
- [7] 范承志,王宇峰,林小娥,等.一种无位置传感器无刷直流机 驱动电路[J].微电机(伺服技术),2001(3):25-3.
- [8] 张安,康东,解洪亮. DSP 在无刷直流电动机中的应用[J]. 电子世界,2012(13):61-62.
- [9] 闫冉. 基于 FPGA 的无刷直流电机控制系统的仿真及研究[J]. 信息通信,2018(3): 3-183.
- [10] 胡申旦,杨进.无位置传感器永磁无刷直流电机位置检测误差 因素分析[J].电机与控制应用,2017,44(6):91.

# 旋翼驱动的微小型气动发电机

郭军献,李福松,王红丽,杨振兴 (西安机电信息技术研究所,西安710065)

**摘 要:**针对现有引信电源难以满足小口径、低落速弹药引信的使用需求,提出一种利用旋翼驱动的微小型气动发电机,该发电机与引信一体化集成设计,利用引信体上的旋翼作为驱动机构工作发电,具有结构紧凑,体积小等特点;经仿真分析及实验室吹风试验表明,该发电机体积不大于0.6 cm<sup>3</sup>,起动落速不大于25 m/s,在30 m/s 落速下,输出电压大于7 V,电流大于3.5 mA,满足小体积、低落速弹药微功耗机电引信的使用需求。 关键词:落速;旋翼;气动发电机;引信

中图分类号: TM313 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2023)05-0082-04

#### Miniature Pneumatic Generator Driven by Rotor Wing

GUO Junxian, LI Fusong, WANG Hongli, YANG Zhenxing (Xi' an Institute of Electromechanical Information Technology, Xi' an 710065, China)

**Abstract:** For the fact that the existing fuze power supply is difficult to meet the use requirements of small caliber and low falling speed ammunition fuze, a miniature pneumatic generator driven by rotor wing was proposed, the generator and fuze were integrated design and using the rotor wing on the fuse body as the driving mechanism to generate electricity, it has the characteristics of compact structure and small volume. The simulation analysis and laboratory blowing test show that the volume of the generator is not more than 0.6 cm<sup>3</sup> and the starting falling speed is not more than 25 m/s, at the falling speed of 30m/s, the output voltage is greater than 7 V and the current is greater than 3.5 mA, which meets the use requirements of small volume, low falling speed and micro-power ammunitionelectromechanical fuze.

Key words: falling speed; rotor wing; pneumatic alternator; fuze

# 0 引 言

目前国内小口径、低落速弹药引信基本为机械 引信,触发作用,不具备自毁功能;由于落速较低, 碰目标时,过载较低,发火可靠性差,导致危险哑 弹率较高,难以达到未爆弹率不大于1%的要求, 对现有引信进行机电化改造,增加"自毁、自失效、 自失能"功能是降危险哑弹率性价比较高的技术方 案,一种体积小、效率高的电源成为实现上述技术 方案的关键所在。

小口径、低落速弹药体积小,落速低(一般只有 几十米每秒),可利用的弹道环境弱,对引信电源的 设计带来诸多不利因素。现有的储备式引信化学电 源,需以机械激活或电激活的方式激活<sup>[1-4]</sup>,激活机 构的体积相对较大,难以在引信的有限体积内(电源 可利用的体积不大于 1 cm<sup>3</sup>)实现。现有物理电源中 的直线式发电机及气动发电机,需要较高的过载或 内储能驱动机构驱动<sup>[5-6]</sup>或气动驱动机构<sup>[7-8]</sup>,其体 积较大或需要较高的起动落速,也难以直接应用到 小口径弹药引信中。文献[9]中提出了一种基于相 对旋转的子弹药引信基座式发电机,其转子部件安 装在引信体,定子部件安装在弹体上,利用引信体 与弹体间的相对旋转发电,利用钻床测试了发电机 输出与转速的关系,其在 2620 r/min 时,输出感应 电动势最大值为 6.2 V,但未进行吹风测试,难以评 估其在低落速下的输出性能。文献[10]提出了一种 利用弹丸自身旋转而发电的磁电式发电机,但其工 作时间较短,且只能应用在高旋弹中,难以在微旋 和非旋弹中使用。为此,本文提出了一种利用旋翼 驱动的微小型气动发电机。利用现有制式旋翼作为

收稿日期: 2023-02-15

作者简介:郭军献(1978),男,副研究员,研究方向为引信物理电源。 李福松(1965),男,研究员,研究方向为引信物理电源。

驱动机构,完成了与制式引信的一体化设计,利用 气动仿真结合磁路仿真的方法分析了发电机的起动 工作条件和磁路参数,并通过射流风洞试验对发电 机的起动特性及输出性能进行了验证。

# 1 旋翼驱动的微小型气动发电机结构

在不改变制式引信外形的基础上,进行旋翼驱 动的气动发电机的结构设计。发电机采用永磁体励 磁的上下磁路结构,主要由转子部件和定子部件组 成,在分析了制式引信结构特点的基础上,为了有 效利用现有空间,尽可能减少不必要的结构件,将引 信体一分为二:转子部件直接设计在原引信安装旋翼 的结构件内部,保持其外形不变,以达到不改变原气 动特性的目的;发电机的电枢绕组与引信本体一体化 设计,并与弹体固连,结构示意图如图1所示。



1.旋翼; 2.转子部件; 3.定子部件; 4.轴承; 5.引信本体

图 1 旋翼驱动的气动发电机的结构示意图

其工作原理是: 在引信随弹体下落过程中,在 气动力的作用下旋翼张开; 引信下落速度产生的气 动力与引信下落方向相反,其作用在旋翼上产生驱 动力矩,克服发电机定转子间的阻力矩,带动发电 机转子部件相对于定子部件旋转; N、S 极交替安装 在转子部件中的永磁体随转子部件旋转,在定绕组 中产生交变磁场,进而定子部件中的电枢绕组产生 交变的感应电动势对引信电路部件供电。

该发电机实现了与制式引信结构的一体化集成 设计,保持了原制式引信的结构外形,不改变原结 构的气动特性,利用制式旋翼作为驱动机构,只保 留发电机磁路必需的结构件,有效地压缩了发电机 体积,经测算该发电机占用体积不大于 0.6 cm<sup>3</sup>。

# 2 旋翼驱动气动发电机起动工作的 条件

旋翼驱动的气动发电机正常工作发电的基本条件是: 在低落速条件下,发电机定转子部件间可以 形成稳定的转速差。根据电机学理论,发电机的运 动方程为

$$J \frac{\mathrm{d}\omega}{\mathrm{d}t} = M_{\omega} - M_{\mathrm{f}} \tag{1}$$

式中, J发电机转子的转动惯量; ω发电机转子的角

速度;  $M_{\omega}$  发电机受到驱动力矩;  $M_{\rm f}$  发电机的阻力矩。

从式(1)可以看出,只要满足发电机受到的驱动力矩 M<sub>o</sub>大于其受到的阻力矩 M<sub>f</sub>,定、转子部件间即可以产生相对稳定的转速差,产生感应电动势。 对于旋翼驱动的气动发电机,其驱动力矩主要由引 信下落时,作用在旋翼上的空气动力产生;其阻力 矩主要由发电机定、转子部件间的磁阻力矩及轴承 的摩擦力矩组成。

旋翼在一定落速范围内产生的驱动力矩由旋翼 结构决定,为了不改变原气动特性,发电机采用现 有制式旋翼,其提供的驱动力矩是一定的。利用流 体仿真软件对不同落速条件下,旋翼产生的驱动力 矩进行了仿真计算,仿真模型包含弹体、引信体及 旋翼。

考虑到低落速弹药的落速一般在 30 m/s~50 m/s 之间。在仿真计算时,在落速区间为:25 m/s~ 55 m/s,每间隔 5 m/s 计算一个点,仿真得到的压 力分布云图如图 2 所示,旋翼产生的驱动力矩随不 同落速变化的曲线如图 3 所示。



图 2 仿真得到的压力分布云图

从图 3 可以看出,在 25 m/s~55 m/s 落速区间时,旋翼可以产生的驱动力矩随着落速的增大而增大;根据仿真结果可知,其值不低于 0.65 mN · m 若将发电机的起动阻力矩设计为小于 0.6 mN · m,就可保证其可靠起动工作。





发电机在起动时,阻力矩主要包含定、转子部件间的磁阻力矩及轴承的摩擦力矩。利用掉重物法 对可用于该发电机使用的微型轴承的静摩擦力矩进 行了测试,其值不大于40 mN·m。一旦定、转子部件间产生转动,轴承产生的摩擦力矩,由静摩擦力 矩变为滚动摩擦力矩,而滚动摩擦力矩小于静摩擦力 矩变为滚动摩擦力矩,而滚动摩擦力矩小于静摩擦力 矩,因此由轴承产生的摩擦阻力矩相对于0.6 mN·m 的驱动力矩,其所占比例较低;因此,决定发电机 在旋翼产生的驱动力矩条件下,是否可以正常起动 的阻力矩主要由定、转子部件间的磁阻力矩产生。 发电机的气隙磁场决定了磁阻力矩的大小,同时也 决定了发电机的输出电性能,而气隙磁场的参数由 发电机的磁路结构参数决定。

在分析现有引信气动发电机的磁路结构的基础 上,综合考虑到其体积小的结构特点以及制造工艺 的复杂成度,磁路结构采用图4所示结构。转子部 分主要由导磁环、永磁体及衔铁组成,定子部件由 外筒、电枢绕组及内环组成。



图 4 磁路结构示意图

发电机每对极磁路如图 4 中的箭头所示: 永磁 体→衔铁→定转子间的气隙→内环→外筒→定转子 间的气隙→相邻衔铁→相邻永磁体→导磁环→永磁 体,形成闭环磁路。发电机起动工作时,驱动力矩 需克服的磁阻力矩主要由转子部件的永磁体和外筒、 内环间的静态磁场力产生。此力由定转子间的气隙 磁场和内环、外环上用于导磁的齿的面积决定。为 了使发电机容易起动, 期望其值越小越好, 但是, 此值过小,将使发电机的气隙磁密降低,导致发电 机的输出性能降低,无法满足引信电路的使用需求, 因此在磁路参数设计时必须综合考虑,使其同时达 到既满足在较低的落速下可靠起动工作,输出电性 能又满足引信电路正常使用的需求。为达到上述目 的。在发电机磁路设计时,主要采取以下措施是: 采用磁性能相对较低的永磁材料,降低气隙磁场: 将有限的体积,尽量的分配给电枢绕组,通过优化 绕组参数的方法弥补由于气隙磁场较弱对输出电性 能的影响。

为了有效利用发电机的尺寸空间,发电机的永 磁体采用截面为扇形的结构,极对数确定为4对极, 为了验证发电机在较低落速下工作的可靠性,利用 电磁仿真软件对不同气隙长度、不同导磁面积的磁 路结构的静磁阻力矩进行仿真计算分析,最终确定 气隙为0.7 mm,磁路导磁总面积为60 mm<sup>2</sup>,此时仿 真得到的磁阻力矩为0.44 mN·m,综合可考虑轴承 的静摩擦力矩,发电机阻力矩不大于0.5 mN·m, 小于旋翼在最低落速时刻产生的驱动力矩,满足落 速在 30 m/s~50 m/s 范围时,发电机正常工作的 要求。

# 3 输出性能仿真分析

通过磁路仿真的方法确定了磁路气隙、导磁面 积等主要参数,再进一步确定发电机绕组匝数,即 可最终确定发电机的基本电磁参数,进而估算出发 电机的输出性能,利用电磁仿真软件,对不同绕组 匝数的发电机输出电压进行了仿真分析,发电机采 用4对极磁路结构,仿真模型采用四分之一模型进 行,仿真模型如图5所示,输出端接2k电阻负载, 分别对2000 r/min~8000 r/min间隔1000 r/min转速 条件进行了仿真分析,最终确定了发电机的绕组的 参数,输出电压(峰峰值)与转速的变化关系曲线如 图6所示。



从图 6 可以看出,发电机的输出在转速低于 6000 r/min 时,随着转速的增加而增加,在转速大 于 6000 r/min 时,输出电压基本不再变化,这主要 是由于发电机的内感抗引起的,发电机外接负载上 的电压为

$$U_{\rm L} = \frac{4.44N \not 0 f R_{\rm L}}{\sqrt{r^2 + (2\pi f L)^2 + R_{\rm L}}}$$
(2)

式中, $U_L$ 为发电机负载上的电压;N为发电机绕组 匝数;Ø为发电机主磁通; $R_L$ 为发电机外接负载;f为发电机的输出频率;r为发电机绕组电阻;L为发 电机绕组电感。

由式(2)可知,当发电机参数确定后,发电机 外负载上的电压仅与发电机的频率有关,改写式 (2)得:

$$U_{\rm L} = \frac{4.44N \emptyset R_{\rm L}}{\sqrt{\left(\frac{r}{f}\right)^2 + (2\pi L)^2} + \frac{R_{\rm L}}{r}}$$
(3)

从式(3)可以看出当发电机频率  $f \rightarrow \infty$  时,发电 机负载上的电压  $U_{L} \rightarrow \frac{4.44 \text{N} \theta R_{L}}{2 \pi L}$ ,由此可知,当发电 机负载上的电压,随发电机输出频率的,其增速放 缓并最终趋于稳定。发电机的输出频率与发电机转 速成正比关系,因此,仿真得到的输出电压随转速 变化的关系与理论相符。这种电压输出特性,对于 引信电路的耐压设计是比较有利的,符合引信电路 的设计需求。

#### 4 试验验证

为验证发电机的起动特性及输出性能,对发电 机进行了射流风洞吹风试验。试验时,发电机输出 端接 2k 电阻负载,利用示波器测试电阻两端的电压 曲线,试验样机如图 7 所示,测试了发电机的起动 落速,及在 30 m/s~60 m/s每间隔 10 m/s 的条件进 行了吹风试验,试验数量 2 个,输出的电压测试曲 线如图 8 所示,试验结果如表 1 所示,图 9 给出了 输出电压有效值随落速变化的关系。



图 7 试验样机照片



图 8 样机机吹风测试输出电压

表1 样机吹风试验结果

电机号	风速/(m/s)	频率/Hz	峰峰值/V	有效值/V	备注
	22. 1	288.3	17.08	5.26	
	30	358.6	24.45	7.44	
1#	40	440.1	32.41	9.87	起动落速
	50	536.5	33. 51	10.35	
	60	650.7	34.71	10.45	
	23.3	287.8	18.19	5.68	
	30	367.2	25.42	7.93	
2#	40	439.8	33.74	10.34	起动落速
	50	541.4	34.87	10.69	
	60	652.2	35, 05	10.75	



图9 输出电压有效值与落速变化的关系

从表1、图9可以看出,发电机的起动落速不大 于25 m/s,可以满足在30 m/s~50 m/s最低落下起 动工作的使用要求,落速在30 m/s以上时,发电机 输出电压有效值大于7 V,根据外接负载电阻可以算 出此时电流不小于3.5 mA,满足微功耗机电引信对 电源输出能量的需求;从表还可以看出,当平衡落 速达到40 m/s以上时,输出电压几乎不发生变化, 根据此时发电机的输出频率及极对数可以计算 40 m/s时发电机的转速6600 r/min 附近,这与仿真计 (下转第91页)

# 磁悬浮电机解耦控制方法综述

范宁宁,曹广忠,黄苏丹,胡智勇,赵 众

(深圳大学 广东省电磁控制与智能机器人重点实验室,深圳大学 机电与控制工程学院,深圳 518060)

**摘 要:** 磁悬浮电机具有机械非接触、多变量控制、非线性和强耦合等特点,其非线性、强耦合特性严重制约了该 类电机的高性能运动控制,探索有效的解耦控制方法是实现此类电机可靠运行的必由途径。论文综述了国内外已有 的主要磁悬浮电机解耦控制方法,分析了磁悬浮无轴承电机径向悬浮力与电磁转矩、两个径向悬浮力的解耦控制方 法,讨论了磁悬浮直线电机水平与竖直电磁力的解耦控制方法,探讨了磁悬浮平面电机电磁力与力矩、各驱动单元 电磁力的解耦控制方法,为进一步研究磁悬浮电机的高性能运动控制奠定了基础。 关键词: 磁悬浮平面电机;无轴承电机;耦合;解耦控制

中图分类号: TM301.2 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2023)05-0086-06

# A Review on the Decoupling Control Methods of the Magnetic Levitation Motors

FAN Ningning, CAO Guangzhong, HUANG Sudan, HU Zhiyong, ZHAO Zhong (Guangdong Key Laboratory of Electromagnetic Control and Intelligent Robot, College of Mechatronics and Control Engineering, Shenzhen University, Shenzhen Guangdong 518060, China)

Abstract: Magnetic levitation motors have the characteristics of mechanical non-contact, multivariable control, nonlinear and strong coupling. The nonlinear and strong coupling characteristics of the motors seriously restrict their high-performance motion control. Exploring effective decoupling control methods is an inevitable way to realize the reliable operation of the motors. The main decoupling control methods of magnetic levitation motors were reviewed in this paper. The decoupling control methods of the radial levitation force and electromagnetic torque as well as the two radial levitation forces of the magnetic levitation bearingless motor were analyzed. The decoupling control methods of the horizontal and vertical electromagnetic forces of the magnetic levitation linear motor were investigated. Moreover, the decoupling control methods of the electromagnetic force and torque as well as the electromagnetic force of each drive unit of the magnetic levitation planar motor were discussed. This study provide a reference for further research on high-performance motion control of magnetic levitation motors.

Key words: magnetic levitation planar motor; bearingless motor; coupling; decoupling control

# 0 引 言

磁悬浮电机定子与动子之间不存在机械接触, 通过电磁力实现动子的无接触支撑,具有非接触、 高转速/速度、高精度、适用超洁和真空等特殊环境 的特点,近年来在高速、高精装备领域发展迅速。 磁悬浮电机由于具有多变量、非线性运动耦合的特 性,难以实现高性能运动控制,必须解决其解耦控

#### 制问题。

根据动子和定子的结构形式,磁悬浮电机可以 分为磁悬浮旋转电机、磁悬浮直线电机和磁悬浮平 面电机<sup>[1]</sup>。磁悬浮旋转电机研究较多的为无轴承电 机,与传统的磁轴承电机相比,其省去了径向磁轴 承,结构更简单,在高速精密电主轴、航空航天、 飞轮储能等领域有着广泛的发展前景,要实现无轴 承电机的稳定运行,须解决电机径向悬浮力与电磁

收稿日期: 2022-11-14

基金项目:国家自然科学基金(52277061、51907128);广东省自然科学基金(2021A1515011704);深圳市自然科学基金基础研 究重点项目(JCYJ20220818095804009)。

作者简介:范宁宁(1998),女,硕士研究生,研究方向为磁悬浮电机控制。

通讯作者:曹广忠(1968),男,博士,教授,研究方向为电机与磁悬浮系统设计与控制。

转矩、两个径向悬浮力的解耦问题。磁悬浮直线电 机在一个方向上实现直驱式的直线运动,通常作为 磁悬浮列车、磁悬浮平台、磁悬浮平面电机的驱动 装置,其水平和竖直电磁力之间存在强耦合。磁悬 浮平面电机(Magnetic Levitation Planar Motor, MLPM) 直接在一个平面上实现二维直驱运动,在光刻机等 高端装备领域极具发展前景,其动子电磁力与电磁 力矩、各驱动单元电磁力之间均存在强耦合特性, 严重影响了电机高性能控制。

本文以磁悬浮无轴承电机、磁悬浮直线电机和 磁悬浮平面电机为研究对象,综述磁悬浮电机的解 耦控制方法及其特点,为磁悬浮电机的高速、高精 控制提供理论参考。

### 1 磁悬浮无轴承电机的解耦控制方法

磁悬浮无轴承电机可分为无轴承异步电机 (Bearingless Induction Motor, BIM)、无轴承永磁同步 电机(Bearingless Permanent Magnet Synchronous Motor, BPMSM)和无轴承开关磁阻电机(Bearingless Switched Reluctance Motor, BSRM)<sup>[2-3]</sup>。其中, BIM 和 BPMSM 的解耦控制主要是对解耦控制算法的研 究, BSRM 的解耦控制包括本体结构设计和解耦控 制算法两方面。

# 1.1 无轴承异步电机和无轴承永磁同步电机的解耦 控制方法

BIM 结构简单,但其负载时难以实现径向悬浮 力与转矩的解耦控制,BPMSM 损耗小、功率密度 高,其气隙磁场由电机定子绕组、径向力绕组和永 磁体共同作用产生,因此电机受到径向悬浮力与转 矩、两径向悬浮力的耦合作用,但相比于 BIM, BPMSM 已实现对转子磁链的解耦控制。

目前 BIM 和 BPMSM 的解耦控制方法主要有磁 场定向控制方法、微分几何法、逆系统方法等。 1.1.1 磁场定向控制方法

磁场定向控制方法可通过控制电机气隙磁链、 定子磁链和转子磁链来实现<sup>[4]</sup>,3种磁场定向控制 方法比较如表1所示。

#### 表1 3种磁场定向控制方法的比较

控制方法	优点	缺点
气隙磁场定向	状态能直接测量	算法相对复杂
定子磁场定向	易于实现,可降低 对电机参数的依 赖性	低速运行时定子 磁通观测不准,影 响系统性能
转子磁场定向	算法简单,无最大 转矩限制,动态性 能和控制精度较好	转子时间常数影 响转子磁通的检 测精度

磁场定向控制方法实现了 BIM 和 BPMSM 的稳

定悬浮和径向悬浮力与转矩的静态解耦,但未能消 除电机两径向悬浮力间的耦合,且磁链稳定性严重 影响其解耦性能。

1.1.2 微分几何法

微分几何法利用非线性系统进行动态和静态反 馈来实现对控制量的解耦控制,但其对适用环境和 系统性能依赖性较高,难以应用于复杂的实际系 统中<sup>[5]</sup>。

1.1.3 逆系统方法

为了克服磁场定向控制对磁链稳定性的依赖性, 在磁场定向状态方程的基础上提出了逆系统 方法<sup>[6-9]</sup>。

(1) α 阶逆系统方法

α 阶逆系统方法易于理解,思路清晰,多输入 多输出(Multiple-input and Multiple-output, MIMO)系 统 α 阶逆系统解耦原理图如图 1 所示。将其与原系 统串联,并进行线性化处理,得到若干个伪线性子 系统,最后运用线性系统闭环控制实现电机的系统 综合。

α 阶逆系统方法常与 PID 控制、自适应控制等 传统控制方法相结合,来实现电机系统的闭环解耦 控制。自适应逆系统控制方法使悬浮系统无需辨识 转矩系统的气隙磁链<sup>[10]</sup>,将转子磁场定向逆系统与 自抗扰控制结合可克服负载和本体参数变化对电机 动态性能的影响<sup>[11]</sup>,将内模控制和逆系统控制结合 可解决逆系统 控制 中 PID 调节器的非理想性 问题<sup>[12]</sup>。



图 1 MIMO 系统 α 阶逆系统线性化解耦原理图

上述逆系统方法均可实现电机的动态解耦控制, 但逆系统方法的解耦效果依赖于被控对象数学模型 的精确性,且该方法的鲁棒性较差,仅仅通过逆系 统方法难以达到预期的解耦效果。

在 α 阶逆系统方法基础上,学者们引入了智能 控制,目前研究最多的为神经网络逆和最小二乘支 持向量机(Least Squares Support Vector Machine, LSS-VM)逆系统方法。

(2)神经网络逆系统方法

神经网络逆系统方法利用其学习和函数逼近能 力,克服了逆系统方法对被控对象模型的依赖性, 该方法常采用三层 BP 网络进行逆系统辨识,结构简 单、易于工程实现。但该方法易陷入局部最优问题, 采用智能算法对其进行优化,可有效解决该 问题<sup>[13,14]</sup>。



图 2 MIMO 系统状态反馈形式的神经网络逆系统实现



图 3 MIMO 系统输入积分形式的神经网络逆系统实现

神经网络逆系统方法的实现形式有状态反馈和 输入积分两种,两种形式的神经网络逆系统结构如 图2和图3所示。前者需检测状态反馈量,当状态 观测量较为复杂时需添加观测器,后者引入了积分 器,需考虑初始积分问题。

江苏大学朱熀秋团队提出了一系列神经系统逆 和 LSSVM 逆解耦方法<sup>[15-16]</sup>。顾志伟,将自抗扰控制 与神经网络右逆系统方法相结合,朱熀秋提出了 T-S 型模糊神经网络逆系统方法,利用 T-S 型模糊神经 网络建立电机模型,并设计了自抗扰控制器补偿逆 系统模型的建模误差,这两种方法均能实现径向悬 浮力与电磁转矩、两径向悬浮力的解耦控制<sup>[15]</sup>。

(3)LSSVM 逆系统方法

LSSVM 逆模型的构造常采用 LSSVM 加积分器 s -1 的形式<sup>[17-18]</sup>,在 LSSVM 逆系统方法基础上,江 苏大学的杨泽斌将粒子群算法应用到逆系统中,对 LSSVM 的参数进行了优化<sup>[19]</sup>,凌峰设计了 2-DOF 内模控制器对 BIM 进行闭环控制<sup>[20]</sup>。

除上述方法外,BIM 的解耦控制方法还有滑模 鲁棒控制方法<sup>[21]</sup>,BPMSM 的解耦控制方法还有前 馈补偿方法<sup>[22]</sup>。另外,通过电机结构设计也可降低 电机径向悬浮力与电磁转矩间的耦合,但其研究相 对较少。

当前, 逆系统方法是 BIM 和 BPMSM 解耦控制的研究热点, 但该方法的发展还不够成熟, 国内关于逆系统方法的研究大多还处于仿真阶段。

#### 1.2 无轴承开关磁阻电机的解耦控制方法

通过本体结构设计和解耦控制算法均可实现 BSRM 的解耦控制。本体结构设计主要侧重于解决 径向悬浮力与电磁转矩间的耦合问题<sup>[23~25]</sup>,解耦控 制算法主要侧重于解决电机两径向悬浮力间的耦合 问题,当前对 BSRM 本体结构设计的研究较多, BSRM 解耦控制算法的研究热点是逆系统方法。

1.2.1 本体结构解耦设计

韩国庆星大学的 Ahn 等人提出了 8/10 极混合齿 BSRM 和 12/14 极混合齿 BSRM。8/10 极混合齿 BSRM 所产生的悬浮力性能较强,但其未能实现径 向悬浮力与电磁转矩的解耦;12/14 极混合齿 BSRM 不仅较好的实现了径向悬浮力与电磁转矩的解耦, 还降低了电机的转矩脉动和损耗,提高了功率 密度<sup>[26-27]</sup>。

朱志莹、郭旋等对 BSRM 的磁极和磁路进行设计,提出了一种轴向分相式 BSRM,如图4 所示。该电机的永磁磁路和转矩磁路间无耦合,该设计解决了电机的悬浮力死区问题<sup>[28]</sup>。

李小笛和王喜莲分别对 6/4 极锥形 BSRM<sup>[29]</sup>和 12/8 极定子平行齿双绕组 BSRM<sup>[30]</sup>进行了研究,这 2 种电机悬浮励磁区间内绕组电感为恒值或接近恒 值,电机的悬浮绕组不产生转矩,通过构造电机的 电感平顶区消除径向悬浮力与电磁转矩间的耦合。



图 4 轴向分相式 BSRM 的磁路设计

1.2.2 解耦控制算法

BSRM 的解耦控制算法主要是逆系统方法,南 京工程学院朱志莹等提出了基于直接逆/修正逆全域 解耦控制<sup>[31]</sup>和基于线性二次型最优逆系统解耦控 制<sup>[32]</sup>。前者将 BSRM 解耦成 3 个子系统,可逆域内 采用直接逆算法,实现了 BSRM 径向悬浮力与电磁 转矩、两径向悬浮力的解耦;后者结合二次型最优 控制和逆系统解耦控制对伪线性复合系统进行了反 馈补偿,实现了 BSRM 两径向悬浮力的解耦。

江苏大学孙玉坤团队对 BSRM 逆系统解耦控制

方法进行了深入研究,提出了模糊补偿逆系统解耦 控制<sup>[33]</sup>、神经网络逆解耦控制<sup>[34]</sup>、LSSVM 逆全解 耦控制<sup>[35]</sup>、自抗扰逆系统解耦控制等解耦方法<sup>[36]</sup>。 模糊补偿逆系统解耦控制、自抗扰逆系统解耦控制 可实现 BSRM 径向悬浮力间的解耦控制,LSSVM 逆 全解耦控制具有较强的自适应性和鲁棒性,但其不 适用于磁饱和工况,而神经网络逆解耦控制可弥补 上述缺陷,两者均能实现 BSRM 径向悬浮力与电磁 转矩的解耦控制。

### 2 磁悬浮直线电机的解耦控制方法

磁悬浮直线电机水平和竖直电磁力间存在耦合, 要实现电机的稳定运行,必须对其进行解耦,磁悬 浮直线电机的解耦控制方法主要为 DQ 分解法<sup>[37]</sup>。

磁悬浮直线电机水平和竖直方向电磁力与三相 电流的关系如式(1)所示,经坐标变换后可将其分 解到 D 轴和 Q 轴上,如式(3)所示,从而实现了电 机水平和竖直电磁力的解耦。

$$\begin{bmatrix} f_{x} \\ f_{z} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{1}{6}} G e^{-\gamma_{1}z_{0}} \begin{bmatrix} \cos(\gamma_{1}x) & \sin(\gamma_{1}x) \\ -\sin(\gamma_{1}x) & \cos(\gamma_{1}x) \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{A} \\ i_{B} \\ i_{C} \end{bmatrix}$$

$$(1)$$

式中,  $f_x$ 、 $f_z$ 分别为磁悬浮直线电机水平和竖直方向 的电磁力, G为与线圈密度、绕组节距数和永磁体 磁化强度等相关的常数,  $\gamma_1$ 为基波绝对值,  $i_A$ 、 $i_B$ 和 $i_C$ 为三相电流值。

经坐标变换,将式(1)电磁力与三相电流的关 系转换为

$$\begin{bmatrix} f_x \\ f_z \end{bmatrix} = \frac{1}{2} G e^{-\gamma_1 z_0} \begin{bmatrix} i_Q \\ i_D \end{bmatrix}$$
(2)

得到分解后的电磁力与 *D*、*Q* 轴电流的表达 式为

$$\begin{cases} f_{x} = \frac{1}{2} G e^{-\gamma_{1} z_{0}} i_{Q} \\ f_{z} = \frac{1}{2} G e^{-\gamma_{1} z_{0}} i_{D} \end{cases}$$
(3)

除 DQ 分解法外,沈阳工业大学提出了神经网络解耦控制方法<sup>[38]</sup>,对 PID 神经元网络结构进行设计,实现了电机水平和竖直电磁力的解耦控制。

DQ 分解法较为简单,但磁悬浮直线电机常作为 磁悬浮列车、磁悬浮平台、磁悬浮平面电机的驱动 装置,仅仅使用 DQ 分解法往往难以实现平台的解 耦控制,根据磁悬浮直线电机应用场所的不同,其 解耦控制方法也不同。

# 3 磁悬浮平面电机的解耦控制方法

MLPM 是一个多输入多输出的强耦合系统,解 耦是实现磁悬浮平面电机多自由度运动控制的必要 环节,因此需根据 MLPM 的结构特点、驱动方式等 选择适当的解耦控制方法来实现电机动子上电磁力 与力矩到各驱动单元线圈绕组中电流的解耦控制。

MLPM 采用 DQ 分解法仅能实现电磁力间的解 耦,不能实现磁悬浮平面电机电磁力与力矩的双重 解耦。MLPM 的解耦控制方法主要有基于模式力的 解耦控制方法、基于广义逆矩阵的直接解耦控制方 法和动态补偿解耦控制方法等。

#### 3.1 基于模式力的解耦控制方法

MLPM 按照电机结构和驱动方式分可分为音圈 电机组合式、直线电机组合式和阵列式 3 种<sup>[39]</sup>。

音圈组合式 MLPM 体积较小,其行程一般小于 50 mm,且只能单方向出力。该电机的耦合程度较低,电机的每个自由度分别由一个驱动单元驱动, 因此仅需对其电磁力和转矩进行解耦。美国农机大 学 Verma 等提出了推力分配方式唯一确定的"Δ"型 和"Y"型音箱组合式磁悬浮平面电机<sup>[40-41]</sup>。

直线电机组合式 MLPM 由直线电机或功能类似 于直线电机的驱动单元提供驱动力,其行程较大, 最常用的解耦控制方法为基于模式力的解耦方 法<sup>[42-43]</sup>。模式力为驱动电机动子各自由度运动的电 磁力与力矩,执行器力为电机驱动单元提供的电磁 力,该方法根据模式力与执行器力的关系得到解耦 的电磁力方程,再运用 DQ 分解法将电流分配到各 驱动单元。

基于模式力的解耦方法思路清晰、计算简单, 但其会使动子上产生一个难以补偿的附加转矩。

#### 3.2 基于广义逆矩阵的直接解耦控制方法

当 MLPM 驱动单元所能提供可控推力的数目远 远多于其受控自由度数时,电机动子电磁力、转矩 与各个驱动单元的关系难以求解,此时常采用基于 广义逆矩阵的直接解耦控制方法对 MLPM 进行解耦 控制<sup>[44-45]</sup>。

典型的阵列式 MLPM 结构如图 5 所示,电机定 子为二维 Halbach 永磁体阵列,动子为同心绕组阵 列。基于广义逆矩阵的直接解耦控制方法根据电机 的电磁力模型直接求解出电磁力、电磁转矩与相电 流的表达式,最后添加约束条件求解广义逆矩阵, 从而得到各相电流值。





该方法从物理层面上解决了 MLPM 的耦合问题, 适用于动圈式和动磁式 MLPM 的解耦控制,但当驱 动单元数目或永磁体单元数目较多时,其求解算法 十分复杂,需要对广义逆矩阵进行简化。

#### 3.3 动态补偿解耦控制方法

上述两种解耦控制方法对电机模型精度的要求 较高,且仅能实现 MLPM 的静态解耦控制。而在实 际应用中 MLPM 的模型误差是难以消除的,因此需 要采取动态解耦方法实现对静态解耦进行实时的动 态补偿。

当前对 MLPM 动态解耦方法的研究较少,清华 大学的李鑫针提出了基于电流分配系数自适应修正 的解耦方法<sup>[46]</sup>,哈尔滨工业大学的邢丰在直接解耦 方法的基础上,运用扩张状态观测器对电机进行动 态补偿,降低了6个自由度间的耦合。

#### 4 结 论

磁悬浮电机具有无机械摩擦、结构简单、高速、 高精等优点,在航空航天、高端装备等领域有着广 泛的应用前景,解耦控制是实现磁悬浮电机高速、 高精控制的基础前提。

目前,磁悬浮无轴承电机解耦控制方法的研究 热点为逆系统方法,但国内对该方法的研究主要还 处于仿真阶段。BIM 和 BPMSM 的耦合主要通过解耦 控制算法消除,而 BSRM 径向悬浮力与电磁转矩之 间的耦合主要通过本体结构设计消除。

磁悬浮直线电机和磁悬浮平面电机的解耦控制 方法相对单一。磁悬浮直线电机的解耦控制方法以 DQ分解法为主;磁悬浮平面电机的解耦控制方法以 静态解耦方法为主,但静态解耦控制方法依赖于电 机模型的精确性,对电机的静态解耦控制进行实时 的动态补偿将成为发展趋势,且未来有望将神经网 络等智能控制算法应用于磁悬浮平面电机解耦控制 研究。

#### 参考文献

[1] 金雯, 王卿, 周杨, 等. 航空航天新型电机发展及应用分析[J]. 导航与控制, 2016, 15(5): 25-33.

- [2] 邓智泉, 严仰光. 无轴承交流电动机的基本理论和研究现状[J]. 电工技术学报, 2000(2): 29-35.
- [3] 曹鑫,刘从宇,邓智泉,等. 单绕组 12/4 极无轴承开关磁阻
   电机转矩和悬浮力的解耦机理与实现[J]. 电工技术学报,
   2018,33(15): 3527-3534.
- [4] 黄守道, 蔡国洋, 高剑. 无轴承异步电机的定子磁场定向解耦 控制[J]. 湖南大学学报(自然科学版), 2007(5): 34-38.
- [5] 朱熀秋,郝晓红,张婷婷,等.基于微分几何的无轴承电机神 经 SMVS 解耦控制[J].控制工程,2011,18(1):9-13.
- [6] Bu W, Cheng X, He F, et al. Inverse System Modeling and Decoupling Control of Bearingless Induction Motor Based on Air Gap Flux Orientation[J]. Applied Electromagnetics and Mechanics, 2016, 53 (3).
- [7] Bu W, Chen Y, Zu C. Stator Flux Orientation Inverse System Decoupling Control Strategy of Bearingless Induction Motor Considering Stator Current Dynamics[J]. IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering, 2019, 14(4).
- [8] 黄磊,朱熀秋. 无轴承永磁同步电机研究现状及其发展趋势[J]. 微电机, 2019, 52(8): 94-98, 102.
- [9] 祖从林,卜文绍,路春晓,等.一种三相无轴承异步电机解耦 控制策略[J]. 微电机, 2014, 47(4): 62-66.
- [10] 孙宇新,杨玉伟.无轴承异步电机悬浮系统的非线性滤波器自适应逆控制[J].控制理论与应用,2016,33(3):304-310.
- [11] 黄永全,卜文绍,张晓峰,等.无轴承异步电机的自抗扰控制 策略[J].电机与控制应用,2017,44(09):94-99.
- [12] 王正齐,周云红,朱志莹,等. 基于逆系统内模的无轴承异步 电机解耦控制[J]. 控制工程,2016,23(11):1730-1734.
- [13] Bu W, Li Z, Wang X, et al. A Control Method of Bearingless Induction Motor Based on Neural Network [C]. IEEE International Conference on Information and Automation, 2015: 2252-2257.
- [14] Bu W S, Zhang F, He F Z, et al. Neural Network Inverse System Decoupling Fuzzy Self-tuning Proportional-derivative Control Strategy of a Bearingless Induction Motor [J]. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers Part I-Journal of Systems and Control Engineering, 2021, 235(7): 1113-1124.
- [15] 孙晓东,朱熀秋,张涛,等.无轴承永磁同步电机径向悬浮力 动态解耦控制[J].电机与控制学报,2011,15(11):21-26.
- [16] 顾志伟. 无轴承永磁同步电机神经网络右逆解耦控制及无速度 传感器技术研究[D]. 镇江: 江苏大学, 2020.
- [17] Xu B, Zhu H Q, Wang X. Decoupling Control of Outer Rotor Coreless Bearingless Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Least Squares Support Vector Machine Generalized Inverse Optimized by Improved Genetic Algorithm[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(12): 12182-12190.
- [18] Li K, Ling F, Sun X D, et al. Decoupling Control of Bearingless PMSM With LSSVM Inverse System and IMC[J]. Applied Electromagnetics and Mechanics, 2021, 65(4): 715-734.
- [19] 杨泽斌. 无轴承异步电机及其运行控制[D]. 镇江: 江苏大学, 2013.
- [20] 凌峰. 无轴承异步电机非线性解耦控制与无传感器控制研究 [D]. 镇江: 江苏大学, 2021.
- [21] 孙宇新, 唐敬伟, 朱熀秋, 等. 基于 HJI 理论的无轴承异步电机 悬浮系统滑模鲁棒控制[J]. 振动与冲击, 2019, 38(4): 50-55.

· 91 ·

- [22] 施泽波,张汉年,孙刚,等.无轴承永磁同步电动机悬浮力的 前馈解耦控制方法[J].微特电机,2012,40(6):57-59.
- [23] Liu Z Y, Chen M, Liang Z. Decoupling Control of a Bearingless Switched Reluctance Motor with Hybrid-rotor[J]. Applied Electromagnetics and Mechanics, 2022, 68(2): 193-208.
- [24] 黄永红, 曾文君, 刘宜杭, 等. 磁悬浮锥形电机悬浮力建模与 分析[J]. 微电机, 2021, 54(11): 25-30, 62.
- [25] 孙传余,李井凯,庄鹏,等.新型16相磁悬浮开关磁阻电机 解耦特性及数学模型[J].微电机,2019,52(9):41-45.
- [26] Lee D, Wang H, Ahn J. Modeling and Control of Novel Bearingless Switched Reluctance Motor[C]. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2009: 276-281.
- [27] Zhenyao X, Dong Hee L, Jin Woo A. Control Characteristics of 8/ 10 and 12/14 Bearingless Switched Reluctance Motor[C]. International Power Electronics Conference, 2014: 994-999.
- [28] 朱志莹, 郭旋, 姜永将, 等. 轴向分相永磁式磁悬浮飞轮电机 解耦设计与性能分析[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(24): 7366-7374, 7509.
- [29] 李小笛. 6/4 极锥形无轴承开关磁阻电机五自由度磁悬浮系统 控制策略研究[D]. 南京:南京航空航天大学,2019.
- [30] 王喜莲, 葛宝明, 王旭东. 一种无轴承开关磁阻电机悬浮性能 分析[J]. 电机与控制学报, 2013, 17(1): 7-12.
- [31]朱志莹,孙玉坤.磁悬浮开关磁阻电机直接逆/修正逆全域解耦 控制[J].中国电机工程学报,2014,34(33):5902-5909.
- [32] 朱志莹,李祖明,周云红,等. 磁悬浮开关磁阻电机线性二次 型最优逆解耦控制[J]. 微电机, 2015, 48(12): 45-50.
- [33] 李雪林, 孙玉坤. 磁悬浮开关磁阻电机模糊补偿逆系统解耦控制[J]. 电机与控制应用, 2009, 36(5): 16-20.
- [34] 孙玉坤,周云红,嵇小辅.磁悬浮开关磁阻电机的神经网络逆

(上接第85页)

算得出的在转速 6000 r/min 以上输出电压基本不发 生变化一致,试验结果验证了仿真计算的可信度。

### 5 结 论

本文提出了一种利用旋翼驱动的微小型气动发 电机;该发电机与引信一体化集成设计,利用弹药 下落过程中的气动力驱动引信体旋翼上产生的力发 电,有效地缩小了发电机的体积,在下落过程中, 全弹道为引信提供电能;分析了在25 m/s~55 m/s 落速范围内,旋翼可以提供的驱动力矩,在此基础 上通过磁路仿真优化的方法确定了发电机的基本参 数;对样机进行了实验室吹风试验,试验结果表明: 发电机体积不大于0.6 cm<sup>3</sup>,起动落速不大于25 m/s, 落速在30 m/s 以上时,输出电压有效值大于7 V, 电流不小于3.5 mA,满足小口径、低落速弹药微功 耗机电引信对电源的需求。

#### 参考文献

[1] 蔡远敏. 气动激活类热电池激活方法解析[J]. 现代制造技术

解耦控制[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(30): 117-123.

- [35] 周云红, 孙玉坤, 黄永红. 磁悬浮开关磁阻电机的支持向量机 逆全解耦控制[J]. 江苏大学学报(自然科学版), 2012, 33 (1): 60-64.
- [36] 李雪林, 孙玉坤. 磁悬浮开关磁阻电机悬浮系统自抗扰逆系统 解耦控制[J]. 微特电机, 2015, 43(5): 53-56.
- [37] 刘欣. 电励磁直线电机磁悬浮系统距离型模糊控制策略研究 [D]. 沈阳:沈阳工业大学, 2019.
- [38] 王智豪. 可控励磁直线磁悬浮同步电动机神经网络控制的研究 [D]. 沈阳: 沈阳工业大学, 2019.
- [39] 邢丰. 同心式绕组磁悬浮永磁同步平面电机建模及控制技术研 究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学, 2019.
- [40] Won-Jong K, Tiejun H, Bhat N D. Design and Control of a 6-DOF High-precision Integrated Positioner[C]. Proceedings of the 2004 American Control Conference, 2004(3): 2493-2498.
- [41] Verma S, Won-Jong K, Jie G. Six-axis Nanopositioning Device with Precision Magnetic Levitation Technology [J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2004, 9(2): 384-391.
- [42] 周赣, 黄学良, 柏瑞, 等. 磁悬浮平面电机的解耦控制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(12): 81-86.
- [43] 芦昊天. 三自由度永磁平面电机的驱动控制方法研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2021.
- [44] 史新妍. 六自由度磁浮电机建模及控制研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2014.
- [45] Proimadis I, Custers C, Toth R, et al. Active Deformation Control for a Magnetically Levitated Planar Motor Mover[J]. IEEE Transactions on Industrial Applications, 2022, 58(1): 242-249.
- [46] 李鑫,朱煜,杨开明,等. 基于电流分配系数自适应修正的平面电机解耦控制[J]. 电工技术学报, 2014, 29(11): 53-60.

与装备, 2019(3): 198-199.

- [2] 贺文,冯欣,闫雷. 迫弹储备电池的小型低过载激活机构[J]. 探测与控制学报,2021(1):79-82.
- [3] 王贵强. 微小型电源激活机构研究[D]. 沈阳: 沈阳理工大学, 2021: 1-18.
- [4] 张一驰,程冰冰,章斌,等.一种引信用低过载旋转激活锂储 备电池[J].船电技术,2022(10):69-72.
- [5] 肖剑,王雨时,闻泉,等.引信磁后坐发电机保险片后坐保险机构保险和接触保险特性[J]. 探测与控制学报,2019(4): 25-29.
- [6] 雷军命,林瑞娥,彭小丽,等. 弹簧驱动非磁平衡直线发电机[J]. 探测与控制学报, 2013(5): 42-45, 1159-1162.
- [7] 雷军命,李新文,朱雅鹏,等.限幅振荡的引信气流谐振压电发电机[J]. 探测与控制学报,2018(3):21-25.
- [8] 李福松,王红丽,马旭辉.引信用气流驱动振动摩擦发电机[J]. 探测与控制学报,2021(4):27-31.
- [9] 吴涛,吴炎烜,范宁军.基于相对旋转的子弹药引信基座式发 电机[J]. 探测与控制学报,2014(5):14-17.
- [10] 张力丹,隋丽,石庚辰. 相对旋转式磁电发电机[J]. 兵工学报,2017(6):232-236.