

② 旋测科技

第五十六

011114

次世代的旋转变压器、自整角机、电涡流、磁编等角度传感器测试解决方案

SmartRIT旋转变压器安装测试分析系统

把控安装状态!提升控制精度!

可完整检测旋变安装状态,评估接线、偏心、倾角、轴残磁影响。 用于安装精度调优、精度补偿、高精度调零,提升伺服及控制精度。





WEI DIAN JI

月刊,1972年创刊 第56卷 第11期(总第359期) 2023年11月28日出版 中国科技论文统计源期刊 中国学术期刊(光盘版)全文收录期刊 《中国核心期刊(遴选)数据库》收录期刊 《中文科技期刊数据库(全文版)》收录期刊 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 * 80 * zh * P * ¥8.00 * * 13 * 2023-11

基于滑模观测器无位置控制的 PWM 整流技术	张玉霖,	卢涛,	菅志军,	等(45)
含恒功率负荷的直流微电网储能变换器双层模糊控制方法	林巾琳,	黄晓立,	耿昌易,	等(49)
无电解电容三相永磁同步电机驱动系统控制策略研究	张贝贝,	何维祥,	张恒伟,	等(55)
基于负载转矩滑模观测器的永磁同步电机转速复合 PI 控制		付国]伟,朱	虎(60)

新能源汽车技术

基于梯度下降法的异步电机离线参数辨识方法	孙国栋,	张凌云,	张珍睿,	等(66)
转向系统避免突然丢失助力的功能安全方案研究		••••• 刘亲	斤明, 戴坛	喜军(74)

检测技术

电动机效率测量不确定度的评定及测功机选择的分析 ……………………… 王 峰, 刘晓刚, 吴小刚, 等(78)

1 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2			邮发代号: 52-92
	//		订价: 8 元/ 期
人力	に1つ世日	决事可到业业和月江网 卡利尔可姓行 重购	年价:96元/年
王马	▶12 刑,	以有可到 <u>当</u> 地即向 时 阅, 平 门小可饭时、令购。	编辑部邮购(含快递费): 300 元/年
R	次迎投	と稿!欢迎订阅!欢迎刊登广告!	
国内	り刊号:	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
		~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~	

## **MICROMOTORS**

Founded 1972 • Monthly • Public Publication Vol. 56 No. 11 (Serial No. 359) Nov., 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:** ISSN1001 - 6848 CN61 - 1126/TM

## Foreign Subscription:

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

## CONTENTS

Research on Design Technology of High Precision Resolver
······ MA Tiansheng, MENG Yun( 1 )
Design and Optimization of a High Power Density Servo Drive Motor for Rotor UAV
MO Wei, LIU Jie, LIU Chao, et al( 7 )
Design of Permanent Magnet Brake for Dual-redundancy Differential Actuation System
LI Yang, HU Xiaofei, WANG Feng, et al( 13 )
Fault Diagnosis Method of Open Winding Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Im-
proved Particle Swarm
Position Sensorless Control Strategy of Brushless DC Motors Based on Back EMF Median Fil-
ter SONG Kaiyuan, LYU Xiaodong( 30 )
Research on Force Control Strategy of The Electromechanical Brake System Based on Position
Loop Control YANG Lei, WANG Feng, DU Yunzhe, et al( 38 )
PWM Rectification Technology Based on Sliding Mode Observer Sensorless Control
ZHANG Yulin, LU Tao, JIAN Zhijun, et al( 45 )
Double-layer Fuzzy Control Method for DC Microgrid Energy Storage Converter With Constant
Power Load LIN Jinlin, HUANG Xiaoli, GENG Changyi, et al( 49 )
Control Strategy of Electrolytic Capacitor-less Three Phase Permanent Magnet Synchronous
Motor Drive System ZHANG Beibei, HE Weixiang, ZHANG Hengwei, et al( 55 )
Compound Speed PI Control for Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Load Torque
Sliding Mode Observer FU Guowei, ZHU Hu( 60 )
Off-line Parameter Identification Method of Induction Motor Based on Gradient Descent Meth-
od SUN Guodong, ZHANG Lingyun, ZHANG Zhenrui, et al( 66 )
EPS Prevent SLOA Functional Safety Analysis LIU Xinming, DAI Peijun( 74 )
Evaluation of Uncertainty in Motor Efficiency Measurement and Analysis of Dynamometer Se-
lection ····· WANG Feng, LIU Xiaogang, WU Xiaogang, et al( 78 )

## 高精度旋转变压器设计技术研究

#### 马天生1,蒙 赟2

(1. 贵州航天林泉电机有限公司,贵阳 550008; 2. 航空航天精密微特电机技术重点实验室,贵阳 550008)

摘 要:针对传统的旋转变压器磁路法设计的不足,提出了一种高精度旋转变压器设计技术研究方法。根据 Maxwell 软件对旋转变压器磁路有限元仿真分析结果,结合 Matlab 软件采用极值采样及三次样条插值法对输出信号包络 线实现精准提取,进而有效评估输出信号正弦性;运用多角度电磁仿真分析方法以及输出信号"正反切法"并结合 Matlab 软件实现旋转变压器全角度电气精度解算,进而有效评估旋转变压器转子不同位置下电气精度值。试验结果 对比 8 种不同基座号、不同励磁条件下的旋转变压器实际测试结果,证明其有效性。

关键词:旋转变压器;有限元仿真;畸变率;电气精度

中图分类号: TM383.2 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2023)11-0001-06

## **Research on Design Technology of High Precision Resolver**

MA Tiansheng¹, MENG Yun²

(1. Guizhou Aerospace Linquan Motor Co., LTD., Guiyang 550008, China;

2. Key Laboratory of Aerospace Precision Small Special Electrical Motors Technology, Guiyang 550008, China)

**Abstract**: In response to the shortcomings of traditional magnetic circuit design for resolver, a high-precision modern design method for resolver was studied. Maxwell software was used for finite element simulation of resolver magnetic circuit, and combined with Matlab software, extreme value sampling and cubic spline interpolation were used to accurately extract the envelope of output signal, so as to effectively evaluate the sine of output signal; Using multi-angle electromagnetic simulation analysis method and the "forward and reverse tangent method" of the output signal of the resolver, combined with Matlab software, to achieve the calculation of the electrical accuracy of the resolver at all angles, and effectively evaluate the electrical accuracy values of the resolver rotor at different positions. The experimental results were compared with the actual test results of resolver under 8 different base numbers and excitation conditions, proving its effectiveness. **Key words**; resolver; finite element simulation; THD; electrical rrror

## 0 引 言

旋转变压器作为电机转子角度位置传感器,具 有高精度、抗干扰等优点,尤其在军用及太空等特 殊极端环境领域,旋转变压器能够适用于各种恶劣 复杂工况而应用广泛,因此对高精度旋转变压器设 计技术研究尤为重要。

目前旋转变压器多采用类似于电动机设计的磁路场计算方法来进行,设计方法通常将旋转变压器 磁路分解为若干部分,并对每个部分进行磁路计算, 这种计算方法在各个部分均进行了近似简化^[1],简 化过程累计,势必对旋转变压器这样高精度位置传 感装置性能产生较大的影响。 现有方法通常采用有限元仿真计算分析方法, 可实现对旋转变压器设计性能进行分析。分析过程 常采用正余弦输出信号的畸变率(THD)来作为旋转 变压器设计性能分析指标^[2-3],但这项指标在有限 元电磁分析软件中不能直接得到,因此需借助 Matlab 软件对仿真结果进行计算。原有的计算结果多采 用 Hilbert 变换来对旋转变压器正余弦信号畸变率进 行计算^[4],但这种求解的包络线不能概括出完整、 采样均匀的正余弦输出信号,这势必对旋变设计性 能判定产生极大干扰。文献[5]中对电气精度求解 进行介绍,但在旋转变压器设计仿真分析过程中未 进行全角度仿真分析,对旋转变压器这种高精度传 感装置,设计时应充分考虑多角度设计结果,避免

收稿日期: 2023-05-11, 修回日期: 2023-06-17

作者简介:马天生(1995),男,硕士,工程师,研究方向为微特电机的研发与设计。 蒙 赟(1982),女,硕士,高级工程师,研究方向为微特电机的研发与设计。 特殊角度位置电气精度超差情况。

本文提出了一种极值采样及三次样条插值的方 法实现了旋转变压器正余弦输出信号包络线精准提 取,采用傅里叶函数实现旋转变压器输出信号畸变 率的准确计算,且运用多角度电磁仿真分析方法及 输出信号"正反切法"实现了旋转变压器全角度电气 精度计算分析。结果通过实验验证了这两种方法的 准确性。

### 1 基本原理

旋转变压器有两套绕组,它们在空间位置上相 互垂直,其中 R1R3 为激磁绕组,接激磁电压 U_{R1R3}, 与之相互垂直的绕组短接,S2S4 与 S1S3 分别作为 正弦、余弦绕组,输出正、余弦信号 U_{S2S4}、U_{S1S3}, 电气原理如图 1 所示。

在转子的激磁绕组上施加高频交流电压  $U_{\text{RIR3}}$ , 此时将会在旋转变压器中产生磁通  $\Phi_d$ ,它将会在旋转变压器的绕组中产生感应电动势为

 $E_{\rm f} = 4.44 f N_{\rm R} \Phi_{\rm d} \tag{1}$ 

式中, N_R 为转子绕组有效匝数。

![](_page_5_Figure_9.jpeg)

图1 旋转变压器原理图

同时, 磁通  $\Phi_{d}$  还可以分别分解成一个与旋转变 压器正弦绕组中心轴线一致的分量磁通  $\Phi_{dl}$ , 以及 另外一个与旋转变压器余弦绕组中心轴线一致的分 量磁通  $\Phi_{d2}$ , 这两个分量分别在旋转变压器定子正、 余弦绕组中产生相对应的电动势分量为^[6]

$$E_{\rm S2S4} = 4.44 f N_{\rm S} \Phi_{\rm d1} = 4.44 f N_{\rm S} \Phi_{\rm d} \sin \alpha = E_{\rm S} \sin \alpha \ (2)$$

 $E_{\text{SIS3}} = 4.44 f N_{\text{s}} \Phi_{d2} = 4.44 f N_{\text{s}} \Phi_{d} \cos \alpha = E_{\text{s}} \cos \alpha$  (3) 式中,  $N_{\text{s}}$  为旋转变压器定子绕组匝数,  $\alpha$  为旋转变 压器转子旋转角度。

设变比为

$$K_{\rm u} = \frac{N_{\rm S}}{N_{\rm R}} \tag{4}$$

忽略旋转变压器激磁绕组的漏阻抗所产生的压 降,则空载时定子绕组输出电动势等于输出电压, 于是有

$$U_{\rm S2S4} = E_{\rm S2S4} = K_{\rm u} U_{\rm R1R3} \sin\alpha$$
 (5)

$$U_{\rm S1S3} = E_{\rm S1S3} = K_{\rm u} U_{\rm R1R3} \cos \alpha \tag{6}$$

由式(5)和式(6)可知,当激磁电压恒定且电机 空载情况下,旋转变压器正、余弦绕组的输出信号 分别与转子旋转角度α呈正、余弦函数关系。

## 2 输出信号正余弦性计算方法

输出信号正余弦性是衡量旋转变压器设计性能 的一项重要指标。判断旋转变压器输出信号的正余 弦性首先需要提取输出信号的包络线^[7]。通过极值 法提取出的正余弦信号包络线存在采样点不均匀现 象,采用三次样条插值法能够实现离散数据均匀插 值采样。

三次样条插值法是离散数据进行逼近的过程。 定义序列 x 与函数 y,其中 x 的节点为  $x_0$ , $x_1$ ,…,  $x_n$ ,且  $x_0 < x_1 < \dots < x_n$ ,对应的 y 的节点为  $y_0$ , $y_1$ , …, $y_n$ 。x 与 y 之间存在函数关系式为

$$y_i = f(x_i), \ i = 0, \ 1, \ \cdots, \ n$$
 (7)

三次样条插值表示为每两个节点之间的函数, 即在每一个分段区间[ $x_i$ ,  $x_{i+1}$ ]中,  $f(x) = f_i(x)$ ,并 且f(x), f'(x), f''(x)都在区间内连续,即f(x)的 曲线光滑,第i个三次多项式分段可以表示为  $f_i(x) = a_i(x - x_i)^3 + b_i(x - x_i)^2 + c_i(x - x_i) + d_i$  (8)

要确定 i 个区间的三次样条函数需要求出 4i 个 未知参数:  $a_i$ 、 $b_i$ 、 $c_i$ 、 $d_i$ 。可以根据插值的连续性 以及微分的连续性得到 4i - 2 个条件

$$\begin{cases} f_i(x_i) = y_i \\ f_i(x_{i+1}) = y_{i+1} \\ f'_i(x_{i+1}) = f'_{i+1}(x_{i+1}) \\ f''_i(x_{i+1}) = f''_{i+1}(x_{i+1}) \end{cases}$$
(9)

剩余两个条件为在 $x_0$ 与 $x_n$ 处的边界条件。

对于 Maxwell 仿真得到的旋转变压器正余弦输 出信号经过函数化进行处理,分别求取信号的一、 二阶导数,可表示为

$$\frac{\partial f}{\partial t} = f(t+1, u) - f(t, u) \tag{10}$$

$$\frac{\partial^2 f}{\partial t^2} = f(t+1, u) + f(t-1, u) - 2f(t, u) \quad (11)$$

式中, *t* 表示的是时间, *u* 表示的旋转变压器输出信号值。

将正余弦输出电压信号的每一帧作为三次样条 插值的一个节点,对信号 *Y*(*t*, *u*)进行函数化处理, 其中 *t* = 0, 1, …, *n*,根据三次样条插值的基本计 算公式,在每个区间[*Y*(*t* - 1, *u*),*Y*(*t*, *u*)]中都 存在等式

$$f[Y(t, u)] = f_{i-1}[Y(t, u)]$$
(12)

且满足

$$\hat{Y}(t, u) = f[Y(t, u)]$$
(13)

对式(9)可改写为

$$f_{t}[Y(t, u)] = Y(t, u)$$

$$f_{t}[Y(t+1, u)] = \hat{Y}(t+1, u)$$

$$f'_{t}[Y(t+1, u)] = f'_{t+1}[Y(t+1, u)]$$

$$f''_{t}[Y(t+1, u)] = f''_{t+1}[Y(t+1, u)]$$
(14)

<u>^</u>___

根据上述方法求取正余弦旋转变压器输出信号 包络线后,对包络线进行傅里叶分解,根据结果求 取正余弦旋转变压器的畸变率,进而判断信号的正 余弦性。计算方法如图2所示。

![](_page_6_Figure_4.jpeg)

图 2 旋转变压器正余弦性计算方法框图

#### 电气误差计算方法 3

输出信号包络线傅里叶分解求取畸变率是对旋 转变压器综合性能进行评判,并不能直接判断出所 设计旋转变压器的仿真电气精度值大小^[8]。为进一 步评估旋转变压器性能,对旋转变压器输出信号采 用"反正切"以及"象限判断"来直接仿真计算旋转变 压器电气精度值。通过 Maxwell 仿真得到在不同 $\theta$ 角 度下的电压输出波形,计算输出信号的有效值 | U____  $\pi | U_{sin} |$ ,进而解算出角度位置信号

根据旋转变压器两相输出电压信号有效值的正 负, 对解算出的角度值进行象限判断

$$\theta'_i = \theta' + 90 \times i \tag{16}$$

式中, $\theta'$ 为旋转变压器的实际解算角度值,i表示 的是象限,且*i*=1,2,3,4。

根据旋转变压器输出的正余弦信号解算出的角 度值  $\theta'_{i}$  与实际仿真设定角度  $\theta$  值求取误差,即为电 气误差:

$$\delta_{\theta\theta'_i} = \theta - \theta'_i \tag{17}$$

正余弦旋转变压器电气误差的计算方法框图如 图3所示。

![](_page_6_Figure_14.jpeg)

(15)

图 3 旋转变压器电气精度计算方法框图

试验验证 4

#### 4.1 电磁参数

本文设计采用某军用正余弦旋转变压器,其主 要电磁设计参数如表1所示。

参数	参数值	参数	参数值
定子外径 D _{s_out} /mm	56	转子内径 D _{r_in/mm}	35
气隙 $D_{\delta}$ /mm	0.3	转子槽数	36
定子绕组	Ⅱ型同心式 正弦分布	转子绕组	Ⅱ型同心式 正弦分布
定子槽数	52	转子槽数	36

表1 旋转变压器电磁设计参数

#### 4.2 有限元仿真分析

根据所设计的旋转变压器电磁参数,建立 Maxwell 二维仿真模型,如图 4 所示。

![](_page_7_Figure_3.jpeg)

图 4 旋转变压器 Maxwell 仿真模型

磁路仿真结果是电机性能输出的重要参考指标。 磁力线的分布示意图如图 5(a)所示,可以看出,磁 场呈两极并沿中心轴线对称,且气隙磁密呈正弦分 布,说明绕组按 II 型绕组进行布线排列。由磁密云 图图 5(b)可以看出,铁心中磁密分布均匀,过渡平 滑,磁路未出现过饱和,边缘和齿槽处漏磁很小, 铁心材料磁性能利用率高。

![](_page_7_Figure_6.jpeg)

4.3 输出信号正余弦性计算方法试验验证

采用本文所提出的旋转变压器输出信号正余弦 性计算方法,使用 Matlab 首先对正余弦输出信号进 行数据处理,得到输出信号包络线,如图 7 所示。

![](_page_7_Figure_9.jpeg)

图 5 旋转变压器磁路仿真结果

通过 Maxwell 仿真得到正弦输出电压 U_{\$2\$4} 和余 弦输出电压 U_{\$1\$3},结果如图 6(a) 和图 6(b) 所示。

![](_page_7_Figure_12.jpeg)

![](_page_8_Figure_2.jpeg)

(d) 旋转变压器正弦输出信号包络线局部放大图 图 7 旋转变压器正余弦包络线计算结果

由图 7 可以看出所计算出的旋转变压器正余弦 输出信号幅值包络线线性度较好,实现了正余弦旋 转变压器幅值信号精准、全覆盖包络,包络线均匀 采样,数据过渡平滑,因此可作为旋变输出信号正 余弦性判断。

采用 Matlab 将计算得到的包络线进行傅里叶分 解,结果如图 8 与图 9 所示。根据傅里叶分解结果 计算正余弦输出信号的 THD,如表 2 所示。

![](_page_8_Figure_6.jpeg)

图 8 旋转变压器正弦输出电压信号傅里叶分析

![](_page_8_Figure_8.jpeg)

图9 旋转变压器余弦输出电压信号傅里叶分析 通过本文方法计算结果可以看出所设计旋转变 压器正弦、余弦输出信号幅值包络线的谐波 THD 均 较小,THD 奇次谐波大于偶次谐波亦符合旋转变压 器采用 II 型绕组的基本理论^[8-9]。计算结果说明所 设计旋转变压器的输出信号波形正弦性较好,理论 性能较好。

电压	基波	3次	5次	7次	9次	11 次	THD (%)
Sin	4.678	0.01721	0.01264	0.0123	0.01363	0.013	0.05
Cos	4. 677	0.005819	0.01026	0.00997	0. 008589	0.008147	0.06

#### 4.4 电气精度计算方法试验验证

为使仿真结果更加有效判断出所设计旋转变压器的性能情况,本文在一个电周期内转子各位置机械角度间隔5度,共计72个位置在 Maxwell 中进行仿真。得到72个位置下正余弦输出信号如图10所示。

![](_page_8_Figure_14.jpeg)

图 10 旋转变压器电气精度仿真电压输出信号 将电磁仿真得到的各个位置下正、余弦输出信 号导入按本文电气精度计算方法编写的 Matlab 电气 精度解算程序中,得出所设计旋转变压器在 72 个位 置下的仿真电气精度值如图 11 所示。

![](_page_8_Figure_16.jpeg)

![](_page_8_Figure_17.jpeg)

仿真设定实际位置电气角度是由 0°-360°依次递增 的,图中的散点图是由 Matlab 程序根据旋转变压器 两相输出正余弦信号解算出的仿真电气精度值。通 过图中结果可以看出,仿真电气角度与实际设定角 度一一对应,仿真电气精度散点几乎完全在一条直线 上且呈 0°~360°依次递增。通过图 11 的两个电气角 度误差计算值可以得到旋转变压器两相输出转子各位 置下的最大电气精度为 0.7945′,理论设计值较小, 结合已研制旋转变压器允许材料性能、工艺等误差, 判断出所设计的旋转变压器电磁方案的可行性。

## 5 实物产品验证

根据本文提出方法,生产制造了不同基座号、 不同激磁电压情况下的旋转变压器,采用旋转变压 器全自动测试设备如图 12 所示,对 8 种旋转变压器 性能进行测试以验证方法准确性。旋转变压器仿真 值与实测值对比结果如表 3 所示。

![](_page_9_Picture_5.jpeg)

图 12 旋转变压器性能测试 表 3 旋转变压器仿真值与实测值偏差统计

本旦伊旦		激磁电	激磁频	信号畸	最大电气
ノロハラ		压/V	率/kHz	变率(%)	误差/(′)
1207777	仿真值	4.00	10.00	0. 13/0. 09	2.58
JZUAAAA	实测值	4.00	10.00	/	4.2~9.6
1202222	仿真值	7.00	10.00	0.09/0.08	2.32
J2UAAAA	实测值	7.00	10.00	/	3.0~10.4
126 V V V V	仿真值	5.00	5.00	0.08/0.09	2.297
JZOAAAA	实测值	5.00	5.00	/	1.8~8.8
126 VVVV	仿真值	7.00	5.00	0.07/0.09	1.4975
J36XXXX	实测值	7.00	5.00	/	1.2~7.4
1200000	仿真值	5.00	10.00	0.07/0.08	1.166
јзолллл	实测值	5.00	10.00	/	1.2~7.6
145 VVVV	仿真值	4.00	5.00	0.05/0.04	0.763
<b>J</b> 4JΛΛΛΛ	实测值	4.00	5.00	/	2.4 ~ 6.4
1602222	仿真值	4.00	5.00	0.05/0.06	0. 7945
JOUXXXX	实测值	4.00	5.00	/	1.2~4.3
1000000	仿真值	7.00	10.00	0.03/0.03	0.6613
JSUXXXX	实测值	7.00	10.00	/	1. 26 ~ 4. 75
н <b>+</b>	ः २ च ए	1毛山	齿枯亦	<b>正現工</b> 会	<b>広</b> 絵山信旦

由表3可以看出,旋转变压器正余弦输出信号

畸变率与计算最大电气误差结果呈正比关系,且仿 真设计最大电气精度角度值与实际测试最小值结果 偏差较小。作为高精度传感设备,实际生产制造过 程中受多种不确定因素影响较大,因此忽略仿真设 计偏差、材料性能偏差以及生产制造工艺偏差等多 种不确定因素,两种方法均可作为指标来对旋转变 压器设计性能进行评判,且对旋转变压器的设计性 能评判结果是相辅相成的。

## 6 结 论

本文研究了一种通过极值采样及三次样条插值 的信号包络线提取方法,能够做到快速、均匀、准 确的提取旋转变压器输出信号包络线,通过傅里叶 分解,能够更加准确的计算出旋转变压器输出信号 的正余弦性;为进一步评估所设计旋转变压器输出信号 的正余弦性;为进一步评估所设计旋转变压器的性 能,本文运用多角度电磁仿真分析方法、"正反切 法"实现了全角度旋转变压器电气精度仿真计算分 析。并通过实际生产制造的产品实测值与仿真计算 值进行了对比,试验结果验证了上述提出的旋转变 压器输出信号正余弦性评判方法以及电气精度计算 方法的准确性。使用上述两种方法不仅可用来评判 旋转变压器的设计性能,还可根据计算结果用以优 化旋转变压器的设计,为现代旋转变压器的设计与 研究方法提供理论指导依据。

#### 参考文献

- [1] 控制微电机设计[M]. 北京: 机械工业出版社, 1983: 4-6.
- [2] 冉晓贺,杨玉磊,尚静,等. 半波结构轴向磁阻式旋转变压器
   电磁模型与参数计算[J]. 中国电机工程学报,2022,42(9):
   1-9.
- [3] Ramin Alipour-Sarabi, Farid Tootoonchian. Analysis of Winding Configurations and Slot-Pole Combinations in Fractional-Slots Resolvers[J], IEEE Sensors, 2017, 17(14): 4420-4428.
- [4] 李立娜,李大超,袁永杰.无刷旋转变压器的磁路设计及仿真 分析[J]. 微特电机, 2015, 43(8): 53-56.
- [5] 许兴斗,王永博,周竞捷.一种旋转变压器电气精度的仿真分析方法[J].微特电机,2020,48(12):11-13,18.
- [6] 程明. 微特电机及系统[M]. 北京:中国电力出版社,2008: 123-147.
- [7] Farid Tootoonchian. Design, Performance, and Testing of a Brushless Axial Flux Resolver Without Rotor Windings [J]. IEEE Sensors, 2016, 16(20): 7464-7471.
- [8] M Mohammad-Yari, M R Safari, R Alipour-Sarabi. Optimal Winding Selection for Wound-rotor Resolvers [J]. Scientia Iranica, 2021, 28(6), 3429-3436.
- [9] 曲家骐,陈利仙.多极旋转变压器正弦绕组的结构分析[J].
   微电机,1981(2):10-14,48.

## 一种旋翼无人机用高功率密度伺服驱动 电机设计与优化

莫为¹,刘杰¹,刘超²,宫佐¹,李吉¹

(1. 西安微电机研究所有限公司,西安710117;2. 陆军装备部驻西安地区第八军事代表室,西安710065)

**摘 要:**针对某旋翼无人机用高功率密度伺服驱动电机的技术要求,通过分析与有限元仿真优化,得出了内转子表 贴式永磁转子结构相对更适合于平衡功率密度、效率和转矩波动等指标之间关系的结论。据此设计了一款具有高功 率密度、高效率以及较低转矩波动的伺服驱动电机,通过样机进行了试验验证,其性能指标满足设计要求。 关键词:伺服驱动电机 功率密度 效率 转矩波动

中图分类号: TM383.4 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2023)11-0007-06

## Design and Optimization of a High Power Density Servo Drive Motor for Rotor UAV

MO Wei¹, LIU Jie¹, LIU Chao², GONG Zuo¹, LI Ji¹

(1. Xi' an micromotor research institute Co., LTD., Xi' an 710117, China;

2. The Eighth Military Representative Office of the Army Equipment Department in Xi'an, Xi'an 710065, China)

**Abstract**: Aiming at the technical requirements of a high power density servo drive motor for a rotor UAV, through analysis and finite element simulation optimization, it is concluded that the surface-mounted permanent magnet rotor structure of the inner rotor is relatively more suitable for balancing power density, efficiency, torque ripple and other indicators. Based on this, a servo drive motor with high power density, high efficiency and low torque ripple was designed, and the prototype was tested and verified, and its performance index was satisfied with technical requirements.

Key words: servo drive motor; power density; efficiency; torque ripple

## 0 引 言

随着飞控技术、计算机技术与材料科学等技术 的迅猛发展,近年来无人机得到了飞速发展与进 步^[1]。旋翼无人机作为无人机大类中的一种,因其 具有结构简单、操控方便、可靠性高、维护成本低, 同时还有能够垂直起降、空中悬停以及对起降场地 要求不高等优点得到了广泛应用。目前,旋翼无人 机正往大载重、长续航与运行平稳等方向发展,这 就对其中作为核心动力源的伺服驱动电机提出了高 功率密度、高效率、低转矩波动及结构简单高可靠 性等一系列要求^[2]。本文针对某旋翼无人机具体需 求,通过理论分析与有限元仿真优化,设计了一款 高性能伺服驱动电机,满足旋翼无人机的要求,并 通过样机验证,获得了较好的效果。

### 1 性能指标与主要参数预估

#### 1.1 电机性能指标

某旋翼无人机用大功率密度伺服驱动电机的基 本参数如表1所示,由于多旋翼无人机结构独特, 不仅有轻量化的高功率密度要求,且拥有一定的抗 过载能力,考虑到实际使用情况与控制需求,经深 入分析,本设计采用分数槽集中绕组的槽极配合方 式,并采纳工艺相对成熟可靠的表贴式内转子磁钢 结构。

收稿日期: 2023-09-14

基金项目: 陕西省重点研发计划(2017ZDXM-G-14-4)

作者简介: 莫 为(1988), 男, 工程师, 研究方向为交流伺服电机技术。

通讯作者:刘杰(1986),男,高级工程师,研究方向为徽特电机技术。

电机参数	要求值
直流母线电压(VDC)	600
额定功率/kW	5
额定转速/(r/min)	$3100(1 \pm 5\%)$
最高效率	≥88%
转矩波动	≤3%
外形尺寸(不含轴伸)/mm	$\Phi 155 \times 60$
绝缘等级	H级

表1 电机基本指标要求

#### 1.2 电机主要参数预估

一般情况下, 电机的各参数满足下述关系:

$$AB_{m1} = \frac{6.1P'}{n\alpha_i K_{dq1} L_{ef} D_{il}^2}$$
(1)

式中, A 为电机线负荷,  $B_{m1}$  为气隙磁密基波幅值, P'为电机计算的功率值, n 为电机转速,  $\alpha_i$  为计算 极弧因数,  $K_{dq1}$ 为基波电枢绕组系数,  $L_{qf}$ 为电枢铁心 有效轴向长度,  $D_{ii}$ 为电枢铁心有效内径。

从式(1)可以看出,若要满足电机要求的指标, 在有限的空间体积下,必须同时提高与平衡好电机 的线负荷 A 和气隙磁密基波幅值  $B_{m1}$ ,这样可以有效 地提升功率密度并平衡好好电机的铜铁耗,因此, 综合电机的体积与运行环境条件要求,电机采用扁 平式结构,永磁体采用高性能的钕铁硼永磁材料, 可预估定子内径  $D_a$ 大于 114 mm,电枢铁心有效轴向 长度  $L_{ef}$ 不大于 30 mm,线负荷 A 亦不超过 37 A/mm, 预估反电势系数不大于 115  $V_{ms}/(kr \cdot min^{-1})$ 。可见 指标要求严格,也就是说,一款电机要同时满足高 的功率密度,较好的运行效率及转矩波动平稳度是 很困难的。本文通过理论分析,并借助有限元仿真 软件,对影响电机性能的主要参数进行反复的充分 的"场"与"路"综合分析与优化,使得解算结果更加 精确,满足设计要求。

## 2 极槽配合选定

在具体优化电机磁路与场路前,必须先对极槽 配合的选择进行分析与比较,由于本文电机的主要 指标要求是功率密度,因此,极槽配合选取主要考 虑重量和效率。一般认为,定子和转子铁心轭部厚 度与极对数 *p_p* 成反比,定子齿宽度和裂比 *p_z*(定子 内径与外径的比值)则与极对数 *p_p* 成正比,就分数 槽集中绕组而言,平均每极每相槽数 *q* 为真分数,*q* 的分子可等效成分布绕组的每极每相槽数,其值越 高抑制谐波效果越好,从而多极多槽配合是比较理 想的选择,考虑到分数槽集中绕组的利用率,选取 极数大于槽数或的极槽数接近的多极多槽的槽极配

合方式,但极数过多不利于降低电机铁耗影响效率, 极数较少则会增加电机定子轭部尺寸,影响有效槽 面积,增加铁心重量,降低电机功率密度^[3-6]。根据 电机的结构与尺寸大小,以各槽极配合均能满足额 定工况与定子齿轭部平均磁密基本一致为原则,综 合对比分析了 20 极 18 槽、20 极 24 槽、22 极 24 槽 和 24 极 27 槽四种极槽配合的基波绕组系数、裂比、 定转子质量与额定效率,结果表2所示,可以看出 20极18槽输出效率较高,但与20极24槽一样功率 密度偏低,不利于降低电机总重量,24极27槽功率 密度较高,但效率相对低,22极24槽具有相对最优 功率密度与效率组合,并且绕组系数接近0.95,该 槽极配合能够使电机旋转一周产生264个周期的齿 槽转矩波形,可消除前11阶齿槽转矩谐波,有效降 低齿槽转矩对电机空载平稳运行的影响,亦能减小 电机负载运行时对转矩波动的贡献,同时,该槽极 配合可有效消除5、7、11次等高次磁势谐波,有利 于减少电机的铁耗,提高整机效率,因此综合考虑 电机选取 22 极 24 槽极槽配合形式。

表 2 各极槽配合性能对比

极槽配合	基波绕组系数	裂比	质量/kg	效率/%	
20p18s	0.945	0.758	1.8	91.1	
20p24s	0.933	0.752	1.76	90.6	
24p27s	0.945	0.786	1.61	90.1	
22p24s	0.949	0.786	1.64	90. 9	

## 3 齿槽与定子铁心优化

定子铁心优化涉及因素很多,同时又要兼顾下 线与绝缘工艺,综合考虑后,采用图1所示的半闭 口平行齿圆底槽结构,因此有必要且必须对定子槽 口宽度 b_{s0}、槽口高度 h_{s0}、齿部尖角高度 h_{s1}以及齿 宽 t 参数借助有限元计算进行较为全面的仿真优化 分析,最终确定其参数值。

![](_page_11_Figure_16.jpeg)

图1 槽型与尺寸 假设电机气隙均匀,转子磁极结构固定,电机

在 1 r/min 空载运行,通过仿真计算得出不同槽口宽 度  $b_{s0}$ 的齿槽转矩峰峰值;转速保持不变并输入额定 电流,得到不同  $b_{s0}$ 的额定转矩波峰与波谷值,代入 式(2)得出转矩波动系数,将结果汇总如图 2 所示, 由结果可知,齿槽转矩和转矩波动并不是随槽口宽 度  $b_{s0}$ 的增大呈持续下降趋势,而是波动变化。

再把电机转速调至 1000 r/min 空载运行,将计 算得出的空载反电势  $E_m$  进行快速傅里叶变换,所得 基波及各次谐波幅值分量代入式(3),分别得出不 同  $b_{s0}$ 对空载反电势谐波畸变率 THD_{Em8}(后文称"谐 波畸变率")与反电势基波幅值  $E_{m1}$ 的影响,结果如 图 3 所示,随  $b_{s0}$ 的增加谐波畸变率近似呈线性下降 趋势,反电势基波幅值则有小幅提升。

$$K_{Tb} = \frac{T_{\max} - T_{\min}}{T_{\max} + T_{\min}} \times 100\%$$
 (2)

式中, $K_{\text{Tb}}$ 为转矩波动系数, $T_{\text{max}}$ 为实测最大转矩,  $T_{\text{min}}$ 为实测最小转矩。

$$\text{THD}_{E_{m\delta}} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{M} E_{mh}^2}}{E_{m1}} \times 100\%$$
(3)

式中, *E*_{m1}为空载反电势基波幅值, *E*_{mh}为各阶次空载反电势谐波分量。

![](_page_12_Figure_9.jpeg)

图3 反电势基波幅值与谐波畸变率槽口 b_{s0}的变化分布 使用同样的方法仿真计算随槽口高度 h_{s0}、齿部 尖角高度 h_{s1}以及齿宽 t 尺寸变化,对齿槽转矩、转 矩波动、空载反电势基波幅值及谐波畸变率四项参 数的影响,结果如图4 至图9 所示。

![](_page_12_Figure_11.jpeg)

齿槽转矩与转矩波动随齿宽 t 的变化

图 8

![](_page_13_Figure_1.jpeg)

图 9 反电势基波幅值与谐波畸变率随齿宽 t 的变化

据图 4、图 5 所示,四项参数随槽口高度 hs0 的 增大而波动变化,槽口高度 hs0 变化对转矩波动影响 有限,但对反电势基波幅值、谐波畸变率与齿槽转 矩影响相对较大。从图 6、图 7 可以看出,随着齿部 尖角高度 hs1的增加齿槽转矩、转矩波动、与谐波畸 变率亦成波动变化规律,但反电势基波幅值随 hs1 的 增加而增大,当尺寸超过 1.6 mm 后增速降缓,同时 hs1 的变化对反电势基波幅值、齿槽转矩影响相对较 大,对转矩波动和谐波畸变率相对较小。

根据对槽口高度 h_{s0}与齿部尖角高度 h_{s1}设计优化 结果也可看出,两者取值过小时,所在区域磁场将 严重饱和,齿槽转矩明显大于其他情况,同时磁阻 也会上升,在转子运行时,磁极由定子齿部旋转至 齿尖角与槽口时,主磁通会因磁阻变化而发生突变, 并且分数槽集中绕组电机槽极又比较相近,主磁通 突变情况会加剧,变化的磁通在磁极和槽口以及齿 尖角处感应出高于同比整数槽分布绕组电机的电势, 此电势基本上属于无效电势,对电机性能没有贡献, 加之永磁体的导电性,进而产生相对较高的涡流损 耗,由此增加电机总损耗,对电机高效运行极为 不利。

再据图 8、图 9 所示,四项参数随齿宽 t 的增大 也呈波动变化规律,并且对四项参数具有相对较大 的影响,齿宽 t 的大小直接影响电机齿部磁通,同 时影响轭部磁通,换言之影响定子主磁通,进而对 电机整体性能产生重大影响。

因此,对电机定子槽型优化特别是本文又有功 率密度和效率要求的伺服电机,要综合考虑,充分 分析各尺寸对性能的影响,相互平衡寻求最优。

## 4 转子设计与优化

针对本文的内转子表贴式结构伺服驱动电机, 据上文优化后的定子槽型与尺寸,从永磁磁极与转 子导磁环两个方面进行优化设计。

#### 4.1 永磁磁极设计与优化

本文采取的永磁磁极如图 10 所示,永磁磁极设

计主要尺寸包含轴向长度、机械极弧系数、径向厚度与偏心距,其中,转子轴向尺寸已确定,永磁体轴向长度与之保持一致,宽度与永磁体机械极弧系数相关,在永磁体粘接工艺和极间漏磁允许的情况下,尽量加大机械极弧系数,以增大有效磁通^[7]。 厚度则与永磁体磁势相关,特别是不等厚度的永磁体结构,其最小厚度设计时更要以永磁体能够承受最高温度为前提条件,考虑永磁体的抗去磁能力, 电枢磁动势的大小决定永磁体厚度,相对应的矫顽力*H*_{eb}为永磁体最大去磁点,对于分数槽集中绕组电机则电枢磁动势与永磁体磁势之间的关系如下:

$$\begin{cases} Ni_{\max} \leq \alpha H_{cb} h_{\min} \\ h_{\min} = h_{m} - \frac{1}{2} (\sqrt{4R_{1}^{2} - b_{m1}^{2}} - \sqrt{4R^{2} - b_{m}^{2}}) \end{cases}$$
(4)

式中, N'为单线圈匝数,  $i_{max}$ 为最大电流,  $\alpha$  为工艺 参数, 一般取 0.6~0.97,  $h_m$  即永磁体最大厚度,  $h_{min}$ 为永磁体最小厚度, R 为永磁体外圆半径,  $R_1$  为 永磁体内圆半径,  $\alpha_p$  为永磁体机械极弧系数,  $b_m$  为 永磁体机械极弧系数对应的实际宽度,  $b_{m1}$ 为永磁体 与导磁环粘接部分对应的实际宽度。由于分数槽集中 绕组电机槽极数比较接近, 因而可近似看做单齿上绕 制的线圈通入最大电流即是对应单极永磁体的最大去 磁电枢磁动势, 永磁体最小厚度  $h_{min}$ 必须符合上式要 求。因此, 永磁磁极厚度  $h_m$  不低于 3.5 mm。

![](_page_13_Figure_14.jpeg)

图 10 表贴式永磁磁极示意图 (1)机械极弧系数优化与选取

假定偏心距为零与最小气隙不变,采用同样的 仿真计算方法,对机械极弧系数 α_p 影响四项参数进 行有限元仿真,结果如图 11 与图 12 所示,可见, 当 α_p 超过 0.95 以后反电势基波幅值几乎没有增长, 与之对应的谐波畸变率也没有下降,齿槽转矩与转 矩波动呈波动变化规律,同样当 α_p 超过 0.95 齿槽 转矩并未改善反而大幅增加,转矩波动改善并不明 显,这就说明了当机械极弧系数 α_p 接近于1 时极与 极间的距离会急剧变小,致使磁极边缘部分磁阻骤 降,产生闭合磁场,造成漏磁加剧,导致磁场分布 变差,增加电机的铁耗,影响电机效率,严重时还会 降低电机反电势影响电机整体性能,因此,过高的机 械极弧系数 α_p 不仅不会增加与改善电机的性能,反 而增加了永磁磁极的总质量,不利于提升功率密度。

![](_page_14_Figure_4.jpeg)

图 11 反电势基波幅值与谐波畸变率随机械极弧系数 α。变化分布

![](_page_14_Figure_6.jpeg)

图 12 齿槽转矩与转矩波动随机械极弧系数 α, 的变化分布

(2)偏心距的优化与选取

假定电机机械极弧系数与最小气隙不变,采用 同样的仿真计算方法,对偏心距 h 影响齿槽转矩及 转矩波动进行有限元仿真,结果如图所示,可见, 齿槽转矩随永磁体偏心距 h 增大逐渐减小到一定程 度后变大,整体增速较缓,而转矩波动则是随偏心 距 h 的增大而减小,但超过 30 mm 以后又有小幅上 升。谐波畸变率与反电势基波幅值随 h 变化如图 14 所示,由图可见, h 的大小对谐波畸变率与反电势 基波幅值有比较显著的影响。

![](_page_14_Figure_10.jpeg)

图 13 齿槽转矩与转矩波动随偏心距 h 的变化

![](_page_14_Figure_12.jpeg)

图 14 反电势基波幅值与谐波畸变率随偏心距 h 的变化

#### 4.2 转子导磁环设计与优化

转子导磁环(转子轭部)的优化是在不影响电机 性能的条件下进行的轻量化优化设计,进而达到提 高功率密度与减小电机质量的目的。

厚度优化必须同时满足磁密低于材料磁场饱和 值与机械强度允许的最低阈值,换言之,厚度不可 减小过度,否则会导致磁场饱和,性能不达标,同 时机械强度不满足使用要求^[89]。因此,转子导磁环 是电磁和机械强度耦合问题。本文重点讨论厚度变 化对电机性能的影响。

转子导磁环是电机磁路不可缺少的部分,其磁 密大小直接影响电机性能,转子导磁环厚度与磁场 大小的关系如式(5)所示:

$$B_{rg} = \frac{K_N \Phi_{\delta}}{2h_r L'_{ef}} = \frac{K_N b_{mN} B_r \alpha_p \tau_m}{2\lambda_\sigma h_r}$$
(5)

式中,  $K_N$  为电机负载运行时经验修正系数,一般取 1.1~1.6;  $\Phi_s$  为负载主磁通;  $h_r$  为转子导磁环厚 度;  $L'_{ef}$ 为转子导磁环长度;  $b_{mN}$ 为永磁磁极负载工 作点;  $B_r$  为永磁磁极剩磁密度;  $\alpha_p$  为机械极弧系 数;  $\tau_m$  为电机的极距;  $\lambda_g$  为负载漏磁系数。

通过上式可大体判断转子导磁环磁密是否达到 了所选材料的饱合程度,若导磁环采用10号钢,其 磁饱合磁密在1.82T左右,按式(5)初步选取厚度 为3.5mm,其单极对应的转子轭磁密云图如图15 (a)所示,从图磁密分布可以看出,永磁体下方有一 片类似呈梯度变化的半圆形区域磁密相对较低,在 0.2~0.6T范围内,此处区域对电机磁场分布与性 能影响不大,根据电机运行的场合要求,需要最大 限度降低电机重量,提升电机功率密度,因此可对 此区域进行优化去重。去重后的磁密分布云图如图 15(b)所示。

图 16 给出了不同去重半圆槽直径大小对平均输 出转矩和转矩波动的影响情况,从图可以看出,对 于本设计电机,当去重半圆槽直径小于5 mm 时,对 平均输出转矩与转矩波动影响可忽略不计。假设去 · 12 ·

![](_page_15_Figure_2.jpeg)

![](_page_15_Figure_3.jpeg)

(b) 去重后

![](_page_15_Figure_5.jpeg)

图 16 平均输出转矩和转矩波动随不同去重半圆槽 直径的变化

## 5 试验验证

U_{DC} (直流母线电压)/V

> 600 600

> 600

600

根据上述分析与设计优化,加工和制造样机并 进行测试。系统性能测试平台及实验环境如图 17 所 示,测试平台主要由大功率可控电源系统,美国 Magtrol 测功机、日本横河高精度功率分析仪、专用 伺服驱动器、示波器、电脑、激光测速器、电流钳 等构成。

U1(电机输入

电压)/V 439.5

439.8

439.7

434.2

![](_page_15_Picture_9.jpeg)

图 17 系统测试平台及实验环境 将电机固定在实验台上,稳速转台反向拖动电 机运行,记录在不同转速下的线反电势波形,再将 其进行快速傅里叶变换后取基波幅值,据此换算有 效值,数据如表 3 所示,由实测值可以得出,空载 线反电势系数取平均值约为 114.2 V_{ms}/(kr · min⁻¹),图 18 为 320 r/min 空载线反电势波形,可 以看出,波形正弦度高波形平滑,通过计算波形畸 变率小于 2%,基本满足要求。

![](_page_15_Figure_11.jpeg)

#### 图 18 实测空载反电势波形

将电机固定在测功机测试平台上,使用专用伺 服驱动器测试电机输出性能,电机实测数据如表4 所示,所有技术指标全部满足要求。

表3 空载反电势实测值

		衣 主報及电务关	<b>灰山</b>
印制造样机并		实测线反电势	线反电势系数/
境如图 17 所	转速/(r/min)	幅值/V	$(V_{rms}/(kr \cdot min^{-1}))$
〔系统,美国	100	16. 2	114
↑析仪、专用	320	52. 5	114.4
束器、电流钳	600	96. 9	114. 1
	1000	164	114. 5
表4 电机	实测数据		
$I_1$ (电机输入	P(电机输出	n(电机输出	$\eta$ (电机
电流)/A	功率)/kW	转速)/(r/min)	效率)
8.908	4. 498	3181	87.8%
8.886	4. 508	3184	88.03%
10.2	5.024	3105	87.6%
10.08	4 886	3008	86 58%

(下转第65页)

## 双余度差速作动系统用永磁式制动器的设计

李 扬,胡小飞,王 峰,张欣露

(国家能源集团联合动力技术有限公司北京技术开发分公司,北京100039)

**摘 要:**为满足双余度差速作动系统工作切换和故障隔离的要求,提出了一种永磁式制动器,并给出了制动器的组成和工作原理。通过等效磁路法建立了锁定和解锁状态制动器的解析模型,并与有限元分析结果进行了对比。进行 了制动器摩擦副的设计,分析了摩擦副的磁性能和摩擦性能。最后将制动器实验结果与分析结果进行了比较,验证 了分析结果的准确性。

关键词: 永磁式制动器; 摩擦副; 等效磁路法; 双余度差速作动系统 中图分类号: TM 359.6 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2023)11-0013-07

## Design of Permanent Magnet Brake for Dual-redundancy Differential Actuation System

LI Yang, HU Xiaofei, WANG Feng, ZHANG Xinlu (Product Development Branch Company of CHN Energy United Power Technology Company LTD., Beijing 100039, China)

**Abstract**: A permanent magnet brake(PMB) was presented for the reliability and safety of the dual-redundancy differential actuation system, and the composition and working principles of the permanent magnet brake were introduced. Based on the equivalent magnetic circuit method, the mathematical models for locking and unlocking condition of the brake were established. The results derived from the mathematical model agreed well with the FEM model results. According to the analysis of magnetic performance and frictional characteristic, a friction pair was designed. Finally, experiment was carried out in the prototype, and the simulations agreed well with the measured results.

Key words: permanent magnet brake; friction pair; equivalent magnetic circuit method; dual-redundancy differential actuation system

## 0 引 言

伺服作动器是飞行器控制系统的重要组成部分, 作为执行机构,按照控制指令驱动舵面实现对飞行 器的位置控制^[12]。

按照所使用的能源,伺服作动器可分为:气压 作动器、液压作动器、电动静液作动器和机电作动 器^[3-5]。机电作动器以电力为能源,通常将电动机、 减速器、滚珠丝杠、传感器、控制器和安全保护装 置集成化、小型化,具有体积小、重量轻、效率高、 维修性和可靠性高等特点,广泛应用于飞行器及航 空航天控制系统中^[6-8]。

机电作动器性能高低和可靠性直接影响飞行器

控制系统的性能和可靠性。采用余度技术,可以提高系统的可靠性,降低故障率^[9-10]。双余度差速作动系统具有无力纷争、故障隔离界面清晰等优势, 是余度机电作动器的主流技术方案^[11]。制动器是余 度差速作动系统的关键安全装置,当某一通道发生 故障时,锁住相应的故障通道,开启某一通道的输 入功率,实现作动系统的模式切换和故障隔离^[12]。

根据制动方式的不同,可将制动器分为摩擦式 制动器、锁销式制动器和无接触式制动器三种类型。 另外,还可以依照施力方式的不同分为弹簧施压电 磁式制动器、永磁式制动器和电涡流式制动器 等^[13-15]。制动器性能涉及机、电、磁和材料工程等 多个方面,因此要集合多学科理论进行设计。文献

收稿日期: 2023-08-30, 修回日期: 2023-09-21

作者简介: 李 扬(1986), 男,硕士,工程师,研究方向为机电伺服系统电机及电磁元件设计。 胡小飞(1987), 女,硕士,高级工程师,研究方向为机电伺服系统电机及电磁元件设计。

[16-17] 给出了用于锁定电动舵机的摩擦式制动器和 锁销式制动器。文献[18] 对空间制动器摩擦副的摩 擦材料进行了摩擦可靠性分析。文献[19] 提出了一 整套电磁制动器综合设计步骤,建立有效的电磁、 机械、热模型,优化提高产品性能。文献[20] 提出 了一种永磁式制动器,用于航天飞行器中机电作动 器的零位锁定,该制动器工作时无需消耗电能,只 在解除制动和执行制动的短时状态通电。

本文研制了一种新型永磁式制动器,用于双余 度差速作动系统中,实现双通道工作切换和故障隔 离。建立了磁路分析模型,并通过仿真探讨了永磁 式制动器工作原理。分析了制动器摩擦副的磁性能 和摩擦性能。样机试验验证了分析结果的准确性。

## 1 永磁式制动器结构和工作原理

本文研制的永磁式制动器用于双余度差速作动 系统中,实现作动系统的双通道工作切换和故障隔 离。双余度差速作动系统结构原理图如图1所 示^[12],由双冗余电机(主、备)、双输入差速器、滚 珠丝杠和制动器组成。在作动系统主路正常工作时, 制动器Ⅰ锁定备份路;在作动系统主路出现故障时, 主路和备份路切换,制动器Ⅱ锁定主路故障路。

![](_page_17_Figure_5.jpeg)

图 1 双余度差速作动系统结构原理图

该永磁式制动器是一种掉电制动的新型制动器, 利用永磁体产生的磁阻力吸合转子,摩擦制动。与 弹簧施压式电磁制动器相比,永磁式制动器不受限 于弹簧性能的设计,体积小,重量轻、结构紧凑。 且永磁式制动器完全依靠永磁体产生的磁力制动, 制动时无需外部能量,噪声小、无振动、性能可靠。

根据双余度差速作动系统工作要求设计特殊的 永磁式制动器:根据供电条件和工作环境制定参数 指标:供电电压(28±3)VDC,环境温度-40℃~ +120℃;根据制动器和作动器安装需求制定结构 指标:外径不大于56 mm,轴向长度不大于35 mm; 根据作动器的工作状态和制动要求制定性能指标: 摩擦力矩不小于 5 Nm, 解锁额定功率不大于 20 W, 电气时间常数不大于 50 ms,转动惯量不大于 6 × 10⁻⁵ kgm²。永磁式制动器技术指标要求如表 1 所示。

表1 永磁式制动器设计指标要求

参数	参数值	参数	参数值
外径/mm	≤56	摩擦转矩/Nm	≥5
轴向长度/mm	≤35	额定功率/W	≤20
供电电压/V	$28 \pm 3$	转动惯量/kgm ²	$\leq 6 \times 10^{-5}$
环境温度/°C	$-40 \sim +120$	电气时间常数/ms	≤50

根据系统技术指标要求,研制的永磁式制动器 结构如图2所示,是一种掉电制动的摩擦型制动器, 主要由定子和转子两部分组成。定子由线圈绕组、 外导磁环、内导磁环、永磁体组成。其中,线圈绕 组按设计要求嵌绕在导磁环上,通电产生电磁场; 永磁体粘贴在导磁环上,提供永磁磁场;导磁环为 磁场提供通路。转子由衔铁、弹簧、转子轮毂组成。 其中,弹簧产生一定拉力将衔铁连接至转子轮毂上。

![](_page_17_Figure_13.jpeg)

#### 图 2 永磁式制动器三维结构和尺寸示意图

该制动器依靠永磁体产生的磁力、通电线圈绕 组产生的磁力以及弹簧拉伸产生的弹簧拉力三种力 进行锁定和解锁。当制动器处于锁定状态时,线圈 绕组断电,永磁体产生的磁力克服很小的弹簧拉力, 衔铁与外导磁环吸合摩擦制动锁定。当制动器处于 解锁状态时,线圈绕组通电,通电线圈产生的电磁 场基本抵消永磁体产生的永磁场,弹簧拉力只需克 服很小的残余磁力,衔铁与外导磁环分离解锁。其 中,制动器处于锁定状态时的弹簧拉力不大于40 N, 制动器处于解锁状态时的弹簧拉力不大于10 N。

## 2 永磁式制动器解析分析模型

为获得永磁式制动器工作特性解析方程,便于 分析各结构参数对制动器工作特性的影响,可使用 等效磁路法对制动器进行建模,分析制动器处于锁 定状态和处于解锁状态的磁力特性。

#### 2.1 处于锁定状态的等效磁路分析模型

当制动器处于锁定状态时,线圈绕组断电,只 有永磁体产生的磁场。此时,依靠永磁体产生的磁 力,衔铁与外导磁环吸合摩擦制动锁定。其磁路分 布如图3所示,有2个磁回路。一路为虚线所示磁 回路,经过外导磁环、第二气隙、内导磁环、永磁 体;一路为实线所示磁回路,经过外导磁环、第一 气隙、衔铁、内导磁环、永磁体。

根据文献[21]有效磁阻分析方法,计算气隙磁 通及制动器的磁力。为了得到永磁磁路的有效磁阻, 将永磁磁路按照磁力线分布情况划分成11个区域。

![](_page_18_Figure_9.jpeg)

图 3 制动器磁路分布及区域划分图(永磁磁路)

由于虚线磁回路和实线磁回路的磁力线在区域 4 和区域 8 处的磁路不同,故将这两个区域分成两种情况进行分析。将虚线磁回路中区域 4、区域 8 命 名为 4x、8x,将实线磁回路中区域 4、区域 8 命 名为 4s、8s。区域 1、区域 2 由衔铁两侧的过渡区域及 衔铁与导磁环间的第一气隙组成,区域 7 由内导磁 环的过渡区域及第二气隙组成。制动器等效磁路如 图 4 所示。11 个区域的有效磁阻  $R_k$  如表 2 所示,其 中 $\mu_r$  为相对磁导率; $\mu_0$  为真空磁导率。 可得永磁体磁场产生的气隙磁通为

$$\phi_{\rm pm} = \frac{F_{\rm pm}}{R_{\rm sums}} - \frac{F_{\rm pm}}{R_{\rm sums}} \frac{R_{\rm 11}}{R_{\rm sum}} \tag{1}$$

则, 永磁体磁场产生的磁力, 即制动器的锁定磁力为

$$F_{m} = \frac{\phi_{pm}^{2}}{2\mu_{0}A_{n}} + \frac{\phi_{pm}^{2}}{2\mu_{0}A_{w}}$$
(2)

其中,  $R_{sums} = R_{8s} + R_9 + R_1 + R_{10} + R_2 + R_3 + R_{4s}$ 为实线 磁回路支路磁阻,  $R_{sums} = R_{8x} + R_7 + R_6 + R_5 + R_{4x}$ 为虚 线磁回路支路磁阻,  $R_{sum} = R_{11} + R_{sums}R_{sumx}/(R_{sums} + R_{sumx})$ 为总磁阻,  $F_{pm} = H_c h_{pm}$ 为永磁体的磁动势,  $H_c$ 为永磁体的矫顽力,  $h_{pm}$ 为永磁体磁化方向长度,  $A_n = \pi(r_7^2 - r_5^2)$ 为内导磁环的截面积,  $A_w = \pi(r_8^2 - r_2^2)$ 为外导磁环的截面积。

![](_page_18_Figure_17.jpeg)

图4 等效磁路(永磁磁路)

表 2	制动器的有效磁阻(	(永磁磁路)	
1X -	则例面出日双磁盘		

名称	有效磁阻
$R_1$	$g_1/(\pi\mu_0(r_7^2-r_5^2))$
$R_2$	$g_0/(\pi\mu_0(r_8^2-r_2^2))$
$R_3$	$h_4/(\pi\mu_r\mu_0(r_8^2-r_2^2))$
$R_{4s}$	
$R_{4x}$	$(h_2 - h_3) / (\pi \mu_n \mu_0 (r_1^2 - r_2^2))$
$R_5$	$\ln(r_2/r_3)/(2\pi h_1\mu_r\mu_0)$
$R_6$	$h_5/(\pi\mu_{\eta}\mu_0(r_3^2-r_4^2))$
$R_7$	$g_2/(\pi\mu_0(r_3^2-r_4^2))$
$R_{_{8s}}$	
$R_{8x}$	$\ln(r_6/r_3)/(2\pi h_6\mu_r\mu_0)$
$R_9$	$h_7/(\pi\mu_r\mu_0(r_7^2-r_5^2))$
$R_{10}$	$\ln(r_2/r_7)/(2\pi h_8\mu_{\prime}\mu_0)$
$R_{11}$	$\ln(r_2/r_6)/(2\pi h_3\mu_r\mu_0)$

#### 2.2 处于解锁状态的等效磁路分析模型

当制动器处于解锁状态时,线圈绕组通电,不 仅有永磁体产生的磁场,还有通电线圈绕组产生的 磁场。此时,通电线圈产生的电磁场基本抵消永磁 体产生的永磁场,衔铁与外导磁环分离解锁。通电 线圈绕组磁回路分布如图5所示:一路为虚线所示 磁回路,经过外导磁环、第二气隙、内导磁环、永 磁体;一路为实线所示磁回路,经过外导磁环、第 二气隙、内导磁环、第一气隙、衔铁。 可将制动器电磁磁路按照磁力线分布情况划分 成11个区域。

同样,将虚线磁回路中区域4、区域8命名为 4ix、8ix,将实线磁回路中区域4、区域8命名为 4is、8is。制动器电磁场的等效磁路如图6所示。11 个区域的有效磁阻 $R_{ii}$ 如表3所示,其中 $\mu$ ,为相对磁 导率; $\mu_0$ 为真空磁导率。

![](_page_19_Picture_3.jpeg)

图 5 制动器磁路分布及区域划分图(电磁磁路) 表 3 制动器的有效磁阻(电磁磁路)

名称	有效磁阻
$R_{11}$	$g_1/(\pi\mu_0(r_7^2-r_5^2))$
$R_{i2}$	$g_0/(\pi\mu_0(r_8^2-r_2^2))$
$R_{i3}$	$h_4/(\pi\mu_n\mu_0(r_8^2-r_2^2))$
$R_{i4s}$	$h_2/(\pi\mu_n\mu_0(r_1^2-r_2^2))$
$R_{i4x}$	$(h_2 - h_3)/(\pi \mu_n \mu_0 (r_1^2 - r_2^2))$
$R_{i5}$	$\ln(r_2/r_3)/(2\pi h_1\mu_r\mu_0)$
$R_{i6}$	$h_5/(\pi\mu_n\mu_0(r_3^2-r_4^2))$
$R_{i7}$	$g_2/(\pi\mu_0(r_3^2-r_4^2))$
$R_{i8s}$	$\ln(r_5/r_3)/(2\pi h_6\mu_r\mu_0)$
$R_{i8x}$	$\ln(r_6/r_3)/(2\pi h_6\mu_n\mu_0)$
$R_{i9}$	$h_7/(\pi\mu_\mu_0(r_7^2-r_5^2))$
$R_{i10}$	$\ln(r_2/r_7)/(2\pi h_8\mu_n\mu_0)$
$R_{i11}$	$\ln(r_2/r_6)/(2\pi h_3\mu_n\mu_0)$

可得电磁场产生的气隙磁通为

$$\phi_i = \frac{F_{\rm in}}{R_{\rm isums}} - \frac{F_{\rm in}}{R_{\rm isums}} \frac{R_{\rm 11}}{R_{\rm isum}} \tag{3}$$

电磁场与永磁场相互作用后的气隙磁通为

$$\phi = \phi_{\rm pm} - \phi_i \tag{4}$$

)

电磁场与永磁场相互作用后残余磁力为

$$F_{i} = \frac{\phi^{2}}{2\mu_{0}A_{n}} + \frac{\phi^{2}}{2\mu_{0}A_{w}}$$
(5)

可得, 线圈绕组的电感为

$$L = \frac{N^2}{R_{\rm isum}} \tag{6}$$

其中,  $R_{isums} = R_{i8s} + R_{i9} + R_{i1} + R_{i10} + R_{i2} + R_{i3} + R_{i4s}$ 为 实线磁回路支路磁阻,  $R_{isumx} = R_{i8x} + R_{i11} + R_{i4x}$ 为虚线 磁回路支路磁阻,  $F_{in} = NI$ 为通电线圈的磁动势,  $R_{isum} = R_{i5} + R_{i6} + R_{i7} + R_{isums}R_{isumx}/(R_{isums} + R_{isumx})$ 为总 磁阻, N为通电线圈匝数, I为通电线圈电流,  $A_n = \pi(r_7^2 - r_5^2)$ 为内导磁环的截面积,  $A_w = \pi(r_8^2 - r_2^2)$ 为外 导磁环的截面积。

![](_page_19_Figure_15.jpeg)

## 3 永磁式制动器摩擦副设计

对于该永磁式制动器而言,导磁环和衔铁材料 的选择至关重要。导磁环和衔铁作为导磁部件,为 磁场提供导磁通路,应具备良好的导磁性能;同时, 导磁环和衔铁作为摩擦部件,组成制动器的摩擦副, 应具备良好的摩擦性能。通常导磁性能较好的软磁 材料,其材料硬度都较低,容易摩擦磨损,不满足 摩擦性能要求。因此,需要合理选定导磁材料,并 进行适当的表面处理,在不影响其导磁性能的情况 下,提高表面硬度,使其满足摩擦性能的要求。

#### 3.1 摩擦副材料

常用的具有导磁性能的材料有电磁纯铁、低碳 素钢和马氏体不锈钢。其中,电磁纯铁的导磁性能 最好,磁导率高、饱和磁感应强度高、矫顽力低, 但是电磁纯铁材料硬度低,力学性能较差,且容易 氧化腐蚀;马氏体不锈钢有着较好的力学性能和耐 腐蚀性,且随着碳含量的提高,硬度也随之提高, 摩擦磨损率较低,但是不锈钢的导磁性能较差,磁 导率和饱和磁感应强度均较低。因此,选择低碳素 钢作为内导磁环、外导磁环、衔铁的材料。选用的 低碳素钢饱和磁感应强度大于1.7 T,最大相对磁导 率大于1700,导磁性能较好,显著优于不锈钢,且 力学性能也明显优于电磁纯铁。

为了提高零件表面硬度,降低材料的磨损率, 对导磁环和衔铁组成的摩擦副表面进行渗氮处理。

渗氮层的厚度大约为0.35 mm,表面硬度大于

HV_{0.2}350, 其表层硬度梯度示意图和硬度梯度值如图 7、图 8 所示。

![](_page_20_Figure_3.jpeg)

![](_page_20_Figure_4.jpeg)

图 8 低碳素钢渗氮层硬度梯度曲线

#### 3.2 摩擦副材料磁性能

采用软磁合金直流磁性能测量方法测定低碳素 钢渗氮前、渗氮后的磁性能,所用设备是软磁直流 测试仪。图9是低碳素钢渗氮前后的 *B* – *H* 直流磁 滞曲线,可以看出渗氮前后,低碳素钢的磁性能变 化不大,可以满足设计要求。

![](_page_20_Figure_8.jpeg)

#### 3.3 摩擦副材料摩擦性能

采用试验样件进行摩擦磨损试验,其径向尺寸 和制动器摩擦副保持一致,分析低碳素钢材料未渗 氮、渗氮的摩擦性能。采用摩擦磨损试验机在定、 转子上加载载荷 200 N,转子转速 100 r/min,定、 转子连续磨合 15 min,观测摩擦系数及定子和转子 的磨损量。实验结束后未渗氮的试验样件转子和定 子的磨损量显著高于渗氮的试验样件,可以看出渗 氮后低碳素钢的抗磨性能明显提高。

表4 摩擦副试验样件磨损量

		低碳素锌	羽(质量/g)		
擎擦副试验件	未渗氮		渗氮		
	转子	定子	转子	定子	
实验前	89.422	174.12	90. 252	174.75	
实验后	87. 583	172.28	90. 191	174.69	
磨损量	1.839	1.842	0.061	0.066	

摩擦副试样样件磨合时的摩擦系数如图 10 所 示,可以看出,未渗氮试样的摩擦系数波动比较大, 而渗氮试样的摩擦系数比较平稳。未渗氮试样的摩 擦系数大于渗氮试样的摩擦系数,主要是因为未渗 氮试样发生了严重磨损,表面变得非常粗糙,增大 了摩擦系数。低碳素钢渗氮试样的摩擦系数比较平 稳为0.4 左右。

![](_page_20_Figure_14.jpeg)

## 4 永磁式制动器的工作特性

#### 4.1 处于锁定状态的制动器摩擦力矩

该永磁式制动器的衔铁和外导磁环组成摩擦副 为制动器的主要制动部件。当制动器锁定时,线圈 绕组断电,永磁体产生的磁力  $F_m$  很小的弹簧拉力  $F_s = 40N$  将衔铁与外导磁环吸合,吸合力  $F = F_m - F_s$ ,产生摩擦力矩 M,摩擦制动。

摩擦副使用的是环形摩擦面,其摩擦环面如图 11 所示,摩擦面的内径为 r₂,外径为 r₈,摩擦系数 μ为0.4,整个摩擦盘有效摩擦面积为 S。取一面积 微元,离圆心距离为 r,此微元面积为 dS。此微元 所受压力为 dF,则上述面积微元的摩擦力矩为 μrdF。考虑整个摩擦环,对摩擦力矩微元进行积分 即为摩擦力矩 M,具体计算如下:

$$\begin{cases} S = \pi (r_8^2 - r_2^2) \\ dS = r d\theta dr \\ dF = \frac{F}{S} dS \\ M = \mu \int_0^{2\pi} \int_{r_2}^{r_8} r dF \end{cases}$$
(7)

则,制动器的摩擦力矩为

$$M = \frac{2}{3}\mu F \frac{(r_8^3 - r_2^3)}{(r_8^2 - r_2^2)}$$
(8)

![](_page_21_Figure_4.jpeg)

图 11 摩擦环面计算示意图

利用有限元软件建立制动器有限元分析模型如 图 12 所示,由于制动器结构为轴对称,可以将模型 转化为二维模型进行处理。与有效磁阻法相比,采 用有限元法可以考虑漏磁、磁化曲线饱和及边缘效 应的影响,计算结果更准确。

处于锁定状态时,制动器参数计算结果由表 5 所示,解析模型与有限元计算结果基本吻合。

![](_page_21_Figure_8.jpeg)

图 12 有限元模型(锁定状态) 表 5 制动器参数计算结果(锁定状态)

全粉	有限元计算	解析模型
参奴	结果	计算结果
电感 L/ H	2.7	2.6
磁力 F _m / N	660.8	693.6
吸合力 F/N	620. 8	653.6
摩擦力矩 M/Nm	6.4	6.8

解析模型没有办法准确计算漏磁、磁化曲线饱 和及边缘效应的影响,其磁力计算结果比有限元计 算结果偏大,电感计算结果偏小。制动器的摩擦力 矩值满足系统不小于5 Nm 的技术要求。

#### 4.2 处于解锁状态的制动器残余磁力

该制动器处于解锁状态时,线圈绕组通电,通 电线圈产生的电磁场基本抵消永磁体产生的永磁场, 剩下的残余磁力 *F*_i 很小,小于此时的弹簧拉力 *F*_s = 10 N, 衔铁与外导磁环处于分离状态。

处于解锁状态的制动器有限元磁力线分布图如 图 13 所示。

![](_page_21_Figure_16.jpeg)

图 13 制动器磁力线分布图(解锁状态) 处于解锁状态时,制动器参数计算结果如由表 6 所示,解析模型与有限元计算结果基本吻合。制 动器的残余磁力值远小于弹簧拉力,满足解锁要求。

表6 制动器参数计算结果(解锁状态)

<del>\$</del> **	有限元计算	解析模型	
参奴	结果	计算结果	
电感 L/H	1.2	1.1	
残余磁力 $F_i$ /N	0.1	1.9	

## 5 实验验证

#### 5.1 处于锁定状态的制动器摩擦力矩测试

利用多功能摩擦磨损试验机进行摩擦力矩测试, 如图 14 所示,其中制动器转子安装在转轴上,制动 器定子安装在固定盘上,调整制动器定子和转子的安 装气隙后,制动器断电锁定,电机驱动转轴带动制动 器转子以 100 r/min 转速的旋转,传感器反馈力矩值。

![](_page_21_Picture_23.jpeg)

#### 图 14 制动器摩擦力矩测试装置

制动器摩擦力矩测试结果如图 15 所示,摩擦力 矩值稳定在 6 Nm 左右,与有限元计算结果 6.4 Nm 基本一致,满足系统不小于 5 Nm 技术指标要求。

![](_page_22_Figure_1.jpeg)

图 15 制动器摩擦力矩

#### 5.2 处于锁定状态的制动器吸合力测试

同样,利用多功能摩擦磨损试验机进行制动器 吸合力测试。首先测定制动器断电锁定时的摩擦扭 矩值 M1。然后给制动器通电,此时解锁吸合力默认 为0,利用气动加载装置将一定的载荷施加在制动 器定子上使得制动器定子和转子锁定产生一定的摩 擦力矩 M2。当摩擦扭矩值 M2 值与摩擦扭矩值 M1 的值接近时,此时的加载载荷即为制动器的吸合力。

制动器吸合力测试结果如图 16 所示。制动器通 电,施加 550 N 载荷后测得的摩擦力矩与制动器断 电锁定时的摩擦力矩接近,可知制动器的吸合力在 550 N 左右,与有限元计算结果 620.8 N 相仿,由于 该试验方法只能间接测量制动器吸合力,会存在一 定的偏差。

![](_page_22_Figure_6.jpeg)

图 16 制动器吸合力

## 6 结 论

为满足双余度差速作动系统工作切换和故障隔 离的要求,本文提出了一种永磁式制动器,并给出 了制动器的组成和工作原理。建立了基于有效磁阻 法和等效磁路法的永磁式制动器磁路计算模型。解 析模型计算结果与有限元计算结果非常吻合,表明 了有效磁阻的等效是合理的。永磁式制动器摩擦副 材料选用低碳素钢,并进行表面渗氮处理,实验和 分析结果表明材料具有良好的磁性能和摩擦性能。 制动器样机进行了摩擦力矩和吸合力测试,实验结 果与分析结果进行了比较,验证了分析结果的准 确性。

### 参考文献

- [1] 付永领,韩旭,杨荣荣,等. 电动静液作动器设计方法综述[J].
   北京航空航天大学学报,2017,43(10):1939-1952.
- [2] 车啸龙.飞机操纵系统伺服作动器操纵面的设计与仿真[D]. 哈尔滨:哈尔滨工程大学, 2015.
- [3] Amin Maghareh, Christian E Silva, Shirley J Dyke. Servo-hydraulic Actuator in Controllable Canonical Form: Identification and Experimental Validation [J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2018, 100: 398-414.
- [4] 曹洪涛, 陈峰, 陈佳. 集成一体化舵机技术研究综述[J]. 舰船 科学技术, 2017, 39(7): 1-7.
- [5] 陈晓雷,林辉,吕帅帅. 机载 PMSM 伺服作动系统约束反演控制[J].电工技术学报,2015,30(21):170-176.
- [6] 陈益广,郑军,魏娟,等. 舵机用永磁同步电机的设计与温度场 分析[J]. 电工技术学报 2015, 30(14): 94-99.
- [7] Jian Fu, Jean CharlesMare, Liming Yu, et al. Multi-level Virtual Prototyping of Electromechanical Actuation System for More Electric Aircraft [J]. Aeronautics, 2018, 31(5): 892-913.
- [8] 刘博,祝学军,南宫自军,等.电动空气舵执行机构建模与参数 辨识[J]. 宇航学报,2017,38(11):1147-1152.
- [9] 罗战强,梁得亮. 双余度机电作动伺服系统数学模型与特性 [J]. 电工技术学报, 2014, 29(1): 165-173.
- [10] 陆军,张元国,王长路. 电动舵机余度技术概述[J]. 机械传动, 2010, 34(3): 92-95.
- [11] 张新华. 安全双余度电动舵机系统的研究与设计[J]. 微电机, 2006, 39(2): 32-34.
- [12] Peijuan Cui, Xiaofei Hu, Wei Liu, et al. Braking Technique on Dual-redundancy Differential Actuation System [C]. Beijing: IEEE/ CSAA International Conference on Aircraft Utility Systems (AUS), 2016: 786-790.
- [13] 李勇飞,孙剑飞,李勇,等. 航天用无接触式锁定机构的解析 分析 与结构对比[J]. 电工技术学报,2019,34(14): 2894-2900.
- [14] Jiusheng Bao, Shan Huang, Yang Liu, et al. Tribological Behavior and Mechanism of a Magnetic Conductive Brake Pair Under Action of Alternating Magnetic Field [J]. Tribology International, 2019, 131: 465-475.
- [15] 胡小飞, 王毅, 朱炎, 等. 电磁制动器的发展现状及应用前景[J]. 微特电机, 2019, 47(4): 71-75.
- [16] 彭科容,何卫国. 基于无刷直流电机一体化设计的舵面电磁锁 制系统设计[J]. 微电机, 2015, 48(5): 95-97.
- [17] 杨志伏,陈永红.大功率电动舵机锁制器设计方案探讨[J].导 航定位与授时,2016,3(3):14-17.
- [18] 钟爱文,姚萍屏,肖叶龙,等.真空常温下空间用铜基粉末冶金 摩擦材料的摩擦学行为及可靠性寿命[J].粉末冶金材料科学 与工程,2018,23(1):110-118.
- [19] Yusuf Yasa, Eyyup Sincar, Baris Tugrul Ertugrul, et al. A MultidiSciplinary Design Approach for Electromagnetic Brakes [J]. Electric Power Systems Research, 2016, 141: 165-178.
- [20] B V Ravi Kumar, K Sivakumar, Y Srinivas Rao, et al. Design of a New Electromagnetic Brake for Actuator Locking Mechanism in Aerospace Vehcile [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2017, 53 (11): 8002606.
- [21] Bangcheng Han, Shiqiang Zheng, Xiaofei Hu. Dynamic Factor Models of a Thrust Magnetic Bearing With Permanent Magnet Bias and Subsidiary Air Gap [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2013, 49 (3): 1221-1230.

## 基于改进粒子群的开绕组永磁同步电机故障诊断方法

张智慧1,李秋硕2,吕康飞3

(1. 河南能源化工集团新疆公司投资控股有限公司,乌鲁木齐 830000;

2. 中国矿业大学 电气工程学院, 江苏 徐州 221000;

3. 淮阴师范学院 物理与电子电气工程学院, 江苏 淮安 223000)

**摘 要:**基于改进粒子群优化算法,通过对开绕组永磁同步电机数学模型的建立,对匝间短路故障进行诊断,得到 系统的优化目标。利用 Matlab/Simulink 平台建立模型,对三相不平衡初步诊断方法及基于改进粒子群的优化算法进 行仿真验证。仿真结果验证了分析方法和数学模型的正确性,并获得了永磁同步电机匝间短路故障模型的基本信 息,从而准确得出出故障所在位置、系统优化的具体目标及故障容错等信息。该理论基础适用性强,可用于包含开 绕组永磁同步电机的电动汽车、航天等众多领域。

关键词:开绕组永磁同步电机; 匝间短路故障; 改进粒子群算法; 故障诊断

中图分类号: TM351; TM341; TM307 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2023)11-0020-10

## Fault Diagnosis Method of Open Winding Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Improved Particle Swarm

ZHANG Zhihui¹, LI Qiushuo², LYU Kangfei³

 Xinjiang Company Investment Holding Co., LTD., of Henan Energy & Chemical Industry Group, Urumqi 830000, China;
 School of Electrical Engineering, China University of Mining and Technology, Xuzhou Jiangsu 221000, China;
 School of Physics and Electronic and Electrical Engineering, Huaiyin Normal University, Huai' an Jiangsu 223000, China)

Abstract: Based on the improved particle swarm optimization algorithm, through the establishment of the mathematical model of the split winding permanent magnet synchronous motor, the inter-turn short-circuit fault was diagnosed, and the optimization objective of the system was obtained. The preliminary diagnosis method of three-phase unbalance and the optimization algorithm based on improved particle swarm optimization were verified by using Matlab/Simulink platform. The simulation results verify the correctness of the analysis method and mathematical model, and obtain the basic information of the permanent magnet synchronous motor interturn short circuit fault model, so as to accurately obtain the fault location, the specific objective of system optimization and fault tolerance information. The theoretical basis has strong applicability, and can be used in electric vehicles including open winding permanent magnet synchronous motor, aerospace and many other fields.

Key words: open winding permanent magnet synchronous motor; short-circuit fault between turns; improved particle swarm optimization; fault diagnosis

## 0 引 言

永磁同步电机(以下简称 PMSM)结构简单、运

行可靠、控制灵活、效率高、惯性低、输出转矩 高,在电动汽车、航天等领域应用广泛。同时由于 永磁同步电机其通常应用于设备的核心部位,并且

作者简介:张智慧(1987),男,学士,工程师,研究方向为煤矿机电管理。 李秋硕(2000),女,硕士研究生,研究方向为永磁电机理论及应用,智能电网。 吕康飞(1980),男,博士,讲师,研究方向为电机参数辨识与故障诊断,电动汽车控制系统。

收稿日期: 2023-04-06, 修回日期: 2023-05-11

成本较高,一旦发生严重的故障,所带来的事故后 果、经济损失无法估量。然而与其他类型的电机相 比较,永磁同步电机的发展时间相对较短,目前针 对永磁同步电机的故障诊断还属于初级阶段。所以 对永磁同步电机故障诊断技术的研究十分紧迫且 必要。

永磁同步电机的故障一般可分为三种:永磁体 退磁故障、电气故障、机械故障。在电气故障中, 绕组的开路、短路故障是较常见的故障。永磁同步 电机绕组在日常应用过程中,经常处于高温、潮湿 的密闭环境中,长时间的振动、摩擦很容易造成绕 组铜线表面绝缘漆的损坏,形成绕组的匝间短路^[1]。 匝间短路发生后若不及时处理,故障会继续扩大造 成电机温度升高、抖振、绕组烧断等故障。匝间短 路故障可看作是电机绕组开路故障的前期表征,因 此有必要对其研究并加以判断。

文献[2]采用深度学习的方法来对永磁同步电 机进行匝间短路故障的检测,该方法的前提是需要 采集 PMSM 的负序电流值以及采样信号,将其进行 结构组合构成样本,之后通过生成式对抗网络对数 据进行扩张,构建稀疏自编码网络,确定网络层数、 各隐藏层节点数、学习率以及训练算法等参数,最 后再输入样本训练编码网络, 对整个网络进行微调, 以测试的实验数据对构建的网络的优劣性进行评估。 虽然该方法对永磁同步电机的匝间短路故障诊断的 精准度高达了 99.4%,但是过程复杂,不易实现。 PMSM 定子匝间短路故障也可以采用有限元分析法 建立模型,但通过采用有限元建模对 PMSM 故障进 行仿真,虽然精度高,但效率太低,计算速度慢, 难以施加控制策略和工况^[3]。为克服上述缺陷,采 用集中参数的数学模型在 Matlab/Simulink 上仿真是 一种有效的方法。在对自然(a, b, c)坐标系下定子 匝间短路故障建模时: 文献[4] 对内置式 PMSM 进 行了建模分析,由于表贴式 PMSM 电感较内置式 PMSM 简单, 其模型可以进一步简化。在对同步旋 转(d,q)坐标系下定子匝间短路故障建模时: 文献 [5]研究了五相 PMSM, 三相 PMSM 需进一步推导; 文献[6]在对三相 PMSM 数学模型推导时未包含故 障特征变量:短路电流  $i_f$ 文献 [7] 对自然(a, b, c) 坐标系下三相 PMSM 开路故障进行了数学建模, 但未进行有限元或者 Simulink 建模仿真以验证模型 的正确性。在静止 $(\alpha, \beta)$ 坐标系下对 PMSM 的匝 间短路故障和开路故障的数学模型研究较少,还需 要进行进一步的理论推导。文献[8]是利用电机处 于非连续工作的特点对电机进行离线故障诊断。显 然,对连续工作的电机来说离线诊断方式是不适 用的^[9]。

为弥补上述研究的不足,本文针对开绕组永磁 同步电机匝间短路故障提出基于改进粒子群的优化 算法的诊断方法,并在 Matlab/Simulink 环境下对三 相不平衡初步诊断方法及基于改进粒子群的优化算 法进行了验证。

## 开绕组永磁同步电机匝间短路数学 模型

开绕组永磁同步电机匝间短路故障等效电路如 图 1 所示,  $M_{ah-af}$ 为 A 相定子绕组中短路部分与健康 绕组之间的互感;  $R_{ah}$ 、 $L_{ah}$ 为 A 相健康绕组的电阻与 自感  $R_{af}$ 、 $L_{af}$ 为 A 相短路部分绕组的电阻与自感;  $R_b$ 、 $L_b$ 为开绕组永磁同步电机 B 相定子绕组的电阻 与自感;  $R_c$ 、 $L_c$ 为开绕组永磁同步电机 C 相定子绕 组的电阻与自感;  $M_{b-c}$ 为 B 相与 C 相绕组之间互感;  $M_{ah-b}$ 、 $M_{af-b}$ 为 A 相的正常绕组、故障绕组与 B 相绕 组之间互感;  $M_{ah-c}$ 、 $M_{af-c}$ 为 A 相健康绕组、故障绕 组与 C 相绕组之间互感。图 1 中  $R_f$  为匝间短路回路 的电阻。

![](_page_24_Figure_10.jpeg)

图 1 开绕组永磁同步电机匝间短路故障等效电路 A 相短路部分的等效阻抗为

$$Z_{f} = \frac{R_{f}(R_{af}^{2} + R_{f}R_{af} + \omega^{2}L_{af}^{2} + jR_{f}\omega L_{af})}{(R_{f} + R_{af})^{2} + \omega^{2}L_{af}^{2}}$$
(1)

等效阻抗的大小受 $R_f$ 的影响,  $0 \leq R_f \leq R_N$ 其大小 取决于短路故障程度,  $R_N$ 为电机正常状态下的绝缘 电阻,根据 GB755 - 87:  $R_N > U_N/(1000 + P_N/100)$ ,  $U_N$ 为电机额定电压、 $P_N$ 为电机额定功率。若 $R_f = 0$ , 等效阻抗为零,则电阻短路点处所流经的电流主要 为该相健康绕组中的电流  $i_a$ 以及故障绕组反电势在 故障回路中产生的电流。随着转速的升高,短路电 流逐渐增大,极易导致短路点处绕组因温度升高而 熔断,转换为断相故障^[10]。考虑 A 相匝间短路情况 下的开绕组永磁同步电机三相电压方程为

$$\begin{split} u_{a1} - u_{a2} &= u_{ah} + u_{af} \\ i_{af1} + i_{af2} &= i_{a} \\ i_{af2} \times R_{f} &= v_{af} \\ v_{ah} &= R_{ah}i_{a} + L_{ah}\frac{di_{a}}{dt} + M_{ah-b}\frac{di_{b}}{dt} + \\ M_{ah-c}\frac{di_{c}}{dt} + M_{ah-af}\frac{di_{af1}}{dt} + e_{ah} \\ v_{af} &= R_{af}i_{af1} + L_{af}\frac{di_{af1}}{dt} + M_{af-b}\frac{di_{b}}{dt} + \\ M_{af-c}\frac{di_{c}}{dt} + M_{ah-af}\frac{di_{a}}{dt} + e_{af} \\ u_{b1} - u_{b2} &= R_{b}i_{b} + L_{b}\frac{di_{b}}{dt} + M_{af-b}\frac{di_{af1}}{dt} + \\ M_{af-b}\frac{di_{a}}{dt} + M_{b-c}\frac{di_{c}}{dt} + e_{b} \\ u_{c1} - u_{c2} &= R_{c}i_{c} + L_{c}\frac{di_{c}}{dt} + M_{af-c}\frac{di_{af1}}{dt} + \\ M_{ah-c}\frac{di_{a}}{dt} + M_{b-c}\frac{di_{b}}{dt} + e_{c} \end{split}$$
(2)

式中, *i*_a, 为故障绕组中电流、*i*_a, 为短路支路电流。 为了对故障相进行定量分析, 定义正常运行时电机 相绕组的匝数为 *n*, 故障时相绕组中剩余健康绕组 匝数为*n*_h, 短路故障绕组匝数为*n*_f:

$$\begin{cases} n_h + n_f = n \\ n_h / n = k \end{cases}$$
(3)

每相绕组的自感为

$$L_a = \frac{\pi}{4} \mu_0 \frac{Lr}{l_g} \left[ \frac{N}{P} \right]^2 \tag{4}$$

式中, $\mu_0$ 为空气磁导率、L为叠片长度、r为气隙半径、N为线圈每相有效匝数、P为极对数。

因此可得到 A 相绕组中健康绕组的自感为 $k^2 L_a$ , 对于互感而言其大小与线圈匝数成正比,因此可得 到匝间短路故障下的各相自感与互感为

$$\begin{cases}
L_{ah} = k^{2}L_{a} \\
L_{af} = (1 - k)^{2}L_{a} \\
M_{ah-b} = k M_{a-b} \\
M_{ah-c} = k M_{a-c} \\
M_{af-b} = (1 - k) M_{a-b} \\
M_{af-c} = (1 - k) M_{a-c} \\
M_{ah-af} = k(1 - k) L_{a}
\end{cases}$$
(5)

正常状态下的开绕组永磁同步电机数学模型为

$$\begin{bmatrix} u_{a1} - u_{a2} \\ u_{b1} - u_{b2} \\ u_{c1} - u_{c2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & & \\ & R_b & \\ & & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} \quad (6)$$

发生匝间短路故障后,定子相绕组 a、b、c 的 参数不再对称,将式(5)代入式(6)可以得匝间短路 故障情况下的开绕组永磁同步电机的矩阵表达式:

$$\begin{bmatrix} u_{a1} - u_{a2} \\ u_{b1} - u_{b2} \\ u_{c1} - u_{c2} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{af} + R_{ah} & 0 & 0 & -R_{af} \\ 0 & R_{b} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_{c} & 0 \\ R_{af} & 0 & 0 & -R_{f} - R_{af} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{a} \\ i_{b} \\ i_{c} \\ i_{aj2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{a} \\ e_{b} \\ e_{c} \\ e_{af} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{ah} + L_{af} + 2M_{ah-af} & M_{ah-b} + M_{af-b} & M_{ah-c} + M_{af-c} & -L_{af} - M_{ah-af} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{dt} \\ di_{b} \\ dt \\ di_{c} \\ dt \\ dt \\ di_{af} + M_{ah-af} & M_{af-b} & M_{af-b} & M_{af-c} & -L_{af} \end{bmatrix}$$
(7)

结合 Park 变换矩阵, 令变换前后匝间短路电流 保持不变, 则 *abc* 三相静止坐标系到 *dq* 旋转坐标系 的变换矩阵可表示为

$$T_{abc-dq} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \omega_r t & \cos(\omega_r t - 2\pi/3) & \cos(\omega_r t + 2\pi/3) & 0 \\ \sin \omega_r t & \sin(\omega_r t - 2\pi/3) & \sin(\omega_r t + 2\pi/3) & 0 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 3/2 \end{bmatrix}$$
(8)

$$T_{dq-abc} = \begin{bmatrix} \cos \omega_r t & \sin \omega_r t & 1 & 0\\ \cos(\omega_r t - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\omega_r t - \frac{2\pi}{3}) & 1 & 0\\ \cos(\omega_r t + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\omega_r t + \frac{2\pi}{3}) & 1 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$
(9)

$$\begin{bmatrix} u_{q} \\ u_{d} \\ u_{0} \\ 0 \end{bmatrix} = T_{abc-dq} \begin{bmatrix} u_{a1} - u_{a1} \\ u_{b1} - u_{b2} \\ u_{c1} - u_{c2} \\ 0 \end{bmatrix}$$
(10)

 $\begin{bmatrix} di_a \end{bmatrix}$ 

$$\begin{bmatrix} i_q \\ i_d \\ i_0 \\ i_c \end{bmatrix} = T_{abc-dq} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_c \end{bmatrix}$$
(11)

$$\begin{bmatrix} e_q \\ e_d \\ e_0 \\ e_{af} \end{bmatrix} = T_{abc-dq} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \\ e_{af} \end{bmatrix}$$
(12)

式(7)乘式(8)可得 a 相匝间短路故障下的开绕 组永磁同步电机在 dq 坐标系下的数学模型:

$$\begin{bmatrix} u_{q} \\ u_{d} \\ u_{0} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 & -\frac{2}{3}R_{af}\cos\theta \\ 0 & R & 0 & -\frac{2}{3}R_{af}\sin\theta \\ 0 & 0 & R & -\frac{1}{3}R_{af} \\ R_{af}\cos\theta & R_{af}\sin\theta & R_{af} & -(R_{af}+R_{f}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{q} \\ i_{d} \\ i_{0} \\ i_{af2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 & -\frac{2}{3}A_{L}\cos\theta \\ 0 & L-M & 0 & -\frac{2}{3}A_{L}\sin\theta \\ 0 & 0 & L+M & -\frac{1}{3}B_{L} \\ A_{L}\cos\theta & A_{L}\sin\theta & B_{L} & -L_{af} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_{q}}{dt} \\ \frac{di_{0}}{dt} \\ \frac{di_{q2}}{dt} \end{bmatrix}$$
(13)

$$A_L = L_{af} - M_{af} + M_{ah-af}$$
$$B_L = L_{af} + 2 M_{af} + M_{ah-af}$$

### 2 匝间故障初步诊断

正常情况下的三相定子电流表达式如式(14)所示,三相电流幅值相等。

$$\begin{cases}
i_a = I\sin(\omega_r t + \delta) \\
i_b = I\sin(\omega_r t + \delta - \frac{2\pi}{3}) \\
i_c = I\sin(\omega_r t + \delta + \frac{2\pi}{3})
\end{cases}$$
(14)

式(15)为A相匝间短路故障情况下的电流表达 式,幅值、相位发生变化^[11]

$$\begin{cases}
i_a = I_a \sin(\omega_r t + \delta) \\
i_b = I_b \sin(\omega_r t + \delta - \theta) \\
i_c = I_c \sin(\omega_r t + \delta - \theta - \frac{2\pi}{3})
\end{cases}$$
(15)

θ 为故障相 A 与非故障相 B 之间的夹角,其大 小由匝间短路故障的程度决定  $2\pi/3 < θ < 7\pi/6$ 。

A相匝间短路故障发生后,A相电流的幅值和相 位均发生变化,在闭环控制的作用下,A相电流的 变化会传递到B相和C相,从而B相和C相电流也 发生变化,但幅值变化的幅度小于匝间短路故障所 在故障相电流幅值的幅度变化。图2为无故障情况 下的三相电流,图3为A相发生匝间短路故障时的 三相电流波形,图4为A相匝间短路故障后引起的d 轴、q轴电流波动。图5为A相发生匝间短路故障 后,形成的零序电流波动。

![](_page_26_Figure_10.jpeg)

图 2 正常工作状态

![](_page_26_Figure_12.jpeg)

![](_page_26_Figure_13.jpeg)

![](_page_26_Figure_14.jpeg)

![](_page_26_Figure_15.jpeg)

![](_page_26_Figure_16.jpeg)

#### 图 5 匝间短路故障后形成零序电流

根据国家标准 GB/T 2744 - 2011 超高效三相永 磁同步电动机技术条件,当三相电源平衡时,电动 机的三相空载电流中任何一相与三相平均值的偏差 应不大于三相平均值的 10%,因此可以 10% 作为电 机绕组匝间短路故障的判定条件,记为 *I*_{th} = 0.1 利 用匝间短路故障情况下短路相电流变大的特征,构 建诊断函数

$$\begin{cases} \delta = \max\{ |(I_a - I_b)|, \\ |(I_a - I_c)|, |(I_c - I_b)| \} \\ \varepsilon = \frac{3\delta}{I_a + I_b + I_c} \end{cases}$$
(16)

式中, *I_a*、*I_b*、*I_c*为电机三相电流的有效值。 电流最大相判断:

$$n = \begin{cases} a & i_{a} > i_{b} > i_{c} \\ b & i_{b} > i_{a} > i_{c} \\ c & i_{c} > i_{a} > i_{b} \end{cases}$$
(17)

当 ε > I_{th}时说明电机已处于不正常状态,但是否 是匝间短路故障及故障程度,还需要进一步判定。 因此匝间短路的诊断过程可以用图 6 表示。

![](_page_27_Figure_6.jpeg)

![](_page_27_Figure_7.jpeg)

## 3 改进粒子群优化算法

粒子群优化算法是由 R. Eberhart 和 J. Kennedy 与 1995 年首次提出来的一种进化算法^[12]。此后很 多学者在此基础上进行了改进,改进的内容主要集 中在个体粒子的最佳位置与当前粒子的差异,以及 全局和当前粒子位置的差异方面^[13-14]。

粒子群优化算法由于应用可靠性和方便实现, 已被广泛地应用于解决工程问题^[15-16]。粒子群算法 之所以可靠是因为其可以对解空间进行全域搜索, 但并不能保证一定是全局最优解^[17-18]。由于每次迭 代时不需要对参数初始化,因此计算量较小。算法 中用到了位置*X_i*和速度*V_i*两个参数,*X_i*代表当前粒 子的位置,*V_i*表示粒子在解空间内的飞行速度,即 每次迭代的间隔^[19-21]。 粒子群算法有两个公式构成:

$$V_{id}(k+1) = \omega V_{id}(k) + c_1 \operatorname{rand}(p_{id} - x_{id}) + c_2 \operatorname{rand}(P_{gd} - x_{id}(k))$$
(18)  
 $i = 1, 2, \dots, s$   
 $x_{id} = x_{id} + v_{id}$ (19)

式(18)和式(19)描述了粒子群算法的迭代更新 行为,如果 $x_{id}$ 里有n个变量,则 $x_{id}$ 是一个 $n \times 1$ 的向 量,因此 $V_{id}$ 有n个变量,也是一个 $n \times 1$ 的向量。粒 子群算法要求粒子记住自身最佳的地点 $p_{id}$ 和种群的 局部最优地点 $p_{id}$ 或全局最优地点 $p_{gd}$ ;rand()为单个 粒子的随机值,rand()为局部或全局最优的随机值, 随机值的取值在[0,1]之间;i为粒子群中粒子的 个数;d为更新过程中的坐标值^[22-24],每个粒子的 当前位置和个体最优解,在每次迭代过程中随着变 量的变化而变化; $c_1$ 、 $c_2$ 为个体、族群在寻优过程中 的加速系数,这些系数影响算法的性能和可靠性;  $\omega_p$ 为惯性系数,初始粒子群算法中并没有该参数值, 该参数值的引入拓展了粒子群优化算法的适 用性^[25-29]。

传统 PSO 的优化过程本质上是对许多粒子的位置和速度的连续更新。最优参数的选择基于适应度函数,该函数不断保存最佳并删除最差,直到选择最优参数,生成一个在每次更新迭代时要选择的最优解。随着迭代次数的增加,当前粒子种群接近有史以来最优解,接近完成参数优化。在迭代的中后期,随着惯性权值的不断线性减小,粒子的当前位置不断更新,从而持续接近自搜寻以来的最优参数和当前的全局最优参数。随着迭代的进行,粒子的搜索速度逐渐变慢,使粒子进入"早熟"状态,达到局部最优,但不一定是全局最优。

为了解决上述问题,本文引入了适应度的方差, 通过对粒子群进行变异和交叉操作,完成对进入"过 早"种群的粒子的选择,使粒子在多样性方面得到拓 展。结合适应度方差构成随粒子搜索结果而调整的 权重系数,不断增强粒子在局部以及全局的问题求 解能力。同时,通过引入动态学习因子,可以通过 共享全局信息来不断优化粒子位置和速度的更新过 程,从而避免陷入局部最优。

(1) 早熟粒子群的优化

适应度方差值的大小是种群粒子分散程度的直 观体现,过于分散的粒子将导致大量粒子无法搜索 到最佳位置,使得参数寻优效果变差。对于算法的 当前运行状态,一般可以用粒子的分散程度进行表 示,因此可以用适应度方差值与设定好的参考阈值 比较,以确定粒子群是不是进入了局部最优状态中。 自适应方差的计算方法如下:

$$x_{i}(t+1) = \begin{cases} v_{i}(t), f[x_{i}(t)] < f[v_{i}(t)] \\ x_{i}(t), f[x_{i}(t)] \ge f[v_{i}(t)] \end{cases}$$
$$f_{sa}(x_{i}) = f(x_{i}) - f_{ave}(x)$$
(20)

式中,  $f(x_i)$ 为粒子当前搜索的适应度,  $f_{ave}(x_i)$ 是当前粒子种群总体的平均适应度。为将适应度方差值标准化,将适应度差 $f_{sa}(x_i)$ 按照式(20)归一化为

$$F_{sa}(x_{i}) = \frac{f_{sa}(x_{i}) - \min[f_{sa}(x_{i})]}{\min[f_{sa}(x_{i})] - \max[f_{sa}(x_{i})]} \quad (21)$$

式中, min[ $f_{sa}(x_i)$ ]和 max[ $f_{sa}(x_i)$ ]为所请求的适应 度方差的最大值和最小值。可得当前算法适应度的 方差为

$$\delta^{2} = \frac{\sum_{i=1}^{n} F_{sa}(x_{i})}{n}$$
(22)

将得到的适应度方差值与参考阈值 $\delta^2_{ref}$ 进行比较。若 $\delta > \delta^2_{ref}$ ,则可认为粒子处于"早熟"状态。

在确定一个粒子处于"早熟"状态后,将"早熟" 粒子划归到变异种群。从"早熟"种群(亲本种群) 中,选择两个粒子求取差分向量,粒子的选择具有 随机性,然后选择另一个粒子与差分向量求和,得 到变异群体:

$$u_{i}(t) = C_{u} \times [x_{1}(t) - x_{2}(t)]$$
  
$$v_{i}(t) = u_{i}(t) + x_{3}(t)$$
(23)

式中, $u_i(t)$ 为差分向量; $v_i(t)$ 是变异群体; $x_1(t)$ 、  $x_2(t)$ 、 $x_3(t)$ 是父代群体中三个不同的粒子,在每个 粒子的变化过程中随机重新选择; $C_u$ 为比例系数。

将父代群体与变异群体相交叉获得新的下一代 群体

$$D_{i}(t) = \begin{cases} v_{i}(t), \text{ rand}() < P_{cr} \\ x_{i}(t), \text{ rand}() > P_{cr} \end{cases}$$
(24)

式中, $D_i(t)$ 为得到的后代种群, $P_{cr} \in (0, 1)$ 代表 父代群体与变异群体之间的相互交叉概率。

(2)动态惯性权重因子的优化

在粒子群优化算法中,粒子速度需要不断更新, 对前期速度的继承比重由惯性权重因子决定,在迭 代开始时,需要一个相对较大的惯性权重因子,通 过提高前期速度的比重,增强粒子的全局搜索能力, 随着迭代的进行,当进入后期时需要减小对前期速 度的继承比重,增强粒子在局部的寻优能力。常用 的惯性权重因子根据迭代的进行线性单调递减,递 减直线的斜率是固定的。将粒子的当前最小适应度 与平均适应度相结合构成动态实时调整惯性权重因 子表达式(25),使得粒子在局部搜索以及全局搜索 方面的能力得到提高。

$$\omega_{i} = \begin{cases} \omega_{p\min} + (\omega_{p\max} - \omega_{p\min}) \frac{f[X_{i}(t)] - f_{\min}^{i}}{f_{average}^{i} - f_{\min}^{i}}, \ f[X_{i}(t)] \leq f_{average}^{i} \\ \omega_{p\max}, \qquad \qquad f[X_{i}(t)] \geq f_{average}^{i} \end{cases}$$

$$(25)$$

式中,  $\omega_{pmin}$ 为惯性权重因子的最小值、 $\omega_{pmax}$ 为惯性 权重因子的最大值。 $f'_{average}$ 代表粒子群中所有粒子经 过 t 次迭代后的平均适应度。 $f'_{min}$ 代表粒子群中所有 粒子经过 t 次迭代后的最小适应度。

#### (3)改进加速系数

C₁、C₂为粒子的加速系数,在早期的粒子群优 化算法中一般将加速系数固定为常数。Ratnaweera 等人研究发现加速系数C₁在2.5~0.5之间衰减,加 速系数C₂在0.5~2.5之间递增时,优化效果最好。 加速系数C₁和C₂的大小反映了粒子利用自身和全局 搜索经验的程度。随着迭代次数的增加,加速系数 C₁线性减小,加速系数C₂线性增大。这样,搜索粒 子在迭代开始时主要依赖于自己的优化经验,而在 迭代结束时主要利用全局优化经验和信息共享。通 过引入加速系数,可以有效地提高算法早期的收敛 性特征和算法后期的搜索精度:

$$C_{1} = 0.5 + 2 \cdot (t/M)^{2}$$

$$C_{2} = 2.5 - 2 \cdot (t/M)^{2}$$
(26)

式中, *M* 为最大迭代次数。*t* 是当前的迭代次数非线 性加速系数变化趋势如图 7 所示, 虚线为传统加速 系数曲线, 实线为式(26)对应的加速系数曲线。

![](_page_28_Figure_25.jpeg)

为验证改进粒子群优化算法的性能,利用5个标准函数进行了仿真测试,测试结果如表1所示。

表1 改进粒子群效果比较

	Function	Method	Average value	Optimal value	Stand deviation
	Sphere $\sum_{n=2}^{n}$	1	4. 23E – 3	2. 24E – 3	2. 37E – 3
1	$f_1(x) = \sum_{i=1}^{n} x^{-i}_i$ $x \in [-100, 100]^n$	2	0.00E + 0	0.00E + 0	0.00E + 0
	Schwefel $\sum_{n=1}^{n} \frac{1}{n}$	1	3. 33E + 0	1.05E+0	1.22E+0
2	$f_2(x) = \sum_{i=1}^{n}  x_i  + \prod_{i=1}^{n}  x_i $ $x \in [-10, \ 10]^n$	2	0.00E + 0	0.00E + 0	0.00E + 0
	Rastrigin $\sum_{n=1}^{n} a_n^2$	1)	4. 58E + 1	1.84E + 1	1.27E + 1
3	$f_3(x) = \sum_{i=1}^{n} (x_i^2 - 10\cos(2\pi x_i) + 10)$ $x \in [-5, 12, 5, 12]^n$	2	4. 17E + 1	1. 52E + 1	1. 12E + 1
	Griewank $f(x) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{n} \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{n} \frac{1}{2} \left( \frac{x_i}{x_i} \right) + 1$	1)	2. 66E – 2	1.67E – 2	1.59E – 2
4	$f_4(x) = \frac{1}{4000} \sum_{i=1}^{n} x_i^{-1} - \prod_{i=1}^{n} \cos\left(\frac{1}{\sqrt{i}}\right) + 1$ $x \in [-600, \ 600 \ ]^n$	2	1. 22E – 2	3. 10E – 3	1.41E – 2
_	Styblinski $\sum_{i=1}^{n} x_{i}^{4} - 16x_{i}^{2} + 5x_{i}$	1	-9.51E+2	- 1. 06E + 3	4. 14E + 1
5	$f_{5}(x) = \frac{2}{x \in [-5, 5]^{n}}$	2	-1.01E+3	- 1. 09E + 3	3. 51E + 1

从测试结果可以看出,改进的粒子群算法,与 传统粒子群算法相比,对于 Sphere 这种单峰函数, 采用改进粒子群算法具有更高的寻优精度,对于 Schwefel 函数,传统粒子群算法有早熟现象,改进 粒子群算法的寻优速度和精度均优于传统粒子群算 法,对于 Rastrigin 与 Styblinski 多峰函数,虽然两种 算法都有一定地早熟现象,但改进粒子群算法的精 确度略优于传统粒子群算法,对于 Griewank 函数, 两种算法性能无明显区别。

## 4 开绕组永磁同步电机单相匝间短路 比辨识

开绕组电机每相绕组两端电压与变换器的输出 电压有关,即相绕组两端电压不随绕组匝间短路而 变化,绕组匝间短路故障造成相绕组的电阻、电感 发生变化。在测量的电参数中,最直观的表现是电 流的变化。通过建立的开绕组电机匝间短路故障下 的数学模型,结合所测量得到的电机相电压可估算 出电机相电流,当估算的电机相电流与相实测相电 流的差值最小时,所对应的电机相绕组匝间短路匝 数比即为实际发生的短路匝数比。

单相匝间短路比辨识原理如图8所示。

![](_page_29_Figure_9.jpeg)

![](_page_29_Figure_10.jpeg)

辨识过程以开绕组永磁同步电机的匝间短路数 学模型为核心,在辨识前已知电机的基本参数。辨 识过程中以传感器实际测量得到的相电压作为模型 的输入数据,以实际测量得到的相电流作为参考标准,构造目标函数:

 $f(k_n) = (i_n - i_n^*)^2$  n = a, b, c (27)  $i_n$  为根据开绕组永磁同步电机匝间短路数学模 型得到的相电流,其大小由匝间短路比 k 决定。 $i_n^*$ 为电流传感器实测得到的电流。因此可得优化的目 标为

$$\min f(k_n) = (i_n - i_n^*)^2 \qquad n = a, b, c$$
  

$$k \in (0, 1)$$
(28)

采用改进粒子群算法的优化过程如图9所示。

![](_page_30_Figure_7.jpeg)

图9 优化流程图

## 5 仿真与实验分析

为了验证改进粒子群算法在匝间短路故障诊断 中的应用效果,论文以 Matlab/Simulink 为仿真平台, 对三相不平衡初步诊断方法及基于改进粒子群的优 化算法进行了验证。仿真模型分两部分组成,一部 分为基于矢量控制的开绕组永磁同步电机系统模型, 用于实现电机匝间短路故障模拟、相电压及相电流 的实时获取;另一部分为故障诊断模块,实现故障 初判、及匝间短路比确定。仿真过程中电机参数如 表2所示、粒子数选择10、权重因子选择动态惯性 加权系数、加速因子采用式(25)非线性时变加速因 子,最大迭代次数50。

表2 电机参数

参数	参数值
定子绕组电阻/Ω	3.2
定子绕组自感/mH	104
定子绕组漏感/mH	5
定子绕组互感/mH	50
转子磁链/Wb	0.48
极对数	3
额定电压/V	200
额定电流/A	20
绕组匝数/匝	36

图 10 为正常情况下优化结果,根据前文定义 *n_h/n*=*k*,此时电机处于正常状态,因此健康绕组的 匝数与相绕组总匝数相等,*k*=1;图11为10%匝间 短路情况下的优化结果,此时剩余健康绕组与相绕 组总匝数的比值为0.9;图12为40%匝间短路情况 下的优化结果,此时剩余健康绕组与相绕组总匝数 的比值为0.6。根据三种情况下的目标函数值优化结 果,可以看到三次目标函数都在10次左右迭代后寻 到全局最优解。通过仿真结果看出,所研究的改进 粒子群算法,可以实现电机绕组匝间短路故障程度 的诊断。

![](_page_30_Figure_14.jpeg)

![](_page_31_Figure_2.jpeg)

图 12 匝间 40% 短路情况下的优化结果 电机实验平台如图 13 所示,由于受实验条件限 制,只对电机的 A 相绕组做了匝间短路模拟改造, 匝间短路改造示意图 14 所示,电机参数与表 1 一 致,电机在通用电机的基础上改造而成,匝间短路 故障通过真空接触器控制抽头的断开与接通实现。

![](_page_31_Figure_4.jpeg)

![](_page_31_Figure_5.jpeg)

表 3 为实验过程中的诊断结果, 三相不平衡的 阈值为 10%。图 15 为正常状态下的诊断结果, 由于 三相不平衡没有超过 10% 的阈值, 不启动粒子群优 化算法辨识故障, 此时对应 *k* = 1; 图 16 为匝间短路 10%的诊断结果,从图中可以看出经过一个周期的 相电流有效值计算,得到三相电流不平衡度为 14.5%,可以判断出现故障,结合式(17)可认为A 出现故障,初步诊断完毕后启用改进粒子群优化算 法,对故障程度进行辨识,得到 *k* = 0.9,认为出现 了 10%的匝间短路故障。图 17 为 40% 匝间短路故 障的诊断结果,其诊断过程与匝间短路 10% 的诊断 流程一致。通过以上实验可以看出,所提故障诊断 算法,可以很好的辨识出故障所在位置及匝间短路 故障程度。

![](_page_31_Figure_8.jpeg)

图 14 匝间短路改造示意图 表 3 诊断结果

电机	诊断结		电流/A		二相不可衡度
状态	果 <i>k</i>	A 相	B 相	C 相	二相小十偶及
正常	1	9.6	9.5	9.6	0.4%
0.1 匝 间短路	0.9	11.6	9.5	9.3	14.5%
0.4 匝 间短路	0.6	18.2	9.8	9.6	45.6%

![](_page_31_Figure_11.jpeg)

![](_page_31_Figure_12.jpeg)

![](_page_31_Figure_13.jpeg)

图 16 匝间 10% 短路时的诊断结果

![](_page_32_Figure_2.jpeg)

图 17 匝间 40% 短路时的诊断过程

### 6 结 语

本文针对开绕组永磁同步电机匝间短路故障, 重新推导了三相匝间短路故障下的开绕组永磁同步 电机在 dq 坐标系下的数学模型,并且根据三相电流 幅值和相角变化大小对匝间短路故障的程度进行初 步诊断,然后介绍了本设计所用改进粒子群优化算 法,并且建立了开绕组永磁同步电机匝间短路数学 模型,根据该模型得到系统优化的目标。最后,采 用 Matlab/Simulink 建模仿真的方法来对三相不平衡 初步诊断方法及基于改进粒子群的优化算法的应用 效果进行了验证。

仿真结果表明,所研究的改进粒子群算法可以 实现电机绕组匝间短路故障程度的诊断,并且可以 建立开绕组永磁同步电机匝间短路数学模型,很好 地辨识出故障所在位置及系统优化的具体目标,为 开绕组永磁同步电机匝间短路故障诊断、故障容错 和状态监测提供研究基础。

#### 参考文献

- [1] 杨剑威.五相永磁同步电机匝间短路影响下的故障诊断及无位 置传感器控制研究[D].西安:西北工业大学,2018.
- [2] 李垣江,张周磊,李梦含,等.采用深度学习的永磁同步电机匝
   间短路故障诊断方法[J].电机与控制学报,2020,24(9):
   173-180.
- [3] 暴杰,赵慧超,董秀辉,等.电动汽车用永磁同步电机的三相 短路稳态分析与应用[J].微特电机,2014,42(3):17-20.
- [4] 苏晓丹,纪志成. PMSM 定子匝间短路故障建模与仿真研究[C].中国控制与决策学术年会论文集,2007:615-618.
- [5] 刘毅,郑志国. 基于参数模型永磁同步电机定子绕组匝间短路 故障研究[J]. 电机与控制应用, 2015(42): 48-54.
- [6] 汪洋,何山,郝林钊,等.定子匝间短路的永磁同步电机建模 与 仿真[J].电子世界,2019,14(13):35-36.
- [7] 汪鑫,王艳,纪志成.基于改进 ELM 的永磁同步电机故障诊 断算法[J].系统仿真学报,2017,29(3):646-653.
- [8] 孙小晗.开绕组电机驱动系统的开关管故障诊断及容错控制算 法研究[D]. 合肥:合肥工业大学, 2019.
- [9] Gandhi A, Corrigan T, Parsa L. Recent Advances in Modeling and Online Detection of Stator Interturn Faults in Electrical Motors [J].

IEEE Trans. Ind. Electron. , 2011, 58(5): 1564-1575.

- [10] 崔庆文. 基于信号注入的永磁电机参数辨识及绕组故障诊断 [D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2021.
- [11] Kennedyj, Eberhart RC. Particle Swarm Pptimization [C]. Proceeding of IEEE International Conference Neural Nteworks Perth: IEEE Press, 1995: 194.
- [12] 施隆,金石,周党生,等.开绕组无刷双馈发电机系统变流器 故障诊断[J].大电机技术,2018(5):63-69,75.
- [13]方洁. 基于开绕组的永磁自减速电机开路故障容错控制研究 [D]. 南京:东南大学, 2016.
- [14] 冯智煜,高琳,李丰.带零序电流抑制的开绕组永磁同步电机 断相故障容错控制[J].西安交通大学学报,2022,56(12): 97-107.
- [15] Cheng R, Jin Y. A competitive Swarm Optimizer for Large Scale Optimization [J]. IEEE Transactions on Cybernetics, 2014, 45(2): 191-204.
- [16] 姚乐. 共直流母线开绕组异步电机零序电流抑制策略研究 [D]. 合肥: 合肥工业大学, 2018.
- [17] Eberhart R, Kennedy J. International Symposium on A New Optimizer Using Particle Swarm Theory [C]. Proceedings of the Sixth Micro Machine and Human Science, IEEE, 1995: 39-43.
- [18] 孙丹,林斌,周文志.开绕组电机系统拓扑及控制技术研究综述[J].电工技术学报,2017,32(4):76-84.
- [19] 代志成. 开绕组永磁同步电机开路故障容错控制研究[D]. 北京: 中国矿业大学, 2021. DOI: 10. 27623/d. cnki. gzkyu. 2021. 002135.
- [20] Riget J, Vesterstrom J S. A Diversity Guided Particle Swarm Optimizer-the ARPSO [R]. Department of Computer Science, 2002.
- [21] 施隆,金石,周党生,等.开绕组无刷双馈发电机系统变流器 故障诊断[J].大电机技术,2018(5):63-69,75.
- [22] Liu J, Ma D, Ma T, et al. Ecosystem Particle Swarm Optimization[J]. Soft Computing, 2017, 21(7): 1667-1691.
- [23] 陈文汉,孙丹,王铭泽.断相故障下开绕组永磁同步电机模型 预测控制容错控制策略研究[J].电工技术学报,2021,36 (01):77-86.
- [24] Vitela J E, Castanos O. A Real-Coded Niching Memetic Algorithm for Continuous Multimodal Function Optimization [C]. IEEE Congress on Evolutionary Computation (IEEE World Congress on Computational Intelligence), 2008; 2170-2177.
- [25] 杨淑英,符焕,胡晓海,等.共中线开绕组电驱动系统单开关 管开路故障诊断研究[J].中国电机工程学报,2020,40 (21):7056-7065.
- [26] F A Ali1, K T Selvan. A Study of PSO and its Variants in Respect of Microstrip Antenna Feed Point Optimization [C]. Singapore: Asia Pacific Microwave Conference, 2009: 1817-1820.
- [27] 方洁. 基于开绕组的永磁自减速电机开路故障容错控制研究 [D]. 南京:东南大学, 2016.
- [28] Duan Y, Toliyat H. A Review of Condition Monitoring and Fault Diagnosis for Permanent Magnet Machines [J]. Power & Energy Society General Meeting IEEE, 2012, 59(5): 1-4.
- [29] 吕柏行, 郭志光, 赵韦皓, 等. 标准粒子群算法的优化方式综述[J]. 学技术创新, 2021(28): 33-37.

## 反电势中值滤波的无刷直流电机无感控制策略

宋开元^{1,2,3},吕晓东⁴

(1. 浙江大学 工程师学院,杭州 310015; 2. 国家电网湖州供电公司,浙江 湖州 313000;

3. 浙江省电机系统智能控制与变流技术重点实验室,杭州 310027;4. 杭州日鼎控制技术有限公司,杭州 311305)

摘 要:针对反电动势法控制无刷直流电机低速无感运行时反电动势波形会产生严重畸变的问题,提出了一种基于 中值滤波器的无刷直流电机反电动势无感控制策略。首先基于电机电压方程得出在 H_PWM-L_ON 这种 PWM 调制方 式下的悬空相电压方程,得到精确的反电动势过零点;其次通过 Simulink 仿真对比使用中值滤波器和普通反电动势 法这两种方法所取得的效果,体现了所提方法的优越性,并对中值滤波器的窗口大小给出设计依据;最后在 PWM _ ON 调制方式下进行仿真,证明所提方法不受 PWM 调制方式的影响,且通过滞后超前换相进一步抑制换相转矩脉 动,取得了较好的效果。一系列的仿真证明了本文所提出的无位置传感器控制方法在无刷直流电机低速运行时具有 良好的换相精度和高可靠性。

## Position Sensorless Control Strategy of Brushless DC Motors Based on Back EMF Median Filter

SONG Kaiyuan^{1,2,3}, LYU Xiaodong⁴

 Polytechnic Institute of Zhejiang University, Hangzhou 310015, China; 2. State Grid Huzhou Power Supply Company, Huzhou Zhejiang 313000, China; 3. Zhejiang Provincial Key Laboratory of Electrical Machine Systems, Hangzhou 310027, China; 4. Hangzhou Riding Control Technology Co., Ltd., Hangzhou 311305, China)

**Abstract**: Aiming at the phenomenon that the back EMF waveform of brushless DC motor is seriously distorted when the motor is controlled by back EMF to run at low speed without position sensors, a brushless DC motor back EMF position sensorless control strategy based on median filter was proposed. Firstly, based on the motor voltage equation, the suspended phase voltage equation under the PWM modulation mode of H_PWM-L_ON was obtained, and the accurate zero crossing point of the back EMF was also obtained. Secondly, Simulink was used to carry out simulation experiments to compare the effects achieved by the method of using the median filter with the effects achieved by the method of ordinary back EMF method, which reflected the superiority of the proposed method. And this paper gave a design basis for the window size of the median filter. Finally, simulation was carried out by the PWM_ON modulation method, which was used to prove that the proposed method was not affected by the PWM modulation method. And the commutation torque ripple was further suppressed by the Lag ahead of commutation. Then good results were obtained. A series of simulation experiments have proved that the position sensorless control method proposed in this paper has good commutation accuracy and high reliability when brushless DC motor is running at low speed. **Key words**; brushless DC motor; position sensorless control; median filter; back EMF method

作者简介: 宋开元(1996), 男, 硕士研究生, 研究方向为无刷直流电机无位置传感器控制。

吕晓东(1970),男,博士,研究方向为伺服驱动。

收稿日期: 2023-01-17,修回日期: 2023-02-11

基金项目: 国家自然科学基金 (NSFC-51837010) (重点项目)

## 0 引 言

PWM 调制方式对于无刷直流电机的性能有着较 大影响,无刷直流电机采用两两导通,三相六状态 120°导通方式时^[1],目前有6种斩波调制方式:(1) ON_PWM 型; (2) PWM_ON 型; (3)H_PWM-L_ON 型; (4) H_ON - L_PWM 型; (5) H_PWM-L_PWM 型; (6) PWM_ON_PWM 型。文献[2-3] 对其中五种 PWM 调制方式的换相转矩脉动进行了公式推导,得 出采用 PWM_ ON 调制方式时换相转矩脉动最小并 且此时的开关管损耗较小, 通过 DSP 验证了理论的 正确性。文献[4]对上述(1)~(5)五种调制方式的 起动性能和调速控制进行了分析,并且得出了相同 情况下半桥 PWM 调制方式比全桥 PWM 调制方式产 生的有效转矩更大且调速精度更高但是全桥调制方 式在任何区间都不存在非导通相续流的结论。文献 [5-6]对于 PWM_ON_PWM 调制方式进行了着重分 析,得出各占空比下最小转矩脉动的调制策略, PWM_ON_PWM 可以有效减小非换相期间由于关断 相出现电流而引起的电磁转矩脉动并给出了转矩脉 动补偿控制方案。文献[7]提出一种在 PWM_ON_ PWM 调制方式下的较宽速度范围的无位置传感器控 制。分别对于较低转速范围和较高转速范围采用两 种位置检测方法,但是没有给出划分的具体依据和 转速分界。

目前常见的无位置传感器控制方法有反电动势 法、状态观测器法和人工智能法^[8]。其中反电动势 法又可以分为基于反电动势过零点的转子位置检测、 续流二极管法、基于反电动势积分的转子位置检测、 基于反电动势三次谐波的转子位置检测、状态观测 器法、基于磁链函数的转子位置检测方法^[9]等。

就反电势过零检测法而言其于低速时的换相位 置不够精确,就此,文献[10]提出了一种基于端电 压的无相位延迟换相方法。根据端电压获得过零点 和换向续流信号,通过检测到的续流信号,去除换 向干扰脉冲的主要部分。最后,通过固定延迟数字 滤波器(FDF)消除剩余部分。可靠地实现快速起动 和无相位延迟换相。但是论文没有对更低转速下由 反电势纹波造成的密集的干扰脉冲进行分析与滤除。

文献[11]提出了一种补偿时间由计数器计算, 计数器的起动 – 停止信号由虚拟中性点电压获得的 误差补偿方法。但是对于相电感带来的电流滞后反 电势信号的时间  $\theta_3$  和电路延迟时间  $\Delta t_1$  进行了忽略, 没有精确补偿。文献[12]提出了一种无传感器无刷 直流电机运行的不平衡 ZCP 补偿方法。采用不平衡 ZCP 补偿方法,进行超前角控制,相电流纹波和输入电流纹波均显著降低。但是文章没有对超前角的 取值给出设计依据,并且没有讨论滞后一定角度导 通的影响。

本文针对低通滤波器处理后的反电势在低速时 存在较多毛刺和纹波会干扰过零信号的获取这一现 象,提出了中值滤波处理方法来去除干扰信号。处 理过后的信号进行数字过零比较,用于控制换相。 本文在 PWM_ON、H_PWM - L_ON 两种调制方式下 对所提方法进行了仿真分析,并结合滞后(超前)换 相来抑制换相转矩脉动。

相较于将电机端电压通过低通滤波电路后得到 的信号与中性点引出电路得到的中性点电压进行过 零比较得到过零点,并据此换相导通的普通反电动 势法无感控制策略,所提方法取得了更精准的位置 信号,取得了较好的控制效果。

#### 1 电机模型

为方便起见,三相无刷直流电机采用三相星形 连接、两两导通 120°的导通方式,六步换相,每 60°电角度换相一次。

三相无刷直流电机的等效模型如图1所示。

![](_page_34_Figure_14.jpeg)

图1 电机等效结构模型

假设三相绕组完全对称,绕组电感为常数,忽 略各种损耗和磁路饱和等因素,得到三相绕组的电 压平衡方程:

$$\begin{bmatrix} u_{a} \\ u_{b} \\ u_{c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r & 0 & 0 \\ 0 & r & 0 \\ 0 & 0 & r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{a} \\ i_{b} \\ i_{c} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_{a} \\ i_{b} \\ i_{c} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{a} \\ e_{b} \\ e_{c} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{n} \\ u_{n} \end{bmatrix}$$
(1)

式中, $u_a$ 、 $u_b$ 、 $u_c$ 为三相绕组的端电压(V); $i_a$ 、 $i_b$ 、  $i_c$ 为三相绕组的相电流(A); $e_a$ 、 $e_b$ 、 $e_c$ 为三相绕组 的反电势(V); $u_a$ 为中性点电压(V);L为等效电感 (H);p是微分算子, p=d/dt。

在 PWM_ON 调制方式下, 推导相反电动势过零 点检测方程, 以 A 相为例, C 相恒导通, B 相进行 PWM 斩波, 当 B 相为高电平时, A 相电压方程为

$$u_{\rm A} = e_{\rm A} + \frac{u_{\rm dc}}{2} \tag{2}$$

当 B 相为低电平时, B 相通过续流二极管接到 直流母线电压, A 相电压方程为

$$u_{\rm A} = e_{\rm A} + u_{\rm dc} \tag{3}$$

$$u_{\rm A} = e_{\rm A} + u_n \tag{4}$$

类比 PWM_ON 调制方式, H_PWM - L_ON 调制方式下悬空相电压表达式也可以总结为

$$u_{\rm A} = e_{\rm A} + u_n \tag{5}$$

普通反电动势法常采用低通滤波器来对端电压 进行滤波,并且利用电阻网络重构中性点电路,得 到反电势,其原理图如图2所示。

![](_page_35_Figure_8.jpeg)

图 2 普通反电动势法原理图

## 2 方案提出

图 3 是在采用 PWM_ON 调制方式时电机三闭环 控制下 Simulink 仿真得到的波形图,由 back EMF 波 形图、电机的端电压经过低通滤波得到的反电势图  $u_a$ 、 $u_a$  再经过中值滤波后的波形图 median filter 组 成。从图 3 可见,经过普通反电动势法得到的反电 势波形有很多的过零误跳变和毛刺,已用小圆圈圈 出。对于这些非线性的突变信号,只有采用非线性 滤波技术才能取得较好的滤除效果,从而获得准确 的反电势过零点。而中值滤波无疑是非线性滤波技 术中较为简单有效且实际可行的方法之一。

中值滤波是一种广泛用于图像去噪的技术^[13]。 目标噪声像素被其相邻值的中值所取代,过滤窗口 的大小决定了相邻值的数量^[14]。

滤波器的窗口大小直接影响中值滤波器的性能: 较小的窗口保留了更多的图像内容,但噪声抑制能 力弱;较大的窗口噪声抑制能力强,但保留图像内 容少。

使用了中值滤波器的波形,对应位置的毛刺和 跳变得到了改善,不会对过零判断造成影响,如图 3中小圆圈所示。

Simulink 中的中值滤波模块是基于滑窗实现的, 虽然其设计仅有窗口大小和窗口间隔时间两个变量 但会造成固定时间的延迟:

![](_page_35_Figure_16.jpeg)

图 3 转速为 70 r/min 时 back EMF 和滤波后的反电势图  $T_d = (N-1)/2 \times t$  (6)

*N*是窗口大小, *t*是窗口间隔时间。故总的换相 补偿时间为  $T = T_h - T_q - T_{\varphi} - T_d$ ,其中  $T_h$ 是反电势 过零后延迟 30°所对应的延迟时间, $T_{\varphi}$ 是低通滤波 造成的延时, $T_a$ 是其他因素造成的延时。

 $T_h$ 、 $T_{\varphi}$ 的具体计算比较简单,此处不再赘述;  $T_q$ 的数值与软硬件有关,选取依赖于经验,需视具体情况而定。

## **3** Simulink 仿真研究

对提出的反电势中值滤波无感控制法进行 Simulink 仿真研究。

大多数无刷直流电机的额定电压范围是 12~48 V,依据电机实物选择的电机参数如表1 所示。

表1 电机参数

参数	参数值
	48
转速/(r/min)	3000
相电阻/Ω	0.06
相电感/mH	0.1
反电势系数/(V/(r/min))	0. 0158
额定功率/W	700
极对数	2
转动惯量/kg・mm ²	4

注: 仿真中阻尼系数为0.00047 N·m·s, 摩擦系数为0.01 N·m。

为了体现所提方法的换相精度与优越性能,首 先进行位置单闭环的仿真研究,采用 H_PWM-L_ON 这种 PWM 调制方式,不使用超前滞后换相等转矩脉 动抑制方式,以换相信号与 HALL 信号的误差大小 来说明性能优劣。

仿真时间设置为2s, 空载起动, 转速稳定在85 r/min 左右时切换成无感控制运行, 使用普通反电动
势法进行控制。在1s时施加一个0.01 Nm的负载, 得到的反电动势波形、换相信号如图4所示。



图 4 反电动势波形、三相换相信号对比图

在转速为85 r/min 时电机 back EMF 波形、经过 低通滤波器得到的反电动势波形组成了图4 的反电 动势波形图。

从图 4 可知,使用普通反电动势法进行无感控制时反电动势波形畸变严重。普通反电动势法在 H _ PWM - L_ON 调制方式下得到的换相信号和 HALL 信号偏差很大,空载最小换相误差大于 35°,带载换相误差大于 40.5°。

保持其余条件均不变的情况下,使用本文所提 方法进行无感控制,得到的反电动势波形如图 5 所示。



图 5 转速为 85 r/min 时反电动势波形图

图 5 由 back EMF 波形、端电压经过低通滤波器 和中性点重构电路得到的 EMF 波形、EMF 波形经过 中值滤波得到的 Median Filter 波形组成。

此时对应的换相信号如图6所示。

图 6 由 HALL 信号、所提方法得到的换相信号  $T_{a}$ 、 $T_{b}$ 、 $T_{c}$ 组成,后续仿真图的命名亦是如此,不 再赘述。

从图 6 可知空载时所提方法得到的换相信号与 HALL 信号误差大约 0.65°,带载后换相误差大约 为 3.2°。



图 6 三相换相信号对比图

仿真研究可知,经过中值滤波的反电势波形清晰,能提供准确的换相信号。在空载时比普通反电动势法降低了 98.14% 的误差,带载时降低了 92.1%的误差。

仿真时间设置为1s, 空载起动, 0.2s时切换 成普通反电动势法控制下的无感运行状态,此时转 速稳定在1500 r/min 左右。0.5 s时带载(2 Nm)运 行,其余仿真条件保持不变,可得此时的转速转矩 波形如图7 所示。



图 7 转速和转矩波形图

从图 7 可知, 普通反电动势法控制无感运行时, 转速波动很大,带载后电机出现了倒转的情况,究 其原因在于换相不精确。

此时对应的反电动势波形和换相信号如图 8 和 图 9 所示。



从图9可知空载时换相误差为0.2°,带载后电 机无法持续稳定运行,换相误差非常大,失去了计 算与讨论的意义。

同条件下采用本文所提方法进行无感控制,得 转速和转矩波形如图 10 所示。



图 10 转速与转矩波形图

从图 10 可知,转速在带载后从 1500 r/min 降低 到 1300 r/min 左右,转速脉动更大。此时得到的对 应换相信号如图 11 所示。



### 图 11 三相换相信号对比图

从图 11 可以看到, 空载时换相误差大约为 0.127°, 带载时换相误差约为 0.11°。从图 10 与图 11 可知,采用普通反电动势法进行无感控制得到的 反电动势波形畸变严重,无法带载运行,空载时所 提方法相较于普通反电动势法降低了 36.5% 的换相 误差,能够提升带载能力。

仿真时间设置为1s, 空载起动,稳定后空载转 速 3000 r/min, 0.2 s 时切换成采用普通反电势法进 行无感控制, 0.5 s 时带载(5 Nm)运行。其余条件 保持不变, 仿真得到的转速和转矩波形如图 12 所 示, 对应的换相信号如图 13 所示。



图 12 转速 3000 r/min 时转速和转矩波形图



图 13 转速 3000 r/min 时普通反电势法得到的换相信号

由图 13 可知,在使用普通反电势法进行无感控制的情况下,电机空载运行在 3000 r/min 时,换相误差为 0.29°,在带载情况下,不考虑误跳变信号的干扰时,换相误差大于 27°。

相同工况下,采用本文所提方法进行无感控制, 可得此时的转速和转矩波形如图 14 所示,对应的换 相信号如图 15 所示。



图 14 转速与转矩波形图

从图 14 可知,带载后转速下降到 2500 r/min 左 右。而且相比于普通反电动势法得到的转速波形, 图 15 的转速波形更为平稳,空载和带载两种工况下 转速脉动更小。

从图 15 可知,在空载情况下换相误差约为 0.0073°,在带载情况下换相误差仅为 0.126°。



图 15 三相换相信号对比图

由仿真研究可知, 空载运行时所提方法降低了 97.48%的换相误差, 带载运行时降低了 99.53%的 换相误差, 同时所提方法使得转速脉动更小。

上述一系列的仿真证明了所提方法的有效性和 普适性,能够提高换相精度以及带载能力,拓宽了 反电动势法无感控制的转速范围。此外,中值滤波 器的实现依靠软件,无需额外增加硬件电路。 接下来讨论中值滤波器的窗口大小对于性能的 影响,上述仿真中中值滤波滑窗窗口大小设置为 200,接下来将窗口大小分别设置为400 与100并进 行仿真。

将窗口大小设置为100并且给定转速为85 r/min 左右,空载起动,0.2 s时切换成无感控制,1 s时 带载0.01 Nm,其余条件同图4,仿真得到的换相信 号如图16 所示。



图 16 三相换相信号对比图

从图 16 可知, 空载换相误差为 0.6°, 带载换相 误差最小为 30.8°, 电机转速波动很大。相较于采用 普通反电动势法进行无感控制的情形, 空载时所提 方法降低了 98.29% 的换相误差,带载时降低了 23.95% 的换相误差。

将窗口大小设置为400同时保持其余条件均不 变,仿真得到的换相信号如图17所示。



图 17 三相换相信号对比图

从图 17 可知, 空载换相误差为 0.68°, 带载换 相误差为 1.64°, 此时电机转速波动较小。相较于使 用普通反电动势法进行无感控制的情况, 空载时所 提方法降低了 98.06% 的换相误差,带载时降低了 95.95% 的换相误差。

在给定转速为1500 r/min 时,窗口大小为100, 空载起动,0.2 s时切换到无感控制,0.5 s时带载2 Nm,仿真总时长设为1 s,此时的转速和转矩波形 如图18 所示。

对应的换相信号如图 19 所示,从图 19 可知空载换相误差为 0.23°,带载换相误差最小为 30.2°,势必导致电机转速波动很大,图 18 的转速波形印证了这一点。



图 19 三相换相信号对比图

设置滑窗窗口大小为400,给定转速为1500 r/min时,其余条件保持不变,仿真得到的转速和转矩波形如图20所示。



图 20 转速和转矩波形图 此时的换相信号如图 21 所示。



图 21 三相换相信号对比图

从图 21 可知空载时换相误差为 0.145°,带载后换相误差为 0.77°。从仿真研究可知,相较于使用普通反电动势法进行无感控制的情况,空载运行时所提方法降低了 27.5%的换相误差,相比于窗口大小为 100 时带载换相误差降低了 97.45%。

为了进一步体现所提方法的普遍适用性,选择 了另一套电机实物参数,仿真中电机参数设置如表 2 所示。

表2 电机参数

参数值
24
3000
0.21
0.56
0.32
5.9
2
11.9

三闭环控制,搭建的 Simulink 仿真模型示意图 如图 22 所示。



图 22 Simulink 仿真模型示意图

对低通滤波器和中性点重构电路得到的反电势 波形进行中值滤波,滤波后得到的波形用来进行过 零比较和转速计算,为了说明所提方法不受 PWM 调 制方式的影响,基于 PWM_ON 调制方式进行仿真研 究。搭配使用滞后或者超前换相来进行换相转矩脉 动的抑制。

在给定转速为 3000 r/min、1500 r/min、100 r/ min、70 r/min 时分别进行了基于 Matlab Simulink 的 仿真。给定转速为 3000 r/min, 仿真时长为 0.5 s, 在 0.2 s 时切换成无感控制, 0.3 s 时突加额定负载 0.32 Nm,得到如图 23 和图 24 所示的转速、转矩、 三相电流波形。



三闭环控制时,转速波动和超调明显减小,在 图 24 中,由于使用了滞后换相,所以关断时的电流 比导通时的电流大一些。

给定转速为1500 r/min 的情况下, 仿真时间为 0.2 s 时切换成无感控制运行, 0.3 s 时突加 0.1 Nm 大小的负载,得到如图 25 所示的转速和转矩波形。 由图 25 可知,转速和转矩都比较平稳,没有因切换 成无感控制而有较大波动。

在给定转速为100 r/min的情况下, 仿真时间为 0.2 s 时切换成无感运行, 0.3 s 时突加 0.01 Nm 大 小的负载(1/32 的额定负载),得到如图 26 所示的 转速和转矩波形,此时的换相信号如图 27 所示。



图 25 空载和加载下转速 1500 r/min 时的转速、转矩波形图 从图 26 可知,由于切换成无感控制,故而在 0.2~0.3 s之间转速和转矩有轻微的波动,此外无 感控制时换相转矩脉动稍大些。



图 26





空载和给定负载下转速 100 r/min 时的转速、转矩波形图

### 图 27 此时的换相信号图

从图 27 可知, 空载时换相信号误差为 1.08°, 带载换相误差为4.67°左右。

在给定转速为70 r/min的情况下, 空载起动, 仿真时间为0.2 s 时切换成无感运行, 0.3 s 时突加 0.01 Nm 的负载(1/32 的额定负载), 仿真总时长设 为0.5 s,得到的转速和转矩波形如图 28 所示,换 相信号如图 29 所示。



图 28 空载和给定负载下转速 70 r/min 时的转速、 转矩波形图

从图 28 可以看出,采用了所提方法的电机三闭 环控制系统可以在很低的转速下带载运行,转速较 为平稳,只是切换成无感控制这一过程会有较小的 转速脉动,与图 26 得出的结论一致。

从图 29 可以算出,所提方法与 HALL 信号相 比,换相误差只有 1.33°,足以证明在低速下所提方 法能取得较高精度。



图 29 此时的换相信号图

## 4 结 论

本文提出了一种基于中值滤波器的无刷直流电 机反电动势无位置传感器控制策略,针对普通反电 动势法的缺点进行了改进,中值滤波器使得过零误 跳变信号和毛刺尖峰大大减少。在H_PWM-L_ON 调制方式下,可以降低36%以上的换相误差,取得 了较好效果;在PWM_ON 三闭环仿真中也能以较小 误差进行平稳控制,拓宽了无刷直流电机无位置传 感器控制的转速范围。本文还对中值滤波器的设计 因素进行了分析,在实际应用中可以根据硬件和所 需性能进行取舍选择。基于两种 PWM 调制方式的仿 真证明了所提方法不受调制方式的影响,具有普遍 意义和实用价值。

### 参考文献

- [1] 夏长亮. 无刷直流电机控制系统[M]. 北京: 科学出版 社, 2009.
- [2] 周美兰,高肇明,吴晓刚,等. 五种 PWM 方式对直流无刷电机系统换相转矩脉动的影响[J]. 电机与控制学报,2013,17
   (7):15-21.
- [3] 张相军,陈伯时.无刷直流电机控制系统中 PWM 调制方式对 换相转矩脉动的影响[J].电机与控制学报,2003(2):87-91.
- [4] 费文娟, 邵定国. PWM 调制方式对无刷直流电机控制性能的 影响[J]. 微电机, 2018, 51(8): 55-60.
- [5] 孟光伟,李槐树,熊浩. PWM 调制下无刷直流电机的转矩脉 动抑制[J]. 电气传动, 2011, 41(1): 26-30..
- [6] 陈健,于慎波. 无刷直流电机 PWM_ON_PWM 调制方式转矩 特性研究[J]. 电机与控制学报, 2016, 20(8): 48-54, 63.
- [7] 林楠,邱建琪,史涔溦. PWM_ON_PWM 调制方式的无刷直流电机转子位置检测方法[J]. 电机与控制学报,2019,23
   (3):1-8.
- [8] 梁超,段富海,邓君毅.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..
- [9] 杨影,俞志轩,阮毅.基于反电动势的无刷直流电机无位置 传感器控制技术综述[J].微电机,2011,44(2):84-88.
- [10] D Zhao, X Wang, L Xu, et al, A New Phase- Delay-Free Commutation Method for BLDC Motors Based on Terminal Voltage [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36 (5): 4971-4976.
- [11] D Zhao, X Wang, B Tan, et al. Fast Commutation Error Compensation for BLDC Motors Based on Virtual Neutral Voltage[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(2): 1259-1263.
- [12] J S Park, K D Lee, S G Lee, et al. Unbalanced ZCP Compensation Method for Position Sensorless BLDC Motor[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(4): 3020-3024.
- [13] O Green. Efficient Scalable Median Filtering Using Histogram-Based Operations [J]. IEEE Transactions on Image Processing, 2018, 27(5): 2217-2228.
- [14] G George, R M Oommen, S Shelly, et al. A Survey on Various Median Filtering Techniques For Removal of Impulse Noise From Digital Image[C]. Conference on Emerging Devices and Smart Systems, 2018: 235-238.

# 基于位置内环控制的电子机械 制动系统制动力控制策略研究

杨 磊¹, 汪 枫¹, 杜运哲¹, 臧传相¹, 孙卫兵², 张 淦³, 童 庆³ (1. 南京中车浦镇海泰制动设备有限公司, 南京 211800; 2. 南京铁道职业技术学院, 南京 210031; 3. 东南大学, 南京 210096)

**摘 要:**本文针对轨道交通用电子机械制动系统的精确力控问题,研究了电子机械制动系统的高动态、高可靠控制 方法,基于该制动系统的结构特征和数学模型,提出了一种四闭环制动力控制策略。首先,基于力控制理论建立了 系统制动力闭环控制策略,所提出的四闭环制动力控制指力闭环、位置闭环、速度闭环以及电流闭环,使用经典控 制理论分析方法,与传统两闭环力控制的控制方法进行了对比。然后,基于线性仿真模型与联合仿真分别对两种控 制方法进行了对比,线性仿真与联合仿真表明,四闭环制动力控制的控制方法提高了系统制动力响应的快速性与稳 定性,所提出的方法提高了系统的安全性与可靠性。本文所提出的控制方法得到了实验验证。 关键词:电子机械制动;力控制,联合仿真;比例积分(PI)控制;轨道交通

中图分类号: U270. 35; TP273 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2023)11-0038-07

# Research on Force Control Strategy of The Electromechanical Brake System Based on Position Loop Control

YANG Lei¹, WANG Feng¹, DU Yunzhe¹, ZANG Chuanxiang¹, SUN Weibing², ZHANG Gan³, TONG Qing³ (1. Nanjing CRRC Puzhen Haitai Braking Equipment Co., LTD., Nanjing 211800, China;

2. Nanjing Vocational Institute of Railway Technology, Nanjing 210031, China;

3. Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: Aiming at the precise force control of electro-mechanical brake system of rail transit, the high dynamic and reliable control method was studied in this paper. Based on the structural characteristics and mathematical model of the brake system, a four-closed-loop brake force control strategy was proposed. Firstly, the closed-loop control strategy of the brake force was established based on the force control theory. The proposed four-loop braking force control includes force closed-loop, position closed-loop, velocity closed-loop and current closed-loop. The four-closed loop control method was compared with the traditional two-closed loop force control method by using the analysis method of classical control theory. Then, the two control methods were compared based on linear simulation model and co-simulation respectively. The linear simulation and co-simulation show that the control method of four-closed loop brake force control improves the rapidity and stability of the braking force response of the system, that is, the proposed method increases the safety and reliability of rail transit. The control method proposed in this paper has been verified by experiments.

Key words: electromechanical brake; force control; co-simulation; proportional integration (PI) control; rail traffic

0 引 言

轨道交通有较高的稳定性、可靠性要求,对维

护成本、环保也有一定的要求,因此制动系统的电 气化成为必然趋势。目前,主流的制动系统仍采用 空气或液压作为系统的动力传输介质,而电动还处

基金项目:江苏省轨道交通控制工程技术研究开发中心开放基金项目(KFJ2006)

收稿日期: 2023-09-18, 修回日期: 2023-10-12

作者简介:杨 磊(1983),男,硕士,高级工程师,研究方向为轨道交通制动系统控制。

于应用落地研究阶段。其中电动结构即为电动机, 有效率高、功率密度高、维护成本低、动稳态性能 等优点,因此电机及其驱动系统越来越多的应用于 制动系统中^[1-3]。

电子机械制动系统包括多个结构:电机、滚珠 丝杠、制动摩擦盘,系统使用电机作为动力输入, 通过滚珠丝杠将旋转扭矩转换为直线推力,最终通 过杠杆将推力作用于摩擦盘实现制动^[4-6]。系统包含 有较多的机械结构,影响控制系统的稳定性、精确 性,因此机械结构数学模型的建立是制动力控制器 策略设计过程中较大的挑战^[7]。

电子机械制动系统的控制目标是系统制动力的 控制,文献[8]使用力传感器实现了力外环、电流 内环的双闭环控制方法,文献[9]基于滑模控制器 及模糊控制器的组合控制器进行了优化,文献[10] 对制动力估计算法进行了研究以增强系统的容错能 力。针对电机的力控制理论已经有较多的研究^[11-15], 相关力控制算法均基于电机位置控制实现^[14-15],电 机位置控制一般为电流^[16-18]、转速^[19-20]、位置^[21]三 闭环的级联形式。

本文所研究的电子机械制动器,其中电机为表贴 式永磁同步电机。基于力控制理论,使用四闭环控制 算法,提出了四闭环制动力控制策略,实现更快速、 准确的制动力控制。基于系统结构,推导其数学模 型,从而基于经典控制理论对比分析两种制动力控制 方法。仿真与实验结果都表明,所提出的四闭环控制 方法可显著提高系统的动态响应速度和稳定性。

## 1 电子机械制动系统结构与数学模型

### 1.1 电子机械制动系统结构

图1为制动系统结构,由电机、滚珠丝杠、杠 杆、摩擦盘组成,图2为制动系统控制框图,其中 电机驱动器为三相全桥电压型逆变器,电机为表贴 式三相永磁体同步电机,电机接机械传动机构将旋 转扭矩转变为直线推力,推力作用于杠杆一端,从 而驱动另一端夹钳夹住车轮实现制动。



图1 制动系统结构图

图 2 为制动系统的控制框图,使用 DSP-F28335 控制板采集制动系统信息,并执行控制算法最终输 出电机驱动器所需信号。



图 2 制动系统的控制框图

#### 1.2 数学模型

电子机械制动系统主要分为两部分,一部分是 电机及其驱动系统,提供制动力来源;另一部分是 机械制动/刹车执行机构,实现制动功能。

1.2.1 电机系统数学模型

电机系统包括电机本体和逆变器,逆变器的数 学模型认为是放大倍数为1的比例环节。

为便于控制算法的设计,电机电磁数学模型均 为基于旋转坐标系的模型,如式(1)、式(2)所示, 即电机的电压方程和磁链方程。电磁数学模型说明 了电机电压与电流的关系。式(3)为电机转矩方程, 即电机机电转换过程的数学模型,说明了电机能转 化为机械转矩的过程。式(4)为电机机械方程,即 电机机械模型,说明了电机电磁转矩、负载转矩与 电机转速间的关系。

$$u_{d} = Ri_{d} + \frac{d\psi_{d}}{dt} - \omega\psi_{q}$$
$$u_{q} = Ri_{q} + \frac{d\psi_{q}}{dt} + \omega\psi_{d}$$
(1)

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + \psi_f \\ \psi_d = L_i \end{cases}$$
(2)

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

$$J\frac{\mathrm{d}\omega_{\mathrm{r}}}{\mathrm{d}t} = T_{\mathrm{e}} - T_{\mathrm{L}} \tag{4}$$

式中,  $u_d$ 、 $u_q$ 分别为定子电压的 d、q 轴分量瞬时 值,  $i_d$ 、 $i_q$ 分别为定子电流的 d、q 轴分量瞬时值, R为定子电阻,  $\psi_d$ 、 $\psi_q$ 分别为定子磁链的 d、q 轴分 量,  $\omega$ 为电机电角速度,对于表贴式永磁同步电机, d、q 轴电感相等,等于电机定子电感  $L_s$ ,  $\psi_f$ 为永磁 体磁链。 $T_e$ 为电机电磁转矩, p为电机极对数,  $T_L$ 为 电机负载转矩, J为电机转动惯量,  $\omega_r$ 为电机机械角 速度,其与电角速度关系为 $\omega = p\omega_r$ 。 1.2.2 机械执行机构数学模型

机械执行机构包括滚珠丝杠、杠杆和摩擦盘。

滚珠丝杠将电机的旋转力矩输出转化为直线推 力输出,即输入是电机轴的旋转运动,输出是顶杆 的直线运动。滚珠丝杠的运动方程如式(5)所示, 即为滚珠丝杠的数学模型。

$$\frac{\theta_{\rm r}}{2\pi} = \frac{x}{P_h} \tag{5}$$

其中, $\theta_r$ 为电机机械角位置,x为丝杠直线位移,  $P_h$ 为丝杠的导程。

杠杆平衡时,滚珠丝杠顶杆的末端行程与夹钳 摩擦盘行程有式(6)所示固定的比例关系。

$$x_p = kx \tag{6}$$

式中, x_p 为夹钳摩擦盘行程, k 为杠杆系数。

摩擦盘接触到车轮后才产生制动力,二者的接 触并非严格的刚度接触,通过实验测量得到如式 (7)所示的数值拟合模型

$$F = k_p x_p^3 \tag{7}$$

式中, $k_p$ 为制动力系数,根据实验数据进行标定。 F为制动力。

## 2 制动力控制策略

根据上节的各环节数学模型,建立如图3所示

的控制系统传递函数框图。



### 图 3 控制系统传递函数框图

图 3 中,电机系统的控制为内环控制,可以使 用电机电流控制或电机位置控制。使用不同的内环 控制会影响力控制器的设计。传统方法为外力环、 内电流环的双环控制策略,本文提出的是四闭环力 控制策略,简化后的二者对比图如图 4 所示。



### 图 4 四闭环力控制与双闭环力控制对比

### 2.1 电流内环控制的控制策略

当图 3 中的电机使用电流控制时,控制系统传 递函数框图如图 5 所示。



### 图 5 双闭环控制框图

基于零极点对消的方法,设计基于旋转坐标系 的电流控制器:

$$u_{\rm ref} = \left(K_p + \frac{K_i}{s}\right)\Delta i \tag{8}$$

式中, $K_p$ 、 $K_i$ 为控制器的比例、积分系数,设计公式为

$$\begin{cases} K_p = \omega_c R \\ K_i = \omega_c L_s \end{cases}$$
(9)

式中, $\omega_{e}$ 为电流环设计带宽,对于表贴式电机,可以认为 $L_{s} = L_{d} = L_{q}$ 。

上述电流环控制器将电流环优化为一阶环节, 此时力控制器的控制对象包括电机转子以及机械执 行机构,由于电机转动惯量较大,无法忽略图中的 两个连续的积分环节,因此,比例积分形式的力控 制器的控制效果较差,容易出现超调甚至振荡,这 对车辆制动系统是不能接受的,因此必须使用较为 复杂的优化算法对力控制器进行优化^[10]。

### 2.2 四闭环控制的控制策略

为避免额外使用较为复杂的优化算法,考虑将 电流内环控制替换为四闭环控制,即图中的电机系 统使用电机位置控制,得到图6所示的控制系统传 递函数框图。

图 6 中电流控制器与 2.1 节的设计方法相同, 使用零极点对消方法得到比例积分系数。转速控制 器仍使用比例积分控制器,如式(10)所示。



图 6 四闭环控制框图

$$i_{\rm ref} = \left(K_p + \frac{K_i}{s}\right) \Delta n \tag{10}$$

其中,比例积分系数的设计使用具有一定抗干扰能 力的设计方法,将转速环转变为二阶环节。比例积 分系数由式(11)确定。

$$\begin{cases} K_p = \frac{2\xi\omega_0 J}{C_T} \\ K_i = \frac{\omega_0^2 J}{C_T} \end{cases}$$
(11)

由于转速与位置间是数学上较为简单的积分关 系,位置控制器直接使用比例控制器即可将位置环 转变为一阶环节。与2.1节的电流内环控制的控制 策略相比,内环的控制增加了电机转速控制器和位 置控制器,两个控制器避免了电机机械模型中的两 个积分环节对力控制器的直接影响,使用四闭环后, 力控制器的控制对象阶数下降,使得制动力控制结 果更为快速和稳定。

## 3 仿真及实验结果

本文所研究的制动器中的电机参数如表1所示。由于电机主要工作于堵转状态,因此电机额定转速较低为270 r/min,电机额定堵转电流为30 A。 本文所研究的制动器中的机械执行机构参数如表2 所示。

参数	参数值
直流母线电压/V	110
极对数/对	14
转子磁链/Wb	0. 184
定子电阻/Ω	4.33
定子电感/mH	6.32
转动惯量/kg・m ²	0.0008

表1 电机参数

表 2 机械执行机构参数

参数	参数值
丝杠导程/(m/rad)	0.0004
杠杆系数/1	2/3
制动力系数/(N/m)	1.67

### 3.1 仿真分析

根据实物参数,分别进行线性仿真分析和非线 性联合仿真,对第2节中的两种控制算法进行对比 分析。线性仿真在 Matlab \ Simulink 中搭建仿真模 型,使用数学模型来模拟机械系统性能。非线性联 合仿真,基于 Matlab \ Simulink 和 Adams 搭建模型, 在 Adams 中对机械部分进行非线性分析,使用 Matlab \ Simulink 搭建电机控制系统的仿真模型, Adams 模型数据与 Matlab \ Simulink 模型数据实时交互,完 成精确的系统级联合仿真。

3.1.1 线性仿真

图7为线性仿真框图。



图 7 线性仿真框图

在仿真 0 时刻给定 1 kN 的制动力阶跃参考,使 用电流内环的控制方法得到的制动力响应曲线与使 用四闭环的控制方法得到的制动力响应曲线如 8 图 所示,两种方法的电机转速对比如图 9 所示,两种 方法的电机电流响应如图 10 所示。

对比两种方法的力控制结果可以看出,使用电 流内环的控制方法时,制动力在达到参考之前有略 微的超调和振荡,这是由于力控制环内有两个积分 环节导致的。此外,制动力响应的速度低于四闭环 的控制方法,这是由于电流内环的控制方法中未对 电机的转速进行控制,导致其转速低于额定速,响 应较慢。由图9可以看出两种方法在响应过程中的 电机转速对比。

此外,对比两种方法的电机电流响应结果,可 以看出,使用电流内环的制动力控制方法时,尽管 有电流闭环控制器,但由于在制动器夹钳夹住车轮 前系统始终处于空载状态,电机电流不可能升高, 电流此时处于不可控状态,这也是导致最终系统有 振荡的原因之一。

图 11(a)、图 11(b)分别为 Adams 仿真模型与 Matlab \ Simulink 仿真模型。与线性仿真不同的是, 在该 Matlab \ Simulink 仿真模型中,图 11(b)中所示 的机械模型为 Adams 仿真模型。





图 11 Adams 与 Matlab \ Simulink 联合仿真模型 使用更接近实际控制对象的 Adams 模型进行联 合仿真,联合仿真中 Adams 模型更精准,更能体现 实际电制动夹钳的机械特性。使用电流内环的控制 方法得到的制动力响应曲线与使用四闭环的控制方 法得到的制动力响应曲线如图 12 所示。

由制动力响应曲线可以看出联合仿真与线性仿 真结果一致。对于电流内环控制的控制方法,线性 仿真中制动力在收敛至参考值前有略微的超调和振 荡,而在联合仿真中,制动力振荡过程较长,收敛



图 10 线性仿真电机电流响应曲线

较慢,这是由于联合仿真模型中的机械模型比1.2 节中的数学模型更接近实物系统,从而在仿真过程 中体现出了电流内环控制方法导致的振荡现象。



图 12 联合仿真制动力响应曲线

线性仿真与联合仿真结果均说明了使用力外环、 位置内环的四闭环控制优于力外环、电流内环的双 闭环控制。

### 3.2 实验验证

为进一步对比两种控制算法,基于图 13 所示的 实验平台进行制动力控制实验。系统使用基于 DSP-F28335 为核心控制器开发驱动器。



(a) 制动器



(b) 控制器 图 13 实验平台

由于制动时车轮与摩擦盘有相对运动,力传感 器安装在电机侧,测量结果与真实制动力间满足由 杠杆平衡约束的固定比例关系。制动力参考值仍取 12 kN,此时力传感器的测量值应为8 kN。

图 14 为使用电流内环控制方法和四闭环控制方 法时,制动系统的制动力响应波形,图 15 为两种控 制方法的电机转速波形,图 16 为两种控制方法的电 机 q 轴电流波形。



图 15 实验电机转速曲线



图 16 实验电机电流响应曲线

制动力响应实验结果与仿真结果一致。使用四 闭环控制方法时,在0.4 s~0.6 s内出现了电流、 转速未准确控制的情况,因为电机的270 r/min额定 转速是指空载转速,此时夹钳与制动盘已经接触并 产生制动力,电源已有电流输出,电机系统无法在 带载时维持额定转速。

## 4 结论

(1)基于电子机械制动系统各个结构物理运行 原理,确定系统各个环节的数学模型,包括永磁同 步电机的电磁模型和机械运动模型,机械执行环节 的滚珠丝杠、杠杆和摩擦盘模型。

(2)基于系统各个环节的数学模型,说明力外环、电流内环的双闭环制动力控制方法原理,分别设计电流控制器、制动力控制器。从经典控制理论出发,分析力外环、电流内环制动力控制方法使用时出现的振荡与超调的原因。

(3)基于系统各个环节的数学模型,设计力外环、 位置内环的四闭环控制方法,在不使用额外优化算法 的情况下提高制动系统的稳定性与快速性。线性仿 真、联合仿真与实验的结果均表明,在制动力的控制 算法中,力外环、位置内环的四闭环控制方法优于力 外环、电流内环的双闭环制动力控制方法。

### 参考文献

 [1] 吴君良,孙彬,吕枭,等. 电机械制动技术研究现状及其在轨道 交通领域中的应用展望[J]. 科技创新与应用,2022,12(36): 83-87.

- [2] 卢甲华. 汽车 EMB 系统性能分析与优化[D]. 重庆: 重庆大学, 2015.
- [3] Zhou S, Wang Q, Liu J. Control Strategy and Simulation of the Regenerative Braking of an Electric Vehicle Based on an Electromechanical Brake [J]. Transactions of Famena, 2022, 46 (1): 23-40.
- [4] 田春, 童尧, 张本峰, 等. 列车电机械制动单元匝间短路故障特征提取研究[J]. 交通与运输, 2023, 39(3): 66-71.
- [5] 王传礼, 王顺, 靳华伟, 等. 提升机电机械盘式制动器的间隙与 压力控制[J]. 科学技术与工程, 2022, 22(30): 13242-13248.
- [6] Tang J H, Wang K Y, Bei S Y. Numerical Simulation of Electromechanical Composite Brake Based on Multi-field Coupling[J]. Balkan Tribolog Association, 2016, 22(31): 2265-2280.
- [7] 徐兴. 电磁制动器电磁体优化设计及其制动控制电路[D]. 镇 江: 江苏大学, 2006.
- [8] Jin H, Huo H, Wang C, et al. Design and Experimental Study of Electrical and Mechanical Brake for Mine Hoist[J]. Mechantics & Industry, 2021, 22(36).
- [9] Wei Z, Xu J, Halim D. Clamping Force Control of Sensor-less Electro-Mechanical Brake Actuator [C]. Takamatsu: IEEE International Conference on Mechatronics and Automation, 2017.
- [10] 杨正专,杨磊,刘寅虎,等. 基于滑模控制与模糊控制的轨道列 车制动力控制器设计[J]. 微电机, 2022, 55(6): 79-85.
- [11] Jeong D, Jung S. Comparison Studies of Two Major Force Control Algorithms for a Single Axis Force Control of a Robot Manipulator [C]. International Conference on Control, Automation and Systems, 2021: 2243-2246.
- [12] Maples J, Becker J. Experiments in Force Control of Robotic Manipulators: Proceedings[C]. IEEE International Conference on Robotics and Automation, 1986.
- [13] 智德. 机器人关节驱动器变物理阻尼控制方法研究[D]. 天津: 天津工业大学, 2019.
- [14] Mason M T. Compliance and Force Control for Computer-controlled Manipulators[J]. IEEE Transactions on Systems Man and Cybernetics, 1981, 11(6): 418-432.
- [15] Raibert M H, Craig J J. Hybrid Position/Force Control of Manipulators[J]. Dynamic Systems, Measurement, and Control, 1981, 103 (2): 126-133.
- [16] L H, H P N. Model-based Current Control of AC Machines Using the Internal Model Control Method[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1998, 34(1): 133-141.
- [17] F B D B, M W D, R D L. Dynamic Analysis of Current Regulators for AC Motors Using Complex Vectors [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1999, 35(6): 1424-1432.
- [18] Holmes D G, Lipo T A, McGrath B P, et al. Optimized Design of Stationary Frame Three Phase AC Current Regulators [J]. IEEE Transactions on Power Electrontcs, 2009, 24(11): 2417-2426.
- [19] Harnefors L, Saarakkala S E, Hinkkanen M. Speed Control of Electrical Drives Using Classical Control Methods [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2013, 49(2): 889-898.
- [20] Li S, Liu Z. Adaptive Speed Control for Permanent-Magnet Synchronous Motor System With Variations of Load Inertia[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(8): 3050-3059.
- [21] 白智龙. 高精度指向机构位置伺服控制技术研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2020.

# 基于滑模观测器无位置控制的 PWM 整流技术

张玉霖¹, 卢 涛¹, 菅志军¹, 李倩妮², 张文韬², 高瑜将² (1. 中海油田服务股份有限公司, 河北廊坊, 065201; 2. 哈尔滨工业大学, 哈尔滨 150001)

摘 要: 传统永磁同步发电机 PWM 整流技术通常采用机械式传感器获取准确的位置角度信息,但机械式传感器的 安装会增加系统成本,其本身性能易受外界环境变化影响,从而导致系统的可靠性降低。在分析永磁同步发电机的 双闭环前馈解耦控制方法后,提出了一种基于滑模观测器法的无位置控制策略。通过在每个 PWM 周期的电压电流 值采用滑模观测器法对反电动势进行估计,从而利用锁相环确定其转子位置。仿真与实验结果均证明所提方法能正 确有效地估计转子位置角,并使整流系统输出符合标准的电压波形。

关键词:永磁同步发电机; PWM 整流; 无位置感器技术; 滑模观测器

中图分类号: TM351; TM341; TP273 文献标志码: A 文章编号: 1001-6848(2023)11-0045-04

## PWM Rectification Technology Based on Sliding Mode Observer Sensorless Control

ZHANG Yulin¹, LU Tao¹, JIAN Zhijun¹, LI Qianni², ZHANG Wentao², GAO Yujiang² (1. China Oilfield Services Limited, Langfang Hebei, 065201, China;
2. Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

Abstract: The traditional PWM rectification technology for permanent magnet synchronous generators usually uses optical encoders to obtain accurate position and angle information. However, the installation of optical encoders will increase system costs, and their performance is susceptible to changes in the external environment, resulting in reduced reliability of the system. Combing the analysis on basic control methods for power generation systems, the sensorless control strategy based on sliding mode observer method was proposed. The back electromotive force can be estimated by the sliding mode observer from voltage and current values of each PWM cycle. And the rotor position was determined by the phase locked loop. Both simulation and experimental results demonstrate that the proposed method can accurately and effectively estimate the rotor position angle and output a voltage waveform that meets the standard.

Key words: permanent magnet synchronous generator; PWM rectification; sensorless control; sliding mode observer

## 0 引 言

旋转导向钻井、随钻测井系统等井下仪器由于 受环境和空间尺寸的限制,对电源系统小体积、高 效率的要求逐渐增加,具有结构简单、高效率和高 可靠优点的永磁同步发电机(Permanent Magnet Synchronous Generator, PMSG)得到越来越多的应用,除 此之外,该技术还在新能源汽车、电动飞机及发电 系统等新兴行业领域^[1-3]得到广泛应用,具有非常广 阔的发展前景。

虽然普通 PMSG 系统可以实现电压调节功能, 但无法提高发电机系统性能,如功率因数等。因此, 本文针对 PMSG 系统提出了一种 PWM 整流技术,永 磁同步发电机 PWM 整流系统可以兼具直流侧电压的 调节和交流侧发电机功率因数的提升,同时 PWM 整 流技术还可以降低发电机的谐波电流。PWM 整流器 通常使用双环控制。PWM 整流器通常采用双环控 制,电压外环经过 PI 控制器得到的电流内环参考值

收稿日期: 2023-05-05, 修回日期: 2023-06-19

基金项目:中国海油旋转导向与随钻测井产业化体系研究与示范(CNOOC-KJ ZDHXJSGG YF 2019-01)

作者简介:张玉霖(1979),男,工程硕士,高级工程师,研究方向为定向钻井。

卢 涛(1969),男,博士学位,正高级工程师,研究方向为测井及定向钻井。

经过电流环的调节得到整流器的开关信号,驱动开 关管,从而输出直流电压。双环控制根据电流环是 否有反馈可分为间接电流控制和直接电流控制。前 者没有电流反馈,电流动态响应速度较慢,受参数 扰动的影响较大,因此逐渐被直接电流控制取代, 而后者由于有电流反馈,所以动态响应性能较好, 可以获得更高品质的直流电^[4]。

由于 PMSG 和永磁同步电动机(PMSM)在结构上 具有相似性,学者们借鉴电动机的控制策略,运用 到发电机的控制上,由此出现了很多先进的发电机 控制策略,主要分为矢量控制技术和直接转矩控制 技术。其中,矢量控制技术将 PMSG 的转子磁场定 向到旋转坐标系的 d 轴上可将定子电流解耦,对其 施加 i_d = 0 控制、最大转矩电流比控制等,可实现获 得 PMSG 的高精度控制,但也存在运算量大的缺点, 直接转矩控制是以在空间电压矢量控制为基础,构 建转矩磁链关系实现的。而上述方法都需要转子位 置信息才能实现,传统 PMSG 整流系统通过位置传 感器获取转子位置,进而控制直轴交轴电流,为了 进一步减小电机体积,降低系统成本,提高系统的 可靠性^[54],一些学者提出将电动机的无位置传感器 技术应用于发电机上。

永磁同步电机的无位置传感器控制是指不依赖 于机械编码器采用状态估计、间接计算等方式获取 位置信息的控制方法,测量与转子位置信息相关电 信号,利用采样得到的电压、电流信号和电机的数 学模型来推断电机转子位置,采用软件算法的方式 取代机械位置传感器,实现对电机无位置控制。

目前,永磁同步电机无位置传感器控制技术的 研究主要集中从三方面展开:①基于反电动势和磁 链转子位置估计方法^[7]、②基于观测器的位置估计 方法^[8]、③基于高频信号注入的位置估计方法^[9]。

其中,基于反电动势和磁链位置估计法常用于 电机高速。当电机处于低转速时,定子绕组产生的 反电动势很小,使用反电动势和磁链方法估计位置 会导致较大误差。目前基于观测器的位置估计方法 发展应用较为成熟,其中观测器包括扩展卡尔曼滤 波器、滑模观测器等^[10]。扩展卡尔曼滤波器可以准 确估计转子位置,不需要依赖精确的电机数学模型, 同时也克服了慢时变电机参数对系统的不利影响, 但卡尔曼滤波器控制算法相对复杂,程序复杂度较 高。滑模观测器本质上是一种特殊类型的非线性控 制方法,具有良好的鲁棒性,常适用于高速电机。

本文拟采用  $i_d = 0$  控制,将电压给定作为外环, d - q 轴电流作为内环,采用滑模观测器法对反电动 势进行估计,并利用锁相环确定其转子位置。

# 1 基于 PWM 整流的永磁同步发电机 控制策略

永磁同步发电系统的 d-q 轴电压平衡方程式为

$$\begin{cases} L \frac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} = -Ri_d + \omega Li_q + e_d - v_d \\ L \frac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t} = -Ri_q - \omega Li_d + e_q - v_q \end{cases}$$
(1)

由式(1)可知, *d*-*q*轴电压方程中存在关于速度的耦合项, 耦合项的存在会对电压电流双闭环控制增加困难。为降低控制难度, 对式(1)进行电流前馈的解耦处理, 在电流 PI 控制器的基础上, *v_a*和 *v_a*的控制方程如下:

$$\begin{cases} v_{q} = -(K_{iP} + \frac{K_{il}}{s})(i_{q}^{*} - i_{q}) - \omega Li_{d} + e_{q} \\ v_{d} = -(K_{iP} + \frac{K_{il}}{s})(i_{d}^{*} - i_{d}) + \omega Li_{q} + e_{d} \end{cases}$$
(2)

式中,  $K_{iP}$ 、 $K_{il}$ 代表电流内环 PI 控制器中比例、积 分的系数;  $i_a^*$ 、 $i_q^*$ 分别表示电流  $i_a$ 、 $i_q$ 的给定值。

将式(1)代入式(2),得出前馈解耦控制后 PMSG 系统的电流平衡方程式:

$$\begin{cases} L \frac{di_{d}}{dt} = -Ri_{d} + (K_{iP} + \frac{K_{iI}}{s})(i_{d}^{*} - i_{d}) \\ L \frac{di_{q}}{dt} = -Ri_{q} + (K_{iP} + \frac{K_{iI}}{s})(i_{q}^{*} - i_{q}) \end{cases}$$
(3)

根据式(3)可知, PMSG 系统 *d* 轴与 *q* 轴实现解 耦控制,可以实现 *d* 轴和 *q* 轴的单独控制,结合电 压外环的控制过程,解耦后的双闭环控制系统的控 制策略如图1所示。



图 1 电压电流双闭环解耦控制策略框图

# 2 基于滑模观测器的 PMSG 无位置控 制策略

反电势方程是关于转子位置 θ 的函数,对于转 子位置获取可从转化为对反电势信息的获取。本文 采用构建滑模观测器的方法对电机反电势进行观测, 选取定子电流实际值  $i_{\alpha}$ 、 $i_{\beta}$  与观测值  $\hat{i}_{\alpha}$ 、 $\hat{i}_{\beta}$  间的误 差作为系统滑模面 s,当估计值与电流实际值相等 时,即可获得准确的反电动势,构建传统滑模观测 器如式(4)所示。

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_{\alpha} \\ \dot{\hat{i}}_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_{s}} \begin{bmatrix} -R_{s} & 0 \\ 0 & -R_{s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{\alpha} \\ \hat{i}_{\beta} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_{s}} \begin{bmatrix} z_{\alpha} - u_{\alpha} \\ z_{\beta} - u_{\beta} \end{bmatrix}$$
(4)

式中,  $z_{\alpha}$ 、 $z_{\beta}$ 为 $\alpha - \beta$ 轴滑模控制函数,表达式如式 (5)所示。

$$\begin{bmatrix} z_{\alpha} \\ z_{\beta} \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} \operatorname{sgn}(\hat{i}_{\alpha} - i_{\alpha}) \\ \operatorname{sgn}(\hat{i}_{\beta} - i_{\beta}) \end{bmatrix}$$
(5)

式中, k 为滑模增益系数, k > 0, sgn()为符号函数。当 $k < -\max(|e_{\alpha}|, |e_{\beta}|)$ 时,满足滑动模态存在条件,当估算电流与实际电流存在偏差,即系统偏离滑模面时,控制函数 $z_{\alpha}$ 、 $z_{\beta}$ 将产生作用,使系统不断趋于滑模面,并在一定时间内到达滑动模态,并稳定于平衡点附近。在 $z_{\alpha}$ 、 $z_{\beta}$ 中包含电机的反电势基波,若采用低通滤波器滤除高次谐波后,便可以得到估计的反电势。随后即可通过归一化锁相环或者正切函数获得转子位置信息。综上所述,滑模观测器的原理框图如图 2 所示。



图 2 滑模观测器原理框图

## 3 仿真及实验验证

用一个 1.8 kW 的原动机和发电机进行仿真及实验,表1为两电机的电机参数。开关频率和电流采 样频率设置为5 kHz。

表1 永磁同步电机参数		
参数	参数值	
额定输出功率/kW	1.8	
转矩/Nm	6	
相数	3 相	
极对数	4	
额定转速/(r/min)	3000	
电感/mH	5.76	
电阻/Ω	0. 48	
反电动势/(V/(kr/min))	45.3	

将电机转速恒定设置为 3000 r/min, 0 s 时将整 流系统带载起动,其输出电压波形如图 3 所示。稳 态电压值 400 V,动态响应速度小于 0.1 s,几乎没 有超调,电压纹波上下峰值均低于 0.05 V,均符合 技术指标要求。其观测反电动势波形如图 4 所示, 可见其正弦程度较高,对其进行傅里叶分析,其总 谐波畸变率为 1.01%,可见滑模观测器的抖振对其 观测效果影响较小。



### 图 4 观测反电动势波形

在整流系统达到稳态时其滑模观测器观测的转 子位置与位置误差波形如图 5 所示,可见其滑模观 测器估算的转子位置与实际位置误差较小,约为 4.7°。在实验中将电机转速控制在 600 r/min,整流 系统稳定后其滑模观测器法估计转子位置与实际位置 的比较及位置误差如图 6 所示,由实验波形和数据分 析可知,滑模观测器估算的转子位置基本可以跟随实 际值,实际位置角与估计位置角间误差小于 5°。





图 6 估计位置与实际位置比较及位置误差

在实验中将给定电压由 40 V 调节至 60 V,输出 电压波形如图 7 所示,其动态响应时间约为 90 ms, 符合 100 ms 内技术指标要求。



图7 给定电压增加时输出电压波形

## 4 结 论

本文结合及 PWM 整流器模型,对电压方程解 耦,利用滑模观测器,对基于反电动势的转子位置 进行估计。一方面解决了传统永磁同步发电机需要 位置传感器的缺点。另一方面,经过双闭环解耦控 制之后,提高了电流的动态响应速度,从而大大的 提高了输出电压的响应速度,使得输出电压较与不 控整流和间接电流控制有一个较大的提升,并在实 验中验证本文所提出的无位置传感器发电机控制方

### 法的有效性。

## 参考文献

- [1] Amanda Pereira Monteiro, Cursino Brandão Jacobina, Filipe Antônio da Costa Bahia, et al. Vienna Rectifiers for WECS Applications withOpen-end Winding PMSM[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2022, 58(2): 2268-2279.
- [2] Blaabjerg, K Ma. Wind energy systemsk [J]. Proc. IEEE, 2017, 105(11): 2116-2131.
- [3] Hao Chen, Nicholas David, Dionysios C. Aliprantis. Analysis of Permanent-Magnet Synchronous Generator with Vienna Rectifier for Wind Energy Conversion System[J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2013, 4(1); 154-163.
- [4] Kai Wei Hu, Chang Ming Liaw. Development of a Wind Interior Permanent-Magnet Synchronous Generator-Based Microgrid and Its Operation Control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(9): 4973-4985.
- [5] 曹帅,王云冲,沈建新. 宽速度范围永磁同步发电机用于蓄电 池负载的 PWM 整流控制策略的仿真研究[J]. 微电机, 2018, 51(3): 30-36, 52.
- [6] Amanda P Monteiro, Cursino B Jacobina, Filipe A C Bahia, et al. Dual Vienna Rectifiers with a Single Dc-link for Wind Energy Conversion System Applications [C]. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2020; 2189-2195.
- [7] 周华伟,叶晨,陈铖,等.基于转子磁链观测器的五相容错 PMSM开路故障下的无位置传感器控制[J].电工技术报, 2023,38(2):422-434.
- [8] Zhang Li, Fan Ying, Li Chenxue, et al. Fault-tolerant Sensorless Control of a Five-phase FTFSCW-IPM Motor Based on a Wide-speed Strong-robustness Sliding Mode Observer[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2018, 33(1): 87-95.
- [9] 刘旭,牛大强,曹阳,等.基于励磁绕组高频信号注入的混合 励磁开关磁链永磁电机位置估计[J].电工技术学报,2021, 36(20):4297-4307.
- [10] 王宽,陈龙淼,肖鑫,等.基于速度环扩展卡尔曼滤波的无位 置传感器电机控制[J].微电机,2023,56(1):58-64.

3532355355355 25323555555555555	\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$	\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$
		邮发代号: 52-92
	《微电机》(③利)	订价:8元/期
人左 10月	11、当本式20世站也只注闭一下过去式分过,重时	年价:96元/年
<b>至</b> 年12,	别,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
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
邮箱	: micromotors @ vip. sina. com	
地 坦	:高新区上林苑四路36号(710117)	电话: 029-84276641
~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~	50 50 50 50 50 50 50 50 50 50 50 50 50 5	

含恒功率负荷的直流微电网储能变换器 双层模糊控制方法

林巾琳¹,黄晓立²,耿昌易²,邓奕星³

(1. 广西电网有限责任公司,南宁 530023; 2. 广西电网有限责任公司南宁供电局,南宁 530001;

3. 国电华研电力科技有限公司,广州 510335)

摘 要:控制储能变换器能够避免直流微电网的储能单元出现过充和过放的问题,为了提高直流微电网在运行中的 稳定性,提出一种含恒功率负荷的直流微电网储能变换器双层模糊控制方法。通过构建储能变换器的平均开关模 型,得到直流微电网中含恒功率负荷的等效电路图,构建等效电路的微分方程,当微分状态方程逐渐收敛到平衡点 时,判断直流微电网的运行状态,分析含恒功率负荷的储能变换器对直流微电网的影响。利用第一层模糊控制器调 节直流微电网中储能变换器的 SOC,利用第二层模糊控制器改善第一层模糊控制器在功率校正过程中出现的真实负 载与负荷调度曲线偏离的问题,经过双层模糊控制,得到储能变换器的功率指令,实现储能变换器的双层模糊控 制。实验结果表明,文中方法能够防止光伏电源输出功率与负荷消耗功率之间发生突变,从而避免蓄电池的初始 SOC 值较低而提前退出供电,提高直流微电网运行的稳定性。

关键词:直流微电网;双层控制;模糊控制器;储能变换器;恒功率负荷;稳定性
 中图分类号: TP273
 文献标志码: A
 文章编号: 1001-6848(2023)11-0049-06

Double-layer Fuzzy Control Method for DC Microgrid Energy Storage Converter With Constant Power Load

LIN Jinlin¹, HUANG Xiaoli², GENG Changyi², DENG Yixing³

(1. Guangxi Power Grid Co., LTD., Nanning 530023, China; 2. Guangxi Power Supply

Bureau Co., LTD., Nanning Power Supply Bureau, Nanning 530001, China;

3. Guodian Huayan Electric Power Technology Co., LTD., Guangzhou 510335, China)

Abstract: Controlling the energy storage converter can avoid the problems of overcharge and overdischarge of the energy storage unit of the DC microgrid. In order to improve the stability of the DC microgrid in operation, a double-layer fuzzy control method for the energy storage converter of the DC microgrid with constant power load was proposed. By constructing the average switching model of energy storage converter, the equivalent circuit diagram with constant power load in DC microgrid was obtained, and the differential equation of the equivalent circuit was constructed. When the differential state equation gradually converges to the equilibrium point, the running state of DC microgrid was judged, and the influence of energy storage converter with constant power load on DC microgrid was analyzed. The first-layer fuzzy controller was used to adjust the SOC of the energy storage converter in the DC microgrid, and the second-layer fuzzy controller was used to solve the problem that the real load deviates from the load scheduling curve in the power correction process of the first-layer fuzzy controller. Through the double-layer fuzzy control, the power command of the energy storage converter was obtained, and the double-layer fuzzy control of the energy storage converter was realized. The experimental results show that the proposed method can prevent the sudden change between the output power of photovoltaic cells and the power consumed by the load, thus avoiding the battery's initial SOC value being low and withdrawing from power supply in advance, and improving the stability of DC microgrid operation.

收稿日期: 2023-05-08, 修回日期: 2023-07-06

作者简介:林巾琳(1988),女,硕士,中级工程师,研究方向为电网碳资产、节能减排、环境保护与新能源等。 黄晓立(1973),男,本科,高级工程师,研究方向为电网调度运行、节能降损等。 取昌易(1988),男,本科,中级工程师,研究方向为变电运行、变电站数字化管理等。 邓奕星(1992),男,本科,中级工程师,研究方向为智能电网规划、新能源等。

0 引 言

由于人类社会的发展速度逐渐加快,能源短缺现象越来越严重,使得人类与环境之间的矛盾日益突出,因此,开发可再生资源已成为必然^[1]。许多 柔性、高效率的分布式微能源、生物质能源等被广 泛应用于日常生活。分布式电源多位于负荷客户端 附近来配置,其利益空间广、发展潜力大等优势可 实现电能与热能之间的互补^[2]。在常规电网中,一 旦发生突发故障,分布式电源就无法正常工作,从 而造成分布式电源的不合理使用,间接导致资源浪 费^[3]。因分布式电源、蓄能设备及部分电阻型负荷 无法与直流微电网相连,需要通过储能变换器将其 接入直流母线,因此,直流微电网领域针对这个方 向广泛开展相关研究。

王逸超等[4]为了适应新能源发电的需要,设计 了一种 LC 串联式滤波变换器。与常规的 L 和 LC 型 滤波器架构比较,所提的变换器架构可以在维持输 出无功功率的前提下,将直流微电网的运行电压和 有源容量降低到原始变换器的71%和88%,与原始 的滤波结构相比, LC 串联式滤波变换器提高了6%。 通过对 LC 滤波式变换器进行模拟, 证明 LC 滤波式 变换器的优越性,以及状态控制方法的可行性。石 荣亮等^[5]针对电网谐波和直流电流等因素对二阶 Gaussian 锁频环下的电力系统影响,导致电力系统 中出现波动等问题,研究一种内嵌型 Gaussian 锁频 环下电力系统的虚拟惯性控制策略。在 SOGI-FLL 中,采用了一种新的多频自适应陷波器和频率自适 应滤波器,构成了一种新的 SOGI-FLL。针对电力系 统中的差频信号,提出了基于 SOGI-FLL 和 IEGI-FLL 的电力系统小信号建模方法,并对这两个系统进行 了参数化的设计;利用 MATLAB/Simulink 进行模拟 比较,并构建一个柴储微网试验平台,通过模拟和 试验相结合的方法,对提出的方法进行验证。

基于以上研究背景,本文引人双层模糊控制, 针对含恒功率负荷的直流微电网储能变换器,设计 一种控制方法,从而确保微电网运行的稳定性。

1 储能变换器双层模糊控制方法设计

1.1 含恒功率负荷的储能变换器对直流微电网的 影响

Buck 变换器是一种降压型 DC-DC 转换器,当储

能变换器运行在 Buck 模式下为蓄电池充电的过程 中,采用 Buck 变换器电路。具体电路图如图 1 所示。



图1 储能变换器电路

由于直流母线波动的误差在额定值的 5% 以 内^[6],从微电网系统的角度,将储能变换器和蓄电 池看成恒功率负荷,将母线另一侧的电路简化为直 流电源,通过储能变换器将其连接到直流母线上。

为了准确分析恒功率负荷对直流微电网的影响, 通过构建储能变换器的平均开关模型^[7],对直流微 电网中含恒功率负荷进行电路等效,等效电路如图 1 所示。



图1 直流微电网中含恒功率负荷的等效电路图 图中, R_L 表示等效阻抗, L 表示储能变换器的电感, C 表示直流母线的电容, u_c 表示直流母线电压, R 表示电阻恒定的负载, i_{CPL}表示储能变换器和蓄电池 的等效电流。

根据基尔霍夫电流定律和基尔霍夫电压定律^[8], 构建图1等效电路的微分状态方程为

$$\begin{cases} L \frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{L}}}{\mathrm{d}t} = v_{\mathrm{S}} - \frac{i_{\mathrm{L}}R_{\mathrm{L}}}{r_{\mathrm{L}}} - u_{\mathrm{C}} \\ L \frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{C}}}{\mathrm{d}t} = i_{\mathrm{L}}\rho - \frac{P_{\mathrm{L}}}{u_{\mathrm{C}}} - \frac{u_{\mathrm{C}}}{R} \end{cases}$$
(1)

式中, $P_{\rm L}$ 表示储能电感的功率, $r_{\rm L}$ 表示电网阻尼比系数; ρ 表示电网频率响应。

考虑到电路中的等效阻抗比较小,而储能变换器的效率又比较高,在额定功率下,电源一侧的储 能变换器效率可以超过98%,因此可以将电路的等 效阻抗近似看作 0。当 $\frac{di'_{L}}{dt}$ = 0 且 $\frac{du'_{c}}{dt}$ = 0 时,式(1) 的微分状态方程逐渐收敛^[9],并趋于平衡点(i'_{L} , u'_{c})处,那么平衡点(i'_{L} , u'_{c})可以表示为

$$(i'_{\rm L}, u'_{\rm C}) = \left(\frac{P_{\rm L}}{v_{\rm S}} + \frac{v_{\rm S}}{R}, v_{\rm S}\right)$$
(2)

由于直流微电网是一个非线性系统,通过线性 化的方式,处理式(2)的平衡点,判断直流微电网 在平衡点(*i*'_L, *u*'_C)处是否可以稳定运行,此时可以 求得直流微电网的雅克比矩阵为

$$Y = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \\ \frac{1}{C} & \frac{P_{\rm L}}{Cv_{\rm s}^2} - \frac{1}{CR} \end{pmatrix}$$
(3)

根据式(3)可以得到雅克比矩阵 Y 的迹 trY 为

$$trY = \frac{P_{\rm L}}{Cv_{\rm S}^2} - \frac{1}{CR} \tag{4}$$

利用李雅普诺夫法则^[10],确定直流微电网在平衡点($i'_{\rm L}$, $u'_{\rm C}$)处稳定运行的条件是 trY小于 0,即 $P_{\rm L} < \frac{Cv_{\rm S}^2}{R}$ 。

在直流微电网中, 电力系统的稳定性可以通过 $r_{\rm L}$ 和 ρ 来描述。 $r_{\rm L}$ 是指系统的阻尼能力与其惯性能 力之比, ρ 是指系统在不同频率下的输出响应。由 于电力系统负载会影响恒功率负荷输出电压的稳定 性,因此在获取 $P_{\rm L} < \frac{C v_{\rm s}^2}{R}$ 后,需要将直流微电网的 $r_{\rm L}$ 控制在大于0的范围、 ρ 需要在 $(i'_{\rm L}, u'_{\rm C})$ 处产生响 应效果,以此控制电流源(恒功率负荷)的输出状 态。但电网中的恒阻性负荷不会受负载影响.因此 无法通过 $P_{\rm L} < \frac{C v_{\rm s}^2}{p}$ 控制器输出状态。当恒功率负荷与 恒阻性负荷相等时,无法将电力系统的 $r_{\rm L}$ 和 ρ 控制 在稳定范围内,导致系统出现分岔现象。在直流微 电网中,电源侧的储能变换器的电感元件具有一定 的阻尼能力,可以通过调节元件的电感值、电容值 等参数来实现对系统阻尼比和频率响应的控制。但 当恒功率负荷比恒阻性负荷大时,电源侧的储能变 换器需要承担更大的负载变化,而当负载变化较大 时,电感电流可能会超过元件的饱和电流或极限电 流,导致储能变换器电感电流出现振荡现象,从而 影响系统的电压和电流质量。

本文将直流微电网等效电路中的电阻恒定负载 看作无穷大^[11],杂散电阻和蓄电池负荷会对直流微 电网在平衡点(*i'*_L, *u'*_c)处的稳定性产生影响,但是 由于杂散电阻非常小,仅仅利用等效阻抗是无法对 直流微电网的振荡现象起到抑制作用的。因此,通 过建立等效电路的仿真电路,分析含恒功率负荷的 储能变换器对直流微电网的影响,图2给出了仿真 电路的波形图。



图 2 仿真电路的波形图

从图 2 的波形图可以看出,当时间在 0-0.04 s 内,电感电流变化幅度较小,仅在10-20A上下波 动, 而在 0.04 s 后, 电感电流波动幅度显著扩大, 在 0.1 s 后, 电流幅值相差 30 A。在时间为 0-0.04 s 内, 电容电压的波动幅度较小, 波动范围为 192 -204 V。当0.04 s 后, 电容电压幅值相差 213 V。由 此可知,在储能变换器与直流微电网联级的过程中, 含恒功率负荷的情况很容易导致电源侧储能变换器 的电感产生电流振荡,如果电感的电流振荡比较严 重,就会导致电容的电压出现振荡,无法保证直流 微电网中的电能质量^[12]。但当电感元件的电流变化 率较小时,波形变化及振荡现象不明显;为了保证 系统的稳定性,需要保证储能变换器的电感值和电 容值足够大,以降低电流和电压的变化率,从而减 少电路中的波动和振荡。当电容元件的电压变化率 较大时,电路中的波动和振荡现象才会更加明显。

通过基本电路理论和电感元件的特性推导得出, 当直流母线通过储能变换器为蓄电池充电时,可以 将充电过程等效为恒功率负荷。由于储能变换器具 有电感元件,因此可能会出现负阻尼特性。

因此,假设储能变换器的输出电压为 V_{out},输出 电流为 I_{out},则有以下方程:

$$V_{\text{out}} = \left(\frac{\left(I_{\text{out}} - I_{0}\right)^{I'}}{L}\right)^{I'Y}$$
(5)

式中, *l*'为储能变换器输出电感电流变化率; *l*₀为储 能变换器输出电流幅值。

根据随机过程理论,可以对公式(5)进行随机 扰动分析,假设 *l*'的变化率为随机常数 *k*,则 *l*₀ 为

$$|I_0| = r_L \frac{|V_{out}|}{\sqrt{1 + (\rho Lk)^2}}$$
 (6)

当 $\rho Lk = 1$ 时, I_0 达到最大值,此时储能变换器 出现负阻尼特性。在直流微电网平衡点处稳定运行 的条件中,需要满足 r_L 大于零,即当直流母线通过 储能变换器为蓄电池充电时,将充电过程等效为恒 功率负荷会出现负阻尼特性。因此当负载变化较大 时,需要采取合适的控制策略来抑制负阻尼特性, 以保证系统的稳定性。但即使储能变换器可以单独 运行,也会影响直流微电网的稳定性,通过设计储 能变换器双层模糊控制器,提高直流微电网运行的 稳定性。

1.2 设计储能变换器双层模糊控制器

储能变换器双层模糊控制器系统的控制结构如 图 3 所示。



图 3 双层模糊控制器系统的控制结构

由图3可知,该系统包括两层模糊控制器和储 能变换器。第一层模糊控制器用于根据 SOC 状态和 负载需求生成储能变换器的基本功率指令,以控制 储能变换器的输出功率。第二层模糊控制器用于根 据负载预期和实际负载之间的差异生成储能变换器 的功率校正因子,以调整储能变换器的输出功率。 当 SOC 趋于上限或下限时,需要进行功率指令初次 校正,以避免过度充电或放电。当 SOC 高于负载预 期或低于负载预期时,需要进行功率指令二次校正, 以满足系统电力需求。当实际负载高于预期负载时, 需要增加储能变换器的输出功率,以弥补电力缺口; 反之,当实际负载低于预期负载时,需要减少储能 变换器的输出功率,以避免过度供电。通过双层模 糊控制器的设计和运行,可以使储能变换器在不同 的工况下实现稳定、高效的输出功率,同时保护储 能电池, 延长电池寿命, 并提高系统的稳定性和可 靠性。

1.2.1 第一层模糊控制器

储能变换器的第一层模糊控制器可以实现对直 流微电网中储能变换器的 SOC 调节,在储能变换器 的 SOC 趋向于上限值的时候,如果储能变换器的功 率指令是充电的,那么就应当对其进行相应的消减, 以避免出现过程充电的情况,从而达到延长其使用 寿命的目的^[13]。如果储能变换器的功率指令是放电 的,那么就应当对其进行相应的增加,以确保其在 下一时刻拥有更好的充放电状态。当储能变换器的 SOC 趋向于一个下限值时,如果该储能变换器的功 率指令是一种充电的情况,那么就应该增加其充电 的功率指令,以确保该储能变换器在下一个时间点 能够保持良好的工作状况,如果该储能变换器的功 率指令是一种放电的情况,那么就应该减少放电的 功率指令,以确保其不会出现过量放电的情况。

对于第一层模糊控制器而言,将 $\partial_x(t)$ SOC 趋于 上限值的状态和 $\ell_x(t)$ SOC 趋于下限值的状态作为其 输入量,并且其论域在 – 1 ~ 1 之间,将其设为输出 量,在引入加权平均法的基础上^[14],清晰化处理第 一层模糊控制器的功率指令即输出量为

$$\chi_{x}(t) = \frac{\sum_{a} \sum_{b} \gamma_{\partial_{x}}(t), a \times \gamma_{\ell_{x}}(t), b \times \Delta \chi_{x}(t)}{\sum_{a} \sum_{b} \gamma_{\partial_{x}}(t), a \times \gamma_{\ell_{x}}(t), b}$$
(7)

其中, a 和 b 表示蓄电池第一层模糊控制规则, $\gamma_{\theta_x}(t)$, a 表示第一层模糊控制器输入量对应的第 a 个隶属 度值, $\gamma_{\ell_x}(t)$, b 表示第一层模糊控制器输入量对应 的第 b 个隶属度值。

根据公式(7)的清晰化结果,判断功率指令的

充放电状态,给出第一层模糊控制器的校正功率,即:

$$\Delta P'_{x}(t) = \begin{cases} \chi_{x}(t)\hat{P}'^{+}_{x} & P''_{x} < 0\\ \chi_{x}(t)\hat{P}'^{-}_{x} & P''_{x} < 0 \end{cases}$$
(8)

式中, *P''_{*}* 表示第一层模糊控制器的功率。 1.2.2 第二层模糊控制器

由于第一层模糊控制器在功率校正过程中,会 出现真实负载与负荷调度曲线偏离的问题,第二层 模糊控制器的功能是改善这一问题。当储能变换器 的 SOC 高于负载预期时,如果另一个储能变换器的 功率校正因子为正值,则储能变换器可以在一定程 度上对直流微电网进行合理的放电,从而弥补直流 微电网的电力缺口^[15],确保负载的稳定。如果储能 变换器的 SOC 低于负载预期,而储能变换器的功率 校正因子为负值,则储能变换器可以对直流微电网 进行合理的充电,从而消纳剩余电力,确保负载的 稳定。

对于第二层模糊控制器而言,其输入量为 σ_x (t)和 $\Delta \zeta_x(t)$,输出量为 $\Delta \delta_x(t)$,根据储能变换器 具有的能量互补特性,校正第二层模糊控制器的功 率指令,在校正过程中,通过控制储能变换器充放 电状态,计算控制器功率即:

$$\Delta P''_{x}(t) = \begin{cases} \delta_{x}(t)\hat{P}''^{+}_{x} & P''_{x} \ge 0\\ \\ \delta_{x}(t)\hat{P}''^{-}_{x} & P''_{x} < 0 \end{cases}$$
(9)

上式中, P"', 表示第二层模糊控制器的功率。

经过双层模糊控制之后,储能变换器的功率指 令为

$$\Delta P_{x}(t) = \Delta P'_{x}(t) + \Delta P''_{x}(t)$$
(10)

综上所述,通过校正第一层模糊控制和第二层 模糊控制器的功率指令,实现储能变换器的双层模 糊控制。

2 仿真分析

2.1 实验模型

为了验证文中方法在含恒功率负荷的直流微电 网储能变换器控制中的有效性,在仿真环境下,搭 建了直流微电网,如图4所示。

该直流微电网中增加了光伏和风电等分布式电 网,改变了直流微电网的负载消耗功率,并且在混 合储能系统的参与下,保证直流微电网运行时母线 电压的稳定性。在蓄电池和超级电容混合储能系统 中,可以通过控制充电和放电电流来控制这两种储 能介质的状态。一般情况下,超级电容具有较高的 功率密度和快速的充放电速度,适合用于短时间的 高功率输出;而蓄电池则具有较高的能量密度和较 长的充放电周期,适合用于长时间的低功率输出。



图4 直流微电网模型

因此,在仿真环境中,在需要瞬间提供大功率 输出的情况下,优先使用超级电容进行放电,而在 需要长时间稳定输出的情况下,将蓄电池作为主要 储能介质。以此通过控制两种储能介质的充电和放 电时间,达到最优化的能量管理,满足实验需求。

2.2 模糊控制下的电压调节效果

在含恒功率负荷的直流微电网中,图5给出了 光伏发电装置和双层模糊控制的储能变换器的输出 功率与负荷消耗功率。



从图 5 可以看出,直流微电网运行在储能变换 器的双层模糊控制状态时,储能变换器输出功率初 始值为 5.5 kW,光伏电源输出功率的初始值为 5.0 kW,当直流微电网运行 1.2 s之后,储能变换器的 输出功率为 5.3 kW,而光伏电源的输出功率下降至 4.5 kW,1.4 s时,储能变换器输出功率下降至 5.2 kW,光伏电源的输出功率继续下降到 4.0 kW。对 于负载消耗功率而言,储能变换器负载消耗功率初 始值为 8 kW,光伏电源负载消耗功率初始值为 6 kW,运行到 0.9 s时,储能变换器负载消耗功率为 10.5 kW,光伏电源负载消耗功率增大到 10 kW, 1.2 s之后,储能变换器与光伏电源的负载消耗功率 均开始减小,1.4 s时继续增大,储能变换器负载消 耗功率为 9.5 kW,光伏电源负载消耗功率为 8.5 kW,最后均在 1.8 s时恢复到初始值。

在图 5 中光伏电源输出功率与负载消耗功率的 条件下,直流微电网在储能变换器的双层模糊控制 状态下与恒压控制状态下的母线电压和在储能变换 器的双层模糊控制状态下与恒流控制状态下母线电 流变化情况如图 6 和图 7 所示。



图 7 直流电网的母线电流变化情况

根据图 6 和图 7 的结果可知,在含恒功率负荷 的直流微电网中,在光伏发电装置的输出功率与负 荷消耗量发生突然变化的情况下,与恒压控制相比, 经过储能变换器的双层模糊控制,母线电压的波动 幅度和恢复时间都比较小。以光伏发电装置在 1.2 s 时的突变为例,储能变换器的双层模糊控制可以使 母线电压的下降幅值控制在 5.0 V 以内,恢复时间 只有 0.05 s, 而在恒压控制状态下, 母线电压的下降幅值超过了 20 V, 恢复时间也超过了 0.1 s。而在 光伏发电装置的输出功率与负荷消耗量发生突然变 化的情况下,与恒流控制相比,经过双层模糊控制, 母线电流的波动幅度较小,波动恢复时间也较短, 当发电装置在 0.9 s 时发生的波动,利用双层模糊控 制的电流下降幅度仅为 2 A,恢复时间仅为 0.1 s。 而恒流控制状态下,电流下降幅度为 8 A,恢复时间 远超过 0.1 s。因此可以说明文中的控制方法可以抑 制光伏电源输出功率与负载消耗功率的突变带来的 母线电压、电流波动,保证含恒功率负荷的直流微 电网稳定运行。

2.3 对比分析

为了体现文中方法在直流微电网储能变换器双 层模糊控制中的优越性,将文中方法与基于 LC 串联 型储能变换器的控制方法和基于改进嵌入式 SOGI-FLL 的控制方法作对比,测试了蓄电池的 SOC 变化 情况。为了保障不同方法的控制精度,将 PID 控制 器的比例增益、积分时间和微分时间都调整为 0, 使功率扰动和直流电压波动相同,更好地展现控制 效果。SOC 变化结果如图 8 所示。



图 8 蓄电池的 SOC 与放电时间的关系

从图 8 的结果可以看出,采用基于 LC 串联型储 能变换器的控制方法和基于改进嵌入式 SOGI-FLL 的 控制方法时,可以确保每一个蓄电池的 SOC 差值稳 定不变,但是无法合理分配蓄电池的功率,对于蓄 电池 1 和蓄电池 3 而言,由于其初始的 SOC 值比较 低,使其提前退出为直流微电网的供电,此时导致 蓄电池在运行中的功率突然增大,给直流微电网的 运行带来较大冲击。而采用文中控制方法时,蓄电 池的 SOC 较大,就会承担更多的功率,保证每一个 蓄电池之间的 SOC 都处于均衡状态,这一过程中, 每一个蓄电池承担的功率也可以得到平滑的变化, 基本不会影响直流微电网的运行,不仅可以延缓蓄 电池退出为直流微电网的供电,还可以有效避免蓄 电池退出为直流微电网的供电,还可以有效避免蓄

(下转第77页)

无电解电容三相永磁同步电机驱动系统控制策略研究

张贝贝,何维祥,张恒伟,李小荣,董淑海 (国网连云港供电公司,江苏连云港 222000)

摘 要:无电解电容三相永磁同步电机驱动系统具有寿命长、功率密度高等优点。本文分析无电解电容三相永磁同步电机驱动系统的基本结构和工作原理;详细分析电网侧输入功率与电机交轴电流关系,提出 q 轴电流给定控制策略;利用直流母线电压限制电压条件,提出简单有效的 d 轴电流给定控制策略;为提高电网侧功率因数,提出加入 陷波器滤除交直轴给定电压中的特定次谐波分量。仿真结果表明,该控制策略能够有效的降低电网侧输入电流畸 变率。

关键词:无电解电容;功率密度高;直流母线电压;功率因数;陷波器;电流畸变率 中图分类号:TM351;TM341;TP273 文献标志码:A 文章编号:1001-6848(2023)11-0055-05

Control Strategy of Electrolytic Capacitor-less Three Phase Permanent Magnet Synchronous Motor Drive System

ZHANG Beibei, HE Weixiang, ZHANG Hengwei, LI Xiaorong, DONG Shuhai (State Grid Lianyungang Power Supply Company, Lianyungang Jiangsu 222000, China)

Abstract: Electrolytic capacitor-less three phase permanent magnet synchronous motor drive system has the advantage of long lifetime, high power density and so on. This paper made a detailed analysis of the basic structure and working principle of the system. The relationship of q axis current and the output power of the inverter was analyzed and q axis current control strategy was given. The simple and valid control strategy of d axis current was given based on DC bus voltage limitation. In order to improve the power factor of the grid side, a notch filter was added to filter the specified harmonic component in the given d-axis voltage. The simulation results show that the control strategy can effectively reduce the input current distortion rate. **Key words**: electrolytic capacitor-less; high power density; DC bus voltage; power factor; notch filter; input current distortion rate

0 引 言

近年来,交流电机驱动系统在中小功率家用电 器中得到广泛应用,例如空调、冰箱、吸尘器等。 在传统的 AC-DC-AC 功率变换器中,为维持直流母 线电压恒定以及逆变器输出功率恒定,直流母线常 常并联一个大容量电解电容。但大容量电解电容容 易受电流纹波以及电容温度的影响,温度每提高 10℃,电解电容寿命将减少一半,低使用寿命的电 解电容已成为家用电器的主要故障之一;直流母线 电压恒定,二极管导通角小,电网侧输入电流畸变 率大,输入功率因数低,造成电网谐波污染;为解 决并联大容量电解电容带来的低功率因数问题,常 常需要增加功率因数校正(Power Factor Correction, PFC)电路,但这也增加了控制系统的开关损耗,增 加了系统的成本;大容量电解电容增加了系统的体 积与重量。

针对大容量电解电容本身存在的缺陷以及增加 PFC电路带来的问题,有学者提出了采用小容值薄 膜电容代替大容量电解电容^[1],并且省去其中的 PFC电路,称为"无电解电容三相永磁同步电机驱动 系统"。其中,永磁同步电机采用转子内嵌式永磁同

收稿日期: 2023-05-08, 修回日期: 2023-06-20

作者简介:张贝贝(1992),男,硕士,工程师,研究方向为永磁同步电机驱动控制技术。 何维祥(1975),男,高级工程师,研究方向为电力系统及其自动化技术。 张恒伟(1990),男,硕士,工程师,研究方向为永磁同步电机驱动控制技术。 李小荣(1985),男,工程师,研究方向为电力系统及其自动化技术。 董淑海(1994),男,硕士,助理工程师,研究方向为永磁同步伺服电机现代控制技术。 步电机,相对于转子表贴式永磁同步电机,内嵌式 永磁同步电机具有功率密度高以及机械强度高等优 点;且内嵌式永磁同步电机转子磁路结构不对称, 交、直轴磁阻不相等产生的磁阻转矩有利于提高电 机的过载能力,有利于弱磁扩速。无电解电容三相 永磁同步电机驱动系统利用直流母线电压波动,增 大二极管导通角,降低电网侧输入电流畸变率,提 高电网侧输入功率因数(Power Factor, PF),采用小 容量薄膜电容能够降低整个电机驱动系统的体积与 重量,延长交流电机驱动系统的寿命。

但无电解电容三相永磁同步电机驱动系统的控 制策略并未得到很好的解决,这极大地制约该系统 的应用。H. Haga 等早在 2002 年提出将直接转矩控 制策略应用于无电解电容电机驱动系统^[1],只选择 使磁链正向旋转的电压矢量,控制电机反电势低于 直流母线电压,但开关管通断频率不固定导致电网 侧输入电流进一步恶化; 文献[2]提出交轴电流给 定以电网频率两倍变化,直轴电流给定采用弱磁控 制,策略简单,但仍然无法解决电网侧低功率因数 问题; 文献[3]提出采用重复控制策略, 提高逆变 器输出功率跟踪精度, 电网侧输入功率因数进一步 提高; 文献[4]提出基于逆变器输出功率的直接控 制策略,分别对电流环输出的交直轴电压给定进行 补偿,有效地降低电网侧输入电流的畸变率; 文献 [5]提出基于"平均电压限制"概念给定直轴参考电 流,低载情况下的电网侧输入功率因数得到改善, 但忽略电压限制方程中交直轴电流微分项,导致电 网侧输入电流低次谐波电流分量增加; 文献[6-8]从 提高电机驱动系统效率出发,提出提高直流母线电 压利用率的控制策略,但负载变化需要对直流母线 电压最低值进行重新整定,过程复杂;文献[9-10] 提出了一种基于网侧输入电流比例反馈的无电解电 容驱动系统谐振抑制策略,实现有源阻尼控制。

以往直轴电流给定控制策略复杂,本文研究一 种简单有效的直轴电流给定控制策略。深入分析无 电解电容三相永磁同步电机驱动系统网侧输入功率 与电机交轴电流的关系,提出交轴电流给定控制策 略,同时利用直流母线电压限制条件,提出简单有 效的直轴弱磁控制方式,为进一步提高电网侧输入 功率因数,提出加入陷波器滤除交直轴给定电压中 的特定次谐波分量。最后,仿真结果验证了该方法 的可行性。

1 无电解电容系统基本原理

当电网侧输入功率因数等于1时,电网电压与

电网输入电流同相位, 网侧瞬时输入功率为:

$$p_{\rm s} = v_{\rm s} i_{\rm s} = V_{\rm s} I_{\rm s} \sin^2(\theta_{\rm s}) \tag{1}$$

其中, v_s 为电网电压瞬时值, i_s 为电网输入电流瞬时值, V_s 为电网电压幅值, I_s 为电网输入电流幅值, θ_s 为电网电压相位。

若忽略二极管导通压降,则电网电压与直流母 线电压之间的关系为

$$|v_{s}| - v_{dc} = R_{s}|i_{s}| + L_{s}d|i_{s}|/dt$$
 (2)
其中, v_{dc} 为直流母线电压瞬时值, R_{s} 为进线电阻
值, L_{s} 为进线电感值。因进线电阻、电感值小,可
忽略进线电阻以及电感上压降,直流母线电压与电

$$v_{\rm dc} = |v_{\rm s}| = |V_{\rm s}\sin(\theta_{\rm s})| \tag{3}$$

直流母线电容瞬时功率为

$$p_{\rm c} = v_{\rm dc} C_{\rm dc} \frac{\mathrm{d} v_{\rm dc}}{\mathrm{d} t} = 0.5 \omega_{\rm s} C_{\rm dc} V_{\rm s}^2 \sin(2\theta_{\rm s}) \qquad (4)$$

其中, C_{de}为直流母线电容值。

网电压关系等效为

整流二极管属于不可控型器件,二极管通断由 二极管两端电压差决定,因此前级整流电路不能控 制电网侧输入电流以及直流母线电压。而逆变器的 开关管属于可控型器件,控制逆变器开关管导通与 关断,控制逆变器输出功率。因此有必要分析逆变 器输出功率与电网输入电流之间的关系。

根据瞬时功率理论,逆变器输出功率等于电网 侧输入瞬时功率减去直流母线电容瞬时功率,即

$$p_{\rm out} = p_{\rm s} - p_{\rm dc} \tag{5}$$

由式(5)知,控制逆变器的输出功率可控制网 侧输入功率。

电网侧输入电流为

$$i_{\rm s} = (p_{\rm out} + p_{\rm dc})/v_{\rm s} \tag{6}$$

由式(6)可知,电网侧输入电流波形与逆变器 输出功率有关,可通过控制逆变器的输出功率降低 电网侧输入电流畸变率。

2 交轴电流控制策略

内嵌式永磁同步电机在同步旋转坐标系下的电 压与电流关系为式(7),逆变器瞬时输出功率为式 (8)。

$$v_{d} = Ri_{d} + L_{d} \frac{\mathrm{d}i_{d}}{\mathrm{d}t} - \omega L_{q}i_{q}$$

$$v_{q} = Ri_{q} + L_{q} \frac{\mathrm{d}i_{q}}{\mathrm{d}t} + \omega(\lambda + L_{d}i_{d})$$
(7)

 $p_{\rm out} = 1.5(\bar{v}_{dq} \cdot \bar{i}_{dq}) = 1.5(v_d i_d + v_q i_q)$ (8)

其中, ω 为电机转子角速度, L_a 、 L_q 为定子电感交、 直轴分量, i_a 、 i_a 为定子电流交、直轴分量, λ 为转 子永磁磁链值。

将式(7)代入式(8),得:

$$P_{out} = 1.5\omega i_q (\lambda + (L_d - L_q)i_d) + 1.5R(i_d^2 + i_q^2) +$$

 $1.5(L_d i_d \frac{di_d}{dt} + L_q i_q \frac{di_q}{dt})$ (9)
将式(9)代入式(5),得:
 $1.5\omega i_q (\lambda + (L_d - L_q)i_d) + 1.5R(i_d^2 + i_q^2) +$
 $1.5\left(L_d i_d \frac{di_d}{dt} + L_q i_q \frac{di_q}{dt}\right) = V_s I_s \sin^2(\theta_s) -$ (10)

 $0.5\omega_{\rm s}C_{\rm dc}V_{\rm s}^2\sin(2\theta_{\rm s})$

薄膜电容容值很小,只有几微法,直流母线电 容瞬时功率可忽略不计。当电机转速恒定时,电机 交轴电流中应包含 sin²(θ_s)分量,本文设计的交轴 电流控制器框图如图1所示。



图1 交轴电流调节器系统框图

3 直轴电流控制策略

图 2 为无电解电容三相永磁同步电机驱动系统 高功率因数控制原理示意图。当用小容量薄膜电容 代替大容量电解电容时,由于薄膜电容容值不到电 解电容容值的 1%,直流母线电压波动变大,二极 管导通角增大,电网输入电流正弦度提高,电网侧 输入电流的畸变率降低,网侧输入功率因数提高。



图 2 电网侧输入电流、电网电压以及母线电压关系图 网侧输入功率因数可由下式计算得到,

$$\cos\phi = \sqrt{\frac{2\arcsin(\frac{V_{\rm m}}{V_{\rm s}}) + \sin(2\arccos(\frac{V_{\rm m}}{V_{\rm s}}))}{\pi}} \qquad (11)$$

由式(11)知, 网侧输入功率因数只与变量 V_m/ V_s 有关, V_m/V_s 越小, 电网侧输入功率因数越高, 可通过控制直流母线电压控制输入功率因数。

当直流母线电压较低、电机处于高转速时,电 机反电势高于直流母线电压,导致二极管关断,电 网侧功率因数降低,电流畸变率变大。考虑直流母 线电压限制条件,电机的交直轴电压给定需满足:

$$|v_{out}^{*}| = \sqrt{(v_{d}^{*})^{2} + (v_{q}^{*})^{2}} \leq \frac{v_{dc}}{\sqrt{3}}$$
 (12)

将式(7)代入式(12),两边取平方,并积 分,得:

$$\int_{0}^{p^{i}} \left(\left(Ri_{q} + L_{q} \frac{\mathrm{d}i_{q}}{\mathrm{d}t} + \omega \left(\lambda + L_{d}i_{d} \right) \right)^{2} + \left(Ri_{d} + L_{d} \frac{\mathrm{d}i_{d}}{\mathrm{d}t} - \omega L_{q}i_{q} \right)^{2} \mathrm{d}\theta \leqslant \int_{0}^{p^{i}} \frac{v_{\mathrm{dc}}^{2}}{3} \mathrm{d}\theta \quad (13)$$

将式(3)代入式(13),推导可得电机直轴电流 给定分量。

$$i_{d,av} = \frac{-\omega\lambda + \sqrt{\frac{v_{s}^{2}}{6} - 1.5(\omega L_{q}i_{q})^{2} - 2(\omega_{g}L_{q}i_{q})^{2}}}{\omega L_{d}} \quad (14)$$

由式(14)知,当电机转速提高时,直轴电流减 小;当负载增加时,交轴电流增加,此时直轴电流 减小,弱磁效果加重。

为进一步降低电网侧输入电流畸变率,直轴弱 磁电流应随着直流母线电压周期性波动,在式(14) 基础上加入正弦波动分量,修正后的直轴电流给定 分量为

$$i_d^* = i_{d,av} + A\sin(2\theta_s + \theta_{\text{off}})$$
(15)

其中, *A* 为正弦波动分量的幅值, *θ*_{off}为正弦波动分量的相位值。正弦波动分量幅值与相位值需要根据 实际负载情况进行调节。

直流母线电压以电网电压频率两倍波动,电机 交直轴电压给定含有大量谐波,对交直轴电压进行 傅里叶分析,得:

$$v_{d} = V_{d,0} + \sum_{k=1}^{\infty} V_{d,k} \sin(2k\theta_{s} + \phi_{d,k})$$

$$v_{q} = V_{q,0} + \sum_{k=1}^{\infty} V_{q,k} \sin(2k\theta_{s} + \phi_{q,k})$$
(16)

其中, $V_{d,k}$ 、 $V_{q,k}$ 、 $\phi_{d,k}$ 、 $\phi_{q,k}$ 分别为旋转坐标系下 d、 q 轴给定电压中第 k 次电压谐波分量幅值与相角。

式(16)代入式(8),得:

$$p_{\text{out}} = 1.5 \left((V_{d,0} + \sum_{k=1}^{\infty} V_{d,k} \sin(2k\theta_s + \phi_{d,k})) i_d + (V_{q,0} + \sum_{k=1}^{\infty} V_{q,k} \sin(2k\theta_s + \phi_{q,k})) i_q \right)$$
(17)

忽略直流母线电容瞬时功率,式(17)代入式 (6),得:

$$i_{s} = 1.5 \begin{cases} (V_{d,0} + \sum_{k=1}^{\infty} V_{d,k} \sin(2k\theta_{s} + \phi_{d,k}))i_{d} \\ + (V_{q,0} + \sum_{k=1}^{\infty} V_{q,k} \sin(2k\theta_{s} + \phi_{q,k}))i_{q} \end{cases}$$
(18)

由式(18)可得,交直轴电压含有各次谐波分量, 导致电网侧输入电流含有大量 50 Hz 以上各次谐波 分量,电网侧输入电流畸变率高,造成电网谐波污 染。利用陷波器滤除交直轴电压给定中的特定次谐 波分量,可以降低电网侧输入电流畸变率,改善电 网侧输入功率因数。

陷波器的传递函数为

$$G(s) = \frac{s^2 + (\omega_0)^2}{s^2 + 0.707\omega_0 + (\omega_0)^2}$$
(19)

其中, ω₀ 为谐振频率。

根据实际控制对象对陷波器进行参数设计。图 3 为陷波器伯德图,由图可知,在 200 Hz 处增益趋近于 0,达到抑制交直轴给定电压中的 200 Hz 谐波分量。



图 3 陷波器伯德图

4 结果与分析

为验证本文提出控制策略的有效性,在 Matlab/ Simulink 中进行了仿真分析。本文所用的永磁同步 电机仿真参数如表1 所示。

表1 内嵌式永磁同步电机参数

参数	参数值	参数	参数值
额定转速(r/min)	6000	定子相电阻/Ω	0.866
额定功率/kW	1.2	$d \downarrow q$ 轴电感/mH	8/20
极对数	2	磁链/Wb	0.12

图 4 和图 5 为直轴参考电流未修正前,负载分 别为 0.5 和 1 Nm 时驱动系统的 d、q 轴电流以及电 网侧输入电流波形;图 6 和图 7 为直轴参考电流修 正后,负载分别为 0.5 和 1 Nm 时电网侧输入电流波 形;图 8 和图 9 采用本文提出的控制策略,负载分 别为 0.5 和 1 Nm 时电网侧输入电流波形。表 2 为三 种控制策略在不同负载下对应的电网侧输入电流畸 变率比较。

对比图 4 与图 5、图 6 与图 7、图 8 与图 9,随 着负载增加,q轴电流幅值增加,d轴电流减小,弱 磁效果加重,二极管导通角增加,电网输入电流正 弦度提高。从表 2 可以看出,同样的控制策略,负 载加重,电网侧输入电流畸变率降低;同样的负载情况,直轴参考电流未修正前,电网侧输入电流畸变率 最高,直轴参考电流修正后,并且加入陷波器,电网 侧输入电流畸变率最低。可见,本文提出无电解电容 控制策略可以有效降低电网侧输入电流畸变率。



图4 直轴参考电流未修正负载为0.5 Nm时d、q轴电流、



图 5 直轴参考电流未修正负载为1 Nm 时 d、q 轴电流、 电网侧输入电流波形



图 6 直轴参考电流修正后负载为 0.5 Nm 时 d、q 轴电流、 电网侧输入电流波形



图 7 直轴参考电流修正后负载为 1 Nm 时 d、q 轴电流、 电网侧输入电流波形



图 8 加入陷波器后负载为 0.5 Nm 时 d、q 轴电流、 电网侧输入电流波形



图 9 加入陷波器后负载为 1 Nm 时 d、q 轴电流、 电网侧输入电流波形

表 2 不同控制策略下电网侧输入电流畸变率比较

方法	负载/Nm	电网侧电流畸变率/%
未修正	0.5	34.57(0.945)
修正后	0.5	29.49(0.959)
修正+陷波器	0.5	23.45(0.974)
未修正	1	28.20(0.962)
修正后	1	21.83(0.977)
修正+陷波器	1	16.08(0.987)

5 结 论

本文研究了一种降低无电解电容三相永磁同步 电机驱动系统电流畸变率的控制策略,深入分析控 制系统的网侧输入功率与逆变器输出功率的关系, 给出电机 q 轴电流控制方法,分析直流母线电压限 制条件,给出了 d 轴电流控制方法,为进一步降低 电网侧输入电流畸变率,提出加入陷波器滤除交直 轴电压给定中特定次谐波分量。仿真结果表明:此 控制策略能够显著的提高网侧的输入功率因数,降 低电网侧输入电流畸变率。

参考文献

- Takahashi I, Haga H. Inverter Control Method of IPM Motor to Improve Power Factor of Diode Rectifier [C]. Proceedings of the Power Conversation Conference-Osaka, 2002: 142-147.
- [2] Haga H, Yokoyama T, Shibata J, et al. High Power Factor Control for Single-Phase to Three-Phase Power Converter without Reactor and Electrolytic Capacitor[C]. 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, 2008: 766-771.
- [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] Shin H, Ha J I. Active DC-Link Circuit for Single-Phase Diode Rectifier System with Small Capacitance [C]. International Power Electronics and Application Conference and Exposition, 2014: 875-880.
- [5] Jung H S, Chee S J, Sul S K, 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.
- [6] Chae Y H, Ha J I. Motor Current Reference Generation for Reducing Motor Currents in Drive Systems with Single-Phase Diode Rectifier and Small Dc-Link Capacitor [C]. IEEE Applied Power Eletronics Conference and Exposition, 2016: 2801-2805.
- Son Y, Ha J I. Efficiency Improvement in Motor Drive System with Single Phase Diode Rectifier and Small DC-Link Capacitor [C].
 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2014: 3171-3178.
- [8] Son Y, Ha J I. Discontinuous Grid Current Control of Motor Drive System With Single-Phase Diode Rectifier and Small DC-Link Capacitor [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(2): 1324-1334.
- [9] 尹泉,李海春,罗慧,等.无电解电容永磁同步电机驱动系统 谐振抑制[J]. 华中科技大学学报(自然科学版),2021,49 (6):1-6.
- [10] 赵楠楠,周峰,丁大尉,等.永磁电机无电解电容驱动系统网侧电流谐波抑制策略[J].中国电机工程学报,2022,42(3): 1145-1154.

基于负载转矩滑模观测器的永磁同步电机 转速复合 PI 控制

付国伟,朱 虎

(宇通客车股份有限公司,郑州 450047)

摘 要:针对电动化工程机械用永磁同步电机(PMSM)频繁变转速、变负载扰动运行工况的需求,设计了一种复合 PI 控制器,以降低转速响应的超调。同时,为减小系统变负载扰动影响,提出一种负载转矩滑膜观测器,将其转矩 观测值补偿到电流环的给定,实现对随动负载的快速响应,提升系统抗负载扰动性能。通过仿真与实验证明,设计 的转速复合 PI 控制器能够可靠降低转速响应超调,提升系统抗负载扰动性能;提出的负载转矩观测器与前馈补偿控 制算法,能够准确观测实时的负载扰动,补偿至电流环给定的负载扰动,有效减低了转速的波动,改善了动态 性能。

关键词:永磁同步电机;负载转矩观测器;转速复合控制器;前馈补偿 中图分类号:TM351;TM341;TP273 文献标志码:A 文章编号:1001-6848(2023)11-0060-06

Compound Speed PI Control for Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Load Torque Sliding Mode Observer

FU Guowei, ZHU Hu

(Yutong Bus Co., Ltd., Zhengzhou 450047, China)

Abstract: A composite PI controller is designed to reduce the overshoot of speed response in response to the frequent variable speed and load disturbance operating conditions of permanent magnet synchronous motors (PMSM) used in electric engineering machinery. At the same time, in order to reduce the influence of system variable load disturbance, a load torque sliding film observer was proposed, whose torque observation value was compensated to the given current loop to achieve rapid response to the servo load and improve the system's anti load disturbance performance. Through simulation and experiments, it has been proven that the designed speed composite PI controller can reliably reduce speed response overshoot and improve the system's anti load disturbance performance; The proposed load torque observer and feedforward compensation control algorithm can accurately observe the real-time load disturbance, compensate to the load disturbance given by the current loop, effectively reduce the speed fluctuation, and improve the dynamic performance. **Key words**: permanent magnet synchronous motor(PMSM); load observer; mux-speed controller; feed-forward compensation

0 引 言

永磁同步电机(PMSM)因其高功率密度、高效 率、易于控制等特点,在电动汽车驱动控制、电动 化工程机械等领域中得以大量应用。在以上应用领 域中的转速控制场合,系统的负载转矩、目标转速 常随不同的运行工况而时变,在某些特殊应用场合, 常要求系统具备转速响应快速、无超调、抗负载扰 动强等性能,这对转速控制性能有更高需求。由于 频繁的变转速、变负载运行需求,仅靠传统转速 PI 控制器已经不能满足系统性能要求^[1-2]。

对于传统转速 PI 控制器调速性能差的问题,文 献[3-4]设计了微分反馈环节与输入微分前馈环节 对传统转速 PI 控制器加以改进以解决转速超调问 题,但微分环节不可避免会引入噪声,降低系统鲁

收稿日期: 2023-04-07,修回日期: 2023-07-27 作者简介:付国伟(1986),男,硕士,工程师,研究方向为电机驱动与控制。

朱 虎(1986),男,硕士,工程师,研究方向为永磁同步电机控制。

棒性,且在微分前馈作用下,当给定阶跃转速指令 值时,易使系统在起动阶段输出饱和。文献[5-6] 均提出用 IP 控制算法替代传统转速 PI 控制,并通过 实验证明 IP 转速控制器能够有效降低转速超调,但 因其控制结构问题, IP 控制器的抗扰能力较传统 PI 控制器并未改善。为改善系统的抗负载扰动性能, 可引入转矩前馈补偿思想,以抑制负载扰动下的控 制转速波动。然而采用物理传感器对负载转矩进行 测量,一方面会引入系统干扰,另一方面增加系统 额外成本,因此构建状态观测器替代物理传感器对 负载转矩实时测量是转矩前馈首选的方案。多数文 献采用全阶及降阶龙贝格观测器、卡尔曼滤波器等 算法对负载转矩进行观测。文献[7-8]基于降阶观测 器算法得到了系统负载实时估算值,并将此估算转 矩值叠加补偿到了转速控制器输出端,由于采用线 性观测器缘故,其对系统参数敏感,系统抗扰性较 差。文献[9-10]利用卡尔曼滤波器算法对负载转矩 实时观测,在转速控制器输出端加以了转矩补偿, 提高了负载扰动能力,但其算法复杂且计算量大, 工程实用性较差。

本文针对传统转速 PI 控制器转速响应超调的现 象,设计了一种带速度反馈的复合 PI 转速控制器。 同时为减小时变负载对控制转速造成的波动,提出 了用观测器将观测的转矩给予系统前馈补偿,将此 转矩值转化为电流指令引入至电流环的输入,以降 低负载扰动造成的转速波动。

1 PMSM 数学模型

为方便分析被控对象,可对电机做以下假设条件:(1)定子感应电动势、转子磁场为正弦分布; (2)不计铁心磁饱和、涡流损耗及磁滞影响。得到 PMSM 在同步旋转坐标系下电压方程为^[11]

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

电磁转矩方程为

$$T_{e} = 1.5 P_{n} [\psi_{f} i_{q} + (L_{d} - L_{q}) i_{d} i_{q}]$$
 (2)
不计及粘滞摩擦,机械运动方程可简化为

$$J\frac{\mathrm{d}\omega_m}{\mathrm{d}t} = T_e - T_L \tag{3}$$

其中, u_d 、 u_q 分别是定子d、q轴电压分量; i_d 、 i_q 分别是定子d、q轴电流分量; L_d 、 L_q 分别是d、q轴电感; R_s 为定子内阻; ω_e 为电角速度; P_n 为电机 极对数; T_L 为负载转矩; T_e 为电磁转矩; ψ_f 为永磁 体磁链;J为电机转子与负载间的等效转动惯量。

2 转速复合 PI 控制器的分析与设计

2.1 传统转速 PI 控制系统响应分析

对于 PMSM 转速 – 电流双闭环控制系统,采用 基于 $i_d = 0$ 的矢量控制,控制系统框图如图 1 所 示^[12]。通常电流环时间常数很小,可近似认为电流 环完全跟踪,即 $G_e(s) = 1$ 。



图 1 基于传统转速 PI 控制器的 PMSM 系统框图

由图1可分别得出传统转速控制系统转速输入 与输出间闭环传函G_a(s)和负载转矩与输出转速间闭 环传函G_T(s):

$$G_{\omega}(s) = \frac{\omega_m}{\omega_m^*} = \frac{k_T k_p s + k_T k_i}{J s 2 + k_T k_p s + k_T k_i}$$
(4)

$$G_{T_{L}}(s) = \frac{\omega_{m}}{T_{L}} = \frac{s}{J \, s2 + k_{T} k_{p} s + k_{T} k_{i}} \tag{5}$$

由式(4)可以看出,采用传统 PI 的双闭环调速 系统中,输入 – 输出传递函数 $G_{\omega}(s)$ 为带零点的二阶 系统,当给定系统较大转速阶跃时,其转速响应会 出现较大的超调。从扰动传递函数可看出, k_p 与 k_i 的值直接决定了系统的抗扰性能。可以看出系统的 跟踪性能与抗负载扰动性能不能独立调节,实际应 用中对转速 PI 参数的整定只能折中考虑,系统性能 提升受限。令转速 k_n 和 k_i 分别为

$$\begin{cases} k_{p} = \frac{\alpha_{s}J}{k_{T}} \\ k_{i} = \left(\frac{\alpha_{s}}{2\zeta}\right)^{2} \frac{J}{k_{T}} \end{cases}$$
(6)

式中, α_s 为系统 $G_{\omega}(s)$ 的带宽, ζ 为阻尼比。

由图1可写出转速控制系统转速输入输出间开 环传函如下

$$G_{so}(s) = \frac{k_T k_p s + k_T k_i}{J s^2} = \frac{\alpha_s s + \left(\frac{\alpha_s}{2\zeta}\right)^2}{s^2}$$
(7)

对于开环传递函数式(7),可求得系统截止频 率 ω_e 与相角裕度 φ_e 分别如下

$$\begin{cases} \omega_{c} = \frac{\alpha_{s}}{2\zeta} \sqrt{2\zeta^{2} + \sqrt{4\zeta^{4} + 1}} \\ \varphi_{c} = \arctan\left(2\zeta \sqrt{2\zeta^{2} + \sqrt{4\zeta^{4} + 1}}\right) \end{cases}$$
(8)

工程设计中,常取相位裕度范围在 40°至 70°之间,取 φ_e = 45°,由式(8)可求出 ζ = 0.42,进一步选 定系统期望的带宽,由式(6)即可得到传统转速控 制器的 PI 参数。

2.2 转速复合 PI 控制器的设计

为提升传统转速 PI 控制器系统的跟随能力与抗 扰能力,在系统反馈通道中引入一比例环节k_f,得到 简化后的转速复合 PI 控制系统结构框图如图 2 所示。



图 2 基于转速复合 PI 控制器的 PMSM 系统结构图

同 2.1 节中的假设,可得到转速复合 PI 控制系 统的传递函数 $G_a(s)$ 和 $G_{r_i}(s)$ 分别为

$$G_{\omega}(s) = \frac{\omega_{m}}{\omega_{m}^{*}} = \frac{k_{T}k_{p}s + k_{T}k_{i}}{Js^{2} + k_{T}(k_{p} + k_{f})s + k_{i}k_{i}} \qquad (9)$$

$$G_{T_L}(s) = \frac{\omega_m}{T_L} = \frac{s}{Js^2 + k_T(k_p + k_f)s + k_Tk_i} \quad (10)$$

对比式(9)与(4)、式(10)与式(5)可知,两个 系统的零点相同,只在特征方程上有 $k_T k_f s$ 项的区 别。转速复合 PI 控制系统反馈通道引入了比例因子 k_f ,增加了系统的阻尼,降低系统阶跃响应超调量。 调整 k_f 大小,即可同时调整 $G_{\omega}(s)$ 和 $G_{T_L}(s)$ 的极点位 置。因此在保持原 PI 参数不变的情况下,调整 k_f 值 便能达到改善系统跟踪与抗扰性能的目的。特别地 调整系数 k_f ,可使式(9)中的系统输入一输出传递函 数零极点对消,使之等效为一阶惯性系统,理论上 即可确保转速响应无超调,即

$$\frac{k_T k_p s + k_T k_i}{J s^2 + k_T (k_p + k_f) s + k_T k_i} = \frac{\alpha_s}{s + \alpha_s}$$
(11)

为便于分析转速复合 PI 控制器的性能,选取的 PI 参数与传统转速 PI 控制器保持一致,根据(6)式、(11)式可以得到

$$\begin{cases} k_{p} = \frac{\alpha_{s}J}{k_{T}} \\ k_{i} = \alpha_{s}k_{f} = \left(\frac{\alpha_{s}}{2\zeta}\right)^{2}\frac{J}{k_{T}} \\ k_{f} = \frac{\alpha_{s}}{4\zeta^{2}k_{T}} \end{cases}$$
(12)

仿真实验选取转速环响应带宽 α_s 为 12.5 rad/s, 可求得对应控制器参数 $k_p = 0.656$, $k_i = 10.143$, $k_f = 0.81$,基于表 1 中电机参数,对传递函数式(4) 和式(9)进行 Matlab 仿真,得到单位阶跃输入时, 传统转速 PI 控制器、复合转速控制器系统的转速响 应如图 3(a)所示;同样,将电机参数带入式(5)和 式(10),得到单位阶跃扰动输入时,系统转速的响 应波形如图 3(b)所示。



图 3 单位转速与扰动阶跃输入下系统的转速响应波形

从图 3 可以看出,在转速跟踪性能方面,采用 转速复合 PI 控制器时,转速超调基本为零,且动态 响应速度较快,相较于传统转速 PI 控制器性能有明 显提升;抗负载扰动性能方面,基于转速复合 PI 控 制器算法,在负载扰动作用下系统的转速跌落与调 节时间均优于传统转速 PI 控制器。

3 负载转矩观测器设计

3.1 构建负载转矩滑模观测器

根据 PMSM 的转矩和运动方程式(2)和式(3), 得到以转子电角速度、负载转矩为状态变量的状态 方程如式(13)所示^[13]。

$$\begin{cases} \frac{\mathrm{d}\,\omega_e}{\mathrm{d}t} = \frac{1.5P_n^2}{J} \left[\psi_j i_q + \left(L_d - L_q\right) i_d i_q\right] - \frac{p_n}{J} T_L \\ \frac{\mathrm{d}T_L}{\mathrm{d}t} = 0 \end{cases}$$
(13)

因系统机械运动时间常数远大于电流环时间常数,可认为一个在电流控制周期内负载近似恒定,即 $\frac{\mathrm{d} T_L}{\mathrm{d} t}$ =0,以电机电角速度与负载转矩为观测变量,构造如下式所示的滑模观测器。

$$\begin{cases} \frac{\mathrm{d}\omega_e}{\mathrm{d}t} = \frac{1.5P_n^2}{J} \left[\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q \right] - \frac{p_n}{J} \hat{T}_L + u_{\mathrm{smo}} \\ \frac{\mathrm{d}\hat{T}_L}{\mathrm{d}t} = g u_{\mathrm{smo}} \end{cases}$$
(14)

式中, $u_{smo} = ksgn(\hat{\omega}_e - \omega_e)$, k 为滑膜增益, $\hat{\omega}_e$ 为电角速度观测值, g 为反馈系数, \hat{T}_L 为负载转矩观

测值。

将式(14)、式(13)作差得到观测器误差方程为

$$\begin{cases} \frac{d\tilde{\omega}_{e}}{dt} = \frac{d\tilde{\omega}_{e}}{dt} - \frac{d\omega_{e}}{dt} = -\frac{P_{n}}{J}\tilde{T}_{L} + u_{\rm smo} \\ \frac{d\tilde{T}_{L}}{dt} = \frac{d\tilde{T}_{L}}{dt} - \frac{dT_{L}}{dt} = gu_{\rm smo} \end{cases}$$
(15)

式中, $\tilde{T}_L = \hat{T}_L - T_L$ 为负载转矩估计误差, $\tilde{\omega}_e = \hat{\omega}_e - \omega_e$ 为速度误差;选取速度误差作为切换函数, 定义 滑模面为 $s(x) = \tilde{\omega}_e = 0_\circ$

3.2 滑模可达性分析

由广义滑模运动收敛条件 ss ≤0 可知^[14]:

$$s\dot{s} = \tilde{\omega}_e \dot{\tilde{\omega}}_e = \tilde{\omega}_e \left[ksgn(\tilde{\omega}_e) - \frac{p_n}{J} \tilde{T}_L \right] \leq 0$$
 (16)

由式(16)求得滑模增益 k 的可取区间为

$$k \leq - \left| \frac{p_n}{J} \tilde{T}_L \right| \tag{17}$$

根据滑模控制律,当观测器趋于滑模面时,满 足条件 *s* = *s* = 0,将其代入式(15)得到

$$\begin{cases} u_{\rm smo} = \frac{p_n}{J} \tilde{T}_L \\ \frac{d\tilde{T}_L}{dt} = g u_{\rm smo} \end{cases}$$
(18)

由式(18)得到观测转矩的误差方程为

$$\tilde{T}_L = \hat{T}_L - T_L = c e^{\frac{\beta P_n}{J}t}$$
(19)

式中, c 为常数, 转矩观测误差 \tilde{T}_{L} 以指数级速度快速收敛于零, 收敛快慢取决于反馈系数 g 的大小。 由式(17)、式(19)可以看出, 观测器性能由 k 与 g 决定, 滑模增益 k 取值不能过大, 否则会引起转矩 观测值抖振, 影响转速环控制稳定性。选定合适的 滑模增益 k 与反馈系数 g 等控制参数, 即可实现转 矩观测值实时跟踪真实转矩值, 由此可建立下图 4 所示的负载转矩滑模观测器系统框图。



图 4 设计的负载转矩观测器结构框图

3.3 系统的整体控制框图

基于转速复合 PI 控制器构建 PMSM 转速 - 电流 双闭环控制系统,并将设计的负载转矩滑模观测器 引入系统中,将其实时观测的负载转矩转化为电流 信号前馈加入电流环中,形成二自由度转速控制系 统,以降低系统转速响应的超调量,同时提升系统 的抗扰性能,系统整体结构框图如下图5所示。



图 5 基于负载转矩观测器的转速复合 PI 控制系统框图

4 仿真与实验

为证明本文所设计控制系统理论的正确性,在 Matlab/Simulink软件中对系统进行了验证;同时基 于 Infineon TC275 控制芯片的电机控制器平台产品, 在 AVL 电驱实验台架进行了实验验证,硬件实验平 台如图 6 所示。仿真与实验用物理电机参数保持一 致,如表 1 所示。

系统仿真实验采用 Simulink 离散化系统模型进行,电流环控制周期 100 μ s,转速环控制周期 1 ms, 离散化后的控制器参数选择 $k_p = 0.42$, $k_i = 0.01$, $k_f = 0.54$;台架试验用控制器平台,电流、转速采用 率以及控制器参数与仿真保持一致,因台架物理条件 限制等因素,转速阶跃给定梯度为 1500 (r/min)/s。

表1 永磁同步电机参数

参数	参数值	
定子电阻/Ω	0.01	
D 轴电感/mH	0.048	
Q轴电感/mH	0.12	
永磁体磁链/Wb	0.035	
转动惯量/(kgm ²)	0.011	
极对数	4	
额定转速/(r/min)	2500	
额定电压(DC)/V	96	
额定转矩/(Nm)	35	



图6 实验平台

4.1 负载观测器性能验证

为验证负载观测器性能,首先使系统运行在一 恒定转速,然后给定系统一阶跃负载转矩值,实际 系统中,由台架陪测电机给定负载转矩,负载转矩 不会突变,而是以斜坡信号呈现。给定电机转速以 1000 r/min 稳态运行,0.4 s 时刻突加阶跃负载 20 Nm,0.8 s 时刻突卸负载转矩至0 Nm,试验过程 如图7(b)所示;图7(a)为同样工况条件下的仿真 结果图。





从图 7 可以看出,负载转矩突变后,观测器转矩观测值能够在 0.01 s 内快速跟踪至给定值,且无稳态误差。以上仿真与实验验证了负载转矩滑模观测器的有效性,以下将验证本文设计的转速复合 PI 加负载转矩前馈控制系统的性能。

4.2 系统转速控制性能验证

为测试本文所设计系统的性能,对其与传统转速 PI 控制系统进行对比实验,先后进行转速跟踪与抗负载扰动等两项仿真与实验验证。

仿真与实验工况一:负载转矩保持不变,指令 转速阶跃变化。

仿真与实验进行同工况验证,给定电机转速以 1000 r/min 带 10 Nm 负载稳态运行,在一时刻转速 给定突加至 1500 r/min,仿真与实验结果如图 8。

由图 8(a)可以看出,在给定阶跃转速指令下, 基于传统转速 PI 控制器的系统超调量约为40 r/min, 转速响应时间约为 10 ms;而基于负载观测器的转速 复合 PI 控制系统超调量约为0 r/min,转速响应时间 约为 20 ms。无论仿真还是台架实验,采用基于负载 观测器的转速复合 PI 控制系统都能可靠降低转速响 应的超调。



图 8 带载工况下转速阶跃响应波形

仿真与实验工况二:控制转速保持不变,给定 阶跃负载转矩。

给定电机转速以 1000 r/min 空载稳态运行,在 一时刻时刻突加负载转矩 10 Nm,待转速恢复稳定 后,再进行卸载至 0 Nm,仿真与实验结果如图 9。



图9 负载阶跃给定时转速波动曲线

从图 9(a)可以看出,在突加负载转矩时,传统 PI 控制系统转速存在约 55 r/min 的扰动,系统经过 0.12 s才能恢复至稳态值;而采用本文设计的控制 算法速度波动较小,波动值只有约 20 r/min。实验 结果和仿真基本一致,因此本文设计的基于负载观测器的转速复合 PI 控制可有效提升系统抗扰性能,降低因扰动造成的转速跌落。

5 结 语

为解决传统转速 PI 控制器转速响应易超调、跟踪性能差等问题,本文设计了一种转速复合 PI 控制器以降低超调、改善转速跟踪性能。同时针对负载扰动对电机转速造成的波动,提出了负载转矩滑模观测器,并对观测的扰动转矩转化为电流指令叠加至电流环给定,该方法有效降低了负载扰动引起的转速波动,提升了系统的抗扰性能。仿真与实验表明本文设计转速控制系统可有效提高系统跟踪能力与抗负载扰动能力。

参考文献

- [1] 唐任远.现代永磁电机理论与设计[M].北京:机械工业出版 社,2000.
- [2] 刘京航,王志成,王朔,等. 永磁同步电机高精度转速控制方法
 综述[J]. 计算机系统应用. 2017, 26(12): 32-36.
- [3] 陈荣,邓智泉,严仰光. 微分反馈控制在永磁伺服系统中的应用研究[J]. 电工技术学报. 2005, 20(9): 92-97.
- [4] 左月飞,刘闯,张捷,等. 永磁同步电机转速伺服系统 PI 控制

(上接第12页)

6 结 论

本文通过对某旋翼无人机用伺服驱动电机进行 了理论分析与有限元仿真,优化设计了一款高功率 密度、高效率和转矩波动相对平稳的伺服驱动电机, 得到了以下几点结论:

(1)采用多极多槽的分数槽集中绕组设计,这样既能平衡电、磁负荷,又能提升电机的功率密度与效率,同时还有助于降低转矩波动,增强电机运行平稳性。

(2)通过齿槽与定子铁心优化,仔细分析优化 了齿槽各尺寸对电机各项性能的影响,综合平衡后, 得到了较优方案。

(3)对于扇形表贴式永磁磁极结构,改变机械极弧系数与偏心距能够改善转矩波动,但转矩波动并不随两者降低而减小,而是波动变化。同时,机械极弧系数并非越大越能提升电机的功率密度与整体性能,当机械极弧系数趋近于1时,永磁磁极的边缘部分易产生闭合磁场,造成漏磁加剧,导致磁场分布变差,严重时会使电机性能下降。

(4)在不影响电机性能的前提条件下,通过有 限元分析可得到转子导磁环的最佳厚度,同时,可 器的一种新设计方法[J]. 电工技术学报, 2016, 31(13): 180-188.

- [5] Ahmed F I, EI-Tobshy A M, Mahfouz A A, et al. PI and IP Controllers in Closed Loop for DC Motor Drives [C]. Power Conversion Conference, Nagaoka, 1997: 613-618.
- [6] 王宏佳,杨明,牛里,等.永磁交流伺服系统速度控制器优化设 计方法[J].电机与控制学报,2012,16(2):25-31.
- [7] 荀倩,王培良,蔡志端,等.基于负载转矩观测器的PMSM 抗负 载扰动控制策略[J].电工电能新技术,2016,35(5):36-41.
- [8] 章玮,王伟颖.基于降阶负载扰动观测器的永磁同步电机控制[J].机电工程,2012,29(7):821-832.
- [9] 郑泽东,李永东,肖曦,等. 永磁同步电机负载转矩观测器[J].
 电工技术学报,2010,25(2):30-36.
- [10] Chen J F, Sun X D, Chen L, et al. Load Torque Observer Design of PMSMs for EVs Based on Square-Root Unscented Kalman Filtering [J]. Applied Mechanics & Materials, 2014: 615-618.
- [11] 袁登科. 永磁同步电动机变频调速系统及其控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2015.
- [12] 张海洋,许海平,方程,等.基于负载转矩观测器的直驱式永磁
 同步电机新型速度控制器设计制[J].电工技术学报,2018,33
 (13): 2923-2934.
- [13] 张晓光,孙力,赵克.基于负载转矩滑模观测的永磁同步电机 滑模控制[J].中国电机工程学报,2012,32(3):111-116.
- [14] Lai C K, Shyu K K. A Novel Motor Drive Design for Incremental Motion System Via Sliding-mode Control Method [J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2005, 52(2): 499-507.

据磁密分布情况对低磁密区域进行去重设计,得到 轻量化拓扑结构,有助于进一步提升电机功率密度。

参考文献

- [1] 莫会成,等.微特电机[M].北京:中国电力出版社,2015.
- [2] N S S P Nikam, S Pal, A K Wankhede, B G Fernandes. Performance Comparison Between PCB-Stator and Laminated-Core-Stator-Based Designs of Axial Flux Permanent Magnet Motors for High-Speed Low-Power Applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(7): 5269-5277.
- [3] 莫为,等. 一种四足机器人伺服电机设计与优化[J]. 微电机, 2019,52(10):1-6.
- [4] 莫会成, 闵琳, 王健, 等. 现代高性能永磁交流伺服系统综述一永磁电机篇[J]. 微电机, 2013, 46(9): 1-10.
- [5] 彭兵,夏加宽,王成元,等.近极槽数表贴式永磁同步电机齿顶漏磁分析与计算[J].电工技术学报,2012,27(1): 114-118.
- [6] 朱启升.工业机器人伺服电机轻量化设计[D]. 沈阳: 沈阳工业 大学, 2020.
- [7] Wei W, Zhang J, Yao J, et al. Performance Analysis and Optimization of Power Density Enhanced Pmsm With Magnetic Stripe on Rotor
 [J]. Energies, 2020, 4(6): 13-15
- [8] 欧金生,沈贤锋,等.大功率高速永磁电机的电磁设计与损耗 分析[J].电机与控制应用,2020,47(6):46-51.
- [9] 李勇,吴佳鑫,等.飞行器用永磁电机系统的功率密度与需求 展望[J].电机与控制学报,2022,26(2):1-9.

基于梯度下降法的异步电机离线参数辨识方法

孙国栋¹,张凌云²,张珍睿²,李庆卓²,范宏伟² (1. 山东省科学技术情报研究院创新战略研究中心,济南 250101; 2. 齐鲁工业大学(山东省科学院),山东 济宁 272073)

摘 要:针对异步推进电机辨识过程中电机电压和电流幅值和相位计算不准确而导致的电机参数辨识精度低的问题,提出了一种基于梯度下降法的异步电机参数辨识算法;通过向定子电阻中通入不同电压,得到能够辨识电机的 定子电阻、转子电阻以及互感的相关电机采样数据。通过三次函数拟合的方式对逆变器的理论电压进行修正以提高 转子电阻的辨识精度;通过梯度下降法对电机交流电压和交流电流的波形进行数值分析,得到准确的正弦数据幅值 和相位并求解得到功率因数,进而求得更加准确的电机转子电阻、漏感以及互感。在基于TMS320F28379D的自主研 发变频器中对一台 7.5 kW 的电机进行了辨识实验,证明了该离线辨识算法的辨识精度。 关键词:异步电机;离线参数辨识算法;梯度下降法

中图分类号: TM343; TP273 文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2023)11-0066-08

Off-line Parameter Identification Method of Induction Motor Based on Gradient Descent Method

SUN Guodong¹, ZHANG Lingyun², ZHANG Zhenrui², LI Qingzhuo², FAN Hongwei²
 (1. Academy of Science and Technology Information Innovation Strategy Research Center Shandong Jinan 250101, China; 2. Qilu University of Technology (Shandong Academy of Sciences) Jining Shandong 272073, China)

Abstract: In order to address the problem of inaccurate identification of electric motor parameters resulting from the calculation of incorrect magnitude and phase of motor voltage and current during the identification process of the asynchronous propulsion motor, a gradient descent-based asynchronous motor parameter identification algorithm was proposed. By passing different voltages into the stator resistance, relevant motor sampling data that can be used to identify the stator resistance, rotor resistance, and mutual inductance of the motor are obtained. The theoretical voltage of the inverter was modified by a third-order curve fitting method, ultimately increasing the accuracy of the rotor resistance identification. By numerically fitting the waveforms of motor AC voltage and current using the gradient descent method, accurate waveform magnitude and phase were estimated, and the power factor was calculated, allowing the precise identification of motor rotor resistance, leakage inductance, and mutual inductance. An identification experiment was conducted on a 7.5 kW motor using a self-developed inverter based on TMS320F28379D, which demonstrated the effectiveness of the proposed algorithm in improving identification accuracy.

Key words: asynchronous motor; asynchronous motor; gradient descent method

0 引 言

在电动汽车的驱动系统中,与永磁同步电机相

比,高功率异步电机的成本更低,性能更强,因此 在国内外新能源汽车制造领域仍有广泛应用,例如 蔚来和特斯特汽车等制造商都采用异步电机作为推

收稿日期: 2023-07-18

- 基金项目:齐鲁工业大学(山东省科学院)德州中试项目(2022DZZS02);齐鲁工业大学(山东省科学院)科教产融合创新试点工 程(2022GH016)项目。
- 作者简介: 孙国栋(1985),男,硕士,工程师,研究方向为电机控制技术。 张凌云(1973),女,博士,讲师,研究方向为变频技术研究。 张珍睿(1994),男,博士,讲师,研究方向为电机驱动控制。 李庆卓(1984),男,硕士,工程师,研究方向为电机系统集成。 范宏伟(1985),男,本科,工程师,研究方向为电机驱动硬件设计。

进电机^[1]。异步电机的矢量控制需要准确的电机参数以实现磁场定向,才能获得较好的动、静态性能^[26]。而在实际应用过程中,电机准确参数往往难以获得,所以在实现异步电机的控制算法之前,需要辨识异步电机的参数^[78]。

电机的参数辨识技术主要分为两种,在线辨识 和离线辨识。在线辨识主要是为了实现更加精确的 控制结果^[9],解决随着工况的实时变动,离线辨识 无法追踪到实际的参数值的问题。因为定、转子电 阻值常由于电机温升、集肤效应等现象而发生波动, 电感参数值也随着磁饱和程度的差异而产生变 化^[10]。这些变化会对基于实时参数变化反馈的高性 能控制系统的精度造成较大影响。但在无法获取电 机参数时,在线辨识也无法正常工作。因此对于变 频驱动系统而言,离线辨识是保证其能够正常工作 的基础。在离线辨识异步电机参数的方法中又分为 静止状态下和动态状态下的电机参数辨识算法,静 止状态下的电机辨识算法通过计算获取参数。这种 方法要求电机的设计与制造数据绝对精确,但这类 数据通常很难获取,同时计算数据通常存在误差, 导致辨识效果较差,应用受到限制。动态状态下的 电机参数辨识算法是将异步电机结构等效为 T 型等 效电路, 然后通过直流、空载和堵转试验来确定等 效电路的电阻及电感参数。

在未知电机参数的离线辨识算法中,辨识精度 受到多个环节的影响。首先,需要利用变换器控制 电压输出[11-13],由于死区时间以及开关管动态特性 的参与,在电机测试中,受到电机额定电流的限制, 通常给定电压很低,因此调制出来的占空比也较低, 此时死区时间对开关管的开通时间具有重要影响, 使重构电压与真实电压存在很大差别。其次,功率 开关器件的等效电阻以及导线电阻也使电机等效电 阻发生改变,这种影响在电机参数较小时尤为明显。 所以,需要根据逆变器进行电压校正,对控制器的 给定电压进行重构。最后,电感参数的计算过程中 需要用到电压和电流的相位关系,利用电流为零时 取电压值的方法,获得其电压值再除以其幅值再进 行反正弦操作,能够得到功率因数角,但由于采样 电路的影响, 电机的采样电流存在较大的谐波, 无 法达到标准的正弦,也就无法获取准确的相位角, 导致辨识精度较低,针对这一问题,辨识精度较高 的一种解决方法是对采样信号进行精确地傅里叶分 析,但是这种方法的计算量较大,提高了变频控制 器硬件成本,而目前针对功率因数角误差也没有较 好的解决方案,只能依赖高成本的硬件设备解决。

为了提高异步电机离线辨识方法的辨识精度,

便于变频器的高性能控制应用,本文基于异步电机 的T形等效电路,给出了一种基于梯度下降法的异 步电机离线辨识方法,该方法首先为占空比较低时 的正弦电压提出了三次函数拟合曲线,提高逆变器 重构电压的准确度。其次,设计了基于梯度下降的 正弦函数拟合算法来获取测试过程中准确的电机电 压和电流波形参数,进而获得准确的相位差和幅值, 提高了控制器辨识算法的辨识精度。并在搭建的基 于TMS320F28379 的驱动平台中,对一台7.5 kW 异 步电机进行了参数辨识算法的实验验证。

1 异步电机参数辨识基本原理

异步电机的单相本体结构通常可以简化为电阻 与电感串并联电路,如图1所示,图中 R_s 和 R_r 为 定子和转子电阻, σL_s 和 σL_r 为定子和转子漏感(L_s 和 L_r 为定子和转子电感), L_m 为励磁电感,s为转 差率。对于变频器,可以通过相应的PWM的调制算 法,控制三相逆变桥输出相应的直流或交流电压, 因此可利用异步电机的等效电路,通过通入不同电 压信号,来获取不同参数的响应电流,进而计算电 机的相关参数。



图1 异步电机单相等效结构

1.1 定子电阻参数辨识

定子电阻的辨识通过向图 1 中通入直流电压实现,也称直流测试。实验时,由于电感在稳态时对 直流电压没有阻碍作用,同时电感对高频电流又有 较强的滤波作用,因此利用逆变器向电机 AB 相线 电压 U_{ab}输入直流电压,通过传感器得到三相电流 *I_a、I_b、I_c。根据图 1 的单相结构,忽略电机感性原 件,三相电机的结构可被转化为图 2 的等效结构图。*



图 2 直流测试异步电机等效结构

根据图2所示,电机的定子电阻可根据欧姆定 律进行计算,如式(1)所示。

$$R_{\rm s} = \frac{U_{\rm ab}}{1.5I_{\rm a}} \tag{1}$$

1.2 转子电阻、电感参数辨识

在1.1小节中,利用电感对直流电压的阻抗为 零的特性,可以辨识电机的定子电阻。同样,能够 利用高频电压求得电机电感的相关特性数据。因此 利用调制技术,向电机 AB 相线电压 U_{ab}中通入频率 *f*为 50 Hz 的交流电压,定子电感 L_s 和转子电感 L_r 的阻抗变大,则基于图 1 的单相结构,三相电机的 结构可被转化为图 3 的等效结构图。



图 3 堵转测试异步电机等效结构

在图 3 中,由于通入的是单相交流电,电机不 产生转矩,所以电机并不会旋转,因此这一辨识过 程也称为堵转实验。输入的 U_{ab}电压频率较高,由于 励磁电感的阻抗很大,励磁电流几乎为零,因此图 3 忽略了励磁电感回路,此时电机内部电路可以等 效为 B 相、C 相的电阻和电感并联后与 A 相串联。 根据图 3 可以得到系统的总阻抗 Z 为

$$Z = \frac{U_{ab}}{I_a} \tag{2}$$

假设电机此时的功率因数角为 θ ,则等效电阻为

$$R = \frac{U_{\rm ab}}{I_{\rm a}} \cos\theta \tag{3}$$

所以,转子电阻 R_r可以被计算出:

$$R_{\rm r} = (2/3)R - R_{\rm s} \tag{4}$$

利用功率因数角 θ ,等效感抗X为

$$X = \frac{U_{\rm ab}}{I_{\rm a}} \sin\theta \tag{5}$$

进一步地, 定子漏感和转子漏感为

$$\sigma L_s = \sigma L_r = \frac{X}{6\pi f} \tag{6}$$

从式(2) -式(6)中可以看出,转子电阻和漏感 的准确值依赖 U_{ab}和 I_a 准确的幅值和相位信息,而 在测量电路中,实际存在较大的测量噪声和非线性 因素,对实际值的影响较大。进一步的,根据电机 的漏感辨识电机的互感。

1.3 励磁电感辨识

电机采用 V/F 控制,电机工作在额定转速状态,且电机空载运行,使电机的转差率接近0,则 电机的单相模型可以认定为转子回路为开路,等效 电路图如图4所示。

在 V/F 的空载运行状态下, 电机的等效总阻抗 Z 为

$$Z = \frac{U_{ab}}{I_a} \tag{7}$$

假设此时的功率因数角为 θ ,等效感抗X为

$$X = \frac{U_a}{I} \sin\theta \tag{8}$$

相应的, 励磁电感 L_m 可以被计算出

$$L_{\rm m} = \frac{X}{2\pi f} - \sigma L_{\rm s} \tag{9}$$

通过式(7) - 式(9)可以看出,与转子电阻辨识 过程类似,励磁电感需要获取准确的相电压和相电 流的幅值和相位信息,而过程中测量噪声和逆变器 非线性,将会影响实际波形的正弦,导致辨识误差。



图 4 V/F 测试异步电机等效结构

通过上述分析可以看出,准确的电机参数辨识 算法,离不开准确的电机状态变量。而对于高功率 驱动系统,母线电压的幅值高达540 V,电机的电阻 通常小于1 欧姆,因此电机能够承受的直流电压与 其额定电流相关,以定子电阻为0.5 Ω、额定电流 为15 A、7.5 kW 的异步电机为例,每相绕组能承担 的稳态直流电压只有7.5 V,即每相理论占空比只有 1.3%左右,此时开关管的压降及死区时间对于实际 电压的影响非常大,简单的死区补偿和管压降补偿 已经无法与重构相匹配。因此需要对逆变器进行非 线性性校正,根据理论占空比重构电机的实际电压。

2 电机采样数据拟合及重构策略

对于高功率异步电机,受到电机安全电流的限制,给定电压通常较低,因此离线辨识中直流测试 和堵转实验必须对逆变器电压进行拟合重构。而针 对正弦型数据的幅值和相位也需要对实际数据进行 处理才能获取正确的相位和幅值信息,下面提出的 相应的拟合策略。

2.1 逆变器电压重构策略

受到逆变器非线性的影响,在占空比较低的测试环境中,常见的死区补偿和管压降补偿难以保证 重构电压的准确性。而不同型号的逆变器非线性特 征也并不相同,因此本文以自研的变频器为例,给 出重构方法,同时该方法具有一定的普适性。考虑 到示波器带宽可能会影响实际波形的准确性,本文 搭建了 RC 低通滤波电路,并采用万用表的测量方 式确保获取准确的实际值。设计的 RC 分压测量电 路如图 5 所示,图中 *R*₁、*R*₂ 分别为分压电阻,*C* 为
滤波电容。采用截止频率为800 Hz的RC参数配置, 同时为了防止电压过高破坏万用表,采用了分压电 阻将实际电压按照比例缩小测量。

为了构建在低占空时更加准确的相电压,通过 向 DSP 设置不同相电压 U_a,经过调制算法控制逆变 器输出,该过程可以通过计算得到理想线电压。计 算得到线电压与 RC 电路测量得到的实际电压结果 如图 6 所示。DSP 计算值与给定值呈现线性关系, 而实际值受到逆变器非线性的影响在低压范围内与 给定值呈现尤其明显的非线性。而定子电阻、转子 电阻以及漏感都需要在电压较低的工作区域进行辨 识测试,因此必须对低压区域的准确电压进行重构。



图 6 RC 测量 U_{ab} 与 DSP 计算值

设定电压U_/V

图 6 中给定电压 U_a 为 0 - 13 V 时, 计算值非线 性明显, 而在 13 V 后, 逆变器非线性因素影响降 低,因此采用分段函数对逆变器进行拟合。为了获 取准确的电压实际值,采用三次函数对 0 - 13 V 的 DSP 理论计算值进行拟合矫正,利用理论占空比和 测量数据,设计四个未知参数估计逆变器的非线性 特性,在 0 - 13 V 时,实际占空比 D 与计算占空比 D'的关系为

$$D' = aD^{3} + bD^{2} + cD + d$$
(10)

在13 V 以上时,实际占空比与计算占空比的关 系通常会受到线路阻抗、死区等影响,这里把母线 电压也作为相关系数来设计拟合函数,利用理论占 空比和测量数据,设计三个未知参数对电压进行重 构,则实际占空比 D 与计算占空比 D'的关系为

$$D' = eD + f + gU_{dc} \tag{11}$$

通常在母线电压会在一定范围内波动,在论文的实验中,通过一个直流电源控制母线电压 *U*_{de}在 500 V - 560 V 之间变化。利用函数(10)和(11)对

DSP 的理论计算值进行拟合,并进行多次实验取平均值。实验过程采用 Matlab 对数据进行处理,计算得到相关系数 a, b, c, d, e, f 和 g。最终拟合参数如式(12)所示。

$$D' = \begin{cases} 3 > D \ge 0 \text{ B}^{\frac{1}{2}}:\\ 693. 2D^{3} - 13. 04D^{2} + 0. 1823D - 4. 459 \times 10^{5}\\ D > 3 \text{ B}^{\frac{1}{2}}:\\ 0. 87D - 0. 01 + 0. 5/U_{dc}\\ -3 < D < 0 \text{ B}^{\frac{1}{2}}:\\ 693. 2D^{3} + 13. 04D^{2} + 0. 1823D + 4. 459 \times 10^{5}\\ D < -3 \text{ B}^{\frac{1}{2}}:\\ 0. 87D + 0. 01 - 0. 5/U_{dc} \end{cases}$$

$$(12)$$

并将式(12)中的拟合系数代入 DSP 的重构电压 程序中,得到拟合后的重构电压,如图 7 所示。图 中 DSP 的重构值与实际值在低占空比时的误差接近 于 0,满足了辨识实验对于电压的重构精度。



图 7 RC 测量 U_{ab} 与 DSP 重构值

本节提出了一种逆变器非线性校正方法,本方 法适用于大多数变频器,因为变频器的校正电压能 够提高电机参数的辨识精度,且对于依赖电机电压 的无位置控制算法也具有重要意义。辨识算法除了 受逆变器非线性影响外,还对采样数据的准确性要 求较高,尤其在漏感和励磁电感的辨识中,需要获 取准确的参数相位信息,这对辨识结果影响较大, 因此还应设计精度较高的电压和电流的幅值和相位 提取算法。

2.2 基于梯度下降法的正弦数据拟合策略

DSP 的采样数据和重构数据受到电机本体,逆 变器非线性和信号干扰等因素的影响,通常存在畸 变,这就导致通过获取电流过零点时电压值的方式 求解相位会出现较大的偏差,而傅里叶分析会增加 大量的 DSP 运算,降低了算法效率。对此本文提出 了一种基于梯度下降法的电机电流和电压数据拟合 方法,该方法能够在 DSP 直接计算,提高异步电机 的离线辨识精度。 以相电压 $U_{a}(t)$ 为例,它是一个正弦信号,主 要包括幅值 U_{am} 、初相位 φ 和频率 ω 三个重要的信 息,对已知该信息的系统,可以重构出与之相同的 信号数据,所以,通过人为的设计一个正弦函数, 并通过均方差梯度计算的方式可求解出相电压的三 个重要信息,下面给出具体方案。

在辨识过程中,电压的给定频率是已知且固定 的,因此只需要知道幅值和初相位即可确定准确的 正弦信息,所以已知数据对应的函数应为正弦函数:

$$U_{a}(t) = U_{am}\sin(\omega t + \varphi)$$
(13)

在 DSP 的运行过程中,所有的数据都可以瞬时 的被记录下来,存储到相应的存储空间中,例如对 于一个5 kHz 开关频率的驱动系统而言,每0.5 ms 存取一次相电压的值,则 100 个存取周期就可以取 到 2.5 个周期的 50 Hz 电压正弦信号。下面利用这 100 个数据计算出相电压信号的初相位和幅值。根 据式(13),假设拟合出的相电压信号为 U'_a(t),幅 值为 U'_a,相位为 φ'。

$$U'_{a}(t) = U'_{am} \sin(\omega t + \varphi')$$
(14)

判断拟合正弦信号是否准确的判断条件为拟合 函数与实际数据的正弦数据的均方差是否够低,如 式(15)所示。

$$\sigma(U_{a}(t), U'_{a}(t)) = \sqrt{\frac{\sum_{t=1}^{100} (U_{a}(t) - U'_{a}(t))^{2}}{100}}$$
(15)

当拟合出的函数与采样数据的均方差接近0时, 说明拟合出的初相位和幅值已经达到了相对准确的 值。因为拟合数据中包括两个值,因此为了简化学 习率的设计,先对采样数据先进行标幺化处理,避 免幅值对函数初相位拟合精度的影响,求解正弦函 数的均方根来求解有效值,如式(16)所示。

RMS(
$$U_{a}(t)$$
) = $\sqrt{\frac{\sum_{t=1}^{100} U_{a}^{2}(t)}{100}}$ (16)

利用√2倍均方值作为正弦数据的估计幅值,并 将所有的采样数据除以该值实现标幺化,这样可以 将不同数量等级的正弦数据都等效为-1到1的标 准值,简化梯度下降法的学习率的选择,便于实现 代码的模块化。

在梯度下降法中,最重要的两个环节是初值的 确定和学习率的确定。而在 DSP 的计算过程中,合 理的初值能够显著的降低梯度寻优过程中的迭代次 数,提高 DSP 的运算效率。

对于正弦数据的初始相位而言,可以将0~2π

的初相位等分为十份,并求解每个相位对应的均 方差:

$$\min \begin{pmatrix} \sigma \left(\frac{U_{a}(t)}{\sqrt{2}RMS(U_{a}(t))}, \frac{U'_{a}(t, \varphi_{i})}{U'_{am}} \right), \\ \varphi_{i} = 0.628i, (i = 0, 1, 2..., 9) \end{pmatrix} (17)$$

通过式(17)计算出两个最接近于零的均方差以 及对应的相位值,假设解为 φ_n 和 φ_m 。进一步地, 求解两个初始相位对应的均方差,并计算均方差对 应的梯度。定义初相位计算的梯度计算公式为

$$\nabla \sigma(\varphi) = \frac{\sigma(U'_{a}(t, \varphi_{n})) - \sigma(U'_{a}(t, \varphi_{m}))}{\varphi_{n} - \varphi_{m}}$$
(18)

梯度下降法是利用梯度逐次降低,最终求解出 满足误差要求解的方法,因此在下一次梯度计算中, 初值可以利用均方差梯度计算出:

$$\varphi_{\rm m} = \varphi_{\rm n} ,$$

$$\varphi_{\rm n} = \varphi_{\rm n} - \alpha \ \nabla \sigma(\varphi)$$
(19)

式中,
$$\alpha$$
 为相角梯度下降学习率,该值决定了梯度
的下降速度,过大的值易导致算法振荡发散,过小
的值会造成局部最优而不是全局最优,因此该值选
取为($\varphi_n - \varphi_m$)的十份之一。

依次进行式(18)和式(19)的迭代计算,并定义 均方差梯度小于一定值时(例如0.0001),选取此时 均方差最小的相位值作为电压的初始相位值 φ' 。可 同时定义最大迭代次数,避免特殊情况的发散。

基于初始相位值 φ' ,进一步对采用样数据的函数幅值进行梯度下降法求解。此时,经过式(16)能够粗略的计算出幅值的范围,并以该值的 0.7 $\sqrt{2}$ 倍和 1.5 $\sqrt{2}$ 倍(记为 U_{anl} 和 U_{an2})作为初始幅值,进行均方差计算和梯度计算,定义幅值计算的梯度计算公式为

$$\nabla \sigma(U_{\rm am}) = \frac{\sigma(U'_{\rm a}(t, U_{\rm am1})) - \sigma(U'_{\rm a}(t, U_{\rm am2}))}{U_{\rm am1} - U_{\rm am2}}$$
(20)

选取均方差梯度稍大的幅值作为初始点,对应 的幅值梯度下降法公式为

$$U_{am2} = U_{am1},$$

$$U_{am1} = U_{am1} - \beta \nabla \sigma(U_{am})$$
(21)

式中, β 为幅值梯度下降学习率,该值决定了梯度 的下降速度,因此该值选取为(*U*_{aml} - *U*_{am2})的十份之 一。重复的求解式(20)和式(21),直到求得满足均 方差要求(例如0.0001)的幅值 *U*'_{am}即可完成幅值拟 合。与初相位梯度迭代一样,可同时定义最大迭代 次数,避免特殊情况的发散。

2.3 异步电机辨识流程

通过第1章中的辨识过程获取电机相应的实验

数据。利用本章提出逆变器电压重构方法以及基于 梯度下降的正弦函数拟合算法,对正弦数据的相位 和幅值依次的拟合得到采样数据准确的初相位值和 幅值,进而利用式(2)-式(9)可计算出相应的电机 参数。具体的计算过程如图 8 所示,利用电机的矢 量控制程序,对PWM 调制前的给定信号进行修改, 作为辨识程序的励磁电感辨识实验波形如图 13 所 示。与图 11 - 图 12 相比, 空载 V/F 的电压方波变 得标准,因为此时电压等级高,但从图上看,电流 波形的谐波含量较高,畸变也比较严重,波形的幅 值和相位信息难以确定给定值。对于一台新电机, 首先根据电机的耐受电流 i_N,控制逆变器缓慢增加 给定电压 U, 当电机达到耐受电流时, 确定直流测 试中的最大给定电压 U*,进而确定堵转实验中的给 定电压幅值。最大电压确定后,依次进行定子电阻 辨识、转子电阻和漏感辨识以及励磁电感辨识,每 个辨识实验进行至少十次(i=10), 取最终转子电 阻、定子电阻、励磁电感以及漏感的平均值 R_r 、 R_s 、 L_{m} 、 $\sigma L_{r}(\sigma L_{s})$ 。为了节省控制器存储资源可以设置 固定的数据存放空间,每测试一次擦除一次,另设 辅助寄存器,存储每次辨识的结果,用以求平均值。



图 8 程序结构图

3 实验验证

实验平台如图 9 所示,采用一台 7.5 kW 的异步 电机作为测试对象,测试分为三个步骤进行:定子电 阻参数辨识、转子电阻、电感参数电视以及励磁电感 辨识。采用德州仪器的 TMS320F28379D 为控制芯片。



图9 实验平台

首先进行定子电阻参数辨识,辨识结果如图 10 所示。从实际的示波器波形中可以看出,当给定 $U_a = 5 V$ 直流电时,每个控制中断中的 U_{ab} 相电压的 实际波形存在较大随机性,受到逆变器非线性的影 响,开关管很难正常开通,所以通过简单的死区补 偿难以保证重构电压的准确性。当给定 $U_a = 18 V$ 的 直流电时,这一现象得到改善,如图 11 所示,但开 关管的波形依然不是完整的方波,因此在占空比较 低的范围内,必须对逆变器进行非线性补偿,才能 获取准确的辨识值。



图 11 给定电压 U_a 为 18 V(直流)时 U_a与 I_a 实验波形

· 72 ·



图 12 给定电压 U_a 为 25 V(50 Hz)时 U_{ab}与 I_a 实验波形



图 13 V/F 时 U_{ab}与 I_a 实验波形

通过图 10 - 图 13 的实验波形看出,在逆变器 非线性的影响下,电机的电压实际值与理论值偏差 较大。同时电流的波形也有不同程度的畸变,采用 直接观测的方式难以获取较为准确的幅值和相位信 息,所以需要采用数据拟合的方式来获取相对准确 的数据信息。下面对算法的拟合性能进行验证,如 图 13 所示,利用一组仿真波形,加入了超过幅值 的噪声,通过本文所提的算法拟合后,可以看出, 拟合后的正弦数据能准确的跟随信号,具有较高的 拟合精度,能够获取准确的正弦信号相位信息和幅 值信息。

在 DSP 的计算中, 通过 ADC 采样电路获取电机 的电流信息,同时通过 2.1 小节中的逆变器非线性 拟合方法对电压值进行重构,通过数据控制储存并 导出后,实验波形如图 14 - 图 16 所示,图中红色曲 线能够准确的拟合出不同实验下的电压波形和电流 波形,进而得到准确的相位信息和幅值信息,通过 计算图 8 的计算流程后,能够辨识出准确的异步电 机参数。



图 14 任意一组正弦数据的拟合实验结果(无量纲)







图 16 V/F测试时 U_{ab}和 I_a 的拟合波形 变频器整体的辨识过程如图 17 所示,整个计算

过程大概持续24 s, 计算时间主要受电机耐受电压 计算过程, V/F 起动过程以及多次计算求平均过程 影响,根据实际的系统和电机大小,可对该时间进 行调整。最终的辨识结果如表1所示,实验测试了 不同母线电压的辨识结果,由于拟合过程中考虑了 母线电压波动,所以辨识精度依然较高,误差在 10%以内。



辨识过程中的 Uab与 Ia 的实验波形 图 17

表 l	不同母线甩压	卜的辨识结果
-----	--------	--------

母线电压	定子电阻	转子电阻	漏感 σL_r	励磁电感
$U_{ m dc}/{ m V}$	$R_{ m s}/\Omega$	$R_{ m r}/\Omega$	$(\sigma L_{\rm s})/{\rm mH}$	$L_{\rm m}/{\rm mH}$
540	0. 5833	0. 5382	0.00230	0.06
500	0.5503	0.56	0.00228	0.068
560	0. 5241	0.6017	0.00228	0.0587
出厂值	0. 55	0. 55	2.4	0.07

4 结 语

本文针对传统异步电机参数辨识精度低的问题, 提出了一种改进的离线参数辨识方法。提出逆变器 非线性补偿方法解决占空比较低时的电压重构误差 大的问题,提高了电压重构值的精度;为了精确的 提取电机电压和电流的幅值和相位信息,提出一种 基于梯度下降法的计算策略,通过计算实际数据和 拟合数据的均方差判断拟合数据的准确性,利用均

方差梯度计算每个迭代循环的初值,并通过归一化 先获取数据相位再获取数据幅值,提高了 DSP 的计 算效率,避免了算法的发散。实验证明,基于梯度 下降法的异步电机离线参数辨识算法提高了参数的 辨识精度,便于工程应用。

参考文献

- [1] 赵许强,韩冰,迟久鸣.一种电动汽车用三相异步电机控制策 略[J]. 微电机, 2020, 53(2): 87-90, 101.
- [2] 倪守辉, 王善铭, 黄子果. 大功率空心杯异步电机的参数计算 与试验验证[J]. 电工技术学报, 2016, 31(15): 1-7.
- [3] 陈冰洁,孙慧芳.三角形接法异步电机空间矢量脉宽调制控制 技术与实现[J]. 微电机, 2022, 55(12): 76-80.
- [4] 李筱筠,杨淑英,曹朋朋,等.低速运行时异步驱动转速自适应 观测器稳定性分析与设计[J]. 电工技术学报, 2018, 33(23): 5391-5401.
- [5] 刘乐, 高杰, 强嘉萍, 等. 基于浸入与不变理论的交流异步电机 自适应位置跟踪控制[J]. 电工技术学报, 2021, 36(12): 2594-2606.
- [6] 罗成,李孺涵,杨凯,等.基于电流优化的无速度传感器感应电 机零频穿越策略[J]. 电工技术学报, 2022, 37 (19): 4947-4956.
- [7] 谢昊天, 汪凤翔, 柯栋梁, 等. 基于集成优化的感应电机无权重 系数预测转矩控制[J]. 电工技术学报, 2022, 37 (12): 2992-3003.
- [8] Chen H, Bi C. An Effective Method for Determination and Characteristic Analysis of Induction Motor Parameters [J]. IET electric power Applications, 2022(5): 16.
- [9] 马志军,王雪迪,王乃福,等.基于改进 MRAS 的异步电机转 子电阻在线辨识[J]. 微电机, 2022, 55(9): 89-92.
- [10] 杜肖飞, 郭农生, 周元钧. 异步电机磁路饱和仿真研究[J]. 微 电机, 2014, 47(9): 1-4, 13.
- [11] 许嘉杰,李锐华,胡波. 基于三矢量模型预测控制的 T 型三电 平整流器定频控制策略[J]. 电气技术, 2022, 23(6): 17-23 +92.
- [12] 裴泽伟,朱佳兵,吴文超,等. 双馈风力发电机网侧变换器的 非线性控制策略研究[J]. 微电机, 2022, 55(10): 70-75.
- [13] 葛利俊,梅玮,郝铁军.基于 IPM 的新型开关磁阻电机功率变 换器电路[J]. 微电机, 2011, 44(11): 87-90.

 (次他电机》(月利)

 邮发代号: 52 -92
 订价: 8 元/期
 年价: 96 元/年
 编辑部邮购(含快递费): 300 元/年
 集市: micromotors @ vip. sina. com
 地
 址: 高新区上林苑四路 36 号(710117)
 电话: 029 - 84276641

转向系统避免突然丢失助力的功能安全方案研究

刘新明, 戴培军

(博世华域转向系统有限公司,上海 201800)

摘 要:本文基于国标和 ISO26262 功能安全的相关标准要求,主要从软件功能和硬件层面对电动助力转向系统突然 丢失助力进行了安全分析,并基于此介绍了转向系统避免突然丢失助力的安全路径。使读者在安全概念层面对这一 安全目标有全新的认识和了解,同时也从系统层面对转向系统如何实现避免突然丢失助力的安全策略有一定的指导 和借鉴意义。

关键词:突然丢失助力;安全策略;转向系统 中图分类号:TP273 文献标志码:A 文章编号:1001-6848(2023)11-0074-04

EPS Prevent SLOA Functional Safety Analysis

LIU Xinming, DAI Peijun

(Bosch Huayu Steering Systems Co., LTD., Shanghai 201800, China)

Abstract: This article is based on the relevant requirements of GB standards and ISO26262 functional safety standards. A safety analysis mainly from the perspective of software functionality and hardware was conducted for the sudden loss of assist of the electric power steering system, and introduced the safety path for the steering system to avoid sudden loss of assist. Which having a new understanding of this safety goal at the safety concept level for readers, and also provide guidance and reference on how to achieve the safety goal of avoiding sudden loss of assistance from the system level.

Key words: sudden loss of assist; safety strategy; steering system

0 引 言

随着 GB 17675 的实施,各整车企业对功能安全 有了更为详细和严格的要求。其中转向系统的相关 性失效会导致整车安全目标被违背,整车不可控, 从而导致驾驶员人身受到一定程度的危害。

目前中国国内对功能安全标准的研究^[1],以及 商用车、线控转向系统的安全设计有部分成果,但 对介绍转向系统如何实现其安全目标的安全策略的 相关文献较少。在 GB17675 中,对转向系统提出了 避免非预期转向,转向卡滞以及突然丢失助力三个 功能安全目标。标准里对避免突然丢失助力的完整 性等级要求相比于非预期转向和转向卡滞要低^[2], 但在自动驾驶 L2 和 L2 + 概念中,驾驶员始终在环, 应以驾驶员意图为第一优先级考虑,当驾驶员有转 向意图时,突然的丢失助力会导致车辆难以按照驾 驶员意图转向,从而导致危害的发生。所以,当整 对于功能安全目标非预期转向和转向卡滞, EPS 系统的安全状态可定义为关闭电机输出,此时转向 系统恢复机械转向,驾驶员仍可通过方向盘正常驾 驶车辆,保证车辆安全。但对于避免突然丢失助力 且有功能安全等级要求时, EPS 系统的一般安全概 念是需要在可能的情况下在一定时间内提供部分 助力。

在传统的一般的安全概念上,每当系统识别到 某一失效会导致非预期转向或者转向卡滞后会在一 定的故障容忍时间内瞬间关断助力。当然这种方式 符合对非预期转向和转向卡滞安全目标的安全状态 的定义,但这在一定程度上也导致了系统违背突然 丢失助力这一安全目标。所以,除了直接会导致系

车危害分析对突然丢失助力有一定安全要求时(QM 以上),此安全目标即需要按照标准要求的完整性等级开发,也需要考虑相应的安全策略来实现避免突然丢失助力。

收稿日期: 2023-07-11

作者简介:刘新明(1990),男,硕士,研究方向为转向系统功能安全。 戴培军(1975),男,硕士,研究方向为系统工程。

统突然丢失助力的失效外,本文也以硬件的失效为 例,介绍了 EPS 如何在保证避免非预期转向和转向 卡滞的前提下也尽可能避免助力的突然丢失,以此 提高此安全目标的失效率。

本文首先通过对转向系统突然丢失助力这一安 全目标进行概念层面的简述,以此来引入突然丢失 助力的安全概念,其次列举了几个典型的会导致突 然丢失助力的转向基本功能是如何设计和考虑的, 最后以几个典型的硬件故障为例,介绍了转向系统 在发生硬件故障时是如何在关断助力过程中避免突 然丢失助力的,使读者对转向系统如何避免突然丢 失助力这一安全目标的安全概念有全新的了解与 认识。

1 EPS 软件功能导致的丢失助力概述

1.1 突然丢失助力概念简述

转向系统的工作原理主要通过驾驶员输入的手 力矩来相应的输出电机助力以辅助驾驶员转向,给 驾驶员更舒适的驾驶感。非预期的助力的减小或者 缓慢的降低从安全角度来看不会导致危害的发生, 但短时间内突然的助力丢失会使驾驶员来不及反应, 从而无法控制车辆并导致危害的发生。

突然丢失助力的定义通过以下两个方面描述了 转向系统助力突然的降低:

(1)助力过高的梯度跌落;

(2)剩余助力过低。



图 1

如图1所示,导致突然丢失助力需要满足两个 条件,其一是助力跌落过快,其二是助力跌落至某 一过低水平。所以,当转向系统发生失效需要关断 助力时,转向系统需要限制助力以一定的梯度下降 到某一水平来避免突然的助力丢失。

助力降低梯度和助力降低水平的设定标准是确 保驾驶员对整车一般可控^[3]。整车驾驶场景的模拟 一般在一定速度和一定方向盘转角下进行变道,过 弯以及高速出口,并以某一降助力梯度和降助力水 平来模拟助力突然丢失,以车辆侧向加速度等指标 来评估车辆可控性。

2 EPS 硬件导致的突然丢失助力概述

文献[4]简单介绍了对于非预期转向和转向卡 滞这两个安全目标满足 ASILD 的硬件设计方案,但 对如何避免突然丢失助力这一安全目标没有说明。 本章通过列举几个典型的 EPS 硬件故障来说明电子 转向系统是如何在硬件失效时避免助力突然丢失的。

2.1 电子转向系统电压过高

转向系的正常操作电压一般在 12 V~18 V,电 压的过高可能会导致硬件故障,比如三相桥被破坏, 从而导致转向系统的卡滞,并导致危害的发生。

当系统检测到电压过高时,为避免系统由于过 压导致硬件破坏和突然丢失助力,转向系统会识别 电压异常,并主动减少电机助力到某一水平来保护 硬件元器件破坏。

2.2 电子转向系统扭矩传感器失效

驾驶员手力扭矩信号是电动助力转向系统计算 电机助力的输入之一,如果扭矩传感器失效,则意 味着转向系统无法准确判断需要提供的助力大小, 会导致非预期转向发生。

按照一般非预期转向的安全状态定义,转向系 统需要瞬间关闭助力(一般在 20 ms 以内)以避免违 背非预期转向这个安全目标。但于此同时也意味着 转向系统会突然丢失助力。

当然以上进入安全状态的措施如果在驾驶员无 转向意图时(车辆直行),瞬间关断助力并通过报故 障灯提醒驾驶员是合理的且不会产生危害。但如果 驾驶员在此时有转向意图,例如过匝道转弯过程中 瞬间关断助力会导致车辆不可控并导致危害的发生。

为了保证驾驶员有转向意图时系统不会突然丢 失助力,转向系统传感器失效时会判断方向盘角度, 当方向盘角度大于某一阈值时,系统即认为驾驶员 试图转向,此时转向系统会根据方向盘角度、车速 以及上一时刻有效的驾驶员手力值来提供5秒的助 力,这种进入安全状态的方式避免了驾驶员转向困 难和整车不可控。

2.3 Power Stage-MOSFET 短路

由转向的基本原理可知, MOSFET 短路会导致 转向卡滞,转向系统需要关断助力以避免危害的发 生。但同时,当驾驶员在车速中高速有转向意图 如上所述,需要找到一种合理可行的安全路径 来避免助力的突然丢失。

当 MOSFET 短路时,转向系统首先会判断驾驶员方向盘角度以识别驾驶员是否有转向意图(转弯),方向盘角度是否大于某一阈值时。其次,转向系统会同时判断是否车速大于某一阈值。如果两者同时满足,转向系统会通过开环控制并以电机两相控制方式继续提供一定时间的降级助力以帮助驾驶员完成转向动作。

但当方向盘角度小于某一阈值(驾驶员无转向意 图),或者车速小于10公里每小时(整车一般可控) 时,转向系统可以瞬间关断助力来避免转向卡滞 风险。

3 EPS 系统软件功能导致的突然丢失 助力概述

相比与硬件失效导致的助力突然丢失,软件功 能扭矩请求的错误计算亦会导致突然丢失助力。本 章将会简单介绍转向系统有哪些常见的功能失效会 导致突然丢失助力,系统又是如何避免此种危害的 发生并进入安全状态的。

3.1 EPS 驾驶功能导致的突然丢失助力避免

3.1.1 一般驾驶功能的突然丢失助力避免

电子转向系统除了可以提供高级驾驶辅助功能 以外,也有许多基本功能,比如主动回正功能,软 限位功能,阻尼功能等,这些功能的原理都是与驾 驶员请求的基础助力相反,所以其错误的计算会导 致助力的突然减小。

其中部分功能我们可以在功能内部增加安全机 制,限制其请求的最大扭矩,以此来避免扭矩的过 大请求导致丢失助力。比如主动回正功能,软限位 功能等。

当然,部分功能名义上会导致助力的突然丢失, 但我们可以经过论证来说明其不可能性,这可以有 效的减少安全机制的使用,避免功能实现的复杂性。 比如,按照一般对阻尼功能的定义,其作用机理是 阻尼力矩的请求与驾驶员请求助力相反并与方向盘 转速成正比。所以其错误的过大扭矩请求会导致基 础助力的减小。但从另一个角度考虑,当阻尼功能 过大请求时,基础助力会突然的减小,此时驾驶员 转向将更加困难并导致方向盘转速相应减小,这就 会导致阻尼功能的扭矩请求变小,从而避免了丢失助力。

从以上可以看出,一般驾驶功能对于避免突然 丢失助力的安全机制比较简单,只需要限制其最大 请求扭矩即可

3.1.2 高级辅助驾驶功能的突然丢失助力避免

对于车道保持辅助功能,其原理是请求一定的 整车可控性扭矩来帮助驾驶员使车辆保持在本车道。 但当过快的扭矩请求与驾驶员转向意图相反时,会 导致突然的丢失助力。

对此,转向系统在扭矩请求梯度上加以限制, 以避免车道保持辅助功能过快的请求辅助扭矩导致 助力突然的抵消。

3.2 EPS 架构设计层面的突然丢失助力避免

如图 2 转向系统功能架构图所示,由于 EPS 软 件架构的功能模块多且复杂,除了以上提到的基本 驾驶功能和辅助驾驶功能模块,还有协调处理模块 以及安全限制模块等。所以我们在软件功能架构设 计上也需要考虑是否要设计一定的安全机制或安全 模块可以来统一识别突然的助力丢失。



首先可以在扭矩流中加以安全机制,比如在底 层软件上监控应用层的扭矩请求梯度等,一旦扭矩 请求梯度超过限值,底层软件将以限制的扭矩梯度 来请求电机力矩。

其次,在安全限制模块后我们可以统一的用一 个安全模块或者安全机制来识别软件功能请求的扭 矩是否有助力丢失的可能,比如,当识别到驾驶员 手力矩过大且电机助力过小时,系统将判定丢失助 力发生,并由此模块提供一定的力矩来补偿此力矩 的丢失。

4 结 语

本文通过列举软件层面和硬件层面的典型失效, 介绍了转向系统是如何在硬件失效发生后和软件功 能架构设计时避免突然丢失助力的。

当然,对于非冗余系统而言,并不是所有的硬

件失效导致的突然丢失助力都可以被避免,比如当 系统电压过大超出某一安全值时,系统会瞬间关断 助力。对于非冗余系统,可能存在潜在的多个单点 失效存在,所以对于突然丢失助力是可以接受的。

如果对 EPS 有高级辅助驾驶要求且对于安全目标突然丢失助力有 ASILD 的完整性要求时,我们只能通过冗余系统来实现。本文中所给出的方法,旨在从非冗余系统的安全策略层面给读者提供一个开发转向系统避免突然丢失助力这一安全目标的新思路和新方法。

(上接第54页)

3 结 语

本文研究提出一种含恒功率负荷的直流微电网 储能变换器双层模糊控制方法,经过实验测试发现, 该方法可以阻止母线电压发生突变,避免蓄电池由 于 SOC 过低而放电的现象发生,维持直流微电网的 安全稳定运行。本文研究虽然取得一定成果,但是 当储能单元过多时,计算量就会变得更复杂,接下 来可以对储能变换器双层模糊控制方法进行调整优 化,减少控制过程中的计算量。

参考文献

- [1] 田民,秦岭,茅靖峰,等.少开关管和低电压应力的无变压器
 型高增益三端口光伏储能变换器[J].电网技术,2022,46 (10):4039-4047.
- [2] 王星,谭培枭,程志江,等.分数阶 PI⁻(λ)在 MMHC 储能变换 器并网控制中的研究[J]. 电气传动,2022,52(15):17-22,67.
- [3] 杨春来,温春雪,臧梓丞.储能变换器并网运行模式切换控制研究[J].电力电子技术,2020,54(2):12-15,27.
- [4] 王逸超,欧明勇,陈仲伟,等.基于LC串联型储能变换器的状态反馈控制策略研究[J].湖南大学学报(自然科学版),2021, 48(2):96-102.
- [5] 石荣亮,张烈平,于雁南,等. 基于改进嵌入式 SOGI-FLL 的储 能变换器虚拟惯量控制策略[J]. 电力自动化设备, 2021, 41

参考文献

- [1] 付越,李波,尚世亮,等. 乘用车转向系统功能安全标准研究[J]. 中国汽车, 2019(8):43.
- [2] 全国汽车标准化技术委员会. 汽车转向系基本要求: GB 17675-2021[S]. 北京: 中国标准出版社, 2021.
- [3] 全国汽车标准化技术委员会. 道路车辆功能安全第三部分:概
 念阶段: GB/T 34690, 3-2017 [S]. 北京: 中国标准出版
 社, 2017.
- [4] 李兵,张小乐,罗毅. 基于功能安全硬件指标的转向系统方案[J]. 电机与控制应用, 2021, 48(4): 99-103.

(2): 118-123.

- [6] 苏适,栾思平,罗恩博,等.一种基于级联 Buck-Boost 变换器 的多储能并联系统及其控制策略设计[J].电力科学与技术学 报,2022,37(3):70-76.
- [7] 赵永秀,晏铭,王骑. Buck-Boost 变换器内部分断放电引燃能力 及评价方法[J].西安科技大学学报,2022,42(1):160-167.
- [8] 沈超,赵世伟. 多输入双向全桥 DC-DC 变换器及其能量管理策 略研究[J]. 电工电能新技术, 2020, 39(6): 34-41.
- [9] 陈景文,李晓飞,莫瑞瑞,等. 基于频率分割和虚拟直流机的 混合储能控制策略研究[J]. 电子器件, 2021, 44 (2): 486-492.
- [10] 曾国辉,朱相臣,曾志伟,等.具有公共低压直流母线电压支 撑功能的储能单元 SOC 自动均衡控制策略[J].中国电机工程 学报,2022,42(19):7160-7170.
- [11] 段慧芹,黄志勇,杜书平,等. 基于交流小信号注入的双向 DC-DC 变换器均流控制[J]. 电气传动, 2022, 52(14): 15-19.
- [12] 贾磊磊,孙孝峰,潘尧,等. 非反向 Buck-Boost 变换器的多模
 式定频双向 ZVS 控制策略[J].太阳能学报,2022,43(12):
 520-530.
- [13] 杨惠, 晁凯悦, 孙向东, 等. 基于矢量作用时间的双向 DC-DC 变换器预测电流控制方法[J]. 电工技术学报, 2020, 35(S1): 70-80.
- [14] 王上行, 贾学翠, 王立华, 等. 混合储能系统的功率变换器电 流预测控制方法[J]. 电力建设, 2020, 41(1): 71-79.
- [15] 石荣亮,张烈平,王文成,等.基于改进型二阶广义积分器-锁频环的储能变换器惯量模拟方法[J].太阳能学报,2021,42
 (12):428-434.

电动机效率测量不确定度的评定 及测功机选择的分析

王 峰,刘晓刚,吴小刚,卢 强,尚 康 (西安微电机研究所有限公司,西安710117)

摘 要:以永磁直流电动机为测试对象,在相同测试条件下,使用功率分析仪和不同量程、精度的测功机进行两次 电动机效率的检测。分析电动机效率测量不确定度来源,详细叙述各个不确定度分量的评定过程,计算并合成电动 机效率的标准不确定度。分析测量不确定度评定过程及结果,对测量电动机效率时或者进行其他检测时选择仪表设 备提供一定参考。

Evaluation of Uncertainty in Motor Efficiency Measurement and Analysis of Dynamometer Selection

WANG Feng, LIU Xiaogang, WU Xiaogang, LU Qiang, SHANG Kang (Xi'an Micromotor Research Institute Co., LTD., Xi'an 710117, China)

Abstract: Using a permanent magnet DC motor as the test object, under the same test conditions, the motor efficiency was tested twice using a power analyzer and a dynamometer with different ranges and accuracies. Analyzed the sources of uncertainty in motor efficiency measurement, described in detail the evaluation process of each uncertainty component, calculated and synthesized the standard uncertainty of motor efficiency. Analyzing the evaluation process and results of measurement uncertainty provides a certain reference for selecting instrument equipment when measuring motor efficiency or conducting other inspections.

Key words: motor efficiency; evaluation of measurement uncertainty; dynamometer; range; accuracy

0 引 言

测量的目的是为了得到测量结果,但受限于客 观条件所有的测量值都与真值在一定程度上存在差 异,因此在一些精确度要求高的场合下仅给出测量 结果往往还不充分,在这种情况下我们会进行测量 不确定度分析,给出更为科学的测量结果。^[1]

随着现代社会的不断发展电动机被广泛应用于 航天航空、军事、电力、车辆等各行各业,而电动 机效率作为一项重要指标,能否精确测量就显得尤 为重要。本文利用直接法(使用测功机作为电动机负 载)测试电动机效率,根据 JJF1059.1-2012《测量 不确定度的评定与表示》^[2]分析不确定度来源,计算 各个参数引入的不确定度分量,合成标准不确定度。 进一步通过使用不同测功机进行测试,对比两次测 量不确定度评定过程和结果,分析不同设备不确定 度主要影响因素,从而给予测试时选择仪表设备提 供一定参考。 1 测试方法原理

本文选用一台永磁直流电动机作为此次测试样 品。效率的测定方法以测功机对电动机施加负载, 并测量转矩和转速,计算电动机输出功率,使用功 率分析仪测量电动机输入功率,这样电动机输出功 率与输入功率之比即为电动机效率。

2 电动机效率测试数学模型

电动机效率测试的数学模型为

$$\eta = \frac{T \times n \times \pi}{30 \times P} \tag{1}$$

式中, η 为电动机效率。*T* 为电动机转矩, 单位: Nm。*n* 为电动机转速, 单位: r/min。*P* 为电动机输 入功率, 单位: W。

收稿日期: 2023-08-21

作者简介:王 峰(1989),本科,工程师,研究方向为电动机检测。

3 不确定度来源的分析

由整个测试过程和以上数学模型分析,此次测 量电动机效率的不确定度来源由三部分组成:转矩、 转速、输入功率,而本文中这三个参数不确定度的 来源主要对重复检测、检测设备的允许误差及设备 分辨率三个分量进行分析。

4 不确定度传播率

此次电动机效率评定不确定度传播率为

 $u_{c}^{2} = C_{T}^{2}u_{T}^{2} + c_{n}^{2}u_{n}^{2} + c_{p}^{2}u_{p}^{2}$ (2) 式中, u_{c} 为标准不确定度; $c_{T} \ c_{n} \ c_{p}$ 分别为各分量灵 敏系数: $c_{T} = \pi n/30P$, $c_{n} = \pi T/30P$, $c_{n} = -\pi T n/30P^{2}$;

 u_T 表示 *T* 带来的不确定度; u_n 表示 *n* 带来的不确定度; u_p 表示 *P* 带来的不确定度。^[3-4]

5 不确定度分量的评定

5.1 转矩分量的不确定度评定

5.1.1 重复检测带来的不确定度

本次试验使用量程为 6.5 Nm 的测功机,在相同 测试条件下共检测 10 次,测试结果如表 1。

因此由重复检测带来的标准不确定度:

$$u_{T1} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n} (x_i - \bar{x})^2}{n(n-1)}} = 0.004$$
(3)

式中, u_{π} 为重复检测带来的标准不确定度, x_i 为每次检测所得的转矩, \bar{x} 为10次转矩检测数据的平均值,单位为均为 Nm。

5.1.2 转矩允许误差带来的不确定度

测功机转矩允许误差为±0.5%f.s.,计算转矩

允许误差带来的不确定度:

$$u_{T2} = \frac{6.5 \times 0.5\%}{\sqrt{3}} = 0.0188 \tag{4}$$

式中, u_n 为测功机转矩允许误差带来的不确定度, 单位为 Nm。

5.1.3 转矩分辨率带来的不确定度

由于转矩的分辨率为 0.001 Nm, 计算分辨率带 来的不确定度:

$$u_{T3} = \frac{0.001}{2\sqrt{3}} = 0.0003 \tag{5}$$

式中, *u*₇₃为转矩分辨率带来的不确定度, 单位为 Nm。 最终由转矩带来的不确定度:

$$u_T = \sqrt{u_{T1} + u_{T2} + u_{T3}} = 0.0188 \tag{6}$$

式中, u_T 为转矩带来的不确定度,单位为 Nm。

5.2 转速分量的不确定度

5.2.1 重复检测带来的不确定度

转速10次重复检测带来的不确定度为

$$u_{n1} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n} (x_i - \bar{x})^2}{n(n-1)}} = 0.5121$$
(7)

式中, u_{n1} 为转速 10 次重复检测带来的不确定度,单 位为 r/min,为每次检测所得的转速, x_i 为 10 次转 速检测数据的平均值, \bar{x} 单位为均为 r/min。

5.2.2 转速允许误差带来的不确定度

转速测量最大允许误差为 ± (0.04% +2 个字), 计算转速测试允许误差带来的不确定度:

$$u_{n2} = \frac{2992.8 \times 0.04\% + 2}{\sqrt{3}} = 1.8475$$
 (8)

式中, u_{n2} 为转速测量允许误差带来的不确定度,单位为 r/min_{\circ}

表1 第一次测试数据(6.5 Nm 测功机)

x_i	x_1	x_2	<i>x</i> ₃	x_4	<i>x</i> ₅	x_6	<i>x</i> ₇	x_8	x_9	<i>x</i> ₁₀	\overline{x}
转矩(Nm)	3. 199	3. 199	3.201	3. 201	3.203	3. 201	3. 202	3.200	3.200	3.200	3. 201
转速(r/min)	2990	2993	2991	2991	2993	2993	2994	2994	2994	2995	2992.8
输入功率(W)	1134. 1	1131.9	1134.4	1133.9	1135. 1	1136. 2	1136. 1	1136.2	1136. 1	1137.3	1135.1
效率	88.32%	88.58%	88.38%	88.42%	88.44%	88.30%	88.37%	88.30%	88.31%	88.25%	88.37%
表 2 第二次测试数据(10 Nm 测功机)											
X_i	X_1	X_2	X_3	X_4	X_5	X_6	X_7	X_8	X_9	X_{10}	\overline{X}
转矩(Nm)	3. 201	3. 199	3. 202	3. 200	3. 202	3. 201	3. 199	3.200	3. 202	3. 202	3. 201
转速(r/min)	2996	2995	2996	2996	2996	2996	2996	2996	2996	2997	2996
输入功率(W)	1142.5	1141.7	1141.8	1142.1	1142.2	1141.9	1141.7	1141.5	1142.0	1142.3	1142.0
效率	87.90%	87.88%	87.98%	87.91%	87.95%	87.95%	87.91%	87.95%	87.97%	87.97%	87.94%

转速分辨率为1 r/min, 计算转速分辨率带来的 不确定度:

$$u_{23} = \frac{1}{2\sqrt{3}} = 0.2887 \tag{9}$$

式中, u₂₃为转速分辨率带来的不确定度, 单位为 r/min。

最终由转速带来的不确定度:

$$u_n = \sqrt{u_{n1} + u_{n2} + u_{n3}} = 1.9388$$
(10)

式中, u_n 为转速带来的不确定度,单位为 r/min。

5.3 输入功率分量的不确定度

5.3.1 重复检测带来的不确定度

输入功率10次重复检测带来的不确定度为

$$u_{P1} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n} (x_i - \bar{x})2}{n(n-1)}} = 0.4991$$
(11)

式中, u_{P1}为输入功率 10 次重复检测带来的不确定 度, 单位为 W。

5.3.2 输入功率允许误差带来的不确定度

功率分析仪输入功率最大允许误差为±(0.05%
×读数+0.05%×量程)。这里使用的量程为1500
W,故输入功率测试允许误差带来的不确定度:

$$u_{P2} = \frac{1135.\ 13 \times 0.\ 05\% + 1500 \times 0.\ 05\%}{\sqrt{3}} = 0.\ 2458$$

(12)

式中, *u_{p2}为功率分析仪输入功率最大允许误差带来*的不确定度, 单位为 W。

5.3.3 输入功率分辨率带来的不确定度

功率分析仪输入功率分辨率为 0.1 W, 计算输入功率分辨率带来的不确定度:

$$u_{P3} = \frac{0.1}{2\sqrt{3}} = 0.0289 \tag{13}$$

式中, u_{P3} 为输入功率分辨率带来的不确定度,单位为 W。

最终由输入功率带来的不确定度:

$$u_P = \sqrt{u_{P1} + u_{P2} + u_{P3}} = 0.5571 \tag{14}$$

式中, u_P 为输入功率带来的不确定度,单位为 W。

6 合成标准不确定度计算

由不确定度传播率可知:

 $u_{c} = \sqrt{c_{T}^{2} u_{T}^{2} + c_{n}^{2} u_{n}^{2} + c_{P}^{2} u_{P}^{2}}$ (15)

将 $c_r = \pi n/30P$, $c_n = \pi T/30P$, $c_P = -\pi Tn/30P^2$ 代人式(15), 再代人数据计算最终结果为 $u_c =$ 0.523%; 则扩展不确定度为 $U = k u_c = 1.46\%$, k =2; 最终电动机效率 $\eta = (88.37 \pm 1.46)\%$, k = 2。

7 不同测功机的不确定度评定结果

本文还使用另一测功机(量程: 10 Nm、分辨率: 0.001 Nm、设备大允许误差: ±0.2% f.s.)对 该电动机进行效率检测,其余设备和测试条件不变, 测试数据见表2。

使用相同方法对此次效率测试进行不确定度评定,结果为 $u_c = 0.378\%$;则扩展不确定度为 $U = k u_c = 0.76\%$, k = 2;最终电动机效率 $\eta = (87.94 \pm 0.76)\%$, k = 2。

8 结 论

在不考虑重复测量带来的不确定度后,通过分析 不确定度评定时的几个来源,两次测试最大的影响因 素是测功机的转矩允许误差。量程为 6.5 Nm 的测功 机,其精度为 0.5%,允许误差为 0.0325 Nm;量程 10 Nm 的测功机,其精度 0.2%,允许误差为 0.0200 Nm。由此可知在选择测试仪表设备时除了选 择合适的量程外,还应查询其精度计算允许误差, 选用允许误差小的设备,才能确保测试有一个较小 的不确定度,从而给出更为精确的测试结果。

参考文献

- [1] 倪育才. 实用测量不确定度评定[M]. 3版. 北京:中国计量 出版社, 2009: 7-8.
- [2] 全国法制计量管理计量技术委员会,测量不确定度评定与表示: JJF 1059. 1-2012[S].北京:中国标准出版社, 2013.
- [3] 全国几何量工程参量计量技术委员会,千分尺检定规程: JJG21-2008[S].北京:中国计量出版社,2008.
- [4] 刘静,李秀清. 单相异步电动机效率试验测量不确定度评价[J]. 日用电器, 2016(7): 30-32.