



DOI:10.12404/j.issn.1671-1815.2407170

引用格式:徐璋,邓涛,柳平.共轴式永磁同步电机设计与仿真[J].科学技术与工程,2025,25(21):8926-8935.

Xu Zhang, Deng Tao, Liu Ping. Design and simulation of coaxial permanent magnet synchronous motor[J]. Science Technology and Engineering, 2025, 25(21): 8926-8935.

电工技术

## 共轴式永磁同步电机设计与仿真

徐璋<sup>1</sup>, 邓涛<sup>1,2,3\*</sup>, 柳平<sup>1,2,3</sup>

(1. 重庆交通大学航空学院, 重庆 400074; 2. 绿色航空能源动力重庆市重点实验室, 重庆 400074;  
3. 重庆交通大学绿色航空技术研究院, 重庆 400074)

**摘要** 随着飞机多电化/全电化趋势的推进,多电发动机成为核心技术。设计了一种基于新型转缸式摆盘发动机的共轴高转矩永磁同步电机,实现发动机与电机一体化。首先,根据发动机性能参数和传动轴的关系,确定共轴结构和电机尺寸。其次,通过有限元软件分析扁线绕组层数和尺寸对铜损的抑制作用。同时,采用转子分段斜极、辅助槽和田口算法对电机拓扑结构进行优化,降低电机齿槽转矩、额定转矩脉动、定子铁损及气隙磁密畸变率,显著提升电磁性能。最后,对电机各工况仿真,计算驱动与发电效率,并验证在大电流条件下电机不发生退磁现象。结果表明:电机在6000 r/min额定转速下,输出转矩200 N·m,并处于高效运行区,电机峰值扭矩可达400 N·m,高速发电恒功率区功率达到250 kW,满足设计规范要求。

**关键词** 永磁电机; 摆盘发动机; 共轴结构; 田口算法; 电磁性能

中图分类号 TM351;

文献标志码 A

### Design and Simulation of Coaxial Permanent Magnet Synchronous Motor

XU Zhang<sup>1</sup>, DENG Tao<sup>1,2,3\*</sup>, LIU Ping<sup>1,2,3</sup>

(1. School of Aeronautical, Chongqing Jiaotong University, Chongqing 400074, China;

2. Chongqing Key Laboratory of Green Aviation Energy and Power, Chongqing 400074, China;

3. The Green Aerotechnics Research Institute of Chongqing Jiaotong University, Chongqing 400074, China)

**[Abstract]** As the trend toward more-electric and all-electric aircraft accelerates, multi-electric engines have become a key technology. A coaxial high-torque permanent magnet synchronous motor based on a new type of rotary cylinder disc engine was designed to achieve the integration of the engine and the motor. Firstly, based on the relationship between the engine performance parameters and the drive shaft, the coaxial structure and motor dimensions were determined. Secondly, the inhibitory effect of the number and size of the flat wire winding layers on copper loss was analyzed through the finite element soft analysis. Meanwhile, the motor topology was optimized by using the rotor segmented inclined pole, auxiliary slot and Taguchi algorithm to reduce the cog-slot torque, rated torque ripple, stator iron loss and air-gap magnetic flux density distortion rate of the motor, significantly improving the electromagnetic performance. Finally, the various working conditions of the motor were simulated, the driving and power generation efficiencies were calculated, and it is verified that the motor does not demagnetize under the condition of large current. Results indicate the motor delivers 200 N·m of torque at a rated speed of 6000 r/min, with a peak torque of 400 N·m and a maximum power output of 250 kW in high-speed generation mode, meeting all design specifications.

**[Keywords]** permanent magnet motors; swashplate engine; coaxial structure; Taguchi algorithm; electromagnetic properties

伴随着环境污染和能源危机,推进能源转型和技术创新成为全社会共同任务,多电/全电飞机为燃油消耗与碳排放问题提供了解决方案之一<sup>[1]</sup>。

传统航空电源系统中广泛应用的三级式无刷同步电机<sup>[2]</sup>虽然性能可靠,但在效率与功率密度方面存在局限。相比之下,永磁同步电机凭借其高磁能积

收稿日期: 2024-09-25 修订日期: 2025-04-18

基金项目: 国家自然科学基金(52275051); 重庆市教育委员会科学技术研究重大项目(KJZD-M202400703); 重庆交通大学自然科学类揭榜挂帅项目(XJ2023000701); 重庆市研究生导师团队建设项目(JDDSTD2022007); 重庆市研究生联合培养基地建设项目(JDLH-PYJD2022001); 重庆市自然科学基金(CSTB2022NSCQ-LZX0068)

第一作者: 徐璋(1999—),男,汉族,重庆人,硕士研究生。研究方向:永磁电机设计与仿真。E-mail:xz608928@163.com。

\*通信作者: 邓涛(1982—),男,汉族,江西新干人,博士,教授。研究方向:新能源动力系统。E-mail:d821722@cqjtu.edu.cn。

特性和无电励磁损耗,成为中小型电推进飞机理想动力选择<sup>[3]</sup>。

在多电飞机的发展过程中,电机与发动机的高效集成成为研究的关键课题,内装式电机通过简化航空发电系统,提高了整体系统的可靠性与紧凑性<sup>[4]</sup>。Si等<sup>[5-6]</sup>提出一种同向环形绕组双转子无槽轴向磁通电机,实现了直驱系统电机与负载轴向直连。徐宪龙等<sup>[7]</sup>在总结了飞轮储能系统与电机组的耦合方式,指出直轴连接方案整体系统具有更高效率。Robbins等<sup>[8]</sup>将400 kW电机分别集成至双流涡喷发动机的高压轴与低压轴上。Wiegand<sup>[9]</sup>聚焦兆瓦级发电机在航空发动机中的应用,通过分布式转换实现电机与发动机的高效集成。于立等<sup>[10]</sup>开发了内装式高速双凸极起动发电机,实现在24 000 r/min共轴条件下单段电机提供14 kW输出功率。Zhang等<sup>[11]</sup>提出了一款混合无人机用永磁同步电机,该直驱式电机与活塞发动机轴连。

然而,现有电机在体积紧凑性和功率密度方面仍难以完全满足新型转缸式摆盘发动机的需求。针对这一技术难题,现提出一种紧凑型、一体化、高度集成的高转矩共轴式永磁同步电机。该设计方案通过优化结构和提升电磁性能,为多电化/全电化飞机提供新的技术路径。

### 1 共轴式永磁同步电机

如图1所示,课题组开发的摆盘发动机通过弧齿锥齿轮组成的章动齿轮传动机构,实现斜盘摆动。该摆动将活塞连杆的往复运动转换为旋转运动,带动驱动主轴的旋转。斜盘与章动轮集成为一体,有效压缩空间并确保斜盘摆动直接作用于章动轮,从而实现高效驱动<sup>[12]</sup>。

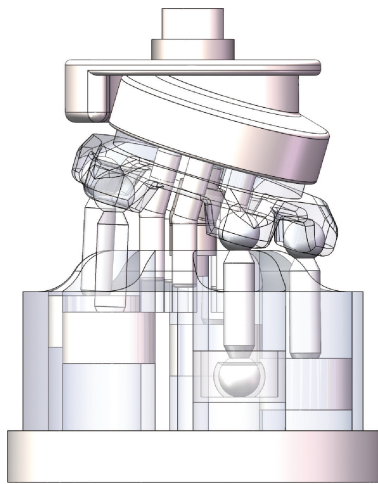


图1 摆盘发动机结构

Fig. 1 Configuration of the plating engine

### 1.1 结构设计

通过高度集成化设计,将发动机与电机同轴分布显著减轻了整体重量,提高驱动系统轴向空间利用率,并降低整体故障率。启动阶段,电机轴、联轴器和摆盘发动机轴的传动结构高效地将输出转矩传递至摆盘发动机;发电阶段,当摆盘发动机以额定转速或更高转速运行时,主轴受到摆盘章动运动、高速热膨胀及热变形等影响,导致摆盘发动机与电机轴之间出现张角偏移和平行性偏移,如图2所示。为确保共轴系统的稳定性,采用弹性联轴器来补偿两轴之间的相对位移和角度偏差。

膜片联轴器的选型不仅需满足瞬时转矩、最高转速、动平衡和两轴联合偏移等基本要求,并留有适当的安全冗余,还需充分考虑整体系统的轴向长度要求。选取DK型号单膜片联轴器,其主要参数如表1所示,共轴式电机系统结构如图3所示。

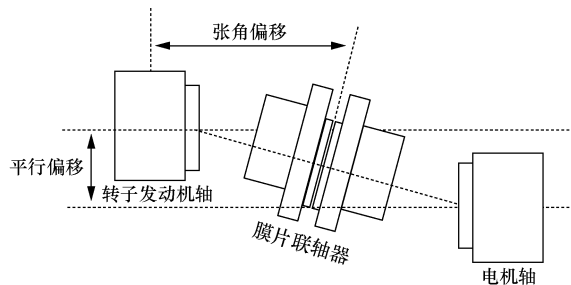


图2 摆盘发动机轴与电机轴

Fig. 2 Plating engine shaft and motor shaft

表1 DK单膜片联轴器主要技术参数

Table 1 Main parameters of DK single diaphragm coupling

参数	数值
额定转矩/(N·m)	238
最大转矩/(N·m)	476
最高转速/(r·min <sup>-1</sup> )	13 000
拧紧力矩/(N·m)	16.5
径向偏差/mm	0.12
角度偏差/(°)	1
轴向偏差/mm	1.2

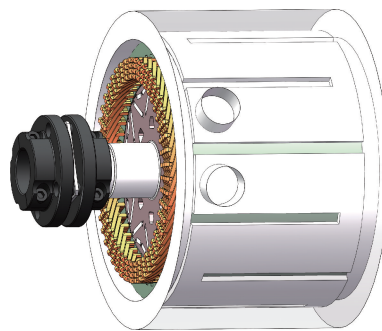


图3 共轴式电机系统

Fig. 3 Coaxial configuration motor system

## 1.2 电机尺寸参数确定

### 1.2.1 初始数据确定

电机作为摆盘发动机起动源,须与发动机匹配,包括驱动功率、额定转速、额定转矩以及峰值功率等。参数匹配是确保电机在长时间运行中保持较高效率。基于摆盘发动机性能要求确定的永磁同步机的初始数据如表2所示。

表2 电机初始数据  
Table 2 Motor initial data

参数	值
额定转矩/(N·m)	200
额定转速/(r·min <sup>-1</sup> )	6 000
峰值转矩/(N·m)	430
额定电流/A	160
峰值电流/A	320
电机相数	3

### 1.2.2 线负荷与电流密度选取

在永磁同步电机参数设计中,线负荷与电流密度选取将直接影响电机转矩、温升等性能参数。电机持续负载运行,电机计算热负荷值不宜过高,故额定电流下,选取电机线负荷  $A = 64.3 \text{ A/mm}$ ,电流密度  $J = 10.72 \text{ A/mm}^2$ 。

### 1.2.3 主要尺寸

在确定电机电磁负荷后,电机主要尺寸定子内径  $D_{i1}$ ,铁芯叠高  $L_{ef}$ 可通过以下几个关系式确定。

$$T_{emmax} = \frac{\sqrt{2}\pi}{4} B_{\delta 1} L_{ef} D_{i1}^2 A \times 10^{-4} \quad (1)$$

电机转子转动惯量表达式为

$$J_{rotor} = \frac{\pi}{2} \rho_{Fe} L_{ef} \left(\frac{D_{i1}}{2}\right)^4 \times 10^{-7} \quad (2)$$

此时根据电机最大转矩  $T_{emmax}$ 与转动惯量  $J_{rotor}$ 之间关系可推知

$$D_{i1} = \sqrt{\frac{8\sqrt{2}pt_b B_{\delta 1} A}{\omega_b \rho_{Fe} \times 10^{-3}}} \quad (3)$$

式中: $B_{\delta 1}$ 为气隙磁密基波幅值; $\rho_{Fe}$ 为转子材料密度; $\omega_b$ 为转折速度; $t_b$ 为电机转速由静止加速至转折速度的响应时间。定子内径  $D_{i1}$ 与铁芯叠高  $L_{ef}$ 的关系为

$$D_{i1}^2 L_{ef} = \frac{4T_{emmax} \times 10^4}{\sqrt{2}\pi B_{\delta 1} A} \quad (4)$$

经计算,电机初级主要参数表如表3所示。

## 2 电机定子设计

### 2.1 绕组层数选择

相较于传统圆线电机,扁线绕组电机适用于高转速、高压和高NVH水平的应用场景。但在高转速运行时,扁线电机面临交流损耗问题。即当交流电

表3 电机初级参数

Table 3 Primary parameters of motor

电机参数	数值	
定子外径 $D_1/\text{mm}$	220	
定子内径 $D_{i1}/\text{mm}$	152	
转子内径 $D_{i2}/\text{mm}$	150	
铁心长度 $L_{ef}/\text{mm}$	132	
极槽数	8,48	
极距 $\tau/\text{mm}$	59.7	
槽型	槽类型	平行齿槽
	槽绝缘厚/mm	0.2
	槽有效面积 $Q_s/\text{mm}^2$	94.48
	槽满率 $S_f/\%$	73.2

通过铜导体时,每根铜导体会产生集肤效应,而相邻绕组之间则会产生临近效应。

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu}} \quad (5)$$

式(5)中: $\delta$ 为集肤深度; $\rho$ 为导体电阻率; $f$ 为电流频率; $\mu$ 为导体导磁率。

随着电机转速的增加,电流频率也相应提高,从而导致集肤深度减小,使电流集中在导体表面,导致导体等效电阻增大。因此,选择适当的扁线绕组对降低电机绕组损耗至关重要。已知电机的电流密度  $J$ 的计算公式为

$$J = \frac{Il}{anS_{Cu}} \quad (6)$$

式(6)中: $I$ 为电流; $l$ 为绕组层数; $a$ 为并联支路数; $n$ 为并绕根数; $S_{Cu}$ 为每槽铜导体总面积。

通过增加电机绕组层数,使每层绕组横截面趋于扁平,使电流在导体截面上分布更加均匀,可有效减小集肤效应。同时,随层数增加,绕组间距增大,相邻绕组间磁场干扰减弱,有效降低了临近效应引起的电流分布不均现象。

在保持每槽铜导体总面积  $S_{Cu}$ 相同情况下,采用不同层数的电机绕组,包括4、6、8、10层,如图4所示。为确保电机输出额定转矩  $200 \text{ N}\cdot\text{m}$ ,并维持电流密度为  $10.72 \text{ A/mm}^2$ ,并联支路数和直流损耗的一致性,需调整不同层数对应电流值。电机交流损耗仿真分析如图5所示,此时电机的直流损耗都为  $1780 \text{ W}$ 。

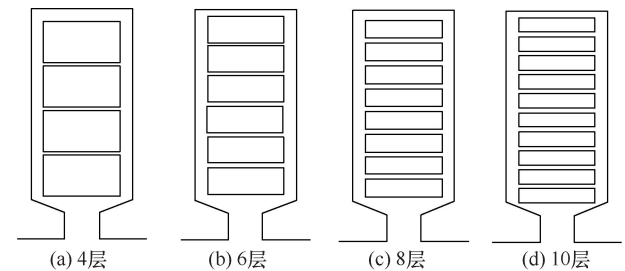
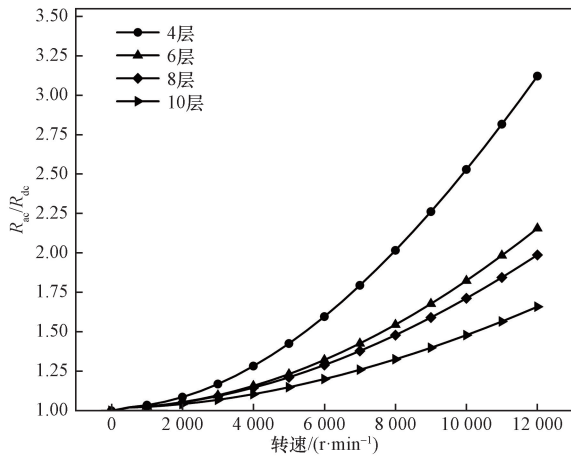


图4 绕组结构

Fig. 4 Winding structure



$R_{ac}/R_{dc}$  表示交流电阻与直流电阻的比值

图5 交流损耗系数曲线

Fig. 5 AC loss coefficient curve

分析结果表明,随着绕组层数的增加,相同转速下的交流损耗系数显著降低。综合考虑绕组尺寸加工工艺难度、电流值大小及交流损耗系数,最终选取 8 层绕组和 2 并联支路数的方案。

### 2.2 绕组尺寸选择

在已知绕组层数与每槽铜导体总面积的情况下,每层导体的横截面积为  $7.72 \text{ mm}^2$ 。为分析长宽比对铜耗的影响,根据定子槽宽与槽深,长宽比范围为  $1.7 \sim 2.4$ 。在不同长宽比下,槽绝缘厚度与单边层绝

图 6 为额定工况下,电机总铜损与长宽比仿真结果。可以看出绕组铜损随长宽比的增加而逐渐减小,即涡流损耗相应减小。然而,长宽比增加到一定值后,导体与定子齿部的距离越来越小,导致齿部磁通密度增大,接近饱和状态,从而引起电机转矩输出性能下降、效率降低、铁损增加以及温度升高等不良影响。为避免定子齿部饱和最大程度绝缘厚度分别预留  $0.25 \text{ mm}$  与  $0.06 \text{ mm}$  的空间。地

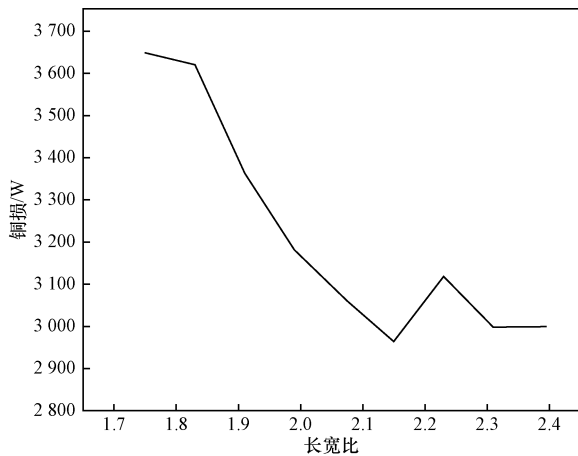


图6 总铜损与长宽比关系

Fig. 6 Total copper loss and aspect ratio

抑制绕组损耗,选择  $3.9 \times 2.0$ 、圆角半径为  $0.3 \text{ mm}$  的绕组尺寸。综上,采用整距式 8 层、并联支路数为 2 的扁线绕组形式,如图 7 所示。

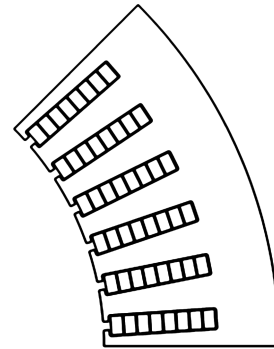


图7 电机定子绕组模型

Fig. 7 Motor stator winding model

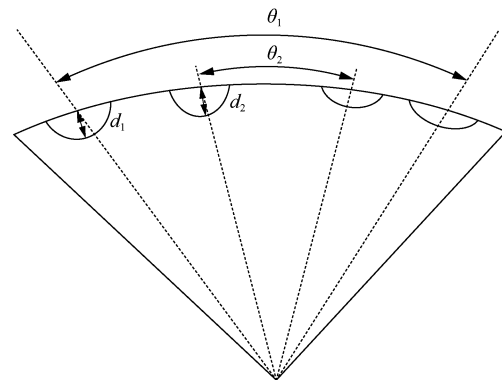
## 3 转子

### 3.1 辅助槽与转子斜极

电机转矩脉动会使电机产生噪声与振动,从而影响电机的运行状态,而转矩脉动主要包含齿槽转矩<sup>[13]</sup>。为抑制齿槽转矩脉动,张文超等<sup>[14]</sup>提出通过在定子齿顶和转子外圆开设辅助槽,以降低电机气隙磁密奇次谐波和齿槽转矩峰值,同时提升电机的输出转矩。采用  $1/8$  转子模型,并在转子外圆处开设了两对辅助槽,以减小电机的齿槽转矩,如图 8 所示为辅助槽示意图。

在保持电机转子部分其他参数不变的情况下,将  $d_1, \theta_1$  作为变量进行分析,两者范围通过参数化扫描确定,其中  $d_1$  的范围为  $0.1 \sim 1.7 \text{ mm}$ ,步长为  $0.2 \text{ mm}$ ;  $\theta_1$  的范围为  $105^\circ \sim 128^\circ$ ,步长为  $1^\circ$ 。电机齿槽转矩峰值仿真结果如图 9 所示。

从图 9 可以看出,齿槽转矩峰值随第一对辅助槽的电角度增加,初期减小然后增大,开槽深度变化



$d_1, \theta_1$  为第一对辅助槽槽深与槽对应电角度;  $d_2, \theta_2$  为第二对辅助槽槽深与槽对应电角度

图8 辅助槽

Fig. 8 Auxiliary slot

趋势亦是先减小后增大,总体呈现锥形趋势。在这一分析中,齿槽转矩的最小值为 657.534 mN·m,因此,选择电角度为 116°和槽深度为 1.3 mm 的参数组合以获得最优性能。

在确定了第一对辅助槽的参数后,进一步对第二对辅助槽的电角度  $\theta_2$  进行仿真分析,保持辅助槽深度为定值。图 10 展示了在  $\theta_2$  作为自变量的情况下,齿槽转矩峰值的变化。分析结果表明,当  $\theta_2$  为 69°时,齿槽转矩峰值达到最小值。

在永磁电机的设计中,除了选择开设辅助槽外,常采用转子斜极技术来提升电机整体性能。有学者<sup>[15-16]</sup>介绍分段斜极的应用,显著降低了磁链谐波分量、齿槽转矩及转矩脉动。通过优化分段转子斜极设计,将峰值转矩脉动控制在 5% 以下。已知转子分段斜极角度  $\theta$ 、齿距机械角  $\theta_m$  以及转子分段数  $n$  之间的关系为

$$\theta = \frac{n-1}{n}\theta_m \quad (7)$$

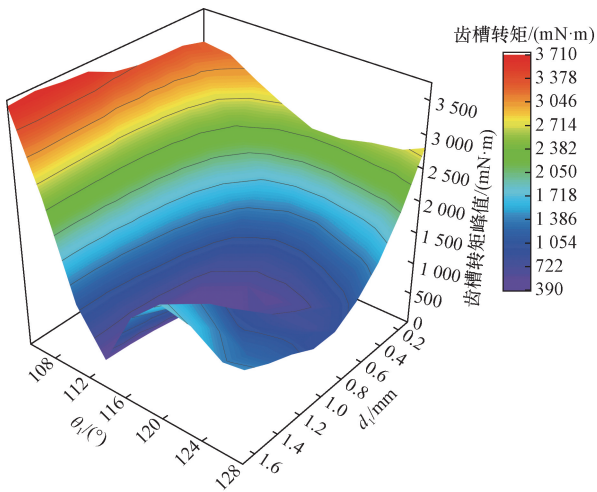


图 9 辅助槽与齿槽转矩峰值关系

Fig. 9 Peak torque of auxiliary groove and tooth groove

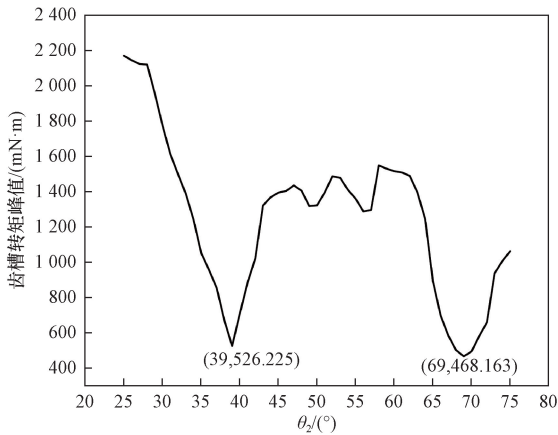


图 10  $\theta_2$  对齿槽转矩影响

Fig. 10 Influence of  $\theta_2$  on peak torque of tooth groove

根据计算所得,最佳分段斜极角度  $\theta$  分别为 3.75°、5°、5.65°、6°及 6.25°,对应平均转矩与转矩脉动仿真结果如图 11 所示。随着转子分段数增加,峰值工况下电机平均转矩保持在 400 N·m 左右,转矩脉动则从 2.78% 逐渐降低至 1.78%。

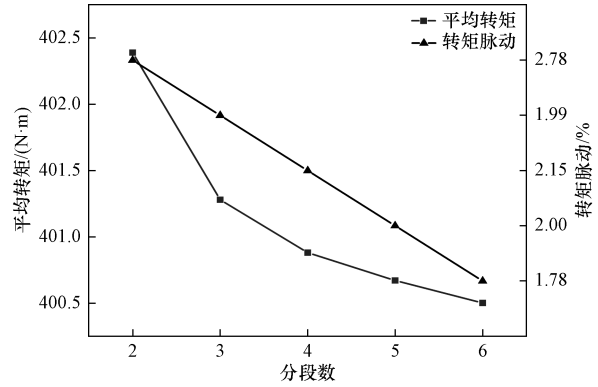


图 11 分段数对输出转矩影响

Fig. 11 Effect of number of segments on output torque

### 3.2 田口优化

多层磁钢电机能有效增大凸极率并提升磁阻转矩在电磁转矩中占比,从而减少磁钢用量,节约成本<sup>[17]</sup>。但多层磁钢永磁电机设计涉及多个参数,各参数间强耦合关系使得优化过程复杂,因此,选取合适的优化算法可显著减少仿真次数。有学者<sup>[18-19]</sup>详细讨论了稳健参数设计算法的优缺点与基本步骤。基于此,选取第二对辅助槽深度  $d_2$ 、第一层隔磁桥宽  $C_{w1}$ 、第二层隔磁桥宽  $C_{w2}$ 、气隙长度  $\sigma$ 、定子槽开口宽度  $B_{s0}$  作为优化因子,如图 12 所示。同时,确定额定转矩脉动  $T_R$ 、定子铁耗  $P_{Fe}$ 、齿槽转矩  $T_{cog}$ 、空载气隙磁密畸变率 THD 为优化目标。通过构建  $L_{25}$  正交表并进行有限元分析,得到参数优化的不同水平及其仿真结果,如表 4 和表 5 所示。

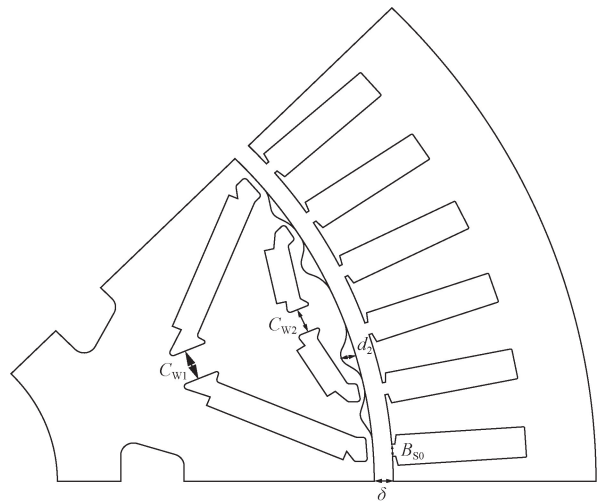


图 12 电机优化参数

Fig. 12 Motor optimization parameter

表4 参数优化水平

Table 4 Parameter optimization level

优化因子	水平1	水平2	水平3	水平4	水平5
$d_2/\text{mm}$	1.4	1.6	1.8	2	2.2
$\sigma/\text{mm}$	0.7	0.8	0.9	1	1.1
$B_{S0}/\text{mm}$	1.5	2	2.5	3	3.5
$C_{W1}/\text{mm}$	4	4.5	5	5.5	6
$C_{W2}/\text{mm}$	0.75	0.8	0.85	0.9	0.95

表5 正交矩阵及结果

Table 5 Orthogonal matrix and results

次数	实验矩阵					$T_R/$	$P_{Fe}/$	$T_{cog}/$	THD/
	$d_2$	$\sigma$	$B_{S0}$	$C_{W1}$	$C_{W2}$	%	W	(mN·m)	%
1	1	1	1	1	1	3.60	736.31	334.24	20.95
2	1	2	2	2	2	3.46	697.52	469.18	21.53
3	1	3	3	3	3	3.61	665.35	428.10	23.37
4	1	4	4	4	4	4.02	637.41	516.31	26.06
5	1	5	5	5	5	3.52	601.98	214.64	28.31
6	2	1	2	3	4	3.44	719.96	241.91	27.57
7	2	2	3	4	5	3.77	686.45	343.94	25.15
8	2	3	4	5	1	4.23	658.57	246.99	27.99
9	2	4	5	1	2	3.55	638.09	446.45	28.91
10	2	5	1	2	3	2.75	649.84	239.23	16.93
11	3	1	3	5	2	4.21	710.93	856.08	27.53
12	3	2	4	1	3	4.63	694.15	676.14	28.35
13	3	3	5	2	4	4.47	658.38	974.39	30.58
14	3	4	1	3	5	2.95	668.28	140.08	18.33
15	3	5	2	4	1	3.19	636.44	233.56	20.00
16	4	1	4	2	5	5.60	716.00	1047.54	30.66
17	4	2	5	3	1	5.40	681.1	1363.39	32.88
18	4	3	1	4	2	3.24	690.48	128.39	20.00
19	4	4	2	5	3	3.28	656.75	153.41	21.75
20	4	5	3	1	4	3.08	639.26	228.16	22.17
21	5	1	5	4	3	6.47	705.69	1523.70	35.43
22	5	2	1	5	4	3.85	713.25	217.68	22.06
23	5	3	2	1	5	3.32	689.82	496.15	22.06
24	5	4	3	2	1	3.57	659.70	434.41	23.92
25	5	5	4	3	2	4.05	631.72	449.37	26.28

为了评估每个优化因子对优化目标的影响程度,需基于正交仿真实验结果进行详细分析。首先,对各优化因子在相同水平下的均值进行计算与分析;接着,计算各优化因子对优化目标的方差;最后,通过计算方差占比,确定各优化因子的最佳水平。表6展示了均值分析结果,表7则给出了优化因子的方差与权重分析。

$$S^2_{\alpha} = \frac{1}{5} \sum_{i=1}^5 [L(x)_i - L_{avg}]^2 \quad (8)$$

式(8)中: $S^2_{\alpha}$ 为某一优化目标的方差; $L(x)_i$ 为优化目标在该水平下的值; $L_{avg}$ 为平均值。

由表7可知,优化因子 $d_2$ 对齿槽转矩影响最大,因此其水平值选取应以 $T_{cog}$ 最小为选择基准;同理 $\sigma$ 以 $P_{Fe}$ 最小为基准; $B_{S0}$ 以THD最小为基准; $C_{W1}$

表6 均值分析

Table 6 Mean analysis

优化因子	水平值	$T_R/\%$	$P_{Fe}/\text{W}$	$T_{cog}/(\text{mN}\cdot\text{m})$	THD/%
$d_2$	1	3.642	667.7	392.5	24.04
	2	3.548	670.6	303.7	25.31
	3	3.89	673.6	576	24.96
	4	4.12	676.7	584.2	25.49
	5	4.252	680	624.3	25.95
$\sigma$	1	4.664	717.8	800.7	28.43
	2	4.222	694.5	614.1	25.99
	3	3.774	672.5	454.8	24.8
	4	3.474	652	338.1	23.79
	5	3.318	631.8	273	22.74
$B_{S0}$	1	3.278	691.6	211.9	19.65
	2	3.338	680.1	318.8	22.58
	3	3.648	672.3	458.1	24.43
	4	4.506	667.6	587.3	27.87
	5	4.682	657	904.5	31.22
$C_{W1}$	1	3.636	679.5	436.2	24.49
	2	3.97	676.3	633	24.72
	3	3.89	673.3	524.6	25.69
	4	4.138	671.3	549.2	25.33
	5	3.818	668.3	337.8	25.53
$C_{W2}$	1	3.998	674.4	522.5	25.15
	2	3.702	673.7	469.9	24.85
	3	4.148	674.4	604.1	25.17
	4	3.772	673.7	435.7	25.69
	5	3.832	672.5	448.5	24.9

表7 优化因子对优化目标的方差与权重

Table 7 Variance and weight of optimization factors

优化因子	$T_R$		$P_{Fe}$	
	$S^2_{\alpha}$	权重/%	$S^2_{\alpha}/\text{W}^2$	权重/%
$d_2$	0.072	10.1	18.862	1.73
$\sigma$	0.245	33.99	920.776	84.39
$B_{S0}$	0.349	48.48	135.886	12.45
$C_{W1}$	0.028	3.82	15.095	1.38
$C_{W2}$	0.026	3.64	0.483	0.04

优化因子	$T_{cog}$		THD	
	$S^2_{\alpha}/(\text{mN}\cdot\text{m})^2$	权重/%	$S^2_{\alpha}$	权重/%
$d_2$	15 666.314	12.63	0.410	1.96
$\sigma$	36 629.690	29.53	3.849	18.43
$B_{S0}$	57 751.386	46.56	16.323	78.14
$C_{W1}$	10 204.071	8.23	0.218	1.04
$C_{W2}$	3 792.262	3.06	0.089	0.43

以 $T_{cog}$ 最小为基准; $C_{W2}$ 以 $T_R$ 最小为基准。根据以上标准,得到最优选择组合为: $L(d_2)_2 L(\sigma)_5 L(B_{S0})_1 L(C_{W1})_5 L(C_{W2})_2$ 。优化后电机性能指标如表8所示。通过田口法选出的最优参数组合,使得电机在额定转矩下的转矩脉动降低至3%以下,铁损降低至515 W,齿槽转矩经过辅助槽设计、转子斜极以及田口法的多重优化后降至298 mN·m,远低于1 N·m的指标要求。

表 8 田口优化前后性能对比  
Table 8 Performance comparison

优化目标	优化前	优化后
$T_R/\%$	5.21	1.09
$P_{Fe}/W$	716	515
$T_{cog}/(mN \cdot m)$	583	298
THD/ $\%$	28.76	21.75

综上,经过三轮优化,电机的各项电磁性能显著提升,且达到各项设计指标。

### 4 性能分析

为验证电机的电磁性能,对电机性能全方位分析,并与铁芯尺寸、总磁钢用量相同的内嵌式单 V 形永磁同步电机的性能参数对比。

#### 4.1 空载性能分析

受电机本体因素如齿槽效应、绕组分布形式以及磁路饱和等影响,电机气隙磁场不可避免地发生

畸变,并引入谐波,进而导致电机反电势波形的畸变。畸变率的增大会引发电机铜耗增加、温升加剧,同时可能导致振动和噪声等问题。因此,对电机气隙磁密分布以及空载反电势的研究尤为重要。设定空载运行的仿真条件为:磁钢温度 20 °C、转速为峰值转速 12 000 r/min、输入电流为 0 A。此时电机的磁力线与磁密云图如图 13 所示。

由图 13 可得,两电机的磁力线分布较为均匀,未发生漏磁现象,但单 V 形的磁密整体平均值高于双 V 形。双 V 形定子区域磁密最大值为 2.018 T,符合设计要求;而单 V 形最大值达到 2.348 T,且齿部均值为 2.13 T,已出现一定程度的磁场饱和。作为电磁能量与转矩转换传输的关键部位,定子齿部和轭部的磁密均值应保持在饱和值以下,以避免饱和影响性能。

电机空载时径向气隙磁密波形和线反电势如图 14、图 15 所示。

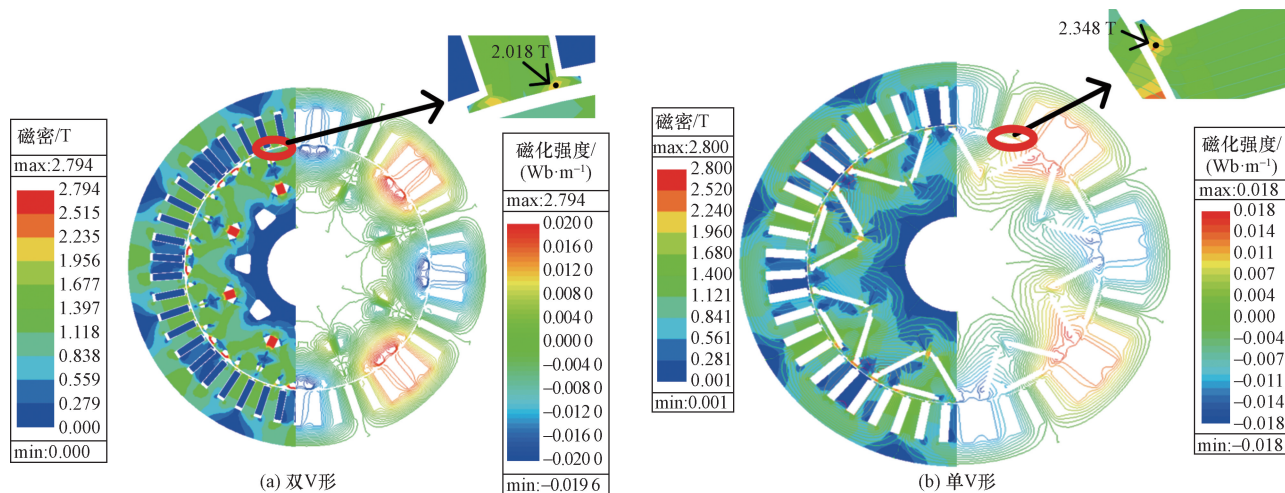


图 13 空载磁力线与磁密云图

Fig. 13 No-load magnetic field and magnetic dense cloud

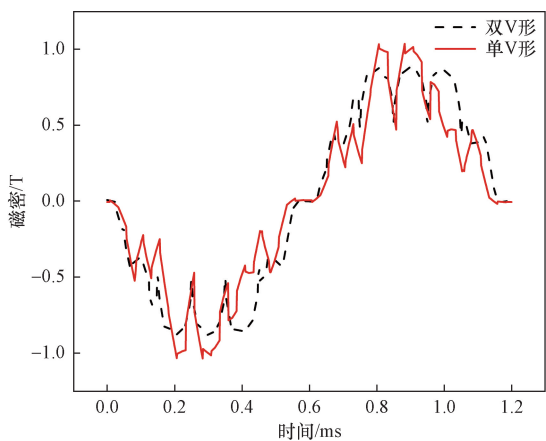


图 14 气隙磁密

Fig. 14 Air-gap flux density

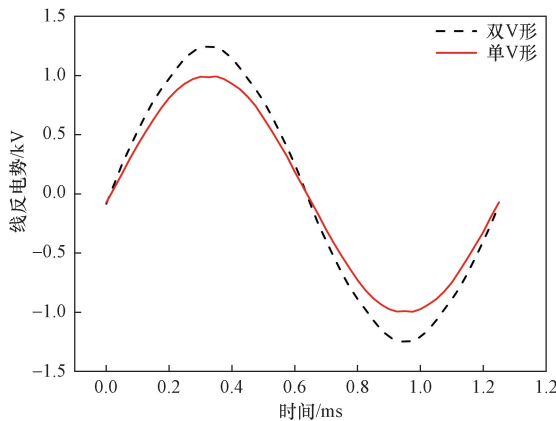


图 15 线反电势

Fig. 15 Line counter-electromotive force

对气隙磁密和反电动势的谐波成分进行分析,结果如表 9 所示。

根据表 9 计算,电机气隙磁密的总谐波畸变率分别为 14.38%、25.25%;反电势 THD 分别为 1.33%、1.61%。双 V 形电机在气隙磁密分布和反电势波形上均优于单 V 形,其谐波性能更好,并证明双 V 形结构设计更有利于降低谐波畸变率,提高电机的电磁性能。

表 9 磁密、反电势谐波分析

Table 9 Magnetic density and back electromotive force harmonic analysis

次数	双 V 磁密幅值/T	单 V 磁密幅值/T	双 V 反电势幅值/V	单 V 反电势幅值/V
1	0.867	0.766	1 236.483	1 002.236
3	0.034	0.129	0.019	0.179
5	0.047	0.036	13.498	15.706
7	0.014	0.007	1.583	1.834
9	0.004	0.074	0.021	0.287
11	0.103	0.094	9.088	1.235
13	0.028	0.064	1.092	3.072
15	0.024	0.032	0.061	0.466

### 4.2 外特性与效率

根据电机性能指标要求对电机外特性曲线仿真如图 16 所示。

结合双 V 形与单 V 形电机在共轴式系统中的外特性对比,双 V 形电机在高转速区域表现出更优异的转矩稳定性与功率输出能力,适合要求高效能量传递和宽转速范围覆盖的复杂应用场景。相比之下,单 V 形电机尽管在低速区域性能接近双 V 形,但其高转速下转矩与功率快速衰减的特性限制了其在高负载与高速工况下的适应性。此外,双 V 形电机在制造与控制方面复杂性较高,但其长期运行的效率与可靠性优势能够显著提升系统的整体性能。因此,在高性能要求的发动机共轴系统中,双

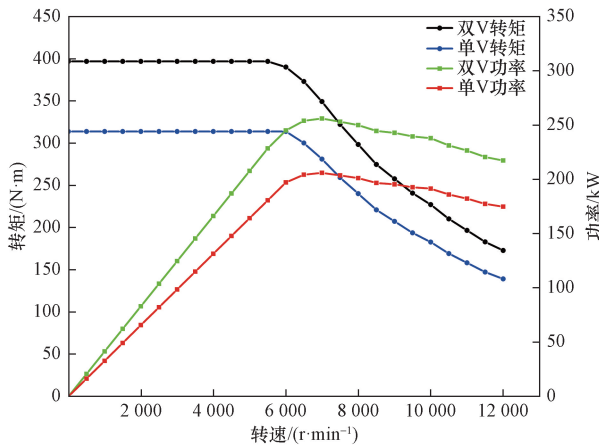


图 16 外特性曲线

Fig. 16 Out-of-character profile

V 形电机更具适应性与优越性,而单 V 形电机则可作为低成本和低性能需求系统的备选方案。

进一步对双 V 形电机在所有工况下的铁芯损耗、涡流损耗和风摩损耗进行仿真分析,并通过图 5 中的交流损耗系数对绕组损耗进行修正,最终计算出电机在峰值电流 320 A 时的驱动和发电效率。结果表明,在驱动工况下,电机额定工作点的效率为 96.34%,效率超过 85% 的区间占比为 87.58%,最高效率达 96.78%。在发电工况下,高效率区间的面积占比相较于驱动工况更大,效率超过 85% 的区间占比为 89.61%。

根据效率 Map 图(图 17)绘制电机驱动、发电曲线如图 18 所示。驱动模式下,电机可提供最大扭矩 400 N·m,最高转速可达 6 100 r/min。发电模式下,6 100~2 000 r/min 的速度范围内,系统需求 126 kW 的稳定功率,而电机最高能够提供 250 kW 的恒功率。因此,双 V 形电机能够满足摆盘发动机的匹配要求。

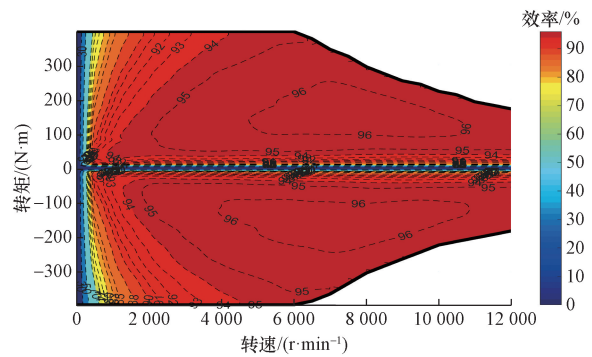


图 17 电机效率 Map 图

Fig. 17 Efficiency map

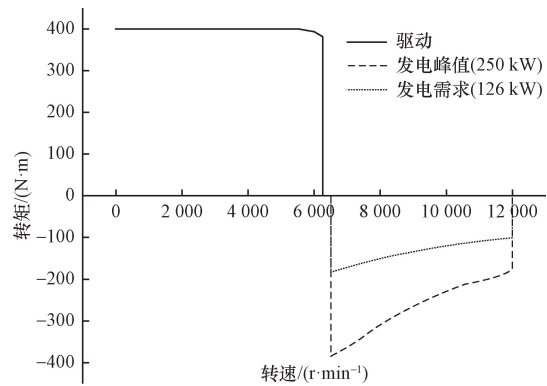


图 18 电机外特性曲线

Fig. 18 Motor external characteristic curve

### 4.3 退磁校核

退磁校核是用于评估电机在大电流、短路和高温等极端工况下永磁体的抗退磁能力。本文退磁校核仿真条件为磁钢温度 150°,并在 2 倍额定电流加至直轴的控制条件下进行。图 19 所示为双 V 形

电机退磁校核三相反电势的仿真波形图,15~30 ms 时为退磁校核阶段。通过测量大电流下退磁校核前后三相反电势的最值,结果如表 10 所示。计算得出反电势分别减小 1.4%、1.39%、1.06%,均小于指标 3%。

图 20 展示电机发生不可逆退磁后的回复曲线。当对永磁体施加退磁磁场时,工作点沿  $B_{i0}-k-H_C$  下降,退至  $P$  点时移除外部磁场,磁密不会沿着原路返回,而是从  $P-B_{R1}$  回复。此时定义电机的退磁率  $D_{coef} = B_{i0}/B_{R1}$ ,当退磁率为 0 时,表示磁钢完全退磁。在 4 块磁钢上各取 4 点,测量退磁校核前后退的磁率变化,仿真结果如图 21 所示。最小退磁率为 0.982,远大于 0.9,说明永磁体在  $150^\circ$ ,大电流极端条件下仍能正常工作。

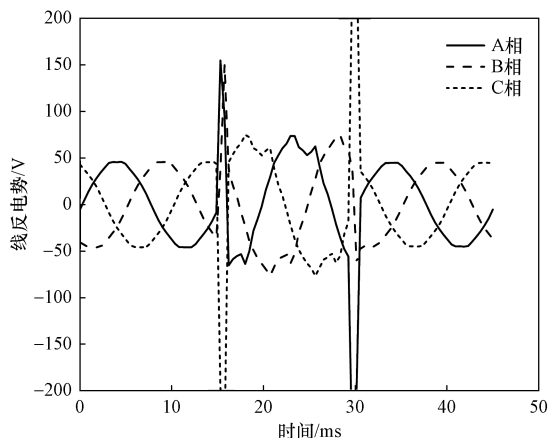


图 19 退磁校核  
Fig. 19 Demagnetizing check

表 10 反电势最大值

Table 10 Maximum of back electromotive force

相	退磁前反电势/V	退磁后反电势/V
A	46.032 3	45.679 5
B	46.018 8	45.378 1
C	46.038 3	45.574 8

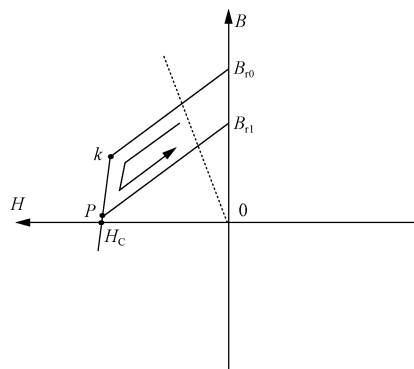


图 20 回复线  
Fig. 20 Return line

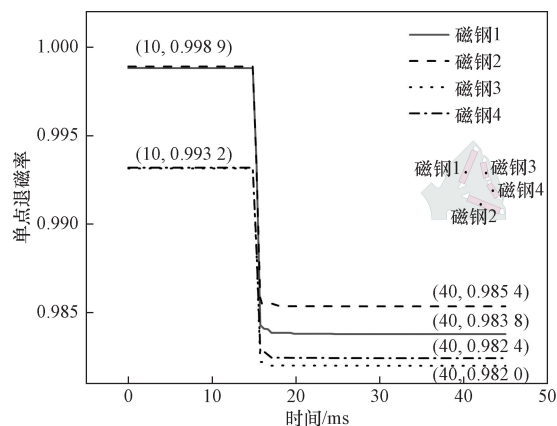


图 21 退磁率仿真

Fig. 21 Demagnetizing rate simulation

## 5 结论

针对摆盘发动机的同轴结构与永磁电机,从设计与优化的角度进行了系统性研究,提出了一种具有高可靠性与紧凑性的共轴式系统,并验证电磁性能。

(1) 基于摆盘发动机的功率需求、发动机轴的参数要求以及多电发动机纵向长度的限制,确定了以单膜片联轴器为扭矩传送部件的同轴结构,并确定了电机的初始尺寸参数。

(2) 在有限空间内,通过增加绕组层数和调整导体长宽比,有效降低了绕组的铜耗,同时确保齿部磁密未达饱和状态。

(3) 经过对电机两对辅助槽开口角度与深度的参数化优化,转子分段斜极段数优化以及田口算法的 3 次优化,确定了最佳参数组合,显著提升了电机的额定转矩脉动、齿槽转矩和气隙磁密谐波率等电磁性能。

(4) 通过对双 V 形与单 V 形电机的空载性能与外特性进行对比分析,并结合双 V 形电机效率图的计算与退磁性能校核,结果表明,双 V 形电机在各项性能参数上更能满足摆盘发动机共轴运行的要求。

设计的共轴式系统在军用航空领域中能够有效支持高性能战斗机的动力分配,提升任务执行效率与灵活性;在无人机领域,其轻量化与高效能特性使之成为实现长续航与多任务操作的理想动力方案;在分布式电推进系统中,可以为电动飞行汽车和区域客机提供高效多电推进解决方案。

目前的研究尚未考虑到电机的散热问题,后续将探究液冷方式对电机温度和功率的影响,并通过电机样机对仿真结果进行验证。

## 参 考 文 献

[1] Tong D, Yang X, Yu Z, et al. Design and weight optimization of a

- high-power-density DC power supply for aircraft[C]//IEEE Energy Conversion Congress & Exposition-Asia. Piscataway: IEEE, 2021: 2229-2234.
- [2] 白香君,李岩. 高功率密度电机在多电/全电飞机中的应用研究[J]. 军民两用技术与产品, 2021(5): 24-31.  
Bai Xiangjun, Li Yan. Application research of high power density motor in multi-electric/all-electric aircraft[J]. Dual Use Technologies & Products, 2021(5): 24-31.
- [3] 秦海红,严仰光. 多电飞机的电气系统[M]. 北京:北京航空航天大学出版社, 2015.  
Qin Haihong, Yan Yangguang. Power system for more electric aircraft[M]. Beijing: Beijing University of Aeronautics and Astronautics Press, 2015.
- [4] 于立. 多电发动机高速双凸极起动发电机电系统关键技术研究[D]. 南京:南京航空航天大学, 2019.  
Yu Li. Research on key technologies of high-speed doubly salient starter/generator system for more electric engine application[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2019.
- [5] Si J, Zhang T, Nie R, et al. Comparative study of dual-rotor slotless axial-flux permanent magnet machines with equidirectional toroidal and conventional concentrated windings[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 70(2): 1216-1228.
- [6] Si J, Zhang T, Hu Y, et al. An axial-flux dual-rotor slotless permanent magnet motor with novel equidirectional toroidal winding[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2021, 37(3): 1752-1763.
- [7] 徐宪龙,张艺凡,孙浩程,等. 飞轮储能技术及其耦合发电机组研究进展[J]. 南方能源建设, 2022, 9(3): 119-126.  
Xu Xianlong, Zhang Yifan, Sun Haocheng, et al. Research progress of flywheel energy storage technology and its coupling power generation[J]. Southern Energy Construction, 2022, 9(3): 119-126.
- [8] Robbins D, Bobalik J, Stena D, et al. F-35 subsystems design, development & verification[C]//2018 18th AIAA Aviation Technology, Integration, and Operations Conference. Reston: American Institute of Aeronautics and Astronautics, 2018: 1942-1964.
- [9] Wiegand C. F-35 air vehicle technology overview[C]//2018 Aviation Technology, Integration, and Operations Conference. Reston: American Institute of Aeronautics and Astronautics, 2018: 1548-1576.
- [10] 于立,张卓然,张健,等. 多电发动机内装式高速起动发电机电机研究与实践[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(14): 4615-4628, 4740.  
Yu Li, Zhang Zhuoran, Zhang Jian, et al. Study and implementation on high-speed starter/generator for more electric engine application[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(14): 4615-4628, 4740.
- [11] Zhang W, Han P, Peng H T, et al. Research on the design of direct-drive permanent magnet generator for hybrid UAV[C]//Journal of Physics: Conference Series. Bristol: IOP Publishing, 2023, 2614(1): 012006.
- [12] 张雨潇,邓涛,柳平,等. 新型斜盘发动机设计与动力学仿真[J]. 机械传动, 2021, 45(8): 157-164.  
Zhang Yuxiao, Deng Tao, Liu Ping, et al. Design and dynamics simulation of a new type of swashplate engine[J]. Journal of Mechanical Transmission, 2021, 45(8): 157-164.
- [13] 童拉念,高霆,高艳红,等. W型永磁电机转矩脉动分析与抑制方法[J]. 科学技术与工程, 2022, 22(3): 1023-1031.  
Tong Lanian, Gao Ting, Gao Yanhong, et al. Torque ripple analysis and suppression method of W-type permanent magnet synchronous motor[J]. Science Technology and Engineering, 2022, 22(3): 1023-1031.
- [14] 张文超,张学义,王磊,等. 内置式永磁电机齿槽转矩削弱方法研究[J]. 南京信息工程大学学报(自然科学版), 2023, 15(3): 337-345.  
Zhang Wenchao, Zhang Xueyi, Wang Lei, et al. Weakening cogging torque of built-in permanent magnet synchronous motor[J]. Journal of Nanjing University of Information Science & Technology, 2023, 15(3): 337-345.
- [15] Coey D. Perspective and prospects for rare earth permanent magnets[J]. Engineering, 2020, 6(2): 119-131.
- [16] 杨凯,颜建虎,张尚坤. 分数槽永磁电机的多物理场耦合分析[J]. 电气工程学报, 2017, 12(5): 1-7.  
Yang Kai, Yan Jianhu, Zhang Shangkun. Multi-physics filed coupling analysis of fractional slot permanent magnet machine[J]. Journal of Electrical Engineering, 2017, 12(5): 1-7.
- [17] 李舒彬,周腊吾,王小菲,等. 基于多轮进化算法的车用双层磁钢永磁同步电机参数优化设计[J]. 科学技术与工程, 2024, 24(23): 9891-9898.  
Li Shubin, Zhou Lawu, Wang Xiaofei, et al. Parameter optimization design of double-layer magnets permanent magnet synchronous motor for vehicles based on multi-round evolutionary algorithm[J]. Science Technology and Engineering, 2024, 24(23): 9891-9898.
- [18] Lei G, Liu C, Li A, et al. Robust design optimization of a high-temperature superconducting linear synchronous motor based on Taguchi method[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2019, 29(2): 1-6.
- [19] 陈演斐,范晨阳,汤俊,等. 基于田口法的星-三角 FSPMM 电磁性能优化研究[J]. 河南理工大学学报(自然科学版), 2024, 43(3): 135-145.  
Cheng Zhenfei, Fan Chenyang, Tang Jun, et al. Optimization of electromagnetic performance of star-delta FSPMM based on Taguchi method[J]. Journal of Henan Polytechnic University(Natural Science), 2024, 43(3): 135-145.