

DOI:10.19344/j. cnki. issn1671-5276.2024.05.031

直升机涵道尾桨永磁同步电机设计与仿真

江浩,周瑾,金超武,徐园平,姚润晖

(南京航空航天大学 机电学院,江苏 南京 210016)

摘要:针对直升机涵道尾桨机械传动系统传动链长、噪声大、结构复杂、传动轴刚度差和安装维护周期长等缺陷,设计一种适用于直升机涵道尾桨的永磁同步电机。通过探究悬停工况下电机主要尺寸与尾桨桨叶长度、宽度以及安装角度的关系,明确一定范围内电机主要尺寸最小时的功率、转矩和转速;采用分数槽集中绕组进一步提升了功率密度,基于 14 极 18 槽完成了电机设计。建立电磁场和温度场有限元仿真模型,验证电磁设计的合理性以及永磁体分段降温的有效性。与未分段相比,当永磁体沿周向分 4 段时,永磁体平均温度降低了 55.43%。结果表明:该电机功率密度较高,输出特性良好并且温升较低,能够长时间可靠运行。

关键词:直升机涵道尾桨;永磁同步电机;分数槽集中绕组;涡流损耗;永磁体分段

中图分类号:TM351 **文献标志码:**B **文章编号:**1671-5276(2024)05-0148-07

Design and Simulation of Helicopter Culvert Tail Rotor Permanent Magnet Synchronous Motor

JIANG Hao,ZHOU Jin,JIN Chaowu,XU Yuanping,YAO Runhui

(College of Mechanical and Electrical Engineering,Nanjing University of Aeronautics and Astronautics,Nanjing 210016,China)

Abstract:With regard to the defects of the mechanical transmission system of helicopter culvert tail rotor, such as long transmission chain, big noise, complex structure, poor transmission shaft stiffness and long installation and maintenance cycle, a permanent magnet synchronous motor suitable for helicopter culvert tail rotor was designed. By exploring the relationship between main size of the motor and the length, width and installation angle of the tail rotor blades under hovering condition, the power, torque and speed with the smallest main size of the motor in a certain range were clarified. The fractional slot concentrated winding was used to further improve the power density. The motor design was completed based on 14 pole 18 slot. And the finite element simulation model of electromagnetic field and temperature field was established to verify the rationality of electromagnetic design and the effectiveness of segmented cooling of permanent magnet. Compared with the non-segmentation, when the permanent magnet was divided into 4 parts along the circumference, the average temperature of the permanent magnet was reduced by 55.43%. The results show that the designed motor has high power density, good output characteristics, low temperature rise and reliable operation with duration.

Keywords:helicopter culvert tail rotor;permanent magnet synchronous motor;fractional slot concentrated winding;eddy current loss;permanent magnet segmentation

0 引言

随着全球化石能源的日益枯竭和新能源技术的不断发展,为了减少发展航空工业所带来的污染,降低飞行成本,提高飞行可靠性,航空业界正大力发展多电飞机技术^[1-2]。在直升机领域中,传统尾桨机械传动系统主要包含减速器和传动轴,该系统传动链长、噪声大、结构复杂、传动轴刚度差且安装维护周期长。由于电动技术具有推动直升机动力传动构型实现革命性转变的潜力^[3],国内外对于直升机电动尾桨进行了相应探

索。2010 年,布里斯托大学与意大利莱昂纳多公司等机构针对直升机电动尾桨开展合作,将一架 AW139 直升机的尾桨改为电动构型并进行了地面实验;2020 年,美国贝尔公司对改装自 429 型直升机的电动尾桨验证机进行了试飞;中国直升机设计研究所对电动尾桨开展了研究,研制出高功重比电机与控制器,通过相应技术组件进行了地面实验。目前,国内外对直升机电动尾桨的研究尚处于设计与试飞阶段。因此,开展直升机电动尾桨相关零部件研制,对于直升机电动尾桨的发展具有重要意义。

第一作者简介:江浩(1997—),男,江苏南通人,硕士研究生,研究方向为磁悬浮永磁同步电机设计及控制,15195901968@163.com。

在不同直升机电动尾桨系统中,直驱式电动系统将驱动电机与尾桨桨叶直接相连,省略了减速器和传动轴等部件,不仅弥补了机械传动系统的不足,还实现了尾桨与主桨的解耦控制,提高了飞行的效率、灵活性和安全性。在直驱式电动系统中,驱动电机的功率密度和可靠性指标直接决定了电动系统的实用性及安全性,永磁电机凭借高效率、高可靠性、高功率密度和结构紧凑等优点成为直驱式电动系统驱动电机的首选类型^[4]。国内外学者针对直驱式电动系统永磁电机开展了相应的研究。文献[5]根据永磁体结构提出了两种外转子内置式永磁无刷电机机构型,对比发现采用辐条型永磁体的电机在质量和性能方面要优于采用“V”型永磁体的电机。虽然内置式电机可以减少永磁体涡流损耗,但是在外转子上开设通槽放置永磁体会降低外转子的强度。文献[6]将永磁无刷电机与变距机构组合,设计了一种直升机尾桨快速响应机构,有效缩短了单电机驱动的时间;但是将电机与变桨距机构组合不利于系统轻量化设计。文献[7]结合电源的质量和可用性提出了一种直升机四重电动尾桨构型,从电机的热量管理、结构完整性、轻量化潜力、安全性和可靠性等方面综述了四重电动尾桨的最新发展。

本文以直升机涵道尾桨作为研究的载体,根据永磁同步电机的设计理论和分析方法开展了直驱式电动系统永磁同步电机研究。具体探讨了永磁同步电机的设计方法,分别建立了永磁同步电机电磁场和温度场有限元仿真模型,基于有限元模型对电磁性能和温升特性进行仿真,仿真结果验证了理论分析与设计的合理性。

1 直升机涵道尾桨气动特性分析

在进行永磁同步电机设计前,首先需要分析直升机涵道尾桨的气动特性,以明确电机的设计指标。直升机悬停时,空气对旋翼的反作用力矩完全由涵道尾桨进行平衡,本节基于叶素动量理论估算了悬停工况下电机有效体积最小时的功率、转矩和转速。

1.1 叶素-动量理论

由动量理论计算空气对桨叶的反作用力 F ,根据能量守恒定律可知,桨叶所消耗的功率等于空气动能的变化率。因此,可以列出如下方程组:

$$\begin{cases} F = \dot{m}(V_3 - V_1) \\ FV_2 = \dot{m}\left(\frac{1}{2}V_3^2 - \frac{1}{2}V_1^2\right) \end{cases} \quad (1)$$

式中: V_1 、 V_2 、 V_3 分别为桨叶前端、端面和后端的气流轴向流速; $\dot{m}$ 为单位时间流过任一截面的空气质量。直升机悬停时, $V_1=0$,由式(1)可得

$$V_3 = 2V_2 \quad (2)$$

将桨叶所在的桨盘平面分为若干厚度为 dr 的圆环,圆环内空气质量的变化率 $\dot{dm}$ 、桨叶拉力 dF 和转矩 dM 分别为:

$$\dot{dm} = \rho V_2 dA = 2\pi\rho V_2 r dr \quad (3)$$

$$dF = (V_3 - V_1) \dot{dm} = 4\pi\rho V_2^2 r dr \quad (4)$$

$$dM = (\omega_3 r - \omega_1 r) r dm = 4\pi\rho\omega_2 V_2 r^3 dr \quad (5)$$

式中: ρ 为空气密度; r 为圆环的半径; dA 为圆环的面积。

根据叶素理论,假设桨叶沿长度的方向由若干个叶素组成。图1所示为叶素横截面, φ 为安装角度; α 为翼型攻角; β 为来流角。直升机悬停工况下桨叶平面内的翼型攻角 α 、来流角 β 和合成速度 V_r 可以由该平面内的轴向空气流速 V_2 、环向空气角速度 ω_2 和桨叶角速度 ω_1 表示为:

$$\alpha = \varphi - \beta \quad (6)$$

$$\beta = \arctan \frac{V_2}{(\omega_1 - \omega_2)r} \quad (7)$$

$$V_r = \sqrt{V_2^2 + (\omega_1 - \omega_2)^2 r^2} \quad (8)$$

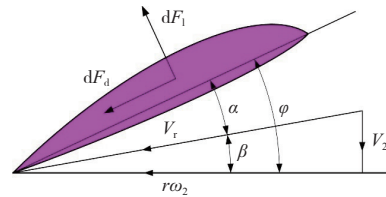


图1 叶素横截面

若不计桨叶失速和压缩性的影响,NACA0012翼型的升力系数 C_l 和阻力系数 C_d 与翼型攻角 α 的关系为:

$$C_l = 0.1\alpha \quad (9)$$

$$C_d = 0.008 \cdot 1 + (-0.25\alpha + 0.12\alpha^2) \times 10^{-3} \quad (10)$$

桨叶宽度为 c 时,单个叶素上的拉力 dF_l 和阻力 dF_d ,投影到水平轴与垂直轴上分别为:

$$\begin{aligned} dF_x &= dF_l \sin\beta + dF_d \cos\beta = \frac{1}{2} \rho V_r^2 c (C_l \sin\beta + C_d \cos\beta) dr \\ dF_y &= dF_l \cos\beta - dF_d \sin\beta = \frac{1}{2} \rho V_r^2 c (C_l \cos\beta - C_d \sin\beta) dr \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} dF_x &= dF_l \sin\beta + dF_d \cos\beta = \frac{1}{2} \rho V_r^2 c (C_l \sin\beta + C_d \cos\beta) dr \\ dF_y &= dF_l \cos\beta - dF_d \sin\beta = \frac{1}{2} \rho V_r^2 c (C_l \cos\beta - C_d \sin\beta) dr \end{aligned} \quad (12)$$

则 N 个叶素上的拉力 dF 、转矩 dM 和需用功

率 dP 为:

$$dF = \frac{1}{2} \rho V_r^2 c N (C_l \cos \beta - C_d \sin \beta) dr \quad (13)$$

$$dM = \frac{1}{2} \rho V_r^2 c r N (C_l \sin \beta + C_d \cos \beta) dr \quad (14)$$

$$dP = \frac{1}{2} \rho V_r^2 c r \omega_1 N (C_l \sin \beta + C_d \cos \beta) dr \quad (15)$$

由长度为 L 的桨叶方向上积分便可以得到 N 个桨叶的拉力 F 、转矩 M 和需用功率 P 。根据式(6)一式(10)可以将式(13)一式(14)中的 V_r 、 β 、 C_l 和 C_d 通过 V_2 、 ω_2 、 ω_1 和 φ 表示。具体计算流程如下:

1) 从桨叶的根部开始,初步选取半径为 r 处的空气轴向速度 V_2 和环向角速度 ω ;

2) 根据式(7)和式(8)计算半径为 r 处空气的来流角 β 与合成速度 V_r ;

3) 根据式(9)和式(10)计算翼型攻角 α 对应的升力系数 C_l 和阻力系数 C_d ,将 V_r 、 β 、 C_l 和 C_d 带入式(13)和式(14),与式(4)和式(5)联立,更新 V_2 和 ω_2 ;

4) 若更新后与更新前的 V_2 和 ω_2 的误差小于给定值,迭代收敛,由此计算半径 r 处的推力 dF 、转矩 dM 和功率 dP ,将半径变为 $(r+dr)$,返回步骤1)改变 V_2 和 ω_2 并继续迭代;若误差大于给定值,则保持半径不变,返回步骤1)改变 V_2 和 ω_2 并继续迭代;

5) 将桨根至桨尖的 dF 、 dM 、 dP 叠加,输出 N 个桨叶对应的拉力 F 、转矩 M 和需用功率 P 。

1.2 永磁同步电机设计指标

轻量化设计是直升机实现质量更轻、结构更优和性能更高等目标的重要前提和基础。在一定范围内,直升机的结构质量每减轻1%,其性能就会提升3%~5%^[8]。因此,设计永磁同步电机需要尽量降低质量。电机常数 C_A 表示产生单位转矩所耗用的有效材料的体积,一定程度上反映了结构材料的耗用量^[9],具体表达式如下:

$$C_A = \frac{D^2 l_{ef}}{P'/n} = \frac{60 D^2 l_{ef}}{2\pi T'} = \frac{6.1}{\alpha'_p K_{Nm} K_{dp} A B_\delta} \quad (16)$$

式中: P' 为计算功率; T' 为计算转矩; n 为电机转速; $D^2 l_{ef}$ 为电机主要尺寸; α'_p 为计算极弧系数; K_{Nm} 为气隙磁场波形系数; K_{dp} 为电枢绕组系数; A 为电负荷; B_δ 为磁负荷。由于一定程度上 α'_p 、 K_{Nm} 、 K_{dp} 、 A 和 B_δ 的变化范围不大,所以永磁同步电机的主要尺寸近似与计算功率成正比,而与电机的转速成反比。

与调节桨叶桨距来改变拉力不同,直驱式电

动系统通过调节桨叶转速来改变拉力。桨叶长度 L 和宽度 c 一定而安装角度改变时,桨叶的拉力 F 取决于气流合成速度 V_r 、来流角 β 、升力系数 C_l 和阻力系数 C_d 。由式(6)一式(10)可知, V_r 、 β 、 C_l 和 C_d 均与桨叶安装角度 φ 和角速度 ω_1 相关。为了产生所需拉力,需要调整桨叶角速度以弥补安装角度引起的拉力偏差,进而影响 V_r 、 β 、 C_l 和 C_d 。由式(15)可知,需用功率也会随之改变,电机主要尺寸也不相同。不同桨叶长度 L 与宽度 c 在产生相同拉力时,若安装角度给定,所需的角速度不同,进而影响 V_r 、 β 、 C_l 和 C_d ,电机主要尺寸也随之改变。根据1.1节计算流程可以求出电机主要尺寸最小时的桨叶长度、宽度和安装角度。

某型直升机在最大起飞质量3 850 kg时,空气对主旋翼的反转矩为16 900 Nm,涵道尾桨需要产生的推力约为2 380 N。由于涵道能产生一定推力,桨叶仅需要提供的推力为1 250 N。再次根据上述的计算流程求出不同桨叶长度、宽度和安装角度在产生相同平衡拉力时的转速和计算功率,由此得到永磁同步电机的主要尺寸。图2所示为不同桨叶长度和安装角度与电机主要尺寸的关系,桨叶宽度取0.07 m;图3所示为不同桨叶宽度和安装角度与电机主要尺寸的关系,桨叶长度取0.27 m。可以发现,电机主要尺寸随桨叶长度、宽度和安装角度的增加而增加。当桨叶长度取0.27 m、宽度取0.07 m、安装角度取11°时,在转速为5 400 r/min时产生1 250 N的推力,电机主要尺寸最小,为 $3.756 \times 10^{-3} \text{ m}^3$ 。

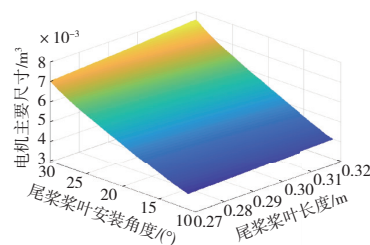


图2 主要尺寸与桨叶长度及安装角度的关系

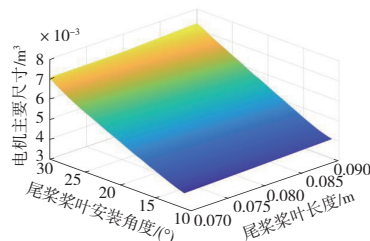


图3 主要尺寸与桨叶宽度及安装角度的关系

由上述分析结果初步确定了一定范围内直升机涵道尾桨永磁同步电机质量最轻时的额定功率、额定转矩和额定转速等设计指标,具体如表1所示。

表1 永磁同步电机设计指标

指标名称	数值	指标名称	数值
额定功率/kW	50	工作温度/℃	≤80
额定转矩/Nm	88	电枢直径/mm	285
额定转速/(r/min)	5 400	额定线电压/V	380

2 直升机涵道尾桨永磁同步电机设计

本节根据设计指标,结合直升机涵道尾桨结构形式设计了一台外转子永磁同步电机。

2.1 定子绕组形式与极槽配合

分数槽集中绕组可以缩短永磁同步电机定子端部绕组的长度,降低绕组的质量和损耗,有利于提升电机的功率密度和效率,因而分数槽集中绕组电机被广泛应用于航空航天领域^[10]。初步选极槽配合时,需要保证分数槽集中绕组有较大的基波绕组系数以提升永磁体的利用率,增强电枢反应。此外,低速大转矩场合下电机极数较多,而中高速场合下电机极数较少,当电机转速范围为1 000~20 000 r/min时,极数范围通常为4~14。根据永磁同步电机的额定转速和永磁体的利用率,初选10极12槽、14极12槽和14极18槽3种极槽配合。采用双层绕组并分析以上3种极槽配合的磁动势谐波含量,确定出磁动势谐波含量较少的极槽配合。分数槽集中绕组永磁同步电机的单元电机每相槽数 q 表达式为

$$q = \frac{Z}{mt} \quad (17)$$

式中: Z 为槽数; m 为相数; t 为单元电机数。

绕组分布系数为 k_{dv} 的计算公式随 q 奇偶性的不同而改变,当 q 为偶数时,绕组分布系数 k_{dv} 为

$$k_{dv} = \frac{2\sin\left(\frac{\pi}{2m}\right)}{q\sin\left\{\frac{\pi}{Z/t}\left[1+\frac{Rp(v-1)}{t}\right]\right\}} \quad (18)$$

当 q 为奇数时,绕组分布系数 k_{dv} 为

$$k_{dv} = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2m}\right)}{q\sin\left\{\frac{\pi}{2Z/t}\left[1+\frac{Rp(v-1)}{t}\right]\right\}} \quad (19)$$

短距分布系数 k_{pv} 为

$$k_{pv} = \sin\left(\frac{\pi v y p}{Z}\right) \quad (20)$$

式中: v 为谐波次数; y 为节距; τ 为极距; p 为极对数;而 R 与 Z 、 t 和 p 的关系为

$$R = \frac{kZ+t}{p} \quad (21)$$

式中 k 为使 R 为正整数的最小的正整数。电机绕组系数 k_{wv} 可以表示为

$$k_{wv} = k_{dv} k_{pv} \quad (22)$$

由 v 次谐波绕组系数与基波绕组系数 k_{wp} 的比值可以求出 v 次谐波磁动势 F_v 与基波磁动势 F_p 的比值,具体表达式为

$$\frac{F_v}{F_p} = \frac{k_{wv}}{vk_{wp}} \times 100\% \quad (23)$$

图4所示为基波磁动势归一化后3种极槽配合的磁动势谐波相对幅值分布情况。

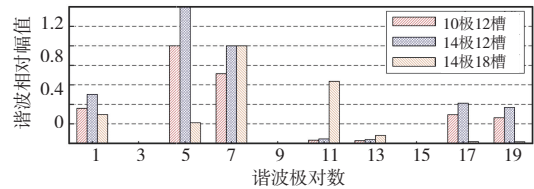


图4 3种极槽配合的磁动势谐波相对幅值

通过对比发现,14极18槽的磁动势谐波含量低于10极12槽与14极12槽,较多的极对数可以减小转子铁芯磁路的横截面积,有利于降低外转子铁芯的质量。因此,极槽配合优选14极18槽。

2.2 永磁同步电机电磁设计

1) 电负荷与磁负荷选择

对于永磁同步电机而言,电负荷 A 的范围通常为230~550 A/cm,磁负荷 B_s 的范围通常为0.7~1 T。由式(16)可知,适当提高电负荷与磁负荷可以降低电机常数,从而降低结构材料的耗用量。

涵道尾桨永磁同步电机转子外径由于受到涵道和桨叶的尺寸限制,需要在有限的定子齿槽空间内尽量减少绕组匝数,而从降低绕组铜耗、保证散热风道通畅的角度考虑, A 也不宜过高,但 A 过低则会导致电机材料用量增加。磁负荷 B_s 的选取同样受到电机尺寸限制,为了保证有足够的齿槽空间绕线,定子齿宽不宜过大,即 B_s 不宜过高,从降低定、转子铁芯铁耗和铁芯磁通密度的角

度考虑, B_{δ} 也不宜过高, 但 B_{δ} 过低会导致材料用量增加。本次设计的电负荷 $A=300\text{ A/cm}$, 磁负荷 $B_{\delta}=0.8\text{ T}$ 。

2) 气隙长度选择

气隙长度 δ 是决定气隙磁密的重要因素之一。在永磁体尺寸不变的前提下, 减小气隙长度能提高永磁体的利用率, 但 δ 过小不仅不利于永磁体散热, 还会提高装配难度, 适当增加气隙长度在解决上述问题的同时, 还能够降低气隙磁场畸变形给永磁体带来的影响^[11]。永磁同步电机的气隙长度在设计中一般不超过 3 mm , 气隙长度为 1 mm 、 2 mm 和 3 mm 时的气隙磁密波形如图 5 所示。气隙长度为 2 mm 时气隙磁密波形的畸变形明显小于气隙长度为 1 mm 时的气隙波形; 而气隙长度为 2 mm 和 3 mm 时气隙磁密畸变形改善效果不明显。因此, 本次设计确定的气隙长度 δ 为 2 mm 。

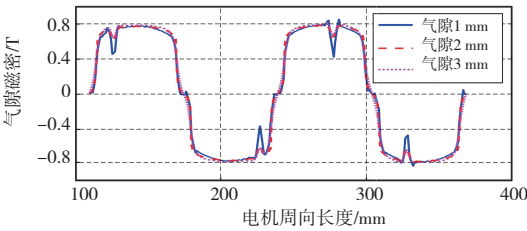


图 5 不同气隙长度下的气隙磁密波形

3) 绕组参数计算

空载反电势 E_0 由永磁体产生的气隙磁密基波磁通在电枢绕组中感应产生, E_0 取额定相电压的 $0.9\sim 1.1$ 倍, 具体计算公式为

$$E_0 = 4fNK_{Nm}K_{dp}\Phi = 4fNK_{Nm}K_{dp}B_{\delta}\tau(2/\pi)L_{ef} \quad (24)$$

式中: N 为电枢绕组每相串联匝数; Φ 为每极磁通; L_{ef} 为电枢长度。当 E_0 确定时, 根据式 (24) 可以计算出电枢绕组的每相串联匝数, 进一步由每相串联匝数 N 可以求出每槽导体数 N_s 。永磁同步电机电磁转矩 T_e 与相电流 I 的关系为

$$T_e = \frac{P}{\omega_e} = \frac{mE_0I}{\omega_e} = \frac{2m}{\pi}K_{Nm}K_{dp}NB_{\delta}\alpha'_p\tau L_{ef}I \quad (25)$$

当 T_e 确定时, 根据式 (25) 可以求出相电流, 结合电流密度的上限值计算每相导线的并绕根数。

由上述分析, 可以确定直升机涵道尾桨外转子永磁同步电机的设计参数, 具体参数如表 2 所示。

表 2 永磁同步电机设计参数

参数名称	数值	参数名称	数值
定子槽数	18	电枢长度/mm	46
永磁体极数	14	绕组节距	1
电负荷/(A/cm)	300	并绕根数	30
磁负荷/T	0.8	每槽导体数	18
气隙长度/mm	2	并联支路数	1
定子内径/mm	165	漆包线直径/mm	0.88
定子外径/mm	285	极弧系数	0.85
转子内径/mm	289	永磁体厚度/mm	4.26
转子外径/mm	325	电机总质量/kg	18.8

3 直升机涵道尾桨永磁同步电机仿真

3.1 永磁同步电机电磁场仿真

首先对永磁同步电机磁力线和磁通密度的分布进行分析。图 6 仿真结果表明, 除了定子齿根和定子轭部等少数区域的磁通密度较高外, 其余部分的磁通密度均位于 1.5 T 以下, 满足设计要求。

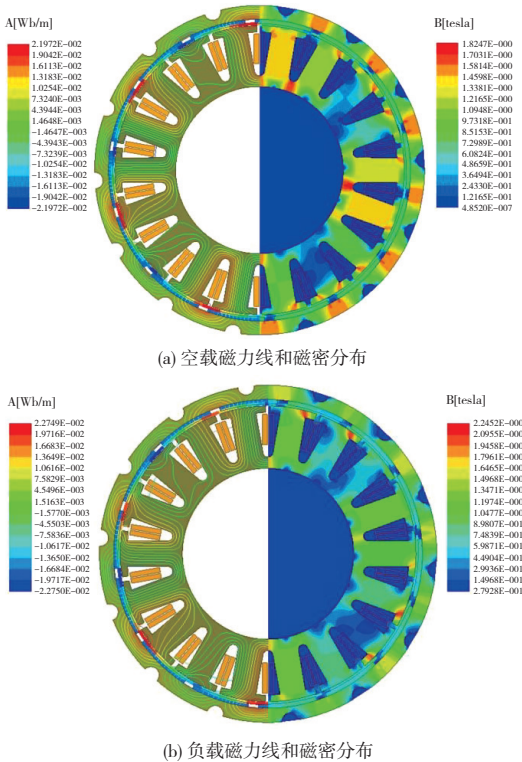


图 6 磁力线与磁密分布

图 7 为三相空载反电势, 其波形接近正弦波, 空载反电势峰值约为 315 V , 有效值约为 223 V , 与相电压有效值 220 V 的比值为 1.014 , 符合设计要求。

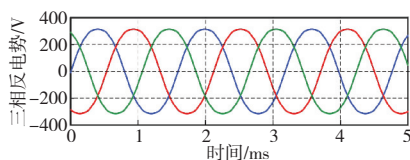


图7 永磁同步电机三相空载反电势

3.2 永磁同步电机温度场仿真

分数槽集中绕组虽然具有一系列优势,但是其最明显的不足就是存在大量磁动势谐波,由此引起的永磁体涡流损耗导致永磁体升温^[12]。为了避免永磁体高温退磁,需要对14极18槽永磁同步电机的永磁体结构进一步改进。永磁体周向分段实质是增加轴向电阻,减少永磁体感生涡流密度,降低永磁体的涡流损耗,降低由涡流损耗所引起的永磁体温升。

对永磁同步电机在额定工况下运行,永磁体未分段和分4段的情况进行温度场仿真,电机各部分的温度如图8和图9所示。

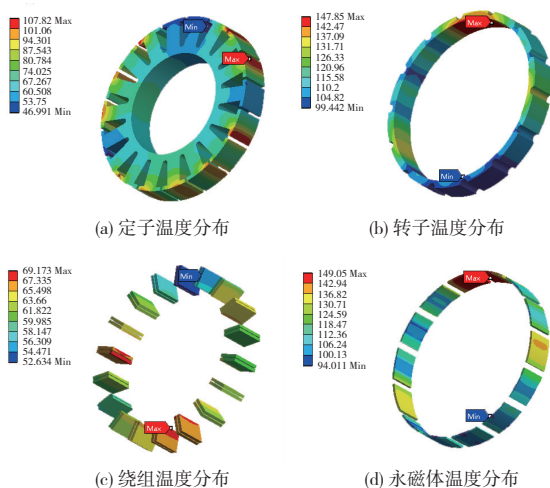


图8 永磁体未分段时电机温度分布

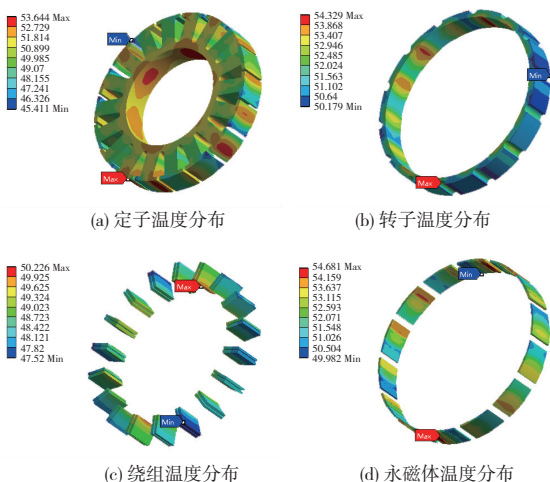


图9 永磁体分4段时电机温度分布

与永磁体未分段时相比,当永磁体分段数为4时,定子铁芯平均温度降低了25.24%,定子铁芯最高温度降低了50.25%;转子铁芯平均温度降低了55.18%,转子铁芯最高温度降低了63.27%;绕组平均温度降低了21.88%,绕组最高温度降低了27.38%;永磁体平均温度降低了55.43%,永磁体最高温度降低了63.33%。永磁体平均温度与最高温度下降的百分比最大,证明了永磁体分段技术对于降低永磁体的温升具有明显的效果。

图10所示为永磁体未分段与分4段的额定输出转矩。永磁体分段对额定输出转矩影响很小。因此,永磁体分段在降低永磁体温升的同时,保证输出转矩满足工况需求。

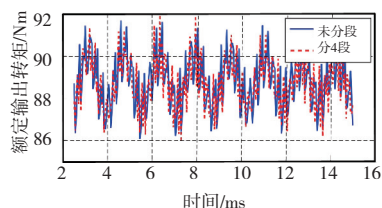


图10 永磁体未分段与分4段时电机输出转矩

4 结语

本文针对直升机涵道尾桨设计了一台外转子永磁同步电机。基于涵道尾桨的气动特性,明确了电机的设计指标;通过永磁同步电机理论设计与分析的方法确定各项设计参数;利用有限元软件分别计算了电机的电磁特性和温度特性,得出以下结论。

1)通过分析直升机涵道尾桨的气动特性,明确了一定合理范围内电机有效体积最小时的桨叶长度、宽度与安装角度,能够提升电机的功率密度。

2)通过电磁场计算结果可以看出,本文设计的电机在额定工况下输出电磁转矩波动幅度较小,约为6.8%;峰值功率约为85 kW,对应的峰值功率密度能够达到4.5 kW/kg。

3)将永磁体沿周向分为4段,有效降低分数槽集中绕组永磁同步电机的永磁体涡流损耗和温升,提高了电机的安全性与可靠性。电磁场和温度场的仿真结果也验证了永磁体分段的有效性。

4)本文所设计的直升机涵道尾桨永磁同步电机的设计思路和分析方法可为今后直升机涵道尾桨高功率密度、高可靠性电机的研究提供一定的参考。

参考文献:

- [1] JIAN F U, MARE J C, YU L M, et al. Multi-level virtual prototyping of electromechanical actuation system for more electric aircraft [J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2018, 146(5): 30-51.
 - [2] CANCEILLO G, CAVALLA A, LO SCHIAVO A, et al. Multi-objective adaptive sliding manifold control for more electric aircraft [J]. ISA Transactions, 2020, 107: 316-328.
 - [3] 宋益明, 胡柏安, 尹可, 等. 直升机尾桨电传动系统关键技术分析[J]. 航空动力, 2020(1): 24-26.
 - [4] 朱方晨, 毕颖, 周燕飞, 等. 摆线副结构永磁复合电机的设计与分析[J]. 机械制造与自动化, 2022, 51(1): 192-194, 224.
 - [5] VILLANI M, PARASILITI F, TURSINI M, et al. PM brushless motors comparison for a Fenestron © type helicopter tail rotor [C]//2016 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM). Capri, Italy: IEEE, 2016: 22-27.
 - [6] ZHANG Y, JIANG C, WANG Y, et al. Design and application of an electric tail rotor drive control for helicopters with performance tests [J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2018, 146(5): 30-51.
 - [7] BOOKER J D, TON J, WILLIAMSON S, et al. Development of a power generation system and quadruplex direct electric drive for a helicopter tail rotor [C]//Proceedings of the AIAA Scitech 2020 Forum. Orlando, FL. Reston, Virginia: AIAA, 2020: 0118.
 - [8] 鄂春晖. 直升机机身轻量化技术研究[D]. 沈阳: 东北大学, 2014.
 - [9] 杨莉, 戴文进. 电机设计理论与实践[M]. 北京: 清华大学出版社, 2013.
 - [10] 郑军强, 赵文祥, 吉敬华, 等. 分数槽集中绕组永磁电机低谐波设计方法综述[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(增刊1): 272-280.
 - [11] 刘毓希, 李立毅, 曹继伟, 等. 短时高过载永磁同步电机电磁热研究[J]. 电工技术学报, 2019, 34(11): 2296-2305.
 - [12] 陈益广, 潘玉玲, 贺鑫. 永磁同步电机分数槽集中绕组磁动势[J]. 电工技术学报, 2010, 25(10): 30-36.
-
- 收稿日期: 2022-10-26

收稿日期:2022-10-26

(上接第 143 页)

- [3] 张大卫,王刚,黄田,等. RV 减速机动力学建模与结构参数分析[J]. 机械工程学报,2001,37(1):69-74.
- [4] 陈李果,彭鹏,汪久根,等. RV 减速器试验装置研制及测试分析[J]. 机械传动,2017,41(11):92-96.
- [5] ROCCHETTA R, BROGGI M, HUCHET Q, et al. On-line Bayesian model updating for structural health monitoring [J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2018, 103: 174-195.
- [6] 胥永刚,孟志鹏,陆明. 基于双树复小波包变换和 SVM 的滚动轴承故障诊断方法[J]. 航空动力学报, 2014, 29(1): 67-73.
- [7] 申中杰,陈雪峰,何正嘉,等. 基于相对特征和多变量支持向量机的滚动轴承剩余寿命预测[J]. 机械工程学报, 2013, 49(2): 183-189.
- [8] 曾柯,柏林. 齿轮箱故障非线性特征测度及状态 TWSVM 辨识研究[J]. 振动与冲击, 2018, 37(15): 179-184, 198.
- [9] 陈保家,黄伟,李立军,等. 最大重叠离散小波包变换边际谱特征在齿轮故障诊断中的应用[J]. 西安交通大学学报, 2020, 54(2): 1-9.
- [10] 戚晓利,王振亚,吴保林,等. 基于 ACMPE、ISSL-Isomap 和 GWO-SVM 的行星齿轮箱故障诊断[J]. 航空动力学报, 2019, 34(4): 744-755.
- [11] 王振亚,戚晓利,等. 基于深度残差网络的行星齿轮箱振动信号故障诊断[J]. Applied Acoustics, 2015, 89: 16-27.
- [12] HE K M, ZHANG X Y, REN S Q, et al. Deep residual learning for image recognition [C]//2016 IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR). Las Vegas, NV, USA: IEEE, 2016: 770-778.
- [13] ZHAO M H, KANG M, TANG B P, et al. Deep residual networks with dynamically weighted wavelet coefficients for fault diagnosis of planetary gearboxes [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(5): 4290-4300.
- [14] 谢祥颖,刘虎,王栋,等. 基于深度残差网络的光伏故障诊断模型研究[J]. 计算机工程与科学, 2021, 43(12): 2223-2230.
- [15] 徐卓飞,武丽花,黄卿,等. 基于深度残差网络的滚动轴承故障诊断方法[J]. 机械设计与研究, 2021, 37(3): 78-83.
- [16] 彭彬森,夏虹,王志超,等. 深度神经网络在滚动轴承故障诊断中的应用[J]. 哈尔滨工业大学学报, 2021, 53(6): 155-162.

收稿日期:2023-03-03