驱动电机换位连续波绕组及其交流损耗分析

边旭[1]， 景冠睿[1]， 李雪[2]， 梁艳萍[1]
(1. 哈尔滨理工大学 电气与电子工程学院,黑龙江 哈尔滨 150080; 2. 北京科技大学 新材料技术研究院,北京 100083)

摘 要:针对新能源汽车驱动电机现有技术中扁线发卡绕组焊点较多以及在高频时绕组交流损耗较高的问题,提出一种既能完全消除焊点又能有效抑制高频时交流损耗的新型换位连续波绕组结构。首先,基于传统发卡绕组结构,分析了多股发卡股线间的环流产生机理,提出一种既能消除焊点又能有效抑制环流损耗产生的新型换位连续波绕组结构。其次,建立换位连续波绕组两端部等效三维计算模型,能够在考虑两侧端部各股线实际端部结构的情况下精确计算各股线端部漏感。最后,利用场路耦合二维有限元法,对比换位连续波绕组与发卡绕组在不同工况下各项损耗,并通过试验验证了仿真模型的有效性。研究表明,相较于发卡绕组,新型换位连续波绕组结构能够完全消除焊点,且在额定与高速运行工况下均能有效抑制交流损耗,最高转速时绕组交流损耗下降 40.8%。

关键词:驱动电机;连续波绕组;换位绕组;交流损耗分析;场路耦合;绕组设计
DOI:10.15938/j.emc.2025.03.010
中图分类号:TM351 **文献标志码**:A **文章编号**:1007-449X(2025)03-0109-12

Analysis of transposed continuous wave windings and AC losses for drive motors

BIAN Xu[1], JING Guanrui[1], LI Xue[2], LIANG Yanping[1]
(1. School of Electrical and Electronic Engineering, Harbin University of Science and Technology, Harbin 150080, China;
2. Institute for Advanced Materials and Technology, University of Science and Technology Beijing, Beijing 100083, China)

Abstract: Aiming at the existing technology of new energy vehicle drive motor, the flat wire hairpin winding has more solder joints and high AC loss of the winding at high frequency, a new type of transposed continuous wave winding structure that can eliminate the welding spots and effectively inhibit the AC loss at high frequency was proposed. Firstly, based on the traditional hairpin winding structure, the mechanism of circulating current generation between multi-strand hairpin strands was analysed, and a new transposed continuous wave winding structure that can eliminate solder joints as well as effectively inhibit the generation of circulating current loss was proposed. Secondly, an equivalent three-dimensional computational model of the two ends of the transposed continuous wave winding was established, which is capable of accurately calculating the leakage resistance of the end of each strand, taking into account the actual end structure of each strand at both ends. Finally, the field-circuit coupling two-dimensional finite element method was used to compare the AC losses of the transposed continuous wave windings with those of the original hairpin windings under various operating conditions, and the validity of the simulation

收稿日期: 2024-07-19
基金项目:黑龙江省自然科学基金(YQ2023E038);黑龙江省春雁团队项目(CYQN24003);黑龙江省“优秀青年教师基础研究支持计划”(YQJH2024076)
作者简介:边 旭(1988—),女,博士,教授,研究方向为多物理场仿真分析及电机设计;
景冠睿(2000—),男,硕士研究生,研究方向为电机绕组设计与电磁仿真分析;
李 雪(1979—),男,博士研究生,研究方向为电机绝缘材料及电机应用技术;
梁艳萍(1963—),女,博士,教授,研究方向为电机电磁理论与电磁设计、大型发电设备机电能量转换机理与电磁场分析计算。
通信作者:边 旭

model was verified by experiments. The study shows that the new transposed continuous wave winding structure can completely eliminate solder joints, and it has a good suppression effect on AC losses under different operating conditions.

Keywords: drive motor; continuous wave winding; transposed winding; AC loss analysis; field-circuit coupling; winding design

0 引 言

为进一步提升新能源汽车驱动电机的效率和功率密度,扁线发卡绕组电机已成为车用驱动电机发展的必然趋势[1]。相比于传统的圆线绕组电机,发卡绕组电机具有端部尺寸小与功率密度高等优点[2],能有效改善电机的整体性能指标,因此,现如今的新能源汽车驱动电机行业普遍采用发卡绕组电机。但发卡绕组发展至今,仍面临着在高频时交流损耗较高以及焊点较多所导致的绕组层数难以增加、工艺复杂、自动化成型和焊接设备昂贵等问题[3-4],在此方面,完全消除焊点的连续波绕组显然更具优势,目前工程上所研发的连续波绕组虽然能完全消除焊点,但随之显现出来的高频下交流损耗较大的问题一直制约着连续波绕组的进一步发展。因此对于既能完全消除焊点又能有效抑制高频时交流损耗的连续波绕组研究具有十分重要的意义。

相比于圆线绕组,扁线发卡绕组在高频高速工况下受趋肤效应和邻近效应影响明显,这会导致交流损耗增加[5-6]。目前关于此方面的研究,主要分为扁线发卡绕组交流损耗的抑制措施与计算方法两方面。首先在扁线绕组交流损耗抑制措施方面,主要分为涡流损耗抑制[7]和环流损耗抑制[8]。在涡流损耗抑制方面,文献[9]研究发现增加扁线绕组层数可以有效减小高频时扁线绕组的交流损耗,但仅对切向漏磁场产生的交流损耗有抑制作用;文献[10-11]研究发现在多种电流频率下采用不等截面导体可以有效减小交流损耗;文献[12-13]提出将槽口处绕组换为换位利兹扁线绕组,能有效降低扁线绕组交流损耗。在抑制环流损耗方面,目前广泛采用罗贝尔换位[5]、槽内连续换位[14]、端部换位等换位技术。文献[15]采用不足 360°槽内换位绕组降低环流损耗;文献[16]通过对槽口处的导体进行端部上下层扭转换位,能够有效抑制环流损耗。在扁线绕组交流损耗计算方面,普遍采用三维计算或二维场路耦合法,文献[17]建立了仅忽略鼻端的三维绕组端部换位结构,计算结果准确但计算时间较长。文献[18-19]均采用二维场路耦合有限元的方法模拟绕组的端部换位结构,但未能考虑实际端部空间结构与股线间互感影响下的端部漏电感。

本文以一台 8 极 48 槽发卡绕组电机为研究对象,首先,针对传统扁线发卡绕组结构,提出一种能够完全消除焊点且抑制环流损耗的换位连续波绕组结构。其次,基于所提出的连续波绕组结构进行多股导体间循环电流原理分析,验证此种换位结构的有效性。为简化计算资源,建立换位连续波绕组两端端部等效三维计算模型,精确计算了各股线考虑实际端部结构的端部漏感参数。再次,利用场路耦合有限元法计算发卡绕组和换位连续波绕组不同转速工况下的交流损耗及其分布规律,验证了新型换位连续波绕组消除焊点并且抑制高频时交流损耗的有效性。最后,通过试验验证了仿真模型的有效性。

1 换位连续波绕组及其降损原理

1.1 换位连续波绕组结构

本文以一台 8 极 48 槽发卡绕组电机为研究对象,6 层导体按照波绕组形式进行连接,电机的主要参数如表 1 所示。对于扁线发卡电机来说,为了防止焊接过程中产生大量的热量导致导体漆包线的漆皮碳化,危害电机的绝缘性能,常需要增加 10 mm 左右绕组端部高度,而连续波绕组无需焊接,所以其端部高度相比发卡绕组电机更短。

表 1 电机主要参数

Table 1 Main parameters of the motor

参数	数值	参数	数值
额定功率/kW	60	定子槽数	48
极对数	4	铁心轴向长度/mm	100
额定转速/(r/min)	4 775	每槽导体数	6

图 1 为该电机采用传统发卡绕组和连续波绕组的三维结构图,采用传统发卡绕组时端部总长度为 60 mm,采用连续波绕组后端部总高度为 50 mm,有效缩短了 10 mm 端部高度,此外,连续波绕组的绕组总长度也比发卡绕组短。

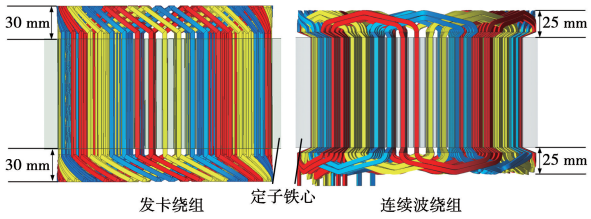


图 1　两种绕组结构的三维结构

Fig. 1　Three-dimensional structure of two winding structures

图 2 为两种绕组结构 A 相一支路的绕组排列图,其中每槽实线从左至右为槽中六层至一层绕组,发卡绕组基本采用跨层连接的形式,而连续波绕组整体为同层相连的多层波绕线圈,二者均需要跨层跳线和变节距跳线两种跳线结构,虽然连续波绕组跳线种类与发卡绕组相同,但发卡绕组一相一支路需要 15 根跳线,连续波绕组一相一支路仅需 11 根跳线,总跳线数量远小于发卡绕组,图 3 为两种绕组结构两端绕组连接圆形视图。

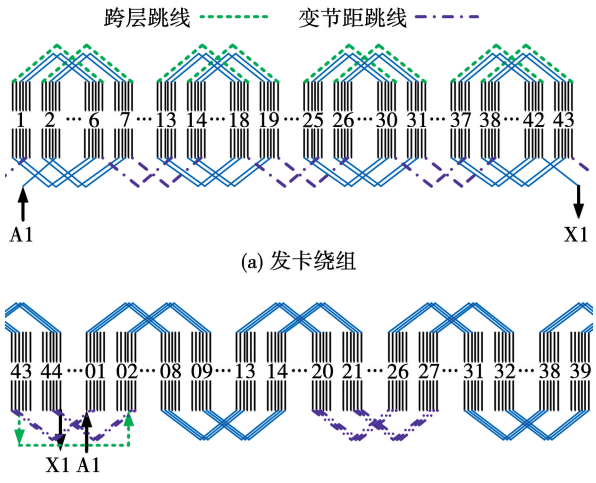


图 2　两种绕组结构 A 相一支路绕组排列

Fig. 2　Two winding structures A-phase one circuit winding arrangement

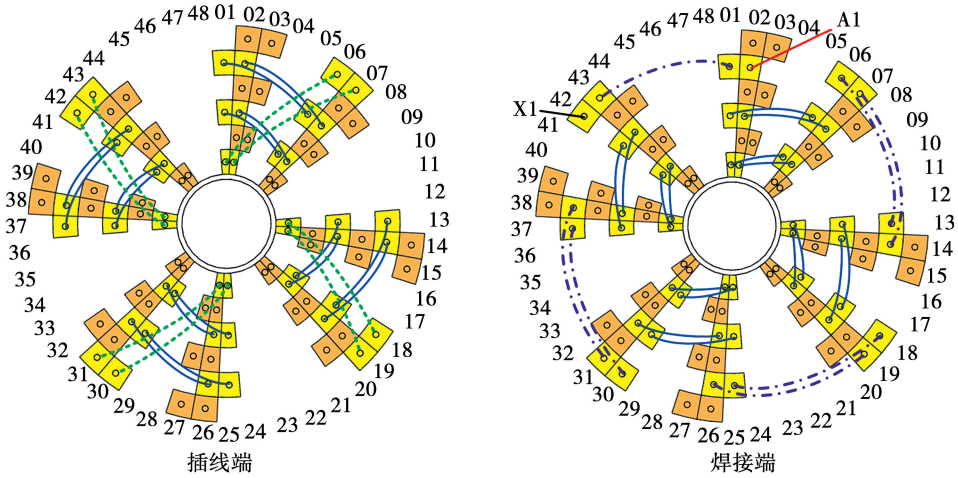


图 3　两种绕组结构 A 相一支路绕组连接圆形视图

Fig. 3　Circular view of winding connection of one circuit of A-phase of two winding configurations

图 3 中连续波绕组的常规端和异线端即为发卡绕组的插线端与焊接端,从端部角度更能清晰地看出连续波绕组的跳线数量小于发卡绕组,且连续波绕组端部结构更简单整齐。

为降低高速高频工况下的交流损耗,扁线绕组通常采用多根导体并联的结构。这种结构通过减小闭合涡流路径,有效降低了绕组的涡流损耗。

然而,在多导体并联结构中,由于槽内漏电感分布不均,各并联导体间会产生环流,进而导致额外的环流损耗。为此,需要采用绕组换位来均衡导体间的漏感分布,从而抑制环流损耗的产生。

常用的换位方式为槽内换位和端部换位,考虑连续波绕组的导体成型难度且罗贝尔换位及其他槽内换位等方式对槽内空间的要求以及对槽满率和电机冷却散热的影响,会进一步对低速下效率及峰值转矩产生影响。因此对于连续波绕组,采用图 4 所示的适用性更强的端部扭转换位绕组结构实现导体上下层的扭转换位连接,且此种换位结构还可以对股线电密的径向与周向变化产生的涡流损耗进行抑制[20]。图内每处股线编号与箭头代表其对应位置处由箭头方向所指向的视图方向对应的股线编号。

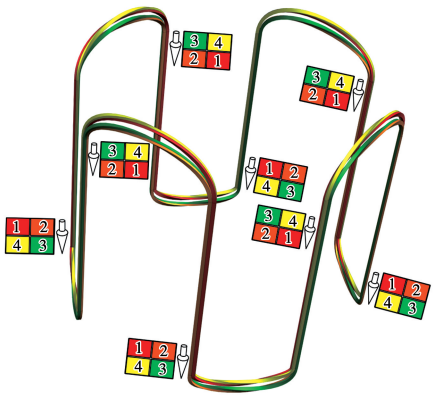


图 4 换位连续波绕组结构图

Fig. 4 Structure of transposed continuous wave windings

1.2 换位连续波绕组降损原理分析

关于换位连续波绕组降损原理的分析,首先以径向方向分股的两股股线为例对股间环流做定性分析,图 5 为径向方向分两股的股线环流分析示意图,并且遵循以下前提:

1)左侧两股股线为一处 U 形线圈的下层绕组,分布在槽的第 $k+1$ 层,右侧两股股线为 U 形线圈的上层绕组,分布在槽的第 k 层;

2)绕组电流矢量为 $\dot{\boldsymbol{I}}$,并假定不考虑环流时电流 $\dot{\boldsymbol{I}}$ 在不同股线间平均分配,即每股股线电流为 $\dot{\boldsymbol{I}}/2$;

3)忽略集肤效应、邻近效应导致电流不均匀分布以及铁心磁压降;

4)假设每股股线间的匝链磁通的范围为股线厚度中线之间,且磁场强度在此范围内呈线性分布。

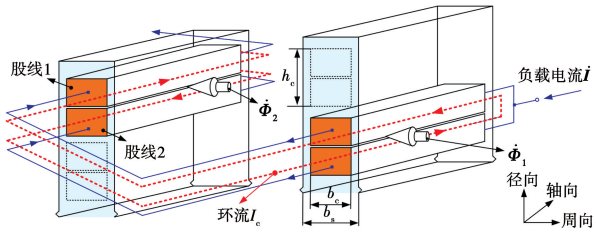


图 5 环流产生的原理分析示意图

Fig. 5 Schematic diagram of circulating current analysis

可以得到每层绕组股线间的匝链磁通为:

$$\dot{\boldsymbol{\Phi}}_1 = \dot{\boldsymbol{B}}\frac{h_c}{2}l = \frac{\mu_0\left(k-\frac{1}{2}\right)h_c l}{2b_s}\dot{\boldsymbol{I}}; \tag{1}$$

$$\dot{\boldsymbol{\Phi}}_2 = \frac{\mu_0\left(k+\frac{1}{2}\right)h_c l}{2b_s}\dot{\boldsymbol{I}}。 \tag{2}$$

式中:h_c 为每层绕组厚度;l 为股线轴向长度;μ_0 为空气磁导率;b_s 为槽宽;k 为层编号。

对频域下的股线间匝链磁通之和计算得到的股线间电势差为

$$\dot{\boldsymbol{E}} = \frac{\mu_0 k h_c l}{b_s}\mathrm{j}\omega\dot{\boldsymbol{I}}。 \tag{3}$$

其股间环流为

$$\dot{\boldsymbol{I}}_c = \frac{\dot{\boldsymbol{E}}}{R} = \frac{\mu_0 k h_c (h_c - h_g) b_c}{\rho b_s}\mathrm{j}\omega\dot{\boldsymbol{I}}。 \tag{4}$$

式中:h_g 为股线间绝缘厚度;b_c 为股线宽度;R 为股线间环流路径电阻;ρ 为股线电阻率;ω 为电流角频率。

由此种推导可得径向和周向方向均分两股的四股股线不同股之间的环流,鉴于槽内磁场可近似为沿周向分布的一维场,且磁场方向与周向平行,绕组在周向分股的各股线之间不存在匝链磁通。导致周向方向上不同位置的股线间不会产生电势差,从而有效避免了股间环流的形成,因此在径向和周向方向均分两股的四股股线的股间环流为:

$$\left.\begin{aligned}&\dot{\boldsymbol{I}}_{c12} = \dot{\boldsymbol{I}}_{c34} = 0;\\ &\dot{\boldsymbol{I}}_{c13} = \dot{\boldsymbol{I}}_{c14} = \dot{\boldsymbol{I}}_{c23} = \dot{\boldsymbol{I}}_{c24} = \frac{\mu_0 k h_c (h_c - h_g) b_c}{2\rho b_s}\mathrm{j}\omega\dot{\boldsymbol{I}}。\end{aligned}\right\} \tag{5}$$

式中:电流 $\dot{\boldsymbol{I}}_{cmn}$ 表示股线 m 与股线 n 之间的环流,其中 m 和 n 对应图 4 中的编号。

因此可知,当层编号 k 越大时绕组整体股间环流越大,所以在不换位的前提下,同层连接的连续波绕组的股间环流会小于跨层连接的发卡绕组。

假设以径向方向分两股的一个换位单元为例,其换位单元内股线 1 换位前后匝链磁通相等,股线 2 换位前后匝链磁通也相等,而一个换位单元下整体股间匝链的磁通为换位前股线间匝链磁通之和减去换位后股线间匝链磁通之和,即在该换位单元下整体股间匝链磁通为 0。

因此对于传统发卡绕组来说,径向方向分两股的绕组结构可以采用上下层换位有效消除环流,对于分四股的连续波绕组来说也会起到削弱环流的作用。

2　换位连续波绕组损耗计算及参数计算方法

2.1　损耗计算模型

2.1.1　物理模型

为了更加准确地计算换位连续波绕组各项损耗且节省计算时间,建立如图 6 所示的仅对 A 相前三层的 12 匝线圈进行了精确建模的二维等效物理模型,其中 S_1 表示二维求解域外表面。

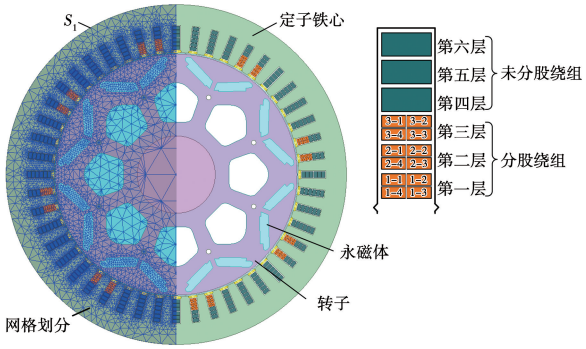


图 6　二维物理模型

Fig. 6　Two-dimensional physical model

采用二维有限元场路耦合的方法计算换位连续波绕组的交流损耗,其场路耦合原理图如图 7 所示。以 E_{A1-1-1} 为例,图中:E_{A1-1-1} 表示 A1 支路分股绕组第一层绕组的第 1 根股线所产生的感应电势,R_{A1-1-1} 为该股线电阻;L_{A1-1-1} 为该股线漏感;E_{A1} 为 A1 支路未分股绕组所产生的感应电势;R_{A1} 为 A1 支路未分股绕组的电阻;L_{A1} 为 A1 支路未分股绕组的漏感;B、C 两相以 B1 支路为例,其中 E_{B1} 为 B1 支路绕组所产生的感应电势;R_{B1} 为 B1 支路的绕组电阻,L_{B1} 为 B1 支路的绕组漏感;$I_{A/B/C}$ 表示三相相电流;ΔI_n 表示股线间的环流。

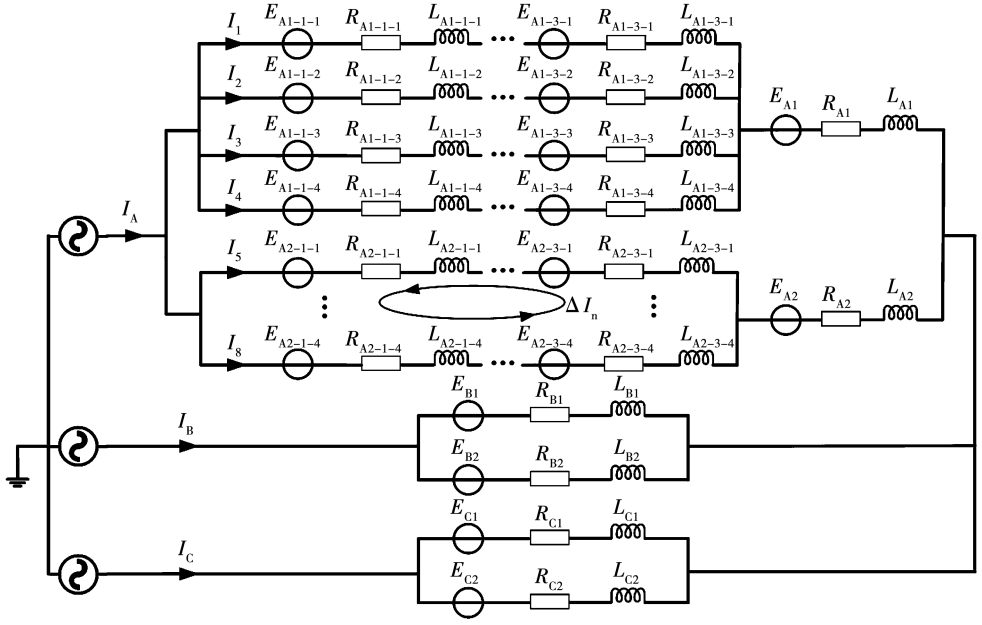


图 7　场路耦合原理图

Fig. 7　Schematic diagram of field-circuit coupling

2.1.2 数学模型

在换位连续波绕组瞬态场有限元模型的求解区域中,做出如下假设:

1)略去磁场中位移电流以及高次谐波对求解造成的误差;

2)模型中的所有场量都按照正弦规律变化;

3)忽略铁心饱和效应。

由电磁场理论可得二维瞬态场电磁场分析的标量方程为

$$\nabla^2 A - \mu\sigma\frac{\partial A}{\partial t} = -\mu J_s。 \tag{6}$$

式中:μ 为磁导率;A 为电磁位;J_s为定子绕组电流密度;σ 为电导率。

由电路原理可得

$$U_s = R_s I_s + L_e\frac{\mathrm{d}I_s}{\mathrm{d}t} + e_1。 \tag{7}$$

式中:U_s为定子相电压有效值;I_s为定子相电流有效值;R_s为定子相电阻;L_e为绕组端部电感;e_1为电机反电动势。

根据电磁场理论和斯托克斯定理可得电场磁矢位与反电动势的关系式为

$$e_1 = \frac{l_a}{s}\left(\iint_{\Omega_+}\frac{\partial A}{\partial t}\mathrm{d}\Omega - \iint_{\Omega_-}\frac{\partial A}{\partial t}\mathrm{d}\Omega\right)。 \tag{8}$$

式中:l_a为铁心轴向长度;s 为相绕组横截面积;Ω_+和 Ω_-分别为求解区域相绕组线圈正方向和负方向的总面积。

则场路耦合方程为

$$U_s = R_s I_s + L_e\frac{\mathrm{d}I_s}{\mathrm{d}t} + \frac{l_a}{s}\left(\iint_{\Omega_+}\frac{\partial A}{\partial t}\mathrm{d}\Omega - \iint_{\Omega_-}\frac{\partial A}{\partial t}\mathrm{d}\Omega\right)。 \tag{9}$$

2.2 端部漏感计算方法

为了更加准确地计算换位连续波绕组各股线实际端部结构的端部漏感,基于 2.1 节中的等效二维物理模型建立了 2 个如图 8 所示的三维端部求解区域等效物理模型,其中每个模型均由各自绕组实际端部结构与 10 mm 电机定转子铁心、永磁体、转轴、槽楔组成,为了保证计算速度略去端部连接扭头。图 8中的 S_2为等效模型电机轴截面,S_3为求解区域外圆面。

对该三维求解模型进行瞬态场有限元计算,计算得到其考虑各股线间自感与互感影响的股线磁链有效值,采用磁链法[21]对各股线的端部漏感进行计算。

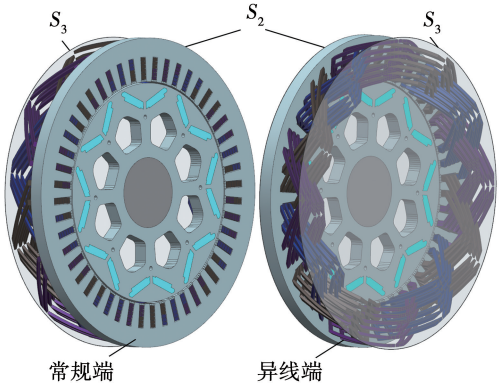


图 8 换位连续波绕组端部求解区域物理模型

Fig. 8 Physical model of solution region at the end of a transposed continuous wave winding

基于图 7 所提出的场路耦合原理图,以 A 相 A1 支路第一层的一号股线为例,其股线电流表达式为

$$i_{\mathrm{A1-1-1}} = I_{\mathrm{A1-1-1m}}\cos(\omega_1 t)。 \tag{10}$$

式中:$I_{\mathrm{A1-1-1m}}$为该股线电流幅值;ω_1为角速度。

则该股线漏感为

$$L_{\mathrm{A1-1-1}} = \frac{\psi_{\mathrm{A1-1-1}}}{i_{\mathrm{A1-1-1}}} = \frac{\psi_{\mathrm{A1-1-1m}}}{I_{\mathrm{A1-1-1m}}}。 \tag{11}$$

式中:$L_{\mathrm{A1-1-1}}$为该股线端部漏感;$\psi_{\mathrm{A1-1-1m}}$为该股线磁链幅值。

其余绕组的端部漏感计算同理,以每相第一条支路绕组为例,其三相每第一条支路绕组的端部漏感为:

$$\left.\begin{aligned} L_{\mathrm{A1}} &= \frac{\psi_{\mathrm{A1m}}}{I_{\mathrm{A1m}}};\\ L_{\mathrm{B1}} &= \frac{\psi_{\mathrm{B1m}}}{I_{\mathrm{B1m}}};\\ L_{\mathrm{C1}} &= \frac{\psi_{\mathrm{C1m}}}{I_{\mathrm{C1m}}}。 \end{aligned}\right\} \tag{12}$$

式中:ψ_{A1m}为 A1 支路未分股绕组磁链幅值;I_{A1m}为 A1 支路未分股绕组电流幅值;ψ_{B1m}为 B1 支路绕组磁链幅值;I_{B1m}为 B1 支路绕组电流幅值;ψ_{C1m}与 I_{C1m}同理。

2.3 损耗计算方法

换位连续波绕组由四股并绕而成,由于分股后每股截面积减小,因此导致直流电阻增大,股线直流铜耗 P_{dc}计算表达式为

$$P_{\mathrm{dc}} = \left(\frac{1}{4a}I_s\right)^2 R_{\mathrm{dc}}。 \tag{13}$$

式中:a 为并联支路数;I_s为每相电流有效值;R_{dc}为股线直流电阻。

绕组涡流损耗产生的原因在于趋肤效应、邻近效应以及槽漏磁场的作用,使导体电流密度分布不均匀,导致交流电阻增加。采用时步有限元法求解二维瞬态方程,可得每个单元网格的涡流损耗瞬时值为

$$P_{\mathrm{eddy}}(t) = \int_V \frac{|J_e(t)|^2}{\sigma}\mathrm{d}v。\tag{14}$$

式中:$J_e(t)$表示单元的瞬时涡流电密;V表示单元区域。

可得槽内导体随时间变化的总涡流损耗为

$$P_{\mathrm{ec}}(t) = \sum_{e=1}^{E}\frac{1}{T_0}\int_0^{T_0}P_{\mathrm{eddy}}(t)\,\mathrm{d}t。\tag{15}$$

式中 T_0为涡流损耗随时间变化的周期。

如图 6 所示,利用回路电流法,根据输入电流损耗与股线支路电流损耗的差值,计算求解股线间的循环电流损耗,其中图 6 中的 ΔI_n即为股线中的循环电流,其环流损耗 P_{cc}计算表达式为

$$P_{\mathrm{cc}} = I_i^2 R_{\mathrm{dc}} - \left(\frac{1}{4a}I_s\right)^2 R_{\mathrm{dc}}。\tag{16}$$

式中 I_i为图 6 中第 i 根股线的股线电流。

3　换位连续波绕组损耗计算与对比分析

对于本文所述的电机模型,为验证换位连续波绕组的有效性,需要考虑驱动电机的实际运行工况从而进行损耗对比,表 2 为本电机计算时选取的 3 种运行工况参数表,其中:工况 1 为低速爬坡工况;工况 2 为匀速行驶工况;工况 3 为峰值转速下的运行工况。

表 2　电机运行工况参数表

Table 2　Motor operating condition parameter table

运行工况	工况 1	工况 2	工况 3
转速/(r/min)	3 000	4 775	14 000
电枢电流幅值/A	212	212	165
频率/Hz	200	318.3	933.3
输出转矩/(N·m)	120	120	40

3.1　换位连续波绕组端部漏感计算

以 2 号槽内分股股线为例进行分析,图 9 为某一时刻下各股线两端端部漏感计算结果,其中股线编号定义与图 7 相同,图 10 为某一时刻下 A1 支路中 2 号槽各分股股线的磁密分布云图。

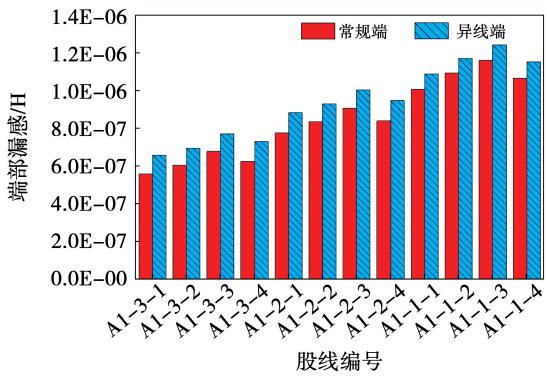


图 9　单槽股线端部漏感计算结果

Fig. 9　Calculation results of leakage inductance at the end of single-slot strands

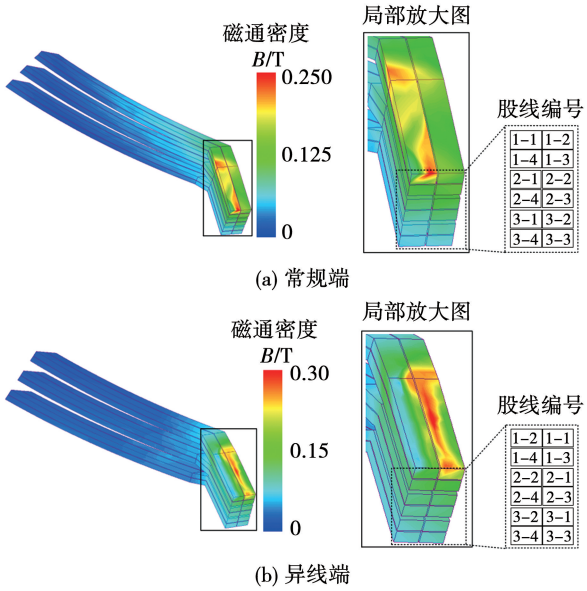


图 10　单槽股线端部磁密云图

Fig. 10　Magnetic density cloud at the end of a single-slot strands

股线端部漏感计算结果与磁密云图磁场整体分布情况相同,各股线端部漏感从槽口到槽底方向逐渐减小且磁场分布越靠近槽底分布越均匀。由于所选取的 12 根股线于常规端与异线端所跨节距以及所处端部空间位置不同,异线端各股线端部相比常规端更靠近槽口处,因此图 9 中 2 号槽各股线异线端端部漏感大于常规端端部漏感,且槽口处异线端股线磁密大于常规端股线磁密,其中靠近槽口的股线 1 – 1 与股线 1 – 2 受端部及槽内漏磁场影响最大,所以其磁密分布最不均匀。

3.2　换位连续波绕组磁场和电密计算与对比分析

在所求解的二维物理模型中选取单槽截面。永

磁同步电机采用发卡绕组和换位连续波绕组后不同转速工况下单槽磁密分布云图如图 11 所示。

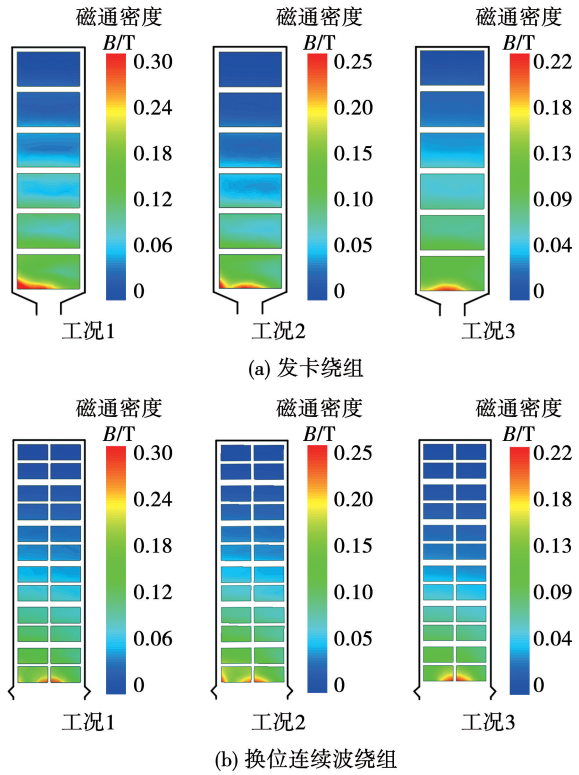


图 11 定子绕组磁密分布云图

Fig. 11 Stator winding magnetic flux density distribution cloud map

图中定子绕组槽部漏磁均由槽底向槽口逐渐增大,发卡绕组与换位连续波绕组磁密最大值基本相同,但采用换位连续波绕组后槽部整体磁场分布更均匀,其中发卡绕组靠近槽口处磁场分布最不均匀的第一层绕组,采用换位连续波绕组后磁场分布的改善效果最佳,从而有效缓解绕组中的涡流产生。采用发卡绕组及换位连续波绕组单槽电密分布云图如图 12 所示。

图中两种绕组结构槽底处电密大小的分布情况几乎相同,槽口处绕组电密得到了有效降低且分布更均匀,能够减小由于电密分布不均所导致的趋肤效应造成的影响,从而达到降低交流损耗的目的。在工况 1 时发卡绕组的最大电流密度为 $2.24\times10^{8}(\mathrm{A/m^2})$,换位连续波绕组的最大电流密度为 $1.34\times10^{8}(\mathrm{A/m^2})$;在工况 2 时发卡绕组的最大电流密度为 $1.92\times10^{8}(\mathrm{A/m^2})$,换位连续波绕组的最大电流密度为 $1.15\times10^{8}(\mathrm{A/m^2})$;在工况 3 时发卡绕组的最大电流密度为 $1.10\times10^{8}(\mathrm{A/m^2})$,换位连续波绕组的最大电流密度为 $5.94\times10^{7}(\mathrm{A/m^2})$。

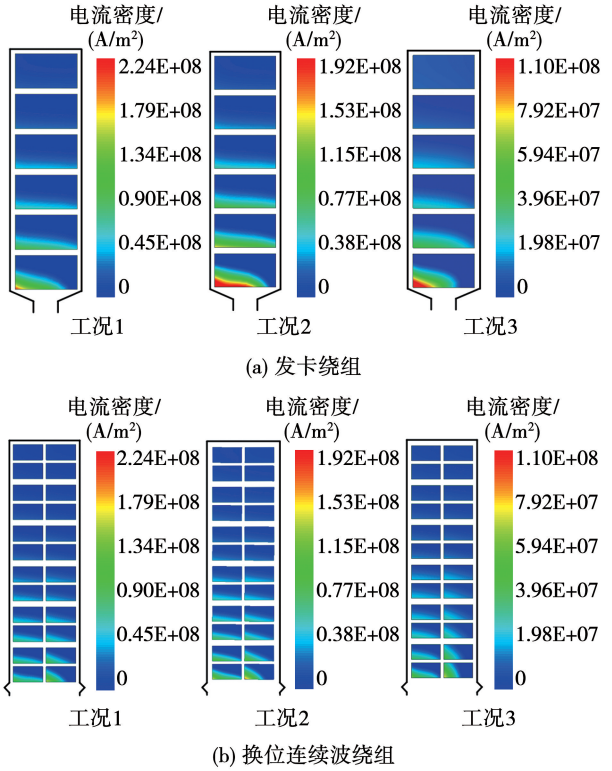


图 12 定子绕组电密分布云图

Fig. 12 Stator winding current density distribution cloud map

3.3 换位连续波绕组损耗计算与对比分析

为了进一步验证换位连续波绕组的有效性,需要对不同的运行工况进行损耗对比,基于本文的 60 kW永磁同步电机,在考虑端部绕组的情况下计算了发卡绕组与换位连续波绕组在 3 种运行工况中的各项损耗,其发卡绕组各项损耗计算结果如表 3 所示。

表 3 发卡绕组不同工况下各项损耗

Table 3 Losses of hairpin winding under different operating conditions

单位:W

工况	直流损耗	涡流损耗	环流损耗	总损耗
工况 1	631.9	107.3	0	739.2
工况 2	631.9	251.3	0	883.2
工况 3	382.8	1 003.7	0	1 386.5

从表 3 可以看出,电机在工况 1 与 2 时,由于电流幅值最大,其直流损耗在三种工况中最大。而工况 3 时电机由于其在高频高速运行时受趋肤效应影响较大,其涡流损耗最高,是额定运行工况 2 时的 4 倍。发卡绕组每根发卡绕组未采用多股股线并绕的方式,因此不存在环流损耗。交直流损耗比为总

损耗与直流损耗的比值,表 3 中三种运行工况下的交直流损耗比分别为 1.17、1.40、3.62,工况 3 由于涡流损耗显著增加,其交直流损耗比约为工况 2 的 2.6 倍。

图 13 为换位连续波绕组一个周期内不同运行工况下 A 相一支路四根股线的股线电流及对股线 3 与股线 4 进行傅里叶分解后得到的各次谐波结果,由于换位连续波绕组每相每支路四根股线均从入线端连续绕制至出线端,因此在计算模型内其每根股线在任意空间位置下的电流均相同,即采用图 4 所示扭转换位结构后股线 3 和股线 4 电流曲线与股线 1 和 2 重合。

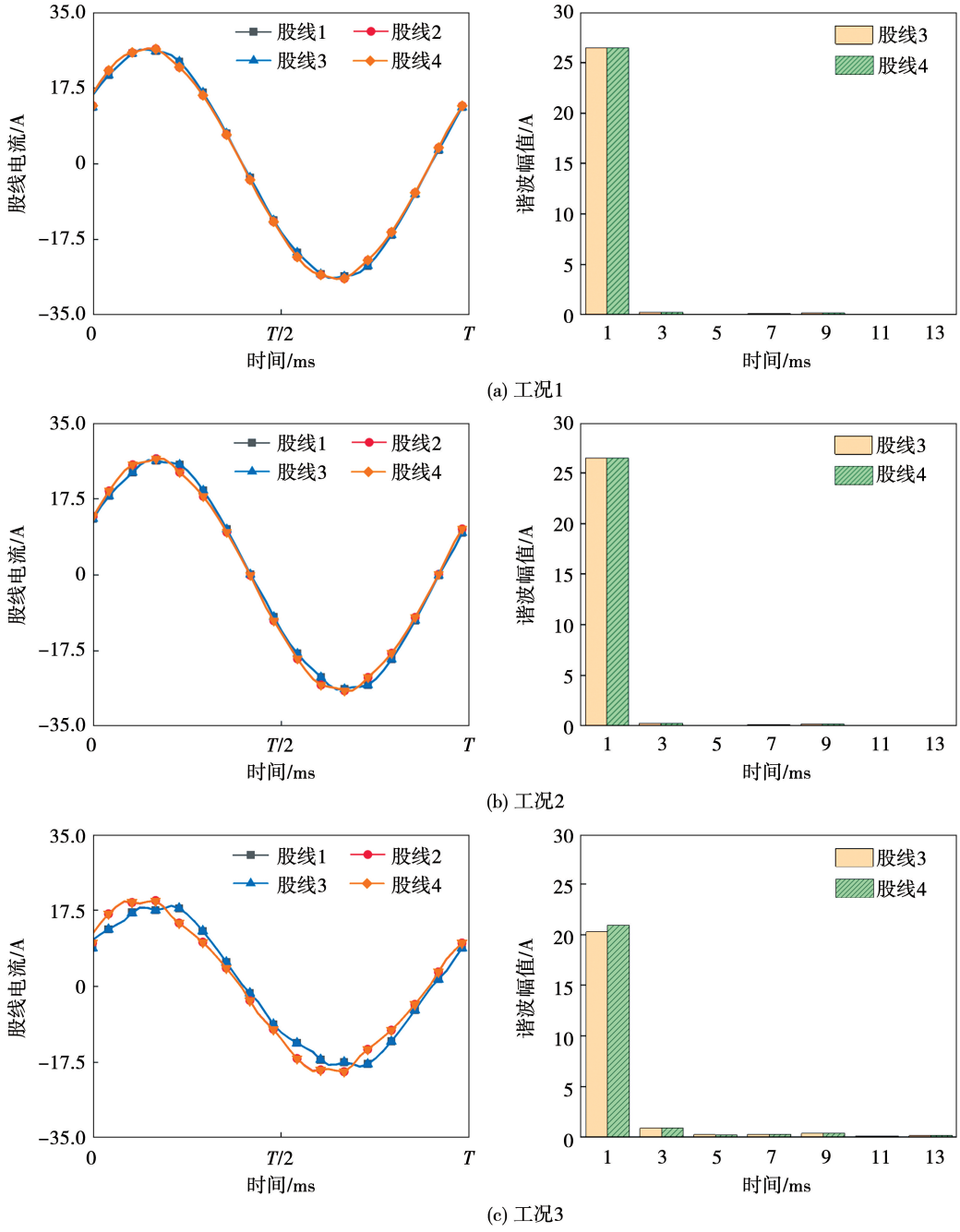


图 13　不同工况下 A 相一支路各股线的股线电流及其谐波分析

Fig. 13　Strand currents and their harmonic analysis of A-phase one circuit strand current curves for different operating conditions

如图 13 所示,工况 1 与工况 2 中的股线 3 和股线 4 基波幅值与各次谐波幅值近似相等,仅含有少

量 3 次谐波,其 3 次谐波分量占基波分量的比例分别为 1% 和 1.6%,其余各次奇次谐波占比均小于 0.2%。而图 13(c)工况 3 下股线 3、4 由于高频高速运行时槽内漏磁分布不均匀,因此股线 3、4 中环流以及各次谐波有所增加,其股线 3、4 间基波幅值之差为 0.64 A,股线 3、4 的 3 次、5 次、7 次、9 次谐波含量近似相等,分别为 4.4%、1.3%、1.6%、2.2%,其余各次奇次谐波占比均小于 0.5%。

由此得知,采用换位连续波绕组后的股线电流各次谐波含量和股间环流均较小,证明换位连续波绕组对于抑制环流损耗的有效性。其换位连续波绕组各项损耗计算结果如表 4 所示。

表 4 换位连续波绕组不同工况下各项损耗

Table 4 Losses of transposed continuous wave winding under different operating conditions

单位:W

工况	直流损耗	涡流损耗	环流损耗	总损耗
工况 1	711.2	53.1	1.7	766
工况 2	711.2	124.6	3.1	838.9
工况 3	430.8	381.8	8.24	820.8

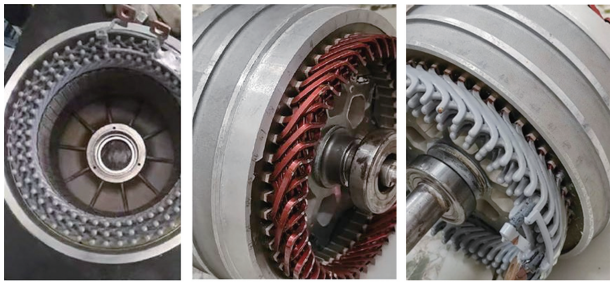
从表 4 可以看出,换位连续波绕组同样在工况 1 与 2 时直流损耗最大,其工况 3 下的涡流损耗最大,为额定运行工况 2 的 3.1 倍,其 3 种运行工况下的交直流损耗比分别为 1.08、1.18、1.91,工况 3 时交直流损耗比约为工况 2 的 1.62 倍。

表 4 中换位连续波绕组直流损耗的增加主要与两种绕组结构端部长度以及截面积变化有关。发卡绕组与换位连续波绕组每相端部总长度为 9.254 m 和 8.726 m,换位连续波绕组相比发卡绕组虽然端部高度更低,排列更紧凑,但由于两种特殊跳线的存在,导致每相绕组端部总长度仅减小 0.528 m。同时,为保证导体在加工过程中的绝缘可靠性,换位连续波绕组导体外层均包裹 0.1 mm 绝缘材料且分股前后绕组截面积减小导致直流电阻增加,换位连续波绕组的直流损耗相比发卡绕组增加 12.5%,每种工况涡流损耗均有效降低,其中在峰值转速工况 3 时的降损效果最佳,与发卡绕组相比涡流损耗降低约 62%,三种转速工况下环流损耗普遍增加较少,因此其交直流损耗比显著降低。

绕组总损耗由绕组直流损耗、涡流损耗和环流损耗三部分组成,其中低速工况 1 总损耗增加 3.5%,额定以及峰值转速的工况 2 与 3 总损耗分别降低 5% 与 40.8%。由于低速时换位连续波绕组直流损耗增加较多且涡流损耗较小,因此抑制效果较差,而在中高速运行工况下的抑制效果较为显著,可见换位连续波绕组在交流损耗抑制方面的有效性。

4 实验验证

为了验证本文所述驱动电机用换位连续波绕组损耗分析模型以及计算方法的有效性,搭建了采用六层扁线发卡绕组的 60 kW 永磁同步电机样机,如图 14 所示,样机额定数据如表 1、表 2 所示。



(a) 电机定子 (b) 发卡绕组插线端 (c) 发卡绕组焊接端

图 14 实验样机

Fig. 14 Experimental prototype

根据 IEC 60034-2 标准,对 60 kW 永磁同步电机进行了不同转速下的负载试验,对不同转速下电机的输出功率、线电流和线电压有效值进行测量。不同转速下的功率与转矩实测值如图 15 所示。当转速低于 5 000 r/min 时,电机采用最大转矩电流比控制,此时电机保持恒定转矩输出,输出功率与转速呈正相关,此时电机工作在恒转矩区。当转速超过 5 000 r/min 后,电机进入弱磁控制区,随着转速的持续升高,输出转矩呈现下降趋势,同时输出功率出现轻微下降。

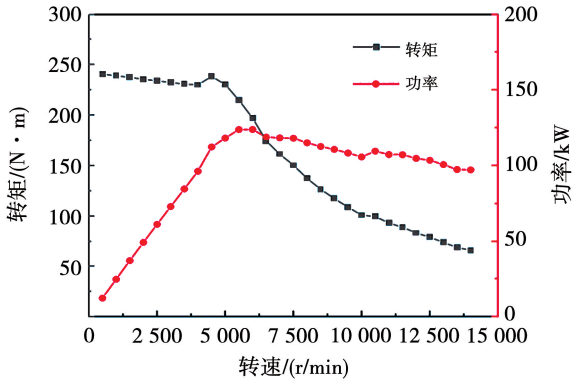


图 15 转矩功率-转速曲线

Fig. 15 Torque-speed and power-speed curve

根据 IEC 60034 – 2 标准中效率的一般测试方法计算得到不同转速下的效率实测值。针对本台样机,采用本文所述的仿真计算模型计算了三种转速工况下的电机效率,并绘制出电机在不同工况下的效率 Map 与实测值对比如图 16 所示。可以看出三种运行工况下仿真结果与测试结果接近,最大相对误差为 1.18%。仿真值与实测值的差异是由于在仿真过程中,忽略了温度的影响,并且无法精确计算实际电机运行时产生的机械损耗等附加损耗造成的。

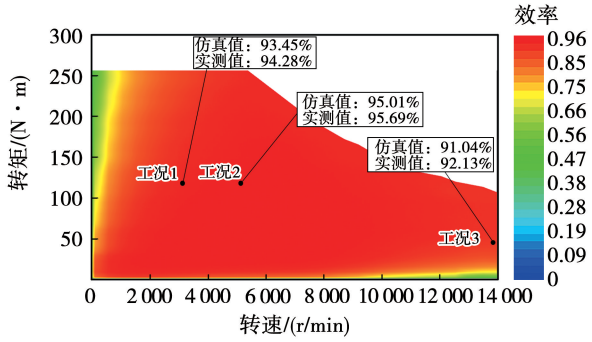


图 16　电机效率 Map

Fig. 16　Efficiency Map of IPMSM

本文所有的计算模型都是基于此基本模型进行仿真计算,证明了本文所采用的换位连续波绕组损耗计算模型以及计算方法的有效性。

5　结　论

本文以一台 8 极 48 槽永磁同步电机为例,针对现有驱动电机发卡绕组焊点较多且高频时交流损耗严重的问题,提出一种新型换位连续波绕组结构,利用有限元法计算了发卡绕组和换位连续波绕组在各转速工况下的交流损耗,验证了换位连续波绕组对于抑制高频下交流损耗的有效性,并得出以下结论:

1)换位连续波绕组每支路整体为连续绕制的四匝 S 型波绕线圈,同时各股线间之间进行端部扭转换位。此换位连续波绕组既可以解决发卡绕组在高频时交流损耗严重增加的问题,又可以在减小端部高度的同时,完全消除扁线发卡绕组的焊点,即解决了发卡绕组焊点较多造成的威胁电机可靠性的问题。

2)采用换位连续波绕组能有效削弱趋肤效应和邻近效应所产生的涡流损耗,在三种转速工况下其涡流损耗最多降低约 62%,且可以有效抑制股线间不等电势差所产生的环流损耗,可见换位连续波绕组能有效降低发卡绕组在高频时的交流损耗。中高转速运行时对于交流损耗的降损效果十分显著,其中工况 3 时总损耗降低得最多约为 40.8%。证明了换位连续波绕组在车用驱动电机的应用前景与优势。

参 考 文 献:

[1] 关涛, 刘大猛, 何永勇. 永磁轮毂电机技术发展综述[J]. 电工技术学报, 2024, 39(2): 382.
GUAN Tao, LIU Dameng, HE Yongyong. Review on development of permanent magnet in-wheel motors[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(2): 382.

[2] SOLTANI M, NUZZO S, BARATER D, et al. Considerations on the preliminary sizing of electrical machines with hairpin windings [J]. IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis,2021,8(2): 46.

[3] 王斯博, 孙明冲, 龚海桂, 等. 车用高速永磁同步电机低交流损耗定子绕组优化[J]. 电机与控制学报, 2025, 29(1): 29.
WANG Sibo, SUN Mingchong, GONG Haigui, et al. Optimization of low AC loss stator winding for high-speed permanent magnet synchronous motor for automotive applications[J]. Electric Machines and Control, 2025, 29(1): 29.

[4] 鞠孝伟, 张凤阁, 程远, 等. 车用驱动电机扁线绕组关键问题研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(15): 6181.
JU Xiaowei, ZHANG Fengge, CHENG Yuan, et al. Overview of key issues of flat wire winding of traction motor for electric vehicles [J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(15): 6181.

[5] JU X, CHENG Y, DU B, et al. AC loss analysis and measurement of a hybrid transposed hairpin winding for EV traction machines [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(4): 3525.

[6] 史涔溦, 聂涵婧, 邱建琪, 等. 永磁同步电机铜铝混合扁线绕组交流损耗计算[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(12): 1.
SHI Cenwei, NIE Hanjing, QIU Jianqi, et al. Calculation of AC losses in copper-aluminum hybrid flat wire windings for permanent magnet synchronous motors[J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(12): 1.

[7] WANG Y, PRIES J, ZHOU K, et al. Computationally efficient AC resistance model for stator winding with rectangular conductors [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2020, 56(4): 1.

[8] YAMAZAKI K, FURUHASHI T, YUI H, et al. Analysis and reduction of circulating current loss of armature wires in permanent magnet synchronous machines [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(6): 5888.

[9] ZOU T, GERADA D, ROCCA A L, et al. A comprehensive design guideline of hairpin windings for high power density electric

vehicle traction motors [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 8(3): 3578.

[10] ISLAM M S, HUSAIN I, AHMED A, et al. Asymmetric bar winding for high-speed traction electric machines [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2020, 6(1): 3.

[11] PRECI E, NUZZO S, VALENTE G, et al. Segmented hairpin topology for reduced losses at high frequency operations [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2021, 8(1): 688.

[12] WANG D, LIANG Y, GAO L, et al. A new global transposition method of stator winding and its loss calculation in AC machines [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2020, 35(1): 149.

[13] WANG D, LIANG Y, GAO L, et al. Research on transposition method and loss of multi-turn coil in an induction motor [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2019, 5(10): 55.

[14] LIU J, LIANG Y, YANG P. Research on novel flat wire transposed winding of PMSM for electric vehicle [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 9(1): 771.

[15] 边旭, 孟雨鹏, 梁艳萍, 等. 百万千瓦级汽轮发电机定子线棒新型交叉换位方法研究[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(9): 91.
BIAN Xu, MENG Yupeng, LIANG Yanping, et al. Research on a new cross transposition method for stator bars of megawatt turbo-generator [J]. Electric Machines and Control, 2023, 27(9): 91.

[16] 杨永喜, 蔡蔚, 赵慧超, 等. 新能源汽车高速电机定子换位绕组优化设计[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(10): 85.
YANG Yongxi, CAI Wei, ZHAO Huichao, et al. Design and optimization of the transported winding for the high-speed electrical machine of electric vehicles[J]. Electric Machines and Control, 2023, 27(10): 85.

[17] 梁艳萍, 柳杨, 王晨光. 大型水轮发电机定子绕组新型组合换位方法分析[J]. 中国电机工程学报,2016,36(11):3092.
LIANG Yanping, LIU Yang, WANG Chenguang, et al. Analysis on a new method of combination transposition for the stator wingdings of the hydro-generators [J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(11): 3092.

[18] 高莲莲, 梁艳萍. 双屏蔽电机定子端部漏抗计算及其影响分析[J]. 电机与控制学报, 2015, 19(5): 53.
GAO Lianlian, LIANG Yanping. Calculation and analysis of stator end leakage reactance of double canned motor[J]. Electric Machines and Control, 2015, 19(5): 53.

[19] 梁艳萍, 吴磊, 边旭. 基于多截面场路耦合法的大型水轮发电机定子线棒换位分析[J]. 电机与控制学报, 2013, 17(8): 63.
LIANG Yanping, WU Lei, BIAN Xu. Stator bars transposition analysis of large hydro-generator based on multi-section method coupled field-circuit[J]. Electric Machines and Control, 2013, 17(8): 63.

[20] 边旭, 孟雨鹏, 孙玉田, 等. 百万千瓦级汽轮发电机定子换位线棒涡流损耗研究[J]. 大电机技术, 2025(1): 11.
BIAN Xu, MENG Yupeng, SUN Yutian, et al. Research on eddy current losses of stator transposition bars of 1 000 MW class turbo-generator[J]. Large Electric Machine and Hydraulic Turbine, 2025(1): 11.

[21] 吴新振, 王祥珩. 12/3 相双绕组异步发电机定子谐波漏感的计算[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(21): 71.
WU Xinzhen, WANG Xiangheng. Calculation of stator harmonic leakage inductances for 12/3-phase dual-winding induction generator[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(21): 71.

(编辑:刘素菊)