



基于等效磁热网络耦合的 直线牵引电机温度场分析

张国强, 杜锦华

(西安交通大学 电工材料电气绝缘全国重点实验室, 陕西 西安 710049)

摘要: 在磁悬浮列车、地铁及轻轨等现代轨道交通系统中, 直线牵引电机相较于传统旋转电机展现出显著的技术优势, 其核心创新在于通过消除齿轮箱等中间传动环节, 实现系统效率提升、机械损耗降低以及噪声与振动水平改善。然而, 在实际运行过程中, 直线牵引电机内部损耗导致的温升效应会显著影响材料性能参数, 进而对电机整体性能产生重要影响。针对温度变化对材料性能的影响以及电磁场与温度场之间的耦合作用, 文章提出一种双向耦合等效磁热网络模型, 用于快速预估电机温度分布。文章首先基于精确划分的气隙磁导构建了等效磁网络模型, 并结合导热系数和对流系数进行精准计算, 建立了等效热网络模型; 然后通过迭代求解实现电磁场和温度场的耦合计算, 进而实现了对电机节点温度的预估; 接着建立三维电磁-温度场有限元分析模型, 引入反馈元件实现双向耦合计算, 以进一步验证模型的准确性; 最后系统性地对比了等效磁-热网络模型与三维有限元分析的计算结果, 并结合试验进行了验证, 结果表明: 所提出的等效磁热网络模型不仅计算效率高, 而且能够准确预测电机温度场分布。本文研究为直线牵引电机的热特性评估提供了有效的理论分析工具。

关键词: 直线牵引电机; 气隙磁网络; 等效磁网络模型; 等效热网络模型; 双向耦合; 有限元分析

中图分类号: U237; TM359.4

文献标志码: A

文章编号: 1000-128X(2026)01-0079-10

0 引言

近年来, 随着我国城市轨道交通、工业自动化及高端装备制造等领域对高效、精准、可靠直线运动的需求不断提升, 直线牵引电机技术得到了广泛关注与快速发展。尤其在轨道交通牵引系统中, 直线电机展现出显著的技术优势。一方面, 该技术消除了齿轮、联轴器中间传动环节, 提高了传动效率, 降低了维护成本^[1]; 另一方面, 凭借非接触驱动的固有特性, 该技术实现了更强大的爬坡能力、线路运行能力和调速控制性能, 尤其适用于大坡度、小曲线半径和复杂城市地貌条件下的运行场景^[2]。目前, 直线牵引电机技术已在地铁线路(如广州地铁4号线^[3])、中低速磁浮交

通系统以及先进单轨系统中获得成功应用, 成为构建高密度、无人驾驶城市交通网络的重要技术路径之一。

尽管优点众多, 但是在工程应用方面, 直线牵引电机仍面临一些关键技术挑战, 包括气隙控制精度要求高、电磁设计与热管理难度大、系统成本较高以及功率密度需进一步提升等^[4-5]。特别是其热行为与电磁性能之间的耦合效应, 对电机的可靠性及寿命具有重要影响, 已成为当前研究的热点之一。因此, 准确、快速地计算电机的温度分布是电机设计的一项重要内容。

目前, 针对电机温度求解的研究方法大都是将电磁损耗转化为热源, 并直接加载到电机热模型中^[6-7]。由于永磁体剩磁、绕组电阻率等参数会随温度变化而变化, 电机的电磁特性也会随之变化, 因此, 通过单

基金项目: 国家自然科学基金项目(52277065); 国家重点研发计划项目(2020YFA0710500); 电工材料电气绝缘全国重点实验室资助(EIPE26112)

通信作者: 杜锦华, 女, 博士, 教授, 博士生导师, 主要从事电机设计及其控制的相关研究工作; E-mail: jinhuadu@mail.xjtu.edu.cn

引用格式: 张国强, 杜锦华. 基于等效磁热网络耦合的直线牵引电机温度场分析[J]. 机车电传动, 2026(1): 79-88.DOI:10.13890/j.issn.1000-128X.2026.01.011.

Citation: ZHANG Guoqiang, DU Jinhua. Temperature field analysis of linear traction motors based on equivalent magnetic-thermal network coupling [J]. Electric drive for locomotives, 2026(1): 79-88.DOI:10.13890/j.issn.1000-128X.2026.01.011.

向耦合获得的电机温度并不准确。如果需要获得精确的电机温度，那么就必须要考虑磁场和热场之间的双向耦合^[8]。文献[9]通过将磁势-磁导率法和子域法相结合对磁场分布进行预测，提出有限差分法来计算整个区域的温度分布，并在此基础上研究了磁热耦合计算的机理。文献[10]通过建立集中参数热模型与分析方法协同作用的混合分析热模型，实现对电机中永磁体温度分布的估计。文献[11]提出了一种快速预测直驱永磁整流发电机温度分布的方法，采用二维有限元模型计算电机的电磁性能，并采用集中参数热网络（lumped parameter thermal network, LPTN）模型计算电机的温度分布，同时在建模过程中考虑电机材料的温度特性，实现了双向耦合。文献[12]考虑温度对不同材料性能的影响，提出一种将子域法与等效热网络相结合的通用模型，该模型适用于不同结构电机的磁热耦合分析，但没有考虑电机实际损耗分布，因此很难准确计算电机的局部过热。通过以上分析可知，有限元分析法虽可以精确建立复杂的几何模型，准确描述整个电机求解区域的温度场分布，但存在建模和计算过程耗时长的问題；等效热网络法虽计算速度快，但难以建立精确的热网络模型。

本文在国内外现有研究基础上，针对直线牵引电机的热管理问题，提出一种双向耦合等效磁热网络模型，以实现电机电磁与热性能的高效协同计算。基于气隙磁导的精确划分构建等效磁网络，结合导热系数与对流系数的准确计算建立等效热网络，通过双向迭代求解完成电磁场与温度场的耦合分析，从而实现电机各节点温度的快速准确预估。

1 直线牵引电机结构和工作原理

本文所研究的直线牵引电机的整体结构如图 1 所示，主要由初级、次级和气隙组成。其中初级作为动子，次级作为定子。电机的主要尺寸参数如表 1 所示。电机绕组采用互感耦合方式布置，A 相绕组分别绕在动子一和动子三上，B 相绕组分别绕在动子一和动子二上，C 相绕组分别绕在动子二和动子三上，绕在不同动子上的同一相绕组串联。在电机运行过程中，任意时

刻均有两相绕组同时导通，其导通顺序依次为 A 相与 B 相、B 相与 C 相、C 相与 A 相。

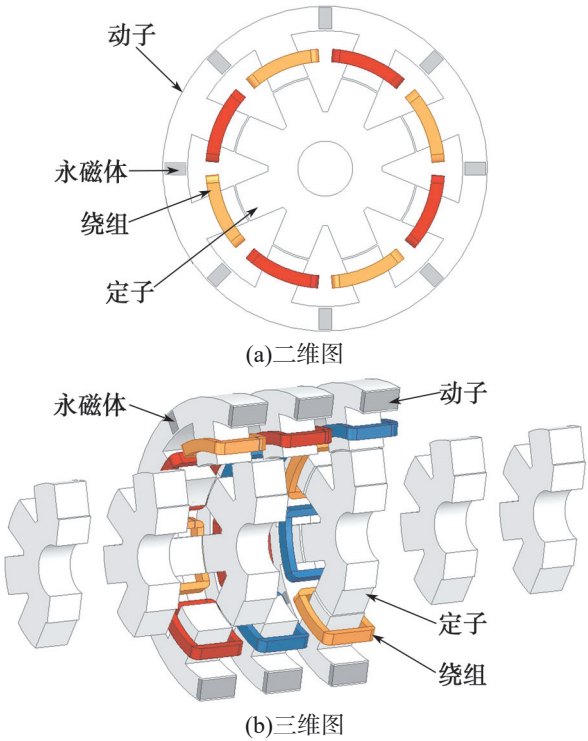


图 1 直线牵引电机结构细节
Fig. 1 Structural details of linear traction motor

2 直线牵引电机电磁场和温度场耦合关系分析

2.1 电机的损耗与温度特性分析

直线牵引电机运行过程中产生的损耗会形成发热源，影响电机材料的温度特性，进而改变内部磁场分布与损耗。为精确分析电机各部位的温度分布，需综合考虑磁场与温度场之间的相互耦合关系。本节主要分析电机损耗与温度特性之间的关系，研究电机材料温度特性变化对电机内部损耗的影响。

2.1.1 铜耗的计算与温度特性分析

电机绕组的电阻和损耗可分别表示为：

$$R=\rho_{Cu}\frac{(2l_a+2l_1)N_cN_s/m}{k_{Cu}S_s/N_c}$$
 (1)

$$P_{Cu}=m\left(\frac{k_{Cu}S_sJ}{N_c}\right)^2R$$
 (2)

式中： N_c 为每个槽中的导体数； N_s 为槽数； ρ_{Cu} 为绕组材料的电阻率； l_a 为铁心轴向长度； l_1 为绕组端部长度； S_s 为槽面积； m 为电机绕组相数； k_{Cu} 为绕组槽满率； J 为绕组电流密度。

在考虑材料的温度特性后，其电阻率可表示为

$$\rho_{Cu}=\rho_{20}[1+\beta(T-20)]$$
 (3)

式中： ρ_{Cu} 为铜在实际工作温度 T 条件下的电阻率； ρ_{20} 为铜在参考环境温度下的电阻率； β 为绕组的温度系数。

表 1 电机主要结构尺寸参数值

Table 1 Parameter values of main structural dimensions of motor

参数项目	参数值/mm	参数项目	参数值/mm
动子齿宽 b_{pt}	24	定子外径 D_o	110
动子槽深 d_t	28	气隙长度 g	1.5
动子轭高 h_{ct}	16	轴径 D_i	34
定子齿宽 b_{ps}	24	动子间距 l_1	24
定子槽深 d_s	22	定子间距 l_2	51
定子轭高 h_{cs}	16	永磁体厚度 h_{ct}	8

2.1.2 铁耗的计算与温度特性分析

铁耗被认为由磁滞损耗、涡流损耗和杂散损耗组成^[13], 可表示为

$$P_{Fe} = P_h + P_c + P_e = K_h f B_m^\alpha + K_c f^2 B_m^2 + K_e f^{1.5} B_m^{1.5} \quad (4)$$

式中: P_{Fe} 为总铁耗; P_c 为涡流损耗; P_h 为磁滞损耗; P_e 为杂散损耗; K_c 为涡流损耗系数; K_h 为磁滞损耗系数; K_e 为杂散损耗系数; α 为可变磁滞损耗系数; B_m 为铁心磁密的幅值; f 为交变磁场的频率。

由于杂散损耗很小, 本文只考虑磁滞损耗和涡流损耗。电机铁心损耗随温度的升高而降低, 相关关系可表示为

$$P_{Fe} = P_h + P_c = K_h f B_m^\alpha + \frac{K_c}{1 + k(T - T_0)} f^2 B_m^2 \quad (5)$$

式中: k 为涡流损耗温度系数; T_0 为参考基准温度。

由式(5)可知, 电机铁心损耗的大小与损耗系数、电机频率、磁密幅值直接相关。电机在额定工况下运行时, 其运行频率基本稳定, 铁心硅钢片材料的损耗系数为确定值。因此, 由该模型可知, 铁心内部磁密是影响铁耗的主要因素, 而磁密大小主要取决于永磁体的磁性能, 具体可表示为

$$B_m = \frac{\Phi_{pm}}{A} = \frac{F}{R_m A} \quad (6)$$

式中: Φ_{pm} 为磁通; F 为永磁体的磁动势; R_m 为磁路总磁阻; A 为铁心的有效截面积。

综合式(5)与式(6)可知, 永磁体的性能随温度变化而改变, 进而影响铁心内部的磁密幅值, 而磁密幅值的变化会引起铁耗的变化, 最终导致电机内部温度场的重新分布。

2.1.3 永磁体涡流损耗的计算与温度特性分析

对于钕铁硼这类具有退磁特性的永磁体, 其磁导率温度系数用剩磁温度系数和内禀矫顽力温度系数表示, 具体见式(7)。

$$\left. \begin{aligned} B_r(T) &= B_r(T_0) \cdot [1 + \alpha_B(T - T_0)] \\ H_c(T) &= H_c(T_0) \cdot [1 + \alpha_H(T - T_0)] \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

式中: B_r 为永磁体的剩磁密; H_c 为永磁体的矫顽力; T 为当前温度; T_0 为参考温度; α_B 为剩磁温度系数, 其值为 $-0.12\%/^{\circ}\text{C}$; α_H 为内禀矫顽力温度系数, 其值为 $-0.65\%/^{\circ}\text{C}$ 。

永磁体在交变磁场中会产生涡流损耗。假设通过永磁体的磁密是恒定的, 那么在低频下工作的永磁体涡流损耗可表示为

$$P_{PM} = \frac{V_{PM} h_{PM}^2}{24 \rho_{PM}} B_{PM}^2 f^2 \quad (8)$$

式中: V_{PM} 为永磁体的体积; h_{PM} 为永磁体的高度; B_{PM} 为通过永磁体的磁密; ρ_{PM} 为永磁体的电阻率; f 为电机频率。

2.2 基于电磁场和温度场耦合的温度场分析流程

为在温升计算中充分考虑电磁场与温度场之间的耦合效应, 本文采用双向耦合等效磁热网络分析方法, 重点考察电机绕组和永磁体材料参数随温度变化的特性。该方法通过建立磁场与温度场之间的迭代反馈机制, 实现不同物理场之间的双向耦合与协同求解, 从而更精确地模拟实际运行条件下电机的温升过程与热分布特性, 其具体流程如图2所示。从图2可以看出, 该流程主要包括4个步骤:

步骤1: 建立等效磁网络模型和等效磁动势方程, 获得电机各部分的动态磁密。

步骤2: 建立动态损耗计算模型, 在考虑材料温度特性的基础上, 计算电机各部分的损耗。

步骤3: 建立等效热网络模型和等效热平衡方程, 将计算得到的损耗值作为热源, 代入求解得到电机各部分的温度分布。

步骤4: 根据节点温升的大小对电机绕组的电阻率、永磁体剩磁磁通密度、内禀矫顽力的大小进行调节, 通过损耗和温度之间的相互迭代, 基于前后两次温差的计算进行判断, 直至误差满足收敛条件为止。

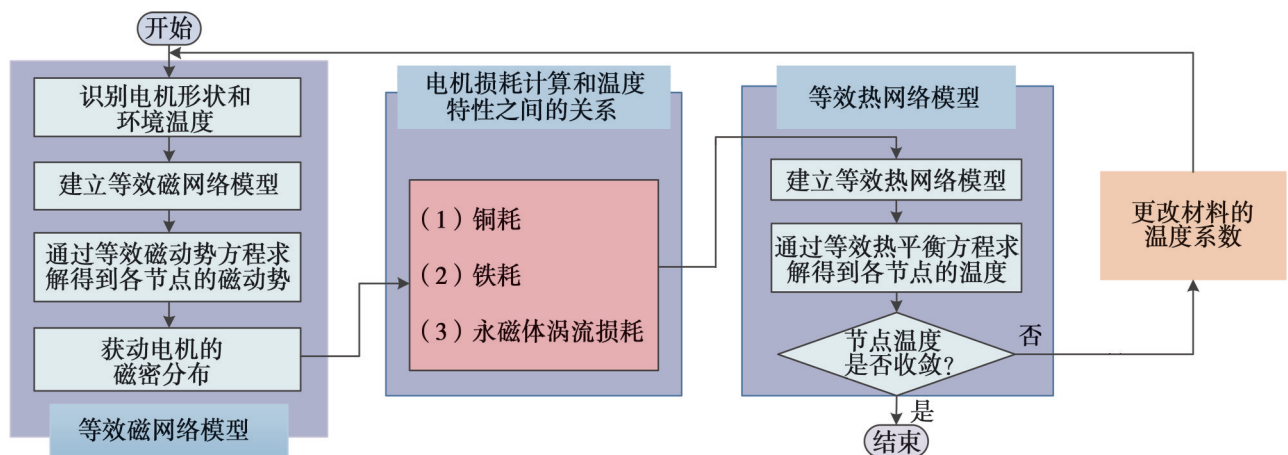


图2 基于电磁场和温度场耦合的温度场分析流程

Fig. 2 Temperature field analysis process based on coupling of electromagnetic field and temperature field

3 直线牵引电机的等效磁热网络建模

通过对直线牵引电机结构进行合理简化,构建等效磁网络与热网络模型,可在保证计算精度的前提下显著提高求解效率,实现对电机温度场的快速预估。

3.1 等效磁网络模型

构建合理的直线牵引电机等效磁网络模型可快速、方便地求得电机的磁场分布及相关性能参数。

3.1.1 初级和次级等效磁路计算

直线牵引电机的初级结构由铁心、绕组和嵌入铁心磁轭中的永磁体组成。为简化计算,假设电机初级齿部与次级齿部的磁场分布近似均匀,且沿齿部呈矩形分布。初级和次级齿部等效磁导的计算公式为

$$G = \mu l_a \frac{w}{l} \quad (9)$$

式中: μ 为铁心的磁导率; l_a 为铁心的轴向长度; l 为铁心的径向高度; w 为齿宽。

初级轭部和次级轭部的磁场分布为环形。轭部等效磁导的计算公式为

$$G = \int_{r_1}^{r_2} \mu l_a \frac{dx}{d\theta} = \frac{\mu l_a}{\theta} \ln \left(\frac{r_2}{r_1} \right) \quad (10)$$

式中: r_1 、 r_2 分别为轭的内半径和外半径; θ 为与轭相对应的圆心角。

电机线圈在通电时和永磁体一起作用为电机的磁场提供磁动势。将通电线圈等效为磁势源,在支路上串联等效磁导;将永磁体等效为磁通源,在支路上并联等效磁导。绕组和永磁体的等效磁路模型如图3所示。

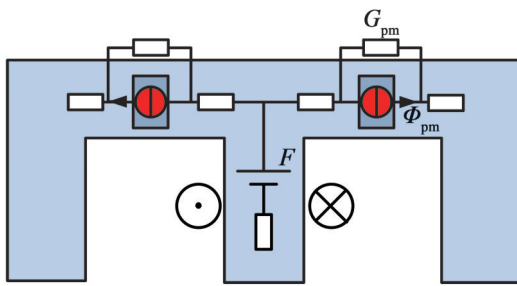


图3 绕组与永磁体等效磁路模型

Fig. 3 Equivalent magnetic circuit model of winding and permanent magnet

通过永磁体的磁通量 Φ_{pm} 和永磁体的等效磁导率 G_{pm} 可用公式分别表示为:

$$\Phi_{pm} = B_m l_m h_{pm} \quad (11)$$

$$G_{pm} = \mu_{pm} \mu_0 \frac{l_a h_{pm}}{l_m} \quad (12)$$

式中: μ_{pm} 为永磁体的相对磁导率; μ_0 为真空磁导率; h_{pm} 为永磁体的厚度; B_m 为永磁体的剩余磁密度; l_m 为永磁体的宽度。

3.1.2 气隙等效磁导计算

精确的等效气隙磁导模型是建立等效磁网络模型的关键。动子齿和定子齿的相对位置随着直线牵引电机的运动而变化,气隙磁场也随之变化^[14]。根据电机动子、定子之间的气隙磁通量随动子移动而发生的变化,可将动子齿与定子齿间的相对位置划分为3种,分别用于分析不同相对位置的气隙磁导率,如图4所示。

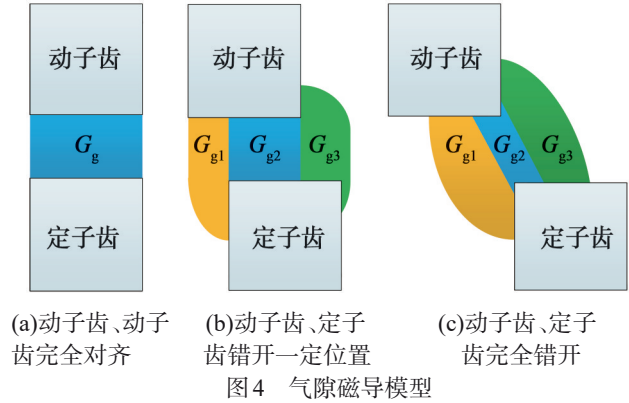


Fig. 4 Air-gap magnetic permeance model

由图4(a)可知,电机动子齿和定子齿位置完全对齐时,磁通仅通过初级铁心和次级铁心,气隙处漏磁很小,可以忽略不计。此状态下的气隙磁导可用式(13)表示。

$$G_g = \frac{2\pi \cdot \mu_0}{g} \left(\frac{D_b}{2} + \frac{g}{2} \right) \cdot b_{ps} \quad (13)$$

电机动子齿和定子齿交错时,内部主磁通在动子轭、动子齿、定子轭和定子齿上的分布与动子齿、定子齿对齐时大致相同,但其气隙磁通路径会随动子位置的变化发生改变,进而气隙磁导也随之改变,具体如图4(b)所示。电机动子齿、定子齿在错开一定位置区间时的3个气隙磁导分别为:

$$G_{g1} = \frac{2\pi \cdot \mu_0}{g} \left(\frac{D_b}{2} + \frac{g}{2} \right) b_{ps} \cdot e \quad (14)$$

$$G_{g2} = \frac{3\mu_0 \left[\left(\frac{D_b}{2} + g \right)^2 - \left(a \cdot d_s + \frac{D_i}{2} + h_{cs} \right)^2 \right]}{\sqrt{(a \cdot d_s + g)^2 + (b \cdot b_{pt})^2}} \quad (15)$$

$$G_{g3} = \frac{3\mu_0 \left[\left(\frac{D_i}{2} + g + c \cdot d_t \right)^2 - \left(\frac{D_i}{2} \right)^2 \right]}{\sqrt{(c \cdot d_t + g)^2 + (d \cdot b_{pt})^2}} \quad (16)$$

式中: a 、 b 、 c 、 d 和 e 分别为动子齿和定子齿处于不同相对位置时的气隙磁导调整系数。

G_{g1} 、 G_{g2} 和 G_{g3} 并联,因此总气隙磁导 G_g 可表示为

$$G_g = G_{g1} + G_{g2} + G_{g3} \quad (17)$$

电机动子齿和定子齿完全错开时,其内部气隙部分的漏磁现象最为严重,尽管此时动子齿、定子齿不存在重叠的气隙磁路。相关模型如图4(c)所示,此时的气隙磁导仍可认为是 G_{g1} 、 G_{g2} 和 G_{g3} 的并联,其气隙磁导分别表示为:

$$G_{g1} = \frac{3\mu_0 \left[\left(\frac{D_b}{2} + g + \frac{1}{3}d_t \right)^2 - \left(\frac{D_b}{2} \right)^2 \right]}{\sqrt{\left(\frac{b_{ps}}{2} \right)^2 + \left(\frac{1}{3}d_t \right)^2}} \quad (18)$$

$$G_{g2} = \frac{3\mu_0 \left[\left(\frac{D_b}{2} + g \right)^2 - \left(\frac{D_i}{2} + h_{cs} + \frac{2}{3}d_s \right)^2 \right]}{\sqrt{\left(\frac{b_{pt}}{2} \right)^2 + \left(g + \frac{1}{3}d_s \right)^2}} \quad (19)$$

$$G_{g3} = \frac{3\mu_0 \left[\left(\frac{D_i}{2} + h_{cs} + \frac{d_s}{2} + \frac{3}{4}d_t \right)^2 - \left(\frac{D_i}{2} + h_{cs} + \frac{d_s}{2} \right)^2 \right]}{\sqrt{\left(\frac{d_s}{2} + \frac{3}{4}d_t \right)^2 + \left(b_{pt} \right)^2}} \quad (20)$$

3.1.3 等效磁网络模型的建立和求解

电机各部件等效磁导的大小以及磁导节点之间的连接方式共同决定了电机磁路拓扑结构, 该磁路结构及分析方法与电路类似, 可利用节点磁势法进行分析求解。电机在某一位置下的等效磁网络模型如图5所示。

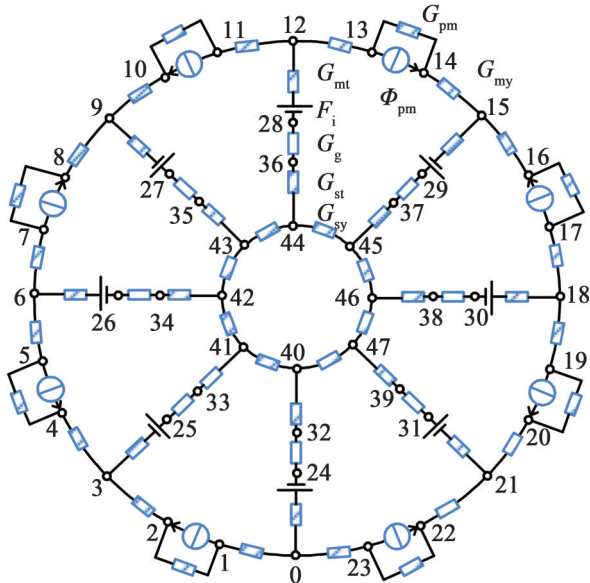


图5 某一位置电机的等效磁网络模型

Fig. 5 Equivalent magnetic network model of the motor at a specific position

图5中 F_i 为绕组的磁动势, G_{mt} 为动子齿的磁导, G_{my} 为动子轭的磁导, G_{st} 为定子齿的磁导, G_{sy} 为定子轭的磁导, G_g 为气隙的磁导。

根据基尔霍夫磁路第一定律, 电机的等效磁动势方程可表示为

$$\mathbf{F} = \mathbf{G}\Psi \quad (21)$$

式中: $\mathbf{F}$ 为各节点的磁动势; Ψ 为各节点的磁通量; $\mathbf{G}$ 为各节点的磁导矩阵。

电机磁路的磁导是非线性的, 因此在求解方程时采用迭代法。首先, 代入初始磁导计算每个节点的磁动势; 然后, 计算各个支路上的磁密; 最后, 通过铁

磁材料的 $B-H$ 曲线计算支路的相对磁导率, 并与之前的相对磁导率进行比较, 反复迭代直至收敛。

3.2 等效热网络模型

等效热网络模型是以热传导和热路理论为基础, 根据电机实际结构对相关条件进行假设或简化后建立的一种等效热路模型。利用该模型进行计算, 可求出电机各节点的温度。在直线牵引电机的工作过程中, 热传导、热对流和热辐射3种传热方式同时存在。其中, 热辐射对电机温度变化的影响较小, 所占比重低且计算比较复杂, 因此在计算电机温升时只需考虑热传导和热对流的影响。

3.2.1 导热系数计算

热阻分为导热热阻和对流热阻^[15]。导热热阻可表示为

$$R = \frac{\delta}{\lambda S_c} \quad (22)$$

式中: δ 为材料沿热量传导方向的长度; λ 为导热系数; S_c 为导热面积。

初级铁心和次级铁心的轴向等效热传导电阻是多层平行面传导电阻的串联, 它们的径向等效传导热阻是多层平行面传导热阻的并联。轴向导热系数和径向导热系数可表示为:

$$\lambda_z = \frac{\delta_{Fe} + \delta_0}{\frac{\delta_{Fe}}{\lambda_1} + \frac{\delta_0}{\lambda_0}} \quad (23)$$

$$\lambda_r = \frac{\delta_{Fe}\lambda_1 + \delta_0\lambda_0}{\delta_{Fe} + \delta_0} \quad (24)$$

式中: λ_z 为轴向导热系数; λ_r 为径向导热系数; δ_{Fe} 为铁心厚度; δ_0 为绝缘厚度; λ_1 为硅钢片导热系数; λ_0 为绝缘导热系数。

由于气隙中的空气处于湍流状态, 所以气隙导热系数可表示为

$$\lambda_g = 0.0019 \times \gamma^{-2.9084} \cdot Re^{0.4614 \ln(3.33361\gamma)} \quad (25)$$

式中: λ_g 为气隙的热导率; γ 为初级内径与次级外径之比; Re 为气隙的雷诺数。

绕组的导热系数用公式表示为

$$\lambda_{eq} = \frac{\sum_{i=1}^n \delta_i}{\sum_{i=1}^n \frac{\delta_i}{\lambda_i}} \quad (26)$$

式中: λ_{eq} 为绕组导热系数; δ_i 为槽中第 i 种材料的实际厚度; λ_i 为槽中第 i 种材料的导热系数。

将电机的几何参数代入式(22)~式(26), 即可得到电机有关部位的导热系数, 具体如表2所示。

3.2.2 电机各表面对流换热系数的计算

对流热阻可用公式表示为

$$R_d = \frac{1}{h S_d} \quad (27)$$

式中： h 为对流系数； S_d 为对流面积。

表2 电机的导热系数
Table 2 Heat conductivity coefficient of motor

位置	导热系数/(W·(m ² ·K) ⁻¹)
初级铁心和次级铁心径向	39.500
初级铁心和次级铁心轴向	5.800
绕组	385.000
绝缘	0.260
永磁体	8.900
气隙	0.098

电机各表面的对流系数各不相同，其中，初级铁心外表面的对流系数为

$$h_1=14(1+0.5\sqrt{v_{\text{air}}})\sqrt{\frac{T_0}{273.15+20}} \tag{28}$$

式中： h_1 为初级铁心外表面的对流系数； v_{air} 为初级铁心外表面空气流动速度； T_0 为初级铁心外表面温度。

次级铁心端部的对流系数可表示为

$$h_2=15+6.5v_i^{0.7} \tag{29}$$

式中： h_2 为初级铁心端部的对流系数； v_i 为气隙中空气的流动速度。

初级铁心内表面和次级铁心外表面的对流系数 h_5 可表示为

$$h_5=28(1+v_i^{0.5}) \tag{30}$$

将电机的几何参数代入式(27)~式(30)，即可得到电机相关部位的对流系数，如表3所示。

表3 电机的对流系数
Table 3 Convection coefficient of motor

位置	对流系数/(W·(m ² ·K) ⁻¹)
初级铁心外表面	69.6
次级铁心端部	25.6
初级铁心内表面	67.6
次级铁心外表面	67.6

3.2.3 等效热网络模型的建立和求解

通过对电机中导热与散热区域的划分以及对相应区域热阻的求解，建立该电机全域等效热网络模型，如图6所示。由图6可以看出，该模型有26个独立的温度节点。节点1对应初级铁心的轭部损耗，节点7对应初级铁心的齿部损耗，节点6对应永磁体的涡流损耗，节点12对应绕组铜耗，节点16对应次级铁心的轭部损耗，节点21对应次级铁心的齿部损耗。

等效热平衡方程可表示为

$$GT=P \tag{31}$$

式中： T 为每个节点的温度； P 为每个节点的输入损耗； G 为每个节点的热导矩阵。

将计算结果代入等效热平衡方程，即可得到电机各部分的损耗和各节点的温度。

4 等效磁热耦合模型仿真实验

本章将分别采用单向耦合法和双向耦合法对等效磁热网络模型的正确性进行验证，将计算结果与有限元分析结果进行对比。

4.1 单向耦合等效磁网络模型验证

为验证所提出的等效磁网络耦合模型的正确性，通过单向耦合法对电机在额定工况下的磁密分布和各部件损耗进行分析，并与有限元分析结果进行对比。

采用有限元法和磁网络法计算出的磁密变化趋势如图7所示。从图7可以发现，采用两种方法计算结果变化趋势相同。该结果验证了本文所提模型的正确性。

单向耦合时电机额定工况下各部分的损耗如图8所示。从图8可以看出，采用两种方法计算出的绕组损耗、初级铁心损耗和次级铁心损耗依次降低，且采用两种方法计算得到的损耗值非常接近。该结果进一步

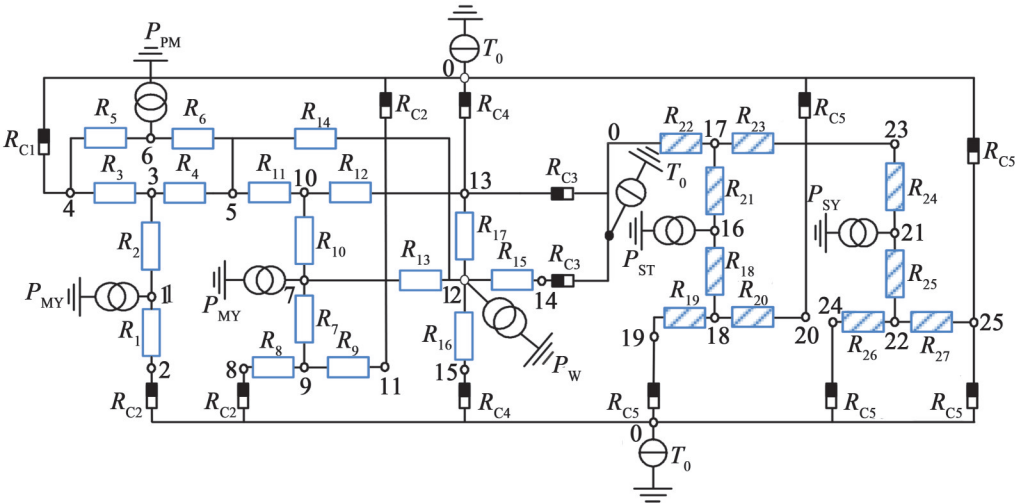


图6 电机的等效热网络模型
Fig. 6 Equivalent thermal network model of the motor

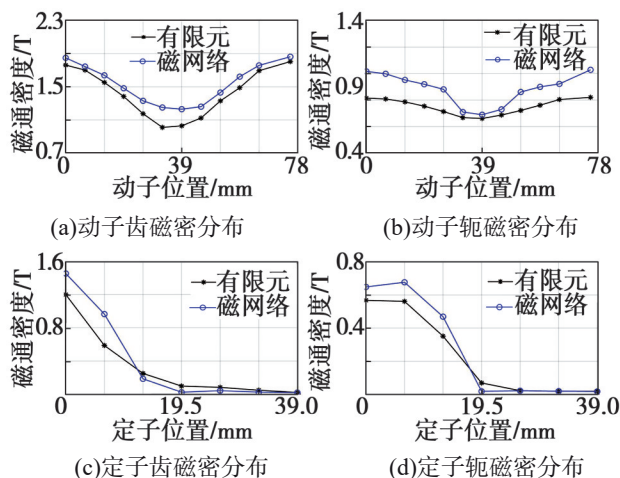


图7 单向耦合时电机额定工况下各部分的磁密

Fig. 7 Flux density of individual parts upon unidirectional coupling under rated conditions of motor

说明了等效网络模型的正确性。

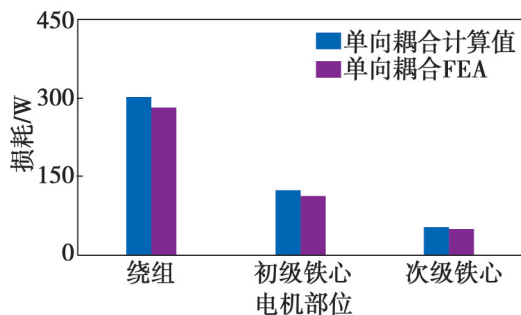


图8 单向耦合时电机额定工况下各部分的损耗

Fig. 8 Loss of individual parts upon unidirectional coupling under rated conditions of motor

4.2 双向耦合等效磁热网络模型验证

考虑到电机磁场与温度场之间的相互影响, 单向耦合计算无法准确反映电机内部的实际温度变化。因此, 本文建立了双向耦合的三维有限元模型, 在计算电机温度时引入反馈机制, 以克服单向耦合三维有限元模型在模拟精度方面的不足。

通过双向耦合三维有限元模型分析的流程如图9所示。首先, 通过磁场有限元分析计算电机损耗, 并将其转化为热生成率, 作为热场分析的输入条件; 其次, 进行三维热场有限元分析, 并根据热场计算结果, 更新永磁体剩磁 B_r 、矫顽力 H_c 以及绕组温度系数, 实现磁场与热场的耦合。上述迭代过程持续进行, 直至相邻两次温度计算结果的差值小于预设阈值才迭代终止。从理论上讲, 通过双向耦合模型分析得到的结果更接近电机的实际温度分布。

基于双向耦合三维有限元分析模型对电机温度分布进行仿真, 其结果如图10所示。

由图10可知, 在电机额定工况下, 电机绕组发热最为明显, 转子铁心相对定子铁心温度较高。在图10(a)中, 电机动子齿部温度明显高于动子轭部温度, 主

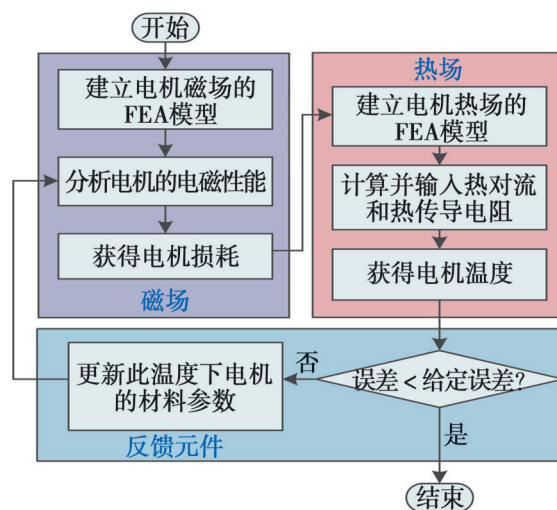


图9 双向耦合三维有限元分析流程图

Fig. 9 Flowchart of bidirectional coupling 3D FEA

要原因是动子齿部的铁损高于动子轭部, 同时动子齿部与绕组之间存在较多热量传递, 因此动子齿部与绕组的平均温度相差不大; 而动子轭部直接与外部空气接触, 对流散热明显, 因此平均温度较低。由图10(b)可知, 电机定子铁心损耗较小, 产热率低, 且动子侧的热量很难通过气隙传递给定子铁心, 同时定子铁心与周围空气直接接触, 散热状况好, 因此定子铁心整体温差不大, 分布均匀。由图10(c)可知, 绕组内侧端部较其他部位散热条件差, 因此与绕组其余部位相比温度较高。由图10(d)可知, 由于永磁体嵌入动子轭部, 产生的热量通过热传导方式经动子轭部发散, 温度分布与动子轭部相差不大。通过对电机各部位温度状况进行分析可知, 电机整体温度分布较为合理, 电机内部没有过热点, 电机内部绝缘未受影响, 永磁体无失磁风险。

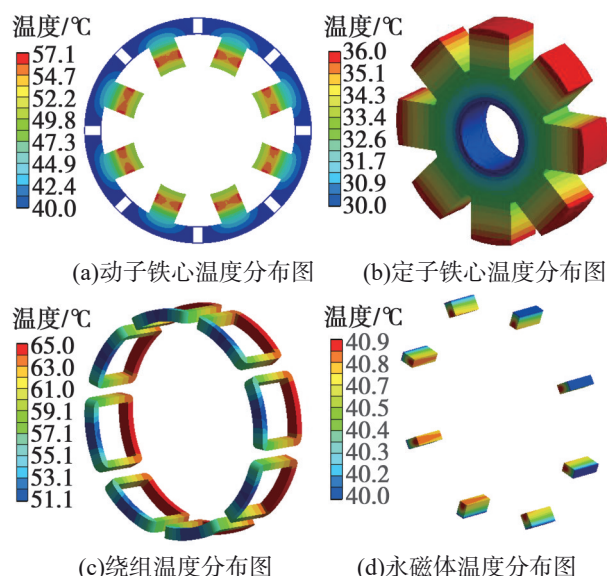


图10 双向耦合三维有限元分析模型对电机的模拟结果

Fig. 10 Simulation results of motor by bidirectional coupling 3D FEA model

通过双向耦合下等效磁热网络模型计算得到的电

机损耗和通过有限元法得到的电机损耗对比如图 11 所示。可以看出,采用两种方法计算得出的损耗非常接近,且该损耗值与采用单向耦合方法计算得到的值相差较大,这说明温度会影响材料的磁性能,从而影响电机损耗。

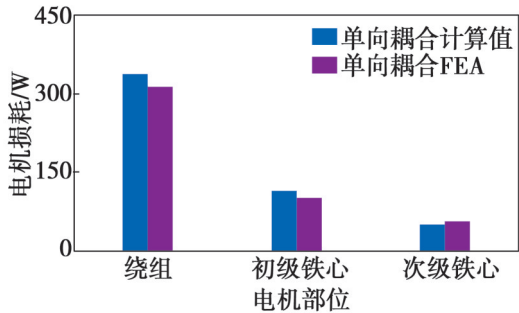


图 11 两种方法计算得出电机的双向耦合损耗
Fig. 11 Bidirectional coupling losses of motor calculated by two methods

分别采用等效磁热网络法和有限元分析法对电机在相同负载条件下的温度场进行计算求解,得到结果如表 4 所示。

表 4 等效磁热网络法与有限元分析计算结果比较
Table 4 Comparison of calculation results by equivalent magnetic-thermal network method and FEA

部件	等效磁热网络法 计算结果/℃	有限元分析 计算结果/℃	误差/%
绕组	67.20	59.48	12.98
动子轭	49.48	44.58	10.99
动子齿	59.97	52.62	13.97
永磁体	43.62	40.48	7.76
定子轭	35.06	31.71	10.56
定子齿	38.74	35.57	8.91

从表 4 可以看出,采用这两种方法得出的电机各部件的温度分布基本一致,采用双向耦合等效磁热网络模型计算得出的温度略高。这主要是因为等效磁网络模型在磁导率、导热热阻及对流热阻的计算中采用了解析简化与理想化假设,引入了一定的建模误差。尽管采用双向耦合等效磁热网络模型计算的温度结果存在误差,但整体误差均在合理范围内。以上分析表明,双向耦合等效磁热网络模型能够较好地反映电机运行过程的温度分布趋势,适用于对电机温度的初步估算。

5 等效磁热网络耦合模型试验验证

为进一步验证双向耦合等效磁热网络模型的准确性,本文搭建了直线牵引电机温度测量试验平台,将等效磁热网络模型计算结果、有限元模型仿真结果与试验测试结果进行对比。试验平台主要包括主控机、dSPACE 控制平台、电机样机、开关电源、驱动电路和

红外热成像仪,具体如图 12 所示。

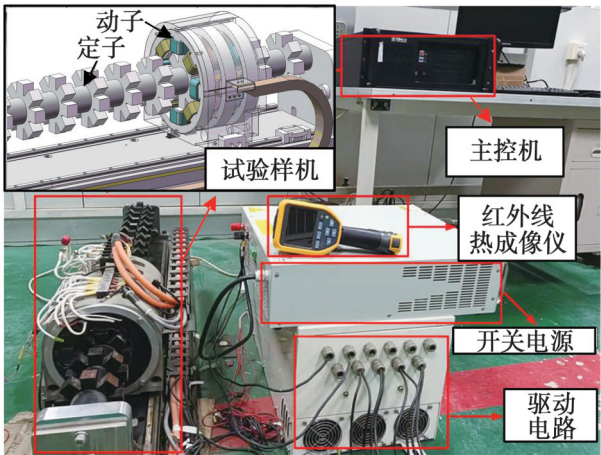


图 12 试验平台
Fig. 12 Test platform

在环境温度为 20 ℃ 的条件下,样机于额定工况下运行,使用红外热成像仪在距样机约 1.5 m 处对其表面温度进行测量。

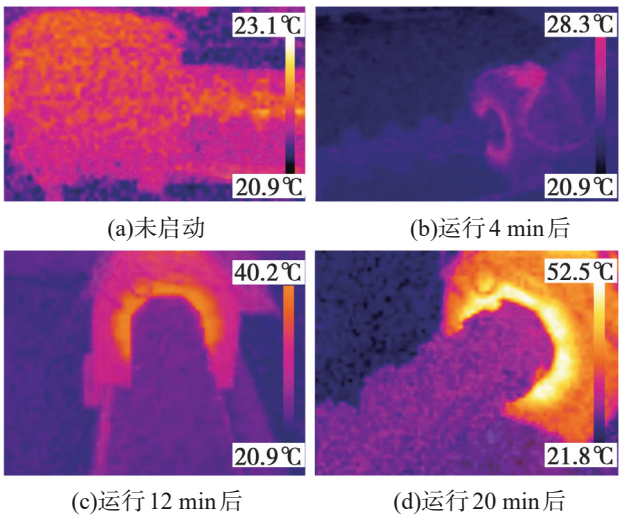


图 13 电机实测温度
Fig. 13 Measured temperature of motor

由图 13(a)可知,电机在未启动时整体温度分布均匀,且接近环境温度。电机启动运行 4 min 后,绕组和动子铁心轭部温度开始缓慢上升,如图 13(b)所示。运行 12 min 后,参考图 13(c)可知,绕组与动子铁心轭部温度显著升高,绕组局部出现约 40 ℃ 的高温;此时因通风条件良好,定子铁心温度尚未明显上升,仍为电机中温度最低的部分。图 13(d)展示了运行 20 min 后的温度分布,此时电机整体温度趋于稳定,基本达到热平衡状态。

动子铁心轭部、绕组端部和定子铁心上 3 个测量点温度的仿真结果和实测结果对比如图 14 所示。由图 14 可知,仿真及实测温度随时间的变化趋势一致。稳态时动子铁心和绕组温度的实际测量值略高于有限元仿真值,最大误差约为 11.3%;定子铁心的试验测量值略低于仿真值,最大误差约为 14.3%。以上误差均在工程

允许范围内, 从而验证了模型的准确性。

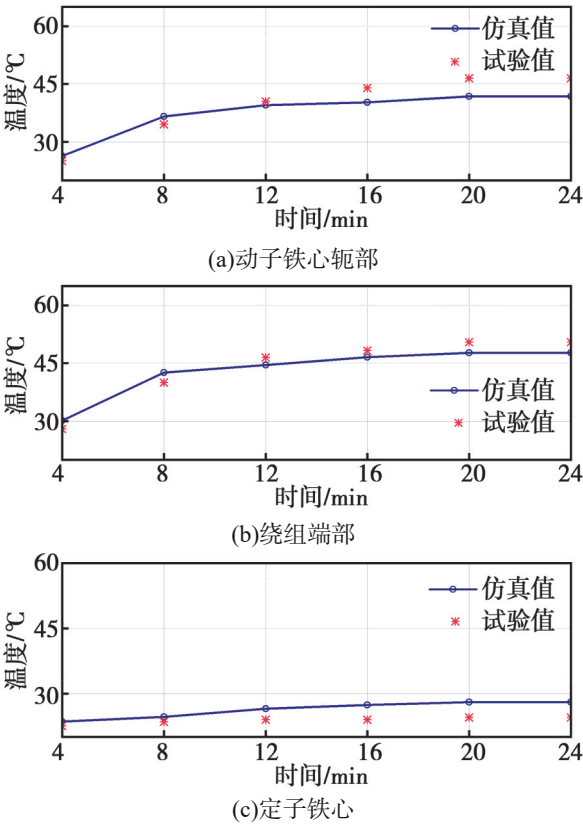


图 14 3 个测量点的温度仿真值和试验值
Fig. 14 Simulated and experimental temperatures at three measurement points

电机稳态运行时, 转子铁心轭部、绕组端部和定子铁心上 3 个测量点温度的双向耦合等效磁热网络模型计算结果、有限元分析模型仿真结果和试验测量结果对比如表 5 所示。

表 5 计算结果、有限元仿真结果和试验结果对比
Table 5 Comparison of calculation results, FEA simulation results, and test results °C

部件	双向耦合等效磁热网络模型计算值	有限元仿真值	试验测量值
转子铁心轭部	47.80	41.75	46.48
绕组端部	52.30	47.69	50.50
定子铁心	27.20	28.00	24.50

从表 5 可以看出, 计算结果、仿真结果与试验结果在温度变化趋势与温度值量级上均表现出一致性, 在允许误差范围内, 采用热模型的计算结果可大致反映电机内部温度的分布情况。双向耦合等效磁热网络模型计算值相对于试验值的误差分别为: 转子铁心轭部 2.84%、绕组端部 3.56%、定子铁心 11.02%。有限元模型的仿真值相对于试验值的误差分别为: 转子铁心轭部 10.18%、绕组端部 5.56%、定子铁心 14.29%。所有误差均处于工程允许误差范围内。采用双向耦合等效磁热网络模型的计算结果比采用有限元法和试验法稍大, 主要是由于等效建模过程中的固有近似, 电机不同节点之间接触热阻以及接触面积的简化计算会引入

误差, 且所参考的散热系数经验公式难以完全适应不同电机结构的实际散热特性差异。

综上表明, 双向耦合等效磁热网络模型计算值、有限元仿真值与实际测量值均能够反映电机内部真实的发热情况, 验证了本文模型计算结果的准确性, 以及通过该模型对电机温度进行初步预估的可行性和参考价值。

6 结束语

本文针对直线牵引电机提出了一种双向耦合等效磁热网络模型, 以解决在磁场与温度场相互影响条件下单向耦合计算难以准确反映电机内部实际温度变化的问题。考虑到电机的磁通路径会随初级齿和次级齿的相对位置变化而变化, 本研究建立了基于气隙磁导精确划分的等效磁网络模型; 同时, 建立了能够准确计算电机导热系数和对流系数的等效热网络模型, 有效解决了三维有限元分析中计算耗时较长、参数调整不便的问题。为验证所提等效磁热网络模型计算结果的可信度, 搭建了与之对应的双向耦合三维有限元仿真模型进行仿真, 并进一步开展了试验验证。在额定运行工况下, 利用所建模型计算得到了电机各部件的温度分布, 并与有限元仿真结果、试验结果进行对比, 结果显示最大误差为 14.29%, 满足工程应用允许误差范围的要求。结果表明, 该模型的计算结果能够较好地反映电机运行过程中的温度分布趋势, 适用于对电机温度场的初步评估与预测。

参考文献:

[1] BAI Y, ZHANG G Q, WANG Q W, et al. High-gain nonlinear active disturbance rejection control strategy for traction permanent magnet motor drives[J]. IEEE transactions on power electronics, 2022, 37(11): 13135-13146.

[2] 吕刚. 直线电机在轨道交通中的应用与关键技术综述[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(17): 5665-5674.

LYU Gang. Review of the application and key technology in the linear motor for the rail transit[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(17): 5665-5674.

[3] 苗俭威. 广州地铁 4 号线直线电机常见故障分析[J]. 机车电传动, 2017(4): 120-123.

MIAO Jianwei. Common fault analysis of linear motor on Guangzhou metro line 4[J]. Electric drive for locomotives, 2017(4): 120-123.

[4] WU S N, HAO D Q, TONG W M. Cooling system design and thermal analysis of modular stator hybrid excitation synchronous motor[J]. CES transactions on electrical machines and systems, 2022, 6(3): 241-251.

[5] CAO R W, SU E C, LU M H. Comparative study of permanent magnet assisted linear switched reluctance motor and

- linear flux switching permanent magnet motor for railway transportation[J]. IEEE transactions on applied superconductivity, 2020, 30(4): 1-5.
- [6] JUNG H S, KIM H, SUL S K, et al. Permanent magnet temperature estimation in a mass-produced traction motor for an electric vehicle[J]. IEEE transactions on transportation electrification, 2022, 8(2): 1863-1873.
- [7] ZHANG X H, YANG L, SUN X D, et al. ECMS-MPC energy management strategy for plug-in hybrid electric buses considering motor temperature rise effect[J]. IEEE transactions on transportation electrification, 2023, 9(1): 210-221.
- [8] RYU J Y, HWANG S W, CHIN J W, et al. Mathematical modeling of fast and accurate coupled electromagnetic-thermal analysis[J]. IEEE transactions on industry applications, 2021, 57(5): 4636-4645.
- [9] ZHOU H, WANG X H, ZHAO W L, et al. Rapid prediction of magnetic and temperature field based on hybrid subdomain method and finite-difference method for the interior permanent magnet synchronous motor[J]. IEEE transactions on transportation electrification, 2024, 10(3): 6634-6651.
- [10] LIANG D W, ZHU Z Q, FENG J H, et al. Estimation of 3-D magnet temperature distribution based on lumped-parameter and analytical hybrid thermal model for SPMSM[J]. IEEE transactions on energy conversion, 2022, 37(1): 515-525.
- [11] WANG H H, CHEN J Q, JIANG Y P, et al. Coupled electromagnetic and thermal analysis of permanent magnet rectifier generator based on LPTN[J]. IEEE transactions on magnetics, 2022, 58(2): 1-5.
- [12] LI S Q, TONG W M, WU S N, et al. General analytical model for electromagnetic-thermal bi-directional coupling of IPM motors in electric vehicles considering different rotor structures[J]. IEEE transactions on vehicular technology, 2024, 73(11): 16470-16480.
- [13] YAN J W, DI C, BAO X H, et al. Iron losses model for induction machines considering the influence of rotational iron losses[J]. IEEE transactions on energy conversion, 2023, 38(2): 971-981.
- [14] YU Q, XU B Y, TIAN L S, et al. A magnetic network model and harmonic analysis of a canned switched reluctance machine[J]. IEEE transactions on magnetics, 2022, 58(4): 1-8.
- [15] LI X, KAN C H, REN T A, et al. Thermal network modeling and thermal stress evaluation for a high-power linear ultrasonic motor[J]. IEEE transactions on industry applications, 2022, 58(6): 7181-7191.

Temperature field analysis of linear traction motors based on equivalent magnetic-thermal network coupling

ZHANG Guoqiang, DU Jinhua

(State Key Laboratory of Electrical Insulation and Power Equipment, Xi'an Jiaotong University, Xi'an, Shaanxi 710049, China)

Abstract: In modern rail transit systems such as maglev trains, metros, and light rails, linear traction motors exhibit significant technical advantages over conventional rotary motors. Their core innovation lies in eliminating intermediate transmission components such as gearboxes, thereby improving system efficiency, reducing mechanical losses, and lowering noise and vibration levels. However, during practical operation, the temperature rise caused by internal losses in linear traction motors significantly affects material performance parameters, which in turn have a critical impact on the overall motor performance. To address the influence of temperature variations on material properties and the coupling effect between electromagnetic field and temperature field, this paper proposes a bidirectionally coupled equivalent magnetic-thermal network model for fast estimation of the motor temperature distribution. An equivalent magnetic network model was constructed with precisely segmented air-gap permeance, while an equivalent thermal network model was established through accurate calculation of heat conductivity and convection coefficients. Iterative algorithms were utilized to conduct coupled calculation of electromagnetic and temperature fields and to predict nodal temperatures of the motor. A three-dimensional electromagnetic-thermal field finite element analysis (FEA) model was further established. Feedback elements were arranged to realize bidirectional coupling, so as to verify the accuracy of the proposed model. Numerical results from the equivalent magnetic-thermal network model and three-dimensional FEA were compared systematically, and experimental measurements were adopted for further validation. The results show that the proposed equivalent magnetic-thermal network model not only has high computational efficiency but also can accurately predict the temperature field distribution of the motor. The research in this paper provides an effective theoretical analysis tool for evaluating the thermal characteristics of linear traction motors.

Keywords: linear traction motor; air-gap magnetic network; equivalent magnetic network model; equivalent thermal network model; bidirectional coupling; FEA