基于网格剖分法的磁通切换永磁电机等效磁网络建模与分析

曹东辉, 赵文祥*, 吉敬华, 潘小云

江苏大学电气信息工程学院, 镇江 212013

* E-mail: zwx@ujs.edu.cn

收稿日期: 2020-09-15; 接受日期: 2020-12-28; 网络版发表日期: 2021-07-21

国家自然科学基金重大项目(批准号: 51991383)资助

摘要 为了高效准确地分析磁通切换永磁电机性能, 本文提出一种基于网格剖分的等效磁网络建模方法. 该方法的核心在于建立十字形网格以及结合网格法与磁路法. 其中, 十字形网格建立在无序磁场区域, 无需预先判断磁场即可自适应表示磁通分布, 同时考虑漏磁与局部饱和. 进一步在规律磁路区域, 结合使用集总参数磁路模型, 减小模型计算复杂度, 兼顾建模精度和建模效率. 另外, 对原始转子和转子含磁障两种结构磁通切换永磁电机, 基于网格固定性优势进行建模, 避免了结构重新剖分并分析比较了电磁性能, 精确评估了转子磁障结构对于降低永磁体涡流损耗的作用. 最后, 有限元与实验结果验证了本文所提出的等效磁网络的有效性与准确性.

关键词 磁通切换永磁电机, 等效磁网络, 网格剖分, 局部饱和考虑, 兼顾建模精度和建模效率, 转子磁障结构, 涡流损耗

1 引言

磁通切换永磁电机具有效率高、转矩密度大、转子结构简单等优点, 近年来受到了广泛关注^[1-3]. 然而, 基于多工作波的调制效应, 会产生丰富的磁场谐波成分^[4], 而电枢绕组和永磁体同侧的定子结构会产生较大的集中损耗, 永磁体面临不可逆退磁的风险^[5]. 因此, 针对该问题国内外学者开展了许多研究. Su等人^[6]提出了转子永磁磁通切换电机, 将定子永磁体转移至转子侧, 由于改变了电枢反应磁通磁路, 永磁体涡流损耗减小, 但失去了转子结构稳定简单的优势. Abdel

等人^[7]提出多层绕组结构来限制空间次谐波, 以减少产生的涡流损耗. 然而, 这种方法牺牲了绕组因数和转矩能力. 同样为了减少次谐波, Zheng等人^[8]提出通过引入磁障来研究空间谐波的作用, 以产生更少的谐波来降低转子损耗. 进一步, Luo等人^[9]基于传统永磁电机磁障作用原理, 将磁障结构应用到磁通切换永磁电机中, 通过在转子中嵌入磁障, 并用气隙磁场调制理论对永磁体损耗的降低进行了分析. 然而这些理论分析都是在理想条件下推导的, 忽略了具有严重饱和的无序磁场分布. 因此, 为准确判断内嵌磁障结构对涡流损耗的影响, 准确预测电机电磁特性, 一种高效

引用格式: 曹东辉, 赵文祥, 吉敬华, 等. 基于网格剖分法的磁通切换永磁电机等效磁网络建模与分析. 中国科学: 技术科学, 2021, 51: 970-980
Cao D H, Zhao W X, Ji J H, et al. Modeling and analysis of a mesh-based equivalent magnetic circuit for a flux switching PM machine (in Chinese).
Sci Sin Tech, 2021, 51: 970-980, doi: 10.1360/SST-2020-0388

高精度的分析方法至关重要。

通常, 有限元法常用于精确分析计算电机的电磁特性, 但这种方法计算时间长且操作较为复杂^[10]。等效磁网络法作为有限元法的有效替代, 国内外学者在磁场预测和电机设计方面开展了大量研究工作^[11~14]。等效磁网络法源于传统磁路法, 初步形成应用于感应电机^[11], 并迅速应用于表贴式永磁电机^[12]、轴向电机^[13]等领域。其通过小规模的网络模型和快速迭代算法, 实现了低计算量下的快速分析^[14]。对于磁路模型, 根据电机结构, 将电机磁通路径建模为磁导支路, 严格由磁通分布和几何边界决定^[15]。因此, 在简化建模过程中, 常忽略漏磁影响, 计算结果较为粗糙^[16]。为提高准确性, 数学解析等方法被结合使用在磁网络中^[17,18], 然而该方法需对磁矢量进行解析推导, 将复杂表达式与磁网络模型节点进行联系, 与磁网络单独矩阵求解相比, 极大增加了数学推导的复杂度。

为克服上述模型的缺点, 国内外学者致力于求解空间谐波含量丰富的无序磁场分布^[19~21], 预设漏磁路径是较常用的方法之一。Ubadigha等人^[22]考虑到对气隙磁场的调制效应, 在调制磁极与定转子之间设置了简单连接磁导, 但预设条件过于理想, 精细磁导值难以确定。相反, 为了精确地预置路径, Xu等人^[23]在无序磁场区域采用大量需单独处理的小尺寸磁导, 导致建模工作量激增。基于类似原理, Johnson等人^[24]对一种磁齿轮电机, 采用菱形网格划分实现了快速准确分析。然而固定的区域磁导分布要求在旋转时动态更新区域磁导, 规则结构的建模前提使之难以用于复杂结构的电机。对于定子永磁型的磁通切换电机, 目前仍采用简易磁路法进行建模分析^[25], 简单的气隙连接磁导无法满足精确性要求, 也无法精确计算内嵌磁障对降低永磁体涡流损耗的影响。同时, 电枢齿中嵌入的永磁体, 限制了网格法下磁动势在磁路节点的传统建模。因此, 对于磁通切换永磁电机, 需要进一步改进等效磁网络建模方法。

为解决上述问题, 本文提出了一种基于网格剖分法的磁通切换永磁电机等效磁网络建模方法。首先采用一种十字形网格建立无序磁场区域下的磁阻网络模型, 无需预判磁场即可自适应表示磁通分布, 并考虑局部饱和与漏磁影响。在规律磁路区域, 结合使用集总参数磁导模型, 兼顾建模精度和建模效率。对原始转子和转子含磁障两种磁通切换永磁电机结构, 基于网格

固定性优势, 避免了结构重新剖分, 高效分析了电磁性能, 精确评估了转子磁障结构对降低永磁体涡流损耗的作用。有限元与实验结果验证了本文所提出的等效磁网络的准确性与高效性。

2 磁通切换永磁电机模型

一般而言, 初步建立等效磁网络模型时, 需以目标电机的拓扑结构和磁通路径作为建模指导。图1所示为所研究的8槽15极磁通切换永磁(flux-switching permanent magnet, FSPM)电机截面结构和负载磁场分布, 同时表1给出了电机的主要尺寸参数。从图1(b)所示的磁场分布可以看出, 定子永磁结构产生了丰富的空间谐波分量并导致了局部饱和, 而转子则具有相对均匀的磁场分布。因此, 为了准确高效地进行建模预测, 本文将结合网格法和磁路法, 实现改进的等效磁网络模型构建。

3 十字形网格建立

图2所示为等效磁网络模型采用的十字形网格。对于一个如图2(a)所示的基本十字形网格单元而言, 基本网格单元包含四个分别在切向和径向方向的磁导(G_{r1} , G_{r2} , G_{t1} , G_{t2})。网格的中心点是四个磁导的连接点, 基于磁导公式可以计算得到

$$G_{r1} = G_{r2} = \frac{\mu L_a w_{\text{cell}}}{\frac{1}{2} h_{\text{cell}}} = \frac{2\mu_0 \mu_r L_a w_{\text{cell}}}{h_{\text{cell}}}, \quad (1)$$

$$G_{t1} = G_{t2} = \frac{\mu L_a h_{\text{cell}}}{\frac{1}{2} w_{\text{cell}}} = \frac{2\mu_0 \mu_r L_a h_{\text{cell}}}{w_{\text{cell}}}, \quad (2)$$

式中, μ_0 和 μ_r 分别为真空磁导率与相对磁导率, L_a 为轴向长度, w_{cell} 和 h_{cell} 分别为网格宽度与高度且满足:

$$\begin{cases} w_{\text{cell}} = w_r / n, \\ h_{\text{cell}} = h_r / m. \end{cases}$$

对于一个具有宽度为 w_r 、高度为 h_r 的确定区域, 将其划分为 m 行 n 列, 如图2(b)所示。由图中的整体模型可知, 网格单元的磁导终点实则为整体剖分中磁导(G_r , G_t)的中点。因此整体磁导可以计算得到

$$G_r = \frac{G_{r1}}{2} = \frac{\mu_0 \mu_r L_a w_{\text{cell}}}{h_{\text{cell}}}, \quad (3)$$

图1 (网络版彩图) 8槽/15极磁通切换永磁电机. (a) 截面结构; (b) 负载磁路分布

Figure 1 (Color online) The 8-slots/15-poles FSPM machine. (a) Cross-section; (b) magnetic field distribution at on-load.

表1 磁通切换永磁电机的主要尺寸参数

Table 1 Specification of FSPM machine

参数	数值
额定功率 (kW)	1.2
额定转矩 (N m)	24
铁心长度 (mm)	60
定子外径 (mm)	154
定子内径 (mm)	92.4
定子齿角度 (°)	7.06
气隙长度 (mm)	0.4
转子齿角度 (°)	6.7
永磁体材料	NdFe35

$$G_t = \frac{G_{t1}}{2} = \frac{\mu_0 \mu_r L_a h_{\text{cell}}}{w_{\text{cell}}}. \quad (4)$$

当磁导位于建模区域边界时, 由于其等效截面积减小至1/2, 对应磁导值需要相应进行调整, 可以计算得到边界径向磁导 G_r' 与轴向边界磁导 G_t' 为

$$G_r' = \frac{\mu_0 \mu_r L_a w_{\text{cell}} / 2}{h_{\text{cell}}} = G_r / 2, \quad (5)$$

$$G_t' = \frac{\mu_0 \mu_r L_a h_{\text{cell}} / 2}{w_{\text{cell}}} = G_t / 2. \quad (6)$$

图2 (网络版彩图) 十字形网格应用. (a) 网格单元; (b) 整体剖分

Figure 2 (Color online) The integral meshing approach. (a) Mesh cell; (b) mesh arrangements.

在应用所提出的新型网格法时, G_{r1} 和 G_{r2} 是用于计算定子网络的辅助磁导, 实际在整体网格剖分中只采用 G_r 和 G_t 的完整磁导. 与文献[8]中传统的十字网格相比, 这种整体特征大大降低了等效磁网络模型的规模. 由于避免了与相邻网格相连接处产生额外的磁导, 所以其具有更高的计算效率. 此外, 本文所提出的网格法可以灵活地应用于E形定子模块的任意部分, 如图1(b)所示, 这些区域存在局部饱和与丰富的空间谐波, 非常适合使用网格进行剖分. 由于采用自适应小网格对整体模型进行近似处理, 因此极大地方便了磁网络建模过程. 同时, 无需考虑磁通流向和磁通磁路长度, 避免了人为预测磁路, 减小了在齿间与气隙等漏磁处的建模误差. 因此, 在气隙区域同样采用了网格剖分技术, 同时考虑了永磁体主磁通和齿间气隙漏磁等.

随着网格数目增加, 建模精度增高, 但等效磁网络模型将面临更大的计算消耗. 图3展现了所提出等效磁网络模型中使用网格建模的区域. 可以注意到, 在永磁体附近的铁芯和气隙区采用了两种不同的网格尺寸. 通过适当的网格调整, 可以精确高效地预测永磁体周

图 3 (网络版彩图) 网格划分应用区域

Figure 3 (Color online) Arrangement of meshing cells.

围的环形磁通量. 靠近定子网络的定子永磁体保持与网格相同的高度进行层分段. 其分层模型实际上是由多层传统磁路模型组成的, 其原因在于: 一是将永磁体的磁动势和磁导分层, 有利于实现定子永磁体与定子网格之间的连接; 二是分层模型可以通过涡流损耗密度计算方法, 分别对永磁体不同分层进行体积分, 精确计算得到永磁体内涡流损耗值, 体现永磁体不同位置涡流损耗值的差异. 因此, 每个永磁体的磁动势 F_{PM} 和磁导 G_{PM} 可以表示为

$$\begin{cases} F_{PM} = H_{PM} = \frac{B_r h_{PM}}{\mu_{PM} \mu_0}, \\ G_{PM} = \mu_{PM} \mu_0 \frac{w_{PM} L_a}{m h_{PM}}, \end{cases} \quad (7)$$

式中, μ_{PM} 为永磁体的相对磁导率, B_r 为永磁体的剩磁密度, w_{PM} 和 h_{PM} 分别是永磁体的宽度和高度, m 是永磁体的分段层数.

4 基于磁路法的完整等效磁网络模型

在等效磁网络模型中, 为了同时保证高精度和低计算工作量, 本文提出了结合磁路与网格的方法. 从图1(b)可以看出, 在定子轭部、容错齿和转子中存在均匀分布的磁通, 这些区域十分适用于传统的磁路模型, 也便于与十字形网格进行节点连接. 图4所示为所研究磁通切换永磁电机在一个节距下的等效磁网络模型, 模型采用网格单元划分电机区域, 获得了各区域准确的电磁参数. 在定转子间气隙使用的网格越多, 对应生成的气隙节点与定转子连接磁导就越多, 可以得到更详细的气隙磁密分布. 同时, 相应增加的定转子剖分网格, 可以进一步提高磁网络中其他区域的电磁计

图 4 (网络版彩图) 磁通切换永磁电机的部分等效磁网络模型

Figure 4 (Color online) Part EMN model of the FSPM machine.

算精度. 然而, 过度细化的网格会增加磁网络建模的复杂性和计算的低效性. 在精度方面, 为了保证一定的细化精度, 需要至少1段以上的气隙网格剖分. 从效率方面看, 小于3段的气隙网格剖分是避免建模和计算复杂度的最佳选择. 在红色的放大区域中可以看出, 本模型采用了两层气隙网格, 共分为480列, 这是由槽数(8槽)和极数(15极)的共同倍数决定的, 以确保高精度和短计算时长. 定子电枢齿分为30层, 单侧划分为3列网格以充分考虑漏磁与局部饱和.

对于定子磁路模型, 由于定子容错齿和定子磁轭具有相同的磁通分布特性, 因此分别等效为独立磁导支路. 如图4所示, 将容错齿建模为定子轭部与气隙区域的连接磁导, 将定子轭部建模为齿间连接磁导. 进一步, 容错齿 G_{ft} 和定子轭部 G_{sy} 的磁导值可以表示为

$$\begin{cases} G_{ft} = \frac{\mu_0 \mu_r L_a w_{ft}}{l_{ft}}, \\ G_{sy} = \frac{\mu_0 \mu_r L_a}{\theta_{sy}} \ln \left(\frac{R_{sy0}}{R_{syi}} \right), \end{cases} \quad (8)$$

式中, w_{ft} 和 l_{ft} 分别是容错齿的宽度和长度, R_{sy0} 和 R_{syi} 分别为定子轭部的外径和内径, θ_{sy} 为该段定子轭部所占的机械角度. 与之相似, 转子齿部磁导 G_{rt} 和转子轭部磁导 G_{ry} 可以表示为

$$\begin{cases} G_{rt} = \frac{\mu_0 \mu_r L_a w_{rt}}{l_{rt}}, \\ G_{ry} = \frac{\mu_0 \mu_r L_a}{\theta_{ry}} \ln \left(\frac{R_{ryo}}{R_{ryi}} \right), \end{cases} \quad (9)$$

式中, w_{rt} 和 l_{rt} 分别是转子齿的宽度和长度, R_{ryo} 和 R_{ryi} 分

别是转子轭部的外径和内径, θ_{ry} 是该段转子轭部所占的机械角度。

在磁网络建模中, 对于集中绕组产生的磁动势源, 传统方法是在电枢齿支路磁导的两个节点上设置磁动势作为模型输入源。然而在磁通切换永磁电机中, 电枢齿采用了网格剖分处理, 这就意味着电枢磁链的输入源节点很难确定。在这种情况下, 可以在定子轭部基于全电流定律进行绕组磁动势的等效, 如图5所示。该等效绕组磁动势为磁轭支路两个节点上的并联磁路提供了磁势。等效磁动势的方向可由绕组电流的右手螺旋定则确定, 其值可以表示为

$$\text{MMF}_e = \oint H dl = N_c i, \quad (10)$$

式中, i 为绕组输入电流, N_c 为绕组匝数。

进一步, 公共节点 N_{AB} 的合成磁通量可以基于带方向的合成值表示为

$$\Phi_{N_{AB}} = F_A G_A + F_B G_B = -N_{cA} G_{syA} - N_{cB} G_{syB}, \quad (11)$$

式中, G_{syA} 和 G_{syB} 分别为磁动势 F_A 和 F_B 所在支路对应的定子轭部磁导值。

在建立了基于网格的磁网络模型后, 无论转子位置如何变化, 定子、气隙之间网格与磁路的节点连接是固定的。转子的转动仅改变图4中气隙网格与转子齿磁导 G_{rt} 之间的关系。连接关系由气隙网格到转子齿的映射面积决定。当映射面积大于网格面积一半时, 磁导矩阵 $\mathbf{G}$ 将添加新的连接磁导, 同时去除断开的网格。这种方法避免了常用磁路模型中的气隙磁导调整, 从而改善了磁导连接间的平滑过渡。

为求解建立的磁网络模型, 首先采用非线性 $B-H$ 曲线来确定铁芯的工作点。对于铁芯中的磁路支路和网格磁导, 采用插值法计算节点 i 和节点 j 之间的磁导率 $\mu(i, j)$:

$$\begin{cases} H_{(i,j)} = H(n) + \frac{(H(n+1) - H(n)) \cdot (B_{(i,j)} - B(n))}{B(n+1) - B(n)}, \\ \mu_{(i,j)} = \frac{B_{(i,j)}}{H_{(i,j)}}, \end{cases} \quad (12)$$

式中, $H(n)$ 和 $B(n)$ 为第 n 个插值点的磁场强度和磁感应强度, $H(n+1)$ 和 $B(n+1)$ 为第 $(n+1)$ 个插值点。

因此, 磁动势矩阵 $\mathbf{F}$ 、磁导率矩阵 $\mathbf{G}$ 和磁通 Φ 的非线性磁网络方程可以表示为

图5 (网络版彩图) 定子轭部的等效绕组磁动势

Figure 5 (Color online) Equivalent MMF of winding on stator yoke.

$$\mathbf{G} \cdot \mathbf{F} = \Phi, \quad (13)$$

式中, 磁导矩阵 $\mathbf{G}$ 对角对称且对角占优, 其满足:

$$\begin{cases} G(i, i) > 0, \quad G(i, j) \leq 0, \quad i \neq j, \\ G(i, i) = - \sum_{j=1, j \neq i}^n G(i, j), \\ G(i, j) = G(j, i), \quad i \neq j. \end{cases}$$

最后, 通过对 $B-H$ 曲线进行插值, 采用超松弛迭代法求解(13)中的矩阵方程, 迭代公式可以表示为

$$F_i^{(k+1)} = F_i^{(k)} + \frac{w}{G(i, i)} \cdot \left[- \sum_{j=1}^{i-1} G(i, j) F_j^{(k+1)} - \sum_{j=i}^n G(i, j) F_j^{(k)} - \Phi(i) \right], \quad (14)$$

式中, w 为迭代松弛因子且满足 $0 < w < 2$ 。

上述的迭代过程将持续进行, 直到满足迭代收敛条件。为了得到更好的收敛特性, 本文采用了定子齿的磁通密度作为收敛判据依据。由于在电枢齿部进行了网格剖分, 因此采用容错齿磁通密度为收敛判断依据, 即图4中 G_{rt} 磁导磁通, 相较于网格磁导可以避免收敛波动, 获得更高的计算精度与收敛速度。其迭代条件可以表示为

$$\max |B_{(i)}^{(k)} - B_{(i)}^{(k-1)}| < \zeta_B \quad (i = 1, 2, 3, \dots), \quad (15)$$

式中, ζ_B 是设为 10^{-3} 的判断值, $B_{(i)}^{(k)}$ 和 $B_{(i)}^{(k-1)}$ 分别是本次和上一次电枢齿磁通密度计算结果。

当误差判断方程满足时, 则相应地根据当前转子位置对电磁参数进行记录, 且认为该位置下的计算已完成。接着, 通过旋转转子位置来更新计算步骤、磁导、磁动势矩阵, 然后将分析过程回推至第一步, 重新计算下一位置。当一个电角度周期计算结束, 认为等效磁网络模型全部计算完毕。完整的等效磁网络流程图如图6所示。

5 有限元及实验验证

为了验证所提出的基于网格磁网络模型的有效性,同时降低永磁体涡流损耗,将对另外一种具有转子磁障的结构进行分别建模和比较分析.图7对比了两种转子结构,在新提出的转子齿中嵌有磁障结构.为表现该磁障结构对磁路的作用机理,对转子磁路进行了相

图6 等效磁网络完整流程图

Figure 6 Complete flow chart of the equivalent magnetic circuit model.

图7 (网络版彩图)转子结构. (a) 原始转子结构; (b) 带磁障结构

Figure 7 (Color online) Rotor structure. (a) Original design; (b) proposed design with magnetic barriers.

应的调整以适应磁路的拓扑结构.同时,上述磁网络中固定的定子与气隙节点连接的优点,可以基于原始设计单独进行转子的建模,不需要对新结构的定子及气隙进行重新剖分建模,使建模效率大大提高.首先,对原设计进行基于磁网络模型求得的电磁性能分析.计算磁通和反电动势之间的关系满足:

$$e = -\frac{d\psi}{dt} = -\frac{N_c d\phi}{dt}, \quad (16)$$

式中, e 为反电势, ψ 为计算磁通, t 为时间.

进一步,电磁转矩可由反电势与电枢绕组注入电流计算,可以表示为

$$T_e = \frac{\sum_{i=a \dots c} e_i i_i}{\omega}, \quad (17)$$

式中, e_i 是第 i 相感应电势, i_i 是第 i 相注入电流, ω 是电机转子角速度.

原始转子结构如图7(a)所示,其等效磁网络采用所提出的网格磁路结合模型.图8比较了磁网络模型和有限元分析结果的反电动势,可以看出,其计算结果在波形和幅值上与有限元结果基本一致,反电势波形峰值处存在略微的差异,主要是由等效连接磁导较粗略引起.图9比较了初始结构在额定电流9 A和额定转速500 r/min时的输出转矩波形,可以看出,等效磁网络模型很好地预测了电磁转矩特性:磁网络计算的平均转矩约为23.7 N·m,而有限元分析的平均转矩约为23.6 N·m,略微高于有限元分析结果.预测的转矩脉动为1.1 N·m,略大于有限元分析的0.5 N·m,但仍然在可接受的误差范围内.其计算转矩的误差主要来源于反电动势幅值处的差异,同时提出的网格化思路与有限元精细化分相比,仍然略显粗糙,且剖分网格数受

图8 (网络版彩图)等效磁网络与有限元反电势对比

Figure 8 (Color online) Comparisons of phase back-EMF from FEA and equivalent magnetic network.

限. 另外, 相比于有限元法, 等效连接磁导较为粗略, 也会进一步放大计算误差. 进一步, 对图7(b)所示的带磁障结构进行磁网络模型的建模与分析, 图10比较了带磁障结构等效磁网络与有限元的输出转矩, 预测的平均转矩为22.6 N·m, 略高于有限元计算的22.4 N·m. 同时预测的转矩脉动为0.6 N·m, 而有限元计算结果为0.3 N·m, 仍处在可接受的误差范围内.

图11所示为额定负载情况下等效磁网络计算磁密与有限元计算磁密对比图, 左侧图例中磁密数值为有限元分析得到, 箭头引出磁密数值为磁网络计算值. 由图可以看出, 实验以定子齿、定子轭部与转子部分为例, 验证了该方法在磁通饱和区域的有效性. 结果表明, 等效磁网络与有限元结果之间取得了良好的一致性.

永磁体分层建模可以得到每一段永磁体的计算磁密分布, 进一步可以计算两种不同结构下的涡流损耗, 同时基于磁网络模型, 也考虑了非线性对涡流损耗的

图9 (网络版彩图)原设计等效磁网络与有限元转矩对比
Figure 9 (Color online) Comparisons of output torque from FEA and equivalent magnetic network of original design.

图10 (网络版彩图)带磁障结构等效磁网络与有限元转矩对比
Figure 10 (Color online) Comparisons of output torque from FEA and equivalent magnetic network of proposed design.

图11 (网络版彩图)等效磁网络与有限元计算磁密对比
Figure 11 (Color online) Comparisons of calculated magnetic flux density from FEA and equivalent magnetic network of proposed design.

影响. 根据基于涡流密度计算涡流损耗的经典公式, 每一分层区域的永磁体涡流损耗密度 W_e 可以表示为

$$W_e = \pi^2 f \sigma h_m^2 \frac{\sum_{n=1}^{\infty} n^2 (a_n^2 + b_n^2)}{2}, \quad (18)$$

式中, σ 为永磁体材料电导率, h_m 为永磁体磁化方向长度, 电枢电流引起的磁场动态磁密 B_a 由磁网络计算得出, 且满足傅里叶级数的三角级数形式:

$$B_a = \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t), \quad (19)$$

式中, a_n 和 b_n 为谐波分量在永磁体内产生的动态磁密幅值, n 为谐波阶次.

通过上述涡流损耗密度计算方法, 分别对永磁体不同分层进行体积分, 计算得到永磁体内涡流损耗值. 图12对比了由解析计算和有限元分析的涡流损耗值, 可以看出, 由磁网络进行解析的永磁体涡流损耗略高于有限元分析, 但同样呈现出带磁障设计可以有效降低永磁体涡流损耗的优点. 形成该误差的主要原因是, 虽然涡流损耗密度法较适合于永磁体分段的等效磁网络模型, 但其模型精度较差, 忽略了轴向长度及边端处的影响, 可用于快速评估转子磁障结构对于降低永磁体涡流损耗的作用. 由上述分析可以看出, 磁通切换永磁电机转子内嵌磁障结构后, 其转矩下降约4.6%, 涡流损耗下降约39%. 相比于小幅度的转矩牺牲, 涡流损耗减少幅度更大. 转子内嵌磁障结构更有利于电机的整体性能.

图13展示了磁通切换永磁电机的样机实验图. 图13(a)所示为嵌入热敏电阻(PT100)的定子, 图13(b)所

图 12 (网络版彩图)永磁体涡流损耗对比

Figure 12 (Color online) Comparisons of PM eddy current loss.

图 13 (网络版彩图)磁通切换永磁电机样机实验. (a) 定子结构; (b) 两种转子结构; (c) 实验平台

Figure 13 (Color online) FSPM prototype experiment. (a) Stator; (b) two rotor types; (c) experiment platform.

示为两种不同结构的转子, 图13(c)所示为样机实验平台. 图14分别对原始转子结构和带磁障结构进行了反电势测量值的对比, 由图中可以看出, 图14(a)中测量的反电势幅值约为73 V, 图14(b)中测量的反电势幅值约为70 V, 均与相应的磁网络计算结果相近, 预测波形与实测波形基本一致, 误差较小. 由此可以看出, 转子内嵌磁障结构会对反电势产生一定的削弱影响, 这也是导致转矩略有下降的主要原因. 图15比较了两种结构在不同电流下的预测和测量转矩, 磁网络预测的转矩结果略高于实测值, 但与转矩增长趋势较吻合. 随着电流的增大, 磁网络计算的转矩误差几乎是恒定的, 其主要是由磁网络建模中忽略的机械损耗和杂散损耗引起的. 表2对比了使用等效磁网络建模与有限元建模各项参数, 验证了本文所建立的等效磁网络模型的高效性(仿真服务器: Intel Xeon E5-2670, 2.6 GHz, 32 G memory).

图 14 (网络版彩图)反电势对比. (a) 原始转子结构; (b) 带磁障结构

Figure 14 (Color online) Comparison of back-EMF. (a) Original design; (b) proposed design with magnetic barriers.

图 15 (网络版彩图)实验转矩随电流变化

Figure 15 (Color online) Experimental torque under different currents.

表 2 等效磁网络与有限元的对比

Table 2 Comparison of detailed analyzing consumptions

项目	等效磁网络	有限元分析
总网格点数	5730	Above 4000
额定负载下CPU时间 (s)	387	1290
空载下CPU时间 (s)	313	1170
所占内存 (MB)	1990	2950
转矩计算误差 (%)	2.52	—

最后, 由于很难将永磁涡流损耗与整个系统损耗分开, 因此本文选择用永磁体温度来表征永磁体涡流

损耗下降的效果. 图16比较了在20℃环境温度, 磁通切换永磁电机正常工作时永磁体的瞬态温升. 在相同的运行条件下, 所提出的带转子磁障的结构显著降低了永磁体的温升. 虽然预测的永磁涡流损耗值并不大, 但对永磁体的降温起到了明显效果, 验证了永磁涡流损耗的降低. 进一步, 也验证了所提出的等效磁网络建模分析的有效性和准确性.

图 16 (网络版彩图) 永磁体温度对比

Figure 16 (Color online) Comparison of PM temperature.

6 结论

本文提出了一种用于磁通切换永磁电机电磁性能的等效磁网络建模方法, 预测了转子内嵌磁障对涡流损耗的影响. 通过建立十字形磁阻网格, 无需预先判断磁场即可自适应表示磁通分布, 并考虑了局部饱和与漏磁的影响. 在规律磁路区域结合使用集总参数磁导模型, 以减小计算复杂度, 兼顾建模精度和建模效率. 通过调整转子旋转时网格磁导的连接方法, 避免气隙磁导突变, 保证旋转节点平滑变化. 对原始转子和转子含磁障两种结构磁通切换永磁电机, 基于网格固定性优势进行建模, 避免了对结构进行重新剖分, 并与有限元和实验结果进行对比, 从反电势、转矩、涡流损耗等方面验证了所提出等效磁网络的准确性, 快速精确评估了转子磁障结构对于降低永磁体涡流损耗的作用. 从仿真时间上看, 磁网络模型在空载时大约需要5 min, 而有限元模型需要20 min以上, 验证了所提出等效磁网络模型的高效性.

参考文献

- 1 Zhang G, Hua W, Cheng M. Nonlinear magnetic network models for flux-switching permanent magnet machines. *Sci China Technol Sci*, 2016, 59: 494–505
- 2 Li W, Cheng M. Reliability analysis and evaluation for flux-switching permanent magnet machine. *IEEE Trans Ind Electron*, 2019, 66: 1760–1769
- 3 Ding Q, Wang X L, Deng Z Q, et al. Design and comparison of radial force winding configurations for wide air-gap flux-switching bearingless permanent-magnet motor (in Chinese). *Trans China Elect Soc*, 2019, 33: 2403–2413 [丁强, 王晓琳, 邓智泉, 等. 大气隙磁通切换无轴承永磁电机径向力绕组设计与比较. *电工技术学报*, 2019, 33: 2403–2413]
- 4 Ji J H, Pan X Y, Zhao W X, et al. Operation principle analysis of air-gap magnetic field modulation in five-phase fault-tolerant flux-switching permanent-magnet motor (in Chinese). *Proc CSEE*, 2017, 37: 6227–6236 [吉敬华, 潘小云, 赵文祥, 等. 五相容错式磁通切换永磁电机的气隙磁场调制运行机理分析. *中国电机工程学报*, 2017, 37: 6227–6236]
- 5 Liu C, Zhu X Y, Du Y, et al. Design and performance analysis of magnetic field modulated flux-switching permanent magnet machine based on electrical-thermal bi-directional coupling design method (in Chinese). *Proc CSEE*, 2017, 37: 6237–6245 [刘畅, 朱孝勇, 杜怿, 等. 基于电热双向耦合的磁场调制型磁通切换电机设计与性能分析. *中国电机工程学报*, 2017, 37: 6237–6245]
- 6 Su P, Hua W, Hu M, et al. Analysis of PM eddy current loss in rotor-PM and stator-PM flux-switching machines by air-gap field modulation theory. *IEEE Trans Ind Electron*, 2020, 67: 1824–1835
- 7 Abdel A, Ahmed S, Massoud A. Effect of multilayer windings with different stator winding connections on interior PM machines for EV applications. *IEEE Trans Magn*, 2016, 52: 1–7
- 8 Zheng J, Zhao W, Ji J, et al. Design to reduce rotor losses in fault-tolerant permanent-magnet machines. *IEEE Trans Ind Electron*, 2018, 65: 8476–8487
- 9 Luo J, Zhao W, Ji J, et al. Reduction of eddy-current loss in flux-switching permanent-magnet machines using rotor magnetic flux barriers. *IEEE Trans Magn*, 2017, 53: 1–5
- 10 Jiang W, Huang W X, Jiang X F, et al. Winding configurations analysis and power density optimization of stator electrical excitation flux-switching machine (in Chinese). *Proc CSEE*, 2017, 37: 6266–6277 [姜文, 黄文新, 蒋雪峰, 等. 定子电励磁型磁通切换电机的绕组构成分析与

功率密度优化设计. 中国电机工程学报, 2017, 37: 6266–6277]

- 11 Ostovic V. A simplified approach to magnetic equivalent-circuit modeling of induction machines. *IEEE Trans Ind Applicat*, 1988, 24: 308–316
- 12 Cao D, Zhao W, Ji J, et al. Parametric equivalent magnetic network modeling approach for multi-objective optimization of PM machine. *IEEE Trans Ind Electron*, 2020, doi: 10.1109/TIE.2020.3005105
- 13 Huang Y K, Zhou T. Efficiency optimization design of axial flux permanent magnet machines using magnetic equivalent circuit (in Chinese). *Trans China Elect Soc*, 2015, 30: 73–79 [黄允凯, 周涛. 基于等效磁路法的轴向永磁电机效率优化设计. 电工技术学报, 2015, 30: 73–79]
- 14 Zhang C J, Chen Z H, Mei Q X, et al. Nonlinear dynamic equivalent magnetic network model analysis of transverse flux permanent magnet synchronous motor (in Chinese). *Proc CSEE*, 2019, 39: 307–314, 345 [张昌锦, 陈志辉, 梅庆泉, 等. 横向磁通永磁同步电机非线性动态等效磁网络模型分析. 中国电机工程学报, 2019, 39: 307–314, 345]
- 15 Ye P Z, Li H W, Yu W T, et al. Equivalent magnetic circuit modeling of radial active magnetic bearing considering material nonlinearity and eddy current effects (in Chinese). *Trans China Elect Soc*, 2020, 35: 1858–1867 [叶品州, 李红伟, 于文涛, 等. 考虑材料非线性及涡流影响的径向电磁轴承等效磁路建模. 电工技术学报, 2020, 35: 1858–1867]
- 16 Cao D, Zhao W, Ji J, et al. A generalized equivalent magnetic network modeling method for vehicular dual-permanent-magnet vernier machines. *IEEE Trans Energy Convers*, 2019, 34: 1950–1962
- 17 Shi T Y, Wang D Z, Shi S N, et al. Analytical modeling and analysis of disk type permanent magnet eddy-current driver (in Chinese). *Trans China Elect Soc*, 2017, 32: 153–160, 170 [时统宇, 王大志, 石松宁, 等. 盘式永磁涡流驱动器解析建模和分析. 电工技术学报, 2017, 32: 153–160, 170]
- 18 Xu Y L, Wu Q B, Gong X. Network-varying equivalent magnetic circuit modeling of novel disk transverse-flux permanent magnet brushless machine (in Chinese). *Trans China Elect Soc*, 2016, 31: 147–153 [徐衍亮, 吴巧变, 宫晓. 新型盘式横向磁通永磁无刷电机的变网络等效磁路模型. 电工技术学报, 2016, 31: 147–153]
- 19 Xue Y Q, Wu J L. Research on the equivalent magnetic circuit model of permanent magnet contactor (in Chinese). *Elec Mach Cont*, 2014, 18: 85–89, 95 [薛毓强, 吴金龙. 永磁接触器等效磁路模型研究. 电机与控制学报, 2014, 18: 85–89, 95]
- 20 Chai F, Ou J, Pei Y L. Research on flux-weakening of dual-stator conical permanent magnet synchronous motors (in Chinese). *Trans China Elect Soc*, 2013, 28: 12–18 [柴凤, 欧景, 裴宇龙. 双定子锥形永磁同步电机的弱磁研究. 电工技术学报, 2013, 28: 12–18]
- 21 Lv X M, Sun H X, Jia Q X. Establishment of a parameterized nonlinear model for a geared reluctance motor (in Chinese). *Proc CSEE*, 2012, 32: 149–155, 21 [吕新明, 孙汉旭, 贾庆轩. 啮合式磁阻电机参数化非线性模型的建立. 中国电机工程学报, 2012, 32: 149–155, 21]
- 22 Ubaidigha C U, Tsai M C, Hsieh M F. Modulating ring structural configuration influence on the dual air-gap magnetic gear electric machine. *IEEE Trans Magn*, 2017, 53: 1–6
- 23 Xu G, Liu G, Jiang S, et al. Analysis of a hybrid rotor permanent magnet motor based on equivalent magnetic network. *IEEE Trans Magn*, 2018, 54: 1–9
- 24 Johnson M, Gardner M C, Toliyat H A. A parameterized linear magnetic equivalent circuit for analysis and design of radial flux magnetic gears—Part I: Implementation. *IEEE Trans Energy Convers*, 2018, 33: 784–791
- 25 Zhang G, Hua W, Cheng M, et al. Analysis of nonlinear magnetic network models for flux-switching permanent magnet machines (in Chinese). *Trans China Elect Soc*, 2015, 30: 34–42 [张淦, 花为, 程明, 等. 磁通切换型永磁电机非线性磁网络分析. 电工技术学报, 2015, 30: 34–42]

Modeling and analysis of a mesh-based equivalent magnetic circuit for a flux switching PM machine

CAO DongHui, ZHAO WenXiang, JI JingHua & PAN XiaoYun

School of Electrical and Information Engineering, Jiangsu University, Zhenjiang 212013, China

To precisely and efficiently predict the performance of a flux-switching PM machine, this study proposes a novel equivalent magnetic circuit model based on a meshing approach. This method includes developing the cross-shape magnetic meshes and combining the magnetic circuit model with mesh branches. The cross-shape meshes are generated in disordered magnetic fields to self-adaptively represent the flux distributions without magnetic field predelineation. The flux leakage and local saturation can be simultaneously considered. Furthermore, the lumped parameter magnetic circuit model is utilized in the uniform magnetic path region to shorten the computing consumption. The modeling accuracy and efficiency are both guaranteed. Moreover, the original rotor and the rotor with a magnetic barrier are modeled based on the advantage of fixed meshes, which avoids the rearrangement of the structure and efficiently analyzes the electromagnetic performance. The effect of rotor magnetic barrier structure on reducing the eddy current loss of permanent magnet is evaluated quickly and accurately. Finally, the effectiveness of the proposed EMN model is verified via comparison with finite element analysis and experimental tests.

flux switching PM machine, equivalent magnet circuit, meshing approach, local saturation, guarantee the modeling accuracy and efficiency, rotor magnetic barrier structure, eddy current loss

doi: [10.1360/SST-2020-0388](https://doi.org/10.1360/SST-2020-0388)