



·电源控制技术及电磁兼容技术·

基于等效磁路网络法的均匀正交磁场对环形磁芯等效电感的影响*

王绍宇, 杨勇, 张明

(华中科技大学 强电磁技术全国重点实验室, 磁约束聚变与等离子体国际合作联合实验室, 电气与电子工程学院, 武汉 430074)

摘要: 电源中的磁性元件对外部磁场天然敏感, 其工作特性直接影响电源的输出特性。实现背景磁场的建模是研究电源中磁性元件受强杂散磁场干扰问题的重要前提, 但目前关注这一应用场景的相关研究较少, 且常用的电磁场分析方法难以兼顾计算的精度和效率。基于等效磁路网络法提出了一种杂散磁场效应的分析方法, 该方法将研究对象等效生成磁路单元, 离散形成网络模型, 并通过求解等效磁路系统方程得到模型的场量分布。以一款具体的环形铁氧体磁芯为例, 利用等效磁路网络法计算了环形磁芯在直流激励和均匀正交磁场下的场量分布, 分析了背景磁场对其等效电感的影响。通过对比等效磁路网络法与有限元法的计算结果, 验证了该方法的准确性与高效性, 且适用于电源受背景磁场干扰问题的分析。

关键词: 背景磁场; 磁场干扰; 磁性元件; 等效磁路网络; 等效电感

中图分类号: TM552

文献标志码: A

doi: 10.11884/HPLPB202436.230155

Influence of uniform orthogonal background magnetic field on equivalent inductance of toroidal magnetic cores based on magnetic equivalent circuit network method

Wang Shaoyu, Yang Yong, Zhang Ming

(State Key Laboratory of Advanced Electromagnetic Technology, International Joint Research Laboratory of Magnetic Confinement Fusion and Plasma Physics, School of Electrical and Electronic Engineering, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan, 430074, China)

Abstract: The magnetic components in power supplies are naturally sensitive to external magnetic fields, and their operating characteristics directly affect the output characteristics of the power supply. Modeling the background magnetic field is an important prerequisite for the study of the interference of magnetic components in power supplies by strong stray magnetic fields, but few studies have focused on this application scenario, and the commonly used methods for electromagnetic field analysis are difficult to balance accuracy and efficiency. In this paper, we propose a method to analyze the influence of stray magnetic fields based on the equivalent magnetic circuit network method, which discrete the research object into magnetic circuit units, equivalently form a network model, and obtain the field distribution of the model by solving the equations of the equivalent magnetic circuit system. We take a toroidal ferrite core as an example, and use the equivalent circuit network method to calculate the field distribution of the toroidal core under DC excitation and uniform orthogonal magnetic field, and analyze the effect of the background magnetic field on its equivalent inductance. By comparing the results of the equivalent circuit network method with those of the finite element method, the accuracy and efficiency of the proposed analysis method are demonstrated, and it is shown that the method is applicable to the analysis of power supplies disturbed by the background magnetic field.

Key words: background magnetic field, magnetic field interference, magnetic components, magnetic equivalent circuit network, equivalent inductance

* 收稿日期: 2023-05-30; 修订日期: 2023-08-21

基金项目: 国家重点研发计划项目 (2017YFE0301803); 国家自然科学基金项目 (51821005)

联系方式: 王绍宇, shaoyuwang@hust.edu.cn。

通信作者: 杨勇, yangyong_hust@hust.edu.cn。

磁性元件基于电磁感应定律进行电能和磁能的相互转换,对外部磁场具有天然的敏感性。研究表明微特斯拉数量级的背景磁场便会显著干扰电源中磁性元件的工作性能,进而影响电源的输出特性^[1-2]。高强度背景磁场环境存在于一些工业应用中,如电解铝生产中的大功率整流器组将在电解槽周围产生数十毫特斯拉的强磁场^[3],同步加速器切割磁铁时也将产生数百毫特斯拉的杂散磁场^[4]。在一些大型研究设施中,如 ITER 托卡马克聚变装置^[5]和“闪光二号”5 T 脉冲强磁场装置^[6],其高等级约束磁场和脉冲强磁场也将不可避免地在装置周围空间产生高达数百毫特斯拉的杂散磁场。这些高强度的磁场环境将会对其周围安装的电源模块内部的磁性元件造成巨大干扰,从而影响电源系统运行的稳定性与可靠性,甚至威胁装置的整体安全。

实现背景磁场的建模是研究强杂散磁场干扰问题的重要前提。背景磁场的建模可采用商业的有限元电磁仿真软件^[7],其强大的分析能力可充分考虑磁性材料的非线性、电磁场与电路的耦合等条件,能够求解复杂的电磁场问题,具有适用范围广、灵活性强、精度高等优点^[8]。在处理背景磁场时,有限元法(FEA)一般通过建立一组较大的 Helmholtz 线圈^[9]或螺线管线圈^[10],或通过设置矢量磁位边界条件的方式来模拟均匀背景磁场,这会造成求解域大、建模复杂、求解效率低等问题。此外,目前一些常用的商用有限元分析软件也不便充分考虑磁性材料的磁滞特性和饱和效应。

等效磁路法作为一种常用的磁场分析方法,广泛应用于电机的设计分析中^[11-12]。等效磁路法可类比于电路模型将电磁场问题转化为磁路模型,从而避免了复杂的磁场计算,具有建模简单、求解迅速等优点^[13],与其他分析方法相比有显著优势^[14-15]。等效磁路法能够对特定的磁性元件进行磁路的建模分析,但该方法一般只考虑主磁通回路模型,未形成整个求解域范围的磁阻网络^[16-17],因此精度较低。而在考虑背景磁场时,往往需要对空气域中的磁场分布进行准确分析,等效磁路法难以实现对其建模。

等效磁路网络法(MECN)结合了有限元法和等效磁路法的特点,采用与有限元法类似的处理方式将研究对象等效生成磁路单元,离散形成网络模型,通过求解标量磁位来分析电磁场问题^[18],能够较为方便地考虑磁性材料的非线性特性,精确地计算整个求解域磁通分布^[19],已被应用于电机的初步设计中^[20-21]。因为等效磁路网络法求解的自由度为标量磁位和磁通,所以该方法能够在端部注入磁通量的方式模拟背景磁场,无需建立磁场模拟线圈,因此极大地减小了求解域,具有模型更小、精度适中和计算效率更高等优点^[22-23]。

等效磁路网络法便于建模背景磁场和处理非线性材料,因此适用于分析杂散磁场中电源内部磁性元件的干扰问题,但目前关于该方法的相关研究较少。本文主要介绍了等效磁路网络法的理论基础与实现方法,并以一款圆环形铁氧体磁芯为例,建立了环形磁芯的等效磁路网络模型,研究了均匀正交磁场对环形磁芯等效电感值的影响。最后通过对比等效磁路网络法与有限元法的仿真计算结果,验证了本文所提分析方法的准确性与高效性。

1 等效磁路网络法的基本理论

1.1 等效磁路网络的单元模型

等效磁路模型可以基于 Maxwell 方程组推导得到,具体的理论推导过程见参考文献 [24], 本文不再赘述。以无源元件为例,构建等效磁路模型的核心思想是将研究对象离散成如图 1(a)所示的等效磁通管,对应的等效磁路模型如图 1(b)所示。

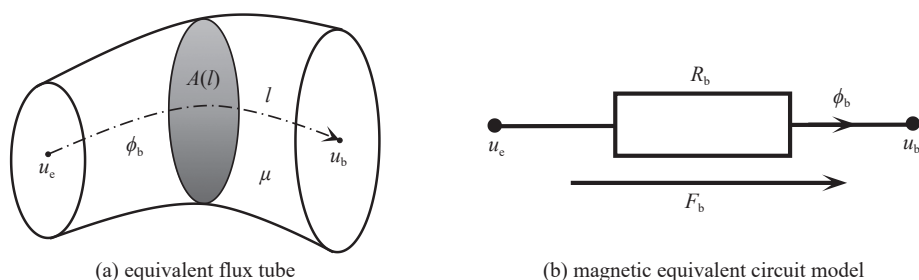


Fig. 1 Equivalent flux tube and magnetic equivalent circuit model

图 1 等效磁通管及其等效磁路模型

图 1 中: μ 为磁导率,在一个单元内认为是常数; $A(l)$ 为磁通管垂直于磁通方向的截面面积; l 为磁通管沿磁通方向的长度; ϕ_b 为节点 e 流向节点 b 的磁通量; u_e 、 u_b 为磁通管两端的标量磁位,标量磁位的梯度为磁场强度 H , 即

$$\mathbf{H} = \nabla u \quad (1)$$

由磁路的基尔霍夫电压定律和基尔霍夫电流定律可得

$$u_b - u_e = \int_e^b \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = \int_e^b \nabla u \cdot d\mathbf{l} \quad (2)$$

$$\int_e^b \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = \int_e^b \frac{\mathbf{B}}{\mu} \cdot d\mathbf{l} = \frac{\phi_b}{\mu} \int_e^b \frac{1}{A(l)} dl \quad (3)$$

据此, 磁阻 R_b 的表达式为

$$R_b = \frac{1}{\mu} \int_e^b \frac{1}{A(l)} dl \quad (4)$$

式中: 磁阻 R_b 仅由等效磁通管的材料特性和结构尺寸决定。

因此, 等效磁路单元的磁路方程可表示为

$$\phi_b = (u_e - u_b) / R_b \quad (5)$$

对于有源元件的等效磁路单元, 需考虑励磁电流对磁动势 (MMF) 的贡献。在含磁动势源的线圈的等效磁路单元中, 磁动势 F_{sb} 可以视为与等效磁阻串联 (类比于电路中的电压源), 如图 2(a) 所示, 其磁路方程可表示为

$$\phi_b = (u_e - u_b - F_{sb}) / R_b \quad (6)$$

对于用磁通源表示的永磁体, 其提供的磁通可以用磁通源进行等效, 磁通源 ϕ_{sb} 可以视为与等效磁阻并联 (类比于电路中的电流源), 如图 2(b) 所示, 其磁路方程可表示为

$$\phi_b = \phi_{sb} + (u_e - u_b) / R_b \quad (7)$$

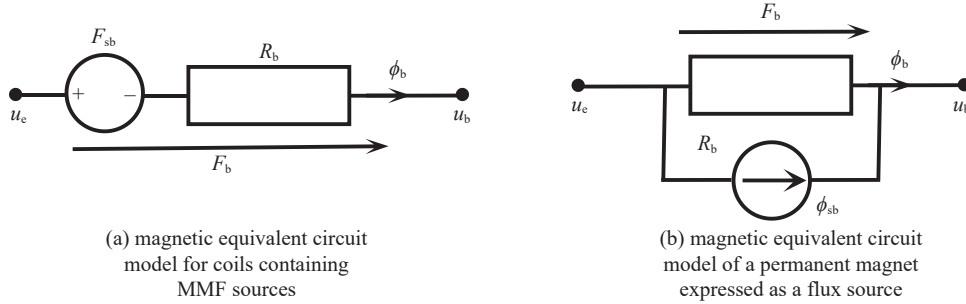


Fig. 2 Magnetic equivalent circuit unit of active components

图 2 有源元件的等效磁路单元

磁性材料的分析与处理在磁性元件的研究中至关重要。在分析静磁场问题时, 通常采用磁导率 μ 描述磁性材料的特性, 其可由材料的 $B-H$ 曲线计算获得, 具体的表达式为

$$\mu = B/H \quad (8)$$

在分析永磁体时, 由于其磁导率与空气接近, 故无需考虑其非线性特性。在时域分析中, 可以考虑使用经典的 Jiles-Atherton 模型处理材料的非线性和磁滞特性。由于本文关注的是静磁场问题, 这里将不再展开。

1.2 系统方程

假设等效磁路单元的总磁通量分别由三个正交方向的分量叠加形成, 则每个单元的磁阻分布分别由三个正交方向的等效磁阻构成。以无源元件为例, 一般地, 任何几何形状的无源磁阻单元都可以通过合适的近似变换后, 用图 3 所示的 3D 等效磁路单元逼近^[24]。图 3 中: 等效磁路单元中心点的磁位 u_e 代表该单元的磁位; 相邻单元的磁位分别为 u_1 至 u_6 ; u 、 v 、 w 正交方向的磁阻分别为 R_u 、 R_v 、 R_w ; 相邻单元与之相接的磁阻为 R_1' 至 R_6' 。

各支路磁阻取对应方向磁阻的一半, 即

$$\begin{cases} R_1 = R_2 = R_u/2 \\ R_3 = R_4 = R_v/2 \\ R_5 = R_6 = R_w/2 \end{cases} \quad (9)$$

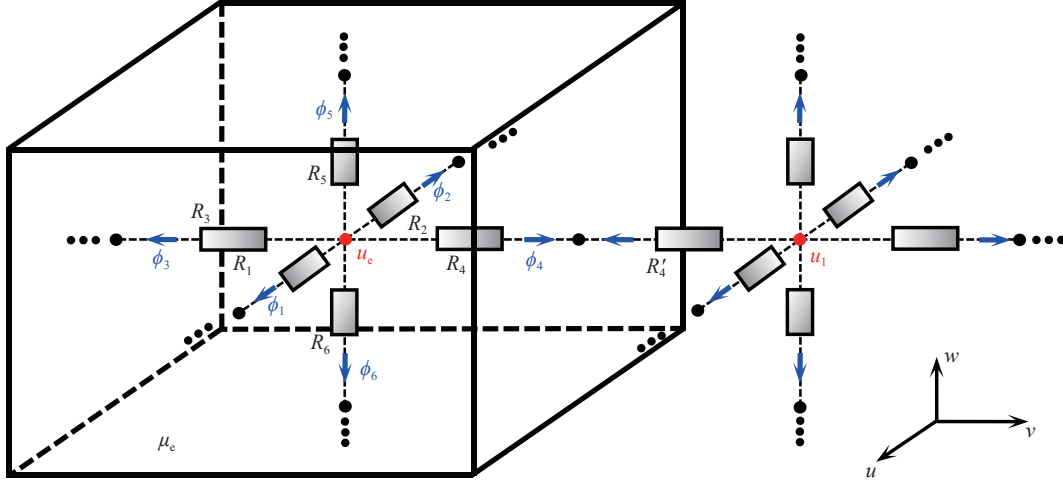


Fig. 3 3-D magnetic equivalent circuit unit

图 3 3D 等效磁路单元

根据式(5)推出等效磁路单元之间的磁通表达式为

$$\phi_i = (u_e - u_i) / (R_i + R'_i) \quad (i = 1, 2, \dots, n; n \leq 6) \quad (10)$$

对于每个等效磁路单元,由磁场的高斯定理得

$$\sum_{i=1}^6 \phi_i = \sum_{i=1}^6 (u_e - u_i) / (R_i + R'_i) = 0 \quad (11)$$

对于整个无源系统,形成了一个以各等效磁路单元的标量磁位为未知量的系统方程,即

$$\mathbf{R}_{n \times n} \mathbf{u}_{n \times 1} = 0 \quad (12)$$

式中: $\mathbf{R}_{n \times n}$ 为磁阻系数矩阵, 对角线元素为每个单元与自身磁阻有关的磁阻系数, 其他元素为每个单元与其相邻单元磁阻相关的磁阻系数; 矩阵 $\mathbf{u}_{n \times 1} = [u_1 \ u_2 \ \dots \ u_n]^T$ 中的元素为每个单元的标量磁位。

对于含 MMF 源或含磁通源的有源系统, 其系统方程为

$$\mathbf{R}_{n \times n} (\mathbf{u}_{n \times 1} - \mathbf{F}_{n \times 1}) + \boldsymbol{\phi}_{n \times 1} = 0 \quad (13)$$

式中: 对于矩阵 $\mathbf{F}_{n \times 1} = [F_1 \ F_2 \ \dots \ F_n]^T$, 含磁动势源单元的元素为其磁动势的大小, 其余元素为 0; 矩阵 $\boldsymbol{\phi}_{n \times 1} = [\phi_1 \ \phi_2 \ \dots \ \phi_n]^T$ 中元素为每个单元的磁通。对于具体模型系统方程的建立, 后文将有进一步的介绍。

1.3 场量的计算及收敛判据

基于等效磁路网络法分析杂散磁场效应时, 首先需要计算模型的磁阻分布, 然后根据形成的系统方程求解标量磁位和磁通量, 最后计算各种场量的分布。

仍以无源元件为例, 其任意一个等效磁路网络单元任意支路的磁能可表示为

$$W_i = \frac{1}{2} \phi_i^2 R_i \quad (i = 1, 2, 3, \dots, n; n \leq 6) \quad (14)$$

每一个单元的总磁能为所有分支的磁能之和, 即

$$W_e = \sum_{i=1}^n W_i \quad (i = 1, 2, 3, \dots, n; n \leq 6) \quad (15)$$

总磁能也可以用体积、磁导率和磁场强度表示, 即

$$W_e = \frac{1}{2} V_e \mu_e H_e^2 \quad (16)$$

式中: V_e 、 μ_e 和 H_e 分别为对应单元的体积、磁导率和磁场强度的大小。

由此推出等效磁路网络单元的磁场强度为

$$H_e = \sqrt{\frac{1}{\mu_e V_e} \sum_{i=1}^n \phi_i^2 R_i} \quad (i = 1, 2, 3, \dots, n; n \leq 6) \quad (17)$$

对于含有 MMF 源或永磁体的等效磁路网络单元, 磁场强度可根据式(17)类似推出, 在此不再赘述。

由式(16)可知每个等效磁路网络单元的磁导率在迭代时发生变化, 从而导致总磁能的变化。因此在求解磁场强度时, 基于能量给定收敛的判据为

$$|W - W_0| \leq \xi W_0 \quad (18)$$

式中: W_0 为迭代前一步计算的总磁能; W 为当前步计算的总磁能; ξ 为精度。

2 均匀正交磁场对环形磁芯等效电感值影响的分析

磁场影响非线性磁性材料的工作点是大多数电力与电子设备在杂散磁场中失效的主要原因。因此本文以一种电路中常用的环形铁氧体磁芯为例, 基于等效磁路网络法分析均匀正交磁场对其等效电感的影响。

2.1 等效磁路网络的单元模型

紧贴环形磁芯的表面密绕了 $N=40$ 匝线圈, 其示意图和主要尺寸参数如图 4 所示。图 4 中: 环形磁芯的外径 $d_1=50$ mm; 内径 $d_2=30$ mm; 厚度 $h=20$ mm。环形磁芯的材料为 Mn-Zn 铁氧体 DMR40, 在 10 kHz、 $B < 0.25$ mT、25 °C 的测试条件下, 材料的初始磁导率 μ_i 为 2300(1±25%); 在 50 Hz、 $H=1194$ A/m、25 °C 的测试条件下, 材料的饱和磁通密度 B_s 为 510 mT, 剩磁 B_r 为 95 mT, 矫顽力 H_c 为 14 A/m。

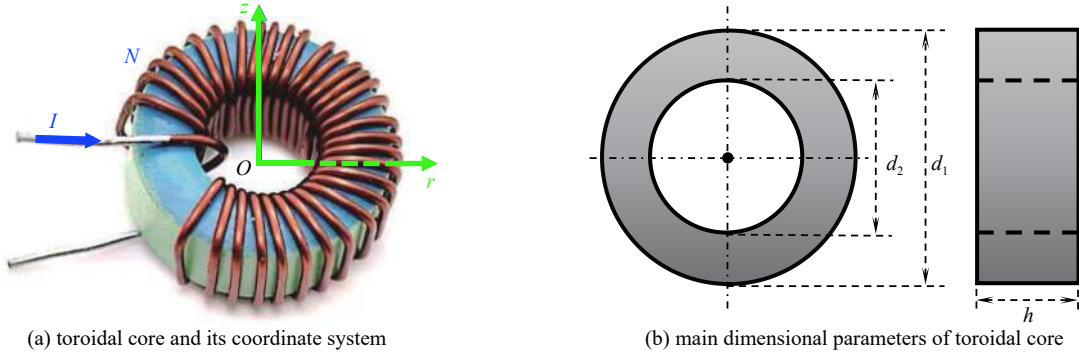


Fig. 4 Toroidal magnetic core and its main dimensions

图 4 环形磁芯及其主要尺寸

在 25 °C 的温度下测试并绘制 Mn-Zn 铁氧体 DMR40 材料的 $B-H$ 曲线, 结合其初始磁导率绘制 25 °C 时环形磁芯材料的 μ_r-H 曲线如图 5 所示。

由于环形磁芯具有圆周对称性, 因此以环形磁芯的中心为原点建立圆柱坐标系, 在 rOz 截面内离散形成环形磁芯的等效磁路网络模型如图 6 所示。

环形磁芯模型中矩形空气域的大小应根据求解域的边界条件确定, 以图 6 中第 i 和第 j 个磁路单元为例: 第 j 个单元的右边界没有向外的磁阻分布, 进而说明了空气域的左右边界自然满足背景磁场平行的边界条件; 空气域的上下边界分别注入和流出磁通量, 规定磁通流入磁路单元时方向为正, 流出为负, 由边界条件推出求解迭代步骤图 7 中第 i 个单元的磁通关系为

$$BS_i + \frac{u_1 - u_i}{(R_1 + R_{ir})/2} + \frac{u_2 - u_i}{(R_2 + R_{ir})/2} + \frac{u_3 - u_i}{(R_3 + R_{iz})/2} = 0 \quad (19)$$

式中: B 为均匀正交磁场的磁感应强度大小; S_i 为边界上磁通注入单元的法向表面积; u_i 、 u_1 、 u_2 和 u_3 分别为第 i 个单元和其相邻单元的磁位; R_{ir} 、 R_1 、 R_2 分别为第 i 个单元和其相邻单元在 r 方向上的磁阻; R_{iz} 、 R_3 为第 i 个单元和其相邻单元在 z 方向上的磁阻。边界上其他单元的磁通关系可类似推出。

2.2 环形磁芯模型的求解及程序设计

假设励磁电流在环形磁芯单元中产生的励磁磁场为 H_c , 由安培环路定理得

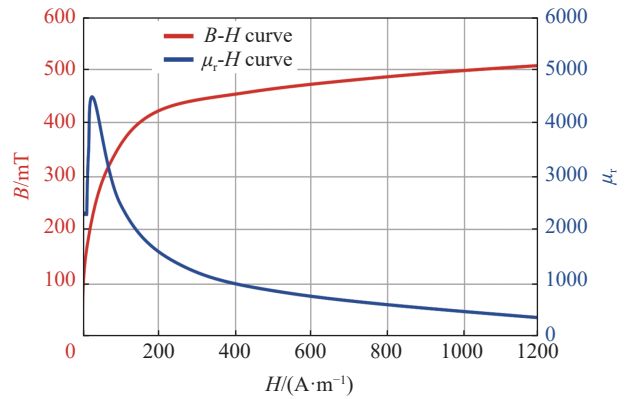


Fig. 5 $B-H$ curve and μ_r-H curve of the material of the toroidal magnetic core at 25 °C

图 5 25 °C 时环形磁芯材料的 $B-H$ 曲线与 μ_r-H 曲线

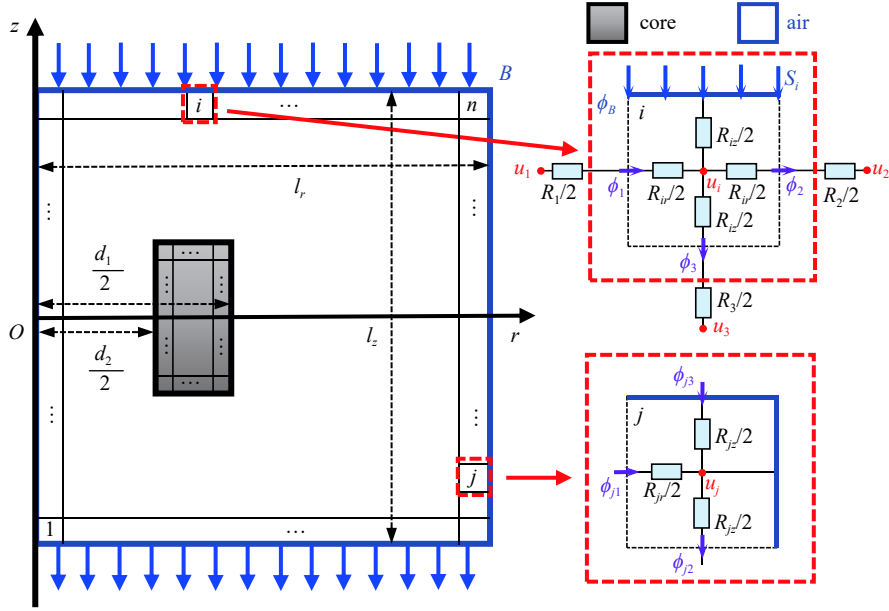


Fig. 6 Toroidal magnetic core model based on MECN

图 6 基于等效磁路网络法的环形磁芯模型

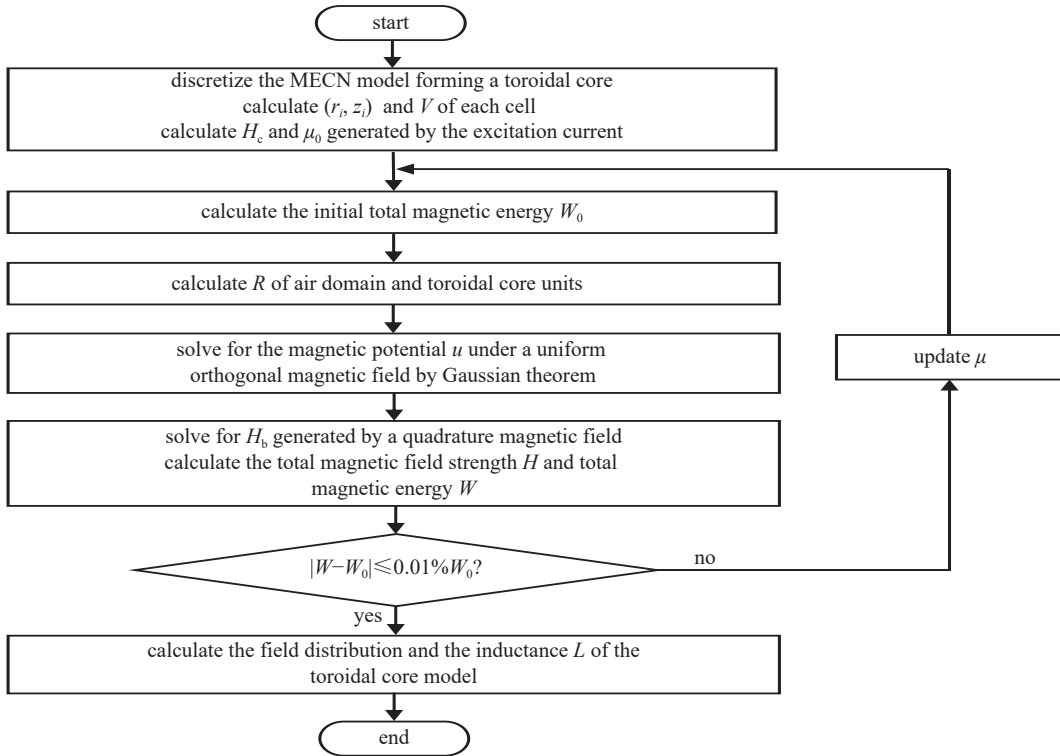


Fig. 7 Iterative steps for solving the toroidal magnetic core model

图 7 环形磁芯模型的求解迭代步骤

$$H_c = \frac{NI}{2\pi r} \quad (20)$$

式中: H_c 的方向沿环形磁芯的环向; r 为每个等效圆环单元的半径。

每个圆环单元的体积 V 为

$$V = 2\pi A r \quad (21)$$

规定在第一次计算时, 环形磁芯单元的磁导率由相应单元的励磁磁场给定, 此时在求解域中整个环形磁芯模型的初始总磁能 W_0 为

$$W_0 = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n V_i \mu_i H_{ci}^2 \quad (22)$$

由式(4)分别计算各单元在 r 、 z 方向的磁阻 R_r 、 R_z , 然后形成磁阻矩阵。以各单元的中心磁位 u_i 为未知量, 在求解域内给出环形磁芯模型的系统方程

$$\mathbf{R}_{n \times n} \mathbf{u}_{n \times 1} + \mathbf{B} \mathbf{S}_{n \times 1} = 0 \quad (23)$$

式中: \mathbf{B} 为注入端部的均匀正交磁场; $\mathbf{S}_{n \times 1} = [S_1 \ S_2 \ \cdots \ S_n]^T$, 对于磁通注入边界上的单元, 其元素为单元的法向表面积, 其余元素为 0。

选取参考磁位点, 由式(23)求解各单元的标量磁位, 再根据式(11)分别在 r 、 z 方向计算每两个相邻单元之间的磁通量 ϕ_r 和 ϕ_z , 最后根据式(17)计算由均匀正交磁场感应的每个单元的磁场强度 H_0 在 r 、 z 方向的分量 H_{br} 、 H_{bz} , 则每个等效磁路网络单元的磁场强度 H 大小为

$$H = \sqrt{H_c^2 + H_b^2} = \sqrt{H_c^2 + H_{br}^2 + H_{bz}^2} \quad (24)$$

进而求得整个求解域内的总磁能 W 为

$$W = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n V_i \mu_i H_i^2 \quad (25)$$

收敛的判据设定为两次相邻迭代计算出的总磁能 W_0 与 W 的偏差不超过上一步能量 W_0 的 0.01%, 即

$$|W - W_0| \leq 0.01\% W_0 \quad (26)$$

计算得到的场量分布即可认为是环形磁芯模型在该直流激励和均匀正交磁场下精度为 0.01% 的收敛解。

由安培环路定理计算环形磁芯电感值 L 的大小为

$$L = \frac{N}{I} \sum_{i=1}^n \mu_i H_i S_i \quad (27)$$

式中: n' 为环形磁芯单元的总数; S_i 为垂直于励磁磁通的环形磁芯单元的截面积。

利用等效磁路网络法分析均匀正交磁场对环形磁芯等效电感影响的具体求解迭代步骤如图 7 所示, 程序的主要步骤如下:

- ①输入研究对象的物理参数, 将其离散化形成等效磁路网络模型;
- ②计算模型的初始总磁能 W_0 ;
- ③计算模型各单元的磁阻 R 和磁位 u ;
- ④基于能量求解各单元的磁场强度 H ;
- ⑤计算模型的总磁能 W ;

⑥判断是否满足 $|W - W_0| \leq 0.01\% W_0$ 的收敛条件, 若满足, 则计算模型的场量分布及电感 L , 否则利用当前计算得到的磁场强度 H 更新每个单元的磁导率 μ , 并重复循环体。

3 环形磁芯模型的仿真与验证

利用本文所提基于等效磁路网络的杂散磁场效应分析方法, 使用 MATLAB 编写环形磁芯模型的求解程序。以线圈励磁电流 $I=0.5$ A、均匀正交磁场 $B=100$ mT 的情况为例, 计算在不同空气域范围中环形磁芯模型的等效电感值(空气域示意图见图 6), 得到电感值 L 随空气域边长 l_r 、 l_z 的变化曲线如图 8 所示。

由图 8 可以看出, 当 $l_r \geq 100$ mm、 $l_z \geq 140$ mm 时, 环形磁芯的等效电感值 L 随空气域边长 l_r 、 l_z 的变化基本保持不变。兼顾计算的效率和精度, 在该工况下环形磁芯模型空气域的大小最终确定为 $l_r=100$ mm、 $l_z=140$ mm。

仍以该工况为例, MECN 在迭代了 4 次后满足总能量精度为 0.01% 的收敛条件, 收敛曲线如图 9 所示。利用有限元软件包 ANSYS Maxwell 构建环形磁芯模型并对其进行静磁场分析计算, 从而验证本文所提基于等效磁路网络的杂散磁场效应分析方法的准确性与高效性。有限元仿真时, 导入 DMR40 材料的 $B-H$ 曲线, 将均匀正交磁场法向的两个边界设置为零磁边界, 通过设置矢量磁位边界条件模拟均匀正交磁场, 并紧贴环形磁芯的表面设计了一层厚度为 1 mm 的封闭结构作为励磁线圈, 其仿真模型如图 10 所示(为了表述清楚, 取全模型的 3/4 作为示意)。MECN 求解所得环形磁芯模型的相对磁导率分布情况如图 11(a)所示, 沿均匀正交背景磁场方向的磁感应强度矢量分布如图 12(a)所示, 磁感应强度大小的分布如图 13(a)所示。

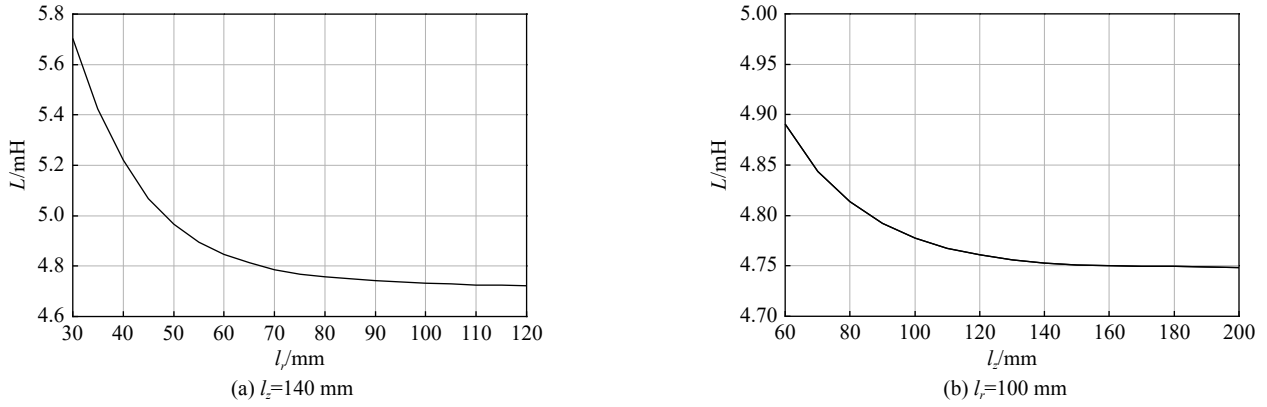


Fig. 8 Variation of inductance of toroidal magnetic core model with air domain edge lengths

图 8 环形磁芯模型的电感值随空气域的变化曲线

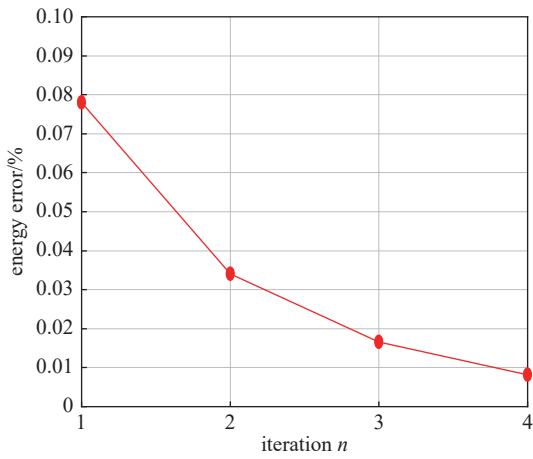


Fig. 9 Convergence curve of MECN

图 9 MECN 收敛曲线

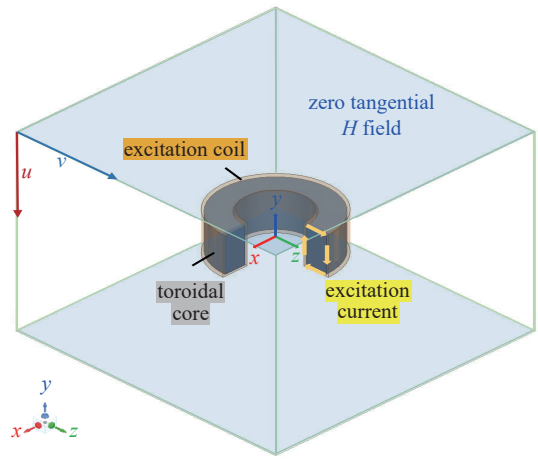


Fig. 10 Toroidal magnetic core model based on FEA

图 10 基于有限元法的环形磁芯模型

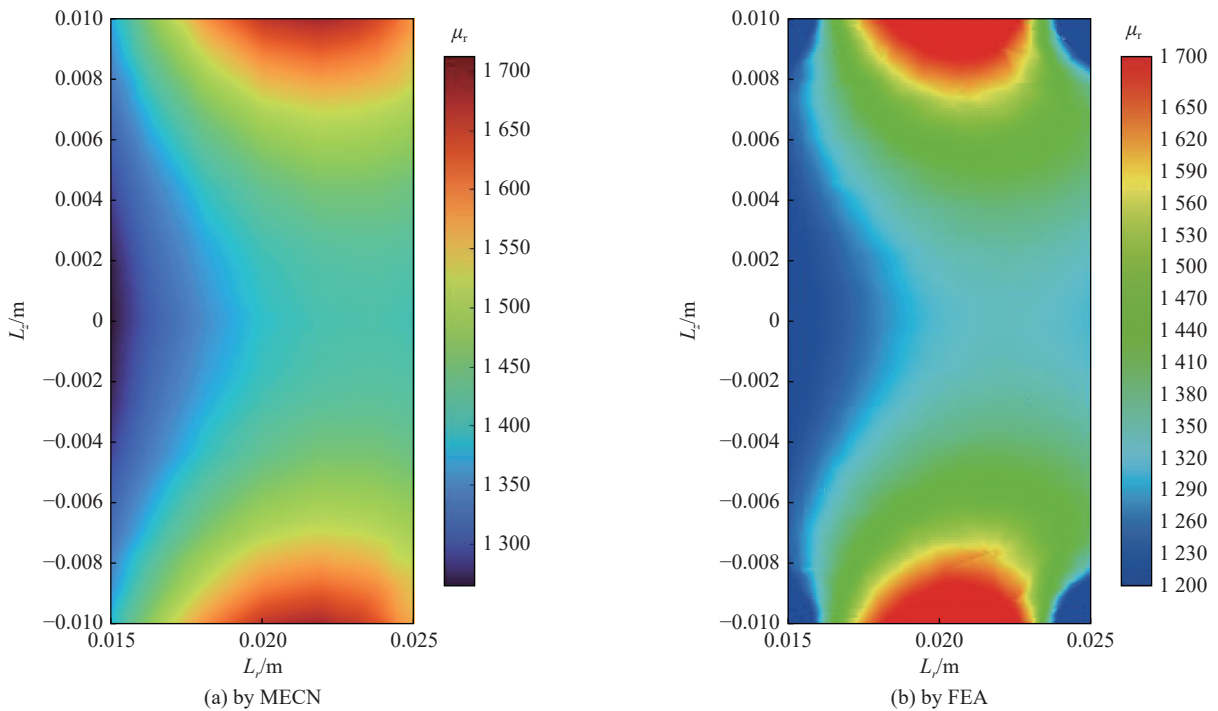


Fig. 11 Relative permeability distribution of the toroidal magnetic core model

图 11 环形磁芯模型的相对磁导率分布

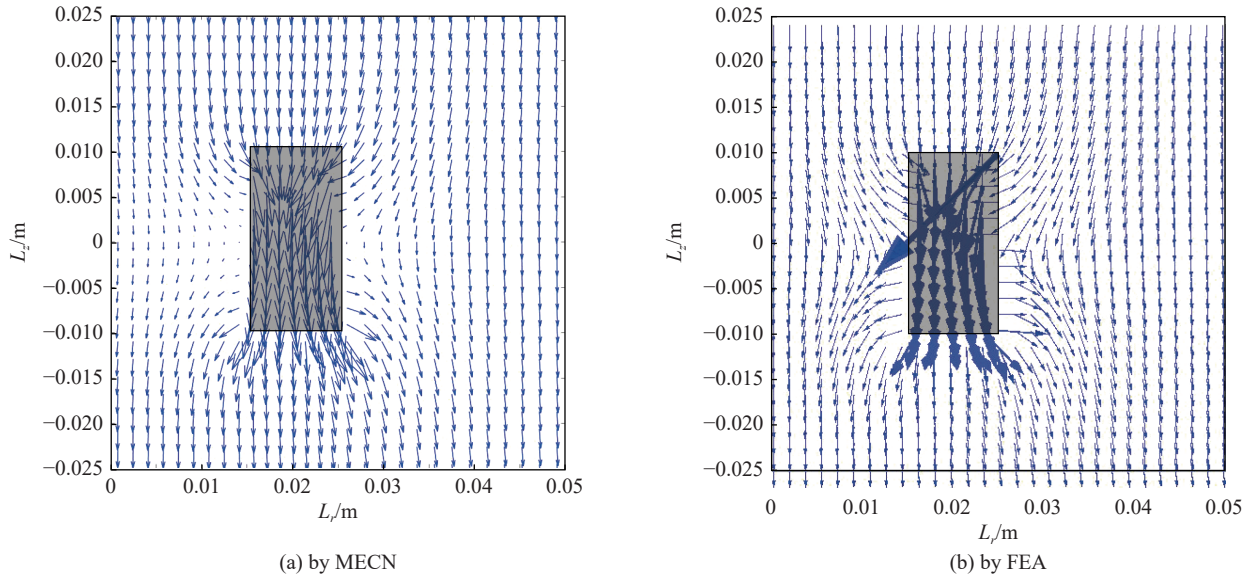


Fig. 12 Vector distribution of magnetic induction along the direction of the uniform orthogonal magnetic field of the toroidal magnetic core model
图 12 环形磁芯模型的沿均匀正交磁场方向的磁感应强度矢量分布

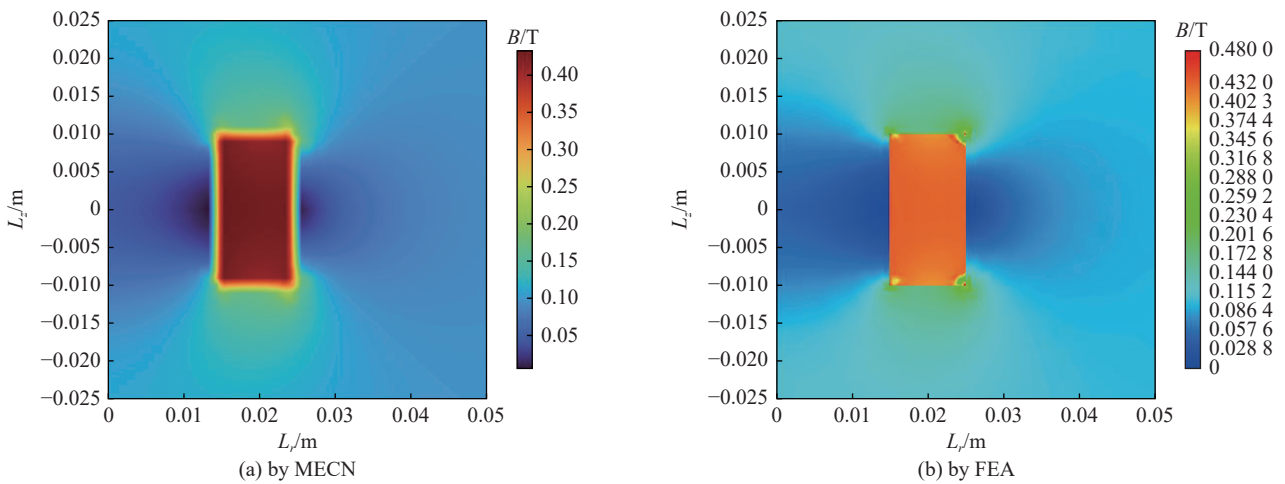


Fig. 13 Magnetic induction intensity distribution of the toroidal magnetic core model
图 13 环形磁芯模型的磁感应强度大小分布

将有限元分析的百分误差设置为 0.01, 采用自适应网格, 求解所得环形磁芯模型的相对磁导率分布情况如图 11(b) 所示, 沿均匀正交磁场方向的磁感应强度矢量分布如图 12(b) 所示, 磁感应强度大小的分布如图 13(b) 所示。

在不同等级的均匀正交磁场下对比等效磁路网络法与有限元法对环形磁芯等效电感值的计算结果, 如图 14 所示, 其中, 实线为等效磁路网络法计算的电感值分布曲线, 散点为有限元法计算的电感值分布曲线。

由图 14 可以看出, 随着励磁电流和均匀正交磁场的增大, 环形磁芯的等效电感值减小。虽然 MECN 的计算结果与 FEA 存在一定偏差, 但是两种方法的等效电感值分布基本吻合, 且最大偏差不超过 4.9%, 因此验证了本文所提基于等效磁路网络的杂散磁场效应分析方法的准确性。

仍以线圈励磁电流 $I=0.5\text{ A}$ 、均匀正交磁场 $B=100\text{ mT}$ 的

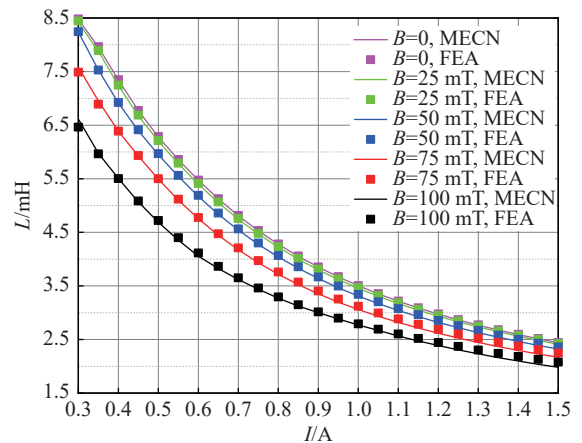


Fig. 14 Comparison of equivalent inductance calculation results between MECN and FEA

图 14 MECN 与 FEA 的等效电感计算结果对比

情况为例, 等效磁路网络法和有限元法对环形磁芯模型的网格剖分数及仿真耗时如表 1 所示, 等效磁路网络法剖分的网格数量为 4015 个, 仿真耗时 1.97 s; 有限元法剖分的网格数量为 112311 个, 仿真耗时 135 s, 其他工况下两种方法的计算资源均与该工况基本相符。可见, 在保证合适精度的前提下, 基于等效磁路网络的杂散磁场效应分析方法大大减少了计算耗时, 因此验证了本文所提基于等效磁路网络的杂散磁场效应分析方法的高效性。

表 1 MECN 和 FEA 的计算资源比较

Table 1 Computational resource comparison between MECN and FEA

method	number of grids	simulation time/s
MECN	4015	1.97
FEA	112311	135

4 结 论

本文针对目前的电磁场分析方法在分析磁场干扰问题时难以兼顾精度和效率的问题, 基于等效磁路网络法提出了杂散磁场效应的分析方法。文中以一款环形铁氧体磁芯为例, 构建了基于等效磁路网络法的环形磁芯模型, 计算了环形磁芯在直流激励和均匀正交磁场下的场量分布及电感值的大小, 并分析了背景磁场对环形磁芯电感效应的影响。等效磁路网络法与有限元法对环形磁芯模型的仿真结果对比表明了本文所提分析方法对环形磁芯电感值的计算误差不超过 4.9%, 大大减少了计算耗时, 证明了该法的准确性与高效性。利用这种方法进一步分析动态激励和动态背景磁场下电力与电子设备的干扰问题是我们接下来的工作目标。

参考文献:

- [1] Hourtoule J, van Houtte D, Fejzo P, et al. Magnetic compatibility of standard components for electrical installations: tests on programmable logical controllers and other electronic devices[J]. *Fusion Engineering and Design*, 2005, 75/79: 179-183.
- [2] De Lorenzi A, Grando L, Bettanini G, et al. Magnetic compatibility of standard components for electrical installations: tests on low voltage circuit breakers and contactors[J]. *Fusion Engineering and Design*, 2005, 75/79: 33-39.
- [3] Schanen J L, Guichon J M, Roudet J, et al. Impact of the physical layout of high-current rectifiers on current division and magnetic field using PEEC method[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2010, 46(2): 892-900.
- [4] 张晓鹰, 韩少斐, 杨文杰, 等. 兰州重离子治癌装置同步加速器切割磁铁研制[J]. *强激光与粒子束*, 2015, 27: 095101. (Zhang Xiaoying, Han Shaofei, Yang Wenjie, et al. Design of synchrotron septum magnet for heavy ion medical machine[J]. *High Power Laser and Particle Beams*, 2015, 27: 095101)
- [5] Roccella R. Static and transient magnetic field maps at level B1 tokamak complex[R]. Technical Report No. QDFMW9, 2019.
- [6] 杨实, 任书庆, 杨海亮, 等. “闪光二号”5 T脉冲强磁场装置[J]. *强激光与粒子束*, 2017, 29: 065005. (Yang Shi, Ren Shuqing, Yang Hailiang, et al. 5 T pulsed magnetic field generator of the Flash-II accelerator[J]. *High Power Laser and Particle Beams*, 2017, 29: 065005)
- [7] Wang Rumeng, Yang Yong, Zhang Ming, et al. Finite element analysis of electromagnetic relay under the impact of disturbing magnetic field[J]. *Fusion Engineering and Design*, 2021, 167: 112344.
- [8] Tong Zikang, Braun W D, Rivas-Davila J M. Design and fabrication of three-dimensional printed air-core transformers for high-frequency power applications[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, 35(8): 8472-8489.
- [9] Lu Yiwei, Yang Yong, Zhang Ming, et al. Improved square-coil configurations for homogeneous magnetic field generation[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2022, 69(6): 6350-6360.
- [10] Li Kui, Luo Chen, Niu Feng, et al. A new magnetic release design with high anti-interference capability[J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2021, 57: 4001009.
- [11] 张志弘, 韩勤锴, 徐学平, 等. 基于保角变换与等效磁路法的永磁直驱发电机气隙磁场计算[J]. *电工技术学报*, 2023, 38(3): 703-711. (Zhang Zhihong, Han Qinkai, Xu Xueping, et al. Air gap magnetic field calculation of permanent magnet direct drive generator based on conformal mapping and magnetic equivalent circuit method[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2023, 38(3): 703-711)
- [12] Song I S, Jo B W, Kim K C. Analysis of an IPMSM hybrid magnetic equivalent circuit[J]. *Energies*, 2021, 14: 5011.
- [13] 李世奇, 佟文明, 贾建国, 等. 考虑磁桥非线性的内置式永磁同步电机空载电磁性能通用解析模型[J]. *电工技术学报*, 2023, 38(6): 1421-1432. (Li Shiqi, Tong Wenming, Jia Jianguo, et al. General analytical model of no-load electromagnetic performance of interior permanent magnet synchronous motors considering nonlinearity of magnetic bridges[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2023, 38(6): 1421-1432)
- [14] Rasmussen C B, Ritchie E. A magnetic equivalent circuit approach for predicting PM motor performance[C]//Proceedings of the Conference Record of the 1997 IEEE Industry Applications Conference Thirty-Second IAS Annual Meeting. 1997: 10-17.
- [15] Sewell P, Bradley K J, Clare J C, et al. Efficient dynamic models for induction machines[J]. *International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields*, 1999, 12(6): 449-464.
- [16] 徐姐, 赵旭鸣, 林明耀, 等. 基于等效磁路法的轴向磁场磁通切换型永磁电机静态特性分析[J]. *电机与控制应用*, 2017, 44(11): 79-84. (Xu Da, Zhao

- Xuming, Lin Mingyao, et al. Electromagnetic performance analysis of axial field flux-switching permanent magnet machine using equivalent magnetic circuit method[J]. *Electric Machines & Control Application*, 2017, 44(11): 79-84
- [17] 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[J]. *电工技术学报*, 2015, 30(2): 73-79. (Huang Yunkai, Zhou Tao. Efficiency optimization design of axial flux permanent magnet machines using magnetic equivalent circuit[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2015, 30(2): 73-79)
- [18] Amrhein M, Krein P T. 3-D magnetic equivalent circuit framework for modeling electromechanical devices[J]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2009, 24(2): 397-405.
- [19] Li Nian, Zhu Jianguo, Lin Mingyao, et al. Analysis of axial field flux-switching memory machine based on 3-D magnetic equivalent circuit network considering magnetic hysteresis[J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2019, 55: 7203104.
- [20] 郭凯凯, 郭有光. 磁通反向直线旋转永磁电机三维非线性等效磁路模型分析[J]. *电工技术学报*, 2020, 35(20): 4278-4286. (Guo Kaikai, Guo Youguang. 3D nonlinear equivalent magnetic circuit model analysis of a flux reversal linear rotary permanent magnet machine[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2020, 35(20): 4278-4286)
- [21] Watthewaduge G, Bilgin B. Reluctance mesh-based magnetic equivalent circuit modeling of switched reluctance motors for static and dynamic analysis[J]. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2022, 8(2): 2164-2176.
- [22] Kim Y H, Jin C S, Kim S, et al. Analysis of hybrid stepping motor using 3D equivalent magnetic circuit network method based on trapezoidal element[J]. *Journal of Applied Physics*, 2002, 91(10): 8311-8313.
- [23] Amrhein M, Krein P T. Magnetic equivalent circuit modeling of induction machines design-oriented approach with extension to 3-D[C]//Proceedings of 2007 IEEE International Electric Machines & Drives Conference. 2007: 1557-1563.
- [24] Amrhein M. Induction machine performance improvements: design-oriented approaches[D]. Champaign: University of Illinois at Urbana-Champaign, 2007.