DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.2.10 **中图分类号**：TM55 **文献标志码**：A

基于磁路法的分段气隙磁心电感器磁损计算

谷爱昱[1]，符立泉[1]，董 越[2]
(1.广东工业大学自动化学院，广州 510006；2.国网宁夏电力有限公司中卫供电公司，中卫 755000)

摘要：在开关电源电感器与变压器的设计中，磁路参数的计算具有重要意义。针对中柱分段气隙的磁心磁阻和磁心损耗难以精确计算的问题，以EC型电感器磁心为例，基于精确域求解和保角变换，提出1种改进的电感器磁心磁路模型。通过理论分析，推导出磁心中柱气隙附近扩散磁通等效磁阻的解析表达式，并提出了1种磁心内角不均匀磁通的磁阻计算模型。最后，在ANSYS Maxwell仿真软件的涡流场中建立3D模型并进行实物实验，将理论所得与仿真结果、实验数据进行对比，验证了理论分析的准确性，为开关电源中分段气隙的电感器或变压器的各类磁心的优化设计和工业生产提供了理论指导和参考。

关键词：分段气隙；电感器磁心；磁路模型；扩散磁通；磁阻计算

Core Loss Calculation of Segmented Air Gap Core Inductor Based on Magnetic Circuit Method

GU Aiyu[1], FU Liquan[1], DONG Yue[2]
(1. School of Automation, Guangdong University of Technology, Guangzhou 510006, China; 2. Zhongwei Power Supply Company, State Grid Ningxia Electric Power Co., Ltd., Zhongwei 755000, China)

Abstract: In the design of inductors for switching power supply and transformers, the calculation of magnetic circuit parameters is of significance. Given that it is difficult to accurately calculate the core reluctance and core loss of the center-column segmented air gap, an improved magnetic circuit model of the inductor core is proposed with an EC-type inductor core as an example, which is based on the exact domain solution and conformal transformation. Through theoretical analysis, the analytical expression for the equivalent magnetic reluctance of diffused magnetic flux near the center-column air gap in the magnetic core is derived, and a calculation model of magnetic reluctance for the uneven magnetic flux in the inner angle of the magnetic core is put forward as well. Finally, a 3D model was established in the eddy current field of ANSYS Maxwell simulation software, and physical experiments were also carried out. A comparison of theoretical results with simulation results and experimental data verified the accuracy of the theoretical analysis, providing theoretical guidance and reference for the optimization design and industrial production of various magnetic cores of inductors or transformers used in segmented air gaps in switching power supply.

Keywords: Segmented air gap; inductor core; magnetic circuit model; diffused magneticflux; reluctance calculation

收稿日期：2023-06-07；**修回日期**：2023-09-18；**录用日期**：2023-10-20；**网络首发日期**：2024-01-09
基金项目：国家自然青年基金资助项目(62103109)；广州市科技计划资助项目(201802010045)
This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grant 62103109; Guangzhou Science and Technology Planning Project under the grant 201802010045

传统电感器的磁心由于绕线面积大、屏蔽效果较好，在日常生活中得到了广泛应用，如开关电源、传输变压器、电子镇流器等。在实际设计过程中，为了防止磁心饱和及减少磁心损耗，在磁心磁路上开气隙是最常用的解决方法[1-2]。虽然开气隙可以有效增强磁心抗饱和的能力，但是也会使得扩散磁

通增大，导致铁心损耗增加。同时，气隙扩散磁通使得靠近气隙的绕组部分会产生额外的涡流损耗，增加绕组损耗。因此，为了降低损耗与防止磁心饱和，同时使得磁心窗口的利用率控制在可以接受的范围，文献[3-5]提出了对磁心中柱气隙进行均匀分段的做法，在不改变气隙总长度的前提下，通过减小单个气隙的长度，使得绕组与气隙的距离达到 3~5 个小气隙的长度。但他们仅限于从有限元仿真的角度进行数据分析，而且使用有限元软件分析具有搭建几何模型困难、参数化计算复杂、计算时间长及无法得到清晰明了的解析表达式等缺点。文献[6-7]考虑了气隙扩散磁通的影响，对磁路的磁导进行估算，但其假设扩散磁通是圆柱、球等规则的图形，且没有考虑漏磁的因素，导致计算结果不精确。文献[8-9]使用磁场分割法对主磁通与各边缘磁通进行逐一估值，但其应用的磁心模型较为简单，不具有普适性，且二者都没有考虑到磁心转角的磁阻分布是不均匀的，不能进行简单计算。

目前对于开分段气隙的磁心损耗研究的相关文献较少。本文在对 EC 磁心结构和磁场分布进行分析的基础上，提出了 1 种改进的磁路计算方法。该方法充分考虑了边缘磁通、漏磁及转角处磁通分布不均匀等因素的影响，通过保角变换 Schwarz-Christoffel(施瓦茨–克里斯托费尔)映射、面积等效等分析方法[10-11]，建立了精确的磁路模型对磁心损耗进行计算[12]。最后，利用 ANSYS Maxwell 3D 涡流场求解器搭建仿真模型[13]，验证了在不同气隙长度下，该模型磁心中柱的平均磁通密度与整体磁心的磁心损耗情况。

1　EC 型磁心结构与磁路模型

1.1　磁场分析

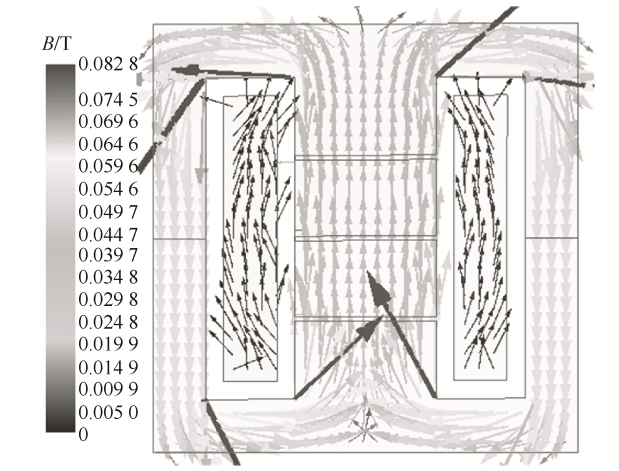
等效磁路法具有适用性广、物理意义清晰、计算速度快等优点，本文引入磁路法计算电感器的磁心损耗，重点在于精准计算磁心与气隙的磁阻。设 EC 型磁心中柱的磁心截面积为 A_c，磁路长度为 l_c，气隙长度为 δ，磁心中柱绕制 N 匝线圈，通入电流 I，则线圈的磁动势主要降落在磁心和气隙 2 个部分，可表示为

$$F = NI = H_c l_c + H_g \delta = \phi_m R_c + \phi_m R_g = \frac{\phi_m l_c}{\mu_c A_c} + \frac{\phi_m \delta}{\mu_0 A_g} \tag{1}$$

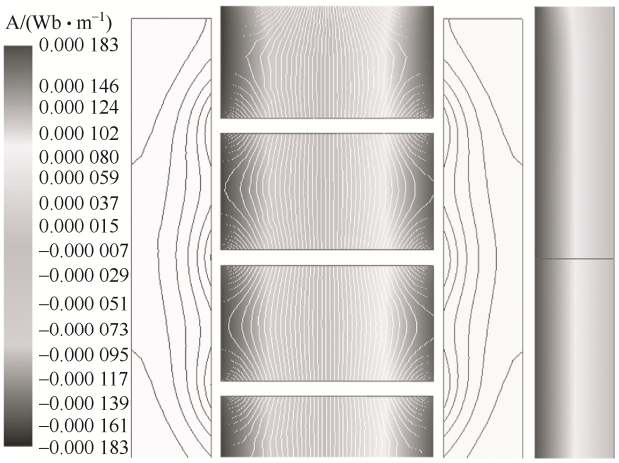
式中：H_c 为磁心的磁场强度；H_g 为气隙处的磁场强度；ϕ_m 为磁通；μ_0 为真空磁导率，$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ H / m；μ_c 为磁心的磁导率，是 1 个非线性量；R_c 为磁心磁阻；R_g 为气隙磁阻；A_g 为气隙截面积。实情情况下，虽然气隙长度较小，但由于 $\mu_c \gg \mu_0$，因此 $H_g \gg H_c$，导致气隙附近的磁场分布较为杂乱。因此，为研究电感器在工作时的磁场分布情况，在 Maxwell 2D 中建立磁心中柱开均匀分段气隙的 EC 型电感器仿真模型，求解模式设为涡流场，得到其磁场分布如图 1 所示。从图 1 可以看出，磁心中柱与边柱的磁密分布较为均匀，该部分采用同一个磁导率值对结果影响不大；在磁心的转角部分，磁密的分布有较大差别。因此，本文将磁心转角进行区域划分，并对照厂家提供的磁心材料的 *B-H* 曲线求得不同区域的磁心磁导率。

1.2　磁心结构与磁路模型

本文使用东磁公司 EC36 型磁心，材料为东磁公司 DMR95，并在磁心中柱处均匀地开 3 段气隙，其结构示意图如图 2 所示。图中：A 为磁心长度；B_1 为中柱宽度；C 为中柱厚度；D 为磁心内档宽度；E 为磁心高度；F_1 为磁心内档高度。本文研究的电感器磁心在径向方向上具有高度的对称性，在构建磁路模型时可以进行适当简化。根据图 1 的磁力线分布，考虑扩散磁通、漏磁及转角磁通分布可以得到磁心的等效磁路图如图 3 所示。图中：R_{Fex} 为铁心磁阻，x=1, 2, 3；$R_{\delta x}$ 为气隙磁阻；$R_{\sigma x}$ 为漏磁磁阻；R_{ex} 为边缘磁通磁阻；$R_{c,x}$ 为铁心转角分区磁阻。



(a) 磁场强度分布



(b) 磁力线分布

图 1 EC 型磁心电感磁通分布有限元模拟

Fig. 1 Flux distribution in EC-type core inductor simulated by FEA

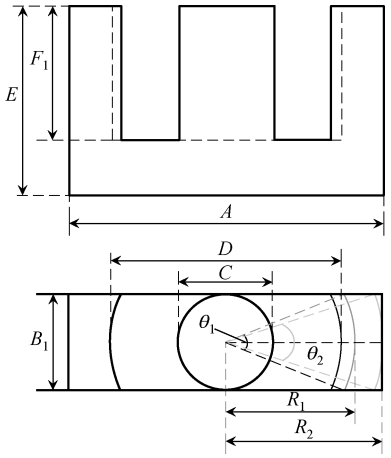


图 2 EC 型磁心结构示意

Fig. 2 Schematic of EC-type core structure

对于磁心中柱与边柱部分的磁阻而言，其磁场密度分布较为均匀，几何结构较为简单，可以等效为矩形结构，能获得较为精准的数值。该部分磁阻 R_c 的计算公式为

$$R_c = \frac{l_c}{\mu_c A_c} \tag{2}$$

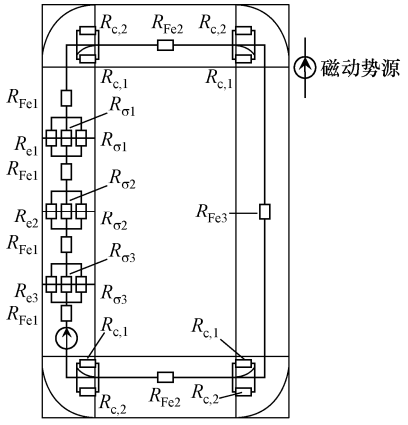


图 3 EC 型磁心的等效磁路

Fig. 3 Equivalent magnetic circuit of EC-type core

在磁路计算前，需要分析电感器的工作状态并进行一定的假设：①在实际电感器的生产设计流程中，对磁心的工作磁密会留有充足裕量，因此本文不考虑磁心饱和对磁路的影响，将磁路近似为线性；②由于开关电源电感器通常用于电力电子等领域，电压电流一般会经过滤波器后再通入其中，因此本文不考虑谐波对磁路的影响，使用频率为 f 的正弦电流。

2 磁路分析

2.1 气隙磁阻

2.1.1 气隙主磁通

主磁通路径上，由于气隙磁导率远小于磁心磁导率，磁心的主磁通主要是由气隙磁阻来决定。而且，气隙磁阻只与模型的结构有关，与所在支路磁通量无关。因此，本文通过保角 Schwarz-Christoffel 变换，把气隙的基本几何形状转化为平行平板结构，将三维模型转换为二维模型求解，得到较为准确的气隙单位长度磁阻的解析解 R'_{basic} [14]。获得气隙基本单位长度的磁阻后，由于本文磁心中柱的气隙截面为圆形，因此，可以将气隙等效为基本几何

形状的串并联模型，再引入气隙面积修正因子，则可得到气隙主磁通的磁阻值 R_g。

2.1.2　气隙边缘磁通

边缘磁通的等效模型如图 4 所示。该等效模型根据气隙附近边缘磁通磁力线的形状分为 3 个部分：1 个直线段部分和 2 个 1/4 椭圆长度部分。椭圆的长半轴 a 与短半轴 b 长度之比为 2:1，a 为分段磁心的 1/2 长度。直线段部分磁通为 x 轴方向，长度为 δ，截面积为 $(b_{\text{out}}-b_{\text{in}})\pi C/2$，其磁阻表达式为

$$R_{\text{rect}}=\frac{\delta}{\mu_0(b_{\text{out}}-b_{\text{in}})\pi C/2} \tag{3}$$

式中：b_{out} 为外圈椭圆的短半轴长度；b_{in} 为内圈椭圆的短半轴长度。

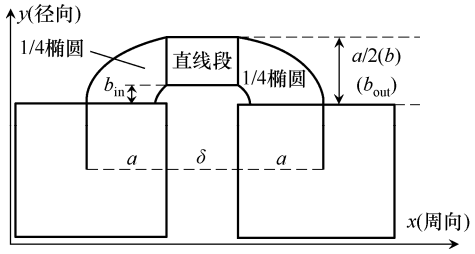


图 4　气隙附近边缘磁通的等效模型

Fig. 4 Equivalent model of edge fluxnear air gap

对于 1/4 椭圆段，其磁阻 R_{ell} 可以视为是由大量的梯形微元磁阻串联而成，每个梯形微元磁阻 R_x $(x=1, 2, \cdots)$[15]的表达式为

$$R_x=\frac{L_1-L_2}{\mu_0 WH\ln(L_1/L_2)} \tag{4}$$

式中：L_1、L_2 分别为梯形微元的上底、下底的长度；W、H 分别为梯形微元的宽、高。

1/4 椭圆梯形微元等效图如图 5 所示。图中：$\rho(\theta)$ 为椭圆的极径，θ 为极角；ρ_1 与 ρ_2 分别为外椭圆与内椭圆的极径。从图 5 可以看出，当 $\mathrm{d}\theta$ 取的足够小时，该梯形微元可以视为等腰梯形微元。等腰梯形微元的高为椭圆气隙的厚度 $\rho_1-\rho_2$，其上底长度和下底长度分别为内椭圆的弧微分 $\mathrm{d}s_1$ 和外椭圆的弧微分 $\mathrm{d}s_2$。

弧微分 $\mathrm{d}s_1$ 和 $\mathrm{d}s_2$ 可由弧微分的定义式求取，其表达式为

$$\mathrm{d}s=\sqrt{\rho^2(\theta)+[\rho'(\theta)]^2}\,\mathrm{d}\theta \tag{5}$$

式中，$\rho'(\theta)$ 为 $\rho(\theta)$ 的一阶导数，由椭圆的极坐标方程 $\frac{\rho^2\cos^2\theta}{a^2}+\frac{\rho^2\sin^2\theta}{b^2}=1$ 可得 $\rho'(\theta)$ 的表达式为

$$\rho'(\theta)=-\frac{\rho}{2}\left[\frac{(a^2-b^2)\sin(2\theta)}{a^2\sin^2\theta+b^2\cos^2\theta}\right] \tag{6}$$

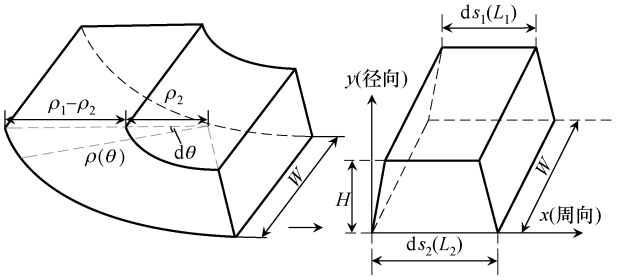


图 5　1/4 椭圆示意及梯形微元等效图

Fig. 5 Schematic of 1/4 ellipse, and equivalent diagram of trapezoidal element

将各梯形微元串联，即在 0~π/2 范围内对 $\mathrm{d}\theta$ 进行积分，可求得 1/4 椭圆气隙的磁阻为

$$R_{\text{ell}}=\int_0^{\frac{\pi}{2}}\frac{\mathrm{d}s_2-\mathrm{d}s_1}{\mu_0 W(\rho_1-\rho_2)\ln(\mathrm{d}s_2/\mathrm{d}s_1)} \tag{7}$$

结合式(3)和式(7)，可求得气隙附近边缘磁通的总磁阻为

$$R_{\text{edge}}=2R_{\text{ell}}+R_{\text{rect}} \tag{8}$$

2.1.3　气隙附近漏磁

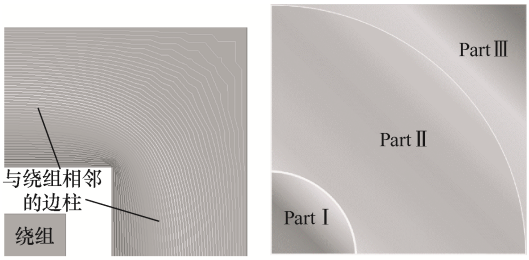
在计算漏磁磁阻 R_σ 时，由于气隙周围的一部分磁通以边缘磁通计算，因此漏磁系数不宜选得过高。本磁路中选取漏磁系数[16] σ=1.1，则有

$$R_\sigma=\left(\frac{1}{\sigma-1}\right)R_{\text{edge}} \tag{9}$$

2.2　磁心内角磁阻

在实际情况下，转角的磁通密度分布非常不均匀，其磁通量主要集中在内角(磁心窗口)附近。而且，激励电流的增加会使得转角磁密逐渐增加，如图 6(a)所示。可以看出，磁心转角处的大部分磁力线形状近似为圆形，在与绕组相邻的边柱部分，磁密分布较为均匀；从该边柱部分到转角的连接部分起，磁密分布开始变得不均匀，并且逐渐过渡为转角的磁密分布。同时，随着激励电流的增加，磁心

内部窗口转角处的漏磁将显著增加。



(a) 转角磁密仿真分布 (b) 转角模型区域划分

图 6 转角处磁通密度分布与区域划分

Fig. 6 Distribution and regional division of flux density at corner

根据有限元仿真所得，考虑到磁通密度的分布情况，将磁心转角处的磁通密度划分成 3 个部分，具体情况如图 6(b)所示。在矩形转角边长三分之一处将内接四分之一圆划分为 2 个部分，一部分为四分之一圆，称为 Part Ⅰ；另一部分为扇环形，称为 Part Ⅱ。剩余区域称为 Part Ⅲ。由于 Part Ⅰ与 Part Ⅱ的面积之和约占整个矩形区域的 78.5%，而且二者的能量之和较 Part Ⅲ处高出 90%以上[17]，平均能量密度也远高于 Part Ⅲ处，因此选择该四分之一圆代替磁心转角，并使用圆形曲线代替实际磁通曲线，不会造成较大的精度影响。且由于设定磁心转角处的磁通为圆弧形，因此，Part Ⅰ与 Part Ⅱ实际在空间上的分布可近似为扇环形，可等价替换为等腰梯形求其面积。同时，以几何学中线作为磁路的长度，结构示意如图 2 所示。

Part Ⅰ的面积 $A_{c,1}$ 和磁路长度 $l_{c,1}$ 分别为

$$A_{c,1}=\frac{\left\{\left[\frac{2\sin^{-1}(B_1/D)}{2\pi}\cdot 2\pi\cdot\frac{D}{2}\right]+\left(\frac{\theta_1}{2\pi}\cdot 2\pi R_1\right)\right\}\cdot\frac{(A-D)}{6}}{2} \tag{10}$$

$$l_{c,1}=\frac{2\pi\cdot[(A-D)/12]}{4} \tag{11}$$

Part Ⅱ的面积 $A_{c,2}$ 和磁路长度 $l_{c,2}$ 分别为

$$A_{c,2}=\frac{\left[\left(\frac{\theta_1}{2\pi}\cdot 2\pi R_1\right)+\left(\frac{\theta_2}{2\pi}\cdot 2\pi R_2\right)\right]\cdot\frac{(A-D)}{3}}{2} \tag{12}$$

$$l_{c,2}=\frac{2\pi\cdot[2(A-D)/6]}{4} \tag{13}$$

式中，θ_1、θ_2 分别为 Part Ⅰ、Part Ⅱ的极角。

结合式(10)~式(13)，可得 Part Ⅰ与 Part Ⅱ的磁阻 $R_{c,x}$ (x=1, 2)的通式为

$$R_{c,x}=\frac{l_{c,x}}{\mu_c(B_{c,x})A_{c,x}} \tag{14}$$

式中，$\mu_c(B_{c,x})$ 为磁心转角处不同区域的磁导率，与磁通大小有关，通常可通过对照厂家提供的磁心材料 *B-H* 曲线获得。将上述所求磁阻进行简单的串并联操作后，即可得到电感器磁心的总磁阻 R_{total}。

3 磁心损耗计算

已有的文献提供了多种计算磁心损耗的公式，其中，Steinmetz 经验公式是通过大量实验总结得出的，用于计算正弦激励下的磁心损耗，对于非正弦激励则需要进行一定的修正[18-19]。虽然最初 Steinmetz 经验公式仅用于计算无气隙磁心的损耗，但它同样适用于有气隙的磁心。本文使用的 Steinmetz 方程[12]为

$$P_{cv}=C_m f^{\alpha}B^{\beta}(C_{t0}-C_{t1}T+C_{t2}T^2) \tag{15}$$

式中：P_{cv} 为磁心损耗的功率密度；f 为开关的工作频率；B 为最大工作磁通密度；T 为温度，一般设为 100 ℃；磁损参数 C_m、α、β、C_{t0}、C_{t1}、C_{t2} 可以通过厂家提供的磁心材料的 *B-P*、*T-P* 曲线数据拟合得到。磁损参数因铁心材料而异，与工作频率和磁通密度有关，一般而言，α 通常为介于(1, 2)的常数，β 通常为介于(1.5, 3.0)的常数。经数据拟合后得到的东磁公司 DMR95 的各项参数的值见表 1。

表 1 DMR95 材料数据拟合后所得磁损参数

Tab. 1 Parameters of core loss based on fitted DMR95 material data

材质	C_m	α	β	C_{t0}	C_{t1}	C_{t2}
DMR95	8.47×10^{-8}	1.88	2.52	1.47	0.014 9	1.03×10^{-4}

同时，由磁通量的定义可得磁心磁通密度幅值 B_{cm} 和气隙磁通密度幅值 B_{gm} 的表达式为

$$B_{cm}=B_{gm}=\frac{\phi_m}{A_c}=\frac{NI}{A_c R_{total}} \tag{16}$$

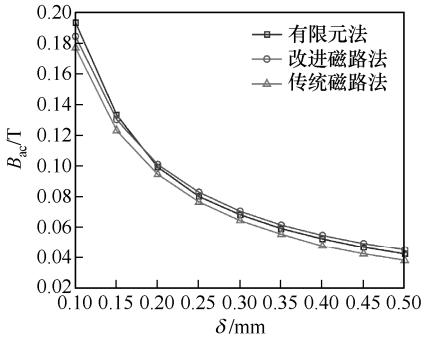
再引入磁心的等效体积V_e，A_c、V_e都可以通过厂家提供的磁心数据获得，则可以得到分段气隙磁心的总磁心损耗为

$$P_c = P_{cv}V_e = P_{cv} = C_m f^{\alpha} B_{cm}^{\beta}(C_{t0} - C_{t1}T + C_{t2}T^2)V_e \tag{17}$$

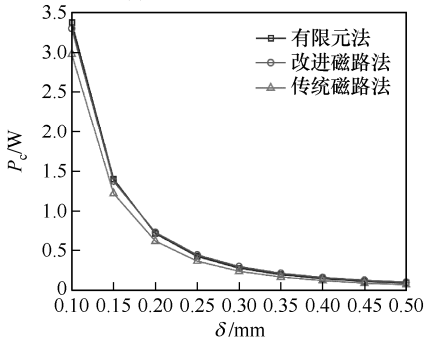
4　仿真与实验验证

4.1　仿真验证

在 ANSYS Maxwell 软件中搭建如图 2 所示的 EC 型中柱分段气隙电感器的三维有限元仿真模型。通过 Maxwell 软件自带的场计算器可以计算出磁心中柱的面平均磁通密度B_{ac}，也即式(16)的B_{cm}。同时，为了验证本模型的准确性，在不同气隙长度下，分别将本文的改进磁路计算模型、传统磁路计算模型和有限元仿真模型得到的磁心中柱的B_{ac}曲线、磁心损耗P_c曲线进行对比，对比结果如图 7 所示。



(a) 平均磁通密度



(b) 磁心损耗

图 7　f=100 kHz、I=10 A、N=5 时不同分段气隙长度的B_{ac}与磁心损耗P_c

Fig. 7 $B_{ac}$and core loss P_c in magnetic cores with different segmented air gap lengths under condition of f=100 kHz, I=5 A and N=5

从图 7(a)可以看出，磁心中柱的平均磁密B_{ac}随着气隙长度的增加而降低，当分段气隙处于 0.10~0.25 mm 的长度区间时，B_{ac}的下降幅度显著。与有限元法相比，传统磁路法所求的数值偏小，这是因为传统磁路法只考虑了气隙主磁通，且认为磁心磁阻呈均匀分布。而改进磁路法考虑了气隙边缘磁通与漏磁，由于其三者具有并联关系，会使得气隙总磁阻减小，因此该方法所得数据较为贴合仿真数据。在 0.10~0.25 mm 段，改进磁路法所得的B_{ac}与仿真所得的平均误差只有 3.07%。从图 7(b)可以看出，有限元法仿真得到的磁心损耗值$P_{c,FEA}$比通过仿真所得的B_{ac}再代入 Steinmetz 经验公式得到的损耗值$P_{c,FEA\text{-}B_{ac}}$更小。这是因为有限元软件是对磁心整体结构求解，以体平均磁密进行磁心损耗计算，而磁心的各处磁通密度的分布并不均匀，进而导致体平均磁密偏小，因此所得的磁心损耗值偏小。而通过图表数据可得，分段气隙处于0.10~0.25 mm 的长度区间时，改进磁路法所得的P_c与仿真所得的平均误差只有 2.68%。

4.2　实验验证

为进一步验证理论分析和所推导公式的正确性，搭建实验样机与磁心损耗测试的实验平台如图 8 和图 9 所示。使用 ArbExpress 软件编写所需的激励波形信息，将其发送给信号发生器 VICTOR 2015H 产生激励信号。通过调整功率放大器 ATA-1222A RF 的放大倍数来控制磁心电感两端激励电压的大小，以达到所需的磁通密度。测试磁心采用双线圈并联绕线方式，并通过功率分析仪 YOKOGAWA WT3000 采集N_{11}绕组电流和N_{22}绕组电压来计算磁心损耗。线圈绕组为$N_{11}:N_{22}=5:5$。

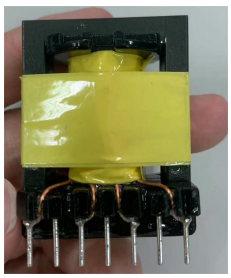


图 8　EC36 型磁心样机

Fig. 8 EC36-type core prototype

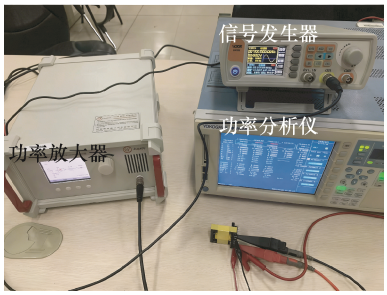


图 9 磁心损耗测试平台

Fig. 9 Testing platform of core loss

通过实验可测得当 N=5 、I=10 A 时，在不同工作频率下，每段磁心气隙长度为 0.2 mm(气隙总长 0.6 mm)的 EC36 型电感器的磁心损耗值 P_c 与理论推导的磁心损耗 P_{cl} 值的对比见表 2。通过对比可以看出，本文所建的模型公式所求结果误差较低，相对误差在较微小范围内，证明了该理论的准确性。

表 2 实验测试

Tab. 2 Experimental test

电感器型号	工作频率/kHz	磁心常温 B_s /mT	实测损耗 P_c /W	理论损耗 P_{cl} /W	P_c 与 P_{cl} 相对误差/%
EC36	50	500	0.207 3	0.198 9	4.05
EC36	100	500	0.761 2	0.716 4	5.89

5 结语

目前对于分段气隙磁心的磁心损耗问题的研究较少，本文通过理论分析，在充分考虑了气隙边缘磁通、漏磁与磁心转角磁密不均匀等因素的影响之后，建立了边缘磁通模型与转角磁密模型，推导了磁阻计算公式。对比改进磁路法磁心损耗值与有限元仿真值可得，在 0.10~0.25 mm 的长度区间时的平均误差率仅为 2.68%，而在磁心的实际生产中也是以这个长度区间为主。在 0.25~0.50 mm 的长度区间内，虽然误差变大，但仍比传统磁路法更加精确，辅以实验验证，P_c 与 P_{cl} 相对误差皆不超过 6%，进而也验证了改进磁路法的正确性。并且，本文以基础的 EC 型磁心为样本推导的改进磁路法对磁心结构要求不高，在中柱呈圆柱形且开气隙的磁心中，如 PQ 型磁心、RM 型磁心、ETD 型磁心等，均有较好的适用范围。

参考文献：

[1] 于挽涛. 高效小功率反激开关电源的设计[D]. 武汉: 华中科技大学, 2016.
Yu Wantao. Research and design of high efficiency and low power flyback power supply [D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2016. (in Chinese)

[2] 王星, 程志江, 孟德炀, 等. 高频低压平面变压器磁心气隙的研究[J]. 计算机仿真, 2021, 38(3): 190-193, 244.
Wang Xing, Cheng Zhijiang, Meng Deyang, et al. Research on air gap of magnetic core of low voltage HPT [J]. Computer Simulation, 2021, 38(3): 190-193, 244. (in Chinese)

[3] 侯宇琦, 王议锋, 陈晨, 等. 改进型分段气隙的高频平面变压器研究[J]. 电力系统及其自动化学报, 2021, 33(6): 110-120.
Hou Yuqi, Wang Yifeng, Chen Chen, et al. Research on high-frequency planar transformer with modified sectional-air-gap structure [J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2021, 33(6): 110-120. (in Chinese)

[4] 旷建军. 开关电源中磁性元件绕组损耗的分析与研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2007.
Kuang Jianjun. Analysis and research on winding losses of magnetic components in switching power supply [D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2007. (in Chinese)

[5] Li Yongjian, Liu Huan, Sun He, et al. High-frequency loss modeling of amorphous and nanocrystalline cores with different air gaps [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2022, 58(2): 8400105.

[6] 张建伟, 曹彪. EE 型松耦合变压器的精确磁路模型和仿真分析[J]. 电子设计工程, 2013, 21(11): 81-84.
Zhang Jianwei, Cao Biao. Magnetic circuit and simulation of EE type loosely coupled transformer [J]. Electronic Design Engineering, 2013, 21(11): 81-84. (in Chinese)

[7] 王莹莹, 周玉斐, 刘帅, 等. 一种结构优化的混合绕制松耦合变压器[J]. 电力电子技术, 2021, 55(7): 30-34.
Wang Yingying, Zhou Yufei, Liu Shuai, et al. A hybrid wound loosely coupled transformer with optimized structure [J]. Power Electronics, 2021, 55(7): 30-34. (in Chinese)

[8] 陈庚, 黄思仲, 杨玉岗, 等. 基于磁场分割法的 EE 型

电感器磁路参数计算[J]. 电源学报, 2024, 22(4): 301-308.

Chen Geng, Huang Sizhong, Yang Yugang, et al. Calculation of magnetic circuit parameters of EE-type inductor based on magnetic field division method [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(4): 301-308. (in Chinese)

[9] 汪小娜, 张筱琛, 吴旭升, 等. 基于磁场分割法的 IPT 系统耦合线圈电感计算[J]. 华中科技大学学报(自然科学版), 2022, 50(1): 31-37.

Wang Xiaona, Zhang Xiaochen, Wu Xusheng, et al. Inductance calculation of coupling coils IPT system based on magnetic-field division [J]. Journal of Huazhong University of Science and Technology (Nature Science Edition), 2022, 50(1): 31-37. (in Chinese)

[10] 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. (in Chinese)

[11] Muhlethaler J, Kolar J W, Ecklebe A. A novel approach for 3D air gap reluctance calculations [C]// 8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia. Jeju, Korea, 2011: 446-452.

[12] Mu Mingkai. High frequency magnetic core loss study [D]. Virginia: Virginia Tech, 2013.

[13] Arikan P, Balci S, Battal F. Determination of the roll-off value in the air-gapped inductor of a DC-DC Boost converter circuit with FEA parametric simulations [J]. Balkan Journal of Electrical and Computer Engineering, 2020, 8(2): 135-141.

[14] 王晓东. 面向数字孪生应用的功率电感建模方法研究[D]. 重庆: 中国科学院大学(中国科学院重庆绿色智能技术研究院), 2020.

Wang Xiaodong. Modeling method of power inductor oriented to digital twin application [D]. Chongqing: Chongqing Institute of Green and Intelligent Technology, Chinese Academy of Sciences, 2020. (in Chinese)

[15] 黎曙. 基于磁网络的磁场调制式磁齿轮设计方法研究[D]. 北京: 中国舰船研究院, 2016.

Li Shu. Research of design method of field modulated permanent magnetic gear based on magnetic network method [D]. Beijing: China Ship Research and Development Academy, 2016. (in Chinese)

[16] 张炳义, 冯永, 冯桂宏, 等. 轴向磁通调速磁力耦合器漏磁系数分析计算与试验研究[J]. 电机与控制学报, 2019, 23(3): 73-80.

Zhang Bingyi, Feng Yong, Feng Guihong, et al. Calculation method of magnetic flux leakage coefficient and experimental study of permanent magnet coupler with axial magnetic flux [J]. Electric Machines and Control, 2019, 23(3): 73-80. (in Chinese)

[17] Wang Xiaodong, Chen Hui, Shi Mingquan, et al. A novel magnetic equivalent circuit model for the corner of inductor core [J]. Applied Sciences, 2019, 9(24): 5341.

[18] 顾泽煜, 谢小高. 基于有限元仿真的 LLC 谐振变换器集成式高频变压器优化设计[J]. 电源学报, 2025, 23(6): 23-31.

Gu Zeyu, Xie Xiaogao. Optimal design of integrated high-frequency transformer for LLC resonant converter based on finite element simulation [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(6): 23-31. (in Chinese)

[19] 谭玉彬. 平面小型化变压器的研究与设计[D]. 成都: 电子科技大学, 2021.

Tan Yubin. Research and design of planar miniaturized transformer [D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2021. (in Chinese)



谷爱昱

作者简介：

谷爱昱(1970—)，女，通信作者，博士，教授。研究方向：电机及其系统控制，特种电磁装置。E-mail：guay@gdut.edu.cn。

符立泉(1998—)，男，硕士研究生。研究方向：电力电子技术及磁集成技术。E-mail：13413697149@139.com。

董越(1991—)，男，本科，工程师。研究方向：配网运维检修技术。E-mail：dcdy2004@163.com。

(责任编辑：郭凯凯)