

基于磁场分割法的 EE 型电感器磁路 参数计算

陈 庚¹(中国电源学会会员), 黄思仲²,
杨玉岗¹(中国电源学会高级会员), 林金城²

(1. 太原理工大学电气与动力工程学院, 太原 030024; 2. 厦门南磁电子有限公司, 厦门 528322)

摘要: 开关电源电感器设计中, 磁路参数的计算具有重要意义。首先, 针对 EE 型磁芯中柱开气隙的电感器, 结合有限元仿真, 通过理论分析, 利用磁场分割的方法将总磁通量分为 7 个等效磁通, 提出无效匝数的概念, 在充分考虑扩散磁通、旁路磁通及磁芯磁通分布不均匀影响的基础上, 求得主气隙磁导等效面积的解析表达式, 根据等效磁路模型, 从而求得电感系数 A_L 的解析表达式。提出磁密分布不均匀系数的概念, 根据单位电流最大磁通密度, 求得饱和电流 I_A 的解析表达式。然后, 采用编制 Excel 表的方式对磁路参数进行精确计算。最后, 通过实验测量, 验证了所建公式的准确性, 可为设计人员提供有益参考。

关键词: EE 型磁芯电感器; 磁饱和; 有效磁路参数; 最大磁密; 磁密分布不均匀系数

Calculation of Magnetic Circuit Parameters of EE-type Inductor Based on Magnetic Field Division Method

CHEN Geng¹, Member, CPSS, HUANG Sizhong², YANG Yugang¹, Senior Member, CPSS,
LIN Jincheng²

(1. College of Electrical and Power Engineering, Taiyuan University of Technology, Taiyuan 030024, China;
2. Xiamen Nanci Electronics Co., Ltd, Xiamen 528322, China)

Abstract: In the design of switching power supply inductors, the calculation of magnetic circuit parameters is of significance. For inductors with an open air gap in the column of EE-type iron cores, the total magnetic flux is divided into seven equivalent magnetic fluxes by using the method of magnetic field division through finite element simulation and theoretical analysis. The concept of invalid number of turns is proposed, and the analytical expression for equivalent area of air gap permeability is obtained on the basis of fully considering the influences of diffusion magnetic flux, bypass magnetic flux and uneven distribution of magnetic flux in the core. In addition, according to the equivalent magnetic circuit model, the analytical expression for inductance factor A_L is obtained. The concept of inhomogeneity coefficient of magnetic flux density distribution is also proposed, and based on the maximum magnetic flux density per unit current, the analytic expression for saturation current I_A is obtained. Afterwards, the magnetic circuit parameters are accurately calculated using Excel. Finally, the accuracy of the proposed formulas was verified by experimental measurements, providing a useful reference for designers.

Keywords: EE-type iron core inductor; magnetic saturation; effective magnetic circuit parameter; maximum magnetic flux density; inhomogeneity coefficient of magnetic flux density distribution

传统的 EE 型电感器由于工艺成熟、散热效果

较好, 在日常生活中得到广泛应用, 如开关电源、电动车充电器和电子节能灯等。在实际应用中, 往往会因电感器中的直流偏量过大导致磁芯饱和, 在磁芯磁路上开气隙是最常用的解决方法^[1-5]。

气隙的引入虽然可以有效增强磁芯抗饱和能

收稿日期: 2021-12-12; 修回日期: 2022-03-04; 录用日期:

2022-03-28; 网络首发日期: 2022-06-20

基金项目: 山西省基础研究计划资助项目(20210302123171)

This work is supported by Basic Research Project of Shanxi Province under the grant 20210302123171

力,但也会使得扩散磁通增大,磁通分布不均匀,从而导致电感系数的精确计算更为复杂^[6-7]。通过有限元分析软件开展仿真实验,可以得到较为精确的结果,但每次均需搭建精准模型,操作较为复杂,也无法得到清晰明了的解析表达式。国标 GB/T 20874-2007《磁性零件有效参数的计算》根据国际标准 IEC 60205:2001 制定,但在生产实践中有所差异,因此不能直接套用 IEC 60205:2001 标准的通式^[8]。文献[9-10]考虑了气隙边缘磁通的影响,对磁路的磁导 G 进行估算,但基本假设前提是磁芯磁通密度的分布是均匀的,且未考虑旁路磁通和无效匝数的影响,导致计算结果不精确;文献[11]推导了饱和电流的计算公式,但忽略了磁芯磁通密度局部饱和的影响,所求结果偏大。

本文通过面积等效、分段求解和磁场分割等分析方法,引入无效匝数的概念,充分考虑了旁路磁通、扩散磁通及磁通分布不均匀等因素的影响,进而建立 Excel 表格,对磁芯中柱开气隙的 EE 型电感器单位电流最大磁密 B_{\max} 、磁通分布不均匀系数 η 、电感系数 A_L 及饱和电流 I_A 进行精确估算。

1 EE 型电感器磁芯中柱开气隙的磁场分析

假设通入电流 I 的 N 匝线圈均匀绕制在中柱上,中柱开气隙长度为 δ ,磁芯磁路长度为 l ,则线圈的磁动势 F 分别降落在气隙和磁芯 2 个部分^[12],可表示为

$$F = IN = H_c l + H_\delta \delta \quad (1)$$

式中: H_c 为磁芯的磁场强度; H_δ 为气隙的磁场强度。尽管气隙长度较短,但空气磁导率远小于磁芯磁导率,因此 H_δ 要远大于 H_c ,故降落在气隙上的磁压降较大,这将在磁芯中产生较大的磁势差,从而使磁通分布较为杂乱。

为研究电感器中的磁场分布情况,在软件 Ansys Maxwell 2D 中建立磁芯中柱开气隙的 EE 型电感器仿真模型^[13-15],其磁场分布仿真结果如图 1 所示。

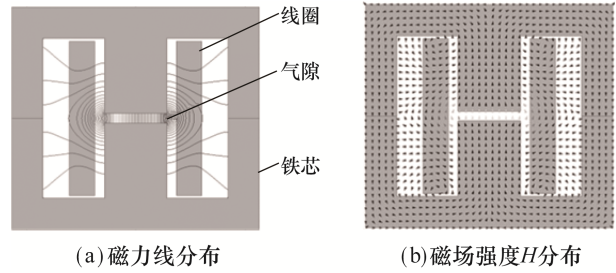


图 1 EE 型磁芯电感磁通分布的有限元模拟

Fig. 1 Magnetic flux distribution in EE-type iron core inductor by finite element simulation

根据仿真及磁势差对磁芯磁通的影响,可以将磁场近似分割为 7 个等效磁通^[16-17]:左右中柱气隙端面产生主磁通 ϕ_0 ;左右中柱侧面产生扩散磁通 ϕ_1 和 ϕ_2 ;中柱至边柱产生旁路磁通 $\phi_3 \sim \phi_6$ 。磁通分布如图 2 所示。

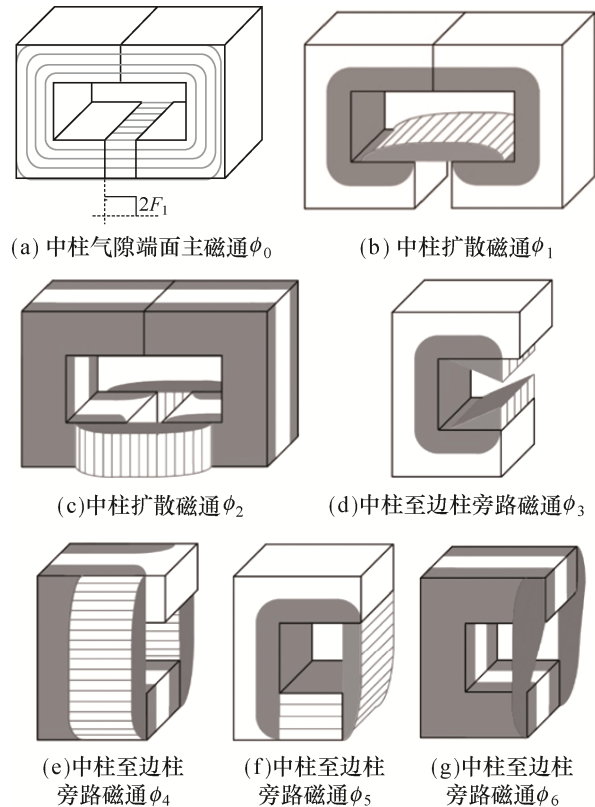


图 2 磁通分布

Fig. 2 Magnetic flux distribution

磁芯中柱开气隙 EE 型电感器结构如图 3 所示。图中, A 为磁芯长度, $2B_1$ 为磁芯高度, C 为磁芯中柱厚度, D 为磁芯中柱宽度, E 为磁芯内侧长度, $2M$ 为磁芯内测高度, H 为骨架内绕线宽度, δ_1 为中柱气隙长度。以上均为需要实际测量的已知量。

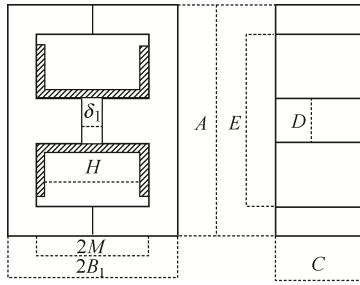


图3 结构示意图

Fig. 3 Schematic of structure

2 EE 型电感器磁芯中柱开气隙的磁路参数计算

2.1 磁路参数 A_L 和 N 值的计算

由磁通连续性原理可知, 进入任一闭合曲面的磁通量恒等于穿出该闭合曲面的磁通量。因此, 总磁通量可视为各部分磁通量之和。如图4所示, 图3中左侧中柱总磁通从左边截面进入, 之后由右端面 ($\phi_0 + \phi_5$)、上下内侧面 ($\phi_1 + \phi_3$) 和前后边侧面 ($\phi_2 + \phi_4 + \phi_6$) 穿出, 即 $\phi = \phi_0 + \phi_1 + \phi_2 + \phi_3 + \phi_4 + \phi_5 + \phi_6$ 。

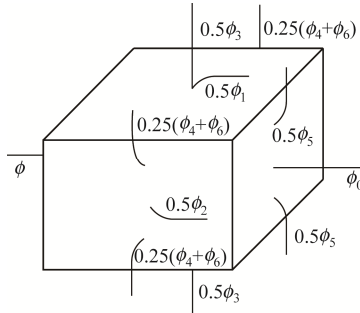


图4 左中柱磁通分布

Fig. 4 Magnetic flux distribution in left center column

2.1.1 左中柱端面至右中柱端面的主磁通 ϕ_0

左侧中柱端面至右侧中柱端面的主磁通如图2(a)所示。设励磁磁势 $F_1 = 0.5NI$, 主磁通密度 $B_{\text{main}} = 2\mu_0 F_1 / \delta$, 其中 μ_0 为真空磁导率, 中柱气隙两端的磁势差为 $2F_1$, 忽略磁芯磁路磁动势损耗。因为在研磨过程中, 磁芯总会存在亏损, 所以需对中柱气隙长度 δ 进行估算, 即

$$\delta = \delta_1 + \Delta\delta \quad (2)$$

式中: δ_1 为实际测量的气隙长度; $\Delta\delta$ 为中柱微气隙长度, $\Delta\delta = \delta_2 + 0.01\delta\sqrt{D/A}$; δ_2 为边柱微气隙长度,

$$\delta_2 = 0.0005\sqrt{A/C}[B_1 + \sqrt{A(C+D)}]。$$

如图2(a)所示, 对磁芯进行细分, 磁芯中各磁路长度不同(内短外长), 主磁通 ϕ_0 分布不均匀, 等效主磁通密度 B_0 由磁芯内侧到外侧逐渐减小。内侧磁路长度 l_1 、外侧磁路长度 l'_1 和长度系数 K_0 可表示为

$$\begin{cases} l_1 = 4M + (E - D) - \delta + 1.5 \text{ mm} \times 4 \\ l'_1 = l_1 + \pi D \\ K_0 = (1 + l_1/l'_1)/2 \end{cases} \quad (3)$$

因此, 主磁通 ϕ_0 及中柱等效面积 S_0 为

$$\begin{cases} \phi_0 = \frac{2\mu_0 F_1}{\delta} A_e (0.5 + 0.5K_0) \\ S_0 = \phi_0 / B_{\text{main}} = A_e (0.5 + 0.5K_0) \end{cases} \quad (4)$$

式中: A_e 为中柱实际面积, $A_e = CD - \alpha_1$; α_1 为中柱倒角面积。

2.1.2 左中柱内侧面至右中柱内侧面的扩散磁通 ϕ_1

左侧中柱内侧面至右侧中柱内侧面的磁通分布如图2(b)所示。扩散磁通 ϕ_1 趋肤于磁芯内侧磁路, 因此, 存在趋肤深度 d_1 为

$$d_1 = (\sqrt[3]{CD(\delta + \delta_2)/16})a_2 \quad (5)$$

式中, a_2 为趋肤深度加强系数, $a_2 = (H + f_1)/(H + f_1 - \delta)$; f_1 为零点磁势漂移量, $f_1 = \delta^3(2M - H)/[H(H - \delta)\sqrt{CD}]$ 。

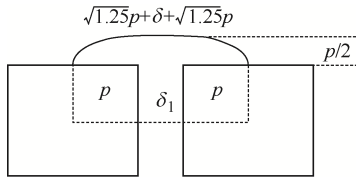
扩散磁通 ϕ_1 磁路长度的等效模型如图5所示, 设定磁力线的形状为 0.25 椭圆+直线+0.25 椭圆, 椭圆长短轴之比为 2:1。左中柱内侧面到右中柱内侧面磁动势 F 与磁路长度 l 的关系如表1所示。

分段求解, 将 $(H - \delta)/2$ 分解为 n 段, 每段长度 $\delta_3 = \delta/\sqrt{80}$, 则 n 为

$$n = 0.5(H - \delta)/\delta_3 \quad (6)$$

每段磁通衰减磁动势 $\Delta F = H_{\delta_1} \times 2\delta_3$, 左右中柱零点磁势的距离大于骨架内绕线宽度 H , 多出的部分为零点磁势偏移量, 可得磁通磁动势衰减系数 a 为

$$a = 2\delta_3/(H + f_1 - \delta) \quad (7)$$

图 5 扩散磁通 ϕ 磁路长度的等效模型Fig. 5 Equivalent model of magnetic circuit length of diffusion magnetic flux ϕ 表 1 磁动势 F 和磁路长度 l 关系Tab. 1 Relationship between magnetic potential F and magnetic circuit length l

磁动势 F	0	F_1	$2F_1$
长度 l	$\sqrt{1.25}(H-\delta)+\delta$	$\sqrt{1.25}(H-\delta)/2+\delta$	δ

由图 5 可见, 第 i 段磁路有 $p = i\delta_3$, 磁路长度 $l_i = \sqrt{5}p + \delta$, 磁动势衰减到 $F_i = (1 - ia)2F_1$, 则第 i 段磁路磁场强度 $H_i = F_i/l_i = (1 - ia)2F_1/[(i/4 + 1)\delta]$ 。每小段磁路取中心位置, 则 $H_{ic} = F_{ic}/l_c = [1 - (i - 0.5) \cdot a]2F_1/[(i/4 + 0.875)\delta]$ 。由此可得比例系数

$$h_i = H_{ic}/H_\delta = [1 - (i - 0.5)a]/(i/4 + 0.875) \quad (8)$$

扩散磁通 ϕ 还受边柱的影响, 需要对磁力线进行修正。磁力线修正系数 ω 为

$$\omega = \sqrt{(E - D)/(2M - \delta)} \quad (9)$$

对比例系数进行修正, 可得

$$\begin{cases} h_i = [1 - (i - 0.5)a]/(0.25\omega i + 0.875) \\ h = \sum_{i=1}^n h_i \end{cases} \quad (10)$$

与主磁通同理, 扩散磁通 ϕ 分布同样不均匀, 内侧磁路长度为 l_1 , 外侧磁路长度为 $l_1 + 2\pi d_1$, 长度系数 K_1 为

$$K_1 = [1 + l_1/(l_1 + 2\pi d_1)]/2 \quad (11)$$

对 H_i 进行积分, 可求得扩散磁通 ϕ 及其等效面积为

$$\begin{cases} \phi_1 \approx (0.5 + 0.5K_1) \int_0^{0.5(H-\delta)} H_i C dx \approx \\ 2Ch\delta_3(2\mu_0 F_1/\delta)(0.5 + 0.5K_1) \\ S_1 = \phi_1/B_{\text{main}} = 2Ch\delta_3(0.5 + 0.5K_1) \end{cases} \quad (12)$$

2.1.3 左中柱边侧面至右中柱边侧面的扩散磁通 ϕ_2

左侧中柱边侧面至右侧中柱边侧面的磁通分布如图 2(c)所示。扩散磁通 ϕ_2 的分析同 ϕ_1 , 其趋肤深度与 ϕ_1 相同, 长度系数同 ϕ_0 。与扩散磁通 ϕ_1 不同, 其分布不受边柱影响。扩散磁通 ϕ_2 的比例系数为

$$\begin{cases} h'_i = [1 - (i - 0.5)a]/(0.25i + 0.875) \\ h' = \sum_{i=1}^n h'_i \end{cases} \quad (13)$$

由前文分析可得, 扩散磁通 ϕ_2 及其等效面积为

$$\begin{cases} \phi_2 \approx 2Dh'\delta_3(2\mu_0 F_1/\delta)(0.5 + 0.5K_0) \\ S_2 = \phi_2/B_{\text{main}} = 2Dh'\delta_3(0.5 + 0.5K_0) \end{cases} \quad (14)$$

2.1.4 左中柱内侧面至左边柱内侧面的旁路磁通 ϕ_3

左侧中柱内侧面至左侧边柱内侧面的磁通分布如图 2(d)所示。旁路磁通 ϕ_3 趋肤于磁芯内侧面, 趋肤深度 d_3 、内侧磁路长度 l_2 、长度系数 K_3 、磁芯中柱到边柱的磁路长度 E_1 和平均磁场强度比例系数 b_1 可表示为

$$\begin{cases} d_3 = a_2^3 \sqrt{CD(E - D)}/64 \\ l_2 = 2M + 0.5(E - D) - \delta + 3 \text{ mm} \\ K_3 = [1 + l_2/(l_2 + \pi d_3)]/2 \\ E_1 = 0.5(E - D) \\ b_1 = 0.5\delta/(E - D) \end{cases} \quad (15)$$

则旁路磁通 ϕ_3 及其等效面积为

$$\begin{cases} \phi_3 = 2\mu_0 \frac{0.5F_1}{0.5(E - D)} C \frac{(H + f_1 - \delta)}{2} (0.5 + 0.5K_3) = \\ 2\mu_0 b_1 C F_1 (H + f_1 - \delta) (0.5 + 0.5K_3) / \delta \\ S_3 = \phi_3 / B_{\text{main}} = b_1 C (H + f_1 - \delta) (0.5 + 0.5K_3) \end{cases} \quad (16)$$

2.1.5 左中柱边侧面至左边柱边侧面的旁路磁通 ϕ_4

左侧中柱边侧面至左侧边柱边侧面的磁通分布如图 2(e)所示。旁路磁通 ϕ_4 趋肤于磁芯内侧面, 趋肤深度 d_4 、长度增量 D_2 和平均磁场强度比例系数 b_2 可表示为

$$\begin{cases} d_4 = a_2^3 \sqrt{CD(E - D)}/128 \\ D_2 = \sqrt{1.25}D \\ b_2 = 0.05\delta[1/(E_1 + 0.1D_2) + \\ 1/(E_1 + 0.3D_2) + \dots + 1/(E_1 + 0.9D_2)] \end{cases} \quad (17)$$

则旁路磁通 ϕ_4 及其等效面积为

$$\phi_4 = 4\mu_0(2F_1/\delta)b_2 \frac{D(H+f_1-\delta)}{2} (0.5+0.5K_0) \quad (18)$$

$$S_4 = \phi_4/B_{\text{main}} = b_2D(H+f_1-\delta)(0.5+0.5K_0) \quad (19)$$

2.1.6 左中柱端面至左边柱内侧面的旁路磁通 ϕ_5

左侧中柱端面至左侧边柱内侧面的磁通分布如图2(f)所示。 ϕ_5 长度增量 E_2 和磁场强度比例系数 b_3 可表示为

$$\begin{cases} E_2 = 0.5(D+\delta) \\ b_3 = 0.1\delta[1/(E_1+0.1E_2) + \\ 1/(E_1+0.3E_2) + \dots + 1/(E_1+0.9E_2)] \end{cases} \quad (20)$$

则旁路磁通 ϕ_5 及其等效面积为

$$\begin{cases} \phi_5 = 2K_0\mu_0(2F_1/\delta)b_3A_c/2 \\ S_5 = \phi_5/B_{\text{main}} = b_3A_cK_0 \end{cases} \quad (21)$$

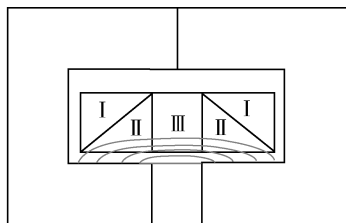
2.1.7 左中柱至左边柱边侧面的旁路磁通 ϕ_6

左侧中柱端面至左侧边柱内侧面的磁通分布如图2(g)所示。 ϕ_6 趋肤深度与 ϕ_4 相同, 磁感应强度比例系数 $b_4 = 2b_2$ 。旁路磁通 ϕ_6 分为 4 个部分, 且磁路内短外长, 磁通分布不均匀, 则旁路磁通 ϕ_6 及其等效面积为

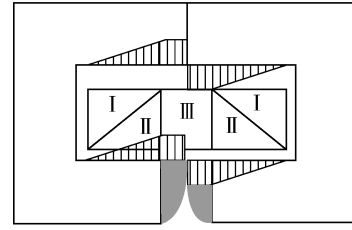
$$\begin{cases} \phi_6 = 4 \frac{2\mu_0F_1}{\delta} b_4 \frac{D}{2} \frac{\delta}{2} \frac{(E_1+D)}{(E_1+D+\delta)} (0.5+0.5K_0) \\ S_6 = b_4D\delta(0.5+0.5K_0)(E_1+D)/(E_1+D+\delta) \end{cases} \quad (22)$$

2.1.8 A_L 和 N 值估算

如图 6 所示, 旁路磁通和扩散磁通未穿过全部绕组, 避开了部分绕组, 这部分绕组对电感无贡献, 因此存在无效匝数。



(a) 扩散磁通穿过区域



(b) 旁路磁通穿过区域

图 6 磁通区域分割

Fig. 6 Division of magnetic flux region

无效匝数 N' 和有效匝数 n_1 、 n_3 、 n_5 可表示为

$$\begin{cases} N'_1 + N'_2 = 0.25\delta^2(S_1 + S_2)/[S(H-\delta)^2] \\ n_1 = 1 - 0.25[\delta/(H-\delta)]^2 \\ N'_3 + N'_4 = 0.25(0.25H + 0.75\delta)(S_3 + S_4)/(SH) \\ n_3 = 1 - 0.25(0.25H + 0.75\delta)/H \\ N'_5 + N'_6 = 0.25\delta(S_5 + S_6)/(2SH) \\ n_5 = 1 - 0.125\delta/H \\ N' = N'_1 + N'_2 + N'_3 + N'_4 + N'_5 + N'_6 \end{cases} \quad (23)$$

式中, $N'_1 \sim N'_6$ 分别为磁通 $\phi_1 \sim \phi_6$ 等效的无效匝数。

总磁通量 ϕ 及总气隙磁导等效面积为

$$\begin{cases} \phi = \phi_0 + \phi_1 + \phi_2 + \phi_3 + \phi_5 + \phi_6 = \\ B_{\text{main}}[S_0 + n_1(S_1 + S_2) + n_3(S_3 + S_4) + \\ n_5(S_5 + S_6)] \\ S = S_0 + n_1(S_1 + S_2) + n_3(S_3 + S_4) + n_5(S_5 + S_6) \end{cases} \quad (24)$$

主气隙磁导 G_1 、边柱微气隙磁导 G_2 和磁芯磁体磁导 G_c 可表示为

$$\begin{cases} G_1 = 0.4\pi S/\delta \\ G_2 = 0.4\pi A_c/\delta_2 \\ G_c = 0.4\pi A_c\mu_r/(4M + E - D - \delta + 0.5\pi D) \end{cases} \quad (25)$$

式中, μ_r 为磁芯相对磁导率。

磁芯中柱开气隙的 EE 型电感器等效磁路模型如图 7 所示, 根据式(25), 可求得磁路电感系数为

$$A_L = 1/(1/G_1 + 1/G_2 + 1/G_c) \quad (26)$$

电感匝数为

$$N = \sqrt{L/A_L} \quad (27)$$

式中, L 为设计的电感量。

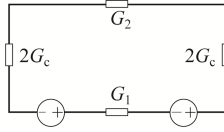


图 7 等效磁路模型

Fig. 7 Equivalent magnetic circuit model

2.2 饱和电流 I_A 的计算

如图 2(a)所示,主磁通 ϕ_0 磁路内侧短外侧长,磁通密度由内侧到外侧逐渐减小;如图 2(b)、(d)和(f)所示,磁通 ϕ_1 、 ϕ_3 和 ϕ_5 趋肤于磁芯内侧面,磁路内短外长,叠加后磁芯内侧面磁通密度更大;如图 2(c)、(e)和(g)所示,磁通 ϕ_2 、 ϕ_4 和 ϕ_6 趋肤于磁芯边侧面,磁路内短外长,叠加后磁芯边侧面磁通密度更大。所有磁通叠加后,磁通分布严重不均匀,同一截面不同位置的磁通密度相差极大,其中以 4 个边角磁通密度最大,如图 8 所示。

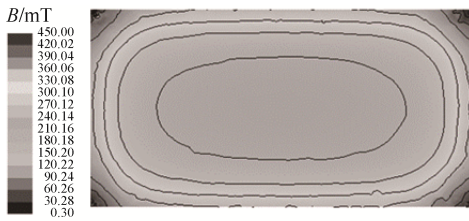


图 8 磁密分布

Fig. 8 Magnetic flux density distribution

单位电流最大时的磁通密度为

$$B_{\max} = \sum B_{\max i} = \left[\frac{1}{K_0} + \frac{S_1}{A_1 K_1} + \frac{S_2}{A_2 K_0} + \frac{S_3}{A_3 K_3} + \frac{(S_4 + S_6)b_1}{A_4 b_2} + 2b_1 \right] B'_{\text{main}} \quad (28)$$

式中: $B_{\max i}$ 为各部分磁通单位电流最大磁通密度; A_1 为扩散磁通 ϕ_1 通过面积, $A_1 = 2Cd_1$; A_2 为扩散磁通 ϕ_2 通过面积, $A_2 = 2Dd_1$; A_3 为旁路磁通 ϕ_3 通过面积, $A_3 = 2Cd_3$; A_4 为旁路磁通 ϕ_4 通过面积, $A_4 = 2Dd_4$; B'_{main} 为单位电流主磁通密度, $B'_{\text{main}} = L/(NS)$ 。

磁通分布不均匀系数为

$$\eta = B_{\max} / B_{\text{av}} \quad (29)$$

式中, B_{av} 为单位电流平均磁密, $B_{\text{av}} = L/(NA_c)$ 。

电感量下降 5% 的饱和电流为

$$I_A = \frac{B_s}{B_{\max} \sqrt{0.95}} \quad (30)$$

式中, B_s 为饱和磁通密度。

根据上述公式建立 Excel 表, 可对磁路各项参数进行求解。

3 实验验证

为进一步验证理论分析与所建公式的正确性, 搭建如图 9 所示的实验测试平台。采用 TH2817B 型 LCR 数字电桥和 TH1733 型电感偏流源, 其可对阻抗、品质因数及饱和电流等参数进行测量。选用 EE13(磁芯常温饱和磁密为 500 mT)、EE16(磁芯常温饱和磁密为 500 mT)、EE13(磁芯常温饱和磁密为 510 mT)及 EE16(磁芯常温饱和磁密为 550 mT)这 4 种型号的电感器作为实验样机。

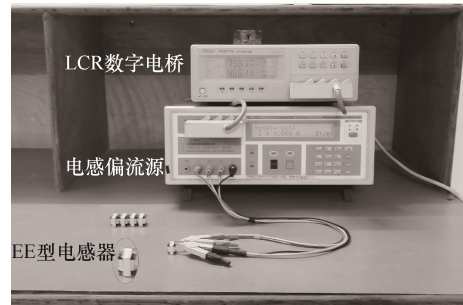


图 9 实验测试平台

Fig. 9 Experimental test platform

通过实验, 可测得不同型号电感器的 L 和 I_A , 同时利用式(27)可求出实测磁路电感系数。根据 Excel 表进行理论计算, 可得 A_{L_1} 和 I_{A_1} 的理论值, 通过文献[10]及式(3)~式(22)可求得 A_{L_2} 的理论值。实验测试结果如表 2 所示, 通过对比可以看出本文所建公式所求结果误差较低, 控制在较为微小的范围内, 证明了理论分析的正确性。

表 2 实验测试
Tab. 2 Experimental tests

电感器 型号	磁芯常温 B_s /mT	实测 A_L /(nH/Ts ²)	理论 A_{L_1} /(nH/Ts ²)	理论 A_{L_2} /(nH/Ts ²)	A_{L_1} 与 A_L 相 对误差/%	A_{L_2} 与 A_L 相 对误差/%	实测 I_A /A	理论 I_A /A	I_A 相对 误差/%
EE13	500	56.08	55.37	50.15	1.27	10.58	0.273	0.271	0.73
EE16	500	56.14	54.89	50.36	2.23	10.31	0.365	0.385	5.48
EE13	510	54.57	52.40	47.37	3.97	13.19	0.830	0.794	4.34
EE16	550	46.48	45.32	41.83	2.50	10.02	0.920	0.890	3.26

4 结语

针对目前尚无对磁芯中柱开气隙的 EE 型中电感器磁路设计参数精确计算的方法, 本文通过理论分析, 在充分考虑扩散磁通、旁路磁通、无效匝数及磁路长度对磁通分布的影响后, 找到了磁芯中磁通密度分布的最大点, 并建立了一系列相关公式, 通过绘制 Excel 表, 实现了对 EE 型中柱开气隙电感器磁路参数的精确计算。辅以实验验证, A_L 相对误差不超过 4%, I_A 相对误差不超过 6%, 验证了理论分析的正确性, 可为工业制作提供参考。单位电流最大时的磁通密度 B_{\max} 和磁密分布不均匀系数 η , 均表明了磁芯磁通分布不均匀的情况, 对新型电感器的设计具有指导作用。

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 [J]. Wuhan: Huazhong University of Science & Technology, 2016 (in Chinese).
- [2] 朱占山, 于生宝, 陈旭, 等. 气隙对电感磁芯内部磁场分布及电感的影响[J]. 磁性材料及器件, 2016, 47(1): 57-60.
- Zhu Zhanshan, Yu Shengbao, Chen Xun, et al. Influence of air-gap on the magnetic flux density and inductance of magnetic core inductor [J]. Journal of Magnetic Materials and Devices, 2016, 47(1): 57-60 (in Chinese).
- [3] 郭月峰. 气隙对铁芯电感参数的影响分析[D]. 长春: 吉林大学, 2017.
- Guo Yuefeng. Analysis of the influence of air-gap on the parameters of core inductance [D]. Changchun: Jilin University, 2017 (in Chinese).
- [4] 邵万里. 防止变压器铁芯饱和的方法[J]. 电工技术, 2020(7): 90-91, 94.
- Shao Wanli. Method for preventing transformer core saturation [J]. Electric Engineering, 2020(7): 90-91, 94 (in Chinese).
- [5] 杨玉岗. 现代电力电子的磁技术[M]. 北京: 科学出版社, 2003.
- Yang Yugang. Magnetic Technology of Modern Power Electronics [M]. Beijing: Science Press, 2003 (in Chinese).
- [6] 官瑞杨, 魏新劳, 王永红, 等. 铁心电抗器气隙边缘效应计算及影响因素[J]. 电机与控制学报, 2018, 22(4): 81-88.
- Guan Ruiyang, Wei Xinlao, Wang Yonghong, et al. Calculation and influence factors of air-gap edge effect of iron-core reactor [J]. Electric Machines and Control, 2018, 22(4): 81-88 (in Chinese).
- [7] 付志恒. 高压大功率平面变压器和电感器的优化设计[D]. 成都: 西南交通大学, 2016.
- Fu Zhiheng. Optimal design of high power planar transformers and inductor [D]. Chengdu: Southwest Jiaotong University, 2016 (in Chinese).
- [8] IEC 60205 Ed.3: Calculation of the Effective Parameters of Magnetic Piece Parts [S].
- [9] 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).
- [10] 赵修科. 开关电源中的磁性元件[M]. 沈阳: 辽宁科学技术出版社, 2014.

- Zhao Xiuke. Magnetic Element in Switching Power Supply [M]. Shenyang: Liaoning Science and Technology Publishing House, 2014 (in Chinese).
- [11] 王星, 程志江, 孟德扬, 等. 高频低压平面变压器磁芯气隙的研究[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).
- [12] Pinar A, Selami B, Funda B A. 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: 135-144.
- [13] Tao Guobin, Xu Jinfeng, Zhao Luoyin, et al. The simulation analysis of magnetic circuit of contactless power transfer system based on ANSYS [C]// Second International Conference on Digital Manufacturing & Automation, IEEE Computer Society. Zhangjiajie, China, 2011: 1328-1331.
- [14] Yang Yugang, Ma Jie, Ho C N M, et al. A new coupled-inductor structure for interleaving bidirectional DC-DC converters [J]. IEEE Journal of Emerging & Selected Topics in Power Electronics, 2015, 3(3): 841-849.
- [15] 谢龙汉, 李杰鸿. ANSYS 电磁场分析[M]. 第 2 版. 北京: 电子工业出版社, 2015.
- Xie Longhan, Li Jiehong. ANSYS Electromagnetic Field Analysis [M]. Beijing: 2nd edition. Publishing House of Electronics Industry, 2015 (in Chinese).
- [16] 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 in inductive power transfer system based on magnetic-field division [J]. Journal of Huazhong University of Science and Technology (Natural Science Edition), 2022, 50(1): 31-37 (in Chinese).
- [17] Chen Wei, He Jiannong, Luo Henglian, et al. Winding loss analysis and new air-gap arrangement for high-frequency inductors [C]// Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference. Vancouver, Canada, 2001: 2084-2089.

作者简介:

陈庚(1998—), 男, 中国电源学会会员, 硕士研究生。研究方向: 电力电子技术及磁集成技术。E-mail: 1064611071@qq.com。

黄思仲(1965—), 男, 本科, 高级工程师。研究方向: 高频变压器、开关电源。E-mail: 121632954@qq.com。

杨玉岗(1967—), 男, 中国电源学会高级会员, 通信作者, 博士, 教授。研究方向: 电力电子技术及磁集成技术。E-mail: 447987957@qq.com。

林金城(1974—), 男, 高级工程师。研究方向: 高频变压器、开关电源。E-mail: 451827138@qq.com。



陈庚