

铁氧体环形电感器寄生电容的提取

王世山 崔永生 谢少军

(南京航空航天大学自动化学院 南京 210016)

摘要 铁氧体电感器在较高频率时可等效为“电阻、电感”的串联支路与一寄生电容的并联, 该电容的存在对电感器的高频性能有重要影响。建立铁氧体环形电感器 2D 平行平面场和 3D 静电场有限元模型, 分别计算任意两线匝之间的杂散电容, 由此得到其等效电容网络。若在电感器输入和输出线匝间加一单位电流, 基于节点电压方程, 则可求解得到电感器的容性集中参数——寄生电容。在假定该寄生电容与频率无关时, 利用测试电感器的谐振频率, 可得到该寄生电容。计算与实验对比显示, 电感器的边缘效应在静电场的模型建立中占据非常重要的地位, 即包括线匝杂散电容计算在内的静电场分析必须以 3D 模型进行。若仅考虑相邻 3 匝间的杂散电容, 则电感器等效寄生电容值可达考虑所有线匝间杂散电容时寄生电容的 95% 以上, 寄生电容与铁氧体磁心和导线绝缘材料的介电常数呈线性关系, 且绝缘材料的介电常数对寄生电容的影响更大。

关键词: 电感器 有限元法 寄生电容 谐振频率

中图分类号: TM135, TM153

Extraction of Parasitic Capacitance for Toroidal Ferrite Core Inductor

Wang Shishan Cui Yongsheng Xie Shaojun

(Nanjing University of Aeronautics and Astronautics Nanjing 210016 China)

Abstract In the higher frequency range, the ferrite core inductor can be considered as an equivalent circuit model, which is formed of a series branch of a resistance and an inductance paralleling a parasitic capacitance, and the capacitance can play an important role in the high performance of the inductor. The models of 2D parallel plane field and 3D electrostatic finite element (FE) for the toroidal ferrite core inductor are presented, and the stray capacitances between every two turns are calculated. Then, the equivalent network of capacitances can be obtained. If a unitary current is applied between the input and output turns of the inductor, the capacitive lumped parameter, i.e., the parasitic capacitance can be calculated using the node-voltage equation method. The stray capacitance can be measured using resonant frequency method on the assumption that the capacitance is independent of frequency. Contrasting calculated results with the measured one, it is shown that the fringe effect of inductor is very crucial to build electrostatic model, i.e., the problems of the electrostatic field must be analyzed using 3D model as well as calculating the stray capacitance of turn to turn for inductor. If only considering the stray capacitance between the adjacent three turns, the value of equivalent parasitic capacitance can reach to above 95% of the total value of which all turns of the coil are considered. The parasitic capacitance has a linear relationship with permittivity of the ferrite magnetic core and the insulating coats of conductor, in which it is more obviously influenced by the insulating coats.

Keywords: Inductor, finite element method (FEM), parasitic capacitance, resonant frequency

1 引言

电感器是电子系统中的重要感性元件,采用铁氧体磁心的电感器由于磁心电阻率高而得到广泛应用^[1]。当该类元件工作于电磁传导干扰要求的频率范围,即 0.15~30MHz 时,对应的最小波长为 10m,所以电感器在该频率范围内可以按照集中参数来建立模型,能为优化设计系统的整体性能奠定基础^[2]。

电感器在低频时可等效为感性元件;随着工作频率的提高,匝间电容效应逐渐显现出来,直至达到谐振频率时,等效感抗与容抗相等,电感器可等效为极高阻抗的阻性元件;进一步,高于谐振频率,电感器呈现为容性^[3-4]。可见,感性元件电感器的高频工作特性完全取决于元件的寄生电容,而该寄生电容是所有线匝间杂散电容的集中体现。因此,对电感器任意两线匝间的杂散电容以及由此等效的集中参数——寄生电容的研究具有重要的意义。

提取电感器的寄生电容可以通过经验公式法、解析法、实验测试法和数值计算法。

经验公式法^[5-7]是一种非常粗略的估计电感器寄生电容的方法,无法详细反映元件的材料及结构尺寸;对于已有空心柱型电感器的电容计算方法也无法推广至环形磁心电容的对应计算^[8-9]。

解析法^[10-11]也是一种近似求解电容的方法,其基本思路是将整个电场能量占有空间划分为许多单元,当每个单元内近似为均匀电场时,则单元等效电容可以采用平行板电容器计算公式。文献[10-11]以电力线上各点电场强度处处相等而得到 EC 和 EI 型电感器等效寄生电容,由于前提假设不当,其结论缺乏可信性。对于铁氧体环形电感器,很难寻找到足够小的单元按照平板电容器公式计算该类电感器寄生电容。

结合测试元件谐振频率的方法可确定电感器的寄生电容^[12-15]。文献[12-13]认为谐振频率时的电感和低频率时的电感相等,由此可以通过测试谐振频率和低频电感的方法测试寄生电容。显然,如果考虑磁心涡流效应,谐振频率时的等效电感与低频(或静态)时的电感有很大不同,由此得到的寄生电容明显偏小。更严格的方法^[14-15]认为谐振频率和低频时的等效电感不同,从而可以得到等效寄生电容。但是该类方法测量寄生电容严重依赖电感量的准确计算,笔者认为仅可当作电感、电容计算或测量间的相互印证。

可见,对于电感器寄生电容的提取,数值计算

法成为达到这一目标的重要选择。结合电磁场数值计算的不同特点,有限元法(FEM)成为解决该类问题的有效方法。文献[16]对 E 型结构电感器建立了 2D 轴对称模型,计算了任意两匝间杂散电容。对于环形结构电感器,由于边界条件无法满足轴对称条件,所以无法直接借鉴文献[16]的方法。类似问题高频变压器中也存在,文献[17-19]认为由于工作电流的缘故使得这些线匝的电位呈线性分布从而可以通过有限元计算出静电场能量,进一步计算出寄生电容。这一方法一方面不能计算出任意两匝间电容,另外还误认为直流电流产生的匝间电位分布和杂散电容产生的电位分布是同一概念,所以该方法也无法用于环形电感器的寄生电容计算。

综上所述,经验法过于粗略;目前的实验法准确度严重依赖于电感的计算或测量;解析法在电力线的路径上难以找到合适的单元使得其内电场强度为常数,因此也难以实现。结合数值计算法的特点,有限元法成为解决该类问题的重要手段。

根据环形电感器边值问题特点,求解其匝间杂散电容问题为 3D 静电场问题。由于 3D 有限元建模、剖分的复杂性,作者在相关学术期刊上尚未检索到相关的研究论文。因此,本文拟建立环形电感器的 3D 有限元静电场模型,利用 Ansys 软件计算任意两匝之间的杂散电容,建立电感器的电容网络,可以计算得到电感器的寄生电容,并与实验结果相比较。

2 寄生电容的计算原理

2.1 线匝间杂散电容

当采用集中电容参数建立电感器的静电场模型时,考虑到其结构尺寸,即使工作在较高频率时,仍可认为各线匝互相独立地“等电位”。因此,各线匝之间的杂散电容可以看作是各独立线匝间的“部分电容”。

设共有 n 匝的电感器(如图 1 所示),各线匝的序号分别为 0, 1, 2, ..., $n-1$ (如图 2 所示),当此电感器组成一个静电独立系统时,则各线匝表面的电荷量 Q_i 与两线匝间的电位差 U_{ij} 之间的关系为^[20]

$$\begin{cases} Q_1 = C_{10}U_{10} + C_{12}U_{12} + \dots + C_{1k}U_{1k} + \dots + C_{1,n-1}U_{1,n-1} \\ \vdots \\ Q_k = C_{k1}U_{k1} + C_{k2}U_{k2} + \dots + C_{k0}U_{k0} + \dots + C_{k,n-1}U_{k,n-1} \\ \vdots \\ Q_{n-1} = C_{n-1,1}U_{n-1,1} + \dots + C_{n-1,k}U_{n-1,k} + \dots + C_{n-1,0}U_{n-1,0} \end{cases} \quad (1)$$

式中, 序号为 0 的线匝为参考线匝, C_{k0} 称作自有部分电容, 即 k 线匝与参考线匝 (0 线匝) 之间的部分电容; C_{ij} 为 i 线匝与 j 线匝之间的部分电容。

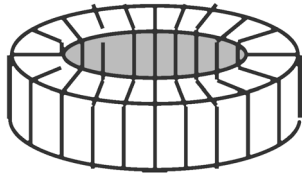


图 1 铁氧体密绕电感器

Fig.1 Closely-packed ferrite core inductor

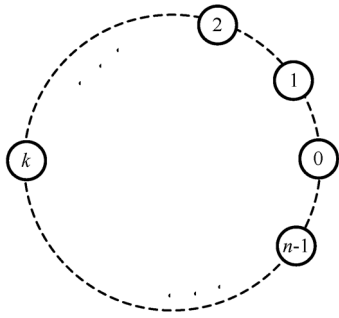


图 2 电感器线匝序号

Fig.2 No. of turns for inductor

若令参考线匝电位 $U_0=0$, 其余所有线匝电位均为单位 1, 即

$$U_0=0, U_1=U_2=\dots=U_{n-1}=1 \quad (2)$$

则

$$C_{10} = Q_1, C_{20} = Q_2, \dots, C_{n-1,0} = Q_{n-1} \quad (3)$$

即当选择参考线匝为 0, 其余所有线匝电位为 1V 时, 各线匝表面的电荷总量即为这些线匝对参考线匝的部分电容。另外, 若电感器所有线匝均匀绕制, 由其特殊结构可以看出

$$\begin{cases} C_{10} = C_{21} = \dots = C_{n-2,n-3} = C_{n-1,n-2} \\ C_{20} = C_{31} = \dots = C_{n-1,n-3} \\ \vdots \\ C_{n-2,0} = C_{n-1,1} \\ C_{n-1,0} = C_{1,0} \end{cases} \quad (4)$$

可见, 只要计算得到所有线匝对参考线匝的部分电容, 则电感器任意线匝间的部分电容均可得到。根据图 2 上下对称的结构特点可进一步得到

$$\begin{cases} \text{偶数匝} \\ \begin{cases} C_{10} = C_{n-1,0} \\ C_{20} = C_{n-2,0} \\ \vdots \\ C_{n/2-1,0} = C_{n/2+1,0} \end{cases} \\ \text{奇数匝} \\ \begin{cases} C_{10} = C_{n-1,0} \\ C_{20} = C_{n-2,0} \\ \vdots \\ C_{(n-1)/2,0} = C_{(n+1)/2,0} \end{cases} \end{cases} \quad (5)$$

由此可见, 只要采用合适的方法, 求解得到在式 (2) 条件下各导体表面的电荷总量, 则可以求解得到所有线匝对参考线匝的部分电容, 从而可得到任意两线匝之间的部分电容。

特别指出, 一般认为静电场中采用能量法求解部分电容精度较高, 并且容错性也好。但若有 n 个部分电容, 必须采用 n 个不同的边界条件, 求出静电场的能量才能求解这 n 个部分电容, 不仅编写程序复杂, 更重要的是计算量非常大。据本文如下采用平行平面场模型, 即使采用对称结构后, 本文的算例采用 Ansys 的 CMatrix 指令 3h 内也不能计算完成。

2.2 有限元模型及对应的边值问题

结合本文电感器结构特点和各种电磁场数值计算特点, 有限元法是求解如图 1 在边界条件 (1) 下的较为合适的数值计算方法^[21]。为比较该类静电场计算中边缘效应的影响, 分别以 2D 和 3D 有限元法建立模型进行计算。

在建立 2D 平行平面场时, 近似认为轴线方向无限长, 即忽略边缘效应, 则可建立如图 3 所示 (以偶数匝为例示意) 的有限元模型。图 3 中, 所有导线表面为第一类边界条件; 由于对称性, x 轴上满足电位齐次第二类边界条件; 所有介质的分界面, 也自动满足分界面上衔接条件; 最外区域, 称为“无限单元区域”, 距电感器距离足够远, 且认为电位以 $1/r$ 的规律衰减。因此, 以电位 φ 为自由度时整个模型的边值问题为

$$\begin{cases} \frac{\partial^2 \varphi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \varphi}{\partial y^2} = 0 & \text{待求场域} \\ \varphi|_{S_0} = 0 & \text{参考线匝} \\ \varphi|_{S_i} = 1 & \text{除参考线匝外} \\ \varphi_i = \varphi_j & \text{空气和绝缘层、磁心的分界线} \\ \frac{\partial \varphi}{\partial y} = 0 & \text{对称轴 } x \text{ 轴} \end{cases} \quad (6)$$

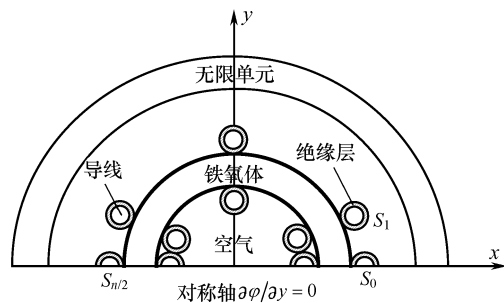


图 3 平行平面有限元模型

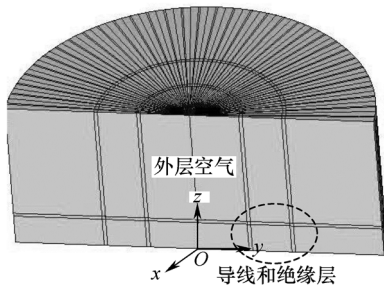
Fig.3 FE model of parallel plane field

当图 1 中电感器的轴向长度与铁氧体半径可以相比拟时, 其边缘效应可能有较大的影响, 所以需要建立分析该电场的 3D 有限元模型。考虑到 3D 模型的剖分难度和计算时间, 建立其模型一定要考虑主要影响因素, 忽略次要因素。经研究, 本文采用将导线等效为矩形截面积的方法, 不仅可以选六面体为剖分单元, 而且可以顺次将电感器周围包围的空气、铁氧体和绝缘材料均采用六面体单元进行剖分, 所建立的整体及局部模型如图 4 所示。对应的边值问题中, 第一类边界条件和分界面的衔接条件和式 (6) 相同, 而泛定方程为

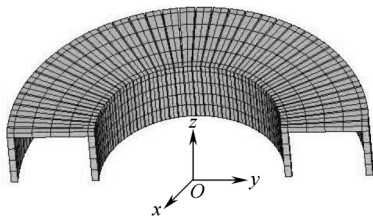
$$\frac{\partial^2 \varphi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \varphi}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \varphi}{\partial z^2} = 0 \quad (7)$$

同时, 在上下对称面 (设为 xoy 面)、空气外表面近似地满足齐次第二类边界条件

$$\frac{\partial \varphi}{\partial n} = 0 \quad (8)$$



(a) 整体模型



(b) 导线和绝缘层

图 4 电感器 3D 有限元模型

Fig.4 3D FE model for inductor

由上述边值问题, 可以剖分整个求解区域, 设定对应的边界条件, 可以求解得到各节点的电位和对应的电荷分布, 由式 (3) 和式 (4) 可求得任意匝间的部分电容。

2.3 电容网络建立及等效集中电容

根据边值问题求解得到任意两匝之间的部分电容, 则可建立包含所有线匝的电容网络 (如图 5 所示)。

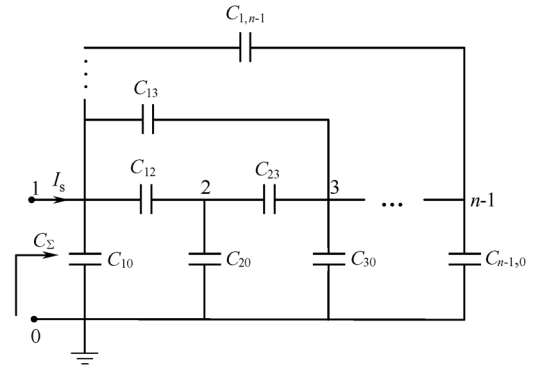


图 5 部分电容组成的电容网络

Fig.5 Capacitance network consisting of partial capacitances

设在 1-0 匝间输入单位电流 $I_s = 1$, 则可列节点

电压方程

$$j\omega Y_C \dot{U} = (I_s \ 0 \ \dots \ 0)^T \quad (9)$$

$$Y_C = \begin{pmatrix} \sum_{i=1}^{n-1} C_{1i} & -C_{12} & \dots & -C_{1,n-1} \\ -C_{21} & \sum_{i=1}^{n-1} C_{2i} & \dots & -C_{2,n-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -C_{n-1,1} & -C_{n-1,2} & \dots & \sum_{i=1}^{n-1} C_{n-1,i} \end{pmatrix} \quad (10)$$

式中 $j\omega Y_C$ ——导纳矩阵;

U ——节点电压列矩阵;

$$\dot{U} = (\dot{U}_1 \ \dot{U}_2 \ \dots \ \dot{U}_{n-1})^T$$

$$C_{ij} = C_{ji}$$

为方便, 规定 $C_{ii} = C_{i0}$ 。

令

$$\begin{aligned} \dot{U}' &= (\dot{U}'_1 \ \dot{U}'_2 \ \dots \ \dot{U}'_{n-1})^T \\ &= j\omega (\dot{U}_1 \ \dot{U}_2 \ \dots \ \dot{U}_{n-1})^T \end{aligned} \quad (11)$$

则方程 (9) 变为

$$Y_C \dot{U}' = (I_s \ 0 \ \dots \ 0)^T \quad (12)$$

求解该方程, 结合式 (11), 则可得节点 1 的电位

$$\dot{U}_1 = \frac{\dot{U}'_1}{j\omega} \quad (13)$$

则等效入端导纳为

$$Y_\Sigma = \frac{I_s}{\dot{U}_1} = j\omega \frac{I_s}{\dot{U}'_1} \quad (14)$$

对应的入端等效电容

$$C_{\Sigma} = \frac{i_S}{U_1'} \quad (15)$$

当取 $i_S = 1$ 时, 则

$$C_{\Sigma} = \frac{1}{U_1'} \quad (16)$$

因此, 当建立图 5 所示的等效电容网络后, 只要求解线性方程组式 (12) —— “系数矩阵为电容组成的矩阵, 方程右端除第 1 个元素为 1 外其余均为 0”, 则其解第一个元素的倒数即为网络等效入端电容。

3 寄生电容的间接测量原理

应用于电力电子系统的电感器, 无论叠片铁心、铁粉心还是铁氧体磁心, 均可以等效为一交流电阻 R_{ac} 和交流电感 L_{ac} 的串联支路, 然后与一寄生电容 C_p 的并联 (如图 6a 所示) [15,22], 该寄生电容也即图 5 及式 (16) 的等效入端电容 C_{Σ} 。

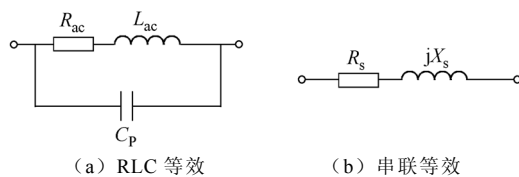


图 6 电感器等效电路

Fig.6 Equivalent circuit for inductor

图 6a 中的交流电阻 $R_{ac} = R_w + R_c$, 交流电感 $L_{ac} = L_w + L_c$, 其中 R_w 和 L_w 分别为导线交流电阻和交流电感, 可采用近似解析表达式计算 [15,23]; R_c 和 L_c 分别为磁心的交流等效电阻和电感, 与工作频率有关, 可通过有限元法计算得到。

进而, 图 6a 的并联支路可等效为图 6b 由电阻和电抗组成的串联等效电路, 其等效的“电抗”为

$$X_s = \frac{\omega L_{ac}(1 - \omega^2 L_{ac} C_p - C_p R_{ac}^2 / L_{ac})}{(1 - \omega^2 L_{ac} C_p)^2 + (\omega R_{ac} C_p)^2} \quad (17)$$

令 $X_s = 0$, 则图 6b 串联电路呈谐振状态。由于 C_p 与 f 无关, 而 $L_{ac} = L_{ac}(f)$, $R_{ac} = R_{ac}(f)$, 所以

$$C_p = \frac{1}{\omega_r^2 L_{ac}(f_r) + R_{ac}^2(f_r) / L_{ac}(f_r)} \quad (18)$$

由此, 在有限元法计算交流电阻 R_{ac} 和电感 L_{ac} 的基础上, 当测量得到电感器的谐振频率 f_r 后, 则电感器的寄生电容可以通过间接测量得到。

4 寄生电容计算和测量结果

本文以两个铁氧体电感器为例, 其尺寸及相关参数结构见表 1。

表 1 模型电感器结构参数

参数	电感器 1	电感器 2
内径 D_1 /mm	19.04	14.5
外径 D_2 /mm	33.2	26.9
高 h /mm	11.4	7.92
磁心磁导率 μ_r	87	71
磁心相对介电常数 ϵ_r	10	10
绝缘层相对介电常数 ϵ_c	4	4
磁心电导率/($S \cdot m^{-1}$)	4×10^{-3}	2.5×10^{-3}
导线径/mm	0.60	0.51
导线电阻率/($\Omega \cdot m$)	1.724×10^{-9}	1.724×10^{-9}
匝数 N	65	75

所采用的实验仪器为 HP4284A-RLC 测试仪和 Agilent 4395A /Impedance Analyzer (100kHz~500 MHz)。前者的特点是测试频带宽度为 20Hz~1MHz, 测试 1MHz 以下电感器阻抗具有较高的精度, 而后者测试频带为 100kHz~500MHz, 但是 1MHz 以下测试数据的稳定性较差。

计算采用有限元软件 Ansys, 选择 Solid122 为剖分单元。为提高计算精度和方便每匝的后处理, 静电场计算时所有剖分单元均采用六面体剖分 (如图 7 所示), 式 (2) 的边界条件赋予相应单元的节点上。对于 $n=65$ 匝电感器, 共有剖分节点 Nodes=120 719, 六面体单元数 Elements=28 314。

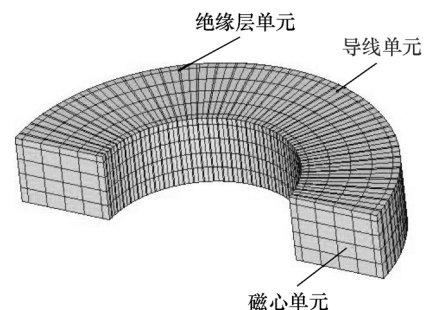


图 7 除空气之外的六面体剖分单元

Fig.7 Hexahedral elements except air elements

4.1 边缘效应的影响

根据如前建立的 2D 平行平面场和 3D 有限元模型, 由式 (3)~式 (5) 可见, 只要计算出任意匝对参考匝的部分电容 C_{k0} , 则其整个电容网络 (如图 5 所示) 可以建立。以电感器 1 为例, 采用两种模型计算得到任意匝对参考匝的部分电容 C_{k0} 如图 8 所示。

计算显示, 两种模型计算得到的杂散电容均以相邻匝为主, 且 2D 平行平面场模型 (图中为比较, 扩大了 20 倍) 得到的数值远小于 3D 数值, 即 $C_{10}(2D)/C_{10}(3D)=3.8\%$ 。进一步, 将由此计算得到的等效并联寄生电容与实验值比较见表 2。

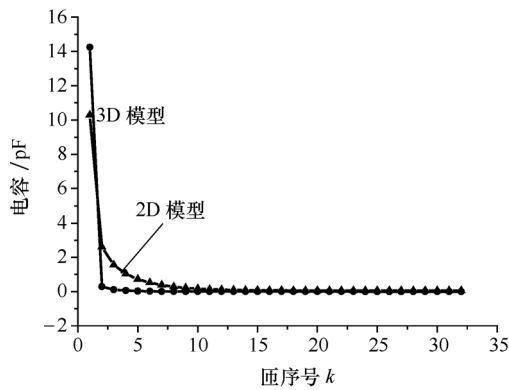


图 8 2D 和 3D 模型匝间部分电容的对比

Fig.8 Comparison of partial capacitances using 2D and 3D models

表 2 谐振频率和寄生电容

Tab.2 Resonant frequencies and parasitic capacitances

参 数	电感器 1
f_r/MHz	2.107 17
$L_{ac}/\mu\text{H}$	260.9
R_{ac}/Ω	2108.8
测量 C_p/pF	15.93
3D 模型计算 C_p/pF	15.95
误差 (绝对/相对)	0.02pF/0.13%
2D 模型计算 C_p/pF	1.17
误差 (绝对/相对)	-14.76pF/-92.66%

通过与实验比较, 3D 模型取得了与实验基本一致的结果; 对应 2D 平行平面场模型, 误差则达 10 倍以上。本文认为, 产生这一误差的主要原因是电感器的“边缘效应”, 即在本文电感器的结构下无法满足轴向长度 H 远大于半径 R , 由此电感器截面弯曲区域的导线及径向平面导线的电容影响不可忽略。因此, 在该类电感器的静电场分析中 (不仅仅计算部分电容), 而且必须建立计及边缘效应的 3D 场模型。

4.2 相邻线匝部分电容及寄生电容

对均匀绕制的电感器线圈, 只要计算所有 $C_{10} \sim C_{n/2,0}$ (偶数匝) 或 $C_{10} \sim C_{(n-1)/2,0}$, 即可得到图 5 所示的电容网络, 从而根据式 (16) 计算得到集中电容参数, 即图 6 的等值并联电容 C_p 。图 9 以电感器 1 为例, 以 3D 模型计算得到任意匝对参考匝的部分电容 (同图 9 的 3D 模型曲线) 及考虑第 1~ k 匝后得到的等效寄生电容 C_p 。

计算显示, 除相邻匝外, 其余各匝对参考匝的部分电容随着远离参考匝而逐渐减小, 尤其从间隔一匝开始比较相邻匝, 部分电容急剧减小, 即使相隔一匝也仅占到相邻匝部分电容的 2.1%。

如考虑所有线匝时, 寄生电容 $C_p=15.95\text{pF}$ (称

为稳定值); 若仅考虑相邻 1 匝效应, 则 $C_p=14.45\text{pF}$, 达稳定值时的 90.6%; 若考虑相邻 1-2 匝效应, 则 $C_p=15.04\text{pF}$, 达稳定值时的 94.3%; 若考虑相邻 1-3 匝效应, 则 $C_p=15.35\text{pF}$, 达稳定值 96.2%。因此, 如欲使计算精度达到考虑所有线匝后得到对应值的 95% 以上, 则考虑相邻 3 匝间的部分电容即可达到所要求的精度。

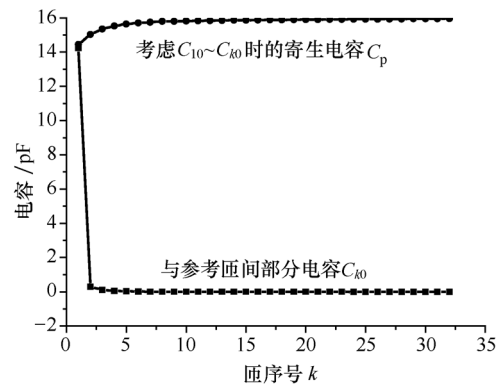


图 9 线匝间部分电容及总寄生电容

Fig.9 Partial capacitances between turns and total parasitic capacitances

对电感器 1 和电感器 2 均以相邻 3 匝计算其等效的寄生电容见表 3。

表 3 以相邻 3 匝计算并联寄生电容

Tab.3 Parallel parasitic capacitance based on adjacent 3 turns

参 数	电感器 1	电感器 2
f_r/MHz	2.107 17	2.846
测量 C_p/pF	15.93	10.41
计算 C_p/pF	15.35	11.40
绝对误差/pF	-0.58	0.99
相对误差 (%)	-3.6	9.5

计算显示, 以相邻 3 匝为计算基础, 取得与测量结果基本一致的结果, 为进一步简化该类电感器的静电场模型打下了基础。

4.3 介电常数对寄生电容的影响

根据平行板电容计算公式, 电容与介质的介电常数呈正比例关系, 对于非平行板复杂电极组成的电感器等效寄生电容与绝缘层、铁氧体磁心的介电常数分别如图 10 所示呈线性关系。进一步, 可以分别拟合在本文结构下寄生电容和介电常数的线性表达式。由曲线和拟合表达式可见, 相比较磁心, 虽然绝缘层厚度很小, 但它对寄生电容的影响更大, 这是因为绝缘层直接填充在两电极之间, 而磁心则在所有电极之外。

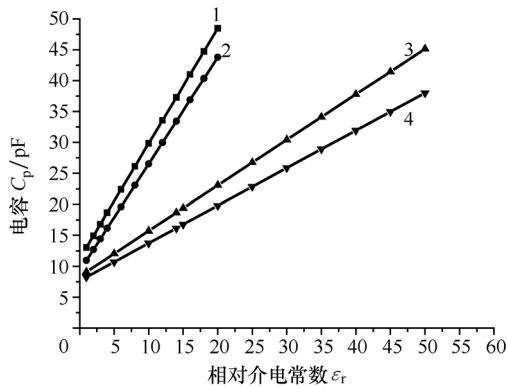


图10 寄生电容与介质介电常数关系

1. $n=65, \epsilon_r=14, C_p=11.22+1.86\epsilon_r$ 2. $n=75, \epsilon_r=14, C_p=9.24+1.73\epsilon_r$
 3. $n=65, \epsilon_c=4, C_p=8.37+0.74\epsilon_r$ 4. $n=75, \epsilon_c=4, C_p=7.65+0.61\epsilon_r$

Fig.10 The relationships between parasitic capacitance and permittivity

5 结论

以铁氧体环形电感器为对象,建立了3D有限元静电场模型,研究了寄生电容的计算问题,并将计算结果与实测结果进行对比,得到如下结论:

(1)采用3D有限元静电场计算,可以较准确地得到铁氧体环形电感器的寄生电容,数值计算和实验误差在10%以内,说明了模型的正确性,是分析电感器的一个有效手段。

(2)边缘效应在铁氧体电感器杂散电容的计算中有非常重要的作用,是一个不可忽略的因素。以2D平行平面场有限元模型计算任意两线匝间的杂散电容,并由此得到电感器总寄生电容与实验对比,有超过10倍的误差。

(3)铁氧体环形电感器等效寄生电容主要取决于相邻匝间的电容。如将全部线匝间杂散电容考虑后得到的电容称为稳定值,则仅考虑相邻匝间电容,即可达到稳定值的90%;如考虑相邻三匝,则可达稳定值的95%以上。

(4)寄生电容与导线绝缘层、铁氧体介电常数呈线性关系。虽然导线绝缘厚度很小,但其对寄生电容的影响更大。

参考文献

[1] 张世远,路权,薛荣华,等.磁性材料基础[M].北京:科学出版社,1988.
 [2] Philip Fosu Okyere, Ernst Habiger. A novel physically-based PSPICE compatible model for CM chokes[C]. IEEE Proceedings of International Symposium on Electromagnetic Compatibility,1999

(18P201): 33-36.

- [3] 陈恒林,陈玮,冯利民,等.基于阻抗测量的共模扼流圈高频建模[J].电工技术学报,2007,22(4): 8-12.
 Chen Henglin, Chen Wei, Feng Limin, et al. High frequency modeling for common mode chokes based on impedance measurement[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2007, 22(4): 8-12.
 [4] Marian K Kazimierzczuk, Giuseppe Sancineto, Gabriele Grandi, et al. High-frequency small-signal model of ferrite core inductors[J]. IEEE Trans. on Magnetics, 1999, 35(5): 4185-4191.
 [5] 邱扬,鬲莉,田锦,等.电感器磁心材料特性的参数分析[J].安全与电磁兼容,2002(6): 32-34.
 Qiu Yang, Ge Li, Tian Jin, et al. The parameter analysis method of the material performance of the inductance ferrite core [J]. Security and EMC, 2002(6): 32-34.
 [6] 陈荣杰,蒋全兴.直流偏磁下铁氧体磁性材料特性测试方法的研究[J].电子质量,2007(3): 6-7.
 Chen Rongjie, Jiang Quaxing. Study on the measurement for DC superpositon characteristic of ferrite[J]. Electronic Quality, 2007(3): 6-7.
 [7] 陈穷,蒋全兴.电磁兼容工程设计手册[M].北京:国防工业出版社,1993.
 [8] Grandi G, Kazimierzczuk M K, Massarini A, et al. Stray capacitance of single-layer air-core inductors for high-frequency application[C]. Proc. of IEEE Industry Application, 1996, 3: 1384-1388.
 [9] Gabriele Grandi, Marian K Kazimierzczuk, Antonio Massarini, et al. Stray capacitances of single-layer solenoid air-core inductors[J]. IEEE Trans. on Industry Application, 1999, 35(5): 1162-1168.
 [10] 袁义生.电感器分布电容的建模[J].华东交通大学学报,2006,23(5): 90-93, 101.
 Yuan Yisheng. Modeling of stray capacitance for inductor[J]. Journal of East China Jiaotong University, 2006,23(5): 90-93,101.
 [11] Antonio Massarini, Marian K Kazimierzczuk. Self-capacitance of inductors[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 1997, 12(4): 671-676.
 [12] Bartoli M, Reatti A, Kazimierzczuk M K. Modeling iron-power inductors at high frequencys[C]. Conference Record of the 1994 Industry Applications

- Conference, 29 IAS Annual Meeting, 1994: 1225-1232.
- [13] Lu H Y, Zhu J G, Ramsden V S, et al. Measurement and modeling of stray capacitance in high frequency transformer[C]. Proc. of IEEE PESC'99, 1999: 763-768.
- [14] Gabriele Grandi, Marian K Kazimierzuk, Antonio Massarini, et al. Model of laminated iron-core inductors for high frequencies[J]. IEEE Trans. on Mag., 2004, 40(4): 1839-1845.
- [15] Bartoli M, Reatti A, Kazimierzuk M K. High-frequency models of ferrite core inductors[C]. IECON1994 20th International Conference on Industrial Electronic Control and Instrumentation, 1994, 3(pt3): 1670-1675.
- [16] Qin Yu, Thomas W Holmens. A study on stray capacitance modeling of inductors by using the finite element method[J]. IEEE Trans. on Electromagnetic Capability, 2001, 43(1): 88-93.
- [17] Prieto R, Cobos J A, Garcia O, et al. Taking into account all the parasitic effects in the design of magnetic components[C]. IEEE APEC, 1998: 400-406.
- [18] 凌跃胜, 赵争菡, 李奇男, 等. 高频变压器动态电容的数值计算[J]. 华北电力大学学报, 2005, 32(增刊): 87-90.
- Ling Yuesheng, Zhao Zhenghan, Li Qinan, et al. Numerical calculation of dynamic capacitance for high frequency transformer[J]. Journal of North China Electric Power University, 2005, 32(Sup.): 87-90.
- [19] 赵志英. 小型化航空静止变换器的研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2007.
- [20] 冯慈璋, 马西奎. 工程电磁场导论[M]. 北京: 高等教育出版社, 2000.
- [21] 盛剑霓. 工程电磁场数值分析[M]. 西安: 西安交通大学出版社, 1991.
- [22] Wang Shuo, Lee Fred, Odendaal W G. Single layer iron powder core inductor model and its effect on boost PFC EMI noise[C]. 2003 IEEE 34th Annual Power Electronics Specialists Conference, 2003, 2(pt2): 847-852.
- [23] Reggiani U, Grandi G, Sancineto G, et al. High-frequency behavior of laminated iron-core inductors for filtering applications[C]. APEC 2000, 15th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000(V2): 654-660.

作者简介

王世山 男, 1967 年生, 博士, 副教授, 研究方向为电磁场数值计算、电力电子和电磁兼容。

崔永生 男, 1983 年生, 硕士研究生, 研究方向为电力电子电磁兼容的研究。

(上接第 5 页)

- [8] Lieven Vandeveld, Jan A A Melkebeek. A survey of magnetic force distributions based on different magnetization models and on the virtual work principle[J]. IEEE Trans. Magnetics, 2001, 37(5): 3405-3409.
- [9] Motoasca T Emilia, Hans Blok, Martin D Verweij, et al. Electromagnetic forming by distributed forces in magnetic and nonmagnetic materials[J]. IEEE Trans. Magnetics, 2004, 40(5):3319-3330.
- [10] 杨慎华, 寇淑清, 冯肇华. 光顺化有限元技术在电磁场数据处理中的应用[J]. 计量学报, 1999, 20(2): 136-142.
- Yang Shenhua, Kou Shuqing, Feng Zhaohua. Application of smoothing finite element technique in processing measured data of electromagnetic fields[J]. Acta Metrologica Sinica, 1999, 20(2):136-142.
- [11] 郑君里, 应启珩, 杨为理. 信号与系统: 上册 [M]. 2 版. 北京: 高等教育出版社, 2000.
- [12] Luo Wei, Li Zhiqiang. A convolution method to compute magnetic force distributions[C]. Proc. Of the 13th Biennial IEEE Conf. on Electromagnetic Field Computation, Athens, Greece, 2008:223.

作者简介

罗炜 男, 1975 年生, 博士, 讲师, 研究方向为微分几何、计算机图形学和数值分析。

李志强 男, 1978 年生, 博士研究生, 主要从事电机磁场数值分析以及稀土永磁电机方面的研究。