

文章编号: 1005—0523(2006)05—0090—04

# 电感器分布电容的建模

袁义生

(华东交通大学 电气与电子工程学院, 江西 南昌 330013)

**摘要:**提出了一种分析电感器绕组分布电容的解析方法. 采用该解析法对电感器基本结构单元的分布电容进行了推导, 在此基础上建立了完整的电感器分布电容的模型. 该模型用于几种电感器结构的分析, 得到了一些有用的结论. 最后给出了实验和理论结果的比较, 证明了模型的有效性.

**关 键 词:**解析方法; 分布电容; 建模

**中图分类号:** TM55

**文献标识码:** A

## 1 引言

在电子产品高频化和 EMC 日益受到重视的今天, 器件寄生参数对产品性能的影响已不可忽略. 作为在电力电子电路中的主要能量传递器件—电感器, 其分布参数对电路性能的影响更甚. 电感器绕组的分布电容一方面限制了电感器的高频工作区, 制约了电力电子电路高频化的实现; 另一方面提供了电路传导 EMI 的通路, 在主电路电源侧产生差模和共模电流, 轻则使电路的 EMI 发射超出 EMC 规范, 重则使电路无法正常工作<sup>[1][2]</sup>. 因此, 采用有效的方法预估电感器的分布电容对电感器的设计和电路 EMI 的仿真都有着重要意义.

电感器绕组分布电容的求取通常有三种方法. 第一种方法<sup>[3]</sup>是用有限元的算法计算绕组间的静电贮能, 再推导出分布电容. 这种方法比较精确, 也能获得频变电容值, 但太复杂. 第二种方法<sup>[4][5]</sup>是首先建立元件的高频模型, 再用一些阻抗测试实验结果推导出绕组分布电容. 这种方法受模型的复杂程度和测试的精度影响较大, 需要较多的测试而结果不甚理想. 第三种方法<sup>[6]</sup>就是解析法. 这种方法同第一种方法一样, 需要知道绕组和磁芯材料的物理和几何参数, 但所得的解析结果电意义明显, 可用于指导电感器和变压器的设计.

本文建立了 EC 磁芯绕制的电感器绕组分布电容的解析模型, 其中不仅考虑了邻近匝间的分布电容, 而且也考虑了非邻近匝间的分布电容, 从而获得了较完整的分布电容

拓扑. 用该模型对几个电感器结构的仿真分析, 得到了一些很有用的结论. 最后的实验测试结果和解析模型计算结果的比较, 证明了该模型的准确性和有效性.

## 2 电感器分布电容的建模

电感器的高频工作模型可以用图 1 所示电路来等效. 其中,  $R_{ac}$  是电感器绕组高频电阻, 它受趋肤效应的影响, 与频率的平方根成正比.  $L$  是绕组电感器.  $C_s$  则是电感器两端等效集总电容. 图 1 中并没有考虑磁芯对地分布电容, 因此适用于电感器附近没有地平面的情况.

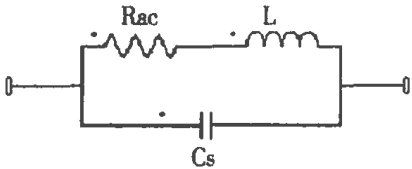


图 1 电感器等效电路模型

电感器的分布电容主要由下列几部分分布电容构成.

- 1) 邻近线匝间分布电容(包括同一层内和邻近层间)
- 2) 非邻近线匝间分布电容(包括同一层内和邻近层间)
- 3) 线匝与磁芯之间分布电容
- 4) 磁芯与地之间分布电容

其中, 前三种分布电容影响着电路的差模电流, 后两种分布电容则产生了共模电流. 由于磁芯对地分布电容较易获取, 本文侧重分析前三种电容以获取等效的集总电容  $C_s$ .

收稿日期: 2006—07—12

作者简介: 袁义生(1974—), 男, 江西上高人, 博士, 研究方向为电力电子电路及 EMI.

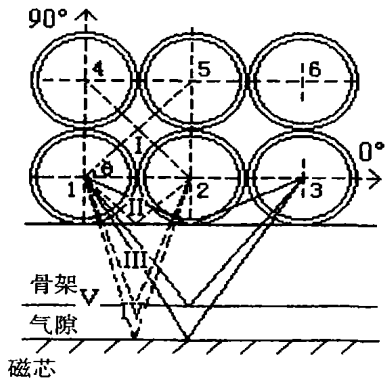


图 2 电感器绕组横截面图

2.1 分布电容的计算

一个电感器的横截面如图 2 所示. 其中绕组只画出两层六匝, 作为基本结构单元分布电容的分析使用. 设绕组为对称绕制, 忽略边缘效应, 因此求取该结构分布电容就可以推导出电感器的等效集总电容  $C_s$ .

在图 2 所示电感器中, 各线匝紧密绕制. 对于任意一匝完全被其余匝所包围的线圈, 可以忽略邻近效应, 而认为产生电场的电荷均匀分布于线匝的导体表面. 而且, 由于导体表面的绝缘层极薄, 可以认为由该导体发出的所有电力线都只能终止于包围其的邻近导体, 而不能到达无穷远. 这样, 由于绕组为对称绕制, 在邻近导体围成的区域内 (如线匝 1, 2, 4, 5 围成的气隙内), 电力线均匀分布. 对于两个邻近导体, 两者之间的分布电容  $dC$  由连接两者的电力线围成的相对面积  $dS$  和电力线路径  $x$  决定:

$$dC = \epsilon_r \epsilon_0 \frac{dS}{x} \tag{1}$$

其中,  $\epsilon_r$  是相对介电常数,  $\epsilon_0$  是真空介电常数.  $x$  是连接两个导体的电力线径长. 以图 2 所示直角坐标为参考,  $x$  是角度的函数.

图 2 中线匝 1 与周围线匝构成的分布电容包括  $C_{12}$ ,  $C_{13}$ ,  $C_{14}$ ,  $C_{15}$ . 电容下标两位代表各线匝标号.

对这些电容的分析如下.

2.1.1 同层邻近匝间电容  $C_{12}$

由线匝 1 上的电荷出发到达线匝 2 的电荷的电力线径长  $x$  不是一个常数, 特别是在空气隙内时. 文[6]中采用最短路径的方法描述两者之间的电力线, 但这种方法所得结果将偏大, 而且不能用于分析非邻近线匝之间的分布电容. 本文则采用双折线来描述线匝之间的电力线形状. 即电力线由一导体表面垂直出发, 到达两线匝对称轴线时折向到垂直于另一导体表面的方向, 直至到达另一导体表面 (如图 3 所示). 双折线更接近实际的类抛物线形状电力线, 而且可以用于非邻近线匝之间的分布电容的分析.

邻近线匝 1 和线匝 2 构成的分布电容  $C_{12}$  由连接两者的电力线围成的两导体表面相对区域构成的各分布电容并联而成. 根据电力线双折线近似, 可以将电力线所包含区域划分为四个部分 I, II, III, IV (如图 2), 各部分的单元分布电容的组成如图 4 所示.

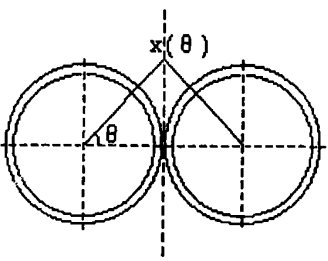


图 3 邻近导体电力线路径

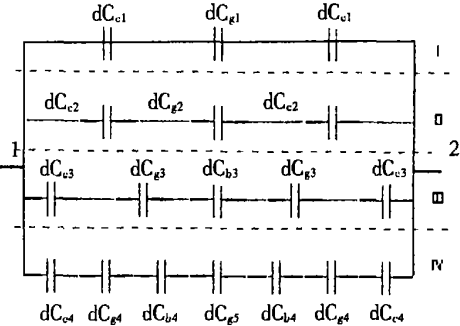


图 4  $C_{12}$  的单元分布电容构成

区域 I 是线匝 1 和 2 的中轴线上侧的电力线区域. 该区域的电力线穿过线匝 1 绝缘层 (相应的单元电容  $dC_{c1}$ , 如图 4), 线匝 1 绝缘层和线匝 2 绝缘层之间空气隙 (相应的单元电容  $dC_{g1}$ , 如图 4), 以及线匝 2 绝缘层 (相应的单元电容也为  $dC_{c1}$ , 如图 4). 因此, 区域 I 的分布电容由这三部分单元电容串联而成. 因为区域 I 在线匝 1, 2, 4, 5 围成的区域内, 而该区域内电力线由各线匝均分, 因此区域 I 内电力线最大  $\theta$  角为  $45^\circ$  (如图 3).

区域 II, III, IV 的电力线位于线匝 1 和 2 的中轴线下侧. 如图 2 所示, 区域 II 的电力线同区域 I 中的一样, 只穿过两个线匝的绝缘层和两者之间的气隙. 而区域 III 中的电力线除此之外, 还要穿过另一个绝缘介质—骨架. 区域 IV 的电力线则还要穿过磁芯和骨架之间的气隙. 在区域 II, III, IV 中, 电力线都要穿过不同的介质, 根据静电场的边界条件, 穿越不同绝缘介质的电场的法向分量和切向分量都是连续的, 即电力线在边界处连续. 因此, 在这些区域采用电力线双折线近似仍然是合理的.

首先推导区域 I 中的绝缘层单元电容  $dC_{c1}$  和气隙单元电容  $dC_{g1}$ .

将每匝线圈拉直等效考虑为圆柱体, 建立圆柱坐标系, 可以得到绝缘层单元电容为:

$$dC_{c1} = \epsilon_r \epsilon_0 r \frac{d\theta dl}{dr} \tag{2}$$

其中,  $r$  为线径, 其范围是从不带绝缘层的导线半径  $r_c$  到含绝缘层的导线外径  $r_0$ .  $dl$  则为每匝线圈长度  $l_t$  的微分.  $\theta$  角的定义见图 3, 此处的变化范围从  $0^\circ$  到  $45^\circ$ . 因此, 有:

$$\begin{aligned} dC_{c1} &= \epsilon_r \epsilon_0 d\theta \int_{r_c}^{r_0} \frac{1}{r} dl \int_0^{l_t} \frac{r}{dr} dr \\ &= \frac{\epsilon_r \epsilon_0 l_t}{\ln \frac{r_0}{r_c}} d\theta \end{aligned} \tag{3}$$

对于气隙单元电容  $dC_{dx}$ , 考虑空气隙中的电力线长度 (见图 3) 为:

$$\pi(\theta) = D_0(\sec \theta - 1) \quad (4)$$

其中,  $D_0$  是导线的外直径.

包括了绝缘层表面后的单位面积为:

$$dS = \frac{l_t D_0}{2} d\theta \quad (5)$$

将式(4)和(5)代入式(1), 可得空气隙中的单元分布电容  $dC_{g1}$  为:

$$dC_{g1} = \frac{\epsilon_0 l_t}{2(\sec \theta - 1)} d\theta \quad (6)$$

根据上面的分析, 可以推导出其余各区域的单元电容如下.

- 1) 各区域的绝缘层单元电容  $dC_{e2}$ ,  $dC_{e3}$  和  $dC_{e4}$  同式(3);
- 2) 区域 II 中空气隙单元电容  $dC_{g2}$  同式(6);
- 3) 区域 III 中空气隙电容  $dC_{g3}$  为:

$$dC_{g3} = \frac{\epsilon_0 l_t}{2(\csc \theta - 1)} d\theta \quad (7)$$

- 4) 区域 III 中骨架电容  $dC_{b3}$  为:

$$dC_{b3} = \frac{\epsilon_b \epsilon_0 l_t}{2(\sec \theta - \csc \theta)} d\theta \quad (8)$$

$\epsilon_b$  是骨架相对介电常数.

- 5) 区域 IV 中导线侧空气隙电容  $dC_{g4}$  同式(7);
- 6) 区域 IV 中骨架电容  $dC_{b4}$  为:

$$dC_{b4} = \frac{\epsilon_b \epsilon_0 D_0 l_t}{4 \delta_b \csc \theta} d\theta \quad (9)$$

其中,  $\delta_b$  为骨架的厚度.

- 7) 区域 IV 中磁芯侧空气隙电容  $dC_{g5}$  为:

$$dC_{g5} = \frac{\epsilon_0 l_t d\theta}{2(\sec \theta - \csc \theta - \frac{2\delta_b}{D_0} \csc \theta)} \quad (10)$$

这样, 由式(3)和式(6)到式(10)得到了图 4 各单元电容, 就可以算出线匝 1 和 2 之间的总分布电容  $C_{12}$ .

### 2.1.2 邻近层邻近匝间电容 $C_{14}$

在绕组对称绕制, 线匝 1 和 4 左侧还有其他绕组的情况下. 显然, 两者之间的电力线沿中轴线对称分布, 左右两侧构成的分布电容也就等于线匝 1 和 2 在区域 I 内的分布电容. 因此, 线匝 1 和 4 之间的分布电容  $dC_{14}$  为:

$$dC_{14} = \frac{2dC_{e1}dC_{g1}}{dC_{e1} + 2dC_{g1}} \quad (11)$$

式(11)同样可以用于各中间层同层内邻近匝间电容的计算.

### 2.1.3 非邻近匝间电容 $C_{13}$

处于最内层和最外层以及左右两侧的线匝, 由于它们没有完全被其余线匝包围, 因此必须考虑非邻近线匝之间的分布电容. 如图 2 所示, 线匝 1 和 3 之间的电力线仍然可以采用双折线近似, 但由于线匝 2 的屏蔽效应, 电力线只能划分为两个区域, 这两部分的单元电容模型可以分别使用  $C_{12}$  中区域 III, IV 的电容模型.

### 2.1.4 线匝与磁芯的分布电容 $C_f$

同非邻近匝间电容一样, 处于绕组最内层的线匝必须

考虑其对磁芯的分布电容  $C_f$ .

从线匝 1 出发的电力线要穿越绝缘层, 线匝侧气隙, 骨架和磁芯侧气隙, 最后到达磁芯表面. 在绝缘层, 线匝侧气隙, 骨架几种介质内的单位电容可分别参考式(3), (7), (9). 在磁芯侧气隙内的单元电容如下:

$$dC_{gf} = \frac{\epsilon_0 l_t D_0}{\delta_g \csc \theta} d\theta \quad (12)$$

其中,  $\delta_g$  是磁芯侧气隙宽度.

## 2.2 完整电感器分布电容模型

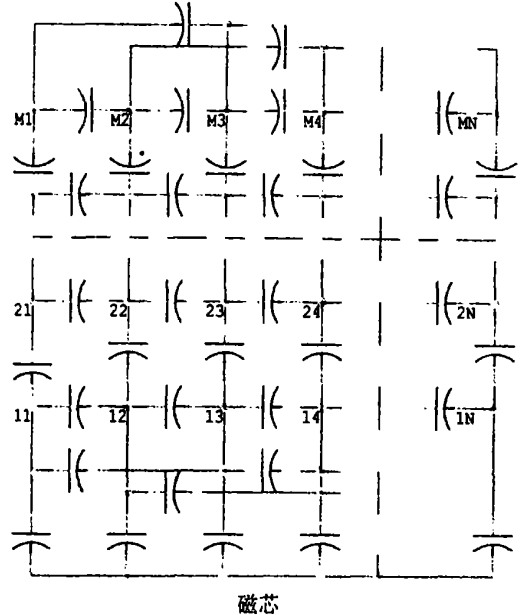


图 5 电感器分布电容网络

将每个线匝集总为一个电节点, 根据上节的分析, 可以得到完整的电感器分布电容网络如图 5 所示. 图中为包含  $M$  层, 每层  $N$  匝线圈的电感器. 每个绕组节点号如图中所标. 在该电容网络中, 除了邻近线匝之间的分布电容外, 最内层和最外层的线匝还必须考虑与同层非邻近线匝之间的分布电容, 最内层还必须考虑对磁芯电容.

求取节点 11 和 MN 之间的等效集总电容  $C_s$ , 以节点 MN 为参考节点, 磁芯作为节点 0, 可以列出该电容网络的节点电压方程如下:

$$\begin{bmatrix} I_{11} \\ I_{12} \\ \vdots \\ I_{MN-1} \\ I_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11,11} & Y_{11,12} & \cdots & Y_{11,MN-1} & Y_{11,0} \\ Y_{12,11} & Y_{12,12} & \cdots & Y_{12,MN-1} & Y_{12,0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ Y_{MN-1,11} & Y_{MN-1,12} & \cdots & Y_{MN-1,MN-1} & Y_{MN-1,0} \\ Y_{0,11} & Y_{0,12} & \cdots & Y_{0,MN-1} & Y_{0,0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{11} \\ V_{12} \\ \vdots \\ V_{MN-1} \\ V_0 \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$\begin{bmatrix} I_x \\ I_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{xx} & Y_{xy} \\ Y_{yx} & Y_{yy} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_x \\ V_y \end{bmatrix} \quad (14)$$

将式(13)的矩阵方程转换成下式:

式(14)中各元素分别对应式(13)中所划分的各矩阵分

量.由式(13,14)可以推导出在节点1和MN之间的等效导纳为:

$$Y_x = Y_{xx} - Y_{xy} Y_{yy}^{-1} Y_{yx} \quad (15)$$

显然,在消除了中间节点后,由上式就可以得到电感器两端等效的集总电容 $C_s$ .

### 3 几种结构电感器的分布电容的分析

图6所示为几种常用的电感器绕制剖面图(骨架和磁芯省略未画).其中,a,b和c是平行绕法,d,e和f是堤状绕法.绕组层数为偶数的电感器第一匝和最后一匝可以采用两端抽头同侧引出(如a和d),也可采用两端抽头异侧引出(如b和e),而绕组层数为奇数的电感器的第一匝和最后一匝通常只能异侧抽头引出(如c和f).

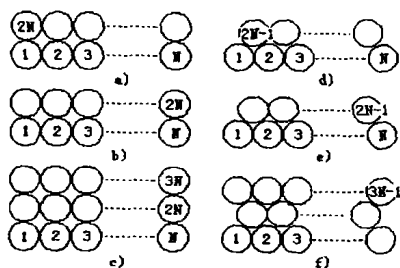


图6 几种电感器结构的剖面图

对上面几种电感器及一个单层电感器,首先使用 Mathcad 求取 2.1 节中各公式所列的单元电容.然后用 Matlab 对式(15)进行运算,并归一化处理.得到的归一化电容 $C$ 与每层匝数 $N$ 的关系见图7.观察图7可以得到结论:

- 1) 两端抽头同侧引出的电感器的集总电容随着匝数的增加电容略有增加,但变化不显著.
- 2) 两端抽头异侧引出的电感器的集总电容随着匝数的增加等效电容减小,但减小的幅值随匝数的增加而下降.
- 3) 相同匝数的电感器,两端抽头同侧引出的等效集总电容要远大于两端抽头异侧引出的等效集总电容.
- 4) 同样匝数的电感器,采用异侧抽头平行绕制的等效集总电容要小于异侧抽头堤状绕制的等效集总电容.
- 5) 同种绕法的电感器,增加层数所产生的等效集总电容的增量并不大.因此,对于同样匝数的电感器,采用多层结构可以获得更小的等效集总电容.

由于分布电容由电感器绕制的物理及几何参数所决定,上述的结论对电力电子电路中常用的采用磁芯骨架绕制的电感器都是适用的.

### 4 实验和仿真结果的比较

实验采用的是一个绕制在 EG28 磁芯上的单层 20 匝电感器.绕线所使用的漆包线外径为 1.08 mm,裸线直径为 1 mm,绝缘层相对介电常数是 4,骨架直径为 12.4 mm,厚度为

0.86 mm,磁芯直径为 10 mm.根据本文所述模型,计算得出邻近匝间电容为 22.07 pF,非邻近匝间电容为 0.16 pF,线匝对磁芯分布电容为 0.04 pF.仿真得到该电感器的等效集总电容为 1.27 pF.

采用电感表测得该电感器的电感量为 0.830 mH,再利用 HP4195A 网络/频谱分析仪测得电感器的谐振频率点为 3.90 MHz,由此算出该电感器的实际等效集总电容是 1.43 pF.比较仿真和测量结果,仿真的误差为 11.1%.因此,本文建立的分布电容预估方法是可靠的.

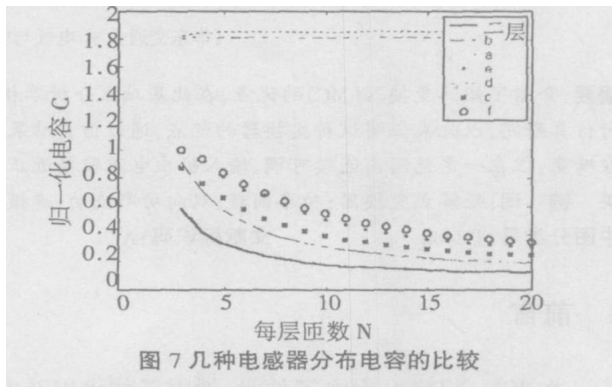


图7 几种电感器分布电容的比较

### 5 结论

采用解析的方法建立了电感器分布电容的预估模型.该方法具有有效的精度,获得的结果可以用于指导电感器和滤波器的设计,电路传导 EMI 的分析,同样也可用于变压器的分布电容的估计.

#### 参考文献:

- [1] M. J. Prieto and A. Fernandez, Influence of Transformer Parasitics in Low-Power Application[J]. IEEE APEC, 1999, 431—436.
- [2] R. Prieto and J. A. Cobos, Taken into Account all the Parasitic Effects in the Design of Magnetic Components[J]. IEEE Apec, 1998, 400—406.
- [3] Qin Yu and Thomas W. Holmes, Stray Capacitance Modeling of Inductors by Using the Finite Element Method[J]. IEEE EMC, 1999, 305—310.
- [4] H. Y. Lu and J. G. Zhu, Measurement and Modeling of Stray Capacitances in High Frequency Transformer[J]. IEEE PESC, 1999, 763—768.
- [5] H. Y. Lu and J. G. Zhu, Comparison of Experimental Techniques for Determination of Stray Capacitances in High Frequency Transformers[J]. IEEE PESC, 2000, 320—325.
- [6] A. Massarini and M. K. Kazimierzczuk, Self-Capacitance of Inductors[J]. IEEE Trans, Power Electron. 1999, 12(4), 671—676.

(下转第 101 页)

5 小结

分布式对象技术是目前很流行的技术, 通过解决 EJB 和 CORBA 的互操作问题, 可以实现 CORBA 客户对 EJB 的访问, 并能充分利用已有的 EJB 或 CORBA 资源, 提高软件的可重用性.

参考文献:

[1] 李文军, 周晓聪, 李师贤. 分布式对象技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2004.

[2] 赵银花, 侯迪, 齐勇. EJB 和 CORBA 互操作的实现[J]. 计算机工程与应用, 2003, 32: 148—150.  
[3] 李慧, 陶培基, 李敏. CORBA、EJB 及其互操作技术[J]. 计算机工程与科学, 2005, 27(8): 95—97.  
[4] Sun Microsystems. Enterprise JavaBeans TM to CORBA Mapping[R]. 1999—10.  
[5] Seven steps to build a VisiBroker C++ CORBA Client for an EJB Server[EB/OL]. <http://www.borland.com/devsupport/appserver/faq/ejbcpp/ejb-cpp.html>.  
[6] Borland/Inprise. VisiBroker for Java 4.0; Programmer's Guide and Reference[R]. 2000.

Research and Implementation of Inter-operation between EJB and CORBA

YI Juan-ling, LI Zheng-fan

(School of Information Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China)

**Abstract:** It simply introduces EJB and CORBA specifications, explains the EJB and CORBA inter-operation techniques and the EJB to CORBA mapping, and then describes the implementation procedure of inter-operation between the two. In the end, the paper gives a instance for better understanding of the EJB and CORBA inter-operation techniques.

**Key words:** EJB; CORBA; inter-operation

(上接第 93 页)

Modeling of Stray Capacitor in Inductors

YUAN Yi-sheng

(School of Electronical and Electrical Engineering East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China)

**Abstract:** An analytic approach is applied in modeling stray capacitor in inductors. The stray capacitor of basic part of inductors is deduced, and the complete capacitor model is built up based on the approach. This model is applied in analyzing several inductors. In the end, the comparison with measurement and predicted result verify the model.

**Key words:** analytic approach; stray capacitor; modeling