

Rogowski 线圈分布参数的分组建模与数值计算方法

翟小社, 耿英三, 宋政湘, 王建华

(西安交通大学电力设备电气绝缘国家重点实验室, 陕西 西安 710049)

A Subdivided Modeling Method and Numerical Calculation of Rogowski Coil's Distributed Parameter

ZHAI Xiao-she, GENG Ying-san, SONG Zheng-xiang, WANG Jian-hua

(State Key Laboratory of Electrical Insulation and Power Equipment, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

摘要: 以电磁场数值方式对 Rogowski 线圈的分布电容和分布电感进行计算。提出了一种 Rogowski 线圈分组建模的方法, 在满足电小尺寸的前提下对整体模型进行了分组处理, 通过电磁场数值结果讨论了单组匝数与组间电磁参数的影响关系, 从而建立了线圈简化的低阶等效电路。应用该方法建立模型的 35 阶等效电路, 并进行电路仿真, 共需要 30 min, 而同样条件下, 全波电磁场分析大约需要 14 h。模型样品的仿真以及试验测试结果, 验证了笔者建模和分析过程的合理性。

关键词: Rogowski 线圈; 分布电容; 分布电感; 分组建模
中图分类号: TM835.2 文献标识码: A

Abstract: In this paper, the distributed capacitance and inductance of Rogowski coil are calculated by numerical method. In order to found the coil's equivalent circuit more efficiently, a subdivided modeling method is presented, in which the whole turns of the coil are divided into a series of groups according to the electrical small precondition. Then, the electromagnetic connections among whole turns of the coil are simplified through the discussion of interrelation within several adjacent groups, which directly result in a relative concise and low-order equivalent circuit. It takes 30 minutes to found Rogowski coil's equivalent circuit with 35-order, while it takes about 14 hours with full-wave method under the same condition. The method is validated by experiment with impedance analyzer.

Key words: Rogowski coil; distributed capacitance; distributed inductance; subdivided modeling

0 引言

与带铁心的传统互感器相比, Rogowski 线圈(以下简称罗氏线圈)由于测量原理和结构方面的特点, 被广泛应用于幅值大、快速变化的电流测量中^[1]。例

如雷电冲击电流^[2]、发电机出口端电流^[3]以及核技术中脉冲大电流测量环节^[4]。另外, 在电磁兼容研究中, 其原理也用于高频磁场的测量^[5]。从罗氏线圈的测量原理和应用特点来看, 频带宽度成为衡量罗氏线圈测量性能的重要指标, 对罗氏线圈进行高频建模以及频带拓展的研究成为该研究的主要问题之一^[5-8]。

线圈匝数在满足测量通道信噪比要求的前提下, 匝间的分布电容、自感以及互感在高频激励时形成的共振现象是制约罗氏线圈频带宽度的主要因素。以往关于罗氏线圈分布参数以及频率特性的研究中, 只是依靠试验测量确定线圈的电容、电感总量^[7]。

笔者以电磁场数值方式对罗氏线圈分布电容和分布电感进行计算。为了减少线圈等效电路的阶数并降低其参数的复杂性, 提出了一种罗氏线圈分组建模的方法, 在满足电小尺寸的前提下, 对整体模型进行了分组处理, 基于电磁场数值结果讨论了单组匝数与组间电磁参数的影响关系, 从而建立了线圈简化的低阶等效电路。试验测试结果验证了笔者建模和分析过程的合理性。

1 罗氏线圈的电磁场分析

1.1 线圈模型

用于仿真以及试验研究的罗氏线圈样品, 其截面为矩形, 自制罗氏线圈尺寸为: 大半径 $b=93.82$ mm, 小半径 $a=65.15$ mm, 矩形截面的高度为 $h=41.2$ mm, 匝数 $N=700$ 匝, 用 0.5 mm 的铜线绕制。图 1 为罗氏线圈结构图, g_1, \dots, g_n 为线圈绕线的 n 个分组。

1.2 数值计算原理

数值方式不同于全波电磁场分析的方式^[6], 其为了提高分析效率, 在计算电容参数时, 采用了静电场分析, 而在计算局部电感以及互感时, 基于直流矢

收稿日期: 2006-07-09; 修回日期: 2006-12-20

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(50477026); 新世纪优秀人才支持计划资助项目(NCET-04-0924)。

作者简介: 翟小社(1972-), 男, 博士研究生, 从事智能电器电磁兼容以及高速电路信号完整性的研究。

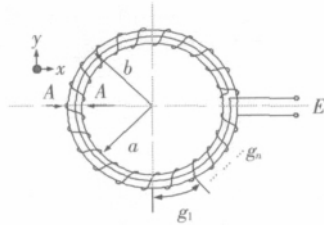


图 1 Rogowski 线圈结构

量磁位的求解进行了一次高频修正,属于准静态求解方式。以下首先阐述数值分析的原理。

(1) 电容的数值计算

以数值方法求解一组线圈导线的电容以及导体之间的相互电容。首先,将导线 k 的电位 ϕ_k 设置为 1 V (以边界为参考),其它导线为 0 V,以 3 组导体为例,其自容、互容的设置见图 2。

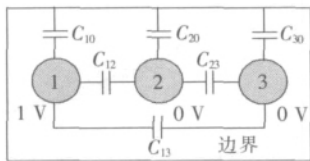


图 2 导体电容以及互容

首先求解拉普拉斯方程,得出空间中每个点的电位:

$$\nabla^2 \phi = 0 \quad (1)$$

然后由下式计算每条导线表面的电场:

$$\vec{E} = -\nabla \phi \quad (2)$$

对电场积分,计算每条导线上的总电荷,积分区域为导体表面的剖分单元:

$$Q = \int \vec{E} \cdot d\vec{s} \quad (3)$$

由电容矩阵的定义计算电容,线圈 j, k 之间的电容为:

$$C_{jk} = \frac{Q_j}{\phi_k} \quad (4)$$

图 1 中,对导体 1, 2, 3 分别加载 1 V 的电位(以边界为参考地),求解区域内的导体电位及电位差,由上文的原理过程求解电容矩阵如式(5):

$$C = \begin{bmatrix} C_{10} & C_{12} & C_{13} \\ C_{21} & C_{20} & C_{23} \\ C_{31} & C_{32} & C_{30} \end{bmatrix} \quad (5)$$

(2) 电感的数值计算

罗氏线圈的电感包括母线之间的互感和线圈的自感,在建立罗氏线圈一端口模型研究其频率特性时,并不包括互感系数,但是,为了便于同数值方法相互对照,同样列出。

线圈互感可由公式(6)直接计算^[1],该公式是在一次侧母线无限长、罗氏线圈穿心安装的前提下导出的,由于该条件易于满足,因此,公式具有很高的精度,从实验测量来看也是如此^[1]。

$$M = \mu N h \ln(b/a) / 2 \quad (6)$$

对于线圈的自感,其获得方法有 3 种途径:公式法、测量法、数值方法。公式法只适用于少数几种几何结构^[9];电桥测量的方式需要在制作完成之后,并且高频电感由于集肤效应,因此与低频电感存在较大差别。

以数值方法求解一组线圈导线高频情况下的自感以及互感,需要对直流求解下的矢量磁位进行一次修正,其具体步骤如下:

首先,将导线 k 的源端设置为 1 V,其他端口设置为 0 V,以 3 组导体为例,求解边界以及自感、互感的设置见图 3。

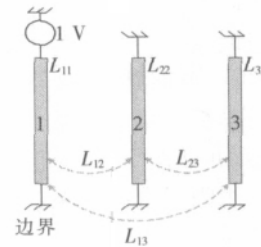


图 3 导体电感以及互感

以有限元方法求解电位方程:

$$\nabla \cdot (\nabla \phi) = 0 \quad (7)$$

直流情况下电流密度 \vec{J}_k 的分布为:

$$\vec{J}_k = \nabla \times \vec{A} \quad (8)$$

每条导体的矢量磁位为:

$$\vec{A} = \frac{\mu}{4} \iiint \frac{\vec{J}_k}{R} dV \quad (9)$$

其中: R 为电流元到场点的距离,积分区域 V 为导体 k 所在的体积。

因此,每条导体的磁场强度为:

$$\vec{H} = \frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{A} \quad (10)$$

由于存在高频集肤效应,所有导体的电流均为面电流,导体的面电流密度 \vec{J}_s 可由式(10)磁场的切线方向求出:

$$\vec{J}_s = \hat{n} \times \vec{H} \quad (11)$$

其中: \hat{n} 为导体表面的外法线方向。

因此,将矢量磁位修正为:

$$\vec{A} = \frac{\mu}{4} \iint_s \frac{\vec{J}_s}{R} ds \quad (12)$$

其中: R 为面电流元到场点的距离,积分区域 s 为相应导体的表面积。

高频下的电感由式(13)求得:

$$L_{jk} = \iint \vec{A}_j \cdot \vec{J}_k dV \quad (13)$$

图 3 中, 对于导体 1, 2, 3 端子分别加载 1 V 电压, 由以上原理过程可以求得电感矩阵。

$$L = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & L_{13} \\ L_{21} & L_{22} & L_{23} \\ L_{31} & L_{32} & L_{33} \end{bmatrix} \quad (14)$$

1.3 线圈的分组及其计算

考虑罗氏线圈的高频特性时, 首先应该根据仿真的信号波长和导体尺寸的关系划分模型, 使得线圈分组满足电小尺寸的原则, 一般来讲, 要求导体尺寸与波长之比小于 0.1^[9]。如, 当信号频率为 2 MHz 时, 导电结构的尺寸不能超过 15 m, 由 1.1 节的模型尺寸容易计算, 此时的分组范围为 1 ~ 108 匝。

罗氏线圈各匝之间由电场 (电容效应) 和磁场 (电感效应) 广泛联系^[10], 因此, 为了降低电路参数的复杂性, 同时减少电路阶数, 需要进一步讨论线圈的分组方案与分布参数的影响关系。笔者建立了典型的 3 组线圈模型, 并从两个方面进行讨论: ①单组匝数与分组自容和组间互容的关系; ②单组匝数与组间互感之间的关系。

线圈的电容分为两个方面: 线圈分组的自身电容 (自容) 和分组间的电容 (互容)。图 4 为线圈的分组匝数与电容、电感的分布情况, 其中 n 分别为 1, 2, 5, 8, 10, 15, 20。由表 1 可见, 线圈的组内电容 C₁₀ 以及与组间电容 C₁₃ 与 C₁₂ 相比可以忽略。

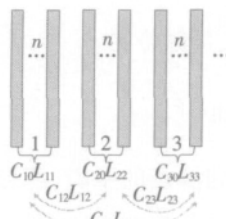


图 4 线圈分组与电容、电感

表 1 线圈电容

n	C ₁₀ /pF	C ₁₂ /pF	C ₁₃ /pF	C ₁₀ /C ₁₂ /%
1	0.136 91	3.574 2	0.679 1	3.8
2	0.157 54	4.126 6	0.596 1	3.8
5	0.192 58	4.853 2	0.538 5	3.9
8	0.214 36	5.151 6	0.470 1	4.1
10	0.233 97	5.310 9	0.432 9	4.4
15	0.270 37	5.556 1	0.358 8	4.8
20	0.307 14	5.722 4	0.310 5	5.3

表 2 为分组电感以及互感的计算, 作为与公式 (6) 的对照, 表中同时列出母线长度为 2 m 时, 线圈分组与母线之间的互感 M。

由表 2 可见, 互感系数 M 的数值计算和公式计算结果相比, 由于集肤效应的存在而存在差别, 同时, 线圈分组之间的互感与自感相比不能忽略。

为了简化线圈的等效电路, 本文考察了 L₁₃/L₁₁ 与分组匝数 n 的关系, 见图 5。由图可见, 当单组匝数增加时, 与相邻组之间的互感 (L₁₂) 相比, 与其它组之间的互感 (L₁₃, L₁₄, ...) 可以忽略, 并且, 随着分组匝数的

表 2 线圈的互感与自感

n	公式 M/nH	数值 M/nH	L ₁₂ /nH	L ₁₁ /nH
1	3.005	2.953	83.01	109.03
2	6.010	5.866	279.32	417.38
5	9.015	8.992	1 165.10	1 861.3
8	12.020	11.859	638.70	1 347.9
10	15.025	14.928	3 067.10	5 956.9
15	30.050	29.493	5 000.50	11 437
20	60.100	57.823	6 806.80	17 950

增加, 忽略这些互感引起的模型误差会进一步下降。

线圈分组的电容、电感矩阵以及线圈之间的互感合起来就包含了与频率共振点有关的全部信息, 根据这些值便可以建立线圈的电路模型。

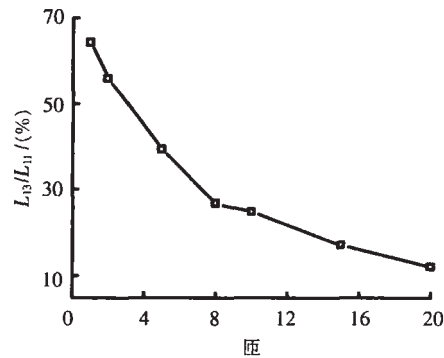
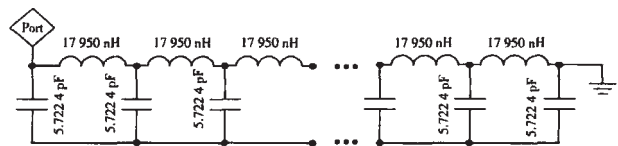


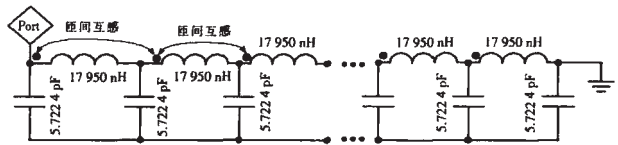
图 5 L₁₃/L₁₁ 与分组匝数的关系

2 等效电路的建立与仿真

由上节的计算和分析过程可以建立如图 6 所示的 35 节等效电路, 其连接关系以及参数如图所示。图 6 (a) 为忽略分组间互感的等效电路, 6 (b) 为考虑分组互感时的等效电路。



(a) 忽略匝间互感



(b) 考虑匝间互感

图 6 罗氏线圈等效电路

为了验证该网络的频率特性, 使用阻抗分析仪 Agilent 4294A (40 Hz ~ 110 MHz), 测量该罗氏线圈一端口的输入阻抗, 其仿真结果与测量结果见图 7, 图 8, 分别为输入阻抗的模值以及虚部。

当线圈发生共振时, 输入阻抗达到最大, 相当于开路, 阻抗虚部为 0, 即: 容抗和感抗相等。可以据此来判断并联电路的谐振。

$$\text{Im}[Z(j\omega)] = 0 \quad (15)$$

如图所示, 当使用电路 1 时, 由于忽略了匝间的互感, 因此共振点的仿真结果大于试验测试点, 使用

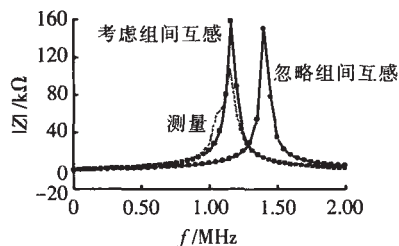


图7 线圈输入阻抗的模值

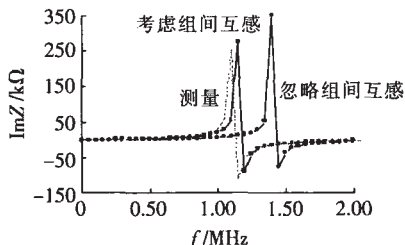


图8 线圈输入阻抗的虚部

电路2时,共振点的仿真与测试结果非常接近,但是由于忽略了分组内部的电容以及一系列隔匝互感,因此,仿真结果仍然略大于测试结果。由仿真和测试结果的对比可以验证该仿真方法的合理性。

应该指出的是,文[6]中利用 Ansoft HFSS 对模型进行了全波电磁场分析(扫频范围为 100 kHz ~ 2 MHz),消耗的 CPU 时间约为 14 h,而同等配置计算条件下,采用局部建模以及准静态求解方式,CPU 时间为 30 min(包括电磁场计算以及电路仿真的时间)。

3 结语

为了在设计阶段掌握罗氏线圈的频率特性,由电磁场数值计算的方式确定线圈的分布电容和分布电感。从提高建模效率出发,讨论线圈分组与分布参数的关系,得出以下结论:随着分组匝数的增加,分组自容、隔组电容与组间电容相比可以忽略;随着分

组匝数的增加,隔组互感与组间互感相比可以忽略。由以上讨论过程建立简化的罗氏线圈的高频等效电路,并通过试验测试验证了整个分析过程的合理性。同时,利用该方法可以方便地建立罗氏线圈传感器的二端口高频等效电路,对整个测量系统的设计和频率特性的研究具有重要的指导意义。

参考文献:

- [1] 翟小社,王颖,林莘.基于 Rogowski 线圈电流传感的研制[J].高压电器,2002,38(3):25-28.
- [2] Jun Kato, Tomi naga T, Kuwabara N. Improved Frequency Characteristics of Large Rogowski Coil Using Lightning Surges Observation [C]// Electromagnetic Compatibility, International Symposium on 7-21, 1999: 310-313.
- [3] Kojovic L. PCB Rogowski Coils Benefit Relay Protection Computer Applications in Power[J]. IEEE Computer Application in Power, 2002, 15(3): 50-53.
- [4] 樊宽军. 微秒级电脉冲的测量 [J]. 核技术, 1999, 22(8): 469-473.
- [5] Van den Bossche A, Ghijselen J. EMC Combined di/dt Current Probe [C]// IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 2000: 569-573.
- [6] ZHAI Xiao-she, GENG Ying-san, SONG Zheng-xiang, et al. A New Method to Calculate the Frequency Characteristics of the Rogowski Coil Based on the High Frequency Simulation [J]. IEICE Technical Report, 2004, 104(356): 19-23.
- [7] 张玉红. Rogowski 线圈频带特性分析 [J]. 科技资讯, 2006 (16): 7-8
- [8] 李维波,毛承雄.分布电容对 Rogowski 线圈动态特性影响研究[J].电工技术学报,2004,19(6):10-17.
- [9] Eric Bogatin. 信号完整性分析 [M]. 李玉山,李丽平译.北京:电子工业出版社,2005.
- [10] 邹积岩,段雄英.罗柯夫斯基线圈测量电流的仿真计算及实验研究[J].电工技术学报,2001,16(1):81-84.

(上接第 101 页) 体夹缝传播时,都可以发生明显的衍射现象。衍射现象的存在使得利用超高频传感器在外部接收通过夹缝衍射出来的电磁波成为可能。从图 4 可以看出,在外部测量到的超高频信号明显比在内部测量到的幅值要低很多,但其频率分布基本一致。

3 结论

(1) 设计的超高频局放测量系统可用于研究变压器局部放电产生的超高频信号的传播特性。

(2) 实验证实,在变压器铁箱外能检测到有效的超高频信号,信号强度较内部测得的要弱得多,但覆盖的频率范围基本一致。

(3) 局部放电激发的高频电磁波可以通过变压器夹缝衍射出来,这为检测变压器内局部放电提供了一种新途径。

参考文献:

- [1] Rutgers W R, FU Y H. UHF PD-detection in a Power Transformer[C]// Proc. 10th Int. Symp. on High Voltage Engineering. Montreal, Canada, 1997: 219-222.
- [2] 王国利,郝艳捧,李彦明.电力变压器局部放电检测技术的现状和发展[J].电工电能新技术,2001(2):52-57.
- [3] 李军浩,王晶,李彦明.一种亚纳秒脉冲源的研制 [J]. 电工电能新技术,2006,25(1):77-80.
- [4] 李忠,陈杰华.外部传感器 GIS 局部放电超高频检测的研究[J].高电压技术,2003,29(6):35-37.
- [5] 金亚秋.复杂系统中的电磁波 [M].上海:复旦大学出版社,1995.
- [6] 王国利,单平,李彦明,等.变压器局部放电超高频电磁波的传播特性[J].高电压技术,2002,28(12):26-28.
- [7] 王绍民,赵道木,林强.对光波及电磁波衍射现象的认识和判断[J].浙江大学学报(理学版),2000,27(1):109-113.