

一种测量软磁铁氧体磁芯磁导率的方法

张近民, 丁印福, 王立欣

(哈尔滨工业大学 电气工程系 哈尔滨 150001)

摘要: 为了便于对共模扼流圈进行设计和仿真, 需要准确掌握磁芯材料的磁导率。本文建立了一种电感高频等效模型, 使用此模型在已知电感器实部和虚部的情况下测得两种软磁铁氧体磁芯的相对磁导率, 最后通过此模型对插入损耗计算值与实际测量值的对比, 证明其具有很高的准确性, 并分析了误差产生的原因。由于此模型中的所有参数都用几何尺寸测量的方法得到, 简单易行, 有一定的工程利用价值。

关键词: 磁导率, 共模扼流圈, 高频模型

中图分类号: TM933

文献标识码: B

文章编号: 1001-1390(2009)06-0026-04

Method for Measuring Permeability of Ferrite Core

ZHANG Jin-min, DING Yin-fu, WANG Li-xin

(Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

Abstract: In order to design and simulate the common mode choke, an accurate permeability of core material is required. A high-frequency equivalent model of inductor is set up, and the relative permeability of two ferrite cores is measured. Finally insert loss of the calculated values is compared with the actual measurement, high accuracy is demonstrated, and the error is analyzed. Because all parameters are from geometry measurement, the works have a certain value.

Key words: permeability, common mode choke, equivalent model

0 引言

EMI 干扰日益严重, 滤波器使用增加, 磁芯电感能够大大提高电感量, 为了减小分布电感, 共模扼流圈有广泛的应用。但是由于铁氧体磁芯本身磁导率的非线性和高频时电感的寄生效应, 使对电感频率特性的预测难度大大增加。

在微波波段内, 材料的电磁参数测试方法按测量原理可分为网络参数法、谐振腔法等。网络参数法借助对材料散射参数及复反射系数的测量来计算材料的电磁参数, 而谐振腔法是通过测量品质因数及谐振频率来计算材料的电磁参数^[1]。在微波波段以下可采用基于阻抗测量的半解析法。文献[2]使用磁性材料测量夹具对环形镍锌铁氧体的阻抗直接进行测量, 这种单线圈法测量结果准确, 但测量范围在 1MHz 以上, 且磁性材料测量夹具较少, 不易推广。文献[3]引入了复磁导率和品质因数的概念, 但由于文中的被测电感器只有串联的等效电阻和电抗两部分, 所以只能适用于低频。文献[4]建立了电感器的等效电路模型, 并通

过测量电感器的插入损耗来确定磁芯的有效磁导率, 但模型忽略了磁芯损耗, 建模方法不够完善, 所以准确性不高。

本文提出的模型采用了电感和磁芯损耗的并联等效模型^[5], 并在此基础上建立了电感器的高频等效模型。此模型在考虑了高频时导线集肤效应的交流电阻和绕组间分布电容的集中参数模型的同时, 也关注了磁芯损耗的非线性变化。最后给出了 10kHz~100MHz 频率范围内的两种不同铁氧体磁芯电感器有效磁导率的计算结果, 对比厂家的性能曲线验证所提出的建模方法的正确性。

1 电感的高频等效模型

测量磁导率的目的是为了便于掌握材料的非线性磁特性, 为电感的设计提供帮助, 所以本文希望通过简单的物体尺寸测量来建立电感的高频等效模型。因为电感器几何尺寸远小于工作范围内的电磁波长, 它的高频等效模型可以用集中参数电路表示。如图 1(a) 所示, 图中 R_{copper} 表示绕组导线损耗等效电阻;

R_{core} 表示磁芯损耗等效电阻 L 表示电感器真实电感； C_p 表示总的寄生电容。

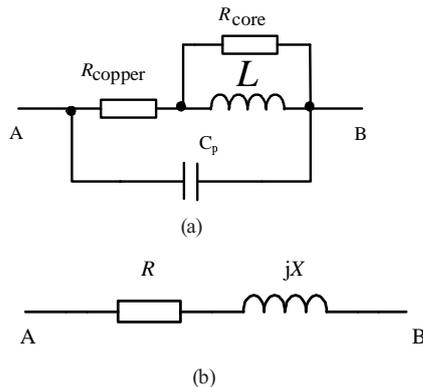


图 1 电感器的高频等效模型

Fig.1 High-frequency equivalent model of inductor

在实际测量中,我们只能得到如图 1(b)的等效电路图的值,其中 X 为串联电抗 R 为串联电阻。根据等效原理有:

$$(R_{copper} + j\omega L // R_{core}) // \frac{1}{j\omega C_p} = R + jX \quad (1)$$

电感器是由导线在磁芯上绕制成的,磁芯材料磁导率是影响电感的主要因素,其与电感器真实电感 L 的关系为:

$$L = \mu_e \frac{4\pi N^2 A_e}{l_e} \times 10^{-7} \text{ (H)} \quad (2)$$

式中 N 为线圈匝数; A_e 为磁芯的有效截面积; l_e 为磁芯的有效磁路长度; μ_e 为有效磁导率。其中 A_e 和 l_e 都可以通过测量后计算求得,而 μ_e 虽然在产品出厂时有其相关的技术指标,但在实际应用中由于使用环境与测量环境不同,且 μ_e 的非线性,会使电感的测量数据产生较大的误差。如能测得电感模型的等效串联电阻 R 和等效串联电抗 X ,就可以通过式(2)反推出真实电感的值,又由式(9)得:

$$\mu_e = \frac{L l_e}{4\pi N^2 A_e} \times 10^7 \quad (3)$$

当测得电感阻抗随频率变化的函数时,便可以得到有效磁导率 μ_e 的频率特性。

1.1 绕组导线损耗等效电阻 R_{copper}

绕组的损耗分为直流损耗和交流损耗。绕组的直流损耗是由绕线的直流损耗造成的,直流电阻 R_{DC} 可表示为:

$$R_{DC} = \frac{l}{\gamma S} \quad (4)$$

式中 l 为绕组导线长度; γ 为导线电导率; S 为导线横截面积。

绕组的交流损耗主要是由高频电流的趋肤效应 (skin effect) 引起的。当导线中流过交流电流时,电流将向导线表面集中,导致导线表面电流密度增大,这种现象称为趋肤效应。导线传送低频直流电流时,电流通过绕线截面积均匀分布。而传送高频交流电流时,电流则集中于导线表面传送,因而呈现出较大的电阻。

趋肤深度 (penetration depth): 由于趋肤效应,交变电流沿导线表面向导线中心衰减,当衰减到表面电流强度的 $1/e$ 时所达到的径向深度,称之为趋肤深度。趋肤深度与电流的频率、导线的磁导率及电导率有关,其关系为:

$$\Delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \gamma}} \text{ (m)} \quad (5)$$

式中 ω 为角频率 μ 为导线磁导率。当导线为圆铜导线时,有:

$$\Delta = \frac{0.0661}{\sqrt{f}} \quad (6)$$

由于趋肤效应引起电阻增加,此时应用导线的交流电阻来计算绕组压降和损耗,即:

$$R_{AC} = K R_{DC} = \frac{(D/2)^2}{(D-\Delta)\Delta} R_{DC} \quad (7)$$

其中 K 为趋肤系数,不仅与交流电流频率有关,而且与材料性质、导线的形状有关。

1.2 分布电容 C_p 的计算

通常共模扼流圈的一个绕组只是单层结构,故不需要考虑层间分布电容。假定分布电容不随频率变化。对于共模扼流圈一个绕组中各匝之间的分布电容和绕组与磁芯之间的分布电容,可以用一个集总参数即自电容 C_s 来表示, C_s 连接在该绕组的两端。由于绕组中相邻各匝之间总的分布电容对 C_s 的贡献大致为单独一组相邻匝之间等效电容的 $1/n^2$ 倍数^[6], 因而此处忽略绕组内部匝间电容对的贡献,只考虑绕组层作为一个整体与磁芯间的分布电容,即:

$$C_s = \frac{\epsilon_0 \epsilon A}{12S_e} \quad (8)$$

式中 ϵ_0 为真空介电常数 ϵ 为绕组导体与磁芯之间介质介电常数,通常可以认为绕组导体与磁芯之间绝缘介质的介电常数为 3.5~4,如果在绕组上打蜡则 ϵ 值取 4,否则取 3.5; A 为绕组导体与磁芯的正对面积(绕组宽度与平均匝长之积); S_e 为电介质的有效厚度,它

的计算方法如图 2 所示。最后结合式(8),可以计算出共模扼流圈绕组的自电容 C_s 。可见使用厚漆膜的漆包线绕制电感有助于减小分布电容,减小磁芯的有效截面积也可以达到同样的效果。

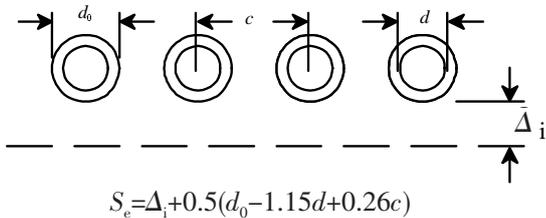


图 2 S_e 的测量和计算方法

Fig.2 Measurement and calculation of S_e

式中的每个参数都可以测得,将其带入公式便可得到分布电容值,通过计算,当线径 $d_0=0.21\text{mm}$,漆膜厚度为 0.028mm , $\Delta_i=0.1\text{mm}$,绕组匝数为 50,且选用上文磁芯时,计算的分布电容 $C_s=8\text{pF}$,与测得数据($C_p=8.4\text{pF}$)基本符合^[6]。

1.3 磁芯损耗等效电阻 R_{core}

磁芯损耗包括磁滞损耗、涡流损耗和剩余损耗,其中剩余损耗比前两项小,可忽略不计。当磁滞回线简化为图 3 所示的磁滞回线,积分后发现磁滞损耗 P_h 与磁感应强度 B 幅值的平方成正比,并且与频率 f 成正比,由此得到:

$$P_h \propto B^2 f \quad (9)$$

则有效体积为 V_e 的磁芯所产生的磁损即可表示为磁滞损耗和涡流损耗之和^[5],即:

$$P_{\text{core}} = (af + bf^2)V_e B^2 \quad (10)$$

当正弦电压的激励产生正弦交变的磁场时,由法拉第电磁感应定律有:

$$V_{\text{rms}} = \frac{NA_e \omega}{\sqrt{2}} B \quad (11)$$

将式(2)带入式(1),即可得到磁芯损耗的等效电阻为:

$$R_{\text{core}} = \frac{4\pi^2 f^2 N^2 A_e}{(a + bf)f l_e} \quad (12)$$

通过简化,当磁芯的材料和几何尺寸确定后,磁芯损耗等效电阻 R_{core} 就成了频率 f 的线性函数,式(12)中的未知系数 a 和 b 可以通过对曲线的线性拟合方法求得。

至此,除磁导率 μ_e 外的所有未知参数都能通过几何测量的方式求得。

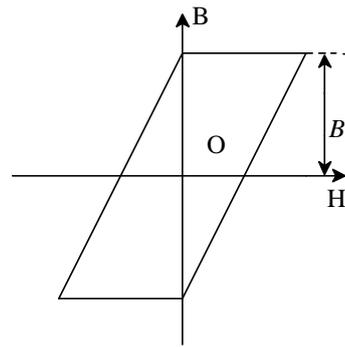


图 3 简化的磁滞回线

Fig.3 Simplified hysteresis loop

2 磁导率的测量

为验证上述模型的正确性,对两个铁氧体磁芯电感器进行实验测试。选择测量的磁芯形状为环形。原因有二:其一为环形磁芯比较普遍。环形磁芯磁路闭合,气隙对材料磁导率的影响小,初始磁导率即为有效磁导率。有效磁导率 μ_e 和一般磁芯制造厂商所提供的初始磁导率 μ_i 有所不同,其关系为:

$$\mu_e = \frac{l_e}{l_e/\mu_i + l_g} \quad (13)$$

式中 l_g 为气隙长度, l_e 为磁芯的有效磁路长度。在滤波器或电感器件的工程设计中,往往需要利用另一类描述参数即有效磁导率 μ_e 来评定或分析磁性材料的实际特性。

选取两种材料铁氧体做磁芯进行测量,其中共模扼流圈 1# 磁芯材料为 MnZn 高磁导材料 R5K,磁芯形状为圆环,其外径为 22mm,内径为 14mm,高为 8mm。厂商所给的初始磁导率 μ_i (即有效磁导率 μ_e) 为 5000,工作频率为 0.15MHz;共模扼流圈 2# 的磁芯为 NiZn 铁氧体 NXO-60,磁芯形状为圆环,其外径为 31mm,内径为 18mm,高为 7mm。厂商所给的初始磁导率(即有效磁导率)为 60,工作频率为 25MHz;。绕组线径均为 0.21mm。测试仪器为网络分析仪 4395A。

得到共模扼流圈 1# 的阻抗实部 R 和虚部 X 如图 4 所示。电感的虚部在 513kHz 时由感性转变成容性,实部也同时达到最大,此时电感的阻抗绝对值达到最大,电感滤波效果最好。将两条曲线代入式(1),可得到共模扼流圈 1# 磁芯初始磁导率 μ_i 如图 5 (a)所示,在 0.15MHz 前基本能够满足 4500 左右的数值,然后略有开始上升,再迅速下降。共模扼流圈 2# 磁芯有效磁导率如图 5(b)所示,在 13MHz 前保持在 50 左右,当频率继续增大时迅速下降。计算结果和厂商所提供的数值吻合的比较好,但都比厂商提供数值略

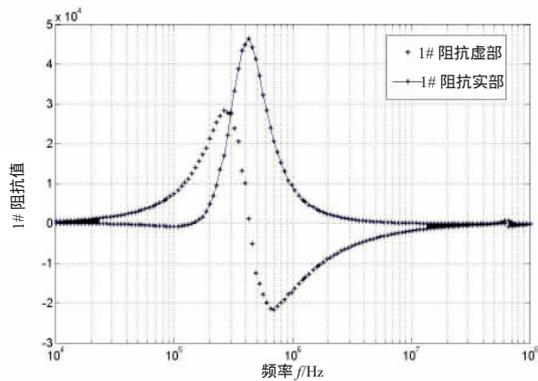
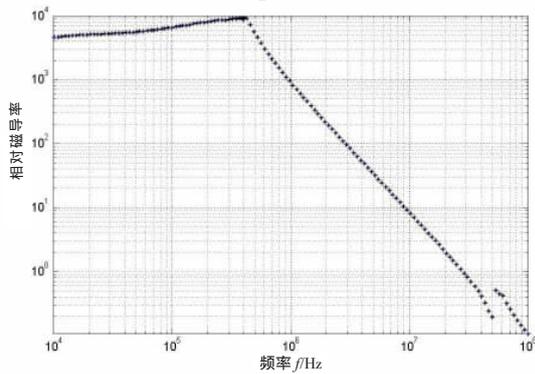
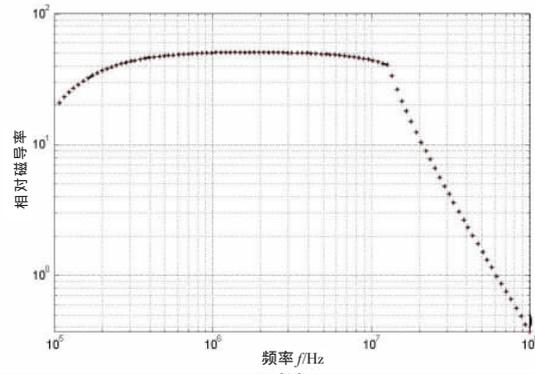


图 4 1# 阻抗实部与虚部测试结果

Fig.4 Results of 1 # impedance real and imaginary parts



(a)



(b)

图 5 1# 和 2# 的相对磁导率计算结果

Fig.5 1 # and 2 # of the relative permeability results

小,这是与两者的测试环境不同有关,厂商使用的是标准测试环境,而本文环境更接近实际应用环境,且软磁铁氧体磁芯的磁导率会随时间而下降(这种下降的程度会随时间的增加而减弱,也就是说存放的时间越长,软磁铁氧体磁芯的磁导率就越稳定),同时,因为低频时各个等效元件的阻抗值很小,接近测量设备的最小分辨率,也使得低频时的计算数值小于实际值。

3 实验验证

为了验证计算相对磁导率和电感高频等效模型的准确性,选用与共模扼流圈 1# 相同的磁芯和

0.35mm 线径的铜导线绕制一个电感,测量其插入损耗并与上述模型计算值对比如图 6 所示。其中星形线为测量值,直线为计算值。

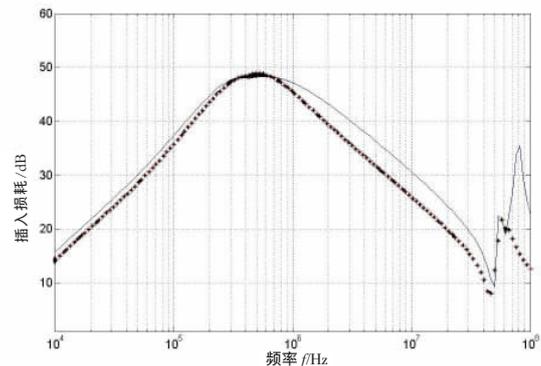


图 6 0.35mm 线径绕组测量值和计算值比较

Fig.6 Measurements and calculation of windings with 0.35mm diameter

从对比结果看来,两条曲线在自谐振点前吻合的很好,这段曲线主要阻抗主要取决于线圈电感 L ,电感器显感性,而电感主要由磁导率决定,可见计算磁导率的准确性很高。当频率范围为 0.4~40MHz 时,阻抗主要取决于绕组分布电容 C_p 。当频率范围为大于 40MHz 时,阻抗由绕组电容、电感和磁芯损耗与绕组损耗所组成的混联电路决定。由于磁芯损耗没有将温度、电压等的变化作为函数参数,也没有将剩余损耗考虑其中,所以误差较大。考虑到模型本身就是近似模型,这种误差在能够接受的范围内。

4 结论

本文提出了带有磁芯损耗的电感高频等效模型,并且所有元件参数都可以由几何尺寸测量得到,并由此计算出了磁芯材料的相对磁导率,并分析了结果误差产生的原因。从以上的原理分析和实验结果来看,本文所提出电感高频等效模型和软磁铁氧体磁芯相对磁导率测量方法是准确而有效的。因为模型的所以参数都是通过几何尺寸测量所得到的,所以大大简化了实验操作,是测量电感磁芯磁导率的好方法,有一定的工程利用价值。

参考文献

[1] 曹江. 介质材料电磁参数测量综述[J]. 宇航计测技术, 1994, 13(3): 30-34.
CAO Jiang. A review on measurement of electromagnetic parameters of materials [J]. JOURNAL OF ASTRONAUTICAL METROLOGY AND MEASUREMENT, 1994, 13(3) 30-34.
[2] 王俊玲, 王添文, 李永卿, 郭红霞, 王群. 磁性 (下转第 67 页)

了可靠的质量保障。系统提供的测试服务和功能十分全面,不但可以满足新一代智能型万能式断路器控制器测试的要求,还可为产品的设计和性能改进分析提供强有力的科学依据,因此该系统具有较好的推广价值和前景,为相应的低压电器产品生产厂商、检测中心、试验站及研究所提供先进的电器试验技术、测试方法及检测设备。

参考文献

[1] 常熟开关制造有限公司. CW3系列智能型万能式断路器产品使用说明书[Z]. [2008-4-16]. <http://www.riyue.com.cn/cptx/product.asp>.
[2] 顾惠民,周积刚. 国外新一代塑壳断路器的现状和发展动向[J]. 低压电器, 2006(2):7-11.
GU Hui-min, ZHOU Ji-gang. Status and Developing Trend of New Generation of the Moulded-Case Circuit Breakers Abroad [J]. Low Voltage Apparatus, 2006(2):7-11.
[3] 顾启民,涂水林,谢启,等. 万能式断路器电参量测量功能校验系统设计[J]. 低压电器, 2008(15):12-15.
U Qimin, TU Shuilin, XIE Qi, JI Shaoling. Design of a Calibrating System for Electrical Parameters Measurement of Air Circuit Breaker [J]. Low Voltage Apparatus, 2008(15):12-15.
[4] 杨红梅,曾成,张为,等. 万能式断路器控制器的检测系统设计[J]. 江苏电器, 2008(11):48-50.
YANG Hong-mei, ZENG Cheng, ZHANG Wei, XU Guang-long. Test System

Design of Open-Construction Circuit Breaker Controller [J]. Jiangsu Electrical Apparatus, 2008(11):48-50.
[5] 顾启民,高琴妹,谢启,等. 基于LabVIEW的智能控制器自动测试系统的研制[J]. 微计算机信息, 2007, 23(4-1):171-173.
GU Qi-min, GAO Qin-mei, XIE Qi, JI Shao-ling, ZHANG Shui-ping. Research of Intelligent Controller Automatic Test System Based on LabVIEW [J]. Microcomputer information, 2007, 23(4-1):171-173.
[6] 谢启,顾启民,涂水林,等. 基于LabVIEW的Modbus RTU通信协议的实现[J]. 煤矿机械, 2006, 27(12):95-97.

XIE Qi, GU Qi-min, TU Shui-lin, JI Shao-ling. Realization of Modbus RTU Communication Protocol Based on LabVIEW [J]. Coal Mine Machinery, 2006, 27(12):95-97.

作者简介:

谢启(1974-)男,汉族,江西吉水人,硕士,讲师,主要从事计算机先进控制技术与先进检测技术等方面的教学与科研工作。

Email: xieqi01@163.com

顾启民(1957-)男,汉族,江苏常熟人,副教授,主要从事电气自动化方面的教学与科研工作。

涂水林(1967-)男,汉族,江西南昌人,硕士,副教授,主要从事测控技术与仪器仪表等方面的教学与科研工作。

杨云飞(1964-)男,汉族,江苏江阴人,硕士,高级工程师,主要从事电气自动化方面的教学与科研工作。

收稿日期 2009-02-15
(杨长江 编发)

(上接第 29 页)

材料磁导率的测量及其分析[C]. 第 17 届全国电磁兼容学术会议论文集, 2007, 259-263.
WANG Jun-ling, WANG Tian-wen, LI Yong-qing, GUO Hong-xia, WANG Qun. Measurement for Relative Complex Permeability by RF Network/Spectrum/Impedance Analysis Instrument [C]. EMC2007, 2007, 259-263.
[3] 阚德鹏,周洁,丁高. EMI 滤波电感磁芯磁导率的测量方法研究[J]. 电子质量, 2005 (4) 67-68.
KAN De-peng; ZHOU Jie; DING Gao. Research Of Testing Measurement On EMI Filtering Inductance Magnetic Cores Magnetic Conductivity [J]. Electronics Quality, 2005 (4) 67-68.
[4] 邱扬,高莉,田锦,王小军,李晓莉. 电感器磁芯材料特性的参数分析法[J]. 安全与电磁兼容, 2002, 6 32-34.
QIU Yang, GAO Li, TIAN Jin, WANG Xiao-jun, LI Xiao-li. The Parameter Analysis Method of the Material Performance of the Inductance Ferrite Core [J]. Safety & Emc, 2002, 6 32-34.
[5] 孔剑虹. 功率变换器拓扑中磁性元件磁芯损耗的理论与实验研究

[D]. 浙江大学, 2002.
KONG Jian-hong. Theoretic and Experimental Research on the Core Loss of Magnetic Components in Power Converter Topologies [D]. Zhejiang University, 2002.
[6] E. C. Snelling. Soft Ferrites: Properties and Applications [M]. London, Butterworths, 1988.
[7] Franki Ne Ke. Magnetic Components [M]. Artyesen Resport, Sep, 1998.
作者简介:
张近民(1984-)男,哈尔滨工业大学硕士研究生,主要研究方向为电磁兼容. Email: zhangjinmin888@163.com
丁印福(1985-)男,哈尔滨工业大学硕士研究生,主要研究方向为电磁兼容。
王立欣(1966-)男,博士,教授,博士生导师,主要研究方向为在线监测与故障诊断技术、有限能源能量变换技术。

收稿日期 2009-02-25
(田春雨 编发)