

共模扼流圈磁芯内部磁场分析及其 动态电感模型

林苏斌, 陈为

福州大学电气工程与自动化学院, 福建省 福州市 350108

Dynamic inductance model and internal magnetic field analysis of common mode choke

LIN Subin, CHEN Wei

College of Electrical Engineering and Automation, Fuzhou University, Fuzhou 350108, Fujian Province, China

摘要: 共模扼流圈的动态电感影响共模扼流圈电磁噪声抑制能力, 工程应用中共模扼流圈动态电感并不是常数电感, 差模电流、频率、环境温度是影响共模扼流圈动态电感的主要因素。建立共模扼流圈动态电感模型, 明确共模扼流圈动态电感随差模电流、频率、环境温度变化的趋势, 对共模扼流圈优化设计, 提高共模扼流圈电磁干扰噪声抑制能力具有重要意义。通过实验测量共模扼流圈磁芯材料特性参数, 结合电磁场仿真分析, 获取共模扼流圈磁芯内部磁场分布数据, 采用多元分线性回归算法构造了相应的共模扼流圈磁芯材料特性参数模型、共模扼流圈磁芯内部磁场分布模型。在此基础上建立了共模扼流圈动态电感模型。实验结果表明, 共模扼流圈动态电感模型能准确评估共模扼流圈动态电感随差模激励电流、频率、温度等因素变化的规律。

关键词: 共模扼流圈, 动态电感, 差模电流, 磁芯材料特性参数

0 引言

电磁兼容特性是电气设备的一个重要性能指标, 各种相关的专业国际组织和世界各国都对电磁干扰问题制定了非常严苛的标准。在电磁干扰抑制中, EMI 滤波器是最常用且有效的电磁干扰抑制手段^[1-10]。

共模扼流圈广泛应用于 EMI 滤波器, 是影响 EMI 滤波器电磁干扰抑制能力的关键器件, 在电磁干扰噪声抑制方面起着重要作用。但实际上, 由于磁芯材料的非线性, 高频扰动电流(共模电流)的频率、功率工频输入电流(差模电流)的大小以及温度等因素对共模扼流圈的阻抗特性有较大影响, 阻抗特性直接影响共模扼流圈的电磁干扰抑制能力。频率对共模扼流圈阻抗特性的影响主要体现在两个方面: 一方面由于寄生参数的存在, 共模扼流圈在不同的频率表现出不同的阻抗特性, 其阻抗特性不再是常数电感、电容或电阻, 而是随频率变化的等效参数; 另一方面

共模扼流圈磁芯复数磁导率随频率变化的特性导致频率变化将影响共模扼流圈的共模动态电感。工程应用中共模扼流圈是在差模电流和共模电流共同作用的工作环境下, 与共模电流相比差模电流由于峰值较大, 往往造成共模扼流圈磁芯的局部饱和效应^[11], 在该工作状态下, 共模扼流圈动态电感随差模电流的变化实际上是非线性的, 不同的差模电流引起不同的饱和效应, 当差模电流增大到一定程度后, 动态电感急剧下降, 严重影响共模扼流圈的共模干扰抑制能力。此外, 在差模电流作用下, 共模扼流圈的绕组损耗和磁芯损耗将引起磁芯温度上升, 共模扼流圈磁芯复数磁导率随温度变化的特性导致磁芯温度变化也将影响共模扼流圈的动态电感。因而频率、差模电流的大小、磁芯温度是影响共模扼流圈共模动态电感的关键因素。

目前对共模扼流圈电磁兼容性能的研究主要集中在考虑寄生参数影响的共模扼流圈高频模型^[12-10], 通常采用基

于阻抗测量的参数提取方法建立相应的共模扼流圈高频模型。该方法在参数提取时采用阻抗分析仪等仪器,属于小信号测试系统,与共模扼流圈在差模电流作用下的实际工作环境存在较大差异,难以体现差模电流、温度对共模扼流圈的共模动态电感的影响,实际上动态电感是影响共模扼流圈共模干扰抑制能力的关键因素。文献[11-12]利用电磁场有限元软件分析了共模扼流圈的饱和效应并给出了动态电感的计算方法,但是该方法没有考虑频率、温度的影响,同时没有给出明确的电路模型或数学模型,不便于实际应用中的使用。因此有必要深入研究差模电流、频率、温度对共模扼流圈共模动态电感影响的机理。

本文以在EMI滤波器中广泛使用的环形铁氧体磁芯(型号:DMEGC-R10k)为研究对象,通过实验测量该磁芯随差模电流、温度、频率变化的材料特性参数,在此基础上利用电磁场有限元软件仿真了温度、差模电流对磁芯内部磁场分布的影响情况,通过多元非线性回归算法给出了磁芯内部磁场分布规律的数学模型,结合磁芯材料特性参数进一步构建共模动态电感的数学模型,模型考虑了差

模电流、频率以及温度的影响。最后通过实验验证了模型的有效性和准确性。

1 共模扼流圈磁芯内部磁场分析

共模扼流圈工作在差模电流和共模电流共同作用的环环境下。差模电流激励下,若不考虑漏磁场的影响,在磁芯内部两个线圈产生的磁通大小相等,方向相反,互相抵消。但实际上,由于漏磁的存在,磁芯中的磁通不能完全抵消,漏磁场会使共模扼流圈磁芯出现偏磁,当差模电流增大到一定程度时,可能造成磁芯内部磁场局部饱和。在实际应用中,由于共模电流很小一般为微安级,与共模电流相比功率差模电流峰值较大,因此可近似认为共模扼流圈磁芯中的偏磁主要是由功率差模电流引起^[11-12]。

为了明确差模电流激励时共模扼流圈磁芯内部磁场分布情况,利用电磁场有限元软件仿真了DMEGC-R10k共模磁芯在600安匝功率差模电流激励时的磁芯内部磁场分布。图1为共模扼流圈磁芯内部磁场分布图。图1(a)为共模扼流圈磁芯内部磁场分布,图1(b)为仿真时输入的磁芯

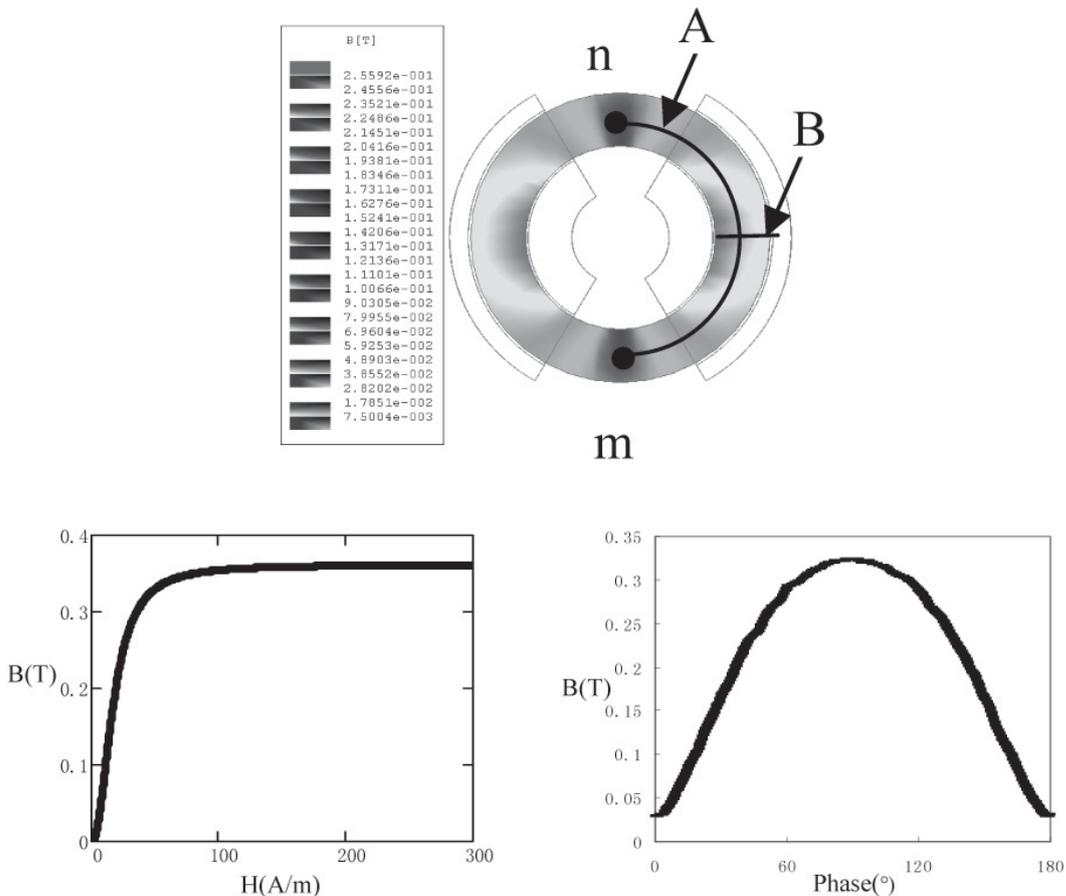


图1 共模扼流圈磁芯内部磁场分布

材料磁化曲线, 图 1(c) 为共模扼流圈磁芯内部沿着曲线 A (曲线 A 为沿共模扼流圈圆环中轴线的半圆曲线) 的磁感应强度分布曲线, 其中曲线 A 上 m 点对应图 1(c) 中横坐标的 0° 位置, 曲线 A 上 n 点对应图 1(c) 中横坐标的 180° 位置。

由图 1 可知:

(1) 图 1(b) 的磁化曲线, 在磁化曲线的不同位置 (即不同的偏磁时) 磁芯动态磁导率都不一样, 同时根据图 1(a) 在差模电流激励时, 共模扼流圈沿磁环各个位置的磁场强度都不一样, 因此共模扼流圈磁芯内部的动态磁导率不是线性的而是沿着磁环分布的函数, 分布规律可以表示为 $\mu(\theta)$, 其中 θ 是沿磁环的分布角。

(2) 根据图 1(c) 的共模扼流圈在差模电流激励时磁芯内部磁感应强度分布曲线, 在差模电流激励时, 共模扼流圈内部磁场分布不均匀, 沿着曲线 A 的磁感应强度分布近似于 GussAmp 函数, 在曲线的两端 (0° 及 180° 位置) 最小, 曲线 A 的中间位置 (90° 位置) 磁感应强度最大, 达到约 $0.32T$, 已接近该磁芯材料的饱和磁感应强度, 磁芯内部磁场局部饱和。

(3) 根据图 1(d), 共模扼流圈磁环内部磁场沿径向 (曲线 B) 分布规律为内径的位置最大, 外径位置最小, 分布近似于线性, 中轴线位置的磁感应强度近似等于该角度位置的平均磁感应强度。

2 影响共模扼流圈动态电感的关键参数分析

由于共模扼流圈内部磁芯动态磁导率非线性, 在某一差模电流激励时, 共模扼流圈动态电感 L_d 可近似表示为:

$$L_d = \frac{N^2}{2 \cdot \int_0^{180} \frac{r \cdot d\theta}{\mu_0 \cdot \mu_r(\theta, f, i_{DM}, T) \cdot A_c}} \quad (1)$$

式中 θ 为沿磁环分布的角度, f 为频率, i_{DM} 为差模电流, T 为共模扼流圈磁芯温度, $\mu_r(\theta, f, i_{DM}, T)$ 为共模扼流圈磁芯的动态磁导率沿磁环的分布函数, N 为匝数, A_c 为磁芯截面积, r 为共模扼流圈磁环中轴线的半径。需要说明的是: 为了简化计算式 (1) 在计算共模扼流圈动态电感时将共模扼流圈磁芯中轴线位置处的动态磁导率近似认为是该角度位置的平均动态磁导率, 将中轴线弧线的长度近似为共模扼流圈磁路的长度。

由式 (1) 可知: 在匝数以及磁芯结构确定的情况下共

模扼流圈磁芯相对动态磁导率 μ_r 的分布情况是影响共模扼流圈动态电感的决定因素。磁芯的动态磁导率 μ_r 是随频率、差模电流以及温度变化的, 同时本文共模扼流圈磁芯内部磁场分析部分表明, 共模扼流圈磁芯沿磁环不同位置磁场不一致, 因而沿磁环不同位置对应的磁芯动态磁导率也不一样, 明确共模扼流圈磁芯动态磁导率沿磁环随频率、差模电流以及温度变化的规律是准确建立共模扼流圈动态电感模型的基础。

明确共模扼流圈磁芯动态磁导率沿磁环的分布规律涉及到磁芯材料的基本特性参数以及相应工作环境下磁芯内部磁场分布情况。实验是获取共模扼流圈磁芯材料特性参数的基本方法, 但是目前还难以单纯通过实验直接获取共模扼流圈磁芯内部的磁场分布规律。电磁场有限元软件的仿真分析是获取磁芯内部磁场分布的有效手段, 可以通过实验与仿真相结合的方式确定共模扼流圈磁芯内部动态磁导率分布规律。因此准确测量与实际工况吻合的共模扼流圈磁芯材料特性参数 (包括不同温度特定频率的磁化曲线、动态磁导率随频率、直流偏磁变化的特性曲线) 是建立共模扼流圈磁芯内部动态磁导率分布规律模型的基础。

3 共模扼流圈磁芯材料特性参数提取及材料特性模型

3.1 工频激励下不同温度共模磁芯磁化曲线参数提取

共模扼流圈在差模电流和共模电流共同作用的工作环境下, 差模电流的频率为工频 50Hz , 在差模电流作用下绕组损耗以及磁芯损耗造成磁芯温升, 因此准确测量不同温度时工频激励的共模磁芯磁化曲线, 是通过仿真准确获得磁芯内部磁场分布的基础。

图 2 为磁化曲线测试原理图, 采用双绕组的方法测试磁化曲线。测试时将测试磁芯 (型号: DMEGC-

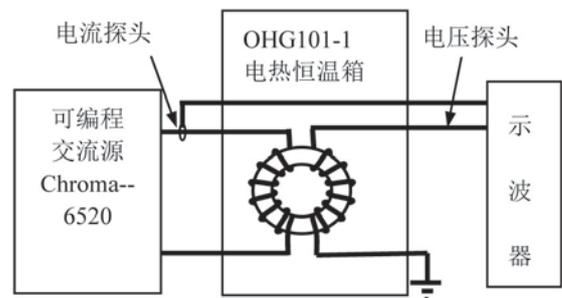


图 2 磁化曲线测试原理图

R10k, 等效磁路长度 $l_c=76.5\text{mm}$, 截面积 $A_c=73.9\text{mm}^2$, 一次侧绕组匝数 $N_p=100$ 匝, 二次侧绕组 $N_s=100$ 匝) 放置在 OHG101-1 电热恒温箱中, 通过电热恒温箱调节环境温度, 实验时设置了 25°C 、 50°C 、 60°C 、 70°C 、 80°C 、 90°C 、 100°C 、 110°C 共 8 个测试温度点。设置可编程交流源 Chroma-6520 的输出频率为 50Hz , 并将可编程交流源的输出电压施加在共模扼流圈的一次侧绕组, 通过示波器的电流探头测量流过一次侧绕组的电流 $i(t)$, 电压探头测量二次侧绕组的感应电压 $u(t)$ 。由式 (2) 式 (3) 可求得相应激励下的磁滞回线。

通过调节 Chroma-6520 可编程交流源的输出电压, 测试不同输出电压激励的磁滞回线, 最后通过数据处理得到工频激励下不同温度下的磁化曲线。图 3(a) 为实测的 $B-H$ 曲线。

$$H(t) = \frac{N_p \cdot i(t)}{l_c} \quad (2)$$

$$B(t) = \frac{1}{N_s \cdot A_c} \int_{t_0}^{t_0+T} u(t) dt \quad (3)$$

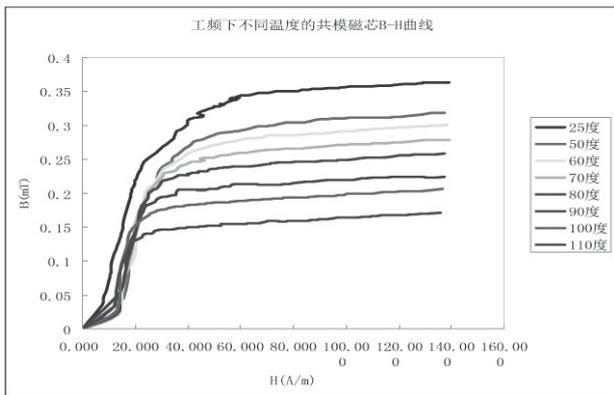


图 3 实测磁化曲线

3.2 直流偏磁激励下复数磁导率特性参数提取及建模

本文共模扼流圈磁芯内部磁场分析部分表明: 沿共模扼流圈磁环不同位置对应的动态磁导率不一样, 磁芯内部动态磁导率是沿着磁环分布的函数 $\mu_r(\theta, f, I_{DM}, T)$ 。通过电磁场仿真分析, 可以获取磁芯内部磁场分布, 但是难以获得动态磁导率沿磁环分布, 磁芯内部动态磁导率沿磁环分布可以通过仿真分析提取磁芯内部磁场分布模型基础上结合磁芯材料特性参数 $\mu_r(f, H)$ 经过数学处理获得。因此为了构建磁芯内部沿磁环的动态磁导率分布模型, 在仿真获得磁场分布基础上准确测量动态磁导率与偏磁及频率关系是建立共模扼流圈磁芯动态磁导率数学模型的基础。

图 4 为直流偏磁下动态磁导率测试原理图。被测磁件采用与图 2 测试磁化曲线时采用的磁芯相同。测试时通过 WK-3265B 直流电流源施加直流偏磁, 由 WK-3260B 精密磁元件分析仪可测试磁件的串联模型为:

$$Z=R_s+j\omega L \quad (5)$$

式中 R_s 为反映磁件损耗 (包括磁芯损耗与绕组损耗) 的等效串联电阻, L 为磁件感值。

为了尽可能避免线圈分布参数以及绕组损耗对测量结果的影响, 测试样品绕制的匝数采用 1 匝。因此可近似认为测试结果中的 R_s 仅由磁芯损耗产生。



图 4 直流偏磁下动态磁导率测试原理图

根据磁件的复数磁导率数学模型:

$$\mu = \mu' - j\mu'' \quad (6)$$

因此测量结果中 R_s 表征的是 μ'' 的影响, L 表征的是 μ' 的影响。

由式 (5)、(6) 可得复数磁导率为:

$$|\mu| = \frac{l_c}{N^2 A_c} \sqrt{L^2 + \left(\frac{R_s}{2 \cdot \pi \cdot f}\right)^2} \quad (7)$$

式中 μ 为复数磁导率、 L 为磁件电感值、 R_s 为磁芯损耗等效串联电阻、 N 为匝数、 l_c 为等效磁路长度、 A_c 为磁芯截面积、 f 为测试频率。

因此在实验测得磁件串联模型的 R_s 以及 L 的基础上, 根据式 (7) 可得直流偏磁激励下复数磁导率随频率变化的特性参数, 如图 5 所示。

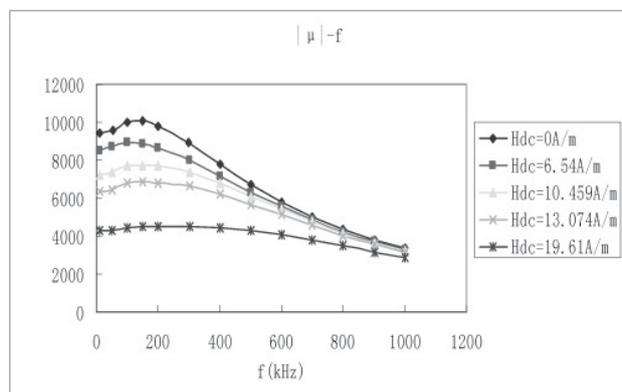


图 5 直流偏磁下动态磁导率变化趋势图

在测试数据基础上,可进一步通过多元非线性回归算法拟合出动态磁导率随偏磁及频率变化的数学模型:

$$|\mu(f, H)| = \left(\frac{10H^2}{145 + H^2} - 9.9 \right) \cdot f + 11000 \left(1 - \frac{H^{2.1}}{530 + H^{2.1}} \right) \quad (8)$$

式中 μ 为复数磁导率、 H 为直流偏磁、 f 为频率。

4 基于磁芯储存能量等效动态磁导率的共模扼流圈磁芯饱和度评估

在实验测量共模磁芯磁化曲线基础上,可以利用电磁场有限元软件仿真分析差模电流激励时磁芯内部磁场分布。进而通过数学处理方法可获得磁芯内部磁场分布数学模型。模型要反映不同差模电流激励时,共模扼流圈磁芯内部磁场分布。因此有必要讨论模型适用的差模电流范围。这是因为差模电流范围选取不合理可能造成以下问题:

(1) 若模型适用差模电流上限取值太小,将导致模型难以真实反映共模扼流圈磁芯的带载能力,难以满足优化设计的要求。

(2) 若差模电流上限取值太大,根据图6环境温度50℃时共模扼流圈磁芯内部磁场分布可知,差模电流在0~500A·N范围内磁芯内部磁场强度分布趋势与差模电流为600A·N时完全不同。造成这一现象的原因是,当差模电流增大到一定程度,磁芯内部磁场饱和显著,导致磁芯内部磁场强度分布曲线发生畸变。这一现象将造成建立共模扼流圈磁芯内部磁场分布的统一数学模型复杂性增大。

同时工程应用中,若共模扼流圈磁芯内部磁场饱和显著,动态电感感值下降太多,将造成共模扼流圈对电磁干扰噪声的抑制能力急剧降低,难以满足实际工程应用需求。因此建模时设置太大的差模电流上限没有实际工程应用意义。

综上所述,在建立共模扼流圈磁芯内部磁场分布数学模型前,有必要先寻求合理的评估方法,评估磁芯的饱和度,进而根据磁芯的饱和程度合理界定模型适用的差模电流的范围。

磁芯储存能量的大小可以反映了磁芯的饱和程度。参考电感储能的表达式,引入磁芯存储能量等效电感的概念,并进一步以磁芯存储能量等效动态磁导率作为评估磁芯饱和度的指标。

磁芯存储能量可表示为:

$$W_{\text{core}} = \frac{1}{2} L_{\text{eqc}} i_1^2 \quad (9)$$

式中 W_{core} 为磁芯磁场能量, L_{eqc} 为磁芯能量等效电感, i_1 为磁芯能量激磁电流。

由式(9)可知,在已知磁芯存储能量基础上,若能计算出这部分能量对应的激磁电流 i_1 的大小,就可以归算出磁芯能量等效电感。需要强调的是磁芯能量激磁电流并不等于施加在共模扼流圈线圈的电流。因为施加在共模扼流圈线圈的电流激发的能量包括存储在气隙的能量以及存储在磁芯的能量。因此如何确定气隙能量激磁电流的大小是归算磁芯能量等效电感的关键。

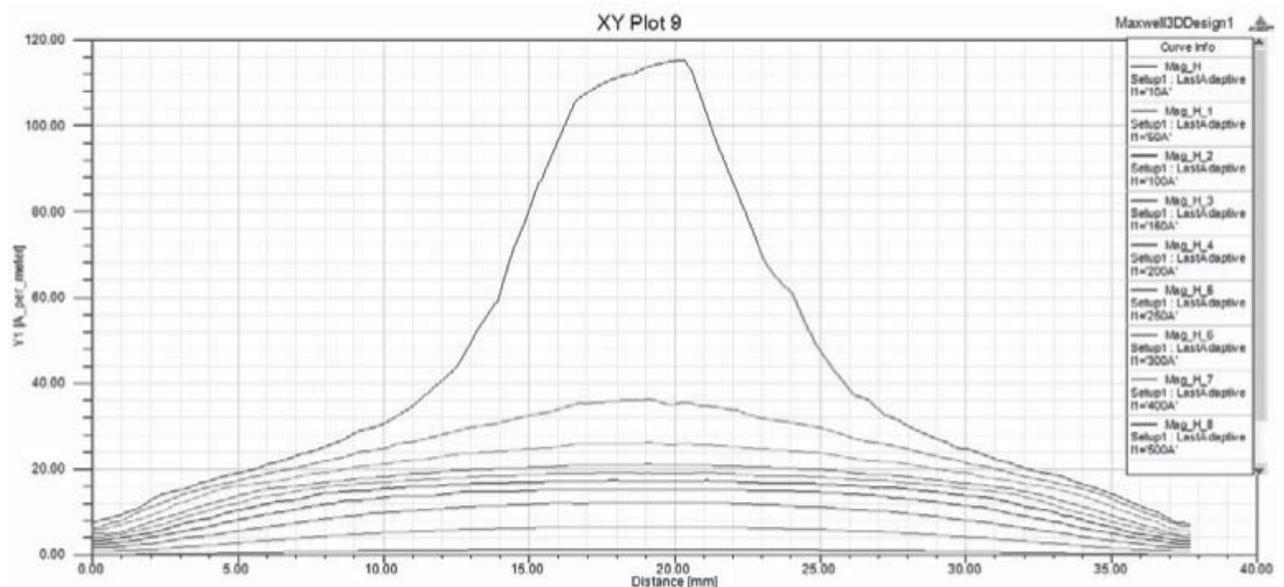


图6 磁芯内部磁场强度分布

需要说明的是式(9)中的磁能存储能量等效电感 L_{eqc} 为静态电感, 通过静态电感只能归算出磁芯能量等效静态磁导率, 在评估磁芯饱和程度方面磁芯能量等效动态磁导率的变化趋势较静态磁导率更能反映磁芯的饱和程度, 因此为了准确评估磁芯饱和程度有必要进一步寻求获取磁芯能量动态磁导率的变化趋势的方法。

下文将通过共模扼流圈磁路、电路等效演化, 从能量的角度提取磁芯能量激磁电流。通过磁芯储存能量等效电感进一步推导出磁芯储存能量等效动态磁导率的变化趋势, 确定磁芯的饱和程度, 进而界定模型适用的差模电流的范围。

图7为差模激励时共模扼流圈等效电路演化。根据图7(a)的共模扼流圈物理结构, 可获得等效磁路图如图7(b), 图7(b)中 R_c 为磁芯磁阻、 R_{g0} 、 R_{gi} 为气隙磁阻、 i 为施加在共模扼流圈的差模电流、 N 为匝数。将图7(b)化简后可得到如图7(c)的简化磁路。对图7(c)运用对偶原理将磁动势 N_i 对偶为磁通, 将磁通 Φ 对偶为磁动势, 将磁阻 R_{eqc} 、 R_{eqg} 对偶为磁导 $1/R_{eqc}$ 、 $1/R_{eqg}$, 可得到图7(d)的对偶等效磁路。对图7(d)进行两次尺度变换, 首先对 i 尺度变换, 保持磁动势 Φ 不变, 将磁通 N_i 成比例变换为 i , 磁导变换为 N/R_{eqc} 、 N/R_{eqg} , 再对磁动势 Φ 尺度变换, 保持磁通 i 不变,

将磁动势 Φ 变为磁链 $N\Phi$, 磁导变换为 N_2/R_{eqc} 、 N_2/R_{eqg} 。最后通过阻抗变换原理可得到等效电路图如图7(f)。在图7(f)中 N 为匝数、 L_{eqc} 为磁芯能量等效电感、 L_{eqg} 为气隙能量等效电感。 i 为施加在共模扼流圈的差模电流, i_1 为共模扼流圈磁芯能量等效电感的激磁电流, i_2 为共模扼流圈气隙能量等效电感的激磁电流。

通过电磁场有限元软件仿真分析可求得共模扼流圈在差模电流激励时存储的总能量 W_{total} 、共模扼流圈气隙储存能量 W_{core} 、共模扼流圈磁芯储存能量 W_{gap} 。

共模扼流圈磁芯能量等效电感的激磁电流 i_1 可表示为:

$$i_1 = i - \sqrt{\frac{W_{gap}}{W_{total}}} i \quad (10)$$

式中 i 为差模电流。

共模扼流圈气隙能量等效电感的激磁电流 i_2 为:

$$i_2 = \sqrt{\frac{W_{gap}}{W_{total}}} i \quad (11)$$

磁芯能量等效静态电感为:

$$L_{eqc} = \frac{2W_{core}}{(1 - \sqrt{\frac{W_{gap}}{W_{total}}})^2 \cdot i^2} \quad (12)$$

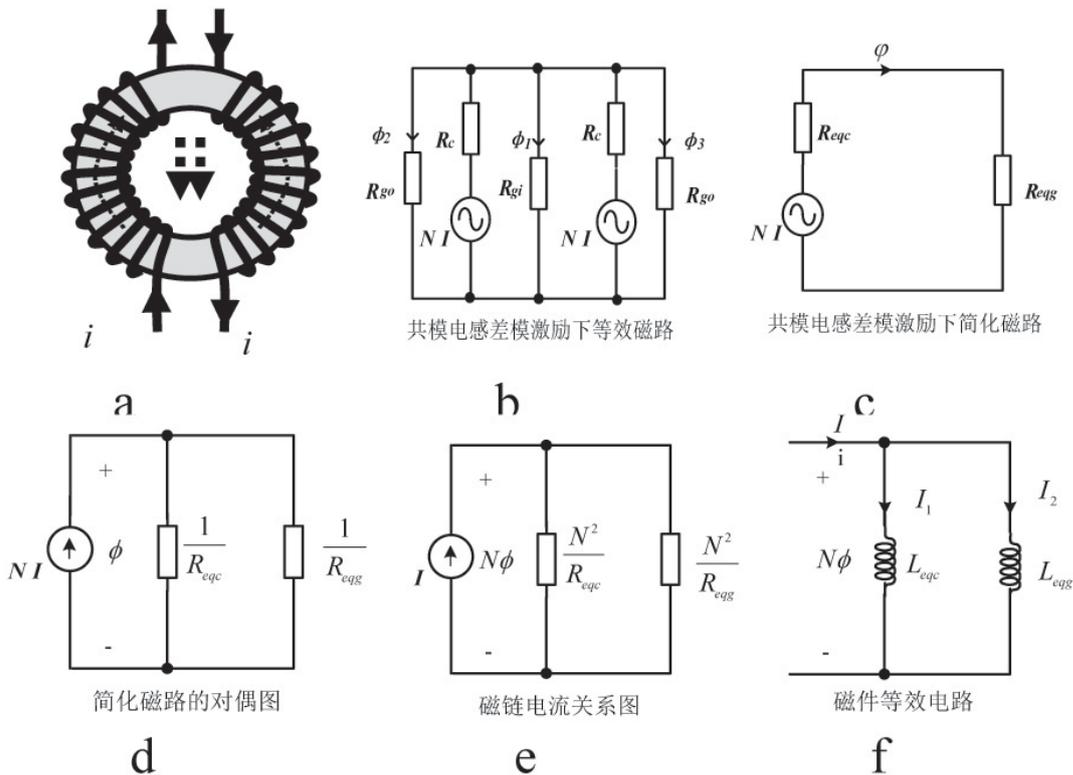


图7 差模激励时共模扼流圈等效电路演化

根据动态电感的定义可得磁芯能量等效动态电感 L_{AC} 为:

$$L_{AC} = \frac{2i_1 dW_{core} - 2W_{core} di_1}{i^2 di} \quad (13)$$

因此共模扼流圈磁芯能量等效动态磁导率为:

$$\mu_{\Delta} = \frac{2l_c(i_1 dW_{core} - W_{core} di_1)}{N^2 A_c i^2 di} \quad (14)$$

式中 l_c 为共模扼流圈等效磁路长度, N 为匝数, A_c 为共模扼流圈磁芯截面积。

式(14)表明,在磁芯结构参数已知的条件下,磁芯能量、磁芯能量的增量以及磁芯能量激磁电流、磁芯能量激磁电流增量决定了磁芯存储能量等效动态磁导率的大小。

通过电磁场有限元仿真可获得磁芯能量,并通过式(10)可求得对应的磁芯能量激磁电流。在仿真时通过调整输入差模电流激励的大小可相应得到磁芯能量的增量以及磁芯能量激磁电流增量。在上述仿真数据基础上,根据式(14)可获得不同差模电流激励时磁芯能量等效动态磁导率如表1所示。

表1 不同差模激励时磁芯能量等效动态磁导率

温度(°C)	25	50	60	70	80	90	100	110
$i_{dm}(A \cdot N)$	600	540	520	465	415	360	325	290
μ_{Δ}/μ_i	0.31	0.33	0.35	0.30	0.31	0.32	0.28	0.3

表1中 μ_{Δ} 为表中各列相应磁芯温度及施加对应差模电流时共模扼流圈磁芯储存能量等效动态磁导率, μ_i 为表中各列相应温度时共模扼流圈的初始磁导率。表1列出了25°C~110°C温度范围内,各个温度点对应磁芯能量等效动态磁导率下降到相应初始动态磁导率约0.3倍时,所需施加的差模电流激励的大小。由表1可知:环境温度越高,共模扼流圈磁芯储存能量等效动态磁导率下降到约0.3倍时所需的差模电流激励越小,当环境温度为25°C时,共模扼流圈磁芯储存能量等效动态磁导率下降到初始磁导率的0.31时需施加的差模电流为600安匝,而当环境温度为80度时,共模扼流圈磁芯储存能量等效动态磁导率下降到初始磁导率的0.31时仅需施加415安匝的差模电流。下文将以磁芯能量等效动态磁导率下降到初始动态磁导率的0.3倍时对应的差模电流作为模型中差模电流的上限,来界定建立共模扼流圈磁芯内磁场分布模型时施加的差模电流的取值范围。

5 共模磁芯内部磁场分布建模及动态电感模型

5.1 共模磁芯内部磁场分布建模

在建立共模扼流圈磁芯内部磁场分布模型时,首先通过电磁场有限元软件仿真分析获得磁芯内部磁场分布的基础数据。图8(a)为电磁场有限元软件仿真提取的磁芯温度为25°C,差模电流激励从0A~600A时的共模扼流圈磁芯内部沿图1(a)中曲线A的磁场强度分布图。在获得磁芯内部磁场分布基础数据基础上进一步采用分步递归多元非线性回归的方法建立共模扼流圈磁芯内部磁场分布数学模型。

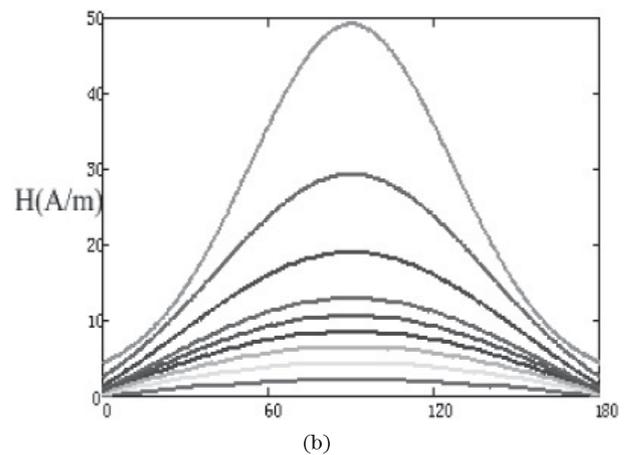
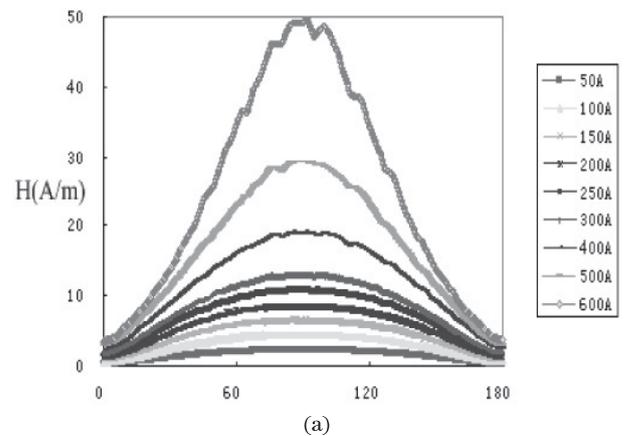


图8 磁芯内部磁场分布

在建模时,首先以 GaussAmp 函数为基函数运用多元非线性回归算法拟合共模扼流圈磁芯内部磁场分布。构造的磁场分布的数学模型为:

$$H(i_{DM}, \theta) = H_0(i_{DM}) + A(i_{DM}) \cdot e^{-\frac{(\theta-90)^2}{w(i_{DM})}} \quad (15)$$

式中 $H_0(i_{DM})$ 、 $A(i_{DM})$ 、 $w(i_{DM})$ 构造的拟合模型中的待定系数， i_{DM} 为施加的差模电流， θ 为沿磁芯磁环分布的角度。式 (15) 构造的模型需满足不同差模电流激励时的磁芯内部磁场分布，其待定系数 $H_0(i_{DM})$ 、 $A(i_{DM})$ 、 $w(i_{DM})$ 都是差模电流的函数，因此进一步需确定模型中上述待定系数。

分别采用 shah 函数、Bidoseresp 函数、Line 函数回归拟合的待定系数 $H_0(i_{DM})$ 、 $A(i_{DM})$ 、 $w(i_{DM})$ 为：

$$H_0(i_{DM}) = 0.102i_{DM} - 72.6 + 72.012 \cdot 0.9972^{i_{DM}} \quad (16)$$

$$A(i_{DM}) = k_1 + k_2 \left(\frac{p}{1 + 10^{k_4(k_3 - i_{DM})}} + \frac{1-p}{1 + 10^{k_5(k_6 - i_{DM})}} \right) \quad (17)$$

式中 $p=0.28718$ ， $k_1=55.85$ ， $k_2=285.2063$ ， $k_3=-98.342$ ， $k_4=0.0035$ ， $k_5=0.00477$ ， $k_6=795.54473$ 。

$$w(i_{DM}) = 113.19 - 0.1276i_{DM} \quad (18)$$

通过上述多元非线性回归拟合的共模扼流圈磁芯内部磁场分布见图 8(b)。

5.2 共模扼流圈动态电感模型

由式 (8)、式 (15) 可得在磁芯温度为 25℃ 时共模扼流圈磁芯内部动态磁导率分布模型为：

$$|\mu(f, \theta, i_{DM})| = 10 \left(\frac{H(i_{DM}, \theta)^2}{145 + H(i_{DM}, \theta)^2} - 0.99 \right) \cdot f + 11000 \cdot \left(1 - \frac{H(i_{DM}, \theta)^2}{530 + H(i_{DM}, \theta)^2} \right) \quad (19)$$

图 9(a) 为由式 19 共模扼流圈磁芯动态磁导率模型绘制的沿磁环分布的动态磁导率。从图 9(a) 可以看出：

(1) 共模扼流圈磁芯内部动态磁导率沿磁环呈对称分布，在 θ 角为 0° 和 180° 位置最小，在 90° 位置达到最大值。在差模电流较小时，动态磁导率沿磁环的变化幅度不大，当差模电流为 50 安匝时， θ 角为 0° 和 180° 位置相对动态磁导率为 10500，在 θ 角为 90° 位置相对动态磁导率还有 10100，相对动态磁导率仅减小了 3.8%。差模电流较大时，动态磁导率沿磁环的变化幅度也相应增大，当差模电流为 600 安匝时， θ 角为 0° 和 180° 位置相对动态磁导率为 10050，在 θ 角为 90° 位置相对动态磁导率下降到 1400，动态磁导率约减小了 86%，表明在 θ 角为 90° 位置磁芯已经饱和。

(2) 在同一差模电流时，磁环的 θ 角的 90 度位置附近磁芯相对动态磁导率明显较其他位置较小，该位置磁芯的工作点较其他位置更接近饱和区。

图 9(b) 为将式 (19) 的代入式 (1) 求得的共模扼流圈动

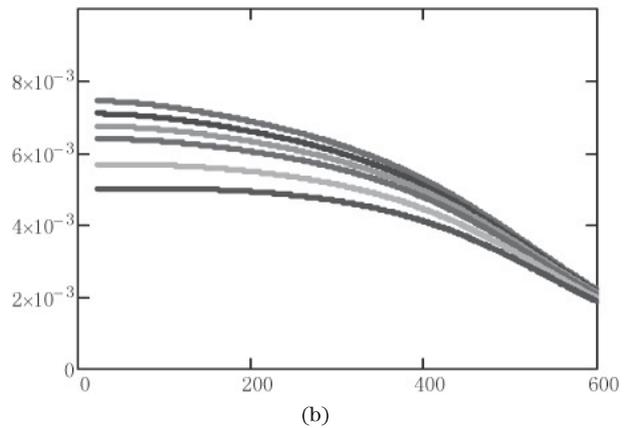
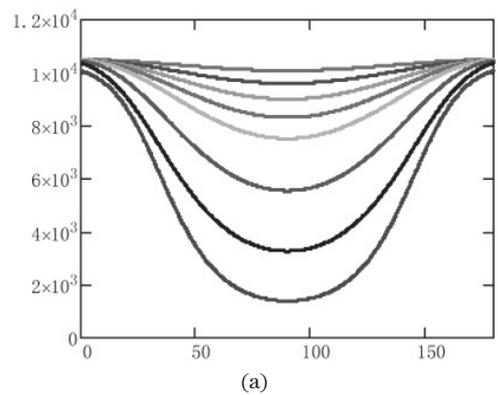


图 9 共模扼流圈动态磁导率及动态电感模型

态电感模型绘制的共模扼流圈动态电感随差模电流及频率变化的趋势曲线。从图 9(b) 可以看出：随着差模电流增大，动态电感相应减小，当差模电流增大到一定程度后，动态电感呈现加速下降的趋势。

6 实验验证

为了验证共模扼流圈动态电感模型，绕制了共模扼流圈实验样品，具体参数为：磁芯材料 DMEGC-R10k，等效磁路长度 $l_e=76.5\text{mm}$ ，截面积 $A_e=73.9\text{mm}^2$ ，漆包线直径 1.6mm，匝数为 24。并设计了图 9 所示实验电路。图 9 中 IS 为 GW 的 PSH-2050A 直流电流源、L 为测试用共模扼流圈样品、C 为隔直电容。电路中设置隔直电容的目的是避免直流电流因 LCR 表分流对测试产生影响。但在附加隔直电容后，LCR 表测试的是 L、C 串联的总阻抗，为了保证测试时总的串联阻抗近似等于电感的阻抗，保证测试精度，在选择隔直电容时必须保证测试频率点处电容和电感的阻抗满足：

$$\frac{1}{\omega C} \ll \omega L \quad (20)$$

在实际测试时取电容的容抗为电感性抗的 0.01, 因此
在实际测试中因附加隔直电容而引起的测量误差可以控制
在 1%。

图 11 为实测与模型动态电感比较曲线。图 11(a) 中曲
线 a 为实测动态电感的标么值曲线表示, 曲线 b 是磁芯存
储能量等效动态磁导率的标么值表示, 从图 11(a) 可以看出,
两根曲线的变化趋势基本一致。验证了本文提出的基于磁
芯能量等效动态磁导率评估共模扼流圈饱和度的方法的准
确性和有效性。图 11(b) 中曲线 c 为实测动态电感变化曲线,
曲线 d 为模型计算动态电感的变化曲线, 从对比曲线可以
看出在差模电流 0-600 安匝范围内, 模型计算的动态电感
与实测的动态电感曲线变化趋势基本一致。验证了本文提
出的共模扼流圈动态电感模型的准确性。

7 结论

1) 共模扼流圈磁芯内部动态磁导率不是线性分布的,
而是沿磁环分布的函数。

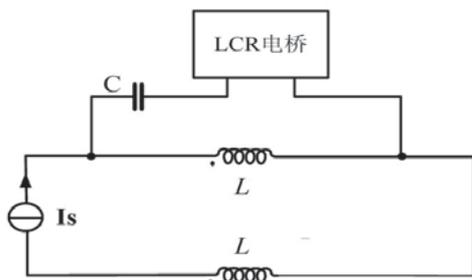


图 10 共模动态电感实验验证

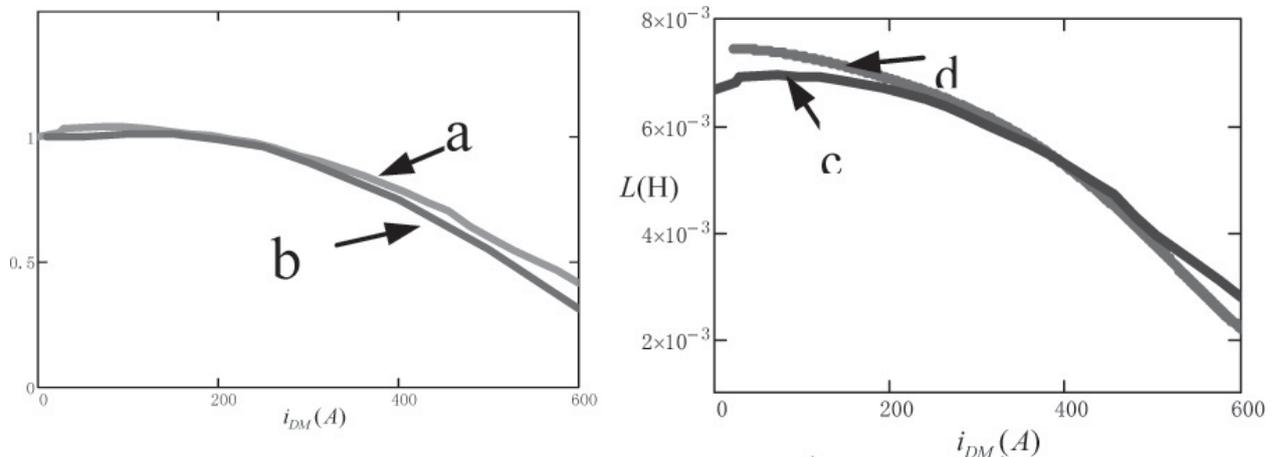


图 11 实测与模型动态电感比较曲线

2) 提出的基于磁芯能量等效动态磁导率评估磁芯饱和
度的方法。通过实验验证了评估方法的有效性。

3) 提出的共模扼流圈动态电感模型。通过实验验证了
模型的准确性。

参考文献

- [1] 钱照明, 陈恒林. 电力电子装置电磁兼容研究最新进展 [J]. 电工技术学报, 2007, 22(7): 1-11.
- [2] 陈恒林, 陈玮, 冯利民, 钱照明. 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.
- [3] 王世山, 谢少军, 金 艳. 计及寄生参数效应的铁氧体共模扼流圈二端口网络的建立 [J]. 电工技术学报, 2010, 25(5): 1-8.
- [4] 刘胜, 张玉廷, 于大泳. 基于频变参数辨识的共模扼流圈集中参数模型 [J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(3): 132-137.
- [5] Wenhua Tan, Carlos Cuellar, Xavier argueron, and Nadir Idir, Member, IEEE. A High Frequency Equivalent Circuit and Parameter Extraction Procedure for Common Mode Choke in the EMI Filter. IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 28, NO. 3, MARCH 2013
- [6] Chen Rengang, van Wyk J D, Wang Shuo, et al. Improving the characteristics of integrated EMI filters by embedded conductive Layers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(3): 611-619.
- [7] Wang Shuo, Lee F C, Odendaal W G. Characterization and parasitic extraction of EMI filters using scattering parameters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(2): 502-510.
- [8] 董纪清, 陈为, 卢增艺. 开关电源高频变压器电容效应建模与

- 分析 [J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(31): 121-126.
- [9] 董纪清, 陈为. 磁性元件分布电容对交错 PFC 共模噪声的影响分析 [J]. 电工电能新技术, 2007, 26(3): 42-46.
- [10] 陈庆彬, 陈为. 开关电源中变压器共模传导噪声抑制能力的评估方法 [J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(18): 73-79.
- [11] 黄华高, 陈恒林, 孟培培, 钱照明. 共模扼流圈饱和和效应分析及动态电感计算 [J]. 电力电子技术, 2010, 44(8): 102-104.
- [12] Henglin Chen, Zhaoming Qian, Shaodong Yang, et al. Finiteelement Modeling of Saturation Effect Excited by Differential-mode Current in a Common-mode Choke [J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2009, 24 (3): 873-877.
- [13] 和军平, 陈为, 姜建国. 开关电源共模传导干扰模型的研究 [J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(8): 50-55.
- [14] Chen Qingbin, Chen Wei. The new electric shielding scheme with comb-shaped wire and its applications in SMPS[C]//IEEE 33rd international telecommunications energy conference. IEEE, 2011: 1-7.
- [15] Chen Qingbin, Chen Wei, Song Qingliang, et al. An evaluation method of transformer behaviors on common-mode conduction noise in SMPS[C]//IEEE 9th international conference on power electronics and drive systems. IEEE, 2011: 782-786.

作者简介

林苏斌(1977), 男, 博士研究生, 副教授, 研究方向为电力电子装置电磁兼容, linsb_77@126.com; 13950202653

陈为(1958), 男, 博士, 教授, 研究方向为电力电子功率变换、高频磁技术、电磁兼容诊断与滤波器、电磁场分析与应用和电磁检测等。