

平面变压器任意并联 PCB 线圈损耗建模 及设计软件开发

毛行奎, 陈为

(福州大学电气工程与自动化学院, 福建省 福州市 350002)

Eddy Current Loss Model and Design Tool for Arbitrary Parallel PCB Windings of Planar Transformer

MAO Xing-kui, CHEN Wei

(College of Electrical Engineering & Automation, Fuzhou University, Fuzhou 350002, Fujian Province, China)

ABSTRACT: Current handling capability of parallel PCB winding in planar transformer can be effectively enhanced by winding loss model and relative design tool. The analytical eddy current loss model of PCB winding with arbitrary connections for both rectangular and spiral types is built based on eddy current field equations and loop voltage balance. And furthermore, a processing method with distinct form and systematic programming algorithm are also proposed with superposition principle to code the loss model into software with friendly human-machine interface. Experiments verified the loss model and the algorithm. And the software was also ensured by systematic verification and experiments. The software provides a powerful tool for the PCB winding design with arbitrary parallel connections.

KEY WORDS: planar transformer; PCB windings; winding eddy current loss; power conversion

摘要: 平面变压器并联 PCB 线圈的载流能力须通过建立线圈损耗模型及开发的相应软件, 才能得到有效提高。基于涡流场场控方程与回路电压平衡原理, 建立了任意并联长形和环形 PCB 线圈涡流损耗解析模型。根据线性系统叠加原理, 进一步提出适用于任意连接方式的线圈损耗模型显式化处理方法及系统化编程算法, 开发出具有友好人机界面的线圈损耗设计与分析软件。实验验证了损耗模型和算法是正确的。而系统化和实验相结合的方法验证开发的软件也是正确的, 为设计高性能的并联 PCB 提供了强有力工具。

关键词: 平面变压器; PCB 线圈; 线圈涡流损耗; 功率变换

0 引言

与传统绕线式变压器比较, 平面变压器具有良

好的热特性、参数一致性及易于实现灵活多样的线圈结构和连接方式, 可满足开关电源高频化、低截面及集成化发展要求, 具有较高附加值^[1-6]。对于高频大电流高功率密度平面变压器的线圈, 既要保证足够的导体有效导电面积, 又要考虑高频涡流影响, 这就需要采用并联 PCB 或铜箔线圈^[7-11]。但由于各并联 PCB 层间电流的分配同样也受到高频涡流效应的影响, 这不仅使并联 PCB 线圈损耗模型与单根导体和里兹线线圈有很大不同, 而且也使得影响线圈损耗因素增加很多, 线圈的设计变得很复杂, 无法按照对高频涡流效应的直观理解以及已有的高频功率变压器线圈损耗模型(如 Dowell、SFD 模型^[12-13])对其进行分析设计^[9-10]。由于平面变压器 PCB 线圈的结构和连接方式灵活多样, 故必须建立更为系统化的, 便于程序实现的线圈损耗模型并开发出相应的软件才能设计出高性能的并联 PCB 线圈, 促进普及应用。在文献[9-10]研究基础上, 本文进一步深入系统研究具有更复杂结构的任意并联 PCB 线圈损耗的系统化建模和通用算法, 并开发了设计分析软件。

本文第 2 节建立任意并联的长形与环形 PCB 线圈损耗模型并进行实验验证, 提出可适用于任意连接方式的系统化算法模型。第 3 节提出损耗模型的显式化处理方法, 在此基础上开发出并联 PCB 线圈分析与设计软件。

1 任意并联 PCB 线圈损耗模型

1.1 长形线圈

图 1 为具有任意并联或串并混联(线圈为先串

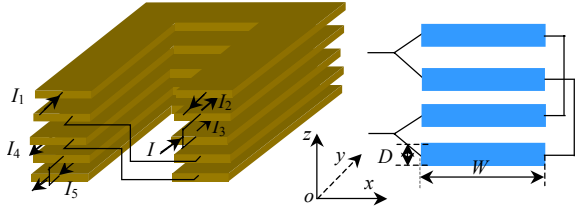


图1 平面变压器长形混联 PCB 线圈结构及其示意图
Fig. 1 Structure of rectangular parallel PCB winding

后并)的 2 匝长形 PCB 并联线圈(变压器磁芯中柱截面为长方形), 为便于叙述, 采用右侧的示意图, 即线圈 x - o - z 截面表示该线圈结构。对于图 1 的长形 PCB 线圈, 当线圈导体填满磁芯线圈窗口宽度时, 导体表面磁场只有 x 方向分量且为恒定值, 此时线圈导体中沿导体厚度方向的电流密度 $J_y(z)$ 可由场控方程以及安培环路定律求得, 为

$$J_y(z) = k \frac{H_{x_{i+1}} \cosh(k(D-z)) - H_{x_i} \cosh(kz)}{\sinh(kD)} \quad (1)$$

$$H_{x_i} = H_{x_{i+1}} + I_i / W \quad (i=1, 2, \dots, 5 \text{ 且 } H_{x_1}=0) \quad (2)$$

式中: $k = \sqrt{j2\pi f \sigma \mu}$; D 、 W 为线圈导体厚度和线圈窗口宽度; f 、 σ 、 μ 分别为线圈电流频率及线圈导体的电导率与磁导率; j 为虚数单位; H_{x_i} 、 $H_{x_{i+1}}$ 、 I_i 分别为第 i 层线圈导体两侧的磁场强度及其电流。对于简单的单导体线圈、实心圆导线绞绕的里兹线圈及 PCB 绞绕的平面里兹线圈^[4], 由于各根导体电流均匀分配, 即各导体的电流已知, 故易由式(2)求得导体两侧的磁场强度, 而后再由式(1)即可求得导体中的 $J_y(z)$ 。但对于并联 PCB 线圈, 由于涡流效应, 各并联层间电流的分配并不均匀, 即各层中的电流未知而无法求得导体两侧的磁场强度, 从而无法求得 $J_y(z)$ 。因此必须先建立任意并联线圈的各并联层间电流分配的约束方程, 以求得各层电流。对于图 1 的任意并联线圈, 各并联层间电流分配由如下的节点电流方程、串联层电流相等的方程及回路电压方程共同约束, 为

$$I = I_2 + I_3 \quad (3)$$

$$I_2 = I_4 \quad (4)$$

$$I_3 = I_5 \quad (5)$$

$$U_2 + U_4 - U_5 - U_3 = \varepsilon \quad (6)$$

式中 U_2 、 U_4 、 U_5 、 U_3 、 ε 分别表示电流 I_2 、 I_4 、 I_5 、 I_3 所流经线圈导体的压降及其所构成回路中的感应电势。为求解上述方程, 须把式(6)的电压与电势用电流表达。由欧姆定律微分形式, 式(6)可写成

$$(J_{y_2} + J_{y_4} - J_{y_5} - J_{y_3})L / \sigma = j2\pi f \psi \quad (7)$$

式中 J_{y_2} 、 J_{y_3} 、 J_{y_4} 、 J_{y_5} 和 ψ 、 L 分别表示上述相应回路的电流密度和穿过回路的磁通以及构成回路的线圈导体长度, 各物理量的矢量关系如图 2。

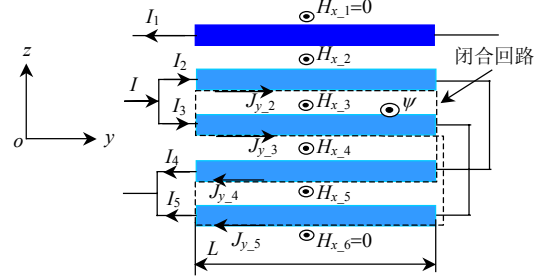


图2 长形混联 PCB 线圈回路电压方程各物理量矢量关系
Fig. 2 Loop voltage of rectangular parallel PCB winding

式(7)的电流密度通过式(1)、(2)可用电流表达, 而 ψ 则通过对穿过回路中磁场强度积分及式(2)也可用电流表达, 其中线圈导体中的磁场强度如式(8)。通过上述处理, 即可实现 4 个方程求解任意并联导体的 4 个未知电流 $I_2 \sim I_5$ 。当各并联层的电流确定后, 先由式(1)求得线圈导体中的电流密度, 然后再由式(9)即可求得厚度为 D 的任意并联长形 PCB 线圈导体的损耗。式(1)~(5)、(7)~(9)即构成图 1 的 2 匝任意并联 PCB 线圈的涡流损耗模型。当任意并联 PCB 线圈匝数为更多匝时(相应 PCB 板层数也增加), 其线圈损耗建模过程与上述 2 匝时相同, 也需先确定各并联层的电流, 只不过此时构成电压回路的串联 PCB 层变多而已, 即“串联层电流相等的方程”个数和“回路电压方程”中的项数变多。

$$H_x(z) = \frac{H_{x_{i+1}} \sinh(k(D-z)) + H_{x_i} \sinh(kz)}{\sinh(kD)} \quad (8)$$

$$P_{\text{loss_Rec}} = \frac{LW}{2\sigma} \int_0^D |J_y(z)|^2 dz \quad (9)$$

上述线圈损耗模型对应的任意并联线圈为 1 层 PCB 板布 1 匝的线圈。而对于 1 层 PCB 板布多匝的任意并联线圈(如图 4 的一层 PCB 板布 2 匝的原边线圈), 由于同一层 PCB 板上的各匝串联线圈电流相等, 且各匝线圈的宽度 A 比匝间距 B 大得多, 此时线圈导体表面磁场仍可近似于只有 x 方向分量且为恒定值。故在其线圈损耗建模时, 可先采用经典的变压器线圈损耗 Dowell 模型^[12]把同一层 PCB 板上的 T_{Rec} 匝线圈变换为 1 匝线圈, 即用电导率 $\sigma_{\text{equ}} = \sigma(T_{\text{Rec}}A)/W$ 、宽度为 W 但厚度不变、载流为 $T_{\text{Rec}}I_i$ 的 1 层布 1 匝的线圈等效电导率为 σ 、各匝线圈宽度为 A 、各匝线圈载流为 I_i 的 1 层布 T_{Rec} 匝的线圈, 这样就可把 1 层布 T_{Rec} 匝的任意并联线圈损耗建模转换为 1 层布 1 匝的任意并联线圈损耗建模,

即只需把式(1)~(5)、(7)~(9)中的 σ 改为 σ_{equ} (相应的 $k = \sqrt{j2\pi f \sigma_{\text{equ}} \mu}$)， I_i 改为 $T_{\text{Rec}} \cdot I_i$ 即可。

1.2 环形线圈

图 3 为具有任意并联或串并联的 2 匝环形 PCB 并联线圈(变压器磁芯中柱截面为圆形),采用线圈 r - o - z 截面表示该线圈结构,如图 3 右侧图所示。

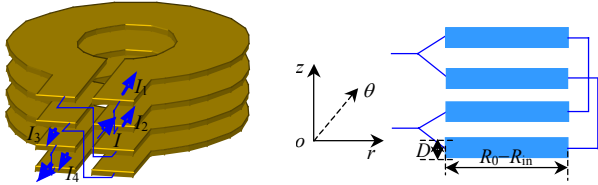


图 3 平面变压器环形混联 PCB 线圈结构及其示意图
Fig. 3 Structure of spiral parallel PCB winding

与长形线圈比较,环形线圈导体表面磁场量也只有 r 方向分量,但其大小则是变化的。根据安培环路定律,此时第 i 层线圈导体两侧半径 r 处的磁场强度 $H_{r_i}(r)$ 、 $H_{r_{i+1}}(r)$ 为

$$H_{r_i}(r) = H_{r_{i+1}}(r) + \frac{I_{\text{Cir}_i}}{\ln(R_o/R_{in})} \frac{1}{r} \quad (H_{r_1}(r)=0) \quad (10)$$

式中 R_o 、 R_{in} 表示环形线圈导体的内外径, I_{Cir_i} 表示第 i 层环形线圈导体的电流。线圈导体中电流密度以及磁场强度可由场控方程求得,为

$$J_{\theta}(r, z) = k \{ H_{r_{i+1}}(r) \cosh[k(D-z)] - H_{r_i}(r) \cosh(kz) \} / \sinh(kD) \quad (11)$$

$$H_r(r, z) = \{ H_{r_{i+1}}(r) \sinh[k(D-z)] + H_{r_i}(r) \sinh(kz) \} / \sinh(kD) \quad (12)$$

为求解任意并联环形 PCB 线圈的电流密度,也需先求得线圈导体两侧的磁场强度,即任意并联线圈导体中的电流。为此可建立与长形任意并联线圈相同的并联层电流分配约束方程,而且只要把长形线圈约束方程中的电流密度与磁场强度表达式替换成环形的即可。但需注意,由于环形 PCB 线圈不同半径处的电流密度不等,因此在建立其并联层电流分配约束方程的回路电压方程时,电压回路应由具有相同半径处的线圈导体构成。在求得各层电流后,先由式(11)求得电流密度,而后再由式(13)即可求得厚度为 D 的任意并联环形 PCB 线圈的损耗。

$$P_{\text{loss_Cir}} = \frac{1}{2\sigma} \int_0^D \int_{R_{in}}^{R_o} \int_0^{2\pi} |J_{\theta}(r, z)|^2 r d\theta dr dz \quad (13)$$

式(1)、(8)、(11)、(12)表明,环形线圈导体的电流密度、磁场强度与长形线圈有相同表达式,只不过边界条件或导体表面磁场强度表达式不同而

已。为在损耗模型编程时,能够与长形线圈损耗模型进行统一编程,以下进一步研究环形线圈导体损耗模型。把式(10)的分子与分母同乘 R (R 值可在 R_{in} 、 R_o 间任意取值),则式(11)的电流密度可表示为

$$J_{\theta}(r, z) = J_{\theta}(R, z) \cdot R/r \quad (14)$$

式中 $J_{\theta}(R, z)$ 表示环形线圈半径 R 处的线圈导体电流密度,把式(14)代入式(13),经整理得

$$P_{\text{loss_Cir}} = \frac{2\pi R^2 \ln(R_o/R_{in})}{2\sigma} \int_0^D |J_{\theta}(R, z)|^2 dz \quad (15)$$

可见经过上述变换,环形线圈损耗可直接采用 R 处的电流密度 $J_{\theta}(R, z)$ 积分求得,与长形线圈损耗式(9)有相同积分式,从而可实现统一编程。

对于 1 层 PCB 板布多匝线圈的环形任意并联线圈,当各匝线圈宽度相等时,由于多匝线圈匝间距处的电流发生突变,线圈导体表面的磁场强度解析式将无法求出,即无法建立解析损耗模型。文献[14]表明,为使损耗最小,每层布匝数 T_{Cir} 的环形 PCB 线圈应采用变宽度,且各匝宽度 L_n 满足

$$\begin{cases} L_{n+1} = L_n + L_n^2 / (R_{in} + \sum_{m=1}^n L_m) \\ \sum_{n=1}^{T_{\text{Cir}}} L_n = R_o - R_{in} \quad (n=1, 2, \dots, T_{\text{Cir}}) \end{cases} \quad (16)$$

此时线圈导体两侧的磁场强度在忽略匝间距处没有电流影响情况下(匝间距比线圈导体宽度小得多),其两侧磁场强度与 1 层 PCB 板布 1 匝线圈时的分布规律相同。因此在其线圈损耗建模时,可用 1 层布 1 匝的线圈等效,只不过该等效线圈的电流应为 $T_{\text{Cir}} I_{\text{Cir}}$ (I_{Cir} 为每匝线圈的电流)。

1.3 损耗模型验证

图 4(a)为一个匝比为 4:1 平面变压器的 PCB 线圈结构示意图。磁芯规格为 Ferroxcube/Phililips 平面磁芯 EE22/6/16; 副边线圈为 1 匝,由 4 层 PCB 并联而成;原边线圈为 4 匝,每匝线圈由 2 层 PCB 并联而成,每层 PCB 板布置 2 匝线圈,匝间距为 0.15 mm;线圈实物如图 4(b)。原边线圈铜箔宽 2.7 mm,副边线圈铜箔宽 5.5 mm,所有铜箔厚均为 0.1 mm,铜箔间的绝缘厚度为 0.15 mm。图 5 为该结构线圈基于损耗模型计算的交流电阻和基于阻

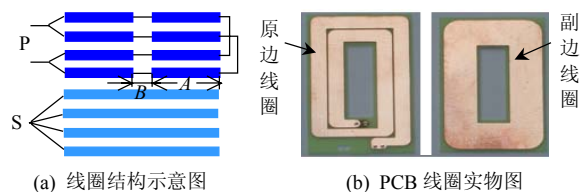


图4 匝比为4:1的实验并联PCB线圈
Fig. 4 Winding structure with turn ratio 4:1 for test

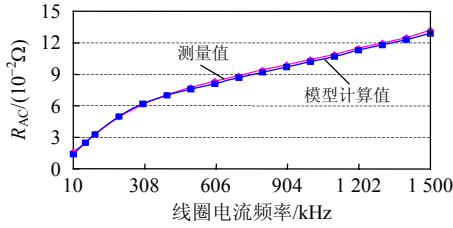


图5 损耗模型实验验证

Fig. 5 Experimental verification for the proposed loss model
抗分析仪(HP4294A)短路法测量的电阻值(由于通用商业电磁场有限元软件Ansoft Maxwell^R Version 8.0 无法进行任意并联结构线圈仿真,因此模型验证时只能采用实验验证,而没有数值仿真验证),其中横轴为线圈电流频率,纵轴为线圈交流电阻。可见模型具有足够高的工程应用精度。

2 任意并联PCB线圈损耗模型显式化及系统编程

2.1 损耗模型显式化

由于线圈结构很多,且第1节的损耗模型中的回路电压方程很难用线圈电流显式化表示,即难于直接采用线圈电流表示回路电压方程,故难以编程实现,如逐一列出各种任意并联线圈的回路电压方程则工作量非常巨大,而且也很容易出错,很不利于工程应用。因此需进一步研究任意并联线圈损耗模型的显式化方法,进而实现损耗模型的系统化和程序化处理,以利于研究和设计任意并联线圈。

根据叠加原理,多个激励作用于一个线性系统的响应等于各个激励分别单独作用时的响应之和。由于线圈系统为一线性系统,因此多电流作用下的回路电压可认为由线圈系统中各个电流分别作用产生的回路电压之和,如图1线圈系统的回路电压方程式(7),可认为由3个电流 $I_1 \sim I_3$ 分别单独作用时(为节省 Z_i 表达式篇幅,且 I_2 与 I_4 , I_3 与 I_5 为串联相等,故在显式化的式(17)、(18)中把 I_2 与 I_4 , I_3 与 I_5 各看作一个电流),在该回路上产生的电压之和,即式(7)可表示为

$$\sum_{i=1}^3 Z_i I_i = 0 \quad (17)$$

式中 Z_i 称为单位阻抗,数值上分别等于线圈系统第 i 个电流的单位电流单独作用时,在并联线圈构成的闭合回路上产生的电压,可由式(18)求得。由于上式 $Z_1 \sim Z_3$ 对应的电流均已知,因此式(18)中的电流密

度和磁通可分别由式(1)、(2)和对式(2)、(8)积分求得,从而实现回路电压方程的显式化处理。

$$\begin{cases} Z_1 = (J_{y_{2_1}} + J_{y_{4_1}} - J_{y_{5_1}} - J_{y_{3_1}}) \cdot L / \sigma - \\ \quad j2\pi f \psi_1 \quad (I_1 = 1, I_2 = I_3 = I_4 = I_5 = 0) \\ Z_2 = (J_{y_{2_2}} + J_{y_{4_2}} - J_{y_{5_2}} - J_{y_{3_2}}) \cdot L / \sigma - \\ \quad j2\pi f \psi_2 \quad (I_2 = I_4 = 1, I_1 = I_3 = I_5 = 0) \\ Z_3 = (J_{y_{2_3}} + J_{y_{4_3}} - J_{y_{5_3}} - J_{y_{3_3}}) \cdot L / \sigma - \\ \quad j2\pi f \psi_3 \quad (I_3 = I_5 = 1, I_1 = I_2 = I_4 = 0) \end{cases} \quad (18)$$

对于一个有 m_1 个任意连接结构的长形或环形线圈(包含串联、简单并联以及任意并联线圈)的平面变压器,总电流数为 m_2 个(在该线圈系统的总电流数中,一个串联线圈的电流数为一个;而对于并联线圈,则是一条支路对应一个电流数,如图1的2匝并联线圈并联支路数为2个,则其电流数为2),其中并联线圈为 m_3 个,并联线圈中的并联组数为 m_4 (m_4 不一定都等于 m_3 ,如对于图4的原边4匝并联线圈,也可采用先并再串的图6(a)结构,由于该结构中相串联的两组并联线圈是相互独立的,因此 $m_3=1$, $m_4=2$ 。而对于图4,则 $m_3=m_4=1$),并联线圈的总未知电流数为 m_5 个,则此线圈系统需列出 $m=m_5-m_4$ 个不相关联的回路电压方程,再与 m_4 个节点电流方程(1个并联组有1个节点)构成该并联线圈系统中各并联导体层间电流分配的约束方程,即 m_5 个方程约束 m_5 个未知电流。如对于有3个副边线圈的图6(b)变压器线圈(W_P 为原边线圈),线圈

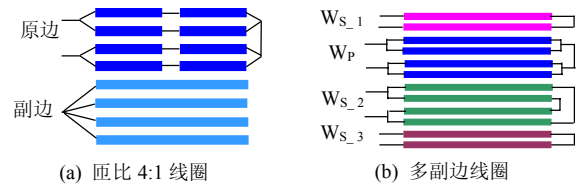


图6 具有任意并联结构的PCB线圈结构示意图
Fig. 6 Structure of arbitrary parallel PCB winding

个数 $m_1=4$,总电流数 $m_2=8$,并联线圈个数 $m_3=2$ (为 W_P 、 W_{S_2} 线圈),并联组数 $m_4=3$ (W_P 线圈有2个并联组),并联线圈的总未知电流数 $m_5=6$ (W_P 线圈有4个未知电流)。对于上述线圈系统,并联线圈层间电流分配约束方程所需的 m 个回路电压方程显式化处理为

$$\mathbf{Z}\mathbf{I}^T = \mathbf{0} \quad (19)$$

$$\text{式中: } \mathbf{Z} = \begin{bmatrix} Z_{1,1} & Z_{1,2} & \cdots & Z_{1,m_2-1} & Z_{1,m_2} \\ Z_{2,1} & Z_{2,2} & \cdots & Z_{2,m_2-1} & Z_{2,m_2} \\ \vdots & & & & \vdots \\ Z_{m-1,1} & Z_{m-1,2} & \cdots & Z_{m-1,m_2-1} & Z_{m-1,m_2} \\ Z_{m,1} & Z_{m,2} & \cdots & Z_{m,m_2-1} & Z_{m,m_2} \end{bmatrix};$$

$\mathbf{I} = [I_1 \ I_2 \ \cdots \ I_q \ \cdots \ I_{m_2-1} \ I_{m_2}]$; \mathbf{Z} 为单位阻抗矩阵, 为 $m \times m_2$ 矩阵。 $Z_{p,q}$ 表示线圈系统的 m_2 个电流中, 第 q 个电流的单位电流单独作用时, 在由并联线圈所构成的第 p 个不相关联回路上产生的电压值。 \mathbf{I} 为线圈系统中所有电流, 为 $1 \times m_2$ 矩阵。

由上述线圈的节点电流方程构成的方程组为

$$\mathbf{S}\mathbf{I}^T = \mathbf{I}_p^T \quad (20)$$

$$\text{式中: } \mathbf{S} = \begin{bmatrix} S_{1,1} & S_{1,2} & \cdots & S_{1,m_2-1} & S_{1,m_2} \\ S_{2,1} & S_{2,2} & \cdots & S_{2,m_2-1} & S_{2,m_2} \\ \vdots & & & & \vdots \\ S_{m_4-1,1} & S_{m_4-1,2} & \cdots & S_{m_4-1,m_2-1} & S_{m_4-1,m_2} \\ S_{m_4,1} & S_{m_4,2} & \cdots & S_{m_4,m_2-1} & S_{m_4,m_2} \end{bmatrix};$$

$\mathbf{I}_p = [I_{p-1} \ I_{p-2} \ \cdots \ I_{p-r} \ \cdots \ I_{p-m_4-1} \ I_{p-m_4}]$; \mathbf{I}_p 表示各个并联线圈组的电流, 为 $1 \times m_4$ 矩阵, \mathbf{S} 称为并联线圈结构矩阵, 用于表示线圈系统中各并联线圈的连接关系, 为 $m_4 \times m_2$ 矩阵。 $S_{r,s}$ 用 0 或 1 表示各并联线圈组连接关系, 当 $S_{r,s}=1$ 时, 表示线圈系统第 s 个电流属于第 r 个并联线圈组; 当 $S_{r,s}=0$ 时, 则表示线圈系统第 s 个电流不属于第 r 个并联线圈组(该线圈可能是串联线圈, 也可能属于其它并联线圈组)。因此对于上述含 m_1 个线圈的线圈系统, 联立显式化处理得到的回路电压方程式(19)和节点电流方程式(20), 可形成并联线圈导体层间电流分配约束方程式(21)。

$$\begin{bmatrix} \mathbf{Z} \\ \mathbf{S} \end{bmatrix} \mathbf{I}^T = [\mathbf{0} \ \mathbf{I}_p]^T \quad (21)$$

求解该方程组即可得到各并联层的电流, 进而求得线圈损耗。在求解式(21)时, 应将该线圈系统中的已知电流(串联线圈的电流)代入 \mathbf{I} 。通过上述对回路电压方程的显式化处理, 就可很容易得到任意并联结构线圈系统(包括长形与环形任意并联线圈的任意连接方式)的涡流损耗模型的通用算法, 从而实现损耗模型的系统编程。

2.2 损耗模型的编程实现

通过上述分析可见, 显式化的平面变压器任意并联 PCB 线圈损耗模型编程实现的关键在于生成单位阻抗矩阵 \mathbf{Z} 及并联线圈结构矩阵 \mathbf{S} 。由于在计算单位阻抗矩阵 \mathbf{Z} 时, 需要先选择并联线圈所构成的不相关联回路, 然后再求出各单位电流在该回路上产生的电压值, 故需要知道线圈的连接结构。而并联线圈结构矩阵 \mathbf{S} 的计算同样也需要确定线圈的连接结构。为此本文采用向量来描述线圈结构, 即通过

向量标识出某一层 PCB 铜箔属于哪个线圈以及怎么连接。采用的向量分别为 $\mathbf{F}_{WN}[k]$ 、 $\mathbf{F}_{WP}[k]$ 与 $\mathbf{F}_{WS}[k]$, 其中 k 表示第 k 层 PCB 铜箔的编号。 $\mathbf{F}_{WN}[k]$ 表示第 k 层 PCB 铜箔所属线圈的编号, 线圈编号为 1, 2, \cdots , m_1 ; $\mathbf{F}_{WP}[k]$ 表示第 k 层 PCB 铜箔所属并联线圈组的编号, 编号为 1, 2, \cdots , m_4 , 当第 k 层 PCB 铜箔属于串联线圈时, 则令 $\mathbf{F}_{WP}[k]=0$; $\mathbf{F}_{WS}[k]$ 表示属于任意并联线圈的第 k 层 PCB 铜箔连接编号, 编号为 1, 2, \cdots , 且把任意并联线圈中相串联的线圈编为相同号码, 当第 k 层 PCB 铜箔属于串联线圈或者简单并联线圈时, 令 $\mathbf{F}_{WS}[k]=0$ 。如对于图 6(b)的并联线圈, 可用式(22)~(24)的向量描述, 其中 PCB 线圈以及并联线圈组的编号从 W_{S_3} 线圈开始依次为 1~4 和 1~3。通过上述三个向量就可描述具有任意结构的并联线圈, 进而生成矩阵 \mathbf{Z} 、 \mathbf{S} 。

$$\mathbf{F}_{WN} = [1, 1, 2, 2, 2, 2, 3, 3, 3, 3, 4, 4] \quad (22)$$

$$\mathbf{F}_{WP} = [0, 0, 1, 1, 1, 1, 2, 2, 3, 3, 0, 0] \quad (23)$$

$$\mathbf{F}_{WS} = [0, 0, 1, 2, 2, 1, 0, 0, 0, 0, 0, 0] \quad (24)$$

基于上述损耗模型以及显式化算法, 应用 VB 语言开发出具有友好人机界面的任意并联结构 PCB 线圈损耗分析软件, 程序流程如图 7。软件输入的参数为: 1) 线圈基本结构参数, 包括线圈形状(长形或环形)、线圈窗口宽度、线圈平均匝长(上述 3 个基本参数也可通过输入变压器规格尺寸获得)、线圈个数及各线圈匝数、PCB 线圈总层数、PCB 铜箔厚度与宽度、绝缘层厚度、各层 PCB 板的线圈匝数; 2) 线圈连接拓扑, 包括各层 PCB 铜箔所属线圈组(确定 \mathbf{F}_{WN})、各 PCB 层铜箔所属并联线圈组(确定 \mathbf{F}_{WP})、并联线圈铜箔内部连接编号(确定 \mathbf{F}_{WS})等; 3) 线圈电流参数, 包括副边电流频率、波形(包括正弦波形和任意波形)以及原、副边线圈的标识(该标识用于根据变压器磁势平衡自动计算出原边线圈的电流)。软件输出参数包括, 线圈损耗、线圈交流电阻、线圈导体电流密度分布、各线圈导体的电流幅值以及线圈窗口的磁场强度分布以及漏感等。此外, 软件还可提供任意波形电流激励的线圈损耗频率特性曲线, 以使用户了解损耗的频率

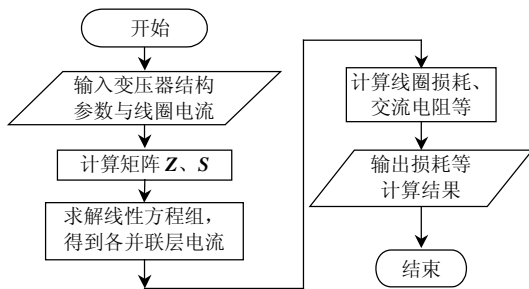


图7 任意并联结构 PCB 线圈损耗计算程序流程图
Fig. 7 Program flowchart for the winding loss model of arbitrary parallel PCB winding

特性和比较各种不同的线圈设计的特点和优劣。

2.3 软件正确性的验证

本软件可适用于任意规格(因平面变压器的规格尺寸是作为软件输入的基本结构参数)平面变压器的任意结构和连接方式的长形与环形并联 PCB 线圈的分析与设计, 通用性很强, 因此涉及的损耗模型以及模型显式化算法和软件编程比较复杂, 在软件编程处理上比较容易出错, 须研究系统检验软件正确性的方法。

本软件的正确性涉及损耗模型及其显式化算法和软件编程三个层面的正确性。其中损耗模型的正确性已有 1.3 节实验验证。后两个层面的正确性通过以下方法检验: 由于损耗模型显式化的目的在于实现损耗模型程序化, 进而系统地求出各并联层的电流, 所以如果求解的并联层电流是正确的, 那么显式化算法及其编程也就是正确的。为此, 本文通过检验基于损耗模型显式化算法所求解的各并联层电流是否使并联 PCB 线圈所有并联回路满足回路电压平衡, 以验证所求解电流的正确与否。如满足, 则求解的电流是正确的(损耗模型中求各并联层电流的回路电压约束方程选取的并联回路仅为不相关联的)。采用已生成的结构矩阵 S , 可以很系统地编程检验所有并联回路是否满足回路电压平衡。采用上述方法, 通过大量任意并联 PCB 线圈结构的验证, 结果表明开发的软件为正确的。

3 结论

所建立的高频功率平面变压器损耗模型适用于任意连接 PCB 线圈(包括串联、简单并联以及串并混联结构), 有足够高的工程应用精度。为适应复杂的线圈涡流损耗模型和任意线圈连接方式, 提出的显式化处理方法和损耗模型系统化算法很方便于实现模型的软件编程实现。通过检验并联 PCB

线圈所有并联回路是否满足回路电压平衡以及实验验证了软件的正确性。开发的软件具有很好的人机界面, 可为广大工程设计人员提供对任意结构和连接的平面变压器长形或方形 PCB 线圈进行分析与设计的强有力工具。

参考文献

- [1] Quinn C, Rinne K, Donnell T, et al. A review of planar magnetic techniques and technologies[C]. Proceedings of IEEE APEC'2001, Anaheim, CA, 2001.
- [2] Lotfi A W, Wilkowski M A. Issues and advances high-frequency magnetics for switching power supplies[J]. Proceedings of the IEEE, 2001, 89(6): 833-845.
- [3] Maswood A I, Song L K. Design aspects of planar and conventional SMPS transformer: a cost benefit analysis[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 50(3): 571-577.
- [4] Wang S, Rooij M A, Odendaal W G, et al. Reduction of high-frequency conduction losses using a planar litz structure[J]. IEEE Transactions on Power Electronic, 2005, 20(2): 261-267.
- [5] Mao Xingkui, Chen Wei. Winding loss mechanism analysis and design for new structure high-frequency gapped inductor[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2005, 41(10): 833-845.
- [6] 毛行奎. 开关电源高频功率磁元件线圈技术研究[D]. 福州: 福州大学, 2006.
Mao Xingkui. Research on winding techniques for high-frequency power magnetic components of switched-mode power supply [D]. Fuzhou: Fuzhou University, 2006(in Chinese).
- [7] Prieto R, Cobos J A, García O, et al. Using parallel windings in planar magnetic components[C]. IEEE PESC'2001, Vancouver, BC, 2001.
- [8] Hu Yuequan, Guan Junfeng, Bai Xinmin, et al. Problems of paralleling windings for planar transformer and solutions[C]. IEEE PESC'2002, Cairns, Australia, 2002.
- [9] Chen Wei, Yan Yipeng, Hu Yuequan, et al. Model and design of PCB parallel winding for planar transformer[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2003, 39(5): 3202-3204.
- [10] 毛行奎, 陈为. 开关电源高频平面变压器并联 PCB 线圈损耗建模及分析[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(22): 167-173.
Mao Xingkui, Chen Wei. AC loss modeling and analysis for parallel PCB winding in high-frequency power planar transformer [J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(22): 167-173(in Chinese).
- [11] 旷建军, 阮新波, 任小永. 平面变压器中并联绕组的均流设计[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(14): 146-150.
Kuang Jianjun, Ruan Xinbo, Ren Xiaoyong. Consideration for current sharing among parallel winding in planar transformers[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(14): 146-150(in Chinese).
- [12] Dowell P. Effects of eddy currents in transformer windings [J]. Proceeding of IEE, 1966, 113(8): 1387-1394.
- [13] Sullivan C R. Computationally efficient winding loss calculation with multiple windings, arbitrary waveforms, and two-dimensional or three-dimensional field geometry[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2001, 16(1): 142-150.
- [14] Goldberg A F, Kassakian J G, Schlecht M F. Finite-element analysis of copper loss in 1-10MHz transformers[J]. IEEE Transactions on

Power Electronics, 1991, 14(2): 157-167.

附录 A

附图 1 为变压器长形 PCB 线圈导体, 设导体通过的电流为 I_i , 导体两侧的磁场强度分别为 $H_{x_{-i+1}}$ 、 $H_{x_{-i}}$ 。由 Maxwell 方程组得到的场控方程式(A1)、(A2), 以及边界条件式(A3) 可求得附图 1 线圈导体内磁场强度 $H_x(z)$ 与电流密度 $J_y(z)$, 如式(A4)、(A5)。式中的各物理量同第 1 节规定。

$$\nabla^2 H = k^2 H \tag{A1}$$

$$J = \nabla \times H \tag{A2}$$

$$\begin{cases} H_{x(z=0)} = H_{x_{-i+1}} \\ H_{x(z=D)} = H_{x_{-i}} \end{cases} \tag{A3}$$

$$H_x(z) = \frac{H_{x_{-i+1}} \sinh[k(D-z)] + H_{x_{-i}} \sinh(kz)}{\sinh(kD)} \tag{A4}$$

$$J_y(z) = k \frac{H_{x_{-i+1}} \cosh[k(D-z)] - H_{x_{-i}} \cosh(kz)}{\sinh(kD)} \tag{A5}$$

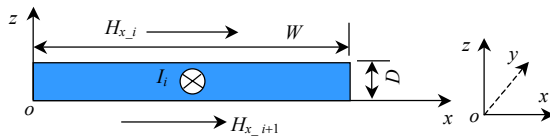


图 A1 长形 PCB 线圈导体

Fig. A1 Rectangular PCB winding conductor

对于图A2 所示的环形PCB线圈导体, 设导体通过的电流为 I_{Cir_i} , 导体两侧的磁场强度分别为 $H_{r_{-i+1}}$ 、 $H_{r_{-i}}$ 。其电流沿线圈导体半径 r 方向分布如式(A6), 则易由安培环路定律求得线圈导体表面磁场强度, 如式(A7)。由 Maxwell 方程组得到的场控方程式(A1)、(A2), 以及边界条件式(A8)

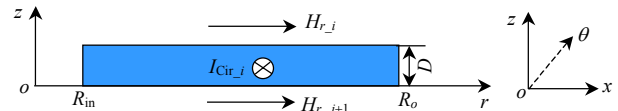


图 A2 环形 PCB 线圈导体

Fig. A2 Spiral PCB winding conductor

可求得附图 2 环形线圈导体内电流密度 $J_{\theta}(r, z)$ 与磁场强度 $H_r(r, z)$, 如式(A9)、(A10)。

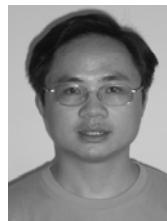
$$I_{Cir}(r) = \frac{I_{Cir_i}}{\ln(R_o/R_{in})} \frac{dr}{r} \tag{A6}$$

$$H_{r_i}(r) = H_{r_{-i+1}}(r) + \frac{1}{\ln(R_o/R_{in})} \frac{I_{Cir_i}}{r} \tag{A7}$$

$$\begin{cases} H_r(r, 0) = H_{r_{-i+1}}(r) \\ H_r(r, D) = H_{r_{-i}}(r) \end{cases} \tag{A8}$$

$$J_{\theta}(r, z) = k \{ H_{r_{-i+1}}(r) \cdot \cosh[k(D-z)] - H_{r_{-i}}(r) \cdot \cosh(kz) \} / \sinh(kD) \tag{A9}$$

$$H_r(r, z) = \{ H_{r_{-i+1}}(r) \cdot \sinh[k(D-z)] + H_{r_{-i}}(r) \cdot \sinh(kz) \} / \sinh(kD) \tag{A10}$$



毛行奎

收稿日期: 2007-12-04。

作者简介:

毛行奎(1978—), 男, 博士, 主要从事电力电子高频磁技术、电力电子变流技术、工程电磁场数值计算与分析等研究, mxk782@tom.com;

陈为(1958—), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为电力电子高频磁技术、电力电子电磁兼容技术、电力电子功率变换技术及工程电磁场等。

(编辑 郭联哲)