

开关电源高频功率平面变压器串并混联 PCB 线圈交流损耗模型

毛行奎, 陈庆彬, 陈 为

(福州大学电气工程与自动化学院, 福建 福州 350002)

摘要: 并联 PCB 线圈为高频大电流高功率密度开关电源平面变压器重要线圈结构之一,但其载流能力与线圈的设计、变化多端的连接方式以及工作条件等诸多因素有很大关系,必须通过建立线圈损耗模型才能够进行深入系统分析,并得到较优化的设计结果。基于由并联 PCB 线圈导体层所构成回路的电压平衡原理,结合涡流场场控方程建立了具有串并混联的长形与环形并联 PCB 线圈交流损耗解析模型。实验验证了交流损耗模型的正确性,并具有足够高的工程精度。

关键词: 平面变压器; 并联 PCB 线圈; 线圈交流损耗; 功率变换

中图分类号: TM43

文献标识码: A

文章编号: 1003-3076(2008)01-0030-05

1 引言

高频功率磁元件线圈技术为减小磁元件高频损耗的重要措施之一,正日益受到重视,其研究内容包括开发新型线圈结构^[1]和磁芯结构^[2,3],建立线圈损耗模型,研究线圈设计技术^[4,5]等。国外业界和学术界对线圈技术展开了较多研究,国内虽开展了深入研究^[2,3,5,6,8,9],但还不够广泛,许多开关电源工作者对此技术还较陌生,限制了线圈设计新技术的普及应用。

与传统绕线式变压器比较,平面变压器具有良好热特性、参数一致性以及灵活多样的线圈结构和连接方式,可以较好满足开关电源高频化、低截面以及集成化发展要求,有较高附加值^[5,7]。对于高频大电流高功率密度平面变压器,为增加线圈导体的有效导电面积,同时减小线圈高频涡流损耗,并联 PCB 或铜箔已成为平面变压器重要并联线圈结构。但对于并联 PCB 线圈,由于各并联层间电流不一定均匀,不仅使得其损耗模型与单根导体以及并联的里兹线线圈有很大不同,而且也使得线圈的设计影响因素增多,变得很复杂^[8,9],无法按照对高频涡流效应的直观理解以及已有的高频变压器线圈损耗模型

对其进行分析设计,故必须通过建立其线圈损耗模型以便进行深入分析,进而设计出高性能的并联 PCB 线圈,实现普及应用。相对于只有并联结构的并联 PCB 线圈(对应线圈往往只有一匝),具有串并混联结构的并联 PCB 线圈结构更复杂(对应线圈为多匝)。在文献[8,9]研究基础上,本文进一步研究包括长形和环形结构的平面变压器串并混联 PCB 线圈的交流损耗模型。

2 串并混联 PCB 线圈交流损耗模型

2.1 长形线圈损耗模型

图 1 为一个匝比为 2:1 的平面变压器结构示意图,其中匝数 1 匝的线圈 1 流过的电流为 I_1 ,匝数 2 匝的线圈 2 则由串并混联的线圈构成,即该两匝线圈是通过先串联(流过电流 I_2 、 I_3 的 PCB 层分别与流过电流 I_4 、 I_5 的 PCB 层串联)然后再并联构成的(流过电流 I_2 、 I_3 的 PCB 层并联,流过电流 I_4 、 I_5 的 PCB 层并联)。混联线圈 2 的每匝线圈由两层 PCB 并联构成。线圈形状为长形,即相应变压器磁芯中柱截面为长方形。把图中 5 层 PCB 线圈按从上到下顺序各层依次编号为 1~5。对于图 1 的长形 PCB 线圈,当线圈导体填充磁芯线圈窗口宽度 w 时,

收稿日期: 2007-07-16

基金项目: 福建省自然科学基金资助项目(2006J0159); 福州大学人才基金项目(XRC-0655)

作者简介: 毛行奎(1978-),男,福建籍,讲师,博士,主攻电力电子磁技术、电力电子变流技术、工程电磁场数值计算等;
陈 为(1958-),男,福建籍,教授/博导,博士,主攻电力电子磁技术、电力电子变流技术、工程电磁场等。

导体表面磁场将只有 x 方向分量且为恒定值,如图 2 所示,图中 D 为 PCB 线圈的厚度, I_i 、 H_{x_i} 、 $H_{x_{i+1}}$ 分别为第 i 层 ($i = 1, 2, \dots, 5$) PCB 线圈导体的电流及其两侧的磁场强度。此时线圈导体中的电流密度 $J_y(z)$ 可由涡流场场控方程式(1)、(2)以及边界条件式(3)求得,如式(4)。

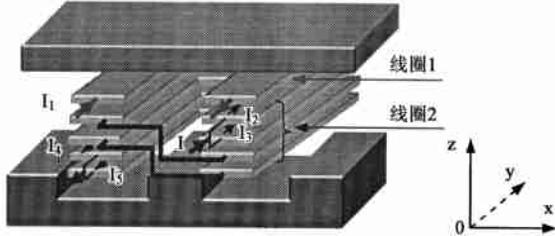


图 1 平面变压器长形串并混联 PCB 线圈结构示意图
Fig.1 Structure of multi-turn rectangular parallel PCB winding

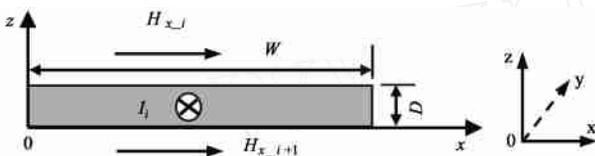


图 2 长形线圈第 i 层线圈导体层两侧磁场

Fig.2 Magnetic field H of i th layer rectangular PCB winding

$$d^2 H_x(z) / dz^2 = k^2 H_x(z) \quad (1)$$

$$J_y(z) = -dH_x(z) / dz \quad (2)$$

$$H_x(z=0) = H_{x_{i+1}}, H_x(z=D) = H_{x_i} \quad (3)$$

$$J_y(z) = \frac{H_{x_{i+1}} \cdot \cosh[k(D-z)] - H_{x_i} \cdot \cosh(kz)}{k \sinh(kD)} \quad (4)$$

式中 $k = \sqrt{j2f\mu}$, f 、 μ 分别为线圈电流频率以及线圈导体的电导率与磁导率, j 为虚数单位。边界条件可由安培环路定律求得,为

$$H_{x_i} = H_{x_{i+1}} + I_i/W$$

$$(i = 1, 2, \dots, 5, \text{且最外侧的 } H_{x_1} = H_{x_6} = 0) \quad (5)$$

H_{x_1} 、 H_{x_6} 分别表示编号为 1(通 I_1) 和 5(通 I_5) 的 PCB 层外侧磁场强度。当 PCB 线圈导体层电流密度由式(4)、(5)确定后,由式(6)即可求得第 i 层线圈导体(以下均设线圈导体的长度为 L)的涡流损耗,再把所有 PCB 线圈导体层的损耗相加即可求得线圈导体的总损耗 $P_{\text{loss_Rec}}$,如式(7)。

$$P_{\text{loss_Rec}}(i) = \frac{L \cdot W}{2} \int_0^D |J_y(z)|^2 dz \quad (6)$$

$$P_{\text{loss_Rec}} = \sum_{i=1}^5 P_{\text{loss_Rec}}(i) \quad (7)$$

对于简单的单导体线圈、实心圆导线的里兹线和 PCB 的平面里兹线线圈^[1],由于各根导体电流均匀分配,即各导体的电流为已知的,故易由式(5)求得导体两侧的磁场强度,而后再由式(4)求得导体电流密度。但对于并联 PCB 线圈,由于高频效应各并联 PCB 层间的电流不一定均匀分配,即此时只知各并联线圈的总电流,如图 1 两匝混联线圈 2 的总电流 I ,而各 PCB 层中的电流未知,从而无法求得导体两侧的磁场强度,也就无法求得 PCB 线圈导体层中的电流密度和线圈涡流损耗。因此必须先建立并联 PCB 层间电流分配约束方程以求得各 PCB 层电流。对于图 1 的串并混联线圈 2,各并联层间电流分配由如下的节点电流方程以及回路电压方程共同约束,

$$I = I_2 + I_3 \quad (8)$$

$$I_2 = I_4 \quad (9)$$

$$I_3 = I_5 \quad (10)$$

$$U_2 + U_4 - U_5 - U_3 = 0 \quad (11)$$

式(11)中 U_2 、 U_4 、 U_5 、 U_3 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的感应电势。为求解上述约束方程,须要把式(11)中的电压 $U_2 \sim U_5$ 与电势 采用电流表达。由欧姆定律微分形式,式(11)可表示成式(12)形式,

$$(J_{y_2} + J_{y_4} - J_{y_5} - J_{y_3})L / \phi = j2f\phi \quad (12)$$

式中 $J_{y_{2,4,5,3}}$ 和 ϕ 分别表示上述相应回路的电流密度和穿过回路的磁通,其中各物理量的矢量关系如图 3(图中的 1、2 表示相互连接点)。式(12)中的电流密度通过式(4)、(5)可用各 PCB 层的电流表示,

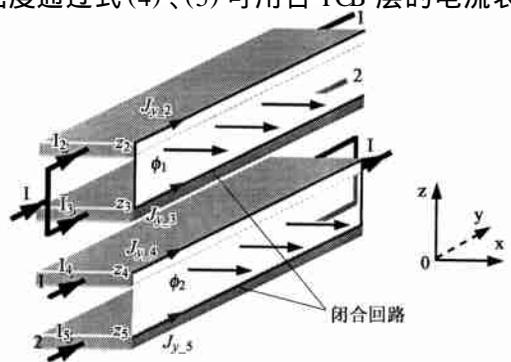


图 3 2 匝长方形混联 PCB 线圈回路电压方程各物理量矢量关系

Fig.3 Loop voltage of 2-turn rectangular parallel PCB winding

而磁通 ϕ 则通过对穿过回路中磁场强度 $H_x(z)$ 积分求得,为

$$\phi = \phi_1 + \phi_2 = L \cdot \mu \left[\int_{z_3}^{z_2} H_x(z) dz + \int_{z_5}^{z_4} H_x(z) dz \right] \quad (13)$$

$$H_x(z) = \begin{cases} \frac{H_{x_{i+1}} \cdot \sinh[k(D-z)] + H_{x_i} \cdot \sinh(kz)}{\sinh(kD)} & \text{当 } z \text{ 位于线圈导体层内时} \\ H_{x_i} \text{ 或 } H_{x_{i+1}} & \text{当 } z \text{ 位于绝缘层内时} \end{cases} \quad (14)$$

式(14)中的“当 z 位于线圈导体层内时”的磁场强度表达式易通过求解场控方程式(1)、(3)求得。结合式(14)和(5),就可以把磁通 ϕ 用各 PCB 层的电流表达。通过上述处理,就可以实现四个方程,即式(8)~(10)、(12),求解图 1 两匝串并混联 PCB 线圈中的四个未知电流 $I_2 \sim I_5$ 。当各并联层电流确定后,再由式(4)~(7)就可求得线圈导体涡流损耗。式(4)~(10)、(12)~(14)即构成图 1 的 2 匝串并混联 PCB 线圈的损耗模型。

为便于说明,上述串并混联 PCB 线圈涡流损耗建模虽仅以两匝线圈为例,且每匝并联线圈导体也仅有两层 PCB,但当混联线圈匝数以及每匝并联线圈导体的 PCB 层数更多时,其涡流损耗建模原理以及过程也与两匝时相同,即也需要通过节点电流方程以及回路电压方程先求出各并联 PCB 层的电流,然后再求出导体电流密度,进而求出线圈涡流损耗,只不过此时回路电压方程更加复杂,同时也需要更多个回路电压方程。如当图 1 的两匝混联线圈的每匝由 $m(m \geq 2)$ 层 PCB 并联构成,那么则需要 $m-1$ 不相关连的回路电压方程与一个节点电流方程以及 m 个串联层电流相同的方程实现 $2m$ 个方程约束 $2m$ 个电流。

当串并混联 PCB 线圈的一层 PCB 板铺 n 匝线圈时,如节 2.3 中实验线圈的 4 匝混联原边线圈即采用一层 PCB 板铺 2 匝的线圈结构,此时由于位于同一层 PCB 板上的 n 匝线圈的电流密度一致且导体两侧的磁场强度也可近似看做只有 x 方向的分量,因此可先采用 Dowell^[10] 模型把位于同一层 PCB 板上的 n 匝线圈等效变换为 1 匝线圈,这样就将对一层 PCB 板铺 n 匝线圈的损耗建模转换为对一层铺一匝线圈的损耗建模,而后就可对该等效线圈采用与上述一层铺一匝的混联线圈相同的建模原理和过程,建模得到线圈损耗。现设一层铺 n 匝的 PCB

线圈每匝厚度为 D 、宽度为 a 、匝间距为 b 、电导率为 σ ,且每匝线圈电流为 I ,如图 4 所示,当采用 Dowell 模型等效变换为一匝线圈时,则等效得到的一匝线圈参数为:厚度为 D 、宽度为 W 、电导率为 $\sigma_{\text{equ}} = \sigma \cdot (na/W)$,电流则为 $n \cdot I$ 。经过上述变换,此时只须把式(4)~(10)、(12)~(14)中的电导率用等效电导率 σ_{equ} ,电流 I 用 $n \cdot I$ 代替,即可构成每层 PCB 板铺 n 匝,且每匝采用两层 PCB 并联的串并混联线圈的涡流损耗模型。

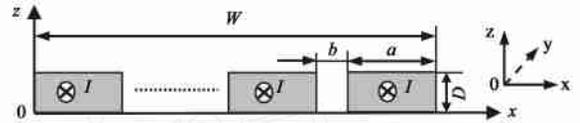


图 4 一层铺 n 匝的平面变压器长形 PCB 线圈结构示意图
Fig. 4 Planar transformer PCB winding with n turns per layer

2.2 环形线圈损耗模型

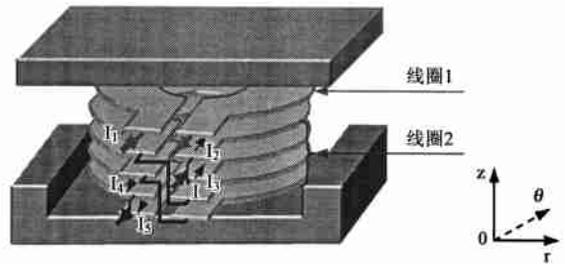


图 5 平面变压器环形串并混联 PCB 线圈结构示意图
Fig. 5 Structure of multi-turn circular parallel PCB winding

图 5 为一个匝比为 2:1 的环形线圈平面变压器结构示意图,每层 PCB 板铺一匝线圈,其中匝数 1 匝的线圈 1 流过的电流为 I_1 ,匝数 2 匝的线圈 2 则由串并混联的线圈构成,混联线圈连接方式与图 1 相同,只不过此时线圈形状为环形,即相应变压器磁芯中柱截面为环形。线圈 PCB 导体层从上到下依次编号为 1~5。与长形线圈比较,环形线圈导体表面磁场也只有 r 方向分量,但其大小则是变化的,而不是恒定不变的。此时第 i 层线圈导体两侧半径 r 处的磁场强度 $H_{r_i}(r)$ 、 $H_{r_{i+1}}(r)$ 根据安培环路定律可得,

$$\begin{aligned} H_{r_i}(r) &= H_{r_{i+1}}(r) + \frac{I_{\text{Gr}_i}}{\ln(R_o/R_{in})} \frac{1}{r} \\ \{ i &= 1, 2, \dots, 5, \text{且最外侧的 } H_{r_1}(r) = \\ &H_{r_6}(r) = 0 \} \end{aligned} \quad (15)$$

式中 R_{in} 、 R_o 表示环形线圈导体的内外径, I_{Gr_i} 表示第 i 层环形线圈导体的电流。对于图 5 环形 PCB 线

圈的第 i 层 PCB 线圈导体,与图 1 的长形线圈比较,线圈导体中的电流密度 $J(r, z)$ 和磁场强度 $H_r(r, z)$ 也是由涡流场场控方程和边界条件确定的,只是此时采用的坐标系为柱坐标系而已,即由

$$\partial^2 H_r(r, z) / \partial z^2 = k^2 H_r(r, z) \quad (16)$$

$$J(r, z) = -\partial H_r(r, z) / \partial z \quad (17)$$

$$H_r(r, 0) = H_{r_{i+1}}(r), H_r(r, D) = H_{r_i}(r) \quad (18)$$

求得,为

$$J(r, z) = k \{ H_{r_{i+1}}(r) \cdot \cosh[k(D - z)] - H_{r_i}(r) \cdot \cosh(kz) \} / \sinh(kD) \quad (19)$$

$$H_r(r, z) = \{ H_{r_{i+1}}(r) \cdot \sinh[k(D - z)] + H_{r_i}(r) \cdot \sinh(kz) \} / \sinh(kD) \quad (20)$$

式(19)、(20)说明,环形 PCB 线圈导体中的电流密度和磁场强度与长形的式(4)、(14)有相同的表达式,只是边界条件不同,该特点将为环形和长形混联 PCB 线圈涡流损耗模型的编程提供便利。由式(19),根据式(21)即可求得第 i 层环形 PCB 线圈的涡流损耗,再把各 PCB 层涡流损耗相加即求得线圈总损耗。

$$P_{\text{loss_Cir}}(i) = \frac{1}{2} \int_0^D \int_{R_{in}}^{R_o} |J(r, z)|^2 \cdot rd \, rdz \quad (21)$$

上述环形线圈损耗求解过程说明,为求解串并混联环形 PCB 线圈的损耗或电流密度,也需先求得线圈导体两侧的磁场强度,即并联线圈导体中的电流,为此必须建立电流分配约束方程。串并混联环形 PCB 线圈并联导体层的电流分配约束方程与长形的相同,也是由节点电流和回路电压方程构成。不仅如此,而且其建模过程也与长形的相同,即先通过电流分配约束方程求出各并联 PCB 的线圈电流,而后再求得线圈导体损耗。但需注意,由于环形线圈不同半径 r 处的电流密度和磁场强度不同,因此在建立混联环形 PCB 线圈回路电压方程时,电压回路应由具有相同半径处的线圈导体构成。而对于长形混联线圈,则由于其电流密度 $J_y(z)$ 与磁场强度 $H_x(z)$ 和 x 无关,故其电压回路不存在上述限制。环形混联线圈的并联 PCB 层间的电流分配约束方程与式(15)、(19)~(21)即构成混联环形线圈的损耗模型。

当环形混联 PCB 线圈由更多层 PCB 并联时,如 m 层 ($m \geq 2$),其建模原理和过程与长形的相同,也需建立 $m - 1$ 个不相关联的回路电压方程。但对于一层 PCB 板铺 n ($n \geq 2$) 匝且每匝宽度相等的环形

PCB 线圈,此时由于多匝线圈匝间距处的电流发生突变,如图 6(a) (图 6 只是为了说明等宽度与变宽度环形线圈沿半径方向的电流分布规律,因此没有给出线圈的具体规格参数以及电流值),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[11]表明,每层铺线圈匝数为 T_{PCB} 的环形 PCB 线圈当采用变宽度,且各匝宽度 L_n 满足式(22)时有最小损耗,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,其导体中的电流或两侧的磁场强度与一层 PCB 板铺一匝但电流为 $T_{\text{PCB}} \cdot I_{\text{Cir}}$ (I_{Cir} 为每匝线圈的电流)的线圈的分布规律相同,如图 6(b)。这说明对于一层 PCB 板铺多匝的环形混联线圈,当各匝宽度满足式(22)时,不仅损耗最小,而且还可建立解析损耗模型。其涡流损耗模型建模原理和过程与上述一层铺一匝时的相同,只不过需把线圈的电流改为 $T_{\text{PCB}} \cdot I_{\text{Cir}}$ 。

$$\left. \begin{aligned} L_{n+1} &= L_n + L_n^2 \left(R_{in} + \sum_{m=1}^n L_m \right) \\ T_{\text{PCB}} L_n &= R_o - R_{in} \quad (n = 1, 2, \dots, T_{\text{PCB}}) \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

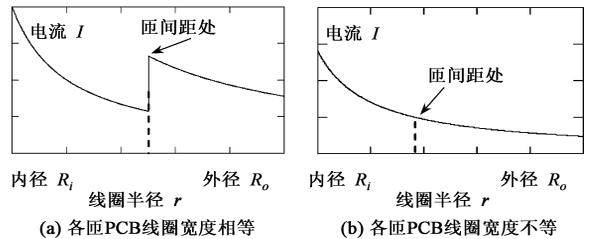


图 6 一层铺 2 匝的环形 PCB 线圈沿半径方向的电流分布
Fig. 6 Current vs. r of circular PCB winding with 2 turn per layer

2.3 损耗模型实验验证

图 7(a) 为一个匝比为 4:1 平面变压器的 PCB 线圈结构示意图(取图 1 的 $x-\sigma z$ 截面表示),磁芯规格为 Ferroxcube/Phililips 平面磁芯 EE22/6/16,副边线圈 S 为一匝,由四层 PCB 并联而成,原边线圈 P 为四匝,每匝线圈由两层 PCB 并联而成,每层 PCB 板布置两匝线圈,匝间距为 0.15mm,线圈实物如图 7-(b)。原边线圈铜箔宽 2.7mm,副边线圈铜箔宽 5.5mm,所有铜箔厚均为 0.1mm,铜箔间的绝缘厚度为 0.15mm。图 8 为该结构线圈基于损耗模型计算的交流电阻和基于阻抗分析仪(HP4294A)短路法测量的电阻值,横轴为线圈电流频率,纵轴为线圈交流电阻 R_{ac} 。可见模型具有足够高的工程精度。

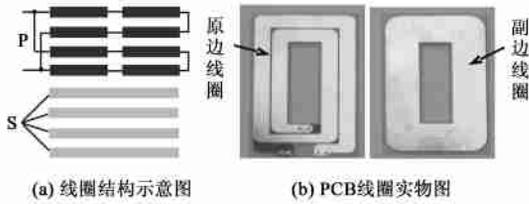


图 7 匝比为 4:1 的串并联混联实验 PCB 线圈

Fig. 7 Winding structure under test

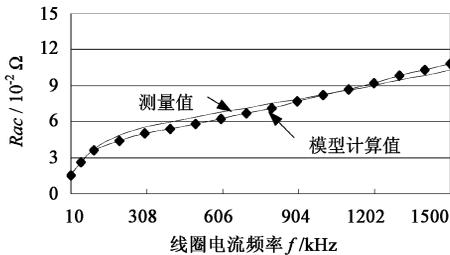


图 8 损耗模型实验验证

Fig. 8 Experiment verification for the loss model

3 结论

并联 PCB 线圈为高频大电流高功率密度平面变压器重要线圈结构。高性能的并联 PCB 线圈设计与分析必须借助损耗模型。基于回路电压平衡方程和节点电流方程以及涡流场控方程建立的串并联混联 PCB 线圈解析涡流损耗模型不仅具有明确的物理意义,而且具有足够高的工程精度,为深入分析、设计混联 PCB 线圈提供了模型依据。

参考文献 (References):

- [1] S Wang, M A de Rooij, W G Odenaal, et al. Reduction of high-frequency conduction losses using a planar litz structure [J]. IEEE Trans. on Power Electronic, 2005, 20(2): 261-267.
- [2] 陈为,毛行奎,罗恒廉,等 (Chen Wei, Mao Xingkui, Luo Henglian, et al.). 高频电感器线圈损耗分析与交错气隙布置 (Winding loss analysis and staggered air-gap arrangement for high-frequency inductor) [J]. 电工技术学报 (Trans. of China Electrotechnical Society), 2003, 18(6): 72-76.
- [3] Xingkui Mao, Wei Chen. Winding loss mechanism analysis and design for new structure high-frequency gapped inductor [J]. IEEE Trans. on Magnetics, 2005, 41(10): 4036-4038.
- [4] C R Sullivan. Computationally efficient winding loss calculation with multiple windings, arbitrary waveforms, and two-dimensional or three-dimensional field geometry [J]. IEEE Trans. on Power Electronic, 2001, 16(1): 142-150.
- [5] 毛行奎 (Mao Xingkui). 开关电源高频功率磁元件线圈技术研究 (Research on winding techniques for high-frequency power magnetic components of switched-mode power supply) [D]. 福州: 福州大学 (Fuzhou: Fuzhou University), 2006.
- [6] Xingkui Mao, Wei Chen. Mechanism investigation and analytical modeling for winding loss of flyback transformer [A]. INTERMAG 2006 Conf. Pro. [C]. San Diego, USA, 2006.
- [7] A W Lotfi, Matthew A Wilkowski. Issues and advances in high-frequency magnetics for switching power supplies [J]. Proceedings of the IEEE, 2001, 89(6): 833-845.
- [8] Chen Wei, Yan Yipeng, Hu Yuequan, et al. Model and design of PCB parallel winding for planar transformer [J]. IEEE Trans. on Magnetics, 2003, 39(5): 3202-3204.
- [9] 毛行奎, 陈为 (Mao Xingkui, Chen Wei). 开关电源高频平面变压器并联 PCB 线圈损耗建模及分析 (AC loss modeling and analysis for parallel PCB winding in high-frequency power planar transformer) [J]. 中国电机工程学报 (Proc. CSEE), 2006, 26(22): 167-173.
- [10] Dowell P. Effects of eddy currents in transformer windings [J]. Proceeding of IEE, 1966, 113(8): 1387-1394.
- [11] A F Goldberg, J G Kassakian, M F Schlecht. Finite-element analysis of copper loss in 1-10MHz transformers [J]. IEEE Trans. on Power Electronic, 1991, 14(2): 157-167.

AC loss modeling for multi-turn parallel PCB winding of high-frequency power planar transformer

MAO Xing-kui, CHEN Qing-Bin, CHEN Wei

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

Abstract: Parallel PCB winding is a good solution for high-frequency, high-current and high power density planar transformers of switching-mode power supply. However, the current handling capability of the parallel PCB winding

(下转第 66 页, cont. on p. 66)

量运行。本文对计算变压器谐波损耗常用的两个因子及其在变压器谐波损耗与降容率计算过程中的不同进行了推导分析。 K 因子是以额定电流的平方为分母, F_{HL} 因子是以谐波总电流的平方为分母。在计算额定损耗下允许最大谐波电流时, K 因子法由于计入的是降容前的涡流损耗, 因此相对保守。在给定频谱组成后, F_{HL} 因子能方便地结合实际运行电流, 因此使用更加广泛, 也协调了 IEC 与 IEEE 在 HVDC 换流变压器的标准术语^[5], 而修正的 F_{HL} 因子可参考文献[6]。

参考文献 (References):

- [1] 肖湘宁, 韩民晓, 徐永海, 等 (Xiao Xiangning, Han Minxiao, Xu Yonghai, et al.). 电能质量分析与控制 (Analysis and controlling of power quality) [M]. 北京: 中国电力出版社 (Beijing: China Elec. Power Press), 2004.
- [2] IEEE Std C57.110-1998, IEEE recommended practice for establishing transformer capability when supplying nonsinusoidal load currents [S].
- [3] <http://www.federalpacific.com/university/kfactor/kfactor.html>.
- [4] Yildirim D, Fuchs E F. Measured transformer derating and comparison with harmonic loss factor (F_{HL}) approach [J]. IEEE Trans. Power Delivery, 2000, 15 (1):186-191.
- [5] Fuchs E F, Yildirim D, Grady W M. Measurement of eddy current loss coefficient P_{ECR} derating of single-phase transformers and comparison with Kfactor approach [J]. IEEE Trans. Power Delivery, 2000, 15(1): 148-154.
- [6] Makarov S N, Emanuel A E. Corrected harmonic loss factor for transformers supplying non-sinusoidal load currents [A]. Proc. 9th International Conf. Harmonics and Quality of Power [C]. Orlando, USA, 2000. 87-90.

Transformer derating and comparison of harmonic loss factor F_{HL} with K-factor

TAO Shun, XIAO Xiang-ning

(Key Laboratory of Power System Protection and Dynamic Security Monitoring and Control (North China Electric Power University), Ministry of Education, Beijing 102206, China)

Abstract: The transformer losses will increase when operating under harmonic load conditions. The derating measure is always taken to limit the temperature of windings or top-oil. Based on introduction of two harmonic loss factors, K -factor and F_{HL} , and the equations of the total losses of transformer, this paper reasoned out the difference of the computed maximum permissible rms non-sinusoidal load current of derating using the harmonic loss factor F_{HL} and K -factor. Keeping within the rated power loss limits, maximum permissible rms non-sinusoidal load current using K -factor approach is relatively conservative because derating winding eddy current losses is replaced with pre-derating ones. The harmonic loss factor F_{HL} is a function of the harmonic current distribution and is independent of the relative magnitude. Maximum permissible rms non-sinusoidal load current using F_{HL} approach is relatively economical for taking account of actual operating harmonic current. The relationship of two harmonic loss factors and their application were also discussed in this paper.

Key words: transformer; harmonic current; losses

(上接第 34 页, cont. from p.34)

depends on its reasonable design. Uneven current sharing among parallel PCB layers of the winding makes the winding loss model and the design complicated. Comparing to the single-turn parallel PCB windings, the multi-turns or series- and parallel-hybrid connection PCB winding has more complicated loss model and its design. Based on voltage balance of circuit loop consisted by parallel PCB layers, the analytical loss model was built for the multi-turns PCB winding including rectangular- and circular- structure. Experiments verify the loss model.

Key words: planar transformer; parallel PCB winding; AC winding loss; power conversion