

6-1-2020

Optimal Design of High Power Medium Frequency Transformer Based on Channel Lightweight Requirement

Fangcheng Lü

1. Hebei Provincial Key Laboratory of Power Transmission Equipment Security Defense (North China Electric Power University), Baoding 071003, China; ;

Yunxiang Guo

1. Hebei Provincial Key Laboratory of Power Transmission Equipment Security Defense (North China Electric Power University), Baoding 071003, China; ;

Li Peng

2. Qingdao Sifang Locomotive and Rolling Stock Co. Ltd, Qingdao 266111, China;

Follow this and additional works at: <https://dc-china-simulation.researchcommons.org/journal>



Part of the Artificial Intelligence and Robotics Commons, Computer Engineering Commons, Numerical Analysis and Scientific Computing Commons, Operations Research, Systems Engineering and Industrial Engineering Commons, and the Systems Science Commons

This Paper is brought to you for free and open access by Journal of System Simulation. It has been accepted for inclusion in Journal of System Simulation by an authorized editor of Journal of System Simulation.

Optimal Design of High Power Medium Frequency Transformer Based on Channel Lightweight Requirement

Abstract

Abstract: The analytical calculation method for winding loss and core loss of high power medium frequency transformer was analyzed, and the optimal design process was established. A 300 kW medium frequency transformer for lightweight application of electric locomotive was designed optimally by the method of free parameters scanning. Through the establishment of evaluation parameters equation, the best scheme considered both the total loss and transformer weight. On this basis, the winding loss and core loss for six groups of design scheme were verified by finite element simulation in 2D eddy current field and transient field of Ansoft Maxwell respectively. Through the results comparison of analytical design and finite element simulation, the error is acceptable, which verifies the correctness and effectiveness of the optimal design method.

Keywords

high power medium frequency transformer, optimal design, lightweight, high frequency loss, finite element simulation

Recommended Citation

Lü Fangcheng, Guo Yunxiang, Li Peng. Optimal Design of High Power Medium Frequency Transformer Based on Channel Lightweight Requirement[J]. Journal of System Simulation, 2017, 29(1): 154-161.

基于轻量化需求的大功率中频变压器优化设计

律方成¹, 郭云翔¹, 李鹏²

(1. 河北省输变电安全防御重点实验室(华北电力大学), 河北 保定 071003; 2. 南车青岛四方机车车辆股份有限公司, 山东 青岛 266111)

摘要: 分析了大功率中频变压器绕组高频损耗与铁心高频损耗的解析计算方法, 建立了其优化设计流程。采用自由参数扫描法, 对一台面向电力机车轻量化应用的300 kW中频变压器进行了优化设计。通过建立评价系数公式, 最优方案兼顾了变压器的损耗与重量。利用电磁有限元仿真计算软件Ansoft Maxwell, 分别在二维涡流场与瞬态场中, 对其中6组设计方案的绕组损耗与铁心损耗进行了仿真验证。对比解析设计与有限元仿真计算结果, 两者误差在可接受范围内, 验证了优化设计方法的正确性与有效性。

关键词: 大功率中频变压器; 优化设计; 轻量化; 高频损耗; 有限元仿真

中图分类号: TM 433; TP391.9 文献标识码: A 文章编号: 1004-731X (2017) 01-0154-08
DOI: 10.16182/j.issn1004731x.joss.201701021

Optimal Design of High Power Medium Frequency Transformer Based on Channel Lightweight Requirement

Lü Fangcheng¹, Guo Yunxiang¹, Li Peng²

(1. Hebei Provincial Key Laboratory of Power Transmission Equipment Security Defense (North China Electric Power University), Baoding 071003, China; 2. Qingdao Sifang Locomotive and Rolling Stock Co. Ltd, Qingdao 266111, China)

Abstract: The analytical calculation method for winding loss and core loss of high power medium frequency transformer was analyzed, and the optimal design process was established. A 300 kW medium frequency transformer for lightweight application of electric locomotive was designed optimally by the method of free parameters scanning. Through the establishment of evaluation parameters equation, the best scheme considered both the total loss and transformer weight. On this basis, the winding loss and core loss for six groups of design scheme were verified by finite element simulation in 2D eddy current field and transient field of Ansoft Maxwell respectively. Through the results comparison of analytical design and finite element simulation, the error is acceptable, which verifies the correctness and effectiveness of the optimal design method.

Keywords: high power medium frequency transformer; optimal design; lightweight; high frequency loss; finite element simulation

引言

有别于传统工频变压器, 电力电子变压器通过



收稿日期: 2015-05-24 修回日期: 2015-06-27;
基金项目: 国家科技支撑计划(2013BAG24B02);
作者简介: 律方成(1963-), 男, 内蒙赤峰, 博士, 教授, 博导, 研究方向电气设备绝缘机理; 郭云翔(1988-), 男, 江苏南通, 博士生, 研究方向为大功率中频变压器优化设计。

电力电子控制技术提升变压器运行频率, 使得变压器的体积与重量大幅降低^[1]。在离岸风电、电力机车等对于变压器体积重量有较高限制的应用领域, 有广泛的应用前景^[2-3]。受目前电力电子开关器件耐压水平与最大工作电流的限制, 高压大容量的应用领域的电力电子变压器通常采用多功率单元串并联技术^[4]。考虑高频下的损耗与散热, 单个功率单元

<http://www.china-simulation.com>

输出为上百千瓦的大功率电力电子变压器通常运行在 100 Hz~10 kHz 的中频频段^[5]。

大功率中频变压器是电力电子变压器电磁耦合环节的关键部件,起着电压变换和电气隔离的作用。提高变压器电磁耦合频率,其铁心重量与体积大幅降低。而高频运行条件下,变压器的相关特性与传统工频变压器有较大的差异,尤其是其高频损耗特性。

变压器的损耗主要包括绕组损耗与铁心损耗。高频下涡流带来的集肤与邻近效应^[6],使得变压器绕组中电流密度分布不均匀,集中于绕组的表面。通常采用箔式、利兹线绕组,在保证足够导体横截面积的同时,减小导体厚度,以降低绕组高频损耗。随着运行频率的提升,变压器铁心损耗也会显著增加。常采用超薄硅钢片、铁氧体、非晶以及纳米晶等高频损耗较小的材料制造高频变压器铁心^[7]。纳米晶具有较小高频损耗密度的同时,饱和磁密相对较高。在大功率中频变压器最常被采用^[2-4]。电力电子变压器中,经过电力电子变换,中高频变压器的电压与电流波形常为非正弦波,因此在计算绕组与铁心损耗时,还必须考虑非正弦波形因素的影响。

通过以上分析可知,提高变压器运行频率使其重量、体积减小,能量密度增加的同时,也使其损耗密度上升。在对面向轻量化应用的大功率中频变压器进行优化设计时,平衡损耗与重量之间的关系尤为重要。

1 高频损耗解析计算方法

1.1 绕组高频损耗计算

变压器绕组高频损耗计算中最常采用的是 Dowell 解析计算模型,其假设箔式绕组与变压器铁心窗口等高(如图 1 中的长箔式绕组所示),变压器铁心磁导率为无穷大,铁心窗口内的磁场呈纵向(y 轴方向),沿横向(x 轴方向)分布,可用 $H_y(x)$ 表示。根据麦克斯韦电磁方程组进行推导,长箔式绕组内磁场强度分布表达式为:

$$H_y(x) = H_{out} \frac{\sinh(\alpha x)}{\sinh(\alpha d)} - H_{in} \frac{\sinh(\alpha(x-d))}{\sinh(\alpha d)} \quad (1)$$

其中: H_{in} , H_{out} 分别为长箔式绕组内外两侧边界的磁场强度大小; $\alpha=(1+j)/\delta$, δ 为绕组在特定频率下的集肤深度; d 为绕组厚度。根据磁场强度与电流密度之间的关系:

$$\nabla \times H = J \quad (2)$$

进一步推导计算,可得绕组交流电阻系数 F_r 为:

$$F_r = \frac{R_{AC}}{R_{DC}} = \Delta \left[P_1 + \frac{2}{3}(m^2 - 1)P_2 \right] \quad (3)$$

$$P_1 = \frac{\sinh(2\Delta) + \sin(2\Delta)}{\cosh(2\Delta) - \cos(2\Delta)} \quad (4)$$

$$P_2 = \frac{\sinh(\Delta) - \sin(\Delta)}{\cosh(\Delta) + \cos(\Delta)} \quad (5)$$

其中: R_{AC} 为绕组交流电阻值; R_{DC} 为绕组直流电阻值; m 为绕组层数; $\Delta=d/\delta$ 为绕组渗透率。图 1 中其他形式的绕组,可在绕组有效导电截面积相等的原则上,利用孔隙率系数 η 对绕组电导率 σ 进行折合,将这些形式的绕组等效为长箔式绕组。

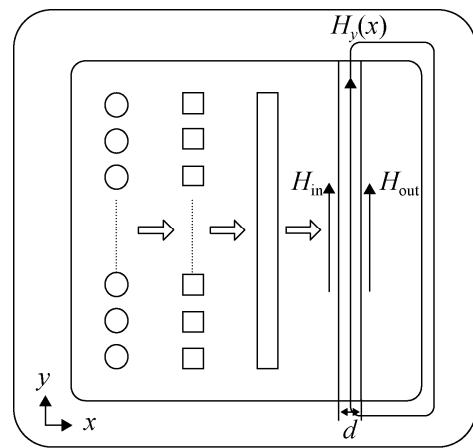


图 1 铁心窗口中不同形式绕组示意图
Fig.1 Different types of windings in the core window

当变压器电流波形为非正弦时,通过傅里叶级数分解,得到其基波与各次谐波的电流有效值 I_n ,并通过式(3)计算得到基波与各次谐波频率下的绕组交流电阻系数 F_{rn} ,则变压器绕组损耗 P_w 为:

$$P_w = R_{DC} \sum_{n=1}^{\infty} F_{rn} I_n^2 \quad (6)$$

1.2 铁心高频损耗计算

现有铁心损耗计算方法主要分为 3 类: (1) 基于物理现象的磁滞损耗计算模型; (2) 基于铁损可分离假设的损耗分离法; (3) 基于实验数据拟合的经验公式法。

基于物理现象的磁滞模型主要有 Jiles-Atherton 模型和 Preisach 模型。JA 模型基于宏观能量的计算, 而 Preisach 模型则基于磁畴运动在时间与空间上的统计。利用这两种模型计算铁芯损耗具有很高的精度, 但由于模型的复杂性, 参数识别过程繁琐, 有很大的计算量, 因此不常在工程实践尤其是中高频复杂励磁波形下使用。

损耗分离法建立在 3 种不同的效应对铁心损耗影响的基础上: 静态磁滞损耗 P_h , 涡流损耗 P_e , 额外损耗 P_a 。铁心损耗 P_s 为三者之和:

$$P_s = P_h + P_e + P_a \quad (7)$$

相较于磁滞模型, 损耗分离法简化了铁损的分析过程, 且有较高的计算精度。但由于其仍涉及较多参数, 且确认过程复杂, 因此很少在实际计算中使用。

在电感器、变压器、电机等电磁设备铁心损耗计算最常用的是原始 Steinmetz 公式(Original Steinmetz Equation, SE):

$$P_v = Kf^\alpha B_m^\beta \quad (8)$$

式中: P_v 为铁损密度; f 为励磁电压频率; B_m 为磁通密度峰值; 系数 K , α , β 与铁心材料特性相关。OSE 只适用于正弦激励下的铁损计算, 要将其应用于非正弦激励, 需对其进行修正。主要的修正方法包括: Steinmetz 修正公式, 广义 Steinmetz 改进公式, Steinmetz 波形系数公式, 这些方法中分别考虑了铁心激磁过程中的磁密变化率, 磁化历史, 以及激磁电压波形对铁心损耗的影响。其中 Steinmetz 波形系数公式^[8]最为简练, 且有着较高的准确度, 其修正公式为:

$$P_v = FWC \cdot Kf^\alpha B_m^\beta \quad (9)$$

式中: FWC 激磁电压波形系数, 其大小为非正弦激励下一个磁化周期内磁密曲线与坐标轴所包围

的面积与正弦激励下的面积的比值。

2 优化设计方案

对如图 2 所示的电力电子机车牵引变压器中一台大功率中频变压器进行设计与优化, 优化兼顾考虑变压器的损耗与重量。

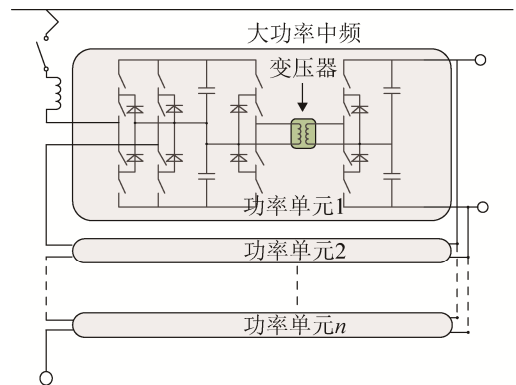


图 2 电力电子机车牵引变压器

Fig.2 Power electronic traction transformer

电力电子电路的控制方式决定了变压器的电压与电流波形, 本文中功率单元采用串联谐振的控制方式, 则变压器原边电压与电流波形如图 3 所示。理想的两电平串联谐振控制方式下, 变压器电压波形为方波, 电流波形为正弦波。大功率中频变压器的优化设计流程如图 4 所示。

(1) 系统参数

变压器的系统参数如表 1 所示。

(2) 固定参数

变压器原边电压有效值 U_p , 频率 f 与铁心磁密峰值 B_m 之间的关系为:

$$U_p = k_f k_c f m_p n_p B_m S \quad (10)$$

其中: k_f 为原边电压波形系数; k_c 为铁心叠压系数; m_p 为原边绕组层数; n_p 为原边绕组每层匝数; S 为铁心截面积。原边电压波形为矩形波时, 波形系数 $k_f=4$, 且 $U_p=U_{pm}$ 。

如图 5 所示, 变压器采用壳式结构, 原副边绕组均为两层结构, $m_p=m_s=2$, 每层匝数分别为 n_p , n_s 。因变压器变比为 1:1, 且层数相同, 则 $n_p=n_s$ 。采用绕组交叉换位技术, 副边绕组的两层分别位于原边

绕组两侧, 以减小变压器绕组损耗。为增强绕组散热, 原边与副边绕组采用规格相同的矩形铜管绕组 (运行时管中通循环绝缘散热介质)。铜材料在 5 kHz 时的集肤深度 $\delta=0.94 \text{ mm}$, 铜管厚度取集肤深度的 1.6 倍 $t_p=t_s=1.5 \text{ mm}$ 。铜管密度 $\rho_w=8.9 \times 10^3 \text{ kg/m}^3$ 。

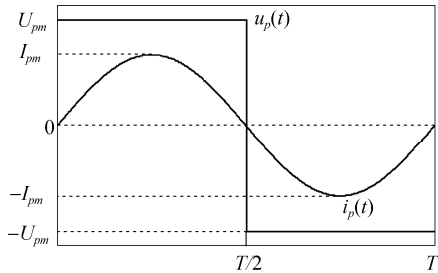


图 3 串联谐振控制方式下变压器原边电压与电流波形
Fig.3 Voltage and current waveform of the transformer under series resonance control mode

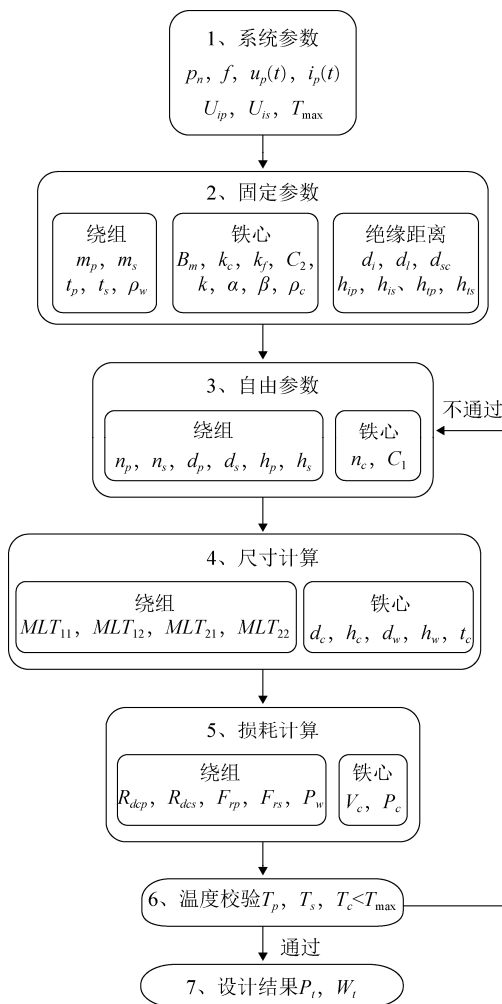


图 4 优化设计流程
Fig.4 Optimal design flow

表 1 变压器系统参数

Tab.1 System parameters of the transformer	
设计参数	参数值
额定输出功率, P_n	300 kw
运行频率, f	5 kHz
原边电压幅值, U_{pm}	1.5 kV
原边绝缘电压, U_{ip}	27.5 kV
副边绝缘电压, U_{is}	1.7 kv
最大温升, T_{max}	70 °C
变比	1:1

变压器铁心共由 $2n_c$ 副纳米晶矩形铁心拼接而成。由安泰公司定制的 Antainano 矩形功率铁心, 叠压系数 $k_c=0.8$ 。考虑到变压器铁心不额外安装散热器, 工作磁密峰值取 $B_m=0.56 \text{ T}$ 。定制铁心使用纳米晶带材进行绕制, 采用宽度为 35 mm 的纳米晶带材, 则单副铁心的厚度 $C_2=35 \text{ mm}$ 。带材绕制厚度决定铁心臂宽 C_1 , 则铁心截面积 $S=2C_1C_2n_c$ 。当式(9)中, P_v, f, B_m 单位分别为 w/kg, kHz, T 时, 经切割拼装后的矩形功率铁心 OSE 系数为 $k=9.58$, $\alpha=1.32$, $\beta=1.58$ 。纳米晶铁心密度 $\rho_c=7.2 \times 10^3 \text{ kg/m}^3$ 。

原边绕组对地电压为牵引系统电压, $U_{ip}=27.5 \text{ kV}$, 通过绝缘实验验证, 原副边绕组之间的主绝缘 $d_l=10 \text{ mm}$ 。经过有限元电磁场仿真计算^[9], 原边绕组与铁心间的端部绝缘距离 $h_{ip}=14 \text{ mm}$ 。原边绕组层间绝缘取 $d_l=5 \text{ mm}$, 副边绕组与铁心间的绝缘距离取 $d_{sc}=3 \text{ mm}$, 副边绕组端部绝缘距离取 $h_{is}=5 \text{ mm}$, 原边与副边绕组匝间绝缘距离取 $h_{wp}=h_{ws}=1 \text{ mm}$ 。

(3) 自由参数

将式(10)中固定参数代入, 可得自由参数 n_p, n_c, C_1 之间的制约关系。由于端 $h_{ip}>h_{is}$, 为充分利用铁心窗口空间, 将原边矩形空心绕组横向放置, 副边纵向放置, 通过单层绕组的高度差, 获得更大的原边绕组端部绝缘距离。原边绕组宽度、高度分别为 d_p, h_p , 副边绕组分别为 d_s, h_s , 则 $d_p=h_s, h_p=d_s$ 。选用 2 种规格的矩形空心铜管绕组进行比较, 尺寸分别为 $12 \text{ mm} \times 10 \text{ mm}$, $10 \text{ mm} \times 8 \text{ mm}$ 。则 d_p, d_s 有 2 种取值选择。对自由参数 n_p, n_c, C_1, d_p, d_s 进行扫描取值, 如表 2 所示, 共得到 24 组设计方案。

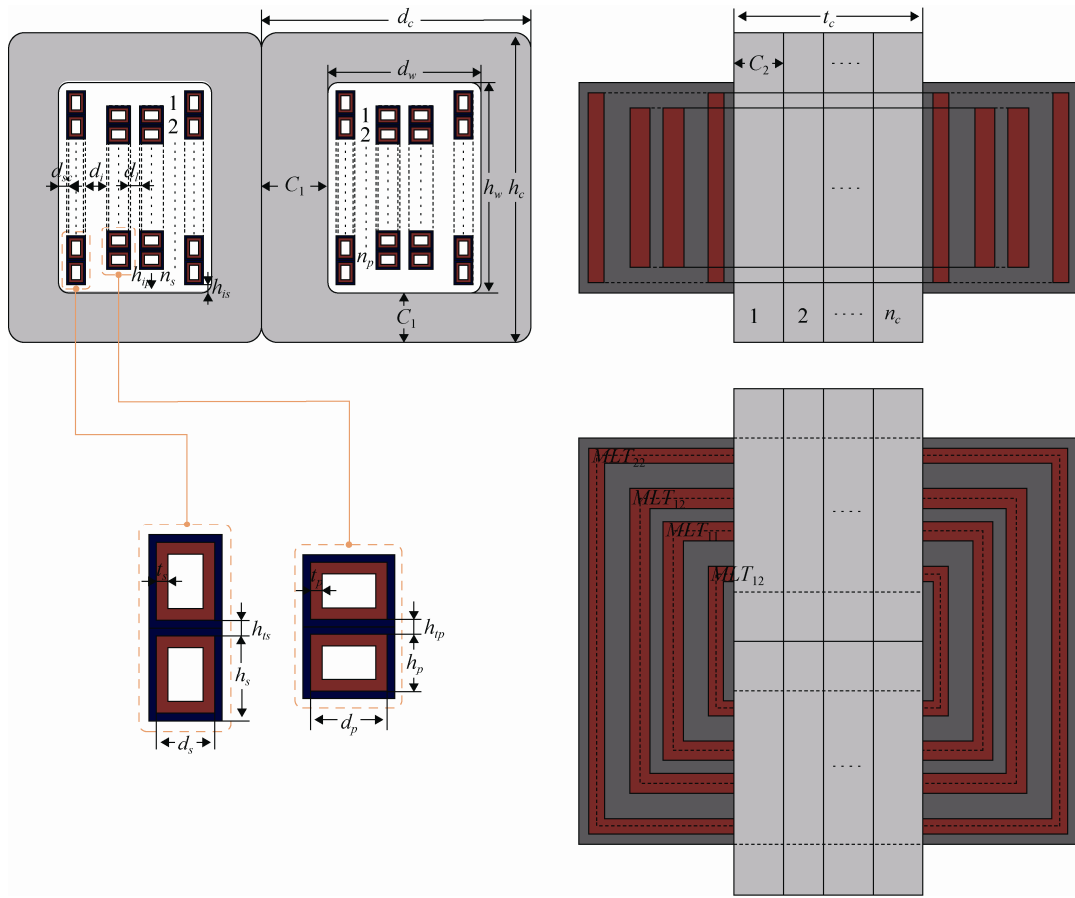


图 5 变压器设计结构图

Fig.5 Design structure of the transformer

表 2 各组自由参数

Tab.2 Free parameters in each group

组别	n_c	n_p	C_1/mm	d_p/mm	d_s/mm	组别	n_c	n_p	C_1/mm	d_p/mm	d_s/mm	组别	n_c	n_p	C_1/mm	d_p/mm	d_s/mm
1	1	20	60	12	10	9	2	13	45	12	10	17	3	13	30	12	10
2	1	20	60	10	8	10	2	13	45	10	8	18	3	13	30	10	8
3	2	20	30	12	10	11	2	12	50	12	10	19	3	11	35	12	10
4	2	20	30	10	8	12	2	12	50	10	8	20	3	11	35	10	8
5	2	17	35	12	10	13	3	20	20	12	10	21	4	15	20	12	10
6	2	17	35	10	8	14	3	20	20	10	8	22	4	15	20	10	8
7	2	15	40	12	10	15	3	16	25	12	10	23	4	12	25	12	10
8	2	15	40	10	8	16	3	16	25	10	8	24	4	12	25	10	8

(4) 尺寸计算

根据固定参数与每组自由参数, 得到铁心与绕组的相关尺寸, 包括: 原边绕组内外

层平均匝长 MLT_{11} , MLT_{12} , 副边绕组内外层平均匝长 MLT_{21} , MLT_{22} ; 铁心宽度 d_c , 高度 h_c , 窗口宽度 d_w , 窗口高度 h_w , 总厚度 t_c 。

(5) 损耗计算

空心绕组与其外径相同的实心绕组的交流电阻系数之间的比例为空心电阻系数 F_h 。根据绕组尺寸得到原副边绕组的直流电阻值 R_{dep} , R_{dcs} 。根据式 (3) 计算得到变压器工作频率下绕组对应实心绕组的交流电阻系数, 乘以 F_h 后则分别得到原副边空心绕组的交流电阻系数 F_{rp} , F_{rs} 。由于串联谐振控制下, 变压器电流波形为正弦波, 原边电流有效值为

I_p , 变压器变比为 1:1, 则原副边绕组总损耗为:

$$P_w = I_p^2 (R_{dcp} F_{rp} + R_{dcs} F_{rs}) \quad (11)$$

根据铁心尺寸, 计算得出铁心重量。根据 Steinmetz 波形系数公式可计算得到铁心损耗值, 原边电压为方波时, 式(9)中的 $FWC=\pi/4$ 。

(6) 温度校验

根据损耗计算结果, 与各部分散热条件, 计算原副边绕组温升 T_p, T_s , 以及铁心温升 T_c , 校验其是否均小于变压器设计最大温升值 T_{max} 。24 组设计方案中, 绕组最大温升为 47.3°C , 铁心最大温升为 50.9°C , 均通过温升校验。

(7) 设计结果

根据以上尺寸计算与损耗计算结果, 得到各组变压器总损耗 P_t 与总重量 W_t 。各组损耗与重量计算结果分别如图 6~7 所示。

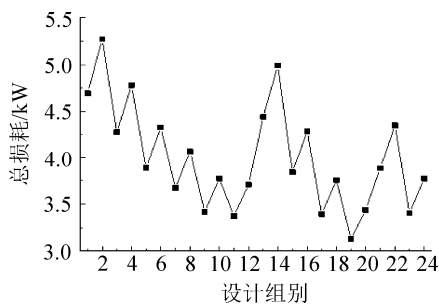


图 6 各组总损耗

Fig.6 Total loss for each group

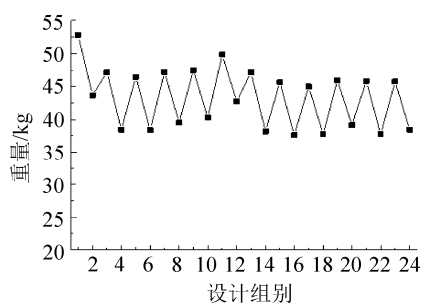


图 7 各组总重量

Fig.7 Total weight for each group

由于设计方案需兼顾考虑变压器的损耗与重量, 针对这类设计结果越小越优的参数 F_i , 建立其评价系数 E_{ij} 为:

$$E_{ij} = \frac{F_{ij} - \min(F_i)}{\max(F_i) - \min(F_i)} \quad (12)$$

其中: F_{ij} 为参数 F_i 的第 j 组设计结果; $\min(F_i), \max(F_i)$ 分别为所有设计结果中 F_i 的最小值与最大值。

第 j 组设计中, 兼顾参数 F_1 与 F_2 的综合评价系数 E_j 为:

$$E_j = \alpha_1 E_{1j} + \alpha_2 E_{2j} \quad (13)$$

其中: α_1, α_2 分别为参数 F_1, F_2 的权重因子, 满足 $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$ 。 α_1, α_2 根据 F_1, F_2 的重要程度进行取值。最优设计方案为使综合评价系数 E_j 取最小值者。

本例中, 取损耗与重量的权重因子均为 0.5, 则各组综合评价系数如图 8 所示, 第 20 组设计的综合评价系数最小, 为兼顾损耗与重量的最优方案。

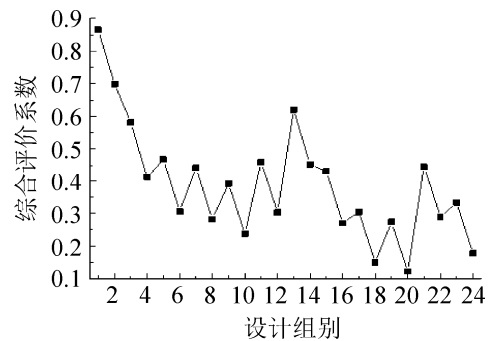


图 8 各组综合评价系数

Fig.8 Comprehensive evaluation coefficient for each group

3 有限元仿真实验

为了验证优化设计方法, 利用电磁有限元仿真计算软件 Ansoft Maxwell 对变压器绕组损耗以及铁心损耗的解析计算结果进行仿真验证。按照设计尺寸, 在有限元软件中分别建立第 4, 8, 12, 16, 20, 24 共 6 组方案的有限元仿真模型。由于壳式变压器在物理结构上具有对称性, 通过设置相应的对称条件, 仅对其 1/4 模型进行仿真计算分析, 可有效减小仿真时间, 节约计算资源。

3.1 绕组损耗仿真计算

串联谐振控制下电流为正弦波, 利用 Ansoft Maxwell 中的二维涡流场, 对工作频率下的绕组电流密度分布进行仿真分析。

如图 9 所示, 为最优方案 1/4 模型中的空心绕组在 5 kHz 下的电流密度分布图。利用软件中的场

计算器, 可计算得出各组有限元模型的绕组损耗, 对比绕组损耗解析计算结果, 如图 10 所示。6 组设计中, 绕组损耗有限元仿真计算结果均大于解析计算值, 且单层绕组匝数越多, 误差越大。第 4 组 $n_p=20$ 时, 误差达到 14.5%; 第 20 组 $n_p=11$ 时, 误差为 3.2%。分析其原因: 解析计算模型中假设单层绕组占满整个铁心窗口高度, 则绕组中的电流密度分布为一维函数, 呈横向分布。而在实际变压器不可能实现。则电流密度分布在纵向上存在一定差异。尤其是绕组端部, 磁场端部效应对绕组端部电流密度分布产生较大影响。本例中, 单层绕组匝数越多, 原副边绕组高度差越大, 磁场端部效应越明显, 则解析计算与有限元仿真计算之间的误差越大。但总体误差在可接受范围内。

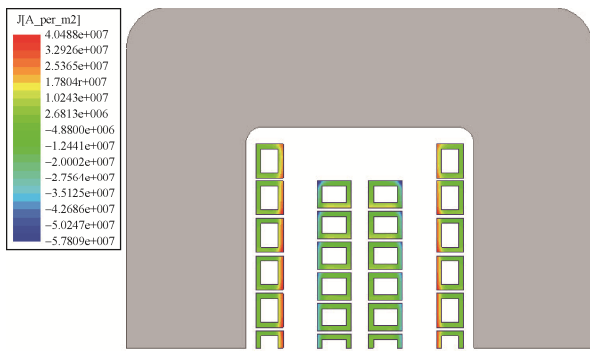


图 9 最优方案有限元模型绕组电流密度分布

Fig.9 Winding current density distribution of finite element model for optimal case

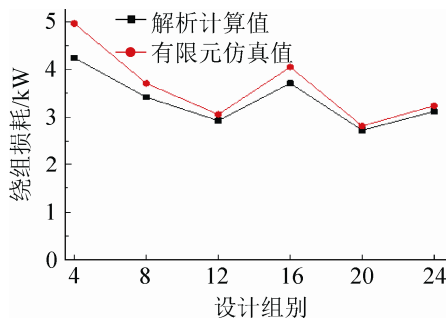


图 10 各组绕组损耗解析计算值与有限元仿真值

Fig.10 Analytical calculation and finite element simulation value of winding loss for each group

3.2 铁心损耗仿真计算

串联谐振控制下, 变压器端电压为矩形波。利用 Ansoft Maxwell 中的二维瞬态场, 对变压器铁心

中的磁密分布进行分析。具体绕组形式与铁心磁密分布无关联, 仿真模型中将单层绕组形式进行了简化, 利用 Maxwell Circuit Editor 对绕组施加方波电压激励。如图 11 所示, 为最优方案 1/4 模型铁心激磁过程中磁密最大时分布图。铁心拐角处的磁密分布并不均匀。利用场计算器可通过一个磁化周期内各时刻的铁损功率, 计算得到每组中的铁心损耗功率。

图 12 所示为各组变压器铁心损耗的解析计算与有限元仿真计算结果。解析计算值均大于有限元仿真计算结果, 误差最小为 3.7%, 最大为 8.2%。分析造成误差的原因在于: 解析计算基于 Steinmetz 经验公式, 认为铁心中的磁密为均匀分布。而 Ansoft Maxwell 建立了瞬时铁损计算模型。利用其计算变压器有限元模型的铁心损耗, 考虑了铁心磁化的全过程, 以及铁心磁密分布的不均匀性。但两者误差也在可接受范围内。



图 11 最优方案有限元模型铁心磁密分布

Fig.11 Core flux density distribution of finite element model for optimal case

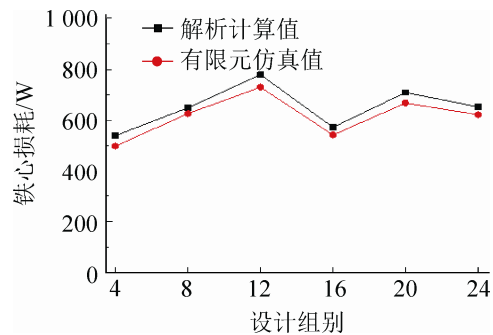


图 12 各组铁心损耗解析计算值与有限元仿真值

Fig.12 Analytical calculation and finite element simulation value of core loss for each group

4 结论

为了平衡损耗与重量, 本文对面向轻量化应用的大功率中频变压器的优化设计方法进行了详细研究:

(1) 分析了大功率中频变压器的绕组损耗与铁心损耗在高频非正弦条件下的计算方法。在此基础上, 建立了大功率中频变压器优化设计流程。

(2) 对一台面向电力机车轻量化应用的 300 kW 的中频变压器, 采用自由参数扫描的方法进行了设计与优化。通过建立综合评价系数, 得到了兼顾变压器损耗与重量的最佳设计方案。最优方案中变压器总损耗为 3.45 kW, 效率为 98.85%, 重量为 39.15 kg。

(3) 利用有限元仿真计算软件 Ansoft Maxwell, 分别在二维涡流场与瞬态场中, 对其中 6 组设计方案的绕组损耗与铁心损耗的解析计算结果进行了仿真验证, 并分析了解析设计与有限元仿真计算结果之间误差产生的原因。两者之间的总体误差在工程设计误差的合理范围内, 验证了本文中优化设计方法的有效性与正确性。

参考文献:

- [1] Agheb E, Hoidalén H K. Medium frequency high power transformers, state of art and challenges [C]// Proceedings on Renewable Energy Research and Applications International Conference, Nagasaki, Japan. Japan: IEEE, 2012: 1-6.
- [2] Bahmani M A, Thiringer T, Kharezy M. Design methodology and optimization of a medium frequency transformer for high power DC-DC applications [C]// IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Charlotte, USA. USA: IEEE, 2015: 2532-2539.
- [3] Dujic D, Zhao C, Mester A, et al. Power Electronic Traction Transformer-Low Voltage Prototype [J]. IEEE Transactions on Power Electronics (S0885-8993), 2013, 28(12): 5522-5534.
- [4] Dujic D, Steinke G K, Bellini M, et al. Characterization of 6.5 kV IGBTs for High-Power Medium-Frequency Soft-Switched Applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics (S0885-8993), 2013, 29(2): 906-919.
- [5] Wang R, Xiao F, Zhao Z, et al. Effects of asymmetric coupling on winding AC resistance in medium-frequency high-power transformer [J]. IEEE Transactions on Magnetics (S0018-9464), 2014, 50(11): 1-4.
- [6] 赵争菡, 汪友华, 凌跃胜, 等. 大容量高频变压器绕组损耗的计算与分析 [J]. 电工技术学报, 2014, 29(5): 261-264, 270. (Zhao Zhenghan, Wang Youhua, Ling Yue sheng, et al. Calculation and Analysis of Loss in High-Capacity High-Frequency Transformers [J]. Transactions of China Electrotechnical Society (S1000-6753), 2014, 29(5): 261-264, 270.)
- [7] 韩帅, 张黎, 谭兴国, 等. 基于损耗分析的大容量高频变压器铁芯材料选型方法 [J]. 高电压技术, 2012, 38(6): 1486-1491. (Han Shuai, Zhang Li, Tan Xingguo, et al. Material Selection Based on Loss Characterization for High-power High-frequency Transformer Cores [J]. High Voltage Engineering (S1003-6520), 2012, 38(6): 1486-1491.)
- [8] Shen W, Wang F, Boroyevich D, et al. Loss characterization and calculation of nanocrystalline cores for high-frequency magnetics applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics (S0885-8993), 2008, 23(1): 475-484.
- [9] Fangcheng Lü, Danrong Li, Yunxiang Guo, et al. Optimal Design of Compact Main Insulation Structure of PETT [C]// International Conference on Electrical Machines and Systems, Pattaya, Thailand. Thailand: IEEE, 2015: 303-306.