

基于集肤效应与邻近效应的静电除尘变压器 绕组谐波损耗优化设计

李志广, 沈 湛, 潘 鹏, 金 龙
(东南大学 电气工程学院, 江苏 南京 210018)

摘要: 现有变压器设计方法没有对谐波下绕组结构进行精确设计, 为此提出了一种考虑集肤效应与邻近效应的静电除尘变压器绕组谐波损耗优化设计方法。利用 Helmholtz 方程对交流谐波下铜箔、矩形及圆形导体绕组的损耗进行了分析及优化, 并考虑了磁芯窗口参数的影响, 对比了各种优化方法的优缺点及应用场合。样机实验结果表明, 该方法可以准确给出谐波损耗最小时的优化结构, 适用于大功率定制变压器的设计。

关键词: 静电除尘; 变压器; 绕组; 集肤效应; 邻近效应

中图分类号: TM 402; TM 41

文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2018.11.021

0 引言

防治工业大气污染是我国节能减排的重要工作, 静电除尘 ESP (ElectroStatic Precipitator) 是处理粉尘污染、节约能耗的有效手段^[1-2]。传统的工频静电除尘变压器体积重量大、处理闪络周期长、效率较低。中频除尘电源克服了以上缺点, 并能实现电源柜与变压器的远距离分离和大功率传输 (300 kW 以上), 对于大容量燃煤火电机组、水泥厂等应用场合有显著的优势^[3]。中频静电除尘器由三相整流逆变柜、高压大功率中频变压器以及除尘器本体组成。其中, 高压大功率中频变压器连接了电源柜和除尘器本体, 是静电除尘器的核心部分。因为除尘现场工况复杂, 变压器绕组的谐波损耗成为影响电源整体效率的主要因素之一, 故精确地考虑变压器整体损耗的谐波绕组设计是变压器效率设计追求的目标。

国外对变压器交流绕组的研究起步较早, Dowell 于 1966 年首先提出了交流绕组电阻计算方法^[4]。文献[5]通过分析交流绕组电阻计算公式, 给出了针对每层导体进行独立计算的最优厚度法, 以及针对整个绕组进行单一计算的最优厚度法。文献[6]更进一步地给出了考虑谐波损耗的厚度计算的简化解析公式。文献[7]提出了圆导线及利兹线的电阻计算及优化方法。虽然这些解析方法简便易用, 但是在绕组层数较少的情况下, 优化结果的精度较差^[8]。更重要的是, 这些解析算法都需要在设计绕组之前已知绕组层数 m , 而在实际设计中通常仅预知绕组总匝数 N , 因此操作性较差。我国对于变压器绕组损耗的解析计算方法研究较少^[9], 主要采

用数值计算方法^[10-15]提高谐波下损耗计算的精度。在除尘应用方面, 文献[16-18]给出了不同的变压器整体优化设计策略, 针对不同的参数要求实现优化目标, 但专门针对除尘应用的变压器绕组优化研究较少。

本文基于集肤效应及邻近效应, 从计算变压器绕组谐波损耗的解析法出发, 给出了包括铜箔、矩形、圆形导体的优化设计方法, 在优化绕组损耗的同时统筹考虑了变压器的全局损耗, 并对各种绕组安排方法进行了对比分析; 考虑到高压大功率中高频变压器定制磁芯的特点, 本文所提的设计方法以绕组层数 m 、磁芯窗口高度 h_c 及宽度 d_c 为输出结果而不是设计约束, 提高了方法的实用性与操作性; 设计了一台小功率变压器样机, 验证了本文方法的可行性与准确性。

1 绕组谐波损耗模型

交流谐波情况下, 导线中流过随时间变化的电流会在导线内部及周围激发随时间变化的磁场, 使得导体内部电流密度分布不均, 产生交流损耗。这些损耗对应不同的源磁场, 可以分为集肤效应和邻近效应, 并可统称为涡流效应。变压器绕组损耗计算横截面图及磁场分布如图 1 所示。Dowell 首先给出了笛卡尔坐标系下绕组中涡流损耗的计算方法^[16], 将描述交变磁场的 Helmholtz 方程简化为一维标量形式如下:

$$\frac{d^2 H_z(y)}{dy^2} = j\omega\mu\sigma H_z(y) \quad (1)$$

其中, H_z 为仅在 z 轴方向上有分量的磁场强度; ω 为角频率; μ 为磁导率; σ 为导体电导率。其通解为:

$$H_z(y) = H_{m1}(y)e^{j\frac{y}{\delta}} + H_{m2}(y)e^{-j\frac{y}{\delta}} \quad (2)$$

其中, $\delta = \sqrt{2/(\omega\mu\sigma)}$ 为透入深度; H_{m1} 、 H_{m2} 由导体两侧的边界条件决定。

收稿日期: 2017-08-30; 修回日期: 2018-08-14

基金项目: 国家重点研发计划项目 (2017YFB0903900)

Project supported by the National Key R&D Program of China (2017YFB0903900)

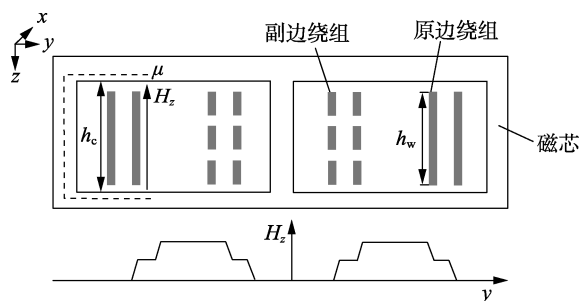


图 1 变压器绕组损耗计算横截面图及磁场分布

Fig.1 Cross section diagram and magnetic field intensity distribution for calculating loss of transformer windings

将相应的边界条件代入式(2),可以解出对应集肤效应的磁场强度 H_{sz} 及邻近效应的磁场强度 H_{pz} :

$$H_{sz} = \frac{\hat{I} \sinh(\alpha y)}{2h_c \sinh \frac{\alpha d_w}{2}}, H_{pz} = \frac{\hat{I} \cosh(\alpha y)}{\cosh \frac{\alpha d_w}{2}} \hat{H}_e \quad (3)$$

其中, $\alpha^2 = j\omega\mu\sigma$; d_w 为铜箔厚度; $\hat{I}$ 为正弦电流峰值; $\hat{H}_e$ 为外部磁场强度峰值。

交变磁场激发的电流密度可由磁场强度求得,代入交流损耗公式可得单位长度导体的涡流损耗功率 P_σ 为:

$$P_\sigma = \frac{1}{2\sigma} \int_V |\mathbf{J}_x|^2 dv = \frac{\hat{I}^2}{2h_w \sigma \delta} m \left[v_3 + \frac{2}{3}(m^2 - 1)v_2 \right] \quad (4)$$

其中, V 为单位长度导体体积; $\mathbf{J}_x$ 为集肤效应和邻近效应电流密度矢量和; v_3 为集肤效应因子; v_2 为邻近效应因子。

进一步可以推导出交流电阻 R_{ac} 的计算公式为:

$$R_{ac} = R_{dc} F_r = R_{dc} \Delta \left[v_3 + \frac{2}{3}(m^2 - 1)v_2 \right] \quad (5)$$

$$v_3 = \frac{\sinh(2\Delta) + \sin(2\Delta)}{\cosh(2\Delta) - \cos(2\Delta)}, v_2 = \frac{\sinh \Delta - \sin \Delta}{\cosh \Delta + \cos \Delta} \quad (6)$$

其中, R_{dc} 为绕组直流电阻; F_r 为交流电阻系数; $\Delta = d_w/\delta$ 为渗透率。由式(5)可以看出随着绕组层数 m 的增加, v_2 的系数呈二次函数增长,导体的邻近效应越明显,占了总体电阻损耗的绝大部分,因此 m 是绕组设计中重要的变量。

对于任意电流波形 $i(t)$,进行傅里叶分解可得:

$$i(t) = I_{dc} + \sum_{n=1}^{\infty} c_n \cos(n\omega t + \varphi_n) \quad (7)$$

其中, I_{dc} 为 $i(t)$ 的直流分量; c_n 为 $i(t)$ 的 n 次谐波分量幅值, φ_n 为对应相角。则电流波形 $i(t)$ 的谐波损耗为:

$$P = R_{dc} I_{dc}^2 + \sum_{n=1}^{\infty} R_n I_n^2 \quad (8)$$

其中, R_n 为 n 次谐波下对应的交流电阻; I_n 为 n 次

谐波的电流有效值。

2 绕组谐波损耗优化设计

2.1 铜箔绕组设计

Hurley 首先给出了由给定绕组层数确定绕组优化厚度的方法^[6]。通过对任意电流的傅里叶分解及求导,得到最优渗透率 Δ_{opt} 为:

$$\Delta_{opt} = \frac{1}{\sqrt[4]{\Psi}} \sqrt{\frac{\omega I_{rms}}{I'_{rms}}} \quad (9)$$

$$\psi = (5m^2 - 1)/15 \quad (10)$$

其中, I_{rms} 、 I'_{rms} 分别为电流波形及其微分的有效值。结合给定的频率,可以求得最小损耗下所需的铜箔厚度 d_{opt} 。

根据式(9)可知,仅需知道 m 及电流,就可得到最优铜箔厚度,然而由于推导过程中使用了近似条件,在某些情况下得到的最优厚度与实际最优厚度存在较大误差。以正弦波波形为例,其渗透率相对误差 $|\Delta_{real} - \Delta_{opt}|/\Delta_{real}$ 在铜箔层数 $m=1$ 时最大可以达到 11.4%。为了解决上述问题,需将以上运算思路编入 MATLAB 程序中,通过迭代搜索找到最小电阻曲线,只要迭代步长足够小,这种方法的误差近似为 0。 R_{eff}/R_δ 随 Δ 及 m 变化的三维图如图 2 所示。图中, R_{eff} 为对应于任意电流波形 $i(t)$ 的有效交流电阻; R_δ 为厚度是 δ_0 的铜箔的直流电阻;星号表示估算结果;实线表示迭代准确解。

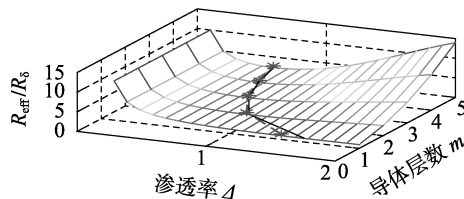
图 2 R_{eff}/R_δ 随 Δ 及 m 变化的三维图

Fig.2 Three-dimensional diagram of R_{eff}/R_δ vs. Δ and m

考虑到成本及设计难度,小功率变压器的磁芯通常由磁芯面积乘积(AP)法求出,设计者仅能从有限的磁芯系列中选择满足要求的尺寸,因此磁芯窗口的宽度 d_c 和高度 h_c 在绕组设计之前已经给定。文献[19-20]利用固定的 d_c 和 h_c ,为绕组的优化设计提供了约束条件。然而大功率中高频变压器的磁芯通常为定制,因此其窗口高度、宽度不设约束,尺寸的设定更为灵活,仅仅需要在合理范围内即可。这种情况下,导体的安排有更多的灵活性,但这也为绕组的优化设计增加了额外的变量,提高了设计的复杂程度。

当铜箔绕组匝数 N 等于绕组层数 m 时,设计简单,仅需要满足以下约束:

$$h_c = h_m + h_{miso} + 2h_{cwiso} \quad (11)$$

$$d_c \geq m d_m + m d_{miso} + (m-1) d_{wwiso} + 2 d_{cwiso} \quad (12)$$

其中, h_{miso} 、 d_{miso} 分别为每个矩形导体纵向与横向绝缘; h_{cwiso} 、 d_{cwiso} 分别为绕组到磁芯的纵向与横向绝缘; h_{wwiso} 、 d_{wwiso} 分别为绕组纵向与横向层间绝缘; d_m 为铜箔的厚度; h_m 为铜箔的高度。

式(11)取等号,是因为对每层导体增加其高度 h_m 并不会改变其交流绕组系数,但是会增大导通面积从而降低直流电阻,进一步降低交流电阻,因此希望铜箔充分占据 z 方向上的纵向空间;式(12)取不等号,是因为多出的空间不能再用于拓宽原铜箔的厚度 d_m ,这样会导致交流绕组升高,因此只能空置,实际设计中这一部分空间常用来调节交流漏感。

由式(11)、(12)决定的优化导体厚度的方程可以得到铜箔导体的优化交流电阻的解析解为:

$$R_{ac} = F_r R_{dc} \approx \frac{4}{3} \frac{\rho l}{(h_c - h_{miso} - 2h_{cwiso}) \left(\frac{d_c - A}{N} - B \right)} \quad (13)$$

$$A = 2d_{cwiso} - d_{wwiso} \quad (14)$$

$$B = d_{miso} + d_{wwiso} \quad (15)$$

其中, l 为导体长度。

式(13)给出了优化的铜箔绕组的交流电阻与磁芯结构参数之间的关系,可以看到优化的绕组结构与窗口参数密切相关。因此,可以将上式中的结构参数与磁芯损耗整合,得到:

$$P_{total} = R_{dc} I_{dc}^2 + \sum_{n=1}^{\infty} R_n I_n^2 + K f^\alpha B_m^\beta G \quad (16)$$

其中,上式右侧第 3 项为计算磁芯损耗的 Steinmetz 公式; K 、 α 、 β 为磁性材料特性参数; f 为所加激励的频率; B_m 为磁化曲线中的最高磁感应强度; G 为磁性质量。如果需要考虑谐波对磁芯损耗的影响,可以进一步引入更加精确的计算模型。同时注意到上式中的交直流电阻不再仅是单个绕组的电阻,而是包括了副边折算到原边之后的交流总电阻。

大功率中高频变压器常采用芯式绕组,采用口字型磁芯,结构如附录中图 A1 所示。其质量可以采用式(17)估算,对非晶材料加入适量的搭接厚度补偿。

$$G = \rho_A k_A h_{core} [2(d_c + h_c) d_{core} + \pi d_{core}^2 + L d_{core}] \quad (17)$$

其中, ρ_A 为非晶材料密度; k_A 为非晶材料叠片系数; d_{core} 为磁芯厚度; h_{core} 为磁芯高度; L 为搭接厚度补偿。

式(16)所示的总损耗计算公式中,磁芯截面宽度 d_{core} 与高度 h_{core} 在绕组设计之前可以由功率等参数设定,因此式(16)中仅存在参数窗口高度 h_c 和窗口宽度 d_c 为变量,通过在合理范围内迭代扫描参数或解析化简可以得到最小总损耗设计。

2.2 矩形导体绕组设计

严格意义上,2.1 节所讨论的铜箔绕组属于矩形绕组,但是在本文中,铜箔特指每层仅有一个导体的矩形绕组,而矩形导体指一层中可以安排多个导体的情况。矩形导体绕组绕制简单、截面使用率高,适合匝数较多侧绕组的绕制。矩形导体优化设计横截面图如图 3 所示,可见矩形导体有厚度 d_m 和高度 h_m 2 个变量。若仿照铜箔绕组优化厚度的方法,仅能确定矩形导体的厚度,并不能确定矩形的高度。若设定较大的导体高度,可以使得矩形导体直流电阻减小,并将导致每层中矩形导体的个数 k 减小。在绕组总匝数 N 固定的情况下,增加绕组层数 m ,根据式(5)所确定的原则,绕组交流电阻系数随之上升,因此绕组总交流电阻不一定减小,反之亦然。因此,需要进行深入分析,选择合适的矩形导体高度、层数,使得绕组交流电阻最小。

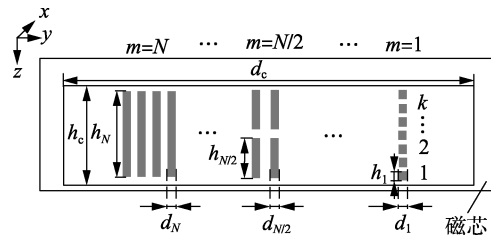


图 3 矩形导体优化设计横截面图

Fig.3 Crosssection diagram of rectangle conductor optimization design

矩形导体绕组的窗口高度 h_c 对绕组总电阻影响明显,设计时首先假设 h_c 已经固定,对不同绕组总匝数 N 进行扫描。针对不同的 N ,再扫描不同的导体层数 m ,可以找到最小的交流电阻。对于给定的层数 m ,矩形导体的高度不会再影响交流电阻系数 F_r ,因此可以从减小直流电阻的角度出发,直接令矩形导体占满窗口高度 h_c ,根据这一条件可以反推出 m 层绕组情况下矩形导体高度 h_m 为:

$$h_m = h_c / k \quad (18)$$

其中, k 为每层矩形导体的个数。 k 由下式得出:

$$k = N / m \quad (19)$$

矩形导体的厚度 d_m 可以通过对应的层数 m 求出对应的最优渗透率 Δ_{opt} 反推得到。

设定基准频率 $f = 500$ Hz、窗口高度 $h_c = 40$ mm、窗口宽度 $d_c = 45$ mm。图 4 给出了 N 从 1 增加到 25, m 也随之从 1 增加到 25 时所有情况下的交流电阻。若每层所分配到的导体个数 N/m 不为整数,则取小于其的最大整数,将所剩余的矩形导体分别插入每层,并且每层只插入一个。

图 4 中 2 维平面 (N, m) 中出现了空缺,这是因为每个子情况下,导体层数 m 不可能大于绕组总匝数 N ,即 $m \leq N$ 。不同 N 所对应的子情况中,最小交

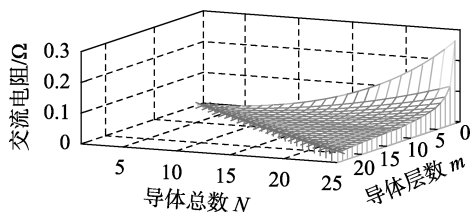


图 4 宽度较大情况下矩形导体交流电阻比较

Fig.4 Comparison of AC resistance of rectangle conductor under large window width situation

流电阻的情况都由星号标出。可以发现 $m=N$ 时电阻最小,即每层只有一个导体的铜箔绕组。因此如果宽度允许,铜箔绕组的损耗小于矩形导体。

图 5 给出了 $N=20$ 时的情况,可以看出随着层数的增加,每个导体可获得更多的高度空间,直流电阻 R_{DC} 稳步降低,而对应的最优交流电阻系数 F_r 下降程度并不明显,且交流电阻 R_{AC} 是两者相乘的结果,因此最后直接导致了交流电阻的逐步减小。

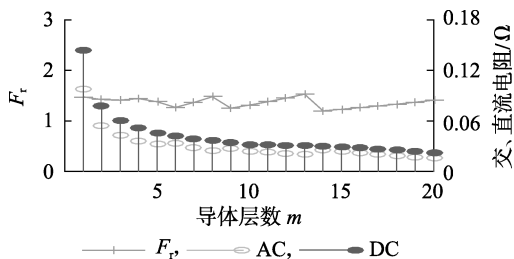
图 5 宽度较大情况下矩形导体 $N=20$ 时交流电阻

Fig.5 AC resistance of rectangle conductor with $N=20$ under large window width situation

图 6 给出了窗口宽度 $d_c=35$ mm 情况下的交流电阻,相比于图 4 窗口宽度有所减小。因此在 N 较大的区域内,导体层数 m 不再能取到 N ,图中的空缺进一步增大。然而最小交流电阻依然集中在可行的方案中 m 最大的情况,即充分利用窗口的宽度总可以使得矩形导体的交流电阻最小。附录中图 A2 给出了这种情况下 $N=20$ 时电阻及其系数的变化情况,可见在可行的区域内,其变化趋势与图 5 基本保持一致。

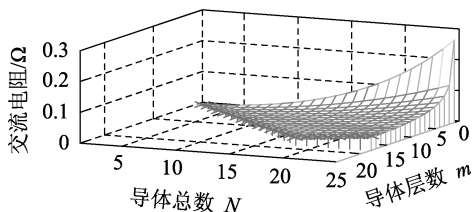


图 6 宽度较小情况下矩形导体交流电阻比较

Fig.6 Comparison of AC resistance of rectangle conductor under small window width situation

实际设计中,图 4 与图 6 对应不同的约束条件,前者主要用于变压器低压侧,此时绕组匝数 N 较小,窗口宽度空间充足,适合铜箔绕组;后者主要用于高压侧,此时绕组匝数 N 较大,完全按照每层一个导体

安排绕组空间不够,适合矩形绕组。因此,铜箔绕组是矩形绕组的特殊情况($m=N$)。

对于高压侧情况,以上方法也可以用以下解析式进行约束。

$$h_c = kh_m + kh_{miso} + (k-1)h_{wwiso} + 2h_{cwiso} \quad (20)$$

$$d_c \geq md_m + md_{miso} + (m-1)d_{wwiso} + 2d_{cwiso} \quad (21)$$

将上述约束代入计算优化导体厚度的方程,可以得到矩形导体的优化交流电阻的解析解为:

$$R_{ac} = F_r R_{dc} \approx \frac{4}{3} \frac{\rho l}{\left(\frac{h_c - D}{N} - m - E\right) \left(\frac{d_c - A}{m} - B\right)} \quad (22)$$

$$A = 2d_{cwiso} - d_{wwiso}, B = d_{miso} + d_{wwiso} \quad (23)$$

$$D = 2h_{cwiso} - h_{wwiso}, E = h_{miso} + h_{wwiso} \quad (24)$$

若窗口高度 h_c 和窗口宽度 d_c 固定,则可以得到最优绕组层数为:

$$m = \sqrt{\frac{(d_c - A)EN}{(h_c - D)B}} \quad (25)$$

由式(25)可以确定绕组层数,并通过式(18)、(19)确定矩形绕组的具体结构。式(22)同样可以代入式(16)的总损耗计算方程,并通过总损耗最小得到最终窗口高度 h_c 和窗口宽度 d_c 。

2.3 圆形导体绕组设计

Wojda 给出了圆形导体构成绕组的交流电阻计算方法,并提出了计算最优直径的公式^[7]。然而这种方法需要给定导体层数 m ,而绕组设计初期仅能知道绕组总匝数 N ,因此在实际设计流程中应用困难。文献[19]给出了 2 种不需要依靠 m ,而是依靠窗口高度 h_c 和窗口宽度 d_c 确定最优厚度的方法。然而如 2.2 节所述,往往不能确定大功率变压器磁芯窗口参数,因此也难以直接应用。

应用本文方法同样可以进一步改造文献[19]中圆形导体在窗口参数不确定情况下的设计。圆形导体中的设计约束为:

$$h_c = kd_m + kh_{miso} + (k-1)h_{wwiso} + 2h_{cwiso} \quad (26)$$

$$d_c \geq md_m + md_{miso} + (m-1)d_{wwiso} + 2d_{cwiso} \quad (27)$$

将上述约束代入计算优化导体厚度的方程,由优化设计图可以得到圆形导体的优化交流电阻的解析解为^[19]:

$$R_{ac} = F_r R_{dc} \approx \frac{16}{3} \frac{\rho l}{\pi d_{opt}^2} \quad (28)$$

其优化方法需要迭代求解非线性方程,较为复杂,但是本质上优化的结果 R_{ac} 仍然是窗口高度 h_c 和窗口宽度 d_c 的函数,因此同样可以应用总损耗最小优化方法。

2.4 绕组设计对比

由以上设计方法可知,在绕组匝数相同的情况

下,铜箔绕组凭借较小的直流电阻,其交流损耗优于矩形导体绕组,而矩形绕组和圆形导体绕组都适用于匝数较多情况,本节将做具体分析对比。

矩形导体和圆形导体参数结构见图 7。假设绝缘要求、磁芯窗口参数等都相等,分为 2 种情况进行讨论。第一种情况是两者都填满磁芯高度 h_c ,矩形导体进一步特殊化为边长与圆形导体直径 d_1 相等的正方形导体,如图 7 中左边所示,此时两者所占空间位置基本相同。两者渗透率之比为:

$$\frac{\Delta_{\text{arec}}}{\Delta_{\text{arou}}} = \frac{d_1/\delta}{\sqrt{\pi}d_1/(2\delta)} = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \quad (29)$$

其中, Δ_{arec} 为矩形导体渗透率; Δ_{arou} 为圆形导体渗透率。

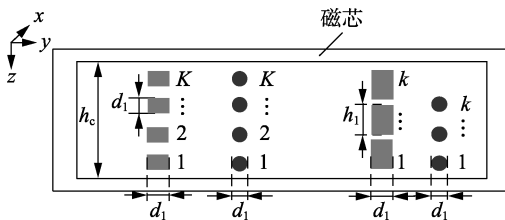


图 7 矩形导体与圆形导体对比

Fig.7 Comparison between rectangle and round conductor

矩形导体与圆形导体直流电阻之比为:

$$\frac{R_{\text{drec}}}{R_{\text{drou}}} = \frac{1/d_1^2}{4/(\pi d_1^2)} = \frac{\pi}{4} \quad (30)$$

矩形导体与圆形导体交流电阻之比为:

$$\frac{R_{\text{arec}}}{R_{\text{arou}}} = \frac{R_{\text{drec}} F_{\text{rec}}}{R_{\text{drou}} F_{\text{rou}}} \approx \frac{\pi}{4} \frac{1 + \frac{5m^2-1}{45} \Delta_{\text{arec}}^2}{1 + \frac{5m^2-1}{45} \Delta_{\text{arou}}^2} \quad (31)$$

其中, F_{rec} 、 F_{rou} 分别为矩形导体和圆形导体的交流电阻系数。

一般情况下,两者交流电阻系数之比约为 1,矩形导体绕组交流电阻小于圆形导体,若层数 m 特别大,则可能出现相反情况。

第二种情况是相同层数及每层导体数,且窗口高度 h_c 较高的情况,矩形导体由于高度不固定,因此仍然可以占满磁芯窗口 h_c ,而圆形导体则不能,如图 7 中右侧所示。两者渗透率之比不变,直流电阻之比为:

$$\frac{R_{\text{drec}}}{R_{\text{drou}}} = \frac{k/(h_c d_1)}{4/(\pi d_1^2)} = \frac{\pi k d_1}{4 h_c} \quad (32)$$

交流电阻之比为:

$$\frac{R_{\text{arec}}}{R_{\text{arou}}} = \frac{R_{\text{drec}} F_{\text{rec}}}{R_{\text{drou}} F_{\text{rou}}} \approx \frac{\pi k d_1}{4 h_c} \frac{1 + \frac{5m^2-1}{45} \Delta_{\text{arec}}^2}{1 + \frac{5m^2-1}{45} \Delta_{\text{arou}}^2} \quad (33)$$

可以看到由于直流电阻之比进一步减小,交流电阻之比在绝大多数情况下都将小于 1。由以上 2 组对比可以看出,在一般情况下,矩形导体因为空间利用率高、直流电阻小,其交流损耗也优于圆形导体。考虑到单独设计切割矩形导体的成本问题,矩形导体一般适用于类似本文中的大功率大批量定制场合。

3 设计实例与验证

3.1 设计参数与流程

本文所给出的绕组优化设计方法适用于大功率定制铁芯的中高频变压器,这种变压器设计制造成本较高。为了验证本文方法的有效性,首先研制了小功率中频样机,并进行带载实验。考虑到样机需求的频率特性,选用铁氧体 PC40 作为磁芯,采用芯式结构绕组。绕组设计需要输入的基本参数如附录中表 A1 所示,表中已经固定磁芯的截面积,仅留下参数窗口高度 h_c 及宽度 d_c 以供优化。根据本文给出的绕组优化方法,编写了优化设计程序,其基本流程如附录中图 A3 所示。本文所提流程充分考虑了大功率变压器设计的绝缘及漏感要求,设计了磁芯窗口高度 h_c 及宽度 d_c 2 个迭代,迭代内部的核心程序为通过辨识有效的矩形导体安排策略,计算使得磁芯及导线总损耗最小的情况。考虑到设计要求的方法限制,计算绕组总损耗应采用频域叠加方法。

绕组损耗计算如图 8 所示,由图可以看出,绕组的交流损耗随着窗口高度 h_c 的增加而降低,这是由于矩形导体中直流电阻占主导地位且逐步降低导致的;而交流损耗随着窗口宽度 d_c 的增加基本不变,这是因为当窗口宽度 d_c 较小时,原边与副边都无法设置铜箔绕组,只能设置直流电阻较大的矩形绕组。随着窗口宽度 d_c 的增加,在纵轴横向上有较大的空间,此时在原边安排铜箔绕组,副边安排更多的层数 m 都降低了总体损耗;随着 d_c 进一步增大,原副边都在限定的范围内已经达到了最优厚度,不会随之变大,绕组结构保持不变,总电阻损耗也保持不变。同时,增加窗口高度可使得矩形导体拥有更小的直流电阻,而交流电阻系数不变,因此使得交流总电阻逐步降低。

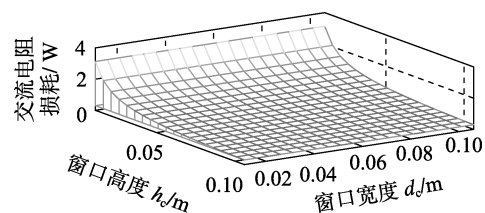


图 8 绕组损耗计算图

Fig.8 Calculation diagram of resistance losses

变压器磁芯损耗计算如图 9 所示,因为计算磁

芯损耗的公式比较简单,可见磁芯损耗随着窗口高度及宽度线性增长。

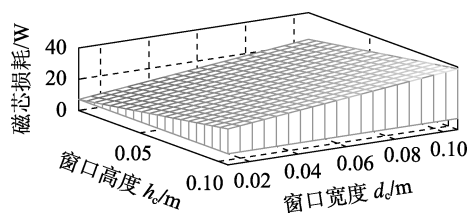


图 9 磁芯损耗计算图

Fig.9 Calculation diagram of core losses

变压器总损耗优化计算如图 10 所示,其由图 8 和图 9 进行叠加得到,图中星点表示在各个迭代循环中出现的最小损耗点。由图可以看到窗口宽度基本在统一的范围之内,增加窗口高度会增加磁芯损耗,降低绕组损耗,因此存在最优值;而增加窗口宽度会增加磁芯损耗,绕组损耗在一定范围内不变,因此星点标注的最小总损耗在不断增加。图中最小损耗点即为本次设计所需要的点。

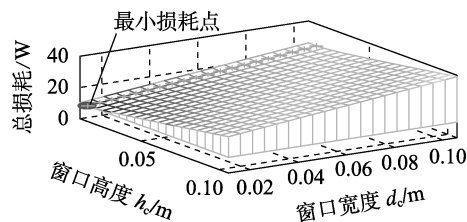


图 10 总损耗优化计算图

Fig.10 Optimization calculation diagram of total losses

3.2 样机与实验结果

实验设计具体参数如附录中表 A2 所示。由于本文采用小功率样机试验,不具备定制磁芯的条件,因此仅选取和优化设计结果相接近的磁芯。根据对比,选定 AMCC32 磁芯的窗口结构参数和磁芯截面积最为符合。绕组采用芯式结构,附录中表 A2 所给出的绕组结构参数均为单柱绕组参数,而总电阻和总损耗则为双柱参数。从设计结果可以看出,原副边绕组匝数较少,考虑到定制磁芯窗口宽度较小,矩形绕组的切割及连线困难,同时为了方便工程绕制,因此采用铜箔结构,原副边根据设计结果采用了相同规格厚度的铜箔。根据设计的结果绕制了非晶合金变压器及实验平台如附录中图 A4 所示。

对变压器进行正弦波与方波的加载试验,其中方波加载的结果如图 11 所示。受实验条件限制,只进行小功率加载实验,采用 HIOKI3522 阻抗分析仪测得样机的交流电阻为 $76 \text{ m}\Omega$ (计及绕线接触电阻)。正弦波带载下,采用 YOKOGAWA 功率分析仪测量得到变压器损耗为 0.25 W ,理论计算中绕组损耗计算采用本文方法,磁芯损耗利用厂商提供的 Steinmetz 经验公式^[8],计得总损耗为 0.22 W ,误差为 12%;方波带载下测量得到变压器损耗为 0.44 W ,理论计算损耗

为 0.38 W ,误差为 13.64%,验证了理论的准确性。

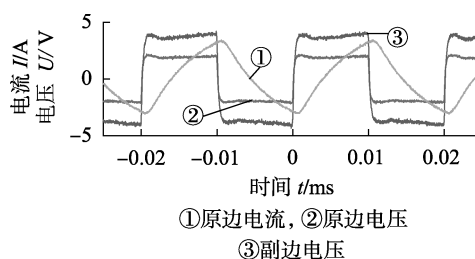


图 11 变压器电压与电流

Fig.11 Voltage and current of transformer

4 结论

静电除尘中频电源谐波丰富,变压器绕组高频交流损耗较大,因此需要为变压器绕组进行单独的优化设计。本文从集肤效应及邻近效应出发,分析了变压器谐波绕组损耗计算及优化的一般方法。针对大功率定制磁芯的设计约束,给出了铜箔、矩形导体、圆形导体构成的绕组的设计方法,并推导了约束条件解析式。进一步地,本文对各种导体形状设计的绕组进行了对比分析,指出在窗口约束允许的情况下,依次优先安排铜箔、矩形、圆形导体绕组。最后,根据本文提出的方法设计了小功率变压器样机,验证了方法的可行性与准确性。本文研究基于静电除尘工况变化的背景,其中高频变压器的绕组设计也可以拓展到其他高谐波情况下大功率电力电子变压器中。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] 朝泽云,徐至新,钟和清,等. 静电除尘用高压供电电源特性浅析[J]. 高压技术,2006,32(2):81-83.
CHAO Zeyun, XU Zhixin, ZHONG Heqing, et al. Characteristic analysis of high voltage power supply for electrostatic precipitation[J]. High Voltage Engineering, 2006, 32(2):81-83.
- [2] MIZUNO A. Electrostatic precipitation[J]. IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, 2000, 7(5):615-624.
- [3] GRASS N. 150 kV/300 kW high voltage supply with IGBT inverter for large industrial electrostatic precipitators[C] // IEEE Industry Applications Conference. [S.l.]: IEEE, 2007:808-811.
- [4] DOWELL P L. Effects of eddy currents in transformer windings[J]. Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, 1966, 113(8): 1387-1394.
- [5] PERRY M P. Multiple layer series connected winding design for minimum losses[J]. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, 1979, PAS-98(1):116-123.
- [6] HURLEY W G, GATH E, BRESLIN J G. Optimizing the AC resistance of multilayer transformer windings with arbitrary current waveforms[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, 15(2): 369-376.
- [7] WOJDA R P, KAZIMIERCZUK M K. Winding resistance of litz-wire and multi-strand inductors[J]. IET Power Electronics, 2012, 5(2):257-268.

- [8] VILLAR I. Multiphysical characterization of medium-frequency power electronic transformers [D]. Lausanne, Switzerland: EPFL, 2010.
- [9] 刘书铭, 施红, 冯蕾. 考虑集肤效应与邻近效应的变压器谐波损耗模型 [J]. 电力自动化设备, 2015, 35(3): 133-139.
LIU shuming, SHI Hong, FENG Lei. Transformer harmonic loss model considering skin effect and proximity effect [J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(3): 133-139.
- [10] 李朋, 郝治国, 张保会, 等. 基于有限元法的变压器漏感计算在绕组变形中的应用 [J]. 电力自动化设备, 2007, 27(7): 49-53.
LI Peng, HAO Zhiguo, ZHANG Baohui, et al. Leakage inductance calculation based on finite element method for power transformer and its application to winding deformation analysis [J]. Electric Power Automation Equipment, 2007, 27(7): 49-53.
- [11] 王亚超, 刘军, 何湘宁. 高压大功率 E 型变压器漏感有限元仿真计算 [J]. 电力自动化设备, 2013, 33(2): 109-114.
WANG Yachao, LIU Jun, HE Xiangning. FEA-based calculation of leakage inductance for high-voltage high-power E-core transformer [J]. Electric Power Automation Equipment, 2013, 33(2): 109-114.
- [12] 段振锋, 付鹏武, 吴佳芳, 等. 基于耦合漏感的四绕组变压器暂态模型及短路计算 [J]. 电力自动化设备, 2018, 38(4): 110-117.
DUAN Zhenfeng, FU Pengwu, WU Jiafang, et al. Transient model and short circuit calculation of four winding transformer based on coupling leakage inductance [J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(4): 110-117.
- [13] 赵争茜, 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.
ZHAO Zhengqian, WANG Youhua, LING Yuesheng, et al. Calculation and analysis of loss in high-capacity high-frequency transformers [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(5): 261-264.
- [14] 张良县, 陈模生, 彭宗仁, 等. 非正弦负载电流下特高压换流变压器绕组的谐波损耗分析 [J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(15): 2452-2459.
ZHANG Liangxian, CHEN Mosheng, PENG Zongren, et al. Study on the harmonic losses of UHV converter transformer windings subject to non-sinusoidal load current [J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(15): 2452-2459.
- [15] 弓杰伟, 马宏忠, 姜宁, 等. 电力变压器的有限元建模与绕组松动分析 [J]. 电力自动化设备, 2016, 36(4): 78-84.
GONG Jiewei, MA Hongzhong, JIANG Ning, et al. Finite element modeling and winding looseness analysis for power transformer [J]. Electric Power Automation Equipment, 2016, 36(4): 78-84.
- [16] 刘军. LCC-SPRC 高压高频大功率电除尘电源的理论分析与功率参数设计 [D]. 杭州: 浙江大学, 2010.
LIU Jun. LCC-SPRC high voltage, high frequency and high power ESP power supply-theory analysis and power parameters design [D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2010.
- [17] 王延安. 大功率高频高压 ESP 电源及其监控系统研究 [D]. 上海: 上海交通大学, 2010.
WANG Yanan. Study of a high power high frequency high voltage switch power supply and monitor system for ElectroStatic Precipitator (ESP) [D]. Shanghai: Shanghai Jiao Tong University, 2010.
- [18] 周承鸣, 李建明, 贾英华, 等. 电除尘用整流变压器工程设计优化策略 [J]. 变压器, 2010, 47(8): 16-19.
ZHOU Chengming, LI Jianming, JIA Yinghua, et al. Engineering design optimization strategy of rectifier transformer for electrostatic precipitator [J]. Transformer, 2010, 47(8): 16-19.
- [19] KAYMAK M, SHEN Z, DONCKER R W D. A new winding design method for inductors and transformers [C] // Control and Modeling for Power Electronics. Trondheim, Norway: IEEE, 2016: 1-8.
- [20] SHEN Z, LI Z, JIN L, et al. An AC resistance optimization method applicable for inductor and transformer windings with full layers and partial layers [C] // Applied Power Electronics Conference and Exposition. Tampa, USA: IEEE, 2017: 2542-2548.

作者简介:



李志广

李志广 (1974—), 男, 山西大同人, 博士研究生, 主要研究方向为电机及电器、电力电子 (E-mail: oasiser_cn@163.com);

沈 湛 (1991—), 男, 江苏常州人, 博士研究生, 主要研究方向为电力电子与电力拖动 (E-mail: zhan_shen@seu.edu.cn);

潘 鹏 (1983—), 男, 江苏徐州人, 博士研究生, 主要研究方向为微特电机的设计和控制、大功率电力电子技术 (E-mail: peng-pan@seu.edu.cn);

金 龙 (1968—), 男, 江苏扬州人, 教授, 博士研究生导师, 博士, 主要研究方向为微特电机的设计和控制、大功率电力电子技术 (E-mail: JinLong@seu.edu.cn)。

Harmonic loss optimization design of electrostatic precipitation transformer winding based on skin and proximity effects

LI Zhiguang, SHEN Zhan, PAN Peng, JIN Long

(School of Electrical Engineering, Southeast University, Nanjing 210018, China)

Abstract: Because the transformer winding structure under harmonics cannot be accurately designed using existing transformer design methods, a winding design method of the electrostatic precipitation transformer is proposed based on the skin and proximity effects. On the basis of the Helmholtz equation, AC harmonic losses of copper foil, rectangle and circular conductor windings are analyzed and optimized. The impact of core window parameters is considered. In addition, different kinds of optimization methods are compared in terms of their respective merits, demerits and applications. The experimental results based on a prototype verify that the winding optimization method can provide the optimal structure with the minimum harmonic loss and is suitable for high power custom-made transformers.

Key words: electrostatic precipitation; power transformers; windings; skin effect; proximity effect

附录

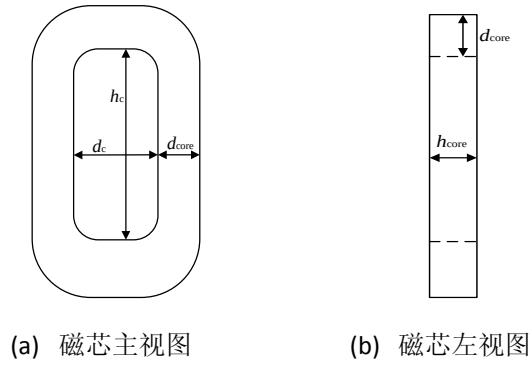


图 A1 磁芯结构

Fig. A1 Magnetic core structure

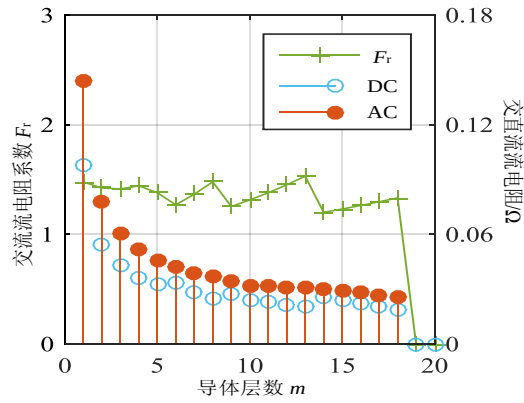


图 A2 矩形导体 $N=20$ 时交流电阻情况，宽度较小情况

Fig.A2 Ac resistance of rectangle conductor with $N=20$ and small window width situation

表 1 设计输入参数

Table 1 Design parameters input

物理量	值	单位
频率 f	25000	Hz
原边电压 U_p	16	V
副边电压 U_s	40	V
原边电流 I_p	8	A
原边电流波形	方波	
原边绕组匝数 N_p	4	匝
副边绕组匝数 N_s	10	匝
导线绝缘厚度系数 q	0.3	
原边绕组层间绝缘 d_p	0.05	mm
副边绕组层间绝缘 d_s	0.05	mm
原副边绕组间绝缘 d_{c2}	0.5	mm
绕组磁芯间横向绝缘 d_{cwis0}	0.5	mm
绕组磁芯间纵向绝缘 h_{cwis0}	0.5	mm
磁芯宽度 d_{core}	13.5	mm
磁芯厚度 h_{core}	28	mm
磁芯叠片系数 k_A	1.0	
磁芯密度 ρ_A	4.8	g/cm3

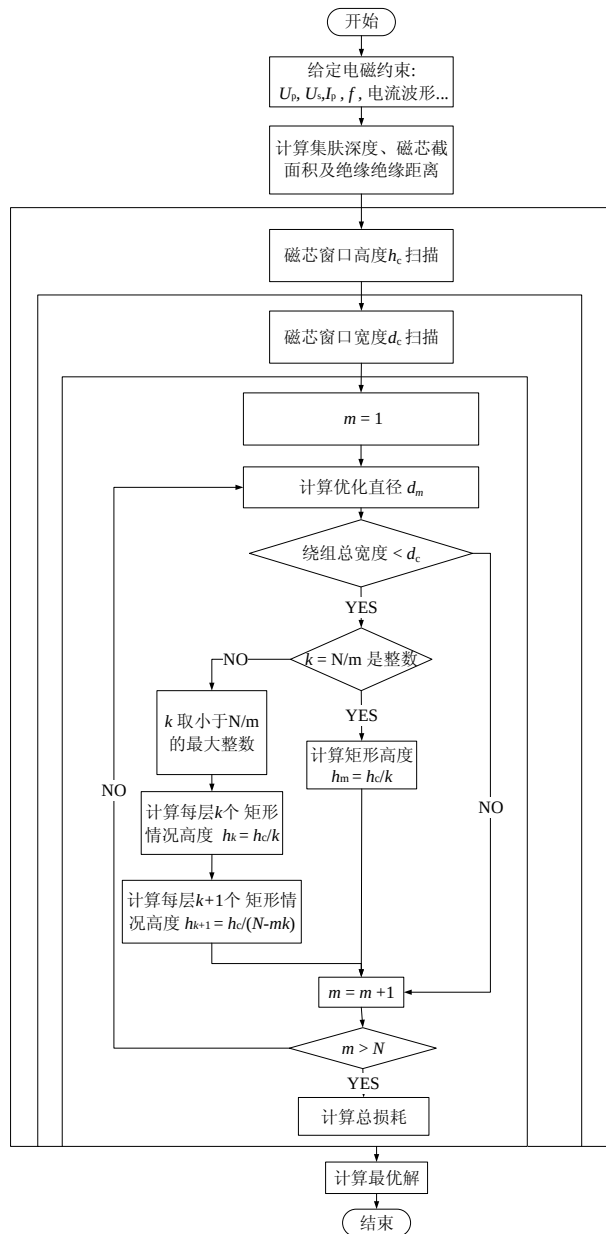


图 A3 矩形导体优化设计流程

Fig.A3 Optimization flowchart of rectangle conductors

表 A2 设计输出参数

Table A2 Design parameters output

物理量	值	单位
原边单柱绕组层数 m	2	层
原边每层导体个数 k	1	个
原边导体厚度输出 d_3	0.42	mm
原边导体厚度选定 d_3	0.40	mm
原边导体高度 h_3	16	mm
原边单柱绕组总宽度	1.97	mm
副边单柱绕组层数 m	5	层
副边导体厚度输出 d_5	0.25	mm
副边导体厚度选定 d_5	0.30	mm
副边导体高度 h_5	16	mm
副边单柱绕组总宽度	2.57	mm

磁芯窗口宽度输出 d_c	11	mm
磁芯窗口宽度选定 d_c	45	mm
磁芯窗口高度输出 h_c	16	mm
磁芯窗口高度选定 h_c	39	mm



图 A4 非晶合金变压器样机

Fig.A4 Prototype of the amorphous alloy transformer