

8-17-2020

Calculation of Transformer Core Loss Based on Finite Element Coupling Algorithm

Yongqiang Wang

Hebei Provincial Key Laboratory of Power Transmission Equipment Security Defense, North China Electric Power University, Baoding 071000, China;

Zhihong Zheng

Hebei Provincial Key Laboratory of Power Transmission Equipment Security Defense, North China Electric Power University, Baoding 071000, China;

Baolong Ouyang

Hebei Provincial Key Laboratory of Power Transmission Equipment Security Defense, North China Electric Power University, Baoding 071000, China;

Jianfang Li

Hebei Provincial Key Laboratory of Power Transmission Equipment Security Defense, North China Electric Power University, Baoding 071000, 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.

Calculation of Transformer Core Loss Based on Finite Element Coupling Algorithm

Abstract

Abstract: In order to accurately calculate the deducting transformer core loss, on the basis of analysis on traditional finite element method and Steinmetz method, *an edge-nodal coupled $E-\psi$ method was proposed* to calculate the High Power High Frequency High Voltage transformer core loss. Taking a 20 kHz, 50 kV, 60 kW transformer for example, the 3D model was established to calculate the transformer core loss. By comparing the measured data of transformer core loss with the figures calculated by edge-nodal coupled $E-\psi$ method, NFEM, EFEM and Steinmetz method, the comparison results show that: the edge-nodal coupled $E-\psi$ method has higher accuracy than results calculated by Steinmetz model, edge finite element method and node finite element method.

Keywords

edge-nodal coupled method, high-frequency transformer, core loss, $E-\psi$ method

Recommended Citation

Wang Yongqiang, Zheng Zhihong, Ouyang Baolong, Li Jianfang. Calculation of Transformer Core Loss Based on Finite Element Coupling Algorithm[J]. Journal of System Simulation, 2016, 28(8): 1757-1763.

基于有限元耦合算法的变压器铁芯损耗计算

王永强, 郑志宏, 欧阳宝龙, 李建芳

(华北电力大学河北省输变电设备安全防护重点实验室, 河北 保定 071000)

摘要: 为了准确计算除尘变压器的铁芯损耗, 在分析传统的有限元分析方法以及 Steinmetz 公式的基础上, 提出了一种计算除尘变压器铁芯损耗的棱边元与节点元相结合的 $E-\psi$ 法模型; 并以一台 20 kHz、50 kV、60 kW 除尘变压器为例, 建立了三维模型, 计算了变压器的铁芯损耗。将利用该方法计算的出的铁芯损耗计算结果同实测值、节点有限元、棱边有限元以及 Steinmetz 公式计算结果进行对比。对比结果表明: 该方法计算精度明显高于 Steinmetz 公式模型、棱边有限元法以及节点有限元法的计算结果。证明了该算法能够更加准确的计算变压器铁芯损耗。

关键词: 棱边元与节点元耦合算法; 高频变压器; 铁芯损耗; $E-\psi$ 法

中图分类号: TP391.9 文献标识码: A 文章编号: 1004-731X (2016) 08-1757-07

Calculation of Transformer Core Loss Based on Finite Element Coupling Algorithm

Wang Yongqiang, Zheng Zhihong, Ouyang Baolong, Li Jianfang

(Hebei Provincial Key Laboratory of Power Transmission Equipment Security Defense, North China Electric Power University, Baoding 071000, China)

Abstract: In order to accurately calculate the deducting transformer core loss, on the basis of analysis on traditional finite element method and Steinmetz method, an edge-nodal coupled $E-\psi$ method was proposed to calculate the High Power High Frequency High Voltage transformer core loss. Taking a 20 kHz, 50 kV, 60 kW transformer for example, the 3D model was established to calculate the transformer core loss. By comparing the measured data of transformer core loss with the figures calculated by edge-nodal coupled $E-\psi$ method, NFEM, EFEM and Steinmetz method, the comparison results show that: the edge-nodal coupled $E-\psi$ method has higher accuracy than results calculated by Steinmetz model, edge finite element method and node finite element method.

Keywords: edge-nodal coupled method; high-frequency transformer; core loss; $E-\psi$ method

引言

随着静电除尘技术的不断发展^[1-3], 大功率高频高压变压器已经在静电除尘电源中得到了广泛的应用。然而由于频率, 容量的提高, 变压器铁芯与绕大功率高频高压变压器已经在静电除尘电源

中得到了广泛的应用。

组损耗迅速增加, 导致电源效率降低。因此如何精确计算铁芯损耗就变的十分重要。铁芯损耗主要由磁滞损耗, 涡流损耗以及剩余损耗这三部分组成^[4-8], 其中涡流损耗与磁滞损耗占铁芯损耗的主要部分, 剩余损耗所占比例不大。

传统的铁芯损耗计算主要有两类方法, 一种是利用斯坦梅兹(Steinmetz)公式计算铁芯损耗^[9-11]:

韩帅、张黎等利用改进 Steinmetz 公式对高频变压器铁芯选型进行了分析, 对不同材料铁芯损耗特性



收稿日期: 2015-06-24 修回日期: 2015-08-23;
基金项目: 国家 863 计划(2014BJ0045), 中央高校基本科研业务费专项资金(13MS73);
作者简介: 王永强(1975-), 男, 河北保定, 博士, 副教授, 研究方向为在线监测及变电站自动化系统; 郑志宏(1991-), 男, 山西临汾, 硕士生, 研究方向为电力设备状态监测。

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

• 1757 •

进行了三维拟合; Du Yu 等人分析了不同激励形式下的损耗特性, 提出了磁通波形系数的概念改进了斯坦梅兹公式。另一种是 Bertotti 等人提出的采用损耗分离的方法来描述铁芯损耗^[12-14], 即将铁芯损耗分解为磁滞损耗、涡流损耗以及磁滞损耗分别计算, 如曹金、何金良等人就利用该方法研究了直流偏磁状态下的铁芯磁滞损耗特性。但是传统的铁芯损耗计算方法在计算时假设铁芯内磁场分布均匀, 并没有充分考虑铁芯磁场的分布情况, 因此往往在实际计算时出现较大误差。

随着计算机仿真技术的不断进步, 有限元仿真技术开始在铁芯损耗计算中的到应用^[15-17], 通过有限元法计算铁芯中的磁场分布, 提取单元磁密并根据铁芯的损耗曲线计算出每个单元损耗, 然后将所有单元损耗相加最终得到铁芯损耗。如郭满生、梅桂华等人利用有限元法对于直流偏磁条件下的铁芯损耗进行了计算并取得了较好的效果。然而这些研究在计算铁芯磁场时采用的是 $A-\psi$ 或者 $T-Q$ 方法, 只能间接地求解磁场中的磁场强度 H 以及电场强度 E , 这就不可避免的造成了一定的微分误差。

棱边有限元的变量是场量沿棱单元棱边的线积分, 并且采用矢量插值函数。因此使得直接求解磁场强度 H 以及电场强度 E 成为可能^[18-20]。

本文在分析了传统的铁芯损耗计算方法以及有限元仿真模拟计算的基础上, 提出了采用损耗分离的方法, 将铁芯损耗分离为磁滞损耗、涡流损耗以及剩余损耗。在对铁芯磁场进行仿真计算时, 在导电介质区域采用棱边元离散直接求解涡流场的场量从而避免微分误差, 并采用与涡流相关的电场强度 E 为变量, 在绝缘介质区域以标量位 ψ 为变量, 提高了计算铁芯涡流损耗的精度。计算结果表明相较于其他方法该方法计算精度有明显提高。

1 仿真计算模型建立

1.1 控制方程

设电导率 σ 、磁导率 μ_0 为常数, 忽略位移电

流。在麦克斯韦方程组引入电场强度 E 以及标量磁位 ψ 。可以得到绝缘介质区域以及导电介质区域的控制方程为:

$$\nabla \times \frac{1}{\mu} \nabla \times E + j\omega\sigma E = 0 \quad \text{导电介质区} \quad (1)$$

$$\nabla \cdot \mu_0 (H_s - \nabla \psi) = 0 \quad \text{绝缘介质区} \quad (2)$$

在分界面处, 控制方程为:

$$-\frac{1}{j\omega} (\nabla \times E) \cdot n_c = \mu_0 (H_s - \nabla \psi) \cdot n_0 \quad (3)$$

式中: H_s 为源区电流产生的磁场强度, 我们采用各向异性来描述铁芯的电导率如式(4)所示:

$$\sigma = \begin{pmatrix} \varepsilon\sigma_T & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_T & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_T \end{pmatrix} \quad (4)$$

式中: σ_T 为纳米晶铁芯的电导率; 由于纳米晶铁芯在绕制方向的截面上涡流很小因此 $\varepsilon \ll 1$, 在本文中 $\varepsilon = 0.87 \times 10^{-7}$, 涡流基本上只在铁芯绕制方向上存在。

1.2 插值函数

节点元与棱边元的不同之处在于插值函数, 节点元的插值函数是标量, 插值公式为

$$E = \sum_{i=1}^a N_i E_i \quad (5)$$

式中: N_i 为节点形状函数; E_i 为各节点处的位函数值。

棱边元的插值函数是矢量, 插值公式为

$$E = \sum_{i=1}^b W_i E_i \quad (6)$$

式中: W_i 为棱边形状函数; E_i 为沿棱边线积分。

1.3 有限元离散方程

对求解区域进行有限元离散, 导电介质区采用棱单元离散, 设剖分为 m_1 个单元, 绝缘介质区域采用节点元离散, 设剖分为 m_2 个单元, 得到加权余量方程为:

$$\sum_{e=1}^{m_1} \int_{\Omega_e} W_k \cdot \left(\nabla \times \frac{1}{\mu} \nabla \times E + j\omega\sigma E \right) d\Omega = 0 \quad (7)$$

导电介质区

$$\sum_{e=1}^{m_2} \int_{\Omega_0} N_i \nabla \cdot \mu_0 (H_s - \nabla \psi) d\Omega = 0 \quad (8)$$

绝缘介质区

应用格林定理展开上面各式得:

在导电介质区域

$$\begin{aligned} \sum_{e=1}^{m_1} \left\{ \int_{\Omega_c} \frac{1}{\mu} \nabla \times W_k \cdot \nabla \times E d\Omega + \int_{\Omega_c} j\omega \sigma W_k \cdot E d\Omega \right\} = \\ \sum_{e=1}^{m_1} \left\{ \oint_{\Gamma_c} \frac{1}{\mu} W_k \cdot (\nabla \times E \times n_c) d\Gamma \right\} \end{aligned} \quad (9)$$

在绝缘介质区

$$\begin{aligned} \sum_{e=1}^{m_2} \left\{ \int_{\Omega_0} \mu_0 \nabla N_i \cdot (H_s - \nabla \psi) d\Omega \right\} = \\ \sum_{e=1}^{m_2} \left\{ \oint_{\Gamma_0} \mu_0 N_i \cdot (H_s - \nabla \psi) \cdot n_0 d\Gamma \right\} \end{aligned} \quad (10)$$

将分界面条件公式(3)带入式(9)和式(10)其中 $n_0 = -n_c$ 得到:

$$\begin{aligned} \sum_{e=1}^{m_1} \left\{ \int_{\Omega_c} \frac{1}{\mu} \nabla \times W_k \cdot \nabla \times E d\Omega + \int_{\Omega_c} j\omega \sigma W_k \cdot E d\Omega \right\} = \\ -j\omega \sum_{e=1}^{m_1} \left\{ \oint_{\Gamma_0} W_k \cdot (H_s - \nabla \psi) \cdot n_c d\Gamma \right\} \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \sum_{e=1}^{m_2} \left\{ \int_{\Omega_0} \mu_0 \nabla N_i \cdot (H_s - \nabla \psi) d\Omega \right\} = \\ \frac{1}{j\omega} \oint_{\Gamma_0} N_i (\nabla \times E) \cdot n_c d\Gamma \end{aligned} \quad (12)$$

由于 $N_i (\nabla \times E) = \nabla \times (N_i E) - \nabla N_i \times E$ 且对于闭合曲线而言, $\oint_{\Gamma} \nabla \times (N_i E) d\Gamma = 0$, 因此 12 式可以改写为:

$$\begin{aligned} \sum_{e=1}^{m_2} \left\{ \int_{\Omega_0} \mu_0 \nabla N_i \cdot (H_s - \nabla \psi) d\Omega \right\} = \\ -\frac{1}{j\omega} \oint_{\Gamma_0} \nabla \times E \cdot n_c d\Gamma \end{aligned} \quad (13)$$

最终得到有限元离散方程为:

$$\begin{aligned} \sum_{e=1}^{m_1} \left\{ \int_{\Omega_c} \frac{1}{\mu} \nabla \times W_k \cdot \nabla \times E d\Omega + \int_{\Omega_c} j\omega \sigma W_k \cdot E d\Omega \right\} - \\ \sum_{e=1}^{m_1} \oint_{\Omega_c} W_k \cdot (\nabla \psi \times n_c) d\Gamma = \\ -\sum_{e=1}^{m_1} \oint_{\Omega_c} W_k \cdot (H_s \times n_c) d\Gamma \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \sum_{e=1}^{m_2} \left\{ -j\omega \int_{\Omega_0} \mu_0 \nabla N_i \cdot \nabla \psi d\Omega + \oint_{\Gamma_0} \nabla N_i \times E \cdot n_c d\Gamma \right\} = \\ -j\omega \sum_{e=1}^{m_2} \left\{ \mu_0 \nabla N_i \cdot H_s d\Omega \right\} \end{aligned} \quad (15)$$

将加权余量方程离散形式形成方程组, 求解可得所有节点以及棱边上的物理量。

2 实例计算

2.1 变压器参数

在本文中我们以一台 20 kHz、50 kV、60 kW 高频除尘变压器作为仿真对象建立模型。铁芯采用纳米晶铁芯, 铁芯由 4 块铁芯组合而成, 每个铁芯高 470 mm, 宽 180 mm, 厚 35 mm。铁芯尺寸大小为如图 1 所示, 20 kHz 下的铁芯 $B-H$ 曲线如图 2 所示。

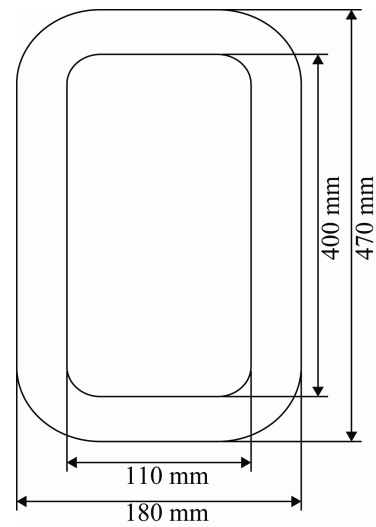


图 1 纳米晶铁芯的几何形状与尺寸

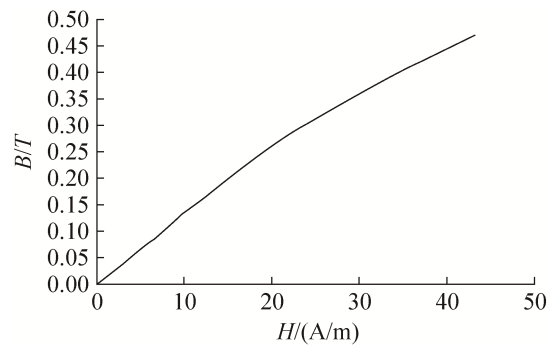


图 2 20 kHz 下的纳米晶铁芯磁化曲线

变压器正常工作时输入电压 500 V, 输入电流 120 A, 输出电压 50 kV, 输出电流 1 200 mA, 总功率为 60 kV·A。变压器的其他主要参数如表 1 所示。

表 1 高频变压器的主要参数

参数	数值
频率/kHz	20
输入电压/V	500
输出电压/V	50 000
一次绕组匝数	10
二次侧绕组匝数	1 000
功率/(kV·A)	60
磁芯数量	4

2.2 铁芯磁场仿真计算

根据上文所提供的数据我们对实际变压器建立了三维简化模型如图 3 所示。

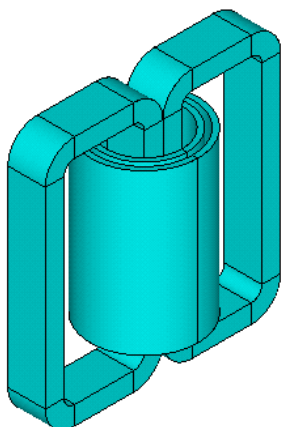


图 3 变压器三维模型

由于本文主要研究铁芯损耗问题, 因此铁芯以及绕组对于网格精度的要求较高, 并且铁芯结构较为规则, 故采用精度较高的六面体网格划分方式 (sweep)。空气部分对于网格精度的要求不高, 因此采用渐变式网格划分即在空气与固体接触部分网格划分较细, 与固体接触距离越远网格尺寸。最终铁芯网格数量为 45 472, 绕组网格数量为 27360, 整体网格数量为 233 372。网格剖分效果如图 4、图 5 所示。

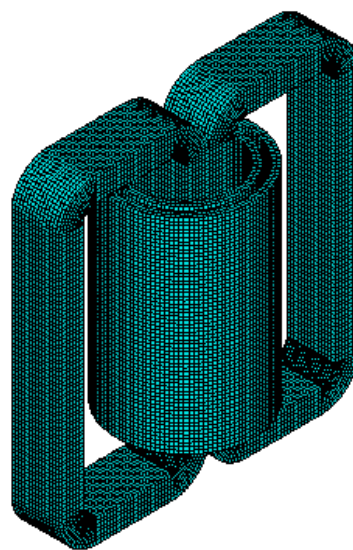


图 4 铁芯以及绕组网格划分

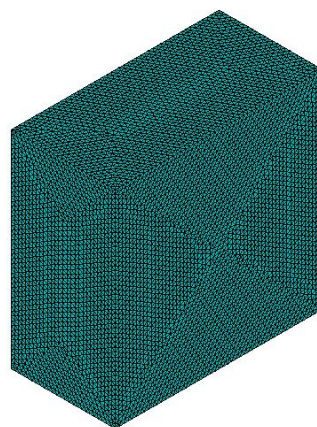


图 5 空气区域剖分

由计算结果显示(如图 6 所示)当变压器正常工作时, 铁芯磁密约为 0.35T 左右。

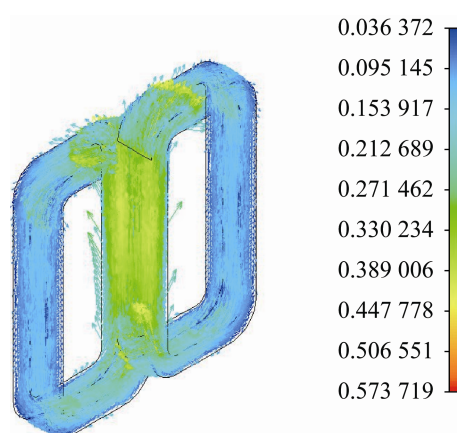


图 6 铁芯磁场分布

2.3 计算结果与实验结果的比较分析

在本文中我们采用损耗分离法来描述铁芯损耗 W_c 并通过拟合铁芯损耗曲线得到 Bertotti 公式中的各项参数如表 2 所示, 将损耗分为磁滞损耗 W_h 、涡流损耗 W_e 以及剩余损耗 W_a 即:

$$W_c = W_h + W_e + W_a \quad (16)$$

表 2 Bertotti 损耗计算公式中的各项参数

参数	数值
磁滞损耗系数(K_h)	5.24×10^{-9}
剩余损耗系数(K_a)	4.37×10^{-8}
涡流损耗系数(K_e)	1.29×10^{-8}
β	2.112
磁通波形系数($F_{w,c}$)	$\pi/4$

其中磁滞损耗 W_h :

$$W_h = \rho \sum_{i=1}^{N_e} F_{w,c} K_h f B^\beta V_e \quad (17)$$

式中: ρ 为铁芯密度; e 为铁芯单元数; $F_{w,c}$ 为磁通波形系数; K_h 为磁滞损耗系数; B 为单元磁通密度; V_e 为单元体积。

剩余损耗 W_a :

$$W_a = \rho \sum_{i=1}^{N_e} K_e (fB)^{1.5} V_e \quad (18)$$

式中: ρ 为铁芯密度; e 为铁芯单元数; $F_{w,c}$ 为磁通波形系数; K_e 为剩余损耗系数, B 为单元磁通密度; V_e 为单元体积。

涡流损耗 W_e :

由于在计算铁芯磁场时为直接求解电场强度 E , 因此我们可以直接通过有限元法求解每个单元的涡流损耗然后相加得到整个铁芯涡流损耗。

我们将计算出的单元磁密带入到式(17)和(18), 得到铁芯的磁滞损耗以及剩余损耗。涡流损耗 W_e 可以由有限元法直接计算的出。最终将磁滞损耗、剩余损耗以及涡流损耗相加得出铁芯的最终损耗。

根据仿真计算我们得到铁芯的各类损耗如表 3 所示。

表 3 铁芯的各类损耗

参数	数值/W
磁滞损耗	1 235.12
涡流损耗	125.41
剩余损耗	5.48

通过实际测量得出铁芯的实际损耗为 1 454.43 W。将耦合算法的计算结果同棱边有限元法、节点有限元法以及 Steinmetz 公式计算值进行对比结果如表 4 所示。

表 4 铁芯损耗计算结果对比

计算方法	损耗值/W	误差/%
实测	1 454.43	0
节点有限元	1 307.24	10.12
棱边有限元	1 348.11	7.31
耦合算法	1 365.56	6.11
Steinmetz 公式	1 620.20	11.39

通过对铁芯损耗的计算对比, 得出以下结论:

(1) 节点元棱边元的耦合算法可以准确的计算铁芯损耗, 并且相较于其他算法在精确度上由较大提高。

(2) 相较于传统的 Steinmetz 公式, 计算机仿真模拟计算更加精确。

(3) 棱边有限元计算精度明显高于节点有限元这主要是由于棱边有限元在计算磁性材料磁场时精度较高^[21]。

3 铁芯选型分析

在精确计算铁芯损耗的基础上, 我们对铁氧体铁芯、纳米晶(超微晶)铁芯以及非晶铁芯这 3 种典型的高频变压器铁芯进行了损耗计算。

早前的铁芯损耗研究主要集中在, 铁芯损耗随磁通密度 B 的二维变化。但是在具体的铁芯选型过程中, 我们需要根据不同的频率以及磁通密度来对铁芯进行选择, 二维的损耗曲线并不能全面的反映铁芯的损耗特性。因此本文通过改变激励, 令变压器铁芯在不同的设计磁密以及频率下工作。并通过拟合得到了铁芯损耗随不同设计磁密与频率变化的三维曲面图如图 7 所示, 变压器参数如表 1 所示。

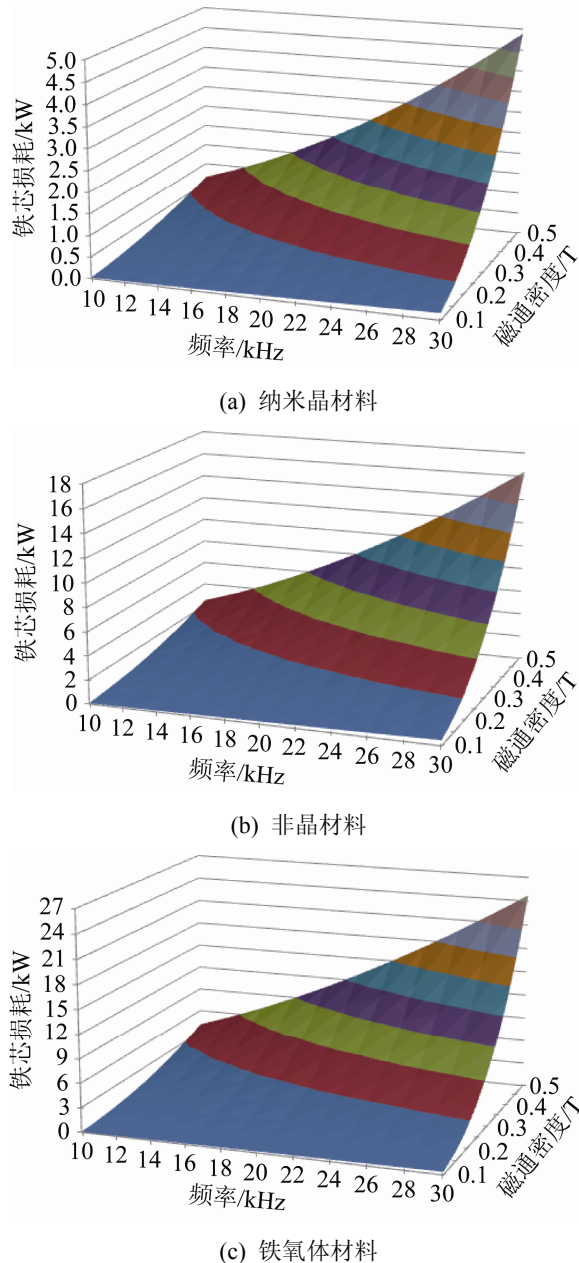


图 7 磁性材料铁芯损耗三维曲面图

根据图 7 所示, 纳米晶铁芯无论是在高频率 (>20 kHz), 高磁通密度 (>0.3 T) 还是在低频率 (<20 kHz), 低磁通密度 (<0.3 T) 损耗均明显小于铁氧体铁芯以及非晶材料铁芯。尤其是在高频率、高磁通密度时尤为明显。当铁芯在 0.3 T, 20 kHz 条件下工作时, 非晶材料铁芯以及铁氧体铁芯损耗约为 2 601 W 与 3 349 W, 而纳米晶铁芯的损耗为 792 W, 仅为非晶材料铁芯以及铁氧体铁芯损耗的 1/3~1/4。纳米晶铁芯在在损耗方面拥有较大

优势, 但是纳米晶铁芯价格较为昂贵, 因此在选择铁芯损时应综合考虑。

由图 7(b)和图 7(c)可知, 当铁芯磁通密度 $B < 0.15$ T 时, 铁氧体铁芯损耗小于非晶材料铁芯损耗。磁通密度 $B > 0.15$ T 时非晶材料铁芯损耗开始小于铁氧体, 而且在高磁密、高频率时较为明显。

4 结论

(1) 本文通过有限元法计算铁芯中的磁场分布, 提取单元磁密并根据铁芯的损耗曲线计算出每个单元损耗, 然后将所有单元损耗相加得到铁芯损耗。计算表明相较于 Steinmetz 公式有限元法更加精确。

(2) 在有限元仿真的基础上, 本文采用损耗分离的方法, 将铁芯损耗分离为磁滞损耗、涡流损耗以及剩余损耗。在导电介质区采用棱边元离散并以电场强度 E 为变量, 在绝缘介质区以节点元离散以 ψ 为变量, 计算得到铁芯的磁场分布。后将计算出的磁密带入到方程中计算每个单元的磁滞损耗以及剩余损耗, 单元的涡流损耗由有限元法直接计算的出。经过仿真计算与实例研究。发现该算法能够很好地计算铁芯损耗, 并且相较于棱边有限元法以及节点有限元法计算结果, 精度有一定提高。

(3) 通过绘制铁氧体铁芯、纳米晶铁芯以及非晶材料铁芯损耗与频率以及磁通的变化曲面, 我们发现纳米晶铁芯无论是在高频率 (>20 kHz), 高磁通密度 (>0.3 T) 还是在低频率 (<20 kHz), 低磁通密度 (<0.3 T) 损耗均明显小于铁氧体铁芯以及非晶材料铁芯, 尤其是在高频率、高磁通密度时尤为明显。当铁芯磁通密度 $B < 0.15$ T 时, 铁氧体铁芯损耗小于非晶材料铁芯损耗。磁通密度 $B > 0.15$ T 时非晶材料铁芯损耗开始小于铁氧体。

参考文献:

- [1] Jackson R M. Design, installation, and operation of electrostatic precipitators on fluid catalytic cracker flue gas applications [J]. IEEE Transactions on Industry Applications (S0093-9994), 1975, IA-11(2): 236-240.

- [2] Parker K R. Effective capture of reparable-sized particulates using electrostatic precipitator technology [J]. Engineering Science and Education Journal (S2051-2147), 2000, 9(1): 33-40.
- [3] Mizuno A. Electrostatic precipitation [J]. IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation (S1070-9878), 2000, 7(5): 615-624.
- [4] Yehui Han, Grace Cheung. Evaluation of magnetic materials for very high frequency power applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics (S0885-8993) 2012, 27(1): 425-435.
- [5] 宋晓兵, 梅建伟. 非晶合金脉冲变压器的研制 [J]. 变压器, 2010, 47(2): 12-15.
- [6] Todor Filchev. High voltage high frequency power transformer for pulsed power application [C]// The 14th International Conference on Power Electronics and Motion Control (EPE/PEMC). Ohrid, USA: [s. n.], 2010: 165-170.
- [7] Lothar Heinemann. An actively cooled high power, high frequency transformer with high in solution capability [C]// IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (ECCE). Atlanta, USA: IEEE, 2002: 352-357.
- [8] 刘小军, 石玉, 赵宝林. 一种高频动态磁滞回线的 PSpice 电路模型研究 [J]. 磁性材料及器件, 2011, 42(5): 60-63.
- [9] Steinmetz C P. On the law of hysteresis [J]. Proceedings of the IEEE (S0018-9219), 1984, 72(2): 197-221.
- [10] Du Yu, Baek Seunghun. High-voltage high frequency transformer design for a 7.2 kV to 120V /240V20kVA solid state transformer [C]// IEC ON 2010 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, Glendale, USA. USA: IEEE, 2010: 493-498.
- [11] 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.
- [12] Lotfi A W, Wilkowski M A. Issues and advance in high-frequency magnetics for switching power supplies [J]. Proceedings of the IEEE (S0018-9219), 2001, 89(6): 833-845.
- [13] 曹林, 何金良, 张波. 直流偏磁状态下电力变压器铁芯动态磁滞损耗模型及验证 [J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(24): 141-146.
- [14] Bertotti G General. Properties of power loss in soft magnetic component design [J]. IEEE Trans Magn. (S0018-9464), 1988, 24(1): 621-630.
- [15] 赵志刚, 刘福贵, 程志光, 等. HVDC 中直流偏磁电力变压器叠片铁心中损耗及磁通分布 [J]. 高电压技术, 2010, 36(9): 2346-2351.
- [16] 杜永, 程志光, 颜威利, 等. 取向硅钢片的多方向磁性模拟 [J]. 高电压技术, 2009, 35(12): 3022-3026.
- [17] 郭满生, 梅桂华, 张喜乐, 等. 直流偏磁条件下单相三柱电力变压器的损耗计算 [J]. 电工技术学报, 2010, 25(7): 67-71.
- [18] Ren Z, Bouillault F, Razek A. A new hybrid model using electric field formulation for 3-D eddy current problems [J]. IEEE Trans. Magn. (S0018-9464), 1990, 26(2): 470-473.
- [19] Yu H T, Shao K R, Li L R, et al. Edge-Nodal coupled method for computing 3D eddy current problems [J]. IEEE Trans. on Magn (S0018-9464), 1997, 33(2): 1378-1381.
- [20] Bossavit A. Whitney forms: a class of finite elements for three-dimensional computations in electromagnetisms [J]. IEEE Proceedings (S1449-1488), 1988, 135(8): 493-499.
- [21] 王泽忠, 潘超, 刘连光, 等. 基于棱边有限元法的变压器瞬态场路耦合模型 [J]. 电工技术学报, 2012, 27(9): 146-152.