

基于 Preisach 磁滞模型的铁磁材料损耗时域有限元计算方法

宋金薇, 李 琳, 刘 任

(新能源电力系统国家重点实验室, 华北电力大学电气与电子工程学院, 北京 102206)

摘要: 根据损耗统计理论,铁磁性材料的损耗可分解为磁滞损耗、涡流损耗和剩余损耗。本文提出一种考虑铁磁材料磁滞特性和集肤效应对其涡流损耗影响的新方法。该方法基于矢量磁位 A ,耦合了 Preisach 磁滞模型与时域有限元方程来计算铁磁材料的磁滞损耗和涡流损耗,并采用固定点技术,引入微分磁阻率,加快了有限元方程解的收敛速度。同时,为了解决剩余损耗统计参数提取困难的问题,本文提出用有理函数来拟合剩余损耗统计参数以计算铁磁材料的剩余损耗。最后,对比了仿真结果与实验测量数据,结果显示该算法计算铁磁材料损耗的最大误差小于 10%。

关键词: 磁滞模型; 时域有限元; 固定点技术; 磁滞损耗; 涡流损耗; 剩余损耗

DOI: 10. 12067/ATEEE1905076 **文章编号:** 1003-3076(2020)06-0067-07 **中图分类号:** TM271

1 引言

磁性材料广泛应用于电气设备中,对电力系统的安全、高效、稳定运行具有重要意义^[1]。由于这类材料最显著的特点是材料的磁滞特性,因此采用准确的磁滞模型是电气器件中磁心设计和优化的前提。目前已提出很多种磁滞模型^[2],例如 Preisach 模型, J-A (Jiles-Atherton) 模型, Energetic 模型等。根据楞次定律,涡流阻碍磁通量的变化,使电流集中在导体外表的薄层,即导体内部的电流密度较小,越靠近导体表面,电流密度越大,这种效应被称为趋肤效应。对于低频正弦激励下的硅钢磁环,对磁心分层可减少集肤效应对涡流损耗的影响,故磁通量可以认为是均匀分布在磁环横截面上的。但是随着磁通变化频率的增加,不能再忽略趋肤效应^[3]。为了考虑趋肤效应,必须对涡流损耗公式进行修正^[4]。对于非正弦激励和非线性材料,场方程不存在解析解。在这种情况下,磁场和涡流方程则必须用有限元法等数值方法进行求解^[5]。

磁性材料损耗的计算方法大致可分为以下五类^[6]:神经网络预测法、经验公式法、损耗分离法、

基于有限元的磁场后处理法、基于磁滞模型和损耗分离的混合法。

神经网络预测法是从纯数学的角度出发,利用大量实测数据训练出神经网络模型各层之间的权值关系,从而实现对损耗的预测。但该方法缺乏物理基础,在实际工程中不具有实用性^[7]。

Steinmetz 经验公式求解法需要大量的实验数据以确定其公式中的系数^[8]。

根据损耗分离理论^[9],将正弦激励下的总损耗分解为磁滞损耗、涡流损耗和剩余损耗三种分量。只要不同的电压激励产生的交流磁通密度幅值相同,则相应的磁滞损耗也相同,且涡流损耗与剩余损耗也有相似的比例关系。

磁场后处理法是基于有限元法,首先求解磁性元件或设备的空间磁场分布,然后由 Steinmetz 公式或其他经验公式来计算每个有限元单元内的损耗,最后用叠加方式计算磁性材料的总损耗^[10]。

磁滞模型与损耗分离的混合法是基于损耗统计理论的损耗分离公式^[11]。磁滞模型用于求解磁性材料的磁滞损耗,而涡流损耗与剩余损耗的计算则利用损耗分离经验公式或基于损耗统计理论的损耗分离公式。

收稿日期: 2019-08-14

基金项目: 国家重点研发计划项目(2017YFB0903902)、国家自然科学基金项目(51677064)

作者简介: 宋金薇(1994-),女,甘肃籍,硕士研究生,研究方向为新型磁性材料磁化机理及磁滞建模;
李 琳(1962-),男,河北籍,教授,博导,研究方向为电磁场理论及应用与先进输变电技术。

本文提出一种计算硅钢磁环高频损耗的方法,运用一维时域有限元法求解非线性材料的一维瞬态涡流问题。将铁磁材料的磁滞特性与时域有限元方程耦合,采用传统的标量 Preisach 模型模拟铁磁材料的磁滞特性,计算了铁磁材料的磁滞损耗和涡流损耗,并针对剩余损耗,选用有理函数提取剩余损耗的统计参数 V_0 ,最后通过实测结果验证了该方法的有效性和实用性。

2 基于损耗统计理论利用时域有限元法求解铁磁材料的损耗

根据损耗统计理论,铁磁性材料的损耗可分解为磁滞损耗 W_{hy} 、涡流损耗 W_{eddy} 和剩余损耗 W_{ex} :

$$W = W_{hy} + W_{eddy} + W_{ex} \quad (1)$$

根据麦克斯韦方程,当施加垂直于超薄硅钢片表面的磁通时,涡流场方程可表示为:

$$\nabla \times \mathbf{H} = \sigma \mathbf{E} \quad (2)$$

式中, ∇ 为拉普拉斯算子; \mathbf{H} 为磁场强度; \mathbf{E} 为电场强度; σ 为铁磁材料的电导率。

超薄硅钢片的示意图如图1所示,由图1可以看出硅钢片沿 y 轴和 z 轴的长度远大于沿 x 轴(即硅钢片厚度方向)的长度,所以在 xoy 平面施加沿 z 轴方向的磁感应强度 \mathbf{B} 时,根据对称性可以假设磁感应强度 \mathbf{B} 值仅沿 x 轴方向变化。因此,将此区域沿厚度(x 轴)方向离散为有限单元,并引入一维线性形状函数。

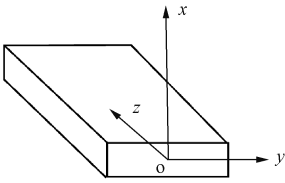


图1 超薄硅钢片

Fig.1 Thin silicon steel lamination

采用固定点技术求解该时域电磁场问题,并引入微分磁阻以加快有限元方程^[12]解的收敛速度:

$$\mathbf{H} = \nu_{FP} \mathbf{B} + \mathbf{R} \quad (3)$$

式中,磁阻率 $\nu_{FP} = d\mathbf{H}/d\mathbf{B}$; \mathbf{B} 与 \mathbf{H} 之间的非线性关系决定了残差 \mathbf{R} 的大小。

引入矢量磁位 \mathbf{A} , 其定义为: $\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A}$, 可得到:

$$\nabla \times \left(\mathbf{E} - \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} \right) = 0 \quad (4)$$

定义标量电位 φ 为:

$$\mathbf{E} = - \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} - \nabla \varphi \quad (5)$$

将式(3)和式(5)代入式(2),可得:

$$\nu_{FP} \nabla \times \nabla \times \mathbf{A} + \nabla \times \mathbf{R} = \sigma \left(- \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} - \nabla \varphi \right) \quad (6)$$

在磁环中, $\nabla \varphi$ 是关于中心线(z 轴)对称的,所以可以忽略^[13]。因此扩散方程可以写成^[14,15]:

$$\begin{cases} \nu_{FP} \frac{\partial^2 A_y}{\partial x^2} - \sigma \frac{\partial A_y}{\partial t} - \frac{\partial R_z}{\partial x} = 0 \\ A(0, t) = 0 \\ A(d/2, t) = -B_{MEAN}(t)d/2 \end{cases} \quad (7)$$

式中, $A(x, t)$ 为以 t 为周期变化的矢量磁位 \mathbf{A} 在 x 方向的分量大小; A_y 为矢量磁位 \mathbf{A} 在 y 方向的分量; R_z 为残差 \mathbf{R} 在 z 方向的分量; $B_{MEAN}(t)$ 为平均磁通密度大小; d 为硅钢片厚度。采用一维伽辽金有限元法,沿硅钢片厚度方向(x 方向)将硅钢片划分为 e 个单元,式(6)可以转化为:

$$\begin{aligned} \nu_{FP} \int_{x_1^e}^{x_2^e} \left(\frac{\partial N_i}{\partial x} \frac{\partial A_y}{\partial x} \right) dx + \int_{x_1^e}^{x_2^e} N_i \frac{\sigma}{\Delta t} [A_y(t) - A_y(t - \Delta t)] dx - \\ \int_{x_1^e}^{x_2^e} N_i \frac{\partial R_z}{\partial x} dx = 0 \end{aligned} \quad (8)$$

式中, x_1^e 和 x_2^e 分别为第 e 个线段单元的首尾点的横坐标; N_i 为第 i 个节点处的插值函数。

对于非线性磁滞材料,式(8)可表示为以下非线性矩阵方程(9):

$$\nu_{FP} \mathbf{S} \mathbf{A}(t) + \frac{\sigma}{\Delta t} \mathbf{G} \mathbf{A}(t) = \frac{\sigma}{\Delta t} \mathbf{G} \mathbf{A}(t - \Delta t) + \mathbf{TR} \quad (9)$$

式中,系数矩阵 \mathbf{S} 和 \mathbf{G} 分别为:

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \frac{1^e}{l} & -\frac{1^e}{l} \\ -\frac{1^e}{l} & \frac{1^e}{l} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{G} = \begin{bmatrix} \frac{1^e}{3} & \frac{1^e}{6} \\ \frac{1^e}{6} & \frac{1^e}{3} \end{bmatrix} \quad (10)$$

式中, e 为第 e 个单元; l 为第 e 个线段单元的长度,即 $l = x_2^e - x_1^e$ 。定义系数矩阵 $\mathbf{T} = \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}$, 得以固定点技术进行第 m 次迭代时,有:

$$\begin{cases} \mathbf{A} = \mathbf{K}_m^{-1} \mathbf{F}_m \\ \mathbf{K}_m = \nu_{FP} \mathbf{S} + \frac{\sigma}{\Delta t} \mathbf{G} \\ \mathbf{F}_m = \frac{\sigma}{\Delta t} \mathbf{G} \mathbf{A}(t - \Delta t) + \mathbf{TR} \end{cases} \quad (11)$$

利用牛顿-拉夫逊法可得:

$$\begin{cases} \Delta H_m = (B_m - B_{m-1})/B' \\ H_{m+1} = H_m - \Delta H_m \end{cases} \quad (12)$$

式中

$$B' = \begin{bmatrix} \frac{\partial B_1}{\partial H_1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \frac{\partial B_2}{\partial H_2} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \frac{\partial B_n}{\partial H_n} \end{bmatrix} \quad (13)$$

采用标量 Preisach 磁滞模型对 B 与 H 之间的非线性关系进行建模^[5,16]:

$$B(H) = \begin{cases} B_m - 2E(H_m, H) & H < H_m \\ B_m + 2E(H_m, H) & H \geq H_m \end{cases} \quad (14)$$

式中, B_m 和 H_m 分别为 B 和 H 最后出现的最值(最大值或最小值); $E(x, y)$ 为 Everett 函数, 可以简化为^[5]:

$$E(x, y) = \frac{1}{2}[-B_e^{\text{out}}(-x) - B_e^{\text{out}}(y) + 2F(x)F(-y)] \quad (15)$$

式中, B_e^{out} 为极限磁滞回线的下降支; F 为 Preisach 函数。下降支函数 B_e^{out} 可用 F 表示如下:

$$B_e^{\text{out}}(x) = \begin{cases} [F(-x)]^2 & x > 0 \\ [F(-x)]^2 - [F(x) - F(-x)]^2 & x \leq 0 \end{cases} \quad (16)$$

对于指定的铁磁材料, 根据极限磁滞回线实验数据可以确定 Preisach 函数 $F(H)$ 为:

$$F(H) = \begin{cases} \frac{B_e^{\text{out}}(H) + B_e^{\text{out}}(-H)}{2\sqrt{B_e^{\text{out}}(H)}} & 0 \leq H < H_{\text{sat}} \\ \sqrt{B_e^{\text{out}}(-H)} & -H_{\text{sat}} < H < 0 \end{cases} \quad (17)$$

利用人工神经网络, 函数 $F(H)$ 可以表示为^[16]:

$$F(H) = \omega_{31} \tanh(\omega_{21}n_1 + b_{21}) + \omega_{32} \cdot \tanh(\omega_{22}n_1 + b_{22}) + \omega_{33} \tanh(\omega_{23}n_1 + b_{23}) + b_3 \quad (18)$$

式中, $n_1 = \tanh(\omega_1 H + b_1)$, ω_1 、 ω_{21} 、 ω_{22} 、 ω_{23} 、 ω_{31} 、 ω_{32} 、 ω_{33} 、 b_1 、 b_{21} 、 b_{22} 、 b_{23} 、 b_3 分别为式(18)中神经网络参数值。训练后的神经网络的参数值如表1所示。

表 1 式(18)中参数值

Tab.1 Value of parameters in equation (18)

参数	数值	参数	数值	参数	数值
ω_1	0.0017007	b_1	-0.30731	ω_{31}	0.033812
ω_{21}	-16.5254	b_{21}	-1.012	ω_{32}	-0.28653
ω_{22}	17.7546	b_{22}	3.6785	b_3	0.61544
ω_{23}	1.5942	b_{23}	0.60613	ω_{33}	-0.30244

为了拟合回转点处的 dH/dB 值, 式(19)可以保证系统的收敛性和稳定性^[12]:

$$\frac{dH}{dB} = \frac{\nu_{\text{FP}}}{4} \left(\frac{|B_r| + B_s}{B_s} \right)^2 \quad (19)$$

式中, B_r 为回转点处的磁感应强度; B_s 为饱和磁感应强度。从而可得硅钢片的磁滞损耗为:

$$P_{\text{hy}} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \frac{1}{\Delta t} H_i^T G(B_i - B_{i-1}) \quad (20)$$

式中, n 为将一个周期分成的时间点总数; 下标 i 为第 i 个时间点; Δt 为相邻时间点的时间差。涡流损耗为:

$$P_{\text{eddy}} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \frac{1}{\sigma} H_i^T S H_i \quad (21)$$

本文时域有限元算法的流程图如图2所示。硅钢磁环的横截面为矩形, 将硅钢片的损耗沿磁路长度积分可得相应的硅钢磁环损耗, 其中硅钢磁环的有效磁路长度 l 如下^[17]:

$$l = \frac{LP_{\text{no}}}{m_t P_{\text{loss}}} \quad (22)$$

式中, L 为硅钢磁环的平均直径(即磁环内外径之和的一半)对应的周长; m_t 为硅钢磁环的质量; P_{no} 为测得的硅钢磁环的总损耗; P_{loss} 为此种硅钢磁环的单位质量损耗(比总损耗), 可表示为:

$$P_{\text{loss}} = \frac{P_{\text{nl}} - P_{\text{sm}}}{\Delta m} \quad (23)$$

式中, 相同条件下, 测得两个质量不同的硅钢磁环的总损耗分别为 P_{nl} 和 P_{sm} ; Δm 为 P_{nl} 和 P_{sm} 的损耗差值对应的有效质量:

$$\Delta m = m_t \frac{\Delta L}{L} \quad (24)$$

式中, ΔL 为两硅钢磁环的平均直径对应的周长之差。

3 剩余损耗参数提取及实验验证

3.1 实验平台

为了验证本文算法的准确性, 采用 TD8120 软

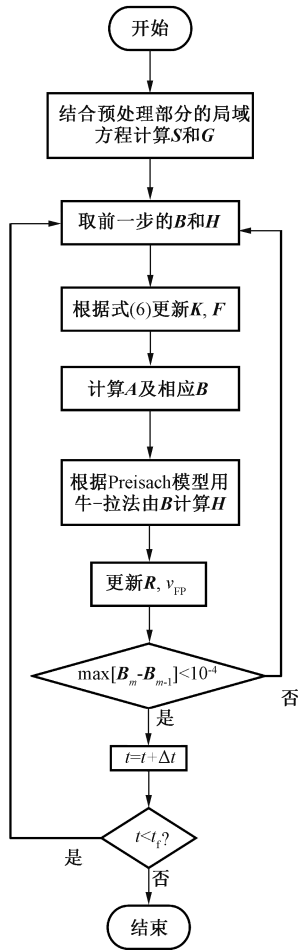


图 2 算法流程图
Fig.2 Flowchart of proposed method

磁交流系统测量了不同正弦激励下硅钢磁环的总损耗,采用 TD8220 软磁直流系统测量了硅钢磁环的磁滞损耗。

TD8120 软磁交流系统和 TD8220 软磁直流系统都是专门用于磁环磁特性测量的系统,可根据不同的要求选择相应的线圈匝数。TD8120 软磁交流系统可以测量不同频率下磁环的总损耗,TD8220 软磁直流系统可以测量静态下(频率为 0Hz)磁环的磁滞损耗。设备外观如图 3 所示。

根据安培定律和法拉第电磁感应定律,通过测量一次侧电流和二次侧空载电压,可以得到磁环的磁场强度 H 和磁感应强度 B 。如式(25)和式(26)所示, N_1 为初级线圈的匝数, i_1 为初级线圈的励磁电流, N_2 为次级线圈的匝数, S 为磁环的横截面积, U_2 为次级线圈两端之间的电压。硅钢磁环的参数如下: 外径 5cm, 内径 3.2cm, 厚度 2cm, 密度 $7650\text{kg}\cdot\text{m}^{-3}$, 电导率 $2.3\times10^6\text{S/m}$ 。

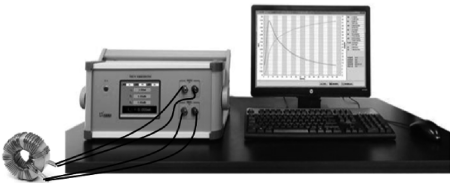


图 3 TD8120 软磁交流系统和 TD8220 软磁直流系统的设备外观(被测环在左边)
Fig.3 Device appearance of TD8120 soft magnetic AC system and TD8220 soft magnetic DC system (measured ring is on left)

$$H(t) = \frac{N_1 i_1}{l} \tag{25}$$

$$B(t) = \frac{1}{N_2 S} \int_0^t u_2(t) dt \tag{26}$$

当磁感应强度的峰值 $B_p = 1\text{T}$, f 不同时,用本文算法模拟的磁滞回线与实验曲线对比如图 4~图 6 所示。从图 4 中可以看出,该算法的计算值与实验值基本一致,频率越高,计算值与实验值的误差越大。

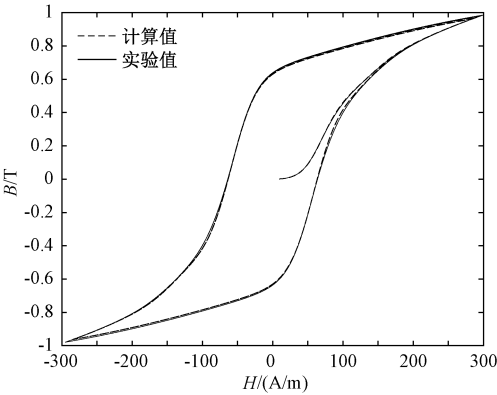


图 4 $f = 1\text{kHz}$, $B_p = 1\text{T}$ 时实验曲线与计算曲线对比
Fig.4 Comparison of experimental curve and modeling curve when $f = 1\text{kHz}$, $B_p = 1\text{T}$

3.2 剩余损耗参数 V_0 的提取

当正弦激励下交流磁感应强度峰值为 B_p 时,磁性材料的剩余损耗如下^[18]:

$$W_{ex}(B_p) = 8.76 \sqrt{\sigma S G V_0} B_p^{1.5} f^{0.5} \tag{27}$$

式中, S 为材料横截面积; G 为无量纲系数 ($G = 0.1375$); V_0 为表征磁体局部磁场分布的统计参数^[20],其大小与 B_p 有关。

由于磁滞损耗与频率无关,由式(27)可知,在相同磁感应强度峰值下,总损耗与涡流损耗之差 ($W - W_{cl}$) 与频率的平方根 ($f^{0.5}$) 呈线性关系^[18]。因此,该线性函数与纵坐标轴的交点即为磁滞损耗值。

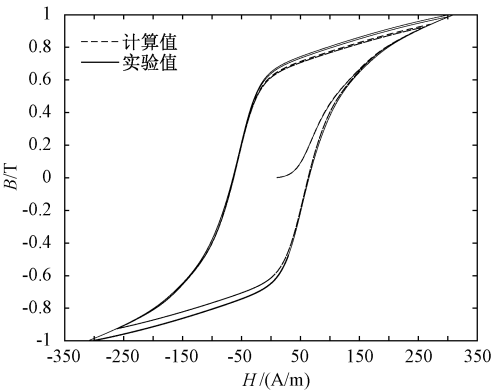


图5 $f=1.5\text{kHz}$, $B_p=1\text{T}$ 时实验曲线与计算曲线对比
Fig.5 Comparison of experimental curve and modeling curve when $f=1.5\text{kHz}$, $B_p=1\text{T}$

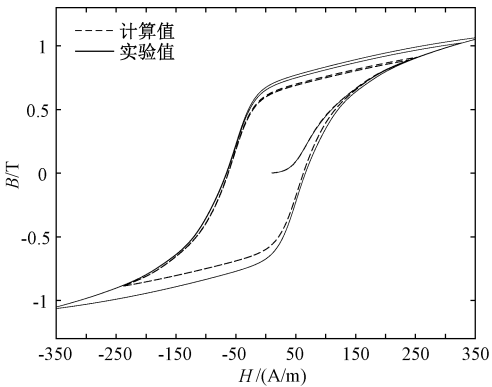


图6 $f=2\text{kHz}$, $B_p=1\text{T}$ 时实验曲线与计算曲线对比
Fig.6 Comparison of experimental curve and modeling curve when $f=2\text{kHz}$, $B_p=1\text{T}$

斜率 $k=8.76(\sigma SGV_0)^{0.5}B_p^{1.5}$, 因此, 可以根据斜率 k 计算出剩余损失的统计参数 V_0 。

当磁感应强度峰值 B_p 不同时, 计算结果和实验数据中提取的线性回归函数分别表示的总损耗和涡流损耗之差 ($W-W_{cl}$) 与频率的平方根 ($f^{0.5}$) 之间的关系, 如图 7 所示。

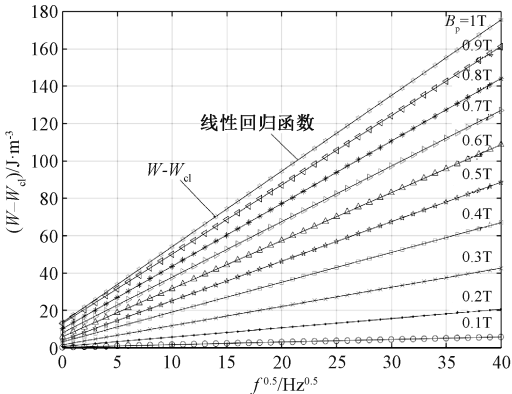


图7 差值 ($W-W_{cl}$) 与频率平方根 $f^{0.5}$ 之间的线性关系
Fig.7 Linear relationship between difference ($W-W_{cl}$) and square root of frequency

由图 7 可以看出: ①线性回归函数与纵坐标轴相交, 相交点的值与总损耗和涡流损耗的差值 ($W-W_{cl}$) 基本相等, 验证了上述参数提取方法的准确性; ②随着磁感应强度峰值 B_p 的增大, 线性回归函数斜率 k 呈上升趋势。因此, 可以准确地考虑磁感应强度峰值 B_p 对磁性材料损耗的影响。

表 2 为实验中频率 f 为 1.5kHz 且磁感应强度峰值 B_p 不同时提取的参数 V_0 , 从表 2 中可以看出统计参数 V_0 随磁感应强度峰值 B_p 变化的情况。

表 2 $f=1.5\text{kHz}$ 时剩余损耗参数 V_0

Tab.2 Parameter V_0 of excess loss when $f=1.5\text{kHz}$

参数	磁通密度峰值 B_p/T	剩余损耗参数 V_0
数值	0.1	0.004622701
	0.3	0.009898869
	0.5	0.009511878
	0.7	0.006760997
	0.9	0.004642838

根据表 2 中不同磁感应强度峰值 B_p 时参数 V_0 的变化特征, 本文选用有理函数作为参数 V_0 的函数, 拟合公式如下^[19]:

$$V_0 = \frac{p_1 + p_2 B_p}{1 + p_3 B_p + p_4 B_p^2}$$

(28)

式中, $p_1 = 2.14 \times 10^{-3}$, $p_2 = 1.58 \times 10^{-2}$, $p_3 = -2.894898329$, $p_4 = 6.145423871$ 。

3.3 算法与实验结果的对比

当 $f=1.5\text{kHz}$ 和磁感应强度峰值 B_p 不同时, 磁滞损耗和统计参数 V_0 的计算结果与实验值对比如表 3 所示。

表 3 $f=1.5\text{kHz}$ 时磁滞损耗及统计参数 V_0

Tab.3 Hysteresis losses and statistical parameter V_0 when $f=1.5\text{kHz}$

参数	磁感应强度峰值 B_p/T	磁滞损耗/(J/m^3)		剩余损耗参数 V_0	
		计算值	实验值	计算值	实验值
数值	0.2	0.4972	0.64	0.0080	0.0083
	0.4	4.0001	3.02	0.0102	0.0099
	0.6	7.007	5.79	0.0079	0.0081
	0.8	10.3157	10	0.0057	0.0056
	1.0	13.6311	13.46	0.0042	0.0041

当 $B_p=1\text{T}$ 时, 总损耗随频率变化的结果如表 4 所示。最大误差仅为 8.19%, 满足实际工程的要求。

表 4 总损耗随频率的变化结果 ($B_p=1T$)
Tab.4 Total loss varing with frequency($B_p=1T$)

频率/kHz	1	1.5	2	2.5
计算值/ (J/m ³)	372.35	512.84	649.16	783.49
实验值/ (J/m ³)	390.43	537.46	619.12	724.19
误差(%)	4.63	4.80	4.85	8.19

4 结论

本文提出一种考虑趋肤效应对硅钢磁环磁滞损耗和涡流损耗影响的方法。该方法基于矢量磁位 A ,将磁滞模型与时域有限元方程耦合,采用固定点技术,利用微分磁阻率求解有限元方程的局部收敛解,计算了正弦激励下硅钢磁环的磁滞损耗和涡流损耗。

同时,针对剩余损耗参数提取困难的问题,本文利用剩余损耗的统计参数 V_0 与交流磁通密度峰值 B_p 的关系,选用有理函数拟合剩余损耗参数 V_0 ,进而可以准确计算出剩余损耗。

最后,将仿真结果与实验测量结果进行了比较,结果表明该算法的最大误差小于 10%,验证了该算法的准确性。

参考文献 (References):

[1] Krings A, Boglietti A, Cavagnino A, et al. Soft magnetic material status and trends in electric machines [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64 (3): 2405-2414.

[2] 赵越, 李琳, 刘任, 等 (Zhao Yue, Li Lin, Liu Ren, et al.). 基于损耗统计理论的动态 J-A 磁滞模型 (New dynamic hysteresis J-A model based on statistical theory of losses) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2019, 38 (5): 90-96.

[3] Wang Shuaibing, Li Lin, Xie Yuqing. Electromagnetic characteristic analysis of the series transformer in UPFC system [J], International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics, 2016, 53 (3): 1-17.

[4] Barranger J. Hysteresis and eddy-current losses of a transformer lamination viewed as an application of the Poynting theorem [R/OL]. <https://ntrs.nasa.gov/archive/nasa/casi.ntrs.nasa.gov/19660001049.pdf>.

[5] Fallah E, Badeli V. A new approach for modeling of hysteresis in two dimensional time transient analysis of eddy

currents using FEM [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2017, 53 (7): 1-14.

[6] 刘任, 李琳 (Liu Ren, Li Lin). 基于损耗统计理论与 J-A 磁滞模型的直流偏磁下磁性材料损耗计算方法 (Loss prediction of magnetic material under DC bias based on the statistical theory of losses and jiles-atherton hysteresis model) [J/OL]. 高电压技术 (High Voltage Engineering), 2019, DOI: 10.13336/j.1003-6520.hve.20181205024.

[7] Minchev S V. Neural networks for modeling of dynamic systems with hysteresis [A]. Proceedings of First International IEEE Symposium Intelligent Systems [C]. Varna, Bulgaria, 2002. 7503865.

[8] Novak G, Kokošar J, Bricelj M, et al. Improved model based on the modified Steinmetz equation for predicting the magnetic losses in non-oriented electrical steels that is valid for elevated temperatures and frequencies [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2017, 53 (10): 2001805.

[9] Zhou Yan, Sun Aiming. Simplified ferrite core loss separation model for switched mode power converter [J]. IET Power Electronics, 2016, 9 (3): 529-535.

[10] Mu M, Zheng F, Li Q, et al. Finite element analysis of inductor core loss under DC bias conditions [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28 (9): 4414-4421.

[11] Wang Yang, Liu Zhizhen. Estimation model of core loss under DC bias [J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2016, 26 (7): 1-5.

[12] Dlala E, Belahcen A, Arkkio A. A fast fixed-point method for solving magnetic field problems in media of hysteresis [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2008, 44 (6): 1214-1217.

[13] Nakata T, Takahashi N, Fujiwara K. Physical meaning of grad φ in eddy current analysis using magnetic vector potentials [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1988, 24 (1): 178-181.

[14] Barrière O D L, Ragusa C, Appino C, et al. A computationally effective dynamic hysteresis model taking into account skin effect in magnetic laminations [J]. Physica B Condensed Matter, 2014, 435 (1): 80-83.

[15] Dupre L R, Bottauscio O, Chiampi M, et al. Modeling of electromagnetic phenomena in soft magnetic materials under unidirectional time periodic flux excitations [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1999, 35 (5): 4171-4184.

[16] Fallah E, Moghani J S. A new approach for finite-element modeling of hysteresis and dynamic effects [J]. IEEE

- Transactions on Magnetics, 2006, 42 (11): 3674-3681.
- [17] 孔庆奕, 程志光, 郭晶, 等 (Kong Qingyi, Cheng Zhiguang, Guo Jing, et al.). 加权平均法确定爱泼斯坦方圈有效磁路长度 (Determination of effective path length of the Epstein Frame with weighted average method) [J]. 变压器 (Transformer), 2014, 51 (5): 12-15.
- [18] 刘任, 李琳 (Liu Ren, Li Lin). 基于损耗分离理论的非正弦激励磁心损耗计算方法研究 (Research on calculation methods for core losses under nonsinusoidal excitation based on loss separation theory) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2018, 37 (9): 1-9.
- [19] Wang X, Thomas D W P, Sumner M, et al. Characteristics of Jiles-Atherton model parameters and their application to inrush current simulation [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2008, 44 (3): 340-345.

Loss calculation of ferromagnetic material based on Preisach hysteresis model by using finite-element method in time domain

SONG Jin-wei, LI Lin, LIU Ren

(State Key Laboratory of Alternate Electrical Power System with Renewable Energy Sources, School of Electrical and Electronic Engineering, North China Electric Power University, Beijing 102206, China)

Abstract: Based on the loss separation theory, the loss of ferromagnetic materials can be decomposed into hysteresis loss, eddy current loss and excess loss. To calculate the high frequency loss of the silicon steel magnetic rings, we propose a novel method to consider the influence of hysteresis characteristic and skin effect of the ferromagnetic material on its eddy current loss. The method couples the Preisach hysteresis model with finite element equations in time domain, which is based on the vector magnetic potential A , and uses the fixed-point technology which has good simplicity and robustness. The differential reluctivity is introduced to speed up the convergence of the solutions of finite element equations. At the same time, to overcome the difficulty to extract the statistical parameters of excess loss, a rational function is proposed to fit the statistical parameter extracted from the experimental measurements. Finally, the simulation results are compared with the experimental measurements, and the results show that the maximum error of the proposed algorithm is less than 10%.

Key words: hysteresis model; finite element method; fixed-point technology; hysteresis loss; eddy current loss; residual loss