

# 基于非线性复数磁导率模型的叠片铁心损耗计算

李世峰<sup>1</sup>, 陈 龙<sup>2</sup>, 张泽宇<sup>1</sup>, 邹 震<sup>2</sup>, 黄 彤<sup>2</sup>

(1. 三峡大学电气与新能源学院, 湖北 宜昌 443002;

2. 湖北省输电线路工程技术研究中心(三峡大学), 湖北 宜昌 443002)

**摘要:**为实现频域计算中电力变压器损耗分布特性的快速计算,本文基于非线性复数磁导率模型,在保证计算精度的同时,提出了一种正弦稳态服役条件下叠片铁心损耗分布的快速计算方法。首先,基于磁滞回线面积等效原理,在考虑基本磁化曲线非线性特性的基础上,得到复数磁导率的实部与虚部;其次,为了验证本文所提出模型对变压器铁心损耗预测的有效性,耦合铁心叠片均匀化方法,建立了单相叠片铁心的频域有限元仿真模型,对变压器铁心中损耗与磁通密度分布进行计算;最后,制作了单相变压器铁心实验模型,搭建单相变压器铁心损耗实验平台,对本文所提出的方法有效性进行验证。结果表明,基于非线性复数磁导率叠片等效的变压器铁心损耗计算方法具有参数辨识过程简单、计算精度较高等特点,在变压器长期正弦稳态服役条件下的损耗计算与温升预测中具有一定应用前景。

**关键词:**复数磁导率;电力变压器;叠片铁心;铁心损耗

DOI: 10.12067/ATEEE2205001

文章编号: 1003-3076(2023)04-0068-09

中图分类号: TM275

## 1 引言

大型电力变压器作为电网输变电线路中的重要设备,其安全稳定运行极为关键。在长时间服役状态下,由变压器铁心损耗引起的局部过热问题不容忽视,严重时可使铁心的绝缘寿命降低、甚至破损<sup>[1,2]</sup>。因此,对大型电力变压器长时间稳态服役特性下铁心的损耗分布特性进行预测具有重要意义,也一直以来都是国际计算电磁学的热点问题<sup>[3]</sup>。

大型电力变压器铁心主要由取向硅钢叠制而成,对变压器的损耗分布特性精确预测的关键在于在有限元分析中构建有效的叠片铁心分析模型及计算高效的损耗计算模型。在工程实际中,硅钢叠片的厚度远小于其长度与宽度,若直接建立真实的叠片结构有限元模型,剖分单元数量成指数级增长,将带来无法承受的计算成本。为此,需要对变压器铁心叠片在有限元分析中进行均匀化处理。目前,对叠片铁心的均匀化方法中,均匀化处理后的铁心磁

导率并不难解决,可根据磁路的并联等效进行计算<sup>[4]</sup>。然而,均匀化处理后叠片铁心的电导率如何进行等效,成为了该问题的一个难点。文献[5,6]忽略了叠片中的涡流效应,认为叠片在均匀化处理后该区域电导率为零,仅考虑磁导率的非线性进行有限元分析,然后通过后处理的方式结合 Bertotti 损耗分离模型得到变压器铁心中损耗的分布特性<sup>[7]</sup>。然而,该方法在求解变压器内部场分布时,并未考虑动态特性对其磁场分布的影响,进而造成了一定误差。为克服上述问题,文献[8-11]在对叠片铁心进行均匀化等效时,提出了各向异性电导率模型,认为叠片厚度方向上电导率远小于其长度与宽度方向,该模型可有效地模拟等效均匀化实体的宏观涡流损耗特性。但是,各向异性电导率模型仅能考虑宏观涡流特性,对于磁畴移动引起的剩余损耗尚无法精确考虑,虽然该方法在无取向硅钢损耗模拟方面可以取得较高的精度<sup>[12]</sup>,在取向硅钢损耗计算中存在较大偏差。进而,在对变压器铁心取向硅钢损耗特性的分析中并不适用。

收稿日期: 2022-05-06

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(52007102)、湖北省自然科学基金资助项目(2020CFB212)

作者简介: 李世峰(1997-),男,山西籍,硕士研究生,研究方向为磁性材料磁性;

陈 龙(1989-),男,河北籍,讲师,博士,研究方向为磁性材料磁性模拟、全局优化设计。

近年来,国内外学者尝试在有限元分析中耦合动态磁滞模型来计算变压器铁心磁滞及损耗特性。如文献[13,14]将动态 J-A 模型与有限元分析结合,分析了考虑涡流损耗、剩余损耗的变压器叠片铁心损耗分布特性。文献[15]基于场分离理论,将 Preisach 模型与 Bertotti 损耗统计理论耦合,以单相变压器为例,计算了其动态磁滞特性。然而,上述方法中,虽然可以得到较为精确的变压器铁心损耗计算结果,但同时考虑动态磁滞特性的有限元分析也极其消耗计算资源,且在计算过程中相对难以收敛,对于简单磁路结构进行二维电磁场分析尚可,难以直接应用于变压器的大型三维有限元计算之中。而事实上,在进行正弦稳态分析过程中,无需变压器每一时刻的损耗分布特性,采用频域有限元分析即可得到满足的精度,进而在正弦稳态服役条件下,无需与动态磁滞模型进行耦合计算即可得到满足精度的结果。

复数磁导率模型作为一种物理意义明确且计算简洁高效的损耗计算方法,在高频变压器损耗分析过程中,常嵌入有限元分析中来得到设备的损耗分布特性。其实部表示为单位体积铁磁体在动态磁化过程中的磁能储存量,虚部可表示单位体积铁磁体在交变磁场中磁化一周的磁能损耗。该方法同时考虑到磁滞损耗、宏观涡流损耗以及反应微观涡流效应的剩余损耗对磁性材料的影响<sup>[16]</sup>,因此可较好地反映  $B$ - $H$  之间的本构关系,同时有效提升损耗计算的准确性<sup>[17,18]</sup>。然而,目前复数磁导率主要应用于高频低磁通密度条件,且考虑非线性的复数磁导率模型尚待进一步研究以满足低频磁饱和和工况的分析。文献[19]结合单片测量仪获得的测量数据,利用复数磁导率模型得到磁化曲线与损耗,并在和测量值的对比中实现了较为一致的结果。文献[20,21]通过在经典损耗的解析推导中使用复数磁导率来描述材料内部的  $B$ - $H$  本构关系,该方法能够较好地解决交变低磁通密度下动态损耗的计算,然而在高磁通密度下由于铁心非线性影响,计算不准确。

针对以上问题,本文基于非线性复数磁导率模型,提出了一种正弦稳态服役条件下叠片铁心损耗分布的快速计算方法:首先,仅利用铁心材料基本磁化曲线和少量磁滞回线,提出了一种非线性复数磁导率模型,并通过爱泼斯坦方圈测量结果对其损耗预测能力进行了验证;其次,为了验证本文所提出模型在变压器铁心损耗预测的有效性,耦合铁心叠片均匀化方法,建立了单相叠片铁心的频域有限元仿

真模型,对变压器铁心中损耗与磁通密度分布进行计算;最后,制作了单相变压器铁心实验模型,搭建单相变压器铁心损耗实验测试平台,对本文所提出的方法有效性进行验证,并与各向异性电导率方法、Bertotti 损耗分离模型进行了对比。结果表明,本文所提非线性复数磁导率模型在保证一定计算精度的同时具有计算速度快、参数辨识过程简单等特点,在变压器长期正弦稳态服役条件下的损耗计算与温升预测中具有一定应用前景。

## 2 基于爱泼斯坦方圈的电工钢片工频磁特性测量

为建立非线性复数磁导率模型,需要确定其实部与虚部,因此对硅钢片在正弦激励下的基本磁化曲线和磁滞回线进行了测量。为此,本文根据 IEC 60404-2 标准建立了基于爱泼斯坦方圈的电工钢片一维磁性能测量系统,该系统主要包括 NI 多功能数据采集系统、电压前置放大器、功率放大器、标准爱泼斯坦方圈等,如图 1 所示。利用上述测量系统,在 50 Hz 频率下测量了 30JQ130 型取向硅钢片磁通密度峰值  $B_p$  为 0.1 ~ 1.9 T 的磁滞回线,结果如图 2 所示。将上述磁滞回线顶点连线,即可得到用于非线性复数磁导率模型实部计算的 30JQ130 硅钢片基本磁化曲线。

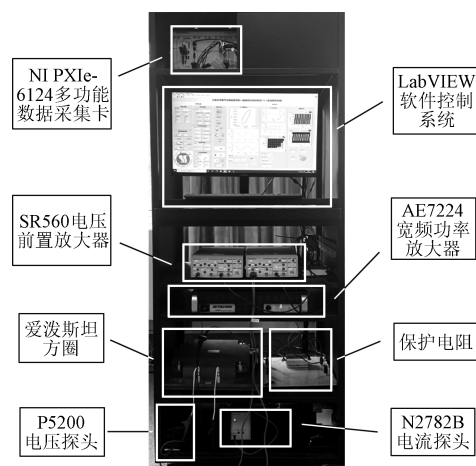


图 1 基于爱泼斯坦方圈的电工钢片磁性能测试系统

Fig.1 Magnetic property testing system of electrical steel sheet based on Epstein Frame

## 3 改进的复数磁导率模型

### 3.1 模型的建立

传统的复数磁导率模型在一个磁化周期内可以表示为<sup>[22,23]</sup>:

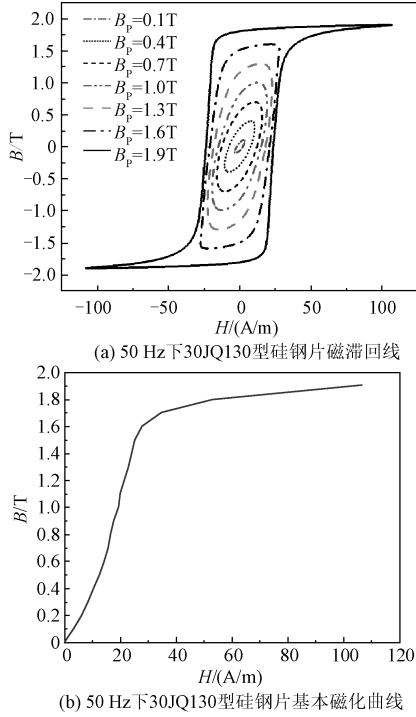


图2 30JQ130型硅钢片磁特性测量结果

Fig.2 Measurement results of magnetic properties of 30JQ130 silicon steel sheet

$$\hat{\mu} = \frac{B}{H} = \frac{B_m}{H_m} e^{-j\varphi} = \mu_m e^{-j\varphi} = \mu' - j\mu'' \quad (1)$$

其中

$$\begin{cases} \mu' = \frac{B_m}{H_m} \cos\varphi = \mu_m \cos\varphi \\ \mu'' = \frac{B_m}{H_m} \sin\varphi = \mu_m \sin\varphi \end{cases} \quad (2)$$

式中,  $\varphi$  为  $B$ 、 $H$  波形之间的相位差, 可通过测量磁滞回线面积、磁通密度峰值  $B_m$  以及磁场强度峰值  $H_m$  并基于式(3)提取。

该方法仅考虑了低磁通密度条件下磁导率的线性特征及磁场强度  $H$  滞后磁通密度  $B$  的相位情况, 难以应用于高磁通密度条件下的损耗计算。在改进的非线性复磁导率模型中, 采用一个复数磁导率椭圆来近似实测得到的磁滞回线, 该椭圆以磁导率  $\mu_{\text{meas}}$  为特征, 其峰值  $H_p$ 、 $B_p$  和代表硅钢片每个回环中功率损耗的磁滞回线面积相对应。该面积如式(3)所示:

$$S = \int_0^T B_{\text{meas}} \frac{dH_{\text{meas}}}{dt} dt = \pi B_m H_m \sin\varphi \quad (3)$$

式中,  $B_{\text{meas}}$  和  $H_{\text{meas}}$  分别为与时间相关测量的  $B$  与  $H$

值,  $T$  为一个周期的持续时间。

若磁场强度正弦变化, 有:

$$H_{\text{meas}}(t) = \text{Re}(H_p e^{j\omega t}) = H_p \cos(\omega t) \quad (4)$$

故其导数变为:

$$\frac{dH_{\text{meas}}(t)}{dt} = -\omega H_p \sin(\omega t) \quad (5)$$

测量值磁通密度为:

$$\begin{aligned} B_{\text{meas}}(t) &= \text{Re}(\hat{\mu}_{\text{meas}} H_p e^{j\omega t}) \\ &= \text{Re}[(\mu'_{\text{meas}} - j\mu''_{\text{meas}}) H_p e^{j\omega t}] \\ &= H_p [\mu'_{\text{meas}} \cos(\omega t) + \mu''_{\text{meas}} \sin(\omega t)] \end{aligned} \quad (6)$$

式中,  $\hat{\mu}_{\text{meas}}$  为通过实验测量值所得的复数磁导率;  $\mu'_{\text{meas}}$  和  $\mu''_{\text{meas}}$  分别为与之对应的实部、虚部。

将式(5)和式(6)代入到式(3)中, 可得到复数磁导率的虚部为:

$$\mu''_{\text{meas}} = -\frac{S}{\pi H_p^2} \quad (7)$$

同时, 考虑到材料中磁场非线性变化,  $\mu'_{\text{meas}}$  为:

$$\mu'_{\text{meas}} = \frac{dB}{dH} \quad (8)$$

进而单片硅钢片的复数磁导率为:

$$\hat{\mu} = \mu'_{\text{meas}} - j\mu''_{\text{meas}} = \frac{dB}{dH} + j \frac{S}{\pi H_p^2} \quad (9)$$

通过本文所提非线性复数磁导率模型, 可计算得到不同磁通密度下的等效磁滞回线。图3给出了50 Hz、0.1 T激励条件下模型计算出的等效磁滞回线, 该等效磁滞回线呈椭圆形状, 用来表征磁通密度与磁场强度的滞后关系。

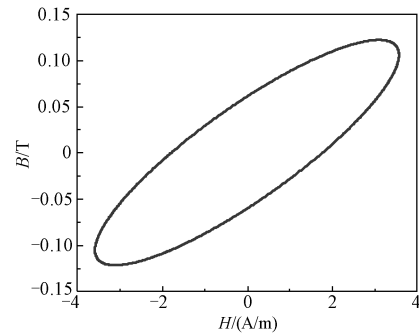


图3 50 Hz激励下复数磁导率所得等效磁滞回线

Fig.3 Equivalent hysteresis loop obtained from complex permeability under 50 Hz excitation

同时由于磁场作用于磁性材料时, 产生的损耗值即为磁滞回线的面积, 故:

$$P_s = \frac{f}{\rho} \int H \frac{dB}{dt} dt \quad (10)$$

式中,  $P_s$  为复数磁导率所得比总损耗;  $f$  为磁化频率;  $\rho$  为硅钢片材料密度。

利用面积等效原理, 通过积分关系则可将式(10)转化为:

$$P_s = \frac{f}{\rho} S_e \quad (11)$$

式中,  $S_e$  为利用复数磁导率模型计算得到的等效磁滞回线面积。

### 3.2 模型的验证

通过式(11)可知, 若利用复数磁导率绘制的等效磁滞回线面积等同于实验测量的磁滞回线面积, 则所提出的复数磁导率模型能够很好地应用于铁心损耗计算。基于第2节提出的爱泼斯坦方圈测量系统, 将30JQ130型硅钢片部分工况下测量的磁滞回线, 分别与采用复数磁导率模型计算所得的等效磁滞回线进行对比。

图4对50 Hz不同磁通密度下实验测量与复数磁导率所得磁滞回线进行了对比。可以看出, 本文所提改进非线性复数磁导率模型在低磁通密度下可较为精确地模拟磁滞回线的轨迹, 而在高磁通密度下由于复数磁导率仅能表示磁通密度与磁场强度的椭圆滞后关系, 出现了一定偏差。图5给出了改进复数磁导率模型所计算的损耗与实验测量结果的对比。可见, 虽然本文所提模型在磁滞回线轨迹的模拟上出现了偏差, 但由于在虚部计算时基于面积等效原理, 该模型在损耗计算上具有较高的精度。在频域有限元计算中, 考虑实部的非线性特征进行计算, 即可获得变压器在正弦激励变化下较精确的磁场分布特征, 同时考虑复数磁导率, 即可获得精确的损耗计算结果。

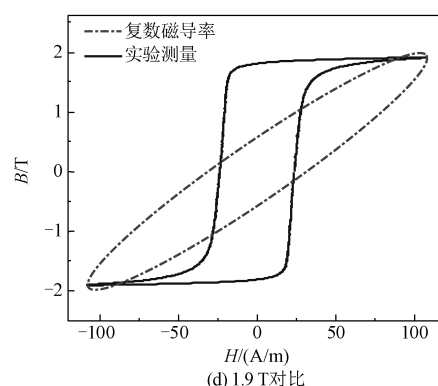
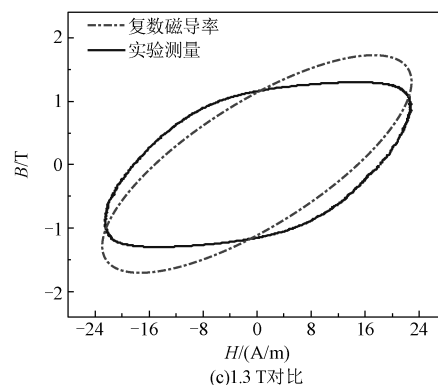
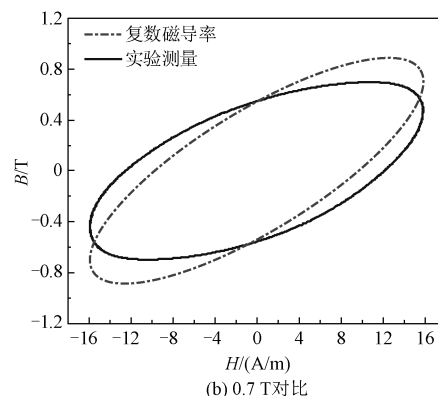
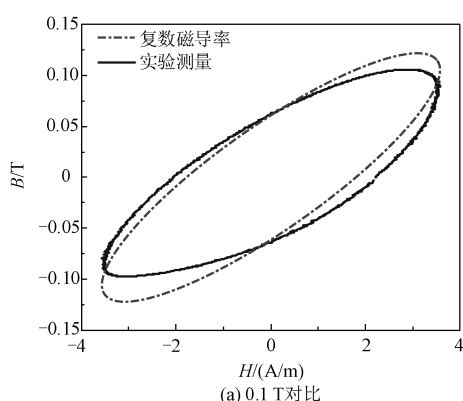


图4 不同磁通密度下实验测量与复数磁导率所得磁滞回线对比

Fig.4 Comparison of hysteresis loops obtained from experimental measurement and complex permeability under different magnetic flux densities

## 4 基于非线性复数磁导率模型的变压器叠片铁心损耗计算

### 4.1 叠片铁心模型及其参数

为了将所提出模型应用于实际的变压器铁心损耗计算当中, 本文构建了一台单相变压器三维有限元模型, 铁心模型参数及搭接形式如图6与表1所示。采用30JQ130取向硅钢45°全斜搭接。变压器一次侧绕组为励磁线圈, 二次侧绕组为测量线圈。



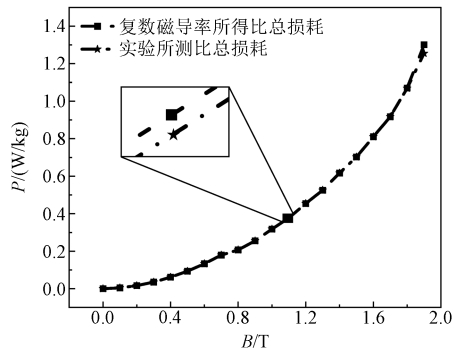


图5 实验测量与模型计算所得比总损耗  $P$  对比  
Fig.5 Comparison of specific total loss  $P$  between experimental measurement and model calculation

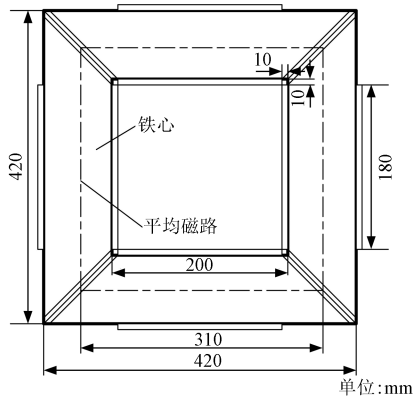


图6 叠片铁心模型

Fig.6 Laminated core model

表1 铁心模型参数

Tab.1 Core model parameters

参数	数值
硅钢片型号	30JQ130
硅钢片电导率/( $\text{S} \cdot \text{m}^{-1}$ )	$2.22 \times 10^6$
硅钢片密度/( $\text{kg} \cdot \text{m}^{-3}$ )	$7.65 \times 10^3$
铁心截面积/ $\text{mm}^2$	$2.83 \times 10^3$
励磁线圈匝数	312
测量线圈匝数	312

#### 4.2 耦合非线性复数磁导率模型的叠片铁心均匀化方法

直接利用有限元方法对实际叠片铁心进行三维建模分析将带来网格剖分过细、计算时长过高,以及方程变量过多导致计算机内存溢出等问题,不利于工程应用。因此,需基于铁心均匀化方法研究将实心铁心替代叠片铁心后的复数磁导率等效方法。在计算过程中,采用均匀实体铁心模型代替原有叠片,等效后铁心电导率设为零,宏观涡流损耗与剩余损耗部分由复数磁导率模型的虚部体现。通过计算得到每个单元的磁场分布,从而利用有限元积分得到

铁心的总损耗。

如图7所示,变压器铁心可被认为由整体铁心厚度为  $2bn+\Delta$  的叠片组成。仅考虑轧制方向,从一维角度分析,堆叠因子可以定义为:

$$k = \frac{2bn}{2bn + \Delta} \quad (12)$$

式中,  $b$  为单片叠片的厚度;  $n$  为叠片的个数;  $\Delta$  为堆叠余量。

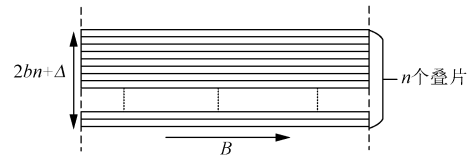


图7 变压器叠片铁心的均匀化建模

Fig.7 Homogenized modeling of transformer laminated core

结合式(9)与式(12),铁心的纵向有效复数磁导率  $\hat{\mu}_e^*$  由下式给出:

$$\hat{\mu}_e^* = k(\hat{\mu}_e - 1) + 1 \approx k\hat{\mu}_e \quad (13)$$

式中,  $\hat{\mu}_e$  为单片硅钢片的复数磁导率。由式(9)、式(13)可将变压器叠片铁心等效为实心铁心建模后轧制方向的有效复数相对磁导率  $\hat{\mu}_s$  近似为:

$$\hat{\mu}_s \approx \frac{k\hat{\mu}}{\mu_0} \approx \frac{k}{\mu_0} \frac{dB}{dH} + j \frac{k}{\mu_0} \frac{S}{\pi H_p^2} \quad (14)$$

式中,  $\mu_0$  为真空磁导率。在计算叠片铁心均匀化模型时,磁场分布计算考虑了复数磁导率模型的实部,计算铁心总损耗时利用式(15)代替原有各向异性电导率计算得到损耗:

$$W = \rho \sum_{e=1}^{N_e} W_h^e B_m^e V^e \quad (15)$$

式中,  $N_e$  为总单元数;  $W_h^e$  为每个单元的损耗;  $B_m^e$  为每个单元磁通密度的幅值;  $V^e$  为单元的体积。

#### 4.3 变压器叠片铁心模型三维有限元计算案例

为验证上述方法的有效性,本文以一台单相变压器叠片铁心模型为例,本文耦合非线性复数磁导率模型与叠片铁心均匀化方法,对其进行了三维电磁场有限元分析,其中磁场的控制方程为:

$$\nabla \times \hat{\nu} \nabla \times \dot{\mathbf{A}} = \dot{\mathbf{J}} \quad (16)$$

式中,  $\hat{\nu}$  为所提模型中非线性复数磁阻率;  $\dot{\mathbf{A}}$  为矢量磁位;  $\dot{\mathbf{J}}$  为电流密度。

模型三维网格剖分如图8所示,其整体网格单元包含 93 239 个域单元、10 872 个边界单元和1 776 个边单元,大大缩减了对计算机的性能需求。计算

机 CPU 主频 2.9 GHz 条件下,完成一次电磁场有限元分析,占用内存 4.2 GB,耗时 245 s。磁通密度分布仿真结果如图 9 所示,铁心柱的磁通分布较均匀,且靠近拐角处与接缝处越近,磁通分布越不均匀,一般表现是靠边缘角的磁通密度逐渐降低。由于磁通在拐角处集中转向,增加了磁通与硅钢片轧向垂直的机会,因此该部分引起了较大的局部单位铁损,铁心比总损耗分布如图 10 所示。

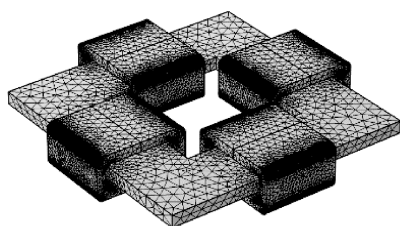
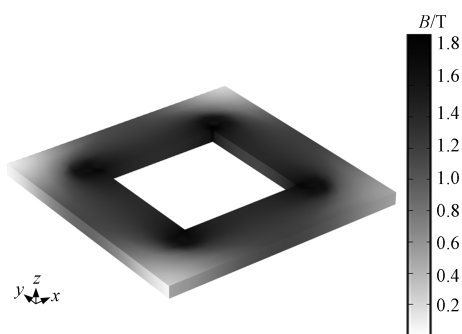
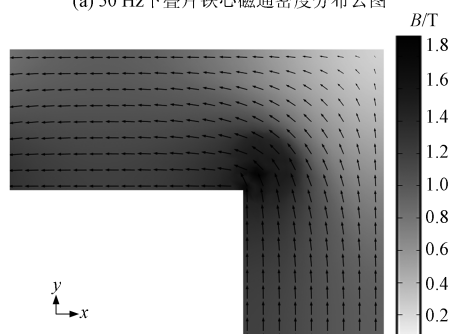


图 8 单相变压器叠片铁心模型三维网格剖分图  
Fig.8 Three dimensional mesh division of laminated core model of single-phase transformer



(a) 50 Hz下叠片铁心磁通密度分布云图



(b) 50 Hz下叠片铁心磁通密度矢量局部放大图

图 9 单相变压器叠片铁心磁通密度分布

Fig.9 Magnetic flux density distribution of laminated core of single-phase transformer

## 5 结果与讨论

### 5.1 铁心损耗测试系统

为了验证叠片铁心的仿真结果,本文采用 30JQ130 型取向电工钢片制作了如图 11(a)所示的

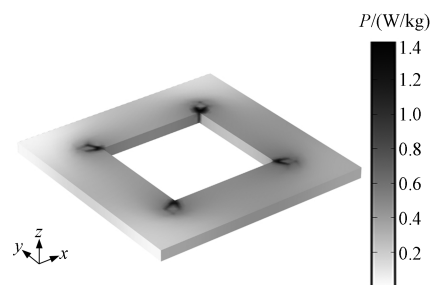
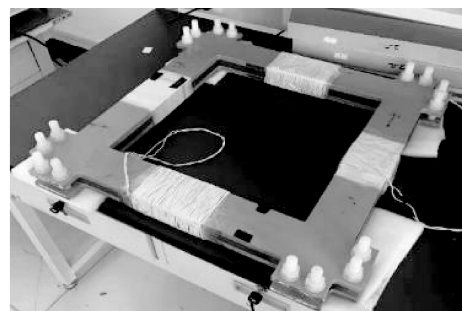


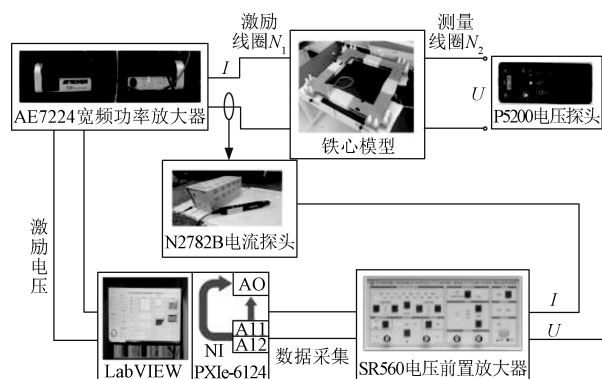
图 10 50 Hz下叠片铁心比总损耗分布图

Fig.10 Distribution of specific total loss of laminated core at 50 Hz

单相变压器铁心。同时,搭建了由 NI PXIe-6124 平台、AE7224 宽频功率放大器、电流探头 N2782B、电压探头 P5200 以及 SR560 电压前置放大器组成的变压器空载损耗测试系统,实验电路如图 11(b)所示。通过对变压器叠片铁心在不同磁通密度下进行空载实验,刨除掉一次侧绕组铜耗后,进而可得到不同磁通密度下铁心总损耗。



(a) 单相变压器叠片铁心



(b) 空载损耗测量实验电路

图 11 叠片铁心模型空载损耗测试系统

Fig.11 No-load loss test system for laminated core model

### 5.2 模型的对比较证

为说明本文所提非线性复数磁导率在与有限元方法结合时的优势,本文同时应用 Bertotti 损耗分离模型<sup>[24]</sup>以及各向异性电导率模型<sup>[25]</sup>对 4.3 节中的叠片铁心模型计算案例进行了分析。因仅分析正弦

稳态条件,三种方法均采用频域有限元进行分析。在对叠片进行等效时,由于实心铁心与实际叠片铁心结构涡流路径并不相同,Bertotti 损耗分离模型实际将铁心电导率设置为零,采用后处理方式进行磁滞损耗、涡流损耗、剩余损耗的计算。对于各向异性电导率模型,认为铁心电导率在厚度方向远小于其长度与宽度方向,按式(17)设置铁心区域内电导率:

$$\sigma = \begin{bmatrix} \sigma_x & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_y & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F\sigma_T & 0 & 0 \\ 0 & F\sigma_T & 0 \\ 0 & 0 & (\frac{d}{D})^2 \frac{1}{F}\sigma_T \end{bmatrix} \quad (17)$$

式中, $\sigma_x$ 、 $\sigma_y$  和  $\sigma_z$  分别为均质化模型沿轧制方向  $x$ 、切向方向  $y$  和叠压方向  $z$  的电导率; $\sigma_T$  为材料的电导率; $d$  为单片叠片的厚度; $D$  为叠片宽度; $F$  为铁心的叠压系数。

三种方法计算结果如图 12 及表 2 所示,其中  $P_{\text{tot}}$  为总损耗,由于各向异性电导率模型在计算过程中仅能考虑宏观涡流损耗,相较于损耗分离模型与复数磁导率模型具有较大误差。Bertotti 损耗分离模型在低磁通密度条件下与复数磁导率模型具有相近的计算精度。而在高磁通密度下,动态磁场对铁心磁通密度分布影响较大,若直接采用后处理方法应用损耗分离模型进行计算,与实验结果具有一定误差。同时,损耗分离模型中剩余损耗统计学参数在应用于计算之前需要进行多组不同频率与磁通密度的测量数据来辨识,增加了模型的应用难度。本文所提非线性复数磁导率模型具有参数辨识过程简单、计算精度较高等特点,在变压器长期正弦稳态服役条件下的损耗计算与温升预测中具有一定应用前景。

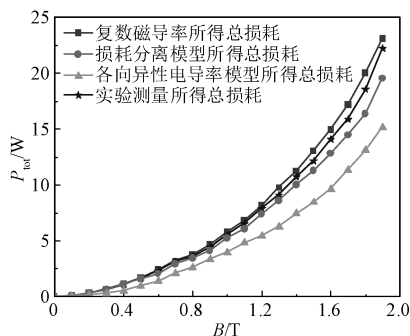


图 12 不同模型铁心损耗计算值与实验测量值对比

Fig.12 Comparison between calculated and measured core losses of different models

表 2 部分磁通密度下三种模型铁心损耗相对误差

Tab.2 Relative error of core loss of three models under partial magnetic density

磁通密度/T	相对误差(%)		
	电导率模型	复磁导率模型	损耗分离模型
0.2	55.88	2.01	1.88
0.6	40.75	3.91	9.62
1.0	24.52	5.56	7.53
1.4	32.72	4.75	6.26

## 6 结论

通过提出一种非线性复数磁导率模型,并将其应用于叠片铁心损耗计算中,对铁磁材料的损耗特性进行实验验证。重点工作总结如下:

(1) 基于磁滞回线面积等效原理,仅利用铁心材料基本磁化曲线和少量磁滞回线,提出了一种非线性复数磁导率模型,并通过爱泼斯坦方圈测量结果对其损耗预测能力进行了验证。计算的比总损耗与实验数据基本一致,证明了模型的准确性。

(2) 为实现叠片铁心模型的高效计算,将非线性复数磁导率模型耦合铁心叠片均匀化方法,对变压器铁心中损耗与磁通密度分布进行计算分析。实现了叠片铁心有限元仿真模型的合理简化,有效降低了计算成本。

(3) 制作了单相变压器叠片铁心实验模型,搭建单相变压器铁心损耗实验测试平台,对本文所提出的方法有效性进行验证,并与各向异性电导率方法、Bertotti 损耗分离模型进行了对比。结果表明,本文所提非线性复数磁导率模型具有参数辨识过程简单、计算精度较高等特点,在变压器长期正弦稳态服役条件下的损耗计算与温升预测中具有一定应用前景。

## 参考文献 (References):

- [1] 刘福贵, 赵琳, 蒋嘉诚. 正弦与非正弦激励下高频变压器磁心损耗计算与验证 [J]. 电工电能新技术, 2021, 40 (2): 25-32.  
Liu Fugui, Zhao Lin, Jiang Jiacheng. Calculation and verification of core loss of high frequency transformer under sinusoidal and non-sinusoidal excitation [J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2021, 40 (2): 25-32.

- [2] 王昊天, 李军浩, 宋颜峰, 等. 换流变压器基波及谐波作用下损耗分布与特性的研究 [J]. 电工电能新技术, 2021, 40 (10): 10-17.  
Wang Haotian, Li Junhao, Song Yanfeng, et al. Study on loss distribution and characteristics under fundamental wave and harmonics of converter transformer [J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2021, 40 (10): 10-17.
- [3] 孟大伟, 肖利军, 徐永明, 等. 多频情况下存在绝缘故障的叠片铁心的涡流及涡流损耗的分析 [J]. 电工技术学报, 2015, 30 (6): 92-98.  
Meng Dawei, Xiao Lijun, Xu Yongming, et al. Analysis of eddy current and associated losses insulated faults involved in laminated iron core under various frequencies [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30 (6): 92-98.
- [4] 赵志刚, 刘佳, 郭莹, 等. 基于  $P21^C$ -M1 模型交直流混合激励下杂散损耗的研究 [J]. 电工电能新技术, 2018, 37 (9): 10-16.  
Zhao Zhigang, Liu Jia, Guo Ying, et al. Research of stray loss problem based on  $P21^C$ -M1 model under AC-DC hybrid excitation [J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2018, 37 (9): 10-16.
- [5] 赵志刚, 赵新丽, 程志光, 等. HVDC 中电力变压器直流偏磁屏蔽效应研究 [J]. 电工技术学报, 2014, 29 (7): 45-52.  
Zhao Zhigang, Zhao Xinli, Cheng Zhiguang, et al. Research on the shielding effects of power transformer under DC-biased condition in HVDC [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29 (7): 45-52.
- [6] 赵志刚, 程志光, 刘福贵, 等. 基于漏磁补偿的变压器结构件损耗与磁通分布研究 [J]. 高电压技术, 2014, 40 (6): 1666-1674.  
Zhao Zhigang, Cheng Zhiguang, Liu Fugui, et al. Research of structure loss and flux distribution of transformer based on leakage flux compensator [J]. High Voltage Engineering, 2014, 40 (6): 1666-1674.
- [7] 赵志刚, 徐曼, 胡鑫剑, 等. 基于改进损耗分离模型的铁磁材料损耗特性研究 [J]. 电工技术学报, 2021, 36 (13): 2782-2790.  
Zhao Zhigang, Xu Man, Hu Xinjian, et al. Research on magnetic losses characteristics of ferromagnetic materials based on improvement loss separation model [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36 (13): 2782-2790.
- [8] 王坚, 林鹤云, 房淑华, 等. 利用等效电导率进行叠片铁心涡流场分析的有效性和精确性 [J]. 中国电机工程学报, 2012, 32 (27): 162-168, 197.  
Wang Jian, Lin Heyun, Fang Shuhua, et al. Validity and accuracy of eddy current field analysis of laminations by introducing equivalent conductivities [J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32 (27): 162-168, 197.
- [9] Kaimori H, Kameari A, Fujiwara K. FEM computation of magnetic field and iron loss in laminated iron core using homogenization method [J]. Journal of Biotechnology, 2007, 43 (4): 1405-1408.
- [10] Wang J, Lin H Y, Huang Y K, et al. A new formulation of anisotropic equivalent conductivity in laminations [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2011, 47 (5): 1378-1381.
- [11] Wang J, Lin H Y, Huang Y K, et al. Numerical analysis of 3D eddy current fields in laminated media under various frequencies [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2012, 48 (2): 267-270.
- [12] Hollaus K, Biro O. A FEM formulation to treat 3D eddy currents in laminations [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2000, 36 (4): 1289-1292.
- [13] Li Y, Zhu J G, Li Y J, et al. Modeling dynamic magnetostriction of amorphous core materials based on Jiles-Atherton theory for finite element simulations [J]. Journal of Magnetism and Magnetic Materials, 2021, 529: 167854.
- [14] Li Y, Zhu J G, Zhu L H, et al. A dynamic magnetostriction model of grain-oriented sheet steels based on becker-doring crystal magnetization model and Jiles-Atherton theory of magnetic hysteresis [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2020, 56 (3): 7511405.
- [15] 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.
- [16] 姜寿亭, 李卫. 凝聚态磁性物理 [M]. 北京: 科学出版社, 2003.  
Jiang Shouting, Li Wei. Condensed matter magnetic physics [M]. Beijing: Science Press, 2003.
- [17] Giorgio Bertotti. Hysteresis in magnetism [M]. New York: Academic Press, 1998.
- [18] Ribbenfjard D, Engdahl G. Novel method for modelling of dynamic hysteresis [J]. Journal of Biotechnology, 2008, 44 (6): 854-857.
- [19] Tavakoli H, Bormann D, Ribbenfjard D, et al. Comparison of a simple and a detailed model of magnetic hysteresis with measurements on electrical steel [J]. Compel-The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering, 2009, 28 (3): 700-710.
- [20] Zhao H Y, Ragusa C, Barrière O D L, et al. Magnetic loss versus frequency in non-oriented steel sheets and its



- prediction; Minor loops, PWM, and the limits of the analytical approach [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2017, 53 (11): 2003804.
- [21] Zhao H Y, Ragusa C, Appino C, et al. Energy losses in soft magnetic materials under symmetric and asymmetric induction waveforms [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34 (3): 2655-2665.
- [22] Abeywickrama K, Daszczyński T, Serdyuk Y, et al. Determination of complex permeability of silicon steel for use in high-frequency modeling of power transformers [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2008, 44 (4): 438-444.
- [23] Hollaus K, Biro O. Derivation of a complex permeability from the Preisach model [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2002, 38 (2): 905-908.
- [24] 刘任, 李琳. 基于损耗分离理论的非正弦激励磁心损耗计算方法研究 [J]. 电工电能新技术, 2018, 37 (9): 1-9.
- Liu Ren, Li Lin. Research on calculation methods for core losses under nonsinusoidal excitation based on loss separation theory [J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2018, 37 (9): 1-9.
- [25] 张长庚, 王家俊, 李永建, 等. 特高压换流阀阳极饱和电抗器动态铁芯损耗模拟 [J]. 高电压技术, 2021, 47 (6): 2158-2168.
- Zhang Changgeng, Wang Jiajun, Li Yongjian, et al. Dynamic core loss simulation of the anode saturable reactor of UHVDC converter valves [J]. High Voltage Engineering, 2021, 47 (6): 2158-2168.

## Calculation of laminated core loss based on nonlinear complex permeability model

LI Shifeng<sup>1</sup>, CHEN Long<sup>2</sup>, ZHANG Zeyu<sup>1</sup>, ZOU Zhen<sup>2</sup>, BEN Tong<sup>2</sup>

(1. College of Electrical Engineering and New Energy, China Three Gorges University, Yichang 443002, China;

2. Hubei Provincial Engineering Technology Research Center for Power Transmission Line  
(China Three Gorges University), Yichang 443002, China)

**Abstract:** In order to realize the fast calculation of power transformer loss distribution in frequency domain, a fast calculation method of laminated core loss distribution under sinusoidal steady-state service condition based on the nonlinear complex permeability model is proposed in this paper. Firstly, based on the area equivalent principle of the hysteresis loop, the real part and the imaginary part of the complex permeability are obtained by considering the nonlinear characteristics of the basic magnetization curve. Secondly, in order to verify the effectiveness of the proposed model for the prediction of transformer core loss, a frequency domain finite element simulation model of single-phase laminated core is established by coupling the core lamination homogenization method to calculate the loss and magnetic density distribution in the transformer core. Finally, the single-phase transformer core experiment model is made, and the single-phase transformer core loss experiment platform is built to verify the effectiveness of the method proposed in this paper. The results show that the transformer core loss calculation method based on nonlinear complex permeability lamination equivalence has the characteristics of simple parameter identification process and high calculation accuracy. It has a certain application prospect in the loss calculation and temperature rise prediction of transformer under long-term sinusoidal steady-state service.

**Key words:** complex permeability; power transformer; laminated core; core loss