DOI:10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.210804

谐波及直流偏磁下变压器叠片式磁屏蔽杂散损耗模拟与验证

张长庚[1] 田亚坤[1] 李永建[1] 利雅婷[1] 杜振斌[2] 程志光[2] 杨庆新[1]

（1. 省部共建电工装备可靠性与智能化国家重点实验室（河北工业大学） 天津 300130
2. 保变电气输变电技术研究院 保定 071056）

摘要 为研究电力变压器叠片式磁屏蔽在谐波和直流偏磁条件下的杂散损耗，对 TEAM P21 基准族（V.2009）进行拓展改进，增加激励线圈匝数，增大导线截面积和磁屏蔽叠片的尺寸。搭建变压器杂散损耗测量平台，提出并实现了谐波及直流偏磁下杂散损耗的测量方法。测量得到取向硅钢片在谐波和直流偏磁下的磁性能数据，完成了复杂激励条件下杂散场和损耗的多工况三维瞬态有限元计算。通过杂散场和损耗的仿真与实验结果的对比，验证了测量方法及仿真计算的有效性。结合仿真及实验结果，分析了谐波和直流偏磁下杂散损耗的分布及其影响，所得结果及结论有助于变压器磁屏蔽的优化设计和提高电磁设备的可靠性。

关键词：TEAM P21 基准族 磁屏蔽 杂散损耗 谐波激励 直流偏磁

中图分类号：TM15

Modeling and Validation of Stray-Field Loss in Laminated Magnetic Shield of Transformer under Harmonics and DC Bias

Zhang Changgeng[1] *Tian Yakun*[1] *Li Yongjian*[1] *Li Yating*[1] *Du Zhenbin*[2]
Cheng Zhiguang[2] *Yang Qingxin*[1]

（1. State Key Laboratory of Reliability and Intelligence of Electrical Equipment Hebei University of Technology Tianjin 300130 China
2. Institute of Power Transmission and Transformation Technology Baobian Electric Baoding 071056 China）

Abstract In order to study the stray-field loss in laminated magnetic shield of transformer under harmonics and DC bias, an improved model was proposed based on TEAM P21(Testing Electromagnetic Analysis Methods Problem 21) family (V.2009). The turn number, the cross section of exciting coil, and the size of magnetic shield sheets were increased. A measuring system of stray-field loss in laminated magnetic shield of transformer was designed. The corresponding measuring method of stray-field loss under harmonics and DC bias was proposed. Magnetic properties of GO silicon steel sheet were measured under complex excitations of harmonics and DC bias, which are essential to numerical modeling and simulation correctly. The calculated and measured stray flux density and stray-field loss in laminated magnetic shield were practically in good agreement, which verified the effectiveness of the numerical simulation. The distribution of stray-field loss was discussed and the results would be beneficial to the design of magnetic shield of transformer and improve the reliability of electromagnetic apparatus.

Keywords: TEAM P21 family, magnetic shield, stray-field loss, harmonics excitation, DC bias

国家自然科学基金（51807048，51777055）、国家自然科学基金重大研究计划重点支持项目（92066206）和河北省创新群体项目（E2020202142）资助。

收稿日期 2021-04-14 改稿日期 2021-05-14

(C)1994-2022 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

0 引言

在应对大容量和远距离输电需求方面，高压直流输电具有明显优势。作为高压直流输电的核心装备之一，换流变压器起到连接交流电路和直流电路的重要作用[1]。换流变压器在实际运行时，绕组励磁电流中通常会包含谐波分量和直流分量[2-4]。由于谐波分量产生谐波漏磁场，会使得结构件中的杂散损耗也相应得到增加，更容易出现局部过热问题[5]。直流偏磁会导致换流变压器的励磁电流畸变，引起铁心振动以及噪声加剧等问题[6-9]。因此，研究换流变压器在含有谐波和直流偏磁下的杂散损耗具有重要意义。

为了更加深入地研究大型电力变压器的杂散损耗问题，程志光博士提出了 TEAM P21（Testing Electromagnetic Analysis Methods Problem 21）基准模型[10]。在基准模型随着新的工程问题出现而不断发展的同时[11]，许多学者也在基准模型的基础之上做了大量非标准激励下的研究。文献[12]提出一种能够考虑线圈涡流损耗变化的杂散损耗确定方法。文献[13]提出一种波形补偿方法来消除谐波对磁特性测量和损耗计算的影响。文献[14]分析对比了三种损耗模型的拟合精度，将改进后 Bertotti 损耗模型结合有限元软件来计算谐波激励下的铁心损耗。文献[15]基于结构件的磁场分布，修正了杂散损耗的计算方法。文献[16]通过建立单片硅钢叠片模型与大规模的数值计算分析，研究了进入硅钢叠片内的漏磁通和附加损耗。文献[17]对变压器整机模型进行了仿真计算，分析了屏蔽对变压器杂散损耗、损耗密度以及漏磁场的影响。文献[18]对比分析了不同材料在不同直流偏磁作用下的损耗和磁通分布情况。文献[19]和文献[20]考虑磁性材料实际工作条件，提出了更加快速和准确的复杂环境下磁特性模拟方法。文献[21]基于硅钢片厚度方向的一维有限元分析，考虑硅钢片的磁滞特性和趋肤效应，提出了一种在直流偏磁条件下利用涡流损耗修正系数估计剩余损耗的方法，从而得到了直流偏磁下的铁心损耗。但是目前的研究多是单独考虑谐波或直流偏磁的影响，缺少对两者共同作用时变压器漏磁场和杂散损耗的研究。

本文对 TEAM P21^{d}-M（V.2009）基准模型进行改进，针对国际电磁场计算学会（International Compumag Society, ICS）批准的 TEAM P21^{e}（V.2021）基准模型问题[22]进行了实验和模拟计算。首先搭建能够同时加载谐波和直流偏磁激励的实验平台；其次测量得到了型号为 B27R090 的取向钢在不同谐波和直流偏磁等各种非正弦激励下的磁性能数据；最后基于测量得到的磁性能与损耗数据，进行三维仿真计算。对比实验和计算得到的漏磁场和杂散损耗结果，验证了计算方法的有效性，对电力变压器磁屏蔽的优化设计具有一定的参考意义。

1 改进模型与实验平台

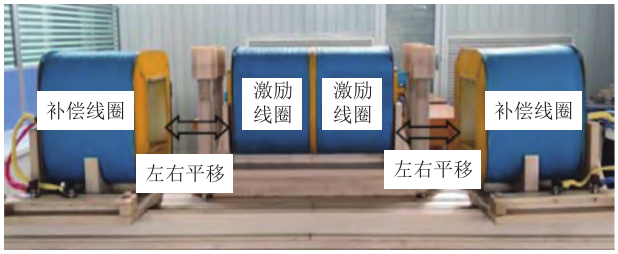
为便于直接研究变压器漏磁场对磁屏蔽损耗的影响，移除基准模型 P21^{c}-M 中被屏蔽的钢板，激励线圈和屏蔽板构成了 P21^{d}-M 模型，但是该模型中的屏蔽板尺寸与线圈接近，不能很好地模拟实际电力变压器中屏蔽构件对漏磁场的屏蔽作用。此外，原模型中的激励为工频正弦电流，并未考虑电力变压器在实际运行中所受到的谐波和直流偏磁影响。因此，本文对 TEAM P21 基准族模型中的磁屏蔽模型 P21^{d}-M 进行升级处理，对导线、线圈匝数、导线截面积和屏蔽板尺寸进行了调整，具体参数见表 1。

表 1 改进模型参数

Tab.1 Parameters of the improved model

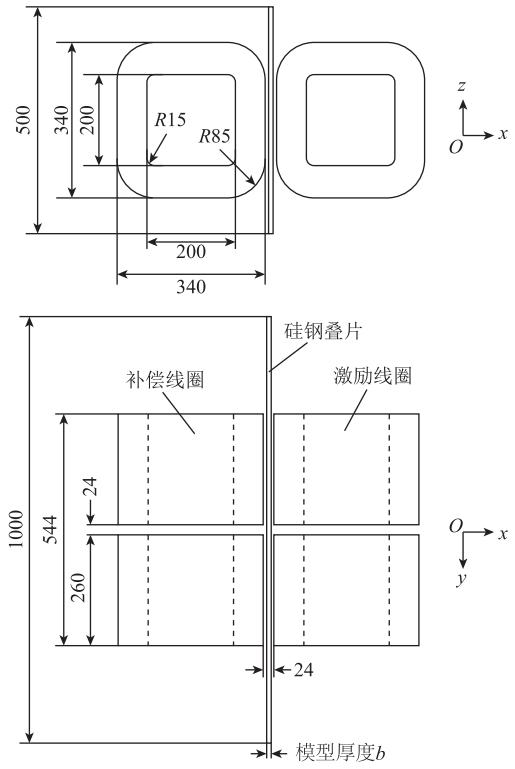
参 数	数 值
线圈匝数/匝	400
导线截面尺寸/（mm×mm）	9.0×3.0
导线有效截面积/mm^2	26.45
叠片数量/片	24
单片尺寸（长×宽×高）/（mm×mm×mm）	1 000×500×0.27

图 1a 和图 1b 分别为改进的 TEAM P21 基准模型及其尺寸参数。模型包括两个激励线圈、两个补偿线圈和硅钢叠片，其中四个线圈的参数相同，硅钢叠片由 24 片单片叠制而成。通过两个补偿线圈在导轨上左右平移，构成空载和负载两种工作模式以便测量杂散损耗。通过二维仿真验证，改进后模型的屏蔽板与原模型相比对杂散场有更好的屏蔽作用，因此也更加符合磁屏蔽在电力变压器中的实际工程应用。



（a）改进模型

(C)1994-2022 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net



（b）模型尺寸参数

图 1　TEAM P21 改进模型及尺寸参数

Fig.1　The improved TEAM P21 model and its parameters

图 2 为交直流混合激励系统实验测量平台，主要包括：信号发生器（NF）、功率放大器（4520A、4521A, NF）、功率分析仪（WT3000E YOKOGAWA）、谐波电源、直流电源和改进模型。图 3 为测量系统



图 2　杂散损耗测量平台

Fig.2　Measuring system of stray-field loss

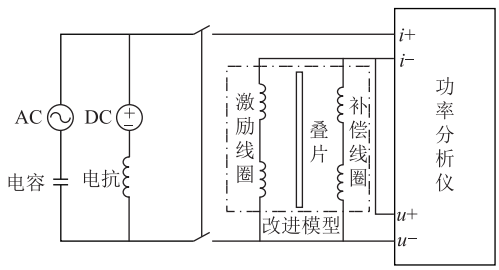


图 3　实验原理图

Fig.3　Schematic of experimental circuit

电路，实验时采用电压激励的方式，由信号发生器产生特定的激励信号，经功率放大器放大处理之后，为两个激励线圈提供反向的激励，增加垂直进入硅钢叠片的漏磁场。

本文共采用五种激励方式，分别是正弦、基波叠加 3 次谐波、基波叠加 3、5、7 次谐波以及基波叠加 3 次谐波与直流激励，其中直流加载方式又分为与交流在同一侧激励（交直流激励都加在激励线圈上，不使用补偿线圈）和两侧激励（交流激励加在激励线圈，直流激励加在补偿线圈上），见表 2。

表 2　交直流混合激励方式

Tab.2　Harmonic-DC hybrid excitations

工况	激励形式	
Ⅰ	$U_1\sin(\omega t)$	电流有效值为 10A
Ⅱ	$U_1\sin(\omega t)+U_3\sin(3\omega t)$	
Ⅲ	$U_1\sin(\omega t)+U_3\sin(3\omega t)+U_5\sin(5\omega t)+U_7\sin(7\omega t)$	
Ⅳ	$U_1\sin(\omega t)+U_3\sin(3\omega t)$（含直流分量）	交流电流有效值为 7A，直流 5A，交直流同侧激励
Ⅴ	$U_1\sin(\omega t)+U_3\sin(3\omega t)$（含直流分量）	交流电流有效值为 7A，直流 5A，交直流两侧激励

表 2 中，U_1 为基波电压幅值，频率为 50Hz，各次谐波含量为 U_1 的 30%，各次谐波相位为 0°。

2　谐波及直流偏磁下磁性能测量

2.1　磁性能测量系统

电磁计算的准确性不仅依赖电磁仿真的算法，还取决于材料磁性能的准确表征[23]，标准条件下测量得到的材料磁性能并不适用于非标准的复杂工况，因此测量非标准情况下的磁特性是必要的。本文采用单片测量仪（Single Sheet Tester, SST, 500mm×500mm）对型号为 B27R090 的硅钢片进行上述五种激励条件下的磁性能测量。图 4 所示为磁性能测量系统，包括单片测量仪、电源和计算机（PC）。

使用测量系统对应的软件将特定波形信号输入到电源，经过功率放大器放大之后对一次线圈施加相应的激励。根据安培环路定律可得磁场强度 H 的表达式为

(C)1994-2022 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net



图 4 磁性能测量系统

Fig.4 Magnetic measuring system

$$H(t)=\frac{N_1\left(i_{dc}+i_{ac}(t)\right)}{l_m} \tag{1}$$

式中，N_1 为一次线圈匝数；l_m 为等效磁路长度；i_{dc} 为直流励磁电流，可以在一次线圈中直接加入，从而得到直流磁场 H_{dc}；$i_{ac}(t)$为交流励磁电流，需要在一次线圈端口施加含有谐波的交流电压 $u(t)$，表达式为

$$u(t)=U_{1m}\sin(2\pi ft)+U_{km}\sin(2k\pi ft+\theta_k) \tag{2}$$

式中，U_{1m} 为基波电压幅值；U_{km} 为 k 次谐波电压幅值；f 为基波频率，本文中均为 50Hz；θ_k 为 k 次谐波与基波之间的相位差。本文中谐波含量 η 表达式定义为

$$\eta=\frac{B_{km}}{B_{1m}} \tag{3}$$

式中，B_{km} 为第 k 次谐波磁通密度幅值；B_{1m} 为基波磁通密度幅值。

根据电磁感应定律，对二次电压进行积分可得到磁通密度 B 的表达式为

$$B(t)=\frac{1}{N_2S}\int_0^t u_2(t)\mathrm{d}t \tag{4}$$

式中，N_2 为二次线圈匝数；$u_2(t)$为二次侧感应电压；S 为样品截面积。实验中所用磁测量系统的主要参数见表 3。

表 3 磁测量系统主要参数

Tab.3 Parameters of the magnetic measuring system

主要参数	数值
B/T	0.001~2
H/(A/m)	1~10 000
匝数比	197:199
等效磁路/m	0.45

2.2 磁性能测量结果分析

图 5 所示为正弦、基波叠加 3 次谐波和基波叠加 3 次谐波及直流磁场 H_{dc}=25A/m 分别在交流磁通密度幅值 B_m=1.6T 时的磁滞回线，其中谐波含量 η=10%。由测量结果可知，谐波的引入使得磁滞回线出现畸变，而直流偏磁使其进一步畸变为不再以原点为中心旋转对称的形状。

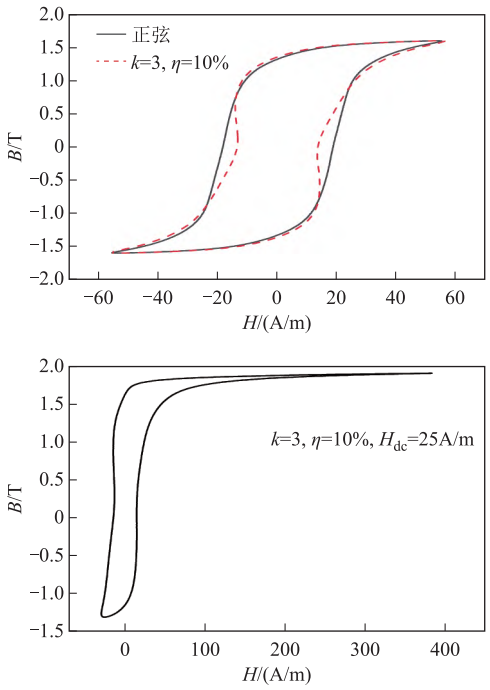


图 5 不同激励下 B_m=1.6T 的磁滞回线

Fig.5 Hysteresis loops under different excitations with B_m=1.6T

图 6 所示为基波叠加不同阶次谐波在 H_{dc} = 50A/m 时的损耗曲线。相同磁通密度时的损耗随谐波次数的增加而增大，损耗曲线的增长速率也更大。图 7 为基波叠加 3、5、7 次谐波在不同直流偏磁激励下的损耗曲线。在直流磁场强度 H_{dc} 从 0A/m 增加到 100A/m 的过程中，损耗也不断增大，但随着

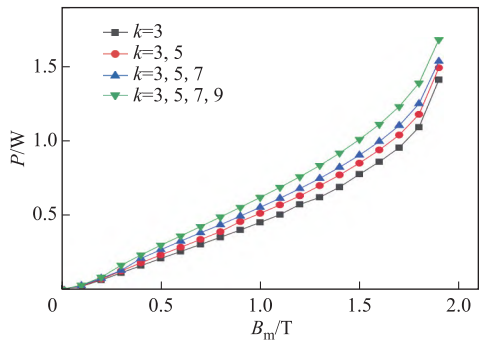


图 6 H_{dc}=50A/m 时基波叠加不同阶次谐波的损耗曲线

Fig.6 Loss curves under different harmonics excitation with H_{dc}=50A/m

(C)1994-2022 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

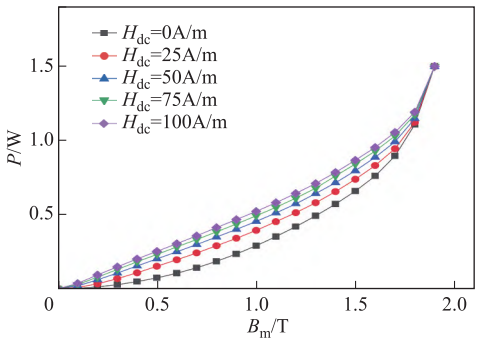


图 7　基波叠加 3、5、7 次谐波在不同偏磁下的损耗曲线

Fig.7　Loss curves under 3,5,7 orders harmonics excitation with different DC bias

磁场强度的变大，损耗变化的速度逐渐减小。由此可见谐波和直流偏磁的存在都会改变硅钢片的磁特性与损耗，同时这种复杂磁特性也加大了损耗建模的难度。

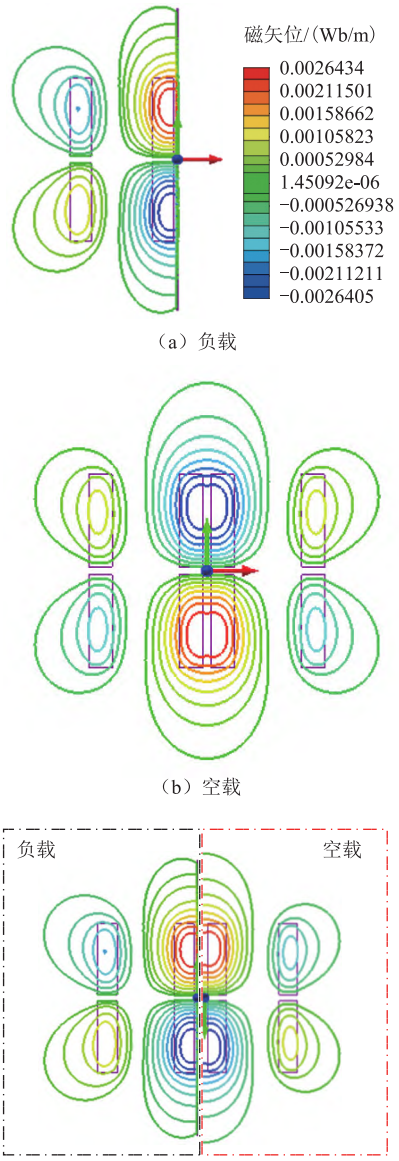
3　杂散损耗测量与计算方法

3.1　杂散损耗测量方法

在大型电力变压器中，杂散损耗是变压器漏磁场在导电叠片或块状构件中感应产生的损耗，杂散损耗的精确计算及限制对变压器稳定运行具有重要意义。但在实验测量中，杂散损耗通常与其他损耗混合在一起，无法直接测量得到。传统的间接测量方法是用负载（含硅钢叠片，有磁屏蔽杂散损耗）时的总损耗减去空载（不含硅钢叠片，无磁屏蔽杂散损耗）时线圈的损耗得到硅钢叠片的杂散损耗。但该方法忽略了高磁导率材料对漏磁场影响而引起的损耗差异。

为了更准确地测量杂散损耗，本文使用磁通补偿法间接测量硅钢叠片的损耗。下面以工况Ⅳ（基波叠加 3 次谐波和直流偏磁）的激励条件为例，采用 Simcenter™ MAGNET™ 软件进行仿真计算，验证磁通补偿法在本文中各种复杂工况下的有效性。在负载时由于两个线圈电流方向相反，磁力线垂直进入硅钢叠片中，如图 8a 所示。而空载时由于补偿线圈的电流与激励线圈互为镜像，磁力线同样是垂直穿过对称面，如图 8b 所示。将负载和空载时的磁力线进行拼接，如图 8c 所示，负载磁力线与空载磁力线在中心处基本对称，两侧线圈附近的磁场分布基本相同，可以认为空载时和负载时线圈上的损耗基本相同。若空载和负载时的总损耗分别为 P_0 和 P_f，则硅钢叠片的损耗 P 为

$$P = P_f - \frac{P_0}{2} \tag{5}$$



（a）负载

（b）空载

（c）负载与空载

图 8　磁通补偿原理

Fig.8　Principle of flux compensation

3.2　杂散损耗计算方法

硅钢片中的杂散损耗包括两部分：平行叠片方向磁场产生的标准铁损和漏磁场垂直进入硅钢片产生的附加损耗。标准铁损 P_m 可通过测量得到的损耗曲线进行查表求解，即

$$P_m = \int_V w_m \mathrm{d}v \tag{6}$$

式中，w_m 为损耗密度。正弦和仅含谐波激励的工况，可直接使用测量得到的损耗数据。当激励中含有直流分量时，由于屏蔽板上各处的直流磁场分布不尽相同，不能直接使用单一直流偏磁下的损耗数据，而是需要确定直流磁场的范围，对该范围下各直流偏磁下的损耗曲线进行加权平均处理。

(C)1994-2022 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

磁性能测试中并无磁场垂直进入样片，因此测量得到的损耗也不包括附加损耗。由于附加损耗本质上仍然是涡流损耗，所以附加损耗 P_a 的计算公式可以表示为

$$P_a = \int_V \frac{|J_{yz}|^2}{\sigma} \mathrm{d}v \tag{7}$$

式中，J_{yz} 为叠片平面内的二维涡流；σ 为硅钢片的电导率。

因此硅钢片的杂散损耗 P_{tm} 为

$$P_{tm} = P_m + P_a = \int_V w_m \mathrm{d}v + \int_V \frac{|J_{yz}|^2}{\sigma} \mathrm{d}v \tag{8}$$

4 仿真分析及结果验证

4.1 三维有限元模型设计及处理方法

由图 8 二维磁通分布图可知，负载时磁场主要分布在靠近线圈的一侧，因此将靠近线圈的前 5 片和远离线圈的 2 片进行独立建模，中间部分整体建模。并且由于模型整体对称，本文仅建立四分之一模型，三维有限元模型如图 9 所示，这样的简化方式可以有效地降低计算规模。

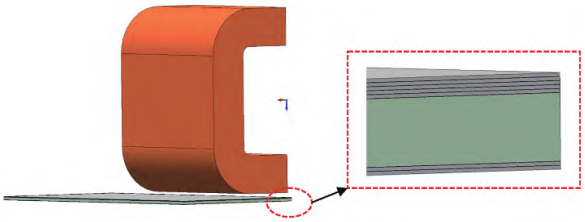


图 9 三维有限元模型

Fig.9 The 3-D model of finite element method

对于单片建模部分，由于硅钢片厚度仅为 0.27mm，在工频下趋肤效应不明显，故不需要再进行分层剖分。三维有限元网格如图 10 所示，对单片进行精细的网格划分，对中间简化部分和线圈进行粗剖分即可满足计算精度要求。

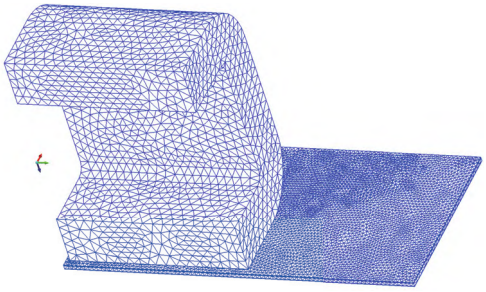


图 10 三维有限元网格

Fig.10 The 3-D finite element mesh

考虑到叠片之间的间隙，对简化部分垂直叠片方向有关系

$$\frac{1}{\mu_{ver}} = \frac{k_p}{\mu_s} + \frac{1-k_p}{\mu_0} \tag{9}$$

式中，μ_{ver} 为垂直叠片方向的等效磁导率；μ_s 为硅钢片的磁导率；μ_0 为真空磁导率；k_p 为叠片系数。

由于硅钢片的磁导率较大，μ_{ver} 可近似表示为

$$\mu_{ver} = \frac{\mu_0}{1-k_p} \tag{10}$$

同理，平行叠片方向（包括轧制方向 y 和垂直轧制方向 z）等效磁导率表达式为

$$\mu_{par} = k_p\mu_s + (1-k_p)\mu_0 \approx k_p\mu_s \tag{11}$$

式中，μ_{par} 为平行叠片方向的等效磁导率。

因此，简化部分等效磁导率设置为

$$\boldsymbol{\mu}_{eq} = \begin{bmatrix} \dfrac{\mu_0}{1-k_p} & & \\ & k_p\mu_y & \\ & & k_p\mu_z \end{bmatrix} \tag{12}$$

式中，$\boldsymbol{\mu}_{eq}$ 为简化部分的等效磁导率；μ_y 和 μ_z 分别为硅钢片轧制方向和垂直轧制方向的磁导率。

独立建模的部分在计算时按照三维涡流区进行处理，电导率按照硅钢片电导率各向异性设置即可。由于垂直叠片方向电导率与平行叠片方向电导率相比可以忽略，因此垂直叠片方向的电导率 σ_x 设置为零，即按照二维涡流区处理，叠片内涡流计算简化模型如图 11 所示。这样的处理方法既能够简化计算又能够正确分析垂直叠片的漏磁场产生的涡流损耗。考虑到叠片系数，简化部分的等效电导率为

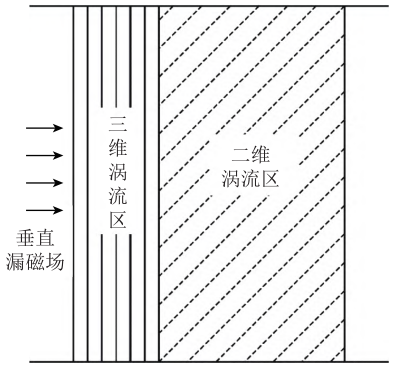


图 11 叠片内涡流计算简化模型

Fig.11 Simplified eddy current model of laminated sheets

(C)1994-2022 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

$$\boldsymbol{\sigma}_{\mathrm{eq}}=\begin{bmatrix}0 & & \\ & k_{\mathrm{p}}\sigma_y & \\ & & k_{\mathrm{p}}\sigma_z\end{bmatrix} \tag{13}$$

式中，$\boldsymbol{\sigma}_{\mathrm{eq}}$ 为简化部分的等效电导率；σ_y 和 σ_z 分别为硅钢片轧制方向和垂直轧制方向的电导率。

4.2　仿真结果验证与分析

本文采用时步法对有限元模型在不同激励条件下进行三维瞬态仿真计算，仿真时间步长为 1ms。由于瞬态计算需要一定时间达到收敛条件，经过验证后本文选取 20~40ms 的数据作为最终结果，得到硅钢叠片的漏磁通和杂散损耗，并与相同激励条件下的实验测量值进行比较分析。

4.2.1　漏磁通实验验证

在实验时用高斯计测量叠片表面典型点处垂直于硅钢叠片的磁通密度，取点位置为磁场垂直进入叠片的主要位置，由二维磁场分布图可知为线圈的两端。考虑到对称性，取中心线和一条侧边线即可，即 y=0mm 与 y=278mm 处。每两点间隔 25mm，共取 11 个点，漏磁通测量点位置如图 12 所示。由于高斯计探头具有一定的厚度，为了保证实验和仿真对比的有效性，仿真取点时在厚度方向要加上探头厚度的一半距离即 0.76mm。在本文的多种激励方式中，选取具有代表性的交直流混合激励工况Ⅳ（基波+3 次谐波+直流）的结果进行对比分析。

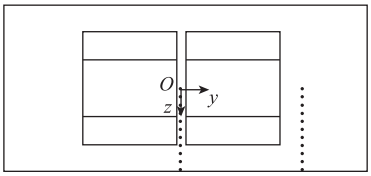
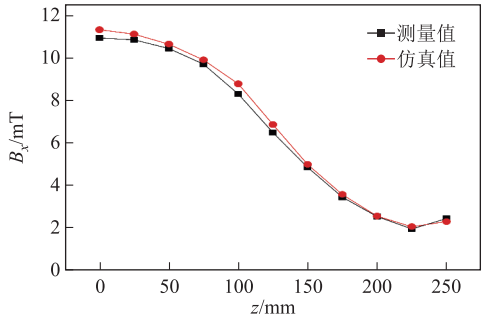


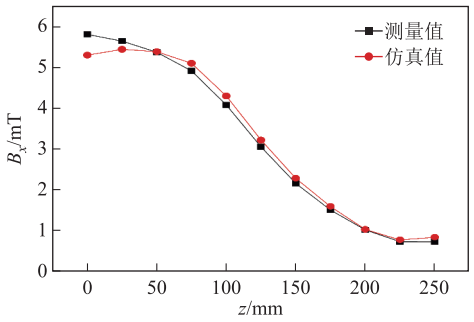
图 12　漏磁通测量点位置

Fig.12　The measuring points of stray flux

工况Ⅳ漏磁通计算值与测量值对比如图 13 所示。由图 13 中对比结果可知，硅钢片表面漏磁场在 y=0mm 和 y=278mm 都表现为靠近线圈中心处磁通密度较大，越靠近边缘磁通密度越小。硅钢片表面漏磁场磁通密度的仿真值和实验测量值比较一致，



（a）y=0mm



（b）y=278mm

图 13　工况Ⅳ漏磁通计算值与测量值对比

Fig. 13　Comparison between calculated and measured magnetic flux densities of Case Ⅳ

验证了磁通补偿法以及三维有限元模型磁场计算的准确性。

4.2.2　损耗结果验证

实验和仿真得到的损耗结果对比见表 4 和图 14 所示。将磁通补偿法测量得到的负载损耗与空载损耗相减得到硅钢叠片杂散损耗的测量值。仿真得到的杂散损耗则包括垂直进入硅钢叠片的磁通引起的附加损耗以及硅钢叠片中的标准铁损。

表 4　不同工况下硅钢叠片的杂散损耗

Tab.4　Stray-field loss in silicon steel laminations under different excitations

工况	杂散损耗测量值/W	仿真值/W			附加损耗占比(%)
		附加损耗	标准铁损	杂散损耗	
Ⅰ	5.77	4.167	1.463	5.630	74.01
Ⅱ	6.39	4.488	1.551	6.039	74.32
Ⅲ	7.46	5.683	1.953	7.636	74.42
Ⅳ(同侧)	2.80	1.876	0.842	2.718	69.02
Ⅴ(两侧)	2.50	1.821	0.741	2.562	71.08

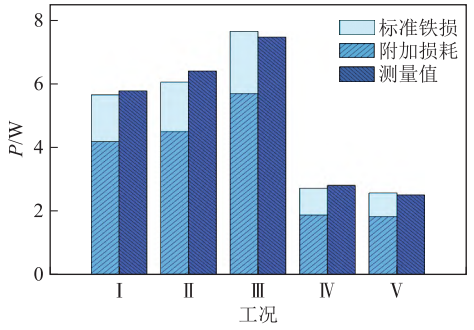


图 14　不同工况下硅钢叠片损耗计算值与测量值对比

Fig.14　Comparison between calculated and measured loss in silicon steel laminations under different excitations

由表 4 和图 14 可知，五种工况下杂散损耗的仿真计算值与实验测量值具有较好的一致性，相对误

(C)1994-2022 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

差基本在 5%左右，满足工程计算精度要求。在这五种不同的工况下，叠片中因垂直漏磁场产生的附加损耗占比均在 70%左右，是杂散损耗的主要组成部分。在激励电流有效值相等时，工况Ⅰ、Ⅱ和Ⅲ的杂散损耗分别为 5.630W、6.039W 和 7.636W，可见谐波阶次的增加会使得杂散损耗增大，对附加损耗的占比没有明显影响。与正弦或仅含有谐波分量的工况相比，激励中的直流分量会使得附加损耗的占比有所下降。工况Ⅳ和Ⅴ的交流电流和直流分量的有效值相等，而直流分量的加载方式导致两种工况下的杂散损耗不相同，可能是由于电流值较小，两侧加载时交直流激励在屏蔽板上的相互影响没有同侧激励显著。

各工况各层叠片损耗如图 15 所示。由图 15 可知硅钢叠片的损耗主要分布在靠近激励的前几片中，并随片数增加而快速下降，各片中附加损耗所占比例逐渐减小，说明磁屏蔽能有效地抑制垂直漏磁场的穿入。

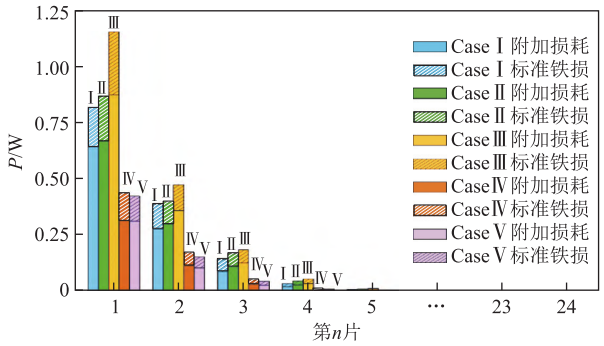


图 15 各工况各层叠片损耗

Fig.15 Loss of different sheets of all cases

4.2.3 传统正弦激励磁性能损耗计算

为了更加直观地说明非正弦情况下损耗计算的必要性，将本文仿真中非正弦激励下的磁性能和损耗数据改为正弦激励下的数据，保持其余设置不变对工况Ⅲ和Ⅳ进行仿真计算。计算结果见表 5，采用传统正弦激励磁性能计算的相对误差分别为 6.17%和 7.00%，而采用本文提出的考虑谐波和直流偏磁的非正弦磁性能计算相对误差分别为 2.36%和 2.93%，由此可见本文提出的损耗计算方法具有更高的准确性。

表 5 传统正弦磁性能杂散损耗计算结果

Tab.5 Calculated stray-field loss based on traditional sinusoidal magnetic properties

工况	测量值/W	传统正弦		考虑谐波与偏磁	
		损耗/W	误差(%)	损耗/W	误差(%)
Ⅲ	7.46	7.920	6.17	7.636	2.36
Ⅳ	2.80	2.604	7.00	2.718	2.93

4.2.4 硅钢叠片磁场分布

通过实验很难测量硅钢叠片内部的局部磁场，电磁有限元模拟可以直观地表征各个时刻任意位置的磁场分布。选取工况Ⅳ的仿真结果作为说明，各层硅钢片及实体部分的磁场分布如图 16 所示，可以看出每一片中靠近线圈的位置磁通密度较大，远离线圈的位置磁通密度较小，与硅钢片表面漏磁场磁通密度分布规律一致。从靠近线圈的第一片到最后一片的磁场逐渐减小，并且主要分布在前五片中，与损耗分布一致，也说明了简化建模的有效性。

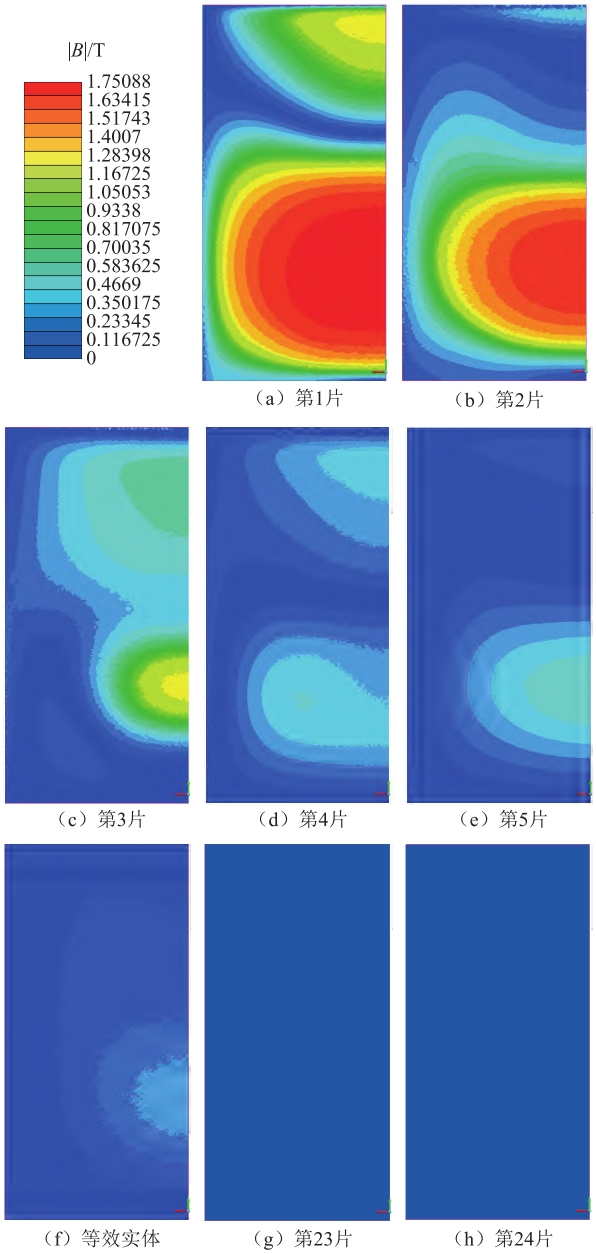


图 16 工况Ⅳ各层硅钢片磁通密度分布云图

Fig.16 Magnetic flux density distribution of different sheets of Case Ⅳ

(C)1994-2022 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

5　结论

1）测量得到了硅钢片在不同谐波和直流偏磁下的磁特性数据和损耗曲线，谐波次数增加和直流磁场增大都会引起损耗的增加。

2）验证磁通补偿法在谐波和直流偏磁下的准确性并完成了杂散损耗的实验测量；建立实际模型对应的三维仿真模型，计算得到了电力变压器磁屏蔽在谐波和直流偏磁下的杂散损耗，仿真结果和实验结果具有较好的一致性。

3）当激励中含有谐波和直流偏磁时，采用实际工况对应的磁性能和损耗数据的杂散损耗计算结果更为准确，而忽略谐波和直流偏磁影响的正弦激励下磁性能和损耗数据将不再适用。

4）硅钢叠片中的杂散损耗随着叠片到激励线圈距离的增大而减小，主要分布在前 5 片中；硅钢叠片的附加损耗在杂散损耗中所占比例较大，且易受谐波和直流偏磁影响。

参考文献

[1] 杨帆, 池骋, 刘刚, 等. 计及温度-电场强度非线性的换流变压器瞬态电场影响分析[J]. 电工技术学报, 2020, 35(23): 4971-4979.
Yang Fan, Chi Cheng, Liu Gang, et al. Study on transient insulation condition of converter transformer based on nonlinearity between temperature and electric field[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(23): 4971-4979.

[2] Chen Dezhi, Feng Zhiyu, Wang Qingpeng, et al. Study of analysis and experiment for ability to withstand DC bias in power transformers[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2018, 54(11): 1-6.

[3] 陈志伟, 白保东, 陈德志, 等. 电力变压器直流偏磁现象形成机理及一种抑制措施的研究[J]. 电工技术学报, 2015, 30(14): 208-214.
Chen Zhiwei, Bai Baodong, Chen Dezhi, et al. Research on the formation mechanism and suppression method of transformer DC bias[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(14): 208-214.

[4] 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.

[5] Fu Qiang, Zhu Jiaojiao, Mao Zhihong, et al. Online condition monitoring of onboard traction transformer core based on core-loss calculation model[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(4): 3499-3508.

[6] 潘超, 王格万, 蔡国伟, 等. 交直流混杂模式下变压器励磁电流谐波与箱体损耗映射研究[J]. 电工技术学报, 2019, 34(13): 2830-2838.
Pan Chao, Wang Gewan, Cai Guowei, et al. Research on maping from excitation current harmonic to tank loss for AC-DC hybrid operation of transformer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(13): 2830-2838.

[7] 郭满生, 梅桂华, 刘东升, 等. 直流偏磁条件下电力变压器铁心 *B*-*H* 曲线及非对称励磁电流[J]. 电工技术学报, 2009, 24(5): 46-51, 59.
Guo Mansheng, Mei Guihua, Liu Dongsheng, et al. *B*-*H* curve based on core and asymmetric magnetizing current in DC-biased transformers[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(5): 46-51, 59.

[8] Bai Baodong, Chen Zhiwei, Chen Dezhi. DC bias elimination and integrated magnetic technology in power transformer[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2015, 51(11): 1-4.

[9] Baguley C A, Madawala U K, Carsten B. The impact of vibration due to magnetostriction on the core losses of ferrite toroidals under DC bias[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2011, 47(8): 2022-2028.

[10] Cheng Z, Hu Q, Gao S, et al. An engineering-oriented loss model (Problem 21)[C]//Proceedings of the International TEAM Workshop, Miami, 1993: 137-143.

[11] Cheng Z, Takahashi N, Forghani B, et al. 3-D finite element modeling and validation of power frequency multishielding effect[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2012, 48(2): 243-246.

[12] Zhao Xiaojun, Wang Jiawen, Liu Lanrong, et al. Calculation and validation of stray-field loss in magnetic and non-magnetic components under harmonic magnetizations based on TEAM Problem

(C)1994-2022 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

21[J]. IET Electric Power Applications, 2020, 14(3): 367-374.

[13] Zhang Changgeng, Li Yongjian, Li Jingsong, et al. Measurement of three-dimensional magnetic properties with feedback control and harmonic compensation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(3): 2476-2485.

[14] 刘刚, 孙立鹏, 王雪刚, 等. 正弦及谐波激励下的铁心损耗计算方法改进及仿真应用[J]. 电工技术学报, 2018, 33(21): 4909-4918.
Liu Gang, Sun Lipeng, Wang Xuegang, et al. Improvement of core loss calculation method and simulation application under sinusoidal and harmonic excitations[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(21): 4909-4918.

[15] Liu Yaqing, Zhang Dandan, Li Zhenbiao, et al. Study of the stray losses calculation in structural parts for HVDC converter transformers based on the TEAM problem 21 family[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2016, 31(2): 605-612.

[16] 张俊杰, 李琳, 刘兰荣, 等. 进入硅钢叠片内的漏磁通和附加损耗的模拟实验与仿真[J]. 电工技术学报, 2013, 28(5): 148-153.
Zhang Junjie, Li Lin, Liu Lanrong, et al. Measurement and 3D FEM analysis of additional loss in laminated silicon sheets caused by leakage flux[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(5): 148-153.

[17] 李龙女, 李岩, 井永腾, 等. 电力变压器漏磁场与杂散损耗计算的研究[J]. 电工技术学报, 2013, 28(增刊 2): 122-127.
Li Longnü, Li Yan, Jing Yongteng, et al. Research of leakage magnetic field and stray loss calculation in power transformer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(S2): 122-127.

[18] 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.

[19] 段娜娜, 徐伟杰, 李永建, 等. 一种考虑温度和压力影响的磁滞模型及其实验验证[J]. 电工技术学报, 2019, 34(13): 2686-2692.
Duan Nana, Xu Weijie, Li Yongjian, et al. A temperature and stress dependent hysteresis model with experiment validation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(13): 2686-2692.

[20] 陈龙, 易琼洋, 贲彤, 等. 全局优化算法在 Preisach 磁滞模型参数辨识问题中的应用与性能对比[J]. 电工技术学报, 2021, 36(12): 2585-2593, 2606.
Chen Long, Yi Qiongyang, Ben Tong, et al. Application and performance comparison of global optimization algorithms in the parameter identification problems of the Preisach hysteresis model[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(12): 2585-2593, 2606.

[21] Yoshioka T, Tsuge T, Takahashi Y, et al. Iron loss estimation method for silicon steel sheet taking account of DC-biased conditions[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2019, 55(6): 1-4.

[22] Cheng Z, Forghani B, Du Z, et al. TEAM Problem 21 Family(V.2021)[M/OL]. www.compumag.org/wp/team.

[23] 张长庚, 杨庆新, 李永建. 电工软磁材料旋转磁滞损耗测量及建模[J]. 电工技术学报, 2017, 32(11): 208-216.
Zhang Changgeng, Yang Qingxin, Li Yongjian. Measurement and modeling of rotational hysteresis loss of electric soft magnetic material[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(11): 208-216.

作者简介

张长庚 男，1985 年生，副教授，博士生导师，研究方向为工程电磁场计算与磁技术、磁特性测量与建模。

E-mail：changgeng.zhang@hebut.edu.cn（通信作者）

田亚坤 男，1996 年生，硕士研究生，研究方向为工程电磁场计算与磁技术。

E-mail：tianyakun96@163.com

（编辑 郭丽军）

(C)1994-2022 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net