第 47 卷 第 6 期：2158-2168　　高电压技术　　Vol.47, No.6: 2158-2168
2021 年 6 月 30 日　　High Voltage Engineering　　June 30, 2021
DOI: 10.13336/j.1003-6520.hve.20201067

特高压换流阀阳极饱和电抗器动态铁芯损耗模拟

张长庚[1]，王家俊[1]，李永建[1]，杨庆新[1,2]
（1. 河北工业大学省部共建电工装备可靠性与智能化国家重点实验室，天津 300130;
2. 天津理工大学电气电子工程学院，天津 300384）

摘　要：阳极饱和电抗器作为特高压直流输电关键装备，其铁芯损耗直接影响换流阀的安全运行。以动态铁芯损耗模型为基础，基于有限元法开展电抗器铁芯损耗计算和涡流分析。应用复合 B-H 传感技术搭建二维磁特性测量装置，测量超薄硅钢片在高磁通密度下的磁化曲线、比总损耗曲线等磁特性参数。基于电磁有限元仿真，建立阳极饱和电抗器铁芯均质化模型，计算实际工况下的损耗功率，分析磁场、损耗、涡流等分布规律。结果表明：换流阀开通和关断的过程中，阳极饱和电抗器在脉冲电流激励下的铁芯损耗远高于正弦激励损耗。由于漏磁场的影响，铁芯的气隙两侧存在较大涡流，沿铁芯带材边缘形成环流，漏磁场损耗主要分布在铁芯表面。通过阳极饱和电抗器温升试验测得其外壳平均温度在实际工况下可达 76 ℃，并由此验证了铁芯损耗计算的正确性。
关键词：阳极饱和电抗器；铁芯损耗；超薄硅钢片；有限元法；均质化模型

Dynamic Core Loss Simulation of the Anode Saturable Reactor of UHVDC Converter Valves

ZHANG Changgeng[1], WANG Jiajun[1], LI Yongjian[1], YANG Qingxin[1,2]
(1. State Key Laboratory of Reliability and Intelligence of Electrical Equipment, Hebei University of Technology, Tianjin 300130, China; 2. School of Electrical and Electronic Engineering, Tianjin University of Technology, Tianjin 300384, China)

Abstract: The anode saturable reactor is a key device for UHVDC transmission, whose core loss directly affects the safety of converter valve. In this paper, based on the dynamic core loss model, the core loss calculation and eddy current analysis were carried out by the finite element method. A 2-D magnetic measurement device was built by composite B-H sensing technology. The magnetic characteristic parameters such as magnetization curves and specific total loss curves of the ultra-thin silicon steel sheets were measured. Based on the electromagnetic finite element simulation software, a homogenization model of the core of the anode saturable reactor was established. The power loss under actual working conditions was calculated, and the distributions of magnetic flux density, loss, and eddy current were analyzed. The results show that, in the process of switching on and off, the core loss of the anode saturable reactor under pulse current excitation distributes in the outermost layer of cores, which is much higher than the sinusoidal excitation loss. Due to the influence of the air gap on the leakage magnetic flux, the eddy currents flow along the edge of cores. The temperature rise experiment shows that the average temperature of the shell is measured up to 76 ℃. Thereby, the correctness of the core loss calculation can be verified.
Key words: anode saturable reactor; core loss; ultra-thin silicon steel sheet; finite element method; homogenization model

0　引言

在我国 1 100 kV 特高压直流输电关键技术的研发工作中，阳极饱和电抗器的主要作用是保证换流阀中晶闸管的正常开断，其失效将会直接威胁换流阀的安全运行。阳极饱和电抗器失效的主要原因是由于铁芯损耗分布不均匀而导致局部温度升高，引起绝缘材料热老化[1-2]。以现有技术条件，在工程现场很难直接对阳极饱和电抗器的铁芯损耗进行测量，只能用红外测温装置进行实时温度监测[3]。根据饱和电抗器铁芯损耗与表面温度的经验关系式，可计算出铁芯损耗的数值[4]。但经验公式是通过对多台电抗器样机进行温升试验获得的，本身会存在一定的误差，而且通过经验公式计算得到的铁芯损耗是一个固定的数值，而不是一个随时间变化的动态值。

目前国内研究阳极饱和电抗器动态损耗的主

基金资助项目：国家自然科学基金(51807048；92066206；51777055)；河北省创新群体项目(E2020202142)。
Project supported by National Natural Science Foundation of China (51807048, 92066206, 51777055), Funds for Creative Research Groups of Hebei Province(E2020202142).

(C)1994-2021 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

流方法之一是解析法，该方法将饱和电抗器等效成非线性电感与非线性电阻的并联[5]，可定量研究特高压直流换流阀的开通和关断电气应力[6]，进而得到阳极饱和电抗器的全周期铁芯损耗功率波形[7-8]。但是“路”的方法存在计算误差较大、无法研究损耗的空间分布等局限性。应用有限元分析法，从“场”的角度可有效解决上述问题，在瞬态场中不仅可以计算每个时间步的铁芯损耗功率，还可以得出铁芯损耗功率密度在不同时刻的空间分布[9-10]。为提高有限元仿真的计算精度，要充分考虑铁芯的叠片结构和气隙对磁路的影响，而且仿真模型的网格剖分要足够精细，否则将导致损耗计算存在较大误差。

阳极饱和电抗器铁芯损耗由主磁场和漏磁场共同作用产生，铁芯对接处存在较小气隙，探究气隙对磁场和涡流分布的影响是提高铁芯损耗计算精度的关键[11-13]。传统有限元法将带气隙的铁芯逐层建模，分析单层硅钢片的网格剖分疏密程度和趋肤效应对涡流分布的影响[14]。但阳极饱和电抗器采用厚度为 0.1 mm 的超薄硅钢片卷制而成，逐层建模将大大增加计算量和计算时间，因此传统精细建模是不可行的。建立均质化模型可以在保证计算精度的前提下，更快捷地计算涡流损耗和涡流分布[15]。将叠片结构的铁芯等效成一个整体，沿轧制方向、切向方向和叠压方向分别设置磁导率和电导率，由此保留叠片铁芯的各向异性[16-19]。在考虑趋肤效应的前提下，漏磁场产生的涡流集中分布在铁芯表面，因此可采用铁芯表面网格细剖分，内部粗剖分的方法来减小计算量[20]。目前均质化模型大多应用于静磁场有限元仿真中，只能得到铁芯在正弦激励下的损耗值，非正弦激励下的动态铁芯损耗计算还有待研究。

Steinmetz 经验公式法认为铁芯损耗仅取决于铁芯材料、正弦激励的工作频率和磁通密度峰值，忽略了铁芯形状和大小对损耗的影响[21]。若将其应用于非正弦损耗计算，会导致计算精度低、无法计算低占空比和变频下损耗等问题。在特高压直流输电工程中，阳极饱和电抗器工作在非正弦脉冲电流下，因此经典损耗公式不再适用。若采用针对不同频率范围使用不同损耗系数的方法，可能在每个频率区间的边界处呈现一些不连续性[22]。基于等效椭圆环法对磁滞回线进行建模，将动态铁芯损耗模型应用于任意激励波形下的损耗计算，可有效解决上述问题。改进公式考虑了铁芯损耗对磁场的影响，解决了铁芯损耗计算时可能出现的不收敛问题，提高涡流损耗的计算效率[23-25]。

本文基于 ANSYS Maxwell 有限元仿真软件，建立阳极饱和电抗器铁芯的均质化模型，采用各向异性电导率和磁导率作为模型参数，铁芯表面网格细剖分，内部网格粗剖分，计算得到了阳极饱和电抗器铁芯的动态损耗功率曲线和磁场、损耗、涡流的分布规律，并通过阳极饱和电抗器的温升试验对仿真结果进行验证，有助于分析阳极饱和电抗器因局部过热而绝缘失效的原因。

1 电抗器运行工况及铁芯材料磁特性研究

1.1 阳极饱和电抗器运行工况

十二脉冲整流器换流阀模型如图 1 所示，其中平波电抗器表示为 L_d，变压器的漏感等效成换相电感 L_u，杂散电容 C_s 与接地电容和外壳电容有关，V_{mn} 代表阳极饱和电抗器和晶闸管的串联模型，其中 $m\in\{1,2\}$，$n\in\{1,2,3,4,5,6\}$。

阳极饱和电抗器绕组采用空心铝管，环绕 5 匝，用环氧树脂浇注，铝管中通水散热。9 对 U 型铁芯大小相同，经夹件固定在环氧树脂外部，每对铁芯对接处存在较小的气隙。

阳极饱和电抗器工作在脉冲电流下，满负荷状态阀电流幅值高达 5 kA。在换流阀 V_{mn} 接通之前，与阀相连的杂散电容 C_s 已到达开通电压值。当阀内的晶闸管开通时，储存在杂散电容中的能量通过换流阀释放，浪涌电流快速变化，阳极饱和电抗器铁芯迅速达到饱和状态。由于电流变化率 di/dt 受到阳

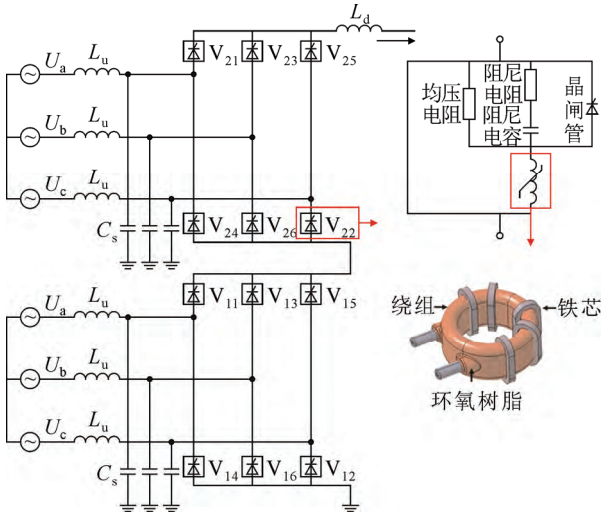


图 1 十二脉冲整流器换流阀与阳极饱和电抗器模型

Fig.1 12-pulse rectifier converter valve model and the model of the anode saturable reactor

(C)1994-2021 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

极饱和电抗器限制，在杂散电容和电抗器相互作用下，阀电流会形成如图 2 所示的高频振荡。阳极饱和电抗器工作电流波形极不规则，变化速度极快，并伴有大量高频非正弦分量，此过程产生大量电流谐波和铁芯损耗。

当晶闸管关断后，阀电流快速下降，阳极饱和电抗器铁芯由饱和状态转换至不饱和状态。随着电抗器的电感增大，换流阀两侧的换向电压转移至阳极饱和电抗器两侧。

1.2 高磁通密度下的超薄硅钢片磁特性测量

作为阳极饱和电抗器的铁芯材料，超薄硅钢片的磁特性参数是计算铁芯损耗的基础。本文分别使用二维磁特性测量装置和爱泼斯坦方圈对超薄硅钢片的磁特性进行测量。

二维磁特性测量装置主要由 C 型铁芯、励磁绕组、复合 B-H 传感器以及样片组成。功率放大器产生励磁电流给绕组供电，C 型铁芯内产生旋转磁场并激发样片上的磁场，复合 B-H 传感器采集样片上的磁场信号，经信号调理电路处理后，输入信号采集系统记录存储[26-27]。

在磁场信号调理过程中需要对 B 探针采集的数据进行空气磁通补偿。如图 3 所示，由于样片上方的补偿区域有漏磁通穿过，导致 B 探针采集的感应电压偏大，这种误差在高磁通密度条件下更加明显，因此需要对采集的数据进行修正处理。

以沿样片轧制方向为例，B_x 探针测得的感应电压由补偿区域的漏磁场和样片内的主磁场共同作用产生，在 t 时刻未修正的磁通密度为

$$B_{\mathrm{u}} = \int_0^t K_{\mathrm{b}} u_{\mathrm{b}} \mathrm{d}t \tag{1}$$

式中：K_{b} 为 B_x 探针系数；u_{b} 为 B_x 探针测得的感应电压。由 H 线圈测得的感应电压只源于补偿区域的漏磁场，在 t 时刻漏磁通密度为

$$B_0 = \int_0^t K_{\mathrm{h}} u_{\mathrm{h}} \mathrm{d}t \tag{2}$$

式中：K_{h} 为 H_x 线圈系数；u_{h} 为 H_x 线圈测得的感应电压。通过补偿区域与样片的截面积关系得到修正后的磁通密度为

$$B_{\mathrm{c}} = B_{\mathrm{u}} - B_0 \frac{S_1}{S_2} \tag{3}$$

式中：S_1 为补偿区域的截面积；S_2 为样片的截面积。以频率 50 Hz 为例，有无空气磁通补偿的磁化曲线对比如图 4 所示。当磁场强度较低时，样片的磁导率远大于空气的磁导率，此时补偿区域的漏磁通很少，可近似认为 B_x 探针测得的感应电压全部由主磁场作用产生，是否进行修正对测量结果影响较小。随着磁场强度的增加，样片逐渐达到饱和状态，磁

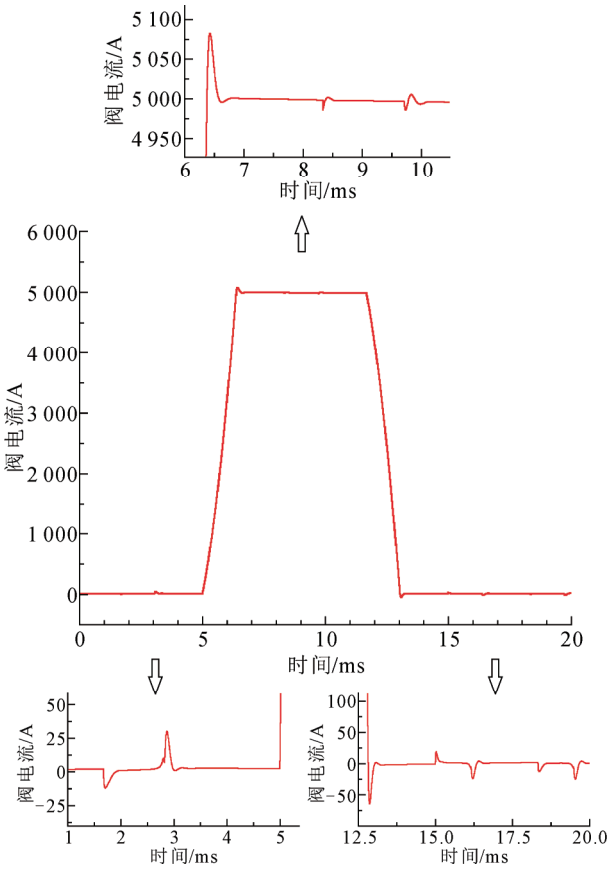


图 2 阳极饱和电抗器在实际工况下的电流波形

Fig.2 Current waveform of the anode saturable reactor under actual working conditions

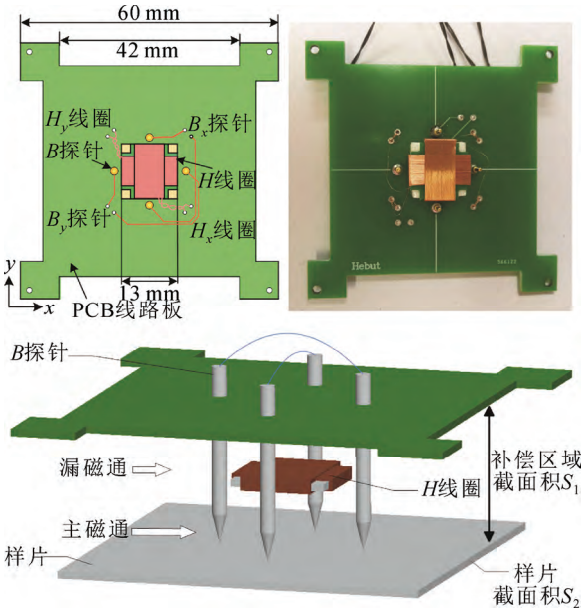


图 3 复合 B-H 传感器

Fig.3 Composite B-H sensing structure

(C)1994-2021 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

导率迅速减小，且补偿区域的截面积 S_1 为样片截面积 S_2 数倍，补偿区域中的漏磁通增多，此时漏磁场对测量结果的影响显著，测量磁通密度偏大，未修正的磁通密度测量结果达到 2.5 T 显然不合理。

爱泼斯坦方圈法是一种比较成熟的叠片铁芯交变磁特性测试方法，其主要包括激磁绕组、感应绕组以及样片构成的磁路，整体结构类似于空载变压器的磁场测试装置。在加装样片的过程中，样片的四角采用双搭接形式进行搭接，构成等效铁芯。在样片加装完毕后，磁轭搭头处需要施加一定的压力，如放置砝码或加装紧固装置，以减小气隙对磁路的影响，提高测量精度。

基于上述 2 种磁特性测量方法，测得样片在不同频率下的磁化曲线和比总损耗曲线。以沿轧制方向、频率 50 Hz 为例，对比结果如图 5 所示。由于爱泼斯坦方圈的样片数量多，样片很难励磁至饱和状态。低频交变磁场下，样片的磁通密度仅能加载至 1.8 T，而高频下的励磁能力将会更低。方圈法在高磁通密度下的材料磁特性参数缺失，不符合本文研究背景。而二维磁特性测量装置具有磁场强度高、实验样品少等特点，更容易将样片加载至饱和，适用于高磁通密度下的材料磁特性测量。

1.3 铁芯损耗系数提取

在正弦交变磁场下，叠片铁芯的损耗计算通常基于 Bertotti 铁芯损耗分离模型，将铁芯损耗分离成磁滞损耗、涡流损耗和异常损耗 3 部分[9]。由此铁芯总损耗可表达为

$$P_{\mathrm{v}}=k_{\mathrm{h}}fB_{\mathrm{m}}^{\beta}+k_{\mathrm{c}}\left(fB_{\mathrm{m}}\right)^{2}+k_{\mathrm{e}}\left(fB_{\mathrm{m}}\right)^{1.5} \tag{4}$$

式中：k_{h} 为磁滞损耗系数；k_{c} 为涡流损耗系数；k_{e} 为异常损耗系数。在参数β给定的情况下，根据磁通密度峰值 B_{m} 和频率 f 计算单位体积的铁芯损耗。令式(4)中$\beta=2$，再通过等效计算可得下式

$$\begin{aligned}P_{\mathrm{v}}&=(k_{\mathrm{h}}f+k_{\mathrm{c}}f^{2})B_{\mathrm{m}}^{2}+(k_{\mathrm{e}}f^{1.5})B_{\mathrm{m}}^{1.5}=\\&K_1B_{\mathrm{m}}^{2}+K_2B_{\mathrm{m}}^{1.5}\end{aligned} \tag{5}$$

式中：K_1 和 K_2 为等效系数，用于表示铁芯损耗系数。基于超薄硅钢片的磁特性参数，采用最小二乘法对各频率比总损耗曲线进行拟合分析，式(5)作为拟合函数，使误差函数(式(6))达到最小值，得到 K_1 和 K_2。

$$\sigma_{\mathrm{err}}(K_1,K_2)=\sum_i\left(P_{si}-(K_1B_{\mathrm{m}i}^{2}+K_2B_{\mathrm{m}i}^{1.5})\right)^{2} \tag{6}$$

式中：P_{si} 和 $B_{\mathrm{m}i}$ 为比总损耗曲线第 i 点对应的数据。按式(7)进行计算可得

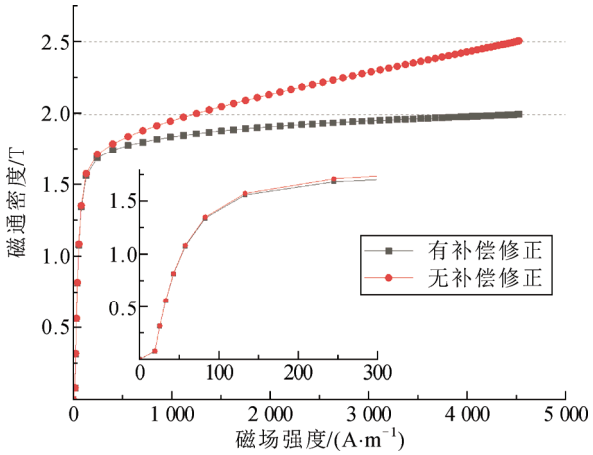


图 4 有无空气磁通补偿的磁化曲线

Fig.4 Magnetization curve with and without air flux compensation

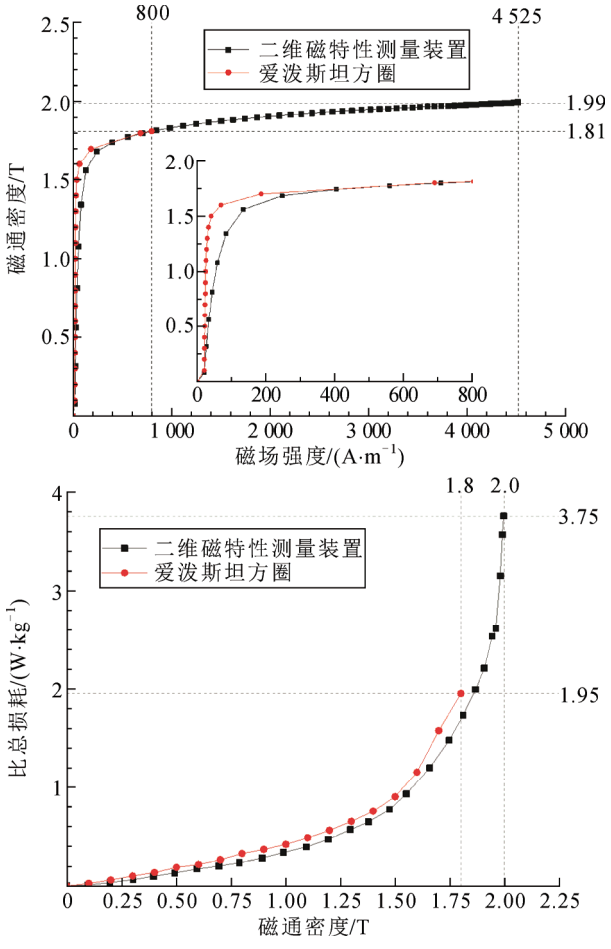


图 5 超薄硅钢片磁特性参数

Fig.5 Magnetic characteristic parameters of ultra-thin silicon steel sheet

$$k_{\mathrm{c}}=\pi^{2}\sigma\frac{d^{2}}{6\rho} \tag{7}$$

式中：σ为超薄硅钢片的电导率，$\sigma=2\times10^{6}$ S/m；d

(C)1994-2021 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

为超薄硅钢片的厚度，$d=0.1$ mm；ρ为超薄硅钢片的密度，$\rho=7\,650$ kg/m^3。将 K_1、K_2、k_c 和频率 f_0，代入式(8)和式(9)计算得到 k_h 和 k_e，结果见表 1。

$$k_h=\frac{K_1-k_c f_0^2}{f_0} \tag{8}$$

$$k_e=\frac{K_2}{f_0^{1.5}} \tag{9}$$

2 铁芯损耗理论分析

在时域中计算动态铁芯损耗，可基于等效椭圆环法(equivalent elliptical loop，EEL)对磁滞回线进行建模[23]。因此有限元仿真计算不仅局限于静磁场，也可以在瞬态场中计算每个时间步的铁芯损耗。

2.1 磁滞损耗

基于等效椭圆环法的时域动态磁滞模型能够考虑较小回环对损耗的影响，高精度预测动态磁滞损耗。将磁滞回线中的磁场 H 分解为可逆分量 H_r 和不可逆分量 H_i，由此平均磁滞损耗可表达为

$$P_h=\frac{1}{T}\int_0^T\left(H_r+H_i\right)\frac{\mathrm{d}B}{\mathrm{d}t}\mathrm{d}t \tag{10}$$

式中：T 表示周期；B 表示磁通密度。可逆分量 H_r 与铁芯的无功功率有关，可直接从磁化曲线中获得，由此瞬时磁滞损耗计算式可化简为

$$p_h(t)=H_i\frac{\mathrm{d}B}{\mathrm{d}t} \tag{11}$$

又因为等效椭圆环的面积与磁滞回线的面积相同，可计算得到

$$\begin{cases}B=B_m\sin(\theta)\\ H_i=H_m\cos(\theta)\end{cases} \tag{12}$$

式中：θ 为等效椭圆环法 B 和 H_i 的相角；磁场强度峰值 H_m 由经典铁芯损耗计算式推导得到

$$H_m=\frac{1}{\pi}k_h B_m \tag{13}$$

将式(13)和式(12)代入式(11)得到应用于时域的磁滞损耗计算式为

$$p_h(t)=\frac{k_h B_m\cos(\theta)}{\pi}\frac{\mathrm{d}B}{\mathrm{d}t} \tag{14}$$

2.2 涡流损耗

涡流损耗是铁芯损耗的主要组成部分，应用于时域的涡流损耗式(15)推导过程与瞬时磁滞损耗计算式类似，此处不再赘述，瞬时涡流损耗可表达为

$$p_c(t)=\frac{k_c}{2\pi^2}\left(\frac{\mathrm{d}B}{\mathrm{d}t}\right)^2 \tag{15}$$

气隙两侧的磁通与涡流分布如图 6 所示，主磁通的磁场方向为沿叠片的轧制方向，根据楞次定律，在每层叠片的截面中都存在流动方向相同的涡流，并产生与主磁通方向相反的感应磁通。由于叠片的厚度很小，且叠片间存在绝缘涂层，这些涡流只能在非常小的面积中流动，可以近似认为在趋肤深度内涡流密度是均匀分布的。由于主磁通在气隙处发生衍射，一部分磁通从铁芯表面穿出，在空气中形成漏磁通，并且沿叠压方向透入另一侧铁芯。根据楞次定律，有透入磁通的叠片中会产生涡流，这些涡流的流动面积较大，且两侧涡流的流动方向相反。

表 1 铁芯损耗系数

Table 1 Core loss coefficients

参数名称	磁滞损耗系数 /(W·m^{-3})	涡流损耗系数 /(W·m^{-3})	异常损耗系数 /(W·m^{-3})
数值	80.690	0.036	1.758

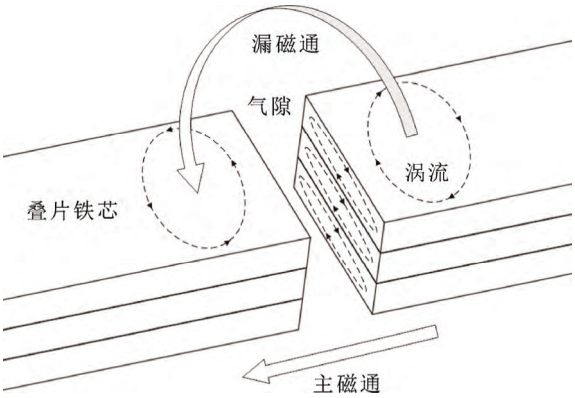


图 6 叠片铁芯中的涡流分布

Fig.6 Eddy current distribution in laminated cores

2.3 异常损耗

异常损耗是铁芯弛豫效应引起的损耗，与磁畴中畴壁随机分布和工作频率有关。由于异常损耗的物理过程非常复杂，且推导过程与瞬时磁滞损耗计算式类似，此处不再赘述，瞬时异常损耗可表达为

$$p_e(t)=\frac{k_e}{C_e}\left|\frac{\mathrm{d}B}{\mathrm{d}t}\right|^{1.5} \tag{16}$$

式中，常数 C_e 由数值积分式(17)求得。

$$C_e=(2\pi)^{1.5}\frac{2}{\pi}\int_0^{\frac{\pi}{2}}\cos^{1.5}(\theta)\mathrm{d}\theta=8.763\,363 \tag{17}$$

3 铁芯损耗仿真分析

3.1 建立均质化模型

在保证计算精度的前提下，为加快损耗计算速度，本文采用均质化建模的方法，如图 7 所示，该

(C)1994-2021 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

方法将叠片结构的铁芯等效成一个整体，沿叠片的轧制方向 x、切向方向 y 和叠压方向 z 采用不同的磁导率和电导率作为模型参数，由此保留铁芯的各向异性。叠片宽度表示为 D，沿叠压方向的漏磁通表示为 B_z，U 型铁芯模型的腿部建立在直角坐标系内，两端与腿部相连的半圆环分别建立在 2 个独立的柱坐标系内，由此保证模型叠压方向参数的正确性。

设超薄硅钢片沿轧制方向具有磁导率μ_r，沿切向方向具有磁导率μ_t，绝缘涂层具有真空磁导率μ_0。基于超薄硅钢片磁特性参数，计算出均质化模型的磁导率和电导率[16]。

均质化模型各向异性磁导率计算式为：

$$\mu_x = F\mu_r + (1-F)\mu_0 \tag{18}$$

$$\mu_y = F\mu_t + (1-F)\mu_0 \tag{19}$$

$$\mu_z = \frac{\mu_t\mu_0}{F\mu_0 + (1-F)\mu_t} \tag{20}$$

式中：μ_x、μ_y 和μ_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 的磁导率；F 为铁芯的叠压系数，计算结果如图 8 所示。

均质化模型各向异性电导率计算式为：

$$\sigma_x = F\sigma \tag{21}$$

$$\sigma_y = F\sigma \tag{22}$$

$$\sigma_z = \left(\frac{d}{D}\right)^2 \frac{1}{F}\sigma \tag{23}$$

式中：σ_x、σ_y 和σ_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，结果见表 2。

3.2　有效趋肤深度和有限元网格剖分

为了保证均质化铁芯模型适应于各种频率，特别是高频下的损耗计算，文献[16]基于电磁场控制方程推导出均质化铁芯模型沿叠压方向 z 的趋肤深度δ_z计算式，如下所示

$$\delta_z = \sqrt{\frac{2}{\pi f \mu_x \sigma_y}} \tag{24}$$

通过计算得到均质化模型沿叠压方向 z 的最大趋肤深度约为 4 mm，趋肤深度示意图如图 9 所示。

由于每层超薄硅钢片之间都有不导磁的绝缘层，沿叠压方向的等效磁导率要比沿轧制方向小得多，透入磁通在叠压方向迅速衰减，达到趋肤深度后，由透入磁通产生的涡流密度衰减至最小值并基本保持均匀。在趋肤深度内网格剖分必须足够精细，如图 10 所示，铁芯表面网格剖分细密，内部较粗网格即可满足计算精度要求。

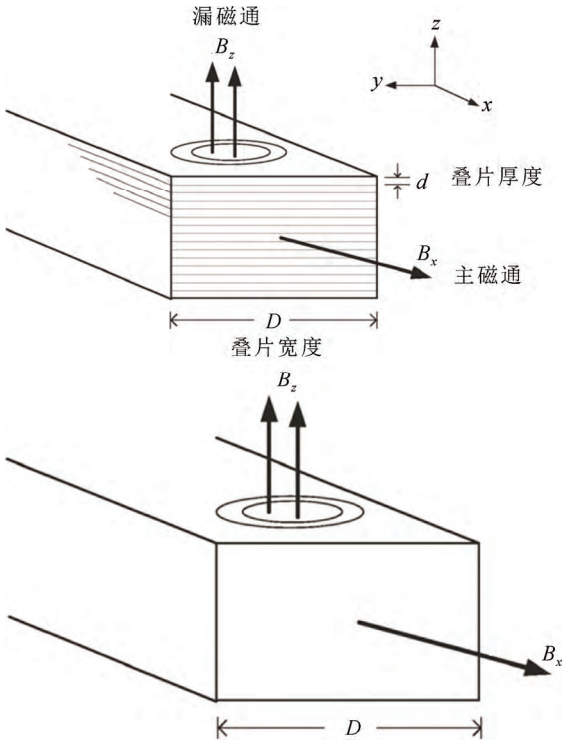


图 7　铁芯模型化简

Fig.7　Simplification of the core model

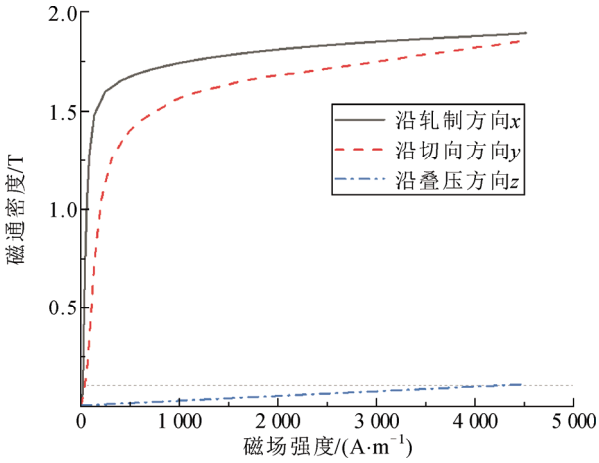


图 8　均质化模型磁化曲线

Fig.8　Magnetization curves of the homogenization model

表 2　均质化模型电导率

Table 2　Conductivity of the homogenization model

参数名称	沿轧制方向 x 电导率/(S·m^{-1})	沿切向方向 y 电导率/(S·m^{-1})	沿叠压方向 z 电导率/(S·m^{-1})
数值	1.9×10^6	1.9×10^6	21.9

3.3　仿真结果分析

3.3.1　铁芯磁通密度

当阀电流增加至峰值时(5 kA)，阳极饱和电抗

(C)1994-2021 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

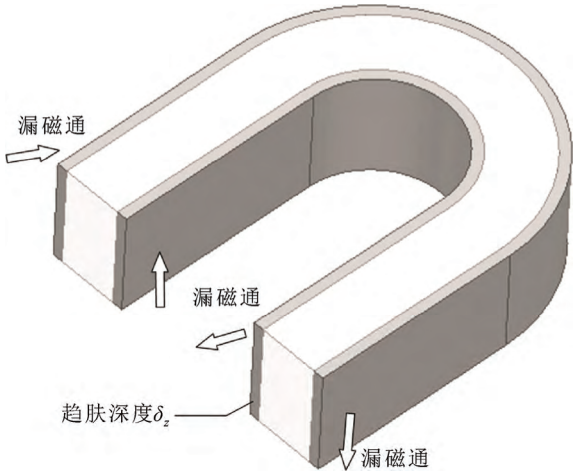


图 9 沿叠压方向的趋肤深度

Fig.9 Skin depth along the stacking direction

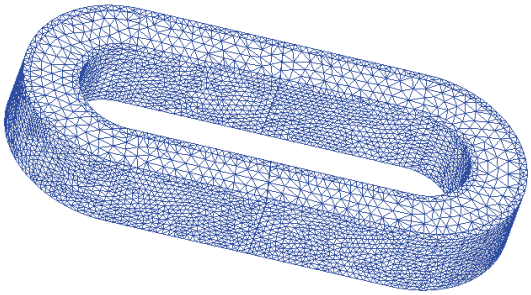


图 10 三维有限元网格

Fig.10 3D finite element mesh

器铁芯处于饱和状态，此时铁芯整体磁通密度达到最大值，如图 11 所示，铁芯平均磁通密度高达 1.89 T。受漏磁场的影响，气隙两侧磁通密度最高，局部可达 1.98 T。

阳极饱和电抗器绕组是非对称分布的，铁芯与绕组结构的侧视图和俯视图如图 12 所示，由于铁芯内侧更靠近绕组，电流激励在内侧产生的空间磁场强度明显大于外侧，导致图 11 中铁芯内侧的磁通密度略高于外侧。

以图 12 铁芯的几何中心为起始点(0 mm)，气球边界附近为终点(90 mm)，气隙截面的磁通密度变化如图 13 所示。起始点(0 mm)位于绕组中心，磁通密度在绕组内增加，到达绕组绝缘层 (5 mm) 后开始下降，空气中的漏磁通密度保持在 0.1 T 左右。到达气隙始端时(29 mm)，磁通密度突增至 1.95 T，此后在气隙内保持稳定并略有降低。到达气隙末端时(60 mm)，磁通密度骤减至 0.1 T，随着距离铁芯越来越远，空气中的漏磁通密度逐渐降低至<0.1 T。在气隙始末端的磁通密度不同是绕组结构导致的，气隙始端距离绕组更近，因此磁通密度更高。

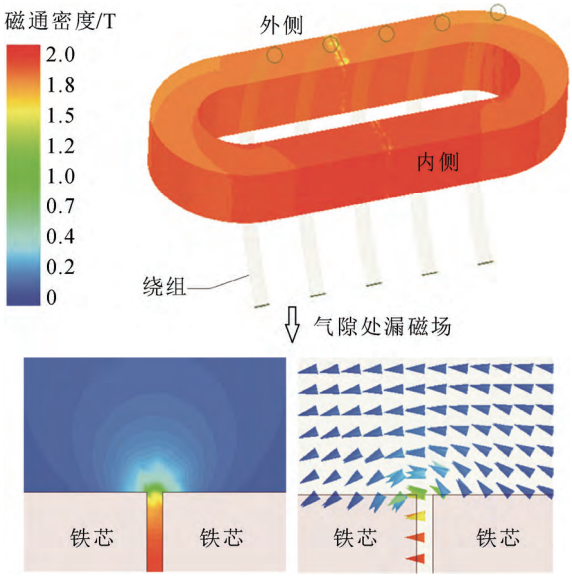


图 11 磁通密度分布

Fig.11 Magnetic flux density distribution

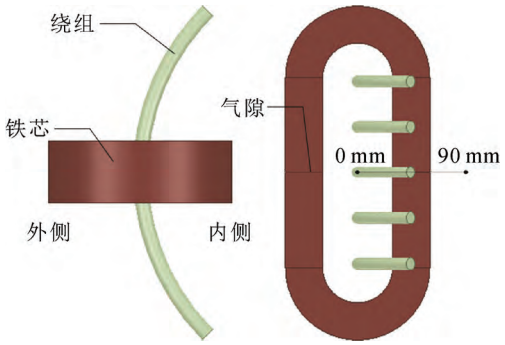


图 12 铁芯和绕组结构

Fig.12 Structure of the core and windings

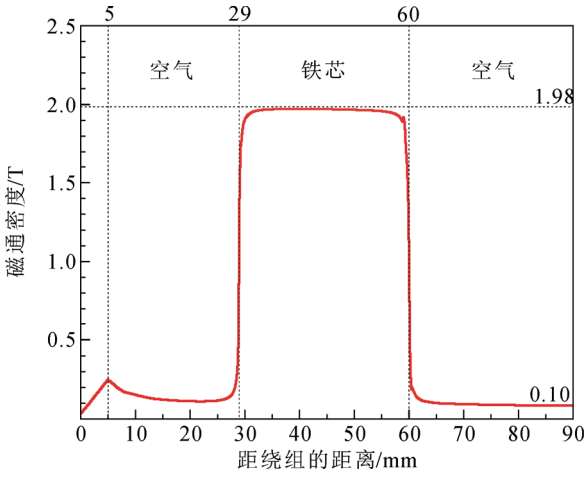


图 13 气隙截面的磁通密度变化

Fig.13 Magnetic flux density around the air gap

3.3.2 铁芯损耗功率曲线

从断态时刻开始选取 20 ms 作为阳极饱和电抗

(C)1994-2021 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

器的一个运行周期，并采用瞬态场计算动态铁芯损耗，由此可以获得一个周期内每时间步的铁芯损耗值。电抗器铁芯模型全周期损耗仿真计算结果如图14所示，在换流阀开通和关断过程中产生大量铁芯损耗。

在本阀开通过程中，铁芯损耗主要来源于换流阀杂散电容储存的电场能量。换流阀开通前，与阀相连的杂散电容已经被充能至开通电压。在晶闸管开通的瞬间，杂散电容上积累的电能通过换流阀释放的过程会受到阳极饱和电抗器的限制，导致杂散电容与电抗器之间形成高频振荡。

在本阀关断过程中，电抗器铁芯由饱和状态转化为非饱和状态。此时电抗器的电感值和电抗器两端的相电压开始增大，当阀电流下降接近零点时，产生大量铁芯损耗。

当本阀处于断态时，他阀开通或关断会造成本阀的电压发生跳变，形成电流脉冲，使饱和电抗器在断态时也有少量损耗产生。

本文铁芯损耗功率曲线与文献[7]中电路解析法计算所得的损耗功率曲线基本一致，由于本文仿真对象是单对铁芯，而文献[7]计算的是电抗器整体的铁芯损耗，故损耗功率曲线的幅值不同。

阳极饱和电抗器共有9对铁芯，其制作工艺和运行特性完全一致，由此可以得到单台阳极饱和电抗器在一个运行周期内的总铁芯损耗功率，如表3所示。

磁滞损耗在总铁芯损耗中占比较小的原因为：换流阀开通过程中，阀电流骤增导致阳极饱和电抗器铁芯快速达到磁饱和状态，铁芯磁饱和后，磁滞损耗几乎不再增加。

涡流损耗最易受激励源频率的影响，频率越高，铁芯内的磁通密度变化率 dB/dt 越大，产生的涡流损耗越多。阳极饱和电抗器工作在高频脉冲激励下，电流源存在大量高频分量，因此涡流损耗在总铁芯损耗中占比最大。

3.3.3 铁芯损耗密度分析

相比于集总参数的电抗器仿真，有限元法不仅能计算得到铁芯损耗功率曲线，还可以获得任意时刻的铁芯损耗密度分布云图。选取换流阀开通过程中铁芯损耗功率最大的时刻，得到铁芯损耗密度云图，如图15所示。由于气隙、绕组结构、漏磁场等因素影响，铁芯整体损耗密度分布并不均匀。

铁芯损耗密度的分布规律为：

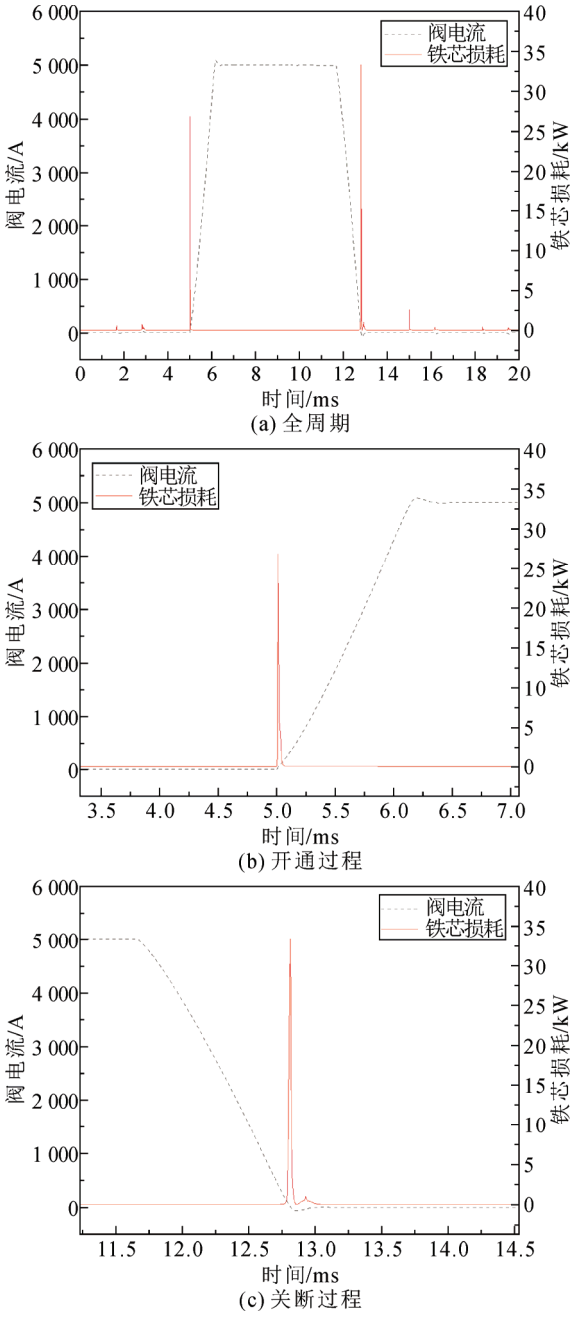


图14 阳极饱和电抗器单对铁芯损耗功率曲线

Fig.14 Power loss curves of one single core of the anode saturable reactor

表3 阳极饱和电抗器总铁芯损耗

Table 3 Total core loss of the anode saturable reactor

参数名称	输送电流/kA	铁芯损耗/W	磁滞损耗/W	涡流损耗/W	异常损耗/W
数值	5	524.25	91.71	284.49	148.05

1）铁芯整体：铁芯损耗主要分布在铁芯表面，这是由于趋肤效应导致涡流损耗主要分布在铁芯表面。

2）气隙附近：在气隙两侧铁芯损耗密度更高，这是由于主磁通在气隙处发生衍射，漏磁通透入铁

(C)1994-2021 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

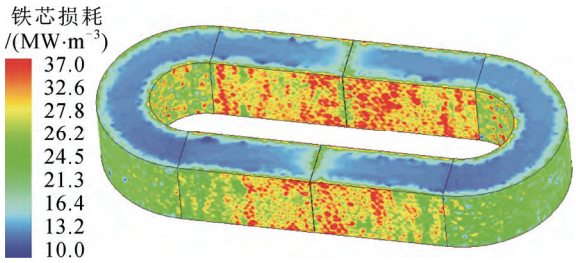


图 15 铁芯损耗密度分布

Fig.15 Core loss density distribution

芯表面，在 U 型铁芯的腿部产生涡流，且这些涡流的流动面积较大，产生较多损耗。

3）绕组结构：阳极饱和电抗器绕组从铁芯内部穿过，铁芯内侧距离绕组更近，磁场强度更高，因此铁芯内侧的损耗密度明显大于外侧。

3.3.4 涡流矢量分析

涡流损耗可分为主磁通产生的经典涡流损耗和漏磁通产生的宏观涡流损耗。如图 16 所示，由于漏磁通沿叠压方向透入铁芯，宏观涡流主要分布在气隙两侧的铁芯表面，在铁芯边缘形成环流。受叠片表面绝缘涂层的影响，漏磁通透入深度只有表面几层，且透入磁通密度逐层递减，故涡流密度沿叠压方向由外向内逐层递减。

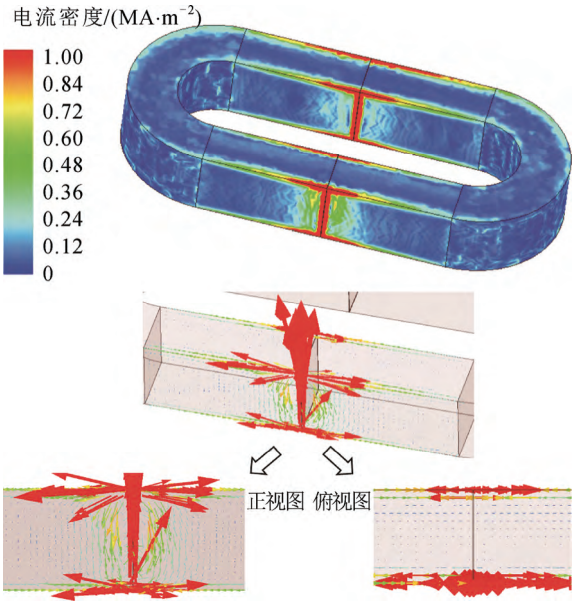


图 16 宏观涡流分布

Fig.16 Macro-eddy current distribution

4 饱和电抗器温升试验

饱和电抗器的铁芯损耗是其温升主要来源之一。将电抗器实际运行工况下的电流激励通入绕组中，运行至电抗器整体温度基本达到稳定值时，使用红外热像仪记录电抗器外壳温度分布，如图 17 所示。

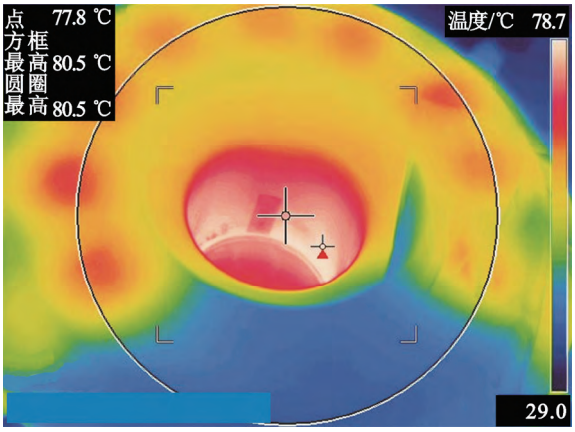


图 17 饱和电抗器热像图

Fig.17 Infrared image of the saturable reactor

阳极饱和电抗器内部采用自然对流散热，无强制风冷，其绕组结构为环状，靠近绕组内侧的铁芯产生局部损耗较多，且电抗器外壳内侧与空气接触面积较小，散热能力较差，因此外壳内侧的温度最高，可达 80.5 ℃。在 9 对铁芯的装配位置分别出现 9 个热点，这是由于铁芯发热导致电抗器内部空气受热上升，玻璃钢材质的外壳经热传导温度也随之上升，热点平均温度可达 76 ℃。

根据文献[4]中阳极饱和电抗器铁芯损耗与外壳温度的关系式，间接获得电抗器铁芯损耗的实测值，与仿真结果作对比，如表 4 所示。

表 4 阳极饱和电抗器损耗与温升对比

Table 4 Core loss and temperature of the saturable reactor

参数名称	输送电流 /kA	外壳热点温度 /℃	实测铁芯损耗 /W	计算铁芯损耗 /W
数值	5	76	490.69	524.25

文献[4]中给出的经验公式是通过对多台电抗器进行温升试验获得的。由于表面温度具有分散性，关系式本身存在一定的误差，这也是表 4 中实测铁芯损耗与计算铁芯损耗误差的主要来源。但仿真结果与实测结果规律一致，其误差在工程实践的可接受范围内。

5 结论

1）超薄硅钢片作为特高压换流阀阳极饱和电抗器的铁芯材料，具有低铁芯损耗、高磁导率、高饱和磁感强度等特点。本文采用二维磁特性测量装

(C)1994-2021 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

置测得超薄硅钢片在高磁通密度下沿轧制方向和切向方向的磁化曲线、比总损耗曲线等磁特性参数，作为阳极饱和电抗器铁芯损耗研究的基础，克服了传统爱泼斯坦方圈装置无法进行高磁通密度(2.0 T)测量的局限性。

2）建立阳极饱和电抗器铁芯均质化模型，仿真计算得到单对铁芯的动态损耗功率曲线和损耗密度空间分布，分析了气隙对铁芯损耗和漏磁场的影响。结果表明：阳极饱和电抗器铁芯损耗主要产生在换流阀的开通过程和关断过程，且涡流损耗占铁芯损耗的主要部分。受趋肤效应和漏磁场的影响，损耗主分布在铁芯表面，且气隙两侧的损耗密度最高。

3）阳极饱和电抗器温升试验验证了铁芯损耗计算的正确性，并得到了电抗器整体的热点分布规律：阳极饱和电抗器表面温度分布不均匀，每对铁芯的装配位置出现热点，电抗器外壳内侧温升最明显，此处与铁芯紧贴的环氧树脂容易失效。

参考文献 References

[1] 潘 超，王格万，韩 涛，等. 变压器交直流混杂运行励磁状态与构件损耗[J]. 高电压技术，2019，45(2)：643-650.
PAN Chao, WANG Gewan, HAN Tao, et al. Excitation state and component loss in AC/DC hybrid operation of transformer[J]. High Voltage Engineering, 2019, 45(2): 643-650.

[2] YANG Z B, CHEN J N, LIU C C, et al. Stress analysis and reliability calculation of saturable reactor of HVDC converter valve in HEMP environment[C]// 2019 IEEE 10th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems. Xi'an, China: IEEE, 2019: 294-298.

[3] CAO J Z, JI F, LIU J, et al. Valve saturable reactor iron losses of ultra-high-voltage direct current converter[J]. IET Science, Measurement & Technology, 2016, 10(2): 77-83.

[4] 中电普瑞电力工程有限公司. EET-3 型饱和电抗器热特性试验报告[R]. 北京，中国：中电普瑞电力工程有限公司，2012.
Zhongdian Purui Electric Power Engineering Co., Ltd. Test report of thermal characteristics of EET-3 type saturated reactor[R]. Beijing, China: Zhongdian Purui Electric Power Engineering Co., Ltd., 2012.

[5] 纪 锋，陈 鹏，魏晓光，等. HVDC 换流阀用饱和电抗器的建模及仿真[J]. 智能电网，2013，1(2)：65-69.
JI Feng, CHEN Peng, WEI Xiaoguang, et al. Modeling and simulation of HVDC converter valve's saturable reactor[J]. Smart Grid, 2013, 1(2): 65-69.

[6] 陈 鹏，曹均正，魏晓光，等. 高压直流换流阀用饱和电抗器的暂态电路仿真模型[J]. 高电压技术，2014，40(1)：288-293.
CHEN Peng, CAO Junzheng, WEI Xiaoguang, et al. Transient circuit simulation model of saturable reactors for HVDC converter valves[J]. High Voltage Engineering, 2014, 40(1): 288-293.

[7] 纪 锋，曹均正，陈 鹏，等. HVDC 整流侧阀饱和电抗器铁损仿真研究[J]. 电网技术，2014，38(10)：2680-2684.
JI Feng, CAO Junzheng, CHEN Peng, et al. Simulation study on iron-core loss of saturable reactor at rectifier valve side in HVDC transmission line[J]. Power System Technology, 2014, 38(10): 2680-2684.

[8] 纪 锋，曹均正，陈 鹏，等. 高压直流输电系统逆变侧阀饱和电抗器电气应力研究[J]. 高电压技术，2014，40(8)：2579-2585.
JI Feng, CAO Junzheng, CHEN Peng, et al. Research of electrical stress on saturable reactor in inverter valve of high voltage direct current transmission system[J]. High Voltage Engineering, 2014, 40(8): 2579-2585.

[9] 龚文军，黄劭刚，杨玉文，等. ANSYS Maxwell 硅钢片铁耗系数提取方法的实现[J]. 电机与控制应用，2016，43(4)：82-85.
GONG Wenjun, HUANG Shaogang, YANG Yuwen, et al. Realization of the method of extracting iron loss coefficient of silicon steel sheet in ANSYS Maxwell[J]. Electric Machines & Control Application, 2016, 43(4): 82-85.

[10] 米 彦，邓胜初，桂 路，等. ±1 100 kV 特高压直流换流阀用饱和电抗器的铁损及温度分布仿真[J]. 高电压技术，2018，44(10)：3359-3367.
MI Yan, DENG Shengchu, GUI Lu, et al. Simulation study on iron-core loss and temperature distribution of saturable reactor for ±1 100 kV UHVDC converter valves[J]. High Voltage Engineering, 2018, 44(10): 3359-3367.

[11] 孙春侠，郑莉军. 干式铁心并联电抗器气隙分布对损耗的影响[J]. 电力电容器与无功补偿，2017，38(6)：80-82，86.
SUN Chunxia, ZHENG Lijun. The influence of dry-type iron-core shunt reactor air gap distribution on loss[J]. Power Capacitor & Reactive Power Compensation, 2017, 38(6): 80-82, 86.

[12] 张重远，韩启隆. 考虑层间效应的复磁导率铁芯频变模型[J]. 高电压技术，2019，45(7)：2292-2298.
ZHANG Zhongyuan, HAN Qilong. Frequency-depended modeling for the core of power transformer based on complex permeability considering interlaminar effects[J]. High Voltage Engineering, 2019, 45(7): 2292-2298.

[13] ODAWARA S, YAMAMOTO S, SAWATARI K, et al. Iron loss evaluation of reactor core with air gaps by magnetic field analysis under high-frequency excitation[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2015, 51(11): 8402404.

[14] KAWASE Y, YAMAGUCHI T, MIYOSHI K, et al. Iron loss analysis in wound core of reactor with gap considering skin effect[C]//2016 19th International Conference on Electrical Machines and Systems. Chiba, Japan: IEEE, 2016: 1-4.

[15] WANG Y R, CALDERON-LOPEZ G, FORSYTH A J. High-frequency gap losses in nanocrystalline cores[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(6): 4683-4690.

[16] 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.

[17] KAIMORI H, KAMEARI A, FUJIWARA K. FEM computation of magnetic field and iron loss in laminated iron core using homogenization method[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2007, 43(4): 1405-1408.

[18] MURAMATSU K, OKITSU T, FUJITSU H, et al. Method of nonlinear magnetic field analysis taking into account eddy current in laminated core[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2004, 40(2): 896-899.

[19] 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.

[20] NOGAWA S, KUWATA M, NAKAU T, et al. Study of modeling

(C)1994-2021 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

method of lamination of reactor core[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2006, 42(4): 1455-1458.

[21] 张 宁，李 琳，魏晓光. 非正弦激励下磁心损耗的计算方法及实验验证[J]. 电工技术学报，2016，31(17)：224-232.
ZHANG Ning, LI Lin, WEI Xiaoguang. Calculation method and experimental verification of core losses under non-sinusoidal excitation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(17): 224-232.

[22] BARG S, AMMOUS K, MEJBRI H, et al. An improved empirical formulation for magnetic core losses estimation under nonsinusoidal induction[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(3): 2146-2154.

[23] LIN D S, ZHOU P, FU W N, et al. A dynamic core loss model for soft ferromagnetic and power ferrite materials in transient finite element analysis[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2004, 40(2): 1318-1321.

[24] LIN D S, ZHOU P, CHEN Q M, et al. The effects of steel lamination core losses on 3D transient magnetic fields[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2010, 46(8): 3539-3542.

[25] ZHOU P, LIN D S, LU C, et al. A new algorithm to consider the effects of core losses on 3-D transient magnetic fields[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2014, 50(2): 7008904.

[26] 张长庚，杨庆新，李永建. 硅钢叠片在宽频三轴正交激磁条件下的磁特性模拟方法研究[J]. 中国电机工程学报，2017，37(7)：2167-2175.
ZHANG Changgeng, YANG Qingxin, LI Yongjian. An electromagnetism simulation methodology of laminated silicon steel by three axes orthogonal and wide frequency excitation[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(7): 2167-2175.

[27] ZHANG C G, LI Y J, LI J S, 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.



张长庚(通信作者)
1985—，男，博士，副教授，博导
主要从事工程电磁场计算与磁技术、三维磁特性测量与建模方面的研究工作
E-mail: changgeng.zhang@hebut.edu.cn

ZHANG Changgeng
Ph.D.
Associate professor
Corresponding author

收稿日期 2020-07-27 修回日期 2020-11-18 编辑 程子丰

(C)1994-2021 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net