

# 无取向电工钢片旋转磁特性测量与损耗特性分析

丁杰, 李琳, 张希蔚

(新能源电力系统国家重点实验室(华北电力大学), 北京 102206)

**摘要:** 设计低耗、高效变压器和电机离不开对铁心的磁化特性与损耗性能的精准把握。实际运行工况下,铁心中同时存在交变磁场和旋转磁场,且交变磁场和旋转磁场存在着本质的不同,因此探究电工钢片在旋转磁场下的磁化特性和损耗性能就显得至关重要。本文以电机定子作为电工钢片旋转磁特性励磁装置,通过电机的三相励磁绕组产生椭圆形旋转磁场,给出两相输出反馈到三相输入的控制策略,研究不同磁化角度、轴比对损耗特性的影响。并分析了传统正交分解损耗模型在高磁通密度下计算误差较大的原因,提出修正模型,解决了原模型在高磁通密度下存在较大计算误差的问题,为优化设计新一代高效率变压器、电机奠定基础。

**关键词:** 电工钢片; 旋转磁特性; 损耗特性

**DOI:** 10.12067/ATEEE2109039

**文章编号:** 1003-3076(2022)07-0072-08

**中图分类号:** TM275

## 1 引言

变压器、电机作为电网内主要的能源转换装备,降低其各项损耗可以明显提高能源的利用率<sup>[1]</sup>。而掌握铁心的磁化特性与损耗性能是设计低耗、高效变压器和电机的关键。实际运行工况下,电机铁心和变压器铁心的T型结合部存在着局部旋转磁场( $B$ 矢量顶点轨迹在一个周期内为椭圆),该磁场是交变磁场( $B$ 矢量顶点轨迹在一个周期内为直线)和旋转磁场( $B$ 矢量顶点轨迹在一个周期内为圆形)的合成。且交变磁场和旋转磁场存在着本质的不同<sup>[2-4]</sup>,电工钢片作为变压器、电机铁心的主要材料,有必要探究其在旋转磁场下的磁特性及损耗特性。

为了精准获取材料的旋转磁特性和损耗特性,最早的旋转磁特性测量平台是由 Brailsford 于 1938 年搭建的,该平台通过测量由旋转磁场引起的转矩来近似估算旋转损耗<sup>[4,5]</sup>。国内的河北工业大学、沈阳工业大学应用的是一种典型双激励旋转磁特性测量平台<sup>[6]</sup>,该平台以两个相互垂直的励磁绕组作为励磁装置,进而在待测样片中心区域产生椭圆形

旋转磁场。国外的佩鲁贾大学以电机(去掉转子)定子作为旋转磁特性测量装置,将待测样片放在定子内部,通过调节电机定子三相绕组的电压,从而测量待测样片在纯圆形磁化下的旋转磁特性<sup>[7-10]</sup>。

精准的计算铁心损耗是提升变压器、电机效率、降低其损耗的前提。1988年 G. Bertotti 将铁心损耗分解成磁滞损耗、涡流损耗和异常损耗三部分<sup>[11]</sup>,该模型中系数通过损耗实测数据拟合求得,因其计算过程简单,物理意义明确在铁损计算中应用广泛。但该方法仅局限于交变损耗分析<sup>[12]</sup>,不能用于旋转损耗的计算。胡虔生等人提出了采用两个正交方向的交变损耗来近似估算旋转磁化损耗的正交分解模型<sup>[13-15]</sup>,该模型在磁通密度较小及频率较低时计算精度较高。但当磁通密度达到饱和、频率升高后,计算值要比实测值偏低。在此基础上,文献[16]引入体现磁化角度和磁化轴比影响的变系数,提高了模型的计算精度,但该模型仅从数学角度出发,未给出合理的物理解释。

本文以电动机定子为励磁装置搭建了旋转磁特性测量平台,探究了无取向电工钢片在旋转磁场下的磁特性。通过电机的三相励磁绕组产生椭

**收稿日期:** 2021-09-22

**基金项目:** 国家自然科学基金项目(51677064)

**作者简介:** 丁杰(1997-),男,吉林籍,硕士研究生,研究方向为旋转磁特性测量与损耗计算;

李琳(1962-),男,河北籍,教授,博士,研究方向为电磁场理论及其应用与先进输变电技术。

圆形旋转磁场,给出了两相输出反馈到三相输入的控制策略,研究了不同磁化角度、轴比对损耗特性的影响。同时分析了正交分解损耗计算模型的拟合效果,并通过引入磁通密度函数的修正项对原模型进行修正。结果表明:修正的模型大大提高了正交分解损耗计算模型的计算精度,满足了实际工程的要求,为优化设计新一代高效率变压器、电机奠定基础。

## 2 旋转磁特性测量装置及其原理

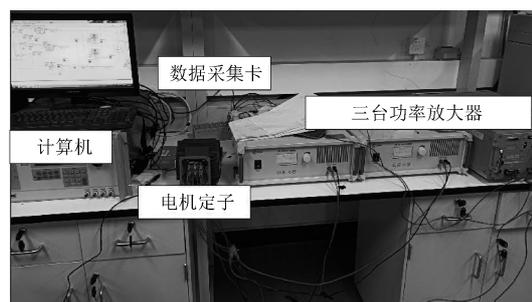
### 2.1 测量装置

图1为本实验室搭建的旋转磁特性测量平台,待测样片为直径60 mm的圆形无取向电工钢片。测量时,计算机将三相输出电压信号传递给数据采集卡,经三台功率放大器放大后施加到电机定子的三相励磁绕组上,通过控制电机的三相励磁绕组的电压波形使得无取向电工钢片中心区域产生椭圆形旋转磁场。电机内部去除了转子,将无取向电工钢片放置在电机定子内部,如图2(a)所示。再由B线圈和H线圈感应出电压信号,经数据采集卡传输到计算机,依据电磁感应定律最终处理得到待测样片在椭圆形旋转磁场下的 $B$ 、 $H$ 信号。其中,B线圈由0.1 mm的铜线在电工钢片的两对圆孔内各绕制5圈而成,构成两组正交的B线圈,每个圆孔的直径大小为1 mm<sup>[17]</sup>。H线圈是由0.05 mm的铜线在绝缘骨架上绕制500~1 000匝而成<sup>[18]</sup>,两组正交的H线圈分别紧贴在电工钢片的上、下表面,如图2(b)所示。通过测量的 $B$ 和 $H$ 在一个时间周期0.02 s(测量频率为50 Hz)的2 000个离散数据,进而计算出电工钢片的单位铁损。单位铁损的计算公式如下<sup>[19]</sup>:

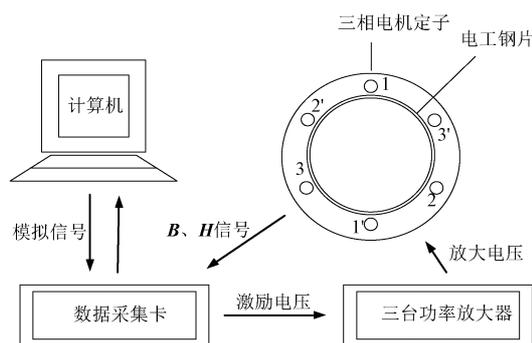
$$P_r = \frac{1}{\rho T} \int_0^T (H_x \frac{dB_x}{dt} + H_y \frac{dB_y}{dt}) dt \quad (1)$$

式中, $P_r$ 为比损耗; $\rho$ 为材料密度; $T$ 为时间周期; $B_x$ 、 $B_y$ 分别为 $x$ 轴、 $y$ 轴方向的磁通密度; $H_x$ 、 $H_y$ 分别为 $x$ 轴、 $y$ 轴方向的磁场强度。

为了测量电工钢片旋转磁特性,需要使被测样片内部磁感应强度 $B$ 的方向与轧制方向成任意角度<sup>[5]</sup>。实现的方法是通过不同的磁路来产生不同方向的磁通变化,进而产生使得合成磁通密度轨迹为圆形或椭圆形的旋转磁场,如图3所示。图3中, $B_{max}$ 和 $B_{min}$ 分别为椭圆的长轴和短轴,将 $B_{min}/B_{max}$ 定义为轴比,用 $\alpha$ 表示,改变不同的 $\alpha$ 能够得到不同



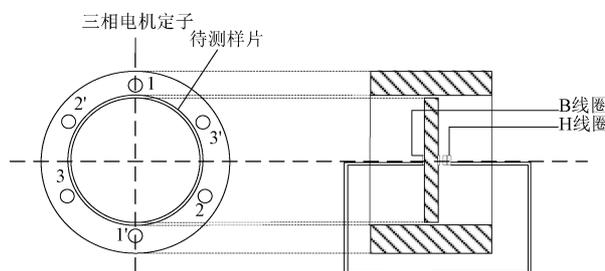
(a) 单片测量平台



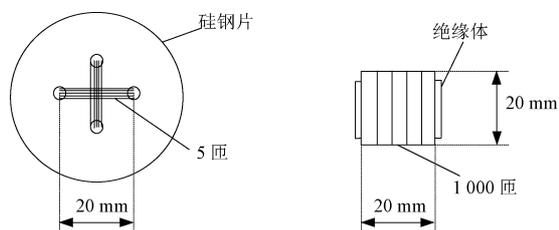
(b) 实验装置框图

图1 旋转磁特性测量平台及框图

Fig.1 Rotating magnetic characteristic measurement platform and chart



(a) 单片测量装置结构框架



(b) B线圈和H线圈

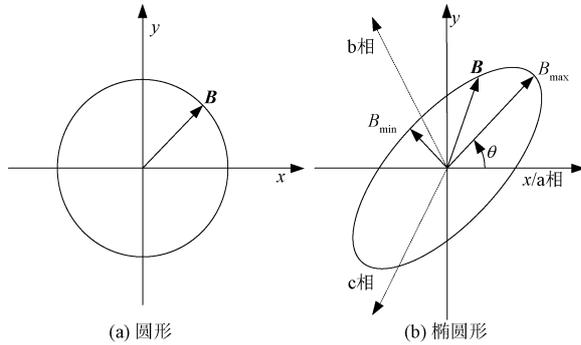
图2 单片测量装置结构框架及B线圈和H线圈

Fig.2 Single piece measuring device structure frame and B coil and H coil

的椭圆轨迹。 $\theta$ 为椭圆的长轴和 $x$ 轴方向的夹角,在这里被称为磁化角度。

### 2.2 波形生成及反馈控制

为了能够得到磁通密度 $B$ 的轨迹,沿 $x$ 轴和 $y$

图3 磁通密度矢量  $B$  的轨迹Fig.3 Trajectory of magnetic flux density vector  $B$ 

轴两个方向的磁通密度波形  $B_x(t)$  和  $B_y(t)$  应满足如下条件<sup>[19]</sup>:

$$\begin{cases} B_x(t) = B_{\max} \cos(\omega t) \cos\theta - \alpha B_{\max} \sin(\omega t) \sin\theta \\ B_y(t) = B_{\max} \cos(\omega t) \sin\theta + \alpha B_{\max} \sin(\omega t) \cos\theta \end{cases} \quad (2)$$

式中,  $\omega$  为正弦磁场的角频率;  $\theta$  为磁化角度;  $\alpha$  为轴比。

由于本实验室搭建的旋转磁特性测量平台是通过发电机的三个励磁绕组进行励磁,因此需要将  $x$  轴、 $y$  轴的磁通密度波形  $B_x(t)$ 、 $B_y(t)$  转化为  $a$ 、 $b$ 、 $c$  三个方向的磁通密度波形  $B_a(t)$ 、 $B_b(t)$ 、 $B_c(t)$ ,经推导  $B_a(t)$ 、 $B_b(t)$ 、 $B_c(t)$  应满足如下条件:

$$\begin{cases} B_a(t) = B_{\max} \cos(\omega t) \cos\theta - \alpha B_{\max} \sin(\omega t) \sin\theta \\ B_b(t) = \frac{B_{\max}}{\sqrt{3}} \cos(\omega t) \sin\theta + \alpha \frac{B_{\max}}{\sqrt{3}} \sin(\omega t) \cos\theta \\ B_c(t) = \frac{B_{\max}}{\sqrt{3}} \cos(\omega t + 180^\circ) \sin\theta + \\ \alpha \frac{B_{\max}}{\sqrt{3}} \sin(\omega t + 180^\circ) \cos\theta \end{cases} \quad (3)$$

由式(3)可知,  $a$  相与  $x$  轴磁通密度波形相同;  $b$  相、 $c$  相合成的磁通密度波形与  $y$  轴相同。

根据电磁感应定律<sup>[20]</sup>可知,电压和磁通密度  $B$  的关系如下:

$$u(t) = -NS \frac{dB(t)}{dt} \quad (4)$$

式中,  $u(t)$  为电压;  $N$  为线圈匝数;  $S$  为横截面积。将式(4)代入式(3)可以得到沿  $a$ 、 $b$ 、 $c$  三个方向的励磁电压  $u_a(t)$ 、 $u_b(t)$ 、 $u_c(t)$  应满足如下条件:

$$\begin{cases} u_a(t) = NS\omega [B_{\max} \cos(\omega t) \cos\theta - \\ \alpha B_{\max} \sin(\omega t) \sin\theta] \\ u_b(t) = NS\omega \left[ \frac{B_{\max}}{\sqrt{3}} \cos(\omega t) \sin\theta + \right. \\ \left. \frac{\alpha B_{\max}}{\sqrt{3}} \sin(\omega t) \cos\theta \right] \\ u_c(t) = NS\omega \left[ \frac{B_{\max}}{\sqrt{3}} \cos(\omega t + 180^\circ) \sin\theta + \right. \\ \left. \frac{\alpha B_{\max}}{\sqrt{3}} \sin(\omega t + 180^\circ) \cos\theta \right] \end{cases} \quad (5)$$

测量过程中,由于材料特性和外界干扰等因素,样片内部的磁场通常与初始步骤施加的磁场并不相同。为了控制样片内部的磁通密度  $B$  的轨迹为标准的椭圆形,需要在旋转磁特性测量平台中加入反馈控制,即对  $a$ 、 $b$ 、 $c$  三相的励磁电压进行调控。反馈控制原理<sup>[21]</sup>如下:

$$\begin{cases} u_a^{i+1}(t) = u_a^i(t) + \xi u_{a,\max} F_a \\ u_b^{i+1}(t) = u_b^i(t) + \xi u_{b,\max} F_b \\ u_c^{i+1}(t) = u_c^i(t) + \xi u_{c,\max} F_c \end{cases} \quad (6)$$

式中,  $u_a^i(t)$ 、 $u_b^i(t)$ 、 $u_c^i(t)$  分别为  $a$ 、 $b$ 、 $c$  三相第  $i$  次迭代的励磁电压;  $u_{a,\max}$ 、 $u_{b,\max}$ 、 $u_{c,\max}$  分别为  $a$ 、 $b$ 、 $c$  三相电压幅值;  $\xi$  为标准反馈系数;  $F_a$ 、 $F_b$ 、 $F_c$  为反馈因子。由于  $a$  相对应于  $x$  轴,  $b$  相、 $c$  相对应于  $y$  轴,因此  $a$  相反馈因子  $F_a$  由  $x$  轴的输出控制,  $b$  相、 $c$  相反馈因子  $F_b$ 、 $F_c$  由  $y$  轴输出控制,计算如下所示:

$$\begin{cases} F_a = \frac{B_{x,m} - B_{x,r}}{B_{x,\max}} \\ F_b = \frac{B_{y,m} - B_{y,r}}{B_{y,\max}} \\ F_c = \frac{B_{y,m} - B_{y,r}}{B_{y,\max}} \end{cases} \quad (7)$$

式中,  $B_{x,m}$ 、 $B_{y,m}$  分别为  $x$  轴和  $y$  轴磁通密度的测量值;  $B_{x,r}$ 、 $B_{y,r}$  分别为  $x$  轴和  $y$  轴磁通密度的标准值;  $B_{x,\max}$ 、 $B_{y,\max}$  分别为  $x$  轴和  $y$  轴磁通密度测量值的幅值。

### 2.3 $B$ 和 $H$ 的测量原理

通过测量  $B$  线圈中的感应电压  $u_x(t)$ 、 $u_y(t)$ , 依据电磁感应定律可计算出每个线圈中的磁通密度。

$$\begin{cases} B_x(t) = -\frac{1}{NS} \int u_x(t) dt \\ B_y(t) = -\frac{1}{NS} \int u_y(t) dt \end{cases} \quad (8)$$

图4为H线圈测量法原理图,H线圈放置在待测样片下表面,通过H线圈测得的电压,再依据电磁感应定律,求出磁通密度 $B_0$ ,通过公式 $B_0 = \mu_0 H_0$ ,可以得到样片下表面处的磁场强度 $H_0$ ,而样片内部的磁场强度 $H$ 大小等于 $H_0$ ,从而测得 $H$ 。

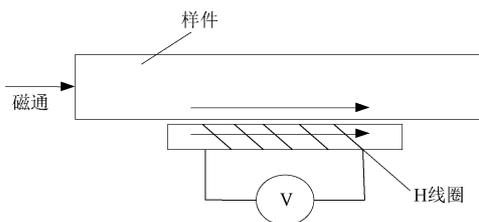


图4 H线圈测量法原理图

Fig.4 Schematic diagram of H-coil measurement method

### 3 电工钢片旋转磁特性测量结果与分析

图5、图6给出了轴比 $\alpha = 0.25$ ,倾角 $\theta$ 依次为 $0^\circ$ 、 $45^\circ$ 和 $90^\circ$ 时,磁通密度 $B_{max}$ 达到0.8 T(未饱和)与1.6 T(饱和)的测量结果。从图5和图6中可以看出,当磁通密度从饱和前到饱和后磁场强度 $H$ 的轨迹发生了变化,并且磁场强度 $H$ 的轨迹也并非为椭圆形,而磁通密度 $B$ 的轨迹在饱和前后皆为标准的椭圆形。由此可见在旋转磁特性的测量中 $B$ 和 $H$ 的方向并不一致。

图7(a)为倾角 $\theta = 45^\circ$ 时,不同轴比下单位铁损 $P$ 的测量结果,测量范围为磁通密度 $B_{max}$ 由0.1 T变化至1.8 T。从图7(a)中可以看出,不同轴比下的单位铁损并不相同,并且纯圆形( $\alpha = 1$ )旋转磁化下的损耗要远大于交变( $\alpha = 0$ )磁化下的损耗,在磁通密度 $B_{max}$ 为1.5 T时达到最大,纯圆形旋转损耗比交变损耗高31%。图7(b)给出了 $B_{max} = 0.8$  T时,不同轴比下的单位铁损随倾角变化曲线。从图7(b)中可以看出,圆形及椭圆形损耗依然大于交变损耗,且交变损耗在 $30^\circ$ 和 $60^\circ$ 时损耗达到最大。而圆形及椭圆形损耗在接近 $90^\circ$ 时,损耗呈现逐渐增加的趋势。由此可见,单位铁损会随着轴比 $\alpha$ 、倾角 $\theta$ 的变化而变化,可以通过控制轴比 $\alpha$ 和倾角 $\theta$ 的变化来减小损耗。

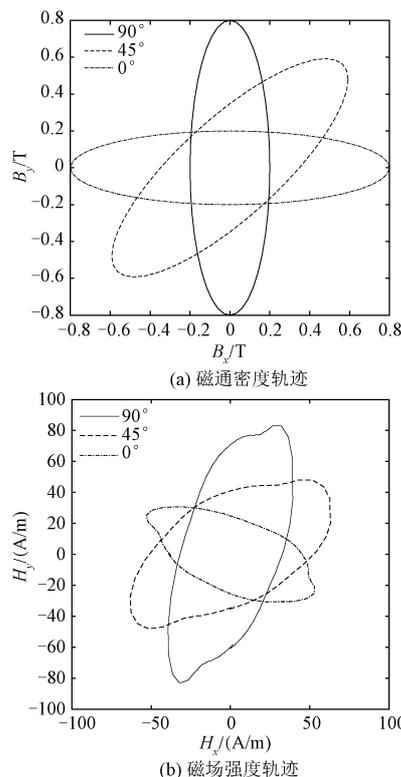


图5 磁通密度为0.8 T,轴比 $\alpha = 0.25$ 下待测样片的磁通密度轨迹及磁场强度轨迹

Fig.5 Magnetic flux density trajectory and magnetic field intensity trajectory of sample under test with magnetic flux density of 0.8 T and axial ratio  $\alpha = 0.25$

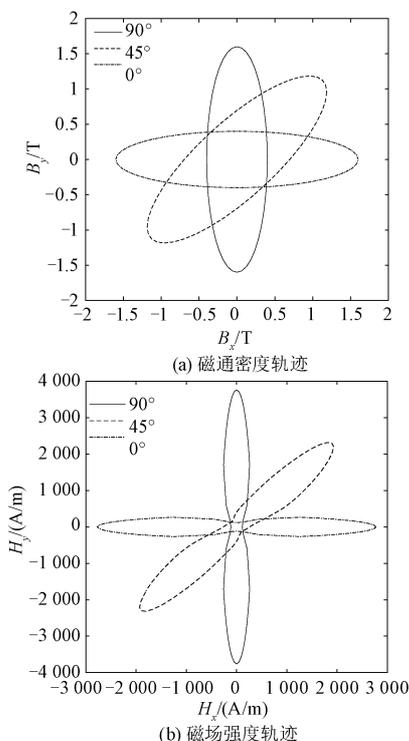


图6 磁通密度为1.6 T,轴比 $\alpha = 0.25$ 下待测样片的磁通密度轨迹及磁场强度轨迹

Fig.6 Magnetic flux density trajectory and magnetic field intensity trajectory of sample under test with magnetic flux density of 1.6 T and axial ratio  $\alpha = 0.25$

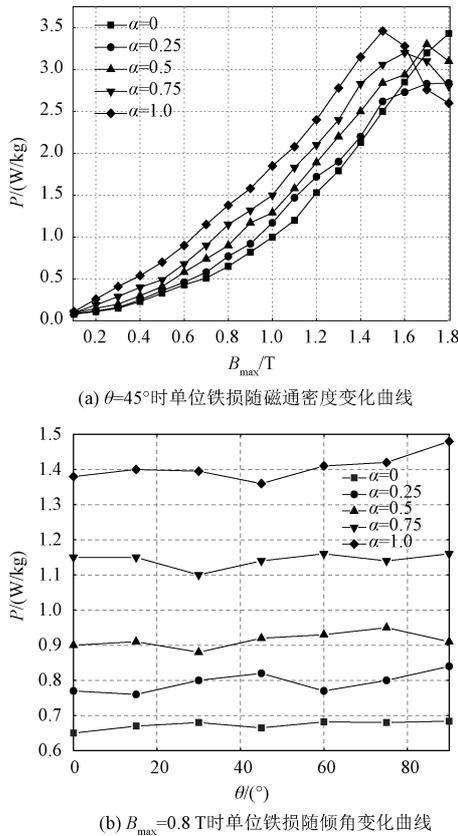


图7 单位铁损随磁通密度、倾角变化曲线

Fig.7 Change curve of unit iron loss with magnetic density and inclination angle

## 4 正交分解损耗计算模型及修正

### 4.1 正交分解损耗计算模型及误差分析

根据正交分解损耗计算模型<sup>[14]</sup>,椭圆形旋转磁化下的损耗  $P_r$  可以用 Bertotti 铁耗分离模型表示。

$$P_r = P_{hr} + P_{er} + P_{ar} \quad (9)$$

$$P_{hr} = k_{hr} f (B_{\max}^\eta + B_{\min}^\eta) \quad (10)$$

$$P_{er} = k_{er} f^2 (B_{\max}^2 + B_{\min}^2) \quad (11)$$

$$P_{ar} = \frac{k_a}{8.763 \ 363} \frac{1}{T} \int_0^T \left\{ \left[ \frac{dB_x(t)}{dt} \right]^2 + \left[ \frac{dB_y(t)}{dt} \right]^2 \right\}^{\frac{3}{4}} dt \quad (12)$$

式中,  $P_{hr}$  为磁滞损耗;  $P_{er}$  为涡流损耗;  $P_{ar}$  为异常损耗;  $k_{hr}$ 、 $k_{er}$ 、 $k_a$  分别为磁滞损耗、涡流损耗和异常损耗的系数;  $f$  为频率;  $\eta$  为变量。

图8给出了当  $\alpha=0.75$ ,  $\theta=60^\circ$  时,正交分解损耗计算模型计算值与实验测量值的对比。可以看出在低磁通密度下模型的拟合精度较高,但当磁通密度高于 1.0 T 之后,计算值与实测值之间的误差在逐渐增大。这主要是由于随着磁通密度  $B$  逐渐增

加,电工钢片呈现非线性,使得涡流损耗增加。而在谐波磁场的影响下,会产生局部磁滞回环,引起磁滞损耗增加,最终导致模型的计算值远小于实测值。

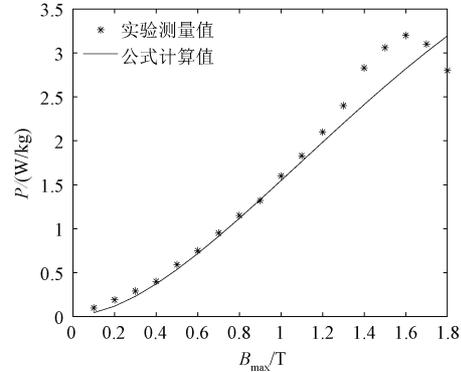


图8  $\alpha=0.75$ ,  $\theta=60^\circ$  时,正交损耗模型计算值与实验值随磁通密度变化曲线

Fig.8 Variation of calculated and experimental value of orthogonal loss model with magnetic density at  $\alpha=0.75$ ,  $\theta=60^\circ$

为了更加直观地显示实测值与计算值的误差大小,本文引入相对误差  $\delta$ , 计算如下所示:

$$\delta = \left| \frac{P_{\text{mea}} - P_{\text{cal}}}{P_{\text{mea}}} \right| \times 100\% = \left| \frac{P_{\text{err}}}{P_{\text{mea}}} \right| \times 100\% \quad (13)$$

式中,  $P_{\text{mea}}$  为实验测量得到的损耗;  $P_{\text{cal}}$  为正交分解损耗计算模型计算得到的损耗;  $P_{\text{err}}$  为实验测量值与计算值之间的差值。

图9为不同磁化角度下损耗相对误差的离散数据点,从图9中可以看出,当磁通密度  $B$  高于 1.0 T 之后,损耗模型的计算值与实测值之间的误差与磁通密度  $B$  呈现递增关系。

### 4.2 考虑材料非线性特征的正交分解损耗修正模型

从铁磁材料的性质而言,在高磁通密度下,材料内部呈现出很强的非线性特性。而上述正交分解损耗计算模型未能对电工钢片非线性特征做出描述,引起一定的计算误差。为此本文在原正交分解损耗模型后附加修正项,来计及由铁磁材料非线性因素和谐波磁场引起的涡流和磁滞损耗增加导致计算值与实测值之间的差值。而由前述可知,计算值与实测值之间的误差随磁通密度增大而逐渐增大,因此修正项应设计为关于磁通密度的函数,但同时要保证修正项对频率的函数特性不变。

修正的正交分解损耗计算模型如下:

$$P'_r = P_r + P_n \quad (14)$$

式中,  $P'_r$  为修正后的模型;  $P_r$  为原正交分解损耗模

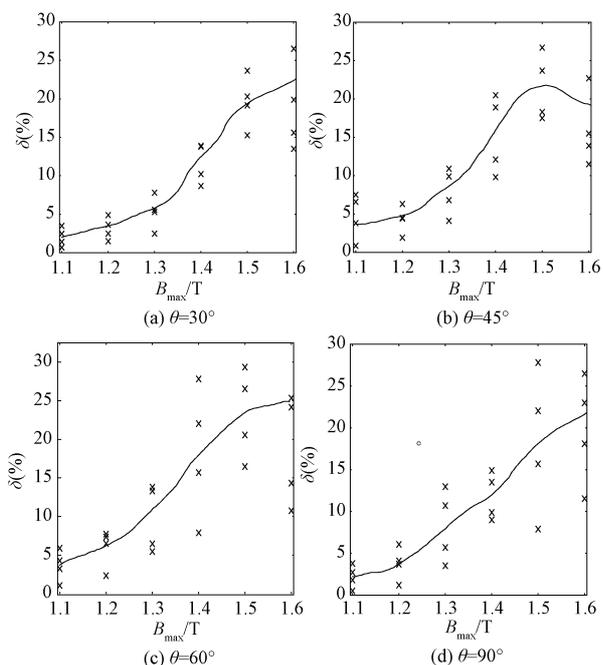


图9 不同倾斜角下的损耗相对误差离散数据点  
Fig.9 Discrete data points of loss relative error at different inclination angles

型,由式(9)计算; $P_n$ 为修正项。

$$\begin{aligned}
 P_n &= P_{n1} + P_{n2} \\
 &= \lambda f(B_{\max}^\gamma + B_{\min}^\gamma) + \mu f^2(B_{\max}^\varphi + B_{\min}^\varphi)
 \end{aligned}
 \tag{15}$$

式中, $P_{n1}$ 为考虑谐波磁场导致的磁滞损耗增加项; $P_{n2}$ 为考虑非线性因素导致的涡流损耗增加项; $\lambda, \gamma, \mu, \varphi$ 为表征材料非线性的未知参数,与材料特性有关。

修正项  $P_n$  是通过不同椭圆形磁化轨迹下损耗误差的离散数据点拟合得到(如图 10 所示)。经计算得到各参数为: $\lambda = 0.000\ 809\ 2, \gamma = 3.748, \mu = 0.000\ 061\ 6, \varphi = 2.192$ 。

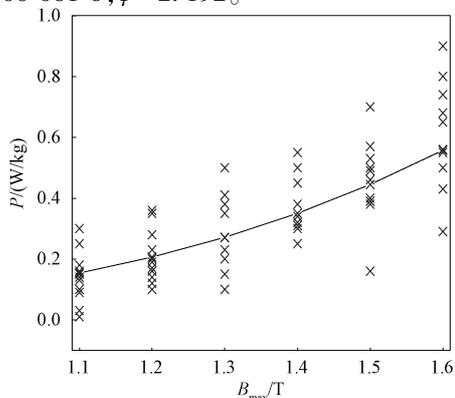


图10 不同椭圆形磁化轨迹下损耗误差离散数据点与拟合的曲线

Fig.10 Discrete data points and fitted curves of loss error under different elliptical magnetization trajectories

图 11 给出了应用修正式(14)计算得到的  $\alpha = 0.75, \theta = 60^\circ, B_{\max}$  从 0.1 T 到 1.6 T 变化时的旋转损耗,并与传统模型计算结果进行对比。可以看出修正后的模型明显提高了拟合精度,大大减小了当磁通密度达到 1.0 T 时计算值与实测值之间的差值。图 12 为模型改进前后的误差对比数据图,可明显得到修正后的模型从 1.0 T 到 1.6 T 的相对误差都降低至 10% 以下,并将磁通密度为 1.5 T 下的最大相对误差 30.176% 降低至 3.396%,可见修正后的模型更能满足实际工程的要求。

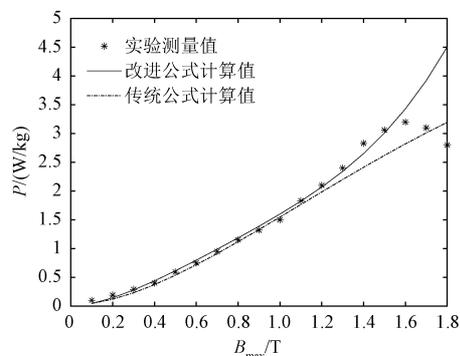


图 11 修正的正交分解损耗模型分析  
Fig.11 Analysis of modified orthogonal decomposition loss model

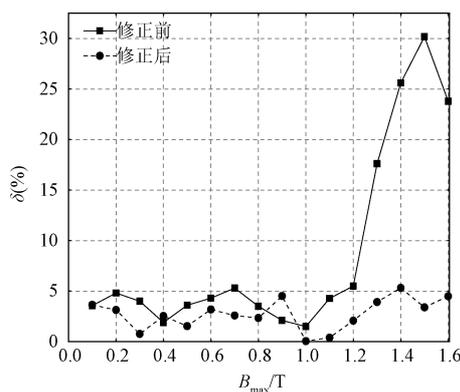


图 12 模型改进前后误差对比分析  
Fig.12 Error comparison analysis before and after model improvement

## 5 结论

本文通过搭建的旋转磁特性测量平台,研究了无取向电工钢片在椭圆形旋转磁化下的损耗特性,并基于正交分解损耗计算模型,在考虑了材料非线性因素导致的涡流损耗增加和谐波磁场导致磁滞损

耗增加的因素后,通过引入修正项对原模型进行了修正,验证了修正后模型的正确性与可行性。得到了如下结论:

(1)实验测量结果表明:无取向电工钢片具有各向异性磁特性;在磁通密度高于 1.1 T 的旋转磁化特性与交变磁化特性完全不同。随着磁化强度的增加,旋转损耗有减小或趋于稳定的趋势,而交变损耗却一直在增加;旋转损耗最大高出交变损耗 31.26%。

(2)在磁通密度  $B$  高于 1.0 T 后,修正后的模型减小了一半以上的损耗计算误差,大大满足了实际工程的要求。

需要指出的是,当磁通密度达到饱和磁密 1.5 T 后单位铁损呈现出趋于稳定甚至下降的趋势,在此区间修正的模型未能很好地拟合。

#### 参考文献 (References):

- [ 1 ] 尹积军, 夏清 (Yin Jijun, Xia Qing). 能源互联网形态下多元融合高弹性电网的概念设计与探索 (Conceptual design and exploration of multi-integrated high-resilient power grid under the form of energy internet) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2021, 41 (2): 486-497.
- [ 2 ] Moses A J. Importance of rotational losses in rotating machines and transformers [J]. Journal of Materials Engineering and Performance, 1992, 1 (2): 235-244.
- [ 3 ] Zhu J G, Ramsden V S. Improved formulations for rotational core losses in rotating electrical machines [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1998, 34 (4): 2234-2242.
- [ 4 ] 高洁, 魏剑啸, 卢卫疆, 等 (Gao Jie, Wei Jianxiao, Lu Weijiang et al.). 电工硅钢材料二维磁特性研究及测量技术相关进展 (Research on the two-dimensional magnetic properties of electrical silicon steel materials and related developments in measurement technology) [J]. 智能电网 (Smart Grid), 2016, 4 (11): 1067-1072.
- [ 5 ] Charles P B. Rotational hysteresis loss in high-field superconductors [J]. Journal of Applied Physics, 1970, 41 (6): 2482-2483.
- [ 6 ] 张艳丽, 何厚键, 谢德馨, 等 (Zhang Yanli, He Houjian, Xie Dexin, et al.). 基于二维磁特性测量的电工钢片矢量磁滞模型 (Electrical steel sheet vector hysteresis model based on two-dimensional magnetic property measurement) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2010, 30 (3): 130-135.
- [ 7 ] Cardelli E, Faba A. Vector hysteresis measurements via a single disk tester [J]. Physica B: Physics of Condensed Matter, 2005, 372 (1-2): 143-146.
- [ 8 ] Faba A, Cardelli E, Tissi F. Surface field measurements in vector characterization of Si-Fe magnetic steel samples [J]. International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics, 2014, 44 (3, 4): 331-338.
- [ 9 ] Cardelli E, Faba A. A benchmark problem of vector magnetic hysteresis for numerical models [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2014, 50 (2): 1049-1052.
- [ 10 ] Yang Q, Li Y, Zhao Z, et al. Design of a 3-D rotational magnetic properties measurement structure for soft magnetic materials [J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2014, 24 (3): 1-4.
- [ 11 ] Bertotti G. General properties of power losses in soft ferromagnetic materials [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1988, 24 (1): 621-630.
- [ 12 ] 李丹丹, 朱聪聪, 乔振阳, 等 (Li Dandan, Zhu Congcong, Qiao Zhenyang, et al.). 基于改进的 Bertotti 损耗分离模型的铁心损耗计算 (Calculation of core loss based on improved Bertotti loss separation model) [J]. 实验室研究与探索 (Research and Exploration in Laboratory), 2021, 40 (4): 19-23.
- [ 13 ] 黄允凯, 胡虔生, 朱建国 (Huang Yunkai, Hu Qiansheng, Zhu Jianguo). 永磁无刷直流电机铁耗计算方法 (Calculation method of iron loss of permanent magnet brushless DC motor) [J]. 电机与控制应用 (Electric Machines and Control Application), 2007, (4): 6-9, 56.
- [ 14 ] 张洪亮, 邹继斌 (Zhang Hongliang, Zou Jibin). 考虑旋转磁通的 PMSM 铁心损耗数值计算 (Numerical calculation of PMSM core loss considering rotating magnetic flux) [J]. 电机与控制学报 (Electric Machines and Control), 2007, 11 (4): 340-344, 348.
- [ 15 ] Stumberger B, Hamler A. Accuracy of iron loss estimation in induction motors by using different iron loss models [J]. Journal of Magnetism and Magnetic Materials, 2004, (S1): 272-276.
- [ 16 ] 李劲松, 杨庆新, 李永建, 等 (Li Jinsong, Yang Qingxin, Li Yongjian, et al.). 考虑谐波及集肤效应的电工钢片旋转异常损耗计算与测量 (Calculation and measurement of abnormal rotation loss of electrical steel sheet considering harmonics and skin effect) [J]. 电机与控制学报 (Electric Machines and Control), 2016, 20 (6): 42-49.
- [ 17 ] 王利祥 (Wang Lixiang). 软磁材料高频旋转磁特性测试方法的研究 (Research on the test method of high-frequency rotating magnetic properties of soft magnetic materials) [D]. 天津: 河北工业大学 (Tianjin: Hebei Uni-

- versity of Technology), 2017.
- [18] Yoon H, Song M, Kim I, et al. Accuracy improved dynamic E&S vector hysteresis model and its application to analysis of iron loss distribution in a three-phase induction motor [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2012, 48 (2): 887-890.
- [19] 刘洋, 张艳丽, 谢德馨 (Liu Yang, Zhang Yanli, Xie Dexin). 电工钢片二维磁特性模拟及其在变压器铁心磁场分析中的应用 (Simulation of two-dimensional magnetic characteristics of electrical steel sheet and its application in transformer core magnetic field analysis) [J]. 变压器 (Transformer), 2011, 48 (7): 34-37.
- [20] 王友勇, 董增仁, 杨文晖 (Wang Youyong, Dong Zengren, Yang Wenhui). 永磁材料磁特性测量 (Permanent magnet material magnetic property measurement) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 1997, 16 (1): 51-55, 59.
- [21] 谢德馨, 王德聚, 王晓燕 (Xie Dexin, Wang Deju, Wang Xiaoyan). 电工钢片二维磁特性测量的关键问题 (Key issues in the measurement of two-dimensional magnetic properties of electrical steel sheets) [J]. 沈阳工业大学学报 (Journal of Shenyang University of Technology), 2009, 31 (2): 121-124, 148.
- [22] 薛刚, 李永建, 曹磊, 等 (Xue Gang, Li Yongjian, Cao Lei, et al.). 磁性材料三维磁特性传感信号检测技术中关键问题的研究与分析 (Research and analysis on several key issues of sensor signal detection of three-dimensional (3D) magnetic properties) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2016, 35 (5): 19-22.

## Rotational magnetic characteristics measurement and analysis of loss characteristic for non-oriented electrical steel sheets

DING Jie, LI Lin, ZHANG Xi-wei

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

**Abstract:** The design of low-consumption, high-efficiency transformers and motors is inseparable from an accurate knowledge the magnetization characteristics and loss performance of the core. Under actual operating conditions, alternating magnetic fields and rotating magnetic fields exist in the core at the same time, and there are essential differences between alternating magnetic fields and rotating magnetic fields. Therefore, it is very important to explore the magnetization characteristics and loss performance of electrical steel sheets under rotating magnetic fields. In this paper, the motor stator is used as the electric steel sheet rotating magnetic characteristic excitation device, and the elliptical rotating magnetic field is generated through the three-phase excitation winding of the motor. The control strategy of two-phase output feedback to three-phase input is given, and the impact of different magnetization angles and shaft ratios on loss characteristics is studied. The reason for the large calculation error of the traditional orthogonal decomposition loss model under high magnetic density is analyzed, and a modified model is proposed to solve the problem of large calculation error of the original model under high magnetic density. It laid the foundation for the optimal design of a new generation of high-efficiency transformers and motors.

**Key words:** electrical steel sheet; rotational magnetic properties; loss characteristics