

DOI: 10.7652/xjtuxb201404010

一种单相阶梯接缝变压器铁芯的空载 损耗计算方法

张良县¹, 陈模生¹, 彭宗仁¹, 谢庆峰², 龚宜祥²

(1. 西安交通大学电力设备电气绝缘国家重点实验室, 710049, 西安;

2. 常州西电变压器有限责任公司, 213012, 江苏常州)

摘要: 提出了一种适用于大型单相变压器阶梯接缝结构铁芯的空载损耗计算方法。该方法首先运用等效磁特性方法对铁芯阶梯接缝区进行等效分析, 得出接缝区的等效材料特性, 然后将一个工作周期按等时间间隔进行划分, 分别计算各个时刻铁芯的静态磁场分布, 通过样条插值得到磁感应强度随时间变化的曲线, 最后运用快速傅里叶变换算法对磁感应强度曲线进行离散, 提取出磁感应强度各次谐波幅值, 并将其在对应频率的损耗曲线上进行线性插值得到损耗值, 将各单元所有损耗值进行求和得到总损耗值。以一台实际工程中的大型单相变压器为模型, 分别采用提出的方法及不考虑铁芯接缝结构的传统计算方法对其空载损耗进行计算, 并将计算结果与变压器空载试验的结果进行对比, 结果表明, 提出的方法比传统方法得到的结果更趋近于测量值, 在50%~100%的额定电压范围内, 精度最高可提高9.8%。

关键词: 大型单相变压器铁芯; 阶梯接缝; 等效磁特性方法; 空载损耗

中图分类号: TM411.1 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2014)04-0052-07

Algorithm for Calculating No-Load Losses of Single-Phase Transformer Core with Step-Lap Joints

ZHANG Liangxian¹, CHEN Mosheng¹, PENG Zongren¹, XIE Qingfeng², GONG Yixiang²

(1. State Key Laboratory of Electrical Insulation and Power Equipment, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China;

2. Changzhou XD Transformer Co. Ltd., Changzhou, Jiangsu 213012, China)

Abstract: An algorithm for calculating no-load losses of large single-phase transformer core with step-lap joints was proposed. Equivalent magnetic property method was employed to obtain the equivalent material properties of joints. A cycle was divided according to the equal time interval, and then the static magnetic flux density distribution was calculated at each instant moment. Spline-interpolated method was chosen to draw up the temporal curve of magnetic flux density. FFT analysis was used to determine the each harmonic amplitude of magnetic flux density. The losses were evaluated by linear interpolation from loss curves with corresponding frequency, and the total transformer core loss was gotten by summing losses of all elements. A large single-phase transformer used in practical project was taken as the object, and the proposed algorithm and the traditional scheme without considering joint structure were used to calculate no-load losses. The comparison with the result of no-load transformer test shows that the result from the proposed algorithm gets closer to the test data, which enables to improve the accuracy by 9.8% in the

收稿日期: 2013-08-26。 作者简介: 张良县(1985—),男,博士生;彭宗仁(通信作者),男,教授,博士生导师。 基金项目: 国家重点基础研究发展计划资助项目(2011CB209404)。

网络出版时间: 2014-02-24

网络出版地址: <http://www.cnki.net/kcms/detail/61.1069.T.20140224.1433.002.html>

rated voltage range of 50% to 100%.

Keywords: large single-phase transformer core; step-lap joints; equivalent magnetic property method; no-load losses

变压器制造经历了100多年的发展,其结构、材料和工艺都发生了很大的变化。单台容量增大,能量密度增高、可靠性要求更高已经成为现代大型电力变压器的发展方向^[1]。铁芯是电力变压器实现能量转化的关键部件,铁芯磁场和损耗的分布不仅直接影响着变压器的电磁性能和运行效率,而且还与其温升和运行可靠性密切相关。变压器铁芯的效能主要受两方面因素的影响:一个是硅钢片的等级,另一个是铁芯的接缝结构。提高硅钢片的等级要相应增加变压器的成本,而通过对铁芯的接缝结构进行优化分析,可以在不增加成本的前提下改善铁芯的电磁性能。铁芯的接缝有两种结构,一种是直接缝,另一种是斜接缝。由于在斜接缝铁芯中,磁通在铁芯片的全长都是沿轧制方向,可以很好地利用取向钢片的特点,故在电力变压器设计中,已全部采用斜接缝铁芯结构。斜接缝铁芯结构又可以分为两种:一种是交错接缝结构,另一种是阶梯接缝结构。对于相同尺寸的变压器铁芯,采用高阶梯数的接缝结构比采用交错接缝结构的损耗可降低3%~6%^[2]。现在,大型电力变压器铁芯普遍采用阶梯接缝结构。

目前,国内外已有相关文献提出了一些考虑接缝结构的变压器铁芯磁场及损耗的研究方法,这些方法可以归结为4种:一是采用缩比模型方法,如文献[3-4]中建立了两个产品级的叠片铁芯模型模拟电力变压器铁芯的实际工作状态,可以获取铁芯接缝区和柱轭区的励磁伏安等磁性能数据,但这种方法比较费时、费力,而且实际模型与缩比模型在制造工艺上是有区别的,这样会造成一定的误差;二是等效气隙法^[5-6],用一个等效气隙宽度来代替接缝搭接的影响,但是等效气隙宽度的确定比较复杂,因为等效气隙宽度会随铁芯饱和程度的变化而变化,这就难以保证计算精度;三是等效电路法^[7-8],用一个等效电阻网络来描述铁芯接缝结构,网络中的各个电阻均为非线性的,通过使得接缝区能量最小化来确定各时刻电阻值,该方法计算量大,仅适用于小模型;四是二维等效磁特性方法,把接缝区的磁特性进行等效,用结构简单的、具有等效磁特性铁芯结构来替代实际中复杂的接缝结构^[9],该方法可以同时考虑接缝区结构的非线性与各向异性,文献[10-11]对交错接缝结构的变压器铁芯的磁场与损耗分布进行

过分析,得到了令人满意的结果,但是该方法无法对采用高阶梯数的阶梯接缝结构进行等效,而且需对各级铁芯单独建模,重复工作量大。

本文对已有二维等效磁特性方法进行延伸,将其扩展到三维,使之适用于阶梯接缝结构,并以一台实际工程中的大型单相变压器(一台特高压换流变压器)为模型,对其空载损耗进行分析,将计算结果与变压器空载试验的结果进行对比,验证了本文方法的合理性。

1 接缝区分析

1.1 阶梯接缝模型

实际的接缝结构是由不同轧制方向的薄硅钢片(厚度为0.18~0.35 mm)搭接而成,如果对接缝按三维实际结构建模,会导致单元数过多,计算机内存需求难以满足。考虑到大型电力变压器都采用高导磁晶粒取向硅钢片,其轧制方向的磁导率远远大于其他方向的磁导率,接缝附近柱片和轭片上的磁通方向与铁芯轧制方向夹角很小,因此在对接缝区沿轧制方向磁特性进行分析时,可以简化为一个平面来处理^[9-11]。

在确定接缝区磁场的求解域时,考虑整体搭接区是没有必要的,只要能突出结构、材料和磁场分布等特点即可。根据结构的周期性,求解域在高度方向可选3个周期性结构单元。模型长度 L 。取为实际搭接长度的10倍以上,这样才能保证模型左右两端的磁场分布不受接缝的影响,得出的结果才具有一般性。图1a为一个典型的阶梯接缝结构(虚线框内为一个周期性结构单元),该接缝为3阶梯、2片一叠结构。在对图1a的计算模型进行磁场分析时,AC和BD设置为Neumann边界,AB和CD设置为周期性边界。图1b为计算得到的典型阶梯接缝结构的磁力线分布图,从中可以看出,在远离接缝区磁力线分布比较均匀,而在接缝区,由于气隙的磁导率远小于导磁钢片,在气隙附近的硅钢片出现了磁力线的集中,这会使得气隙附近的硅钢片单位体积的损耗增加。

1.2 接缝区沿轧制方向上的等效磁特性计算

进行接缝区等效磁特性计算需要磁性钢片的磁化曲线和损耗曲线的数据足够充分、准确。本文所

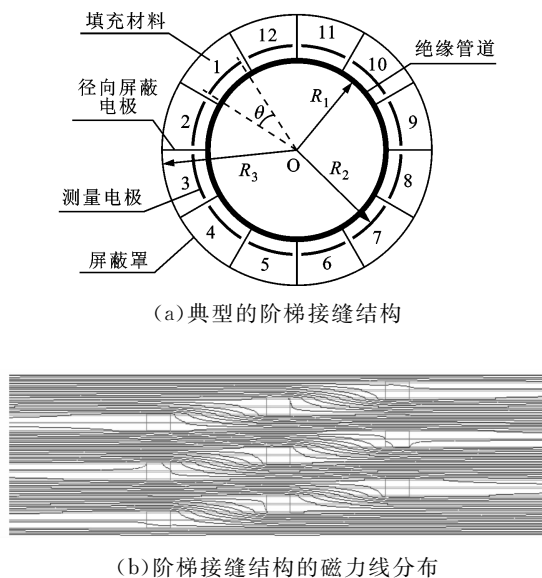


图1 典型的阶梯接缝结构及对应的磁力线分布图

分析的单相变压器型号为 27ZH100 高导磁晶粒取向磁性钢片,其磁特性数据由西电常州变压器有限公司委托日本新日铁公司进行测量的。将硅钢片分别沿轧制方向和垂直轧制方向进行切片,并对试样进行 800 °C 退火消应力处理,采用 Epstein 方圈对其进行测量,得到的磁化曲线和不同频率下的损耗曲线如图 2 所示。图 2a 只给出了沿轧制方向及垂直轧制方向的硅钢片磁化曲线,没有给出硅钢片厚度方向上的磁化曲线。考虑到硅钢片厚度方向上的磁导率远远低于沿轧制方向的磁导率,对硅钢片内磁场的分布影响较小,所以在分析时,硅钢片厚度方向上磁化曲线可以用硅钢片垂直轧制方向的磁化曲线来代替^[12]。

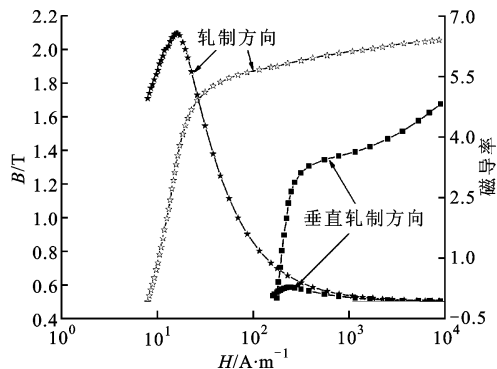
根据测量得到的硅钢片磁化曲线、损耗曲线,利用等效磁特性方法,计算得到接缝区沿轧制方向等效的磁化曲线和损耗曲线,计算公式如下

$$H = \frac{1}{VB} \sum_e B^{(e)} V^{(e)} \left(\left(\frac{B_x^{(e)}}{\mu_x} \right)^2 + \left(\frac{B_y^{(e)}}{\mu_y} \right)^2 \right)^{1/2} \quad (1)$$

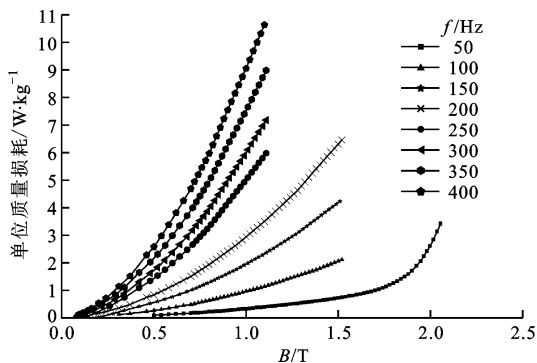
$$L = \frac{1}{V} \sum_e f(B^{(e)}) V^{(e)} \quad (2)$$

式中: H 为磁场强度; B 为磁感应强度; V 为分析区域的体积或面积(分析时取一个周期性结构单元作为分析区域); μ 为磁导率; L 为损耗密度; 上标 (e) 代表的是每个单元的值; $f(B^{(e)})$ 为根据各单元磁感应强度在每一频率下的损耗曲线进行插值。具体计算方法为:采用磁矢量位方法进行计算,通过改变模型上、下端边界的矢量磁位,可以得到不同激励下各单元的磁感应强度 $B^{(e)}$ 、 $B_x^{(e)}$ 、 $B_y^{(e)}$ 及对应的等效模型的 B 值,将 $B_x^{(e)}$ 、 $B_y^{(e)}$ 在磁化曲线上线性插值就可

以得到每个单元上的磁导率 $\mu_x^{(e)}$ 、 $\mu_y^{(e)}$ 。利用式(1)可得到各个 B 值下的等效 H ,再把不同 B 值下的结果连成线得到等效磁化曲线。按相同的办法利用式(2)可以得到相应频率下接缝区的等效损耗曲线,不同频率下硅钢片的损耗曲线对应着不同频率下接缝区的等效损耗曲线。



(a) 27ZH100 磁化曲线



(b) 27ZH100 不同频率下的损耗曲线

图2 27ZH100 型硅钢片的磁化曲线和损耗曲线

影响铁芯接缝结构电磁性能的因素主要有 4 个:阶梯数,每叠片数,气隙宽度,搭接长度。参考实际变压器结构,阶梯数取值为 2~7,每叠片数的取值为 1~4,气隙宽度的取值为 0.5、1、2、3 mm,搭接长度的取值为 10、15、20、25 mm。本文分别对在这 4 个因素单独影响下的接缝区磁特性进行等效分析,得到各因素变化时的等效磁化曲线和等效损耗曲线分别如图 3、图 4 所示。

从图 3、图 4 可以看出,在各因素变化时,接缝区的激磁伏安特性都劣于硅钢片的激磁伏安特性,而且单位体积(面积)的损耗也都大于硅钢片的损耗。通过增加阶梯数、减少每叠片数、缩短气隙宽度、增加搭接长度,可以使接缝区的性能得到改善。增加阶梯数,使接缝区的磁力线尽量多地通过磁性钢片,磁力线分布更均匀;减少每叠片数,可以改善接缝区磁场分布的集中度,提升性能,但会相应增加

制造工时;适当增加搭接长度,可以使局部磁场分布的剧烈程度随搭接长度的加长而趋缓;气隙宽度的影响只有在铁芯磁感应强度接近饱和时才能体现出来。在这些因素中,影响最大的是阶梯数的变化,这也正是阶梯接缝结构的铁芯性能优于交错接缝铁芯的原因。

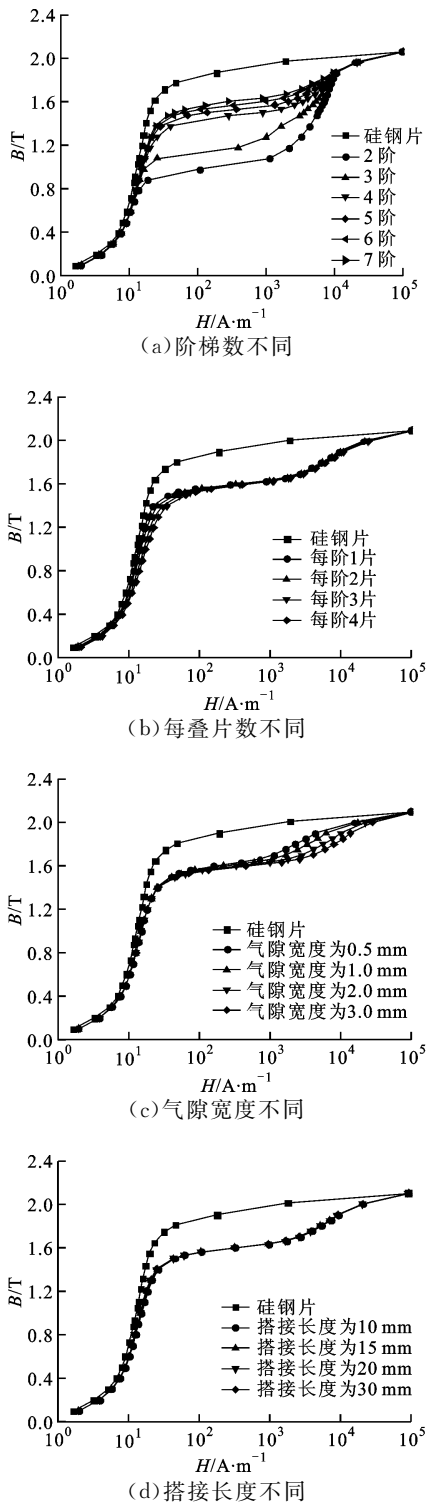


图 3 各因素变化时等效磁化曲线

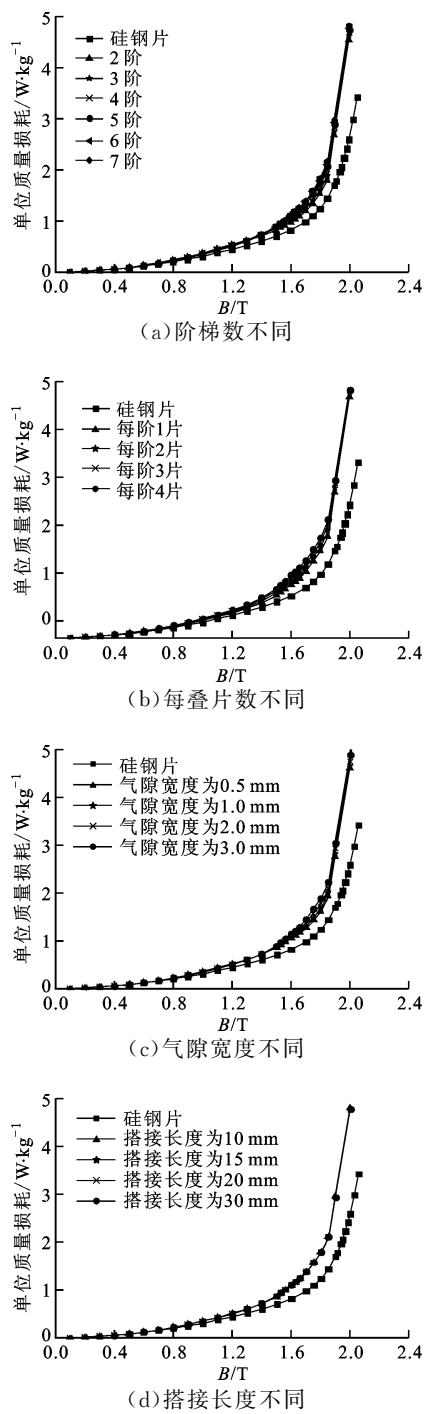


图 4 各因素变化时等效损耗曲线

1.3 接缝区垂直轧制方向及叠片方向上的等效磁特性计算

变压器铁芯在垂直轧制方向及叠片方向(厚度方向)上的磁导率远小于轧制方向上的磁导率,在这两个方向上磁导率的修正对整个铁芯的磁场分布影响比较小,因此可以近似认为铁芯接缝区在这两方向上磁特性与柱軛区相同。对这两方向上磁特性的处理可以采用现在通用的均质化方法,把整个叠片

铁芯当作一个具有等效各向异性磁导率的实体铁芯来处理^[13-14]。垂直轧制方向及叠片方向上的等效磁导率分别为

$$\mu_y = F\mu_{iy} \tag{3}$$
$$1/\mu_z = F/\mu_{iz} + (1 - F)/\mu_0 \tag{4}$$

式中： μ_{ix} 、 μ_{iy} 分别为沿轧制方向和垂直轧制方向上的磁性钢片的磁导率； μ_y 、 μ_z 为有限元模型沿垂直轧制方向及叠片方向上的等效磁导率； μ_0 为自由空间磁导率； F 为铁芯叠片系数，文中取 0.98。本文分析的大型单相变压器铁芯接缝采用的是 6 阶梯、2 片一叠结构，气隙宽度为 2 mm，搭接长度为 20 mm，应用上述方法可以求出接缝区 3 个方向上的等效磁性曲线，结果如图 5 所示。从图中可以看出，轧制方向上的磁导率远远大于其他两个方向上的磁导率。

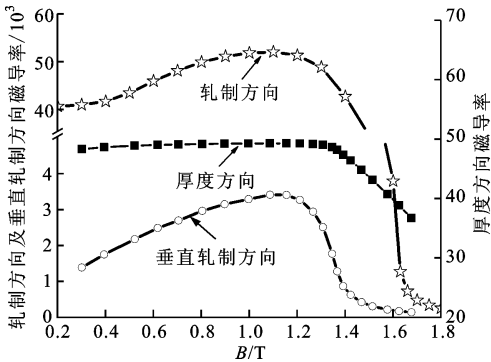


图 5 接缝区各方向上的相对磁导率

2 整体计算模型与计算结果

2.1 整体计算模型

本文分析的单相变压器铁芯采用的是单相四柱三框式结构，芯柱截面为多级近圆形，铁芯共 35 级，片间设 2 层油道，中心切面和芯柱截面示意图如图 6 所示。采用这种结构，不仅可以降低绕组的外径，还可以有效降低变压器的运输高度，而且由于框间有冷却油道，可以加强铁芯的散热。绕组套装在中间两个芯柱上，其排列顺序为铁芯柱、调压绕组、网侧绕组、阀侧绕组。两柱上的绕组绕向相反且并联接，调压绕组与网侧绕组相连，在分析时，可把调压绕组的参数并入网侧绕组，故建模时可不考虑调压绕组。图 7 为按照实际图纸建立的三维模型，建模时忽略了变压器内部结构件。考虑到整个变压器结构上下、前后对称，所以只建立了 1/4 模型。在分析时，芯柱、铁轭、接缝区的柱片、接缝区的轭片需赋予不同的材料，因此需要分别进行建模。

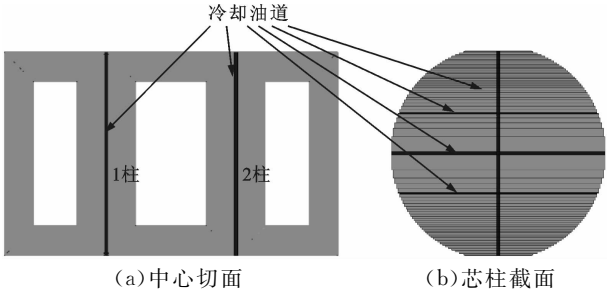


图 6 中心切面和芯柱截面示意图

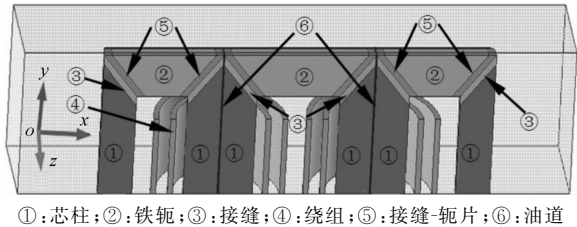


图 7 三维计算模型

2.2 额定空载计算结果

由于变压器铁芯中硅钢片的厚度很薄，因此在空载试验条件下研究变压器铁芯磁场分布时，可以忽略铁芯中的涡流对磁场分布的影响，把模型当作静磁场处理^[1,12]。本文分析的大型单相变压器是换流变压器，其空载试验方法与普通交流变压器相同，都是在低压绕组端施加额定频率的正弦电压。为了描述一个工作周期内铁芯磁场的分布，把一个工作周期按等间隔分成 12 份，分别计算各个时刻铁芯的静态磁场分布，然后对每个单元不同时刻的磁感应强度进行样条插值，得到每个单元磁感应强度随时间变化的曲线。计算时，阀侧绕组上加励磁电压，网侧绕组设置为开路，所有绕组单独设立圆柱坐标系。阀侧绕组和网侧绕组(含接入的调压绕组)的参数如表 1 所示。

表 1 换流变压器绕组的参数

阀侧额定电压/kV	165.9/3 ^{1/2}
额定频率/Hz	50
阀侧电阻/ Ω	0.027 62
阀侧匝数	179
网侧匝数	739
网侧电阻/ Ω	0.217 96

计算得到某一时刻铁芯的磁场分布如图 8 所示。在接缝区和非接缝区典型位置分别取一点(图 8 上的 P_1 与 P_2 点)，对各时刻得到的磁感应强度进行样条插值，得到这两个位置上磁感应强度随时间变化的曲线，如图 9 所示。对这两个点的磁感应强

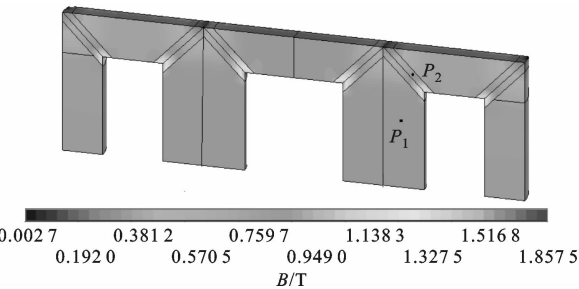


图 8 某一时刻铁芯的磁场分布图

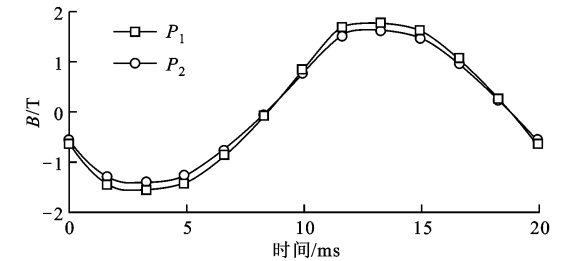


图 9 P_1 与 P_2 点上磁感应强度随时间变化的曲线图

度曲线进行快速傅里叶变换(FFT),得到各次谐波下磁感应强度的幅值如表 2 所示。

表 2 P_1 与 P_2 点各次谐波下的 FFT 结果

f/Hz	B/T	
	P_1	P_2
50	1.848 80	1.676 57
100	0.007 30	0.006 60
150	0.077 90	0.070 71
200	0.001 57	0.001 43
250	0.028 12	0.022 70

根据各单元上磁感应强度随时间变化的曲线,可以对铁芯的损耗进行计算,计算流程如下。

(1)采用 FFT 算法对前面获得的时域上的磁感应强度曲线进行离散,提取出各次谐波的幅值。本文把一个工作周期按等间隔分成 12 份,按照 FFT 理论,最高可得出第 5 次谐波(即 250 Hz)的幅值。

(2)对单元磁感应强度各次谐波的幅值在对应频率的损耗曲线上进行线性插值,然后进行求和,得到单元的总损耗值。

(3)对所有单元的损耗值进行求和,得到整个铁芯的损耗值。

按上述方法,计算得到在额定空载下,变压器整个铁芯的损耗值为 158.12 kW。

3 试验结果对比

在变压器空载试验时,需要得到电压的方均根

值、平均值和频率。施加电压(U)以平均值电表读数为准,平均值电表读数实际上是 1.11 倍的电压平均值,将方均根值电压表与平均值电压表的读数对比来验证电压波形及计算损耗值。若方均根值电压表读数与平均值电压表读数的相对误差在 3% 以内,说明试验电压波形满足试验要求;若相对误差超过 3%,则说明试验电压波形发生畸变,需要对结果进行校正,应按协议确认试验的有效性^[15]。图 10 为变压器空载试验电路图,图 11 为变压器空载试验实际接线图。

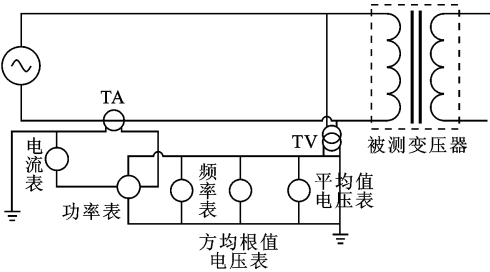


图 10 变压器空载试验电路图

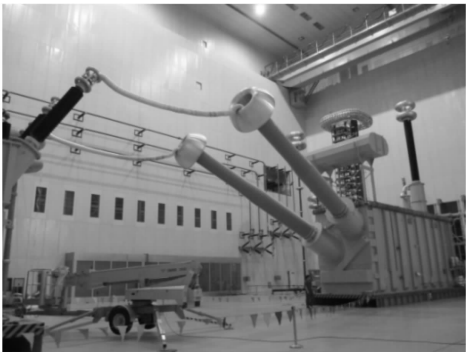


图 11 变压器空载试验实际接线图

试验是在 50%~115%的 U_r (U_r 为额定电压)条件下进行测量的。为了验证本文方法(即考虑铁芯接缝的结构)的正确性及优势,对各个励磁电压下铁芯的损耗分别采用本文方法及传统方法进行了计算,结果如表 3 所示。从中可以看出,这两种方法的计算值都低于试验值,但本文方法比传统方法得到的结果更趋近于测量值,精度更高。在 50%~100%的 U_r 范围内,本文方法得到的计算值与测量值的差值很小,与传统方法相比,精度最高可提升 9.8%。在过励磁条件下,计算结果与试验结果的差值比较大,这主要是由于在过励磁条件下试验电压发生了畸变,电压的方均根值与平均值相对误差远大于 3%,其电压波形不再是近似正弦波形,与仿真计算中施加的正弦电压波形相差很大。

表 3 试验结果与计算结果对比

$U \cdot U_r^{-1}$ /%	U/kV		损耗/kW			精度 提升 /%
	平均值 $\times 1.11$	有效 值	空载 试验	本文 方法	传统 方法	
50	46.30	46.77	34.72	31.94	30.69	3.91
60	55.67	56.26	51.06	47.48	45.15	4.91
70	64.90	65.64	71.75	67.43	62.80	6.87
80	74.19	75.20	96.25	91.43	84.25	7.85
90	83.52	85.00	126.04	119.70	109.14	8.82
95	88.13	90.07	144.11	136.88	123.46	9.81
100	92.75	95.52	166.48	158.12	142.62	9.78
105	97.40	103.9	199.56	178.08	161.73	9.18
110	102.0	123.8	249.12	219.88	206.43	6.12
115	106.7	134.8	275.68	240.66	225.76	6.19

4 结 论

本文对已有二维等效磁特性方法进行延伸,并扩展到三维,提出了一种适用于阶梯接缝结构的大型单相变压器铁芯磁感应强度与空载损耗计算方法。以一台实际工程中的大型单相变压器为模型,分别采用本文方法及不考虑铁芯接缝结构的传统计算方法对其空载损耗进行计算,并与试验结果进行对比。对比结果表明,本文方法比传统方法得到的结果更趋近于测量值,精度更高。需要注意的是,本文方法只适用于单相变压器,对于三相变压器铁芯磁场与损耗的分析,需考虑铁芯 T 型接缝处旋转磁场的影响,这将是本文作者后续的工作。

参考文献:

[1] 周克定. 工程电磁场数值计算的理论与应用 [M]. 北京: 高等教育出版社, 1994: 229-232.

[2] 谢毓城. 电力变压器手册 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2003: 231-238.

[3] 杜永, 程志光, 颜威利, 等. 电力变压器全斜接缝叠片铁心工作条件下的磁性能模拟 [J]. 电工技术学报, 2010, 25(3): 14-19.

DU Yong, CHENG Zhiguang, YAN Weili, et al. Working magnetic property modeling of the power transformer laminated core with mitred joints [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2010, 25(3): 14-19.

[4] DU Yong, CHENG Zhiguang. Magnetic flux and iron

loss modeling at laminated core joints in power transformers [J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2010, 20(3): 1878-1882.

[5] MOHAMMED E, MICHEL P. New transformer model including joint air gaps and lamination anisotropy [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1998, 34(5): 3701-3711.

[6] ADALBERT K, JEAN F. Virtual air gap length computation with the finite-element method [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2007, 43(4): 1829-1832.

[7] HIHAT N, NAPIERALSKA-JUSZCZAK E, LE-COINTE J, et al. Equivalent permeability of step-lap joints of transformer cores: computational and experimental considerations [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2011, 47(1): 244-251.

[8] BOTTAUSCIO O, CHIADOPIAT V, CHIAMPI M, et al. Nonlinear homogenization technique for saturable soft magnetic composites [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2008, 44(11): 2955-2958.

[9] MAE A, HARADA K, ISHIHARA Y. A study of characteristic analysis of the three-phase transformer with step-lap wound-core [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2002, 38(2): 829-832.

[10] TENYENHUIS E G, MECHLER G F, GIRGIS R S. Flux distribution and core loss calculation for single phase and five limb three phase transformer core designs [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2000, 15(1): 204-209.

[11] MECHLER G F, GIRGIS R S. Calculation of spatial loss distribution in stacked power and distribution transformer cores [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 1998, 13(2): 532-537.

[12] 程志光, 高桥则雄, 博扎德·弗甘尼. 电气工程电磁热场模拟与应用 [M]. 北京: 科学出版社, 2009: 274-275.

[13] WANG Jian, LIN Heyun, HUANG Yunkai. Numerical analysis of 3D eddy current fields in laminated media under various frequencies [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2012, 48(2): 267-270.

[14] HIROYUKI K, AKIHISA K, KOJI F. 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.

[15] 胡启凡. 变压器试验技术 [M]. 北京: 中国电力出版社, 2009: 269-272.

(编辑 杜秀杰)